DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.29 **中图分类号**：TN32 **文献标志码**：A

一种抑制 GaN HEMT 栅极尖峰电压的 RCD 电路设计

陈飞宇(中国电源学会学生会员)，秦世清，钱乐洋，李倩茹，王博翔，杨国锋
(江南大学理学院，无锡 214122)

摘要：氮化镓高电子迁移率晶体管 GaN HEMT (GaN high electron mobility transistor)在开关速度、开关损耗、功率转换等方面都优于硅器件，被广泛应用于开关电源设计。由于 GaN HEMT 在开关过程中存在较高的电流变化率 d*i*/d*t*、电压变化率 d*u*/d*t*，因此在桥式电路中器件的栅极−源极之间容易受寄生参数影响产生过大的振荡电压，严重影响系统的安全性和可靠性。针对上述问题，首先搭建 GaN HEMT 的自举式驱动电路，具体分析振荡产生的机理，结合分析结果提出基于 GaN HEMT 的 RCD 电路以抑制振荡所造成的负向电压尖峰。最后，搭建脉冲测试电路对 RCD 电路的抑制效果进行实验验证，相比于传统的自举式驱动电路，加入 RCD 电路后的负向电压尖峰从−3.35 V 变为−1.20 V，开通过程的导通时间无明显延迟且关断过程的损耗减少。上述实验结果验证了 RCD 电路对于定向抑制栅源振荡的有效性。

关键词：GaN HEMT；电压振荡；桥式电路；RCD 电路；脉冲测试

An RCD Circuit Design to Suppress Gate Peak Voltage of GaN HEMT

CHEN Feiyu, *Student Member*, *CPSS*, QIN Shiqing, QIAN Leyang, LI Qianru, WANG Boxiang, YANG Guofeng
(School of Science, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: A gallium nitride high electron mobility transistor (GaN HEMT) is widely used in switching power supply design because of its superiority over silicon devices in terms of switching speed, switching loss, and power conversion. Due to the high d*i*/d*t* and d*u*/d*t* of GaN HEMT in the switching process, the gate-source of the device in the bridge circuit is easily affected by the parasitic parameters to generate excessive voltage oscillation, which will seriously affect the safety and reliability of the system. To address the above problems, firstly, the bootstrap driver circuit of GaN HEMT is constructed, the mechanism of oscillation is analyzed, and then the RCD circuit based on GaN HEMT is proposed to suppress the negative voltage spike caused by voltage oscillation. Finally, a pulse test circuit is built to experimentally verify the suppression effect of the RCD circuit. Compared with the traditional bootstrap driver circuit, the negative voltage spike after adding the RCD circuit changes from −3.35 V to −1.20 V, and there is no significant delay in the turn-on time of the turn-on process and the turn-off loss process is reduced. The above experimental results verify the effectiveness of the RCD circuit for directional suppression of gate-source oscillation.

Keywords: GaN HEMT; voltage oscillation; bridge circuit; RCD circuit; pulse test

随着宽禁带半导体材料的快速发展，以碳化硅(SiC)和氮化镓(GaN)为核心的半导体功率器件因具有开关速度快、导通电阻低、热导率高等优点而逐渐取代硅器件成为变换器组件的热门选择[1-3]。相比于 SiC MOSFET，GaN HEMT 是通过自换相来完成反向导通的[4-5]，没有类似 MOSFET 那样的体二极管，即没有二极管的反向恢复及反向恢复电

收稿日期：2024-04-01；**修回日期**：2024-08-13，2024-09-21；
录用日期：2024-11-03；**网络首发日期**：2024-12-05
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62374075)
This work is supported by National Science Foundation of China under the grant 62374075

荷 Q_{rr}，这就使得 GaN HEMT 非常适合半桥开关电路。而宽禁带半导体功率器件在关断瞬态具有较高的电流变化率 d*i*/d*t* 和电压变化率 d*u*/d*t*，会引起寄生振荡[6-7]，所产生的振荡电压将增加诸多负面影响，如额外的开关损耗、器件误导通、栅极击穿、电磁干扰增加等[8-9]。GaN HEMT 的特殊构造使振荡电压更容易接近栅极的击穿极限[10]。以商用 GaN HEMT 的栅极−源极耐压研究进展为例，罗姆半导体集团(RHOM Semiconductor)利用自有的结构，成功地将栅极−源极间正向耐压从 6 V 提高至 8 V，正向耐压的提升在一定程度上提高了电路的可靠性，但当功率开关采用负压关断时，振荡所造成的负向电压尖峰很有可能超过栅极−源极耐压而造成器件损坏，因此在设计驱动电路时要将抑制负向电压尖峰作为研究的重点。

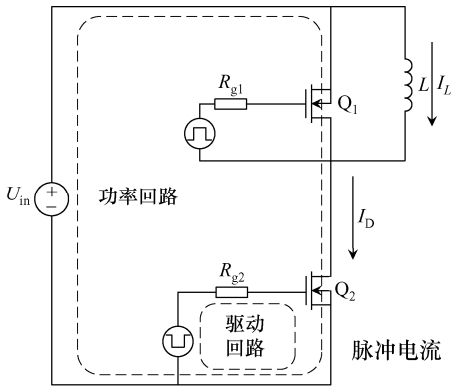
抑制开关振荡最常用的方法之一是增加栅极的驱动电阻，这种方法可以有效降低振荡峰值，但会降低器件的导通速度，增加不必要的开关损耗[11-13]。还有一种简易的方法是在栅极与源极之间增加电容来控制栅极阻抗，使开关的栅极阻抗在其互补开关的关断过程中变小，但增大电容也会使开关损耗增加[14-15]。也有研究人员提出使用有源控制法以防止栅极的误导通，尽管不会影响开关速度，但额外的控制方法会使驱动电路更加复杂，成本也较高[16]。Ishikawa 等[17]提出采用可以主动控制的栅极电阻来减少开关尖峰，但这需要进行额外的反馈控制，因此会导致一定的时间延迟。Zhang 等[18]在栅极−源极端和控制门之间增设与电容串联的可控开关实现阻抗控制，然而晶体管的主动控制及相对复杂的逻辑信号不可避免地增加了电路的复杂性。Chennu 等[19]提出了一种基于串联谐振的谐振栅极驱动器电路来控制开关过程中的 d*u*/d*t*，与传统的电阻栅极驱动器电路相比，它能很好地抑制振荡从而将开关损耗降低约 50%，然而由于只有一个谐振电感，因此无法单独控制关断模态下的 d*u*/d*t*。Zushi 等[20]提出了另一种通过控制辅助晶体管来消除正栅极电压尖峰而不降低开关速度的方法，但这种方法不能消除负栅极电压尖峰。现阶段已有诸多实用型驱动结构用于抑制开关管的栅极振荡，但这些栅极驱动电路仍存在成本较高、结构复杂、不能单独消除关断模态下产生的负向电压尖峰等问题[21]。

基于此，本文首先分析了 GaN HEMT 关断振荡电压产生的机理，提出应用于 GaN HEMT 栅极驱动的 RCD 电路，并对其关断过程中的工作模态进行分析，详细阐述其工作原理；然后，针对 RCD 电路建立等效模型进行分析，给出辅助电容的选值建议；最后，搭建加入 RCD 电路的 GaN HEMT 半桥驱动电路进行实验验证，实验结果表明，RCD 电路可以在减少开关损耗的基础上定向抑制关断模态下 GaN HEMT 栅极−源极之间的负向尖峰电压，且成本较低、电路结构简单、易于集成到驱动电路中。

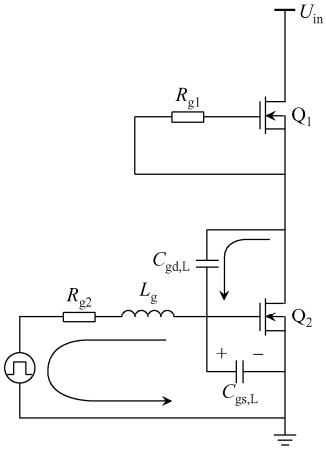
1 GaN HEMT 振荡产生的机理

图1(a)的脉冲测试示意用于说明GaN HEMT开关管振荡产生的机理。图中，Q_1 、Q_2 分别为桥式电路上开关管和下开关管；R_{g1}、R_{g2} 分别为上、下开关管的驱动电阻；L 为感性负载；U_{in} 为母线电压。在半桥电路中，当 Q_1 导通时，Q_2 的漏极−源极电压会急剧上升。位移电流通过无源开关的米勒电容 $C_{gd,L}$ 流向栅极节点，这可能导致栅极−源极间电压超过阈值电压；Q_1 关断后，电感电流 I_L 从 Q_2 的源极流向漏极。在这种情况下，GaN 器件的反向传导特性和寄生参数可能会造成持续的电压振荡。图1(b)所示为 Q_2 关断过程中由栅极电感和高 d*u*/d*t* 所引起的关断栅极振荡，高 d*u*/d*t* 引起的流过 $C_{gd,L}$ 的电流必须通过栅极电感 L_g 吸收，从而将能量储存在 L_g 中。在 L_g 和输入电容 C_{iss}(C_{iss}=$C_{gd,L}$+$C_{gs,L}$，$C_{gs,L}$ 为栅极−源极寄生电容)等寄生参数的作用下，Q_2 的栅极电压会持续振荡，在振荡的持续时间 t_s 内会产生电压尖峰，其幅值$U_{gs,Lmax}$ 与寄生参数的关系可以表示为

$$U_{gs,Lmax}=\frac{U_{in}}{t_s}\cdot\frac{C_{gd,L}}{C_{gs,L}}\left(1-C_{gs,L}\frac{R_{g2}^2}{4L_g}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{1}$$



(a) 脉冲测试电路示意



(b) Q_2关断的瞬态

图 1　半桥电路振荡产生的机理

Fig. 1 Mechanism of oscillation generation in half-bridge circuits

针对式(1)，减小驱动电路的分布电感，取极限情况使分布电感趋近于 0，则式(1)可简化为

$$U_{\mathrm{gs,Lmax}}=C_{\mathrm{gd,L}}\cdot\frac{U_{\mathrm{in}}}{t_{\mathrm{s}}}\cdot\frac{R_{\mathrm{g2}}}{R_{\mathrm{g2}}^2C_{\mathrm{gs,L}}^2+1} \tag{2}$$

对式(2)进行拉普拉斯变换可得

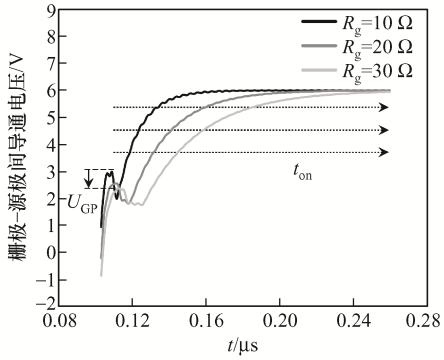
$$u_{\mathrm{gs,L}}(t)=\frac{C_{\mathrm{gd,L}}}{C_{\mathrm{gs,L}}}\cdot\frac{U_{\mathrm{in}}}{t_{\mathrm{s}}}\cdot\mathrm{e}^{-\frac{t}{R_{\mathrm{g2}}C_{\mathrm{gs,L}}}} \tag{3}$$

由式(3)可知振荡为指数衰减形式，在 t=0 时刻的最大值为

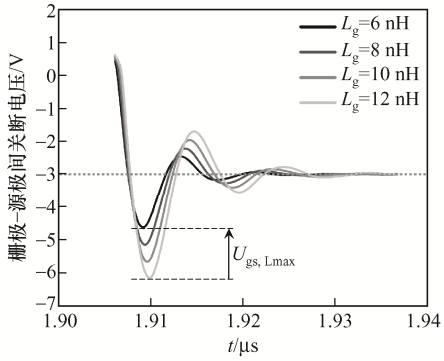
$$u_{\mathrm{gs,Lmax}}=\frac{C_{\mathrm{gd,L}}}{C_{\mathrm{gs,L}}}\cdot\frac{U_{\mathrm{in}}}{t_{\mathrm{s}}} \tag{4}$$

振荡频率较高使得开关管处于高频开关状态，导致显著的开关损耗。更为严重的是，若振荡的幅值达到开关管的阈值电压，将导致 Q_2 误导通，而 Q_1 正处于导通状态，从而引发上、下开关管的直通；负向的电压尖峰则有可能直接超过栅极的负向耐压而造成器件损坏。采用适当的驱动电路参数调整，可对上述问题进行一定的抑制。

图 2(a)所示为导通电压随驱动电阻的变化趋势，当驱动电阻 R_g=10 Ω 时，可以观察到导通电压存在明显的米勒效应；随着 R_g 增大至 30 Ω，米勒振荡的电压尖峰 U_{GP} 从 3.0 V 下降到 2.4 V，但米勒平台的持续时间也随之增加了 1.85 倍左右，开关管的导通时间延迟，因此增大栅极电阻可以抑制振荡，但也会增加开关损耗。图 2(b)所示为关断电压尖峰随栅极寄生电感的变化趋势，关断电压为−3 V，当模拟 L_g=12 nH 时，振荡所造成的负向电压尖峰最为明显，为−6.1 V；在印制电路板 PCB(printed circuit board)布局时，减小开关管栅极引脚与驱动芯片输出引脚间的布线距离可降低栅极寄生电感，当 L_g 降至 6 nH 时，振荡所造成的负



(a) 驱动电阻对电压尖峰的影响



(b) 寄生电感对电压尖峰的影响

图 2　开关速度和寄生参数对振荡电压的影响

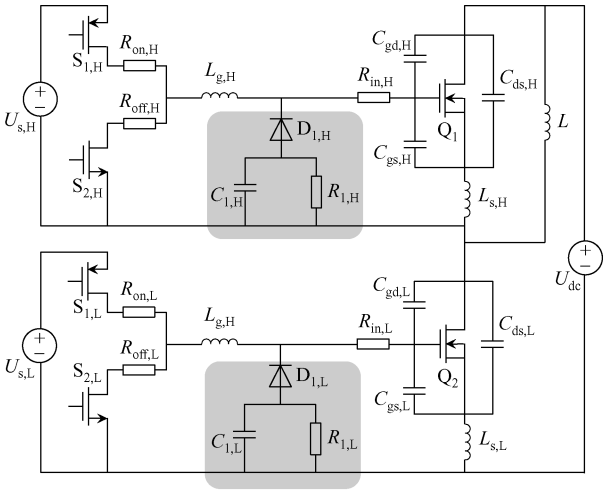
Fig. 2 Effect of switching speed and parasitic parameters on oscillation voltage

向电压尖峰最小，为−4.6V。降低栅极寄生电感有利于降低栅极−源极的振荡电压尖峰，但结合式(1)可知，只有在取极值的情况下才能将栅极电感消除，而实际 PCB 的栅极分布寄生电感无法完全消除。调整驱动电路参数对抑制振荡尖峰的效果有限，因此要在设计 GaN HEMT 栅极驱动时加入抑制电路。

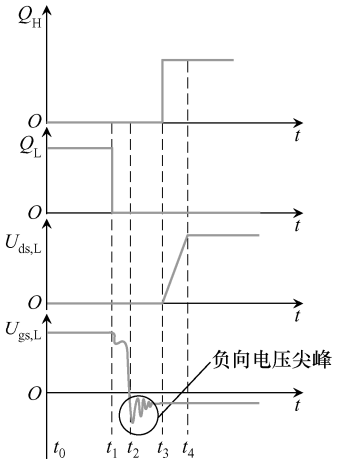
2 RCD 电路的模态分析

由式(4)可知，GaN HEMT 的开关时间是影响驱动信号振荡幅值的主要因素，两者成反比例关系，在栅极−源极之间并联 1 个辅助电容 C，延长了栅极电容的充放电时间，可以降低电压变化率，在一定程度上减小了振荡幅值，进而削弱了关断电压尖峰。在栅极−源极之间并联 RC 缓冲电路的本质是阻尼吸收，电阻 R 作为功率器件的作用是产生阻尼，吸收电压尖峰的谐振能量；电容 C 的作用是提供谐振能量通道，最终使电阻 R 形成功率吸收，其电容的大小决定吸收程度。因此，这种方法相比于单独的辅助电容 C 可以更好地抑制电压尖峰，但由于 RC 电路与单独并联辅助电容 C 都是无方向吸收，因此无法单独抑制导通或关断时刻的电压尖峰。RCD 电路在 RC 的基础上增加了 1 个二极管，二极管 D 作为非线性开关直接破坏形成电压尖峰的谐振条件，并且可以根据开关管的电压尖峰方向来定向抑制关断模态下的振荡。RCD 电路在关断阶段等效于单电容 C 电路，电容 C 的大小决定抑制电压尖峰的效果，同时决定抑制功率；电阻 R 的作用是在单向抑制的条件下将储存能量以热的形式消耗掉。RCD 电路相比于前两者具有更完善的抑制振荡功能[22]。

图 3(a)中的标注部分是 RCD 电路。电路主要包括二极管 $D_{1,L}$、电容 $C_{1,L}$ 及电阻 $R_{1,L}$。驱动电路的其他部分包括上桥臂供电电压源 $U_{s,H}$，下桥臂管供电电压源 $U_{s,L}$，驱动芯片内部开关管 $S_{1,H}$、$S_{2,H}$、$S_{1,L}$、$S_{2,L}$，上桥臂驱动电阻 $R_{on,H}$、$R_{off,H}$，下桥臂驱动电阻 $R_{on,L}$、$R_{off,L}$，上桥臂栅极寄生电感 $L_{g,H}$、栅极寄生电阻 $R_{in,H}$、源极寄生电感 $L_{s,H}$，下桥臂栅极寄生电感 $L_{g,L}$、栅极寄生电阻 $R_{in,L}$、源极寄生电感 $L_{s,L}$，Q_1 及其栅极−源极寄生电容 $C_{gs,H}$、栅极−漏极寄生电容 $C_{gd,H}$、漏极−源极寄生电容 $C_{ds,H}$，Q_2 及其栅极−源极寄生电容 $C_{gs,L}$、栅极−漏极寄生电容 $C_{gd,L}$、漏极−源极寄生电容 $C_{ds,L}$，感性负载 L，直流母线电压 U_{dc}。开关时序如图 3(b)所示，其中控制信号 Q_H 和 Q_L 分别为 Q_1 和 Q_2 的栅极驱动信号，$U_{ds,L}$ 和 $U_{gs,L}$ 分别为 Q_2 的漏极−源极及栅极−源极之间的同步电压。RCD 振荡尖峰抑制电路的工作原理如图 4 所示。在 Q_2 关断的瞬态，RCD 振荡尖峰抑制电路的工作模态可以分为 4 个部分。



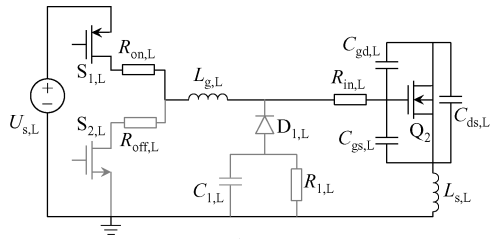
(a) RCD振荡抑制电路结构



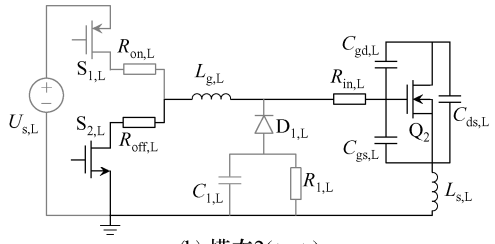
(b) 开关时序及相关波形

图 3 驱动电路拓扑结构及其开关波形

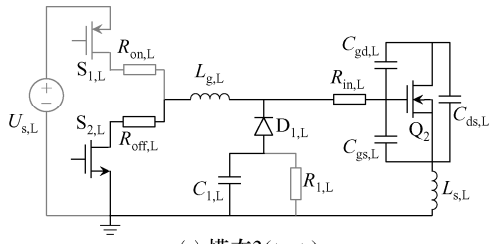
Fig. 3 Driver circuit topology and its switching waveforms



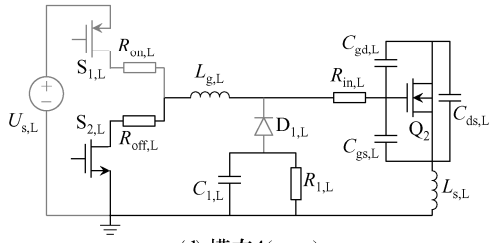
(a) 模态1(t_0, t_1)



(b) 模态2(t_1, t_2)



(c) 模态3(t_2, t_3)



(d) 模态4(t_3, t_4)

图 4　RCD 振荡抑制电路工作原理

Fig. 4 Operating principle of RCD oscillation suppression circuit

开关模态 1(t_0, t_1)：$S_{1,L}$ 导通，$S_{2,L}$ 关断。此时 Q_1 完全关断，Q_2 完全导通，并无关断振荡产生，t_1 结束后，Q_2 开始关断。

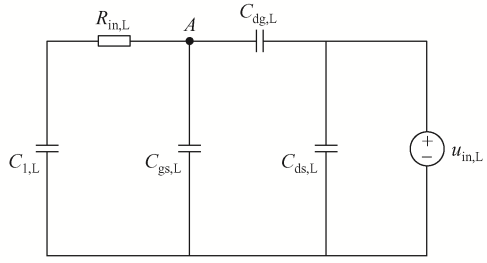
开关模态 2(t_1, t_2)：$S_{1,L}$ 关断，$S_{2,L}$ 导通。Q_2 开始关断，由于 $D_{1,L}$ 的单向导通，辅助支路并无电流通过，可以忽略 RCD 电路对 Q_2 开关性能的影响。

开关模态 3(t_2, t_3)：$S_{1,L}$ 关断，$S_{2,L}$ 导通。Q_2 处于关断状态，电路处于死区时间。当 Q_2 的栅极-源极电压 $U_{gs,L}$ 达到关断电压 U_g 时，由于 Q_2 的 $L_{g,L}$ 和 $C_{gs,L}$ 之间的谐振，$U_{gs,L}$ 会发生振荡产生负向电压尖峰并超过关断电压 U_g。当电压尖峰幅值达到 $D_{1,L}$ 的导通电压时，$D_{1,L}$ 正向导通，在关断模态下，RCD 电路等效于单电容 $C_{1,L}$ 电路，在实验中 $C_{1,L}$ 采用大小为 $C_{gs,L}$ 几百倍的非电解电容，因此 $C_{1,L}$ 的支路阻抗远小于 $C_{gs,L}$ 的支路阻抗，振荡电压所造成的干扰电流流向辅助支路向 $C_{1,L}$ 充电，从而减小流向 Q_2 的栅极电流，从而显著抑制 $U_{gs,L}$ 的过冲能量。

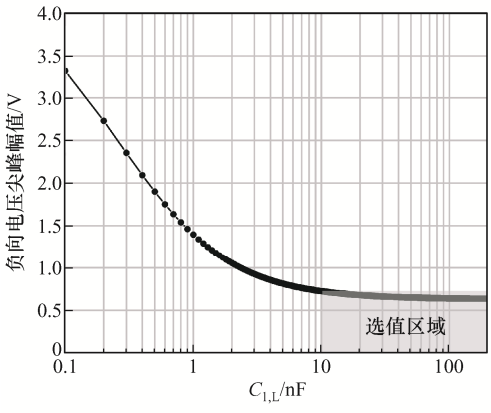
开关模态 4(t_3, t_4)：$S_{1,L}$ 关断，$S_{2,L}$ 导通。t_3 开始时刻，关断过程的振荡结束，此时 $C_{1,L}$ 通过 $R_{1,L}$ 放电，$R_{1,L}$ 在下一周期 Q_2 导通之前将 $C_{1,L}$ 上的过冲能量全部消耗。Q_2 漏极-源极电压迅速上升，Q_1 开始为导通模态准备。

3　RCD 电路参数设计

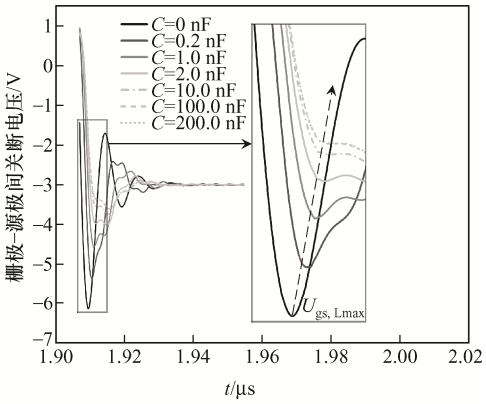
$C_{1,L}$ 工作时的等效电路及选值建议如图 5 所示。图 5(a)所示为 Q_2 关断瞬间的等效电路模型。要保证 Q_2 关断瞬间栅极-源极间产生的负向电压尖峰尽可能小。根据基尔霍夫定律可知，A 点的节点基尔霍夫电流定律、基尔霍夫电压定律及欧姆定



(a) $C_{1,L}$工作的等效电路



(b) $C_{1,L}$对振荡电压幅值的影响



(c) $C_{1,L}$对电压尖峰波形的影响

图 5 $C_{1,L}$ 工作时的等效电路及选值建议

Fig. 5 Equivalent circuit and parameter selection suggestions for $C_{1,L}$

律表达式为

$$\begin{cases} C_{1,L}\dfrac{\mathrm{d}u_{C_{1,L}}(t)}{\mathrm{d}t}+C_{gs,L}\dfrac{\mathrm{d}u_{C_{gs,L}}(t)}{\mathrm{d}t}= \\ \qquad C_{gd,L}\dfrac{\mathrm{d}[u_{in,L}-u_{C_{gs,L}}(t)]}{\mathrm{d}t} \\ u_{C_{gs,L}}(t)=u_{C_{1,L}}(t)+R_{in,L}C_{1,L}\dfrac{\mathrm{d}u_{C_{1,L}}(t)}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{5}$$

将式(5)化简即可得到二阶微分方程为

$$R_{in,L}C_{1,L}(C_{gs,L}+C_{gd,L})\frac{\mathrm{d}^2u_{C_{1,L}}(t)}{\mathrm{d}t^2}+(C_{1,L}+C_{gs,L}+C_{gd,L})\frac{\mathrm{d}u_{C_{1,L}}(t)}{\mathrm{d}t}=\frac{u_{in,L}C_{gd,L}}{t_s} \tag{6}$$

Q_2 关断时由寄生参数影响引起的负向电压尖峰与辅助电容 $C_{1,L}$ 的关系可表示为

$$\Delta U_{gs,Lmax}=-\frac{kR_{in,L}C_{gd,L}C_{1,L}(C_{gs,L}+C_{gd,L})}{(C_{1,L}+C_{gs,L}+C_{gd,L})^2\mathrm{e}^{\frac{(C_{1,L}+C_{gs,L}+C_{gd,L})u_{in,L}}{kR_{in,L}C_{1,L}(C_{gs,L}+C_{gd,L})}}}+\frac{u_{in,L}C_{gd,L}}{C_{1,L}+C_{gs,L}+C_{gd,L}}+\frac{kR_{in,L}C_{gd,L}C_{1,L}(C_{gs,L}+C_{gd,L})}{(C_{1,L}+C_{gs,L}+C_{gd,L})^2}+U_F \tag{7}$$

式中：k 为电压变换速率；U_F 为二极管导通压降。根据式(7)可得到图 5(b)所示不同 $C_{1,L}$ 对振荡电压尖峰的影响，在振荡发生的时间范围内负向电压尖峰 $\Delta U_{gs,Lmax}$ 与 $C_{1,L}$ 呈负相关，$C_{1,L}$ 增大可以有效减小 $\Delta U_{gs,Lmax}$，但当 $C_{1,L}$>10 nF 时，$\Delta U_{gs,Lmax}$ 开始下降缓慢，尤其是当 $C_{1,L}$>100 nF 时，$\Delta U_{gs,Lmax}$ 几乎不再下降，约为−0.64 V。在仿真模型中引入实际寄生参数可以得到如图 5(c)所示的 $\Delta U_{gs,Lmax}$ 波形与 $C_{1,L}$ 的关系，图中电压尖峰的变化趋势与建模公式所得结果吻合，$C_{1,L}$ 取 100 nF 时的尖峰波形与 $C_{1,L}$ 取 200 nF 时的尖峰波形几乎重合，尖峰大小约为 −0.60 V。结合图 5(b)与(c)，实验最终选取 $C_{1,L}$= 0.1 μF。由于每个周期内振荡所造成的过冲能量都将对 $C_{1,L}$ 进行充电，因此使得 $C_{1,L}$ 两端电压不断升高，直至 Q_2 或 $C_{1,L}$ 承受不住高压而损坏，为了避免器件损坏及 $C_{1,L}$ 存储的过冲能量影响下一个周期的开关过程，$R_{1,L}$ 需要在开关管导通之前将 $C_{1,L}$ 上的过冲能量全部释放。一般地，要求 GaN HEMT 的开关周期 T 与 $C_{1,L}$、$R_{1,L}$ 的关系为

$$T=(2\sim4)\times R_{1,L}C_{1,L} \tag{8}$$

实验中开关频率为 125 kHz，开关周期为 8 μs，结合式(8)，实验中选取的耗能电阻 $R_{1,L}$=20 Ω。

除了对关断电压尖峰的抑制效果，还要关注系统的损耗问题。对于驱动电路，损耗的增加意味着系统的功率密度会降低，因此要对所选 RCD 电路参数进行损耗计算[23]。图 6 为直驱电路和 RCD 电路在关断时间内输出功率的对比。GaN HEMT 的关断损耗可以表示为关断时间内漏源电压 $U_{ds,L}$ 与漏极电流 $I_{d,L}$ 的积分。

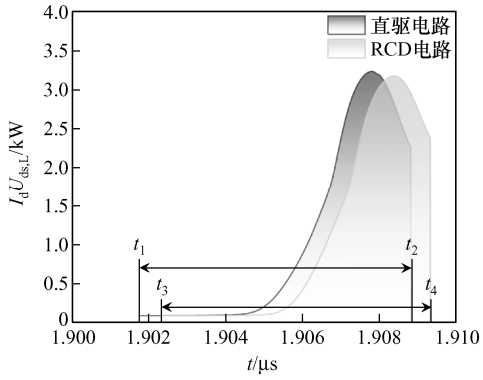


图 6 直驱电路和 RCD 电路的关断损耗对比

Fig. 6 Comparison of turn-off loss between direct-drive circuit and RCD circuit

由此计算可得直驱电路关断损耗为

$$E_{\mathrm{sw,1}}=\int_{t_1}^{t_2}U_{\mathrm{ds,L}}I_{\mathrm{d,L}}\mathrm{d}t \tag{9}$$

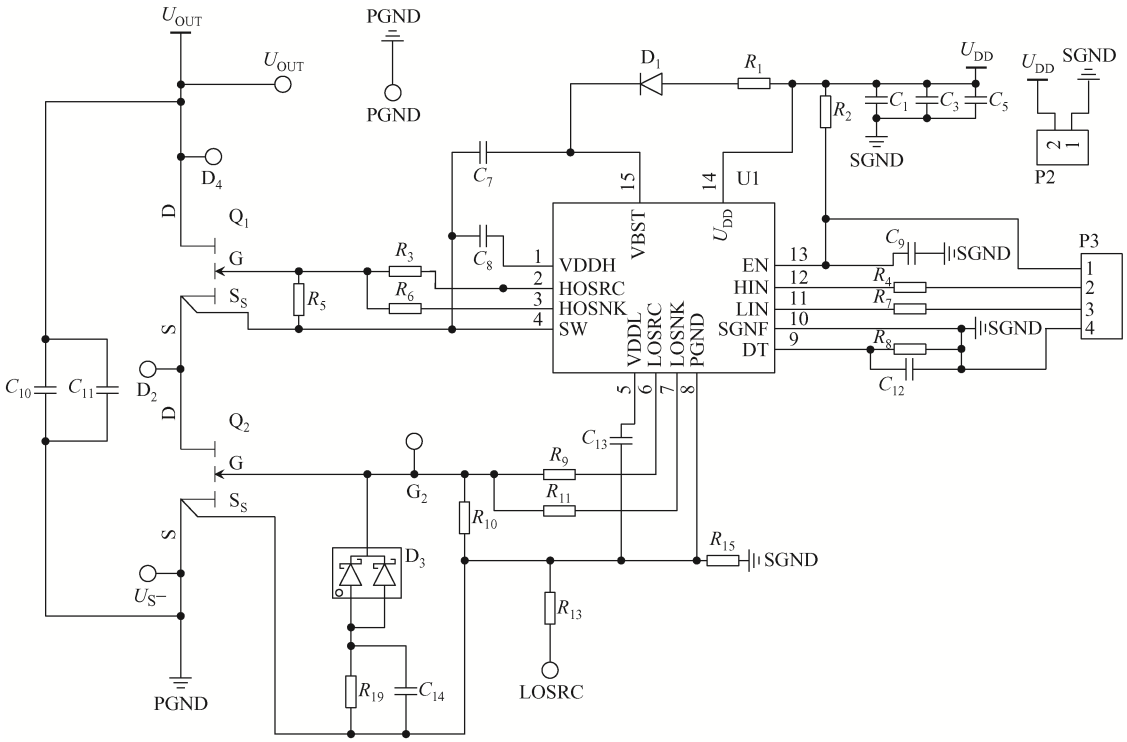
RCD 电路关断损耗为

$$E_{\mathrm{sw,2}}=\int_{t_3}^{t_4}U_{\mathrm{ds,L}}I_{\mathrm{d,L}}\mathrm{d}t \tag{10}$$

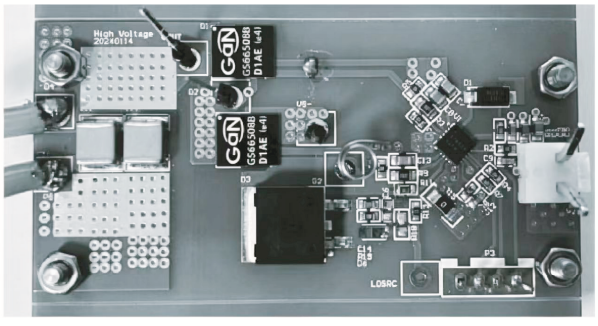
加入 RCD 电路后，GaN HEMT 的关断损耗从 8.23 μJ 下降到 7.68 μJ。RCD 电路的关断损耗优于传统的驱动电路。

4　实验验证与分析

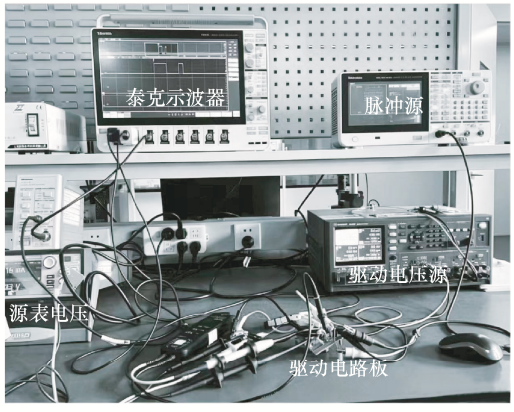
本文进行了脉冲测试实验，驱动电路及实验平台如图 7 所示。自举式驱动电路的原理如图 7(a)所示，开关管型号为氮化镓系统公司(GaN Systems)的 GaN HEMT GS66508B，驱动芯片型号为安森美半导体公司(ON Semiconductor)的 NCP51820 高性



(a) 驱动电路原理



(b) 驱动电路板布局实物图



(c) 实验仪器实物图

图 7　驱动电路及实验平台实物图

Fig. 7 Drive circuit and physical photograph of experimental platform

能半桥栅极驱动器，提供独立欠压锁定(UVLO)和IC 高温关断等重要保护功能。图 7(b)为驱动电路板的具体布局，RCD 电路置于 Q_2 管的栅极-源极之间。如图 7(c)所示，利用 GaN HEMT GS66508B 作为开关管搭建实验平台，验证所搭建的直驱电路及加入 RCD 电路后的驱动电路，对比结果分析 RCD 电路的实用性。外接负载电感为 24 μH。脉冲源向驱动板提供 PWM 控制信号。示波器带宽为 500 MHz，采样率为 6.25 GSa/s。所提出驱动电路中主要元件的类型和参数值见表 1。

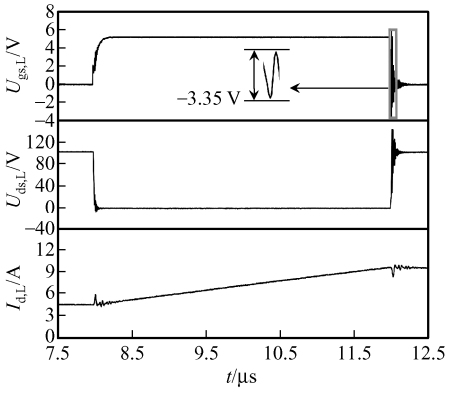
表 1 RCD 电路关键器件选型及参数

Tab. 1 Selection and parameters of key components of RCD circuit

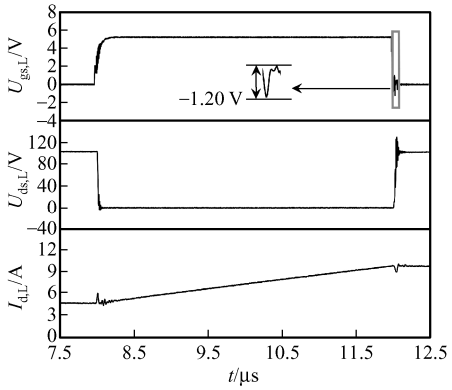
器件/参数	型号/数值
驱动芯片	NCP51820
GaN HEMT	GS66508B
$C_{1,L}$/μF	0.1
$R_{1,L}$/Ω	20

为了验证所提出的 RCD 电路对栅极振荡尖峰的抑制作用，本文进行了 2 组对比实验，一组是在 GaN HEMT 驱动电路中没有任何抑制措施的驱动板，另一组是嵌入所提出的 RCD 电路的驱动板。在实验中，NCP51820 的 HIN 引脚与 LIN 引脚连续施加 PWM 信号。图 8(a)为 Q_2 的关断瞬态波形及振荡波形，图中从上到下分别为 $U_{gs,L}$、$U_{ds,L}$、$I_{d,L}$。当振荡发生在 Q_2 的栅极-源极回路中时，负向尖峰电压的幅值为-3.35 V。

直驱电路加入 RCD 电路后的相关波形如图 8(b)所示。图中从上到下分别为 $U_{gs,L}$、$U_{ds,L}$、$I_{d,L}$，



(a) 未加入RCD电路的$U_{gs,L}$、$U_{ds,L}$及$I_{d,L}$波形



(b) 加入RCD电路的$U_{gs,L}$、$U_{ds,L}$及$I_{d,L}$波形

图 8 直驱电路和加入 RCD 电路的实验结果对比

Fig. 8 Experimental result comparison between direct-drive circuit and RCD circuit

当振荡发生在 Q_2 的栅极-源极回路中时，负向尖峰电压的幅值为-1.20 V。加入 RCD 电路后，驱动电路的栅极-源极之间导通阶段的波形显示导通时间并未受到过多影响，且关断阶段的负向电压尖峰被有效降低，提高了系统的稳定性与安全性。

5 结语

针对桥式电路中 GaN HEMT 的栅极-源极间振荡产生的负向电压尖峰，造成开关损耗增加及栅极击穿等问题，本文提出了一种应用于 GaN HEMT 的抑制栅极-源极间振荡负向电压尖峰的 RCD 电路。在分析振荡产生机理的基础上，研究了电路参数对于振荡电压尖峰的影响，详细介绍了所提RCD 电路的工作原理，通过建立 RCD 电路工作模态下的等效模型计算了所提 RCD 电路的主要参数。最后，搭建基于自举升压式驱动电路的脉冲测试平台，实验结果证明了所提 RCD 电路在降低关断损耗的基础上可以有效抑制振荡所造成的电压尖峰。GaN HEMT 作为下一代高效电源转换器的核心器件，在电动汽车、通信系统、医疗设备和航空航天等领域的应用中都需要尽可能提高栅极-源极间的驱动稳定性。所提出的 RCD 电路结构简单、成本较低，易于集成到电源转换器的 GaN HEMT 驱动电路中来解决负向电压过冲的问题，具有十分广阔的应用前景。后续研究应着重于实际应用

中器件在不同体积及寄生参数条件下的RCD电路的集成和参数优化问题，使之发挥最大的应用价值。

参考文献：

[1] 孙帅, 林仲康, 唐新灵, 等. 宽禁带半导体器件开关振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(6): 2386-2408.
Sun Shuai, Lin Zhongkang, Tang Xinling, et al. A review of switching oscillation in wide band gap semiconductor devices [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(6): 2386-2408. (in Chinese)

[2] Chen Jian, Luo Quanming, Huang Jian, et al. A complete switching analytical model of low-voltage eGaN HEMTs and its application in loss analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1615-1625.

[3] 周郁明, 周伽慧, 刘航志. GaN/SiC Cascode 器件性能及其在 LLC 谐振变换器中的应用[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 1-10.
Zhou Yuming, Zhou Jiahui, Liu Hangzhi. Performance of GaN/SiC cascode device and its application in LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 1-10. (in Chinese)

[4] Chen Jian, Luo Quanming, Wei Yuqi, et al. The sustained oscillation modeling and its quantitative suppression methodology for GaN devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7927-7941.

[5] 赵瑞博, 王莉, 黄瑞. 直流固态功率控制器中 Cascode 型GaN HEMT开关过程的振荡问题[J]. 电工技术学报, 2022, 37(S1): 267-276.
Zhao Ruibo, Wang Li, Huang Rui. Cascode GaN HEMT switching process oscillation in DC solid state power controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(S1): 267-276. (in Chinese)

[6] Chen Jian, Xu Jianping, Song Wensheng, et al. A suppression method for gate-source voltage oscillation with clamping function for GaN devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1435-1439.

[7] 张楠, 李艳, 赵方玮. 用于提高 GaN 基电路振荡稳定性的驱动优化研究[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 209-218.
Zhang Nan, Li Yan, Zhao Fangwei. Research on driving optimization for improving oscillation stability of GaN-based circuits [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 209-218. (in Chinese)

[8] Chen Jian, Du Xiong, Luo Quanming, et al. A review of switching oscillations of wide bandgap semiconductor devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13182-13199.

[9] 刘飞, 杨旭, 阮新波. 一种基于米勒钳位的 SiC MOSFET 桥臂串扰抑制驱动电路[J]. 电工技术学报, 2026, 41(10): 3437-3447.
Liu Fei, Yang Xu, Ruan Xinbo. A miller clamping-based drive circuit for bridge-arm crosstalk suppression in SiC MOSFETs [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(10): 3437-3447. (in Chinese)

[10] Reusch D, Strydom J. Understanding the effect of PCB layout on circuit performance in a high frequency gallium nitride based point of load converter [C]// 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2013: 649-655.

[11] 王凯. 基于 GaN HEMT 的半桥电路分析与设计[D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
Wang Kai. Analysis and design of half bridge circuit based on GaN HEMT [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017. (in Chinese)

[12] 李庆辉, 潘三博. 一种改进型抑制 SiC MOSFET 桥臂串扰的门极驱动设计[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 300-308.
Li Qinghui, Pan Sanbo. Improved gate drive design to suppress crosstalk of SiC MOSFET bridge arm [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 300-308. (in Chinese)

[13] Shimizu H, Akiyama S, Yokoyama N, et al. Controllability of switching speed and loss for SiC JFET/Si MOSFET cascode with external gate resistor [C]// 2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD). Waikoloa, HI, USA, 2014: 221-224.

[14] Zhou Qi, Gao Feng. A gate driver of SiC MOSFET for suppressing the negative voltage spikes in a bridge circuit [C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2016:

536-543.

[15] Bi Chuang, Ou Hong, Kang Qingzhou, et al. A novel driver circuit on crosstalk suppression in SiC MOSFETs [C]// 2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Daegu, Korea, 2021: 1-5.

[16] Li Chengmin, Lu Zhebie, Chen Ying, et al. High off-state impedance gate driver of SiC MOSFETs for crosstalk voltage elimination considering common-source inductance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2999-3011.

[17] Ishikawa K, Yukutake S, Kono Y, et al. Traction inverter that applies compact 3.3 kV/1 200 A SiC hybrid module [C]// 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA). Hiroshima, Japan, 2014: 2140-2144.

[18] Zhang Zheyu, Wang F, Tolbert L M, et al. Active gate driver for crosstalk suppression of SiC devices in a phase-leg configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1986-1997.

[19] Chennu J V P S, Maheshwari R, Li Helong. New resonant gate driver circuit for high-frequency application of silicon carbide MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8277-8287.

[20] Zushi Y, Sato S, Matsui K, et al. A novel gate assist circuit for quick and stable driving of SiC-JFETs in a 3-phase inverter [C]// 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Orlando, FL, USA, 2012: 1734-1739.

[21] Wang Kangping, Yang Xu, Wang Laili, et al. Instability analysis and oscillation suppression of enhancement-mode GaN devices in half-bridge circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1585-1596.

[22] 张晓娟, 景博, 张劼, 等. 应用于弹载 SiC MOSFET 的 RC 吸收电路的设计与优化[J]. 电子器件, 2022, 45(4): 810-815.
Zhang Xiaojuan, Jing Bo, Zhang Jie, et al. The design and optimization of RC snubber circuits applied to SiC MOSFETs in bomb-mounted power supplies [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2022, 45(4): 810-815. (in Chinese)

[23] Acharya S, She Xu, Tao Fengfeng, et al. Active gate driver for SiC-MOSFET-based PV inverter with enhanced operating range [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1677-1689.



陈飞宇

作者简介：

陈飞宇(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士。研究方向：宽禁带半导体器件。E-mail：6221206016@stu.jiangnan.edu.cn。

秦世清(1998—)，男，硕士。研究方向：宽禁带半导体器件。E-mail：6211201009@stu.jiangnan.edu.cn。

钱乐洋(1999—)，男，硕士。研究方向：宽禁带半导体器件。E-mail：6231206026@stu.jiangnan.edu.cn。

李倩茹(1997—)，女，硕士。研究方向：宽禁带半导体器件。E-mail：6231206004@stu.jiangnan.edu.cn。

王博翔(2004—)，男，本科。研究方向：宽禁带半导体器件。E-mail：1132220320@stu.jiangnan.edu.cn。

杨国锋(1985—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：宽禁带半导体器件。E-mail：gfyang@jiangnan.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)