

GaN 基大功率微波器件高效场路协同分析方法*

张天成¹⁾ 陈迪娜¹⁾ 李春雨¹⁾ 张利民¹⁾
徐祖银²⁾ 成爱强²⁾ 包华广^{1)†} 丁大志¹⁾

1) (南京理工大学微电子学院 (集成电路学院), 南京 210094)

2) (南京电子器件研究所, 南京 210094)

(2023 年 3 月 26 日收到; 2023 年 5 月 4 日收到修改稿)

以氮化镓 (GaN) 为代表的第三代半导体正促使着固态微波功率器件向着更高功率、更高效率、集成化的方向不断发展, 但这会导致器件内部电磁场分布效应更为显著, 单一的路仿真已无法满足分析设计的精度需求, 亟需建立有源 GaN 器件与无源电磁结构的一体化协同仿真技术. 针对这一需求, 本文提出基于时域不连续伽辽金技术的 GaN 基大功率微波器件高效场路协同仿真方法, 将所提取的 GaN HEMT (high electron mobility transistor) 器件大信号紧凑模型引入电磁场方程中, 采用局部时间步进技术以消除非线性紧凑模型及多尺度网格对全局算法稳定性条件的限制, 实现有源器件-无源电磁结构、多尺度粗细网格的高效自适应求解. 通过数值仿真算例与实验测试及软件计算结果对比展示了本文所提方法准确性和高效性, 可为先进大功率微波器件的高可靠研发提供理论基础与设计参考.

关键词: GaN 功率器件, 大信号等效拓扑模型, 场路协同仿真技术, 时域不连续伽辽金方法

PACS: 71.15.-m, 71.55.Eq, 84.30.Le, 85.30.De

DOI: 10.7498/aps.72.20230452

1 引言

为满足无线通信、新能源汽车、先进雷达、航空航天等对射频功率器件在高频率、宽带宽、大功率和高效率应用场景的需求, 以氮化镓 (GaN) 为代表的新型宽禁带半导体材料制备的射频功率器件成为当前的研究热点^[1]. 不同于传统的半导体材料, GaN 材料本身的缺陷效应及 GaN 微波功率器件的强非线性效应、温升效应等^[2], 使得 GaN 功率器件的准确表征成为一大难点. 同时大功率作用下 GaN 功率器件内部的电磁分布效应愈发明显, 单一的路仿真也无法准确描述微波器件的宽带电磁效应, 需要建立 GaN 有源器件模型与无源电磁

结构的一体化协同分析模型, 以解决 GaN 大功率微波器件分析设计精度低的问题.

目前, 国内外专家学者对 GaN 大功率微波器件的建模技术开展了一系列研究^[3-6], 重点围绕建立准确的紧凑模型以获取 GaN HEMT (high electron mobility transistor) 的电学性能, 其中基于 Angelov 等^[7]所提出的大信号等效电路模型是目前应用最为广泛的模型之一. 该模型根据测试数据依次提取小信号等效电路模型及基于小信号模型通过 bottom-up 技术建立的大信号拓扑电路结构的寄生参数和本征参数, 通过引入随尺寸变化的寄生参数分布参数网络^[8], 嵌入动态负载影响的陷阱效应^[9]、自热效应^[10]、谐波效应^[11]等模型参数, 能够准确地模拟 GaN HEMT 的大信号特性, 对大功

* 国家重点研发计划 (批准号: 2022YFF0707800, 2022YFF0707802)、国家自然科学基金 (批准号: 62201257, 62025109, 62001231)、江苏省重点研发计划产业前瞻与关键核心技术 (批准号: BE2022070, BE2022070-1) 和江苏省卓越博士后计划资助的课题.

† 通信作者. E-mail: hgbao@njust.edu.cn

率微波器件的研制设计和工艺优化起到关键作用. 电子科技大学的徐跃杭教授团队^[12]更是从器件理论出发, 提出了能够准确表征 GaN 器件热效应及力电效应的物理基紧凑模型, 进一步扩大了模型的适用范围. 人工神经网络结合空间映射技术也被引入模型建立中, 在较少训练样本的情况下也能对器件性能进行准确高效表征^[13].

实际微波功率器件中除了功率管芯外还存在大量微带电路、无源器件等线性结构, 因此还需要将管芯模型引入电磁方程中, 建立有源器件与无源电磁结构的一体化协同仿真分析技术^[14]. 该方法将管芯模型求得的感应电流密度引入麦克斯韦方程组^[15]中, 利用数值方法对非线性方程组进行离散求解, 以获取微波电路结构的电磁特性. 而数值方法中的时域方法便于分析非线性电磁问题且能通过单次求解直接获得宽带响应^[16], 被广泛应用于场路协同分析中. 早在 20 世纪 90 年代, 时域有限差分 (FDTD) 方法便通过在交界面网格边缘处将电压或电流源替代集总元件引入到电磁场中建立场路协同仿真模型^[17,18]; 随后, 专家学者将导纳矩阵通过循环卷积的方法实现从拉普拉斯域到时域的转换提供了另一种处理思路^[19]. 但由于 FDTD 方法存在阶梯近似的局限性^[20], 导致其在处理复杂微波器件结构时精度难以满足设计要求. 为了提高算法的普适性, 时域有限元方法及时域积分方程 (TDIE) 方法被用于场路协同仿真中以满足复杂电磁结构的高精度分析. TDIE 方法只需对结构本身进行网格离散, 通过自由空间格林函数获取电磁辐射特性能够大大地节省计算资源, 但极高的算法复杂度限制了该方法的应用^[21,22]. 而时域有限元方法通过正交基函数或不连续伽辽金技术将全局矩阵转化众多单元矩阵, 可以实现线性复杂度的快速并行求解, 这两种方法分别称为时域谱元 (SETD) 方法^[23]及时域不连续伽辽金 (DGTD) 方法^[24], 具有广阔的应用前景. DGTD 方法主要通过将电流密度利用数值连续性通量引入电磁场方程中^[25], 在分析不同器件和电路结构时形式较为统一, 不需要进行重复的公式推导. 更为重要的是, DGTD 方法支持非共形网格的离散, 易于处理多尺度复杂器件结构, 灵活选择合适的时间迭代格式, 能够实现复杂微波器件结构的时空自适应求解, 是理想的复杂多尺度高功率微波器件电磁环境

效应分析手段之一^[26].

因此, 本文针对 GaN 基高功率微波器件的宽带电磁效应, 提出高效的有源器件与无源电磁结构协同仿真分析方法. 采用 DGTD 方法对 GaN 基高功率微波器件的非线性场路协同方程组进行求解, 引入局部时间步进技术结合任意高阶时间导数 (ADER) 实现线性电磁场区域与非线性场路耦合区域的独立求解, 从而高效揭示 GaN 基高功率微波器件宽带电磁特性. 相较于现有方法, 该方法存在显著的技术优势: 1) 在大时间步进跨度的情况下无需引入过渡区, 且无精度的损伤; 2) 随着精度阶数的提升也不会带来内存和计算复杂度的提升. 通过仿真结果与测试及商用软件的结果比对验证了本文所提方法的准确性及高效性, 能够有效提升线性-非线性、有源-无源结构的宽带电磁分析能力, 为探索先进固态微波高功率器件复杂电磁效应的分析设计、提高研发效率提供强力支撑.

2 理论模型与分析

2.1 GaN 器件大信号紧凑模型建模理论

首先需要建立准确的 GaN 管芯模型, 通过对器件的表征进而分析器件机理, 建立准确表征器件性能的过程, 可用于器件设计和结构优化. 采用大信号模型参数一体化提取方法对如图 1 所示的电路模型进行参数提取.

所提出的方法能够实现大信号模型与小信号模型的一体化建模, 在小信号寄生参数提取时便引入与漏电流相关项的跨导 g_m 和导纳 G_{ds} , 这样便可避免传统方法小信号模型到大信号模型过渡的多次优化过程, 整体流程如图 2 所示. 先利用截止条件法提取寄生参数初值^[27], 去嵌所有寄生参数, 利用微波网络理论获取本征参数, 并结合目标误差函数优化得到最优的元件值^[28]. 使用优化算法对所获得初值优化, 获取最佳电路元件参数, 此时已将所有偏置状态的直流和特性考虑到优化算法中, 得到的结果必然能够满足所有偏置状态. 再采用 Angelov 非线性元件方程模型方程^[29]通过优化算法拟合非线性漏源电流模型以及非线性栅电容模型中的参数, 就能建立完整的大信号等效电路模型.

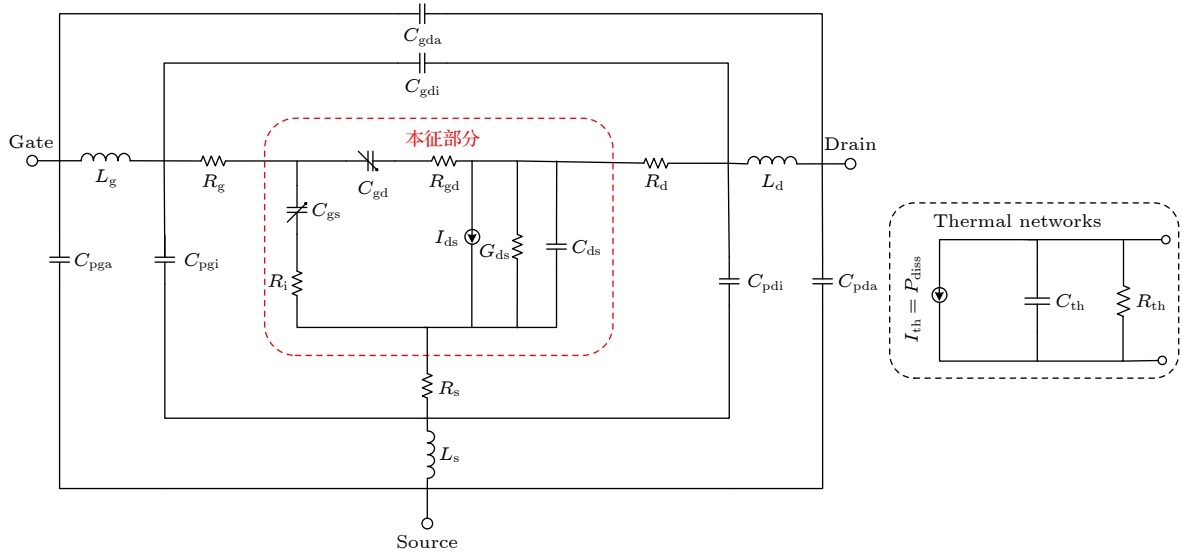


图 1 GaN HEMT 大信号等效电路拓扑结构

Fig. 1. Large signal equivalent circuit model of GaN HEMT.

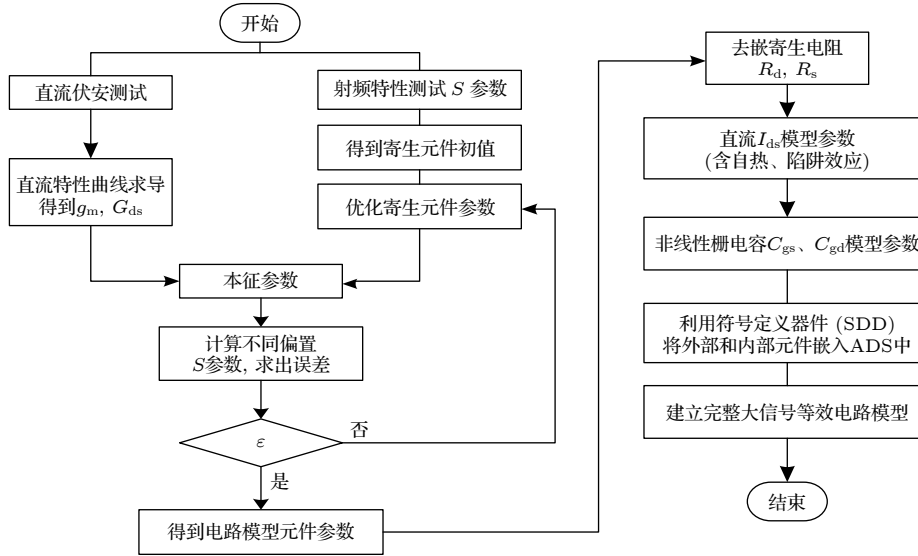


图 2 大信号模型参数一体化提取整体流程

Fig. 2. Process of parameter extraction for the large signal model.

2.2 GaN 基高功率微波器件场-路协同仿真方法

在所建等效模型基础上进行大功率微波器件的场路一体化建模技术研究, 会面临微波器件的非线性/线性联合求解问题, 还需要考虑之间的多尺度问题. 必须考虑分布电路网络和集总电路网络之间的不可避免的辐射和相互作用.

本文提出使用 DGTD 方法进行场路协同一体化仿真获取器件电磁场特性. 通过数值通量引入电路特性, 利用 ADER (arbitrary high-order deriva-

tives) 离散格式结合 LTS (local time-stepping) 技术, 对其进行非共形网格离散, 以提高分析效率. 采用时间与空间上自适应 DGTD 方法对 GaN 器件进行场路协同仿真, 建模上, 采用多尺度网格; 求解上, 线性微带结构对 Maxwell 方程组采用数值方法直接求解, 如图 3 区域 B 所示; 而端口处建立场-路耦合方程, 见图 3 区域 A, 对非线性方程组采用迭代求解法. 在集总端口处, 利用磁场强度边界条件的一般形式可以将半导体的电流密度引入电磁方程中, 对端口面强加电流密度的连续性

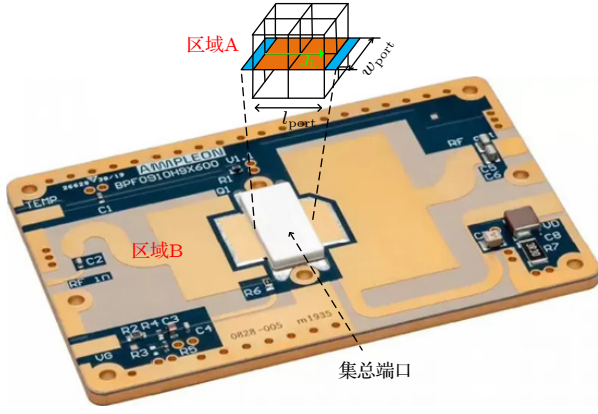


图 3 微波功率器件场路耦合示意图

Fig. 3. Schematic diagram of field circuit coupling for microwave power devices.

条件, 与电磁场方程协同建立起非线性场-路耦合方程组, 采用牛顿迭代对非线性方程组进行高效求解.

在自由空间中, 对于无耗、线性、非色散且各项同性的 Maxwell 旋度方程:

$$\begin{aligned}\varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} &= \nabla \times \mathbf{H}, \\ \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} &= -\nabla \times \mathbf{E}.\end{aligned}\quad (1)$$

其中 \mathbf{E} 为电场, \mathbf{H} 为磁场, ε 和 μ 分别代表介电常数及磁导率.

采用 DGTD 对方程进行离散测试, 并利用矢量恒等式和高斯定理简化得到:

$$\begin{aligned}\iiint N_e^i \cdot \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} dV &= \frac{1}{\varepsilon} \iiint N_e^i \cdot \nabla \times \mathbf{H} dV = \frac{1}{\varepsilon} \iiint [\nabla \times N_e^i \cdot \mathbf{H} - \nabla \cdot (N_e^i \times \mathbf{H})] dV \\ &= \frac{1}{\varepsilon} \iiint \nabla \times N_e^i \cdot \mathbf{H} dV + \frac{1}{\varepsilon} \iint N_e^i \cdot \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H} dS,\end{aligned}\quad (2)$$

$$\begin{aligned}-\iiint N_h^i \cdot \mathbf{H} dV &= \frac{1}{\mu} \iiint N_h^i \cdot \nabla \times \mathbf{E} dV = \frac{1}{\mu} \iiint [\nabla \times N_h^i \cdot \mathbf{E} - \nabla \cdot (N_h^i \times \mathbf{E})] dV \\ &= \frac{1}{\mu} \iiint \nabla \times N_h^i \cdot \mathbf{E} dV + \frac{1}{\mu} \iint N_h^i \cdot \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} dS,\end{aligned}\quad (3)$$

其中 N 代表叠层矢量基函数, 下标 e 和 h 分别代表电场和磁场的基函数, 上标 i 表示基函数编号, V 和 S 分别代表在体和面上进行积分操作.

不连续伽辽金技术需要在单元界面引入数值通量以保证场的连续性, 如图 4 所示. 区域 B 中采用传统的迎风通量以保证界面的连续性^[30], 对于端口则引入 (4) 式所示的数值通量, 有

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H} = \hat{\mathbf{n}} \times \frac{(Z\mathbf{H} + \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}) + (Z^+\mathbf{H}^+ - \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}^+)}{Z + Z^+} - \frac{Z^+ \mathbf{J}_L}{Z + Z^+}, \\ \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = \hat{\mathbf{n}} \times \frac{(Y\mathbf{E} - \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}) + (Y^+\mathbf{E}^+ + \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}^+)}{Y + Y^+} - \frac{\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{J}_L}{Y + Y^+}, \end{cases}\quad (4)$$

其中 $Z = 1/Y = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ 代表波阻抗, 上标“+”表示相邻体的场变量. \mathbf{J}_L 为端口面的等效电流密度, $\hat{\mathbf{n}}$ 为法向量.

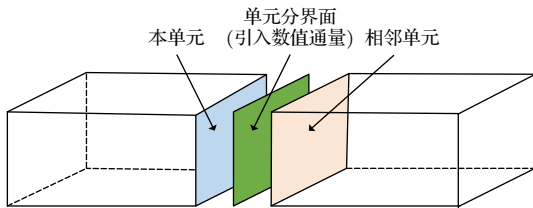


图 4 相邻单元交界面处的数值通量

Fig. 4. Numerical flux at the interface of adjacent elements.

将数值通量引入 (2) 式和 (3) 式, 并利用矢量基函数对未知量 \mathbf{E} , \mathbf{H} 进行展开, 整理可得

$$\begin{aligned}T_{ee} \frac{\partial e}{\partial t} &= P_{eh}h + S_{eh}h + S_{eh}^+h^+ - S_{ee}e \\ &\quad + S_{ee}^+e^+ - L_1 J_L,\end{aligned}\quad (5)$$

$$\begin{aligned}T_{hh} \frac{\partial h}{\partial t} &= -P_{he}e - S_{he}e - S_{he}^+e^+ - S_{hh}h \\ &\quad + S_{hh}^+h^+ + L_2 J_L,\end{aligned}\quad (6)$$

其中 T , P , S , Ss 等矩阵形式可参考文献^[26], 下标 he 表示 h 与 e 的互作用. 相对单一电磁场部分新增的 L_1 及 L_2 矩阵格式为

$$[L_1]^{ij} = \frac{Z^+}{Z + Z^+} \int_S \mathbf{N}_h^j \cdot \mathbf{N}_{j_L}^j dS, \quad (7)$$

$$[L_2]^{ij} = \frac{1}{Y + Y^+} \int_S \mathbf{N}_h^j \cdot (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{N}_{j_L}^j) dS, \quad (8)$$

其中上标 i 和 j 分别表示测试及展开基函数的编号.

GaN HEMT 器件的电流密度可以表示为

$$\mathbf{J}_L = \frac{f(\mathbf{V}_D)}{w_{\text{port}}}, \quad (9)$$

其中 $f(\mathbf{V}_D)$ 表示 GaN HEMT 器件伏安特性表达式; w_{port} 为端口面的宽度, 端口处感应电压 \mathbf{V}_D 由端口面的电场积分得到

$$\mathbf{V}_D = - \int_{l_{\text{port}}} \left(\sum_{j=0}^n \mathbf{N}_e^j e^j \right) dl = -C e. \quad (10)$$

其中 l_{port} 表示端口长度, n 为端口处总基函数个数, C 代表形成的矩阵.

将 (5) 式、(6) 式、(9) 式和 (10) 式联立求解建立场路耦合方程, 采用任意高阶时间导数 (ADER) 差分格式进行时间离散, 引入辅助变量 $\frac{\partial \gamma}{\partial t} = \mathbf{J}$, 则区域 A 的迭代格式为

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{hh} & 0 & -\mathbf{L}_2 & 0 \\ 0 & \mathbf{T}_{ee} & \mathbf{L}_1 & 0 \\ 0 & C & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial t} \\ \frac{\partial e}{\partial t} \\ \frac{\partial \gamma}{\partial t} \\ \frac{\partial \mathbf{V}_D}{\partial t} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\mathbf{S}_{shh} & -\mathbf{P}_{he} - \mathbf{S}_{he} & 0 & 0 \\ \mathbf{P}_{eh} + \mathbf{S}_{eh} & -\mathbf{S}_{see} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h \\ e \\ \gamma \\ \mathbf{V}_D \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{shh}^+ & -\mathbf{S}_{he}^+ & 0 & 0 \\ \mathbf{S}_{eh}^+ & \mathbf{S}_{see}^+ & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h^+ \\ e^+ \\ \gamma^+ \\ \mathbf{V}_D^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{f(\mathbf{V}_D)}{w_{\text{port}}} \end{bmatrix}. \quad (11) \end{aligned}$$

因此, (11) 式可以简写为:

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_1 \mathbf{u} + \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_2 \mathbf{u}^+ + \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_3, \quad (12)$$

其中 $\mathbf{u} = [e, h, \gamma, \mathbf{V}_D]^T$ 为未知量所形成的向量, 且有

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{hh} & 0 & -\mathbf{L}_2 & 0 \\ 0 & \mathbf{T}_{ee} & \mathbf{L}_1 & 0 \\ 0 & C & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{P}_1 &= \begin{bmatrix} -\mathbf{S}_{shh} & -\mathbf{P}_{he} - \mathbf{S}_{he} & 0 & 0 \\ \mathbf{P}_{eh} + \mathbf{S}_{eh} & -\mathbf{S}_{see} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{P}_2 &= \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{shh}^+ & -\mathbf{S}_{he}^+ & 0 & 0 \\ \mathbf{S}_{eh}^+ & \mathbf{S}_{see}^+ & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{P}_3 &= \left[0, 0, 0, \frac{f(\mathbf{V}_D)}{w_{\text{port}}} \right]^T. \quad (13) \end{aligned}$$

对 (12) 式中的未知量用泰勒级数展开, 即可获取未知量的迭代格式为:

$$\begin{aligned} & \mathbf{u}(t + \Delta t) \\ &= \mathbf{u}(t) + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_1)^i \mathbf{u}(t) \\ &+ \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_2)^i \mathbf{u}^+(t) + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t^i}{i!} \mathbf{P}_3, \quad (14) \end{aligned}$$

其中 $i = 1, \dots, N_t$, N_t 为 ADER 的阶数, t 为时间步, Δt 为时间步长.

对于 GaN HEMT 电流密度的求解则需要所提取的紧凑模型, 以图 5 所示的微波放大器电路为例, 非线性电路结构加载在两端口中间, 电压信号源从 G-S 端进入, 从 D-S 端输出, 通过将电路等效电流密度代替场-路耦合方程中的 $f(\mathbf{V}_D)$ 项, 实现有源电路部分与空间电磁场部分的耦合求解.

首先, 需要推导 GaN 电路结构方程以获取等效电流密度. 由基尔霍夫电压、电流定律, 针对如图 1 所示的 GaN HEMT 大信号等效电路模型, 利用基尔霍夫电流电压定律, 可以推导出如下矩阵形式:

$$\mathbf{A} \frac{\partial \mathbf{x}}{\partial t} = \mathbf{B} \mathbf{x} + \mathbf{C}, \quad (15)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L_g + L_s & L_s & 0 & 0 & R_i \cdot C_{gs} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_s & L_d + L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_i \cdot C_{gs} & -R_{gd} \cdot C_{gd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{gs} & C_{gd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{gd} & -C_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{pgi} + C_{gdi} & C_{pgi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -C_{gdi} & C_{pdi} \\ 0 & 0 & R_s & R_d + R_s & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & p & q & -R_{gd} & -R_i & R_{gd} & R_i + R_{gd} & 0 \end{bmatrix}.$$

\mathbf{A} 矩阵中 $p = -R_i \cdot R_g - R_{gd} \cdot R_g - R_{gd} \cdot R_i$; $q = R_i \cdot R_d + R_{gd} \cdot R_d$.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{g1} \\ i_{d1} \\ i_{g11} \\ i_{d11} \\ V_c \\ V_{gd} \\ V_{ds} \\ V_{gdi} \\ V_{pdi} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(R_g + R_s) & -R_s & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s & -(R_d + R_s) & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} V_G \\ V_D \\ 0 \\ 0 \\ i_{ds} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

式中的符号变量均可在图 1 中对应。

对 (15) 式采用中心差分格式进行瞬态迭代:

$$\mathbf{x}^{t+1} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{B}\mathbf{x}^t + \mathbf{C}^t)\Delta t + \mathbf{x}^t. \quad (16)$$

对于端口 G-S, 只需令 $f(V_D) = i_{g1}$, 同样, 对于端口 D-S, 令 $f(V_D) = i_{d1}$, 与场路耦合方程 (12) 进行联立求解, 便可对 GaN 基大功率微波器件的宽带电磁特性进行分析。

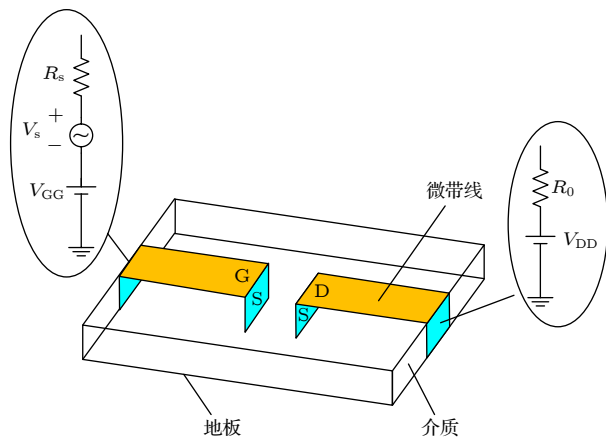


图 5 微波放大器结构模型示意图

Fig. 5. Schematic diagram of microwave amplifier.

2.3 高功率微波器件高效局部时间步进求解技术

采用 DGTD 方法对 GaN 基高功率微波器件求解时需要满足稳定性条件的限制, 对于多尺度非线性器件结构来说, 时间迭代步的选取受到最小离散网格尺寸及非线性效应的双重制约, 极大地影响了算法效率^[25,26]. 本文将局部时间步进技术 (LTS) 引入 GaN 基高功率微波器件宽带电磁特性分析中, 能够实现多尺度网格及非线性场路耦合单元均根据自身稳定性条件求解, 有望提高 GaN 基高功率微波器件的分析效率. 将 LTS 结合 DGTD 方法分析线性多尺度电磁问题的技术已较为成熟^[31-33], 本文重点介绍该技术在非线性场路耦合方面的技术路线。

如图 6 所示, 非线性微波器件的场路耦合分析可以分解为线性电磁场区域 B 和非线性场路耦合区域 A. 假定区域 A 的时间步长为时间步 Δt_1 , 区域 B 的时间步长为时间步 Δt_s , 定义 $\Delta t_s = \Delta t_1/N$, N 为正整数。

根据上节推导过程, 线性电磁场单元的 DGTD 方法的迭代格式为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t + \Delta t_1) = & \mathbf{u}(t) + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_1^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_1)^i \mathbf{u}(t) \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_1^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_2)^i \mathbf{u}^+(t). \end{aligned} \quad (17)$$

此外, 非线性场路耦合单元的 DGTD 方法的迭代格式为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t + n\Delta t_s) = & \mathbf{u}[t + (n-1)\Delta t_s] \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_s^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_1)^i \mathbf{u}[t + (n-1)\Delta t_s] \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_s^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_2)^i \mathbf{u}^+[t + (n-1)\Delta t_s] \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_s^i}{i!} \mathbf{P}_3. \end{aligned} \quad (18)$$

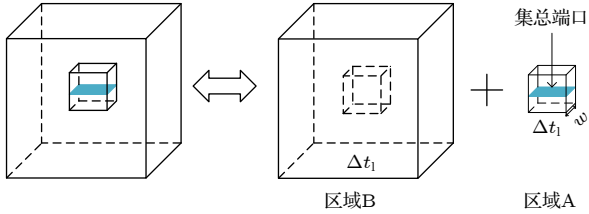


图 6 区域划分示意图

Fig. 6. Schematic diagram of area division.

由于 (18) 式等号右边相邻体的未知量存在区域 B 线性电磁场区域的信息, 但区域 B 采用的是大时间步进行求解的, 不存在 $(n-1)\Delta t_1/N$ 时刻 ($n = 1, 2, \dots, N$), 所以需要采用插值技术来获取中间时刻的值. 将 (18) 式中相邻体未知量退化为泰勒展开的原始形式:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_s^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_2)^i \mathbf{u}^+[t + (n-1)\Delta t_s] \\ = & \sum_{i=1}^{N_t} \frac{\Delta t_s^i}{i!} (\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_2)^i \frac{\partial^{i-1} \mathbf{u}^+[t + (n-1)\Delta t_s]}{\partial t^{i-1}}. \end{aligned} \quad (19)$$

再利用大时间步的电磁场信息进行插值, 插值公式如下:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^p \mathbf{u}^+(t + (n-1)\Delta t_s)}{\partial t^p} = & \frac{\partial^p \mathbf{u}^+(t)}{\partial t^p} \\ & + \sum_{j=1}^{N_t-p} \frac{((n-1)\Delta t_s)^j}{j!} \frac{\partial^{j+p} \mathbf{u}^+(t)}{\partial t^{j+p}}. \end{aligned} \quad (20)$$

这样便可实现线性电磁场区域与非线性场路

耦合区域的独立求解. LTS-DGTD 方法分析非线性微波器件的迭代求解示意图如图 7 所示, 以 $(t + \Delta t_1)$ 时刻的场路一体化仿真为例, 大致计算流程如下:

- 1) 将求解区域划分为两个区域, 使用四六面体进行网格离散建模, 根据 ADER 稳定性条件确定线性电磁场区域的时间迭代步 Δt_1 ;
- 2) 根据非线性器件的特性, 确定 Δt_s , 保证非线性场路耦合单元收敛;
- 3) 将 t 时刻的收敛值作为初值, 利用 (18) 式和 (20) 式对场路耦合单元进行求解;
- 4) 循环第三步 N 次, 达到 $t + \Delta t_1$ 时刻, 根据 (17) 式对线性电磁场区域进行求解, 进入下一大时间刻的迭代过程.

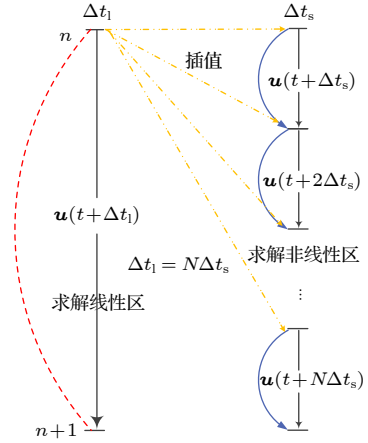


图 7 LTS-DGTD 计算流程示意图

Fig. 7. Schematic diagram of LTS-DGTD calculation.

3 数值算例

3.1 器件紧凑模型建模模型验证

选用遗传算法对参数进行扫描获取最优元件参数值, 变量的详细定义可参考文献 [28, 29], 结果如表 1 所列.

对于大信号非线性模型参数, 使用遗传优化算法, 拟合出 GaN HEMT 器件非线性漏电流 I_{ds} 模型参数 (表 2).

表 1 GaN HEMT 的寄生参数

Table 1. The parasitic parameters of GaN HEMT.

C_{pga}/fF	C_{pda}/fF	C_{gda}/fF	C_{pgi}/fF	C_{pdi}/fF	C_{gdi}/fF
99.15	4.43	4.61	548.4	31.16	0.74
R_g/Ω	R_d/Ω	R_s/Ω	L_g/pH	L_d/pH	L_s/pH
0.256	8.846	0.72	65.07	38.72	11.98

表 2 GaN HEMT 大信号模型的非线性电流参数
Table 2. Nonlinear circuit parameters of large signal model for GaN HEMT.

K_{10}	K_{11}	K_{20}	K_{21}	K_{30}	K_{31}	V_{pk1}	V_{pk2}	V_{pk3}	α_1
-1.09633	-0.285951	-4.01665×10^{-2}	-9.8227×10^{-3}	-1.99307×10^{-2}	2.25872×10^{-3}	8.3227	15.3274	-0.737977	3.0232
α_2	α_3	α	gm	V_{gsu}	K_{p1}	K_{p2}	K_{p3}	M_{ipk1}	K_M
2.65394	3.27743	0.643925	0.992594	0.436392	7.346×10^{-4}	7.28773×10^{-2}	1.31013×10^{-2}	0.532239	-1.06691
I_{pkth}	R_{th}	V_{dsq}	V_{gsq}	γ_{surf}	γ_{subs}	V_{dssubs}	$V_{gsqpinch}$		
0.215471	0.10027	1.3846	-3.21923	-1.5589	9.24381×10^{-3}	-0.912853	-2.7		

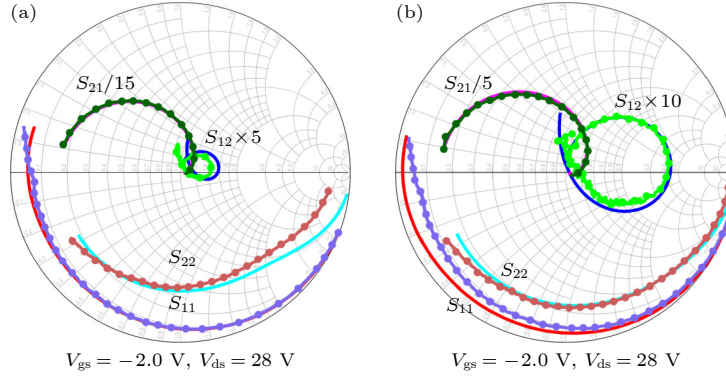


图 8 GaN HEMT 器件大信号模型 S 参数测试 (符号) 与仿真 (实线) 结果对比

Fig. 8. Comparison of S -parameter between simulation (solid line) and measurement (symbol) of GaN HEMT large-signal model.

接下来, 经过参数拟合非线性模型中的栅电容系数如表 3 所列. 对 GaN HEMT 大信号模型的小信号射频特性 S 参数进行仿真验证. 图 8 给出了不同偏压状态下的 S 参数结果仿真与实测的对比, 频率范围为 0.4—26 GHz, 由图中可以看出, 所建大信号模型吻合较好, 验证了该大信号模型在微波毫米波范围内的 S 参数预测值具有较准确的精度, 对功率放大器的设计, 特别是器件的增益与稳定性分析具有良好的指导作用.

表 3 GaN HEMT 大信号模型的栅电容参数
Table 3. Grid capacitance parameters of large signal model for GaN HEMT.

C_{gsp}	C_{gs0}	P_{10}	P_{11}	P_{20}	P_{21}
0.0867	0.1765	11.38	4.512	0.1422	0.01703
C_{gdp}	C_{gd0}	P_{30}	P_{31}	P_{40}	P_{41}
0.02654	0.8327	0.1615	0.03217	-1.31	0.01814

为了验证该模型大信号输出特性, 通过在 ADS 中进行负载牵引 (load-pull) 找到最大输出功率时的负载阻抗, 测试其输出功率 P_{out} 和功率附加效率 PAE 特性, 栅极电压 $V_{gs} = -2.55$ V, 漏极电压 $V_{ds} = 28$ V, 此时器件工作在 AB 类. 通过输入不同的功率, 得出对应的输出功率和功率附加效率, 与实验测试得到的数据如图 9, 可见通过负载牵引

获得不同工作频点的输出功率 P_{out} 和效率 PAE 与实验测试结果基本吻合, 验证了模型的准确性.

3.2 三端口微波功分器

本算例分析了一个三端口网络的微波功分器, 其结构参数与元器件参数均来自于文献 [34]. 如图 10 所示, 微带线介质基板尺寸为 $20\text{ mm} \times 20\text{ mm} \times 0.5\text{ mm}$, 介质基板的介电参数 $\epsilon_r = 2.0$, 微带线表面的金属贴片尺寸在图中已经标明. 电路部分的 $R_s = 10\ \Omega$, $R_1 = 64\ \Omega$, $R_2 = 64\ \Omega$, $C = 5\text{ pF}$. 输入信号 V_s 是周期脉冲信号, 周期为 1 ns, 延时 0.1 ns, 上升/下降沿 0.1 ns, 脉冲宽度 0.5 ns.

图 11 展示了所提方法与商用软件 ADS 的准确性比较. 同时由表 4 可以发现, 采用非共形网格建模可以取消金属微带细网格离散对介质结构网格离散尺寸的限制, 大大地降低整体模型建模时的网格数目, 实现接近 3 倍的算法效率提升. 在此基础上, 引入局部事件技术, 能够进一步放大粗网格的时间步进, 实现接近 2 倍的计算时间缩减. 虽然所自主编写的算法效率较成熟的常用软件仍有一定差距, 但采用非共形网格结合局部时间步进技术已能实现计算时间比商用软件少的优势, 表明了所提方法的优异性能. 后续可与计算机学科的专家学者开展合作, 进一步提高算法效率.

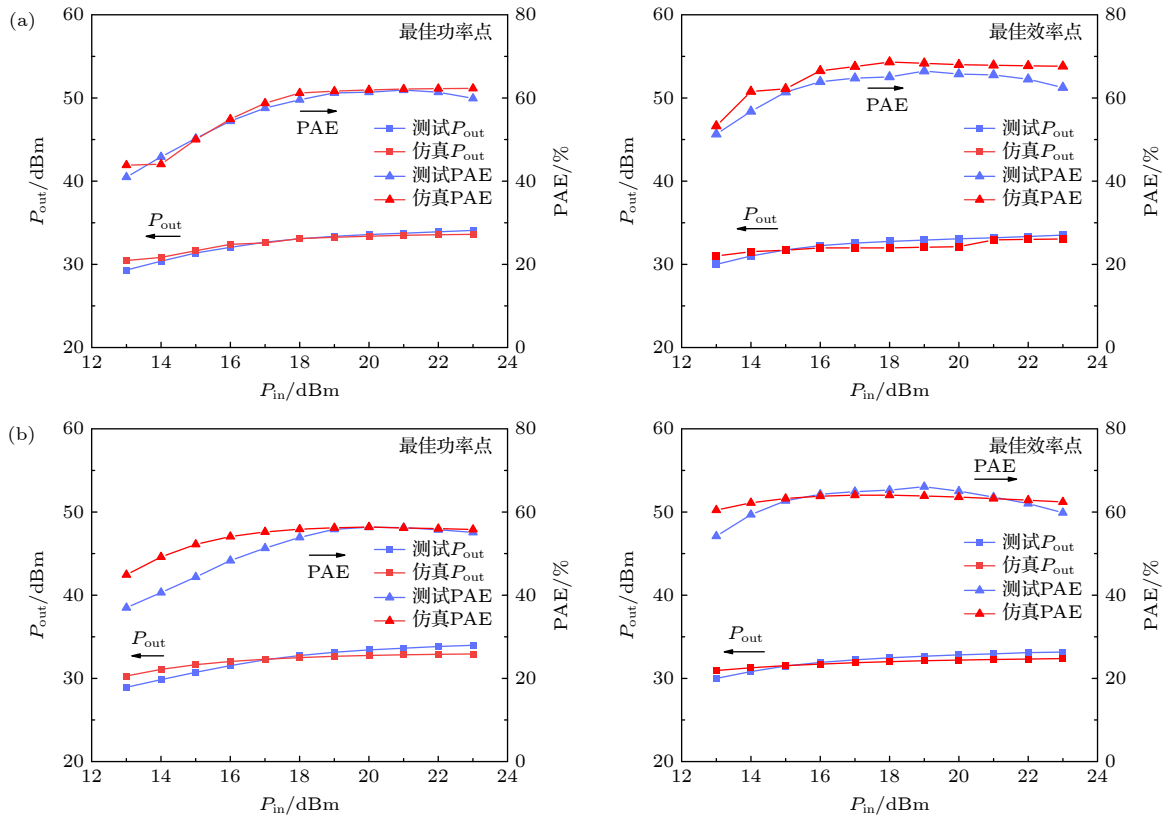


图 9 输出功率及效率对比 (a) 1.1 GHz; (b) 1.5 GHz

Fig. 9. Comparison of output power and efficiency at different frequency: (a) 1.1 GHz; (b) 1.5 GHz.

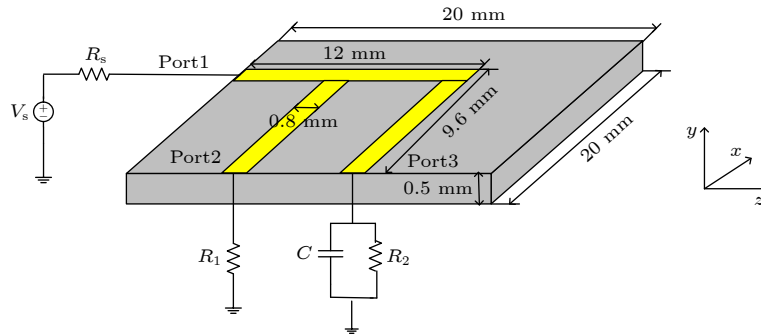


图 10 微波功分器电路示意图

Fig. 10. Diagram of microwave power divider.

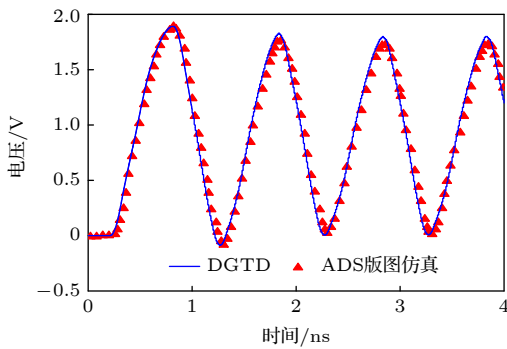


图 11 端口 3 电压输出信号时域波形

Fig. 11. Voltage signal waveform in time domain of port 3.

3.3 GaN 基大功率微波器件仿真

本算例给出了一个有源十字微带线加载场效应管的微波放大器结构的场路耦合特性仿真分析。微波放大器的结构如图 12(a) 所示, 介质基板整体大小为 $16.256 \text{ mm} \times 0.7874 \text{ mm} \times 17.526 \text{ mm}$, 相对介电常数为 $\epsilon_r = 2.33$. 黄色部分为金属贴片, 具体尺寸标注在图中. 分别采用共形网格及非共形网格对模型进行离散求解, 离散后的网格示意图见图 12(b) 和图 12(c).

表 4 计算时间比较

Table 4. Comparison of simulation time.

方法	离散单元数	采样间隔	计算耗时/s
ADS-版图仿真	1644	$\Delta f = 12.13 \text{ MHz}$	142.26
共形网格DGTD	2350	$\Delta t = 0.286 \text{ fs}$	687.69
非共形网格DGTD	768	$\Delta t = 0.286 \text{ fs}$	236.47
非共形网格LTS-DGTD	768	$\Delta t_l = 0.572 \text{ fs}, \Delta t_s = 0.286 \text{ fs}$	131.67

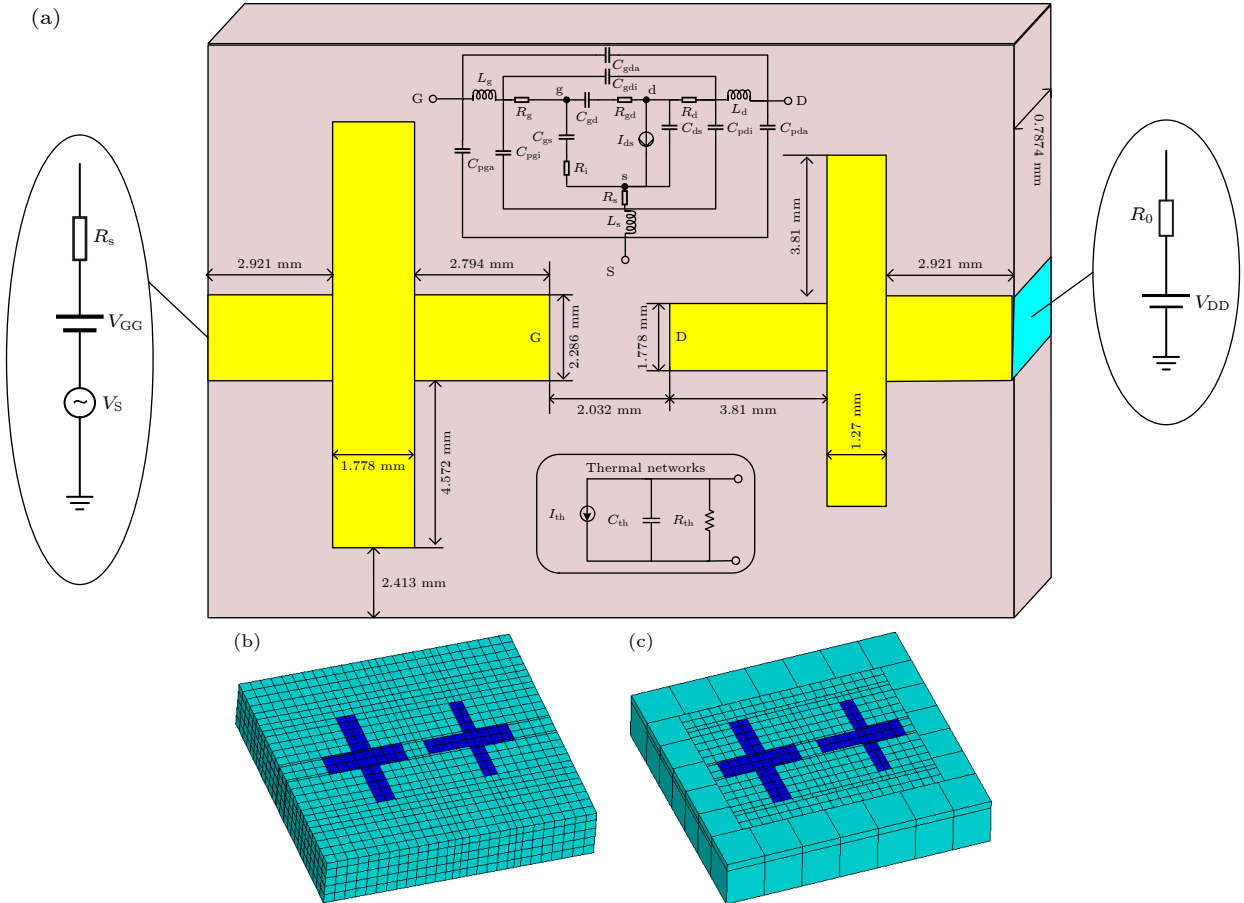


图 12 (a) GaN 基大功率微波器件示意图; (b) 共形网格离散; (c) 非共形网格

Fig. 12. (a) Schematic diagram of GaN-based large power microwave device, discretized model with (b) conformal elements and (c) non-conformal elements.

端口 1 和端口 2 分别加载 50Ω 匹配电阻和如图 13 所示的 V_{GG} , V_{DD} 电压源.

由图 14 可以看出, 利用 DGTD 分析其电路的结果与商用软件 ADS 仿真高度吻合, 验证了程序的准确性. 本算例将区域分为线性电磁场区域和非线性放大器区域, 使用局部时间步进技术, 其中 Δt_s 表示非线性区域小时间步长, 表示电磁场区域的大时间步长. 同时, 使用了非共形的网格剖分方法, 对于表面金属贴片区域使用精细网格进行离散, 而其余介质区域使用数倍于精细网格的尺寸离散. 相较于传统的共形网格, 如表 5 所列, 所提的

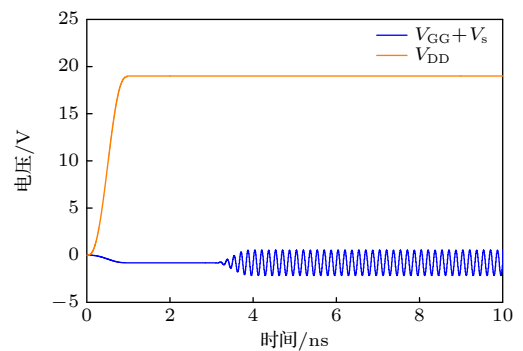


图 13 微波器件端口电压时域波形图

Fig. 13. Time domain waveform of port voltages of microwave device.

表 5 计算时间比较

Table 5. Comparison of simulation time.

方法	离散单元数	采样间隔	计算耗时/s
ADS-版图仿真	1466	$\Delta f = 1.41 \text{ MHz}$	946.79
共形网格DGTD	3920	$\Delta t = 0.067 \text{ fs}$	3303.41
非共形网格DGTD	947	$\Delta t = 0.067 \text{ fs}$	1846.54
非共形网格LTS-DGTD	947	$\Delta t_l = 0.266 \text{ fs}, \Delta t_s = 0.067 \text{ fs}$	621.77

LTS-DGTD 方法减小求解的未知量, 提高计算效率. 该方法带来的效率提升主要是由于局部时间步进技术引入导致的线性电磁场区域时间步长的放大, 而非线性场路耦合区域仍与传统方法保持一致, 这样便可实现线性电磁场区域求解步数的减少, 从而提高了算法的计算效率. 本方法的前提是线性电磁场区域的网格数要明显多于非线性场路耦合区域.

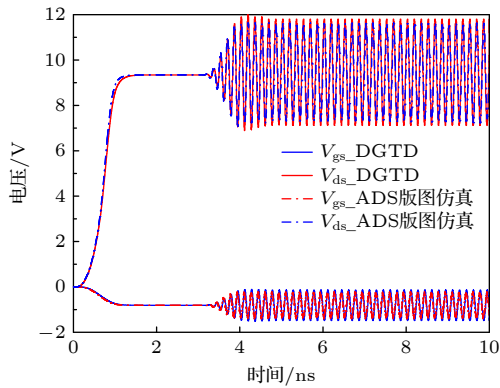


图 14 放大器输入、输出端电压

Fig. 14. The input and output voltages of microwave amplifier.

4 结 论

本文针对 GaN 基高功率微波器件发展有源 GaN 大功率管芯与无源电路结构一体化协同分析的电磁仿真技术, 快速获取 GaN 基高功率微波器件的宽带电磁特性. 建立了 GaN HEMT 管芯的大信号等效电路模型精确表征技术, 基于时域不连续伽辽金方法, 通过数值通量将有源器件模型引入无源电磁场方程中, 提出 LTS 技术解除最小离散网格尺寸及有源器件非线性效应对全局稳定性条件对时间步进的限制, 显著地提升了非线性-多尺度系统的计算效率, 最终实现了 GaN 基大功率微波器件的高效场路协同仿真分析, 为先进高功率微波器件的设计提供可靠的理论依据和分析手段.

参考文献

- [1] Hao Y 2019 *Sci. Technol. Rev.* **37** 58 (in Chinese) [郝跃 2019 科技导报 **37** 58]
- [2] Riddle A 2008 *IEEE Microwave Mag.* **9** 154
- [3] Zhang X Y, Yang L A, Hu X L, Yang W L, Liu Y C, Li Y, Ma X H, Hao Y 2022 *IEEE Trans. Electron Devices* **69** 1006
- [4] Prasad A, Thorsell M, Zirath H, Fager C 2018 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **66** 845
- [5] Wang Y, Wu Q Z, Yan B, Xu R M, Xu Y H 2022 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **70** 315
- [6] Ma J G, Ma X H, Zhang H L, Cao M Y, Zhang K, Li W W, Guo X, Liao X Y, Chen W W, Hao Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 047301 (in Chinese) [马骥刚, 马晓华, 张会龙, 曹梦逸, 张凯, 李文雯, 郭星, 廖雪阳, 陈伟伟, 郝跃 2012 物理学报 **61** 047301]
- [7] Angelov I, Andersson K, Schreurs D, Xiao D, Rorsman N, Desmaris V, Sudow M, Zirath H 2006 *2006 Asia-Pacific Microwave Conference Yokohama, Japan, December 12–15, 2006* p1699
- [8] Schwantuschke D, Seelmann E M, Bruckner P, Quay R, Kallfass I 2013 *2013 European Microwave Integrated Circuit Conference Nuremberg, Germany, Oct 6–8, 2013* p284
- [9] Jardel O, Groote F D, Reveyard T, Jacquet J C, Charbonniaud C, Teyssier J P, Floriot D, Quere R 2007 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **55** 2660
- [10] Yuk K S, Branner G R, McQuate D J 2009 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **57** 3322
- [11] Luo X B, Yu W H, Lü X, Lü Y J, Dun S B, Feng Z H 2014 *IEICE Electron. Express* **11** 20140613
- [12] Wu Q Z, Xu Y H, Chen Y B, Wang Y, Fu W L, Yan B, Xu R M 2018 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **66** 1192
- [13] Zhao Z, Zhang L, Feng F, ZHANG W, Zhang Q J 2020 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **68** 3318
- [14] Sui W Q, Christensen D A, Durney C H 1992 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **40** 724
- [15] Chen S T, Ding D Z, Chen R S 2017 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **16** 3034
- [16] Tian C Y, Shi Y, Shum K M, Chan C H 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 3026
- [17] Kuo C N, Wu R B, Houshband B, Qian Y, Itoh T 1996 *IEEE Trans. Microwave Guided Wave Lett.* **6** 199
- [18] Ma K P, Vhen M, Houshband B, Qian Y, Itoh T 1999 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **47** 859
- [19] Gonzalez O, Pereda J A, Herrera A, Vegas A 2006 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **54** 3045
- [20] Bao H G, Chen R S 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 1490
- [21] Bagei H, Yilmaz A E, Jin J M, Michielssen E 2007 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **49** 361
- [22] Chen S T, Ding D Z, Fan Z H, Chen R S 2018 *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* **28** 431
- [23] Lee J H, Liu Q H 2007 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **55** 983

- [24] Ren Q, Bian Y, Kang L, Werner P L, Werner D H 2017 *J. Lightwave Technol.* **35** 4888
- [25] Li P, Jiang L J 2013 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **61** 2525
- [26] Zhang T, Bao H G, Gu P F, Ding D Z, Werner D H, Chen R S 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 526
- [27] Gao J J, Werthof A 2009 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **57** 737
- [28] Wen Z, Xu Y H, Wang C S, Zhao X D, Xu R M 2017 *Int. J. Numer. Model. Electron. Networks Devices Fields* **30** e2127
- [29] Wen Z 2018 *Ph. D. Dissertation* (Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China) (in Chinese) [闻彰 2018 博士学位论文 (成都: 电子科技大学)]
- [30] Zhang H H, Wang P P, Zhang S, Li L, Sha W E I, Jiang L J 2020 *Prog. Electromagn. Res.* **169** 87
- [31] Grote M J, Mehlh M, Mitkova T 2015 *SIAM J. Sci. Comput.* **37** A747
- [32] Cui X, Yang F, Gao M 2018 *IET Microwaves Antennas Propag.* **12** 963
- [33] Schomann S, Godel N, Warburton T, Clemens M 2020 *IEEE Trans. Magn.* **46** 3504
- [34] Wang R, Jin J M 2011 *IEEE Trans. Adv. Packag.* **33** 769

Efficient field-circuit co-simulation method for GaN-based high power microwave devices*

Zhang Tian-Cheng¹⁾ Chen Di-Na¹⁾ Li Chun-Yu¹⁾ Zhang Li-Min¹⁾
 Xu Zu-Yin²⁾ Cheng Ai-Qiang²⁾ Bao Hua-Guang^{1)†} Ding Da-Zhi¹⁾

1) (School of Microelectronics (School of Integrated Circuits), Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

2) (Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing 210094, China)

(Received 26 March 2023; revised manuscript received 4 May 2023)

Abstract

Due to the development of the third-generation semiconductors representative of gallium nitride (GaN), the microwave power devices are developing towards higher power, higher efficiency and high integration. However, the electromagnetic field effects are more significant inside the device. As a result, circuit-level based simulation techniques can no longer satisfy the accuracy requirements of device design. Therefore it is necessary to urgently establish the field-circuit co-simulation techniques to couple the active GaN devices with passive electromagnetic structures. In this work, we propose a high-precision discontinuous Galerkin time-domain method to analyze the performances of GaN-based high-power microwave devices. The extracted large-signal compact model of the GaN HEMT is incorporated into the electromagnetic field equations. A local time-stepping technique is adopted to remove the constraints of nonlinear compact models and multiscale elements on the stability conditions of the global algorithm. The comparisons among numerical simulations, experimental results, and software calculations demonstrate the excellent accuracy and efficiency of the proposed method, which can provide a theoretical analysis and design tool for the high reliability design of advanced high-power microwave devices.

Keywords: GaN power devices, large signal equivalent topology model, field-circuit co-simulation technique, time-domain discontinuous Galerkin method

PACS: 71.15.-m, 71.55.Eq, 84.30.Le, 85.30.De

DOI: 10.7498/aps.72.20230452

* Project supported by the National Key R&D Program of China (Grant Nos. 2022YFF0707800, 2022YFF0707802), the Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 62201257, 62025109, 62001231), the Primary Research & Development Plan of Jiangsu Province, China (Grant Nos. BE2022070, BE2022070-1), and the Jiangsu Provincial Funding Program for Excellent Postdoctoral Talent, China.

† Corresponding author. E-mail: hgbao@njust.edu.cn



GaN基高功率微波器件高效场路协同分析方法

张天成 陈迪娜 李春雨 张利民 徐祖银 成爱强 包华广 丁大志

Efficient field-circuit co-simulation method for GaN-based high power microwave devices

Zhang Tian-Cheng Chen Di-Na Li Chun-Yu Zhang Li-Min Xu Zu-Yin Cheng Ai-Qiang Bao Hua-Guang Ding Da-Zhi

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 72, 147101 (2023) DOI: 10.7498/aps.72.20230452

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.72.20230452>

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

空间用GaN功率器件单粒子烧毁效应激光定量模拟技术研究

Research on Single Event Burnout of GaN power devices with femtosecond pulsed laser

物理学报. 2022, 71(13): 136102 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20212297>

锁频锁相的高功率微波器件技术研究

Review on high power microwave device with locked frequency and phase

物理学报. 2018, 67(8): 088402 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20172684>

基于脉冲方法的超短栅长GaN基高电子迁移率晶体管陷阱效应机理

Mechanisms of trapping effects in short-gate GaN-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>

基于时间反演技术的电磁器件端口场与内部场转换方法

Conversion method between port field and internal field of electromagnetic device based on time-reversal technique

物理学报. 2021, 70(7): 070201 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201682>

衬底浮空的新型绝缘体上硅基横向功率器件分析

Analysis of novel silicon based lateral power devices with floating substrate on insulator

物理学报. 2021, 70(14): 148501 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20202065>

基于星地链路的垂直降雨场反演方法

Inversion of vertical rainfall field based on earth-space links

物理学报. 2020, 69(2): 024301 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191232>