

一种紧凑的 GaN 高电子迁移率晶体管大信号模型拓扑

韩克锋, 蒋浩, 秦桂霞, 孔月婵

(南京电子器件研究所, 江苏南京 210016)

摘 要: GaN 高电子迁移率晶体管 (HEMT) 以其复杂的器件特性使其大信号建模变得十分困难, 尽管 EEHEMT、Angelov 等模型结构曾经成功应用于 GaAs HEMT/MESFET 的大信号模型, 但当它们被用于 GaN HEMT 建模时却不再准确和完备. 面向 GaN HEMT 器件的大信号模型, 本文提出了一种紧凑的模型拓扑, 此模型拓扑综合了 GaN HEMT 器件的直流电压-电流 (I-V) 特性、非线性电容、寄生参数、栅延迟漏延迟与电流崩塌、自热效应以及噪声等特性. 经验证此模型拓扑在仿真中具有很好的收敛性, 适用于 GaN HEMT 器件的大信号模型的建立, 满足 GaN 基微波电路设计对器件模型的需求.

关键词: 氮化镓高电子迁移率晶体管; 大信号模型; 非线性; 收敛性

中图分类号: TN305.2, TN325+.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)02-0501-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.02.033

A Compact Large-Signal Model Topology for GaN High Electron Mobility Transistors

HAN Ke-feng, JIANG Hao, QIN Gui-xia, KONG Yue-chan

(Nanjing Electrical Devices Institute, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: GaN high electron mobility transistors (HEMTs) are difficult to model because of their complex device characteristics. Although EEHEMT and Angelov models have been successfully applied to large-signal models of GaAs HEMT/MESFETs, but they are no longer accurate and complete when used in GaN HEMT modeling. In this paper, a compact model topology is proposed for GaN HEMTs which is based on the DC I-V, non-linear capacitance, parasitic elements, gate/drain lag and current collapse, thermal effects and noise characteristics of GaN HEMT devices. It is proved that this model topology has good convergence in simulation. It is suitable for the establishment of large-signal models of GaN HEMTs, and satisfies the demand for device model of the GaN-based microwave-wave circuit design.

Key words: GaN high electron mobility transistor; large-signal model; nonlinearity; convergence

1 引言

随着电子材料和器件技术的进步, 以 GaN、SiC 为代表的第三代半导体被人们制备、研究并走向产业化. 以 GaN 为代表的第三代半导体材料具有禁带宽度大、热导率高、耐辐照、电子饱和速度高等显著优势, 在此基础上实现的 GaN 高电子迁移率晶体管 (HEMT) 在性能和可靠性上表现出巨大的优势并深刻地影响了当今化合物半导体器件和电路产品的市场格局^[1].

GaN HEMT 已取得的巨大成功以及其更加广阔的市场前景, 为推动企业和科研机构对 GaN HEMT 材料、工艺、器件、模型、电路等方面的研究^[2-4]不断注入强劲的动力. 在器件模型方面, GaN HEMT 器件的大信号建模是一个颇具挑战性的课题^[5,6], 传统的模型结构如 EEHEMT、Angelov 等在描述 GaN HEMT 器件特性时不

再精确和完备——EEHEMT 模型的栅电流模型过于简化^[7], EEHEMT 模型结构如图 1(a) 所示, 式(1)为器件栅源电流 I_{gs} 表达式, 式(2)、(3)为栅漏电流 I_{gd} 表达式, 基于此模型的 I_{gd} 反向电流在击穿之前始终为零, 这与 GaN HEMT 器件实际特性严重不符. 相对于 EEHEMT 模型, Angelov 模型的栅电流方程更为符合器件实际特性, 但其对栅延迟漏延迟效应的表征却过于简化^[8]——仅采用 R_{cin} 、 C_{rfin} 、 R_c 和 C_{rf} 等电阻、电容元件在器件输入、输出端组成的高通网络表征器件的输入、输出阻抗的频率色散, 其模型结构如图 1(b) 所示. 这样的结构在表征器件栅延迟漏延迟时不够完备, 一方面它没有定义栅延迟漏延迟的触发条件, 另一方面是它缺乏对器件电流崩塌相关的 $I-V$ 频率色散^[9]的表征.

$$I_{gs}(V_{gs}) = I_s \left(e^{\frac{qV_{gs}}{nkT}} - 1 \right) \quad (1)$$

提取栅源电荷 Q_{gs} 方程. 图 3(a) 所示为基于式(5)提取栅源电荷 Q_{gs} 方程的数据拟合结果, 基于式(5)实现了良好的 Q_{gs} 拟合精度. S2 端口用来表征栅漏电流, 栅漏电流同样由直、交流两部分组成, 分别由式(6)、(7)提取和表征; S5 端口用来表征漏极电流, 由直、交流两部分组成, 直流部分通过式(8)表征和提取, 交流部分为源漏电容 C_{ds} 、栅漏电容 C_{gd} 充放电的位移电流之和. 图 3(b) 所示为基于式(8)提取 I_{ds} 方程的数据拟合结果, 基于式(8)实现了良好的 I_{ds} 拟合精度; S6、S9 两个端口组成一个电荷泵网络用于表征器件自热效应, 其中在 S6 端口将器件瞬态功率定义为电荷泵电流, 在 S9 号端口通过热阻 (R_{th})、热容 (C_{th}) 网络对表征器件瞬态功率的电荷泵电流进行积分并以积分值作为器件温升, 器件热阻 R_{th} 可参照 Hong X 等人^[10] 介绍的方法进行提取, 通过器件的温度瞬态响应可提取其热响应时间常数以求得器件热容 C_{th} ^[10-12]; S3、S4 两个端口共同组成一个电荷泵网络用于表征器件栅延迟漏延迟, 其中 S4 端口用于定义器件陷阱态充放电的电荷泵电流方程 I_{pump} , S3 端口通过 R_{db} 、 C_{db} 网络将陷阱态充放电电流 I_{pump} 进行积分, 用此积分值对器件的 I_{ds} 值进行实时的调整^[13]. 其中 R_{db} 的提取方法与 R_{th} 相似, C_{db} 的提取方法与 C_{th} 相似, Rudolph M 等人对器件瞬态响应(脉冲响应)的测试和提取方法进行了介绍^[14], 若器件栅延迟漏延迟响应存在两个以上时间常数, 需要对电荷泵端口和 R_{db} 、 C_{db} 网络进行扩展以提高模型精度. 图 4 为 ADS 中利用瞬态脉冲仿真进行器件漏延迟特性模拟的结果, 在仿真中电压 V_{gs} 固定为 -2V , 而源漏电压 V_{ds} 在每个脉

器件栅源冲周期内由 40V 跳变到 20V ; 在此脉冲响应仿真中, 电荷泵电容交替地充放电的过程对应于器件陷阱态交替地俘获和释放电子产生漏延迟和电流崩塌的物理过程; 表 1 为不同 R_{db} 和 C_{db} 下的电流崩塌量 ΔI 和电流崩塌时间常数 τ 的仿真结果. 根据表 1 的结果, ΔI 受相应电荷泵网络中 R_{db} 控制, 而 τ 由对应电荷泵网络中 R_{db} 和 C_{db} 之积决定. 基于此电荷泵网络可实现对器件栅延迟漏延迟特性中延迟量和延迟时间的两个方面的表征.

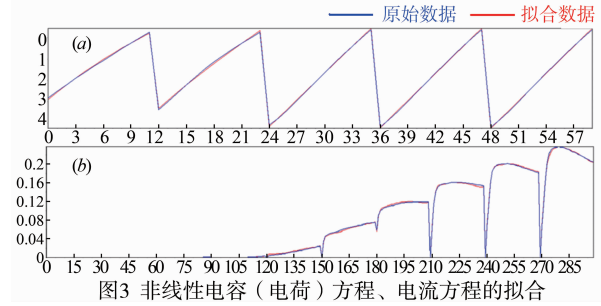


图3 非线性电容(电荷)方程、电流方程的拟合

$$I_{gs}(V_{gs}) = I_J (\exp(PG \cdot \tanh(2 \cdot (V_{gsc} - V_{JG}))) - \exp(PG \cdot \tanh(2 \cdot V_{JG}))) \quad (4)$$

$$Q_{gs} = C_{GSP1} \cdot V_{gsc} + C_{GS0} \cdot (Phi1 + Lc1 - Q_{gs0}) \cdot (1 - P111 + \tanh(Phi2)) / P11 + 2 \cdot P111 \cdot V_{gsc} \quad (5)$$

$$I_{gd} = I_J \cdot (\exp(PG \cdot \tanh(2 \cdot (V_{gdc} - V_{JG}))) - \exp(PG \cdot \tanh(2 \cdot V_{JG}))) \quad (6)$$

$$Q_{gd} = C_{GDP1} \cdot V_{gsc} + C_{GS0} \cdot (Phi4 + Lc4 - Q_{gd0}) \cdot (1 - P111 + \tanh(Phi3)) / P41 + 2 \cdot P111 \cdot V_{gdc} \quad (7)$$

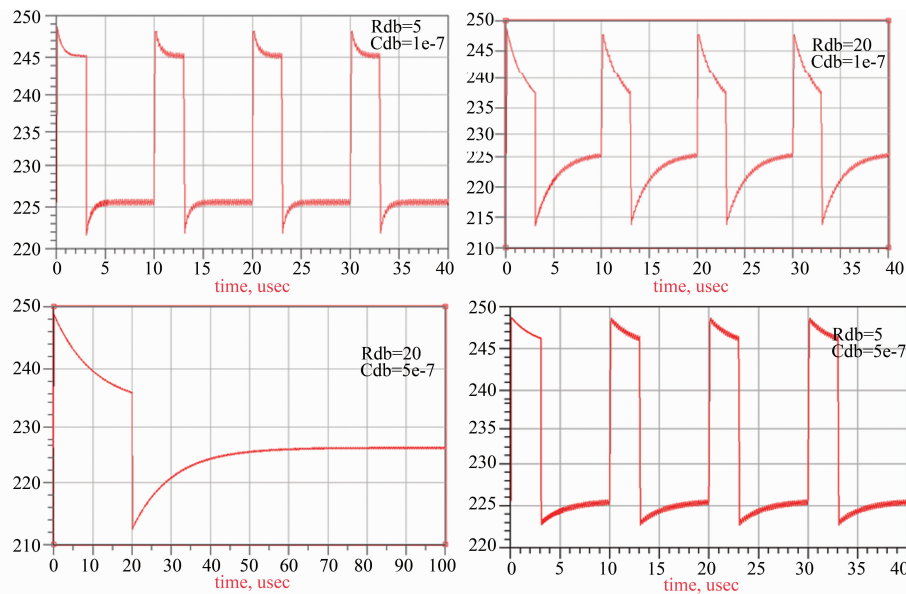
图4 模型中 R_{db} 和 C_{db} 漏延迟特性的影响

表 1 不同 R_{db} 和 C_{db} 下的漏延迟响应特点

参数	$R_{db} (\Omega)$	$C_{db} (\mu F)$	$\Delta I (mA)$	$\tau (\mu S)$
1	5	0.1	3	0.5
2	20	0.1	12	2
3	20	0.5	12	10
4	5	0.5	3	2.5

$$I_{ds} = IPK0 \cdot (1 + \tanh(\Phi)) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds} + LSB0 \cdot \exp(V_{dg} - V_{TR})) \quad (8)$$

基于以上 SDD 端口的定义以及端口方程的提取可实现对器件直流 IV、栅电流、非线性电容、栅延迟漏延迟、自热效应等的表征. 器件寄生元件和噪声参数在 SDD 表征的器件本征部分以外加入, 其接入方式示于图 2: 为提高寄生元件拟合精度, 寄生元件网络采用 π 型或 T 型结构^[11]; 源漏扩散噪声电流 $i_{n,ds}$ 在源漏间加入, 栅极噪声电流 $i_{n,gs}$ 在栅源之间加入, 两个噪声电流分别通过式(9)、(10)表征^[15], 噪声源之间的相关系数通过 ADS 中的 noisecorr 控件定义, 式(11)为噪声源相关性的定义; 式中参数 P 、 R 、 C 可通过器件噪声参数测试和拟合得到, 也可通过 Silvaco、Sentaurus 等半导体仿真工具仿真得到^[16]. 更为准确和完备的噪声模型还应包含器件栅极散弹噪声, 式(12)为散弹噪声的公式; 器件中的闪烁噪声只在低频时比较显著, 对于微波毫米波闪烁噪声对总噪声贡献可以忽略.

$$\frac{\langle i_d^2 \rangle}{\Delta f} = 4k \cdot T \cdot Noise \cdot P \cdot g_m \quad (9)$$

$$\frac{\langle i_g^2 \rangle}{\Delta f} = 4k \cdot T \cdot C_{gs} \cdot \omega^2 \cdot Noise \cdot R/g_m \quad (10)$$

$$\frac{\langle i_g, i_d^* \rangle}{\Delta f} = j \cdot 4k \cdot T \cdot C_{gs} \cdot \omega \cdot Noise \cdot C \cdot \sqrt{NoiseP \cdot NoiseR} \quad (11)$$

$$\frac{\langle i_{gs}^2 \rangle}{\Delta f} = 2qI_{gs}, \quad \frac{\langle i_{gd}^2 \rangle}{\Delta f} = 2qI_{gd} \quad (12)$$

3 GaN HEMT 大信号模型建模流程

建模的第一步是准确提取器件各偏置下小信号参数, 以获得器件的寄生参数以及器件在各偏置下非线性本征电容的值, 在此基础上采用数值积分和参数拟合的方法建立器件的电量方程; 第二步是在脉冲绝热条件下测器件三温 IV 特性并建立器件 IV 方程, 在对器件进行脉冲三温测试的基础上, 提取器件在不同温度下的参数, 进而提取器件特性方程的温度参数; 三温值根据器件实际工作温度范围选取, 典型三温值可取 25℃、75℃、125℃. 建立器件的电量方程和 IV 方程之后, 进行器件自热效应瞬态响应和栅延迟漏延迟瞬态响应的测试, 根据测试结果提取或拟合器件的自热效应网络和栅延迟漏延迟网络. 图 5 所示为 GaN HEMT 建模流程示意图.

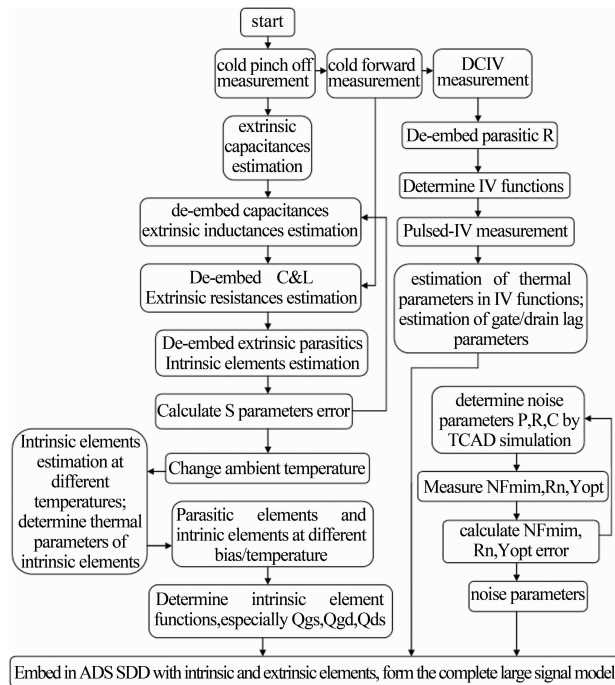


图5 GaN HEMT建模流程图

4 模型收敛性

基于以上模型结构和建模流程, 建立起 $0.2 \mu m$ 栅长、单指栅宽 $75 \mu m$ 、总栅宽 $300 \mu m$ 的 GaN HEMT 的大信号模型. 图 6(a) 所示为基于模型的直流 IV 仿真结果与实测结果的对比, 栅压扫描范围为 $-4V$ 到 $0.5V$, 漏压范围为 $0V$ 到 $25V$; 图 6(b)、(c) 所示为模型在不同偏置下的 S 参数仿真结果与实测结果的对比; 大信号谐波平衡仿真对模型收敛性要求很高, 基于此模型的源牵引/负载牵引仿真结果也与实测结果达到了较好的一致性, 测试或仿真条件为 $V_{gs} = -2V$, $V_{ds} = 20V$, 注入功率 $P_{in} = 21.5 dBm$, 仿真结果如图 6(d) 所示; 仿真结果与实测结果的对比示于表 2, 在对应的源、负载反射系数下, 输出功率、功率附加效率的仿真结果和实测结果具有良好的一致性.

将上述 GaN HEMT 大信号模型应用于 GaN HEMT 的电路设计, 设计出一款 $2 \sim 20GHz$ 宽带行波放大器, 电路原理图如图 7 所示, 电路实物照片如图 8 所示.

表 2 基于模型的源牵引/负载牵引仿真结果与实测结果对比

频率	源反射系数	注入功率 (dBm)	负载反射系数	输出功率 (dBm)	功率附加效率 (%)
15GHz	0.75/145.0°	21.5	0.65 < 64.8°	32.89	50.93
仿真数据	0.7/151°	21.5	0.64 < 68°	32	52

电路在 $1 \sim 22GHz$ 频率范围内小信号 S 参数的仿真和测试结果对比以及大信号 (注入功率为 $16 dBm$) 下输出功率的仿真和测试结果对比示于图 9, 基于大信号模型的电路仿真结果与电路实测结果具有较好的一致

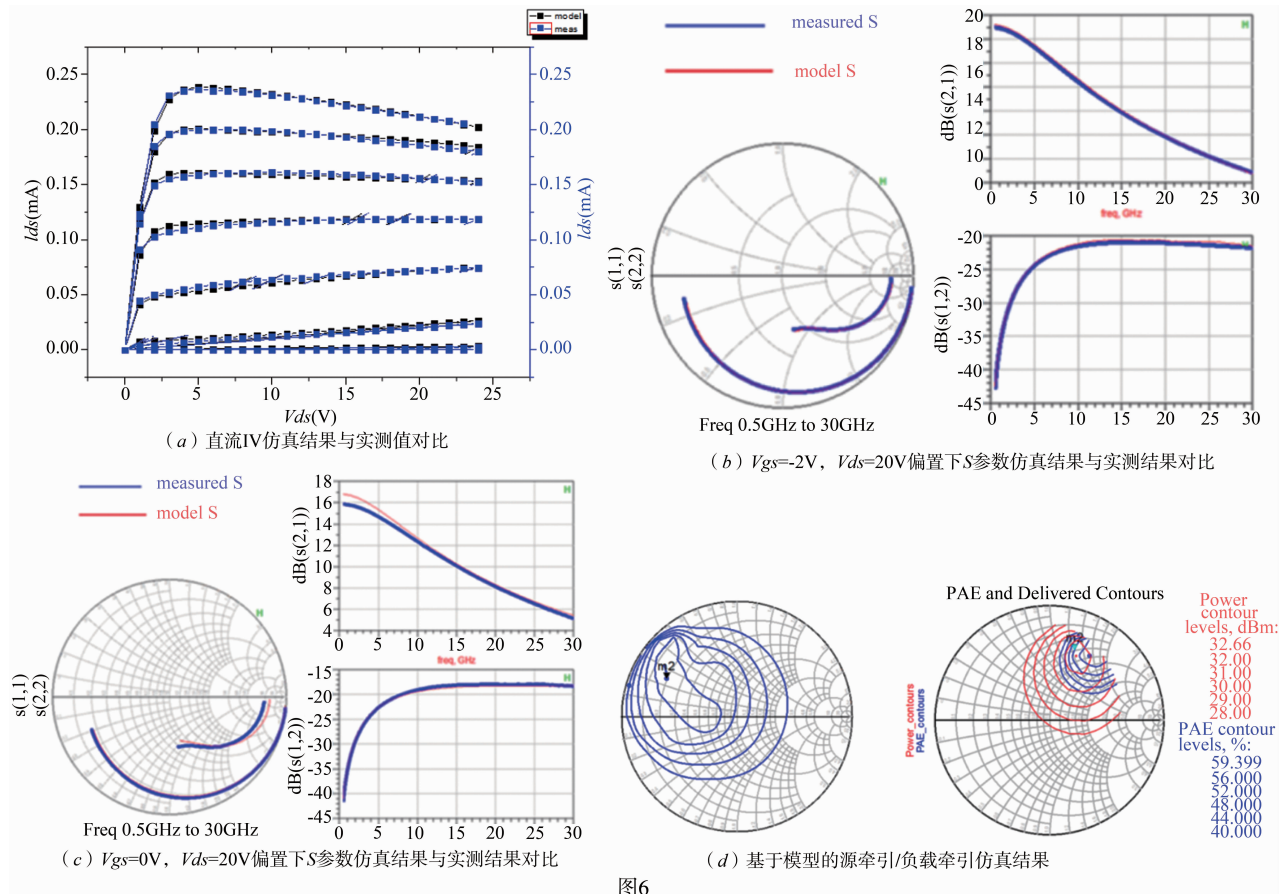


图6

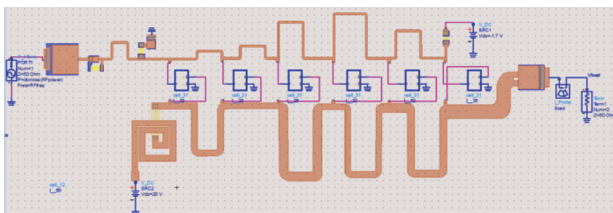


图7 包含GaN HEMT大信号模型的2-20GHz行波放大器原理图

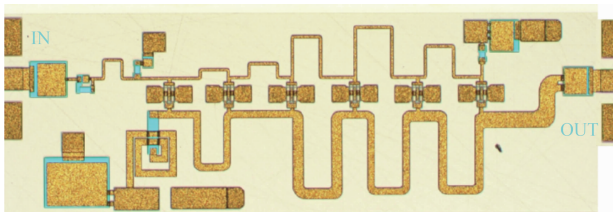


图8 2-20 GHz行波放大器实物照片

性,表明此大信号模型在 20GHz 频率以下可以比较准确地表征 GaN HEMT 的特性. 综上,基于 GaN HEMT 大信号模型进行的直流仿真、S 参数仿真、以及谐波平衡仿真都具有良好的收敛性,且与实测结果之间实现了良好的一致性,满足 GaN 基微波毫米波单片电路设计对器件模型的需求.

5 总结

本文提出了一种紧凑的 GaN HEMT 大信号模型拓扑,

其结构主要包括 SDD 本征网络、寄生元件网络、自热效应网络、栅延迟漏延迟网络和噪声网络. 基于此模型拓扑可实现对 GaN HEMT 的直流 IV、栅电流、非线性电容、寄生参数、栅延迟漏延迟与电流崩塌、自热效应以及噪声等特性的较为完备性的表征. 基于此模型拓扑和流程建立了 $0.2\mu\text{m}$ 栅长、 $300\mu\text{m}$ 栅宽 GaN HEMT 器件的大信号模型,基于此模型的器件和电路仿真结果均体现出良好的收敛性和准确性. 综上所述,本文介绍的大信号模型拓扑和建模流程非常适用于 GaN HEMT 器件大信号模型的建立,满足 GaN 基微波毫米波单片电路设计对器件模型的需求.

参考文献

- [1] Marker Rosker, Christophor Bozada. The DARPA wide bandgap semiconductors for RF applications program: phase II results [A]. CS MANTECH Conference [C]. Tampa, Florida, USA, 2009.
- [2] 张义门, 吴拥军, 张玉明. HEMT 的 Kink 效应和低频偏移效应解析模型 [J]. 电子学报, 1997, 25 (11) : 14 - 17.
- [3] 杨燕, 王平, 郝跃, 等. AlGaIn/GaN 高电子迁移率晶体管解析模型 [J]. 电子学报, 2005, 33 (2) : 205 - 208. Yang Y, Wang P, Hao Y, et al. AlGaIn/GaN high electron mobility transistor analytical model [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33 (2) : 205 - 208. (in Chinese)

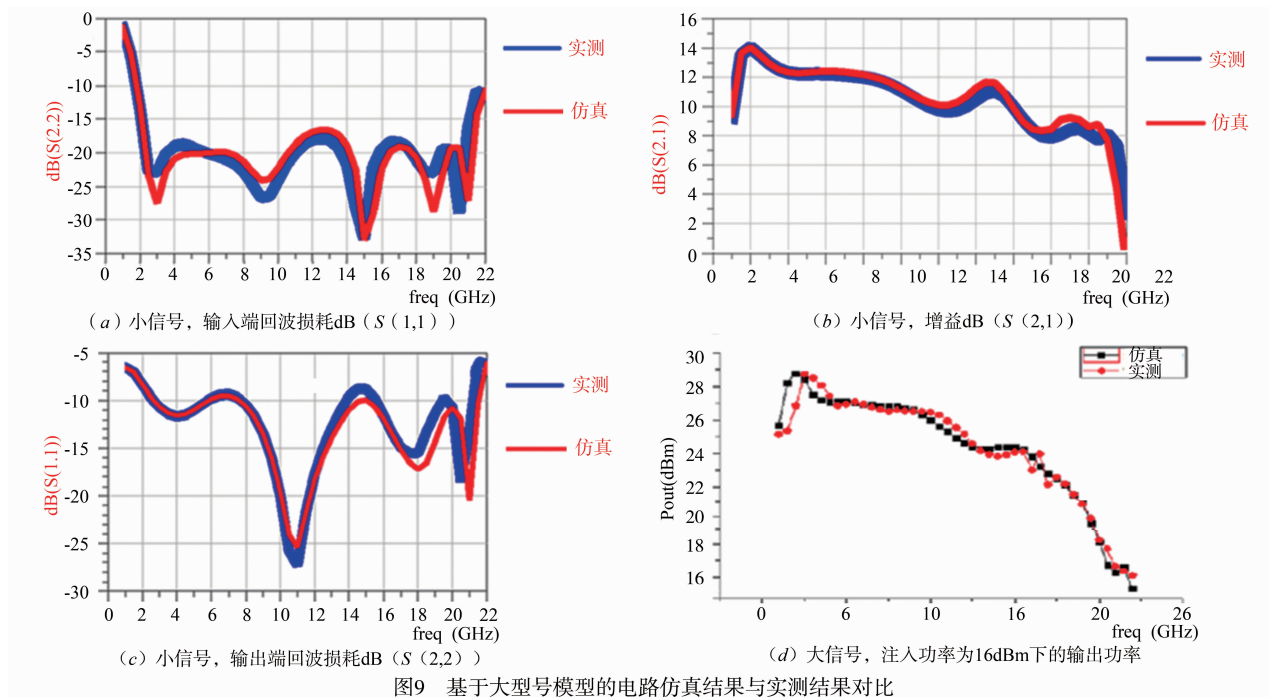


图9 基于大型号模型的电路仿真结果与实测结果对比

- [4] 冷永清,张立军,曾云,等. 基于 GaNHEMT 的 1.5 ~ 3.5GHz 宽带平衡功率放大器设计[J]. 电子学报,2013, 41(4):815-820.
Leng BQ,Zhang LJ,Zeng Y, et al. Design of 1.5 ~ 3.5GHz broadband balanced power amplifier based on GaN HEMT[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(4):815-820. (in Chinese)
- [5] 桑磊. AlGaIn/GaN HEMT 功率器件建模研究及高效率功率放大器设计[D]. 电子科技大学,2013.
- [6] 王庆娜. GaN HEMT 毫米波器件及建模[D]. 杭州电子科技大学,2013.
- [7] H Stutz,P Newman,I Smith,R. Pucel,H Haus. GaAs FET device and circuit simulation in SPICE, [J]. IEEE Trans Elec Devices,1987,34(2):160-169.
- [8] Angelov I,Bengtsson L,Garcia M. Extensions of the chalmers nonlinear HEMT and MESFET model[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,1999,44(10):1664-1674.
- [9] Pandey D, Lenka T R. A model predicting sheet charge density and threshold voltage with dependence on interface states density in LM-InAlN/GaN MOSHEMT [J]. Semiconductors,2015,49(4):513-518.
- [10] Hong X,Huang Y,Li S. A study of junction temperature testing method in GaAs PHEMT [A]. International Symposium on Advanced Packaging Materials [C]. IEEE, 2011. 56-59.
- [11] Wang C,Xu Y,Yu X, et al. An electrothermal model for empirical large-signal modeling of AlGaIn/GaN HEMTs including self-heating and ambient temperature effects [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2014,62(12):2878-2887.
- [12] Rudolph M, Fager C, Root D E. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques [M]. Cambridge University Press,2011. 211-215.
- [13] Rudolph M, Fager C, Root D E. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques [M]. Cambridge University Press,2011. 233-240.
- [14] Rudolph M, Fager C, Root D E. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques [M]. Cambridge University Press,2011. 244-245.
- [15] B. Hughes, A temperature noise model for extrinsic FETs [J]. IEEE Trans MTT,1992,40(9):1821-1832.
- [16] Nallatamby J C,Abdelhadi K,Jacquet J C, et al. Numerical simulation and characterization of trapping noise in InGaP-GaAs heterojunctions devices at high injection [J]. Solid-State Electronics,2013,81(81):35-44.

作者简介



韩克锋 男,1989年12月生,山东潍坊人. 2012年毕业于华中科技大学电子科学与技术专业,获学士学位.2015年毕业于南京电子器件研究所获硕士学位.毕业后从事 GaAs 低噪声器件、工艺和电路,GaN 器件、工艺以及器件模型和电路设计工作.
E-mail:han.kefeng@163.com