

基于正交模型辨识辅助的欠采样数字预失真方法

吴晓芳, 石江宏, 陈辉煌, 邓振淼

(厦门大学信息科学与技术学院, 福建 厦门 361005)

摘要: 针对数字预失真技术在宽带通信系统中的具体实现受到模数转换器采样率制约的问题, 提出一种新的欠采样数字预失真方法。首先在欠采样速率下对功放的正交模型进行离线辨识, 接着根据一定的算法得到 Nyquist 采样率下的简化预失真器模型, 并进行在线的自适应直接学习。该方法具有预失真器模型构造简单、欠采样实现高效的特点。理论分析和仿真结果表明, 该方法有效降低了对模数转换器的采样率要求, 优化了简化预失真器模型的线性化条件, 更好地抑制了功放非线性引起的带内失真和频谱再生。

关键词: 宽带通信系统; 数字预失真; 非线性系统辨识; 正交模型

中图分类号: TN 919

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.02.29

Under-sampling digital predistortion method based on auxiliary orthogonal model identification

WU Xiao-fang, SHI Jiang-hong, CHEN Hui-huang, DENG Zhen-miao

(School of Information Science and Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: In broad-band communication systems, the practical implementation of digital predistortion suffers from the sampling-rate limitation of analog-to-digital converters. In order to solve this problem, an under-sampling digital predistortion method is proposed. First, the power amplifier's orthogonal model parameters are extracted by offline identification with under-sampling rate. Second, the simplified predistorter with Nyquist rate is obtained according to a certain algorithm. Finally, an adaptive direct-learning algorithm is operated online. The proposed method has the characteristics of simple predistorter model structure and efficient under-sampling realization. Theoretical analysis and simulation results demonstrate that the method reduces the sampling-rate requirement of the analog-to-digital converter effectively and optimizes the linearization condition of the simplified predistorter model, thus it can greatly suppress the in-band distortion and spectrum regrowth caused by the nonlinearities of the power amplifier.

Keywords: broad-band communication system; digital predistortion; nonlinear system identification; orthogonal model

0 引言

在宽带码分多址(wideband code division multiple access, WCDMA)、正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)、全球微波互联接入(worldwide interoperability for microwave access, WiMAX)等宽带无线通信系统中, 高峰均比的发射信号对射频功率放大器的线性度提出了严格的要求。功率放大器(power amplifier, PA)作为无线通信系统的重要组成部分, 它的非线性不但会造成带外的频谱再生, 对相邻信道产生干扰; 而且也会使带内有用信号产生幅度和相位的失真, 进而造成接收端误码率的提高, 影响通信系统的总体性能^[1]。随着数字

信号处理技术的发展, 数字预失真(digital predistortion, DPD)已成为提高功放线性度的重要手段。

DPD一般是在复基带数字域对发射信号进行预处理, 因而在DPD-PA硬件实现系统中, 利用模数转换器(analog-to-digital converter, ADC)将功放的输出信号转换为数字信号是必不可少的环节。对宽带通信系统而言, 由于功放非线性特性造成的频谱扩展, 进行Nyquist采样所需要的ADC采样率通常很高; 而由于高速ADC器件技术的受限, 牺牲ADC的分辨率换取高的采样率往往是一种无奈的选择, 这必然带来ADC动态性能的恶化^[2], 甚至可能成为数字预失真技术发展的一个瓶颈问题^[3-5]。欠采样方法是解决这一问题的有效途径, 该方法的显著优点在于有效降低了对ADC的采样

收稿日期: 2011-06-19; 修回日期: 2011-09-08。

基金项目: 国家自然科学基金(61102135); 中央高校基本科研业务费专项资金(2010121063); 福建省科技重大专项(2009HZ0003-1)资助课题

作者简介: 吴晓芳(1972-), 女, 助理教授, 博士, 主要研究方向为宽带通信中的数字预失真技术。E-mail: xfwu@xmu.edu.cn

率要求,减小了硬件系统的成本和复杂性^[3-5]。

数字预失真的实现结构分为间接学习结构和直接学习结构^[6]。欠采样方法只适用于采用直接学习结构的数字预失真算法,并且需要功放模型的辨识辅助^[5]。文献[5]介绍了 P 阶逆算法,通过对 Volterra 级数 PA 模型直接进行求逆计算,除去 P 阶以下的非线性失真,缺点是计算复杂且一般只适用于低阶非线性模型;文献[6-7]提出了非线性 filtered-X 类的梯度解析算法,这类算法需要对非线性功放函数求导,计算量大,一般需要针对特定的 PA 类型(如 Wiener 模型^[6]和分段线性 Wiener 模型^[7])进行算法优化;文献[8]介绍了一种直接学习算法,该算法避开了复杂的求逆运算和梯度解析运算,仅通过对 PA 模型进行线性和非线性分解及重组,就能得到简化的预失真器模型,文献[4,9]将其用于欠采样 DPD 的高效实现,即从低速率的功放模型就能获得高速率的数字预失真器模型。本文在文献[4,9]的基础上,提出一种新的欠采样 DPD 方法,通过对 PA 模型进行相关和非相关分解及重组,得到新的简化预失真器模型。在此基础上,本文详细给出了功放模型的欠采样辨识、前向预失真器参数的上采样实现和自适应直接学习算法。理论分析表明新方法有效地优化了简化预失真器模型的线性化条件,仿真结果验证了该方法具有更好的 DPD 性能。

1 Volterra 系统的欠采样辨识与欠采样数字预失真方法的基本原理

1.1 Volterra 核的欠采样辨识原理

Volterra 级数及其简化的记忆多项式模型是非线性记忆型功放及其预失真器的重要描述形式^[10-12]。设 $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别表示连续 Volterra 系统以频率 $f_s = 1/T$ 进行采样得到的输入和输出信号,二者之间的关系为

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{i_1=0}^{L-1} \dots \sum_{i_p=0}^{L-1} h_p(i_1, \dots, i_p) \prod_{j=1}^k x(n - i_j) \quad (1)$$

式中, L 为记忆深度; K 为最高非线性阶; $h_p(i_1, \dots, i_p)$ 称为 p 阶 Volterra 时域核函数,是待辨识的对象。对 K 阶 Volterra 系统,其输出信号的带宽是输入信号带宽的 K 倍,采样率 f_s 至少要在输出信号最高频率的 2 倍以上才能避免输出信号的混叠失真。然而,若只是用于 Volterra 系统的辨识,考虑到“伪混叠”效应, f_s 可以降低为输入信号最高频率的 2 倍,该方法称为 Volterra 系统的欠采样辨识方法^[13-14]。

1.2 欠采样数字预失真方法的实现原理

图 1 是欠采样数字预失真方法的实现原理, $x(n)$ 、 $z(n)$ 和 $y(n)$ 分别是预失真器的输入信号、数模转换器(digital-to-analog converter, DAC)的输入信号和功放的输出采样信号,均为复基带信号形式,其中 $y(n)$ 是由功放的射频输出经过衰减匹配、模拟下混频和模/数转换后得到的。在 DPD-PA 级联系统的前向链路中,必须保证数字 I 、 Q 信号的码速率 f_s 满足 Nyquist 采样定理,否则数/模转换后的信号会产生频谱混叠失真,即要求

$$f_s \geq K \times B \quad (2)$$

式中, K 为预失真器的最高非线性阶数; B 为 $x(n)$ 的带宽。预失真器采用直接学习结构,为了对 PA 模型进行欠采样辨识,需要先将预失真器旁路, $x(n)$ 经抽取降速率后和 $y(n)$ 一起送入 PA 辨识模块。反馈链路 ADC 仅需以大于等于 $x(n)$ 最高频率的两倍速率进行采样,即要求

$$f_r = 2KB/M \geq 2B \quad (3)$$

式中, f_r 为反馈链路采样率; M 为欠采样因子。当 $M_{\max} = K$ 为最高的欠采样因子,对应功放输入信号的 Nyquist 采样; $M_{\min} = 1$ 对应功放输出信号的 Nyquist 采样; $1 < M \leq M_{\max}$ 为欠采样情况。功放模型辨识出来之后,再根据一定的算法得到预失真器模型的参数,并通过上采样以匹配前向链路的数据速率后送给预失真器,最后将预失真器重新接入前向链路中,整个 DPD-PA 级联系统开始工作。

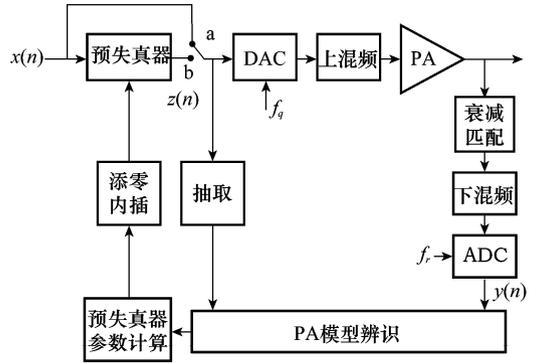


图 1 欠采样 DPD 方法的实现原理

2 基于正交模型辨识辅助的欠采样预失真方法

2.1 预失真算法描述和功放模型的正交化方法

本节首先对文献[4,9]的 DPD 算法进行简要介绍,然后给出新的 DPD 算法,并通过推导证明新算法的优点。

文献[4,9]的原始算法是将 PA 的输出分解为线性和非线性两部分

$$y(n) = f(z(n)) = L(z(n)) + N(z(n)) \quad (4)$$

式中, L 表示线性运算算子; N 表示非线性运算算子。

简化预失真器采用如下实现模型:

$$z(n) = x(n - \tau) - \hat{L}^{-1}(N(x(n))) \quad (5)$$

式中, \hat{L}^{-1} 满足 $L \cdot \hat{L}^{-1} = z^{-\tau}$, $z^{-\tau}$ 表示 τ 个样本延时。对物理可实现系统,一般是非最小相位的,因而取 $\tau > 0$ 。

对一般功放,满足

$$\|L(x(n))\| \gg \|N(x(n))\| \quad (6)$$

可以得到

$$y(n) \approx L(x(n - \tau)) \quad (7)$$

即实现了 DPD-PA 级联系统输出的线性化,故将式(6)称为简化预失真器模型的线性化条件。

本文提出的新预失真算法描述如下:

将功放的输出分解为相关输出和非相关输出两部

分,即

$$y(n) = f(z(n)) = C(z(n)) + D(z(n)) \quad (8)$$

式中, C 为相关运算算子; D 为非相关运算算子。

简化预失真器模型的实现方法为

$$z(n) = x(n - \tau) - \hat{L}^{-1}(D(x(n))) \quad (9)$$

式中, \hat{L}^{-1} 满足

$$C \cdot \hat{L}^{-1} = z^{-\tau}, \quad \tau > 0 \quad (10)$$

因此得到 DPD-PA 系统的级联输出为

$$y(n) = C(z(n)) + D(z(n)) = C(x(n - \tau)) - D(x(n - \tau)) + D(x(n - \tau) - \hat{L}^{-1}(D(x(n)))) \quad (11)$$

若功放的相关输出远大于非相关输出,即满足

$$\|C(x(n))\| \gg \|D(x(n))\| \quad (12)$$

对该式两边取 \hat{L}^{-1} 运算,得

$$\|x(n - \tau)\| \gg \|\hat{L}^{-1}(D(x(n)))\| \quad (13)$$

因此,式(11)简化为

$$y(n) \approx C(x(n - \tau)) \quad (14)$$

表明 DPD-PA 级联系统的输出为功放的相关输出,式(12)为新算法的线性化条件。

下面利用 Gram-Schmidt 正交化方法^[15],以无记忆多项式功放模型为例,对其进行相关-非相关分解,从而证明新预失真算法能更好地满足简化预失真器模型的线性化条件,进而推广应用到记忆多项式功放模型。

无记忆多项式功放的输出表示为^[10]

$$y(n) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1} \phi_{2k+1}(z(n)) \quad (15)$$

式中, $\phi_{2k+1}(z(n)) = |z(n)|^{2k} z(n)$ 是多项式基函数; a_{2k+1} 是多项式的系数。

利用 Gram-Schmidt 正交化方法将式(15)转化为正交多项式形式,即

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \alpha_{2k+1} \varphi_{2k+1}(z(n)) \quad (16)$$

式中, α_{2k+1} 是正交多项式的系数; $\varphi_{2k+1}(z(n))$ 是正交多项式的基函数,

$$\varphi_{2k+1}(z(n)) = \phi_{2k+1}(z(n)) - \sum_{m=0}^{k-1} \lambda_{2k+1,2m+1} \varphi_{2m+1}(z(n)) \quad (17)$$

式中,复系数 $\lambda_{2k+1,2m+1}$ 是 $\phi_{2k+1}(z(n))$ 与 $\varphi_{2m+1}(z(n))$ 的相关系数,即

$$\lambda_{2k+1,2m+1} = \frac{E[\phi_{2k+1}(z(n))\varphi_{2m+1}^*(z(n))]}{E[\varphi_{2m+1}(z(n))\varphi_{2m+1}^*(z(n))]} \quad (18)$$

因此可以得到式(16)中的系数 α_{2k+1} 为

$$\alpha_{2k+1} = \sum_{m=k}^K a_{2m+1} \lambda_{2m+1,2k+1} \quad (19)$$

考虑一个五阶正交多项式模型,由式(17)得

$$\varphi_1(z(n)) = \phi_1(z(n))$$

$$\varphi_3(z(n)) = \phi_3(z(n)) - \lambda_{31} \varphi_1(z(n))$$

$$\varphi_5(z(n)) = \phi_5(z(n)) - \lambda_{51} \varphi_1(z(n)) - \lambda_{53} \varphi_3(z(n)) \quad (20)$$

由式(19)得

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= a_1 + \lambda_{31} a_3 + \lambda_{51} a_5 \\ \alpha_3 &= a_3 + \lambda_{53} a_5 \\ \alpha_5 &= a_5 \end{aligned} \quad (21)$$

因此 $y(t)$ 的相关分量、非相关分量、线性分量和非线性分量分别为

$$\begin{aligned} C(z(n)) &= \alpha_1 \varphi_1(z(n)) = (a_1 + \lambda_{31} a_3 + \lambda_{51} a_5) z(n) \\ D(z(n)) &= \alpha_3 \varphi_3(z(n)) + \alpha_5 \varphi_5(z(n)) \\ L(z(n)) &= a_1 z(n) \\ N(z(n)) &= a_3 \phi_3(z(n)) + a_5 \phi_5(z(n)) \end{aligned} \quad (22)$$

由式(22)可知,由于 $C(z(n))$ 中不仅包含了原始信号的线性放大分量 $L(z(n))$,还包含着非线性项的相关分量 $(\lambda_{31} a_3 + \lambda_{51} a_5) z(n)$,因此

$$\begin{aligned} \|C(z(n))\| &> \|L(z(n))\| \\ \|D(z(n))\| &< \|N(z(n))\| \end{aligned} \quad (23)$$

从而证明了式(12)所示的新算法线性化条件要优于式(6)所示的原算法线性化条件。同时,从物理意义上讲,相关分量 $C(z(n))$ 对信号的非线性失真无影响,只是会影响信号的电平,造成信号星座图的缩放和旋转,可以通过自动增益控制(automatic gain control, AGC)电路加以校正;而非相关分量 $D(z(n))$ 则类似于加性噪声,会造成带内信号星座图的散射和带外的频谱泄漏,必须通过功放的线性化手段来消除^[15]。

将新算法推广应用到记忆多项式功放模型^[10]时,需引入历史时刻的输入信号对功放输出的影响项,因此式(15)改写为

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^{L-1} a_{2k+1,l} \phi_{2k+1}(z(n-l)) \quad (24)$$

式中, $\phi_{2k+1}(z(n-l)) = |z(n-l)|^{2k} z(n-l)$; L 为记忆深度。 $y(n)$ 的线性分量和非线性分量分别为

$$\begin{aligned} L(z(n)) &= \sum_{l=0}^{L-1} a_{1,l} z(n-l) \\ N(z(n)) &= y(n) - L(z(n)) \end{aligned} \quad (25)$$

同理,式(16)改写为

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{2k+1,l} \varphi_{2k+1}(z(n-l)) \quad (26)$$

若输入信号具有复高斯随机分布特性,式(26)中的正交记忆多项式基函数可表示为^[16]

$$\varphi_{2k+1}(z(n-l)) = \sum_{i=0}^k (-1)^{k-i} \frac{\sqrt{k+1}}{(i+1)!} \binom{k}{i} \phi_{2i+1} \left(\frac{z(n-l)}{\sigma_z} \right) \quad (27)$$

式中, σ_z 是 $z(n)$ 的标准差; $\binom{k}{i} = \frac{k!}{i!(k-i)!}$ 。

$y(n)$ 的相关分量和非相关分量分别为

$$\begin{aligned} C(z(n)) &= \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1,l} \varphi_1(z(n-l)) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1,l} z(n-l) \\ D(z(n)) &= y(n) - C(z(n)) \end{aligned} \quad (28)$$

2.2 预失真算法的欠采样实现

类似于文献[4,9],图2是新 DPD 算法的欠采样实现,

放模型为非线性阶数为 5、记忆深度为 3 的记忆多项式模型^[10]。

本节首先对功放的输出进行相关-非相关分解和线性-非线性分解的比较;其次对 $M=4$ 情况下的新 DPD 算法进行性能仿真并与文献[4,9]的算法进行对比,最后对不同欠采样因子 M 情况下的欠采样方法进行性能比较。

由于所用的信号源近似满足零均值复高斯随机分布特性,因此采用式(27)作为正交记忆多项式的基函数,将 WCDMA 信号送入记忆多项式功放模型,其输入和输出数据经过最小二乘拟合计算出式(26)中的正交记忆多项式模型系数 $\alpha_{2k+1,l}$ 。图 3 和图 4 分别是功放的输出信号经过式(25)的线性-非线性分解和式(28)的相关-非相关分解后得到的各分量的功率谱密度。图 3 显示了非线性分量中包含了部分带内有用信号的能量,而图 4 的非相关分量则类似于信号的加性噪声,仿真结果验证了式(23)的正确性,从而说明本文提出的新 DPD 算法对原算法的线性化条件进行了有效的优化。

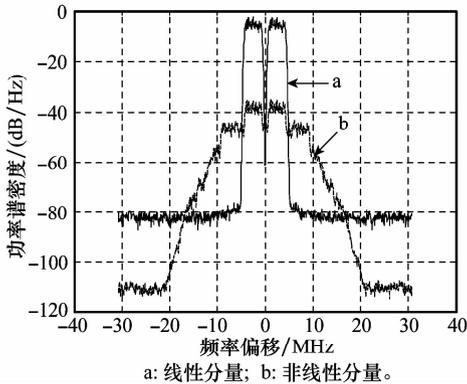


图 3 功放输出信号的线性和非线性分解

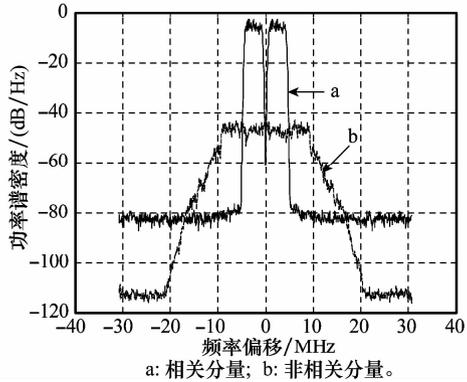


图 4 功放输出信号的相关和非相关分解

图 5 是文献[4,9]的算法和本文第 2 节提出的新算法在欠采样因子 $M=4$ 情况下的功放输出功率谱密度。预失真性能通常可用邻道功率抑制比(adjacent channel power rejection, ACPR)和归一化均方误差(normalized mean square error, NMSE)^[18]来衡量,前者反映预失真对功放非线性引起的带外频谱再生的抑制能力,后者反映预失真对

功放非线性引起的带内信号失真的改善能力。表 1 给出了 ACPR 和 NMSE 性能的比较。结果显示新 DPD 算法的 ACPR 在偏移载波中心频率 ± 7.5 MHz 处约为 -66 dBc,比原始算法改善了 5 dB 左右, NMSE 也比原始算法改善了近 5 dB。

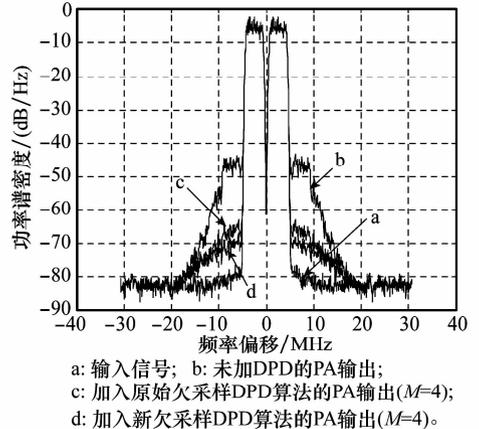


图 5 功放输出的功率谱密度

表 1 功放的 NMSE 和 ACPR 性能比较

方案	ACPR/dBc				NMSE/dB
	-7.5 MHz	+7.5 MHz	-12.5 MHz	+12.5 MHz	
未加 DPD	-40.43	-40.42	-60.83	-61.47	-32.00
原始 DPD	-61.42	-62.95	-70.43	-69.21	-54.89
新 DPD	-66.21	-68.76	-70.62	-70.61	-59.60

图 6 比较了新 DPD 算法在不同欠采样因子 M 情况下的功放输出功率谱密度。可以看出 $M=1$ 时的 ACPR 性能最好,随着 M 增大,ACPR 性能略有下降。这是由于随着 M 的增大,在降低采样率的同时也降低了随机噪声带宽,使随机噪声密度增大,对 DPD 性能产生一定的影响^[5],因此 M 的选取应兼顾这一影响因素。

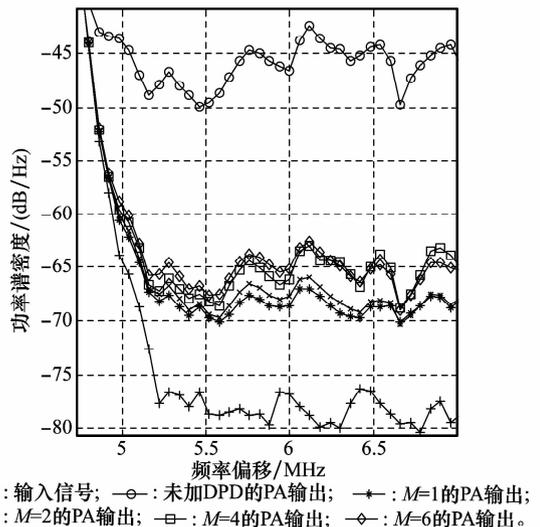


图 6 不同欠采样情况下的功放输出功率谱密度

4 结 论

本文在分析和研究功放模型正交化方法、非线性功放的欠采样辨识原理及自适应预失真的实现算法基础上,构建了基于功放正交模型辨识辅助的高效欠采样数字预失真方法。对大量具有近似复高斯随机分布特性的通信信号而言,采用正交记忆多项式作为功放的正交模型,新方法并不增加原有方法复杂度。对 WCDMA 信号源的仿真结果表明,新方法在 ACPR 和 NMSE 性能上均得到了明显的改善;同时验证了数字预失真技术采用欠采样方法的可行性,有利于数字预失真技术在宽带通信系统中的实现。

参考文献:

- [1] 任智源,韩燕,张海林,等. 宽带 OFDM 系统中的简化滤波查表失真真算法[J]. 系统工程与电子技术,2010,32(7):1369-1372. (Ren Z Y, Han Y, Zhang H L, et al. Simplified filter look-up table method in wideband OFDM system[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010,32(7):1369-1372.)
- [2] 向新,张发启,王兴华,等. 软件无线电原理与技术[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2008:108-121. (Xiang X, Zhang F Q, Wang X H, et al. *Principle and technology of software defined radio*[M]. Xi'an: Xidian University Press,2008:108-121.)
- [3] Wisell D, Handel P. Implementation considerations on the use of Zhu's general sampling theorem for characterization of power amplifiers [C]//*Proc. of the Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2007:1-4.
- [4] Koepl H, Singerl P. An efficient scheme for nonlinear modeling and predistortion in mixed-signal systems[J]. *IEEE Trans. on Circuits and System-II; Express Briefs*, 2006,53(12):1368-1372.
- [5] Zhu A, Draxler P J, Yan J J, et al. Open-loop digital predistorter for RF power amplifiers using dynamic deviation reduction-based Volterra series[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2008,56(7):1524-1534.
- [6] Zhou D, de Brunner V E. Novel adaptive nonlinear predistorters based on the direct learning algorithm[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007,55(1):120-133.
- [7] Choi S, Jeong E R, Lee Y H. Adaptive predistortion with direct learning based on piecewise linear approximation of amplifier nonlinearity[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2009,3(3):397-404.
- [8] Gao X Y, Snelgrove W M. Adaptive linearization schemes for weakly nonlinear systems using adaptive linear and nonlinear FIR filters[C]//*Proc. of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 1990:9-12.
- [9] Singerl P, Keoppl H. A low-rate identification method for digital predistorters based on Volterra kernel interpolation[J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2008(56):107-115.
- [10] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A robust digital base-band predistorter constructed using memory polynomials[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2004,52(1):159-165.
- [11] Jiang H, Wilford P A. Digital pre-distortion for power amplifiers using separable functions[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010,58(8):4121-4130.
- [12] Wu X, Shi J, Chen H. On the numerical stability of RF power amplifier's digital predistortion[C]//*Proc. of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications*, 2009:430-433.
- [13] Frank W A. Sampling requirements for Volterra system identification[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1996,3(9):266-268.
- [14] Wang T, Brazil T J. Volterra-mapping-based behavioral modeling of nonlinear circuits and systems for high frequencies[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2003,51(5):1433-1440.
- [15] Gharaibeh K M, Gard K G, Steer M B. Estimation of co-channel nonlinear distortion and SNDR in wireless systems[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2007,1(5):1078-1085.
- [16] Raich R, Zhou G T. Orthogonal polynomials for complex Gaussian processes[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004,52(10):2788-2797.
- [17] Chiu M, Zeng C, Liu M. Predistorter based on frequency domain estimation for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2008,57(2):882-892.
- [18] Gharaibeh K M, Al-Zoubi O, Alzayed A. Adaptive predistortion using threshold decomposition-based piecewise linear modeling[J]. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2011,31(2):145-156.