

高功率 GaN 微波器件大信号缩放模型^{*}成爱强¹⁾ 王帅¹⁾ 徐祖银¹⁾ 贺瑾¹⁾ 张天成^{2)†} 包华广²⁾ 丁大志²⁾

1) (南京电子器件研究所, 微波功率器件事业部, 南京 210016)

2) (南京理工大学微电子学院, 南京 210094)

(2023 年 3 月 23 日收到; 2023 年 5 月 20 日收到修改稿)

基于经验基 EEHEMT 等效电路模型, 针对 AlGaIn/GaN HEMTs 提出一种可缩放大信号模型, 以准确获取宽栅多指器件的电学性能. 所提出的模型从器件的栅宽、栅指个数角度出发, 分别对器件模型的本征参数漏源电流、栅源电容和栅漏电容制定了相应的缩放规则. 为了验证所提缩放大信号模型的准确性, 通过总栅宽为 14.4 mm 的 L 频段 GaN 高效率功率放大器进行比对验证, 仿真与测试结果在 1120—1340 MHz 频带内功率值不低于 46.5 dBm, 漏极效率值不低于 70%, 结果高度吻合. 此外, 利用该模型在对大栅宽 GaN HEMTs 基波信息进行准确仿真的基础上能很好预测器件的高次谐波信息, 可为先进大功率、高效率的微波功率放大器的设计提供重要支撑.

关键词: AlGaIn/GaN HEMTs, 高电子迁移率晶体管, 大信号缩放模型, 高功率放大器**PACS:** 71.55.Eq, 84.30.Le**DOI:** 10.7498/aps.72.20230440

1 引言

随着无线通讯的飞速发展, 具有高功率密度、高电子迁移率、高击穿场强等优势的 GaN HEMTs 受到越来越多的关注^[1–3]. 为对先进 GaN HEMTs 进行设计, 可靠的射频大信号模型显得尤为重要. 目前, GaN HEMTs 射频大信号模型主要包含行为基模型^[4,5]、经验基模型^[6,7]和物理基模型^[8,9]. 考虑到模型提取时间和仿真收敛性问题, 经验基模型的使用范围最为宽泛. 与其他两类模型相比, 经验基模型不仅具有较好的收敛性, 而且精确度较高, 易于嵌入到商业软件 ADS (Advanced Design System) 中使用^[10], 这也是其被广泛研究的另一重要原因.

精准的 GaN HEMTs 大信号缩放模型, 不仅能减少 GaN 功率放大器匹配电路的迭代次数、缩短产品研发周期, 而且在改善 GaN 功率放大器性

能方面也发挥重要作用. GaN HEMTs 经验基模型参数通常被分为寄生参数和本征参数两部分^[11], 如图 1 所示, 淡蓝色区域表示本征参数部分, 剩余区域表示寄生参数部分. 近年来关于缩放模型的研究工作大多都围绕寄生参数的拓扑结构开展, 通过改变拓扑结构来改善缩放模型在高频的 S 参数拟合精度^[12–14]. 与 GaAs HEMTs 相比, GaN HEMTs 在饱和输出时非线性效应更严重、更复杂^[15], 对本征参数进行简单的线性缩放已不满足电路设计的精度需求. 针对上述问题, 文献^[16]提出了一种改进的缩放大信号模型, 该模型能精确预测基波信息, 但对高次谐波特性的预测精度则有所欠缺. 2017 年, Xu^[17]等基于 Angelov 模型修正了本征参数的缩放规则, 并验证了该缩放模型对基波、高次谐波的高预测精度, 但缩放比不足 1:7. 随着 GaN 功率放大器的发展, 高功率、高效率 GaN 功率放大器的设计往往需要增大 GaN 管芯的总栅宽长度,

^{*} 国家重点研发计划 (批准号: 2022YFF0707800, 2022YFF0707801)、江苏省重点研发计划产业前瞻与关键核心技术 (批准号: BE2022070, BE2022070-2, BE2022070-1) 和国家自然科学基金 (批准号: 62201257) 资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: tczhang@njut.edu.cn

同时对高次谐波进行调谐,以此来提升功率放大器的输出功率和漏极效率[18].因此,为了提升 GaN 功率放大器的性能, GaN HEMTs 可缩放大信号模型不仅需要基波、高次谐波信息进行高精度预测,同时还需要在大缩放比下依然保持模型良好的精度.

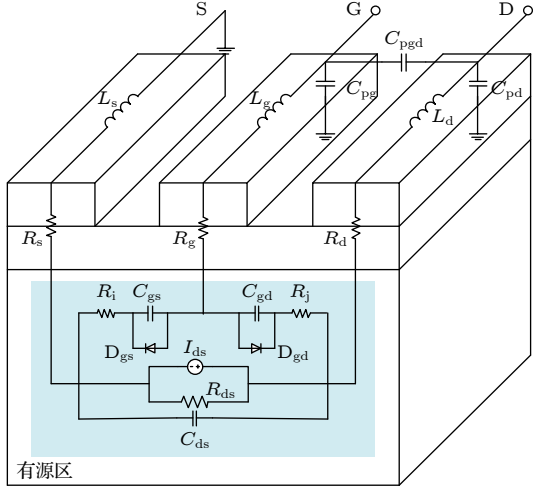


图 1 GaN HEMTs 大信号模型拓扑图

Fig. 1. GaN HEMTs large signal model topology.

本文基于 EEHEMT 等效电路模型,针对 AlGaIn/GaN HEMTs 提出了一种可缩放大信号模型,充分考虑管芯沟道异质界面的二维电子气 (2DEG) 与电流、本征电容的关系,提出关于管芯跨导峰值、栅极与 2DEG 产生的电容的缩放规则,拓宽大信号缩放模型的适用范围.采用缩放比为 1:18 的模型设计了一款 L 频段的高效 GaN 功率放大器,通过仿真数据和实测结果的对比,验证了该模型在大缩放比下的高精度优势,证实本论文提出的可缩放大信号模型对大栅宽 GaN 功率放大器的设计具有重要的指导意义.

2 可缩放大信号模型

对于建立精确 AlGaIn/GaN HEMTs 可缩放大信号模型而言,确定不同栅宽 GaN 器件之间的缩放规则尤为重要.单指栅宽和栅指数共同决定着器件的输出功率量级,并且单指栅宽对器件的增益及效率影响极大.建立 GaN HEMTs 可缩放大信号模型流程如图 2 所示.利用 Open-Short 去嵌方法[19]去嵌外围测试 PAD 之后,剩余 GaN 管芯有源区的电路拓扑图,如图 1 所示.对管芯模型寄生参数的提取与缩放规则分别参考文献[20]和文献[21].

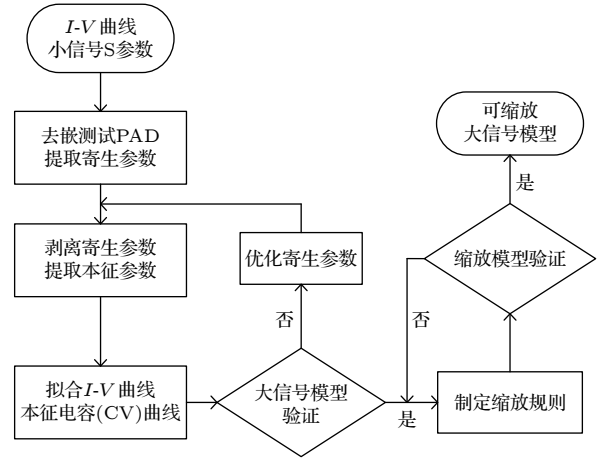


图 2 建立可缩放大信号模型流程图

Fig. 2. Flow chart of establishing a scalable large signal model.

2.1 漏源电流 I_{ds} 模型

EEHEMT 漏源电流 I_{ds} 模型[22]根据跨导曲线的分布主要分为 4 个区域:夹断区、线性区、饱和区和压缩区,如图 3 所示.该漏源电流模型能够精确拟合 GaN HEMTs 输出特性曲线的亚阈值区和饱和区,能够较好地表征器件在主要工作区域的非线性特性.

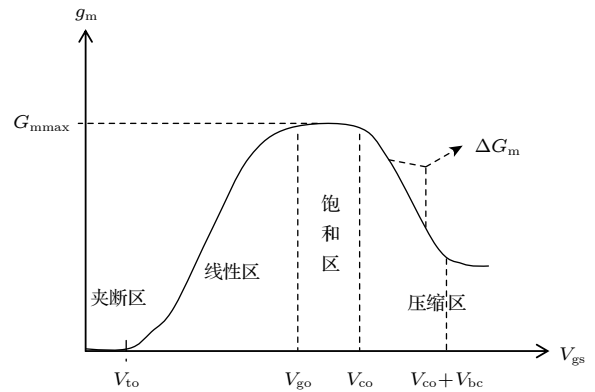


图 3 GaN HEMTs 跨导曲线示意图

Fig. 3. Schematic diagram of GaN HEMTs transconductance curve.

i) 夹断区

$$I_{ds} = 0, V_{gs} < V_t, \quad (1)$$

式中, $V_t = (V_{to} - V_{ch}) / [1 + \gamma(V_{dso} - V_{ds})] + V_{ch}$, V_{to} 表示管芯夹断阈值栅压,与管芯工艺有关; V_{ch} 表示管芯模型参数 Gamma 不在影响 $I-V$ 曲线时的栅极-源极电压; V_{dso} 为管芯正常使用的漏极电压;其余参数均为拟合参数.

ii) 线性区

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{G_{mmax}}{2} V_1(V_{gs}) + V_x(V_{gs}) - (V_{to} - V_{ch}), \quad V_t < V_{gs} \leq V_g, \quad (2a)$$

$$V_1(V_{gs}) = \frac{V_{to} - V_{go}}{\pi} \sin \left[\pi \frac{V_x(V_{gs}) - (V_{go} - V_{ch})}{V_{to} - V_{go}} \right], \quad (2b)$$

$$V_x(V_{gs}) = (V_{gs} - V_{ch})[1 + \gamma(V_{dso} - V_{ds})], \quad (2c)$$

式中, $V_g = (V_{go} - V_{ch})/[1 + \gamma(V_{dso} - V_{ds})] + V_{ch}$; G_{mmax} 表示跨导 $g_m - V_{gs}$ 最大值, 在管芯相同工艺的情况下, 该参数与管芯饱和电流大小有关, 即与管芯总栅宽有关; V_{go} 表示管芯跨导 $g_m - V_{gs}$ 达到最大

值时的栅压, 与管芯工艺有关; V_{dso} 表示的是管芯正常工作时的漏极电压, 这意味着 EEHEMT 模型不能在全域范围内准确, 但是可以做到在确定静态工作点下, 对 GaN HEMT 功率特性进行预测与表征, 也就是说 EEHEMT 可在一个确定的动态负载线覆盖范围内实现局部精确.

iii) 饱和区

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = G_{mmax} \left[V_x(V_{gs}) - \frac{V_{go} + V_{to}}{2} + V_{ch} \right], \quad V_g < V_{gs} \leq V_c, \quad (3)$$

式中 $V_c = V_{co} + \mu(V_{dso} - V_{ds})$, V_{co} , μ 均为拟合参数.

iv) 压缩区

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = G_{mmax} [V_x(V_{gs}) - (V_{go} + V_{to})/2 + V_{ch}] - I_{dsv}(V_{gs}, V_{ds}), \quad V_c < V_{gs} \leq V_b, \quad (4a)$$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = G_{mmax} [V_x(V_{gs}) - (V_{go} + V_{to})/2 + V_{ch}] - a[(V_{gs} - V_a)^{b+1} - V_{ba}^{b+1}]/(b+1) - g_{moff} \times (V_{gs} - V_b) - I_{dsv}(V_b, V_{ds}), \quad V_{gs} > V_b, \quad b \neq -1, \quad (4b)$$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = G_{mmax} [V_x(V_{gs}) - (V_{go} + V_{to})/2 + V_{ch}] - a[\log(V_{gs} - V_a) - \log(V_{ba})] - g_{moff}(V_{gs} - V_b) - I_{dsv}(V_b, V_{ds}), \quad V_{gs} > V_b, \quad b = -1, \quad (4c)$$

$$I_{dsv}(V, V_{ds}) = \Delta G_m \left\{ (V - V_c) \sqrt{\alpha^2 + (V - V_c)^2} / 2 + \alpha^2 \log \left[\frac{(V - V_c) \sqrt{\alpha^2 + (V - V_c)^2}}{\alpha} \right] / 2 - \alpha(V - V_c) \right\}, \quad (4d)$$

式中, $V_b = V_c + V_{bc}$; $b = (S_{vb} \times V_{ba}) / [\Delta G_m \sqrt{\alpha^2 + (V_{gs} - V_c)^2 - \alpha} - g_{moff}]$; ΔG_m 表示管芯跨导 $g_m - V_{gs}$ 压缩区域的斜率, 在管芯相同工艺的情况下, 该参数与管芯饱和电流大小有关, 即与管芯总栅宽有关; 其余参数均为拟合参数.

为使漏源电流 I_{ds} 模型可缩放, 本文针对不同尺寸 GaN 管芯模型中的 G_{mmax} 和 ΔG_m 参数提出缩放规则, 具体为:

$$G_{mmax_new} = G_{mmax_ref} \times N_w \times N_f, \quad (5a)$$

$$\Delta G_{m_new} = \Delta G_{m_ref} \times N_w \times N_f, \quad (5b)$$

$$N_w = UGW_{new} / UGW_{ref}, \quad (5c)$$

$$N_f = NGF_{new} / NGF_{ref}, \quad (5d)$$

式中, 带下标“ref”表示参考器件模型的参数, 带下标“new”表示实际使用器件模型的参数; UGW 和 NGF 分别代表器件单指栅宽和栅指数; N_w 和 N_f 表示缩放因子.

2.2 本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 模型

在 GaN HEMTs 建模过程中, 本征电容不能被直接测量得到, 需要通过多偏置小信号建模来提取本征电容参数. 在大信号建模时, 本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 表现出强非线性, 故准确表征 C_{gs} 和 C_{gd} 是大信号建模的关键. 栅源电容 C_{gs} 表征栅极对地电容、栅漏电容 C_{gd} 表征栅极到漏极的传导电容. 本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 模型^[22] 具体表达式为

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{11}(V_{gs}, V_{ds}) - C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}), \quad (6a)$$

$$C_{11}(V_{gs}, V_{ds}) = \left(\frac{C_{11o} - C_{11th}}{2} G(V_{gs}) + C_{11th} \right) [1 + \lambda(V_{ds} - V_{dso})], \quad (6b)$$

$$C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{11}(V_{gs}, V_{ds}) \left(\frac{V_{ds}}{\sqrt{V_{ds}^2 + \Delta D_s^2}} - 1 \right) / 2 + \lambda \left[\frac{C_{11o} - C_{11th}}{2} g(V_{gs}) \right] - \frac{C_{12sat} V_{ds}}{\sqrt{V_{ds}^2 + \Delta D_s^2}}, \quad (6c)$$

式中, $G(V_{gs}) = 1 + \tanh[3(V_{gs} - V_{infl})/\Delta G_s]$; $g(V_{gs}) = V_{gs} - V_{infl} + \Delta G_s \ln\{\cosh[3(V_{gs} - V_{infl})/\Delta G_s]/3\}$; C_{11o} 和 C_{11th} 分别表示管芯模型输入电容 $C_{11} - V_{gs}$ 的最大值与最小值; C_{12sat} 表示栅极到漏极的传导电容最大值; λ 表示输入电容 $C_{11} - V_{ds}$ 的斜率; ΔG_s 表示输入电容 $C_{11} - V_{gs}$ 由最小值变化到最大值的过渡栅极电压; 其余参数均为拟合参数。

为使不同尺寸 GaN 管芯之间的栅源电容 C_{gs} 和栅漏电容 C_{gd} 具备缩放能力, 本文对输入电容、传导电容模型中的 C_{11o} , C_{11th} 和 C_{12sat} 三个参数提出了缩放规则, 具体如 (7) 式:

$$C_{11o_new} = C_{11o_ref} \times N_w \times N_f, \quad (7a)$$

$$C_{11th_new} = C_{11th_ref} \times N_w \times N_f, \quad (7b)$$

$$C_{12sat_new} = C_{12sat_ref} \times N_w \times N_f. \quad (7c)$$

3 测试系统及模型提取结果

本文采用 Maury 公司的 IVCAD 软件进行 GaN HEMTs 的 $I-V$ 曲线和小信号 S 参数测量. 该套测量系统包含的仪器设备有: 控制单元 AM3203、栅电源 AM3211、漏电源 AM3221、偏置器 Kesight 11612 V k23、矢量网络分析仪 Rohde & Schwarz ZNA43, 具体连接方式如图 4 所示. 其中矢量网络分析仪用于 S 参数的测量, 控制单元用于驱动 AM3211 和 AM3221 使其触发测量所需的栅极电压和漏极电压, 偏置器的作用是将矢量网络分析仪发射的射频信号和 AM3211 和 AM3221 触发的栅、漏电压叠加并分别输入至待测器件的栅极、漏极.

图 5 为南京电子器件研究所采用同一工艺研制的 GaN HEMTs, 图中 4 只 GaN HEMTs 单指栅宽和栅指数分别为 $4 \times 100 \mu\text{m}$, $4 \times 200 \mu\text{m}$, $10 \times 96 \mu\text{m}$ 和 $12 \times 100 \mu\text{m}$, 栅源间距、栅漏间距等其他物理尺寸保持一致. 利用 (1) 式—(4) 式, 分别对图 5 中不同尺寸 GaN HEMTs 进行 $I-V$ 曲线的拟合, 最终 G_{mmax} 和 ΔG_m 参数提取结果如图 6 所示, 表明了本论文提出的关于 G_{mmax} 和 ΔG_m 缩放规则与实际情况相符合.

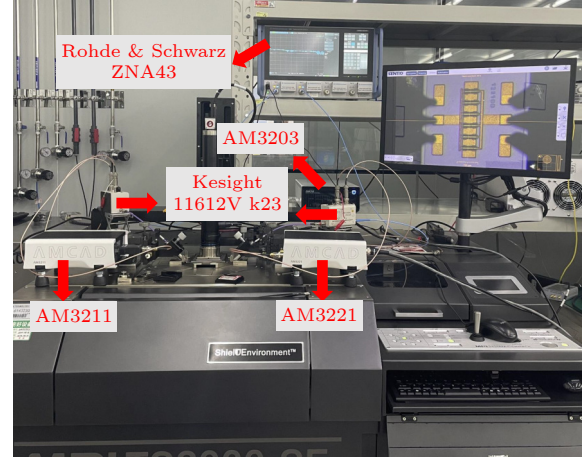


图 4 $I-V/S$ 参数在片测量系统实物图

Fig. 4. Photograph of the devices used to measure $I-V/S$ parameters on wafer.

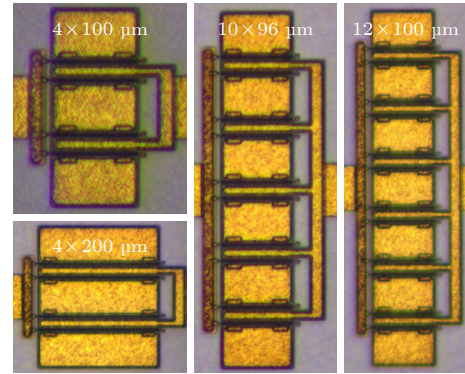


图 5 不同尺寸 AlGaIn/GaN HEMTs 实物图

Fig. 5. Photographs of the different sizes AlGaIn/GaN HEMTs.

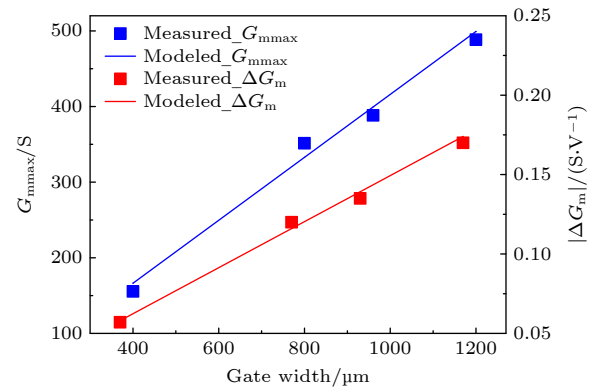


图 6 参数 G_{mmax} 和 ΔG_m 缩放与实测对比

Fig. 6. Comparison between modeled and measured results of parameters G_{mmax} and ΔG_m .

漏源电流 I_{ds} 关于 V_{gs} 的 N 阶导数记为 N 阶跨导. 图 7 为不同尺寸 GaN 管芯在 $V_{ds} = 28$ V 的非归一化一阶跨导 g_m , 从图 7 可以看出, 不同尺寸 GaN 管芯的夹断阈值栅压 V_{to} 和 g_m 达到最大值时的栅压 V_{go} 基本保持一致. 由于 4 只不同尺寸的 GaN 管芯采用的工艺相同, 因此管芯栅绝缘材料和厚度一致, 管芯栅极对沟道的控制能力也相同, 所以 V_{to} 和 V_{go} 基本保持不变, 也表明 V_{to} 和 V_{go} 与管芯工艺有关、与管芯尺寸无关.

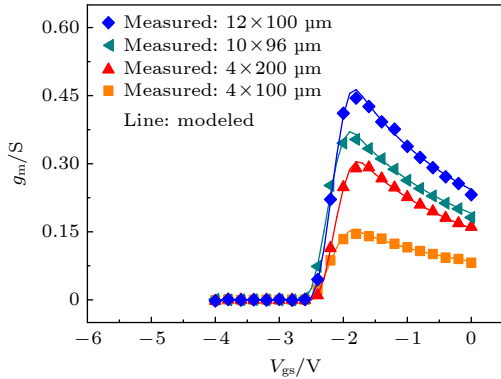


图 7 仿真和实测的非归一化 g_m 对比

Fig. 7. Comparison between model simulated and measured results of non-normalized g_m .

从图 7 可以看出, g_m 有保持为零-急剧上升-缓慢下降 3 种状态. 在栅压未达到管芯夹断阈值 V_{to} 之前, g_m 基本保持为零是由于栅极加的负电足以将 GaN 管芯沟道耗尽层中的 2DEG 耗尽; 当栅压达到开启电压后, 管芯 2DEG 沟道中的电子迅速积累, 2DEG 不受缓冲层和势垒层材料电离杂质散射的影响, 且 2DEG 具有极高的迁移率, 使器件的 g_m 迅速到达峰值 G_{mmax} ; 当器件栅压继续增大, 沟道中的 2DEG 迁移率达到饱和, 电子开始溢出三角势阱进入势垒层和缓冲层, 在势垒层电离杂质散射的影响下, 2DEG 中电子迁移率降低, g_m 进入压缩阶段.

在相同条件下, AlGaIn/GaN 管芯沟道中 2DEG 的浓度决定了管芯漏源电流的大小, 而 2DEG 存在于异质结界面, 所以管芯漏源电流大小由管芯异质结界面大小决定, 即管芯尺寸越大, 异质结界面越大, 管芯漏源电流也越大. G_{mmax} 既可以表示管芯 g_m 的峰值, 也可用来表征管芯漏源电流在栅压 V_{to} 与 V_{go} 之间上升的最大斜率. 由于同一种工艺管芯的 V_{to} 和 V_{go} 基本保持不变, 而漏源电流大小与管芯尺寸有关. 因此, 同一种工艺 GaN 管芯的 G_{mmax} 与管芯尺寸有关的理论正确, 也证实了本文对不同

尺寸 GaN 管芯的 G_{mmax} 提出的缩放规则正确. 同理, 当管芯尺寸越大, 势垒层的面积越大, 由于势垒层单位面积电离出的杂质对 2DEG 中电子的散射作用不变, 故管芯尺寸越大, 2DEG 沟道中电子受电离杂质散射影响随之增加, g_m 压缩区的下降斜率 ΔG_m 值也会增大.

分别对图 5 中不同尺寸 GaN 器件进行多偏置小信号建模, 提取得到的栅源电容 C_{gs} 、栅漏电容 C_{gd} 与栅压、漏压呈现非线性关系. 利用 (6) 式对其进行拟合, 最终 (6) 式中 C_{11o} , C_{11th} 和 C_{12sat} 的数值如图 8 所示. 当管芯增加栅指个数, 即将图 1 中的多个等效电路模型在横向并联, 其本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 也是并联, 故本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 与栅指个数成正比关系. 本征电容 C_{gs} 表征栅极与源极沟道中 2DEG 产生的电容, 本征电容 C_{gd} 表征栅极与漏极道中 2DEG 有产生的电容 [23]. 当管芯增大单指栅宽, 即将图 1 示意图纵向拉长, 增大源极、漏极沟道中 2DEG 的面积, 所以本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 与单指栅宽成正比例关系. 考虑到文献 [23] 所述, 管芯关断状态耗尽层的边缘寄生电容 C_{ifs} 和 C_{ifd} 与管芯开启状态栅极对耗尽层 2DEG 的电容 C_{gc} 的存在, 本论文没有直接对电容 C_{gs} 和 C_{gd} 提出缩放规则, 而是对输入电容的最大值、最小值和传导电容的最大值提出了缩放规则. 图 8 模型参数提取结果也验证了本文对本征电容提出的缩放规则与实际相符合.

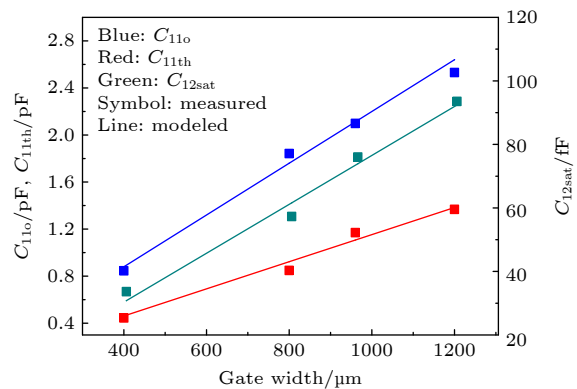


图 8 输入电容阈值、栅漏传导电容缩放与实测对比

Fig. 8. Comparison between modeled and measured results of input capacitance threshold and gate-drain conduction capacitance.

4 可缩放大信号模型验证

为验证上述提出的漏源电流 I_{ds} 、本征电容 C_{gs} 和 C_{gd} 缩放规则在超大栅宽 GaN 器件中的精准

度, 本文以 $4 \times 200 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 大信号模型作为参考模型, 缩放至 $36 \times 400 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 使用, 缩放比高达 18 倍. 由于实际使用的管芯尺寸过大, 难以实现贴片测试验证, 本论文采用混合集成设计方案设计了一款 L 频段高效率功率放大器, 如图 9 所示.

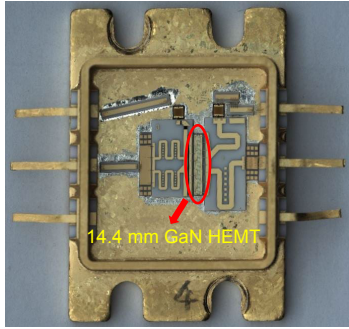


图 9 功率放大器实物图

Fig. 9. Photograph of the power amplifier.

该功率放大器采用单个 GaN 管芯设计而成, 工作频率是 (1230 ± 110) MHz. 为了使功率放大器具有高效率、高线性度等优点, 将该功率放大器静态工作点设置为 $V_{gs} = -2.2$ V, $V_{ds} = 28$ V, 即工作在 AB 类. 利用可缩放大信号模型在商业软件 ADS 中对 $36 \times 400 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 进行负载牵引仿真, 为了兼顾工作频带内的输出功率及漏极效率, 输入、输出阻抗分别选取了 $(1.06 - j3.92) \Omega$ 和 $(7.1 + j2.35) \Omega$. 利用选取的阻抗分别设计功率放大器的输入、输出匹配网络, 并将输入、输出匹配网络与 $36 \times 400 \mu\text{m}$ GaN HEMTs 大信号模型结合在一起进行电路优化、仿真. 如图 10 所示, 最终输入、输出匹配网络的回波损耗 S_{11} 均小于 -13 dB, 插入损耗 S_{21} 均大于 -0.3 dB, 满足设计需求.

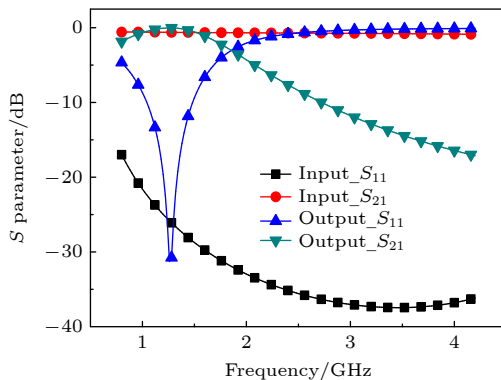


图 10 输入、输出匹配电路回波损耗与插入损耗

Fig. 10. Return loss and insertion loss of input and output matching circuit.

输入功率固定为 30 dBm, 输入信号频率扫描范围为 1100—1400 MHz, 对比仿真数据和实测结果, 如图 11 所示, 在 1100—1400 MHz 频带内两者高度一致. 该功率放大器在工作频带 1120—1340 MHz 内输出功率不小于 47 dBm, 效率不低于 70%.

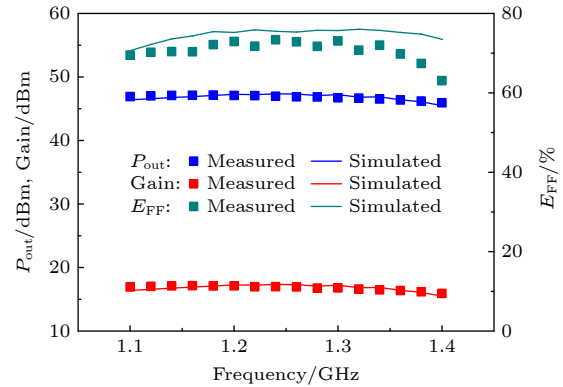


图 11 仿真和实测的频率扫描结果对比

Fig. 11. Comparison between simulated and measured results in frequency sweep.

输入信号频率固定为 1200 MHz, 输入功率扫描范围为 15—35 dBm, 如图 12 所示, 该功率放大器在小信号时的增益有 21 dBm, 在频率 1200 MHz 的基波输出功率、增益和漏极效率仿真数据和实测结果基本吻合.

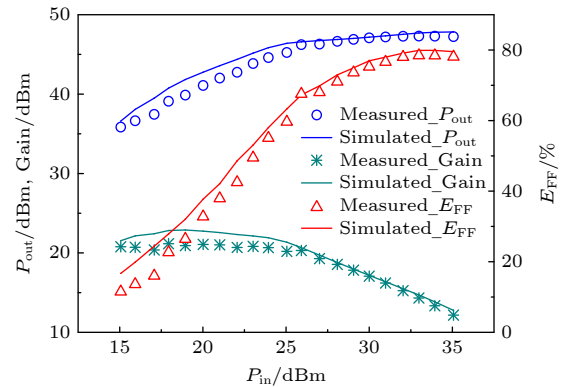


图 12 仿真和实测的功率扫描结果对比

Fig. 12. Comparison between simulated and measured results in power sweep.

图 13 对比了该放大器在频率 1200 MHz 的二次谐波和三次谐波的功率仿真数据和实测结果. 因此, 图 11—图 13 对比结果表明本文所提的可缩放 GaN HEMTs 大信号模型在大缩放比下不仅可以精准预测基波信息, 而且对谐波信息的预测也有较高精度.

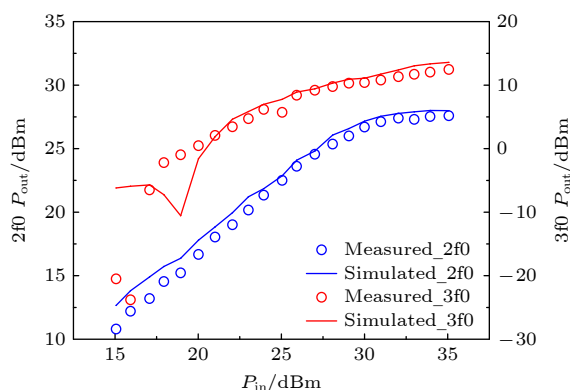


图 13 仿真和实测的谐波功率对比

Fig. 13. Comparison between simulated and measured results of the power amplifier harmonic output power.

5 结 论

本文为准确表征大栅宽 GaN HEMTs 的射频性能, 基于 Agilent 公司开发的经验基 EEHEMT 等效电路模型, 对其内部本征参数漏源电流 I_{ds} 、输入电容 C_{gs} 、 C_{gd} 提出相关的系数缩放规则. 利用所提可缩放大信号模型设计了一款总栅宽 14.4 mm 的高效率 GaN 功率放大器, 从仿真数据和实测结果对比可知, 本文针对 AlGaIn/GaN HEMTs 提出的可缩放大信号模型精度较高, 可应用于指导大栅宽 GaN 功率器件的设计与研制, 在降低电路设计成本、缩短产品研发周期、提升产品性能方面具有重要意义. 由于 EEHEMT 模型缺乏对陷阱效应、自热效应引起的动态行为表征能力, 故本文所提的可缩放大信号模型在脉冲周期为 1 ms, 占空比为 0.5%, 静态工作点在饱和区的情况下, 适用性较好. 为进一步拓宽所提模型在连续波情况下的适用性, 后续将对热阻热容的缩放开展研究.

参考文献

- [1] Mishra U K, Shen L, Kazior T E, Wu Y F 2008 *P. IEEE* **96** 287
- [2] Pengelly R S, Wood S M, Milligan J W, Sheppard S T, Pribble W L 2012 *IEEE T. Microw. Theory* **60** 1764
- [3] Komiak J J 2015 *IEEE Microw. Mag.* **16** 97
- [4] Raffo A, Bosi G, Vadalà V, Vannini G 2013 *IEEE T. Microw. Theory* **62** 73
- [5] Ayari L, Xiong A, Maziere C, Ouairdirhi Z, Gasseling T 2018 *91st ARFTG Microwave Measurement Conference* Philadelphia, PA, USA, June 15, 2018 p1
- [6] Wang C S, Xu Y H, Yu X M, Ren C J, Wang Z S, Lu H Y, Chen T S, Zhang B, Xu R M 2014 *IEEE T. Microw. Theory* **62** 2878
- [7] Angelov I, Thorsell M, Kuylenstierna D, Avolio G, Schreurs D, Raffo A, Vannini G 2013 *European Microwave Conference* Nuremberg, Germany, October 6–10, 2013 p267
- [8] Vitinov S, Palankovski V, Maroldt S 2012 *IEEE T. Electron Dev.* **59** 685
- [9] Radhakrishna U, Imada T, Palacios T, Antoniadis D 2014 *Phys. Status Solidi* **11** 848
- [10] Wen Z, Xu Y H, Wang C S, Zhao X D, Chen Z K, Xu R M 2017 *International J. Numer. Model. El.* **30** 2137
- [11] Xu Y H, Xu R M, Li Y R 2017 *Theory and Technology of Equivalent Circuit Modeling for Microwave Gallium Nitride Power Devices* (Beijing: Science Press) p75 (in Chinese) [徐跃杭, 徐锐敏, 李言荣 2017 微波氮化镓功率器件等效电路建模理论与技术 (北京: 科学出版社) 第75页]
- [12] Jarndal A, Kompa G 2007 *IEEE T. Electron Dev.* **54** 2830
- [13] Resca D, Santarelli A, Raffo A, Cignani R, Vannini G, Filicori F, Schreurs D M P 2008 *IEEE T. Microw. Theory* **56** 755
- [14] Resca D, Raffo A, Santarelli A, Vannini G, Filicori F 2009 *IEEE T. Microw. Theory* **57** 245
- [15] Khurgin J, Ding Y J, Jena D 2007 *Appl. Phys. Lett.* **91** 252104
- [16] Xu Y H, Fu W L, Wang C S, Ren C J, Lu H Y, Zheng W B, Yu X M, Yan B, Xu R M 2014 *J. Electromagnet. Wave.* **28** 1888
- [17] Xu Y H, Wang C S, Sun H, Wen Z, Wu Y Q, Xu R M, Yu X M, Ren C J, Wang Z S, Zhang B, Chen T S, Gao T 2017 *IEEE T. Microw. Theory* **65** 2836
- [18] Alexander A, Leckey J 2015 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix AZ, USA, May 12–22, 2015 p1
- [19] Crupi G, Schreurs D 2013 *Microwave De-embedding: From Theory to Applications* (Amsterdam: Academic Press) pp25–26
- [20] Gao J J 2007 *RF Microwave Modeling Technology for Field Effect Transistors* (Beijing: Electronic Industry Publishing) pp75–109 (in Chinese) [高建军 2007 场效应晶体管射频微波建模技术 (北京: 电子工业出版社) 第75–109页]
- [21] Lee J W, Lee S, Webb K J 2001 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* Phoenix, AZ, USA, May 20–25, 2001 p679
- [22] Curtice W R 1980 *IEEE T. Microw. Theory* **28** 448
- [23] Liu N Z, Zhang X B, Yao R H 2021 *Acta. Phys. Sin.* **70** 217301 (in Chinese) [刘乃漳, 张雪冰, 姚若河 2021 物理学报 **70** 217301]

A large-signal scaling model of high-power GaN microwave device^{*}

Cheng Ai-Qiang¹⁾ Wang Shuai¹⁾ Xu Zu-Yin¹⁾ He Jin¹⁾
Zhang Tian-Cheng^{2)†} Bao Hua-Guang²⁾ Ding Da-Zhi²⁾

1) (*Division of Microwave Power Devices, Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing 210016, China*)

2) (*Department of Microelectronics, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China*)

(Received 23 March 2023; revised manuscript received 20 May 2023)

Abstract

With the rapid development of wireless communications, GaN HEMT, which has various advantages of high power density, high electron mobility, and high breakdown threshold, receiving increasing attention. Microwave power amplifiers based on GaN HEMTs are widely used in many fields, such as communication, medical, and detection instruments. In the accurate design of GaN microwave power amplifiers, reliable RF large signal model is vitally important. In this paper, a scalable large-signal model based on EEHEMT model is proposed to describe the properties of multifinger AlGaIn/GaN high electron mobility transistor (HEMT) accurately. A series of scaling rules is established for the intrinsic parameters of the device, including drain-source current I_{ds} , input capacitance C_{gs} and C_{gd} , which take into account both the gate width of a single finger and the number of gate fingers. With the proposed scalable large-signal model, the performance of the L-band GaN high-efficiency power amplifier with a gate length of 14.4 μm is analyzed. This amplifier demonstrates outstanding performance, with the output power reaching to 46.5 dBm and the drain efficiency arriving at over 70% of the frequency range from 1120 MHz to 1340 MHz. Good agreement between the simulations and experiments is achieved, demonstrating the excellent accuracy of the proposed model. Moreover, the proposed model can further predict the performance of high-order harmonics, providing an effective tool for designing advanced high-power and high-efficiency microwave power amplifiers. Certainly, the EEHEMT model fails to characterize the dynamical behavior induced by trapping and self-heating effects. Thus, for further consideration, scaling models for the thermal resistance and heat capacity need further investigating to broaden the application scope of the proposed model in the case of continuous waves.

Keywords: AlGaIn/GaN HEMTs, high electron mobility transistors, scalable large-signal model, high power amplifier

PACS: 71.55.Eq, 84.30.Le

DOI: 10.7498/aps.72.20230440

^{*} Project supported by the National Key Research and Development Program of China (Grant Nos. 2022YFF0707800, 2022YFF0707801), the Primary Research and Development Plan of Jiangsu Province, China (Grant Nos. BE2022070, BE2022070-2, BE2022070-1), and the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 62201257).

[†] Corresponding author. E-mail: tczhang@njut.edu.cn

高功率GaN 微波器件大信号缩放模型

成爱强 王帅 徐祖银 贺瑾 张天成 包华广 丁大志

A large-signal scaling model of high-power GaN microwave device

Cheng Ai-Qiang Wang Shuai Xu Zu-Yin He Jin Zhang Tian-Cheng Bao Hua-Guang Ding Da-Zhi

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 72, 147103 (2023) DOI: 10.7498/aps.72.20230440

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.72.20230440>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

AlGaIn/GaN高电子迁移率晶体管器件电离辐照损伤机理及偏置相关性研究

Ionizing radiation damage mechanism and biases correlation of AlGaIn/GaN high electron mobility transistor devices

物理学报. 2020, 69(7): 078501 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191557>

AlGaIn/GaN高电子迁移率晶体管的栅极电容模型

Gate capacitance model of AlGaIn/GaN high electron mobility transistor

物理学报. 2021, 70(21): 217301 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210700>

AlGaIn/GaN高电子迁移率晶体管温度传感器特性

Characteristics of AlGaIn/GaN high electron mobility transistor temperature sensor

物理学报. 2020, 69(4): 047201 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20190640>

基于凹槽结构抑制AlGaIn/GaN高电子迁移率晶体管电流崩塌效应

Current collapse suppression in AlGaIn/GaN high electron mobility transistor with groove structure

物理学报. 2019, 68(24): 248501 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20191311>

基于脉冲方法的超短栅长GaIn基高电子迁移率晶体管陷阱效应机理

Mechanisms of trapping effects in short-gate GaIn-based high electron mobility transistors with pulsed I-V measurement

物理学报. 2018, 67(17): 178501 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180474>

结构参数对N极性面GaIn/AlIn高电子迁移率晶体管性能的影响

Effect of structure parameters on performance of N-polar GaIn/AlIn high electron mobility transistor

物理学报. 2019, 68(24): 247203 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20191153>