

修正Volterra级数的功放行为模型

王华东, 鲍景富, 何松柏

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】从功率放大器的基本电路模型出发,建立了一种基于反馈结构的修正Volterra级数(MVS)的功率放大器的行为模型。在此基础上,依据功率放大器的非线性特性,对MVS模型进行了近似和简化,降低了模型的复杂度和参数提取时间。采用ADS仿真测量了一个10 W的WCDMA功率放大器的输入输出波形,用于模型提取和验证。计算结果表明,MVS模型能够很好地描述WCDMA功率放大器的非线性特性及记忆效应,与传统的记忆多项式模型(MP)相比较,MVS模型的NNSE低约3 dB,同时降低了模型的复杂度。

关键词 行为模型; 记忆效应; 功率放大器; Volterra级数

中图分类号 TN6

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.03.009

Modified Volterra Series Modeling for RF Power Amplifiers Based on Feedback Structure

WANG Hua-dong, BAO Jing-fu, and HE Song-bai

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, a modified envelope-domain Volterra series model based on feedback structure is introduced. For the sake of reduction of model complexity and time cost during computation process, the MVS model is simplified by analyzing physical characteristics of power amplifiers and omitting those trivial components in the model. A 10 W WCDMA power amplifier is simulated in ADS for measuring input and output waveforms which are used in model extraction and verification for both MVS model and tradition MP model. Simulation results show that the MVS model can describe both dynamic nonlinearity and memory of power amplifier very well because its NMSE is 3 dB less than that of MP model, and at same time greatly decreases model complexity.

Key words behavioral modeling; memory effect; power amplifiers; volterra series

随着现代通信技术的发展,功率放大器的各种非线性特性越来越受到关注,行为模型也成为微波电路领域研究的热点^[1-2]。相比较传统的晶体管级的电路模型,行为模型极大地简化了模型的分析 and 计算,并保持了足够的非线性电路分析的精度,使其特别适用于宽带数字信号系统的性能分析;同时,它提供了一种IP保护的方法。因此,在大规模集成电路和预失真技术研究中具有很好的应用前景。

对于宽带通信系统而言,由于必须考虑功率放大器记忆效应,因此传统的非线性模型,如Sahel模型以及多项式模型不再适用。目前通常采用带记忆的多项式(如Volterra级数)或者人工神经网络(如ANN)等模型来描述功率放大器的动态特性。相比较基于ANN的行为模型,Volterra级数可以更清晰地描述非线性系统的物理意义,但它的模型参数数目随着系统非线性及记忆长度的增加呈指数形式增加,

只适用于弱非线性系统的研究,否则,将会引起计算收敛性问题^[3]。为解决该问题,近年来通常采用一些简化的模型建立放大器的行为模型,其中最常用的是Wiener模型和Hammerstein模型^[4-5],这两种模型极大地降低了模型的复杂度,并且能够应用于强非线性系统,因此,在功率放大器非线性行为模型研究中得到广泛的应用。但该两种模型并不能完全地描述功率放大器的非线性特性,尤其是很难精确地表示功率放大器的包络记忆效应^[1,6];此外,Wiener模型和Hammerstein模型对于模型参数求解来说,均不是线性方程,对模型的参数提取困难^[7]。MP(memory polynomial)是另一种常用的行为模型,它可以看作是一种扩展的Hammerstein模型,但有时也不能得到符合要求的模型精度。因此,建立精度更高的参数线性的行为模型^[8]受到关注。

本文提出了一种修正的Volterra级数模型

收稿日期: 2008-10-15; 修回日期: 2009-09-14

基金项目: 国家863计划(2007AA018Z83)

作者简介: 王华东(1977-),男,博士,主要从事功率放大器的非线性行为模型及线性化技术等方面的研究。

(modified volterra series)。首先从放大器的等效电路出发, 建立可以描述放大器主要非线性特性的行为模型; 在此基础上, 采用近似和简化的方式, 略去模型中高阶项, 简化模型的复杂度。此外, 由于模型的分析以及简化都基于放大器的电路特性, 使得模型保持了描述功率放大器各种实际动态特性的能力。

1 模型概述

离散形式的Volterra级数模型可以写为:

$$y(t) = \sum_{q=1}^Q \sum_{\tau_1=0}^T \cdots \sum_{\tau_q=0}^T h_p(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_q) \times x(t - \tau_1)x(t - \tau_2) \cdots x(t - \tau_q) \quad (1)$$

式中 $x(t)$ 和 $y(t)$ 是系统输入和输出信号; $h_p(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_q)$ 是第 q 阶的Volterra核; τ_q 是时延长度; T 是系统记忆长度。

由于 $x(t)$ 和 $y(t)$ 均为调制信号, 因此可表示为:

$$x(t) = \text{Re}\{\hat{x}(t)e^{j\omega t}\} \quad (2)$$

$$y(t) = \text{Re}\{\hat{y}(t)e^{j\omega t}\} \quad (3)$$

式中 $\hat{x}(t)$ 和 $\hat{y}(t)$ 分别为输入和输出信号的等效复包络; ω 为载波角频率。

将式(2)和式(3)代入式(1), 即得到输入和输出信号复包络的Volterra模型。可以看出, 该模型十分复杂, 计算量大, 因此需要采用简化模型以利于求解。

1.1 放大器电路模型

对于功率放大器, 可以采用图1所示的等效电路来表示。其中 i_{ds} 为集电极电流, 是 v_{ds} 和 v_{gs} 的函数, 表示为 $g(v_{ds}, v_{gs})$ 的形式。由于 v_{ds} 可以表示为 i_{ds} 的非线性函数, 因此输出电压不仅与输入电压相关, 而且受到输出端电压的影响。对此, 可以用一个反馈网络来描述该等效电路, 如图2所示^[8]。

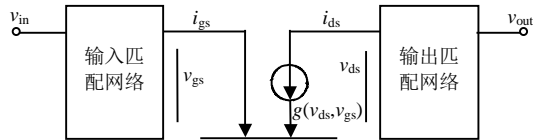


图1 功率放大器的等效电路图

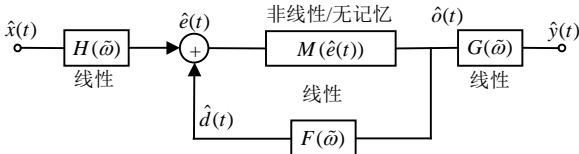


图2 等效电路的模型框图

1.2 MVS模型

从图2可看出, 该模型可以分为非线性反馈回路以及输入输出端的线性滤波器部分。对于非线性反

馈回路, 假定滤波器 $F(\omega)$ 的记忆长度有限, 并且可以用一个FIR滤波器来描述, 因此反馈输入就可以表示为:

$$\hat{d}(t) = \sum_{\tau=0}^{T_{env}} b_{\tau} \sum_{n=1}^N a_n \hat{e}(t - \tau)^n e^{*}(t - \tau)^{n-1} \quad (4)$$

式中 T_{env} 为包络记忆效应的记忆长度; N 为多项式阶数; a_n 为多项式的复系数; b_{τ} 为滤波器 $F(\omega)$ 的抽头系数。

显然, 式(4)中的输出信号记忆长度为无穷大, 会带来求解的困难, 因此, 需要对式(4)进行简化。由于反馈信号 $d(t)$ 通常小于输入信号 $x(t)$, 因此, 假定反馈信号的大小只与输入信号有关, 即忽略之前的反馈信号的影响; 再略去反馈信号中的二阶及二阶以上的项, 可得到反馈模块的输出信号为:

$$\hat{o}(t) = \sum_{n=1}^N S_n(\hat{x}) \quad (5)$$

$$S_n(\hat{x}) = a_{2n-1} \{D_{\{n,1\}} + D_{\{n,2\}} + D_{\{n,3\}}\} \quad (6)$$

$$D_{\{n,1\}} = \hat{x}(t)^n \hat{x}^*(t)^{n-1} \quad (7)$$

$$D_{\{n,2\}} = 2(n-1)\hat{x}(t)^{n-1} \hat{x}^*(t)^{n-1} \sum_{\tau=0}^{T_{env}} b_{\tau} a_1 \hat{x}(t - \tau) \quad (8)$$

$$D_{\{n,3\}} = \hat{x}(t)^n \hat{x}^*(t)^{n-2} \sum_{\tau=0}^{T_{env}} b_{\tau} a_1 \hat{x}^*(t - \tau) \quad (9)$$

考虑输入滤波器 $H(\omega)$ 和输出滤波器 $G(\omega)$ 的影响, 模型输出可表示为:

$$\hat{y}(t) = \sum_{\tau_1}^{T_{out}} c_{\tau_1} \sum_{n=1}^N S_n \left(\sum_{\tau_2}^{T_{in}} d_{\tau_2} (\hat{x}(t - \tau_1 - \tau_2)) \right) \quad (10)$$

式中 T_{in} 和 T_{out} 是输入和输出滤波器的记忆长度; c_{τ_1} 和 d_{τ_2} 分别是滤波器 $G(\omega)$ 和 $H(\omega)$ 的抽头系数。

可以看出, 求解仍然是很繁琐的, 大量的模型参数将会降低计算效率并带来收敛性等问题; 此外, 上述模型方程对于模型系数而言并非线性, 必然带来求解困难, 因此需要进一步简化模型。

从理论上讲, 滤波器 $F(\omega)$ 同样可以描述输入信号记忆效应的影响, 输入匹配网络的记忆特性并不明显, 在模型中可以略去输入滤波器 $H(\omega)$ 。同样, 对 $F(\omega)$ 而言, 保留前两阶的抽头系数, 略去其余阶的影响。

将式(10)改写为离散形式, 并略去其中的偶阶项, 采用 N 阶多项式逼近式(10)中的 $2N-1$ 阶奇次多项式以简化计算量。取消模型参数之间的相关性, 以便可以通过线性方程求解模型参数, 最终得到的MVS模型的表达式为:

$$\hat{y}(m) = \sum_{k=0}^K \{U_1(m, k) + U_2(m, k) + U_3(m, k)\} \quad (11)$$

$$U_1(m, k) = \hat{x}(m-k) \sum_{n=1}^N h_{k,n}^1 r(m-k)^{n-1} \quad (12)$$

$$U_2(m, k) = \hat{x}(m-k-l_0) \sum_{n=1}^N h_{k,n}^2 r(m-k)^{n-1} \quad (13)$$

$$U_3(m, k) = \hat{x}^*(m-k-l_0) x(m-k)^2 \sum_{n=1}^N h_{k,n}^3 r(m-k)^{n-1} \quad (14)$$

式中 $r(t) = \text{abs}(x(t))$; $h_{k,n}^i (i=1,2,3)$ 为最终的模型系数; k 为滤波器 $G(w)$ 的抽头数; l_0 为滤波器 $F(w)$ 的抽头长度。

分析式(11), 发现MVS模型项较传统的记忆多项式模型新增加了 $U_2(m, k)$ 和 $U_3(m, k)$ 两项, 该两项近似地描述了反馈过程对输出的影响。由于反馈信号通常小于输入信号, 因此对反馈信号进行线性近似计算模型输出带来的模型误差是非常小的。

可以采用另一种方法分析MVS模型。传统的Volterra级数模型是完备的非线性记忆模型, 而记忆多项式模型是一种常用的非线性记忆模型。比较3种模型可以发现, MVS模型新引入的 $U_2(m, k)$ 和 $U_3(m, k)$ 项实际上描述了相邻时延之间的耦合, 而在实际的电路中, 相邻时刻之间的相互耦合往往占据不同时延耦合的主要分量, 因此, MVS可以很好地描述功放所表现出的这种非线性记忆效应, 而不需要像传统MP模型那样引入过多参数, 可较好地复杂度和精度中获得平衡。

1.3 参数提取

由于式(11)为线性方程, 模型的输入输出关系可表示为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{H} \quad (15)$$

式中 $\mathbf{H} = [h_{k,n}^1, h_{k,n}^2, h_{k,n}^3]^T$; \mathbf{X} 为模型系数向量 \mathbf{H} 的参数矩阵。由于采样点的数目多于模型系数个数, 因此式(15)为超定方程组。为此, 本文应用最小二乘原理确定线性方程的解, 实际过程中采用矩阵的QR分解方法求解矩阵。

2 仿真结果

为验证模型的有效性, 在ADS中应用MRF5S21140设计了一个10 W的WCDMA功率放大器, 由于Freescale已经提供了该晶体管用于ADS仿真的模型, 采用包络仿真法可得到较为精确的输入输出信号的复包络。实际上, 可采用电路仿真数据

代替实验测量数据建立行为模型, 由于简洁有效, 被广泛应用于功率放大器行为模型研究^[1]。

在求解模型参数之前, 首先要确定参数 l_0 、 K 和 N 的值。由于高阶多项式往往具有稳定性的问题, 因此采用最高阶为3的多项式进行拟合, 即 $N=4$; l_0 和 K 的值参考文献[2], 本文中, $l_0=2$, $K=3$ 。

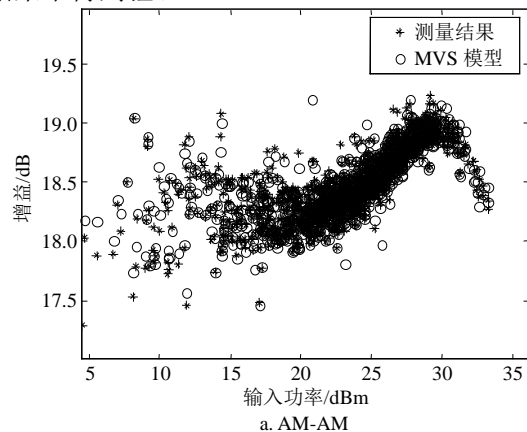
为分析MVS的性能, 采用同样的数据建立MP模型, 并将模型的输出与仿真结果进行对比。模型精度采用NMSE(normalized mean square error)来比较, 其定义为:

$$\text{NMSE} = 10 \lg \left[\frac{\sum_{m=1}^M (\text{abs}(\hat{y}_m - \hat{y}_m^{\text{mod}}))^2}{\sum_{m=1}^M (\text{abs}(\hat{y}_m)^2)} \right] \quad (16)$$

式中 M 为采样点个数; \hat{y}_m^{mod} 为模型输出复包络。模型参数提取仅使用前25%的输出数据, 而其余75%的输出数据均用于模型验证。

进一步比较两个模型的NMSE发现, MVS模型的NMSE为-42.36 dB, MP模型的NMSE为-39.54 dB, 前者低了约3 dB, 表明MVS具有更好的模型精度。实际上, U_2 和 U_3 中的模型参数的值相比较 U_1 要小得多, 特别是 U_3 , 其一阶以上的分量完全可以忽略不计。

图3给出了MVS模型与仿真结果的AM-AM和AM-PM特性曲线。可以看出, 由于记忆效应, 放大器的动态AM-AM和AM-PM曲线已经扩散。但MVS模型的输出与电路仿真测量结果依然吻合得很好, 表明MVS模型可以有效地描述功率放大器的动态行为特性, 包括非线性以及记忆特性。此外, 图3中的AM-AM和AM-PM曲线的扩散并不明显, 说明功率放大器的记忆特性并不严重, 可以从模型参数的计算结果中得到验证。



a. AM-AM

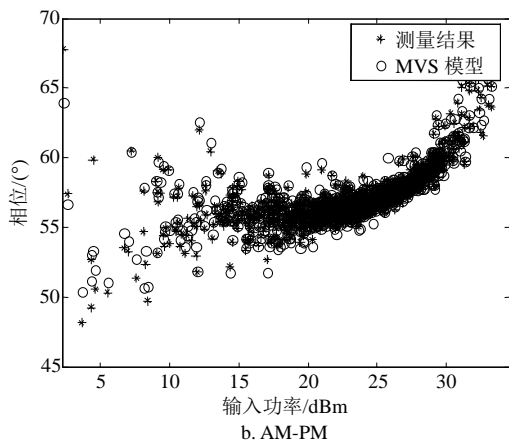


图3 MVS模型和仿真结果的动态幅度和相位失真特性

本文比较了MVS模型和无记忆多项式模型的误差功率谱密度,如图4所示。可以看出,MVS模型的误差功率谱已非常微弱,即使在通道内,其误差功率谱较测量信号的功率谱低60 dB以上,而在通道外,误差功率谱的幅度相比测量信号低了近80 dB。可以看出,MVS模型的误差远低于无记忆多项式模型,表明MVS模型可以很好地描述记忆效应,并且可以代替功率放大器应用于通信系统链路性能分析以及预失真技术研究,而不会带来明显的误差。

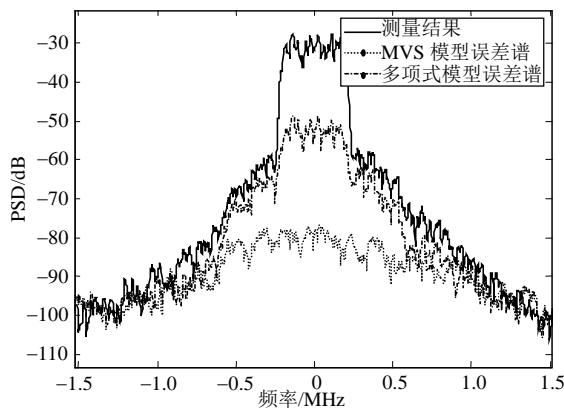


图4 MVS模型与仿真结果的功率谱密度比较

3 结论

本文介绍了一种基于反馈结构的放大器电路模型,并对模型进行了近似和简化,得到一种新的修

正Volterra级数模型(MVS)。仿真结果表明,MVS模型能够很好地描述功率放大器的非线性特性以及记忆效应,并且相比MP等传统模型,具有更低的NMSE,说明MVS模型可以有效地在模型精度和复杂度之间获得平衡,并可以应用于宽带系统的数字预失真算法。

参 考 文 献

- [1] PEDRO J C, MASS S. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(3): 1150-1163.
- [2] WOOD J, ROOT D E. Fundamentals of nonlinear behavioral modeling for RF and microwave design[M]. Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [3] TSIMBINOS J, LEVER K V. Computational complexity of Volterra based nonlinear compensators[J]. Electronic Letters, 1996, 32(9): 852-854.
- [4] ISAKSSON M. A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(1): 348-359.
- [5] SILVA C P, CLARK C J, MOULTHROP A A, et al. Optimal-filter approach for nonlinear power amplifier modeling and equalization[C]//Int Microwave Symp Dig. Boston, MA: IEEE, 2000.
- [6] KU H, KENNY M. Quantifying memory effects in RF power amplifiers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(12): 2843-2849.
- [7] NELLES O. Nonlinear system identification[M]. Berlin: Springer-Verlag, 2001.
- [8] ZHU A, PEDRO J C, CUNHA T R. Pruning the volterra series for behavioral modeling of power amplifiers using physical knowledge[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2007, 55(50): 813-821.
- [9] DOOLEY J, O'BRIEN B, BRAZIL T J, et al. Behavioral modeling of RF power amplifiers using adaptive recursive polynomial functions[C]//Int Microw Symp Dig. San Francisco, CA: IEEE, 2006.

编辑 税红