

Research on Driving Characteristics of GaN Power Devices

Wuyang Liu, Shengwei Gao

Tianjin Key Laboratory of Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, Tianjin Polytechnic University, Tianjin

Email: 540473936@qq.com, gaoshengwei@tjpu.edu.cn

Received: Apr. 11th, 2017; accepted: Apr. 27th, 2017; published: Apr. 30th, 2017

Abstract

The development trend of modern switching power supply is high efficiency and high power density. The power device performance of traditional Si material has become the bottleneck, and GaN power devices of wide bandgap semiconductor devices have a smaller turn-on resistance and can withstand higher switching frequency comparing with the Si MOSFET. Taking GS66052B of GaN System for example, this paper analyzed the dynamic characteristics of monomer enhanced GaN power devices through the double pulse test, and designed the LM5114 driving circuit based on single tube, and absorbed the high voltage spikes through parameter calculation with RC snubber circuit. The experimental results show that the GaN power devices have good performance under the high frequency and load.

Keywords

GaN, Dynamic Characteristics, Independent Pull Irrigation, Peak Voltage

氮化镓功率器件驱动特性的研究

刘武扬, 高圣伟

天津工业大学电工电能新技术天津市重点实验室, 天津

Email: 540473936@qq.com, gaoshengwei@tjpu.edu.cn

收稿日期: 2017年4月11日; 录用日期: 2017年4月27日; 发布日期: 2017年4月30日

摘要

高效率、高功率密度是现代开关电源的发展趋势, 提高开关频率可以有效减小无源器件的尺寸。传统的

Si材料的功率器件性能已逐渐到了瓶颈, 宽禁带半导体器件中的氮化镓功率器件相对于Si MOSFET, 具有更小的导通阻抗, 可以承受更高的开关频率条件。本文以GaN System的GS6602B为例, 通过双脉冲测试, 分析了单体增强型氮化镓功率器件的动态特性, 设计了基于LM5114的单管驱动电路, 并针对漏源极出现的过高的电压尖峰, 通过参数计算, 利用RC缓冲回路吸收过冲电压。实验表明氮化镓功率器件在电压尖峰处理后的高频负载下工作性能良好。

关键词

氮化镓, 动态特性, 独立拉灌, 尖峰电压

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

硅功率器件性能的发展已达到了极限, 高频化和小型化是开关电源的发展方向。与传统的硅功率器件相比, 宽禁带功率半导体的性能要出色得多, 碳化硅和氮化镓是其中最具代表性的功率半导体器件。但由于氮化镓功率器件的性能研究还不够完善, 器件制造商提供的特性数据有限, 所以有必要对氮化镓功率器件的性能进行进一步的研究。

GaN 功率器件采用的是高电子迁移率晶体管结构, 开关过程很快, 可实现非常高的开关频率。相较于 SiC 主要用于处理较大电力耐压 600 V 以上的用途, GaN 功率器件则主要用于耐压 600 V 以下, 或要求数百 kHz 以上的高速开关的用途[1]。GaN 功率器件禁带宽度大, 击穿强度高, 相比于传统的硅功率器件, 在耐压相同的情况下, 裸片体积要小的多, 寄生电容小, 有助于提高开关速度。由于 GaN 的导通电阻小, 采用 MOSFET 结构, 耐压更高且开关速度更快, 所以开关损耗也要小的多, 大部分情况下 0402 和 0603 的贴片封装都可以用。氮化镓晶体管正向和反向导通都依靠二维电子导电, 不存在少子的存储效应, 理论上没有反向恢复。

2009 年 6 月 EPC 首次推出增强型硅基氮化镓场效应晶体管, 期望于替代功率 MOSFET, 2013 年 Transform 公司推出 600 V 系列 Cascode 增强型 GaN 晶体管, 2015 年 GaN System 公司推出 100 V 和 650 V 两种耐压等级的 GaN 晶体管。GaN System 公司研发出世界上最小的 650V/15A 的氮化镓晶体管, 尺寸仅 5.0 mm × 6.5 mm, 比同类产品的尺寸缩小 50% [2]。但目前整体上氮化镓功率器件的发展仍处于起步阶段, 针对 GaN System 公司的氮化镓芯片研究较少, 所能参考的特性数据也非常有限, 本文以 GaN System 的 GS66502B 芯片为研究对象, 分析其动态特性, 设计驱动电路, 并针对出现的电压尖峰进行吸收, 使其在高频下可靠工作。

2. 基本原理

2.1. 驱动原理

GaN System 的 GS66502B 氮化镓晶体管是 650V/7A 增强型功率器件, 栅源极电压范围为-10 V~+7 V。相对于 EPC 系列的氮化镓晶体管的-4 V~6 V, 具有更宽的输入范围, 与 Si MOSFET 和 IGBT 以及 SiC MOSFET 的驱动电压对比如表 1 所示。GS66502B 几乎没有开关损耗和反向续流二极管损耗, 虽然体内没有二极管, 但有二极管的特性[3]。即 GaN 增强型晶体管反向导通具有等效“二极管”的特性, 它与门

极电压有关。不需要外部的反并联二极管, 反向恢复性能优良, 硬开关效率高。

针对 GaN 晶体管的栅极电压需要严格控制的要求, TI 研制了专用的 GaN 栅极驱动芯片 LM5114, 可将驱动电压进行严格控制, 输出电压范围可在 4 V~12 V 之间可调。LM5114 可驱动一个单体增强型氮化镓晶体管, 具有独立拉灌输出功能[4]。独立拉灌输出功能可通过改变各自通道上的驱动电阻, 分别控制开通和关断时间, 可避免采用同一驱动电阻时对关断通道造成的不良影响。

图 1 是 Si MOSFET 器件常用的驱动电路, 常用的驱动电路一般只使用一个 VO 输出引脚。当驱动信号为高电平时, 反并联二极管 D1 截止, 驱动器的 VCC 通过驱动电阻 R_{GON} 给开关管的结电容进行充电。当驱动信号为低电平时, 反并联二极管 D1 导通, 反并联二极管产生的导通压降加在栅源极之间。由于氮化镓功率器件的阈值电压很低, GS66502B 的阈值电压只有 1.5 V, 如果采用拉灌共用输出的驱动电路将会导致栅源极电压超过阈值电压, 造成晶体管关断失败。为实现与共用输出引脚电路相同的驱动功能, 同时也为了避免二极管的使用, 可采用开通和关断独立输出的驱动电路, 如图 2 所示。

2.2. 驱动电路设计

开通电阻控制开通的转换速率, 但是太大的开通电阻会降低开关速率增加损耗, 太小的开通电阻则开关速度很大, 会使开关损耗也增大, 这是由于米勒产生可能的门极振荡。关断电阻常用的开通阻值范围为 1~2 Ω , 可为氮化镓晶体管提供强大快速的门极驱动下拉。而对于反向的 dv/dt, 逆向的米勒电流, 要有一个低阻抗通路用来减少反向的门极尖峰电压和由 LC 谐振引起的后面的振铃。所以选择合适的门极电阻, 氮化镓晶体管的速度就可以被门极电阻很好的控制。关键是选好合适的 $R_{G(ON)}$ 和 $R_{G(OFF)}$ 有助于驱动性能的稳定。本文选取 LM5114 作为 GS66502B 氮化镓器件的驱动芯片, 设计基本的驱动电路, 开通电阻 5.1 Ω , 关断电阻 1.8 Ω , 如图 3。

Table 1. Comparison of driving voltages for GaN transistors and other transistors

表 1. GaN 晶体管和其他晶体管的驱动电压的比较

门极电压	GaN 晶体管	Si MOSFET	IGBT	SiC MOSFET
最大值	-10/+7 V	+/-20 V	+/-20 V	-8/+20 V
推荐门极电压	0 或 -3/+5~6 V	0/+10~12 V	0 或 -9/+15 V	-4/+15~20 V

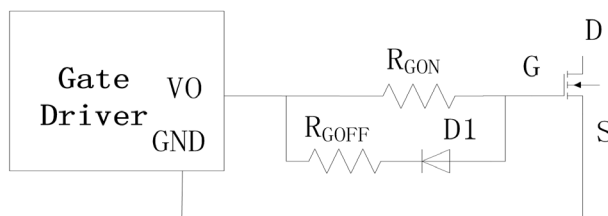


Figure 1. Driving circuit for common output of pull irrigation

图 1. 拉灌共用输出的驱动电路

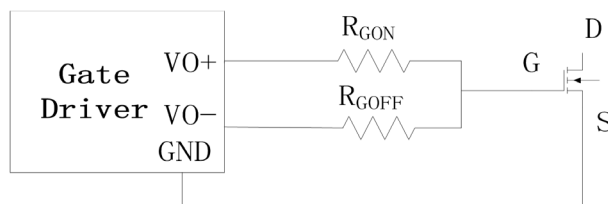


Figure 2. Driving circuit for independent pull irrigation output

图 2. 独立拉灌输出的驱动电路

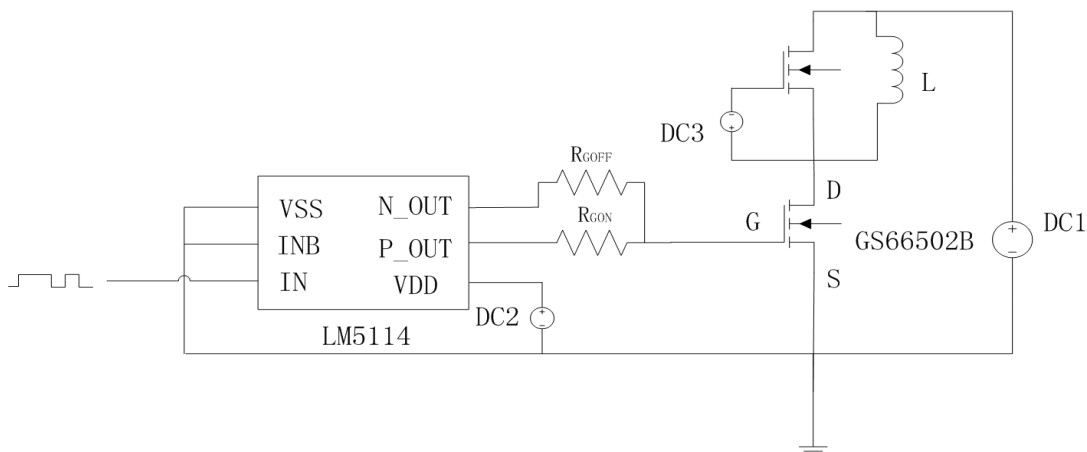


Figure 3. Double pulse test circuit using LM5114

图 3. 采用 LM5114 的双脉冲测试电路

2.3. 辅助电源设计

由于氮化镓功率器件的驱动电压不同于普通 Si MOSFET，所用的 LM5114 的供电电压也不一样，所以在变换器应用中需要提供辅助电源实现驱动芯片的供电。对于 GS66502B，栅源极电压范围为 $-10\text{ V}\sim+7\text{ V}$ ，开通最佳值为 6 V ，所以需要额外的 6 V 供电电压。本文设计了一种基于 LNK306PN 的 220 V 转 6 V 的辅助电源电路，可以给 GS66502B 提供 6 V 的辅助电源供电，如图 4 所示。

3. 动态特性测试

3.1. 双脉冲原理

双脉冲测试的原理是驱动电路发出一宽一窄两个脉冲，氮化镓晶体管开通关断两次。在 t_1 时刻，宽脉冲到来， V_{GS} 升高，氮化镓晶体管降至通态电压，主电路直流电源两端电压几乎全部加在电感上面，电感电流线性升高，此时氮化镓晶体管的导通电流 I_D 等于电感电流 I_L 。在 t_2 时刻，宽脉冲结束， V_{GS} 降为零，晶体管关断的同时与等效二极管开始换流，电感电流几乎保持不变。在 t_3 时刻，窄脉冲到来，电路中电流已达到一定值，所以可以有效测试氮化镓晶体管带负载开通的能力，并观察其与等效二极管换流的情况。而 t_3 到 t_4 时刻，电流 I_D 和 I_L 继续线性上升，直到第二次关断后电感中储存的能量完全消耗。图 5 为双脉冲测试电路原理波形。

3.2. 双脉冲仿真与实验

仿真和实验条件为直流电源提供 30 V 输入电压，电感值 120 uH ，双脉冲宽度 10 us ，由 $I = Ut/L$ 得测试电流为 2.5 A 。使用 LTspice 仿真将 GS66502B 和 LM5114 模型导入，仿真波形如图 6 所示，可观测到漏源极两端电压在关断时刻有轻微振荡，而开通时刻漏源极电流有 5 A 尖峰，是电流正常值的两倍。图 8 所示为双脉冲实验测试相同条件下的 GS66502B 的开通关断特性，验证了基于 LM5114 独立拉灌输出驱动电路设计的正确性。

对比 GaN 晶体管和 Si MOSFET 在双脉冲测试下的开关特性，采用与 GS66502B 性能相近的 Si 开关管 SPW20N60C3，可发现采用共用拉灌输出驱动的 SPW20N60C3 在双脉冲宽度为 10 us 的情况下，其驱动波形已发生严重畸变，尤其是关断时间较长已超过 0.48 us ，关断时刻振荡时间达到 0.4 us ，而漏源极两端的开通和关断使得驱动电压 V_{GS} 波形也受到严重影响，如图 7 所示。相比较于 SPW20N60C3 的情况，

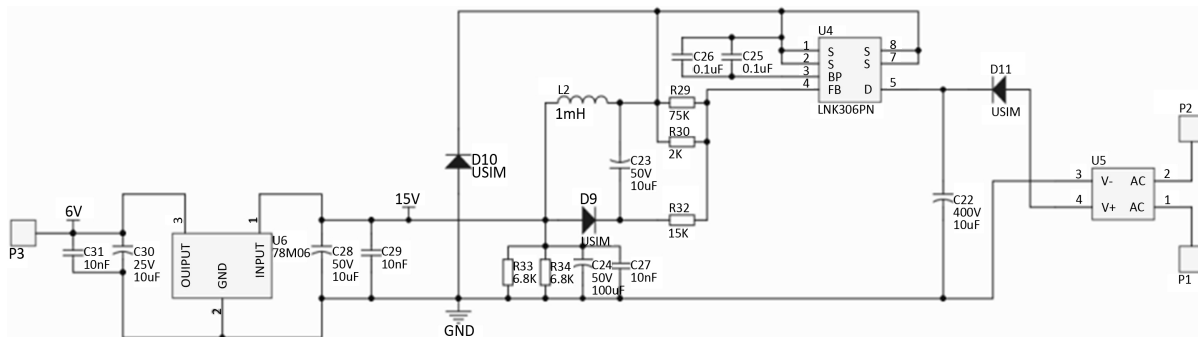


Figure 4. Auxiliary power circuit
图 4. 辅助电源电路

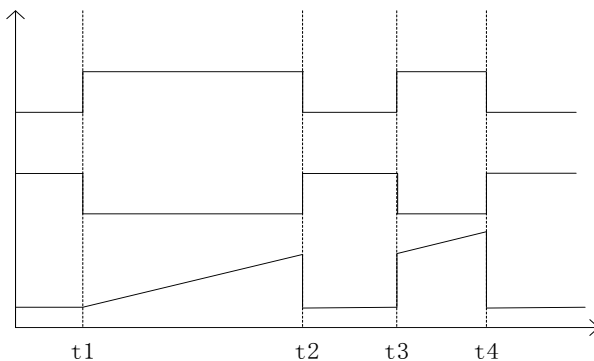


Figure 5. Principle of double pulse test circuit
图 5. 双脉冲测试电路原理波形

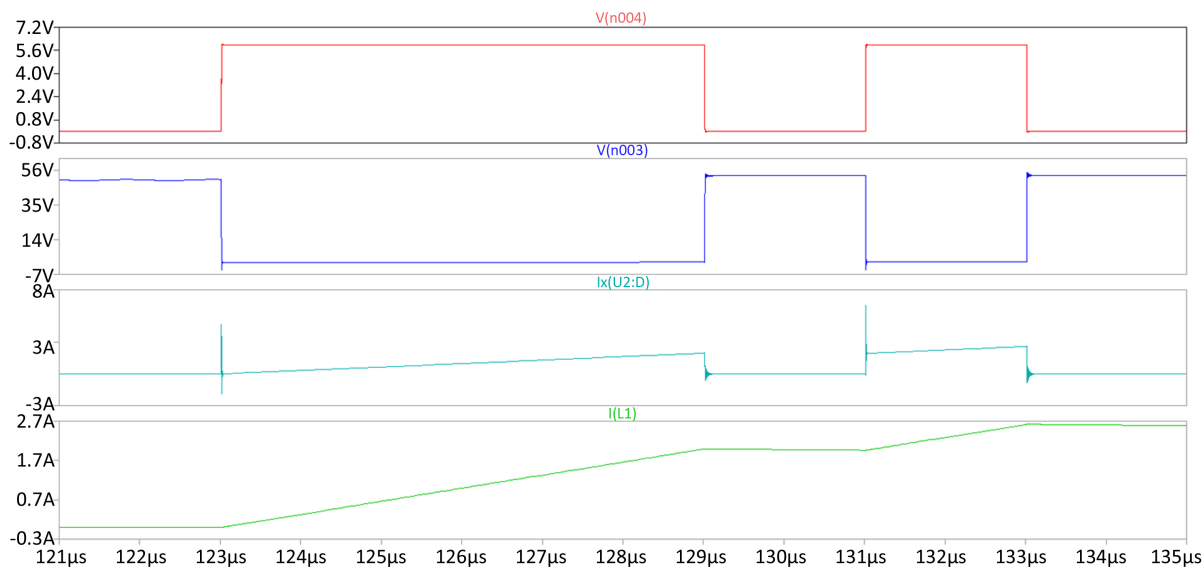


Figure 6. Simulation waveform of double pulse circuit
图 6. 双脉冲电路仿真波形

采用独立拉灌输出驱动的 GS66502B 的开通和关断特性则要更加良好, 开通时间 20 ns, 关断时间 150 ns, 受电路寄生电感影响关断时刻也伴随有轻微振荡, 但开通和关断时刻的波形没有畸变, 如图 8。

图 9 和图 10 为双脉冲测试电路 GaN 晶体管开通和关断时刻的波形。驱动电压 V_{GS} 的尖峰主要是由

驱动回路中的杂散电感和晶体管的寄生电容造成的, 在开通和关断的过程中, 杂散电感和寄生电容进行能量交换, 从而形成了电压振荡和电压尖峰[5]。氮化镓晶体管开通时的电流 I_D 的尖峰非常严重, 尖峰值超过正常值的 200%, 功率器件的正常使用将受到严重影响。由于氮化镓晶体管为等效二极管, 没有反向恢复电流, 因此电流 I_D 的尖峰主要是由寄生电容放电引起的。在氮化镓晶体管开通的第三阶段, 电压 V_{DS} 在极短的时间内由母线电压下降至通态电压, 电容 C_{DS} 、 C_{GD} 上的电压以较高的 dv/dt 下降, 两个电容放电, 放电电流 I_{DS} 和 I_{GD} 流经氮化镓晶体管的沟道, 等效二极管两端的电压也将由通态压降升至母线电压, 等效二极管由直流电源充电后的充电电流 I_{diode} 也流经氮化镓晶体管的沟道, 所以电流尖峰形成的原因主

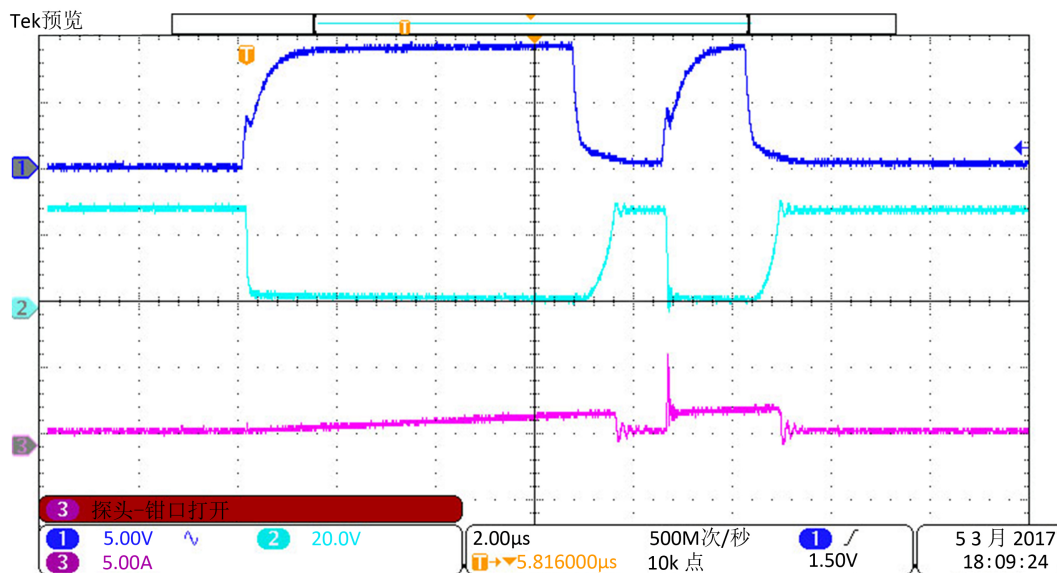


Figure 7. Experimental waveforms of double pulse circuit of Si MOSFET
图 7. Si MOSFET 双脉冲电路实验波形

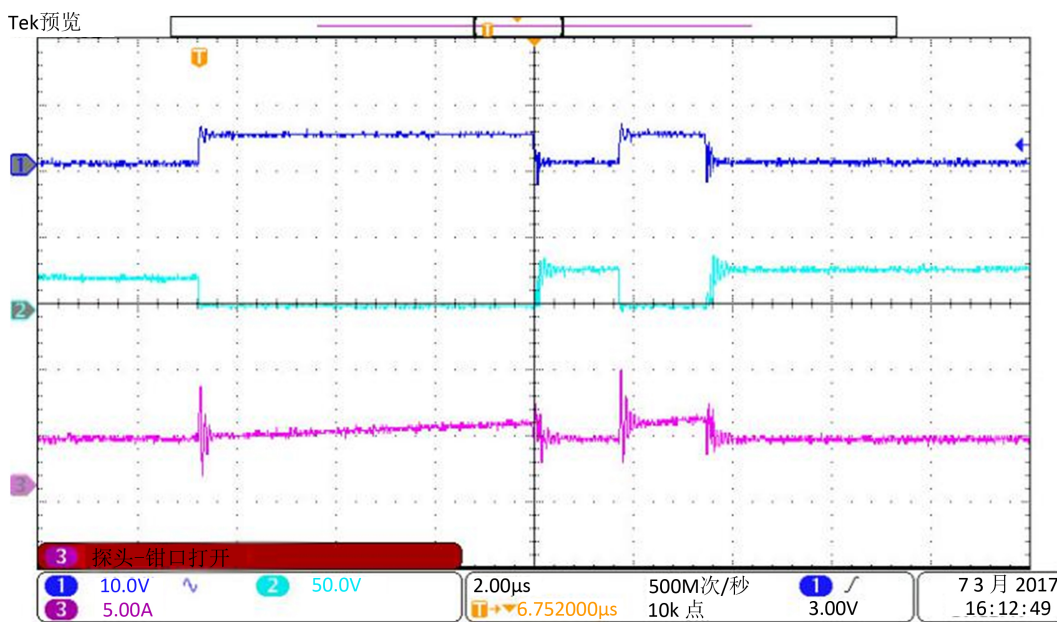


Figure 8. Experimental waveforms of GaN transistor double pulse circuit
图 8. GaN 晶体管双脉冲电路实验波形

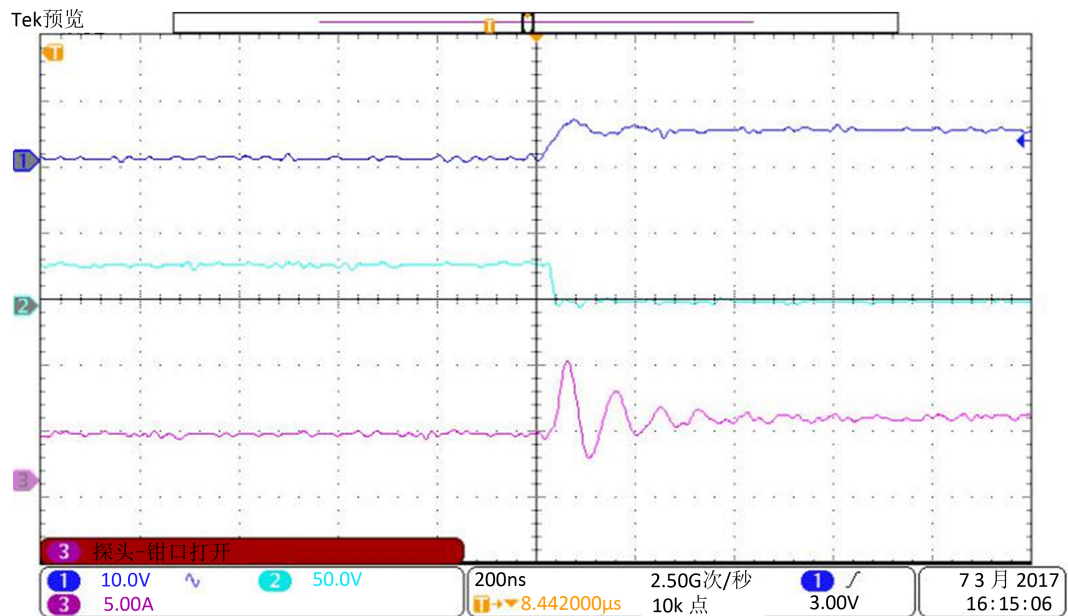


Figure 9. Turn-on time waveform of GaN transistor
图 9. GaN 晶体管开通时刻波形

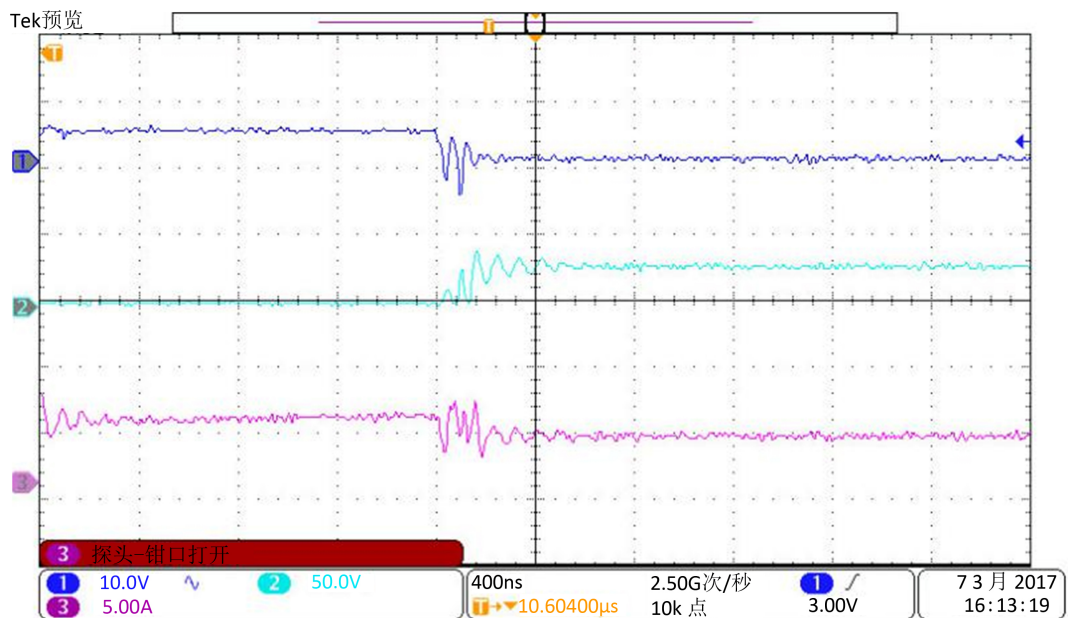


Figure 10. Turn-off time waveform of GaN transistor
图 10. GaN 晶体管关断时刻波形

要由电流 I_{DS} 、 I_{GD} 和 I_{diode} 三方面所造成的。而电路中开通和关断时刻的振荡则是由寄生电容和杂散电感的充放电所造成的。

4. 高频下负载实验

4.1. 负载下动态特性

在测试驱动特性时考虑出现的电压尖峰，采用占空比为 0.5 的驱动信号，开关频率为 200 kHz，输入

电压 20 V, 20 欧姆电阻负载。可以看出驱动波形良好, 栅源极电压在 GaN 晶体管的驱动电压要求范围内, 驱动电压受主电路开关动作影响较小。

从图 11 可以看到, 开通时刻栅源极电压只有轻微的一次振荡, 而漏源极电压两端正常开通无振荡和尖峰。但关断时刻, 栅源极电压有振荡, 漏源级电压尖峰可达到 137 V 并伴有振荡。如果加大输入电压尖峰值将继续增大, 对于开关管在高输入电压下的负载工作极其危险, 容易击穿开关管。

4.2. 尖峰吸收实验

RC 吸收电路的原理是吸收开关管所产生的过冲电压, 本质上是靠吸收电容 C 来吸收掉杂散电感所产生的能量[6]。

计算杂散电感时首先在未加缓冲电路时用示波器观察氮化镓晶体管关断时的一个振荡周期记为 T_1 , 然后再给氮化镓晶体管并联一个已知大小的电容 C_0 , 再次观察其在关断时的一个振荡周期并记为 T_2 , 从而可估算电路中的杂散电感值:

$$L_s = (T_2 - T_1) \left(\frac{1}{4\pi^2 C_0} \right) \quad (1)$$

取 2.2 nF 的电容作为并联在氮化镓晶体管两端的已知电容, 代入式(1)可得杂散电感值为 92.2 nH。

假设关断前存储在主电路寄生电感和杂散电感中的磁能在氮化镓晶体管关断时完全转化为电容中的电能, 则可以得出:

$$\frac{1}{2}(L_p + L_s)I^2 = \frac{1}{2}C\Delta U^2 \quad (2)$$

式(2)中: L_p 为主电路的寄生电感, L_s 为电路中的杂散电感, I 为电路的关断电流。 ΔU 为寄生电感产生的过电压, 即 $\Delta U = U_{\text{cemax}} - U_d$, U_d 为直流电压。

从而可求出吸收电容为:

$$C = \frac{(L_p + L_s)I^2}{\Delta U^2} \quad (3)$$

带入(3)求得 C 为 3.6 nF, 此处电容取 4.7 nF。

氮化镓晶体管开通期间, 存储在吸收电容 C 中的能量必须通过电阻 R 消耗掉, 对于不同的吸收电路, C 放电时间也有差异。对于 RC 吸收电路, 只需满足 $\tau = RC$ 小于四分之一的氮化镓晶体管导通时间, 就可以保证电容 C 中绝大部分能量的释放, 不会影响下一次的吸收。但因为吸收电路中存在的大电流振荡会使得氮化镓晶体管开通时的漏极电流峰值会相应增加, 所以 R 值也并不是越小越好, 还要使 R 值设得高一些。所以综上, 吸收电阻的取值范围为:

$$2\sqrt{L/C} \leq R \leq \frac{\tau_0}{4C} \quad (4)$$

式(4)中 L 为有关的线路电感, τ_0 是氮化镓晶体管的导通时间。在 200 kHz 下氮化镓晶体管导通时间为 2.5 us, 代入式(4)得 $9 \leq R \leq 132$ 欧姆, 此处 R 取 22 欧姆。

用 4.7 nF 的高压瓷片电容和 22 欧姆的电阻组成 RC 吸收电路接在漏源极两端, 可发现, 氮化镓晶体管 GS66502B 在开通瞬间, 波形良好, 漏源极电压快速开通。栅源极电压只有轻微的一次振荡即可进入正常开通状态。在关断时刻, 漏源极两端电压尖峰被大幅度削减, 只有略高于正常电压的 20%, 远远低于无吸收回路时的电压尖峰, 漏源极两端电压在关断瞬间的振荡也明显减弱, 如图 12 所示。实验表明, 经 RC 吸收电路处理后, 氮化镓晶体管的关断电压尖峰被大量削减, 可在电路中安全工作和运行。

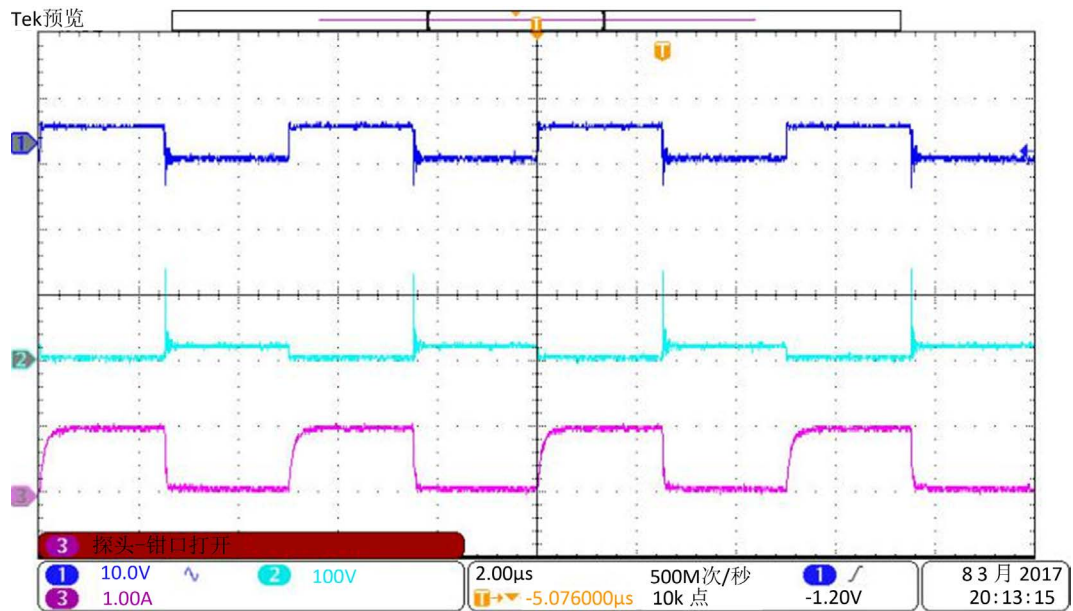


Figure 11. Experimental waveforms of GaN transistor driver circuit under 200 kHz

图 11. 200 kHz 下 GaN 晶体管驱动电路实验波形

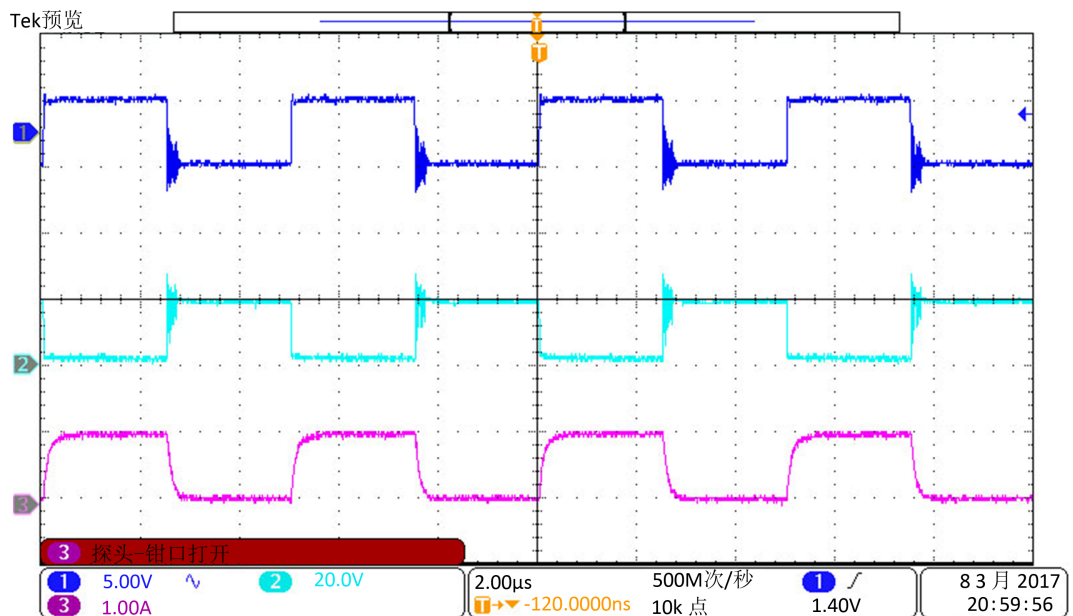


Figure 12. Experimental waveforms of GaN transistors after peak absorption of 200 kHz

图 12. 200 kHz 下 GaN 晶体管尖峰吸收后的实验波形

5. 结论

本文分析了单体增强型 GaN 功率器件的动态特性, 针对其不同于 Si MOSFET 的特点设计了基于 LM5114 的独立拉灌的驱动电路。通过 GS66502B 的双脉冲测试仿真和实验以及与 SPW20N60C3 动态特性的对比和分析, 验证和表明了采用独立拉灌输出驱动的 GaN 功率器件在高频下的开通和关断特性上比 Si MOSFET 更加优异。200 kHz 开关频率实验表明 GaN 功率器件在高频下工作也伴随有较大的过冲电压, 设计 RC 吸收回路可有效缓解电压尖峰。实验进一步表明氮化镓功率器件高频驱动特性的优势可在高频

电路应用中更好地发挥作用。

基金项目

高性能 LED 植物生长灯驱动电源关键技术研究(天津市科委项目), 项目号: 16JCTPJC46600。

参考文献 (References)

- [1] 曹峻松, 徐儒, 郭伟玲. 第3代半导体氮化镓功率器件的发展现状和展望[J]. 新材料产业, 2015(10): 31-38.
- [2] 科发. GaNSystems 发布世界上最小的 650V 氮化镓晶体管[J]. 半导体信息, 2015(3): 6-7.
- [3] 李祥生, 黄立巍, 郭莎莎, 许峰. 600VGaNHEMT 开关特性和封装研究[J]. 电力电子技术, 2012(12): 77-80.
- [4] 崔梅婷. GaN 器件的特性及应用研究[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北京交通大学, 2015.
- [5] 李新秀. SiCMOSFET 研究及应用[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北京交通大学, 2016.
- [6] 姜栋栋, 王焯, 卢峰. IGBT 过电压产生机理分析及 RC 缓冲电路的设计[J]. 电力科学与工程, 2011(4): 23-29.

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: sg@hanspub.org