

基于坐标变换的射频功放预失真参数估计方法

黄浩^{1,2}, 钱骅^{1,2,3}, 姚赛杰^{1,2}, 杨秀梅^{1,2}

(1. 中国科学院 上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050; 2. 上海无线通信研究中心, 上海 200335;

3. 中国科学院 无线传感网与通信重点实验室, 上海 200335)

摘要: 在低中频预失真器构架的基础上, 提出了一种基于坐标变换的预失真参数估计方法, 从而降低了传统数字基带预失真系统的硬件成本和数值计算量。算法将传统算法中的复数乘法转换为极坐标中的幅度乘法和相位加法, 使同样的计算步骤所消耗的乘法和加法次数分别降低了 75% 和 50%。所提算法由通用的通带 Volterra 非线性模型进行推导得出, 证明了预失真处理算法中基带信号和低中频信号的等同适用性。对实际射频功放的测试实验结果验证了其有效性。

关键词: 射频功率放大器; 自适应预失真; 非线性; 低中频; 参数估计

中图分类号: TN919

文献标识码: A

Coordinate transformation based coefficients estimation algorithm for digital predistortion of RF power amplifiers

HUANG Hao^{1,2}, QIAN Hua^{1,2,3}, YAO Sai-jie^{1,2}, YANG Xiu-mei^{1,2}

(1. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;

2. Shanghai Research Center for Wireless Communications, Shanghai 200335, China;

3. Key Laboratory of Wireless Sensor Network & Communication, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200335, China)

Abstract: Based on the low-IF digital predistortion (DPD) architecture, a coordinate transformation based low-complex coefficients estimation algorithm is proposed to reduce the hardware implementation cost and numerical calculation complexity significantly. The proposed algorithm transforms the complex multiplication of the conventional DPD coefficients estimation method to amplitude multiplication and phase addition in polar coordinates. To complete the same calculation, times of multiplications and accumulations are reduced by 75% and 50%. The algorithm is derived from the general Volterra pass-band nonlinear model, and proves the equivalency of baseband predistortion and IF predistortion. The proposed low-IF architecture and the coefficients estimation algorithm are verified by the measurement results on a practical radio frequency power amplifier.

Key words: radio frequency power amplifier; adaptive predistortion; nonlinearity; low-intermediate frequency; coefficients estimation

1 引言

为应对移动互联网的兴起所带来的无线数据流量剧增, 无线通信系统一方面增加了基站部署数量, 另一方面采用了码分多址 (CDMA)、正交

频分多址 (OFDM) 等技术来提高频谱利用率、提升数据传输速率。前者直接带来了系统能耗的增加, 后者导致信号的峰均值比 (PAPR) 较高, 对系统的线性程度提出了较高的要求。在一个无线发射机中, 射频功率放大器 (RFP, radio fre-

收稿日期: 2013-09-02; 修回日期: 2013-11-07

基金项目: 中国科学院“百人计划”基金资助项目, 国家科技重大专项基金资助项目 (2012ZX03001029-004); 科技部国际科技合作基金资助项目 (2012DFG12060); 上海市科技创新行动计划基金资助项目 (12511503400)

Foundation Items: The 100 Talents Program of Chinese Academy of Sciences; The National Key Science and Technology Project (2012ZX03001029-004); The International Science and Technology Cooperation Project of China (2012DFG12060); Innovation Foundation of Shanghai Science and Technology (12511503400)

quency power amplifier)是最主要的耗能器件及非线性器件^[1,2]。提升射频功放的功率效率是实现无线通信系统节能减排的最直接方式之一。然而高功率效率的功放通常具备较强的非线性,将导致信道内的信号失真和信道外的频谱泄露。功放的线性化技术在保证功放功率效率的同时改善其线性度,使信号失真度降低到可接受范围内。其中,自适应数字预失真提供了一个优化的成本、功耗和线性化性能的解决方案,是功率放大器线性化最有前景的研究方向^[2,3]。

预失真技术是指在输入端插入一个具有功放模块逆特性的预失真模块,预先补偿功放带来的失真^[4]。为实现自适应预失真,需要在功放的输出端添加一个回馈链路来获取功放的输出信号。预失真模块中的参数由功放的实时输入与输出信号计算得出。当前的预失真技术研究主要集中在对功放非线性建模方面,比较知名的有 Volterra 模型,记忆多项式模型等^[2,5,6]。相比之下,先前文献只提出了少数几种预失真器结构^[2,7,8]。其中,应用最为广泛的是数字基带预失真结构^[3-10]。如图1所示的传统数字基带预失真器结构,发射电路将基带信号直接上变频到射频,接收电路将回馈信号直接下变频到基带,然后采用相对应的发射和接收基带信号来做数字预失真处理。基带复数信号 $x(n)$ 由实部 (I 路, 即 $x_I(n)$) 和虚部 (Q 路, 即 $x_Q(n)$) 组成,因此整个预失真系统结构需要 2 路 DAC, 2 路 ADC, 及一个基于复数运算的预失真参数估计模块。此结构不仅硬件需求多,实现成本高,而且将射频信号直接变换到基带的过程中无法消除直流分量,因此将

引入较大的直流噪声。并且,此结构容易受到 IQ 不平衡失真等问题的困扰^[4,11,12]。

文献[11]采用了基于低中频—基带变换的预失真器结构,通过在数字基带添加数字上下变频模块,在发射端和接收端分别减少一路 DAC 和 ADC,即节省了硬件成本又便于抑制直流噪声,并且有效地解决了 IQ 不平衡失真的问题。然而,其在数字域的计算上继续沿用了传统的基于复数运算的预失真参数估计方法,数值计算的复杂度不降反增。文献[12]提出了一种基于单路反馈的预失真线性化方法,只需要一路反馈采样电路并使用一路反馈信号即可完成参数估计。此方法相对于传统算法降低了复杂度,但由于其引入了较长的乘法运算,增加了系统数字化实现 (FPGA) 的难度。

本文在基于低中频—基带变换的预失真器硬件结构基础上,研究了一种基于坐标变换的预失真参数估计方法来降低其数值计算的复杂度。通过对通用射频非线性模型的推导,分析并证明了将信号从复数转换到极坐标系中做预失真参数估计的可行性,最终提出了一种既节省硬件成本又简化数值计算的预失真参数方法。

2 基于低中频信号进行预失真参数估计的方法

2.1 非线性系统模型推导

在所有的模型中,Volterra 模型^[2,13,14]是一个通用的有记忆性非线性系统模型。射频功放的输入为射频实信号,因此,通带 Volterra 表达式是对其非线性的最为直观表示,如式(1)所示。

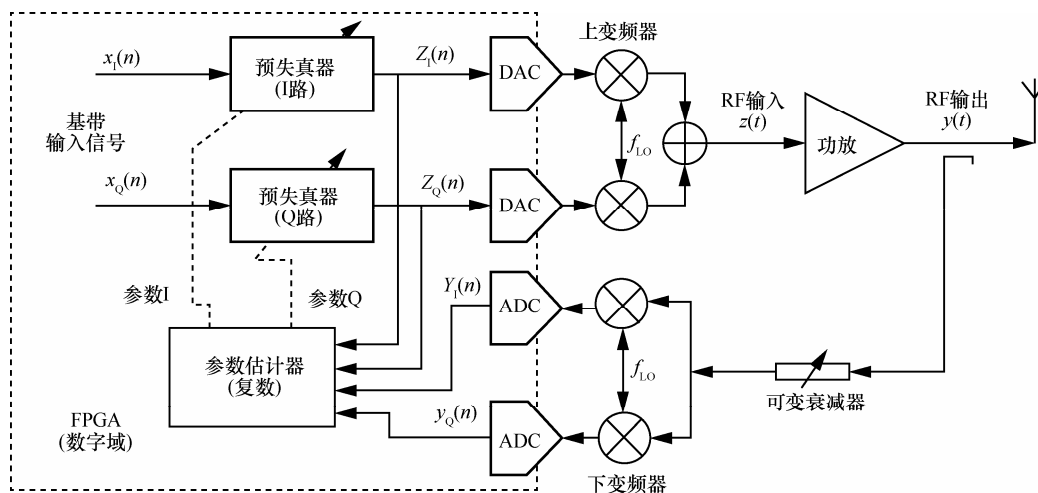


图1 传统的数字基带预失真器结构

$$\tilde{z}(t) = \sum_{l=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_l(\tau_1, \dots, \tau_l) \prod_{i=1}^l \tilde{y}(t - \tau_i) d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_l \quad (1)$$

其中, $\tilde{h}_l(\tau_1, \dots, \tau_l)$ 是 Volterra 通带模型的第 l 阶参数; $\tilde{z}(t)$ 和 $\tilde{y}(t)$ 均为通带实数信号, 可展开为如下形式

$$\begin{aligned} \tilde{z}(t) &= \text{Re}\left(z(t)e^{j2\pi f_c t}\right) = \frac{1}{2}\left(z(t)e^{j2\pi f_c t} + z^*(t)e^{-j2\pi f_c t}\right) \\ \tilde{y}(t) &= \text{Re}\left(y(t)e^{j2\pi f_c t}\right) = \frac{1}{2}\left(y(t)e^{j2\pi f_c t} + y^*(t)e^{-j2\pi f_c t}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $z(t)$, $y(t)$ 为基带复数信号, $z^*(t)$, $y^*(t)$ 为其共轭信号, f_c 为载波频率。

在实际射频电路中, 射频功放的带宽有限, 并且射频功放的输出端的声表面波滤波器将滤除其他频率的信号, 因此, 射频输出信号最终只保留了载波频率 f_c 周围的信息^[13,15]。所以, 将式(2)代入到式(1)并只考虑 $l \leq 2K+1$ 阶的 Volterra 系数, 求得基带 Volterra 模型的表达式如下

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1}) \cdot \\ &\quad \prod_{i=1}^{k+1} y(t - \tau_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} y^*(t - \tau_i) d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_{2k+1} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})$ 是基带 Volterra 模型的参数, 为复数形式。

按照类似的推导步骤, 可以得到低中频的 Volterra 模型, 如式(4)所示。

$$\begin{aligned} z_{IF}(t) &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1}) \cdot \\ &\quad \prod_{i=1}^{k+1} y_{IF}(t - \tau_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} y_{IF}^*(t - \tau_i) d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_{2k+1} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $z_{IF}(t) = z(t)e^{j2\pi f_{IF}t}$, $y_{IF}(t) = y(t)e^{j2\pi f_{IF}t}$, $y_{IF}^*(t) = y^*(t)e^{-j2\pi f_{IF}t}$ 为低中频复数信号; f_{IF} 为低中频中心频率; $h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})$ 是低中频 Volterra 模型的参数, 为复数形式。

在极坐标系下, 可以将基带 Volterra 模型(式(3))和低中频 Volterra 模型(式(4))分别写成幅度与相位的形式。

$$\begin{aligned} \|z(t)\|e^{j\angle(z(t))} &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \|h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})\| \cdot \\ &\quad e^{j\angle(h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1}))} \cdot \\ &\quad \prod_{i=1}^{k+1} \|y(t - \tau_i)\| e^{j\angle(y(t - \tau_i))} \cdot \end{aligned}$$

$$\prod_{i=k+2}^{2k+1} \|y^*(t - \tau_i)\| e^{j\angle(y^*(t - \tau_i))} d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_{2k+1} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \|z_{IF}(t)\|e^{j\angle(z_{IF}(t))} &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \|h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})\| e^{j\angle(h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1}))} \cdot \\ &\quad \prod_{i=1}^{k+1} \|y_{IF}(t - \tau_i)\| e^{j\angle(y_{IF}(t - \tau_i))} \cdot \\ &\quad \prod_{i=k+2}^{2k+1} \|y_{IF}^*(t - \tau_i)\| e^{j\angle(y_{IF}^*(t - \tau_i))} d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_{2k+1} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\angle(\cdot)$ 表示求复数信号的角度运算。

由于基带信号和中频信号的幅度和相位存在如下关系

$$\begin{aligned} \|y(t - \tau_i)\| &= \|y_{IF}(t - \tau_i)\| \\ \|z(t - \tau_i)\| &= \|z_{IF}(t - \tau_i)\| \\ \angle(y_{IF}(t - \tau_i)) &= \angle(y(t - \tau_i)) + 2\pi f_{IF}(t - \tau_i) \\ \angle(z_{IF}(t - \tau_i)) &= \angle(z(t - \tau_i)) + 2\pi f_{IF}(t - \tau_i) \end{aligned} \quad (7)$$

将关系式组式(7)代入到式(5)和式(6)中并简化, 将新的式子进行对比, 可以得出

$$\begin{aligned} h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1}) &= h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1}) e^{j2\pi f_{IF} \cdot (\sum_{i=1}^{k+1} \tau_i - \sum_{i=k+2}^{2k+1} \tau_i)} \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)表明了基带和低中频 Volterra 模型参数的关系: 2 组参数的幅度部分一致, 2 组参数之间仅存在一定的相位偏移, 且此相位偏移是由系统参数预先决定的。即可证明基带 Volterra 模型参数可由功放的低中频输入输出信号估计出来。

固态功率放大器 (SSPA, solid state power amplifier) 以其性能稳定、寿命长、体积小等特点, 广泛应用于卫星、航天设备、无线通信等领域。通过分析, 固态功率放大器的非线性所造成的失真主要体现在信号幅度上, 而其相位失真较为微弱。因此, 对于此类功放可以将非线性系统模型拆分成幅度和相位 2 个部分。将式(5)和式(6)的幅度成分提取为

$$\begin{aligned} \|z(t)\| &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \|h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})\| \cdot \\ &\quad \prod_{i=1}^{2k+1} \|y(t - \tau_i)\| d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_{2k+1} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \|z_{IF}(t)\| &= \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \|h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})\| \cdot \\ &\quad \prod_{i=1}^{2k+1} \|y_{IF}(t - \tau_i)\| d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_{2k+1} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(7)可知, 式(9)与式(10)对等, 只需要求得低中频输入信号 $z_{IF}(t)$ 和输出信号 $y_{IF}(t)$ 的幅度, 即可估计出基带/低中频 Volterra 参数的幅度。

$$\|h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})\| = \|h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})\| \quad (11)$$

同理, 提取出式(5)和式(6)中的相位成分, 分别表示为

$$\begin{aligned} \angle(z(t)) &= \angle(h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})) + \\ &\sum_{i=1}^{k+1} \angle(y(t-\tau_i)) - \sum_{i=k+2}^{2k+1} \angle(y(t-\tau_i)) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \angle(z_{IF}(t)) &= \angle(h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})) + \\ &\sum_{i=1}^{k+1} \angle(y_{IF}(t-\tau_i)) - \sum_{i=k+2}^{2k+1} \angle(y_{IF}(t-\tau_i)) \end{aligned} \quad (13)$$

将式(7)代入式(13), 即可得到基带和低中频 Volterra 参数的相位部分的关系为

$$\begin{aligned} &\angle(h_{IF,2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})) \\ &= \angle(h_{2k+1}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{2k+1})) + 2\pi f_{IF} \left(\sum_{i=1}^{k+1} \tau_i - \sum_{i=k+2}^{2k+1} \tau_i \right) \end{aligned} \quad (14)$$

由以上推导可以得出, 式(11)与式(14)是式(8)的一个特例, 从而也证明了本假设的正确性。以上分析表明, Volterra 模型的基带参数可通过低中频信号估计出来, 并且针对固态功率放大器的非线性系统模型参数估计过程可以分成幅度估计和相位估计 2 部分。首先需要获取低中频信号的幅度及相位数值。

2.2 基于低中频信号进行参数估计的预失真器结构

基于以上推导, 本文提出了一种在极坐标下利用低中频信号进行预失真参数估计的方法, 以避免

IQ 2 路信号不匹配的问题所带来的数值计算性能损失, 并进一步降低参数估计算法的计算复杂度。图 2 所示为基于坐标变换进行参数估计的低中频预失真器结构, 与图 1 所示的传统构架有所不同的是, 在模拟域, 射频前端采用了低中频构架, 从而避免了直流噪声、IQ 失配等因素对系统性能的影响。在数字域, 直接采用低中频实数信号进行参数估计, 将参数估计分为相位估计和幅度估计 2 部分, 最后将估计出来的参数幅度进行相位调节, 即可分别得到 IQ 2 路的基带参数。

在数字域, 中频信号可表示为

$$\begin{aligned} z_{IF}(n) &= \text{Re} \left[z(n) e^{j2\pi f_{IF} \frac{n}{f_s}} \right] = z_1(n) \cos(n\phi) + z_Q(n) \sin(n\phi) \\ y_{IF}(n) &= \text{Re} \left[y(n) e^{j2\pi f_{IF} \frac{n}{f_s}} \right] = y_1(n) \cos(n\phi) + y_Q(n) \sin(n\phi) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\phi = 2\pi f_{IF} / f_s$; f_s 为 DAC/ADC 的采样率; $y_1(n), z_1(n)$ 与 $y_Q(n), z_Q(n)$ 分别是 I 路和 Q 路的基带数据。

获取数字中频实数信号的幅度及相位的方法有很多, 然而并非本文重点, 故在此仅列出最为常用的计算幅度和相位的方法, 如下所示。

1) 幅度值的计算步骤如下 (以 $y_{IF}(n)$ 为例)。

步骤 1 计算

$$\begin{aligned} (y_{IF}(n))^2 &= \frac{1}{2} \left[(y_1(n))^2 + (y_Q(n))^2 \right] + \\ &y_1(n)y_Q(n)\sin(2n\phi) + \frac{1}{2} \left[(y_1(n))^2 - (y_Q(n))^2 \right] \cos(2n\phi) \end{aligned} \quad (16)$$

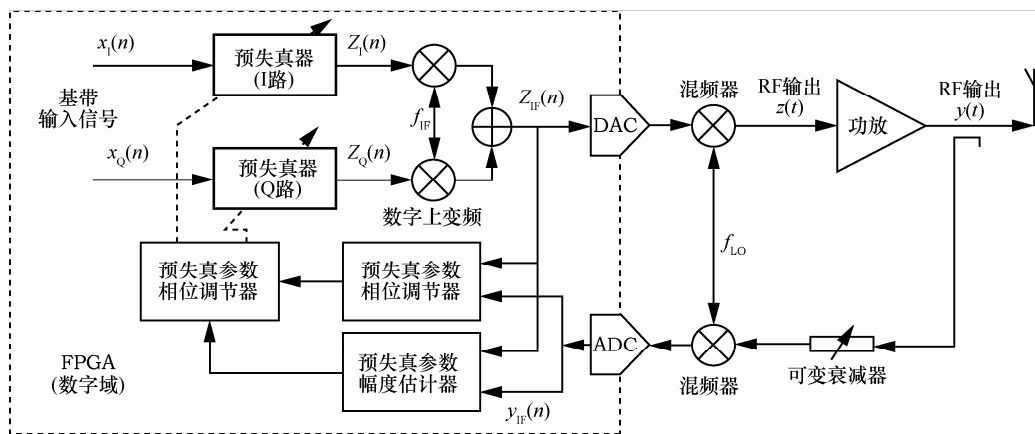


图 2 基于坐标变换进行参数估计的低中频预失真器结构

步骤 2 将式(16)左边的项通过一个低通滤波器(LPF, low-pass filter)即可滤除其中频成分。因此,用于做参数估计的低中频实数信号的幅度可由式(17)计算得出。

$$\begin{aligned}\|y_{IF}(n)\| &= \sqrt{2LPF\{(y_{IF}(n))^2\}} = \|y(n)\| \\ \|z_{IF}(n)\| &= \sqrt{2LPF\{(z_{IF}(n))^2\}} = \|z(n)\| \quad (17)\end{aligned}$$

2) 相位值的计算步骤如下 (以 $y_{IF}(n)$ 为例)。

步骤 1 分别计算

$$\begin{aligned}& y_{IF}(n) \sin(n\phi) \\ &= \frac{1}{2} [y_Q(n) - y_Q(n) \cos(2n\phi) + y_I(n) \sin(2n\phi)] \\ & y_{IF}(n) \cos(n\phi) \\ &= \frac{1}{2} [y_I(n) + y_I(n) \cos(2n\phi) + y_Q(n) \sin(2n\phi)] \quad (18)\end{aligned}$$

步骤 2 将式(18)左边的项分别通过一个低通滤波器,滤除其中频成分;然后做如下运算即可由低中频实数信号得到基带信号的相位值。

$$\begin{aligned}\angle(y(n)) &= \arctan \left[\frac{LPF\{y_{IF}(n) \sin(n\phi)\}}{LPF\{y_{IF}(n) \cos(n\phi)\}} \right] \\ \angle(z(n)) &= \arctan \left[\frac{LPF\{z_{IF}(n) \sin(n\phi)\}}{LPF\{z_{IF}(n) \cos(n\phi)\}} \right] \quad (19)\end{aligned}$$

2.3 基于坐标变换进行参数估计的算法

根据上述步骤由低中频实数信号分别得到了相应的基带输入输出信号的幅度值和相位值。其相应的参数估计方法也分为参数幅度估计和相位估计 2 部分。

1) 预失真参数幅度估计方法

为不失一般性,本文将式(9)的通用 Volterra 模型转换为数字域表示

$$\|z(n)\| = \sum_{k=1}^K \sum_{l_1=0}^{L_1} \sum_{l_2=0}^{L_2} \cdots \sum_{l_{2k+1}=0}^{L_{2k+1}} \|h_{2k+1}(l_1, l_2, \dots, l_{2k+1})\| \prod_{i=1}^{2k+1} \|y(n-l_i)\| \quad (20)$$

其中,非线性阶数为 $2K+1$,记忆深度为 $L_1, L_2, \dots, L_{2K+1}$ 。 $\|z(\cdot)\|$ 和 $\|y(\cdot)\|$ 为参数幅度估计模块的输入信号, $\|h_{2k+1}(\cdot)\|$ 是参数幅度估计模块的输出参数。

将信号及参数数据的幅度部分整理成矩阵的形式。

$$\begin{aligned}\mathbf{Z}_A |_{N \times 1} &= [\|z(0)\|, \|z(1)\|, \dots, \|z(N-1)\|]^T \\ \mathbf{Y}_A |_{N \times Q} &= [\mathbf{A}(0), \mathbf{A}(1), \dots, \mathbf{A}(N-1)]^T \\ \mathbf{A}(m) &= [A_0(0), A_0(1), \dots, A_0(L_1), \\ & \quad A_1(0, 0, 0), A_1(1, 0, 0), \dots, A_1(L_1, L_2, L_3), \\ & \quad \vdots \\ & \quad A_K(0, 0, \dots, 0), A_K(1, 0, \dots, 0), \dots, \\ & \quad A_K(L_1, L_2, \dots, L_{2K+1})] \\ \mathbf{H}_A |_{Q \times 1} &= [\|h_1(0)\|, \|h_1(1)\|, \dots, \|h_1(L_1)\|, \\ & \quad \|h_3(0, 0, 0)\|, \|h_3(1, 0, 0)\|, \dots, \|h_3(L_1, L_2, L_3)\|, \\ & \quad \vdots \\ & \quad \|h_{2K+1}(0, 0, \dots, 0)\|, \\ & \quad \|h_{2K+1}(1, 0, \dots, 0)\|, \dots, \|h_{2K+1}(L_1, L_2, \dots, L_{2K+1})\|]^T \quad (21)\end{aligned}$$

其中, $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置运算。预失真参数个数及幅度矩阵中的各项分别为

$$Q = \sum_{k=0}^K \left[\prod_{i=1}^{2k+1} (L_i + 1)(2k + 1) \right] \quad (22)$$

$$A_k(l_1, l_2, \dots, l_{2k+1}) = \prod_{i=1}^{2k+1} \|y(m-l_i)\| \quad (23)$$

如图 2 所示的间接学习的预失真器结构,其预失真参数幅度通过最小化其误差功率求得,其目标函数为

$$\arg \min_{\mathbf{H}_A} \|\mathbf{e}_A\|^2 = \arg \min_{\mathbf{H}_A} \|\mathbf{Z}_A - \mathbf{Y}_A \mathbf{H}_A\|^2 \quad (24)$$

使用最小二乘法 (LS, least square) 对式 (24) 求解,可得到预失真参数的幅度矩阵 \mathbf{H}_A 的计算公式如下

$$\mathbf{H}_A = (\mathbf{Y}_A^H \mathbf{Y}_A)^{-1} \mathbf{Y}_A^H \mathbf{Z}_A \quad (25)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭 (Hermitian) 运算。

如式(25)所示的最小二乘算法中的矩阵求逆的运算在数字域难以实现,可以转换为逐点运算的递归最小二乘算法(RLS, recursive least squares),如下所示。

1) 初始化,即 $n=0$ 时,

$$\Gamma(0) = \frac{1}{\lambda} \mathbf{I} \quad (26)$$

$$\mathbf{H}_A(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$$

2) 迭代运算,即 $1 \leq n \leq N-1$ 时,

$$\begin{aligned}\Gamma(n) &= \left(\mathbf{I} - \frac{\Gamma(n-1)\mathbf{A}^H(n)\mathbf{A}(n)}{1 + \mathbf{A}(n)\Gamma(n-1)\mathbf{A}^H(n)} \right) \Gamma(n-1) \\ \mathbf{H}_A(n) &= \mathbf{H}_A(n-1) + \frac{\Gamma(n-1)\mathbf{A}^H(n)}{1 + \mathbf{A}(n)\Gamma(n-1)\mathbf{A}^H(n)} \\ (\|z(n)\| - \mathbf{A}(n)\mathbf{H}_A(n-1))\end{aligned}\quad (27)$$

其中, $\Gamma(n)$ 表示在第 n 次迭代之后, 得到的协方差逆矩阵; $\lambda > 0$ 的取值决定了此算法的收敛速度; \mathbf{I} 为单位矩阵; $\mathbf{H}_A(n)$ 表示第 n 次迭代得出的参数幅度矩阵。

由式(27)得到的 $\mathbf{H}_A(n-1)$ 即为最终估计的预失真参数幅度值矩阵。

2) 预失真参数相位估计方法

将信号及参数数据的相位部分整理成如下所示的矩阵形式。

$$\begin{aligned}\mathbf{Z}_P|_{N \times Q} &= [\mathbf{P}_z(0), \mathbf{P}_z(1), \dots, \mathbf{P}_z(N-1)]^T \\ \mathbf{P}_z(m)|_{1 \times Q} &= [\angle(z(m)), \angle(z(m)), \dots, \angle(z(m))] \\ \mathbf{Y}_P|_{N \times Q} &= [\mathbf{P}_y(0), \mathbf{P}_y(1), \dots, \mathbf{P}_y(N-1)]^T \\ \mathbf{P}_y(m)|_{1 \times Q} &= [P_0(0), P_0(1), \dots, P_0(L_1), \\ &\quad P_1(0, 0, 0), P_1(1, 0, 0), \dots, P_1(L_1, L_2, L_3), \\ &\quad \dots \\ &\quad P_K(0, 0, \dots, 0), P_K(1, 0, \dots, 0), \dots, \\ &\quad P_K(L_1, L_2, \dots, L_{2K+1})] \\ \bar{\mathbf{H}}_P|_{N \times Q} &= [\mathbf{H}_P, \mathbf{H}_P, \dots, \mathbf{H}_P]^T \\ \mathbf{H}_P|_{Q \times 1} &= [\angle(h_1(0)), \angle(h_1(1)), \dots, \angle(h_1(L_1)), \\ &\quad \angle(h_3(0, 0, 0)), \angle(h_3(1, 0, 0)), \dots, \\ &\quad \angle(h_3(L_1, L_2, L_3)), \\ &\quad \dots \\ &\quad \angle(h_{2K+1}(0, 0, \dots, 0)), \angle(h_{2K+1}(1, 0, \dots, 0)), \dots, \\ &\quad \angle(h_{2K+1}(L_1, L_2, \dots, L_{2K+1}))]\end{aligned}\quad (28)$$

其中,

$$P_k(l_1, l_2, \dots, l_{2k+1}) = \sum_{i=1}^{k+1} \angle(y(m-l_i)) - \sum_{i=k+2}^{2k+1} \angle(y(m-l_i)) \quad (29)$$

式(28)中所示的基带预失真参数的相位部分也可通过最小化其误差功率求得^[2], 其目标函数如下

$$\arg \min \|\mathbf{e}_P\|^2 = \arg \min_{\mathbf{H}_P} \|\mathbf{Z}_P - \mathbf{Y}_P - \bar{\mathbf{H}}_P\|^2 \quad (30)$$

在式(30)中, 矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_P$ 是一个 N 次重复矩阵,

其中所需要估计的预失真参数的相位值为 $\mathbf{H}_P|_{Q \times 1}$ 。因此, 对式(30)求解可得到预失真参数的相位值矩阵的计算如下

$$\mathbf{H}_P|_{Q \times 1} = \mathbf{E}[\mathbf{Z}_P - \mathbf{Y}_P] \quad (31)$$

其中, $\mathbf{E}[\cdot]$ 表示对矩阵的各列分别求均值。

在得到参数的幅度值和相位值之后, 在图3所示的相位调节器中, I路和Q路的预失真参数分别由以下计算得到。

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_I &= \mathbf{H}_A \cdot \cos(\mathbf{H}_P) \\ \mathbf{H}_Q &= \mathbf{H}_A \cdot \sin(\mathbf{H}_P)\end{aligned}\quad (32)$$

其中, (\cdot) 运算符表示矩阵的对应项相乘。

2.4 参数估计算法的计算复杂度分析

参数估计算法的计算复杂度主要表现在2个部分: 数据矩阵的整理及计算部分(式(21)、式(23)和式(28)、式(29)); 参数求解部分(式(26)、式(27)和式(30)、式(31)、式(32))。其中, 参数求解部分的计算复杂度以RLS算法为例。(需要说明的是, 本文所述的基于坐标变换的参数估计方法可以应用于所有以Volterra模型为基础的参数求解方案中)。

幅度估计中, 数据矩阵计算部分的乘法运算数量为 $C_{A,1,x} = NQ$ 。幅度参数求解部分的乘法和加法运算数量为 $C_{A,2,x} = N(Q^3 + 4Q^2 + 3Q)$ 及 $C_{A,2,+} = N(Q^3 + 2Q^2 + Q)$ 。

相位估计中, 数据矩阵计算部分的加法运算数量为 $C_{P,1,+} = NQ$ 。相位参数求解部分的乘法和加法运算数量分别为 $C_{P,2,x} = Q$ 和 $C_{P,2,+} = (2N-1)Q$ 。

另外, 式(32)的乘法运算量为 $C_{P,3,x} = 2Q$ 。

表1列出了本文所提新算法与传统算法的总的计算复杂度。与传统的基于复数运算的参数估计方法相比, 本文提出的基于极坐标变换的估计算法的运算复杂度显著降低, 如表1所示, 本文所提出的新算法只需要传统算法的大约25%的乘法运算和50%的加法运算。因此, 新算法的FPGA实现将降低大约75%的逻辑资源占用量。

表1 不同算法间运算复杂度对比

类别	运算复杂度/次	
	乘法运算	加法运算
基于复数运算的估计方法(传统算法)	$4N(Q^3 + 4Q^2 + 4Q)$	$2N(Q^3 + 2Q^2 + Q)$
极坐标参数估计方法(新算法)	$N(Q^3 + 4Q^2 + 4Q) + 3Q$	$N(Q^3 + 2Q^2 + 4Q) - Q$

从系统实现的角度来看，乘法器/乘法运算在 FPGA 中的实现复杂度、资源占用数等均远高于加法器/加法运算。表 2 列出了在型号为 XILINX XC6SLX45 的 FPGA 芯片中，10 bit×10 bit 的乘法器逻辑实现及一次乘法运算和 10 bit+10 bit 的加法器逻辑实现及一次加法运算分别在逻辑资源占用/运算复杂度方面的对比数据。

表 2 乘法运算和加法算法的复杂度对比

类别	逻辑资源占用量/个	运算复杂度/次
10 bit×10 bit 乘法器/乘法运算	116	LUT6
10 bit+10 bit 加法器/加法运算	5	LUT6

其中，LUT6 表示一个 6 输入，1 输出的查找表，是此 FPGA 芯片中最基本的运算单元，也是其最基础的运算方式。仅仅从逻辑资源占用/运算次数来看，如表 2 所示，进行一次乘法运算需要 116 个 LUT6（或执行 116 次 LUT6 运算）来完成此操作，而一次加法运算只需要 5 个 LUT6（或执行 5 次 LUT6 查找操作）来完成。更直观地，以记忆深度 $L_i = 2, i = 1, 2, \dots, 2K + 1$ ，数据长度 $N = 3000$ 为例。图 3 所示为传统参数估计算法与本文所提出的新的参数估计算法的资源占用量/计算复杂度的对比曲线。

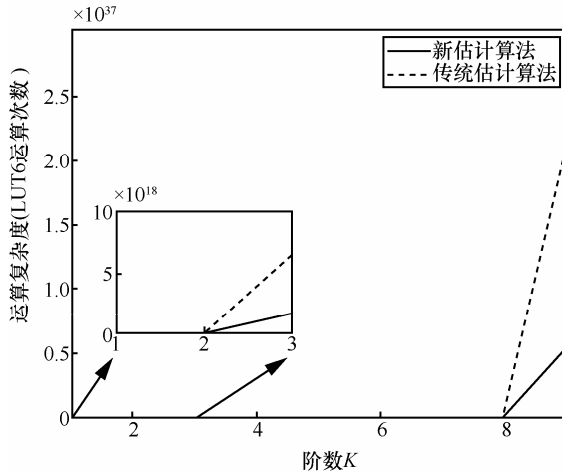


图 3 传统参数估计算法与新的参数估计算法的计算复杂度比较

从图 3 所示的运算复杂度对比曲线可以明显地看出，传统的参数估计算法的复杂度随着阶数 K 的增长指数提升，并且在任意阶数 K 值上均远远高于本文提出的新的估计算法。上述比较中尚未考虑计算过程中的寄存器的消耗，运算时钟周期占用等问题。如果将其全部考虑，乘法运算的综合复杂度将

是加法运算的指数倍。本文所提出算法的计算复杂度的降低主要归功于参数的相位估计部分，其在数据矩阵整理及运算过程中均以加法运算代替了乘法运算，在逻辑资源占用与时钟周期消耗等方面均表现出极大的优势。

3 实验结果与分析

本节通过对一个典型的固态功率放大器类型的基站射频功放的测试实验来验证本低中频预失真系统结构和基于坐标变换的参数估计算法的性能。通过与传统的基带预失真参数估计方法的最终预失真系统性能相比较，充分证明了本结构和新参数估计算法的有效性。

本文所采用的实验系统由 FPGA 板、射频前端模块、待测功放等 3 部分组成。其中，FPGA 板由一块型号为 XILINX XC6SLX45 的 FPGA 芯片实现了如图 2 所示的数字域部分，板上提供型号为 AD9600 的 ADC 芯片和型号为 AD9705 的 DAC 芯片各一块，其采样率均设置为 125 MSPS (million samples per second)；射频前端提供 low-IF (中心频率为 45 MHz) 到 RF (中心频率为 945 MHz) 的上变频链路以及从 RF 到 low-IF 的下变频链路，信号发生器 (型号 Agilent E4438C) 为其提供 10 MHz 的基准频率；待测功放为型号 FiberHome HXPA945-30-80H05A 的 GSM 基站射频功率放大器，其工作频带为 930~960 MHz，增益为 50 dB，最大输出功率为 63 W (48 dBm)，输出饱和功率为 120 W (50.8 dBm)。其他配件包括：衰减器和可变衰减器用于调节链路中的信号功率；功分器将功放的输出分成 2 路，一路进入反馈链路，一路由矢量信号分析仪 (型号 Agilent PXA N9030A) 来分析其频谱特性。

为简化系统实现的复杂程度，本文在实验阶段将上述推导的 Volterra 模型 (式(3)) 简化为一个记忆多形式模型^[6,15]，其基带数字形式可表示为

$$z(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{2k+1,l} \|y(n-l)\|^{2k} y(n-l) \quad (33)$$

按如上所述的幅度和相位的形式可表达为

$$\begin{aligned} \|z(n)\| &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \|h_{2k+1,l}\| \|y(n-l)\|^{2k+1} \\ \angle(z(n)) &= \angle(h_{2k+1,l}) + \angle(y(n-l)) \end{aligned} \quad (34)$$

在本系统实现中，设定 $K = 4, L = 2$ ，即非线性阶数最高为 7 阶，记忆深度最大为 1。用于测试的

数据为带宽为 5 MHz 的 OFDM 信号, 其数据长度为 30 000 (其中 3 000 个样本数据用于参数估计)。

为评估参数估计的精确度, 本文引入了归一化均方误差(NMSE, normalized mean squared error)来对比 2 种参数估计方法对功放非线性的估计准确度, 其计算表达式如下。

$$NMSE = 10 \lg \left(E[|e|^2] \right) = 10 \lg \left(E[\|z - \hat{z}\|^2] \right) \quad (35)$$

其中, z 和 \hat{z} 分别为原始信号样本数组和估计出的信号数组。本文所提新算法的归一化均方误差为 $NMSE_1 = -39.72$ dB, 而传统参数估计算法的归一化均方误差为 $NMSE_2 = -40.43$ dB, 两者的差异极小, 可以认为这 2 种算法的估计精确度基本一致。

评估预失真参数最重要的标准是预失真性能。本文通过实验测试了这 2 组预失真参数的预失真性能, 如图 4 所示, 从上至下: (1) 线是未采用预失真的功放输出信号的功率谱密度(PSD, power spectral density)曲线; (2) 线是采用本文所述的中频预失真结构及新的参数估计算法得到的预失真参数进行预失真之后的功放输出信号 PSD 曲线; (3) 线是采用传统的基带预失真结构及传统的参数估计算法得到的预失真参数进行预失真之后的功放输出信号 PSD 曲线; (4) 线是功放原始输入信号的 PSD 曲线。所有曲线均做了功率归一化处理。

如图 4 所示的预失真性能对比可知, 采用本文所述低中频预失真结构及基于坐标变换的新参数估计方法在降低复杂度的前提下, 可以取得与传统基带预失真结构及传统的基于复数运算的参数估计方法几乎相同的预失真性能 (2 种方法的带外抑制均可达到约 17 dB)。这一实验结果也验证了上文的理论推导与分析。

综上所述, 低中频预失真结构及基于坐标变换的新参数估计方法不但显著降低了硬件实现成本, 而且在数字信号处理方面能够以较低的计算复杂度取得与传统预失真系统及算法一致的预失真性能。

4 结束语

传统数字基带预失真系统由于采用 IQ 2 路分离的预失真处理结构及基于复数运算的参数估计方法, 其硬件实现成本及相应的数值计算复杂度均很高。在低硬件成本的低中频构架的基础上, 本文基于通用的通带 Volterra 非线性模型进行理论推导, 提出了一种基于坐标变换的预失真参数估计方法。本方法首先通过低中频信号样本估计出基带预失真参数的幅度值和相位值, 随后对此参数进行相位调节, 即可得出 IQ 2 路的基带参数。本文所提出的新算法只需要传统算法的约 25% 的乘法运算和 50% 的加法运算, 使本系统的计算复杂度和硬件实

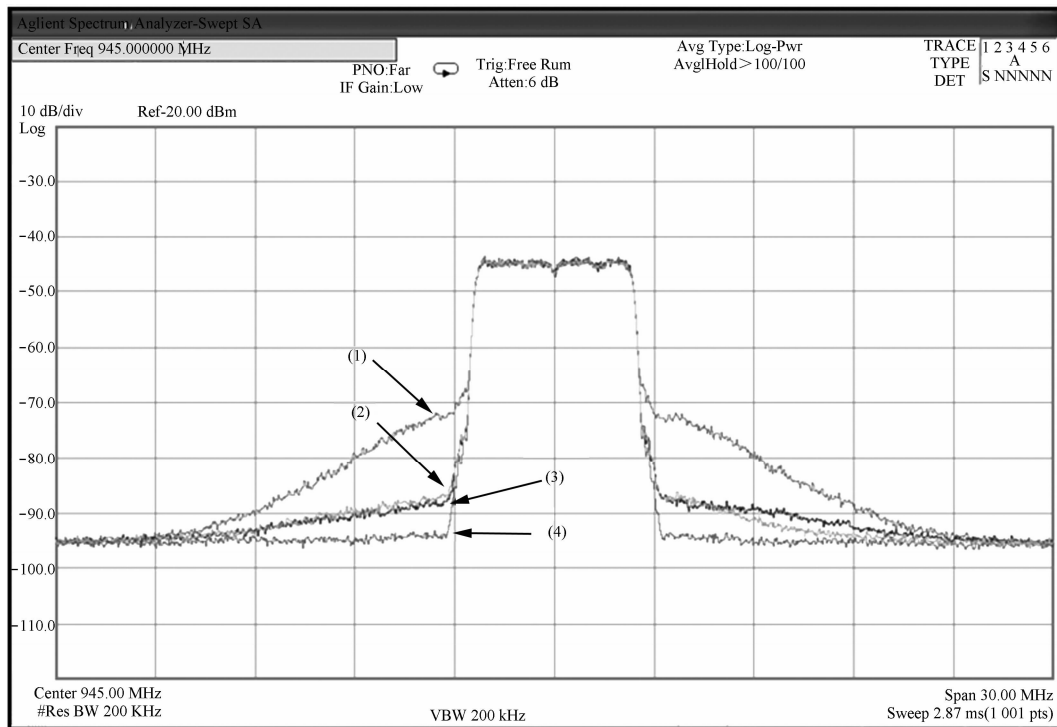


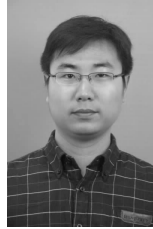
图 4 不同构架及算法的预失真性能测试对比

现复杂度均显著降低。通过测试实验，本系统取得了与传统方案一致的预失真性能，其有效性得到了验证。本文所述的低中频预失真结构及基于坐标变换的低复杂度参数估计方法对预失真系统的实际应用具有重要意义。

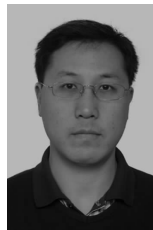
参考文献：

- [1] CRIPPS S C. Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design[M]. Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [2] QIAN H, ZHOU G T. Adaptive Digital Baseband Predistortion: Design and Implementation in Digital Processing for Front End in Wireless Communication and Broadcasting[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2011.
- [3] 胡欣, 王刚, 王自成等. 射频预失真器与基带预失真算法结合对行波管功率放大器线性化改善的影响[J]. 通信学报, 2012, 33(7): 158-163.
HU X, WANG G, WANG Z C, *et al.* Effect on the linearity improvement of TWTA by combining RF predistortion linearizer and digital predistortion algorithm[J]. Journal on Communications, 2012, 33(7): 158-163.
- [4] KIM M, MARUICHI Y, TAKADA J. Parametric method of frequency-dependent I/Q imbalance compensation for wideband quadrature modulator[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(1): 270-280.
- [5] CHEONG M Y, WERNER S, BRUNO M J, *et al.* Adaptive piecewise linear predistorters for nonlinear power amplifiers with memory[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2012, 59(7): 1519-1532.
- [6] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R, *et al.* A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(1): 159-165.
- [7] 钱业青. 一种高效的用于 RF 功率放大器线性化的自适应预失真结构[J]. 通信学报, 2006, 27(5): 35-40, 46.
QIAN Y Q. High-efficient adaptive predistortion structure for RF power amplifier linearization[J]. Journal on Communication, 2006, 27(5): 35-40, 46.
- [8] CHOI S, JEONG E R. Digital predistortion based on combined feedback in MIMO transmitters[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(10): 1572-1575.
- [9] RAWAT M, GHANNOUCHI F M, RAWAT K. Three-layered biased memory polynomial for dynamic modeling and predistortion of transmitters with memory[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2013, 60(3): 768-777.
- [10] 艾渤, 杨知行, 潘长勇等. 基于 LUT 的 HPA 数字基带预失真方法研究[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(7): 1580-1583.
AI B, YANG Z X, PAN C Y, *et al.* Research on HPA digital baseband predistortion technique based on look-up-table method[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(7): 1580-1583.
- [11] QIAN H, HUANG H, YAO S J. A general adaptive digital predistortion architecture for stand-alone RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2013, 59(3): 528-538.
- [12] 詹鹏, 秦开宇, 蔡顺燕. 单路反馈射频功放预失真线性化方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(8): 2023-2027.
ZHAN P, QIN K Y, CAI S Y. Single feedback predistortion linearization method for RF power amplifier[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(8): 2023-2027.
- [13] BENEDETTO S, BIGLIERI E, DAFFARA R. Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links - a Volterra series approach[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979, 15: 494-507.
- [14] YU C, GUAN L, ZHU E, *et al.* Band-limited Volterra series-based digital predistortion for wideband RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(12): 4198-4208.
- [15] 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.

作者简介：



黄浩（1988-），男，湖北天门人，中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士生，主要研究方向为高功率射频功放自适应预失真技术、非线性系统建模、低功耗无线收发信机架构设计等。



钱业青（1976-），男，江苏武进人，中国科学院上海微系统与信息技术研究所研究员、博士生导师，主要研究方向为无线通信物理层算法与系统设计、非线性信号处理、无线传感网、车联网等。

姚赛杰（1988-），男，江苏启东人，中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士生，主要研究方向为射频功放自适应数字预失真技术等。

杨秀梅（1979-），女，山东潍坊人，中科院上海微系统与信息技术研究所副研究员，主要研究方向为无线通信基带信号处理与系统设计、多天线与干扰对齐、异构小小区网络等。