引用格式：申巍, 谭又洋, 段钰, 等. 氮化镓功率变换器电磁兼容优化设计方法研究 [J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(2): 170-177.
SHEN W, TAN Y Y, DUAN Y, et al. Study on electromagnetic compatibility optimization design method of gallium nitride power converter[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(2): 170-177.

氮化镓功率变换器电磁兼容优化设计方法研究

申 巍[1]，谭又洋[2]，段 钰[2]，毕 闯[2*]，王 森[1]，司渭斌[1]

（1. 国网陕西省电力有限公司电力科学研究院，西安 710100；2. 电子科技大学航空航天学院，成都 611731）

摘要：由于电力电子电路中存在高频寄生参数，功率器件暂态开关过程中存在高频振荡，功率变换器产生共模电磁干扰，影响系统中的敏感器件，降低了功率变换器的可靠性和整体效率。针对氮化镓 Buck 功率变换器的电磁干扰进行分析，建立 Buck 功率变换器的等效电路模型，得到氮化镓功率器件开关振荡与寄生参数之间的函数关系。然后，提出一种基于 ANSYS 的氮化镓功率变换器电磁兼容优化设计方法，建立电路联合仿真模型，分析 Buck 功率变换器 PCB 板优化前后寄生参数对氮化镓功率器件开关振荡的影响。最后，通过实验验证了氮化镓功率器件开关振荡的抑制效果。

关键词：氮化镓功率器件；电磁干扰；寄生参数；开关振荡；ANSYS 仿真

中图分类号：TN86 **文献标志码：**A DOI: 10.12178/1001-0548.2024348

Study on electromagnetic compatibility optimization design method of gallium nitride power converter

SHEN Wei[1], TAN Youyang[2], DUAN Yu[2], BI Chuang[2*], WANG Sen[1], and SI Weibin[1]

(1. State Grid Shaanxi Electric Power Research Institute, Xi'an 710100, China;

2. School of Aeronautics and Astronautics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Due to the existence of high-frequency parasitic parameters in power electronic circuits, high-frequency oscillation occurs during the transient switching process of power devices, resulting in common-mode electromagnetic interference in power converters. This interference affects sensitive components in the system and reduces the reliability and overall efficiency of power converter. This paper analyzes the electromagnetic interference of a gallium nitride buck converter, establishes an equivalent circuit model of the buck converter, and obtains the functional relationship between the switching oscillation of gallium nitride power devices and parasitic parameters. Then, an optimized design method for electromagnetic compatibility of gallium nitride power converters based on ANSYS is proposed. A joint circuit simulation model is established to analyze the impact of parasitic parameters on the switching oscillation of gallium nitride power devices before and after the optimization of PCB board of the buck converter. Finally, the suppression effect of the switching oscillation of gallium nitride power devices is verified through experiments.

Key words: gallium nitride power devices; electromagnetic interference; parasitic parameters; switching oscillation; ANSYS simulation

为满足功率变换器对高效率、高功率密度日益增长的需求，第三代宽禁带功率器件，如碳化硅、氮化镓（GaN）功率器件已在开关电源领域获得了广泛应用[1-2]。当氮化镓 HEMT 应用于 Buck 电路，可有效提升其工作频率和功率密度，但由于氮化镓器件具有较高的 du/dt 和 di/dt，会产生严重的电磁干扰（electromagnetic interference, EMI），进而降低系统的可靠性[3-6]。

在氮化镓 Buck 电路设计中存在复杂的电磁兼容性（electromagnetic compatibility, EMC）问题。如高频寄生参数影响 Buck 电路的性能，导致信号的衰减、延迟或不稳定性；高频电磁耦合导致信号

收稿日期：2024−12−21
基金项目：国网陕西省电力有限公司科技项目（5226KY230018）
作者简介：申巍，博士，正高级工程师，主要从事架空输电线路外绝缘、防雷接地、变电站接地防护技术等方面的研究。
*通信作者 E-mail: chuang.bi@uestc.edu.cn

在 PCB 传输时产生串扰，引起信号失真、干扰或降低信号完整性[7]。

随着仿真技术的不断发展，Q3D（quick 3D extractor）在设计和分析氮化镓 Buck 电路的电磁干扰问题上具有重要意义，且同样适用于其他拓扑结构[8]。基于 ANSYS 中的高频结构仿真器（high-frequency structure simulator, HFSS）工具，可详细分析 Buck 电路的电磁场行为。由于氮化镓功率器件对高频寄生参数极为敏感，HFSS 的应用可以帮助设计师深入了解电磁干扰的传播路径，通过电磁兼容优化设计以满足系统的电磁兼容性要求[9]。

宽禁带功率器件的开关振荡与回路寄生参数之间有着紧密的联系，文献 [10] 把开关振荡分为不同类型，建立寄生电容、阈值电压与开关波形之间的函数关系，通过优化 PCB 布局解决高频电磁干扰问题。文献 [11] 提出一种基于开关瞬态高频振荡特征的寄生参数提取方法，对器件关断时漏源极之间的瞬态振荡构建二阶、四阶电路模型，研究由寄生电感、寄生电容与器件共同形成的振荡行为。文献 [12] 分析了 WBG 器件作为 EMI 噪声源的特性，研究了 GaN HEMT 器件产生的 EMI 及其传播路径、近场耦合和辐射 EMI，表明 dv/dt 和 di/dt 越高，其产生的 EMI 越严重。文献 [13] 建立了包含寄生元件的 RLC 等效电路模型，对开关振荡进行理论分析。在电路优化方面，ANSYS 的 Q3D 工具允许对电路寄生参数进行提取并进一步优化，以提高效率、降低损耗和减少 EMI。文献 [14] 使用 Q3D 提取功率芯片引脚的寄生参数，解决了芯片封装引脚寄生参数提取的问题。文献 [15] 针对阻抗网络分析仪无法测量电感耦合的问题，使用 Q3D 提取功率电感，实现了自感和互感的测量。文献 [16] 分析了 Buck 电路电压尖峰的产生机理，通过 Q3D 提取 Buck 电路中的杂散电感和实验提取的电感对比，表明 Q3D 对于寄生电感的提取结果具有较高的准确性。文献 [17] 通过 Q3D 高频寄生参数提取，准确预测 GaN 功率器件的开关振荡波形，验证了 GaN 功率器件驱动电路优化设计方法的可行性。

本文研究了 ANSYS 在氮化镓 Buck 电路设计中的应用，首先分析氮化镓 Buck 功率变换器的电磁干扰机理，建立 RLC 等效电路模型，揭示了寄生参数与 GaN HEMT 开关波形振荡的函数关系；再提出基于 ANSYS 仿真的优化设计方法，验证寄生参数与振荡波形的关系；最后通过实验证明系统优化设计方法的有效性。

1　氮化镓功率变换器的电磁干扰分析

本文分析氮化镓 Buck 功率变换器的寄生参数及其阻抗特性，得到等效电路模型。然后，研究氮化镓 Buck 功率变换器电磁干扰产生的机理。基于建立的初始等效电路模型推导出 GaN HEMT 开通和关断时对应的等效电路和电压波形，建立 GaN HEMT 暂态开关振荡的数学模型。

1.1　同步 Buck DC-DC 功率变换器的等效电路模型

氮化镓 Buck（降压）电路作为一种非隔离型的直流−直流（DC-DC）功率变换器（如图 1 所示），在 GaN HEMT 的正常工作过程中，其本身存在着寄生电容C_{gd}、C_{ds}、C_{gs}；此外，在印制电路板（printed circuit board, PCB）的布局走线中，同样存在寄生电感L_{loop}。

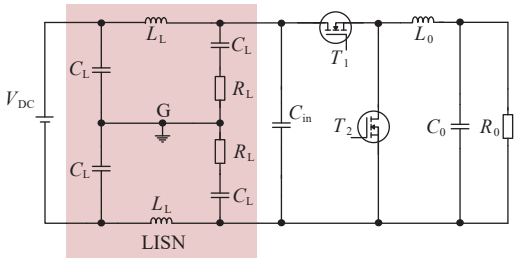


图 1　同步 Buck DC-DC 功率变换器

考虑到 GaN HEMT 内部封装工艺产生的寄生电感，引入L_g、L_d、L_s，由此得到含寄生参数的同步 Buck 变换器等效电路模型，如图 2 所示。其中R_{load}是输出负载，C_{out}是输出电容，L_0是输出电感。在本文电路设计中，驱动回路所采用的电路几乎保持一致，因此在实际中可以近似$L_{d1}=L_{d2}$，$L_{s1}=L_{s2}$，$L_{g1}=L_{g2}$。鉴于 GaN HEMT 在完全导通时的导通电阻约为几十毫欧，本文忽略了该导通电阻。

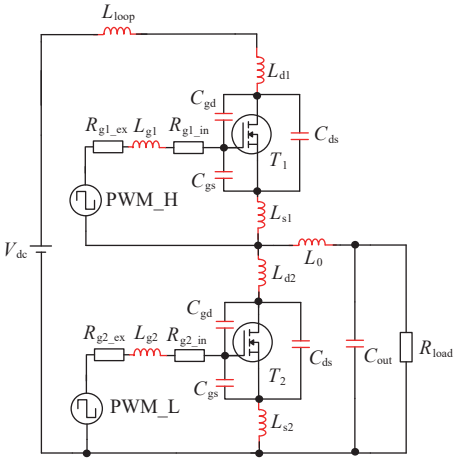


图 2　同步 Buck 变换器的等效电路

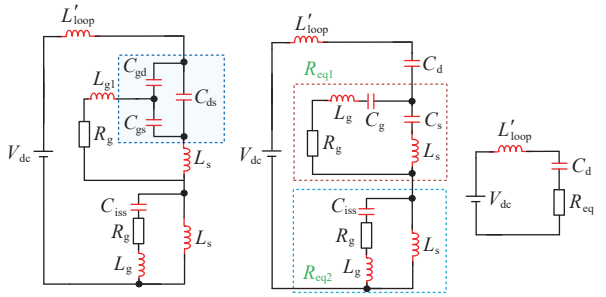
GaN HEMT 的导通时间τ_r在几纳秒到十几纳秒之间，导致在极短的导通时间内会出现巨大的 du/dt 和 di/dt，由$U=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$和$I=C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$可知，电压和电流会快速上升，GaN HEMT 的两端会产生高频振荡。在 Buck 电路中，由 GaN HEMT 产生的暂态开关波形是系统的电磁干扰源。因此，深入研究 GaN HEMT 的开关波形至关重要。

1.2 控制管的电压开关波形

同步 Buck 电路的两种工作模态为：1）T_1 导通，T_2 关断（其中 T_1 为控制管，T_2 为续流管）；2）T_1 关断，T_2 导通。由于本文重点研究电压振荡的主要原因，即开关状态，故忽略死区工作模态。

控制管导通时，C_{gs}和C_{gd}并联，C_{ds}在导通的沟道形成短路，而在续流管关断时，其关断沟道电阻几乎为无穷大，因此高频振荡主要流过C_{ds}，关断电阻被视为短路。如前文所述，由于 GaN HEMT 导通电阻仅为几十毫欧，因此在导通时忽略其导通电阻。

由图 3a 所示，此时 Buck 电路工作在第 1 种模态，即控制管导通、续流管关断。其中$C_{iss}=C_{gs}+C_{gd}$，$R_{g2}=R_{g2_in}+R_{g2_ex}$，$L'_{loop}=L_{loop}+L_{d1}$。



a.等效电路 b.三角形替换星型 c.简化电路

图 3 控制管导通时 Buck 变换器等效电路

图 3a 蓝色框中是 Δ 连接，根据电路理论将 Δ 连接转为 Y 连接，得到图 3b 中的C_d、C_g、C_s。具体表达式为：

$$\begin{cases} C_g=\dfrac{C_{gd}C_{gs}}{C_{gs}+C_{ds}+C_{gd}} \\ C_d=\dfrac{C_{gd}C_{ds}}{C_{gs}+C_{ds}+C_{gd}} \\ C_s=\dfrac{C_{gs}C_{ds}}{C_{gs}+C_{ds}+C_{gd}} \end{cases} \tag{1}$$

由图 3b 所示，可得到上管的栅极阻抗Z_{g1}、下管的栅极阻抗Z_{g2}和上管的栅极阻抗Z_{s1}分别为：

$$Z_{g1}=R_g+\mathrm{j}\omega_0L_g-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C_g} \tag{2}$$

$$Z_{g2}=R_g+\mathrm{j}\omega_0L_g-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C_{iss}} \tag{3}$$

$$Z_{s1}=\mathrm{j}\omega_0L_s-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C_s} \tag{4}$$

Z_{g1}和Z_{s1}并联后的阻抗为Z_{p1}，Z_{g2}和L_{s2}并联阻抗为Z_{p2}：

$$Z_{p1}=\frac{Z_{g1}Z_{s1}}{Z_{g1}+Z_{s1}} \tag{5}$$

$$Z_{p2}=\frac{Z_{g2}\mathrm{j}\omega L_s}{Z_{g2}+\mathrm{j}\omega L_s} \tag{6}$$

GaN HEMT 导通和关断时的等效阻尼电阻与流过R_g的电流和流入节点的电流比有关，有：

$$R_{eq1}=R_g\left(\frac{|Z_{p1}|}{|Z_{g1}|}\right)^2=R_g\frac{\left(\omega_0L_s-\dfrac{1}{\omega C_s}\right)^2}{R_g^2+\left(\omega_0L_g+\omega_0L_s-\dfrac{1}{\omega_0C_g}-\dfrac{1}{\omega_0C_s}\right)^2} \tag{7}$$

$$R_{eq2}=R_g\left(\frac{|Z_{p2}|}{|Z_{g2}|}\right)^2=R_g\frac{(\omega_0L_s)^2}{R_g^2+\left(\omega_0L_g+\omega_0L_s-\dfrac{1}{\omega_0C_{iss}}\right)^2} \tag{8}$$

式中，$\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{\left(L_{loop}+L_d+L_d+L_s+L_s\right)C_d}}$。

根据电路的串并联关系，可以得到如图 3c 所示的简化电路图，其中$R_{eq}=R_{eq1}+R_{eq2}$。将电路等效为一个 RLC 串联的二阶电路模型，根据电路理论，可以得到电路的二阶微分方程：

$$\frac{\mathrm{d}^2V_{C_{d1}}}{\mathrm{d}t^2}+\frac{R_{eq}}{L'_{loop}}\frac{\mathrm{d}V_{C_{d1}}}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{L'_{loop}C_d}V_{C_{d1}}=\frac{1}{L'_{loop}C_d}V_{dc}$$

在实际的 DC-DC 电路中，系统处于欠阻尼状态，记电路的固有频率为 r_1、r_2，这是一对共轭复数根，有：

$$r_{1,2}=\alpha_1\pm\mathrm{j}\beta_1 \tag{9}$$

式中，$\alpha_1=-\dfrac{R_{eq1}}{2L'_{loop}}$；$\beta_1=\dfrac{\sqrt{4L'_{loop}C_d-R_{eq1}^2C_d^2}}{2L'_{loop}C_d}$。

当初始值为 $\frac{\mathrm{d}V_{(\tau_1)}}{\mathrm{d}t}=\frac{V_{\mathrm{ds}}}{\tau_{\mathrm{f}}}$，$V_{(\tau_1)}=V_{\mathrm{ds}}$，通过解微分方程，可得：

$$V_{C_{\mathrm{d}1}}=\frac{\mathrm{e}^{\alpha_1(t-\tau_1)}V_{ds}}{\beta_1\tau_{\mathrm{f}}}\times [\beta_1\tau_{\mathrm{f}}\cos\beta_1(\tau_1-t)-\sin\beta_1(\tau_1-t)+\alpha_1\tau_{\mathrm{f}}\sin\beta_1(\tau_1-t)] \tag{10}$$

根据 GaN HEMT 的导通时间，通常τ_{r}在几纳秒到几十纳秒的范围内，而正弦、余弦函数在边界情况下可进行简化。因此，得到简化表达式：

$$V_{ds}\approx V_{C_{\mathrm{d}1}}=\frac{\mathrm{e}^{\alpha_1(t-\tau_1)}V_{ds}}{\beta_1\tau_{\mathrm{f}}}\sin\beta_1(t-\tau_1) \tag{11}$$

本文采用相同的 GaN HEMT，因此$C_{\mathrm{gs}1}\approx C_{\mathrm{gs}2}$、$C_{\mathrm{gd}1}\approx C_{\mathrm{gd}2}$、$C_{\mathrm{ds}1}\approx C_{\mathrm{ds}2}$，故可近似认为$R_{\mathrm{eq}1}=R_{\mathrm{eq}2}$。

1.3　续流管的电流开关波形

在第 2 种模态，即控制管关断、续流管导通，其等效电路如图 4a 所示。由于$R'_{\mathrm{eq}1}=R_{\mathrm{eq}2}$，$R'_{\mathrm{eq}2}=R_{\mathrm{eq}1}$，且在第 1 种模态时，输出电感充满电。因此在续流管导通时，电感作为电流源释放电流，此时电感电流的波形如图 5a 所示。本文将 GaN HEMT 的输出电压近似为非对称梯形波，如图 5b 所示。其中τ_{r}代表器件暂态关断时间，τ_{f}代表器件暂态导通时间，τ_{on}为 GaN HEMT 导通时间，τ_{off}为 GaN HEMT 关断时间。

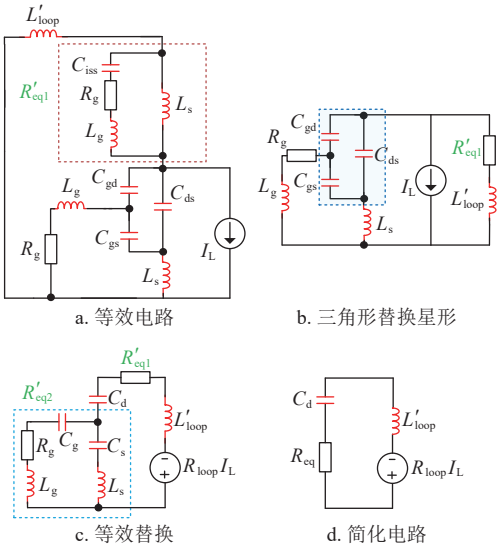


图 4　续流管导通时 Buck 变换器等效电路

由图 4d 所示，将电路化简为 1 个串联 RLC 二阶电路，根据电路理论，可得关于C_{d}的二阶微分方程：

$$\frac{\mathrm{d}^2V_{C_{\mathrm{d}2}}}{\mathrm{d}t^2}+\frac{R_{\mathrm{eq}2}}{L'_{\mathrm{loop}}}\frac{\mathrm{d}V_{C_{\mathrm{d}2}}}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{L'_{\mathrm{loop}}C_{\mathrm{d}}}V_{C_{\mathrm{d}2}}=\frac{R_{\mathrm{loop}}I_{\mathrm{L}}}{L'_{\mathrm{loop}}C_{\mathrm{d}}} \tag{12}$$

同理，当初始值为$\frac{\mathrm{d}V_{(\tau_2)}}{\mathrm{d}t}=-\frac{I_{\mathrm{Lmin}}}{\tau_{\mathrm{r}}}$，$V_{(\tau_3)}=0$，通过数学方法求解微分方程，最终可得：

$$V_{\mathrm{ds}}\approx V_{C_{\mathrm{d}2}}=\frac{\mathrm{e}^{\alpha_2(t-\tau_3)}I_{\mathrm{Lmin}}R_{\mathrm{loop}}}{\beta_2\tau_{\mathrm{r}}}[\sin\beta_2(\tau_3-t)] \tag{13}$$

式中，$\alpha_2=-\frac{R_{\mathrm{eq}2}}{2L'_{\mathrm{loop}}}$；$\beta_2=\frac{\sqrt{4L'_{\mathrm{loop}}C_{\mathrm{d}}-R_{\mathrm{eq}2}^2C_{\mathrm{d}}^2}}{2L'_{\mathrm{loop}}C_{\mathrm{d}2}}$

根据电路理论，可得电流源I_{ds}的表达式为：

$$I_{\mathrm{ds}}=C_{\mathrm{d}2}\frac{\mathrm{d}V_{C_{\mathrm{d}2}}}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{e}^{\alpha_2(t-\tau_3)}C_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{Lmin}}R_{\mathrm{loop}}}{\beta_2\tau_{\mathrm{f}}}\times [\alpha_2\sin\beta_2(\tau_3-\mathrm{t})-\beta_2\cos\beta_2(\tau_3-\mathrm{t})] \tag{14}$$

由式 (14) 可知，为了降低振荡的幅值，必须减小回路的寄生电感。

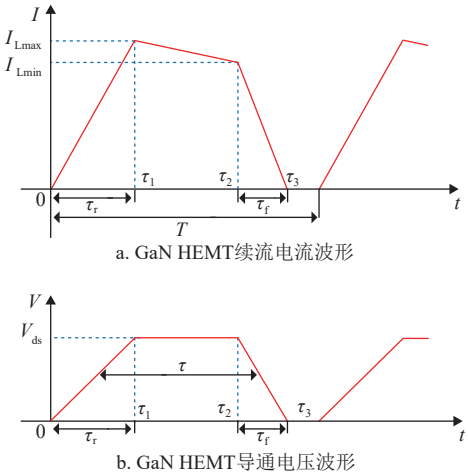


图 5　GaN HEMT 开关波形图

综上所述，为了抑制开关震荡，可以借助 Q3D 工具提取 PCB 走线的寄生参数。通过优化布局设计，有效减小回路的寄生电感，从而降低开关振荡的幅值。

2　氮化镓功率变换器优化设计

在上一节中，分析了 GaN HEMT 在开关过程中产生较大的 dv/dt 和 di/dt，同时由于寄生电容和寄生电感产生电压和电流的高频振荡。建立了电压与电流和回路中寄生参数的数学模型，由此推出控制管的电压振荡波形和续流管的电流振荡波形。

本文采用 ANSYS 软件中的 Q3D 工具提取寄生参数，并使用 HFSS 和 Simplorer 工具进行联合仿真实现对电路布局的优化设计。基于以上流程提

出基于 ANSYS 的优化设计方法如图 6 所示。

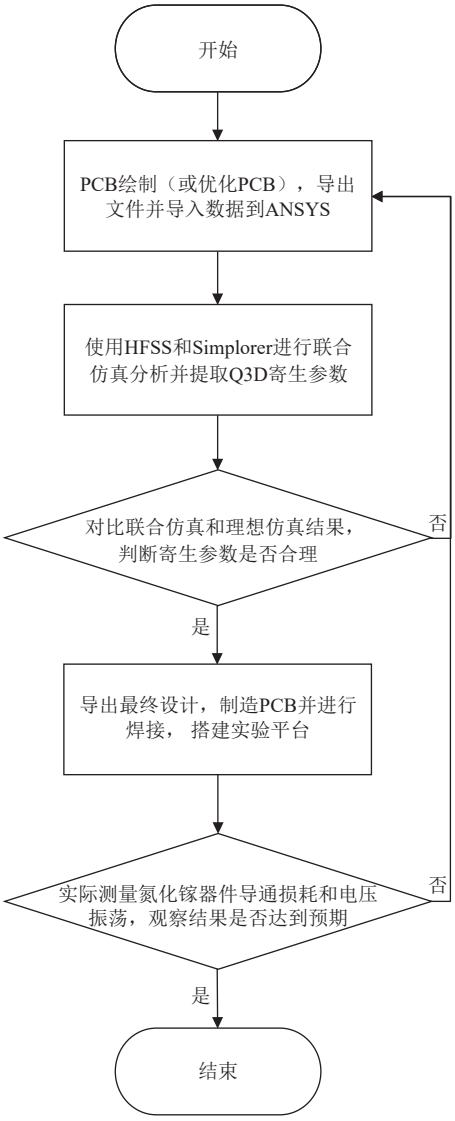


图 6 基于 ANSYS 系统优化设计流程图

2.1 提取寄生参数及电路优化设计

图 7 展示了两版不同布局的 PCB 走线图。把 PCB 铜线等效为电阻，得到$R=\rho L/S$，其中ρ为铜的材料系数，L 为 PCB 走线长度，S 为 PCB 走线横截面积。根据实测的走线长度 L 和横截面积 S 求得 R，以及实测 PCB 上相应走线的阻抗和寄生电容，反解出寄生电感，推出电阻的实际等效阻抗为：

$$Z_{\mathrm{eq}}=\frac{(\mathrm{j}\omega L+R)\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}{(\mathrm{j}\omega L+R)+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}} \tag{15}$$

简化，得：

$$Z_{\mathrm{eq}}=\frac{\mathrm{j}\omega L+R}{(1-\omega^2 LC)+\mathrm{j}\omega RC} \tag{16}$$

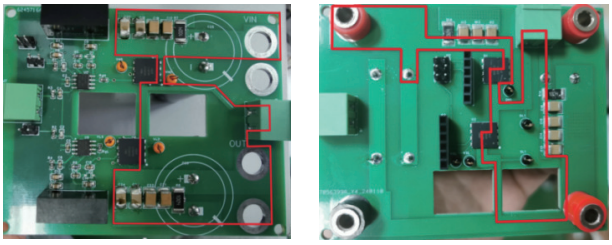
由式 (16)，得寄生电感为：

$$L=\frac{Z-R+\mathrm{j}\omega CRZ}{\mathrm{j}\omega+\omega^2 CZ} \tag{17}$$

式中，Z 为实际阻抗，可通过阻抗网络分析仪测得；R 为电阻值；ω为$2\pi f$，即频率的2π倍；C 为电容值。PCB 布线设计时，寄生电容的计算方法为：

$$C=\frac{WLe_0e_{\mathrm{r}}}{d} \tag{18}$$

式中，W 为 PCB 走线的宽度；L 为 PCB 走线的长度；d 为两条 PCB 走线之间的距离。e_0 和 e_{r} 分别为空气的介电常数和基板的相对介电常数。联立式 (17) 和式 (18) 可算出实际寄生电感值。缩短 PCB 走线长度和宽度，能有效减少产生的寄生电感和寄生电容。



a. 第1版 b. 第2版

图 7 两版 PCB 走线对比图

图 7b 走线的长度更短，宽度也稍宽一些，计算出寄生电感更小。使用 Q3D 提取寄生参数，首先需要导入到 SIwave 进行模型建立，SIwave 是 Ansys 的套件之一。由于本文主要研究 GaN HEMT 的 V_{DS} 电压振荡，所以在 SIwave 将驱动回路部分的走线以及电路元件去除，只保留功率回路的电路元件和带有寄生参数的走线，这样可大幅度减少在 Q3D 和 HFSS 里面设置边界和激励的复杂度。

提取第 1 版寄生参数后，根据回路走线尽量短的原则优化 PCB，改动元器件的位置或者走线角度等，避免走线过长产生较大的寄生电感或元器件离铜区边缘近产生较大的寄生电容，得到优化后的 PCB，再进行寄生参数的提取。

基于 Q3D 提取的两版寄生电感如表 1 所示。图 7a 所示的第 1 版 PCB，其中寄生电感为 29.3 nH，图 7b 所示的第 2 版 PCB，其寄生电感为 8.19 nH。然后，通过 ANSYS 软件套件中的 HFSS 和 Simplorer 工具进行联合仿真观察电压振荡结果。采用优化后的设计方案进行实验，对比 PCB 优化前后仿真效果。

表 1　两版同步 Buck DC-DC 变换器的寄生电感

PCB	寄生电感/nH
优化前	29.30
优化后	8.19

2.2　建立电路联合仿真模型及仿真结果

在 Simplorer 中，建立功率变换器电路模型，通过对寄生参数的准确计算，模拟电路在高频环境下的阻抗特性，通过 ANSYS 软件内置接口导入到 Simplorer 理想电路中。首先，进行第 1 版 PCB 联合仿真。从驱动侧到功率侧依次建立好电路，加载连续型 PWM 波到 Simplorer 的驱动芯片上，其开关频率为 100 KHz。按照 GaN HEMT 需求修改驱动芯片的参数，设定合适的开通和关断的电压及电阻，保证器件正常导通和关断。同时，分别加载到两个驱动芯片上的 PWM 波一定是互补状态，否则会出现两个 GaN HEMT 同时导通，导致短路故障。

在 4 ms 时负载电压稳定到 100 V，根据 $V_{out} = V_{in}D$，其中 V_{out} 为负载输出电压，V_{in} 为功率电路输入电压，D 为 PWM 波占空比。根据设置的输入电压 200 V，PWM 波占空比 50%，得到 V_{out} 为 100 V，可知功率变换器正常工作，第 2 版 PCB 联合仿真依然按照此方法进行仿真。

通过 Simplorer 联合仿真将 HFSS 中走线的寄生参数加入到理想电路当中，模拟真实实验电路情况，联合仿真结果如图 8 所示。图 8 右下角为此时的振荡电压峰值的放大波形，达到 267 V 左右。

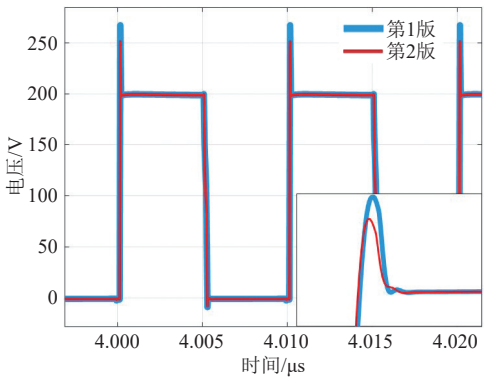
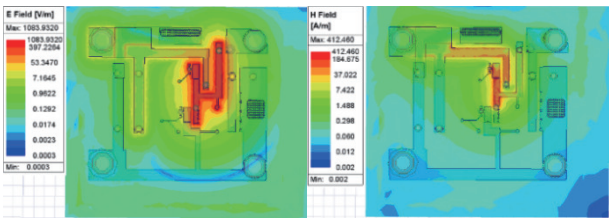


图 8　联合仿真得到的 GaN HEMT 开关电压波形对比图

经过 PCB 回路优化设计后，由图 8 可知，GaN HEMT 开关电压振荡峰值在 252 V 左右，和第 1 版 PCB 未优化回路走线和寄生参数的结果对比，振荡电压降低了 15 V。说明降低回路寄生电感、寄生电容等参数，电压振荡会大幅减小。相反，如果不对回路寄生电感进行抑制，实验中会产生严重后果，寄生参数的存在导致 GaN HEMT 经常损坏。

基于 Simplorer 电路仿真中的高频特性参数在 PCB 板的 HFSS 仿真中进行设置，获取 PCB 板的电磁场分布，如图 9a 和图 9b 所示，功率侧的两个开关器件 GaN HEMT 分布的电场磁场强度高，这说明 GaN HEMT 的寄生电容和回路的寄生电感引起 GaN HEMT 开关波形的振荡严重，与前述理论一致，同时也证明基于 ANSYS 的联合仿真的有效性。



a. 电场分布　　b. 磁场分布

图 9　ANSYS 电磁场仿真结果

3　实验验证

为了验证理论计算的准确性，本节进行基于同步 Buck DC-DC 变换器的实验验证，如图 10 所示。以两组实验作对照分析，控制管 Q_1 和同步管 Q_2 均采用 GaN HEMT，其中两次实验均采用 STDRIVEG600 驱动芯片，由现场可编程逻辑门阵列（field programmable gate array, FPGA）产生驱动信号，直流源电压设置为 60 V，水泥负载为 20 Ω，双管 GaN HEMT 的开关频率为 500 KHz。

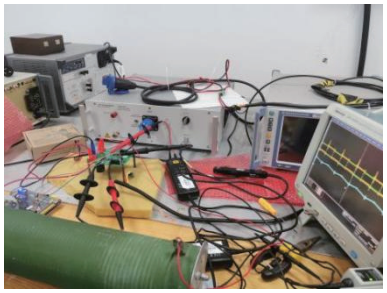


图 10　同步 Buck DC-DC 变换器的实验平台

搭建实验平台，通过示波器分别测量同步 Buck DC-DC 变换器经过 Q3D 寄生参数提取并优化的前后两次实验的 V_{ds}。如图 11 所示，在 60 V 功率电压条件下两版 PCB 的 V_{ds} 振荡峰值分别为 30、20 V。通过实验测量得到的振荡结果和 ANSYS 联合仿真结果规律吻合，且通过 Q3D 提取

寄生参数并进行优化后，得到寄生参数更小的PCB板电压振荡更小。将V_{ds}的时域波形进行傅里叶变换，得到第1版和第2版频域下的波形对比，如图12所示。第1版V_{ds}在500 KHz以及整数倍频点下的噪声都比第2版V_{ds}的噪声高5 dB左右，由此可见PCB布局优化后对系统传导电磁干扰具有明显的抑制效果。

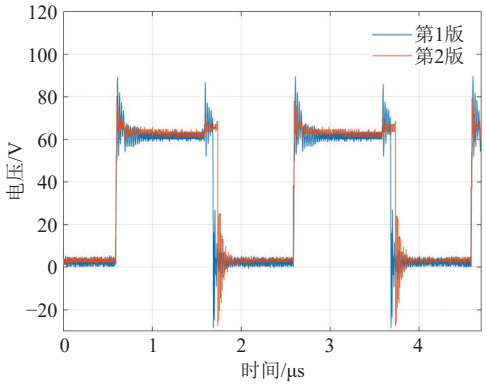


图11 优化前后时域振荡抑制效果对比图

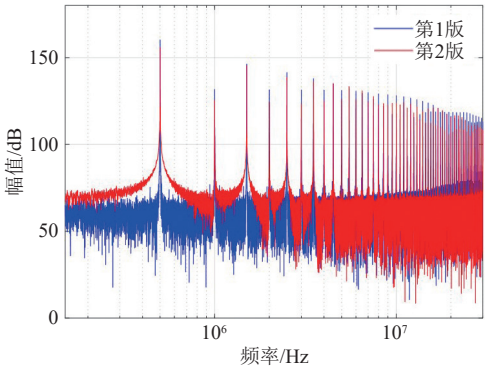


图12 优化前后频域振荡抑制效果对比图

本文采用的振荡抑制方法与国内外振荡抑制方法的对比如表2所示。PCB布局优化对于振荡尖峰的抑制效果低于增加额外的缓冲电路、采用集成驱动芯片等方案，略高于采用快恢二极管的方案。但其优点在于不需要增加额外的电路，不会降低功率密度，且不会增加成本。同时，PCB布局优化方法通过ANSYS提取寄生参数进行联合仿真验证，能节约时间成本。

表2 国内外振荡抑制方法对比

抑制方法	常用技术	振荡尖峰抑制率/%	成本/元
缓冲电路	RCD吸收电路	30～45	3.2
栅极驱动优化	负压关断、死区时间控制	25～35	8
PCB布局优化	减小寄生参数	15～25	0
开关速度控制	调整驱动芯片、栅极电阻	30～40	15
二极管优化	采用快恢二极管	5～10	1.2

4 结束语

本文提出一种基于ANSYS的氮化镓功率变换器电磁兼容优化设计方法，从仿真和实验的角度，提取氮化镓功率变换器PCB板的寄生参数，提出优化拓扑结构和PCB布局以减少寄生参数的方法，降低了寄生参数对电路的影响，防止电路因为寄生电容、寄生电感而产生过大的损耗以及振荡导致电压波形失真，对串扰等因为寄生参数产生的不良影响具有较好的抑制效果，并且联合仿真方法简单，对比实验测量结果后再优化布局，节约时间成本。由实验结果可知，优化后的电路减小了V_{ds}的电压振荡和损耗，实现了氮化镓器件的高频开关特性。

参考文献

[1] JONES E A, WANG F F, COSTINETT D. Review of commercial GaN power devices and GaN-based converter design challenges[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 707-719.

[2] LI H, YAO C C, FU L X, et al. Evaluations and applications of GaN HEMTs for power electronics [C]//Proceedings of the IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference. New York: IEEE, 2016: 563-569.

[3] 何杰, 刘钰山, 毕大强, 等. 开关变换器传导干扰抑制策略综述[J]. 电工技术学报, 2022, 37(6): 1455-1472.
HE J, LIU Y S, BI D Q, et al. Review of conducted electromagnetic interference suppression strategies for switching converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(6): 1455-1472.

[4] 马伟明, 张磊, 孟进. 独立电力系统及其电力电子装置的电磁兼容[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
MA W M, ZHANG L, MENG J. Electromagnetic compatibility of independent power system and its power electronic devices[M]. Beijing: Science Press, 2007.

[5] SMOLENSKI R. Conducted electromagnetic interference (EMI) in smart grids[M]. London: Springer, 2012.

[6] LUSZCZ J. High frequency conducted emission in AC motor drives fed by frequency converters: Sources and propagation paths[M]. Hoboken: John Wiley&Sons, 2018.

[7] 冯德虎, 史永胜, 赵慧荣. 一种Buck电路的电磁兼容分析[J]. 陕西科技大学学报（自然科学版）, 2011, 29(4): 82-84.
FENG D H, SHI Y S, ZHAO H R. Analysis the electromagnetic compatibility of a buck circuit[J]. Journal of Shaanxi University of Science & Technology(Natural Science Edition), 2011, 29(4): 82-84.

[8] 何亚宁. 一种用于功率半导体模块动态特性建模的封装寄生参数高效提取方法[J]. 电焊机, 2019, 49(6): 100-106.
HE Y N. A high efficiency parasitic parameters extraction method for dynamic characteristic modeling of power

semiconductor modules[J]. Electric Welding Machine, 2019, 49(6): 100-106.

[9] 田敬琨, 严祥安, 刘彩霞. HFSS 仿真分析在控制箱电磁兼容中的运用[J]. 军民两用技术与产品, 2016(24): 189-190.
TIAN J K, YAN X A, LIU C X. Application of HFSS simulation analysis in electromagnetic compatibility of control box[J]. Dual Use Technologies & Products, 2016(24): 189-190.

[10] CHEN J, DU X, LUO Q M, et al. A review of switching oscillations of wide bandgap semiconductor devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13182-13199.

[11] 胡斯登, 陈瑞文, 杨麒筹, 等. 基于开关瞬态高频振荡特征的寄生参数提取原理与实现方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(12): 4869-4878.
HU S D, CHEN R W, YANG Q C, et al. Research on the principle and implementation method of parasitic parameter extraction based on switching transient high-frequency oscillation characteristics[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4869-4878.

[12] ZHANG B Y, WANG S. A survey of EMI research in power electronics systems with wide-bandgap semiconductor devices[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 626-643.

[13] FAIZAN M, HAN K, WANG X L, et al. Mathematical model-based analysis and mitigation of GaN switching oscillations[J]. IEEE Access, 2024, 12: 55551-55567.

[14] XIAO Y, ZHOU Z Y, WANG H C, et al. Simulation research on parasitic parameter extraction of LDO power chip package based on ANSYS Q3D[C]//Proceedings of the 7th International Conference on Automation, Control and Robots. New York: IEEE, 2023: 92-96.

[15] SAWALLICH F; ECKEL H G. Quantification of ANSYS Q3D Extractor for inductive extraction of power modules[C]//International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Nuremberg: VDE, 2020: 1-4.

[16] 姚奇, 刘念洲, 李明勇. 基于 Q3D 的 Buck TL 变换器杂散电感提取方法研究[J]. 电力电子技术, 2017, 51(12): 82-83.
YAO Q, LIU N Z, LI M Y. A stray inductance extraction method for buck TL converter based on Q3D[J]. Power Electronics, 2017, 51(12): 82-83.

[17] CHEN Y X, CHEN W J, TONG D X, et al. An optimized PCB high frequency parasitic parameter elimination method for GaN based driving circuit[C]//Proceedings of the IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium. New York: IEEE, 2021: 1-6.

责任编辑　税　红