

数明HVIC栅极驱动器应用手册

----以下内容以SLM2304S为例讲述

简介

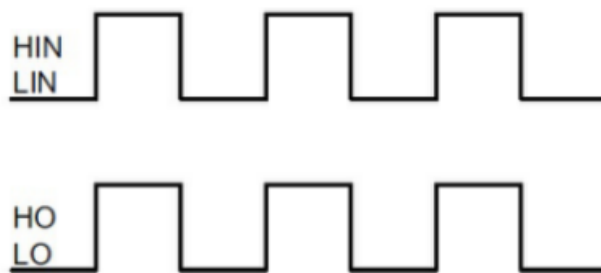
上海数明HVIC栅极驱动器SLM2304S用于驱动最高600V的N沟道MOSFET或IGBT，兼容IR2304(S)系列，广泛应用于BLDC，大功率DC-DC电源，家电，步进驱动器，逆变器等领域。本文旨在介绍栅极驱动器的基本功能，外围电路设计，参数选型，以及layout注意事项，方便工程师设计应用。

UVLO

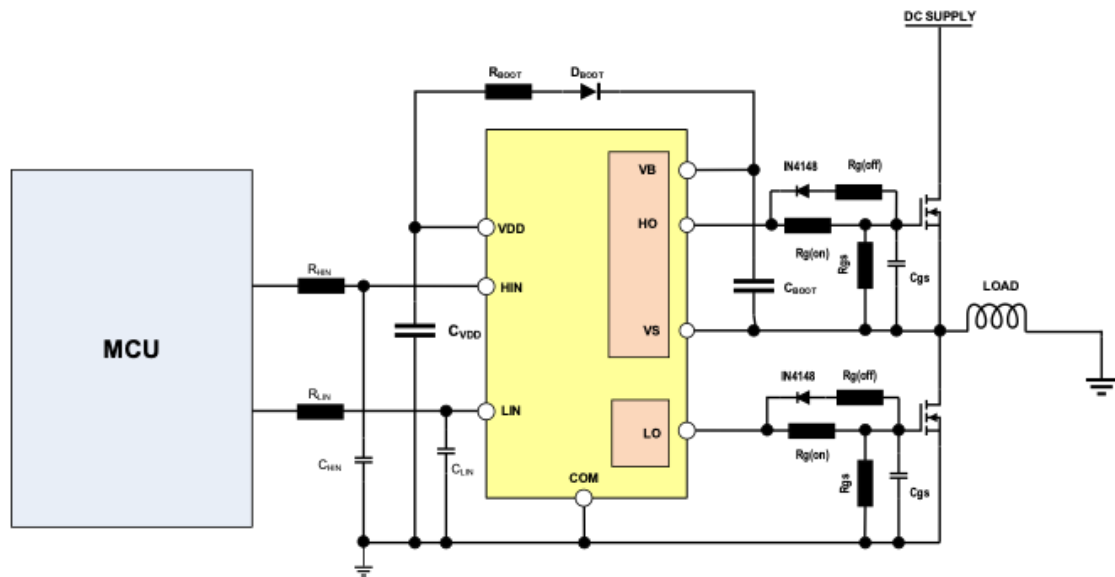
SLM2304S集成了高低边欠压保护功能(UVLO)，特别是高边欠压保护功能可以有效防止上电启动过程中高边误输出，避免出现上电时炸机现象。当VCC/VBS电压下降至VCCUV-/VBSUV阈值以下时关闭输出，VCC/VBS电压上升至VCCUV+/VBSUV+阈值以上时才打开输出。0.7V迟滞电压以防止VCC/VBS电压抖动而误触发欠压保护。

互锁功能

SLM2304S有两路输入，HIN和LIN，分别控制高边输出HO以及低边输出LO。HIN和HO同相位，LIN和LO同相位。为防止输入控制出错，例如输入同为高，输出也同为高，从而导致MOS/IGBT共通的情况，SLM2304S采用了互锁设计，即当两路输入均为高时，输出均为低，确保输出端的安全。当然，如果客户的应用就是需要输出HO和LO同为高的情况，我们推荐去掉了互锁功能的SLM2106B来满足这类特殊的应用。



典型应用线路



VS脚产生负压的原因和对策

● VS脚产生负压的原因

自举式电源是一种应用广泛，给高边栅极驱动电路供电的方法，用来驱动高边N沟道的MOS或者IGBT。自举式电源技术具有结构简单，成本低的优点，但也存在缺点，其一是占空比无法做到100%，受到自举电容刷新电荷所需时间，VBS欠压保护阈值的限制，其二是会导致开关器件的源极看到负压，可能导致HVIC的输出错误。

自举式驱动电路最大的难点在于：当开关器件关断时，其源极的负电压会使负载电流突然流过续流二极管，如图1所示。该负电压会给栅极驱动电路的输出端造成麻烦，因为它直接影响驱动电路或PWM控制集成电路的源极VS引脚，可能会明显地将某些内部电压下拉到地以下，如图2所示。另外一个问题是，自举电容Cboot，通过自举二极管Dboot，被电源VDD瞬间充电。由于VDD电源以地作为基准，自举电容产生的最大电压等于VDD加上源极上的负电压振幅，可能会使自举电容处于过压状态，会有打坏电容甚至导致芯片VB/HO被打坏，短路到VS的风险。所以设计中应尽量减小VS的负压。

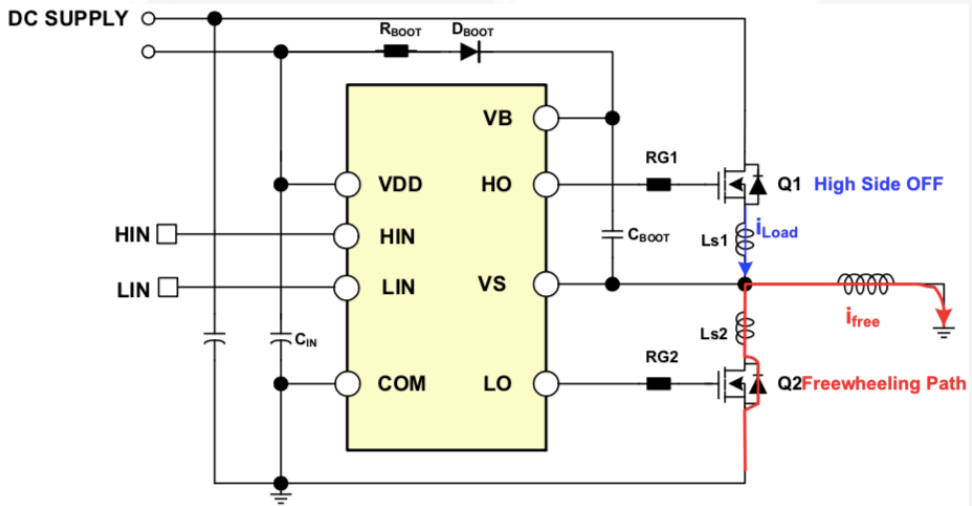


图1 半桥应用电路

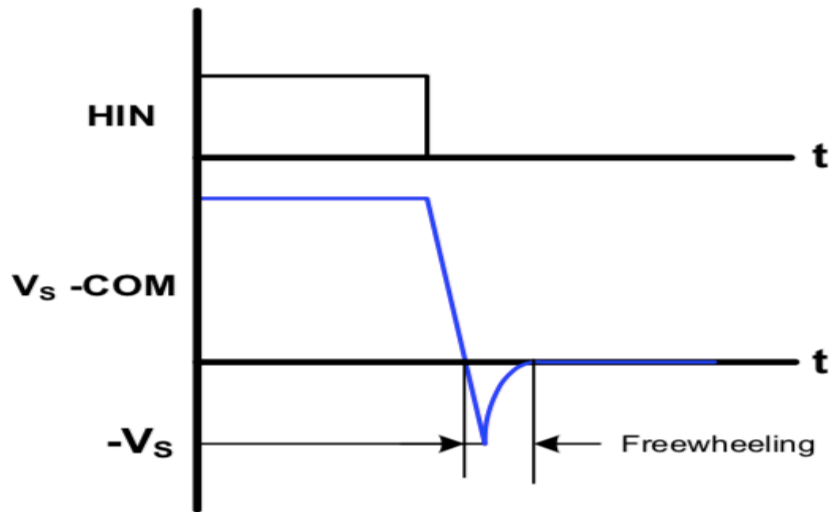


图2 关断期间的 VS 波形

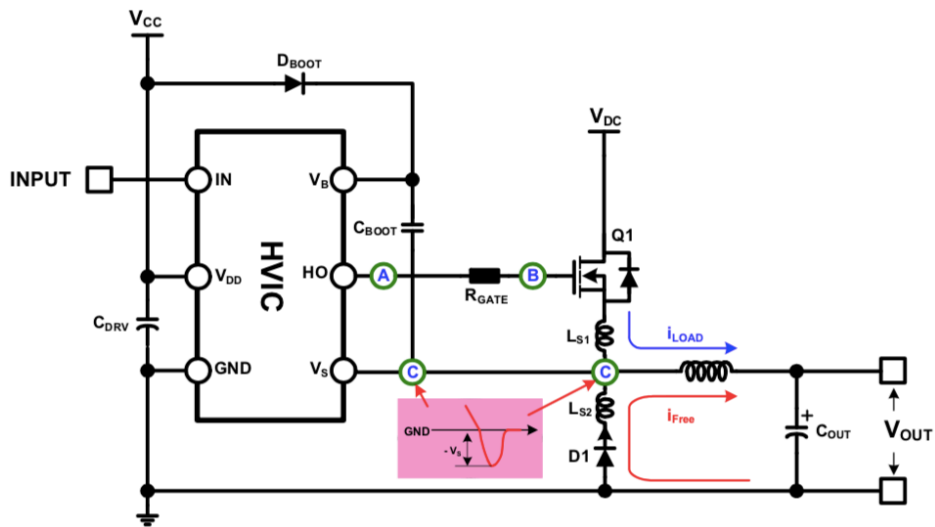


图3 DC-DC 电源

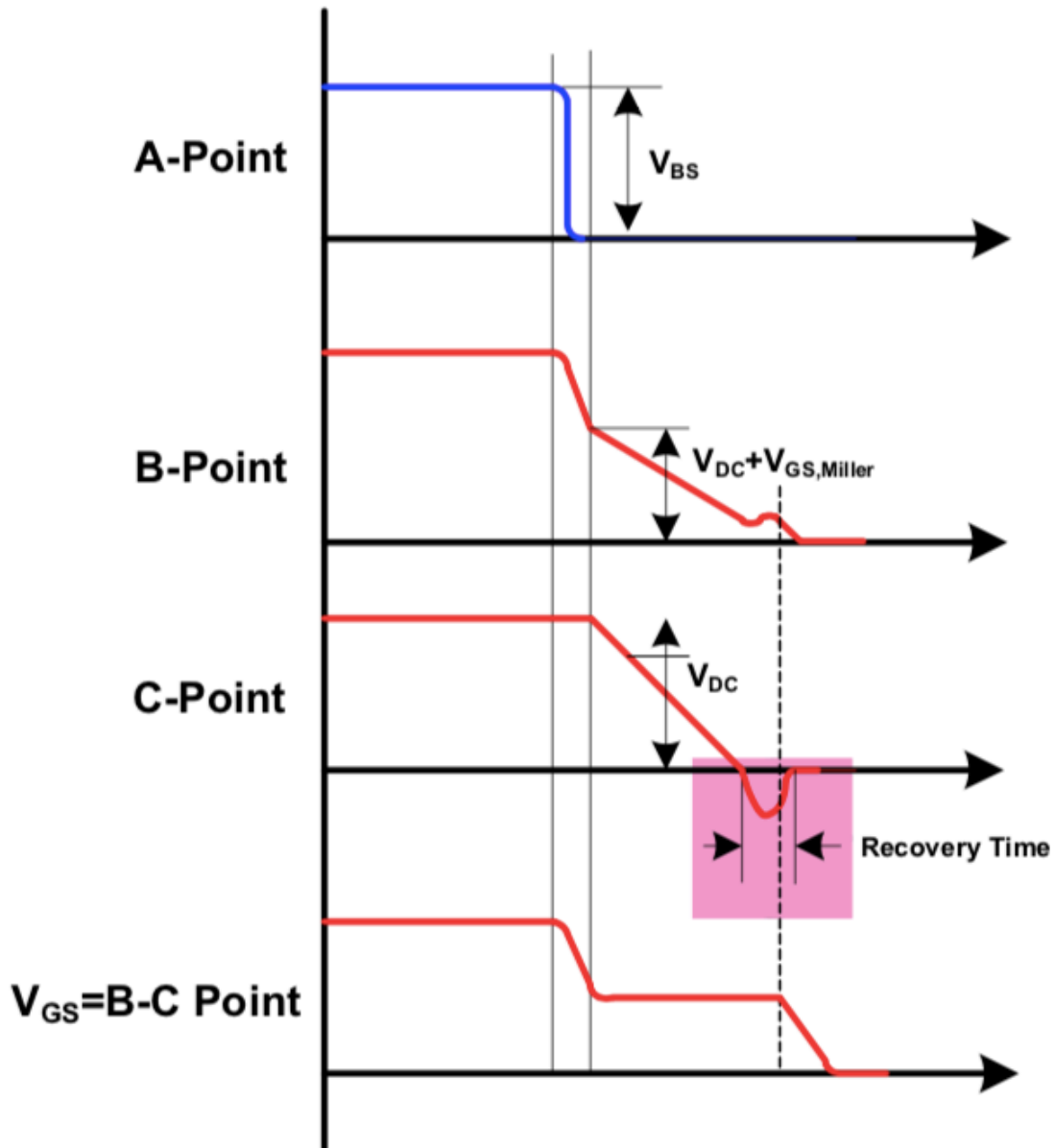


图 4 关断期间的波形

如图 3 所示，低边续流二极管的前向偏置是已知的将 VS 下拉到 COM(地) 以下的原因之一；图 4 描述了高边 N 沟道 MOSFET 关断期间的电压波形。主要问题出现在整流器换向期间，仅仅在续流二极管开始箝压之前。在这种情况下，电感 LS1 和 LS2 会将 VS 电压压低至 COM 以下，该负电压的振幅是：

$$VS-COM = -(VRBOOT + VFDBOOT) - (LS1 + LS2)di/dt \quad (1)$$

从等式 (1) 可以看到，该负电压的放大倍数正比于寄生电感和开关器件的关断速度， di/dt ；它由栅极驱动电阻， R_{GATE} 和开关器件的输入电容， C_{iss} 决定。 C_{iss} 是 C_{gs} 与 C_{gd} 的和，称为米勒电容。

- 如何降低 VS 负压？
 - layout 上减小寄生电感 LS1/LS2

- 降低开关器件的开关速度
- 在开关节点串一个小电阻，如下图中的 R_{VS} 电阻（几欧姆以内），接自举电容后再到，和自举电容形成 RC 滤波，可以限制 V_S 脚的下冲电压。不过需要注意这个电阻串在开关器件开启和关闭的路径上，计算门级电阻时需要考虑此阻值
- 如在 V_S 串电阻后仍不足以限制 V_S 负压，则可以在靠近 SLM2304S 芯片的 COM 和 V_S 脚之间并联一个快恢复二极管，朝向 V_S ，来钳位 V_S 的负压

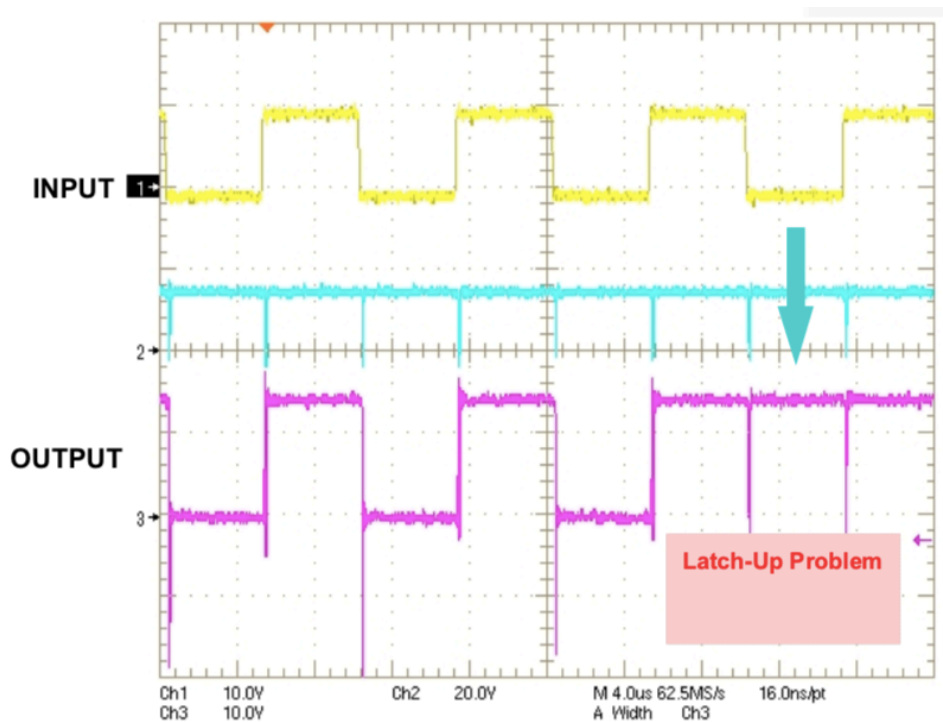
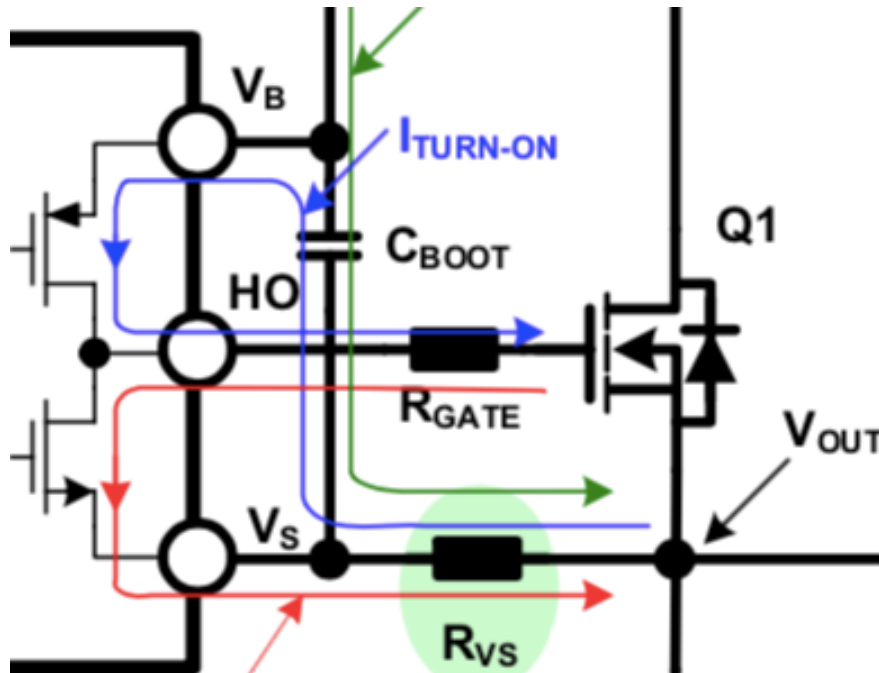


图 5 闭锁情况下的波输入输出波形

如果 VS 下冲超过规格书中标称的规格，则栅极驱动 IC 将损坏，或者高边输出暂时无法对输入转换做出响应，如图 5 和图 6 所示。建议设计中留一定余量，保证系统的可靠性。图 5 显示闭锁情况，即高边输出无法通过输入信号改变。这种情况下，半桥拓扑的外部、主电源、高边和低边开关中发生短路。图 6 显示遗漏情况，即高边输出无法对输入转换做出响应。这种情况下，高边栅极驱动器的电平转换器将缺少工作电压余量。需要注意的是，大多数事实证明高边通常不需要在一个开关动作之后立即改变状态。

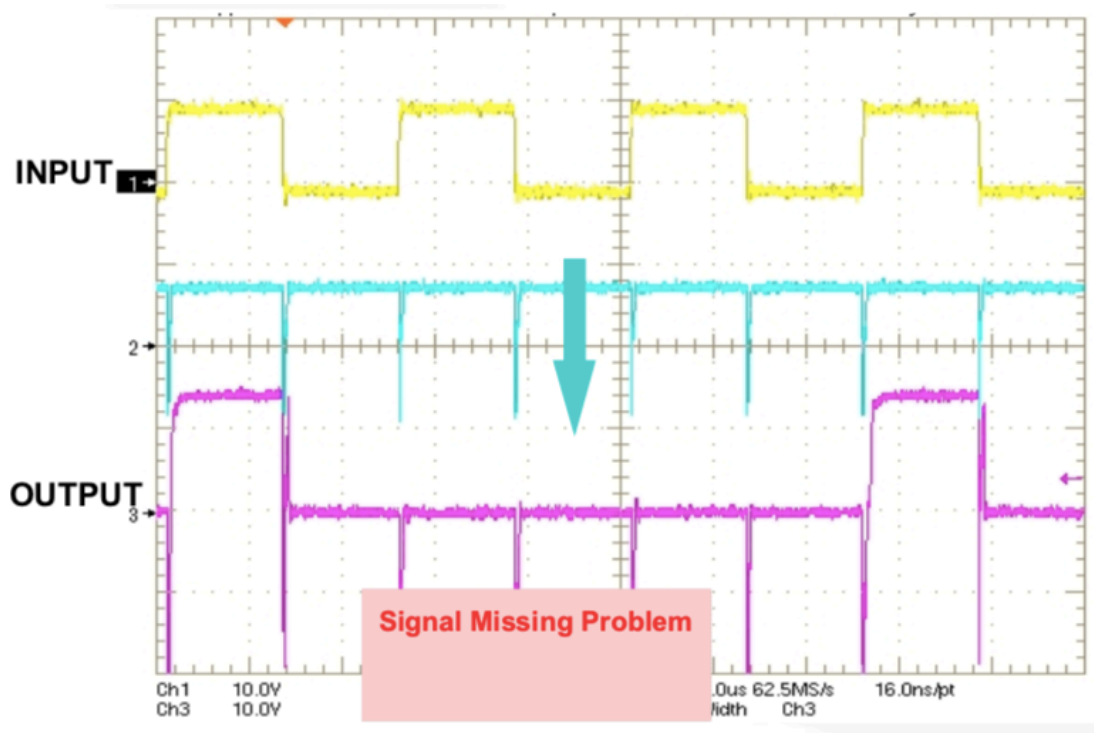


图 6 信号丢失情况下的波形

自举电路的设计

● 选择自举电容值

自举电容 (CBOOT) 每次都被充电，此时，低边驱动器导通，输出电压略低于栅极驱动器的电源电压 (VDD)。自举电容仅当高边开关导通的时候放电。自举电容给高边电路提供电源 (VBS)，首先要考虑的参数是高边开关处于导通时，自举电容的最大电压降。允许的最大电压降 (VBOOT) 取决于要保持的最小栅极驱动电压 (对于高边开关)。如果 VGSMIN 是最小的栅 - 源极电压，电容的电压降必须是：

$$\Delta V_{BOOT} = V_{DD} - V_F - V_{GSMIN} \quad (2)$$

其中：

VDD= 栅极驱动器的电源电压

VF=自举二极管正向电压降

计算自举电容为：

$$C_{BOOT} = Q_{TOTAL} / \Delta V_{BOOT} \quad (3)$$

其中 QTOTAL 是电容器的电荷总量。

自举电容的电荷总量通过等式 4 计算：

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDIODE}) * t_{ON} + Q_{LS} \quad (4)$$

其中:

Q_{GATE} = 栅极电荷的总量

I_{LKGS} = 开关栅 - 源级漏电流

I_{LKCAP} = 自举电容的漏电流

I_{QBS} = 自举电路的静态电流

I_{LK} = 自举电路的漏电流

Q_{LS} = 内部电平转换器所需要的电荷, 对于所有的高压 栅极驱动电路

t_{ON} = 高边导通时间

$I_{LKDIODE}$ = 自举二极管的漏电流

另外一般的, 可以根据经验公式粗略估算自举电容值:

$$C_{BOOT} > 10 * C_{ISS} \quad (5)$$

● 选择自举电阻值

自举电阻起到限制自举电容充电电流的作用, 可防止电容过充, 特别在一些 V_S 负压较大的情况下, 能降低 $V_S - V_B$ 以及电容过压的风险。该电阻典型值 $5 \sim 10\Omega$, 会增加 V_{BS} 时间常数。当计算最大允许的电压降 (V_{BOOT}) 时, 必须考虑该自举电阻引入的电压降。如果该电压降太大或电路不能提供足够的充电时间, 我们可以使用一个快速恢复或超快恢复二极管

● 自举二极管的选择

在高边器件开通时, 自举二极管必须能够阻止高压, 并且应是快恢复或超快恢复二极管, 以减小从自举电容向电源 V_{CC} 的回馈电荷。如果电容需要长期贮存电荷时, 高温反向漏电流指标也很重要。一般建议自举二极管的反向耐压值和所选 MOS/IGBT 的电压规格一致, $t_{rr} < 100ns$ 。

VDD 供电

V_{DD} 电压一般在 $12 \sim 15V$ 左右, 输入电容要靠近芯片 V_{DD} 和 COM 脚。一般输入电容配置为一个电解 ($10 \sim 100\mu F$) + $100nF$ 瓷片电容, 电解电容提供能量, $100nF$ 瓷片滤波, 吸收可能的电压尖峰。

逻辑输入

一般的, 逻辑输入脚可以直接连接前级控制器的输出。但如空间允许, 或应用环境干扰大且逻辑输入高电平比较低 (如 $3.3V$), 还是建议在逻辑输入前加 RC 滤波, 电阻串在控制器输出和逻辑输入之间, 逻辑输入脚对地并一个电容, 如 $100R$, $100pF$ 。

另外, 需要注意一些 MCU 或者软件中, 如果输入控制器只输出高电平以及高阻态, 低电平需要靠 HIN/LIN 内部的下拉电阻来实现, 则建议在 HIN/LIN 预留一个下拉电阻的位置。因 SLM2304S HIN/LIN 内部下拉电阻为 $500K\Omega$ 左右, 在一些噪声干扰比较大的应用中, 可能出现 HIN/LIN 被误触发高电平的情况, 此时外部加一个 $10K\Omega$ 以内的下拉电阻即可解决。

门级电阻值的选取

门级电阻在栅极驱动路径上会影响真实的驱动电流, 开关损耗以及上升/下降沿, 合适的阻

值可以有效限制降低噪声和振铃，避免EMI问题。理论上，驱动输出可以直接和开关器件的gate直接连接，但如果没有选取一个合适的门级电阻值，由于layout和和器件本身的寄生电感，电容，高速的dv/dt, di/dt, 体二极管的反向恢复时间等因素，会导致驱动电路面临EMI，以及高度dv/dt导致的共通等问题。

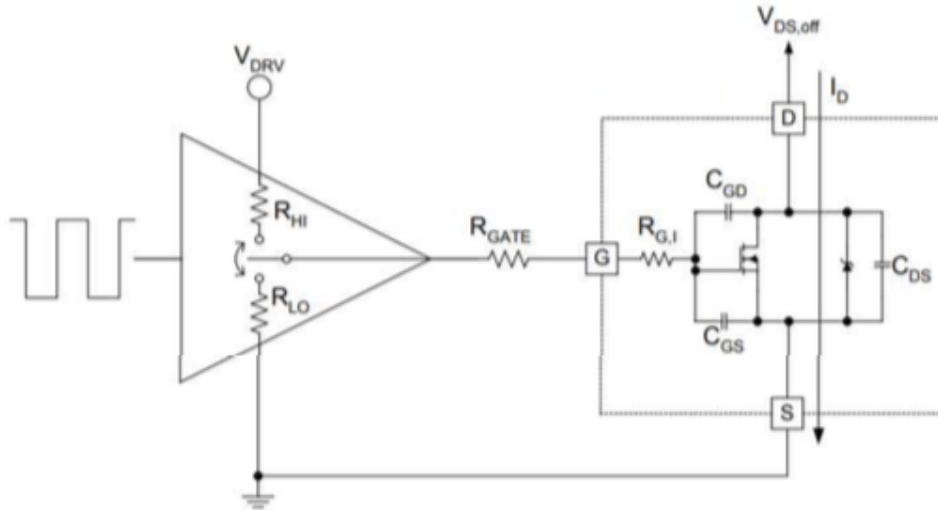


图7

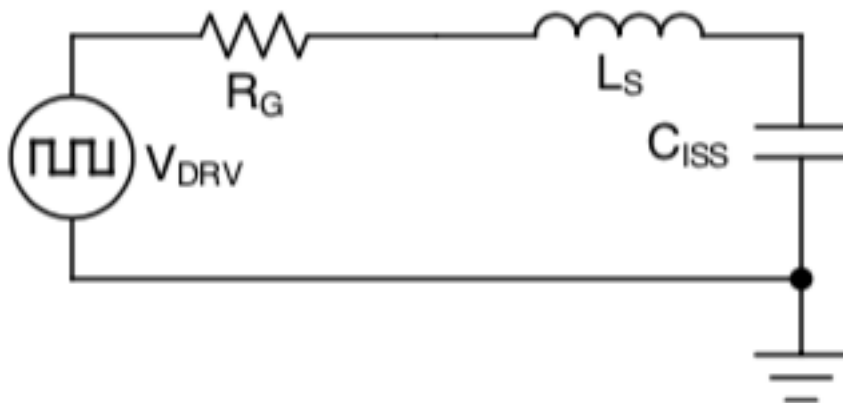


图8

图7，图8两图分别为驱动电路元件示意图以及等效电路图，门级电阻值RGATE可以通过如下步骤计算：

$$L_S = 1 / [C_{ISS} * (2 * \pi * f_R)^2] \quad (6)$$

$$R_G = X_L / Q = \omega * L_S / Q = 1 / (C_{ISS} * 2 * \pi * f_R * Q) \quad (7)$$

其中，

L_S是栅极驱动线路上的寄生电感

C_{iss}=C_{GS}+C_{GD}，规格书可查

f_R是R_{GATE}=0时实测出来的VS振铃频率，如下示意图9，f_R测得为3.75MHz

R_G=R_{GATE}+R_{OH} or L_O+R_{G,I},R_{OH} or L_O是HVIC输出级上拉/下拉电阻值，规格书可以查，

R_{G,I}是开关器件内寄生的栅极网状电阻，一般在~1欧姆左右，较小可忽略，部分规格书中没有提到此参数

Q是谐振电路中的Q值，一般取值0.5~1之间，Q越小，R_{GATE}越大，栅极电压上升/下降越慢

根据等式7，即可算出理论上的RGATE，但一般实际情况中，还需要在开关速度，开关器件温度，dv/dt，EMI等因素上折中，再确定合适的门级电阻值。

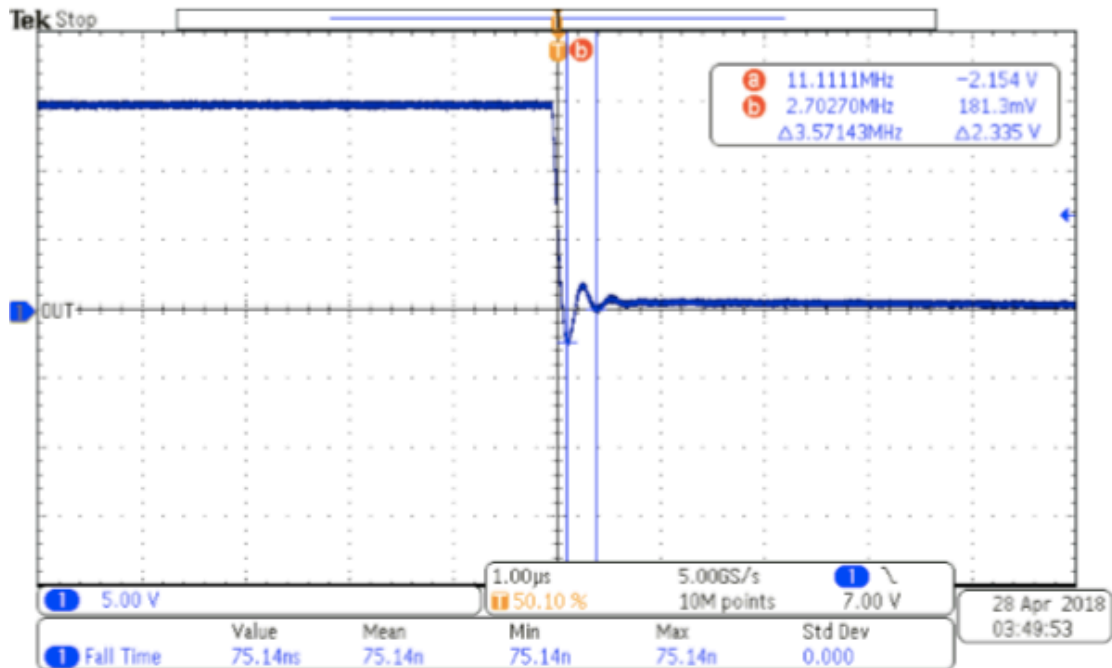


图9 $R_{GATE}=0R$

快关电路

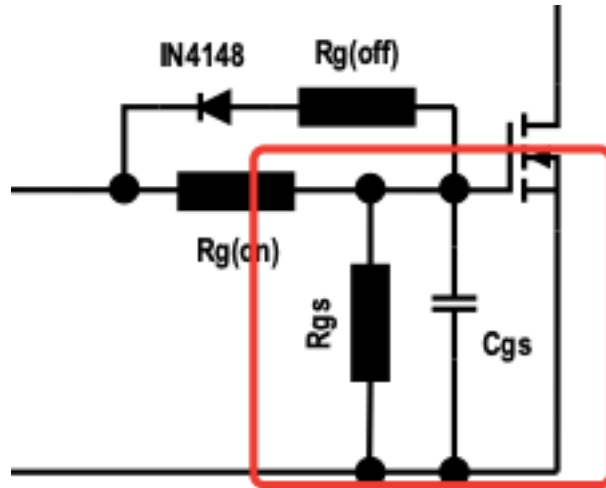
如下图，如希望快速关断来提升效率，或担心关断太慢导致共通，则可以在输出门级电阻并一个开关二极管+一个电阻的路径，来提高关断速度，此时关断速度由二极管的反向恢复时间决定，还可通过 R_g (off) 来调整关断速度。



R_{gs} 和 C_{gs} 的作用

R_{gs} 一般选10K阻值，用作电荷泄放路径，防止未工作时开关器件GS之间电荷累计导致VGS过压，打坏器件。

C_{gs} 一般可作预留，非必要器件，主要用来降低 C_{gd}/C_{gs} 比例，防止开关过程中的米勒效应导致gate被 C_{gd} 耦合起来，半桥开关器件共通，钳住gate电压。该电容若需要的话，典型值一般在1~2.2nF，注意如果太大会导致开关器件开启慢，开关损耗大，器件温度变高。



PCB 布局走线建议

- 考虑所有功率开关的配合放置，减少驱动输出线路以及开关器件电流路径，走线长度
- CVDD/CBOOT 去耦电容和栅极电阻的布局 and 布线，应尽可能靠近驱动芯片管脚
- 避免互连链路。它会显著增加电感
- 降低封装体距离 PCB 板的高度，以减少引脚电感效应
- 自举二极管应尽可能靠近自举电容

