

# MOSFET 在电动车无刷控制器中的应用

蔡林 高级应用工程师

苏州硅能半导体科技股份有限公司

**摘要：**本文介绍了电动自行车无刷控制器的热设计、短路保护时间确定及驱动电路的优化。

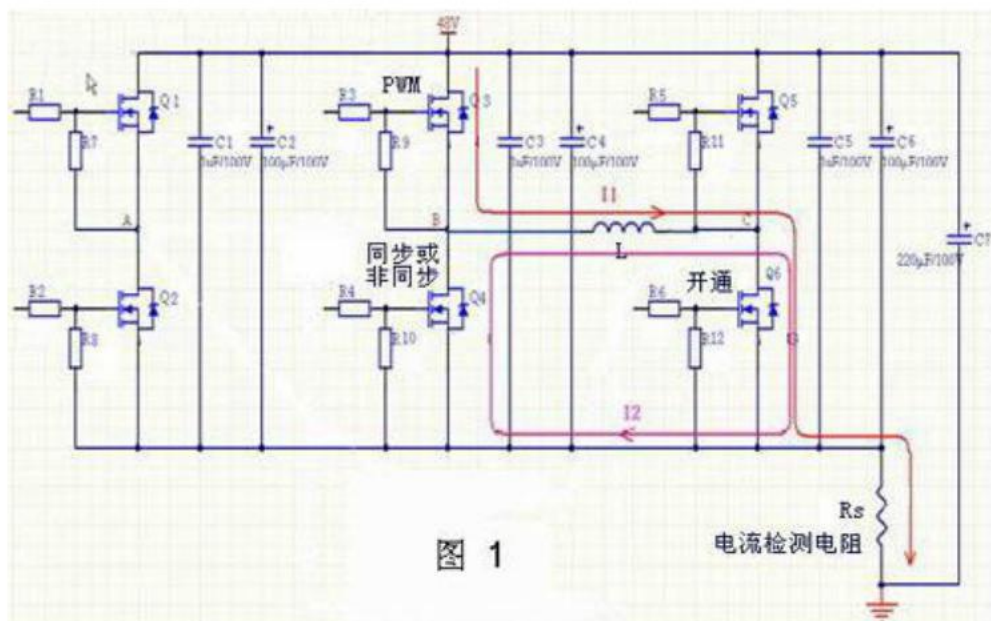
## 第一节：电动自行车无刷电机控制器的热设计

### ● 概述

由于功率MOSFET具有驱动电流小、开关速度快等优点，已经被广泛地应用在电动车的控制器里。但是如果设计和使用不当，会经常损坏MOSFET。一旦损坏，MOSFET的漏源极短路，晶圆将被严重烧毁。通常MOSFET损坏模式包括：过流、过压、雪崩击穿、超出安全工作区等。这些原因导致的损坏最终都是因为晶圆温度过高而损坏，所以在设计控制器时，热设计是非常重要的。MOSFET的结点温度必须经过计算，确保在使用过程中MOSFET结点温度不会超过其最大允许值。

### ● 无刷电机控制器简介

由于无刷电机具有高扭矩、长寿命、低噪声等优点，已在各领域中得到了广泛应用，其工作原理也已被大家广为熟知。国内电动车电机控制器通常工作方式三相六步，工作及原理图如图1所示，其中Q1, Q2为A相上管及下管；Q3, Q4为B相上管及下管；Q5, Q6为C相上管及下管。MOSFET全部使用SSF7509。MOSFET工作在两两导通方式，导通顺序为Q1Q4→Q1Q6→Q3Q6→Q3Q2→Q5Q2→Q5Q4→Q1Q4，控制器的输出通过调整上桥PWM脉宽实现，PWM频率一般设置为15KHz。



当电机及控制器工作在某一相时（假设 B 相上管 Q3 和 C 相下管 Q6），在每一个 PWM 周期内，有两种工作状态：

**状态 1：** Q3 和 Q6 导通，电流 I1 经 Q3、电机线圈 L、Q6、电流检测电阻  $R_s$  流入地。

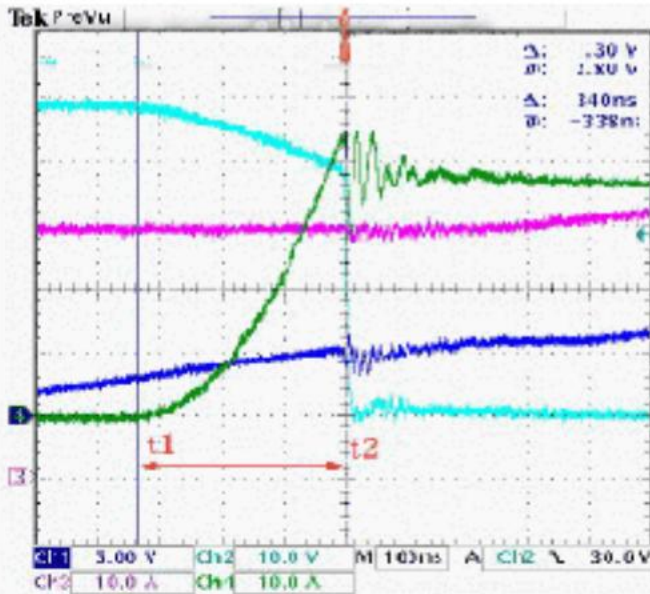
**状态 2：** Q3 关断，Q6 导通，电流 I2 流经电机线圈 L、Q6、Q4，此状态称为续流状态。在状态 2 中，如果 Q4 导通，则称控制器为**同步整流方式**。如果 Q4 关断，I2 靠 Q4 体二极管流通，则称为**非同步整流工作方式**。

流经电机线圈 L 的电流 I1 和 I2 之和称为**控制器的相电流**，流经电流检测电阻  $R_s$  的平均电流 I1 称为**控制器的线电流**，所以控制器的相电流要比控制器的线电流要大。



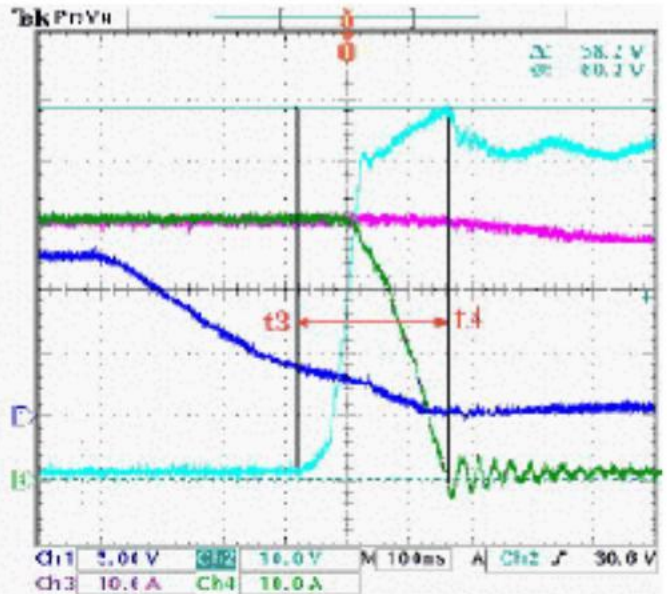
## ● 功耗计算

控制器 MOSFET 的功率损耗随着电机负载的加大而增加，当电机堵转时，控制器的 MOSFET 损耗达到最大（假设控制器为全输出时）。为了分析方便，我们假设电机堵转时 B 相上管工作在 PWM 模式下，C 相下管一直导通，B 相下管为同步整流工作方式（见图 1）。电机堵转时的波形如图 2-图 5 所示。



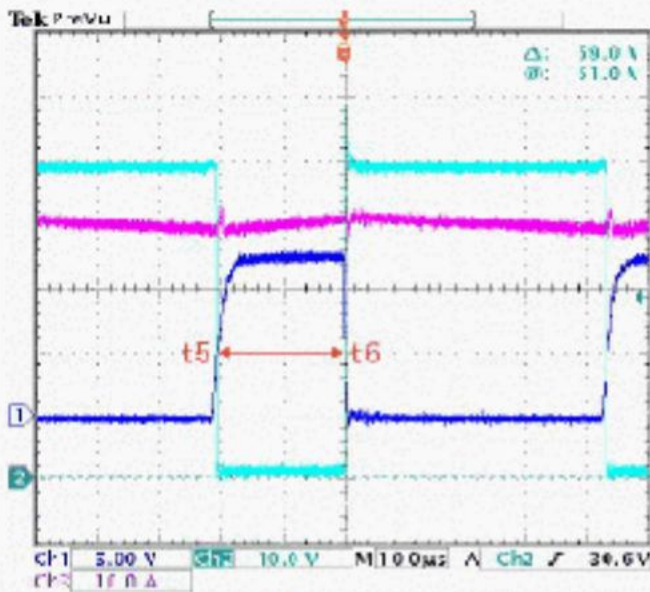
CH1: B 相上管 Vgs CH2: B 相上管 Vds  
CH3: 控制器相电流 CH4: B 相上管电流

图 2: B 相上管开通波形



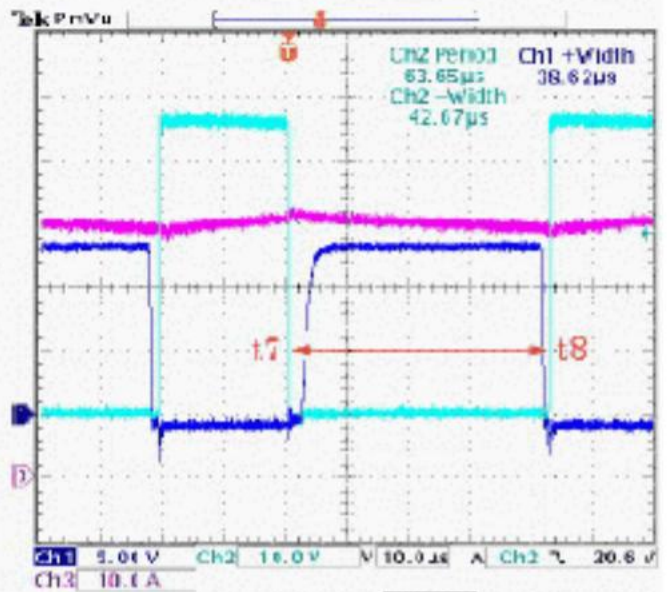
CH1: B 相上管 Vgs CH2: B 相上管 Vds  
CH3: 控制器相电流 CH4: B 相上管电流

图 3: B 相上管关断波形



CH1: B 相上管 Vgs CH2: B 相上管 Vds  
CH3: 控制器相电流

图 4: B 相上管开关波形



CH1: B 相下管 Vgs CH2: B 相下管 Vds  
CH3: 控制器相电流

图 5: B 相下管开关波形

功率损耗计算如下:

B 相上管功率损耗:

B 相上管开通损耗 (t1-t2), 见图 2:

$$\begin{aligned} P_{hs}(\text{turn on}) &= \left( \int_{t_1}^{t_2} V_{ds}(H_s) * I_{dt} \right) * F_{sw} \\ &\approx 1/2 * V_{ds} * I * (t_2 - t_1) / T \\ &= 1/2 * 48 * 40 * 340 * 10^{-3} / 64 \\ &= 5.1 \text{ W} \end{aligned}$$

B 相上管关断损耗 (t3-t4), 见图 3:

$$\begin{aligned} P_{hs}(\text{turn off}) &= \left( \int_{t_3}^{t_4} V_{ds}(H_s) * I_{dt} \right) * F_{sw} \\ &\approx 1/2 * V_{ds} * I * (t_4 - t_3) / T \\ &= 1/2 * 48 * 40 * 250 * 10^{-3} / 64 \\ &= 3.75 \text{ W} \end{aligned}$$

B 相上管导通损耗 (t5-t6), 见图 4:

$$\begin{aligned} P_{hs}(\text{turn on}) &= I^2 * R_{ds}(\text{on}) * D \\ &= 40^2 * 0.009 * 20 / 64 \\ &= 4.5 \text{ W} \end{aligned}$$

B 相上管总损耗:

$$\begin{aligned} P_{hs}(\text{Bphase}) &= P_{hs}(\text{turn on}) + P_{hs}(\text{turn off}) + P_{hs}(\text{on}) \\ &= 5.1 + 3.75 + 4.5 \\ &= 13.35 \text{ W} \end{aligned}$$

B 相下管功率损耗:

B 相下管续流损耗 (t7-t8), 见图 5:

$$\begin{aligned} P_{LS}(\text{Bphase}) &= P_{LS}(\text{freewheel}) \\ &= I^2 * R_{ds}(\text{on}) * (1-D) \end{aligned}$$

$$= 40^2 * 0.009 * (1 - 20/64)$$

$$= 9.9 \text{ W}$$

#### C 相下管功率损耗

因为 C 相下管一直导通，所以功率损耗计算如下：

$$\begin{aligned} \text{PLS (Cphase)} &= \text{PLS (on)} \\ &= I * I * R_{ds} \text{ (on)} \\ &= 40 * 40 * 0.009 \\ &= 14.4 \text{ W} \end{aligned}$$

控制器的功率管总损耗为：

$$\begin{aligned} P_{\text{total}} &= \text{PHS(Bphase)} + \text{PLS(Bphase)} + \text{PLS(Cphase)} \\ &= 13.35 + 9.9 + 14.4 \\ &= 37.65 \text{ W} \end{aligned}$$



## ● 热模型

图 6 为 TO-220 典型的安装结构及热模型。

热阻与电阻相似,所以我们可以将  $R_{th(jc)}$  看着几个小的电阻串联,从而有如下公式:

$$R_{th(ja)} = R_{th(jc)} + R_{th(ch)} + R_{th(ha)}$$

其中:

$R_{th(jc)}$  —— 结点至 MOSFET 表面的热阻

$R_{th(ch)}$  —— MOSFET 表面至散热器的热阻

$R_{th(ha)}$  —— 散热器至环境的热阻 (与散热器的安装方式有关)

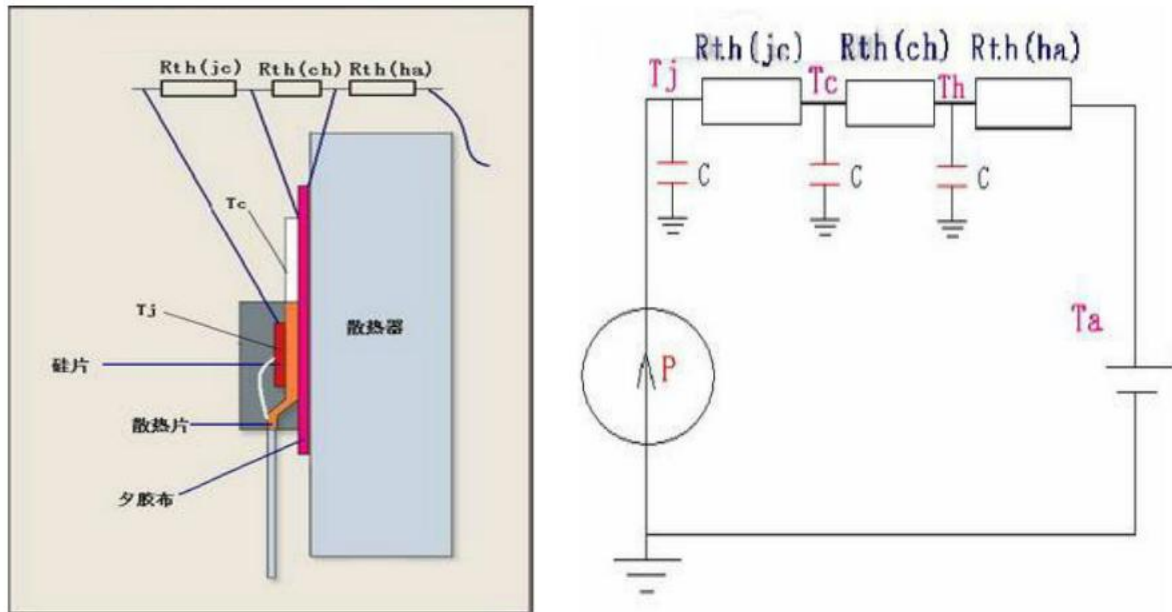


图 6 热阻模型

通常热量从结点至散热器是通过传导方式进行的,从散热器至环境是通过传导和对流方式。 $R_{th(jc)}$  是由器件决定的,所以对一个系统,如果 MOSFET 已确定,为了获得较小的热阻我们可以选择较好的热传导材料并且将 MOSFET 很好地安装在散热器上。

### 稳态温升的计算

从 SSF7509 的数据手册我们可以获得如下参数:

$$T_{jmax} = 175^{\circ}\text{C} \quad R_{th(jc)max} = 0.63^{\circ}\text{C/W}$$

电机运行时 MOSFET 结点至其表面的温升计算(因为电机在运行时,上管和下管只有三分之一的时间工作,所以平均功率应除以 3.)

上管结点至功率管表面的稳态温升

$$T_{jc} = T_j - T_c = (P_{hs}/3) \times R_{th(jc)} = 13.35/3 \times 0.63 = 2.80^{\circ}\text{C}$$

下管结点至功率管表面的稳态温升

$$T_{jc} = T_j - T_c = (P_{ls}/3) \times R_{th(jc)} = (9.9 + 14.4)/3 \times 0.63 = 5.10^{\circ}\text{C}$$

### 电机堵转时 MOSFET 结点至其表面的温升计算

B 相上管结点至功率管表面的稳态温升

$$T_{jc} = T_j - T_c = P_{hs} \times R_{th(jc)} = 13.35 \times 0.63 = 8.41^{\circ}\text{C}$$

B 相下管结点至功率管表面的稳态温升

$$T_{jc} = T_j - T_c = P_{ls} \times R_{th(jc)} = 9.9 \times 0.63 = 6.23^{\circ}\text{C}$$

C 相下管结点至功率管表面的稳态温升

$$T_{jc} = T_j - T_c = P_{ls}(C_{phase}) \times R_{th(jc)} = 14.4 \times 0.63 = 9.07^{\circ}\text{C}$$

由以上计算可知，在电机堵转时控制器中一直导通的 MOSFET（下管）的温升最大，在设计时应重点考虑电机堵转时的 MOSFET 温升。

- 选择合适的导热材料

图 7 为 SilPad 系列导热材料对 TO-220 封装的导热性能随压力变化的曲线。

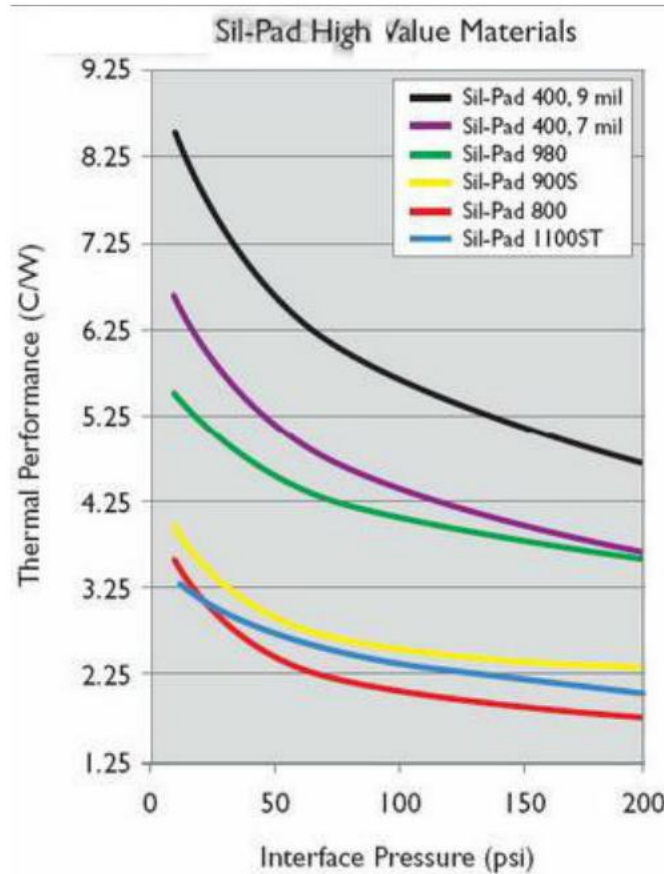


图 7

6.1 导热材料为 SilPad-400，压力为 200psi 时，其热阻  $R_{th}(ch)$  为  $4.64\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

$$\text{则: } T_{ch} = T_c - T_h = PLS \times R_{th}(ch) = 14.4 \times 4.64 = 66.81\text{ }^{\circ}\text{C}$$

6.2 导热材料为 SilPad-900S，压力为 200psi 时，其热阻  $R_{th}(ch)$  为  $2.25\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

$$\text{则: } T_{ch} = T_c - T_h = PLS \times R_{th}(ch) = 14.4 \times 2.25 = 32.4\text{ }^{\circ}\text{C}$$

可见，不同的导热材料对温升的影响很大，为了降低 MOSFET 的结点温升，我们可以选择较好的热传导材料来获得较好的热传导性能，从而达到我们的设计目标。为了使控制器更加可靠，通常我们将 MOSFET 表面温度控制在  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  以下，这是因为在使用中还会有其他高能量的脉冲出现，譬如，电机相线短路，负载突然变大等。

## 第二节：如何确定短路保护时间

### ● 概述

由于在控制器的生产和使用过程中不可避免地会遇到相线短路的情况，如电机的线圈短路就会直接导致控制器的相线短路。因此，必须设计**短路保护**功能以提高控制器的可靠性。在实际应用中，许多工程师容易忽略短路保护时间设计，因此在这就如何确定短路保护时间做一下探讨，以便能够为设计人员在设计产品时作一些参考。

### ● 短路模型及分析

短路模型如图 8 所示，其中仅画出了功率输出级的A、B两相(共三相)。Q1 和Q3 为A相MOSFET，Q2 和Q4 为B相MOSFET，所有功率MOSFET均为SSF7509。L1 为电机线圈，Rs为电流检测电阻。当控制器工作时，如电机短路，则会形成如图 8 中所示的流经Q2，Q3 的短路电流，其电流值很大，达几百安培，MOSFET 的瞬态温升很大，这种情况下应及时保护，否则会使MOSFET 结点温度过高而使MOSFET 损坏。短路时Q2 电压波形如图 9 所示。图 9a 中的MOSFET 能承受 35  $\mu$ s 的大电流短路，而图 9b 中的MOSFET 不能承受 35  $\mu$ s 的大电流短路，当脉冲 35  $\mu$ s 关断后，Vds 回升，由于温度过高，仅经过 10  $\mu$ s 的时间MOSFET 便短路，Vds 迅速下降，短路电流迅速上升。由图 9 我们可以通过  $V_d / (R_s + R_{ds})$  估算出短路时峰值电流达约 400A~600A，这是由于短路时MOSFET 直接将电源正负极短路，回路阻抗是导线，PCB 走线及MOSFET 的  $R_{ds(on)}$  之和，其数值很小，一般为几十毫欧至几百毫欧。

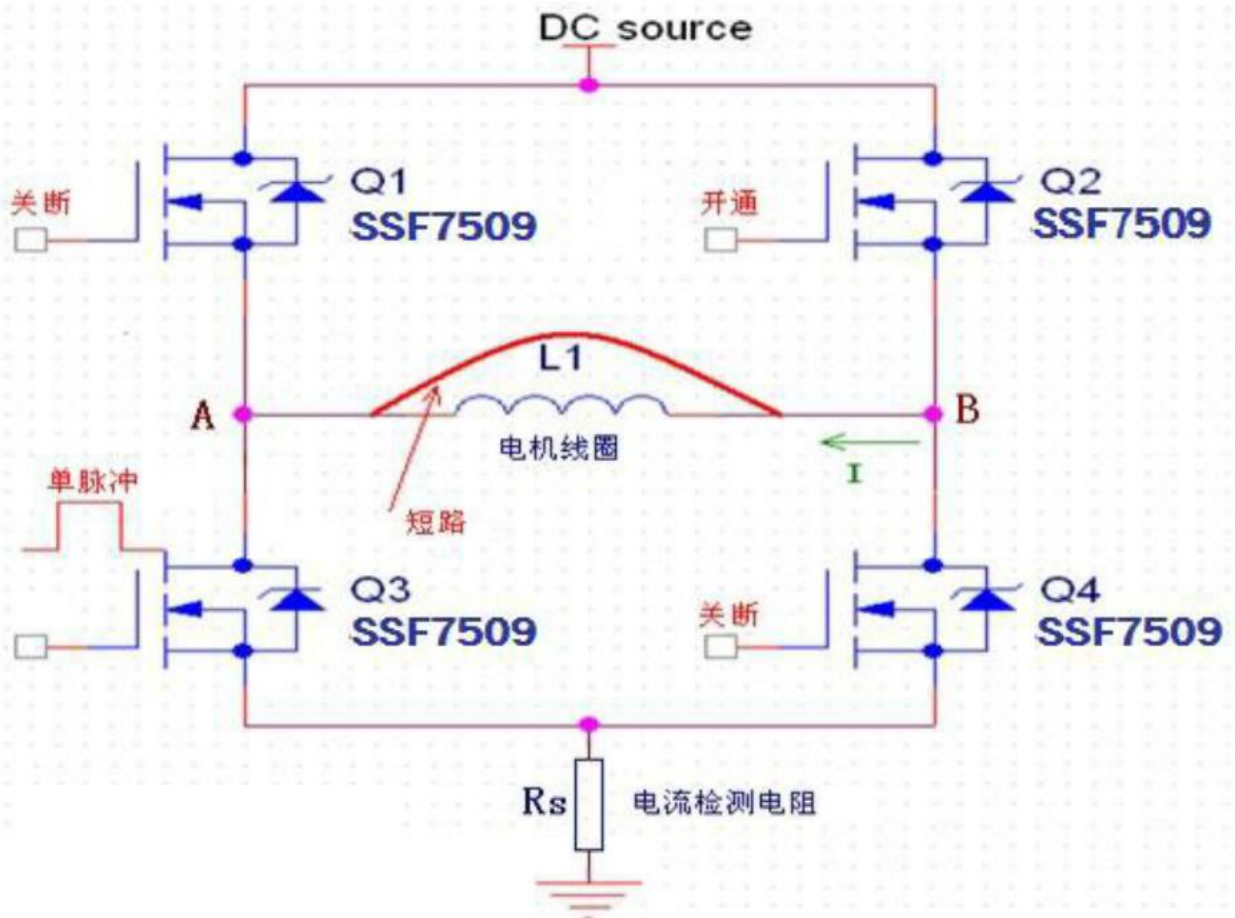


图 8





图 9a

图 9b

## ● 合理计算保护时间

在实际应用中，不同设计的控制器，其回路电感和电阻存在一定的差别以及短路时的电源电压不同，导致控制器三相输出线短路时的短路电流各不相同，所以设计者应根据自己的实际电路和使用条件设计合理的保护时间。

### 短路保护时间计算步骤：

#### ①计算 MOSFET 短路时允许的瞬态温升

因为控制器有可能是在正常工作时突然短路，所以我们的设计应是基于正常工作时的温度来计算允许的瞬态温升。MOSFET 的结点温度可由下式计算： $T_j = T_c + P \times R_{th}(j_c)$

其中：

$T_c$ : MOSFET 表面温度

$T_j$ : MOSFET 结点温度

$R_{th}(j_c)$ : 结点至表面的热阻，可从元器件 Date sheet 中查得。

一般来说，一只控制器输出功率为 350W 时，并且采用同步整流技术，续流侧 MOSFET 的耗散功率为 20W 左右，即  $P=20W$ 。同时我们假设 MOSFET 工作时的表面温度  $T_c$  为 100℃ (炎热的夏季 MOSFET 的表面温度一般都会达到此值)，则： $T_j = T_c + P \times R_{th}(j_c) = 100 + 20 \times 0.45 = 109℃$ 。

理论上 MOSFET 的结点温度不能超过 175℃，所以电机相线短路时 MOSFET 允许的温升为：

$$Trising = T_{jmax} - T_j = 175 - 109 = 66℃$$

#### ②根据瞬态温升和单脉冲功率计算允许的单脉冲时的热阻

短路时 MOSFET 耗散的功率约为： $P = V_{ds} \times I = 25 \times 600 = 15000W$

脉冲的功率也可以通过将图二测得波形存为 EXCEL 格式的数据，然后通过 EXCEL 进行积分，从而得到比较精确的脉冲功率数据。

对于 MOSFET 温升计算有如下公式： $Trising = P \times Z_{\theta jc} \times R_{\theta jc}$

其中： $R_{\theta jc}$ : 结点至表面的热阻，可从元器件 Date sheet 中查得。

$Z_{\theta jc}$ : 热阻系数

由上式变形可得： $Z_{\theta jc} = Trising \div (P \times R_{\theta jc})$

代入数据得： $Z_{\theta jc} = 66 \div (15000 \times 0.45) = 0.098$

#### ③根据单脉冲的热阻系数确定允许的短路时间

由图 10 最下面一条曲线(单脉冲)可知,对于单脉冲来说,要想获得 0.098 的热阻系数,其脉冲宽度不能大于  $15\mu\text{s}$ 。

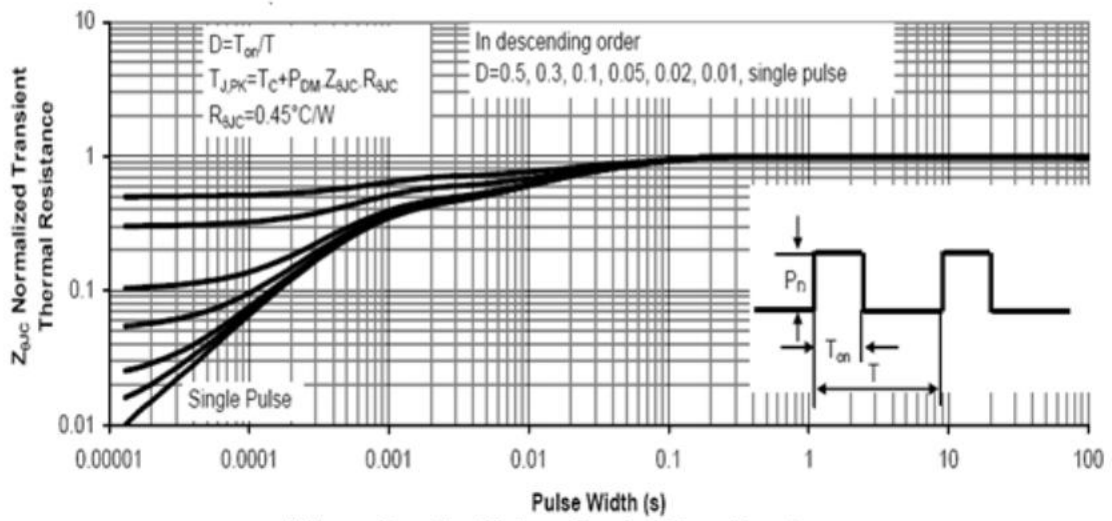


图 3-4 Normalized Maximum Transient Thermal Impedance

图 10

● 设计短路保护应注意的几个问题

①由于不同控制器的 PCB 布线参数不一样，导致相线短路时回路阻抗不等，短路电流也因此不同。所以，不同设计的控制器应根据实际情况设计确当的短路保护时间。

②由于应用中使用的电源电压有可能不同，也会导致短路电流的不同，同样也会影响到保护时间。

③注意控制器实际工作时的可能最高温度，工作温度越高，短路保护时间就应该越短。

④这里讨论的短路保护时间是指 MOSFET 能承受的最长短路时间。在设计短路保护电路时，应考虑硬件及软件的响应时间，以及电流保护的峰值，这些参数都会影响到最终的保护时间。因此，硬件电路设计和软件的编写至关重要。

⑤这里讨论的短路保护时间是单次短路保护时间，短路后短时间内不能再次短路。如果设计成周期性短路保护，则短路保护时间应更短。

⑥如果条件允许，则短路保护时间应尽可能短。这样可以大大提高控制器可靠性，降低控制器出厂后的不良率。

短路保护在瞬间大电流时能对 MOSFET 提供可靠的快速保护，大大增加了控制的可靠性，减少了控制器的损坏率。

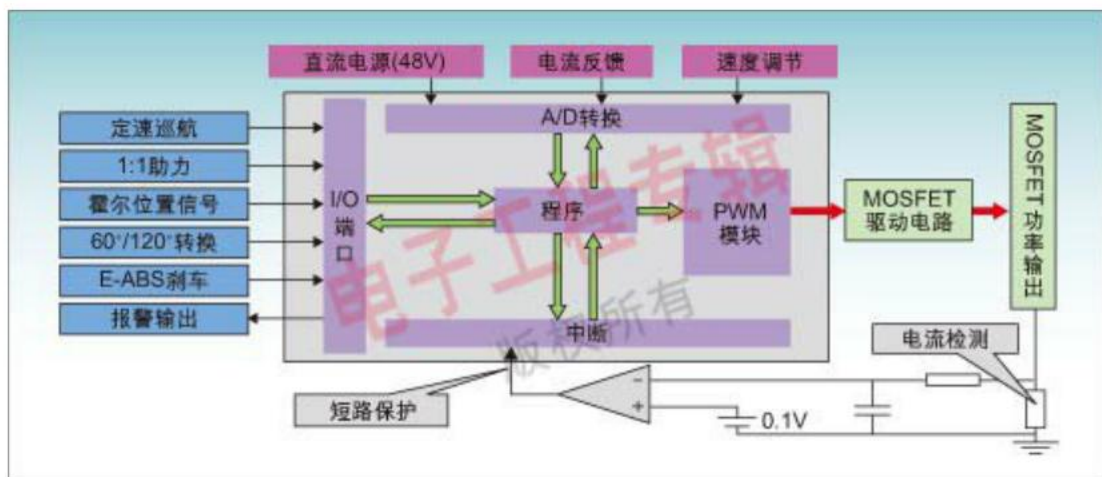


图 4: 智能无刷控制器功能图。



### 第三节：根据MOSFET内部结构设计优化的驱动电路

#### ● 概述

通常在实际的设计过程中，电子工程师对其的驱动电路以及驱动电路的参数调整并不是十分关注，尤其是从来没有基于MOSFET内部的微观结构去考虑驱动电路的设计，导致在实际的应用中，MOSFET产生一定的失效率。这里将讨论这些细节的问题，从而优化MOSFET的驱动性能，提高整个系统的可靠性。

#### ● 功率 MOSFET 的栅极模型

通常从外部来看，MOSFET 是一个独立的器件，事实上，在其内部，由许多个单元(小的 MOSFET)并联组成，图 11(a)为 SSF7509 内部显微结构图，其内部的栅极等效模型如图 11(b)所示。MOSFET 的结构确定了其栅极电路为 RC 网络。

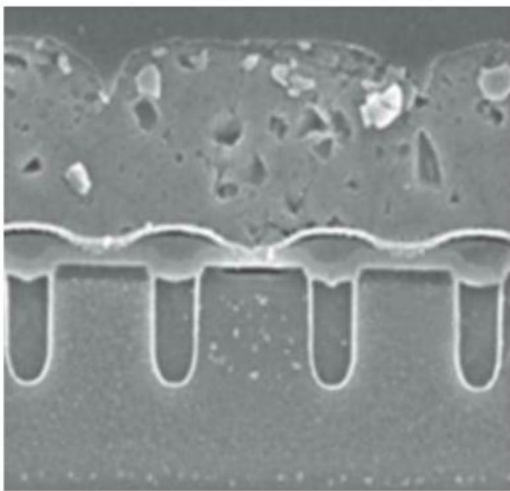


图 11 (a) SSF7509 显微镜下剖面结构

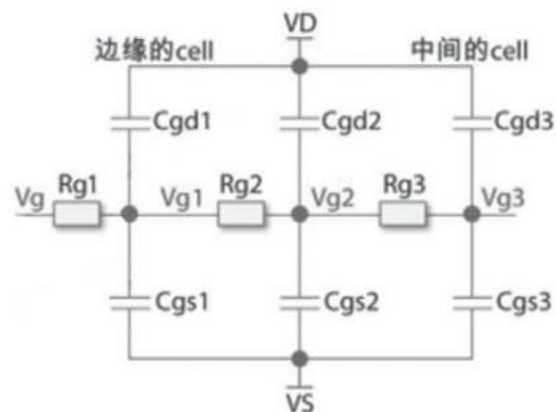


图 11 (b) 栅极等效模型

在 MOSFET 关断过程中，MOSFET 的栅极电压  $V_{GS}$  下降，从其等效模型可以得出，在晶元边缘的单元首先达到栅极关断电压  $V_{TH}$  而先关断，中间的单元由于 RC 网络的延迟作用而滞后达到栅极关断电压  $V_{TH}$  而后关断。

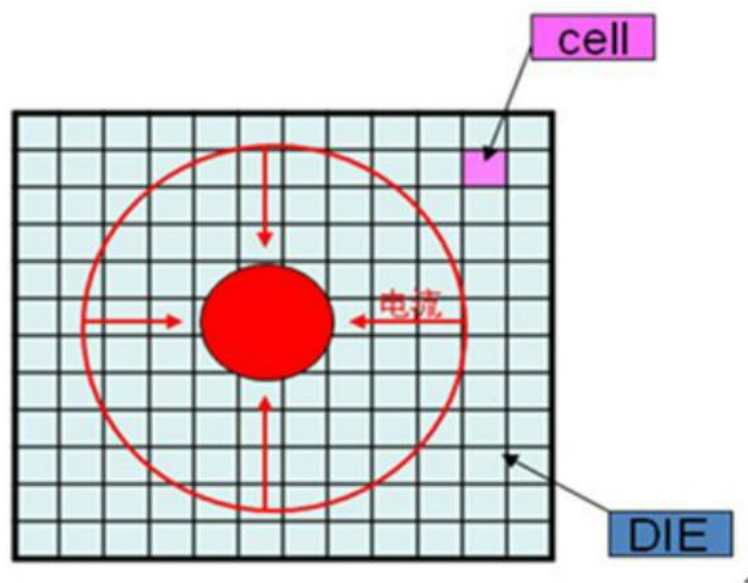


图 12: MOSFET 关断时的电流分布。

如果 MOSFET 所加的负载为感性负载，由于电感电流不能突变，导致流过 MOSFET 的电流向晶元的中间流动，如图 12 所示。这样就会造成 MOSFET 局部单元过热而导致 MOSFET 局部单元损坏。如果加快 MOSFET 的关断速度，以尽量让 MOSFET 快速关断，不让能量产生集聚点，这样就不会因局部单元过热而损坏 MOSFET。注意到：MOSFET 的关断过程是一个由稳态向非稳态过渡的过程，与此相反，MOSFET 在开通时，由于负载的电流是随着单元的逐渐开通而不断增加的，因此是一个向稳态过渡的过程，不会出现关断时产生的能量集聚点。

因此，MOSFET 在关断时应提供足够的放电电流让其快速关断，这样做不仅是为了提高开关速度而降低开关损耗，同时也是为了让非稳态过程尽量短，不至产生局部过热点。

## 功率 MOSFET 热不稳定性

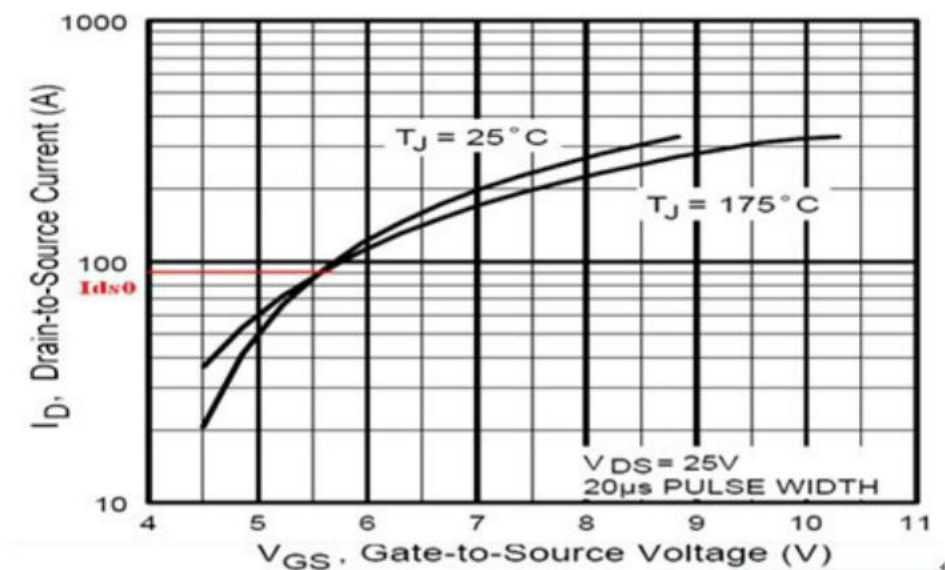


图 13: MOSFET 的转移特性。

图 13 为 MOSFET 处于饱和区时漏极电流  $I_D$  与栅极电压  $V_{GS}$  的关系曲线即转移特性，用公式可表示为：

$$I_D = K (V_{GS} - V_{TH})^2$$

其中  $K = 1/2 * U_e * (W/L) * C_{ox}$

对于特定的 MOSFET，K 为常数。因此，MOSFET 处于饱和状态时  $I_D$  与  $V_{GS}$  是平方的关系。

由图 13 可知，当 MOSFET 处于饱和区并且  $I_D < I_{D0}$  时， $I_D$  随温度的变化是正温度系数，而  $I_D > I_{D0}$  时， $I_D$  随温度的变化是负温度系数。因为 MOSFET 是由很多的小的单元组成，当  $I_D < I_{D0}$  且处于饱和区时，如果部分单元温度偏高，则这些单元会趋向流过更多的电流，继而温度会更高，因此这是一个正反馈过程，MOSFET 最终会因为局部过热而损坏。由于功率 MOSFET 在开通和关断的过程中是工作在饱和区，因此应提高开关速度，缩短这样的热不稳定过程。

## ● 应用实例

图 14 是电动车控制器的两种驱动 MOSFET 管 SSF7509 驱动电路，分立器件驱动时，PWM 在上桥臂，直接用 MC33035 驱动时，PWM 在下桥臂。

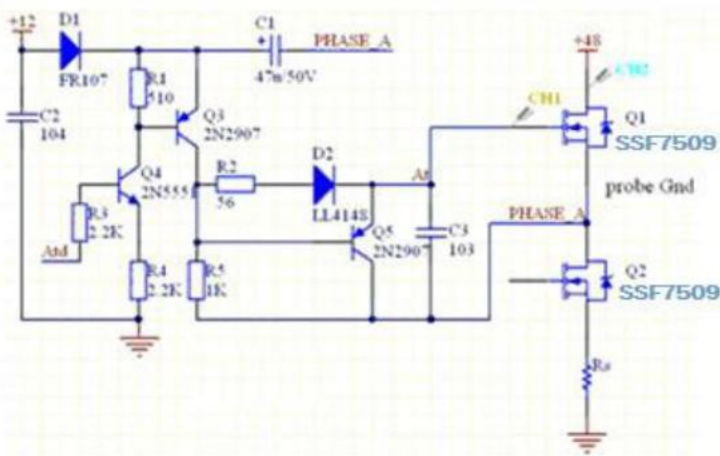


图 14(a)

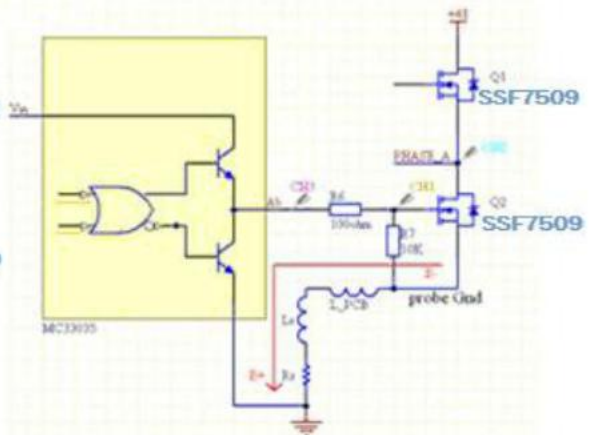
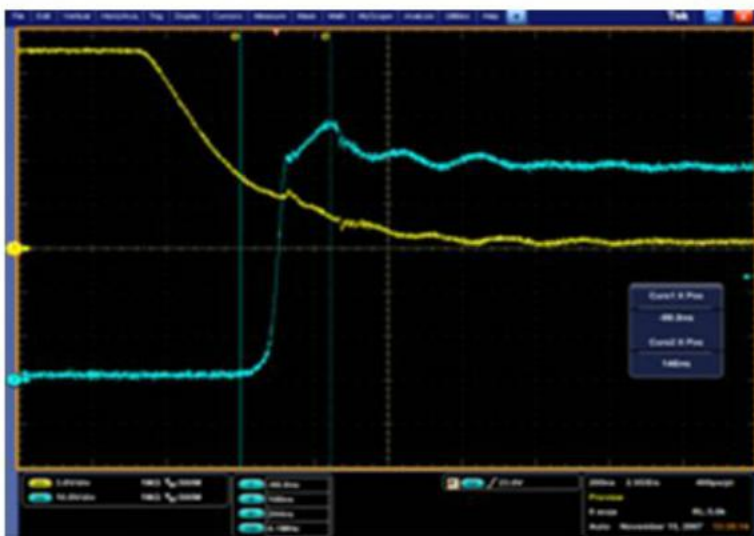


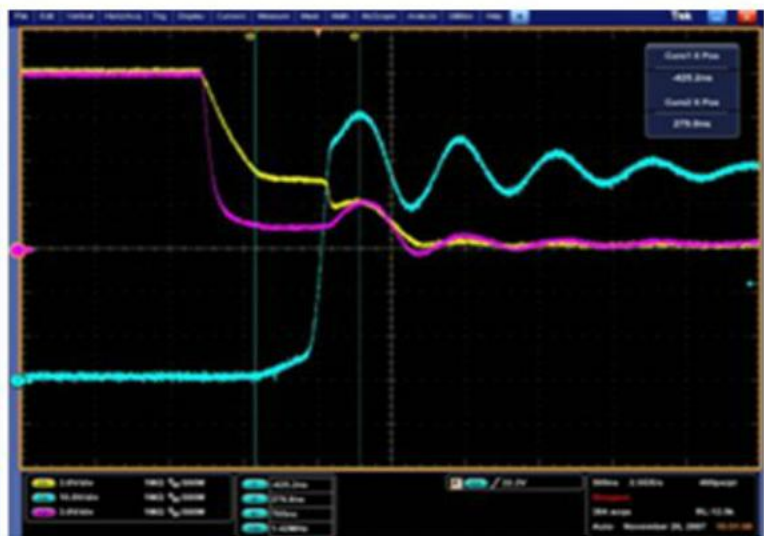
图 14(b)

图 14(a) 当 MOSFET 管 SSF7509 关断时，栅极通过 Q5 直接放电。图 4(b) 驱动电路中，当 MOSFET 管 SSF7509 关断时，栅极电流通过电阻 R6 和 MC33035 的下驱动对地放电。由于 MOSFET 管 SSF7509 在关断时电流迅速减小，会在 PCB 和电流检测电阻的寄生电感上产生感应电势，感应电势的大小为  $L di/dt$ ，方向如图红线所示。这样会使 MOSFET 管 SSF7509 的源极和 MC33035 驱动的参考电位发生相对变化，这种变化降低了 MC33035 相对于 MOSFET 管 SSF7509 源极的驱动电压，从而降低了驱动能力，使关断速度变慢。两种电路的关断波形如图 15 所示。在图 15(b) 中，当 VGS 低于米勒平台之后，电阻 R6 两端的电压，即图 15(b) 中 CH1 和 CH3 的电位差变小，由于反电势的影响，驱动线路已经几乎不能通过电阻 R6 给栅极提供放电电流，导致 MOSFET 的关断变慢。（注：测试波形时探头的地线均夹在 MOSFET 的源极）



CH1: V<sub>GS</sub> CH2: V<sub>DS</sub>

图 15(a)



CH1: V<sub>GS</sub> CH2: V<sub>DS</sub> CH3: MC33035 输出

图 15(b)



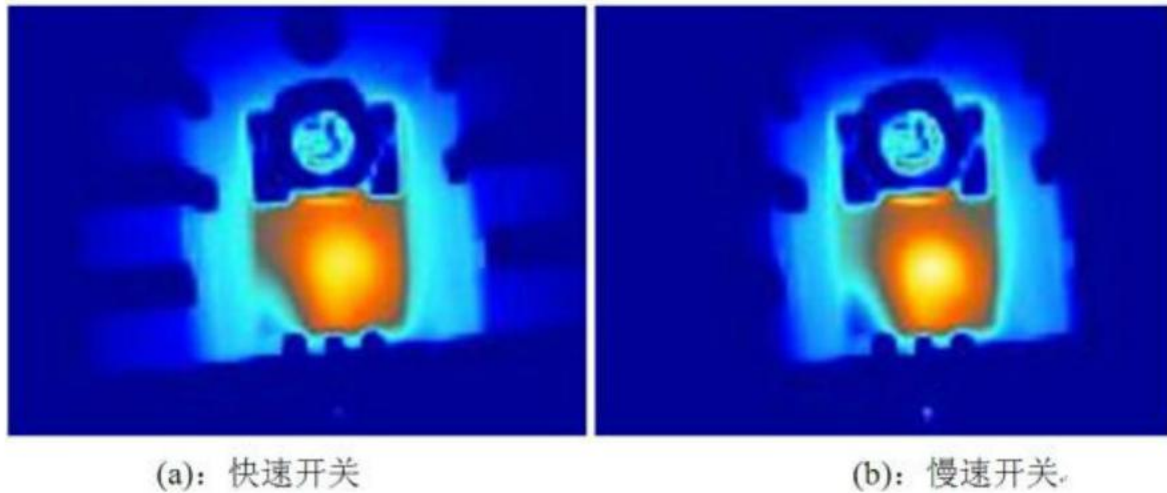


图 16: SSF7509 快速和慢速开关热成像图。

图 16 为 SSF7509 在同一应用中快速开关和慢速开关情况下的热成像照片。可以看出，在慢速开关情况下 MOSFET 的局部温度要高于快速开关情况下的温度，过慢的开关速度会导致 MOSFET 因局部温度过高而提前失效。

## ● 小结

- ①过慢的开关速度增加 MOSFET 的开关损耗，同时由于栅极 RC 网络延迟和 MOSFET 本身的热不稳定性产生局部过热，使 MOSFET 提前失效。
- ②过快的开通速度产生较大开通的浪涌电流以及开关振铃及电压尖峰。
- ③设计驱动线路和 PCB 布线时，减小主回路 PCB 和电流检测电阻的寄生电感对开关波形的影响，布线时应使大电流环路尽量小并且使用较宽的走线。