

MOSFET 开关过程的研究及米勒平台振荡的抑制

刘长柱, 王林军

(上海大学 材料科学与工程学院, 上海 200444)

摘要: 设计功率 MOSFET 驱动电路时需重点考虑寄生参数对电路的影响。米勒电容作为 MOSFET 器件的一项重要参数, 在驱动电路的设计时需要重点关注。重点观察了 MOSFET 的开通和关断过程中栅极电压、漏源极电压和漏源极电流的变化过程, 并分析了米勒电容、寄生电感等寄生参数对漏源极电压和漏源极电流的影响。分析了栅极电压在米勒平台附近产生振荡的原因, 并提出了抑制措施, 对功率 MOSFET 的驱动设计具有一定的指导意义。

关键词: MOSFET 驱动电路; 米勒电容; 米勒平台; 振荡

中图分类号: TN 32 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)09-0069-06

Analysis of MOSFET Switching Process and Suppression of Miller Plateau Oscillation

LIU Changzhu, WANG Linjun

(School of Materials Science and Engineering, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: When designing the drive circuit of power MOSFET, the influence of parasitic parameters on the circuit should be concerned. As an important parameter of MOSFET device, Miller capacitance should be considered in the design of drive circuit. The variation of gate voltage, drain source voltage and drain source current during the turn-on and turn-off of MOSFET were observed. The influences of parasitic parameters such as Miller capacitance and parasitic inductance on drain source voltage and drain source current were analyzed. The reasons of gate voltage oscillation nearby Miller plateau were analyzed, and the restraining measures were put forward. This research was instructive for the drive design of power MOSFET.

Key words: drive circuit of MOSFET; Miller capacitor; Miller plateau; oscillation

0 引言

功率 MOSFET 器件广泛应用于电机控制、开关电源等场合, 功率等级从几十瓦到上百千瓦。在实际应用电路中, 由于米勒效应的影响, 使驱动信号在 MOSFET 米勒平台处经常发生振荡。为了保证功率 MOSFET 的稳定可靠运行, 需要对栅极驱动进行优化^[1]。由于米勒电容的存在, 在 MOSFET 的开通和关断过程中 U_{GS} 形成了米勒平台^[2]。如果 MOSFET 驱动电路设计不够合理, 驱动信号可能在米勒平台上产生严重的振荡。米勒平台振荡导致栅极电压 U_{GS} 小于 $U_{GS(th)}$ 阈值电压,

使功率 MOSFET 在开通的过程中出现关断现象, 延迟了 MOSFET 开通时间, 增加了开通损耗。同时, 驱动信号的剧烈振荡, 引起 MOSFET 的漏极电压振荡, 使另一个 MOSFET 误开通, 出现上下桥臂直通的现象^[3], 增加了 MOSFET 器件损坏的风险。为此, 研究米勒平台处振荡产生的原因并采取相应的措施对米勒振荡进行抑制便尤为重要。本文详细研究了 MOSFET 开关过程中, 栅极电压、漏极电压、漏极电流的变化过程, 分析了米勒平台产生振荡的原因, 并提出了抑制米勒振荡的措施, 对功率 MOSFET 的驱动开发具有一定的指导意义。

作者简介: 刘长柱 (1983—), 男, 工程师, 研究方向为电机与控制以及电力电子器件应用。

1 MOSFET 开通关断过程

为了了解 MOSFET 米勒平台^[4]产生的原因,分析 MOSFET 的开通和关断过程。

图 1 所示为功率 MOSFET 的等效模型。

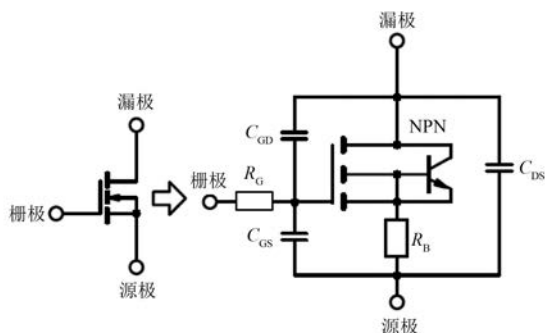


图 1 MOSFET 等效模型

图 1 中, C_{GS} 为栅极源极寄生电容, C_{GD} 为栅极漏极寄生电容, C_{DS} 为漏极与源极寄生电容。在 MOSFET 的 DATASHEET 中, 输入电容 $C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$ (C_{DS} 短路); 反向传输电容 $C_{rss} = C_{GD}$, 也被称作米勒电容; 输出电容 $C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$ 。

功率 MOSFET 开通过程传输特性曲线如图 2 所示。

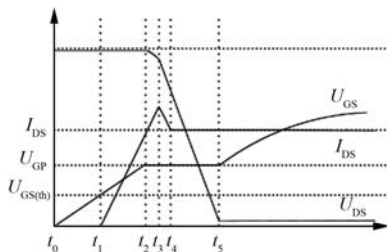


图 2 功率 MOSFET 开通过程传输特性曲线

开通过程如下。

(1) $t_0 \sim t_1$ 阶段: MOSFET 栅极电压 U_{GS} 从零升到 $U_{GS(th)}$, 漏极源极之间电压 U_{DS} 、电流 I_{DS} 保持不变, MOSFET 处于关断状态, 负载电感处于续流状态。

(2) $t_1 \sim t_2$ 阶段: MOSFET 栅极电压 U_{GS} 从电压 $U_{GS(th)}$ 上升到米勒平台电压 U_{GP} , 漏极电流 I_{DS} 从零开始增加, 此时 MOSFET 工作在放大区, 漏极电流 I_{DS} 的变化率受跨导 $g_m = I_{DS} / [U_{GS} - U_{GS(th)}]$ 限制。由于 MOSFET 连接感性负载, 电流通过上

桥臂 MOSFET 的寄生二极管续流, 负载两端电压被钳位在 1 V 左右, 下桥臂 MOSFET 的漏极电压接近于电源电压。

(3) $t_2 \sim t_3$ 阶段: 负载电感上的电流下降为零, 受到上桥臂续流二极管结电容和输出电容 C_{DS} 的影响, 反向恢复电流 I_D 较大, $I_{DS} = I_{GD} + I_L - I_D$, 导致下桥臂 MOSFET 的漏极电流 I_{DS} 出现过冲现象, 该阶段下桥臂 MOSFET 的漏极电压开始缓慢下降。

(4) $t_3 \sim t_4$ 阶段: 上桥臂续流二极管反向恢复电流达到峰值后开始减小, 漏极电流 I_{DS} 过冲后逐渐减小, 下桥臂 MOSFET 的漏极电压继续下降。

(5) $t_4 \sim t_5$ 阶段: t_2 时刻开始, 由于跨导的限制栅极电压达到 U_{GP} 后不再增加, t_3 时刻 I_{DS} 达到最大值, 门极电流 $I_G = I_{GS} + I_{GD}$, 其中 $I_{GS} = C_{GS} \cdot dU_{GS}/dt$, $I_{GD} = C_{GD} \cdot dU_{GD}/dt$ 。 C_{GD} 和 C_{GS} 的电容量是与电容两端的电压变化率相关^[5]。 t_2 时刻之前, 由于 C_{GS} 远大于 C_{GD} , U_{GS} 上升的斜率由 C_{GS} 决定。 t_2 时刻之后, U_{GS} 的变化率远小于 U_{GD} 的变化率, C_{GD} 的容值增加较大, I_{GD} 明显增加, U_{GS} 的斜率主要由 C_{GD} 决定并且接近于零, U_{GS} 电压不再上升, 形成米勒平台。

(6) t_5 时刻以后阶段: 漏极电压下降到饱和压降, MOSFET 完全打开, 栅极电压继续上升到驱动电压。

MOSFET 关断过程的传输特性曲线^[6], 如图 3 所示。

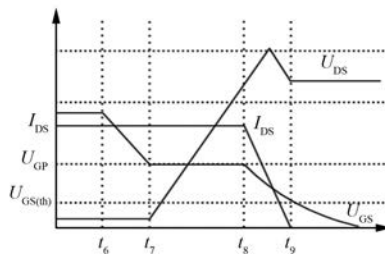


图 3 MOSFET 关断过程传输特性曲线

关断过程如下。

(1) $t_6 \sim t_7$ 阶段: 在 t_6 时刻驱动电压关断, t_6 之后由于电容 C_{GS} 的支撑作用, U_{GS} 开始逐渐下降, 漏极电压 U_{DS} 还没有开始上升。此时米勒电容 C_{GD} 几乎保持不变。

(2) $t_7 \sim t_8$ 阶段: 漏极电压 U_{DS} 迅速上升, 漏极

栅极电压 U_{GS} 也一起上升, U_{GS} 上升使米勒电容 C_{GD} 急剧增大, 米勒电容上形成一个近似恒定的放电电流, 使得栅极电压不再下降。该阶段 U_{GS} 保持在一个电压平台, 即米勒平台。

(3) $t_8 \sim t_9$ 阶段: 栅极电压 U_{GS} 下降到米勒平台以下, 漏极电流 I_{DS} 开始下降, 由于负载电感上的电流不能突变, 只能通过上桥臂的续流二极管续流, 造成漏极电压 U_{DS} 的过冲。

(4) t_9 阶段以后: 栅极电压 U_{GS} 下降到 $U_{GS(th)}$ 以下, MOSFET 完全关断, 栅极电容继续放电, 直到下降为零时关断结束。

综上所述, 通过对 MOSFET 开通关断过程的分析可知, 米勒电容的大小影响到 MOSFET 的开通关断过程, MOSFET 的驱动电路处理不好, 可能会产生米勒平台的振荡。

2 米勒平台振荡原因分析

在实际电路中, MOSFET 开通关断过程的米勒平台处并不是一个理想的平台, 可能存在一定的凹坑, 甚至出现振荡。图 4 所示为双脉冲测试电路。图 5、图 6 所示分别为 MOSFET 开通和关断过程的仿真波形。

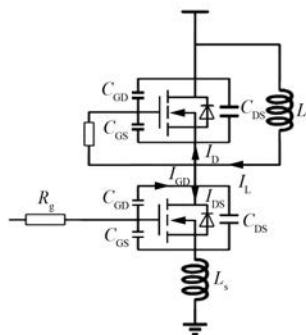


图 4 双脉冲测试电路

MOSFET 开通过程中, t_1 时刻后, 栅极电压 U_{GS} 超过 MOSFET 阈值电压 $U_{GS(th)}$, 则漏极电流 $I_{DS} = g_m \cdot [U_{GS} - U_{GS(th)}]$ 由栅极电压 U_{GS} 决定。当驱动电阻 R_g 较小时栅极电压 U_{GS} 上升速度较快, I_{DS} 的上升速率较快。快速上升的漏极电流在 MOSFET 的源极寄生电感 L_s 上产生电压 $U = L_s \cdot dI_{DS}/dt$, 该电压与驱动信号电压叠加, 使 MOSFET 的栅极电压 U_{GS} 超过米勒平台, 漏极电流产生振荡。

t_2 时刻后, 当 U_{GS} 达到米勒平台电压 U_{GP} 后,

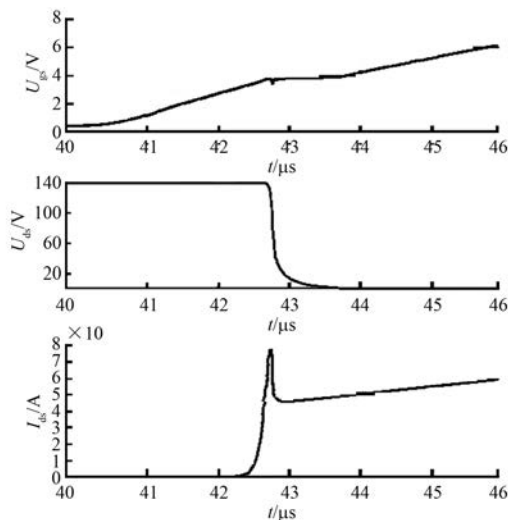


图 5 MOSFET 开通过程仿真

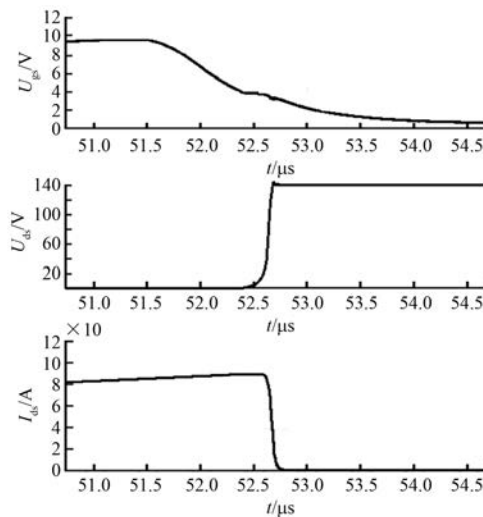


图 6 MOSFET 关断过程仿真

漏源极间电压 U_{DS} 开始迅速下降, U_{GD} 电压快速下降, 米勒电容的电流 $I_{GD} = C_{GD} \cdot dU_{GD}/dt$ 迅速增加, 从栅极电容上抽走电荷导致 U_{GS} 下降, U_{GS} 的下降又导致 I_{DS} 下降。对于 MOSFET 的漏极结点, 二极管处于反向状态, 电流为零, 则 $I_{DS} = I_{GD} + I_L$, 如果 I_{DS} 减小到小于电感电流 I_L , 电感电流 I_L 不能突变, 则通过米勒电容反向给栅极电容 C_{GS} 充电, U_{GS} 电压上升, 从而导致 I_{DS} 上升, 如此反复, 形成了米勒平台的振荡。

综上所述, 在 MOSFET 的开通过程中, 如果驱动电阻 R_g 阻值较小, 则在 MOSFET 源极寄生电感较大时, MOSFET 栅极电压 U_{GS} 会产生过冲现象,

栅极电压 U_{GS} 超过米勒平台电压 U_{GP} 后下降, 在米勒平台附近产生栅极电压 U_{GS} 振荡。如果驱动电阻 R_g 较大, 栅极电压 U_{GS} 升高到米勒平台电压 U_{GP} 后开始跌落, 则是由于米勒电容较大, 漏源极间电压 U_{DS} 下降速度过快, 导致米勒电容上的电流 I_{GD} 快速抽走栅极电容上的电荷, 栅极电压 U_{GS} 跌落并引起在米勒平台附近的振荡。

MOSFET 关断过程中, 对应于图 3 的 t_7 阶段以后, 漏极电压 U_{DS} 开始上升, 通过米勒电容给栅极电容充电, 栅极电压 U_{GS} 下降速度减缓, 形成一个平台。当漏源极间电压 U_{DS} 上升速度过快, 则米勒电容电流给栅极电容充电, 导致 U_{GS} 出现过冲现象。栅极电压 U_{GS} 的升高, 导致漏极电流增大, 如果 I_{DS} 的值大于电感电流 I_L , 由于电感电流 I_L 不能突变, 则通过米勒电容从栅极电容 C_{GS} 抽走电荷, 导致 U_{GS} 电压下降。如此反复, 形成米勒平台附近的栅极电压振荡。

t_8 阶段以后, MOSFET 工作在线性区, 漏极电流 I_{DS} 由栅极电压 U_{GS} 决定, 并且 $I_{DS} = g_m \cdot [U_{GS} - U_{GS(th)}]$ 。当驱动电阻 R_g 较小时, 栅极电压 U_{GS} 下降速度较快, I_{DS} 下降的速率较快。快速下降的电流在 MOSFET 的源极寄生电感 L_s 上产生电压 $U = -L_s \cdot dI_{DS}/dt$ 。该电压与驱动信号电压叠加, 使 MOSFET 的栅极电压 U_{GS} 升高, 漏极电流增大并产生振荡。

综上所述, 在 MOSFET 的关断过程中, 如果漏源极间电压 U_{DS} 上升速度过快, MOSFET 的漏极电荷通过米勒电容给栅极充电, 导致 MOSFET 栅极电压 U_{GS} 上升, 形成过冲并超过米勒平台电压 U_{GP} , 从而导致栅极电压 U_{GS} 在米勒平台附近产生振荡。当驱动电阻 R_g 阻值较小, 栅极电压 U_{GS} 下降过快, 由于源极寄生电感的作用, 导致栅极电压 U_{GS} 上升并引起在米勒平台附近的振荡。

3 米勒平台振荡抑制

针对米勒平台振荡的问题, 从产生振荡的原因分析。抑制产生振荡, 需要从电路拓扑、电路布局等因素考虑, 降低电路的寄生参数影响。通过对 MOSFET 开通的工作过程分析, 可以确定理想的驱动电路应该满足: $t_0 \sim t_1$ 阶段应该有较大的驱动电流, 使栅极电压尽快达到 $U_{GS(th)}$, 缩短导通延迟; $t_1 \sim t_2$ 阶段应该减小驱动电流, 降低漏极电流

I_{DS} 的上升速率, 降低漏极电流变化率 di/dt , 降低电磁干扰; t_2 阶段以后, 较大的驱动电流给米勒电容充电使栅极电压迅速达到驱动电压的额定值, 降低了 MOSFET 的损耗^[7]。理想的 MOSFET 关断过程为: $t_6 \sim t_7$ 阶段, 较大的驱动电流使栅极电压尽快下降到 U_{GP} , 缩短关断延迟; t_7 阶段以后适当减小驱动电流, 降低漏极电压 U_{DS} 的上升速率, 避免米勒电容导致米勒平台的振荡, 适当延迟后, 继续降低驱动电流, 降低漏极电流 I_{DS} 的变化率, 减少寄生电感造成的米勒平台的振荡。

通过上述 MOSFET 开通和关断过程的分析, 可以确定 MOSFET 驱动在米勒平台的振荡是多种原因造成。因此, 要抑制 MOSFET 驱动在米勒平台的振荡, 需要根据实际情况, 对驱动电路参数进行优化, 提高 MOSFET 驱动的性能。

为了抑制米勒平台的振荡, 对于驱动电路参数的优化, 可以从以下几个方面进行优化。

3.1 驱动电阻的选取

选取驱动电阻时, 先选取较小的驱动电阻, 用示波器测试 MOSFET 栅极驱动电压 U_{GS} 上冲状况, 并与 MOSFET 的 datasheet 上提供的米勒平台电压进行比较, 当 MOSFET 栅极驱动电压 U_{GS} 上冲超过米勒平台电压时, 则适当的增大驱动电阻, 直到没有明显的过冲为止。因为 MOSFET 栅极驱动电压 U_{GS} 的过冲与源极上的寄生电感关系较大, 而寄生参数又难以消除, 所以需要适当增加驱动电阻, 避免 MOSFET 栅极驱动电压 U_{GS} 过冲引起的米勒平台振荡。

3.2 MOSFET 栅极源极之间并联适当的电容

漏极电压 U_{DS} 开始下降后, MOSFET 上产生的米勒振荡主要是由于米勒电容。米勒电容是 MOSFET 本身性质决定的, 与器件的工艺有关。因此, 要抑制米勒平台的振荡, 只能在栅极源极之间并联适当的电容, 提高栅极电容 C_{GS} 与米勒电容 C_{GD} 的比值, 稳定栅极电压, 避免米勒平台的振荡。一般情况下, 栅极电容 C_{GS} 与米勒电容 C_{GD} 的比值越大, 越不容易发生米勒振荡。然而栅极电容 C_{GS} 过大会导致 MOSFET 的开通时间延长, 增加开关损耗, 降低效率。因此, 在栅极源极之间并联的电容不宜过大, 一般约为 $0.1C_{iss}$ 。

3.3 MOSFET 漏极源极之间并联 RC 电路

在 MOSFET 漏极源极之间并联 RC 吸收电

路,可以降低漏极电压 U_{DS} 在开通和关断过程中的电压变化率,以减少米勒电容上的电流对 MOSFET 栅极电容的充放电速率,避免米勒平台振荡。但是由于并联的 RC 电路位于高压侧, MOSFET 每一次的开通和关断过程均对应一次 RC 电路的充放电,开关过程的损耗较大,并且高压瓷片电容也不容易选择,因此一般不采用这种方法。

3.4 直流母线上并联电容

对应图 2 的 $t_1 \sim t_3$ 阶段,理论上漏极电压 U_{DS} 电压为一条直线。但是在实际电路中,由于直流母线到 MOSFET 漏极之间存在一定的寄生电感,在寄生电感上产生 $U = L \cdot dI_{DS}/dt$ 的压降。寄生电感上的压降导致 MOSFET 漏极电压 U_{DS} 下降,而漏极电压 U_{DS} 下降通过米勒电容引起栅极电压 U_{GS} 的下降,形成米勒平台振荡。因此,在直流母线上靠近 MOSFET 上桥臂漏极与下桥臂源极的位置并联电容,可以减少 $t_1 \sim t_3$ 阶段漏极电压 U_{DS} 电压的下降,避免米勒平台振荡的产生。

3.5 减少 MOSFET 栅极驱动的走线长度

减少 MOSFET 栅极驱动的走线长度,增加驱动线的宽度,可以降低走线的寄生电感,避免形成 RLC 振荡,提高了驱动电路的可靠性。

3.6 PCB 布局的优化

一般情况下,MCU 发出脉冲宽度调制驱动信号经过驱动芯片驱动 MOSFET。MCU 到驱动芯片之间为弱信号,驱动芯片到 MOSFET 之间有较大电流的驱动信号。因此,PCB 线路布局时,应该使驱动芯片到 MOSFET 的距离最近,驱动信号形成的电流回路面积最小,减小大电流驱动信号流过的路径,减少寄生电感,避免形成 RLC 振荡。另外,PCB 走线时, MOSFET 的栅极 G 网络与漏极 D 网络应尽量避免平行、避免靠近、避免重叠分布在 PCB 的上下层,减少栅极 G 与漏极 D 之间的寄生电容,减少外部走线引入的米勒电容。

3.7 MOSFET 器件的选择

由于 MOSFET 的开通和关断工作过程受到米勒电容的影响,而米勒电容又是引起米勒平台振荡的主要原因,因此在电路设计过程中,选择 MOSFET 时优先选择米勒电容小、栅极电容 C_{GS} 与米勒电容 C_{GD} 比值大的器件。因为 datasheet 中米勒电容 C_{GD} 为静态测试值,实际工作时比静态值

大,所以在选择 MOSFET 器件时,还要考虑栅极漏极之间电荷 Q_{GD} ,选择 Q_{GD} 较小的产品。

4 试验结果

根据上述的理论分析,对采用多颗 MOSFET 并联的电机控制器进行双脉冲测试试验。未优化前的 MOSFET 栅极驱动波形如图 7 所示,在米勒平台位置产生了较为严重的振荡。优化后的 MOSFET 栅极驱动波形如图 8 所示,米勒平台振荡明显减少。优化后 MOSFET 栅极驱动电压有利于降低 MOSFET 的开关损耗,有利于 MOSFET 的安全工作。

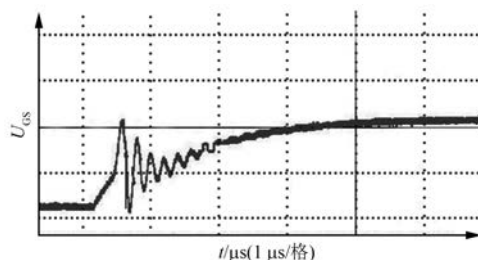


图 7 未优化的栅极驱动波形

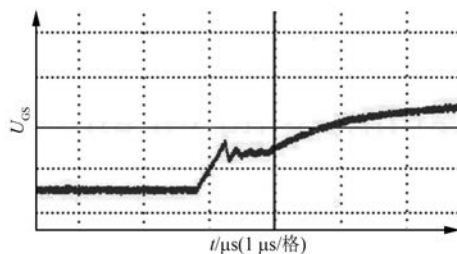


图 8 优化后的栅极驱动波形

5 结 语

通过对 MOSFET 开关过程的分析与试验验证可以得出,对于 MOSFET 开通过程中,漏极电压 U_{DS} 开始下降前,当栅极电压 U_{GS} 产生过冲现象时,则 MOSFET 源极寄生电感是产生栅极电压 U_{GS} 过冲的主要原因;漏极电压 U_{DS} 开始下降后,则 MOSFET 开通速度过快,漏源极间电压 U_{DS} 下降速度过快,米勒电容过大是造成栅极电压 U_{GS} 在米勒平台附近振荡的主要原因;对于半桥电路,另一个 MOSFET 上续流二极管的反向恢复电流是造成 MOSFET 开通过程中电流过冲的主要原因。对于 MOSFET 关断过程中,当米勒平台的振荡发

生在漏极电压 U_{DS} 开始上升以后,漏极电流 I_{DS} 开始下降前,产生振荡的主要原因是 MOSFET 的米勒电容过大,漏源极间电压 U_{DS} 上升速度过快;如果米勒平台的振荡发生在漏极电流 I_{DS} 开始下降以后,则产生振荡的主要原因是驱动电阻过小,源极寄生电感过大,漏极电流 I_{DS} 下降速率过快。

针对 MOSFET 在开通和关断过程中的米勒平台振荡,可以通过调整合适的驱动电阻, MOSFET 栅极源极之间并联适当的电容, MOSFET 漏极源极之间并联 RC 电路,直流母线上并联电容,减少 MOSFET 栅极驱动的走线长度, PCB 布局的优化,选择合适的 MOSFET 器件。同时在水产品设计时,还需尽量减小寄生电感、寄生参数的影响。通过上述优化,可以减少和抑制 MOSFET 栅极振荡,提高产品设计的可靠性,保证 MOSFET 工作在安全工作区。

【参考文献】

[1] 张云,徐衍亮,李豹.基于动态电源的 MOSFET 驱

动优化[J].电工技术学报,2013,28(12): 269.

[2] 刘松.再谈米勒平台和线性区:为什么传统计算公式对超结 MOSFET 开关损耗无效[J].今日电子,2018(5): 38.

[3] 罗斌,周红.一种改进的单极性 IGBT 驱动电路[J].电气传动自动化,2016,38(5): 51.

[4] BOEHMER J, SCHUMANN J, ECKEL H G. Effect of the miller-capacitance during switching transients of IGBT and MOSFET[C]//2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012.

[5] MOHAN N, UNDELAND T M, ROBBINS W P. Power electronics, converters, applications and design [M]. 2nd edition. Chichester: John Wiley, 1995.

[6] 王孝伟,李铁才,石坚,等.三段式门极驱动抑制 MOSFET 关断过冲振荡的研究[J].电机与控制学报,2013,17(7): 1.

[7] 孙亚秀,孙力,聂剑红,等.低干扰低损耗新型 MOSFET 三阶驱动电路[J].中国电机工程学报,2007,27(10): 67.

收稿日期: 2019-06-05

(上接第 64 页)

[11] REED D M, HOFMANN H F, SUN J. Offline identification of induction machine parameters with core loss estimation using the stator current locus[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(4): 1549.

[12] 李洁,杜茜,宋海军,等.考虑铁损的异步电机参数辨识实验研究[J].电工技术学报,2014,29(3): 89.

[13] LI J, NIE S, MENG Q, et al. Efficiency optimization of induction motors based on online identification of iron loss equivalent resistance via dual extended Kalman filter[C]//2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), 2016.

[14] 芦晓静,温旭辉,张立伟,等.考虑铁损的异步电机仿真建模[J].电机与控制应用,2005,32(8): 3.

[15] 李耀恒,刁利军.感应电机考虑铁耗的并联模型及

对矢量控制的影响[J].电工电能新技术,2016,35(1): 13.

[16] 李有法,李晓勤.数值计算方法[M].2版.北京:高等教育出版社,2005: 128.

[17] 邓自立.最优估计理论及其应用[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2005: 48.

[18] 张成乾.系统辨识与参数估计[M].北京:机械工业出版社,1986: 22.

[19] 陈伯时.电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M].3版.北京:机械工业出版社,2003: 200.

[20] MATSUSE K, TANIGUCHI S, YOSHIZUMI T, et al. A speed-sensorless vector control of induction motor operating at high efficiency taking core loss into account [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 548.

收稿日期: 2019-06-14