

如何调整碳化硅 MOSFET 驱动减少功率损耗

L. Abbatelli, C. Brusca, G. Catalisano

简介

当今，电力电子不断追求提高效率，降低成本和减小尺寸。

在这个充满挑战的电源转换世界，碳化硅（SiC）功率开关管越来越突出，尤其是 1200 V 功率开关，碳化硅 MOSFET 日益成为传统硅技术的替代产品。与硅 MOSFET 相比，即使在高温情况下，宽带隙材料的先进性和创新性有助于确保 ST 的碳化硅 MOSFET 具有低的导通电阻 * 芯片面积，同时相对于同比最佳的 1200 V IGBT，ST 的碳化硅 MOSFET 在所有的温度范围内具有出色的开关性能，这样就简化了功率电子系统的热设计。

具有比同等的以硅作材料的开关器件低得多的开关损耗，碳化硅器件的开关频率是现有器件二至五倍，所以整个系统的设计也受益于更小更轻的无源元件。即使在承受较高的反向电压或温度升高的情况下，极低的泄漏电流也提高了系统的可靠性和一致性。

所以，这一切说明碳化硅 MOSFET 的任何应用所得到的效率比硅材料器件的解决方案显著更高，尤其是工作在高频率的情况。

因此，关键要以怎样的方式驱动碳化硅 MOSFET，以促进尽可能低的传导损耗和开关损耗，这个文档给出了如何在应用中使用 ST 1200 V 碳化硅 MOSFET 的主要设计原则，以得到最佳性能。

ST 推出的第一个碳化硅 MOSFET 是 80 毫欧（典型值）的 SCT30N120，该器件采用专有的 HiP247™ 封装，具有业界最高的 200 °C 的额定结温。在本文中所有数据是关于 SCT30N120 的。

Contents

1	如何减少传导损耗	4
2	如何减少开关损耗	5
2.1	关断损耗 (Eoff) 取决于 Rg 和 Vgs-off	6
2.2	开通损耗 (Eon) vs. Rg	9
2.3	开通损耗 Eon 和反向恢复损耗 Err 的米勒效应	10
2.4	对驱动电流的要求	12
3	栅极驱动器规格和功能实现	15
4	参考文献	18
5	修改版本	19

List of figures

Figure 1.	SCT30N120 输出特性 ($T_j = 25^\circ C$)	4
Figure 2.	SiC MOSFET 动态特性测试电路.	6
Figure 3.	E _{off} vs. R _g at VDD=800 V, ID=20 A, VGS=-2 V to 20 V, T _j =25 ° C	7
Figure 4.	E _{off} at R _g =1 Ω, VDD=800 V, ID=20 A, VGS=-2 V to 20 V, T _j =25 ° C	7
Figure 5.	E _{off} at R _g =10 Ω, VDD=800 V, ID=20 A, VGS=-2 V to 20 V, T _j =25 ° C.	8
Figure 6.	E _{off} vs. VGS-off at VDD=800 V, ID=20 A, T _j =25 ° C.	9
Figure 7.	E _{on} vs. R _g at VDD=800 V, ID=20 A, VGS=-2 V to 20 V, T _j =25 ° C.	9
Figure 8.	米勒导通测试电路	10
Figure 9.	SCT30N120 米勒导通测试结果	11
Figure 10.	SCT30N120 的栅电荷 (turn-on at VDD=800 V, ID=20 A, T _j =25 ° C)	12
Figure 11.	栅极输出电流 (VDD=800 V, ID=20 A, R _g =1 Ω, VGS=-2 V to 20 V, T _j =25 ° C)	13
Figure 12.	栅极吸收电流 (VDD=800 V, ID=20 A, R _g =1 Ω, VGS=-2 V to 20 V, T _j =25 ° C)	13
Figure 13.	STGAP1S 框图	16
Figure 14.	米勒钳位保护的一个例子	17

1 如何减少传导损耗

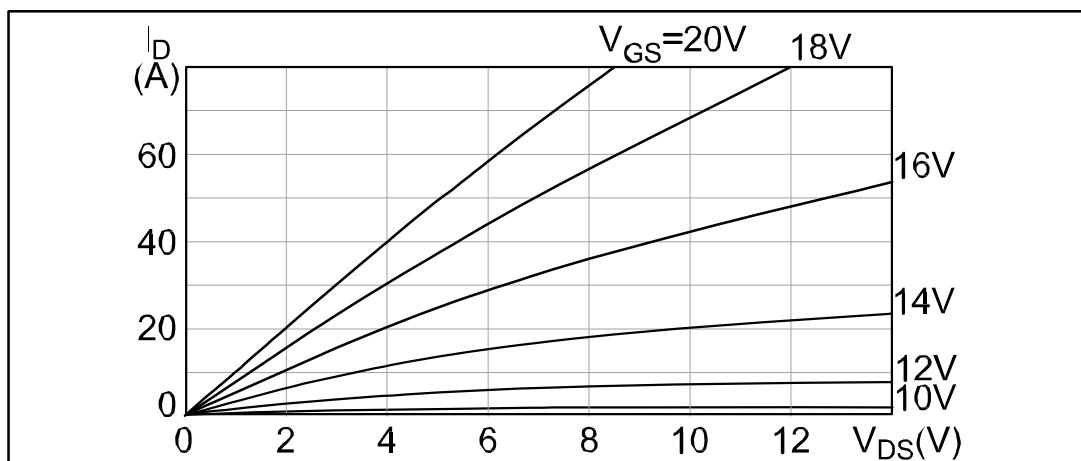
碳化硅 MOSFET 要求比标准的超结 MOSFET 或 IGBT 较高的栅极电压幅值。我们建议使用 +20 V 偏压的栅极驱动以减少 $R_{DS(on)}$ ，从而减少传导损耗。

因此，碳化硅 MOSFET 提供比其它碳化硅器件明显的优势：

- 直流电流需求 – 它不需要任何栅极电流，以维持导通状态。
- 简单的驱动电路 – 只需栅极电阻和一个简单的 0 至 20 V 的输入电压。

超过 20 V 正偏压驱动碳化硅 MOSFET 是不必要的，甚至是不希望看到的，因为 V_{GS} 绝对最大额定值是 +25 V，可以低至 18 V，但在 20 A, 25 °C 的情况下，会增加 25% 左右的 $R_{DS(on)}$ 。以下章节使用负栅极偏压可以让器件处于完全关断从而使开关损耗最小化。

Figure 1. SCT30N120 输出特性 ($T_j = 25^\circ C$)



2 如何减少开关损耗

碳化硅 MOSFET 是专门用于驱动容易，能够在比相当的 IGBT 高出五倍的开关频率下工作，使设计更紧凑，可靠和高效的一些应用，如太阳能逆变器，高压电源和高效率驱动器。

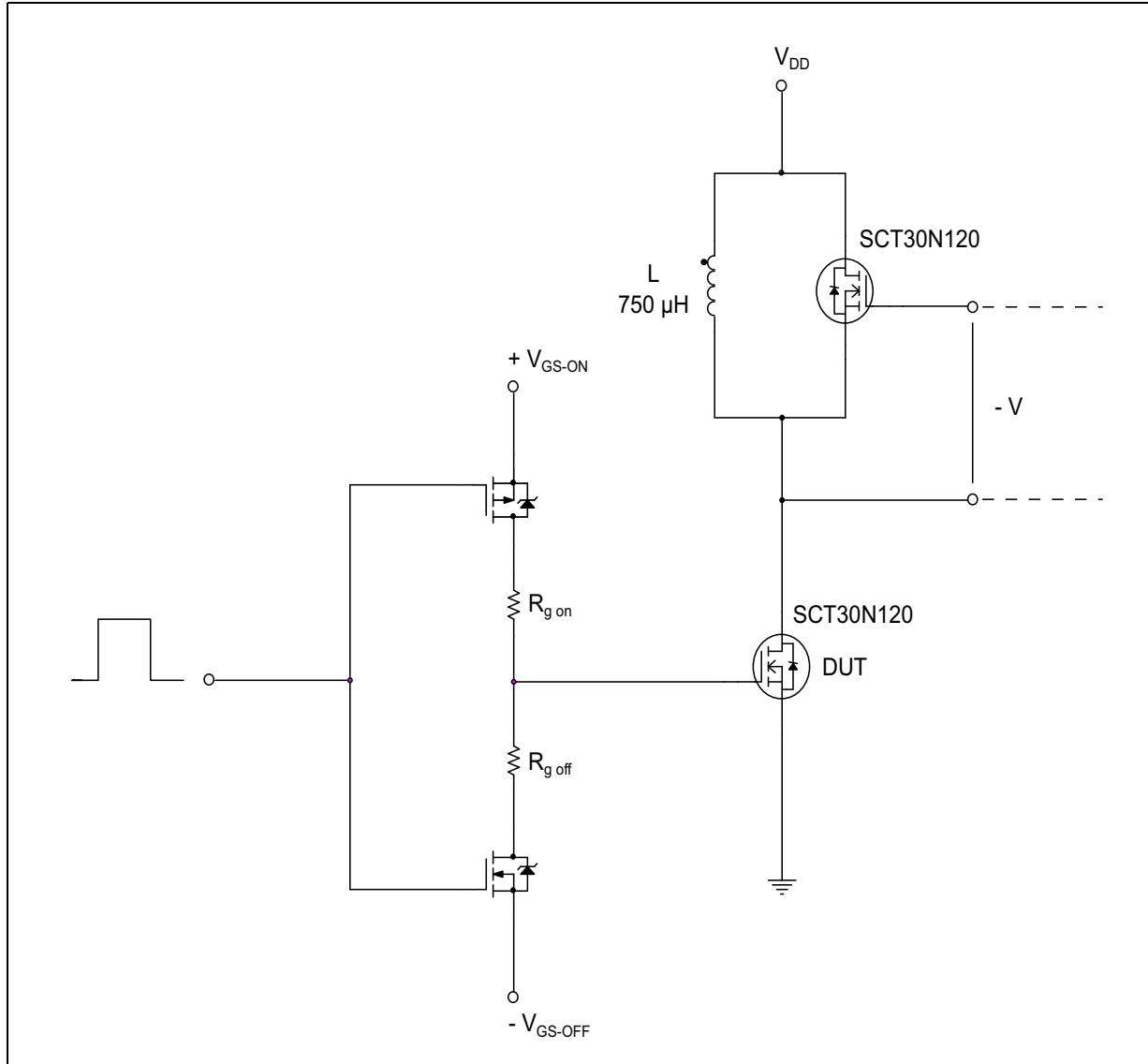
为了优化开关性能，实现电力电子的“量子飞跃”，某些独特的工作特性需要得到理解和执行。

影响开关性能的主要方面有：

- 关断能量 (E_{off}) 取决于 R_g 和 V_{GS-OFF} (负偏置栅极电压)
- 开启能量 (E_{on}) 取决于 R_g
- 米勒效应影响 E_{on} 和 E_{rr} (反向恢复损耗)
- 栅极驱动电流的要求

所有的测试都基于 $V_{GS-on} = +20V$ ，原因在上一节中已讨论。关于上述参数对开关性能的影响可以扩展到整个碳化硅 MOSFET 系列，区别在于对栅极电流的要求，这在很大程度上取决于与栅极电荷量有关的器件的额定电流。

Figure 2. SiC MOSFET 动态特性测试电路



2.1 关断损耗 (E_{off}) 取决于 R_g 和 V_{gs-off}

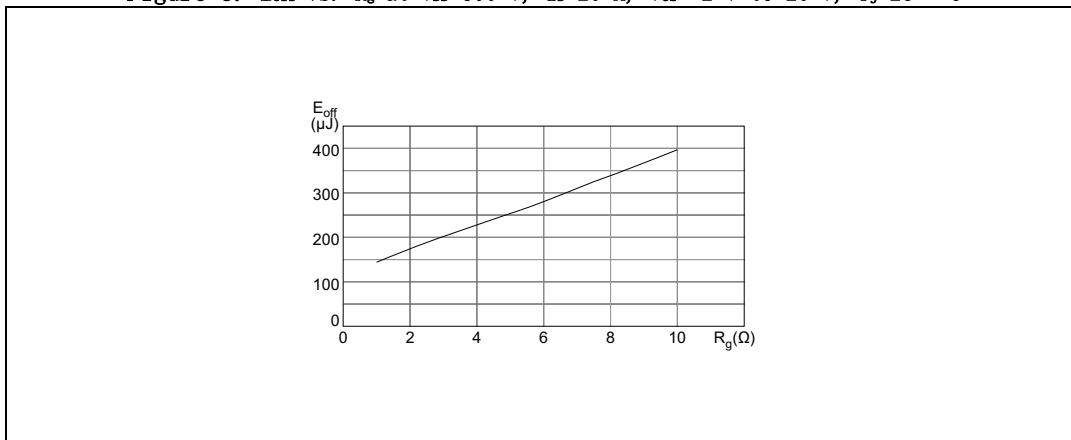
正如任何多数载流子器件一样，碳化硅 MOSFET 没有拖尾，所以关断损耗 (E_{off}) 取决于电压上升时间和电流下降时间内漏 - 源电压和漏电流之间的重叠区域。

固有的关断损耗取决于器件本身（而不像开通损耗那样，如升压转换器和许多其它拓扑电路，依赖于外部的硅或碳化硅二极管的反向恢复电荷。），因此无与伦比的碳化硅 MOSFET 的关断速度是这项新技术的特点，使它与从其他 1200 V 功率器件区分开。

从门极汲取更多的电流，可以降低 E_{off} ，可以采用：

- 降低栅极电阻 (R_g)
- 关断期间使用负偏置栅极电压

SCT30N120 的 E_{off} 取决于栅极电阻如下所示。

Figure 3. E_{off} vs. R_g at $V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $V_{GS}=-2$ V to 20 V, $T_j=25$ °C

显然，随着栅极电阻下降，漏 - 源过冲（峰值电压超过 V_{DD} ）会相应增加，但 SCT30N120 仅表现出轻微的过冲变化。栅极电阻在 1Ω 至 10Ω 范围内变化，MOSFET 两端最大 V_{DS} 仅相差 50 伏。因此，即使当 $R_g=1\Omega$ ，电压裕度至少也有 20%。当然，漏极和正钳位电压之间的寄生电感应该被最小化。

下面的波形图清晰地描绘出 R_g 对电压过冲和 E_{off} 的变化。

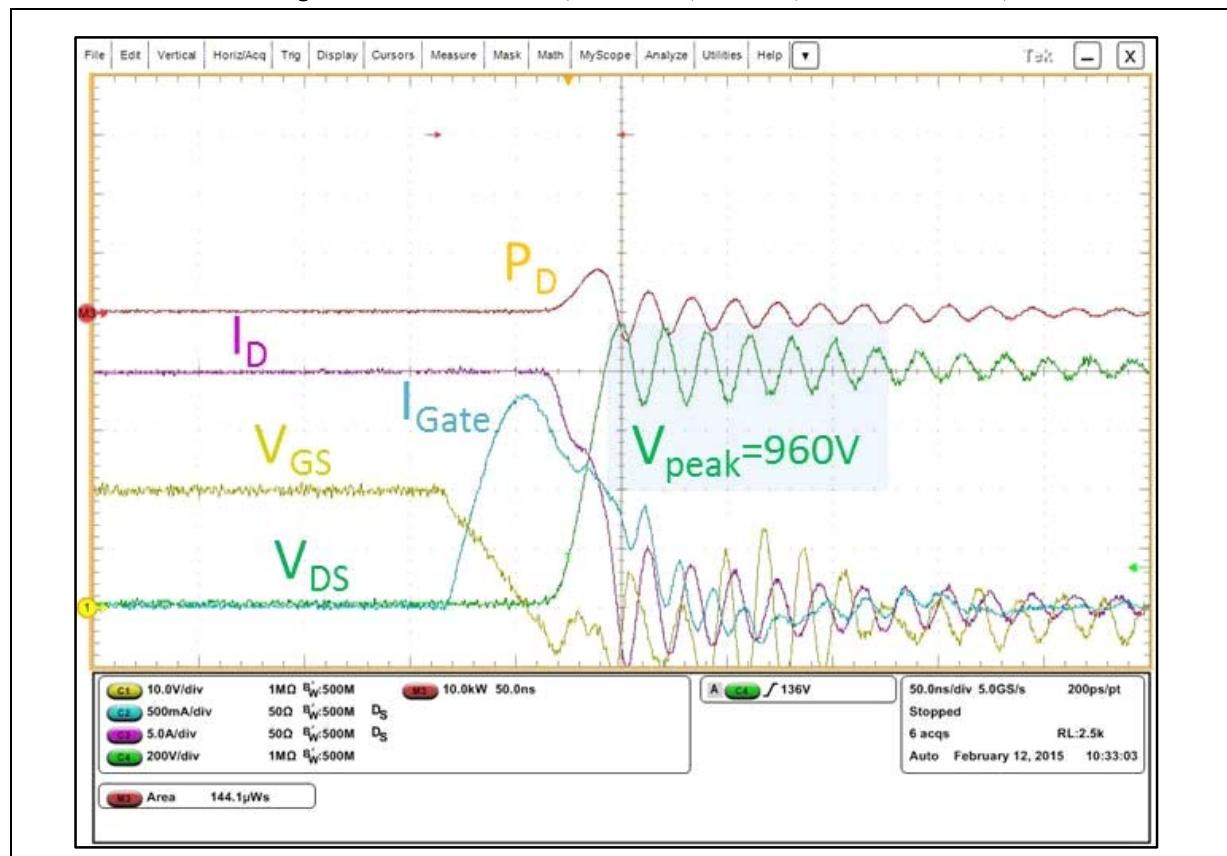
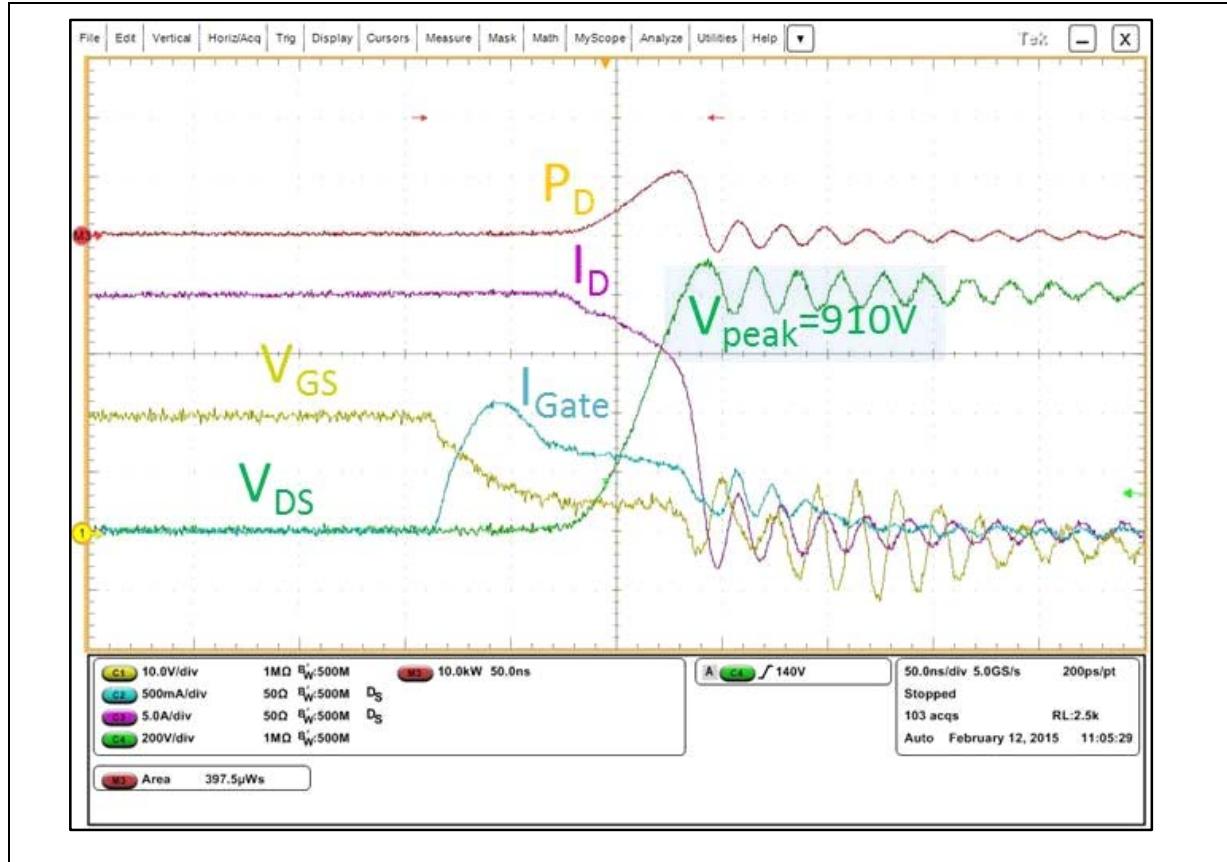
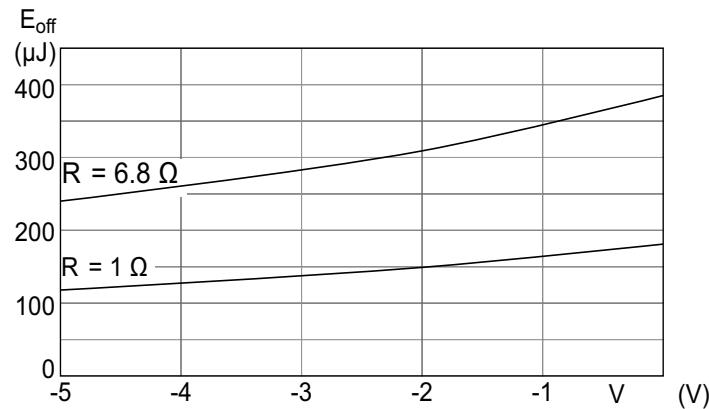
Figure 4. E_{off} at $R_g=1$ Ω, $V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $V_{GS}=-2$ V to 20 V, $T_j=25$ °C

Figure 5. E_{off} at $R_g=10 \Omega$, $V_{DD}=800 V$, $I_D=20 A$, $V_{GS}=-2 V$ to $20 V$, $T_j=25^\circ C$ 

这些数字表明，在电压的上升时间，可以通过降低栅极电阻来显著缩小关断损耗。此外，为了切换器件和获得低电导值，需要较小的栅极电荷：

- 当 $R_g=1 \Omega$ 时，消除了栅源米勒平台（见图 4）
- 当 $R_g= 10 \Omega$ 时，得到一个周期在几十纳秒的 V_{GS} 平台（参见图 5）

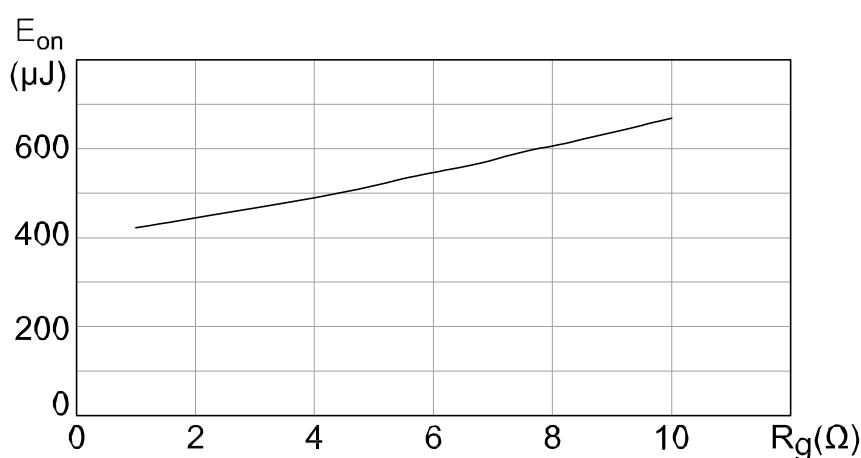
使用负电压来关断 MOSFET 有助于进一步减少关断损耗，因为其增加栅极电阻上的电压降，从而向栅极更快的抽取电荷。对于任何栅极电阻取值，截止电压从 0 V 下降到 -5 V， E_{off} 降低了 35% 到 40%。

Figure 6. E_{off} vs. V_{GS-off} at $V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $T_j=25$ °C

在关断其间，负电压偏置明显对功耗有影响。稍后，我们讨论如何减少米勒影响。

2.2 开通损耗 (E_{on}) vs. R_g

开通性能也可以通过降低栅极电阻来提高。相比关断，变化不太明显，但是，当栅极电阻在 1 至 10Ω 范围内变化，开通损耗几乎降低了 40%。较低的能耗必须与 di / dt 相关的 EMI 规范相兼容，因为 di / dt 会因低 R_g 值显著增加。

Figure 7. E_{on} vs. R_g at $V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $V_{GS}=-2$ V to 20 V, $T_j=25$ °C

该负偏压栅极电压对单个碳化硅 MOSFET 的开通损耗没有影响，由于较大的栅极电压摆幅，仅仅稍微拉长了有效导通延迟时间。

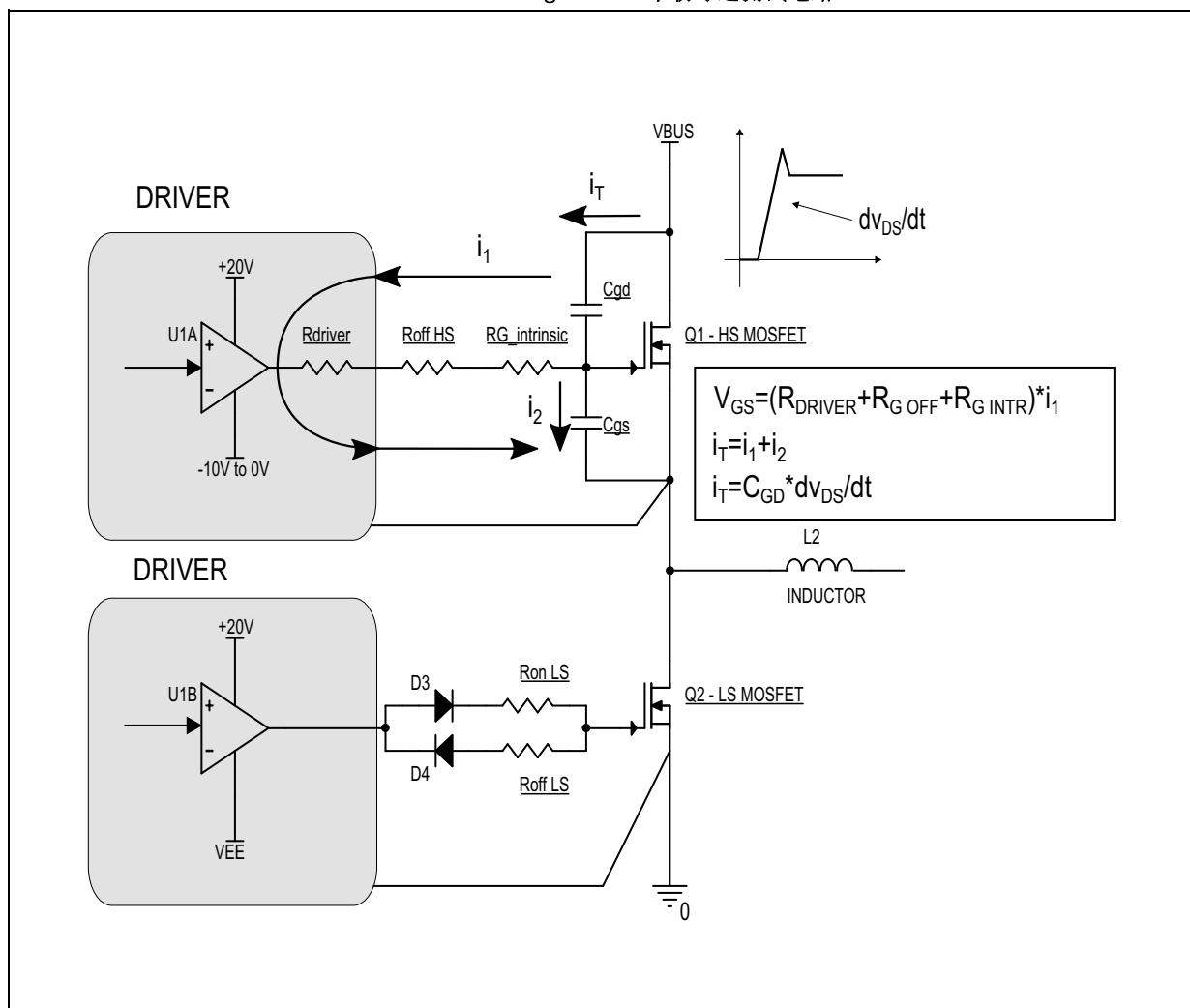
负栅极驱动偏置可以显著提高半桥衍生拓扑（半桥，全桥等）的开通性能，因为米勒效应会影响 Eon。

2.3 开通损耗 Eon 和反向恢复损耗 Err 的米勒效应

当半桥的下侧 MOSFET 开通时，电压变化 dV_{DS}/dt 发生在上侧 MOSFET。这就形成了对上部 MOSFET 的寄生电容 C_{GD} 充电的充电电流，此电流通过米勒电容，栅极电阻和 C_{GS} （电容 C_{GD} 和 C_{GS} 形成一个电容分压器）。如果在栅极电阻上的电压降超过了上侧 MOSFET 的阈值电压，被称为“米勒导通”或“米勒效应”的寄生导通就出现了，其可以显著影响整个桥臂的开关损耗。当高侧 MOSFET 开通和电流流过低侧开关的米勒电容时，寄生导通也可能会发生。

碳化硅 MOSFET 也会发生这种现象。在下面的测试电路中，高侧的 SCT30N120 在栅极和源极施加一负电源电压 (V_{off-HS} 是在 0 至 -10 V 范围内) 并串联一个关断栅极电阻 (R_{off-HS}) 保持关断。低侧开关 SCT30N120 开通时，引起高侧开关的电压变化 dV_{DS}/dt 。栅极电阻 R_{off-LS} 和 R_{on-LS} 连接到低侧 MOSFET 来负责关断和开启。下面的测试电路显示了高侧 MOSFET 的米勒开通如何负面影响低侧 MOSFET 的 Eon。

Figure 8. 米勒导通测试电路



米勒导通现象的分析包括研究低端 MOSFET 的 Eon 和高端 MOSFET 的 Err 如何随 R_{off-HS} , R_{on-LS} 和 V_{off-HS} 的变化而影响。

反向恢复损耗 Err 是碳化硅 MOSFET 固有的体二极管导通后消耗的开关能量。在不存在米勒效应的情况下，由于优异的碳化硅反向恢复特性，它是可以忽略不计。然而，在米勒导通存在时，反向恢复能量显著影响着整个开关损耗。

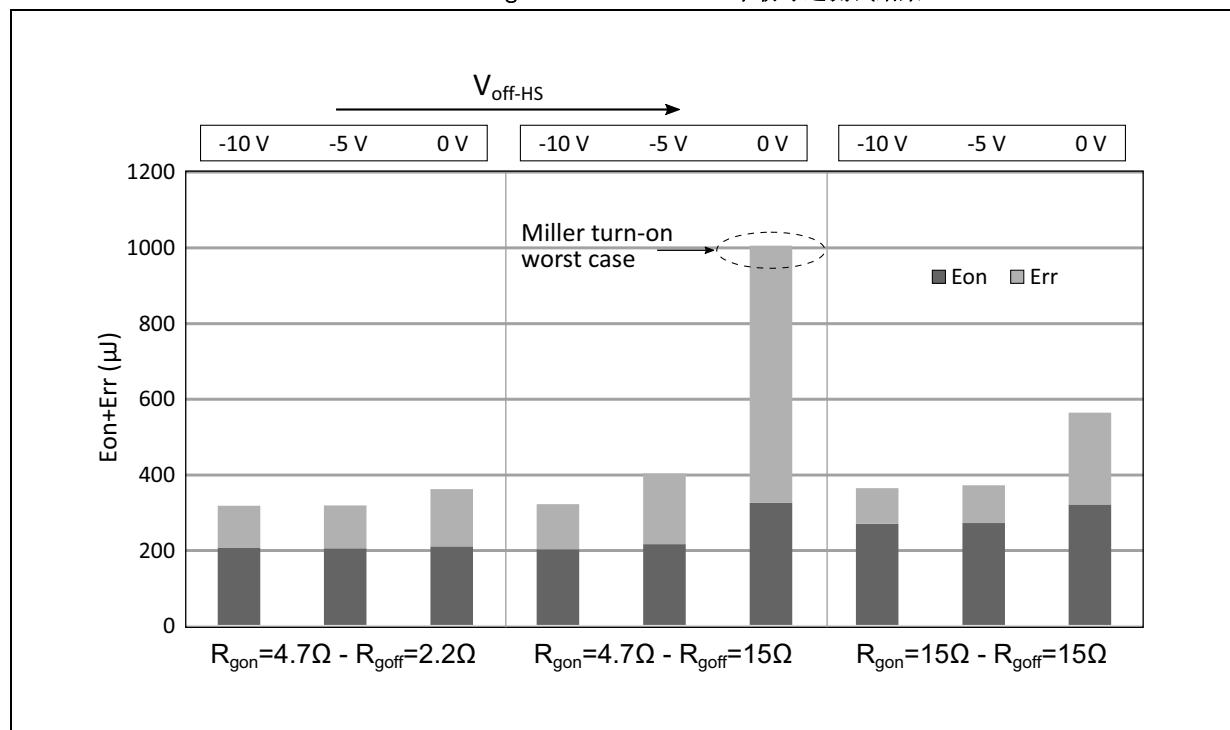
在半桥变换器中，米勒效应可能出现在下面的一个或多个条件下：

- 高 dv / dt (低阻值 R_{on-LS})
- 高阻值 R_{off-HS}
- 高阻值的 MOSFET 固有 R_g
- 高的电容 C_{GD} / C_{GS} 比值

因此对 R_{off-HS} , R_{on-LS} 的三种组合进行测试，同时 V_{off-HS} 从 -10 V 增加到 0 V:

1. $R_{on-LS}=4.7\Omega$, $R_{off-HS}=2.2\Omega$ (最好米勒效果情况)
2. $R_{on-LS}=4.7\Omega$, $R_{off-HS}=15\Omega$ (最坏米勒效应情况)
3. $R_{on-LS}=R_{off-HS}=15\Omega$ (中间情况)
4. 为了保持一个相对于 -10 V V_{GS} 绝对最大额定值的安全裕量，负电压不要超过 -6 V
(假定 $V_{off-HS}=-10$ V 的情况是为了测试结果的完整性)。

Figure 9. SCT30N120 米勒导通测试结果



因此，当 SCT30N120 工作在半桥衍生拓扑时，以下规则中至少一个必须采取：

1. 实行单独的导通和关断路径，始终保持导通和关断的栅极电阻之间的正确比例 $R_{G-ON} > 1.5 * R_{G-off}$ 。
2. 使用负的截止电压在 -6 V 至 -4 V 范围内，以保持 MOSFET 关断。

在满足条件 1 时（这更容易实现成立），虽然这不是必须的，一个小的负栅 - 源电压（约 -2 V），可以进一步减少损失。

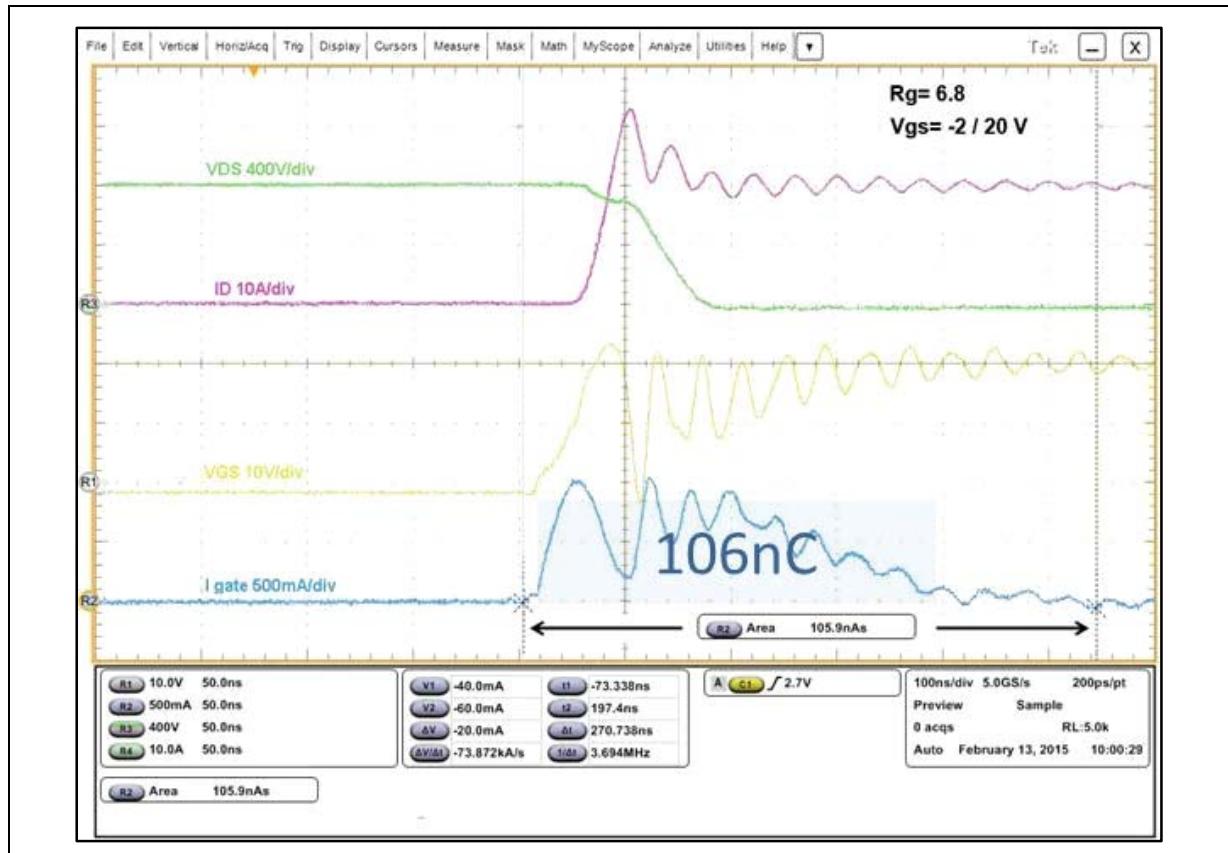
2.4 对驱动电流的要求

开通或关闭 MOSFET 所需的栅极电流可以通过栅电荷来计算，栅电荷可以从相关数据表直接读取。

该 SCT30N120 总栅极电荷 (Qg) 在 $V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $V_{GS} = -2$ 至 20 V 的条件下的典型值是 106 nC。

下面的图像示出了导通期间，通过对栅极电流的积分而测量的电荷总量。

Figure 10. SCT30N120 的栅电荷 (turn-on at $V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $T_j=25$ ° C)

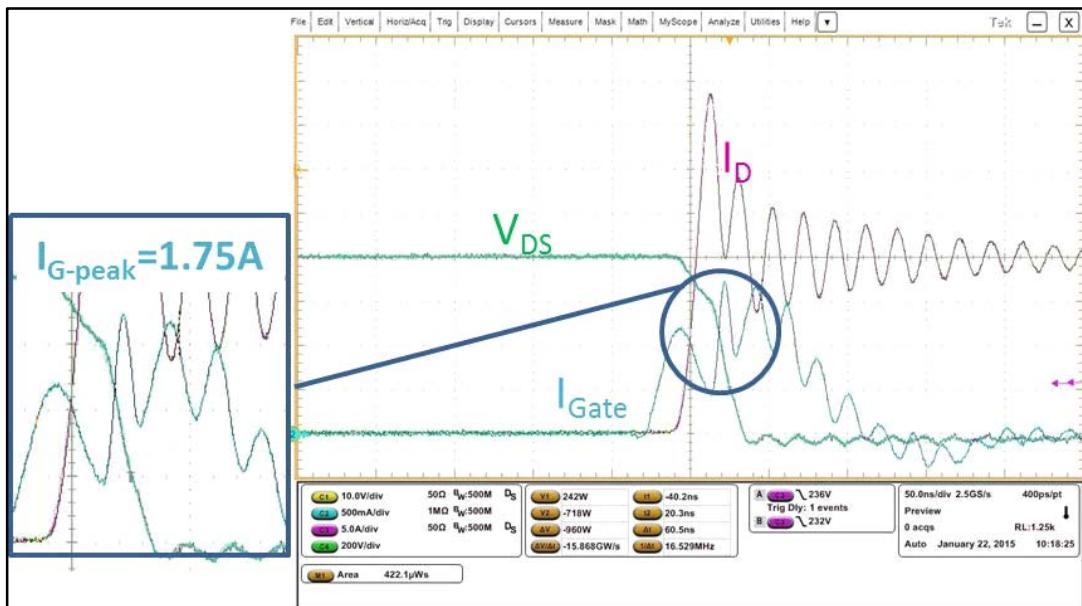
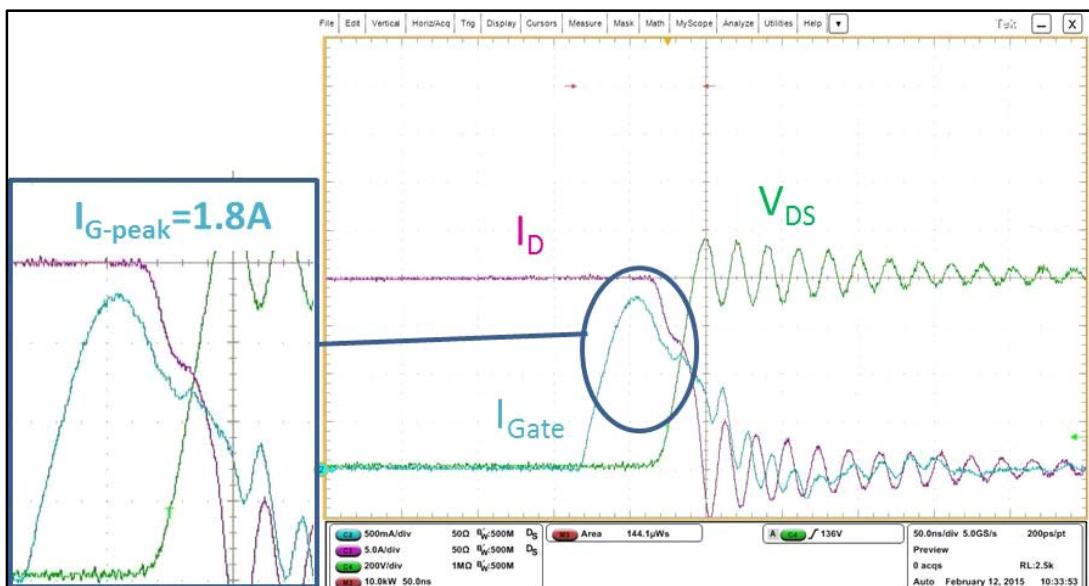


由于在所有的 1200 V 开关中，碳化硅 MOSFET 具有最低的品质因数 (FOM) $R_{DS(ON)} * Q_g$ ，在任何开关周期，驱动器必须供应和汲取相对较小的总栅极电荷。

当驱动器的拉电流和灌电流能力不足时，将危及碳化硅 MOSFET 出色的开关性能，因为，如上所述，开关能量与栅极电阻密切相关。

为了获得最大的开关速度，在 $R_g = 1 \Omega$, $V_{GS-on} = +20V$ 和 $V_{GS-off} = -2 V$ 的条件下，驱动器必须能提供和汲取栅极峰值电流（见图 2）。

下面的导通和关断过程中的图像清晰地显示了驱动 SCT30N120 时，对驱动器拉电流和灌电流的要求。

Figure 11. 栅极输出电流 ($V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $R_g=1$ Ω, $V_{GS}=-2$ V to 20 V, $T_j=25$ °C)Figure 12. 栅极吸收电流 ($V_{DD}=800$ V, $I_D=20$ A, $R_g=1$ Ω, $V_{GS}=-2$ V to 20 V, $T_j=25$ °C)

在两种情况下，栅极峰值电流比 2A 略低，在其他测试条件下（更高的器件温度和更低的漏极电流情况下），在关断时，栅极电流稍有降低，开通时，栅极电流相应增加。

在栅极电阻上的电压降和栅极电流是由寄生源极电感和漏极电流的 di / dt 限制，图 11 表示在开通时，栅极电流的大幅度振铃由 ID 的振荡和源极电感引起。

理想的情况下，如果要去除寄生电感的影响，我们希望在导通时，栅极供应电流超过 2A，而在关断期间， $R_g = 1 \Omega$ （见图 12），栅极电流要相当稳定且不受漏电流的影响。

3 栅极驱动器规格和功能实现

以下是对栅极驱动要求的简短列表：

1. dv / dt 的瞬变抗扰度：在整个温度范围内 $\pm 50 \text{ V/ns}$ 。

碳化硅 MOSFET 是针对快速切换和在高频率下工作，因此观察到的器件的 dv / dt 比硅 IGBT 要高。

2. 最小电压摆幅：22–28 V

碳化硅 MOSFET 要求较高的正栅极驱动电压 (+ 20V)，根据不同的应用，负栅极关断电压可以在 -2 V 到 -6 V 范围内选择。驱动器的最大电源电压额定值必须介于 22 V 和 28 V 之间，因为这取决于施加的负关断电压。鉴于切换器件所需的栅极电荷比较低，较高的电压摆幅不影响所要求的栅极驱动电源。

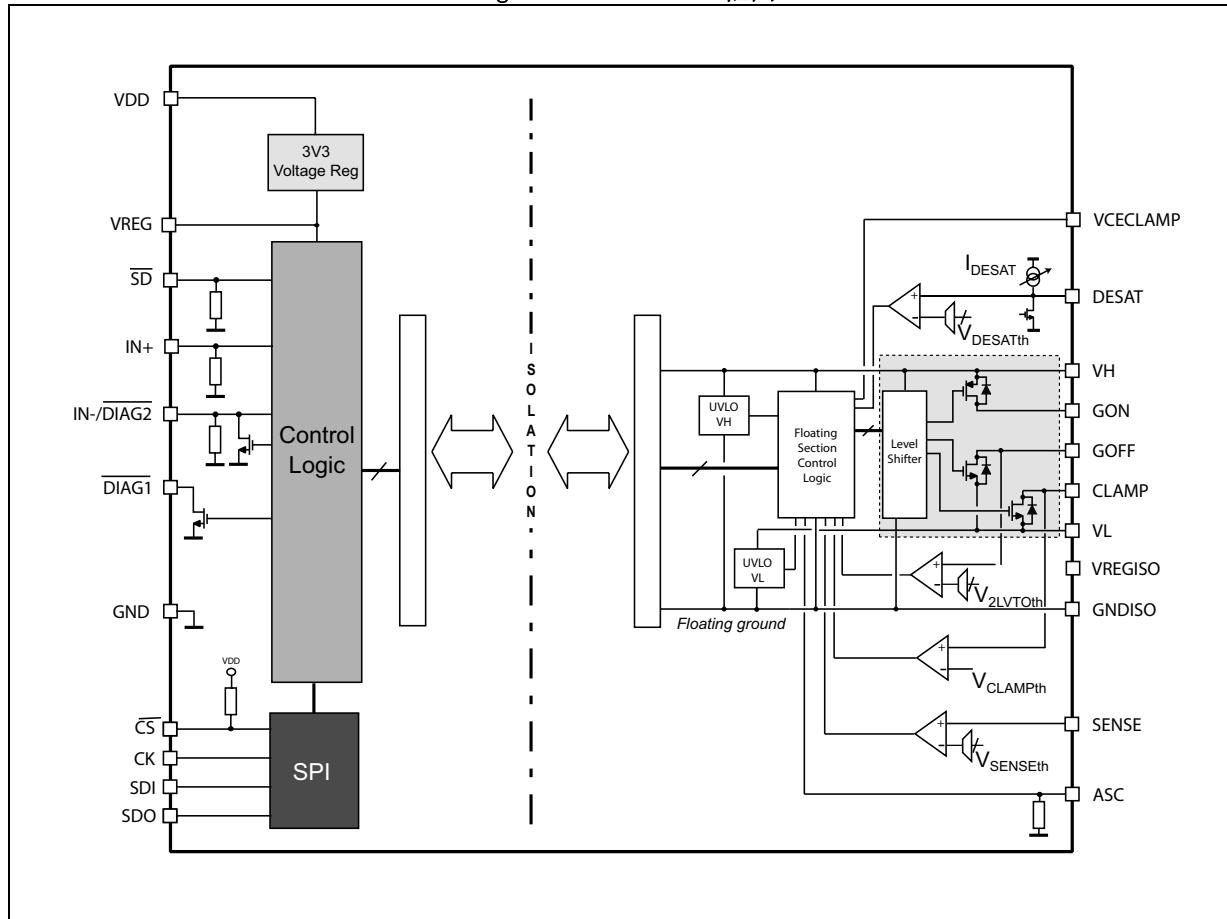
3. 在所有的温度条件下，最小 2A 的电流能力（供应 / 汲取电流）来驱动 1200 V，100 毫欧 SCT30N120。

上节所报告的波形清楚地表明，在最大的开关速度（外部栅极电阻 $R_g = 1 \Omega$ ）栅极峰值电流接近 2A，所以要求最小 2A 的电流驱动能力实现最小的开关损耗。

理想的碳化硅 MOSFET 栅极驱动代表“黑盒子”，用来激发器件的全部潜力。因此，与驱动普通 IGBT 相比，它必须提供较高电压摆幅，以及较大的电流能力来驱动栅极。

在可用的几种 ST 驱动碳化硅 MOSFET 解决方案中，STGAP1S gapDRIVE™ 是首选的方案：它是一个具有保护，配置和诊断功能，并且是电流隔离的 N 沟道 MOSFET 和 IGBT 单栅极驱动器。

Figure 13. STGAP1S 框图

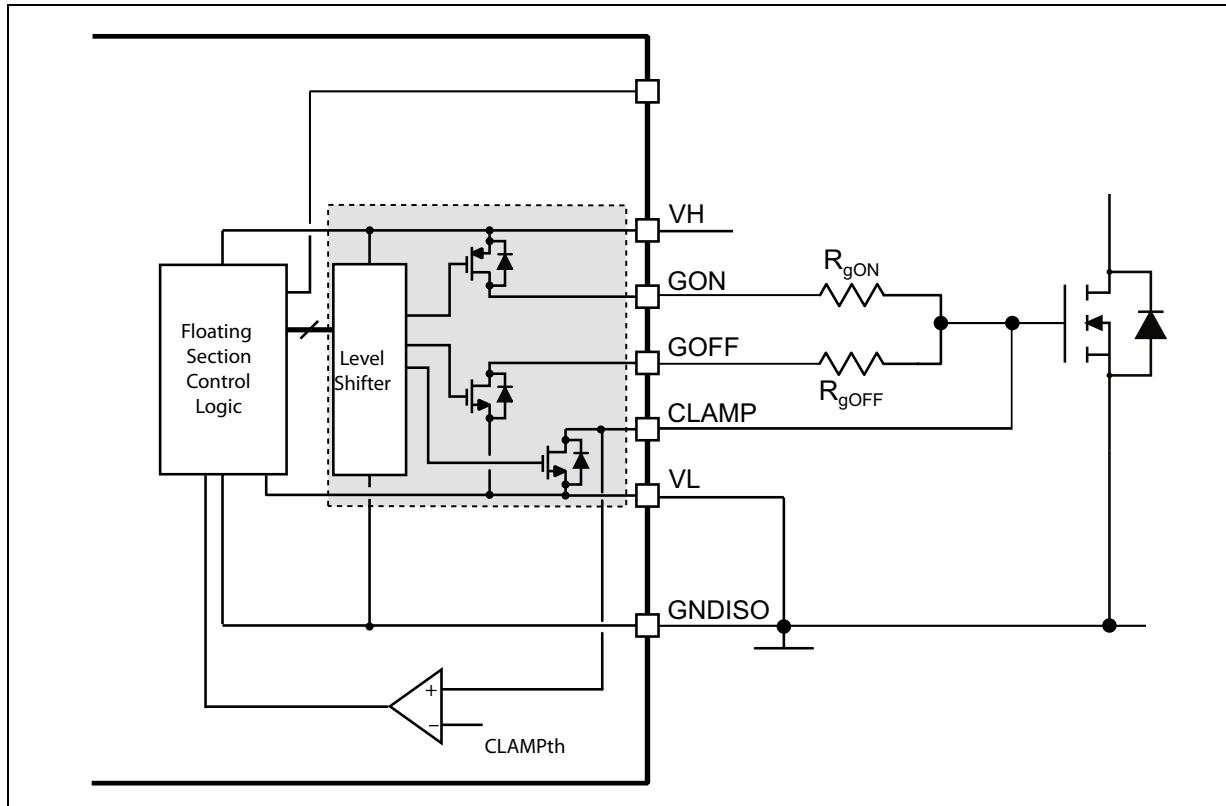


该 STGAP1S 驱动器具有 5A 的电流能力，输出驱动器部分提供了线对线输出，并且提供负栅极驱动电源的可能性。此外，独立的供给和汲取输出（sink/source）提供了高度的灵活性，并减少外部元件的物料清单。

米勒钳位保护功能包括控制半桥配置功率级切换时发生的米勒电流。当功率开关处于关闭状态（OFF）时，同一桥臂上另一开关被导通时，驱动器能避免由于米勒电容 (C_{GD}) 可能发生的导通现象。

在关断期间，CLAMP 引脚监视着开关栅极。当栅极电压低于阈值电压 $V_{CLAMPth}$ ，钳位开关被激活，从而使开关栅极和 VL 引脚之间实现低阻抗路径，见下图。

Figure 14. 米勒钳位保护的例子



4 参考文献

1. 1200 V SiC MOSFET and N-off SiC JFET performances and driving in high power-high frequency power converter - Bettina Rubino, Luigi Abbatelli, Giuseppe Catalisano, Simone Buonomo, PCIM Europe 2013
2. Direct Comparison among different technologies in Silicon Carbide - Bettina Rubino, Michele Macauda, Massimo Nania, Simone Buonomo
3. Direct Comparison of Silicon and Silicon Carbide Power Transistors in High-Frequency Hard-Switched Applications - John S. Glaser, Jeffrey J. Nasadoski, Peter A. Losee, Avinash S. Kashyap, Kevin S. Matocha, Jerome L.
4. SCT30N120 datasheet
5. STGAP1S datasheet

5 修改版本

Table 1. Document revision history

Date	Revision	Changes
02-Apr-2015	1	Initial release.

Table 2. Document revision history of Chinese translation

Date	Revision	Changes
14-Aug-2015	1	Initial release of Chinese translation.

IMPORTANT NOTICE – PLEASE READ CAREFULLY

STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, enhancements, modifications, and improvements to ST products and/or to this document at any time without notice. Purchasers should obtain the latest relevant information on ST products before placing orders. ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale in place at the time of order acknowledgement.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection, and use of ST products and ST assumes no liability for application assistance or the design of Purchasers' products.

No license, express or implied, to any intellectual property right is granted by ST herein.

Resale of ST products with provisions different from the information set forth herein shall void any warranty granted by ST for such product.

ST and the ST logo are trademarks of ST. All other product or service names are the property of their respective owners.

Information in this document supersedes and replaces information previously supplied in any prior versions of this document.

© 2015 STMicroelectronics – All rights reserved