基于查表的开环 MPM 预失真器

杨友福 张其善 刘建伟 修春娣

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 提出了一种基于查表的开环记忆多项式模型(MPM,Memory Polynomial Model)预失真器.从 MPM 预失真器系数估计和执行信号预失真处理两方面加以考虑.首先,利用预失真器和高功率放大器(HPA,High Power Amplifier)传输特性的互补性,由采集到的 HPA 输入、输出基带数据进行单次最小二乘估计得到 MPM 预失真器的系数,避免了以往递归结构的收敛性和计算量大等问题.然后,利用 MPM 预失真器的特点,建立了基于输入信号强度索引的一维向量表,通过查表实现 MPM 预失真器的幂次累加项,极大地减少了实现预失真器所需的计算量及硬件开销.仿真显示,采用提出的预失真器可以有效补偿 HPA 对信号的记忆非线性失真,有效带宽内获得了近 20 dB 的功率改善,也显著改善了系统误码性能.

关 键 词: 高功率放大器; 非线性失真; 记忆多项式模型; 宽带信号

中图分类号: TN 914.3

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2012)03-0400-05

Open-loop memory polynomial pre-distorter based on look-up table

Yang Youfu Zhang Qishan Liu Jianwei Xiu Chundi

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: An open-loop memory polynomial pre-distorter based on look-up table was proposed. Both memory polynomial model(MPM) pre-distorter coefficient estimates and the implementation of signal pre-distortion processing were considered. First, with the complementarity on the transmission characteristics for pre-distorter and high power amplifier(HPA), the memory polynomial coefficient was extracted by using once least squares algorithm using sampling input and output signal of power amplifier. Therefore our scheme eliminates convergence issue and reduce calculated amount in iterative architecture which emerged in traditional pre-distorters. And then, by analyzing the feature of memory polynomial pre-distorter, one-dimensional vector table look-up was established, which based on look-up the index of amplitude of input signal. With power-accumulate operations in MPM pre-distorter was implemented through the look-up table, dramatically reduce the cost of computing and hardware for implementing pre-distorter. The simulation results show that, the proposed pre-distorter can effectively compensate memory nonlinearity distortion of system due to high-power amplifier, and the power spectrum characteristics improves approximately 20 dB in the valid bandwidth. Therefore, our scheme can dramatically improve the system bit error rate performance.

Key words: high power amplifier; nonlinearity distortion; memory polynomial model; wideband signal

为了提高通信系统容量,当代无线通信广泛采用高阶幅相调制、多载波调制、多址接入等技术,复合后的信号包络具有较大动态范围,对信道的非线性更加敏感.非线性一般由高功率放大器(HPA,High Power Amplifier)的传输特性不理想引起,导致有效频带内的信号失真和带外频谱滋

收稿日期: 2010-11-24; **网络出版时间**: 2012-03-9 10:38

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20120309.1038.024.html

基金项目: 国家 863 计划资助项目(2009AA01Z418); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(YWF1002009); 中国博士后科学基金资助项目(20090460192)

作者简介: 杨友福(1982 -),男,黑龙江方正人,博士生, yyf_19821106@163.com.

生等不良影响,降低通信系统性能[1-2]. 基带预失真技术可以有效补偿 HPA 的非线性失真,预失真模型有记忆和非记忆两种. 例如,在宽带通信中 HPA 输出由当前输入和有限长度的历史输入共同决定,非线性失真表现出记忆特性,针对此类 HPA 的预失真模型有 Wiener-Hammerstein 模型、Volterra 级数及简化记忆多项式模型等[3],各模型之间既有区别又相互关联.

记忆多项式模型(MPM, Memory Polynomial Model)预失真模型在计算精度、实现复杂程度和一般性等方面具有较好的折中效果,文献[3-5]分别研究了 MPM 模型中奇数、偶数和分数阶多项式对于非线性失真的补偿作用,证明了 MPM 模型对于多种记忆型 HPA 失真补偿的鲁棒特性. 基于 MPM 模型的预失真器通常采用间接学习结构[6],多项式系数通过自适应迭代算法提取并更新,自适应算法的精度和收敛性直接关系到非线性失真补偿效果和计算开销;系数确定后,让输入信号通过 MPM 预失真器得到预失真输出信号,计算量随着 MPM 模型记忆深度和多项式阶数的增加急剧上升,对系统的实时信号处理能力提出了较高要求.

考虑到实际应用中 HPA 的缓慢变化特性,非线性失真在一定时间内可以认为保持恒定,文献[7]提出了一种针对非记忆 Saleh 模型的非迭代查表预失真器,文献[8-9]则提出了一种改进 Volterra 级数的非迭代预失真器,相对于闭环自适应结构,非迭代预失真器具有实用性和计算量小等特点. 基于此,本文提出了一种基于 MPM 模型的预失真器结构,MPM 模型中多项式系数通过初始化阶段的训练序列对 HPA 进行激励,采集 HPA 输出信号后利用一次最小二乘估计算法得到;预失真器正常工作阶段,通过建立基于输入信号幅度索引的一维向量表的方法实现 MPM 模型中级数累加项,有效地减少了实现预失真器所需的计算量. 分析表明,提出的预失真器具有实现复杂度低、精度高和实时性好等优点.

1　记忆多项式预失真模型

MPM 预失真模型是 Volterra 级数的一种特别形式,可以通过少量的参数估计达到 HPA 线性化目标,模型表示如下:

$$x(n) = \sum_{m=0}^{m=M} \sum_{\substack{p=1 \\ p\in \text{odd}}}^{P} b_{p,m} u(n-m) \left| u(n-m) \right|^{p-1} \tag{1}$$

式中,$u(n)$,$x(n)$为 MPM 模型输入、输出复基带信号;$b_{p,m}$为多项式复系数;n 表示时间量;$m \in (0,\cdots,M)$为信号延迟量;M 为最大记忆长度;P 为最高多项式阶数.

实际应用中, MPM 预失真器被放置在 HPA 器件前端对输入的数字基带信号 $u(n)$进行预失真处理,预失真器的传输特性被设置为 HPA 传输特性的反向作用,抵消 HPA 对信号的非线性失真,使最终由 HPA 输出的信号获得预期的线性增益. 公式(1)确定的预失真器中,MPM 预失真器的计算量随着 M,P 值的增加急剧增大,参数 M,P 确定后,多项式系数 $b_{p,m}$与具体 HPA 器件属性有关. 在间接学习结构[3]中,$b_{p,m}$通过比较发射信号和 HPA 输出端反馈信号,在某种误差准则下通过自适应迭代算法得到,该方法的缺点在于实时监测 HPA 属性带来的计算量和算法收敛等问题,工作阶段对反馈链路的需求同样增加了系统复杂性. 可见,MPM 系数估计、具体实施方案是影响预失真器性能和实现复杂度的关键因素.

2　基于查表的开环 MPM 预失真器

2.1　开环 MPM 预失真器原理

提出的基带预失真器结构如图 1 所示. 预失

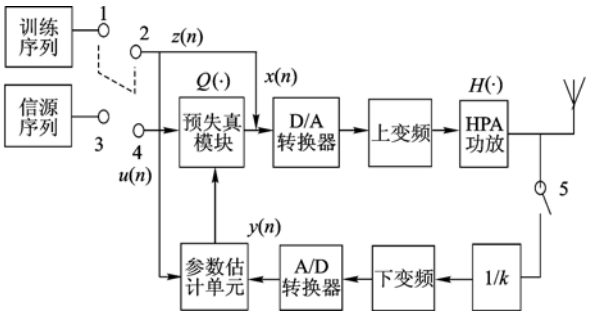

图 1　开环 *MPM* 预失真器原理图

真器工作原理分为初始化阶段和开环工作阶段:①初始化阶段,开关 1、2 连接, 开关 5 闭合,复基带训练序列 $z(n)$经由 D/A 转换后上变频到射频段,由 HPA 放大后输出. 发射信号经由衰减器、下变频和 A/D 转换组成的反馈链路后,输出复基带信号 $y(n)$. 假设信息传输延时为零,参数估计单元利用输入的采样数据估计 MPM 模型中多项式系数 $b_{p,m}$. 然后利用得到的系数建立预失真向量表,具体实现方法将在下文详细介绍. ②正常工作阶段,开关 3、4 连接,开关 5 断开,链路工作在开环状态. 输入复基带信号 $u(n)$首先通过 MPM 预失真模块,预失真模块基于输入信号强度检索预置的一维向量表产生预失真输出信号 $x(n)$,然后

依次通过 D/A 转换、上变频到射频,最后由 HPA 放大输出.

2.2 多项式系数的最小二乘估计

设 HPA 非线性作用的等效基带函数为 $H(\cdot)$,由于 HPA 非线性的单调特性,假定存在一个与其作用相反的函数 $H^{-1}(\cdot)$,并定义基带预失真函数为 $Q(\cdot)$. 为了推导方便,这里使用函数符号 H,H^{-1},Q 表示 3 个函数. 对于图 1 表示的预失真—放大器链路,在理想非线性失真补偿时满足:

$$y(n)=H(Q(u(n)))=k\cdot u(n) \tag{2}$$

k 表示预期的线性放大器增益. 对表达式两边求反函数得 $Q(u(n))=H^{-1}(k\cdot u(n))$,代入 $u(n)=H(u(n))$得:

$$Q(H(u(n)))=H^{-1}(k\cdot H(u(n))) \tag{3}$$

设 $k=1$,表示选择 HPA 归一化输入-输出特性的饱和工作点,可以得到:

$$Q(H(u(n)))=u(n) \tag{4}$$

式(4)说明,如果以 $u(n)$作为放大器-预失真链路的输入信号,函数 $Q(H(u(n)))$同样可以达到线性放大效果. $H(u(n)),u(n)$既表示 $Q(\cdot)$的输入和输出信号,也是 $H(\cdot)$的一组输出和输入信号. 因此,通过测量一组 HPA 输入、输出信号便可估计函数 $Q(\cdot)$属性,即获得 MPM 模型的多项式系数. 这避免了在预失真器特性未知条件下采用自适应间接学习结构时参数估计算法的收敛问题. 同时,多项式系数一次性估计比自适应递归估计在计算量上也具有明显优势. 当然,由于 HPA 器件老化等因素影响,预失真器参数会发生变化,可以定期采样 HPA 输入、输出数据进行参数估计,来完成对预失真器系数更新. 对于式(1)确定的 MPM 预失真模型,$x(n)$可以由测量的 HPA 输入信号确定,$u(n-m)|u(n-m)|^{p-1}$可以由测量的 HPA 输出信号计算得到,根据预失真器输出 $x(n)$和系数 $b_{p,m}$之间的线性关系,可以得到:

$$\boldsymbol{X}=\boldsymbol{CB} \tag{5}$$

式中,$\boldsymbol{X}=[x(n),x(n+1),\cdots,x(n+N-1)]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{B}=[b_{1,0},\cdots,b_{P,0},\cdots,b_{1,M},\cdots,b_{P,M}]^{\mathrm{T}}$,定义 $c_{p,m}(n)=u(n-m)|u(n-m)|^{p-1}$,那么 $\boldsymbol{C}=[\boldsymbol{C}_0,\cdots,\boldsymbol{C}_m,\cdots,\boldsymbol{C}_M]$,其中:

$$\boldsymbol{C}_m=\begin{bmatrix} c_{1,m}(n) & c_{2,m}(n) & \cdots & c_{p,m}(n) \\ c_{1,m}(n+1) & c_{2,m}(n+1) & \cdots & c_{p,m}(n+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1,m}(n+N-1) & c_{2,m}(n+N-1) & \cdots & c_{p,m}(n+N-1) \end{bmatrix}$$

MPM 预失真模型系数的最小二乘估计:

$$\boldsymbol{B}=(\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{C})^{-1}\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X} \tag{6}$$

其中,$(\cdot)^{\mathrm{H}}$表示求矩阵复共轭转置,$(\cdot)^{-1}$表示求矩阵逆.

图 1 所示的预失真器结构考虑了 HPA 的缓慢变化性质,通过测量 HPA 的输入、输出样本序列,利用一次最小二乘估计得到 MPM 预失真模型系数. 系数更新可以通过定期执行同样操作实现,避免了闭环自适应结构中参数实时跟踪带来的算法收敛和计算量大等问题.

2.3 基于信号幅度的向量查找实现

根据式(1)可以看出,实现 MPM 预失真器需要加法器、乘法器的数量随着多项式阶数 P 和最大记忆长度 M 的增大而增加. 当 P,M 较大时计算量增加明显,对系统的实时信息处理能力提出了很高要求. 对式(1)进行如下变换:

$$x(n)=\sum_{m=0}^{m=M}u(n-m)\cdot\left(\sum_{p=1}^{P}b_{p,m}|u(n-m)|^{p-1}\right) \tag{7}$$

令

$$R_m(n-m)=u(n-m)\cdot\left(\sum_{p=1}^{P}b_{p,m}|u(n-m)|^{p-1}\right) \tag{8}$$

$$\beta_m(|u(n-m)|)=\left(\sum_{p=1}^{P}b_{p,m}|u(n-m)|^{p-1}\right) \tag{9}$$

那么

$$x(n)=\sum_{m=0}^{m=M}R_m(n-m)=\sum_{m=0}^{m=M}\beta_m(|u(n-m)|)\cdot u(n-m) \tag{10}$$

式(9)中参数 $b_{p,m}$由式(6)确定. 当 P,M 指定后,$\beta_m(|u(n)|)$值取决于输入信号强度 $|u(n)|$. 对于某个 $|u(n)|$值,$\beta_m(|u(n)|)$为一个复常量. 如果根据信号强度 $|u(n)|$的动态范围建立对应的 $\beta_m(|u(n)|)$复数常向量表,并在预失真器工作阶段通过检索向量表来取代式(9)的直接计算,那么在系统硬件资源节省、计算量和实时性等方面都将有很大改善. 图 2 和图 3 分别为式(8)的直接电路实现和基于幅度索引的向量表实现电路. 前者包含 P 个乘法器、1 个加法器以及实现 $|u(n)|$各幂次运算所需的硬件资源,而后者仅需要 1 个乘法器和相应的存储单元. 因为全部中间计算过程可以通过离线方式进行,向量表中存储

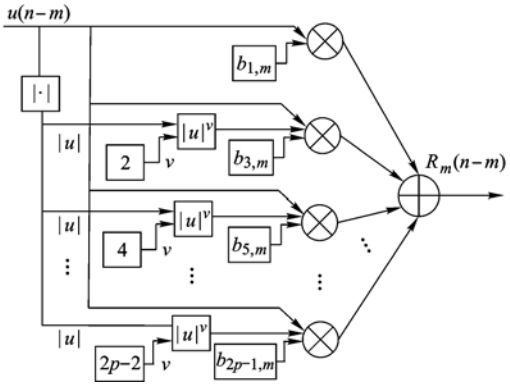

图 2　式(8)直接实现电路

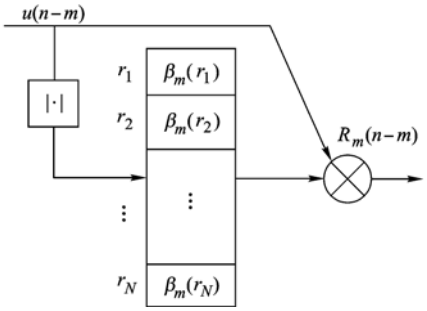

图 3　式(8)一维向量查找实现电路

的为最终$\beta_m(|u(n)|)$值. 因此,实时信息处理的计算量与 P 值无关,当多项式阶数 P 较大时,采用图 3 电路的优势更加显著. 需要说明的是,采用图 3 电路实现整个 MPM 预失真器共需要 $N(M+1)$个存储单元,N 为幅度量化阶数,这可以采用大容量 Flash 存储器实现,成本低廉;而采用图 2 实现预失真器时,实时的乘法、幂次运算和加法运算需要大量寄存器和内存,占用了整个电路系统的宝贵资源,价格也较 Flash 存储器昂贵. 图 3 电路中向量表可以在预失真器初始化阶段预置完成,表 1 为一组基于幅度索引的 $\beta_m(|u(n)|)$向量表实例. 归一化输入信号幅度 $r_i=|u(n)|$,N 为量化电平数,满足 $r_0<r_1<r_2<\cdots<r_N$($r_0=0$,$r_N=1$). 如果输入信号幅度 $r_{i-1}<|u(n)|\leqslant r_i$($1\leqslant i\leqslant N$),则查表输出 $\beta_m(r_i)$值. 系统设计时,可以采用增大量化电平阶数 N 或线性插值等方法提高预失真器输出精度.

表 1　预置的预失真表

$\|u(n-m)\|$	复常量
r_1	$\beta_m(r_1)$
r_2	$\beta_m(r_2)$
⋮	⋮
r_N	$\beta_m(r_N)$

3　仿真分析

为了验证提出预失真器性能,本文采用 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)调制的 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号进行仿真,子载波通过 64 点 IFFT 变换完成调制. 仿真采用的 HPA 为 *AB* 类放大器,描述放大器的实测数据同文献[3,5]所提供. MPM 预失真器的最高幂次取 5,最大记忆长度取 2,实现本文所提出预失真器的一维向量长度 $N=1\,024$. 初始化阶段的训练序列通过仿真软件随机产生 10^4 个样本,设训练序列为 $r\cdot e^{j\theta}$,r 和 θ 服从各自区间的均匀分布,记为 $r\sim U[0,1]$,$\theta\sim U[0,2\pi]$. 利用采集的样本信号,由式(6)计算得到的预失真模型参数为:$a_{01}=0.9564-0.0818\mathrm{i}$;$a_{03}=0.0871+0.2307\mathrm{i}$;$a_{05}=0.9325+0.7260\mathrm{i}$;$a_{11}=0.0622-0.0086\mathrm{i}$;$a_{13}=-0.2167-0.1490\mathrm{i}$;$a_{15}=0.2409+0.1618\mathrm{i}$;$a_{21}=-0.0222+0.0087\mathrm{i}$;$a_{23}=0.0484+0.0570\mathrm{i}$;$a_{25}=-0.1357-0.0657\mathrm{i}$.

图 4 为利用本文提出的预失真器对 HPA 非线性补偿后的单边功率谱密度效果, 曲线 1 ~ 5 分别为非线性失真信号、无记忆预失真器补偿信号、提出的预失真器补偿信号、采用文献[3]中间接学习结构直接实现方式预失真器输出信号和线性放大输出信号 5 种情况下的功率谱密度. 由曲线 1,2,3 可知,提出的预失真器可以很好地补偿 HPA 对 OFDM 信号的非线性失真,基本消除了由于 HPA 非线性引起的带外频谱扩展,获得了近 20 dB 功率改善;并且,提出的 MPM 预失真器对记忆非线性失真的补偿效果优于无记忆预失真器的输出信号. 由曲线 3,4,5 可知,由提出的 MPM 预失真器补偿后信号功率谱接近线性放大器情况,并且由于采用查找表方法实现式(9)的幂次累加项,且所有运算过程由仿真软件离线进行,预失真器对信号处理的计算量与多项式幂次无关,并且预失真性能接近采用间接学习结构的直接实现情况,既保证了数据精度又保证了信号处理的实时性要求. 另外,预失真器性能也会受到量化电平数 N 的影响,可以根据实际电路存储能力、对功率谱改善要求及查表时间容忍程度等因素确定其大小,本文的归一化电平情况下,N 取 1 024 点基本可以满足要求. 表 2 为提出的向量查表法 MPM 预失真器与间接学习结构直接实现法在计算复杂度上对比. 当记忆深度为 M,最高幂次为 P 时,由于查表法的多项式系数及量化幅度的乘幂累加已经提前计算并存储,预失真器工作时的主要计算量仅取决于 M,直接实现方式的计算量则随 M,P 值成倍增加.

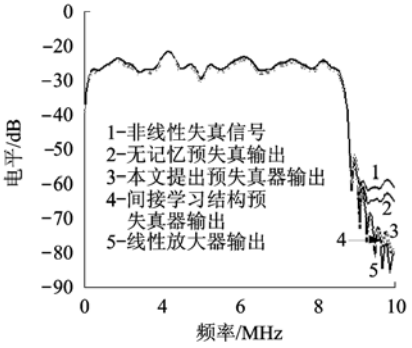

图 4 功率谱对比

表 2 计算复杂度分析

对比项	加法	乘法
向量查表	M	$M+1$
直接实现	$M+(M+1)(P-1)$	$(M+1)\left(1+\sum_{i=1}^{P} i\right)$

图 5 和图 6 分别为受到非线性失真影响和采用提出预失真器补偿后的接收调制信号星座图. 图 5 表明,受到 HPA 非线性作用,QAM 调制信号的幅度、相位均有不同程度的失真,平面上信号点偏离到其他信号点的判决区域内,这将直接导致接收码字判决错误. 图 6 是在图 5 的基础上进行预失真处理的结果,可以看出,相对于前者预失真器纠正了由 HPA 引起的幅度/幅度、幅度/相位失真,能显著改善接收端的误码性能.

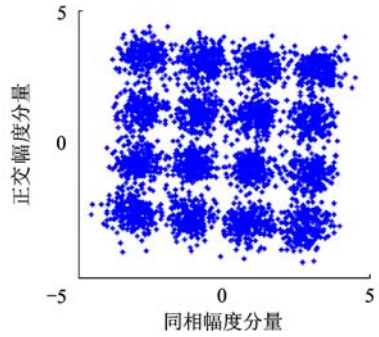

图 5 未补偿的非线性失真信号点

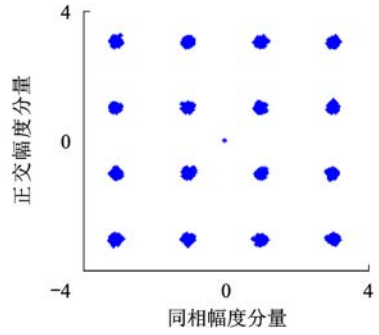

图 6 采用提出预失真器补偿后信号点

4 结束语

根据实际应用中 HPA 的缓慢变化特性,本文对预失真器进行分阶段实施,提出了一种基于记忆多项式模型的低实现复杂度开环预失真器结构. 本文从两个方面对预失真器实现进行探讨:①多项式系数通过采集的 HPA 输入、输出信号,利用一次最小二乘估计得到,有效避免了递归结构中参数估计收敛和计算量大等问题;②预失真器实现采用基于输入信号强度的一维向量查找方法. 由于多项式模型中级数累加项的最终结果可以在初始化阶段预置在向量表中,且中间计算过程可以通过 Matlab 仿真软件得到,大大减小了预失真器的硬件实现复杂度,同时也保证了预失真模型精度. 仿真和分析表明,所提出的预失真器具有实用性、低实现复杂性和实时性等优点.

参考文献(References)

[1] Vuolevi J H K, Rahkonen T, Manninen J P A. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(8): 1383 – 1389

[2] Helaly T K, Dansereau R M, El-Tanany M. Analysis of BER performance in presence of nonlinear distortion due to PD-HPA in downlink DS-CDMA signals[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(4): 273 – 275

[3] Lei Ding, 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

[4] Kim J, Konstantinou K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory [J]. Electronics Letters, 2001, 37(23): 1417 – 1418

[5] 李波,葛建华,王勇. 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 Bo, Ge Jianhua, Wang Yong. A novel fractional order memory polynomial predistorter[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(8): 1961 – 1964 (in Chinese)

[6] Changsoo Eun, Powers E J. A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(1): 223 – 227

[7] 王勇,向新,易克初. 基于非迭代算法和非直接学习结构的查询表 TWTA 预失真器[J]. 通信学报,2006,27(9):107 – 110
Wang Yong, Xiang Xin, Yi Kechu. Look-up table predistorter based on non-iterative algorithm and indirect learning architecture for TWTA[J]. Journal on Communications, 2006 27(9): 107 – 110 (in Chinese)

[8] Zhu Anding, 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 Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(7): 1524-1534

[9] Guan Lei, Zhu Anding. 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

(编 辑:娄 嘉)