MOSFET缓冲保护电路的改进型设计

低电压大电流逆变电路的缓冲保护电路的设计非常重要。本设计是在传统的RCD放电阻止型吸收电路的基础上加以改进，提高传统RCD缓冲保护电路的过电压吸收能力，改进后的电路结构简单且有很高的通用性。本设计结合动力逆变电路具体情况，设计出高效、简单及可靠的过电压防护电路，通过实验验证改进型RCD缓冲电路大幅度减小浪涌电压符合设计需要。

张军迪[1] 李 智[2] 张绍荣[2] 牛军浩[1]/1.桂林电子科技大学电子工程与自动化学院 2.桂林航天工业学院电子信息与自动化学院

张军迪/硕士研究生

关键词/Keywords
缓冲保护·
浪涌电压·
MOSEFT·
逆变电路·

0 引言

动力电动机调速系统中，逆变器MOSFET快速导通与关断时，MOSFET会感应出很大的浪涌电压。浪涌电压过高时，具有击穿MOSFET、开关损耗加大、MOSFET过热、产生误动作、危害电动机的绝缘结构以及产生强烈的电磁干扰等危害。为提高系统的可靠性与安全性，必须对浪涌电压进行抑制，较常用的方法是用缓冲电路。缓冲电路主要用来吸收MOSFET产生的浪涌电压，所以缓冲电路又称吸收电路，是一种吸收有害能量的电路，确保系统安全可靠的运行。

本文首先介绍了过电压的种类和产生机制，然后叙述了传统的浪涌电压吸收电路的优缺点，最后在传统放电阻止型吸收电路的基础上加以改进。

1 过电压的产生机制

1.1 MOSFET关断时过电压的产生

逆变电路如图1所示，在Q_1关断时，流过Q_1的电流被瞬间切断；由于电路的各处都存在着寄生电感，在Q_1关断瞬间，Q_1的漏极与源极之间将产生过电压。电路工作频率很高，关断电流可达到200～500 A，电路产生的电流变化率高达2 kA/μs。穿过电路寄生电感和杂散电感的磁通量不能突变，电路会感应出与电流方向相同的过电压，相当于和直流电源串联在一起加在开关MOSFET上，因此，即使很小的寄生电感和杂散电感也会产生很大的过电压。其尖峰电压值由式（1）计算得[1]

$$V_{DS}=V_d+V_{FM}+(-L_S\frac{di}{dt}) \qquad (1)$$

式中，V_{DS}为浪涌电压，V；V_d为直流电源电压，V；V_{FM}为二极管的瞬态正向压降，V；L_S为电路寄生电感和杂散电感之和，H；di/dt为MOSFET漏极电流变化速率。

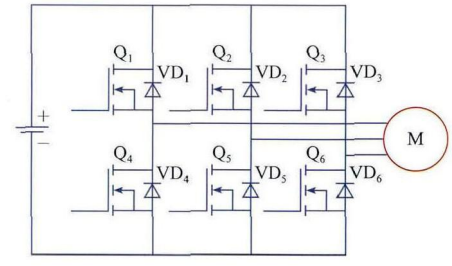


图1 逆变电路主电路

1.2 MOSFET开通时过电压的产生

每一个N沟道的MOSFET内部都集成一个反并联的快恢复二极管，用于恢复过电压的产生。当Q_4关断时，感性电流通过VD_1形成通路，这时VD_1是正向导通，它可以减小Q_4的电流变化率，防止产生过电压。当Q_4开通时，VD_1的电压

国家自然科学基金（61361006），广西自然科学基金（2015GXNSFBA139251），广西自动测试技术与仪器重点实验室基金项目（YQ14203、YQ14112）。

变为负值而反向恢复，这时流过VD_1的电流要降为0，二极管反向恢复的时间极短，也可导致很高的过电压出现。

2 减小浪涌电压方案与传统缓冲电路类型

2.1 减小过电压方案

在MOSFET的栅极电路中加串电阻，便可以减缓器件的开关速度，进而减小过电压，这种方法增加了器件的散耗功率，栅极电阻选择3～10 Ω比较合适，具体阻值还与漏极电流有关，漏极电流越大，栅极电阻越小[2]。抑制浪涌电压常用的方法是设计缓冲电路来消除或减小过电压。缓冲电路的作用是抑制过高的di/dt和du/dt，降低开关瞬态功耗，确保MOSFET工作在安全工作区。

2.2 传统缓冲电路的类型

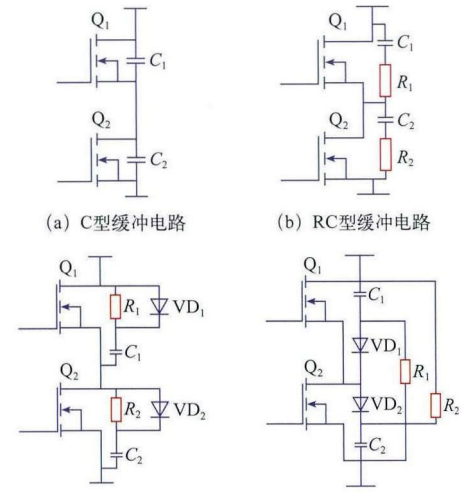
传统的关断缓冲电路有C型缓冲电路、RC型缓冲电路、RCD充放电型缓冲电路以及RCD放电阻止型缓冲电路，如图2所示。

图2a为C型缓冲电路，其优点是电路简单，成本低；缺点是随着功率级别的增大，这种缓冲电容会与直流母线寄生电感形成LC振荡电路。MOSFET导通时，电容通过MOSFET放电，从而导致集电极电流猛增，适合小功率MOSFET。

图2b为RC型缓冲电路，此电路的结构简单，适合于斩波电路，在使用大容量MOSFET时，会引起集电极电流升高，缓冲效果变差，适用于斩波电路和小容量、低频率的逆变电路[3]。

图2c为RCD充放电型缓冲电路，此电路可以有效地避免电路产生的振荡，但在功率进一步增大时，回路寄生电感则不可忽视，不能有效地控制瞬变电压，它虽然有较好的过冲电压吸收能力，但是仍然会引起集电极电流升高，损耗也会相应增大。

图2d为RCD放电阻止型缓冲电路，该电路产生的损耗小，有效地抑制振荡，具有回路寄生电感小的优点。然而MOSFET的漏极电流过大时，浪涌电压吸收不完全。由于MOSFET关断时电磁场能量回馈给电源，会使电源母线中产生过电压，因此必须在母线上安装集中式缓冲电容。



(a) C型缓冲电路　(b) RC型缓冲电路

(c) RCD充放电型缓冲电路　(d) RCD放电阻止型缓冲电路

图2 各类型缓冲电路

3 改进型缓冲电路的设计

3.1 改进方法

在传统的RCD放电阻止型缓冲电路的基础上进行如下改进：在每个电容放电的线路中加上快恢复二极管，在MOSFET的旁边并联上金属氧化物压敏电阻。压敏电阻在低电压时表现出高阻态，一旦它两端电压升高时其电阻急剧变小，可以快速释放过寄生电感的能量，保护MOSFET的安全。压敏电阻与电动机并联接入逆变电路中，也能起到保护电动机绝缘结构的作用。改进型缓冲电路如图3所示，图中压敏电阻的U_Y应该低于MOSFET的漏极－源极的最高电压，保护MOSFET安全。

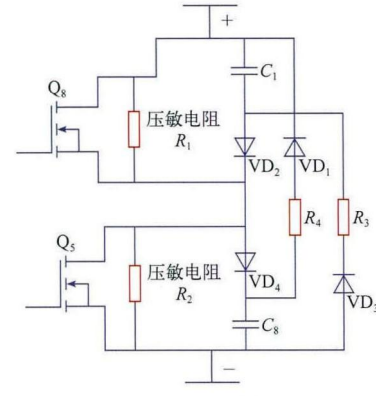


图3 改进型缓冲电路

改进型缓冲电路的工作原理如下：以Q_8关断时为例，Q_8在关断时漏极和源极间产生浪涌电压，浪涌电压通过二极管VD_2向电容C_1充电，当C_1充电结束后二极管VD_2阻止电容C_1通过MOSFET放电，防止Q_8的漏极电流升高，电容C_1只能通过二极管VD_3和电阻R_3向蓄能电容器充电，这时浪涌电压的能量再次变成可以利用的电能储存在主电路的蓄能电容器中。当Q_8的关断电流过大，产生的浪涌电压超出了电容C_1的吸收能力时，压敏电阻R_1的阻值急剧减小，快速泄放掉寄生电感产生的能量，将Q_8漏源间电压稳定在90～110 V之间。同理当下桥臂Q_5关断时，感性电流通过VD_4向电容C_8充电，寄生电感的电磁能量转化为电场能存入电容C_8中，抑制了Q_5漏源过电压的产生。C_8储存的电荷只能通过R_4和VD_1向储能电容泄能，防止Q_5的漏极电流升高。当Q_5的关断电流过大，产生的浪涌电压超出了电容C_8的吸收能力时，压敏电阻R_2的阻值急剧减小，快速泄放掉寄生电感产生的能量，将Q_5漏源间电压稳定在90～110 V之间，保护MOSFET的安全。蓄能电容器并联在直流电源母线上，均匀地分布在三相桥臂的周围，蓄能电容器也能起到滤波的作用。二极管VD_1、VD_3只允许浪涌电压存储到储能电容器中，有效防止电路发生振荡，电阻R_4、R_3用来限流。实际工程应用中，电容选择高频低感的薄膜电容或者陶瓷电容。电容大一点对浪涌电压的抑制效果好一点，但是电容选的过大，则会延长放电时间，电阻尽量选择无感电阻，可以选择多个电阻并联起来减小电感。

3.2 缓冲电容的容值

浪涌电压的大小可以通过式（1）求出。吸收浪涌电压的机理是将寄生电感和杂散电感的电磁能量转化为电容的电场能量储存在吸收电容中，寄生电感和杂散电感存储的电磁能量可由式（2）求出

$$W_L=\int_0^{t_0}U(t)I(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{2}L_SI_d^2 \tag{2}$$

电容存储的电场能量由式（3）求出[4]

$$W_C=\int_0^{t_0}U(t)I(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{2}CU^2 \tag{3}$$

器件关断时，电容电压只能放至电源电压，所以电容的存储能量可由式（4）求出

$$W_C=\frac{1}{2}CU_{DS}^2-\frac{1}{2}CU_d^2 \tag{4}$$

缓冲电容的容值可由式（5）、式（6）求出

$$W_C=W_L \tag{5}$$

$$C_S=\frac{L_SI_d^2}{U_{DS}^2-U_d^2} \tag{6}$$

式中，U_{DS}为漏源极间最大电压，V；C_S为缓冲电容的容值，F；U_d为允许最大电压，V；L_S为寄生电感，H；I_d为漏极电流，A。

3.3 电阻阻值的确定

为了不影响缓冲电路下一个周期吸收浪涌电压，MOSFET在下次关断动作到来之前，缓冲电容中的能量必须充分转移至储能电容中。认为时间过了3倍RC电容存储电荷基本上全部放出，若周期为T，占空比为0.5，则放电时间常数$RC<T/6$。电阻阻值可由式（7）求出[5]

$$C_SR_S\leqslant\frac{1}{6}T \tag{7}$$

式中，T为PWM波的周期。

3.4 储能电容的确定

储能电容用来吸收电容C_S放出的电能，具有平缓电压的作用。同时储能电容还有滤波的作用。在三相全桥电压型逆变电路中，电容是蓄电池和异步电动机之间的储能元件，也是电动叉车电动机驱动系统中重要的无源元件，起到稳定逆变器电路母线电压的作用，对驱动系统的功率密度、安全性和可靠性都有重要影响。如果储能电容采用陶瓷电容，电容的容值可由式（8）确定[6]

$$C=\frac{I}{2\pi Uf} \tag{8}$$

式中，I为母线电流；U为允许纹波电压；f为MOSFET开关频率。

二极管应该选择正向导通压降小、反向耐压有足够余量以及反向恢复时间短的快恢复二极管。一旦缓冲二极管的反向恢复时间延长，缓冲电路的功耗就会变大，在二极管反向恢复时，

MOSFET的漏源极间电压就会发生大幅度的振荡，因此要选择瞬态正向压降低、反向恢复平顺且时间短的二极管。

4 改进型缓冲电路的实验验证

4.1 电路详细参数

本实验采用MOSFET为德国英飞凌公司生产的IPB036N12N3G，额定电流180 A，漏源极耐压值120 V，此器件广泛使用在低电压大电流的功率变换器上，电路按照图3搭建。各元器件的参数计算如下：吸收电容C_1、C_8容值的确定，假设电路的寄生电感L_S=200 nH，漏极电流为500 A，最大漏源极间电压U_{DS}=110 V，允许最大电压U_d=100 V。由式（6）计算吸收电容C_S的大小为6.5 μF，可以选择电容值3.3/250 V的陶瓷电容三个并联安装，即

$$C_S=\frac{L_S I_d^2}{U_{DS}^2-U_d^2}=6.5\times10^{-6}\ \text{F}$$

电阻R_3、R_4的阻值确定，若选择的吸收电容C_S的容值为10 μF，PWM波的频率为20 kHz，T=50 μs，阻值可由式（7）确定

$$R_S\leqslant\frac{1}{6C_S}T=0.83\,\Omega$$

储能电容的确定，异步电动机的电流有效值为200 A，开关频率为20 kHz，允许纹波5 V。电容的容值可由式（8）计算

$$C=\frac{I}{2\pi Uf}=318\,\mu\text{F}$$

缓冲电路电容C_1、C_8的电容值用3个3.3 μF/250 V的陶瓷电容并联，二极管选IR公司生产的快恢复二极管RHRG75120，电阻R_3、R_4采用4个3.9 Ω的电阻并联，储能电容采用100个3.3 μF/100 V的陶瓷电容分三组安装在MOSFET旁边，压敏电阻R_1、R_2的最大钳位电压为110 V。

4.2 电路实验波形

通过对比加缓冲电路与不加缓冲电路的浪涌电压V_{DS}来验证缓冲电路的效果。用隔离型TPS2024B示波器观测MOSFET漏源极间电压波形。

在直流电源电压V_d=10 V，电流I_d为18 A，开关频率为20 kHz，不加缓冲电路的情况下产生的浪涌电压V_{DS}=42 V，漏源极间电压波形如图4所示。

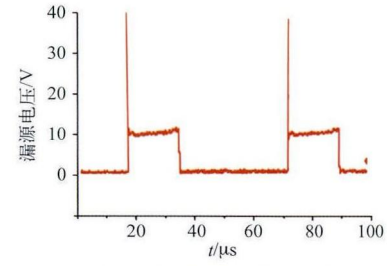


图4 无缓冲电路时漏源极间电压的波形

假设其他条件不变，在V_d=48 V、电流为200～500 A情况下，浪涌电压将非常高，大大超过MOSFET的最大漏源极间电压，MOSFET因瞬间过电压而永久性击穿烧毁。加上图3设置的吸收电路和储能电容后，在直流电源电压V_d为10 V、电流I_d为18 A以及开关频率为20 kHz的条件下进行实验。漏源极间电压波形如图5所示。

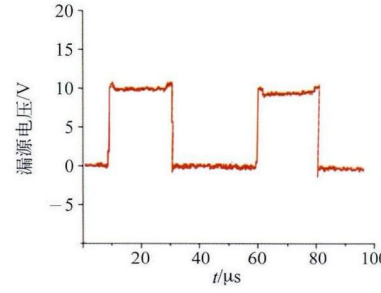


图5 加缓冲电路后漏源极间电压的波形

由图5可知，加了缓冲电路后，浪涌电压明显下降，说明此次设计的缓冲电路是非常有效的。为了进一步说明此次设计的缓冲电路的作用，在直流电源电压V_d为15 V、电流I_d为34 A以及开关频率为20 kHz的条件下进行实验。实验结果如图6所示。

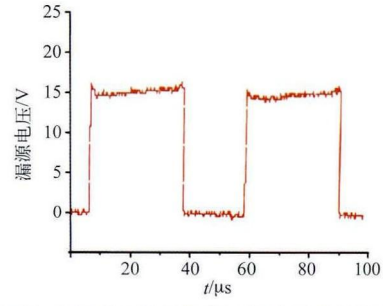


图6 加缓冲电路后漏源极间电压的波形

由图5、图6可以看出，改进型吸收电路有很好效果，且有很宽的应用范围，如果主电路的电流过大，产生的浪涌电压过高，且超出吸收电路的吸收范围时，浪涌电压可以通过压敏电阻来泄能，保护电路的安全；如果电路中的电流小，产生的浪涌电压低，浪涌电压以电场能的形式储存入电容，减少了电路的损耗。

浪涌电压也会通过电路注入电源产生电源噪声，降低电能质量。在直流电源电压V_d为15 V、电流I_d为34 A、开关频率为20 kHz以及不加缓冲电路的情况下产生的电源噪声如图7所示。

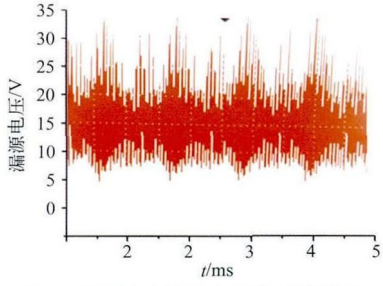


图7 无缓冲电路时电源电压的波形

由图7可以看出，直流电源的母线上产生频谱分量很复杂、幅值很高的电源噪声，容易干扰自身电路的正常工作。直流母线等效为一根天线，高频的电源噪声会通过直流母线向空间发射EMI，干扰周围设备的正常运行。

在直流电源电压V_d为15 V、电流I_d为34 A、开关频率为20 kHz以及加缓冲电路和蓄能电容的情况下，产生的电源母线波形如图8所示。

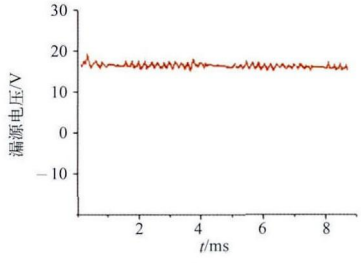


图8 加缓冲电路后的电源电压的波形

由图8可以看出，直流母线电压所含的电源噪声相比于图7的电源噪声明显减少。储能电容选择寄生参数小的陶瓷电容或薄膜电容才能有良好的效果，在储能电容的基础上加若干100 nF陶瓷电容，可以提高储能电容对高频杂波的吸收能力，电容应均匀地分布在MOSFET旁边，这样可以在较宽的频率范围内都有很好的滤波效果。

由以上实验分析得，此缓冲电路对MOSFET的浪涌电压有很好的抑制效果，如果要求电源中的纹波进一步减小，可以再加大并联电容总数，同时应当尽量减小主电路和吸收电路的寄生电感，电线尽量粗，PCB主电路走线尽量宽，吸收电路一定要靠近MOSFET安装。二极管选择导通压降小反向恢复快的快恢复二极管。电阻采用多个电阻并联的方法来增大通容电流、减小寄生电感，这样会有更好的效果。

5 结束语

本文对动力电动机逆变器的过电压产生机理进行了分析，并且对传统的RCD放电阻止型吸收电路进行改进，得到改进型的RCD放电阻止型吸收电路。通过分析和实验结果可知，改进型的RCD放电阻止型吸收电路对MOSFET关断过电压的抑制效果明显，可以吸收很高的浪涌电压，适应性较强，同时可以使逆变器在极端的条件下工作，吸收电路的损耗很小，结构简单，适用于大功率高开关频率的逆变器，在工程实践中获得了广泛应用。

参考文献

[1] 周志敏．IGBT驱动与保护电路设计及应用电路实例 [M]．北京：机械工业出版社，2014．

[2] 王水平．MOSFET/IGBT驱动器集成电路应用集萃 [M]．北京：中国电力出版社，2010．

[3] 姜栋栋．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，2011，27 (4)：23-29．

[4] 邱关源．电路 [M]．北京：高等教育出版社，2006．

[5] 解永辉，丁道宏．直流变换器的缓冲技术 [J]．电力电子技术，1996 (3)：56-59．

[6] 张奕仲．电动叉车行走驱动系统设计与实现 [D]．南京：南京理工大学，2013．

(收稿日期：2016－02－10) EA