

# 一种新的大信号射频功率器件建模方法

林茂六,于海雁

(哈尔滨工业大学电子与通信工程系,黑龙江哈尔滨 150001)

**摘要:** 对小信号网络分析而言,单一的S参数已足够描述器件的特性.但对大信号网络分析而言,则需要更多的数学工具来描述器件的特性.本文采用了一个新的适用于描述大信号非线性特性的描述函数——非线性散射函数.利用非线性散射函数可以完成对大信号射频功率器件的精确建模.

**关键词:** 非线性散射函数;径向基函数神经网络;频域黑箱模型

**中图分类号:** TN402 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 09-1320-03

## A Novel Large-Signal Modeling Method for RF Power Components

LIN Mao-liu, YU Hai-yan

(Dept. of Electronics & Communication HIT, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** A single S-parameter is sufficient for small-signal networks analysis, but more mathematical tools are needed to describe and interpret the data resulted from large-signal networks analysis. In this article, a novel describing function is adopted to describe nonlinear characteristic of RF power components: nonlinear scattering function. The nonlinear scattering function can build accurate model of RF power components under large signal.

**Key words:** nonlinear scattering function; RBF neural network; black-box model in frequency domain

### 1 引言

近年来,随着微波技术在移动电话、无线通信、个人通信网、全球定位系统及雷达、电子对抗等方面的广泛应用,功率放大器在上述系统中的设计成为亟待解决的主要问题.而现代通信应用的趋势是朝着大功率驱动电平 and 更加复杂的调制方案发展.这种大信号环境将引起系统中的元件、器件呈现强的非线性特性,明显地降低了系统级的性能.目前,对高频器件的非线性分析虽然已取得一定进展,如沃特拉级数法、幂级数展开法、谐波平衡法等,但这些分析都属于弱非线性分析.对强非线性分析,目前仍没有较好的方法.所以,我们要寻找一种新的大信号分析方法.

由于矢量大信号测量在近年来的迅速发展,使得基于测量的大信号分析也得到了相应的发展.本文采用的就是基于Agilent公司研制的非线性网络测量系统(NNMS)测得的入射波与反射波频域数据进行的频域黑箱建模方法<sup>[1]</sup>. NNMS可以完成入射波和反射波在频域的所有谱分量的幅度和相位分析,其框图如图1所示.采用频域黑箱建模方法最重要的就是找到适当的描述函数.通常采用的描述函数是Curtice、Staze、Materka等模型,但这些模型都是基于小信号线性理论建立的,并不适用大信号非线性分析.为此我们采用了一种新的描述函数来表征大信号特性.这一新的描述函数我们定义为基

于频域的非线性散射函数<sup>[2]</sup>.

本文首先阐述了非线性散射函数的定义,并详细推导了频域黑箱模型的数学模型——非线性散射函数.然后介绍了该模型所使用的拟合技术——径向基函数神经网络.最后采用实测数据对模型进行了模型检验和分析.

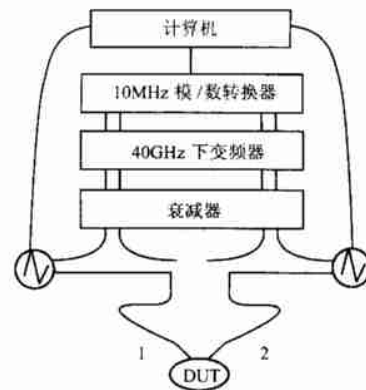


图1 非线性网络测量系统框图

### 2 原理

非线性散射函数的概念是由线性散射参数的概念扩展而来的.散射参数是用来描述信号端口的入射传送电压波和反射传送电压波的,因此可以完全描述一个线性微波装置的线性特性.非线性散射函数则同样是用来描述器件的非线性特性.这一概念不再拘泥于以往的S参数理论,可以更精确的描述大信号状态下微波功率器件的非线性特性.

非线性散射函数的建立是基于频域测量来实现的.我们

用  $a$  表示入射电压波,  $b$  表示反射电压波. 入射电压波与反射电压波及相应的  $S$  参数通常定义在特征阻抗为 50 ohm 上. 但要描述非线性特性则选择不同的特征阻抗更为方便.

$$a(z) = \frac{v+zi}{2} \quad b(z) = \frac{v-zi}{2} \quad (1)$$

采用图 1 中所示测试装置进行测量. 图中 DUT(待测装置) 端口信号为已调信号或周期信号, 这些周期信号可以用付氏级数描述, 其系数称为信号的谱分量. 每个谱分量对应相应的谐波系数. 对直流分量, 谐波系数为零. 则  $a_{(z)kp}$  表示 DUT 端口  $K$  对应  $P$  次谐波的入射电压, 其特征阻抗为  $z$ . 同样也可用  $b$  表示反射波. 例:  $a_{(10)21}$  表示端口 2 的入射电压波的基波, 其特征阻抗为 10ohm.

在分析散射函数之前, 首先对各次谐波的谱分量进行相位归一化.

$$a_{kp} = a_{kp}^{NN} \left[ \frac{a_{11}^{NN}}{|a_{11}^{NN}|} \right]^{-p}, \quad b_{kp} = b_{kp}^{NN} \left[ \frac{a_{11}^{NN}}{|a_{11}^{NN}|} \right]^{-p}, \quad NN \text{—非归一化} \quad (2)$$

则式(3)可简写为

$$b_{kp} = s_{kp}(\text{Re}(a_{11}), \text{Re}(a_{12}), \text{Im}(a_{12}), \text{Im}(a_{13}), \dots, \text{Re}(a_{21}), \dots) \quad (3)$$

可以看出, 反射电压波的谱分量是入射波谱分量的实部和虚部的函数.  $s_{kp}$  称为非线性散射函数. 对功率放大器而言, 所有谐波信号谱能量低于基波信号谱能量, 当谐波次数超过 5 以上, 公式中可以对其忽略不计.

将  $s_{kp}$  在各次谐波上进行麦克劳林展开, 则

$$b_{kp} = F_{kp} + \sum_{j=2, \dots, N}^{i=1,2} G_{kpj} \text{Re}(a_{ij}) + \sum_{j=2, \dots, N}^{i=1,2} H_{kpj} \text{Im}(a_{ij}) \quad (4)$$

方程中  $N$  表示所考虑的最高次谐波.  $F_{kp}$ ,  $G_{kpj}$  和  $H_{kpj}$  是基波分量的函数, 表示如下:

$$\begin{aligned} F_{kp}^* &= F_{kp}^*(\text{Re}(a_{11}), \text{Re}(a_{21}), \text{Im}(a_{21})) \\ &= S_{kp}(\text{Re}(a_{11}), \text{Re}(a_{21}), \text{Im}(a_{21}), 0, 0, \dots) \\ G_{kpj} &= \left. \frac{\partial S_{kp}}{\partial \text{Re}(a_{ij})} \right|_{a_{rs}=0; \forall r, \forall s > 1} \\ H_{kpj} &= \left. \frac{\partial S_{kp}}{\partial \text{Im}(a_{ij})} \right|_{a_{rs}=0; \forall r, \forall s > 1} \end{aligned} \quad (5)$$

对  $F_{kp}^*$  我们可以进一步分解为

$$F_{kp}^*(\text{Re}(a_{11}), \text{Re}(a_{21}), \text{Im}(a_{21})) = F_{kp}(\text{Re}(a_{11}) + G_{kp21} \text{Re}(a_{21}) + H_{kp21} \text{Im}(a_{21})) \quad (6)$$

则频域黑箱模型描述函数最终可写为

$$\begin{aligned} b_{kp} &= F_{kp} + G_{kp21} \text{Re}(a_{(z)21}) + H_{kp21} \text{Im}(a_{(z)21}) \\ &+ \sum_{j=2, \dots, N}^{i=1,2} G_{kpj} \text{Re}(a_{ij}) + \sum_{j=2, \dots, N}^{i=1,2} H_{kpj} \text{Im}(a_{ij}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $F, G, H$  是  $a_{11}$  和大信号偏置  $V_{gs}, V_{ds}$  的非线性函数. 因此, 只需拟合出  $F, G, H$ , 即可确定非线性散射函数. 这里, 我们采用径向基函数神经网络进行拟合.

### 3 径向基函数神经网络(RBF)

对于非线性函数的拟合, 可以采用曲线拟合, 多项式拟合, 以及神经网络拟合. 由于神经网络可以对任意复杂非线性

函数进行有效逼近, 故我们采用神经网络来拟合  $F, G, H$ .

#### 3.1 网络模型

径向基函数网络的结构与多层前项网络类似, 它是一种三层前项网络. 输入层由信号源节点组成. 第二层为隐含层, 单元数视所描述问题的需要而定. 第三层为输出层, 它对输入模式的作用做出响应. 从输入空间到隐含层空间的变换是非线性的, 而从隐含层空间到输出层空间的变换是线性的. 隐含层的变换函数是径向基函数(RBF). 它是一种局部分布的对中心点径向对称衰减的非负非线性函数<sup>[3]</sup>. 其网络结构如图 2 所示:

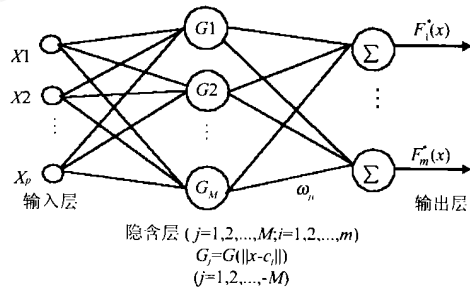


图 2 RBF 网络结构模型

#### 3.2 网络学习算法

RBF 网络的学习过程为每次自动生成一个 RBF 神经元和调整响应的网络权重, 这样不断的增加 RBF 神经元数目和调整权重, 直至达到要求的误差指标和最大的训练步数为止. 根据上述特点, RBF 网络的主要算法为:

对于输入  $x = (x_1, x_2, \dots, x_p)$ , 选取径向基函数为高斯函数, 即

$$j(x) = \exp \left[ - \frac{(x - c_j)^2}{2} \right] \quad (8)$$

式中  $c_j$  为第  $j$  个基函数的中心点,  $j$  为可以自由选取的参数, 它决定该基函数围绕中心点的宽度. 随着  $x - c_j$  的增大,  $j(x)$  迅速衰减为 0. 对于给定输入  $x \in R^n$ , 只有一小部分中心靠近的处理单元被激活, 可达到局部逼近的目的.

这样从输入层到隐含层便由式(10)实现非线性映射. 此隐含层到输出层的线性关系可表示为

$$F_i^* = \sum_{j=1}^m w_{ij} \cdot j(x), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (9)$$

权重调节为

$$w_{ij}(L+1) = w_{ij}(L) + (F_i^{*d} - F_i^*(L)) \cdot j(x) / [T(x) \cdot (x)] \quad (10)$$

式中  $F_i^{*d}$  表示第  $i$  个输出量的期望值,  $F_i^*(L)$  表示第  $i$  个输出量第  $L$  次计算输出值;  $(x)$  为隐含层基函数映射向量.

#### 3.3 基于神经网络的建模实现

对于上述的非线性散射函数, 我们需要确定  $F, G, H, F, G, H$  是大信号偏置的非线性函数. 利用神经网络的非线性函数逼近能力, 我们采用两类神经网络来拟合  $F, G, H$ . 由于器件的大信号非线性特性主要由三个大信号偏置  $|a_{11}|, V_{gs}, V_{ds}$  决定, 因此拟合  $F$  的神经网络输入为  $|a_{11}|, V_{gs}, V_{ds}$ , 输出为  $F_{kp}$  的实部和虚部. 拟合  $G_{kpj}, H_{kpj}$  的神经网络输入同样是上述

三个大信号偏置, 输出为  $G_{kpij}$ 、 $H_{kpij}$  的实部和虚部。

为拟合  $F$ , 测量时令输入信号为单频信号, 即仅有基波分量, 谐波分量为零, 则  $b_{kp}$  即为  $F_{kp}$ , 然后保持基波信号为常数, 分别输入各次谐波, 则可拟合  $G_{kpij}$ 、 $H_{kpij}$ 。

#### 4 模型检验和参数提取

为了验证模型, 我们采用了 0.5 微米 MESFET 功率器件的测量数据进行了建模。该数据是 Agilent 公司比利时布鲁塞尔大学网络测量与描述分部所提供的。实验中基波信号频率为 2GHz, 实验系统带宽为 20GHz。测量数据包括入射波和散射波电压的基波和所有谐波分量的频谱和相位信息。实验中特征阻抗为 50 $\Omega$ , 大信号设置为  $a_{11}$ 、栅极电压偏置、漏极电压偏置, 当输入  $a_{12}$ 、 $a_{13}$ 、 $a_{14}$ 、 $a_{21}$ 、 $a_{22}$ 、 $a_{23}$ 、 $a_{24}$  这些信号时,  $a_{11}$  保持常数。测量中, 对每个偏置下的基波和谐波数据采用十个随机相位。

对于微波功率器件的非线性, 我们通常研究其时域电压电流特性、谐波失真特性、压缩特性、AM-PM、AM-AM 特性。图 3 为模型化和测量的时域电压电流曲线图。

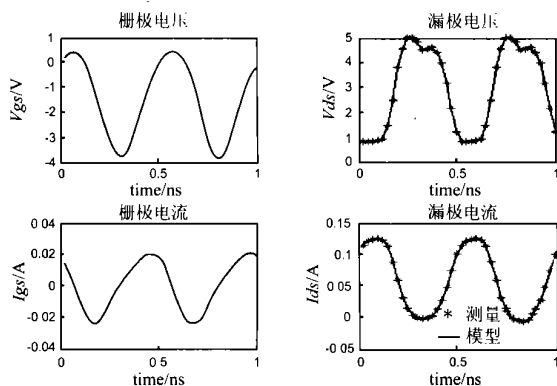


图 3 测量和模型化的时域电压电流波形

图中所示波形为栅极电压为 -1.5V, 漏极电压为 3V, 负载阻抗为  $32 + 6i$   $\Omega$  时的电压电流曲线。测量和模型化的波形相当吻合。模型的功率附加效率 (power-added efficiency) 为 78%, 实际测量所得功率附加效率为 77%, 误差只有 1%。由此可见, 模型的精确度是非常高的。

由于功率器件的非线性失真可由其谐波失真直观的表现出来, 所以, 我们对其进行了谐波失真分析。如图 4 所示。由图可看出, 当输入功率超出 15dBm 时, 输出信号的基波存在了压

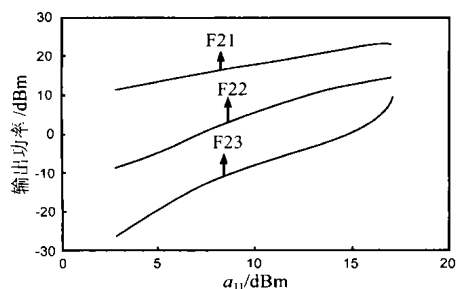


图 4 谐波失真分析

缩现象, 而相应的在二次谐波和三次谐波上能量较高, 均已超出了 0dBm。可见, 随着功率的增加, 器件的谐波失真也较大。

#### 5 结语

非线性散射函数是一种新的大信号模型, 这种建模方法为大信号建模提供了新的思路。特别是对于强非线性分析, 采用描述函数这种方法比以往的基于  $S$  参数测量的分析方法和沃特拉级数法有更好的效果。特别是在对其材料及器件机理的认识还不充分的情况下, 建立实用的大信号物理模型具有很大的难度, 黑箱建模方法为此提供了良好的解决办法, 可大大缩短功率放大器的设计周期和新产品进入市场的时间。因此, 对大信号分析, 采用非线性散射函数进行建模具有良好的应用前景。

致谢: 感谢 Agilent 公司比利时布鲁塞尔大学网络测量与描述分部的技术负责人 Jan. Verspecht 博士, 他不仅提供了实验所用的测量数据, 还在器件建模过程中提供了有益的理论指导和宝贵的建议。

#### 参考文献:

- [1] J Verspecht et al. Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incident and scattered voltage waves at the signal ports of a nonlinear microwave device [A]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest [C]. US: IEEE MTT, 1995. 1029 - 1032.
- [2] J Verspecht, P Van Esch. Accurately characterizing hard nonlinear behavior of microwave components with the nonlinear network measurement systems: Introducing Nonlinear scattering functions [A]. Proceedings of 5<sup>th</sup> international workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter Circuits [C]. US: INMMC, 1998.
- [3] 王永骥, 涂健. 神经网络控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.

#### 作者简介:



林茂六 男, 1943 年 10 月生于江西省, 1967 年毕业于成都电讯工程学院电讯系, 现任哈尔滨工业大学电子与通信工程系教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 中国电子学会电子测量分会理事, 目前主要研究领域为超  $S$  参数大信号网络分析, 非均匀取样信号理论及校准技术等。



于海雁 女, 1973 年生于黑龙江省大庆市, 哈尔滨工业大学电子与通信工程系博士研究生, 主要研究兴趣为神经网络、最小二乘法在器件建模与信号处理方面的应用研究。