

带快捷（Fairchild）IGBT 的小容量逆变器 制造技术

分立应用工程组 编写

目录

1. 引言
2. 如何选择栅极电阻
3. 保护电路设计技术
4. 带自举电路的栅极驱动 IC 使用
5. 使用 SGP5N60RUF 的逆变器设计例子
6. 结论

北京韶光科技有限公司

2001.2

1. 引言

就 IGBT 的实际供应来说，以前仅用于大功率工业电路：一般产品的应用正逐渐增加，尤其是在中等到小尺寸电机应用的家电领域是理想的。这些应用领域要求产品,高品质，在功耗方面有高效率。在这些方面，IGBT 能作为一个容易应用的市场正被认可。快捷（又名仙童，DAIRCHILD）半导体生产的第三代 IGBT 在许多方面是优异的。对于快捷 IGBT，在关断时的小拖尾电流和导通时的低饱和压降这一事实是无比的，使其成为最大的优点。由于小拖尾电流特征，快捷 IGBT 能够迅速关断，在高速操作中减小开关损耗。无需单独的冷却装置，在某种程度上能使开关速度设计的像可能的那样快。低饱和电压减小了导通损耗，导致整个功率损耗的减小。此外，由于适用于适路的 IGBT 在任何适路故障情况下至少可能经受 $10\mu S$ ，故在各种应用电路中易于使用。

该应用注释支撑技术，利用快捷 IGBT 的优异特点，能制造小容量逆变器（Inverter）。从（IGBT）栅极驱动电阻选择方法开始，到印刷电路板（PCB）保证款项，本应用注释广泛涉及设计小容量（即低功率）逆变器需要的全部知识（信息）。由于家电逆变器设计需要降低成本，本应用注释集中在如何形成一个低成本逆变器上面。在选定栅极电阻时，该注释的第 2 节详细叙述了必须考虑的条款。第 3 节涉及驱动电机有关的一般款项，并叙述了在逆变器中适合于驱动电机的过电流保护和 IGBT 的适路保护电路设计。第 4 节介绍了在逆变器栅极驱动方面经常应用的自举（电路），同时还可以在其它应用中使用。最后，第 5 节根据上述部分讨论的知识，设计一个实际的 3KVA 级逆变器。

2. 如何选择栅极电阻

下图是在本应用注释中设计的快捷逆变器输出电路。

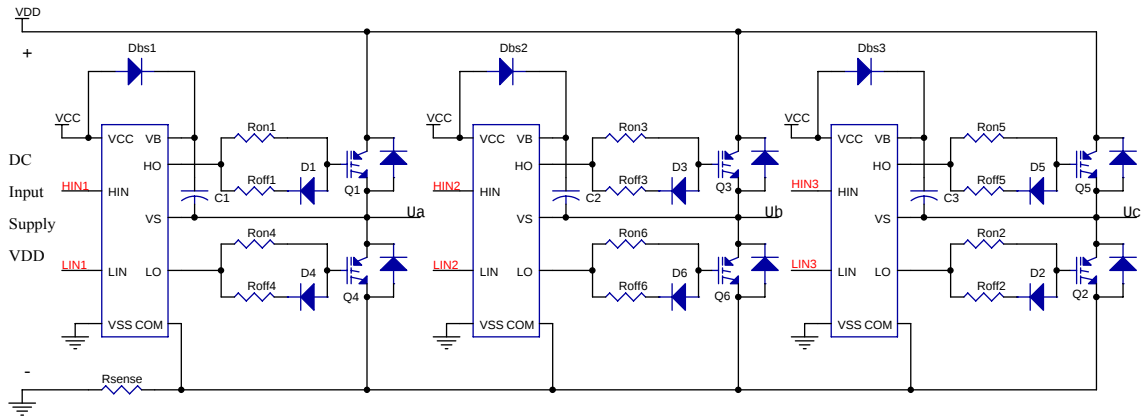


图 2.1 快捷逆变器输出电路

逆变器栅极电阻通常把它分成导通电阻（Ron）和关断电阻（Roff）来设计，如图 2.1 所示。关于每一电阻的选择方法，就栅极驱动 IC 和 IGBT 而言，是分别考虑的。栅极电阻的数值，可以从两种方法可能的栅极电阻范围的交叉选择。

2.1 电阻数值的选择，考虑栅极驱动能力（容量）

连接到栅极驱动 IC 输出的电阻 R_G 的量值，根据栅极与发射极之间充电和放电的峰值电流（ I_{ON} ， $I_{OFF,PEAK}$ ）决定。能充电栅极与发射极之间氧化物的最大电流，根据栅极驱动 IC 的最大源电流决定。另一方面，栅极氧化层的最大放电电流，可由栅极驱动 IC 的最大灌（sink）电流决定。最小栅极电阻 R_G 阻值，依次根据最大充电和放电电流决定。

2.2 根据栅极驱动 IC 的最大驱动容量确定最小 R_G

我们假定在 IGBT 发射极和栅极之间的等效电路（ C_{GE} ）为得到最小导通电阻 R_{ON} 值对栅极关断电压（ V_{OL} ）已经放电，对栅极驱动导通电压（ V_{OH} ）已充电，以获得关断电阻 R_{OFF} 的最小值，从欧姆定律可以导出下面的关系：

$$R_{ON}^{MIN} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{I_{SOURCE}^{MAX}} \quad \text{and} \quad R_{OFF}^{MIN} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{I_{SINK}^{MAX}} \quad (1)$$

公式中：

- R_{ON}^{MIN} = 导通电阻最小值
- R_{OFF}^{MIN} = 关断电阻最小值；
- V_{OH} = 栅极驱动 IC 导通输出最大电压；
- V_{OL} = 栅极驱动 IC 关断输出最大电压；
- I_{SOURCE}^{MAX} = 栅极驱动 IC 最大输出源电流；
- I_{SINK}^{MAX} = 栅极驱动 IC 最大输出灌电流。

由于在栅极驱动 IC 输出中，最大灌电流通常高于源电流（ $I_{max-source} < I_{max-sink}$ ），如果导通各关断电阻使用一个而不分开，选择的栅极电阻必须远高于 R_{ON}^{MIN} 。

计算栅极驱动 IC 的功率损耗

栅极驱动总功率损耗（ P_T ）可以用下面等式计算：

$$P_T = P_{BIAS} + P_{SWITCH} \quad (2)$$
$$= I_{CC} V_{CC} + I_{EE} V_{EE} + E_{SWITCH} f_{SWITCH}$$

在公式（2）中：

P_{BIAS} ：常态下 IC 偏置元件功率消耗； P_{SWITCH} ：IGBT 栅极开通与关断结合开关损耗；

E_{SWITCH} ：在导通和关断一个周期期间 IC 平均损耗（ μJ ）；

f_{SWITCH} ：平均关断频率；

V_{CC} ：正电源电压； V_{EE} ：负电源电压； I_{CC} ：常态下平均正电源电流；

I_{EE} ：常态下平均负电源电流。

如果栅极电阻降低，开关速度提高， E_{SWITCH} 值和 P_{SWITCH} 增大。从上面公式计算的总功率损耗不就超过手册中的最大等同值。

2.3 电阻值选择，考虑 IGBT 驱动条件

开关损耗与栅极电阻之间的关系

IGBT 内部 MOSFET 利用栅极导通输出双极晶体管 (TR) 驱动。由于 MOSFET 漏—源极间的被确定的最在电流正比于栅极电压，IGBT 的导通特性受施加到栅极的电压和电流量值的影响，导通特性充分影响 IGBT 的导通损耗。因此，如果导通电阻数值减小，内部 MOSFET 迅速导通，其结果，开关损耗也减小。下图（图 2.2~2.4）示出快捷 IGBT（型号为 SGP5N60RUF D）在栅极电阻改变时各自的导通波形。

条件：电感 $L=78\mu\text{H}$ ， $R=21.1\Omega$ ， $T=25^\circ\text{C}$ ， $V_{\text{OH}}=15\text{V}$ ， $V_{\text{CC}}=80\text{V}(20\text{V/格})$ ， $I_{\text{C}}=3\text{A}(1\text{A/格})$

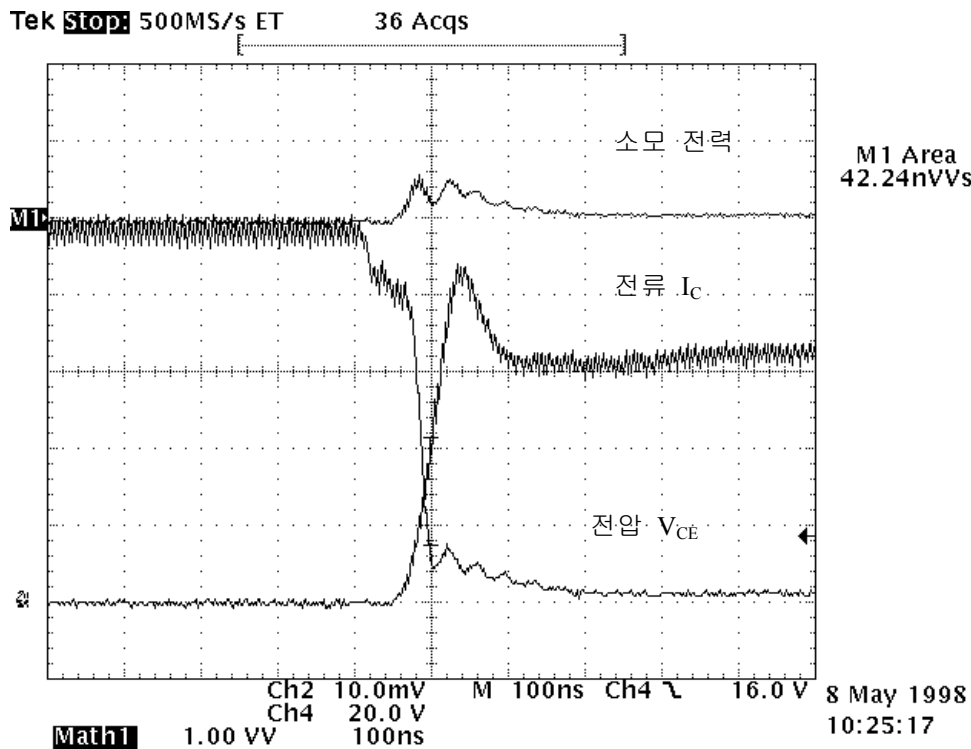


图 2.2~图 2.4 栅极电阻改变时 SGP5N60RUF D 导通波形

下表概括了从上面测试中测量的导通损耗，关于消耗的功率，上面波形面积，转换成表中利用的功率损耗。

表 2.1 导通损耗与栅极电阻之间关系

SGP5N60RUF D 单位：欧姆（ Ω ） 微焦（ μJ ）					
R_{ON} （ Ω ）	40	60	80	100	120
Loss（ μJ ）	4.22	5.62	7.93	11.04	12.63

SGP10N60RUFD

$R_{ON} (\Omega)$	40	60	80	100	120
Loss (μJ)	3.16	3.58	4.73	5.31	6.44

上面的图与表揭示了随栅极电阻增加，导通损耗减小。IGBT 输出双晶体管关断速度比 MOSFET 更受少数载流子复合机构的影响。因此，在栅极电阻量值与关断速度之间存在一个相对小的关系。然而，如果栅极电阻增加到一个特定值以上，内部 MOSFET 的关断时间比少数载流子复合时间变得更受影响，减小 IGBT 关断速度，依次增加其关断损耗。因此，放电电阻必须保持在一个适当值以下。下表概括了在与导通测试条件下的关断损耗。

表 2.2 关断损耗与栅极电阻之间的关系

SGP5N60RUFD

$R_{ON} (\Omega)$	40	60	80	100	120
Loss (μJ)	65.9	65.9	66.2	66.4	67.2

SGP10N60RUFD

$R_{ON} (\Omega)$	40	60	80	100	120
Loss (μJ)	45.9	45.9	47.3	47.3	49.8

关断损耗随栅极电阻变化几乎不变。

栅极电阻与 dv/dt 灵敏度之间的关系

图 2.5 基于 dv/dt 栅极导通等效电路描述

如图示 2.5 所示，IGBT 在栅极与发射极之间和栅极与集电极之间，各有一个特有的电容。发射极与栅极之间的电容 C_{GE} 和栅极与集电极之间的电容 C_{GC} ，叫作密勒（Miller）电容，扮演重要角色。不仅密勒电容像密勒效应延迟 IGBT 的导通时间，而且在发射极与集电极之间的电压突然变化时允许 $R_{OFF} \leq dv/dt$ 中的电流流动，在栅极产生一个 $(R_{OFF} C_{gc} dv/dt - V_{OL})$ 电压。该瞬时电压高于使栅极导通需要的最小电压 (V_{TH})，引起一个类似于短路的故障。最小栅极截止电阻值可以根据下面等式获得：

$$R_{OFF} \leq \frac{V_{TH} + V_{OL}}{C_{gc} \frac{dV}{dt}} \quad (3)$$

如果栅极关断电压 V_{OL} 是负的或是大的, R_{OFF} 将变得足够大。栅极电阻与单向导通 (Freewheel) 二极管峰值恢复电流及二极管浪涌电流之间的关系。

下图示出了电路中总是存在的杂散电感。

图 2.6 电路中显示的杂散电感

上图 (图 2.6) 被简化为图 2.7, 以说明单向传输 (freewheel) 二极管峰值恢复。

图 2.7 恢复电流流入二极管

在二极管在某种程度上工作当关断的 IGBT 突然导通时, 一个瞬时电流通过二极管, 直到二极管 PN 结电压恢复, 如上面对 (2.7) 图示。

图 2.8 二极管恢复电流流动 ($R_{ON}=0\Omega$, $L=48mH$)

通过电流总量不足够大以致破坏 IGBT, 瞬时电流斜变陡。一个陡峭斜率在杂散电感中产生一个电压 $L_S \frac{di_{do}}{dt}$ 的式样在图 2.7 电路中。该电压与电路中杂散电容谐振, 产生一个与图 2.8 中 V_{GE} 类似的波形或发生 EMI (电磁干扰) 问题。如果在这个时间上栅极电阻增加, 二极管恢复电流斜率 di_{do}/dt 减少这些现象发生, 使它们频率较低。由于二极管恢复电流产生的峰值电压依据离散电感是不同的, 因而根据等式直接精确计算它的值是非常困难的, 根据栅极电阻通过重复测试确定它的最小值是较好的。

3. 保护电路的设计技术

由于逆变器是一个递交功率的电路, 当像短路引起的故障出现时, 由于大电流流动, 将使整个电路受到损伤。这种能导致着火的故障类型, 可用一个电流保护电路插入予以阻止。尽管普通家电通过电流保险丝或类似保险丝的方式或类似方法能阻塞过电流或短路电流, 但不能保护 IGBT 或类似的半导体开关元件, 原因是它们变坏的时间比保险丝切断电流的时间快。对于不带短路电流测量的产品乃至带 $20\mu S$ 之内短路电流测量保护 IGBT 的产品两种情况中, 快捷 IGBT 在短路发生之后 0 至多 $1.5\mu S$ 必须超前切断电流。这部分评论一下安全保护电路的设计方法。

针对过电流或短路保护 IGBT

3.1 电流感测方法

虽在普通 IGBT 中有许多感测电流流动的方法 (对电流感测不检测 IGBT), 但最广泛

采用的方法是在直流（CD）回路末端插入一支检测电阻，如下图所示。

图 3.1 在 DC 链路上插入电流传感电阻

如上图（图 3.1）所示，感测电阻必须插入到平滑电容器之后。由于在通常条件下功率通过电阻消耗，它不能应用在大电流逆变中，而被广泛应用于小容量逆变器。电阻插入方法能在一个位置感测全部电流，于是一个保护电路可以保护整个 IGBT。虽然这一特征在减少逆变器生产成本方面是一个优点，但图 3.1 绘制的电路，当一个大电流“地”故障发生时，电流不能通过电阻，保护电路会失败，这会横跨电阻出现，在图 3.1 中地端 1 和低端 IGBT 发射极与栅极驱动电路的地 2 上电势增加，因此，栅极驱动电路设计应考虑这个电势的增加。例如，当用一个带 2V 输入门限的驱动 IC 时，如果在 2 处的电位增加 2V，一个 4V 以上的输入电压应被施加，以超过 IC 的门限电压。为了这个原因，在大多数大容量逆变器中，在所有 IGBT 栅极驱动器单元插入一个保护电路。通过感测每一只 IGBT 的 V_{CE} 饱和电压，当 V_{CE} 饱和电压超过一个特定值时，保护电路各自工作。

在 DC 环路末端插入的传感电阻大小，根据（机械）装置使用的逆变器选择。例如，对于 1~2A 容量的逆变器，通常利用约 0.2Ω 低电感电阻。对于 3~4A 容量的逆变器，则约为 0.1Ω 。但是，对于容量 10A 以上的逆变器，由于对任何较低电阻精度下降，最好不采用这种方法。由于电阻两端的电压在逆变器正常操作时相当低，来自突变频率的电源噪声被检测，在低检测电平过电流感测电路中必须使用跟随滤波电路。在过电流感测电路中使用的低通滤波电路与过电流保护电路密切相关，在 3.2 节将对其再进行评论。

图 3.2 检测电压放大电路

输入（传感）电压 V_{SENSE} 与低通滤波器输出电压 V_{FOUT} 之间的关系由下面等式表示：

$$V_{FOUT} = \frac{1}{R_F C_F S + 1} V_{SENSE} \quad (4)$$

过电流感测需要的常数 $1/R_{F1}C_{F1}$ 必须远高于短电流检测需要的常数 $1/R_{F2}C_{F2}$ 。换言之，滤波器短路电流检测响应速度必须快。

放大器放大增益和 $R_{i2}(1=1,2)$ 的电阻计算如下（式）：

$$V_{CO} = \frac{R_{i1} + R_{\beta}}{R_{i1}} \cdot V_{FOUT}, R_{i2} = \frac{R_{i1} + R_{\beta}}{R_{i1} + R_{\beta}}, (1=1,2) \quad (5)$$

同相（非反相）放大器用作放大输入阻抗。因此，放大器输出 V_{CO} 通常是正的。但在单向传输（freewheeling）期间，当正反馈(regenerating)到电压源时可以是负的。如果输出绝对需要成为正的，在这样的情况下整流电路必须加在输出上。如果变换到电源的单向传输不存在不变为负的，整流电路不需要考虑。因为 IGBT 在短路后 20s(秒)之内必须关断，栅极切断信号在 20 秒不能满足时，在这些例子中，在 20 秒之前必须利用放大器增益和比较器检测电平进行检测。滤波器设计在第 5 节实际逆变器设计中评论。

3.2 过电流保护电路

根据逆变器应用机构有许多过电流保护方法。本应用注释对于用于无刷直流（BLDG）电机逆变器设计一个平稳工作的过电流保护电路。下面是过电流保护电路图。

图 3.3 过电流保护电路

当一个过电流特有电平开始被检测时，上面（图 3.3）设计的过电流保护电路实际切断底部的栅极，但在一定的延时后栅极完全恢复。而且在电机反馈断路期间，考虑负电流被设计，插入到比较器输出端上的二极管（D1、D2），用作阻塞比较器输出变成负的。当过电流被检测时，从或门通过 R10 驱动晶体管（Q1）工作。基极电流 i_B 由电阻 R10 的阻值和最大电流决定。电流 $I = H_{FE} \cdot i_B$ 流经晶体管。在这个时上，IGBT 栅极电位根据栅极驱动 IC 输出电压、电阻 R_{i0} 的值和关断电阻 R_{OFF} 值决定。下图显示了 IGBT 发射极—栅极电压 V_{GE} 和能够流过 IGBT 的最大电流之间的关系。

图 3.4.1 V_{GE} 与通过 IGBT(5M60RUFD)的最大电流之间关系

图 3.4.2 V_{GE} 与能流过 IGBT(10N60RUFD)最大电流之间关系

如上图（图 3.4.1、3.4.2）所示，如果栅极电压未完全降至 0V，而对于 6~7V 的适当电平，IGBT 电流减小到 2~3A。如果适当选择晶体管截止电阻 R_{i0} ，则可得到比较平滑的切断波形。下图显示了当过电流逆变器时保护电路的操作。

图 3.5 过电流保护电路工作

上图（图 3.5）所示的关断时间间隔 T_{DOFF} ，在过电流保护电路的实际工作中是非常重要的常数。如果 T_{DOFF} 太短，在过电流期间能发生高速开关，扩大作为电机转矩纹波出现的电流纹波。因此， T_{DOFF} 由在关断时各自电流减小的斜率确定。大多数电机内部有电感元件，为使电感元件中电流连续流动，所有逆变器电路有一个单向传输方法可分为顶端和较低端 IGBT 都关断和仅顶端或仅顶端 IGBT 关断。下图示出了顶部和底部 IGBT 两个都关断时以前方法的电流通路。

图 3.6 顶部和底部 IGBT 元件都关断时单向传输方法电流路径

如图 3.6 所示，自由单向传输电流反向流过与在同样的桥臂之前导通的 IGBT（即 Q1）相反的二极管（D3），关于自由传输电流由下面等式表示：

$$L_a \frac{di_f}{dt} + R_a I_f = E \quad (6)$$

在公式（6）中， L_a 是所有电感性电阻总和； R_a 是电路中全部电阻总和； i_f 是单向传输电流； E 是电源电压。如果当关断开始时的初始电流是 i_o ，单向自由传输电流 i_f 可以从下面等式获得：

$$i_f(t) = i_o e^{-\frac{R_a}{L_a} t} - \frac{E}{R} \left[1 - e^{-\frac{R_a}{L_a} t} \right], i_f(t) \geq 0 \quad (7)$$

如果我们标明单向传输电流方向为“+”，电流连续减小直到变为 0。当电流变为为负的时，二极管电流停止。在上面（公式 7）方程中，电流随电源电压 E 增加迅速减小的事实被揭示。下图曲线示出的是电源电压 200V、电阻 5 Ω 、电感元件 300mH 和初始电流 20A 的电流（变化）。

图 3.7 IGBT 顶部和底部元件都关断时单向传输方法电流波形

上图（图 3.7）揭示了电流的突然降落。下图显示了仅当 IGBT 底部元件关断时的自由

传输路径。

图 3.8 仅 IGBT 底部元件关断时单向自由传输方法电流通路

单向自由传输电流流经与底部 IGBT (Q6) 导通相反方向的顶部 IGBT (Q3) 二极管, 电路中单向传输电流由下面等式表示:

$$L_a \frac{di_t}{dt} + R_a i_f = 0 \quad (8)$$

如果开始关断时的初始电流是 i_o , 该电流由下式可获得:

$$i_f(t) = i_o e^{-\frac{R_a}{L_a} t} \quad (9)$$

用上面单向传输路径和图 3.7 中系数的电流波形表示如下:

图 3.9 底部 IGBT 全部元件关断方法的单向传输电流波形

图 3.7 与图 3.8 比较, 揭示了顶部和底部两个关断导致更快的减小。随快速减小为减小电流纹波, 必须缩短 T_{DOFF} 。但是, 当电流变成过电流时, 开关元件太快会剧烈加热元件, 在元件金属特性上有一个负作用。因此, 本应用注释支持仅通过开关 IGBT 底部元件减小电流的方法。

3.3 短路电流保护电路

当像逆变器 (倒相) 放大短路或贯通这类故障产生时, 在一个陡峭的斜率上电流突然增加, 饱和 IGBT 带最大可允许电流, 如图 3.4 所示。快捷 IGBT (适用短路的 IGBT) 对于解决短路电流, 能经受 $20 \mu s$ 这样的故障。如果 IGBT 在这个时间内关断, IGBT 可以被保护脱离损坏。在一个 5A 的 IGBT 中, 短路电流保护通常围绕 10A 操作。如果逐步地增加电流, 过电流保护电路首先设定在 7A 开始工作, 阻止电流达到短路电流特定值。然而, 因为在短路时电流随陡峭的斜率增大, 短路电流保护电路在带相对较慢的响应速度的过电流检测电路的低通滤波器 (LPF) 输出之前操作, 启动过电流保护电路。当有一个短路电流, 电流流通该电路能立即破坏 IGBT。因此, 如果切断瞬时电流并连续重复工作如过电流保护电路那样, IGBT 则迅速变热, 引起热封锁状态。在这个条件下即使 IGBT 像晶

闸管（可控硅）一样工作，IGBT 也不能关断和损坏。因此，当短路被检测直到复位信号从外部加入时，短路电流保护必须切为断栅极（信号）。

短路电流保护电路如图 3.10 所示。

图 3.10 短路电流保护电路

在图 3.10 中复位置位触发器（RS F/F）用作锁存（latch）电路呈现在表 3.1 中。

在短路电流保护电路中，关断速度必须考虑。如在 2.2 节提及的，电流斜率产生电路涌入电压，与电路中杂散电感是相应的。

表 3.1 RS F/F 工作真值表

S（复位）	S（置位）	Q_n
0	0	Q_{n-1}
0	1	0
1	0	1
1	1	1

不像不能产生高（浪涌）电压的二极管恢复电流的斜率，短路电流从一个大电流降至 0。为此，如果栅极电压在短路时突然消除，电流将有一个大的斜率。如果电路中杂散电感是大的，一个高电压将在这个时间内损坏 IGBT。两种短路类型表示如下：

类型 I：当 IGBT 工作和电流流动时发生的短路

该情况是电流在负载中正在流动不论何种理由发生的短路。在这个时间中，IGBT 已工作，其集电极—发射极之间电压保持约 2V，如下图所示。如果发生短路,电流突然增加达到最大值。如果此时切断栅极（信号），当电流逐渐减少，VCE 增加，变得与电源电压相同。在这个时间，电压随电流斜率产生，但由于 IGBT 电压在开始短路时是低的，在这样的短路中 IGBT 被毁坏是稀少的，除非产生的电压非常大。

图 3.11 关型 1 短路

在图 3.11 中，IGBT:SGH30N60RUF.DC 连接电压：240V，峰值电流：140A，离散

电感：150nH（纳亨）

类型 II：当 IGBT 截止时栅极施加开通信号，在负载中发生短路

在这个情况中，由于 IGBT 开始关断， V_{CE} 与电源电压相同。因为电流在陡峭的斜率上开始流动，在横跨 IGBT 电压尚未降落之前，电流已经达到它的最大值，如下图所示。

图 3.12 类型 II 短路

如果电流在这个情况下被切断，产生一个浪涌电压，由于 V_{CE} 已经很大，横跨元件的电压明显增加。如果该电压横跨元件超过 IGBT 的“屈服”电压，将破坏 IGBT。如果 IGBT 被破坏，栅极、发射极和集电极都变为短路，一个大电流通过栅极泄入驱动电路，将损坏栅极驱动 IC 和它连接的电源。因此，逆变器设计应考虑第 II 种类型的故障，比类型 I 故障更严重。由于逆变器设计带离散电感，将在第 5 节（部分）讨论，设计一个低短路电流关断斜率的规划在这儿说明。

一个大容量逆变器由于短路或在一个比平常低的斜率上降低栅极电压，栅极驱动截止电压被分成两步（电势）完成关断操作，它阻止电流突然变化。然而，由于在小容量逆变器中，短路电流本身是小的，斜率也小。因此，适当控制栅极关断电阻控制关断斜率，本质上优于这种机极操作类型。如果栅极关断电阻组成是大的，由于在栅极上充电不能迅速获得峰值电流增加，电流斜率减小。如果（栅极关断）电阻组成是小的，峰值电流能被减小，但电流斜率增加。快捷 IGBT，考虑了短路电流，能经受直到 20 μs 的时间。栅极电阻不需要为减小峰值电流而减小，因为由 IGBT 的固有特性所限制。因此，如果电路中的杂散电感是小的，应选择较小的电阻。

下表总结了第 2 部分（节）栅极电阻的选择方法和栅极电阻决定原则：

表 3.2 IGBT 依照栅极电阻工作

条 件	增 大 R_{on}	条 件	减 小 R_{on}
导通 di/dt	导通 di/dt	关断损耗	限制增加
导通时间	增加	电压增加时间	增加
二极管恢复电流	减小	电流减小时间	减小
二极管恢复电流	减小	S/C 时间	减小
电磁干扰（EMI）	减小	S/C 电流峰值	减小
S/C 时间	不适用	S/C 电压峰值	不适用
S/C 峰值	不适用	dv/dt 灵敏度	不适用

4. 带自举电路栅极驱动 IC 的使用

一个自举（bootstrap）电路是利用它自己信号等工作的电路，也是在一般运算放大器（opamp）电路中应用正反馈控制阻抗的电路。在本应用注释中，在外部没有制作独立电源，它利用一支二极管、一只电容和 IGBT 开关供应 IC 功率，驱动顶部 IGBT 栅极。

4.1 自举电路工作原理

下图表示使用一支二极管和一只电容的自举电路。

图 4.1 自举电路图例

当如图 4.1 所示的 IGBT 臂被驱动时，逆变器输出的电位（压）①从地电压到 DC 连接电压 230V 变化。实质上意味着如果顶部 IGBT 导通、底部 IGBT 关断，在①上的电压降至地电位。不过，为使顶部 IGBT 导通，在②上的电压必须比①处高 15V，在①与②点之间的电位差必须维持 15V 以上，不管在①上的绝对电位。为此，自举电路（电平移位器）被利用。自举电路利用底部 IGBT 开关，通过二极管和电容为上部栅极驱动 IC 供给 15V 的电压。

图 4.2.1 自举电路工作（电容充电模式）

图 4.2.2 自举电路工作（电源模式）

在图 4.2.1 中，底部 IGBT 首先导通，①点电位降至地，自举二极管地一个方向上导通，将电容充电到 15V。在图 4.2.2 中，底部 IGBT 截止，顶部 IC 通过图 4.2.1 操作，使 IGBT 顶部元件导通，结果在①点上的电压变成 230V。尔后，二极管在相反方向上截止，为保持顶部栅极元件导通，电容器供给功率。

如图 4.2.1 和 4.2.2 所揭示，带自举电路的栅极驱动系统必须首先使底部 IGBT 导通，尔后，电容器中充电能量驱动上部栅极驱动导通顶部 IGBT。

4.2 自举电路电容值确定方法

在自举电路中，电容供给栅极能量,使上部 IGBT 导通。由于电容器充电频率增加，如

顶 / 底部交替开关速度一样快，因而可以使用相对小的电容器。另一方面，如果开关速度低，必须使用大的电容。这个类型的电容与 IGBT 开 / 关频率和施加到电容上的电压紧密相关。下面的等式计算必须供给的最小充电自举电容器：

$$Q_{bs}=2Q_g+[I_{qbs(max)}+I_{cbs(leak)}+I_{bds(leak)}+I_{c(max)}]t_{on} \quad (10)$$

在这儿（公式 10 中）：

Q_g =顶部 IGBT 栅极电荷总量；

t_{on} =导通时间；

$I_{qbs(max)}$ =保持 IGBT 导通需要的电流；

$I_{cbs(leak)}$ =电容器漏电流；

$I_{bds(leak)}$ =二极管反向漏电流；

$I_{c(max)}$ =驱动器栅极驱动 IC 最大消耗电流。

该自举电容器选择应能对顶部 IGBT 供给足够的电荷使 IGBT 长时间工作。自举电容器容量计算如下：

$$C \geq \frac{20Q_{bs}}{V_{CC} - V_f - V_{is} - V_{min}} \quad (11)$$

在此公式中：

V_f =自举二极管单向电压降；

V_{is} =底部 IGBT 单向压降；

V_{min} =使 IGBT 导通需要的最小电压。

在三星（快捷）IGBT 中，栅—源极之间的漏电流或二极管的反向漏电流低于 100mA（应为 100nA），可以忽略。此外，下面等式仅计算对导通 IGBT 充电和保持 IGBT 导通的电流。

$$C \geq \frac{20Q_g + I_{qbs} \cdot t_{on} + I_{c(max)}}{V_{CC} - V_f - V_{is} - V_{min}} \quad (11)$$

如果在实际应用电路中，推荐用等式（11）计算的最小[电容值用于保持 IGBT 开通，在逆变器工作中产生的电压纹波有一个负的作用。因此，电容器数值较大更好。不过，电容器数值可以选择等式（11）计算值的 15~20 倍。

4.3 自举电路升压二极管选择方法

当顶部 IGBT 导通时，几乎全部 DC 连接电压施加到自举二极管两端。因此，二极管击穿电压至少必须超过最小 DC 连接电压，并必须有快速反向恢复速度，以阻塞电容器电荷发射。对于一个带较长导通时间的应用电路，必须选择二极管反向漏电流最小的元件。满足这些特性二极管的绝对额定（参数）被表示在下面等式中。

$$V_{RRM} \geq \text{DC 接电压}$$

$$T_{rr(\max)} \leq 100\text{ns}(\text{典型})$$

$$I_F = Q_{bs} \cdot f \quad (f \text{ 为工作频率})$$

5. 带 SGP5N60RUFD 的逆变器设计实例

利用 600V.5A COPKAP 短路电流被考虑的 IGBT 并适合于电机的快捷逆变器被设计。

5.1 整个系统电路图

设计的系统实际电路图显示在下图中。

图 5.1 600V、5A 逆变器完整电路图

所设计的逆变器可被分成电源单元、功率驱动单元和保护电路单元。首先，电源单元使用分离的开关电源（SMPS）为带栅极驱动 IC 的逆变器电路提供功率。在上图（图 5.1）中，电源采用适合于 SMPS 的快捷功率开关（SPS），是一种快捷 IC。通常大容量的快捷逆变器必须有一个电源为较低的 3 只 IGBT 及周围电路供给功率，并有 3 个独立电源驱动顶部（元件）。然而在小容量的逆变器中，一个电源利用自举电路就可满足全部功率需要。在逆变器栅极驱动中，不需要单独的光耦合器或类似的电平移位。不过，如果使用一般的栅极驱动器，必须使用光耦合器或类似电平移位电路，以为栅极驱动顶部元件提供信号。

5.2 栅极电阻计算

假设逆变器工作条件为：PWM 主频 10KHZ，DC（连接）电压 300V，工作电流 2A，栅极驱动输出使用的最大驱动容量源 / 灌电流 200mA/400mA，确定最大栅极驱动电压是 15V。由于在实际逆变器中 DC 环路电流检测电阻，杂散电感稍微增加，测量值为 200nH（纳亨）。考虑最坏的情况，逆变器设计未使用无感电阻作为检测电阻，因而离散电感比一般情况变得较大。通常测量的杂散电感为 90nH。杂散电感在电路中可以依据测量短路

电流斜率和横跨元件的电压粗略估算。最小栅极电阻可根据等式(1)和上面的条件计算：

$$R_{ON}^{MIN} = \frac{15}{0.2} = 75[\Omega] \quad \text{AND} \quad R_{OFF}^{MIN} = \frac{15}{0.42} = 35.71[\Omega] \quad (12)$$

由于导通损耗的原因，导通和关断电阻都低于 100Ω 。如果由于杂散电感浪涌电压设定在低于 260V，考虑到 IGBT 有一个 600V 的内部电压，下面最大关断电流可以选择。

$$200 \times 10^{-9} \frac{dt}{di} \leq 200 \quad (13)$$

$$\frac{dt}{di} \leq 1[A/ns]$$

最大关断电阻根据等式 (3) 最大电压斜率、测试波形和快捷 IGBT 手册表示如下：

$$R_{OFF} \leq \frac{5[V]}{13E^{-2}[F] \times 3E9PV/sec} = 128[\Omega] \quad (13)$$

适当的栅极电阻在导通电阻设定在 90Ω ，关断电阻设定在 75Ω 的情况下，可从上面的计算进行选择。在实际电路中，由于不被分成导通和关断电阻，栅极电阻被设定在 90Ω 。

5.3 电流检测 LPF 的参数计算（LPF：低通滤波器）

由于 PWM 主频是 10KHZ，多数来自电源的噪声是 10KHZ。因此，在图 3.2 中的短路电流检测滤波或过电流检测滤波器，必须有低于 10KHZ 的阻塞带。如果滤波器通带太窄，所有噪声被消除，但滤波器快速响应特性下降，在电路工作时有一个负作用。如果短路电流检测电路-3dB 频率到 1KHZ，噪声从 10KHZ 减少到-20db 可被有效消除。然而，如果有一个短路电流，因响应太慢，则不可能保护 IGBT。因此，为使滤波器响应（速度）较快，必须牺牲滤波器性能。依靠使-3dB 频率到 6KHZ，获得合适的响应和滤波效果。过电流检测电路必须比全部电流斜率决定的短路电流滤波速度慢。当逆变器与一个电机实际负载联结在一起测试时，电流斜率仅随较低元件关断约变为 2.3A/ms，约需要 3ms 从 7A 降到 0。为减小电流纹波，IGBT 在电流降到 0 之前再次导通，-3 dB 频率应设定在 400HZ。下面的等式可利用上面的结果取得：

$$\frac{1}{R_{F1}C_{F1}} = 800\pi[\text{Rad/s}] \quad (14)$$

弧度 / 秒 ↴

$$\frac{1}{R_{F2}C_{F2}} = 12000\pi[\text{Rad/s}] \quad (15)$$

若设定 $C_{F1}=C_{F2}=0.1[\mu F]$ ，则 $R_{F1}=4K[\Omega]$ ， $R_{F2}=260[\Omega]$

5.4 关于短路电流检测电路参数计算

当 20 A 的最大短路电流在 15V 栅极电压下流动时，由于利用了一支阻值是 0.2Ω 检测

电阻，检测电压是 10V。下图示出了当短路电流电路开始工作电流设定在 10A 时，短路电流滤波器的工作波形。

图 5.2 LPF 的输入和输出波形

由于横跨检测电阻的电压随短路电流增加，如一个阶跃波显示在上图（图 5.2）中。在 LPF 输出电压之前短路保护必须启动，在图 5.4 中被设计，约达 5.4V。而且，如果放大器增益设定到 1，放大器输出变为 5V 时切断操作实施，IGBT 可被保护没有任何损伤。由于开始保护电流是 10A，即使 IGBT 电流缓慢增加超过 10A，IGBT 也可以受到保护。

5.5 过电流检测电路参数计算

驱动电机的逆变器大多数过电流流经电机，因此，几乎所有电流变化的斜率都依赖于负载条件，并且可以通过电路等式或直接测试计算。在这个应用注释中，负载电流的上升斜率通过获得。测试由开始对电机施加的带低运行占空比宽度的单脉冲、检查电压和电流波形组成，在此期间，电机必须不工作，施加的脉冲应使其尽可能低，以致于电机不因过电流发生退磁。电流最大斜率从 5A/mS 测试上得到，因此，横跨检测电阻电压斜是 0.1V/mS。带这个斜率的滤波器输出随输入波形显示在下图中。

图 5.3 LPF 的输入和输出波形

滤波器延迟时间约是 0.3ms，所以 T_{DOFF} 约设定在 0.3ms。然而，由于栅极电压不会立即降至 0V，而保持在约 5~6V 的电压上，放 T_{DOFF} 变得长得多。我们知道，由于 IGBT 在低于 3KHZ 重复导通和截止，IGBT 没有太多的过度疲劳，能被适当设计。因此，如果放大器增益是 3 倍，过电流比较器的比较电平设定到 4V，围绕 7A 的负载电流能被限制。

5.6 印刷电路板(PCB) 设计注意：

虽然在逆变器设计中电路设计是重要的，但更重要的是将电路移动到 PCB 上的技术工艺工作。尽管电路设计能够是理想的，但是，如果对技术工作没有给予专门的注意而设计，在实际工作期间由于未能预见噪声会使电路失灵。为防止电路当失灵时由于大的功率而损坏，必须谨慎设计工艺。虽然在工艺制作背后没有更多的理论，但是，做这项工作的要素是依靠经验。逆变器制作工艺注意的一般条款及必须实施的条款列举在这一部分。

- 1) 如果可能，应将栅极驱动 IC 的“地”从一般模拟 IC 的“地”分开；如果不可能，

不能将这两条线路混合，使用它们不可粗心。

- 2) 在 IC 电源 V_{CC} 含有栅极驱动 IC 和地之间，必须并联连接 $0.1\ \mu F$ 的好电容。
- 3) 较低的栅极驱动器应利用光耦合器等从电路电源“地”分离。如不能，应直接连接每个 IGBT 的发射极。
- 4) 必须尽可能避免线路闭合回路。
- 5) 高压点和信号线无论何时应保持可能的远间距。如果困难，应适当分离。
- 6) 带小电流的信号线应保持远离功率线。IC 电源用该信号作为输入和输出，应直接被连接电压源。
- 7) 当绕组（线圈）变压器不连接电源时，为减小电容，绕组重叠区域应最小化。如果变压器次级边有电路，由于电压突变经过变压器，浪涌电流可以通过。
- 8) 在单元组件（block）连接 DC 接线（link）的电容到 IGBT 的杂散电感应使其最小。因此，单元组件连接线应强有力，并不超过 45° 。
- 9) 当插入电流检测电阻时，电阻引线连接应尽量短，使电阻上的杂散电感最小。

当将图 5.1 电路移至 PCB 时，下图概述了注意事项。

图 5.3 实际逆变器电路 PCB 和注意的区域

6. 结语

因为 IGBT 带有 MOSFET 和双极晶体管的优点，正变得广泛流行，它们正被用于大容量到小容量的逆变器中。快捷制造的 IGBT，在许多方面以有世界最好的特点而自豪。该应用注释详细叙述了利用快捷 IGBT 作为输出元件的低成本逆变器设计方法。为促进快捷 IGBT 不被广泛了解的优良特征，逆变器适当设计呈现了 IGBT 的固有特点。而且，在实际逆变器设计中详细覆盖了从设计到工艺所有相关内容，以致于用这个应用注释能设计任何一个逆变器。

尽管本应用注释涉及小容量逆变器设计，但在第 2 节（部分）中的栅极选择方法或第 3 节中的保护电路组成方法对所有逆变器设计是共同的，可用作有价值的参考。

北京韶光科技有限公司

2001 年 2 月 26 日

单 IGBT 栅极驱动器

引言

FAN8800 是为驱动单只 IGBT 并带减饱和（De.saturation）和欠电压保护而设计的单片集成电路（IC）。它适合于驱动分立和组件 IGBT，而且为驱动 MOSFETS 提供成本有效解决。当 IGBT 因减饱和或过电流条件关闭时，集成故障反馈通知控制器。

特点

- 高电流输出：1A 源电流输出和 2A 灌电流；
- 过电流和短路保护；
- CMOS 兼容输入和故障状态指示；
- 可编程故障输出持续时间；
- 内置故障条件下的慢关断电路；
- 负的栅极驱动能力；
- 适合集成功率组件（模块）；
- -40~105℃工作温度范围。

器 件	封 装	工 作 温 度
FAN8800	8-DIP	-40~105

引脚结构（排列）

内部结构框图

绝对最大额定值

参 数	符 号	FAN8800	单 位
电源电压	V_{CC}, V_{EE}	36	V
输出源电流	I_O	1.0	A
输出灌电流		2.0	
故障输出源电流	I_{FO}	25	mA
故障输出灌电流		10	
输入电压	V_{IN}	$V_{EE}-0.3 \sim V_{CC}$	V
减饱和电压	V_{DESAT}	$-0.3 \sim V_{CC}$	V
最大功率耗散 (Ta=25℃)	P_D	0.56	W
工作环境温度范围	T_{OPR}	-40~105	℃
贮存温度范围	T_{stg}	-55~150	℃

推荐工作条件 (Ta=25℃)

参 数	符 号	Min	典 型	Max	单 位
正电源电压	V_{CC}	+13	+15	+18	V
负电源电压	V_{EE}	-13	-15	-18	V
工作环境温度	Ta	-40	25	105	℃

电气特性 (DC) (Ta=25℃, V_{CC}=15V, V_{EE}=0V)

参 数	符 号	条 件	Min.	典 型	Max.	单位
逻辑输入						
高输入门限电压	V_{IH}	-	-	2.7	3.2	V
低输入门限电压	V_{IL}	-	1.2	2.3	-	

驱动输出						
低输出电压	V _{OL}	Isink=1.0A	-	2.0	2.4	V
高输出电压	V _{OH}	Isource=500Ma	12	14	-	
故障输出						
低故障输出电压	V _{FL}	Isink=5.0A	-	0.2	1.0	V
高故障输出电压	V _{FH}	Isource=20mA	11	13.5	-	
欠压闭锁（UVLO）						
启动电压	V _{CCST}	-	11	11.5	12	V
失能电压（截止）	V _{CCDI}	-	10	10.5	11	V
欠电压封锁滞后	H _Y	-	0.9	1.0	11.1	V
减饱和和输入						
减饱和和电流源	I _{CHG}	V _{IN} =0V,V _{DESAT} =0V	210	300	380	μ A
放电电流	I _{DSCHG}	V _{IN} =V _{CC} ,V _{DESAT} =V _{CC}	1.0	2.5	-	mA
过电流保护（OCP）和短路保护（SCP）						
OCP 电压参考	V _{OCP}	-	4.0	4.5	5.0	V
SCP 电压参考	V _{SCP}	-	5.8	6.5	7.3	V
电源						
待机电流	I _{CCST}	V _{IN} =High,Output open	-	14	20	mA
工作电流	I _{CCOP}	C _L =1.0nF,f=20KHZ	-	20	30	mA

电气特性 (开关) ($T_a=25^{\circ}C, V_{CC}=15V, V_{EE}=0V$)

参 数	符 号	条 件	Min.	Typ.	Max.	单位
到高输出电平传播延迟时间	T_{PLH}	$R_g=0, C_L=1.0nF$ $f=10KHZ, Duty$ $Cycle=50\%$	-	0.35	0.7	μS
到低输出电平传播延迟时间	T_{PHL}		-	0.35	0.7	MS
上升时间	T_r		-	50	100	n S
下降时间	T_f		-	50	100	n S
OCP 延迟时间	T_{OCP}		50	80	120	μS
SCP 延迟时间	T_{SCP}		-	0.3	1.0	μS

故障输出持续时间	T_{DUR}	$C_{DUR}=2.7nf$	100	170	320	μS
慢关断时间	T_{SLOW}	$C_L=4.7nf$	0.8	2.0	5.0	μS

特性曲线（族）

应用资料

保护

IGBT 的集电极电压与集电极电流成比例的增加。保护电路利用一支高压钳位二极管和两个被设计成用作检测集电极电压替代集电极电流的比较器。(晶体管)Q4 工作与 IGBT 相反。因此，二极管 (D1：快速恢复二极管—FRD) 是一个类似 IGBT 额定电压的高压二极管。电容 C_{DESAT} 被充电到 V_{DESAT} 电平 (IGBT 开态电压+二极管正向压降)，充电电流源是 $300\mu A$ 在过电流保护 (OCP) 模式， V_{DESAT} 脱扣 (trip) 电平直到 4.5V；在短路保护 (SCP) 模式则到 6.5V。

过电流保护 (OCP) 模式

在开始驱动的时，电机为高转矩在低频 (100Hz) 上工作。在这个时间上，如果过电流在 IGBT 中流动 83 微秒 (μs)，FAN8800 脚 7 上则产生故障信号。这个 $83\mu s$ 被叫作 TOCP (在 FAN8800 内部的固定值)。

图 10 OCP 模式定时图

SCP（短路保护）模式

如果负载发生短路电流，FAN8800 内置的短路保护电路阻止 IGBT 损坏。当电流通过 IGBT 超过解扣电平时，在 T_{charge} 和 T_{scp} 后将启动控制关闭，产生故障输出。

$$T_{\text{charge}} = C_{\text{DESAT}} \times 6.5 / 300 \mu\text{A}$$

在瞬时关断期间，因 IGBT 仍然关断，最小 T_{charge} 为 IGBT 不错误动作作为 $1 \mu\text{s}$ 的 T_{charge} 是好的。在那个情况中，C 典型值是 220PF。一只热特性好的电容适合于 C_{DESAT} 。

图 11 SCP 模式定时图

故障输出持续时间 (T_{DUR})

T_{DUR} 是故障输出高电压期间的时间。为使故障输出信号能被 MICOM（微控制器）识别， T_{DUR} 根据下面等式决定：

$$T_{\text{DUR}} = C_{\text{DUR}} \times (5\text{V} - 1.4\text{V}) / 55 \mu\text{A}$$

如上面等式， T_{DUR} 可通过 C_{DUR} 改变。

保护测试

在短路保护（SCP）模式，如图 1.2 所示。在短路测试电路中，单脉冲被触发。两种相同的 SCP 保护方法被利用，带输出缓冲器的栅极驱动器和 FAN8800 直接驱动器。

图 12 SCP 模式测试电路和波形

DUT（器件在测试下）有 30A/600V 的额定值，是短路适用（rated）类型，它的 R_G 是 20Ω ， C_{DESAT} 是 220PF， T_{charge} 是 $5 \mu\text{s}$ （典型值）。因为内部固定 T_{SCP} 是 $0.3 \mu\text{s}$ （典型值），在 $5.3 \mu\text{s}$ （典型值）内 V_{CE} 降到较低的电平，甚至通过输入脉冲是很长的，如图 12 所示。

有一个输入给开通态信号期间的时间持续时间，但 V_{CE} 在截止状态。 V_{CE} 的慢降落也

显示在图中。在 OCP 模式中，。如图 13 所示，为了测试，一支可调电阻用作替代连接到集电极，在测试电路中的输入频率是 4KHZ，占因素是 50%。

图 13 OCP 模式测试电路和波形

UVLO（欠电压封锁）

对于额定开通态电压， V_{CE} 应是 15V。如果 V_{CE} 进入到 13V 以下，在大电流工作时 $V_{CE(sat)}$ 将增加，在 10V 的 V_{CE} 下，IGBT 将非常迅速地被加热。阻止这个情况发生， V_{CE} 应保持它的合适的值。如下面图 14 所示，UVLO 保持 FAN8800 正常操作超过 11.5V 的 V_{CC} 启动电压。如果 V_{CC} 降到 10.5V 失能（disable，或截止）电压以下，被锁定更（any more）不能操作。

图 14 UVLO 定时图

慢关断（Slow Turn-Off）

在故障下，IGBT 通过 FAN8800 的过电流保护（ocp）关闭。在那种情况下，在 V_{CE} 上的电压尖峰（杂散电感 $xd i/dt$ ）必须通过减慢关断速度减至最小。FAN8800 用 35mA 的电流使 V_{GE} 下落（sink）到截止电平，如图 15 所示。因此，关断时间内部等效电容决定，如下面等式：

$$T_{slow} = C_{ge} \times (15V - 1V) / 35mA$$

在栅极驱动器带缓冲器的情况中，由于输出缓冲器连接到 FAN8800，没有可能的路线从 35mA 的源直接到栅极。对于带输出缓冲器的栅极驱动器，我们建议一个关断的新方法。

图 15 FAN8800 慢关断等效电路

如图 16 所示，在 Q2 和 V_{EE} 之间，插入一只 P 沟道 MOSFET(Q3)，使 FAN8800 驱动器有慢关断的功能。在正常操作中，IGBT 和 Q3 同时导通。在正常操作中当 IGBT 关断时，Q3 为栅极降落到 V_{EE} 给出一个通路。在 IGBT 关断结束后，Q3 被关断。依靠故障信号，Q3 和 IGBT 依靠灌（sink）电流通过电阻 R_{SLOW} 被缓慢关断。

图 16 带输出缓冲器的栅极驱动器的慢关断等效电路

典型应用电路

连接引脚必须尽可能地减短， C_{DESAT} 和 C_{DUR} 对于用户想使用的专门系统应当适当设计。在带 200A/600V IGBT 和上面的应用中，应使用输出缓存器。在其它情况中，与应用 FAN8800 一道适当足够地驱动一只 IGBT。图 17 和图 18（在下面）显出了具体的应用电路。

图 17 采用 FAN8800 的典型应用电路