第 49 卷 第 1 期：226-238 高电压技术 Vol.49, No.1: 226-238
2023 年 1 月 31 日 High Voltage Engineering January 31, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20211408

抑制 SiC MOSFET 桥臂串扰与栅源电压振荡的推挽式电容辅助电路分析及参数设计方法

李小强[1]，林铭恩[1]，王文杰[2]，吴富强[1]，贺生鹏[3]
（1. 中国矿业大学电气工程学院，徐州 221116；2. 国网江苏省电力有限公司连云港供电分公司，连云港 222000；3. 杭州茂力半导体技术有限公司，杭州 310012）

摘　要：碳化硅金属–氧化物半导体场效应晶体管(SiC metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, SiC MOSFET)在高速开关中引起的桥臂串扰和栅极电压振荡严重制约了其开关速度。针对已提出的基于推挽式电容辅助电路(push-pull-capacitor auxiliary circuit, PPCAC)的 SiC MOSFET 驱动工作过程进行了进一步的分析。结合分析，将 SiC MOSFET 桥臂串扰以及漏源电压振荡引起的栅源电压振荡 2 个问题归一化，通过推挽电容充放电时刻以及桥臂串扰约束，提出了一种推挽电容参数设计方法。通过该设计方法，可使得 PPCAC 在抑制 SiC MOSFET 桥臂串扰与栅源电压振荡的基础上，改善其开通关断速度。实验结果验证了所提出设计的有效性。

关键词：SiC MOSFET；桥臂串扰；栅源电压振荡；推挽式电容辅助电路；开关速度

Analysis and Parameters Design Method of Push-pull Capacitor Auxiliary Circuit to Suppress SiC MOSFET Bridge-leg Crosstalk and Gate-source Voltage Oscillation

LI Xiaoqiang[1], LIN Ming'en[1], WANG Wenjie[2], WU Fuqiang[1], HE Shengpeng[3]
(1. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China;
2. Lianyungang Power Supply Branch, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Lianyungang 222000, China;
3. Monolithic Power Systems, Inc.,Hangzhou 310012, China)

Abstract: The bridge-leg crosstalk and gate-source voltage oscillation in high speed switching seriously restricts the switching speed of SiC MOSFET. In this paper, the driving process of SiC MOSFET based on push-pull capacitor auxiliary circuit (PPCAC) is further analyzed. Combining with the analysis, the bridge-leg crosstalk and gate-source voltage oscillation caused by drain-source voltage oscillation of SiC MOSFET are normalized. By constraining the charging and discharging time of push-pull capacitor and the bridge-leg crosstalk, this paper proposes a design method of push-pull capacitances. Through this design method, PPCAC driver can improve its turn-on and turn off speed of SiC MOSFET on the basis of suppressing the bridge-leg crosstalk and gate-source voltage oscillation. The experimental results verify the effectiveness of the proposed design.

Key words: SiC MOSFET; bridge-leg crosstalk; gate-source voltage oscillation; push-pull-capacitor auxiliary circuit; switching speed

0　引言

碳化硅金属−氧化物半导体场效应晶体管(SiC metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, SiC MOSFET)具有阻断电压高、开关速度快、导通电阻低、耐高温等优点，可用于设计具有更高效率、更高功率密度的电能变换装备[1]。但因 SiC MOSFET 自身的寄生参数、功率回路及驱动回路的寄生电感等非理想因素引起的桥臂串扰与振荡等负面影响，导致SiC MOSFET桥臂电路在高速开关过程中容易发生故障[2]。桥臂电路是一种常用的电路结构，含有 2 个串联且互补导通的开关器件，而桥臂串扰是指当桥臂电路中某一个SiC MOSFET高速开通或者关断时，同一桥臂电路的另一个 SiC MOSFET 的漏源电压变化率很大，分别在米勒电容上产生很大的米勒电流，进而抬高或者拉低栅极电位。由于 SiC MOSFET 的开通阈值电压较小，桥臂正向串扰

基金资助项目：国家自然科学基金(51807196)；中国博士后科学基金(2019M661983)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China(51807196), China Postdoctoral Science Foundation (2019M661983).

极有可能使关断状态下的 SiC MOSFET 误开通，导致短路故障。负向串扰可能导致栅源电压低于其栅极最大负压，使器件性能退化或损坏[3-4]。

目前抑制桥臂串扰的方案主要分为 2 类：无源抑制和有源抑制。无源抑制方案通过增大驱动电阻或栅源并联电容来实现，缺点是会增加开关损耗或降低开关速度[5]。有源抑制方案又分为 2 类：一类通过辅助电路预置相应的电压等级来抑制串扰，但该方案电路结构较复杂，且难以准确判断开关过程中串扰的极性[6-9]。文献[10]提出了一种具有电平移位功能的高速负压驱动器，通过降低负压与米勒钳位共同作用来抑制串扰。另一类是在桥臂串扰产生阶段，通过设置辅助电路在栅源间并入大电容，从而抑制桥臂串扰，但该方案通常需要额外的控制信号，增加了驱动控制的复杂度[11-13]。文献[11-12]在器件栅源极之间添加了一条由辅助 MOS 管与辅助电容串联的支路，辅助 MOS 管需要额外的驱动信号，增加了控制难度；文献[13]则在器件栅源极之间并联三极管、二极管和电容组成的辅助电路。

此外，电路中存在寄生参数，在器件开关过程中，漏源电压会出现振荡并耦合至驱动回路，引起栅源电压振荡，导致器件误动作或负压击穿[14]。为减小功率回路寄生电感，在变换器设计时通常采用层叠式复合母排，或采用垂直式 PCB 环路设计使正反面的换流路径尽可能交叠，从而抵消磁场影响，最小化杂散电感[15-16]。文献[17]在驱动回路中串联具有适当阻抗特性的磁珠，对漏源电压振荡引起的栅源电压振荡也有一定程度的抑制。实际上，漏源电压振荡所引起栅源电压振荡和桥臂串扰产生机理一致，都是由漏源电压变化通过米勒电容耦合至驱动回路，引起栅源电压变化。因此，栅源电压振荡也可以通过增大驱动电阻或栅源并联电容来抑制。

为抑制桥臂串扰和漏源电压振荡引起的栅源电压振荡，笔者在前期工作中提出了一种基于推挽式电容辅助电路(push-pull-capacitor auxiliary circuit，PPCAC)的 SiC MOSFET 驱动[18-19]，该方案可在抑制桥臂串扰与栅源电压振荡的基础上，优化开关速度，且不需额外控制信号。然而，以上文献对 PPCAC 驱动分析并不深入，所采用参数设计方法也不尽合适。进一步分析笔者之前所提出的 PPCAC 驱动，将桥臂串扰以及漏源电压振荡引起的栅源电压振荡 2 个问题归一化，通过推挽电容充放电时刻以及桥臂串扰约束，提出一种推挽电容参数设计方法。论文首先给出桥臂串扰与漏源电压振荡引起的栅源电压振荡产生机理，接着分阶段分析 PPCAC 驱动工作过程，对 PPCAC 推挽电容参数进行设计，最后实验验证了所提出设计的有效性。

1　桥臂串扰与栅源电压振荡分析

基于传统驱动电路的桥臂电路如图 1 所示。其中，M_1 为桥臂上管，M_2 为桥臂下管，虚线框内为 SiC MOSFET 器件模型，C_{gdH}、C_{gsH}、C_{dsH} 分别为上管米勒电容、栅源寄生电容、漏源寄生电容，C_{gdL}、C_{gsL}、C_{dsL} 分别为下管米勒电容、栅源寄生电容、漏源寄生电容，R_{gHin} 与 R_{gLin} 为栅极内部电阻，D_H 和 D_L 为反并联二极管；L_{gH}、L_{dH} 和 L_{sH} 分别为上桥臂 SiC MOSFET 的栅极、漏极和源极寄生电感，L_{gL}、L_{dL} 和 L_{sL} 分别为下桥臂 SiC MOSFET 的栅极、漏极和源极寄生电感，R_{gH} 和 R_{gL} 分别为桥臂上、下管驱动电路中的驱动电阻，C_{gH} 和 C_{gL} 分别为桥臂上、下管驱动电路中的栅源并联电容；g_H 和 g_L 为驱动控制信号；u_{gsH} 和 u_{dsH} 分别为上管栅源电压、漏源电压，u_{gsL} 和 u_{dsL} 分别为栅源电压、漏源电压，U_{1H}、U_{2H} 和 U_{1L}、U_{2L} 为驱动电源。

1.1　桥臂串扰产生原理

图 2 给出了 SiC MOSFET 的典型开关过程[20]。正向串扰发生在图 2 中的 t_2~t_3 阶段，下管漏源电压 u_{dsL} 快速上升，使得下管米勒电容 C_{gdL} 两端电压上升速率很大，进而出现一个较大的米勒电流流过电容 C_{gdH}，幅值为 $C_{gdL}\mathrm{d}u_{gdL}/\mathrm{d}t$，该米勒电流分别流向

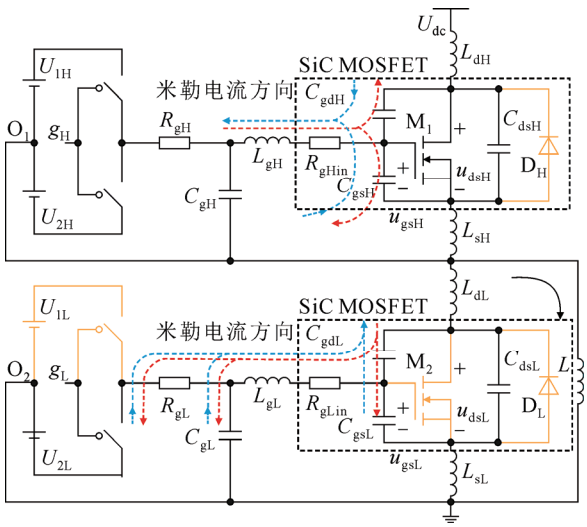


图 1　传统驱动电路及桥臂串扰产生机理

Fig.1　Conventional driver circuit and generation mechanism of bridge-leg crosstalk

下管栅源寄生电容 C_{gsL}、下管栅源并联电容 C_{gL} 和驱动电阻 R_{gL}，使下管栅源电压 u_{gsL} 上升，严重时正向串扰会引起下管误开通，导致桥臂短接。同理，负向串扰发生在图 2 中的 t_6~t_7 阶段，下管米勒电容产生的米勒电流使下管栅源电压 u_{gsL} 下降，严重时会超过 SiC MOSFET 栅源最大负压，导致负压击穿。

1.2 栅源电压振荡产生机理

在 t_3~t_4 阶段，理想情况下，上管栅源电压 u_{gsH} 继续上升至驱动电源电压，下管栅源电压 u_{gsL} 由串扰阶段的被抬高状态跌落回到低电平，开通过程结束。实际上，在 t_2~t_3 阶段，上管漏源电压下降到 0 V，下管漏源电压达到母线电压后，受换流回路寄生电感的影响，上、下管漏源电压发生振荡，上管漏源电压振荡在上管米勒电容 C_{gdH} 上产生较大的 $C_{gdH}\mathrm{d}u_{gdH}/\mathrm{d}t$，下管漏源电压振荡在下管米勒电容 C_{gdL} 上产生较大的 $C_{gdL}\mathrm{d}u_{gdL}/\mathrm{d}t$，分别对上、下管栅源电压产生干扰。因此，栅源电压也发生振荡。t_7~t_9 阶段同理。该振荡现象有可能使栅源电压 u_{gs} 振荡高于开通阈值电压，低于栅源所能承受的最大负压。

综上，当 SiC MOSFET 高速开关时，受换流回路寄生电感和 SiC 器件寄生参数的影响，桥臂电路中各开关管的漏源电压发生变化，通过米勒电容耦合至驱动回路，进而引起桥臂串扰和栅源电压振荡。

2 基于 PPCAC 的 SiC MOSFET 驱动工作过程分析

通过以上分析，增大驱动电阻或栅源并联电容可以抑制桥臂串扰与栅源电压振荡，但同时会造成 SiC MOSFET 开关速度减慢。综合考虑桥臂串扰与栅源电压振荡抑制效果、开关速度、控制复杂度等因素，作者在前期工作中提出了一种基于 PPCAC 的驱动[18-19,21]，可在不影响 SiC MOSFET 开关速度的情况下，有效地抑制桥臂串扰与栅源电压振荡。

2.1 基于 PPCAC 的驱动电路

图 3 给出了基于 PPCAC 的驱动电路原理图[18-19,21]，在传统驱动电路基础上增加了推挽式电容辅助电路，包括 NPN 三极管 Q_1 和 PNP 三极管 Q_2，辅助电容 C_p、C_n。其中三极管 Q_1 和 Q_2 基极控制信号共同接入 P 点，其控制信号与驱动控制信号 g 等效，因此无需额外控制信号。文献[13]中辅助电路也包括 2 个并联支路，但每个支路采用独立的电容，且二极管和三极管反并联接，稳态工作时，2 个电容电压为驱动电源电压。

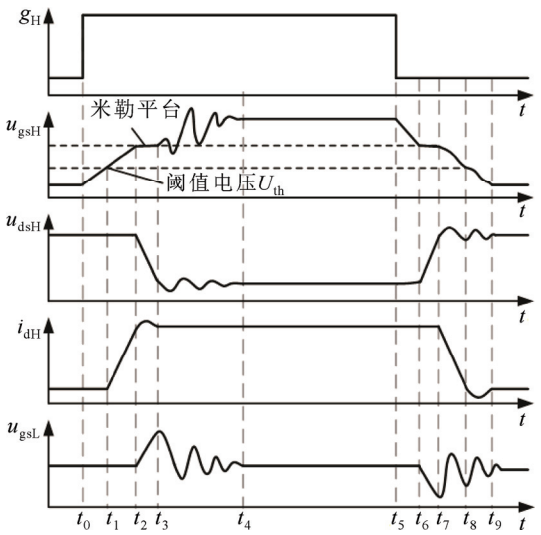


图 2 开关过程相关波形[20]

Fig.2 Related waveforms during switching process[20]

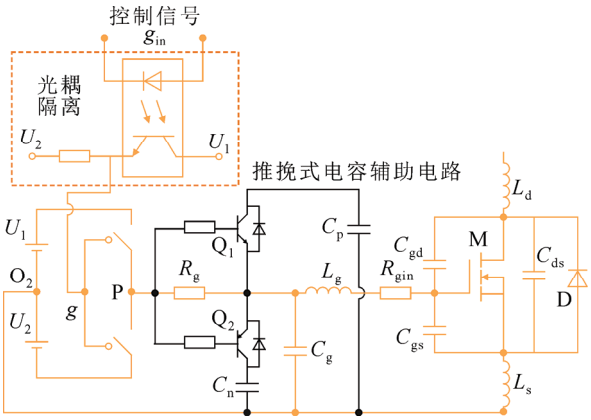


图 3 基于 PPCAC 的驱动电路

Fig.3 PPCAC based driver circuit

2.2 串扰与振荡抑制机理

以桥臂上管动作、下管保持关断为例，根据图 2 中的相关波形，分阶段分析 PPCAC 驱动方案的开关过程。图 4 为上管开通前的初始状态，桥臂上下管均保持关断，NMOS 管 M_{1H}、M_{1L} 和三极管 Q_{1H}、Q_{1L}、Q_{2H}、Q_{2L} 都处于关断状态，PMOS 管 M_{2H} 和 M_{2L} 处于开通状态，上管栅源电压 u_{gsH} 为驱动电源电压 U_{2H}，负载电流 i_L 经反并联二极管 D_L 续流。

开通过程如下文所述。

阶段 1 和阶段 2(t_0~t_2)：如图 5 所示，t_0 时刻，M_1 的驱动信号 g_H 变为高电平，M_{1H} 开通，M_{2H} 关断。驱动电源 U_{1H} 通过电阻 R_{gH}、R_{gHin} 给电容 C_{gH}、C_{gsH} 充电，R_{gH} 上产生压降使三极管 Q_{1H} 的基极与发射极电位差大于 0.7 V，Q_{1H} 开通，推挽电容 C_{pH} 并联到上管栅源极之间，C_{pH} 储存的能量与 U_{1H} 同时

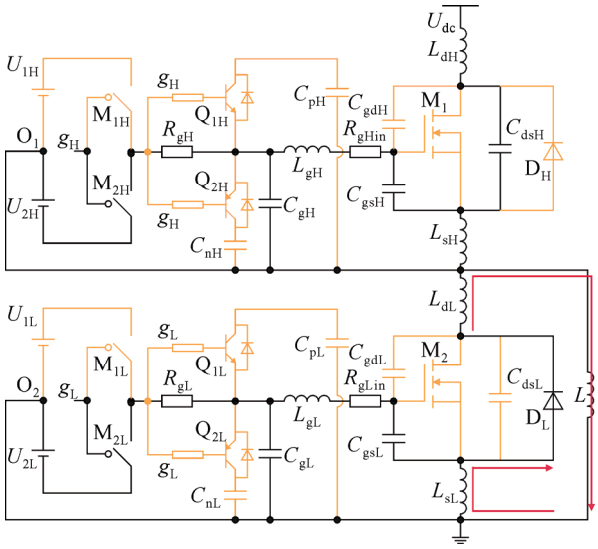


图 4　开通前初始状态

Fig.4　Initial state before switching-on

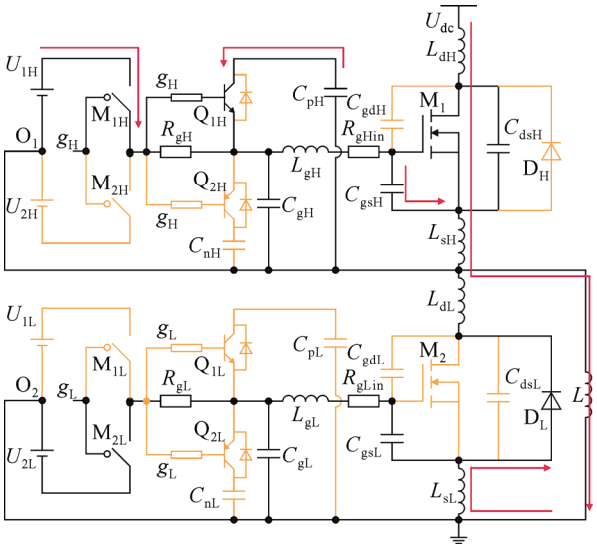


图 5　阶段 1 和阶段 2

Fig.5　Stage 1 and stage 2

向 C_{gsH} 和 C_{gH} 充电，u_{gsH} 从负压 U_{2H} 开始快速上升，上升至阈值电压 U_{th} 时，即 t_1 时刻，上管 M_1 开通，流过 M_1 的漏极电流 i_{dH} 线性上升。反并联二极管 D_L 仍对负载电流 i_L 续流，下管漏源电压 u_{dsL}=0 V。

阶段 3(t_2~t_3)：如图 6 所示，下管 M_2 漏源电压 u_{dsL} 迅速上升，米勒电容 C_{gdL} 两端电压 u_{gdL} 近似线性上升，则米勒电流 i_{gdL} 大小为 $C_{gdL}\mathrm{d}u_{gdL}/\mathrm{d}t$，流向 C_{gsL}、C_{gL}、R_{gL} 及驱动电源 U_{2L}，同时 R_{gL} 上产生的压降使三极管 Q_{2L} 发射极与基极之间电位差大于 0.7 V，Q_{2L} 开通，下管推挽电容 C_{nL} 并到栅源极之间，米勒电流 i_{gdL} 通过 C_{nL} 分流，抑制下管栅源正向串扰。同时，上管 M_1 的米勒电容 C_{gdH} 两端电压线性下降，产生大小为 $C_{gdH}\mathrm{d}u_{gdH}/\mathrm{d}t$ 的米勒电流 i_{gdH}，该米勒电流由驱动电源 U_{1H} 和推挽电容 C_{pH} 上储存的能量提供。随着推挽电容 C_{pH} 不断放电，电压逐渐下降至某一特定值时，放电结束，转而通过 Q_{1H} 反并联二极管进入充电状态，等效于增大并联栅源电容，此时驱动电源 U_{1H} 开始同时给 C_{gH}、C_{pH} 与 C_{gsH} 供电，C_{gH}、C_{pH} 与 C_{gsH} 两端电压开始同时上升。这一阶段，推挽电容 C_{pH} 完成充放电转变。

阶段 4(t_3~t_4)：这一阶段的栅源电压 u_{gsH} 和 u_{gsL} 仍在振荡，当上管栅源电压 u_{gsH} 和推挽电容 C_{nH} 两端电压达到驱动电源电压 U_{2H} 后，上管完全开通。

关断过程分为 4 个阶段，如下文所述。

上管关断前的初始状态，此时上管 M_1 完全开通，上管栅源电压 u_{gsH} 为驱动电源电压 U_{1H}，M_{1H} 处于开通状态，M_{2H}、Q_{1H}、Q_{2H} 处于关断状态。C_{nH}、

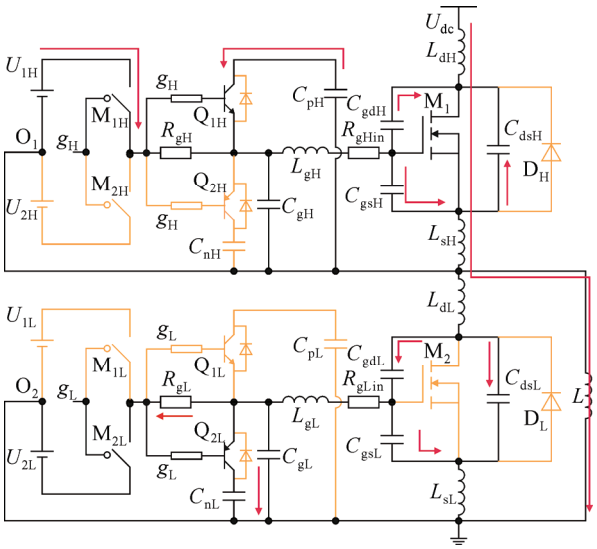


图 6　阶段 3

Fig.6　Stage 3

C_{nL} 两端电压分别为 U_{2H} 和 U_{2L}，C_{pH}、C_{pL} 两端电压分别为 U_{1H} 和 U_{1L}。

阶段 5(t_5~t_6)：如图 7 所示，t_5 时刻，M_1 的驱动信号 g_H 变为低电平，M_{2H} 开通，M_{1H} 关断。电容 C_{gH}、C_{gsH} 通过电阻 R_{gH} 向驱动电源 U_{2H} 放电，R_{gH} 上的压降使三极管 Q_{2H} 发射极与基极的电位差大于 0.7 V，Q_{2H} 开通，推挽电容 C_{nH} 并联到上管栅源极之间，为 C_{gH}、C_{gsH} 提供放电支路，C_{nH} 处于充电状态，栅源电压 u_{gsH} 快速下降。此时桥臂电路状态保持不变。

阶段 6(t_6~t_7)：如图 8 所示，下管 M_2 漏源电压

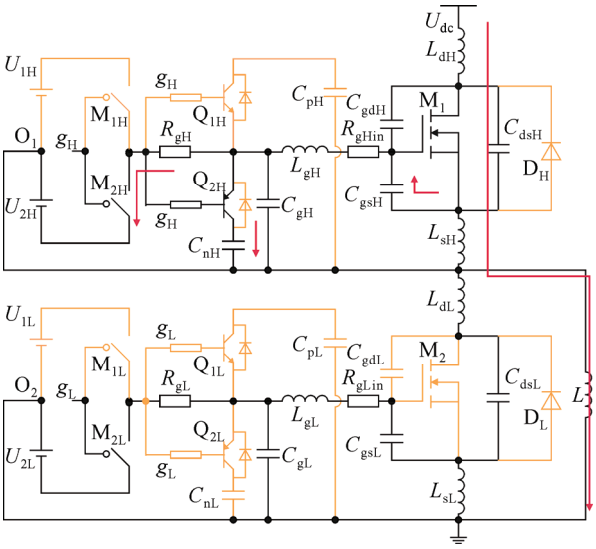


图 7 阶段 5

Fig.7 Stage 5

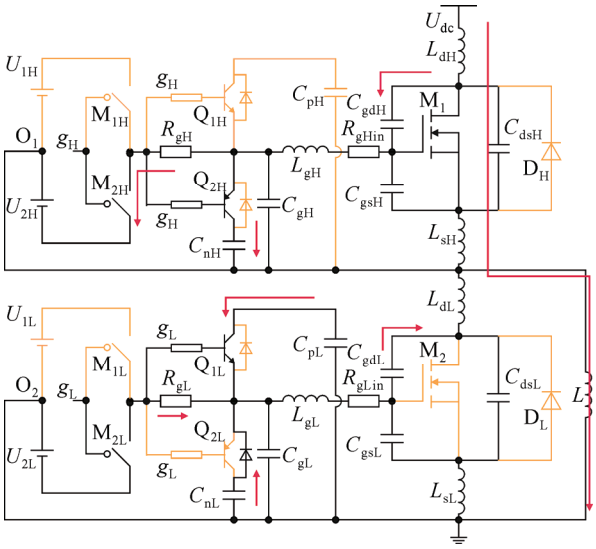


图 8 阶段 6

Fig.8 Stage 6

u_{dsL} 迅速上升，米勒电容 C_{gdL} 两端电压 u_{gdL} 近似线性上升，则米勒电流 i_{gdL} 大小为 $C_{gdL}\mathrm{d}u_{gdL}/\mathrm{d}t$，由驱动电源 U_{2L}、电容 C_{gL}、电容 C_{gsL} 提供，R_{gL} 上产生压降使得三极管 Q_{1L} 的基极与发射极的电位差大于 0.7 V，Q_{1L} 开通，推挽电容 C_{pL} 并联在栅源极之间，推挽电容 C_{nL} 两端电压与 PNP 三极管 Q_{2L} 发射极的电位差大于与三极管 Q_{2L} 反并联的二极管导通压降，因此，推挽电容 C_{nL} 也并联在栅源极之间，米勒电流通过推挽电容 C_{nL} 和 C_{pL} 分流，抑制了下管栅源负向串扰。值得注意的是，由于三极管和二极管存在导通电阻，当推挽电容 C_{pL} 和 C_{nL} 都并入栅源之间时，栅源电压并不会被其初始电压钳位。同时，上管 M_1 的米勒电容 C_{gdH} 两端电压快速线性上升，产生大小为 $C_{gdH}\mathrm{d}u_{gdH}/\mathrm{d}t$ 的米勒电流，由于三极管 Q_{2H} 开通，该米勒电流分别流向推挽电容 C_{nH} 和驱动电源 U_{2H}。

随着推挽电容 C_{nH} 不断充电，其电压逐渐上升，当上升到一定电压值时，C_{nH} 不再充电，转而通过 Q_{2H} 反并联二极管进入放电状态，等效于增大并联栅源电容，此时电容 C_{nH}、C_{gsH}、C_{gH} 同时向驱动电源 U_{2H} 放电，C_{nH}、C_{gsH}、C_{gH} 两端电压开始同时下降。推挽电容 C_{nH} 完成充放电转变。可以有效缩短 t_5~t_7 的时间，进而提高 SiC MOSFET 的关断速度。

阶段 7(t_7~t_8)：上管关断并承受直流母线电压，下管漏源电压下降为 0 V，受 SiC MOSFET 寄生电感及功率回路寄生电感等非理想因素的影响，桥臂上管、下管漏源电压发生振荡，分别通过米勒电容耦合至驱动回路中，使得栅源电压发生振荡。这一阶段，由于振荡过程产生不同方向的米勒电流，上管 Q_{2H} 及其反并联二极管、下管 Q_{2L} 及其反并联二极管交替导通。由于漏源电压振荡产生的米勒电流小于串扰发生阶段的米勒电流，并且此时上管推挽电容 C_{nH}、下管推挽电容 C_{nL} 已并联在栅源极之间，因此，可以有效地抑制栅源电压振荡。

阶段 8(t_8~t_9)：这一阶段的栅源电压 u_{gsH} 和 u_{gsL} 仍在振荡，当上管栅源电压 u_{gsH} 和推挽电容 C_{nH} 两端电压达到驱动电源电压 U_{2L} 后，上管关断结束。

3 PPCAC 推挽电容参数设计

3.1 问题归一与设计约束建立

由 2.2 节分析可知：t_0~t_3 阶段，桥臂上管的推挽电容 C_{pH} 并在栅源极之间，工作在放电状态，其存储的能量能够给栅源寄生电容 C_{gsH} 充电，从而提高 SiC MOSFET 的开通速度；t_3~t_4 阶段，推挽电容 C_{pH} 转变为充电状态，并入栅源之间，等效于增大并联栅源电容，抑制由漏源电压振荡导致的栅源电压振荡；t_2~t_4 阶段，推挽电容 C_{nL} 并在下管栅源极之间，对下管米勒电流进行分流，抑制了下管的桥臂串扰和栅源电压振荡。

PPCAC 的参数设计主要为上、下推挽电容值。综上所述，推挽电容值设计需考虑以下因素：(1)开通过程中，桥臂上管推挽电容 C_{pH} 充放电时刻，上管栅源电压振荡及下管栅源电压串扰与振荡幅值；(2)关断过程中，上管推挽电容 C_{nH} 充放电时刻，上

管栅源电压振荡以及下管栅源电压串扰与振荡幅值。考虑到推挽式电容电路的对称性、开通关断过程近似对称性，本文上、下推挽电容值取值相同，且仅研究上管开通过程。由于振荡阶段漏源电压变化率小于串扰发生阶段的漏源电压变换率，因此栅源电压振荡幅值小于串扰电压幅值，进而这 2 个问题可以归一化，通过串扰电压幅值约束设计来进行抑制。最终，推挽电容值设计约束归结为：(1)开通过程中上管推挽电容 C_{pH} 充放电时刻；(2)开通过程中下管栅源串扰电压幅值。

3.2　开通过程中上管推挽电容充放电时刻设计

忽略 t_2~t_3 阶段米勒电流及驱动回路寄生电感影响，图 9 为上管驱动电路模型，图中 R_{ceH} 为三极管饱和导通电阻，i_a、i_b、i_c 为各支路电流，i_{pH} 为推挽电容 C_{pH} 上的电流，i_{gH} 为栅源并联电容 C_{gH} 上的电流。当电流 i_a=i_b、即 i_{pH}=0 时，推挽电容 C_{pH} 由放电转为充电，驱动电源 U_{1H} 同时给推挽电容 C_{pH}、栅源并联电容 C_{gH} 和栅源寄生电容 C_{gsH} 供电，C_{pH}、C_{gH} 和 C_{gsH} 两端电压同时上升。

通过拉氏变换，得到复频域模型如图 10 所示，图中 I_{a1}、I_{b1}、I_{c1} 为零输入响应模型的网孔电流，I_{a2}、I_{b2}、I_{c2} 为零状态响应模型的网孔电流。根据叠加定理，分别计算零输入响应和零状态响应，进而得到全响应，通过拉氏逆变换即可得到各变量的时域表达式。本节需计算推挽电容 C_{pH} 上的电流 i_{pH}，当 i_{pH}=0 时，推挽电容 C_{pH} 进行充放电转换。

根据图 10 列写回路电流方程式，可求解出电流 i_a、i_b、i_{pH}、C_{pH} 两端电压 u_{pH} 和 C_{gsH} 两端电压 u_{gsH} 的时域表达式。由于篇幅限制，具体表达式及推导过程在附录 A 中给出，根据式(A6)和式(A7)，可作出各变量变化曲线图，如图 11 所示。

表达式(A6)和式(A7)中的参数参照 CREE 公司 C2M0040120D 型号的 SiC MOSFET，栅源寄生电容 C_{gsH} 为 1 883 pF，栅漏寄生电容 C_{gdH} 为 10 pF，漏源寄生电容 C_{dsH} 为 140 pF，栅极内阻 R_{gHin} 为 1.8 Ω。驱动开通电压 U_{1H} 为 20 V，驱动关断电压 U_{2H} 为 –5 V[22]。取推挽电容 C_{pH} 为 10 nF、栅源并联电容 C_{gH} 为 10 nF、驱动电阻 R_{gH} 为 5 Ω，R_{ceH} 为 5 Ω。

从图 11 中可以看出，栅源寄生电容 C_{gsH} 两端电压 u_{gsH} 从 U_{2H} 开始逐渐上升，推挽电容 C_{pH} 两端电压 u_{pH} 从 U_{1H} 开始逐渐下降，当电流 i_a=i_b、即 i_{pH}=0 时，推挽电容 C_{pH} 由放电转为充电，推挽电容两端电压 u_{pH} 与栅源电压 u_{gsH} 同步上升。

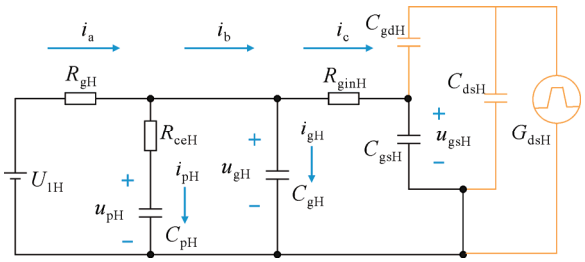
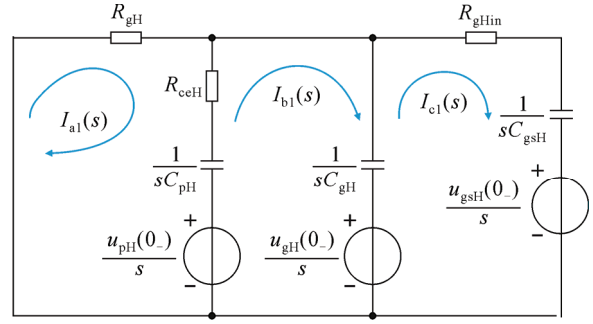
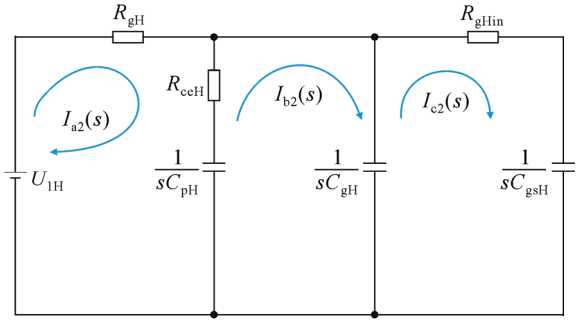


图 9　上管开通过程驱动电路模型

Fig.9　Driver circuit model of the upper switch during the switching-on process



(a) 零输入响应



(b) 零状态响应

图 10　零输入响应和零状态响应

Fig.10　Zero-input response and zero-state response

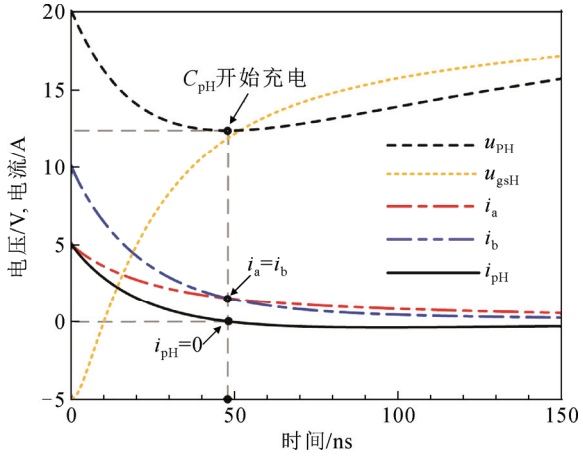


图 11　上管开通过程驱动回路各变量变化曲线

Fig.11　Variation curves of variables in the driving circuit during the switching-on process of the upper switch

图 12 对比了不同推挽电容 C_{pH} 时电流 i_{pH} 和电压 u_{gsH} 变化曲线。由图可知，随着推挽电容值 C_{pH} 增大，其存储能量增大，进而充放电转换时刻后移。同时，随着推挽电容 C_{pH} 增大，u_{gsH} 上升变快，表示器件开通速度变快。开通过程中，桥臂上管栅源电压振荡发生在 t_3 时刻以后，即串扰阶段以后，实际设计中，上管推挽电容 C_{pH} 充放电转换时刻可设置在 t_2~t_3 阶段，如 2.2 节阶段 3 分析过程。本文初步设计推挽电容为 10 nF，如图 12，该容值对应充放电转换时刻为 48 ns 左右，此时所对应的栅源寄生电容两端电压 u_{gsH} 约为 12.5 V。该推挽电容值为初步设计，实际应用时可结合测试结果调整。

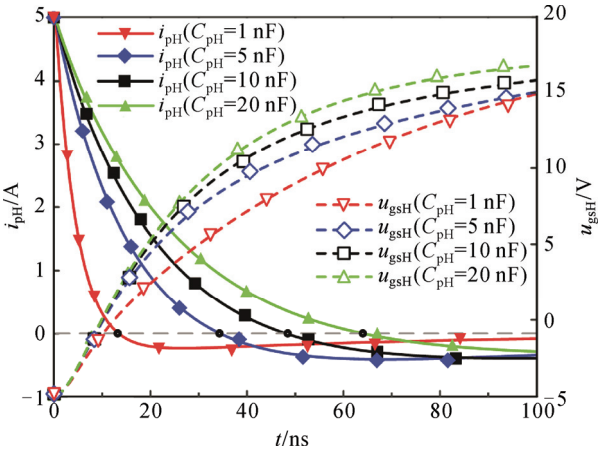


图 12 C_{pH} 不同时电流 i_{pH} 和电压 u_{gsH} 变化曲线

Fig.12 Variation curves of i_{pH} and u_{gsH} with different C_{pH}

3.3 开通过程下管栅源串扰电压幅值设计

忽略寄生电感和三极管导通电阻的影响，t_2~t_3 阶段下管驱动回路的数学模型如图 13 所示[11-12,20]，根据基尔霍夫定律得

$$\begin{cases} C_{gdL}\dfrac{\mathrm{d}(u_{dsL}-u_{gsL})}{\mathrm{d}t}=C_{gsL}\dfrac{\mathrm{d}u_{gsL}}{\mathrm{d}t}+C_{t}\dfrac{\mathrm{d}u_{Ct}}{\mathrm{d}t} \\ u_{gsL}=u_{Ct}+R_{gLin}C_{t}\dfrac{\mathrm{d}u_{Ct}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

式中：桥臂下管栅源间并联总电容 C_t=C_{nL}+C_{gL}；u_{Ct} 为其两端电压。

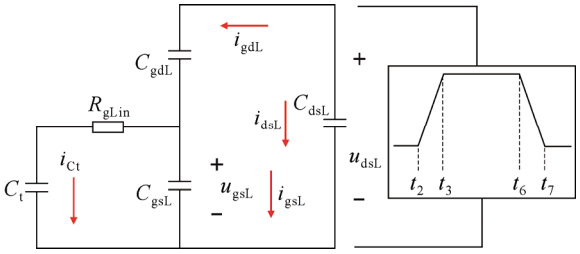


图 13 桥臂下管串扰产生阶段驱动回路模型

Fig.13 Driving circuit model of the lower switch during the generation stage of bridge-leg crosstalk

设直流母线电压为 U_{dc}，t_2~t_3 阶段下管漏源电压上升时间 t_r 为 Δt，认为开关过程中漏源电压线性变化，因此漏源电压变化率 $\mathrm{d}u_{dsL}/\mathrm{d}t$ 近似为恒定值 $U_{dc}/\Delta t$。由 2.2 节可知，下管漏源电压上升时，米勒电流流向栅源寄生电容 C_{gsL}，下管漏源电压升到直流母线电压时，串扰达到最大值，因此，t=Δt 时，$\mathrm{d}u_{gsL}/\mathrm{d}t$=0。由式(1)可得串扰电压 Δu 与下管栅源间并联总电容 C 的关系[11-12,20]

$$\Delta u=u_{gsL}-U_{gs(-)}= \frac{C_{gdL}U_{dc}}{m}+\frac{C_{t}^{2}C_{gdL}R_{gLin}n}{m^{2}}(1+mU_{dc}\mathrm{e}^{-C_{t}C_{iss}R_{gLin}n}) \tag{2}$$

式中：C_t=C_{nL}+C_{gL}；C_{iss}=C_{gsL}+C_{gdL}；m=C_t+C_{iss}；n=$U_{dc}/\Delta t$；$U_{gs(-)}$为 SiC MOSFET 关断时栅源电压，即 U_{2H}。

为了避免开通过程中正向串扰导致器件误导通及关断过程中负向串扰导致器件负压击穿，串扰电压 Δu 需满足式(3)中的条件。

$$\begin{cases} U_{gs(-)}+\Delta u\le U_{th} \\ U_{gs(-)}-\Delta u\ge U_{gsmax(-)} \end{cases} \tag{3}$$

式中，$U_{gsmax(-)}$为 SiC MOSFET 允许的最大负压。联立式(2)与式(3)可确定推挽电容 C_{nL} 的取值范围。

以 CREE 公司型号为 C2M0040120D 的 SiC MOSFET 为例，其阈值电压 U_{th} 为 2.6 V，功率开关器件允许的最大负压 $U_{gsmax(-)}$为–10 V[22]。取直流母线电压 U_{dc} 为 600 V，串扰电压 Δu 与下管栅源间并联总电容 C_t 的关系如图 14 所示。从图 14 可以看出，当栅源间并联总电容 C_t>20 nF 时，串扰电压曲线趋于平缓，抑制效果减弱。因此，栅源间并联总电容 C_t 设计为 20 nF，C_{nL} 取 10 nF，C_{gL} 取 10 nF，此时，串扰电压 Δu 约为 0.75 V，满足式(3)条件。

4 设计验证与分析

4.1 仿真验证

首先在 LTspice 中搭建双脉冲测试仿真模型，对所提出的 PPCAC 推挽电容参数设计方法进行验证。仿真模型中 SiC MOSFET 器件采用 CREE 官方网站所提供的 C2M0040120D 模型，其余器件参数与工作条件如表 1 所示。为避免篇幅过长，本节仿真验证部分仅给出开通过程的仿真结果，在 4.2 节实验验证中同时给出开通和关断过程的实验结果。

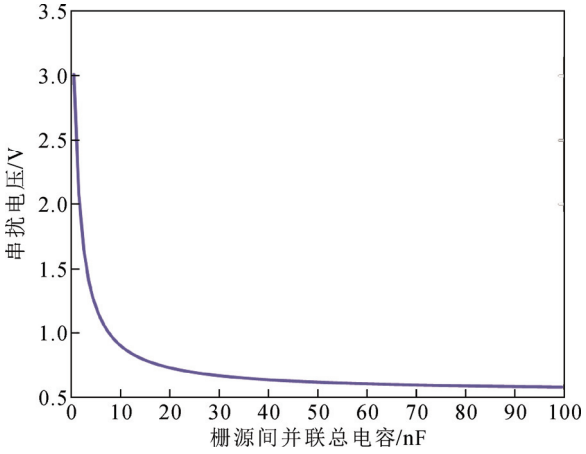


图 14　串扰电压与栅源并联总电容的关系曲线

Fig.14　Relationship between crosstalk voltage and total gate-source capacitance

表 1　器件参数与工作条件

Table 1　Device parameters and operating conditions

参数	数值
驱动电阻 R_{gH}、R_{gL}/Ω	5
栅源并联电容 C_{gH}、C_{gL}/nF	10
上管推挽电容 C_{pH}、C_{nH}/nF	10
下管推挽电容 C_{pL}、C_{nL}/nF	10
直流母线电压 U_{dc}/V	600
负载电感/μH	495

采用基于 PPCAC 的驱动电路及所设计的推挽电容参数，图 15 给出桥臂上管开通时，推挽电容 C_{pH}、C_{nL} 两端电压的仿真波形。

从图 15 可以看出，上管推挽电容 C_{pH} 的电压在 t_0 时下降，经过 50 ns 后开始上升，表明其在 50 ns 时由放电状态转变为充电状态，与 3.2 节中所设计的推挽电容充放电转换时刻 48 ns 相一致。

图 16 和图 17 分别给出了传统驱动电路中栅源并联电容为 10 nF 和 20 nF 时的开通过程仿真结果。图 18 给出了基于 PPCAC 的驱动电路的开通过程仿真结果，基于 PPCAC 的驱动电路的栅源并联电容为 10 nF，推挽电容为 10 nF。图 16 中，栅源并联电容为 10 nF，传统驱动电路的开通时间约为 177 ns。图 17 中，栅源并联电容为 20 nF，传统驱动电路的开通时间约为 213 ns。可以看出，增大栅源并联电容，桥臂串扰得到明显抑制，但器件开通速度变慢。从图 18 可以看出，基于 PPCAC 的驱动电路开通时间约为 112 ns，和图 16 中的情况相比，其开通时间下降约 50 ns，这是由于桥臂上管推挽电容 C_{pH} 在初始阶段进行放电，加快了上管栅源两端电压上升速度。和图 17 相比，其桥臂串扰抑制效果基本一致，这是由于串扰发生阶段，桥臂下管推挽电容 C_{nL} 并联在下管栅源两端，因此栅源间等效并联电容为 20 nF，和图 17 中情况相同。

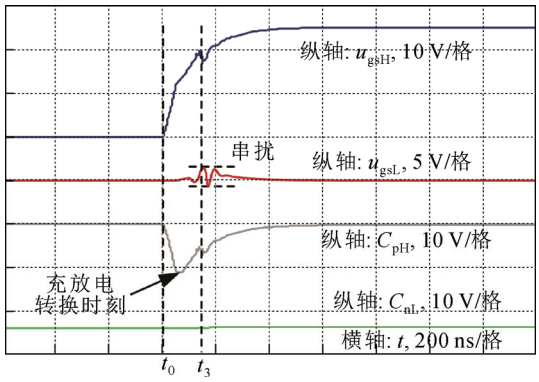


图 15　开通过程中推挽电容 C_{pH} 和 C_{nL} 电压仿真波形

Fig.15　Simulation waveforms of the voltage of C_{pH} and C_{nL} during the switching-on process

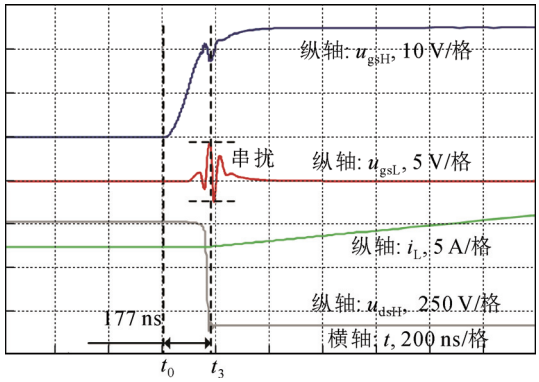


图 16　传统驱动电路的开通过程仿真波形(C_{gH}=10 nF)

Fig.16　Simulation waveforms of the switching-on process with the traditional driver (C_{gH}=10 nF)

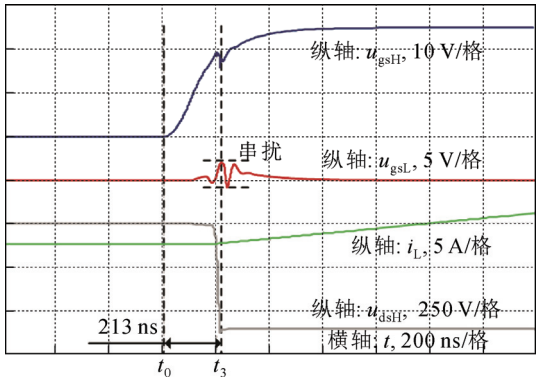


图 17　传统驱动电路的开通过程仿真波形(C_{gH}=20 nF)

Fig.17　Simulation waveforms of the switching-on process with the traditional driver (C_{gH}=20 nF)

4.2 实验验证

为进一步验证所提出的 PPCAC 推挽电容参数设计方法抑制桥臂串扰和栅源电压振荡以及改善开关速度的效果，本文在两电平变换器测试平台上进行 SiC MOSFET 双脉冲实验，如图 19 所示。

本文使用 CREE 公司型号为 C2M0040120D 的 SiC MOSFET，推挽式电容辅助电路选择集成了 NPN 和 PNP 三极管的芯片 ZXGD3004E6，反并联二极管选择肖特基二极管 DB2230600L，驱动芯片选择英飞凌的 1ED020I12-F2，驱动电源采用 Murata 的 MGJ2D052005SC 芯片，能够为驱动电路及推挽电容式辅助电路提供+20 V/–5 V 电源，满足设计要求。推挽电容设计为 C_{pH}=C_{nH}=C_{pL}=C_{nL}=10 nF，电路中其他相关参数及工作条件如表 1 所示。

采用基于 PPCAC 的驱动电路以及所设计的推挽电容参数，图 20 给出桥臂上管开通时，推挽电容 C_{pH}、C_{nL} 两端电压的实验波形。

由图 2 可知，器件开通过程中正向串扰电压最大值位于 t_3 时刻。从图 20 可以看出，上管推挽电容 C_{pH} 电压在靠近 t_3 时刻左侧附近的某一时刻开始上升，表明其在该时刻由放电状态转变为充电状态。同时，在正向串扰发生阶段，下管推挽电容 C_{nL} 并在下管栅源两端，理论上，其电压值应和栅源电压一致，但由于三极管 Q_{2L} 存在一定的饱和导通压降，推挽电容 C_{nL} 两端电压略微上升。需要注意的是，在图 11 中，上管推挽电容 C_{pH} 充放电转换时刻在 48 ns 左右，而从图 20 中可以看出，该充放电转换时刻在 100 ns 左右，通过分析可知，该误差主要与辅助电路中三极管 Q_{1H} 的饱和导通电阻密切相关。

同理，图 21 给出桥臂上管关断时推挽电容 C_{nH} 和 C_{nL} 两端电压的波形。由图 2 可知，在器件开通过程中，负向串扰电压最大值位于 t_7 时刻。从图 21 可以看出，上管推挽电容 C_{nH} 电压在靠近 t_7 时刻左侧附近的某一时刻开始下降，表明其在该时刻由充电状态转变为放电状态。在负向串扰发生阶段，下管推挽电容 C_{nL} 并在下管栅源两端，理论上其电压值应和栅源电压一致，但由于三极管存在一定的饱和导通压降，推挽电容 C_{nL} 两端电压降幅不明显。同样地，在关断过程中，三极管 Q_{2H} 的饱和导通特性也引起上管推挽电容 C_{nH} 充放电转换时刻误差。

图 22 和图 23 分别给出了传统驱动电路中栅源并联电容为 10 nF 和 20 nF 时的开通过程实验波形，图 24 给出了 PPCAC 驱动电路的开通过程实验波形，此时 PPCAC 驱动电路的栅源并联电容为 10 nF，推挽电容为 10 nF。2 种驱动电路驱动电阻均为 5 Ω。

由实验结果可知，当栅源并联电容为 10 nF 时，

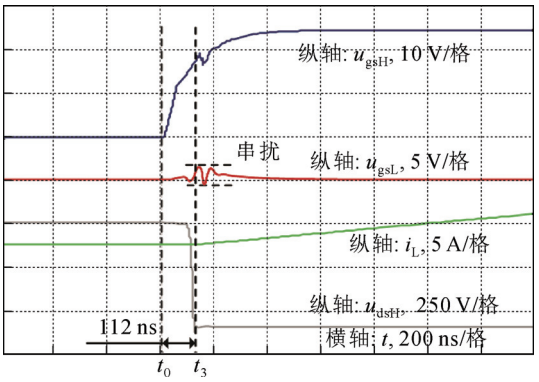


图 18 基于 PPCAC 驱动的开通过程仿真波形

Fig.18 Simulation waveforms of the switching-on process with the PPCAC driver

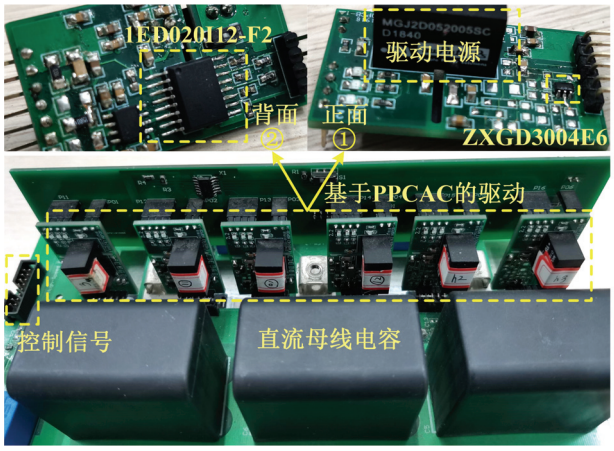


图 19 双脉冲测试实验平台

Fig.19 Dual-pulse testing experimental platform

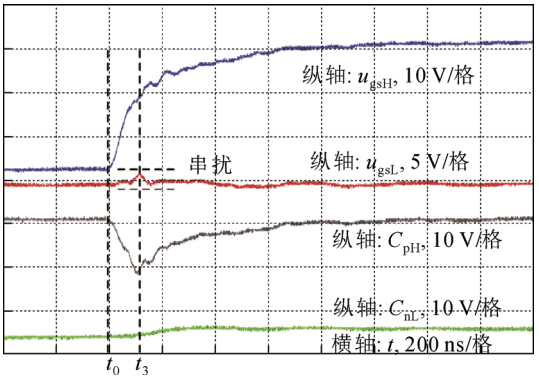


图 20 开通过程中推挽电容 C_{pH} 和 C_{nL} 电压实验波形

Fig.20 Experimental waveforms of the voltage of C_{pH} and C_{nL} during the switching-on process

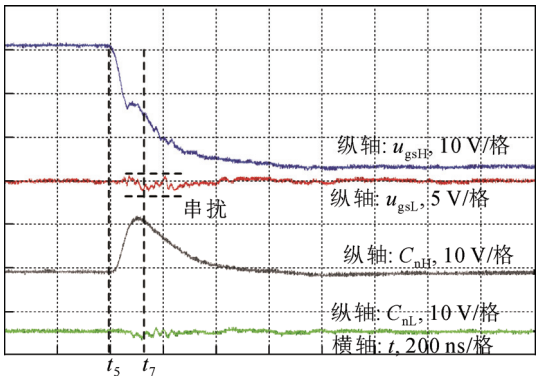


图 21　关断过程中推挽电容 C_{nH} 和 C_{nL} 电压实验波形

Fig.21　Experimental waveforms of the voltage of C_{nH} and C_{nL} in the switching-off process

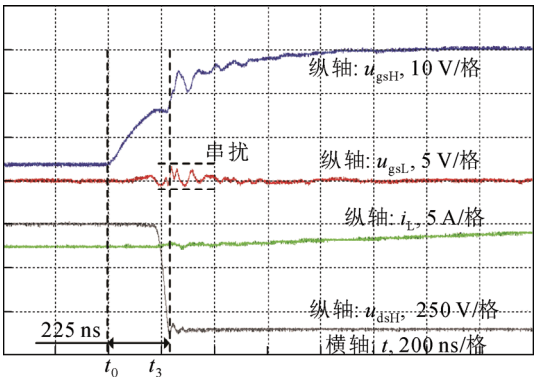


图 23　传统驱动电路的开通过程实验波形(C_{gH}=20 nF)

Fig.23　Experimental waveforms of the switching-on process with the traditional driver (C_{gH}=20 nF)

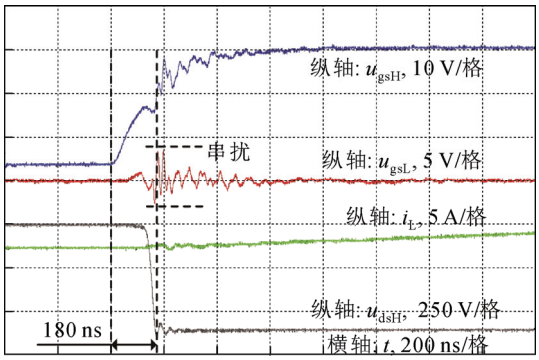


图 22　传统驱动电路的开通过程实验波形(C_{gH}=10 nF)

Fig.22　Experimental waveforms of the switching-on process with the traditional driver (C_{gH}=10 nF)

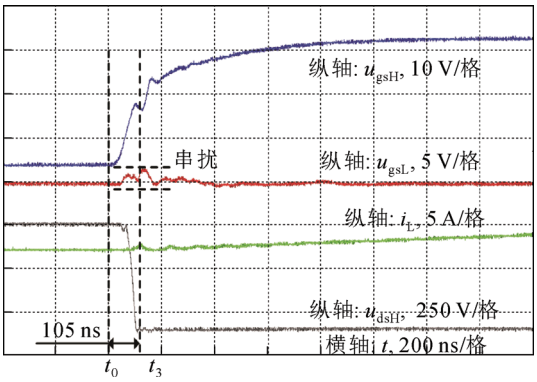


图 24　基于 PPCAC 驱动的开通过程实验波形

Fig.24　Experimental waveforms of the switching-on process with the PPCAC driver

传统驱动电路的开通时间约为 180 ns，与图 16 中的仿真结果基本一致。当栅源并联电容为 20 nF 时，传统驱动电路的开通时间约为 225 ns，与图 17 中的仿真结果基本一致。可以看出，增大栅源并联电容，器件开通速度变慢，但桥臂串扰得到明显抑制。而从图 24 可以看出，PPCAC 驱动电路开通时间约为 105 ns，与图 18 中的仿真结果基本一致。和图 22 情况相比，其开通时间下降约为 41.6%，这是由于桥臂上管推挽电容 C_{pH} 在初始阶段进行放电，加快了上管栅源两端电压上升。和图 25 相比，其桥臂串扰抑制效果基本一致，这是由于在串扰发生阶段，桥臂下管推挽电容 C_{nL} 并联在下管栅源两端，因此栅源间等效并联电容为 20 nF，和图 23 相同。

图 25 和图 26 分别给出了传统驱动电路中栅源并联电容为 10 nF 和 20 nF 时的关断过程实验波形，图 27 给出了基于 PPCAC 驱动电路的关断过程实验波形，此时 PPCAC 驱动电路的栅源并联电容为 10 nF，推挽电容为 10 nF。门极驱动电阻仍均为 5 Ω。

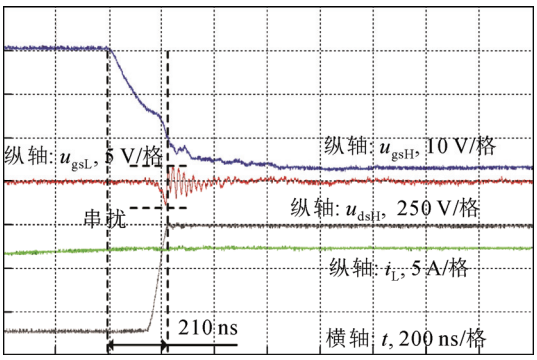


图 25　传统驱动电路的关断过程实验波形(C_{gH}=10 nF)

Fig.25　Experimental waveforms of the switching-off process with the traditional driver (C_{gH}=10 nF)

由实验结果可知，当栅源并联电容分别为 10 nF 和 20 nF 时，传统驱动电路的关断时间分别为 210 ns 和 305 ns。可以看出，增大栅源并联电容，器件关断速度变慢，但桥臂串扰得到进一步抑制。而从图 27 可以看出，PPCAC 驱动电路关断时间约为

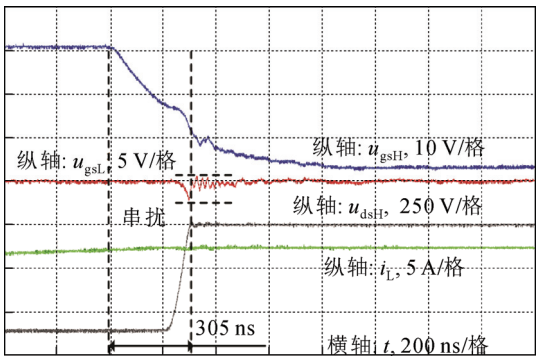


图 26 传统驱动电路的关断过程实验波形(C_{gH}=20 nF)

Fig.26 Experimental waveforms of the switching-off process with the traditional driver (C_{gH}=20 nF)

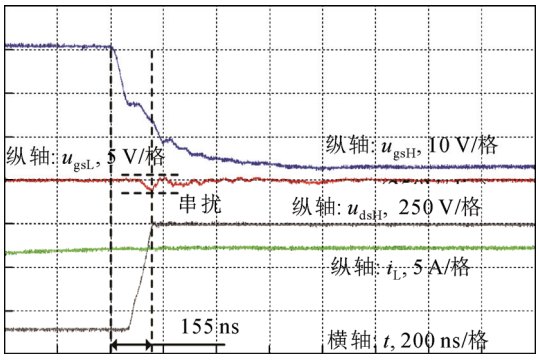


图 27 基于 PPCAC 驱动的关断过程实验波形

Fig.27 Experimental waveforms of the switching-off process with the PPCAC driver

155 ns，和图 25 相比，关断时间下降约为 26.2%，这是由于桥臂上管推挽电容 C_{nH} 在初始阶段进行充电，加快了上管栅源两端电压下降。和图 26 相比，其桥臂串扰抑制效果基本一致，这是由于在串扰发生阶段，桥臂下管推挽电容 C_{nL} 并联在下管栅源两端，因此栅源间等效并联电容为 20 nF，和图 26 相同。

为了验证基于 PPCAC 的驱动电路在连续运行中的有效性，在基于 SiC MOSFET 的两电平变换器测试平台上进行逆变实验。直流侧接入直流电源，电压为 600 V，交流侧接入三相对称阻感负载，电阻为 50 Ω，电感为 216 μH，输出线电压为 380 V，输出频率为 50 Hz，开关频率为 20 kHz。实验波形如图 28 所示，从图中可以看出，开通时间约为 100 ns，与双脉冲实验结果一致，串扰电压大小约为 2 V，与双脉冲实验结果一致，表明在连续运行中，基于 PPCAC 的驱动电路能够有效抑制桥臂串扰。

由实验结果可知，通过所提出的参数设计方法，PPCAC 驱动方案可在抑制桥臂串扰的同时，提

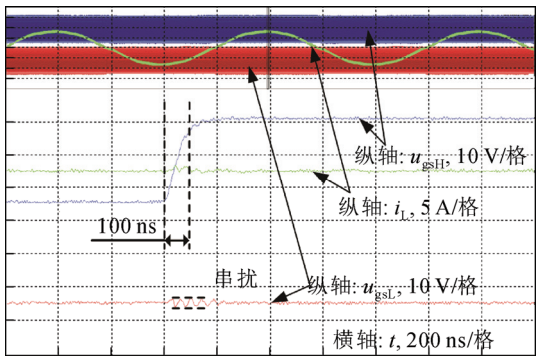


图 28 基于 PPCAC 的驱动电路连续运行实验波形

Fig.28 Experimental waveforms of continuous operation with the PPCAC driver

高 SiC MOSFET 的开关速度。由于实验条件限制，直流母线电压较低以及运行功率较小，在开关过程中漏源电压振荡不明显，本文没有进一步进行实验验证，但是栅源电压振荡的产生机理与桥臂串扰产生机理类似，由漏源电压变化通过米勒电容耦合至驱动回路，进而引起栅源电压变化，因此，PPCAC 驱动在抑制桥臂串扰的同时，也可抑制栅源电压振荡。

5 结论

本文对论文作者之前所提出的基于推挽式电容辅助电路的 SiC MOSFET 驱动工作过程进行了进一步的分析及设计，取得以下结果：

1）将 SiC MOSFET 桥臂串扰以及漏源电压振荡引起的栅源电压振荡 2 个问题归一化，通过约束推挽电容充放电时刻以及桥臂串扰幅值，提出一种推挽电容参数设计方法。该设计可在抑制桥臂串扰与栅源电压振荡的基础上，优化 SiC MOSFET 开关速度。

2）通过仿真验证了推挽电容参数设计方法的有效性，并在两电平 SiC 变换器测试平台上进行双脉冲实验及连续运行实验，验证了基于 PPCAC 的驱动电路开通关断的快速性及抑制串扰的有效性。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 盛 况，任 娜，徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望[J]. 中国电机工程学报，2020，40(6)：1741-1752.
SHENG Kuang, REN Na, XU Hongyi. A recent review on silicon carbide power devices technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1741-1752.

[2] NAYAK P, KRISHNA M V, VASUDEVAKRISHNA K, et al. Study of the effects of parasitic inductances and device capacitances on 1 200 V,

35 A SiC MOSFET based voltage source inverter design[C]// IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. Mumbai, India: IEEE, 2014: 1-6.

[3] LI Y, LIANG M, CHEN J G, et al. A low gate turn-off impedance driver for suppressing crosstalk of SiC MOSFET based on different discrete package[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 353-365.

[4] 彭娇阳，孙　鹏，张浩然，等. 基于栅极泄漏电流的碳化硅 MOSFET 短路栅源极失效判定方法[J]. 高电压技术，2022，48(6)：2391-2400.
PENG Jiaoyang, SUN Peng, ZHANG Haoran, et al. Determination method for short-circuit gate-source failures of silicon carbide MOSFET based on gate leakage current[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2391-2400.

[5] 刘　畅. SiC MOSFET 串扰及高频振荡抑制研究[D]. 徐州：中国矿业大学，2020.
LIU Chang. Research on SiC MOSFET crosstalk and high frequency oscillation suppression[D]. Xuzhou, China: China University of Mining and Technology, 2020.

[6] ZHANG Z Y, WANG Z Q, WANG F, et al. Reliability-oriented design of gate driver for SiC devices in voltage source converter[C]//IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging. Chicago, USA: IEEE, 2015: 20-23.

[7] DIX J, ZHANG Z Y, BLALOCK B J. CMOS gate drive IC with embedded cross talk suppression circuitry for SiC devices[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach, USA: IEEE, 2016: 684-691.

[8] ZHANG B F, XIE S J, XU J M, et al. An improved gate driver based on magnetic coupling for crosstalk suppression of SiC devices[C]// IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia. Taiwan, China: IEEE, 2017: 422-427.

[9] 张建忠，吴海富，张雅倩，等. 一种 SiC MOSFET 谐振门极驱动电路[J]. 电工技术学报，2020，35(16)：3453-3459.
ZHANG Jianzhong, WU Haifu, ZHANG Yaqian, et al. A resonant gate driver for SiC MOSFET[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(16): 3453-3459.

[10] 李国文，杭丽君，童安平，等. 串扰有源抑制型 SiC MOSFET 驱动方法[J]. 中国电机工程学报，2021，41(11)：3915-3922.
LI Guowen, HANG Lijun, TONG Anping, et al. The driver design of SiC MOSFET with active crosstalk suppression[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(11): 3915-3922.

[11] ZHANG Z Y, 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.

[12] 秦海鸿，朱梓悦，王　丹，等. 一种适用于 SiC 基变换器的桥臂串扰抑制方法[J]. 南京航空航天大学学报，2017，49(6)：872-882.
QIN Haihong, ZHU Ziyue, WANG Dan, et al. Method of crosstalk suppression applied in Silicon Carbide based converters[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2017, 49(6): 872-882.

[13] 李　辉，黄樟坚，廖兴林，等. 一种抑制 SiC MOSFET 桥臂串扰的改进门极驱动设计[J]. 电工技术学报，2019，34(2)：275-285.
LI Hui, HUANG Zhangjian, LIAO Xinglin, et al. An improved SiC MOSFET gate driver design for crosstalk suppression in a phase-Leg configuration[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2): 275-285.

[14] 王莉娜，马浩博，袁　恺，等. SiC MOSFET 半桥电路开关瞬态过电流、过电压建模与影响因素分析[J]. 电工技术学报，2020，35(17)：3652-3665.
WANG Li'na, MA Haobo, YUAN Kai, et al. Modeling and influencing factor analysis of SiC MOSFET half-bridge circuit switching transient overcurrent and overvoltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(17): 3652-3665.

[15] 蔡雨萌，赵志斌，梁　帅，等. 换流回路的寄生参数对碳化硅 MOSFET 开关特性的影响[J]. 高电压技术，2021，47(2)：603-614.
CAI Yumeng, ZHAO Zhibin, LIANG Shuai, et al. Influence of parasitic parameters of commutation path on switching characteristics of Silicon Carbide MOSFET[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(2): 603-614.

[16] 谢宗奎，赵志斌，柯俊吉，等. SiC MOSFET 器件封装和测试平台的杂散电感提取[J]. 高电压技术，2019，45(2)：586-592.
XIE Zongkui, ZHAO Zhibin, KE Junji, et al. Stray inductance extraction of SiC MOSFET device package and test platform[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(2): 586-592.

[17] 武晶晶. SiC MOSFET 驱动电路及开关过程振荡问题研究[D]. 北京：北京交通大学，2018.
WU Jingjing. Research on driver circuit of SiC MOSFET and oscillation during switching process[D]. Beijing, China: Beijing Jiaotong University, 2018.

[18] 李小强，王文杰，贺生鹏，等. 一种抑制 SiC MOSFET 门极串扰与振荡的驱动电路：CN110212740A[P]. 2019-09-06.
LI Xiaoqiang, WANG Wenjie, HE Shengpeng, et al. A driving circuit for suppressing gate crosstalk and oscillation of SiC MOSFET: CN110212740A[P]. 2019-09-06.

[19] 王文杰. 基于 SiC MOSFET 的永磁同步高速电机驱动平台研发[D]. 徐州：中国矿业大学，2019.
WANG Wenjie. Research on high-speed permanent magnet synchronous motor drive based on SiC MOSFET[D]. Xuzhou, China: China University of Mining and Technology, 2019.

[20] BALIGA B J. Fundamentals of power semiconductor devices[M]. New York, USA: Springer, 2008: 438-441.

[21] 贺生鹏. 基于 SiC MOSFET 逆变器的高速永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 徐州：中国矿业大学，2020.
HE Shengpeng. Research on position sensorless control of high-speed PMSM based on SiC MOSFET inverter[D]. Xuzhou, China: China University of Mining and Technology, 2020.

[22] Silicon carbide power MOSFET C2M0040120D technology[EB/OL]. https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/165/product/9/c2m00-40120d.pdf.



李小强(通信作者)
1987—，男，博士，副教授，硕导
主要从事新能源并网发电、电力电子化电力系统稳定性、微网逆变器、虚拟同步机、有源阻尼器、电磁探测供电电源、隔离型 DC/DC 变换器、宽禁带 SiC 器件驱动及其应用等方面的研究工作
E-mail: xiaoqiangli@cumt.edu.cn

LI Xiaoqiang
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期　2021-08-23　在线出版日期　2021-11-20　　编辑　程子丰

附录 A

根据图 10 可列写回流电流方程如下：

$$\begin{cases} m_1 I_{\mathrm{a1}}(s) - m_2 I_{\mathrm{b1}}(s) = -\dfrac{u_{\mathrm{pH}}(0_-)}{s} \\ m_3 I_{\mathrm{b1}}(s) - m_2 I_{\mathrm{a1}}(s) - m_4 I_{\mathrm{c1}}(s) = \dfrac{u_{\mathrm{pH}}(0_-) - u_{\mathrm{gH}}(0_-)}{s} \\ m_5 I_{\mathrm{c1}}(s) - m_4 I_{\mathrm{b1}}(s) = \dfrac{u_{\mathrm{gH}}(0_-) - u_{\mathrm{gsH}}(0_-)}{s} \end{cases} \tag{A1}$$

$$\begin{cases} m_1 I_{\mathrm{a2}}(s) - m_2 I_{\mathrm{b2}}(s) = U_{1\mathrm{H}} / s \\ m_3 I_{\mathrm{b2}}(s) - m_2 I_{\mathrm{a2}}(s) - m_4 I_{\mathrm{c2}}(s) = 0 \\ m_5 I_{\mathrm{c5}}(s) - m_4 I_{\mathrm{b2}}(s) = 0 \end{cases} \tag{A2}$$

其中，m_1—m_5 如下：

$$\begin{cases} m_1 = R_{\mathrm{gH}} + R_{\mathrm{ceH}} + 1/\left(sC_{\mathrm{pH}}\right) \\ m_2 = R_{\mathrm{ceH}} + 1/\left(sC_{\mathrm{pH}}\right) \\ m_3 = R_{\mathrm{ceH}} + 1/\left(sC_{\mathrm{pH}}\right) + 1/\left(sC_{\mathrm{gH}}\right) \\ m_4 = 1/\left(sC_{\mathrm{gH}}\right) \\ m_5 = R_{\mathrm{gHin}} + 1/\left(sC_{\mathrm{gH}}\right) + 1/\left(sC_{\mathrm{gsH}}\right) \end{cases} \tag{A3}$$

由 2.2 节可知，稳态时推挽电容 C_{pH} 两端电压为 $U_{1\mathrm{H}}$，栅源并联电容 C_{gH} 和栅源寄生电容 C_{gsH} 两端电压为 $U_{2\mathrm{H}}$，由此得初始条件 n_1、n_2 如下：

$$\begin{cases} n_1 = u_{\mathrm{pH}}(0_-) = U_{1\mathrm{H}} \\ n_2 = u_{\mathrm{gH}}(0_-) = u_{\mathrm{gsH}}(0_-) = U_{2\mathrm{H}} \end{cases} \tag{A4}$$

继而可求解出电流 i_{a}、i_{b} 和 i_{pH} 的全响应表达式如下：

$$\begin{cases} I_{\mathrm{a}}(s) = I_{\mathrm{a1}}(s) + I_{\mathrm{a2}}(s) \\ I_{\mathrm{b}}(s) = I_{\mathrm{b1}}(s) + I_{\mathrm{b2}}(s) \\ I_{\mathrm{pH}}(s) = I_{\mathrm{a}}(s) - I_{\mathrm{b}}(s) \end{cases} \tag{A5}$$

联立式(1)—式(5)求解，并进行拉氏逆变换，得到电流 i_{a}、i_{b}、i_{pH}、C_{pH} 两端电压 u_{pH} 和 C_{gsH} 两端电压 u_{gsH} 的时域表达式如下：

$$\begin{cases} i_{\mathrm{a}} = (n_1 - n_2) \displaystyle\sum_{a=a_1,a_2,a_3} \frac{\mathrm{e}^{at}(l_1 + al_2 + l_4 a^2)}{3k_3 a^2 + 2k_2 a + k_1} \\ i_{\mathrm{b}} = (n_1 - n_2) \displaystyle\sum_{a=a_1,a_2,a_3} \frac{\mathrm{e}^{at}(l_1 + a(l_2 + l_3) + a^2(l_4 + l_5))}{3k_3 a^2 + 2k_2 a + k_1} \\ i_{\mathrm{pH}} = (n_1 - n_2) \displaystyle\sum_{a=a_1,a_2,a_3} \frac{\mathrm{e}^{at}(al_3 + l_5 a^2)}{3k_3 a^2 + 2k_2 a + k_1} \end{cases} \tag{A6}$$

$$\begin{cases} u_{\mathrm{pH}} = n_1 - (n_1 - n_2) \displaystyle\sum_{a=a_1,a_2,a_3} \frac{\mathrm{e}^{at}(l_1 + al_6)}{3k_3 a^2 + 2k_2 a + k_1} \\ u_{\mathrm{gsH}} = n_1 - (n_1 - n_2) \displaystyle\sum_{a=a_1,a_2,a_3} \frac{\mathrm{e}^{at}(l_7 + k_2 a + k_3 a^2)}{3k_3 a^2 + 2k_2 a + k_1} \end{cases} \tag{A7}$$

式中：a_1 — a_3 分别为一元三次方程式 $k_3a^3+k_2a^2+k_1a+k_0=0$ 的 3 个根，k_0—k_3、l_1—l_7 如下：

$$\begin{cases} k_3 = C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{gsH}} C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{ceH}} R_{\mathrm{gH}} R_{\mathrm{gHin}} \\ k_3 = C_{\mathrm{gsH}} C_{\mathrm{pH}} (R_{\mathrm{ceH}} R_{\mathrm{gH}} + R_{\mathrm{ceH}} R_{\mathrm{gHin}} + R_{\mathrm{gH}} R_{\mathrm{gHin}}) + \\ C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{gsH}} R_{\mathrm{gH}} R_{\mathrm{gHin}} + C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{ceH}} R_{\mathrm{gH}} \\ k_2 = (C_{\mathrm{gH}} + C_{\mathrm{gsH}} + C_{\mathrm{pH}}) R_{\mathrm{gH}} + C_{\mathrm{gsH}} R_{\mathrm{gHin}} + \\ C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{ceH}} \\ k_0 = 1 \end{cases} \tag{A8}$$

$$\begin{cases} l_1 = C_{\mathrm{gH}} + C_{\mathrm{gsH}} \\ l_2 = C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{gsH}} R_{\mathrm{gHin}} + C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{ceH}} + C_{\mathrm{gsH}} C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{ceH}} \\ l_3 = C_{\mathrm{gsH}} C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{gH}} + C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{pH}} R_{\mathrm{gH}} \\ l_4 = C_{\mathrm{pH}} C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{gsH}} R_{\mathrm{ceH}} R_{\mathrm{gHin}} \\ l_5 = C_{\mathrm{pH}} C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{gsH}} R_{\mathrm{gHin}} R_{\mathrm{gH}} \\ l_6 = C_{\mathrm{gH}} C_{\mathrm{gsH}} R_{\mathrm{gHin}} \\ l_7 = C_{\mathrm{gH}} R_{\mathrm{gH}} + C_{\mathrm{gsH}} (R_{\mathrm{gH}} + R_{\mathrm{gHin}}) \end{cases} \tag{A9}$$