

# 基于权重双核模型的宽带功放行为建模方法

李 伟, 孟 进, 葛松虎, 何方敏, 李 毅

(海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北武汉 430033)

**摘 要:** 针对宽带功放行为建模和畸变补偿问题, 提出了一种新的权重双盒模型. 该模型采用无记忆子模型和记忆子模型权重级联的方法分别对宽带功放的静态非线性和动态非线性进行级联建模. 首先, 利用无记忆子模型对输入信号幅值进行压缩, 降低静态畸变部分模型的拟合误差, 并在子模型输出端进行解权值, 保证功放的饱和驱动特性; 接着, 构建权重记忆子模型, 利用信号幅值相关的权值函数动态的调整高低功率动态畸变子模型的权重比例. 实验结果表明, 在不同信号驱动情况下, 本文方法在降低计算复杂度的同时, 保持了更好的建模精度和畸变补偿能力.

**关键词:** 功率放大器; 行为建模; 畸变补偿; 数字预失真; 记忆多项式

中图分类号: TN919

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2018)06-1357-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.012

## Behavior Modeling of Broadband Power Amplifier Based on Weighted Two Box Model

LI Wei, MENG Jin, GE Song-hu, HE Fang-ming, LI Yi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System,  
Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China)

**Abstract:** This paper proposes a weighted two-box model to solve the behavior modeling and distortion compensation problem of broadband RF power amplifier. The model, including the memoryless sub-model and memory sub-model, is used to model the static nonlinear and dynamic nonlinear of broadband power amplifiers. First of all, the input signal amplitude is compressed in weighted memoryless sub-model, which can effectively reduce the fitting error of the static distortion model. And the output value of the sub model is decompressed to ensure the saturation driving performance of the amplifier. Second, the weight memory sub-model is constructed, and is used to adjust the low and high power dynamic distortion sub model dynamically based on the weight function related to signal amplitude. The experimental results show that under different signal driving conditions, the proposed method can reduce the computational complexity while maintain better modeling accuracy and distortion compensation capability.

**Key words:** power amplifier; behavioral modeling; distortion compensation; digital pre-distortion; memory polynomial

### 1 引言

随着无线通信对传输容量和数据传输速率要求的提升, 具有复杂调制特性和高峰均功率比的宽带调制信号得到了广泛的应用, 在提升频谱利用率的同时, 加剧了功率放大器 (Power Amplifier, PA) 的带内外畸变, 造成通信误码率增加、邻道干扰严重<sup>[1-4]</sup>, 因此, 需要对 PA 进行线性化. 在众多线性化方法中, 数字预失真 (Digital Pre-distortion, DPD) 因采用数字信号处理实现功放非线性特征的高精度拟合, 具有宽频带处理能力、

结构简单、效率高、成本低等优点<sup>[5]</sup>, 目前已成为最受欢迎的线性化补偿技术之一. DPD 畸变补偿的关键是建立精确的功放行为模型. 目前研究中普遍采用的功放行为模型可以大致划分为三类: 查找表 (Look Up Table, LUT) 模型<sup>[6]</sup>、Volterra 级数模型<sup>[7]</sup> 和人工神经网络模型<sup>[8]</sup>. 其中, Volterra 级数模型因可以完整模拟功放的非线性和记忆效应, 受到了广泛和深入的研究. 但是, Volterra 级数模型需要对非线性阶数和记忆效应进行同步估计, 模型系数随着非线性阶数和记忆深度的增加成指数倍增加, 导致该模型计算复杂, 在宽带建模应用

中很难硬件实时实现<sup>[9]</sup>. 因此, 研究人员对该模型进行了大量的简化分析, 先后提出了记忆多项式模型 (Memory Polynomial, MP)<sup>[10]</sup>、分数阶记忆多项式模型<sup>[11]</sup>、包络记忆多项式模型 (Envelope Memory Polynomial, EMP)<sup>[12]</sup>、广义记忆多项式模型<sup>[13]</sup>等. 在众多简化模型中, MP 模型在建模精度和计算效率方面保持了较好的折衷, 得到了广泛的应用, 但是 MP 模型存在两个缺陷: (1) 由于全部的模型分支采用相同的非线性阶数, 存在模型过载问题; (2) 模型中缺少交叉记忆参量, 对带外频谱建模精度较差, 特别是强记忆 (瞬时输入信号幅度较低) 情况下的建模误差较大. 因此, 研究人员在考虑瞬时输入功率大小的基础上, 对 MP 模型进行了一定的修正, 先后提出了矢量开关切换模型<sup>[14]</sup>和分段多项式模型<sup>[15]</sup>. 但是, 这类模型仅是功率相关子模型的简单叠加, 无法实现动态优化; 在此基础上, 文献 [16] 将功放的畸变划分为静态畸变和动态畸变两部分, 并采用无记忆级数模型和记忆多项式模型进行双权重函数的动态建模, 提出了权重记忆多项式 (Weighted Memory Polynomial, WMP) 模型, 提升了宽带功放的建模精度, 但是该模型忽略了瞬时激励信号功率较大情况下的记忆效应和记忆时刻的交叉项, 导致记忆效应建模精度较差.

针对现有研究中存在的问题, 本文提出了一种增强型权重记忆多项式 (Augmented Weighted Memory Polynomial, AWMP) 模型. 该模型采用无记忆子模型和记忆子模型权重级联的双盒模式拟合宽带功放的行为特性. 无记忆子模型采用权值限幅、无记忆多项式和解权值的方法对功放的静态非线性畸变进行建模, 通过权值限幅降低了峰值过载引起的估计误差, 通过解权值保留了功放的饱和和驱动特性; 记忆子模型采用低功率记忆畸变模型和高功率动态畸变模型级联, 并构建了输入信号幅值相关的动态权值函数对高、低输入功率的模型权值进行动态调整. 最后, 基于不同的宽带激励信号源对所提方法的建模精度、畸变补偿效果和计算复杂性进行了详细的实验分析.

## 2 增强型权重记忆多项式模型

### 2.1 权重无记忆子模型

权重无记忆子模型主要包括权值限幅、复功率级数拟合和解权值三个模块构成. 输入信号引入权值计算主要是为了限制瞬时输入幅值较大对 LS 算法拟合引起的误差较大的问题<sup>[17]</sup>, 并能很好的表征瞬时输入幅值较大情况下调制信号的统计特性和放大器产生的畸变.  $\omega(x)$  是无记忆子模块输入信号的权值, 其取值取决于输入信号的统计特性, 宽带输入时可计算为<sup>[18]</sup>

$$\omega(x) = e^{-ax} p(x) \quad (1)$$

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x}{\sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $a = \sigma^2 = 1$ , 则权重无记忆子模块可表示为

$$y_{\text{WML}}(n) = \sum_{i=0}^{N_{\text{WML}}} \alpha_i \omega[x(n)] x(n) |x(n)|^i \quad (3)$$

式(3)中  $N_{\text{WML}}$  为无记忆非线性阶数,  $x(n)$  和  $y_{\text{WML}}(n)$  分别表示模型的输入和输出基带信号,  $\alpha_i$  为权重无记忆子模块的系数.

### 2.2 权重记忆子模型

宽带功放和低输入功率情况下表现出强记忆效应和弱非线性, 而在高输入功率情况下, 表现出强非线性和弱记忆效应<sup>[16]</sup>. 通过引入一个幅值相关的动态权重函数, 对传统的 EMP 和 MP 模型进行动态修正, 建模功放的动态非线性记忆效应.

低输入功率情况下, 在传统 EMP 模型中引入记忆时刻信号之间的互调效应来增强对宽带功放强记忆效应的建模精度, 提出了低功率记忆畸变模型 (Low power Memory Distortion Model, LMDM), 计算如下:

$$\begin{aligned} y_{\text{LMDM}}(n) &= y_{\text{EMP}}(n) + y_{\text{CIMP}}(n) \\ &= \sum_{k=1}^{M_{\text{EMP}}} \sum_{\substack{l=1 \\ l \in \text{odd}}}^{N_{\text{EMP}}} a_{kl} u(n) |u(n-k)|^{l-1} \\ &\quad + \sum_{p=1}^{M_{\text{CIMP}}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \in \text{odd}}}^{M_{\text{CIMP}}} \sum_{\substack{r=1 \\ r \in \text{odd}}}^{N_{\text{CIMP}}} b_{pqr} u(n-p) |u(n-q)|^{r-1} \Big|_{q \neq p} \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $u(n)$  和  $y_{\text{LMDM}}(n)$  分别为 PA 的时域输入、输出信号,  $M_{\text{EMP}}$  与  $N_{\text{EMP}}$  为 EMP 模型的记忆深度和非线性阶数,  $a_{kl}$  为系数. 当  $k \geq 1, l \geq 1, l \in \text{odd}$  时候, 该模型表征了较高的记忆精度, 主要体现在当前时刻与过往时刻之间的记忆效应. 在宽带情况下, 由于记忆效应不仅表现在当前时刻与历史时刻的记忆, 同样体现在历史时刻之间的相互调制效应<sup>[19]</sup>, 因此, 引入右边第二项  $y_{\text{CIMP}}(n)$  对过去时刻信号的相互调制畸变进行建模, 其中,  $M_{\text{CIMP}}$  和  $N_{\text{CIMP}}$  分别表示交叉记忆时刻的记忆深度和非线性阶数,  $b_{pqr}$  为系数.

高输入功率信号情况下, 采用 MP 模型作为高功率动态畸变模型 (High power Saturation Distortion Model, HSDM), 可以表示为

$$y_{\text{HSDM}} = y_{\text{MP}}(n) = \sum_{j=0}^{M_{\text{MP}}} \sum_{\substack{i=1 \\ i \in \text{odd}}}^{N_{\text{MP}}} c_{ji} u(n-j) |u(n-j)|^{i-1} \quad (5)$$

其中,  $u(n)$  和  $y_{\text{MP}}(n)$  分别为 MP 模型的输入和输出信号,  $M$ 、 $N$  和  $c_{ji}$  分别为 MP 模型的记忆深度、非线性阶数和系数. 由于该模型的精度主要取决于  $M$ 、 $N$  的取值, 在同步建模功放非线性和记忆效应的时候, 需要采用较多的系数, 但是在本文中, 当输入功率大于给定阈值的

时候,主要考虑的是弱记忆效应的影响,此时非线性阶数和记忆深度的取值都较低,计算复杂度得到很好的改善.

基于前面的分析,可以将权重记忆子模型表示为

$$\begin{aligned}
 y_{\text{WM}} &= \omega(|u(n)|)y_{\text{LMDM}} + (1 - \omega(|u(n)|))y_{\text{HSDM}} \\
 &= \omega(|u(n)|) \left[ \sum_{k=1}^{M_{\text{EMP}}} \sum_{\substack{l=1 \\ l \in \text{odd}}}^{N_{\text{EMP}}} a_{kl} u(n) |u(n-k)|^{l-1} \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{p=1}^{M_{\text{CIMP}}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^{M_{\text{CIMP}}} b_{pq} u(n-p) |u(n-q)|^2 \right] \\
 &\quad + (1 - \omega(|u(n)|)) \left[ \sum_{j=1}^{M_{\text{MP}}} \sum_{\substack{i=1 \\ i \in \text{odd}}}^{N_{\text{MP}}} c_{ji} u(n-j) |u(n-j)|^{i-1} \right]
 \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中, $\omega(|u(n)|)$ 为瞬时输入信号幅值相关的动态权重函数,考虑到实际功放特性的平滑性,采用具有平滑过渡特性的双曲函数建立权重选择与瞬时输入信号幅度大小的函数关系,其表达式如下<sup>[16]</sup>

$$\omega(|u(n)|, i) = \frac{1}{2} \left( \tanh \left( F(i) \cdot \left( 1 - \frac{|u(n)|}{|x|_{\text{th}}} \right) \right) + 1 \right) \quad (7)$$

式(7)中, $\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数,函数 $F(i)$ 主要同MP模型的非线性阶数相关,可以表示为

$$F(i) = i \quad (8)$$

为满足 $\omega_s \in [0, 1]$ ,且 $|u(n)| = |x|_{\text{th}}$ 时候,权重函数 $\omega_s = 0.5$ ,需要将式(7)中的 $|x|_{\text{th}}$ 归一化处理,即

$$x_{\text{th},n} = \frac{|x|_{\text{th}}}{|x|_{\text{max}}} \quad (9)$$

式(9)中, $x_{\text{th},n} \in [0, 1]$ , $|x|_{\text{max}}$ 为功放输入的最大瞬时电压值, $x_{\text{th},n}$ 的取值取决于实际应用的功放特性.

综上所述,可以将本文提出的增强权重记忆多项式模型的原理框图表示为图1所示,其数学表达式可以表示为

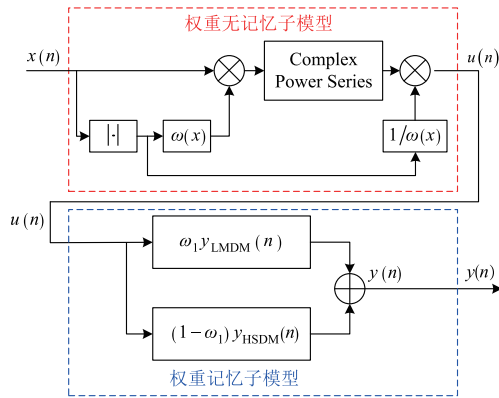


图1 增强记忆多项式模型框图

$$y_{\text{AMP}}(n) = y_{\text{WML}}(n) + y_{\text{WM}}(n)$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=0}^{N_{\text{WML}}} \alpha_i \omega[x(n)] x(n) |x(n)|^i \\
 &\quad + \omega(|u(n)|) \left[ \sum_{k=1}^{M_{\text{EMP}}} \sum_{\substack{l=1 \\ l \in \text{odd}}}^{N_{\text{EMP}}} a_{kl} u(n) |u(n-k)|^{l-1} \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{p=1}^{M_{\text{CIMP}}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^{M_{\text{CIMP}}} b_{pq} u(n-p) |u(n-q)|^2 \right] \\
 &\quad + (1 - \omega(|u(n)|)) \left[ \sum_{j=1}^{M_{\text{MP}}} \sum_{\substack{i=1 \\ i \in \text{odd}}}^{N_{\text{MP}}} c_{ji} u(n-j) |u(n-j)|^{i-1} \right]
 \end{aligned} \quad (10)$$

## 2.3 模型辨识

采用两步进行参量辨识,为便于分析,将式(10)的权重比例模型写成矩阵的形式为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{A} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{Y}$ 为量测输出样本组成的 $L \times 1$ 矢量, $\mathbf{X}$ 为输入信号样本组成的 $L \times K$ 递归矩阵, $\mathbf{A}$ 为待辨识系数构建的 $K \times 1$ 阶矢量; $L$ 表示用于辨识的数据长度, $K$ 表示模型系数总数,计算为

$$\mathbf{Y} = [y_{\text{AWPM}}(n), y_{\text{AWPM}}(n-1), \dots, y_{\text{AWPM}}(n-L+1)]^T \quad (12)$$

其中, $[\cdot]^T$ 为矩阵的转置,并且有

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_{\text{WML}} \quad \mathbf{X}_{\text{EMP}} \quad \mathbf{X}_{\text{CIMP}} \quad \mathbf{X}_{\text{MP}}] \quad (13)$$

$$\mathbf{A} = [\alpha_{\text{WML}} \quad \mathbf{A}_{\text{EMP}} \quad \mathbf{B}_{\text{CIMP}} \quad \mathbf{C}_{\text{MP}}] \quad (14)$$

其中, $\mathbf{X}_{\text{WML}}$ 和 $\alpha_{\text{WML}}$ 表示无记忆相关参量矩阵, $[\mathbf{X}_{\text{EMP}} \quad \mathbf{X}_{\text{CIMP}} \quad \mathbf{X}_{\text{MP}}]$ 和 $[\mathbf{A}_{\text{EMP}} \quad \mathbf{B}_{\text{CIMP}} \quad \mathbf{C}_{\text{MP}}]$ 表示记忆矩阵相关参量,通过最小二乘辨识,可以将系数矢量 $\mathbf{A}$ 求解为

$$\hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (15)$$

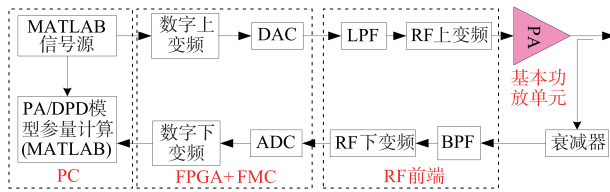
式中, $\mathbf{Y}$ 是模型的总输出量, $\mathbf{X}$ 是由权重模型基函数构造的矩阵, $[\cdot]^H$ 表示矩阵的厄米特转置, $[\cdot]^{-1}$ 表示矩阵的逆运算.

## 3 实验结果分析

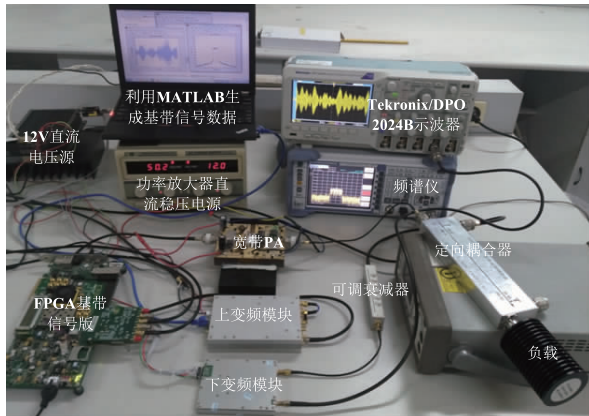
### 3.1 实验平台说明

为验证本文模型的有效性,构建如图2所示的实验平台.图2(a)为原理框图,图2(b)为测试平台实物连接图.

测试信号通过MATLAB产生,并在FPGA中实现对基带信号的数字中频变换,通过DAC输出到射频前端,上变频到需要的载波频段;对功放耦合的输出信号进行一定的衰减后通过带通滤波,下变频到中频并进行ADC采样,采用MATLAB软件进行数据分析.实验中分别采用了PAPR = 11.7.8dB的15MHz三载波WCDMA和PAPR = 9.8dB的20MHz的LTE信号.功放为LD-MOS管MRFE6VP100HR5研制的固体功放,其指标如表1所述.



(a)原理框图



(b)实验平台实物连接图

图2 实验测试平台

表1 功率放大器参量说明

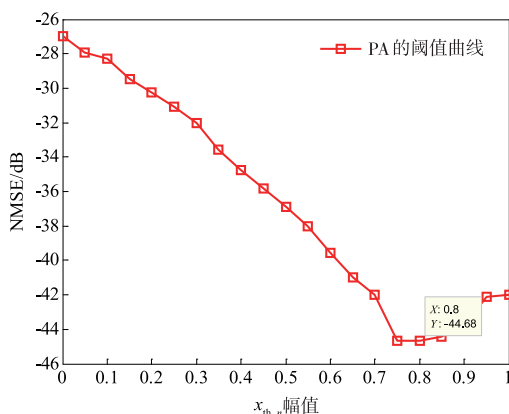
参量	类型	PEP	频率范围	增益	P1dB	偏置	电压
取值	AB	100W	30 ~ 512MHz	20dB	48dBm	3.0V	50V

### 3.2 参量及模型维数的选择

式(6)的权重函数需要针对不同的功放取值不同的阈值,实验中采用模型输出与实际测量输出的归一化均方误差(NMSE)<sup>[20]</sup>作为阈值选择的标准

$$NMSE = \log \frac{\sum_{n=1}^N |y_{PA}(n) - y_{model}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{PA}(n)|^2} \quad (16)$$

其中, $N$ 为训练的样本数, $y_{PA}(n)$ 为功放测量输出, $y_{model}(n)$ 为模型输出,采用LTE信号确定功放阈值,令 $N_{WML} = 7$ 、 $N_{EMP} = N_{MP} = 5$ 、 $M_{EMP} = M_{MP} = 3$ 、 $x_{th,n} \in [0, 1]$ ,则

图3 不同 $x_{th,n}$ 阈值的NMSE曲线

NMSE同阈值 $x_{th,n}$ 的关系如图3所示,取最优阈值 $x_{th,n1} = 0.8$ ,此时 $NMSE = -44.68$ dB.选定阈值后,图4给出了功放在最优阈值情况下的动态权重函数在不同非线性阶数和不同输入信号幅值情况下的曲线图.在输入功率较低的情况下,权重函数取值较大,此时建模考虑的主要是记忆效应的影响.随着输入功率的增大,非线性性的影响逐渐增强,记忆效应的建模影响逐渐降低,符合功放特性同输入信号瞬时幅值的特性分布.

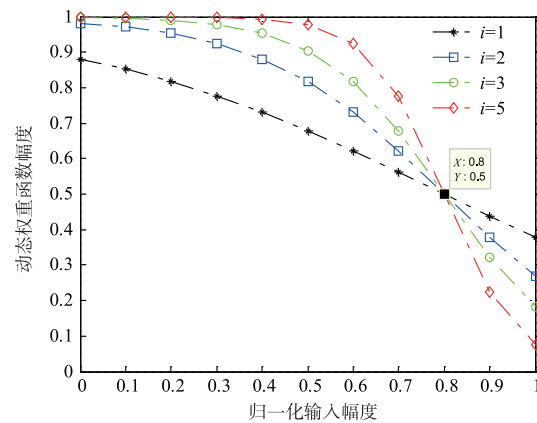


图4 动态权重函数曲线

获取PA阈值以后,根据式(10)进行模型参数扫描.首先假设记忆深度为零,顺序扫描WML、EMP和MP子模型的非线性阶数,结果如图5(a)所示,其中 $N_{WML} = 5$ 、 $N_{EMP} = 5$ 和 $N_{MP} = 3$ ,获取非线性阶数后,逐步扫描各子模型记忆深度,扫描过程如图5(b)所示,取值为 $M_{MP} = 2$ 、 $M_{EMP} = 2$ 和 $M_{CIMP} = 3$ .

### 3.3 建模精度的分析

为分析建模精度,两组信号均截取18000组数据进行分析,其中前8000组数据用于模型参数的辨识,剩余10000组数据用于建模精度的验证分析.图6为两类宽带信号驱动情况下的AM/PM建模曲线.分别将MP模型<sup>[10]</sup>和WMP模型<sup>[16]</sup>的建模曲线也绘制在同一张图中进行比较.

从图6中可以看出,本文方法和WMP模型精度明显高于MP模型的建模精度.当输入归一化功率高于0.9dBm时,记忆效应明显减弱(AM/PM曲线发散度降低),此时畸变主要是静态压缩效应(也就是无记忆非线性),但是MP和WMP模型仍然采用具有较强记忆效应的模型拟合,产生了较大的建模误差,而本文模型单独采用无记忆权重子模型明显提升了建模精度,进一步验证了输入功率瞬时大小对建模精度的影响.表2和表3给出了在两种宽带信号驱动下,不同模型的时域NMSE比较结果.从表2中可以看出,在相同系数(16个)情况下,本文模型的精度比MP平均提高了13.59dB(两种宽带信号改善效果的平均值),比WMP模型平均提高了4.1dB;

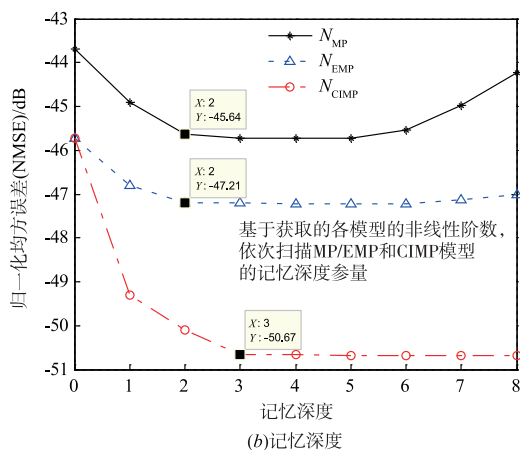
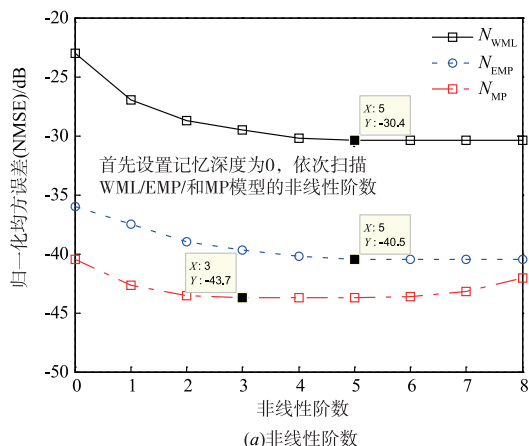


图5 模型参数的扫描结果

从表 3 中可以看出,随着系数的增加,建模精度都会有一定程度的改善,但是 MP 模型在 42 个系数的时候最优化结果只能达到  $-42.21\text{dB}$  的 NMSE 值,本文方法在 19 个系数的情况下可以达到  $-49.01\text{dB}$  的建模精度,说明了本文方法在模型拟合上的优越性.

表 2 相同系数个数情况下建模精度的时域 NMSE 比较

建模方法	输入信号类型及相关指标			
	LTE/20MHz		WCDMA/3 载波 15MHz	
	系数个数	NMSE/dB	系数个数	NMSE/dB
MP	16	-36.78	16	-32.33
WMP	16	-44.64	16	-43.45
本文方法	16	-48.35	16	-47.94

表 3 不同系数个数情况下建模精度的时域 NMSE 比较

建模方法	输入信号类型及相关指标			
	LTE/20MHz		WCDMA/3 载波 15MHz	
	系数个数	NMSE/dB	系数个数	NMSE/dB
MP	42	-42.21	42	-41.39
WMP	25	-48.87	25	-48.03
本文方法	19	-49.01	19	-48.17

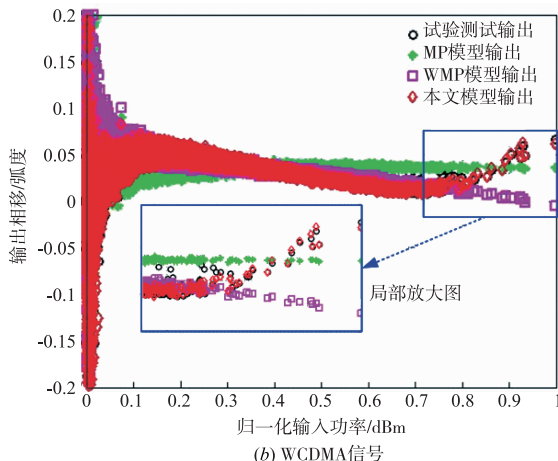
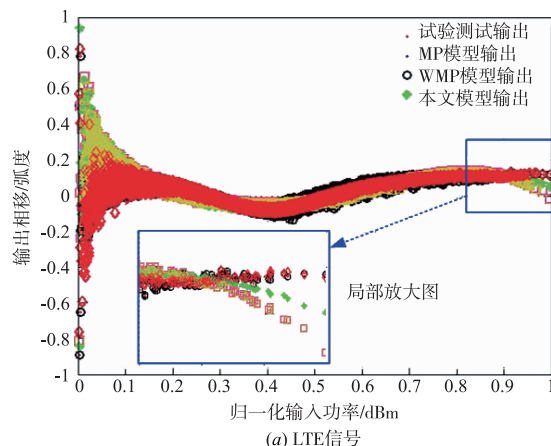


图6 AM/PM曲线模型拟合精度对比

### 3.4 预失真补偿性能分析

为验证本文方法对宽带功放非线性畸变的补偿性能,采用传统的间接学习结构进行预失真畸变补偿分析,并将补偿结果同 MP、WMP 的补偿效果进行了对比.

图 7 为补偿前后 AM/PM 曲线.可以看出,本文方法和 WMP 均具有较好的补偿效果,但是在低输入功率(归一化输入功率小于  $0.1\text{dBm}$ )和高输入功率(归一化输出功率大于  $0.9\text{dBm}$ )两端,本文方法的补偿效果要明显好于 WMP. 主要因为本文考虑了输入信号瞬时功率对建模精度和补偿效果的影响,在低输入信号端增加记忆效应的权重,降低压缩静态非线性畸变的权重;而在高输入信号端,增加压缩静态非线性畸变的权重,降低记忆效应的权重,通过动态调节,实现了宽带功放畸变的精确补偿.

为进一步验证畸变补偿效果,图 8 给出了补偿后的输出频谱密度曲线.可以看出,本文方法在两种信号激励情况下都达到了较好的改善.表 4 给出了不同模型补偿效果的 ACPR 改善结果,其中 LTE 信号以偏离载波  $20\text{MHz}$  为计算区域(上下边带截止点为  $220/180\text{MHz}$ ), WCDMA 信号以偏离载波  $15\text{MHz}$  为计算区域(上下边

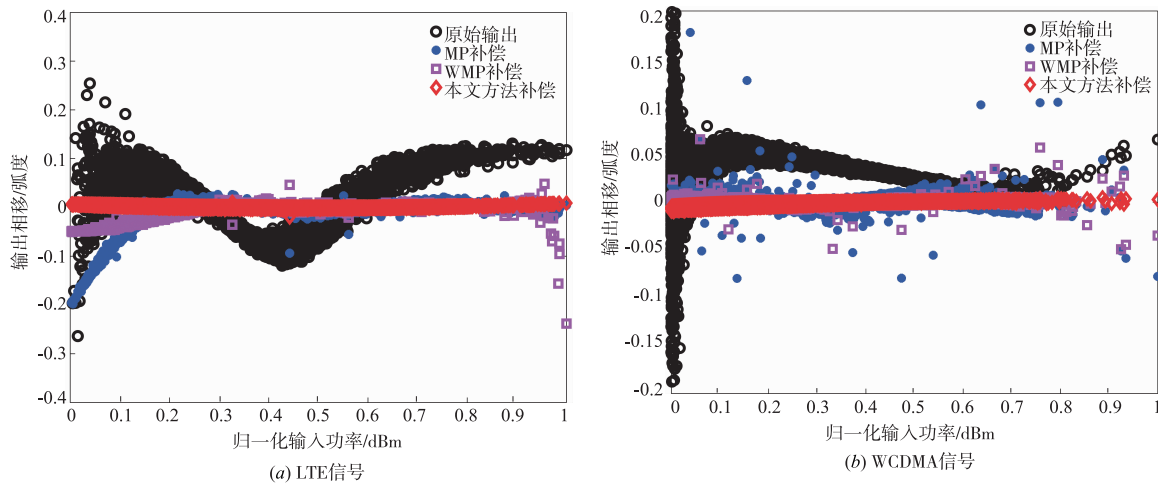


图7 畸变补偿前后的AM/PM曲线

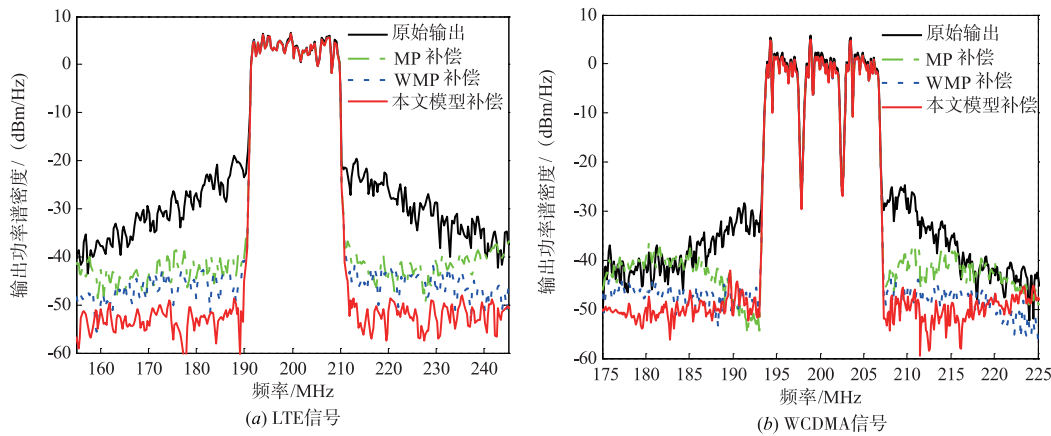


图8 畸变补偿前后的输出功率谱密度曲线

表 4 不同载波频偏的 ACPR 改善效果比较

方法	补偿前后 ACPR 改善值/dB					
	LTE/ 偏离载波上下 20MHz			WCDMA/ 偏离载波上下 15MHz		
	上边带	下边带	平均值	上边带	下边带	平均值
MP	15.94	15.47	15.71	4.91	4.31	4.61
WMP	19.36	20.86	20.11	11.91	10.09	11
本文	25.42	25.06	25.24	18.61	17.47	18.04

带截止点为 215/185 MHz)。可以看出,在 LTE 信号驱动下,本文方法的 ACPR 平均改善值比 WMP 方法提高了 5.13dB,比 MP 方法提高了 9.53dB;在三载波 WCDMA 信号驱动下,本文方法的 ACPR 平均改善值比 WMP 方法提高了 7.04dB,比 MP 方法提高了 13.43dB。

为量化说明本文方法对带内畸变的补偿性能,分析了补偿后的误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM),从图 9 中可以看出在系数超过 35 个以后,其带内补偿性能基本上保持了相同的精度,但本文模型在 15 个系数的时候接近类似的精度,实现了精度和系数复杂性的优化。

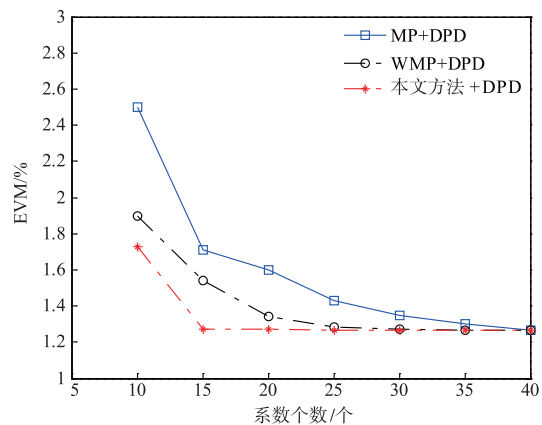


图9 不同模型补偿后的EVM曲线

#### 4 结束语

本文主要针对宽带记忆功放在不同瞬时输入幅度大小情况下的行为建模和预失真问题展开了研究,提出了一种增强的权重记忆多项式模型.该模型采用权重无记忆子模型和权重记忆子模型级联的“双盒”模型

对宽带功放的静态畸变和动态畸变部分分开建模,并对建模精度和线性化性能进行了分析,主要创新点包括以下三点:

(1) 采用权重无记忆子模型对静态畸变部分建模,降低了瞬时输入功率较高情况引起的模型辨识过载问题,提升了静态畸变的部分的建模精度和稳定性;

(2) 采用权值动态修正对动态记忆部分进行建模,并构建了瞬时输入幅值相关的动态权值函数;

(3) 在权重记忆子模型中引入了交叉记忆参量,提升了宽带记忆建模精度。

最后,通过两个不特性的宽带信号对实际功放进行了饱和驱动实验分析,验证了本文方法建模的精确性和线性化性能。

#### 参考文献

- [1] Ghannouchi F M, Hammi O. Behavioral modeling and predistortion[J]. IEEE Microwave Magazine, 2009, 10(7): 52 - 64.
- [2] Ma Y, Yamao Y, Akaiwa Y, et al. Wideband digital predistortion using spectral extrapolation of band-limited feedback signal[J]. IEEE Transactions Circuits and Systems I, Regular Papers, 2014, 61(7): 2088 - 2097.
- [3] Zhu A, Pedro J C, Brazil T J. Dynamic deviation reduction based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(12): 4323 - 4332.
- [4] Mayada Y, Fadhel M G. An accurate predistorter based on a feedforward Hammerstein structure[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(3): 454 - 461.
- [5] Jose C P, Stephen A M. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(4): 1150 - 1163.
- [6] Yong H Z, Hua G J, JIAN G S, et al. An improved look-up table predistortion technique for HPA with memory effects in OFDM systems[J]. IEEE Transactions Broadcasting, 2006, 52(1): 87 - 91.
- [7] Zhu A, Pedro J C. Pruning the Volterra series for behavioral modeling of power amplifiers using physical knowledge[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(5): 813 - 821.
- [8] Zaynni R, Bouallengue R. Predistortion for the compensation of HPA nonlinearity with neural networks: application to satellite communications[J]. International Journal of Computer Science and Network Security, 2007, 7(3): 98 - 101.
- [9] Guan L, Zhu A. Low-cost FPGA implementation of Volterra series-based digital predistorter for RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(4): 866 - 872.
- [10] Ding L, Zhou G T, Dennis R M, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(1): 159 - 165.
- [11] 李波, 葛建华, 王勇, 等. 一种新的分数阶记忆多项式预失真器[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(8): 1961 - 1964.  
Li B, Ge J H, Wang Y, et al. A novel fractional order memory polynomial predistorter[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(8): 1961 - 1964. (in Chinese)
- [12] Oualid H, Ghannouchi F M, Vassilakis B. A compact envelope-memory polynomial for RF transmitters modeling with application to baseband and RF-digital predistortion[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, 18(5): 359 - 361.
- [13] Morgan D R, Ma Z, Kim J, et al. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3852 - 3860.
- [14] Afsardoost S, Eriksson T, Fager C. Digital predistortion using a vector-switched model[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(4): 1166 - 1174.
- [15] 胡明, 潘文生, 朱晓东. 一种基于分段线性化的低邻道泄漏预失真方法[J]. 电子学报, 2013, 11(11): 2297 - 2301.  
Hu M, Pan W S, Zhu X D. A new predistortion method with low adjacent channel leakage based on piecewise linear[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 11(11): 2297 - 2301. (in Chinese)
- [16] Abdelrahman A E, Hammi O, Kwan A K. A novel weighted memory polynomial for behavioral modeling and digital predistortion of nonlinear wireless transmitters[J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1745 - 1752.
- [17] 黄浩, 钱骅, 姚赛杰, 等. 基于坐标变换的射频功放预失真参数估计方法[J]. 通信学报, 2015, 36(1): 1 - 9.  
Huang H, Qian H, Yao S J, et al. Coordinate transformation based coefficients estimation algorithm for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. Journal on Communications, 2015, 36(1): 1 - 9. (in Chinese)
- [18] Hong S, Woo Y Y, Kim J, et al. Weighted polynomial digital predistortion for low memory effect Doherty power amplifier[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(5): 925 - 931.
- [19] 都天骄, 于翠萍, 刘元安, 等. 一种有效的基于宽带功率

放大器强记忆效应特性的 PMEC 预失真方法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 440 - 445.

Dou T J, Yu C P, Liu Y A, et al. An effective PMEC pre-distortion method based on the strong memory effect characteristics of broadband power amplifier[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2012, 34(2): 440 - 445. (in Chinese)

- [20] Rawat M, Rawat K. Adaptive digital pre-distortion of wireless power amplifiers transmitters using dynamic real valued focused time-delay line neural networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(1): 95 - 100.

### 作者简介



**李 伟** 男, 1982 年 7 月出生, 河南信阳人. 2007 年、2012 年和 2017 年分别在哈尔滨工程大学、兰州理工大学和海军工程大学获工学学士、硕士和博士学位. 现在海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室从事博士后研究, 主要研究方向为自适应信号处理、射频功率放大器设计以及宽带功放行为建模和畸变补偿方法. E-mail: rf\_liwei@163.com



**孟 进** 男, 1977 年 11 月出生, 河南桐柏人. 1999 年在重庆通信学院获工学学士学位, 2002 年和 2006 年在海军工程大学分别获工学硕士、博士学位. 现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室研究员, 博士生导师, 主要研究方向为舰船系统的电磁兼容和干扰防护技术. E-mail: mengjinemc@163.com



**葛松虎** 男, 1987 年 2 月出生, 河南扶沟人. 2009 年在华中科技大学获工学学士学位, 2011 年和 2015 年在国防科技大学分别获工学硕士、博士学位. 现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室讲师, 主要研究方向为干扰消除技术、通信信号数字处理技术和无线通信系统优化设计.

E-mail: gesonghu@126.com



**何方敏** 男, 1982 年 4 月出生, 湖北天门人. 2004 年、2006 年和 2010 年在华中科技大学分别获工学学士、硕士和博士学位. 现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室副教授, 主要研究方向为电磁兼容和自适应干扰抵消.

E-mail: lightshoer@sina.com



**李 毅** 男, 1977 年 6 月出生, 湖南益阳人. 2000 年、2002 年和 2007 年在国防科技大学分别获工学学士、硕士和博士学位. 现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室副教授, 主要研究方向为电磁兼容、自适应干扰抵消和 RF 电路理论设计.

E-mail: liyihnyy@sina.com