

记忆效应非线性功放扩展 Volterra 模型分析与构建

南敬昌^{①②} 刘元安^① 李新春^② 高锦春^①

^①(北京邮电大学电信学院 北京 100876)

^②(辽宁工程技术大学电子与信息工程学院 葫芦岛 125105)

摘要: 通用 Volterra 级数行为模型由于较高计算复杂性使它受限于弱非线性放大器。为了减少 Volterra 级数计算复杂性和级数核系数的数量, 本文提出了两种方案: 基于正交多项式函数 Chebyshev 和基于正交多项式函数 Laguerre 的 Volterra 级数, 推导了 Volterra-Chebyshev 和 Volterra-Laguerre 的行为模型数学表达式, 并对 Volterra-Laguerre 模型进行了仿真。数学理论分析和仿真结果表明, 与普通 Volterra 级数模型相比, Volterra-Chebyshev 和 Volterra-Laguerre 行为模型具有简化的结构和减少的系数。

关键词: 宽带功率放大器; 行为模型; Volterra 级数; Laguerre; Chebyshev; 记忆效应

中图分类号: TN722.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-2021-04

Analysis and Modeling on Expanding Volterra-Series Behavior Model for Nonlinear Power Amplifier with Memory Effects

Nan Jing-chang^{①②} Liu Yuan-an^① Li Xin-chun^② Gao Jin-chun^①

^①(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

^②(School of Electrics and Information Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: Volterra-series behavioral model for Radio Frequency (RF) power amplifier is limited to "weak" nonlinearity because of high computational complexity. In order to reduce computational complexity or the number of coefficient of Volterra-series kernels, the two approaches, based on Chebyshev orthogonal polynomials function and Laguerre orthogonal polynomials function, are proposed, and the mathematical expressions of Volterra-Chebyshev and Volterra-Laguerre behavioral model is derived, and Volterra-laguerre model is simulated. Mathematical analysis and simulation results show that Volterra-Chebyshev and Volterra-Laguerre behavioral model have a simplified structure and reductive coefficients than general Volterra-series model.

Key words: Wideband power amplifier; Behavioral model; Volterra series; Laguerre; Chebyshev; Memory effects

1 引言

射频功率放大器行为模型最近几年已经引起了广大科研工作者的广泛重视。窄带系统行为模型是基于幅度/幅度、幅度/相位无记忆多项式模型, 这对宽带通信系统是不够精确的, 尤其是对于具有复包络已调制信号输入的系统。Volterra 级数行为模型能够精确表示出宽频带和长记忆效应情况下的射频与微波功率放大器, 但这要求非线性核数量足够多。目前许多具有记忆效应的行为模型已经在一些文献中报道^[1-3], 比如记忆多项式模型, 并联 Hammerstein 模型和并联 Wiener 模型等, 这些模型能够较好地表征具有记忆效应的功率放大器, 然而它们都是 Volterra 级数行为模型的扩展和简化形式, 因此, 分析 Volterra 级数行为模型对分析其它具有记忆效应的行为模型具有重要的作用。

Volterra 级数是一种用于系统级分析的强大数学工具,

它能够模拟非线性功放的记忆效应。然而, 高计算复杂度使这种方法不适用实时系统, 即非线性阶和记忆深度增加时, 就会产生大量的系数。为了降低 Volterra 级数模型的复杂度或者用 Volterra 级数表示具有强非线性或长时记忆效应的非线性功放时, 需要改进通用的 Volterra 级数。Anding Zhu 等人^[4, 5]提出了一种近对角线形式的结构受限方法, 以去除通用 Volterra 级数的一些冗余核。采用这种方法, Volterra 模型系数数量大量减少、模型结构得到了很大的简化却没有较大损伤精确性。Singer 等^[6]和 Zhu 等人^[7]提出了通用 Volterra 级数行为模型的改进方法, 分别使用了 Laguerre 正交函数和 Chebyshev 正交函数。这两种方法通过改变模型结构减少了通用 Volterra 级数的系数。

该文从分析不同输入信号(连续或离散信号, 载波和复包络信号)情况下通用 Volterra 级数模型的数学表达式开始, 进一步理论上分析了如何通过特殊函数(Laguerre 和 Chebyshev 正交函数)改变通用 Volterra 级数模型结构, 得出了分别基于 Laguerre 和 Chebyshev 正交函数的数学表达式和简化的模型结构, 并对 Volterra-Laguerre 模型进行了仿真,

2007-01-19 收到, 2008-01-30 改回

高等学校博士学科点专项科研基金(20030013010)和国家自然科学基金(50677004)资金资助

计算了需抽取的参数数量并对这两种模型进行了比较。

2 Volterra级数模型

通用Volterra级数经常用于模型非线性系统。连续形式的Volterra级数表达式如下^[8]:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n[x(t)] \quad (1)$$

其中

$$y_n[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \cdots x(t - \tau_n) d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_n \quad (2)$$

其中 $x(t)$ 是系统输入, $y(t)$ 使系统响应, $y_n[x(t)]$ 是系统响应的 n 阶分量, 多维函数 $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ 称为 n 阶核或称为 n 阶非线性冲击响应。

离散形式的 Volterra 级数可以表达为

$$y(l) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n[x(l)] \quad (3)$$

其中

$$y_n[x(l)] = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_n=-\infty}^{\infty} h_n(m_1, m_2, \dots, m_n) \cdot x(l - m_1) x(l - m_2) \cdots x(l - m_n) \quad (4)$$

$x(l)$ 和 $y(l)$ 是离散的输入输出信号。

在实际的应用中, Volterra级数通常使用有限项和有限长记忆, 也能获得足够的精度。奇数阶离散Volterra级数模型表示如下:

$$y(l) = \sum_{m=0}^{M-1} h_1(m)x(l-m) + \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} \sum_{m_3=0}^{M-1} h_3(m_1, m_2, m_3)x(l-m_1)x(l-m_2)x(l-m_3) + \cdots = \sum_{k=0}^K \sum_{m_1=0}^{M-1} \cdots \sum_{m_{2k+1}=0}^{M-1} h_{2k+1}(m_1, \dots, m_{2k+1}) \prod_{j=1}^{2k+1} x(l-m_j) \quad (5)$$

偶数阶核在带限制制系统中的影响可以忽略。这里 K 和 M 分别是非线性的截取阶数和记忆深度。

在用Volterra级数模型的非线性系统中, 通常采用复包络信号(基带信号)作为输入信号。考虑到 $x(t) = \text{Re}[\hat{x}(t) \cdot e^{j\omega_0 t}]$ 和 $y(t) = \text{Re}[\hat{y}(t) \cdot e^{j\omega_0 t}]$ 为功率放大器的输入和输出信号, 这里 ω_0 是载波角频率, $\hat{x}(t)$ 和 $\hat{y}(t)$ 分别表示了输入输出信号的复包络。那么, 离散有限记忆奇数阶复基带Volterra模型有如下形式^[9]:

$$\hat{y}(l) = \sum_{m=0}^{M-1} h_1(m)\hat{x}(l-m) + \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} \sum_{m_3=0}^{M-1} h_3(m_1, m_2, m_3)\hat{x}(l-m_1)\hat{x}(l-m_2)\hat{x}^*(l-m_3) + \cdots = \sum_{k=0}^K \sum_{m_1=0}^{M-1} \cdots \sum_{m_{k+1}=0}^{M-1} \sum_{m_{k+2}=0}^{M-1} \cdots \sum_{m_{2k+1}=0}^{M-1} h_{2k+1}(m_1, \dots, m_{2k+1}) \cdot \prod_{j=1}^{k+1} \hat{x}(l-m_j) \prod_{j=k+2}^{2k+1} \hat{x}^*(l-m_j) \quad (6)$$

3 Volterra-Chebyshev 模型推导与分析

为了减少Volterra级数核系数的数量, 可以采用一种基于Chebyshev正交多项式的频域Volterra核近似。

推导Volterra-Chebyshev模型, 放大器输出信号 $\hat{y}(t)$ 各个分量的多维时域信号变换到频域^[6]:

$$\tilde{Y}_{2k+1}(\omega_1, \dots, \omega_{2k+1}) = \int_0^{\infty} \cdots \int_0^{\infty} \tilde{y}_{2k+1}(t_1, \dots, t_{2k+1}) \cdot \exp\left(-j \sum_{i=1}^{2k+1} \omega_i t_i\right) dt_1 \cdots dt_{2k+1} \quad (7)$$

这里多维时域信号 $\tilde{y}_{2k+1}(t_1, \dots, t_{2k+1})$ 为

$$\tilde{y}_{2k+1}(t_1, \dots, t_{2k+1}) = \int_0^{\infty} \cdots \int_0^{\infty} \tilde{h}_{2k+1}(\tau_1, \dots, \tau_{2k+1}) \cdot \prod_{i=1}^{k+1} \tilde{x}(t - \tau_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} \tilde{x}^*(t - \tau_i) d\tau_1 \cdots d\tau_{2k+1} \quad (8)$$

联合式(7)和式(8)并进行傅里叶变换可得

$$\tilde{Y}_{2k+1}(\omega_1, \dots, \omega_{2k+1}) = \tilde{H}_{2k+1}(\omega_1, \dots, \omega_{2k+1}) \prod_{i=1}^{k+1} \tilde{X}(\omega_i) \prod_{i=k+2}^{2k+1} \tilde{X}^*(-\omega_i) \quad (9)$$

其中 \tilde{H}_{2k+1} 是基带核 \tilde{h}_{2k+1} 的多维傅里叶变换, \tilde{X} 为时域基带信号 \tilde{x} 的傅里叶变换, 频域核 $\tilde{H}_{2k+1}(\omega_1, \dots, \omega_{2k+1})$ 在 $\pm B$ 输入信号带宽上能够近似为多维多项式级数。

$\hat{H}_{2k+1}(\omega_1, \dots, \omega_{2k+1}) =$

$$\sum_{m_1=0}^{M_{2k+1}} \cdots \sum_{m_{2k+1}=0}^{M_{2k+1}} c_{2k+1}(m_1, \dots, m_{2k+1}) T_{m_1}(\omega_1) \cdots T_{m_{2k+1}}(\omega_{2k+1}) \quad (10)$$

具有 $M_{2k+1} + 1$ 个数的实正交多项式 T_i 的完备集, 其中 $0 \leq i \leq M_{2k+1}$ 。我们将近似信号 \hat{Y} 从频域转换到时域。

$$\hat{y}_{2k+1}(t_1, \dots, t_{2k+1}) = F^{-1} \left\{ \hat{Y}_{2k+1}(\omega_1, \dots, \omega_{2k+1}) \right\} \quad (11)$$

其中运算符 F^{-1} 表示傅里叶反变换。式(11)中的频域信号 \hat{Y} 可以从式(9)中获得, 频域核 \tilde{H} 由式(10)中的 \hat{H} 所代替。结合式(9)和式(10), 式(11)可以导出多维时域信号, 并忽略式(8)中的 $2k + 1$ 维时域函数间隔, 得 $2k + 1$ 阶近似基带输出信号可以给出如下:

$$\hat{y}_{2k+1}(t) = \sum_{m_1=0}^{M_{2k+1}} \cdots \sum_{m_{2k+1}=0}^{M_{2k+1}} c_{2k+1}(m_1, \dots, m_{2k+1}) w_{m_1}(t) \cdots w_{m_{k+1}}(t) u_{m_{k+2}}(t) \cdots u_{m_{2k+1}}(t) \quad (12)$$

并且完整输出信号可以通过式(12)所有项叠加得到。

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=1}^K \hat{y}_{2k+1}(t) \quad (13)$$

对于 $0 \leq i \leq M_{2k+1}$, 式(12)中 $w_i(t)$ 和 $u_i(t)$ 为

$$w_i(t) = F^{-1} \left\{ T_i(\omega) \tilde{X}(\omega) \right\} \quad (14)$$

$$u_i(t) = F^{-1} \left\{ T_i(\omega) \tilde{X}^*(-\omega) \right\} \quad (15)$$

根据Chebyshev多项式递推关系: $T_0(\omega) = 1$, $T_1(\omega) = \omega/B$ 和 $T_{n+1}(\omega) = (2\omega/B)T_n(\omega) - T_{n-1}(\omega)$, Chebyshev多项式完备形式表示为

$$T_i(\omega) = \sum_{m=0}^{\lfloor i/2 \rfloor} \sum_{k=0}^m (-1)^k \binom{i}{2m} \binom{m}{k} \frac{\omega^{i-2k}}{B^{i-2k}} \quad (16)$$

根据式(16), 式(14), 式(15)的时域信号能够表达为

$$w_i(t) = \sum_{m=0}^{\lfloor i/2 \rfloor} \sum_{k=0}^m (-1)^k \binom{i}{2m} \binom{m}{k} \frac{\tilde{x}^{(i-2k)}(t)}{(jB)^{i-2k}} \quad (17)$$

其中 \tilde{x} 代表输入信号, 并有

$$u_i(t) = \sum_{m=0}^{\lfloor i/2 \rfloor} \sum_{k=0}^m (-1)^k \binom{i}{2m} \binom{m}{k} \frac{\tilde{x}^{*(i-2k)}(t)}{(jB)^{i-2k}} \quad (18)$$

\tilde{x}^* 代表输入信号的共轭。时域信号上角括号内的 $(i-2k)$ 是导数阶。信号 $u_i(t)$ 可以通过 $w_i(t)$ 信号简单变换得到如下:

$$u_i(t) = g_i(w_i(t)) = (-1)^i w_i^*(t) \quad (19)$$

经过频域核Chebyshev多项式变换后, 最后功放的非线性模型结构得到了简化, 合理取正交多项式的个数, 系数的数量得到了减少, 达到计算复杂度降低的目的。

4 Volterra-Laguerre 模型分析与推导

在线性系统识别中, 可以用正交基函数Laguerre来减少模型构建所需参数量。在该模型中, 有限冲击响应滤波器的基函数使用Laguerre复正交函数 $\{\varphi_p(m)\}$ 。 p 是正交函数 $\{\varphi_p(m)\}$ 的阶, m 是离散点。对 $\{\varphi_p(m)\}$ 进行z变换, 离散z域Laguerre函数 $L_p(z, \lambda)$ 能够得到如下^[7]:

$$L_p(z, \lambda) = \frac{\sqrt{1-|\lambda|^2}}{1-z^{-1}\lambda} \left\{ \frac{-\lambda^H + z^{-1}}{1-z^{-1}\lambda} \right\}^p, \quad p \geq 0 \quad (20)$$

这里 λ 是Laguerre函数的极点并有 $|\lambda| < 1$, $(\cdot)^H$ 表示了共轭转置。基于Laguerre函数的线性行为模型表示如下:

$$Y(z) = \sum_{p=0}^{L-1} b_p L_p(z, \lambda) \cdot X(z) \quad (21)$$

其中 b_p 是 p 阶回归系数, $L_p(z, \lambda)$ 是 p 阶离散Laguerre函数, 由式(20)给出。 L 是Laguerre正交函数个数。该系统的传输函数为 $H(z) = \sum_{p=0}^{L-1} b_p L_p(z, \lambda)$ 。线性Laguerre模型如下:

$$Y(z) = \sum_{p=0}^{L-1} b_p q_p(z) \quad (22)$$

其中定义 $q_p(z)$ 为

$$q_0(z) = L_0(z, \lambda)x(z) \quad (23)$$

$$q_p(z) = B(z, \lambda)q_{p-1}(z), \quad p = 1, \dots, L-1 \quad (24)$$

这里

$$L_0(z, \lambda) = \frac{\sqrt{1-|\lambda|^2}}{1-z^{-1}\lambda}, \quad B(z, \lambda) = \frac{-\lambda^H + z^{-1}}{1-z^{-1}\lambda} \quad (25)$$

Laguerre线性行为模型由离散滤波器构建而成, 式子第一部分表示为一阶低通滤波器 $L_0(z, \lambda)$, 后面紧跟 $L-1$ 个全通段 $B(z, \lambda)$, 如图1所示。

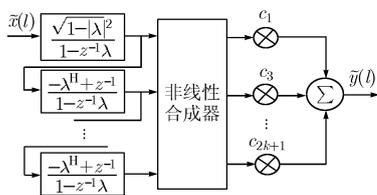


图1 Volterra-Laguerre功放模型结构

基于Laguerre模型低频特性好, 可用于模型具有长时记忆效应的功放。为了利用Laguerre正交多项式函数, 假定式(6)中的Volterra核 $h_{2k+1}(m_1, \dots, m_{2k+1})$ 具有衰减记忆, 即它们在系统记忆 $[0, M]$ 上是绝对可加的, 并且它们可以由定义在 $[0, L]$ 上的Laguerre函数的完备基 $\{\varphi_p(m)\}$ 所近似:

$$h_1(m) = \sum_{p=0}^{L-1} c_1(p) \varphi_p(m) \quad (26)$$

$$h_3(m_1, m_2, m_3) = \sum_{p_1=0}^{L-1} \sum_{p_2=0}^{L-1} \sum_{p_3=0}^{L-1} c_3(p_1, p_2, p_3) \varphi_{p_1}(m_1) \varphi_{p_2}(m_2) \varphi_{p_3}^*(m_3) \quad (27)$$

结合式(26)和式(27), Volterra-Laguerre模型能够表达为

$$\tilde{y}(l) = \sum_{p=0}^{L-1} c_1(p) q_p(l) + \sum_{p_1=0}^{L-1} \sum_{p_2=0}^{L-1} \sum_{p_3=0}^{L-1} c_3(p_1, p_2, p_3) q_{p_1}(l) q_{p_2}(l) q_{p_3}^*(l) + \dots \quad (28)$$

其中

$$q_p(l) = \sum_{m=0}^{M-1} \varphi_p(m) \tilde{x}(l-m) \quad (29)$$

$c_{2k+1}(p_1, p_2, \dots, p_{2k+1})$ 是核扩展系数。

对式(29)进行 z 变换可得用 z 域表示的函数式。很明显, 模型的精确性主要依赖于基函数的个数 L 。通过利用非线性合成器将所有加权项叠加到一起, 非线性Laguerre模型可以很容易实现, 如图1所示。

一旦模型结构被决定, 参数 λ 和 L 可以通过实际的情况来确定。同时, 系数 $c_{2k+1}(p_1, p_2, \dots, p_{2k+1})$ 可以通过测量的输入和输出数据来抽取获得。

为了验证 Volterra-laguerre 模型与通用 Volterra 模型的性能, 本文对这两种模型进行了仿真, 仿真所采用的输入输出数据是来自自 freescale 半导体晶体管 MRF21030 所设计的功率放大器测试版得出的。我们从 ADS 中提取功率放大器的输入输出数据, 功率放大器的详细设计参数参考文献[10]。放大器工作在非线性状态, 即输出功率达到峰值(这里使输入信号的功率为 28dBm)。输入信号采用 WCDMA 基带信号, 带宽约 5MHz, 是具有一定的峰均功率比值和非恒包络信号, 能够反映功率放大器的记忆效应。对于 Laguerre 正交函数, 取 $\lambda=0.25$, $L=3$ (正交函数的个数)。Volterra 模型取非线性级为 $K=2$, 记忆深度为 $M=3$ 和 $M=4$, 仿真结果如图2和表1。

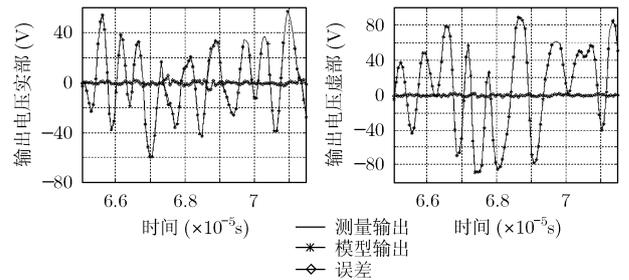


图2 Volterra-Laguerre 模型 $K=2$, $L=3$ 时测量和模型输出电压的波形比较

表1 Volterra 模型和 Volterra-Laguerre 模型的对比

Volterra 模型($K=2$)		Volterra-Laguerre 模型($K=2$)			
$M=3$		$M=4$		$L=3$	
均方根 误差	系数 数量	均方根 误差	系数 数量	均方根 误差	系数 数量
1.9842	81	1.845	244	1.6350	81

5 模型分析

在以上分析中, 得出了射频功率放大器的 Volterra 级数模型的数学表达式, 同时讨论了两种形式的 Volterra 级数扩展模型, 即 Volterra-Laguerre 和 Volterra-Chebyshev 模型。在 Volterra-Laguerre 模型中, Volterra 时域由 Laguerre 函数的完备集直接扩展得到; 在 Volterra-Chebyshev 模型中, Volterra 频域核是由 Chebyshev 实正交多项式的完备集来实现。通过上面的推导分析和仿真结果, 可以得出结论: 改进的 Volterra 级数模型结构简单, 同时抽取的系数和通用 Volterra 级数模型相比也大大减少了。例如, 截取五阶 Volterra 级数, 对 Volterra-Laguerre 模型来说, 如果选择 $L=3$, 那么仅仅有 81 个参数需要抽取。但是, 为了获得同样的精确性, 典型的 Volterra 模型使用 244 到 605 个参数。在 Volterra-Chebyshev 模型中, 如果选择 $M_1, M_3, M_5 = 2$, 那么, 经计算需要抽取 273 个参数或者更少。由于不同的推导方法和使用的正交多项式, 两种模型分别从频域和时域将 Volterra 级数核用两种正交多项式函数近似, 所获得的模型性能也有稍微的不同。从原理上和性能上, Volterra-Laguerre 模型具有更大的优势, 原理更简单, 实现较容易, 系数降低更明显。

6 结束语

本文对功率放大器两种 Volterra 级数扩展行为模型进行了理论分析和推导, 并对 Volterra-Laguerre 模型进行了仿真。结果表明, Volterra-Laguerre 行为模型能够高效精确地再生了功率放大器的非线性失真, 包括记忆效应, 在宽带复调制信号应用情况下可以使用这种模型方法。基于多元正交多项式频域 Volterra 核近似的 Volterra-Chebyshev 行为模型能够产生时域模型, 如果频域核阶数较低的话, 那么抽取参数的数量会大大减少。两种模型都具有简化的结构和减少的抽取系数, 因此降低了模型的复杂性, 提高了系统仿真的处理速度, 对系统仿真带来较大的收益。

参考文献

- [1] Hyunchul Ku and Kenney J S. Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2003, 51(12): 2495-2503.
 - [2] Silveira D, Gadringer M, and Arthaberl H. RF-power amplifier characteristics determination using parallel cascade Wiener models and pseudo-inverse techniques [A]. Asia-Pacific Microwave Conference [C]. Suzhou (China). APMC2005 Proceeding, 2005, Vol 2: 1-4.
 - [3] Isaksson M, Wisell D, and Ronnow D. A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(1): 348-359.
 - [4] Zhu Anding, Wren M, and Brazil T J. An efficient Volterra-based behavioral model for wideband RF power amplifiers[C]. Microwave symposium digest, 2003IEEE MTT-S, 2003, Vol 2: 787-790.
 - [5] Zhu Anding and Brazil T J. Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned volterra series[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, 14(12): 563-565.
 - [6] Singerl P and Kubin G. Chebyshev approximation of baseband Volterra series for wideband RF power amplifiers[C]. IEEE International Symposium on Circuit and System, ISCAS 2005, Japan, 2005, Vol.3: 2655-2658.
 - [7] Zhu Anding and Brazil T J. RF power amplifier behavioral modeling using Volterra expansion with Laguerre functions[C]. Microwave symposium digest, 2005IEEE MTT-S International, 2005, 4: 963-966.
 - [8] Murali, Tbmmla M T, Donovan Bruce E, and Watkans R N. Volterra series based modeling and compensation of nonlinearities in high power amplifiers[C]. 1997 ICASSP, Munich, GERMANY, 1997, Vol 3: 2417-2420.
 - [9] Isaksson M, Wisell D, and Ronnow D. A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(1): 348-359.
 - [10] Freescale simeconductor, Inc. freescale device data-wireless RF product. 2005, 1: p495-499.
- 南敬昌: 男, 1971年生, 博士, 副教授, 研究方向为射频电路与系统、多媒体信息编码、通信系统仿真等。
- 刘元安: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信和电磁兼容等。
- 李新春: 男, 1963年生, 高级工程师, 研究方向为通信电子、工业控制等。