

超高频感应加热功率组件 MOSFET 突波抑制探讨

Research of UHF Induction Heating Power MOSFET Surge Suppress

陈慕平，杨明哲，陈婉佩，陈柏燊，黄俊郎

台湾工业技术研究院 中国 台湾新竹 310

摘要：本文主要探讨超高频电磁感应加热供电器 MOSFET 功率组件，于应用时，为达到高稳定度需加考量的相关技术与要点，包括以零电压切换技术来达到突波抑制、防止功率组件震荡的 MOSFET 小信号模式分析、RBSOA 的量测、MOSFET 失效检视等课题，研究建构于 3kW 超高频感应加热供电器，工作频率最高可达 1MHz，硬件架构采用串联共振系统，藉此供电器进行相关课题探讨研究。

中图分类号：TN86 文献标识码：B 文章编号：1606-7517(2015)01-5-131

1 引言

功率组件在电力电子产品中扮演了一个非常重要的地位，一则其成本约占产品材料成本的 30%，一旦在保用期烧毁，维修成本甚高，造成血本无归，且对商誉打击甚大。虽然在电路中功率组件只是扮演一个很简单的开关角色，但其开关速度所造成的瞬时高电压变化率及电流变化率，往往造成很强的电磁波干扰及严重的组件损坏，甚至引起火灾，所以每个制造商莫不投入相当大精力于功率组件级的设计与测试。国际上亦有一些重要研究的发展^[1-3]，大幅提升电力电子产品的可靠度。超高频感应加热供电器，由于工作频率高达 1MHz，组件快速切换，造成了很大的电磁干扰与切换损失，更由于快速的电压变化率(dV/dt)，造成很大的突波及热量损耗，且由于受限于滤波组件的频宽，高频突波无法用缓冲电路(snubber)加以吸收，因此本文特别针对超高频感应加热供电器功率组件 MOSFET 驱动设计加以探讨，藉由小信号模型的探讨，提出一些解决对策与实务。

2 研究系统架构说明

本文所探讨之超高频感应加热功率组件 MOSFET，其输出频率主要范围为 800kHz~1MHz，功率为 3.2kW。系统架构图如图 1 所示，包括三个部份：

(1) 输入电源部份，交流 220V 的市电电源，经过噪声滤波器(EMI Filter)、桥式整流器和滤波电容，整流成 310V 的直流电压源，作为后级全桥电力转换电路电源；

(2) 后级全桥电力转换电路，采用四颗高频 MOSFET(Q₁~Q₄)构成全桥电路，高频输出讯号经由闸极驱动器推动全桥电路，产生高频的交流电压讯号，传送至由输出电感(L)、输出电容(C)和输出变压器，工作线圈及负载所构成的串并联共振回路；

(3) 控制回路，系由 PIC 单芯片微处理机电路及锁相回路集成电路(RCA4046)所构成。单芯片微处理机电路用来从事键盘及发光二极管显示器之人机接口处理、工作条件

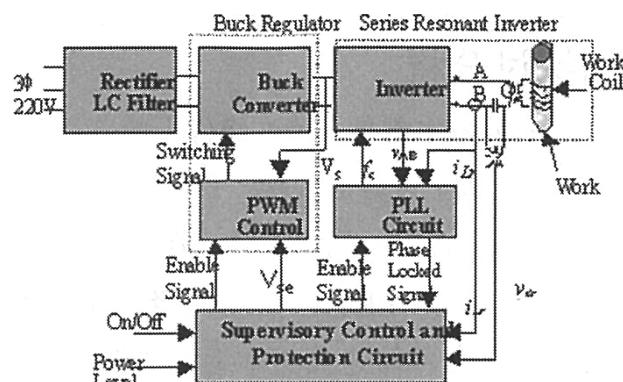


图1 系统架构图

的设定、保护电路监控及操作命令的下达。锁相回路则用来做输出最大功率追踪及功率组件的零电压切换的控制；功率组件工作于零电压切换状况下，大幅降低突波电压，使系统工作于高稳定度之操作点上。

3 MOSFET 小信号模式分析

MOSFET 等效电路如图 2 所示，由于 static dV/dt 造成 MOSFET 寄生晶体管的导通导致组件的损坏。如果基极及射级间的电阻值太大，流经 C_{cb} 的位移电流，将降低寄生晶体管维持集极及射级间的电压的能力。一般而言，不须对于寄生晶体管太过于考量，因为 R_{be} 数值很小，且 C_{cb} 随着 V_{DS} 的增高而变小，所以只有在 dV/dt 大于 $30V/ns$ 时，才会造成寄生晶体管的导通。但在高频时（如频率大于 $1MHz$ 时），则需慎重考量此一状况。

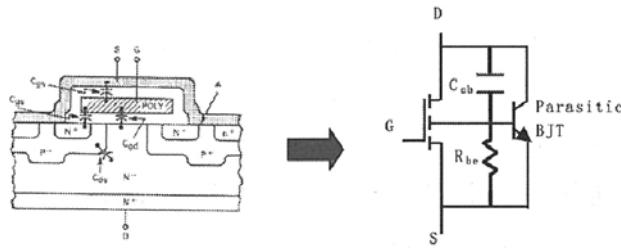


图 2 MOSFET 内部存在一个寄生晶体管 (BJT)

功率 MOSFET 因具有高频宽和高输入阻抗，成为造成不稳定的主要因素。其增益于 $100MHz$ 时仍大于一，经由内部及电路上的寄生电容很容易形成一个谐振电路。高输入阻抗造成其容易回授信号到闸极电路。其等效电路模型如图 3 所示。

根据 Routh-Hurwitz 稳定法则^[4]，下述条件必须符合：

$$L_G < (C_{GD} + C_{DS})^2 R_G / C_{GD} g_m \quad (1)$$

其中， L_G 为闸极驱动电路电感，在高增益 (g_m) 下只需几个 nH 就可能造成电路的不稳定，如图 4 所示。闸极电路回路面积不只要小到能防止集极电路的耦合，同时要减少电感量的存在，因此闸极电路需尽量靠近 MOSFET，且用绞线传输可减少线路中的电感存在。稳定度随着晶元 (die) 面积（依电

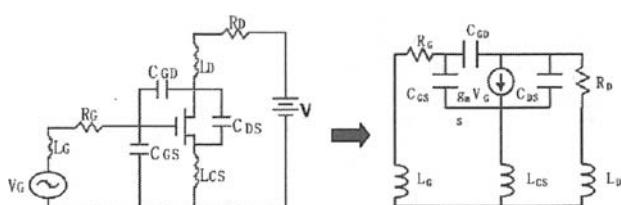


图 3 操作在线性区之小信号电路模型

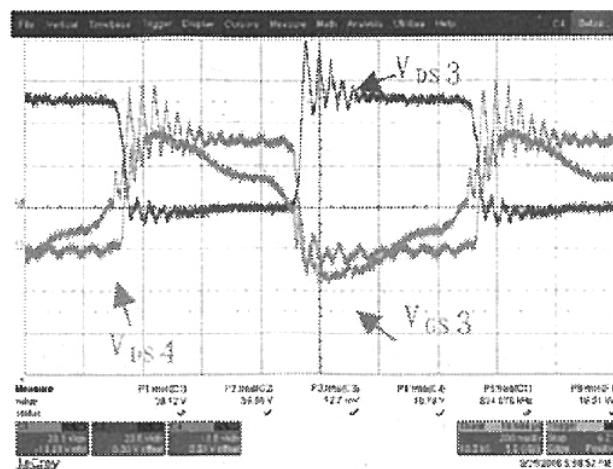


图 4 MOSFET 高频切换时汲极所产生的突波震荡信号

流大小而改变）的增加而变小，因此越大功率越需付出更多的关注。栅极电阻 R_G 需尽量靠近栅极，减少闸极电路电感。

4 突波的探讨分析

功率组件上的突波主要是由跨在组件上的 dV/dt （电压变化率）所造成， dV/dt 大致上可分成 3 种^[5,6]：

(1) 静态的 dV/dt ，此时的功率组件是在不导通状态，电路上的一个瞬时突波，加在功率组件上，经由闸级与汲级间的杂散电容 (C_{GD}) 耦合到闸级，有可能造成功率组件的误导通，但基本上不致造成组件的损坏，但是流过图 2 中的寄生晶体管集基极电容的位移电流，有可能降低其耐压能力造成损坏。

(2) 动态的 dV/dt ，系经由功率组件本身的切换造成的 dV/dt ，当高速切换时，线路中的电感电流将因功率组件快速的切换造成快速的 di/dt ，因此诱导出很高的 Ldi/dt 电压加于功率组件上，造成功率组件的损坏。

(3) 因功率组件 MOSFET 内部二极管 (intrinsic diode) 的逆向导通恢复能量 (recovery energy) 所造成的 dV/dt ，往往造成很高的电压导致组件的损坏。

4.1 功率组件 MOSFET 因内部二极管的恢复能量所造成的突波分析

超高频感应加热供电器的功率级输出电路等效电路如图 5 所示。图中 D_1-D_4 和 C_1-C_4 为 MOSFET Q_1-Q_4 内部二极管及寄生电容。

经由实验得知，当工作频率小于输出串连等效电路共振频率时，于功率组件上产生很大的突波如图 6 上图所示。图

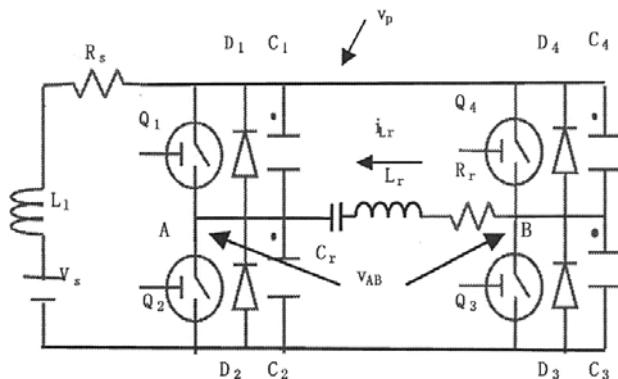


图 5 超高频感应加热供电器的功率级输出

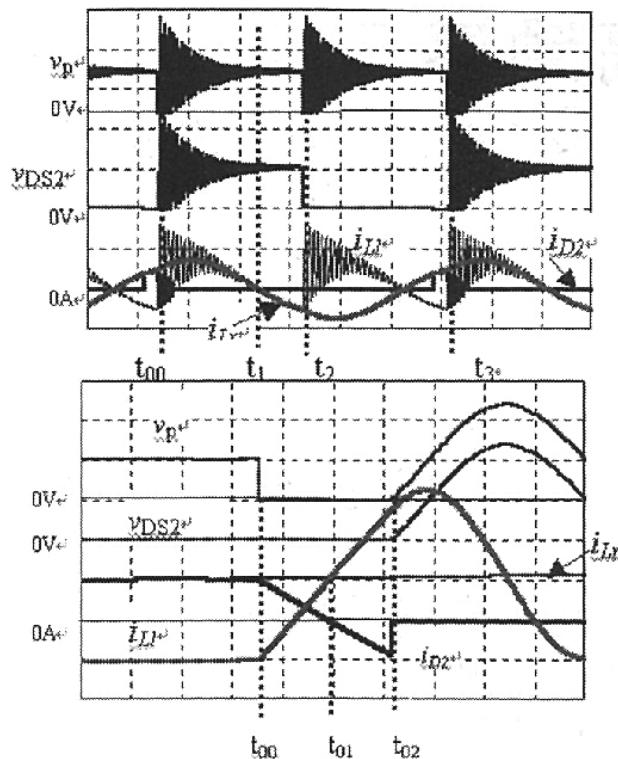


图 6 上图为功率组件非零电压切换时的时序图，下图为其展开图 ($v_{DS1} \sim v_{DS4}$ 为 Q_1, Q_2, Q_3 和 Q_4 的汲源级电压， v_p 为直流总线 DC bus 上电压)

6 下图为上图的展开，突波瞬时分析时序图如图 6，图 7 所示。

State 0 : $t < t_{00}$

于 t_{00} 前， Q_2 和 Q_4 为截止状态，此时为死带区 (dead time)；电流路径如图 7(a) 所示。

State 1 : $t_{00} \quad t < t_{01}$

于 t_{00} 瞬间， Q_1 和 Q_3 导通，造成 v_p 短路，i.e. $v_p = 0$ 。此现象显示于图 6 下图中的 v_p 信号中。等效电路和电流流动路径显示于图 7(b)。在 t_{00} and t_{01} 间流经电感 L_1 的电流减少

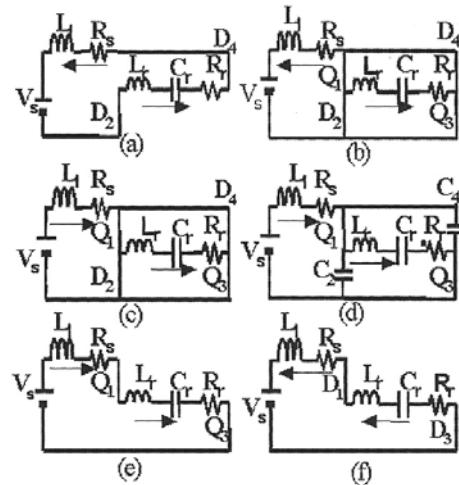


图 7 操作状态等效电路图

到零然后改变流动方向并逐渐增加，其路径如图 7(c) 所示。

State 2 : $t_{01} \quad t < t_{02}$

于 t_{01} 瞬间， $i_{L1}(I_0)$ 电流增加到 $i_{L1}(I_0)$ 值，流经 D_2 and D_4 电流开始截止。 D_2 and D_4 的恢复期间造成继续导通直到逆向电流的积分达到二极管的储存电荷。电流路径如图 7(c)。

State 3 : $t_{02} \quad t < t_1$

于恢复期间后， D_2 and D_4 停止导通。电流路径如图 7(d) 在此瞬间突波产生， L_1 和 C_s 开始震荡并且有巨大突波电压发生在 Q_2 and Q_4 上；等效电路如图 8(a)，假设 i_{L1} 在此瞬间为一定电流等效电路能简化成图 8(b) 中之电路，图 8(b) 中突波产生等效电路之微分方程式可表达如下：

$$V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + i_{L1}R_s + v_{CS}(t) \quad (2)$$

$$C_s \frac{dv_{CS}(t)}{dt} = i_{L1} - I_0 \quad (3)$$

FET 内在二极管的恢复储存电荷 (Q_r) 为

$$Q_r = \frac{1}{2} I_r T_r \quad (4)$$

突波的起始条件为

$$i_{L1}(t_{02}) = I_0 + I_r, v_{CS}(t_{02}) = 0$$

(2) 和方程式 (3) 的解为

$$\tau = t - t_{02}$$

$$v_{CS}(\tau) = (V_s - I_0 R_s)$$

$$\begin{aligned} &< \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{j\omega_n \tau} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} \tau - \phi) \right] \\ &+ I_r Z_0 \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{j\omega_n \tau} \sin \omega_n \sqrt{1-\xi^2} \tau \\ &\approx \frac{1}{L_1 C_s}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_s}}, \xi = \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{C_s}{L_1}}, \phi = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{-\xi} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\frac{R_s^2 C_s}{4L_1} < 1 \quad (6)$$

于此状态中 i_{L1} 等于 i_{Lr} 为流经 L_r 、 C_r 和 R_r 的共振电流，电流路径如图 7(e) 所示。

State 4 : $t_1 < t < t_2$

于 t_1 时，负载电流改变方向且 D_1 和 D_3 顺向导通，电流路径如图 7(f) 所示。

State 5 : $t_2 < t < t_3$

于 t_2 时间 Q_2 和 Q_4 导通，接下来的半个共振周期则是相同的过程，实验和仿真的结果如图 9 所示，非常接近。

6 切换对突波的影响

输出电路频率大于电路共振频率时，功率组件工作通模式，在此模式中不会有因二极管恢复能量而造成突波问题发生，因此经实测与仿真获得图 10 的结果突波获得很大的改善。

为 MOSFET 工作于 300V_{DC}，831kHz 时量测到的 V_{DS} 及负载电流信号，图 11(a) 为将其中的 V_{DS} 信号置于示波器之 X 轴， I_D 信号置于示波器之 Y 轴，经妥善设定示波器时间、电压、电流值，所量测到 MOSFET 关闭时 V_{DS} 及 ID 轨迹图，大致上皆座落于供货商所设定之 RBSOA 曲线范围内。

7 MOSFET 失效检视

透过半导体业者的协助，经电子显微镜的放大审视，失效功率模块经剖开照相后可得图 12 中的相片，图 12(a) 为组件剖开后上视图，图 12(b) 为故障部位局部放大图，可由相片中检视出故障的组件部位，并约略可看出电压击

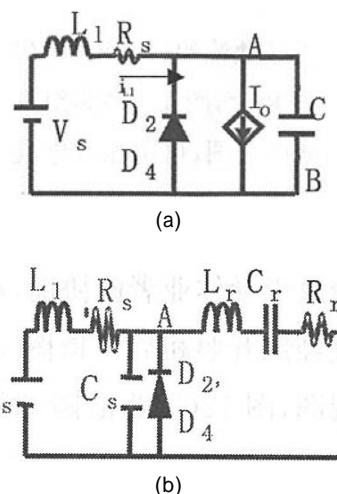
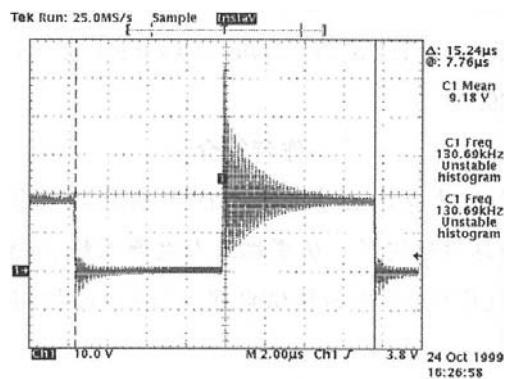
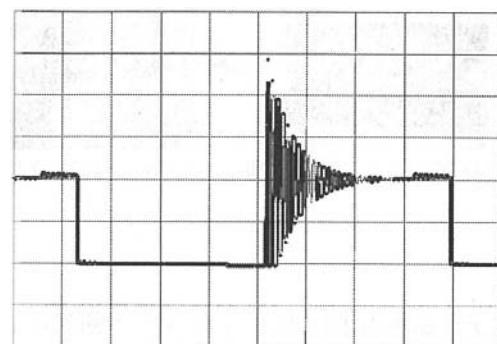


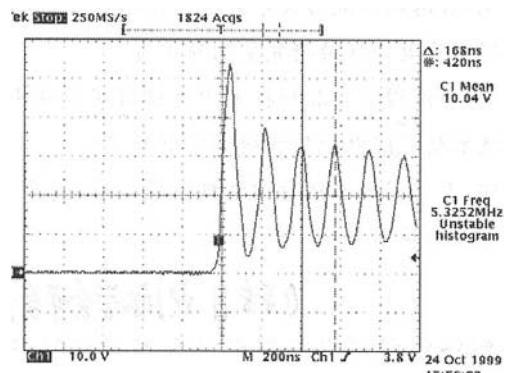
图8 突波发生时的等效电路 (D_2 and D_4 恢复电流截止时)



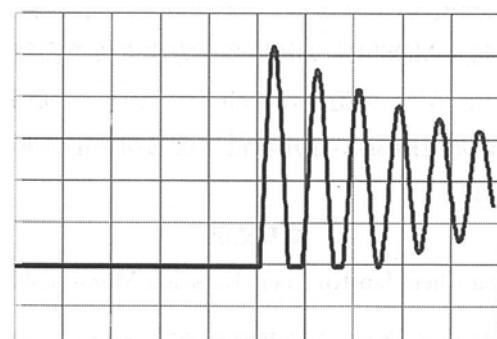
(a) V_{DS2} 的实测波形
($V_s=20V$, $f_s=78kHz$) (20V/DIV, 2(s/DIV))



(b) V_{DS2} 的仿真波形 (仿真条件为： $V_s=20V$, $L_1=600nH$, $R_s=600m$, $L_r=275\mu H$, $C_r=20nF$, $R_r=60$, recovery energy $Q_{RM}=30nC$)



(c) 图9(a)的展开图



(d) 图9(b)的展开图

图9

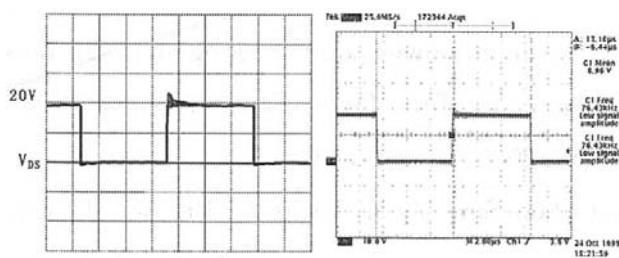


图 10

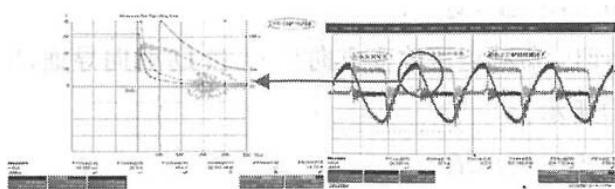
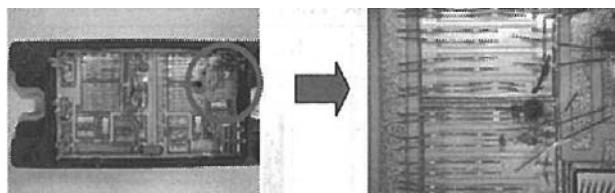


图 11 (a)MOSFET 关闭时 V_{DS} 及 I_D 轨迹图 (b) V_{DS} 及负载电流信号



(a) MOSFET 模块损毁后剖开照相图 (b) 故障部位局部放大图

图 12

穿、大电流烧毁、静电击穿等讯息，藉由上述讯息参考得以改善驱动设计。

8 结语

电力电子产品为追求微小化，工作频率不断增高，当工作频率高过数百 kHz 时，功率组件上的突波已无法使用缓冲电路来抑制，本研究经由突波信号模式分析，提出解决对策为使其工作于零电压切换模式，大幅减少突波改善功率组件可靠度，并介绍 RBSOA 检测及 MOSFET 失效检视等方法来改善高频功率组件可靠度。由于 dV/dt 为造成功率组件突波的主要杀手，从此观点，只要能满足电路需求，选用较慢速度的功率组件对于可靠度会有很大助益。

参考文献

- [1] Mu-Ping Chen, Jan-Ku Chen, Katsuaki Murata, Masatoshi Nakahara and Koosuke Harada. Surge Analysis of Induction Heating Power Supply with PLL. IEEE Transactions on Power Electronics, September, 2001.
- [2] Mu-Ping Chen, Jan-Ku Chen, Katsuaki Murata, Masatoshi Nakahara and Koosuke Harada. On the Switching Surge in the Current Resonant Inverter for the Induction Heating Furnace Application. The Transaction of the Institute of Electric Engineers of Japan, Vol. 121-D, 2001.
- [3] Katsuki and K. Harada. Surge Analysis of The Free-running Transistor Inverter. INTELEC83: 213—217, 1983.
- [4] D. Giandomenico, D. -S. Kuo, C. Hu, and J. Choi. Analysis and prevention of power MOSFET anomalous oscillations. Proc. Powercon 11, H. 4. 1—H. 4. 9 (1984).
- [5] Motorola Power MOSFET Transistor Data. Avalanche and dv/dr limitations of the power MOSFET. 2—5—1, 2—5—11, 1989.
- [6] Motorola Power MOSFET Transistor Data. Avalanche and dv/dr limitations of the power MOSFET, 2—5—1, 2—5—11, 1989.

作者简介

陈慕平，日本崇城大学工学博士，目前就职于台工业技术研究院能源与环境研究所。从事机器人电源系统、变频器、变频式冷暖气机、电焊机、感应加热供电器、主动功因控制器等相关研究。

杨明哲，台湾国立中兴大学电机研究所硕士，目前担任台湾工业技术研究院电能转换研究室副研究员。

陈婉佩，台湾国立成功大学电机研究所硕士，目前担任台湾工业技术研究院电能转换研究室副研究员。

陈柏燊，台湾国立台北科技大学电机研究所硕士，目前担任台湾工业技术研究院电能转换研究室副研究员。

黄俊郎，台湾明治科技大学电机系学生，目前于台湾工业技术研究院电能转换研究室实习。

《转自电源学会年会论文集》