

根据电机控制应用需求选择合适的 MOSFET 驱动器

作者: *Jamie Dunn*
Microchip Technology Inc.

简介

目前 MOSFET 驱动器的主要用途之一是进行不同类型电机的驱动控制。此应用笔记对一些基本概念进行讨论以帮助用户选择适合应用的 MOSFET 驱动器。

电机和 MOSFET 驱动器之间的电桥通常由功率晶体管组成，如双极型晶体管、MOSFET 或绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT）。在一些小型无刷直流电机或步进电机应用中，MOSFET 驱动器可用于直接驱动电机。不过，在本应用笔记中，我们需要的电压和功率较 MOSFET 驱动器所能提供的要高一些。

电机速度控制的目的是对电机速度、转向或电机转轴的位置进行控制。这需要对电机绕组所加电压进行某种方式的调制。功率开关元件（双极型晶体管、MOSFET 和 IGBT）可用于实现上述目的。通过使功率开关元件以某种被控方式进行导通或关断，可调节电机绕组所加电压以实现电机转速或转轴位置的控制。图 1 至 5 显示了一些用于直流有刷电机、直流无刷电机、步进电机、开关磁阻电机和交流感应电机的典型驱动控制结构图。

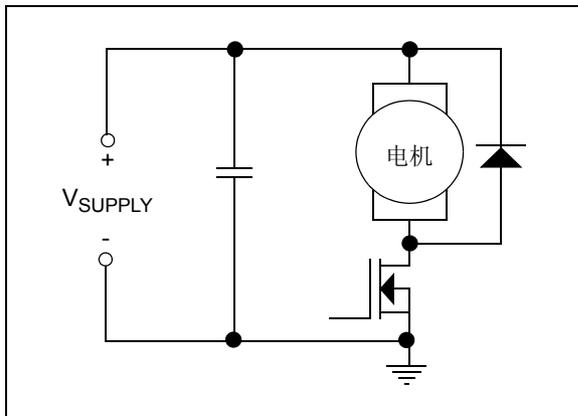


图 1: 直流有刷电机的驱动控制结构图。

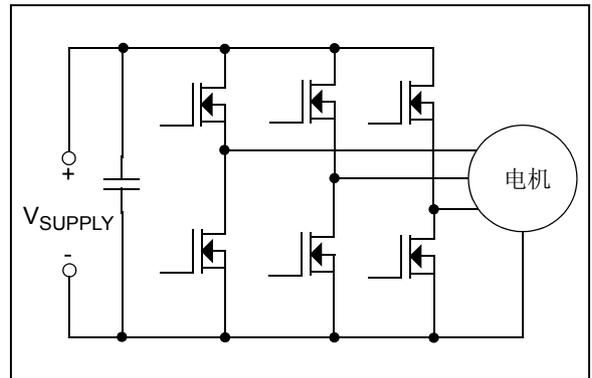


图 2: 直流无刷电机的驱动控制结构图。

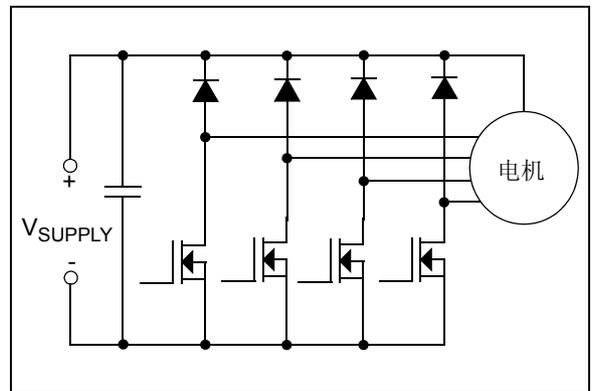


图 3: 4 线步进电机的驱动控制结构图。

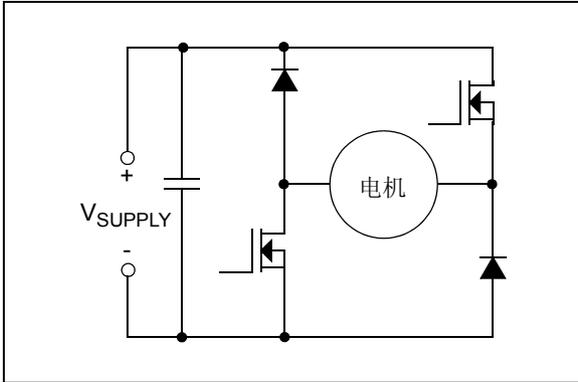


图4 开关磁阻电机每个绕组的驱动控制结构图。

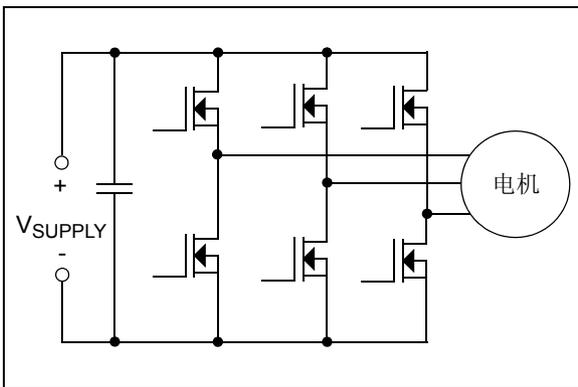


图5：交流感应电机的驱动控制结构图。

如图 1 至 5 所示，即使电机类型不同，驱动电路的功能都是向电机绕组提供可控的电压和电流。电压和电流值将根据所用电机的类型和尺寸而有所变化，但是选择功率开关元件和 MOSFET 驱动器的基本原则是一致的。

选择合适的功率开关元件

正确了解所驱动电机是正确选择电机控制应用所需功率开关元件的第一步。在这一过程中，了解电机的额定值是一个重要的步骤，它们通常表征电机运行拐点处的值，是确定功率开关元件如何选择的关键所在。表 1 中显示了前面列出的各种电机的示例额定值。在涉及电机的应用中，牢记 1 马力（Horse Power，HP）等于 746 瓦常常是很有用的。

根据表 1 中的额定值可见不同类型电机的电压、电流和功率额定值差异较大。在同一类型电机中，电机额定值也可能有很大变化。表 1 中需注意的关键之处是起动电流（有时以停止电流或堵转电流的形式给出）的值。起动电流值最大可达稳态运行电流的三倍。如前所述，这些运行拐点处的值将确定驱动元件所需的额定值。由于不同电机类型的电压和电流额定值不同，因此应根据应用和设计目标的要求选择具有特定额定值的驱动器件。

表 1： 电机额定值

电机类型	马力 额定值 (HP)	电压 额定值	电流额定值 (A)		效率 (%)	功率 因数	转差 系数	转矩 lb*ft	满载 RPM
			满载	堵转					
直流无刷电机	0.54	48 VDC	8.7	120	87	NA	NA	0.53	5000
直流有刷电机	0.40	60 VDC	6.0	106	84	NA	NA	0.70	4000
步进电机	0.01	24 VDC	0.3	1.0	65	NA	NA	0.1	300 至 600
开关磁阻电机	1.20	24 VDC	37.5	NG	94	NA	NA	1.8	15,000
交流感应电机	2.00	230 VAC	10.0	65.0	79	0.81	1.15	3.0	3450

MOSFET 或 IGBT，哪一种最适合您的应用？

主要有两种器件可选择作为电机传动系统的功率开关元件，它们分别是 MOSFET 和 IGBT。过去，由于双极型晶体管具有处理大电流、高电压的能力，因此常被选择作为电机控制器件。但是，目前 MOSFET 和 IGBT 已在大多数应用中取代双极型晶体管的地位。MOSFET 和 IGBT 都属于电压控制型器件，这与双极型晶体管不同，后者属于电流控制型器件。这意味着，电压控制型器件只需向器件栅极提供电压而非电流即可实现器件的导通和关断控制。这将使得器件的控制更为方便。

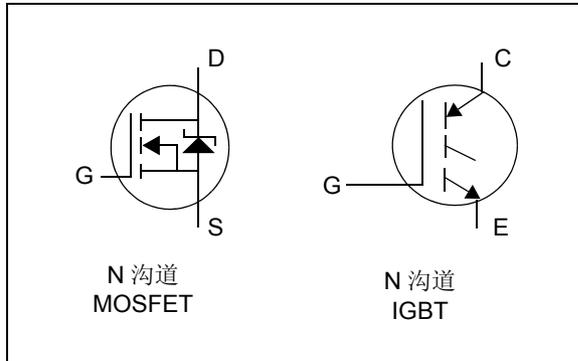


图 6: MOSFET 和 IGBT 符号。

MOSFET 和 IGBT 之间的相似之处在于它们都是通过栅极施加电压以控制器件的导通。不过，在工作原理的其余方面，这些器件就不尽相同了。主要差异在于，MOSFET 的漏-源极区域是一个阻碍型通道，而 IGBT 的集电极与发射极之间为一个 PN 结。因此计算两者导通状态下的功耗的方式将有所不同。这些器件的导通损耗如下定义：

MOSFET

$$P_{\text{LOSS}} = I_{\text{rms}}^2 * R_{\text{DS-ON}}$$

其中：

$$R_{\text{DS-ON}} = \text{漏 - 源极通态电阻}$$

$$I_{\text{rms}} = \text{漏 - 源极均方根电流}$$

IGBT

$$P_{\text{LOSS}} = I_{\text{ave}} * V_{\text{CE-SAT}}$$

$$V_{\text{CE-SAT}} = \text{集电极 - 发射极饱和电压}$$

$$I_{\text{ave}} = \text{集电极 - 发射极平均电流}$$

从上述两个计算功耗的公式可见，最大的差异是 MOSFET 计算公式中电流采用的是均方根值。这就要求 MOSFET 在电流增加时具有尽可能小的 $R_{\text{DS-ON}}$ ，这样才能具有与 IGBT 相同的功耗。在低电压应用中，上述目标是可以实现的，这是因为 MOSFET 的 $R_{\text{DS-ON}}$ 可以控制在 10 毫欧之内。然而在电压较高的应用中（250V 或更高），MOSFET 的 $R_{\text{DS-ON}}$ 难以控制在 10 毫欧之内。评估通态损耗的另一关键之处在于 MOSFET 的 $R_{\text{DS-ON}}$ 和 IGBT 的 $V_{\text{CE-SAT}}$ 参数具有不同的温度相关性。当温度升高时，MOSFET 的 $R_{\text{DS-ON}}$ 也将随之增加，然而 IGBT 的 $V_{\text{CE-SAT}}$ 却趋向于减小（大电流条件下除外）。这意味着，此时 MOSFET 的功耗将增加而 IGBT 的功耗将减小。

基于以上原因，IGBT 似乎将很快在高电压应用中取代 MOSFET，不过我们还需考虑到另外一个引起功耗的因素，即开关引起的损耗。开关损耗出现在器件的导通和关断过程中，此时随着漏-源极电压（MOSFET）或集电极-发射极电压（IGBT）的变化，器件电流将呈现斜坡式上升或下降。开关损耗存在于所有的硬开关应用中且通常在开关元件的功率损耗中占主导地位。

IGBT 的开关速度较 MOSFET 慢，因此开关损耗将更高。须注意的重要一点是，随着 IGBT 技术在过去 10 年间的发展，业界已实现不同的改进来提升这一类型器件性能以适用于不同应用场合。类似改进也同样针对 MOSFET 进行了，不过 IGBT 方面的改进更多。业界有多家公司从事不同类型的 IGBT 研发制造。其中有些对低速应用进行优化使其具有更低 $V_{\text{CE-SAT}}$ 电压而另一些则对高速应用进行优化（60 kHz 至 150 kHz）使其具有更低的开关损耗，但具有较高的 $V_{\text{CE-SAT}}$ 电压。MOSFET 也经历着类似的过程。在过去 5 年，业界在 MOSFET 技术方面也取得了一些进展，实现了更快的器件开关速度和更低的 $R_{\text{DS-ON}}$ 。得出最终结论：当对 IGBT 和 MOSFET 进行比较时，应确保被比较的器件是最适合您的应用的。这当然也假定，所比较的器件也是符合您的预算的。

尽管 IGBT 的导通和关断速度都较 MOSFET 慢，但关断过程尤为明显。这是因为 IGBT 是少数载流子重组型器件，栅极对器件关断的影响很小（不同类型的 IGBT，如快速和超快速等等也不同）。从图 7 所示的 IGBT 等效电路可见一斑。当栅极导通时（驱动为高电平），PNP 晶体管基极处的 N 沟道 MOSFET 下拉为低电平，从

而使器件导通。然而在关断时，当器件栅极拉为低电平时，器件中只有少数载流子的重组才能对器件的关断速度造成影响。通过改变器件的一些参数（如氧化物厚度和掺杂）可以改变器件的速度。这就是各器件厂商提供的不同系列 IGBT 的工作原理。增加开关速度通常将导致更高的 V_{CE-SAT} 电压，从而使给定硅片尺寸的晶体管的电流额定值减小。

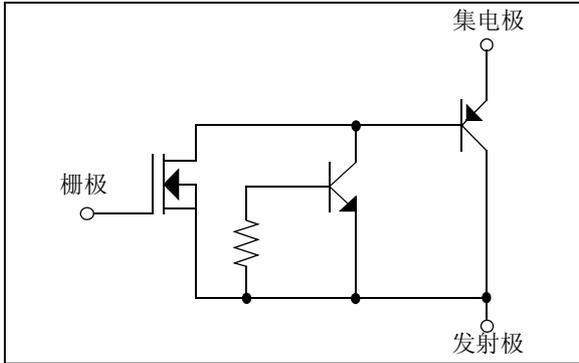


图7： IGBT 的等效电路。

IGBT 开关损耗的计算并非像 MOSFET 那样简单。因此，通常会在器件数据手册中将 IGBT 的开关损耗作为特性参数加以描述。开关损耗通常以焦耳为单位。用户通过将该值乘以频率即可得到功耗。

开关损耗是将 IGBT 排除在许多高电压、高开关频率应用场合之外的最大限制因素。由于电机控制应用中的调制 / 开关频率相对较低（通常小于 50 kHz），所以开关损耗受到抑制，因此选择 IGBT 将取得与 MOSFET 一样或更佳的效果。

鉴于此应用笔记并未对 MOSFET 和 IGBT 的所有方面进行比较，下列应用笔记记述了相关的主题。

- “IGBTs vs. HEXFET Power MOSFETs For Variable Frequency Motor Drives”，AN980，International Rectifier。
- “Application Characterization of IGBTs”（该应用笔记有助于用户使用并了解 IGBT），AN990，International Rectifier。
- “IGBT Characteristics”。该应用笔记将深入讲述 IGBT 的基本原理并将其与 MOSFET 进行了对比，AN983，International Rectifier。
- “IGBT or MOSFET: Choose Wisely”。该文献讨论了在综合考虑应用场合中器件电压额定值和工作频率的条件下如何进行器件选择，白皮书，International Rectifier。

- “IGBT Basic II”。该应用笔记涵盖了 IGBT 的基础并对 IGBT 栅极驱动电路和保护电路的设计进行了讨论，AN9020，Fairchild Semiconductor。
- Fuji Semiconductor 出版的关于其第三代 IGBT 模块的应用手册。该手册涉及从 IGBT 基础到电流均流等诸多主题。

下面将对目前已讨论的某些内容进行总结，比较 IGBT 和 MOSFET 时，可遵循下面列出的一些被普遍认可的应用界限：

- 对于应用电压 < 250V 的场合，通常选用 MOSFET。这是因为在所有 IGBT 供应商提供的产品目录中，额定电压小于 600V 的 IGBT 是很少的。
- 对于应用电压 > 1000V 的场合，通常选用 IGBT。这是因为随 MOSFET 额定电压增加，器件的 R_{DS-ON} 和尺寸也随之增加。当电压高于 1000V 时，由 MOSFET R_{DS-ON} 引起的损耗将大于 IGBT 饱和半导体结产生的损耗。
- 当应用电压在 250V 和 1000V 之间时，有关开关器件的选择则需综合考虑功耗、开关频率和器件成本。

当评估应用中 MOSFET 相对于 IGBT 的性能差异时，必须对整个工作范围内的器件性能进行考虑。如前所述，如同 IGBT 中的开关损耗增加一样，MOSFET 中存在的电阻性损耗也将随着温度升高而增加。

以下提供了其他一些有关设计和降额使用方面的提示：

- 器件额定电压应降低至原值的 80%。这将使得 500V MOSFET 只能应用于 400V 的条件下。应用中漏 - 源极电压中出现的振铃现象也应考虑在内。
- 在最大负载和最高环境温度条件下，器件最大结温不应超过 120°C。这将避免出现器件温升失控现象。此外，还应采用一些过温保护措施。
- 在布置印刷电路板时必须注意保持从驱动电路至电机引线的走线电感最小。板上走线电感和引线电感可能导致加载在电机接线端上的电压出现振铃。较高的电压通常会破坏电机绕组间的绝缘。
- 开关元件的电流额定值还必须能经受住短路和起动的考验。电机起动电流的额定值可能是稳态运行电流的 3 至 6 倍。

栅极驱动方案

不同电机类型、功率开关拓扑结构和功率开关元件通常都会对栅极驱动电路的设计提出不同的要求。栅极驱动主要有两类，即高端和低端驱动。高端是指功率器件的源极（MOSFET）或发射极（IGBT）在地和高压轨电位之间浮动的情形。低端是指源极或发射极总是连到地的情形。同时使用这两类驱动方式的示例请见图 8 给出的半桥拓扑结构。在这种结构中， Q_1 和 Q_2 总是处于相反的工作状态。当 Q_1 导通时 Q_2 截至，反之亦然。当 Q_1 从截止变为导通时，MOSFET 的源极电位将从地电位变为高压轨电位。这表明，栅极所加电压也一定向上浮动。这就要求通过某种形式的隔离或浮动式栅极驱动电路来实现。然而， Q_2 的源极或发射极总是连接到地电位，因此其栅极驱动电压是以地电位作为参考点的，这大大简化了其栅极驱动。

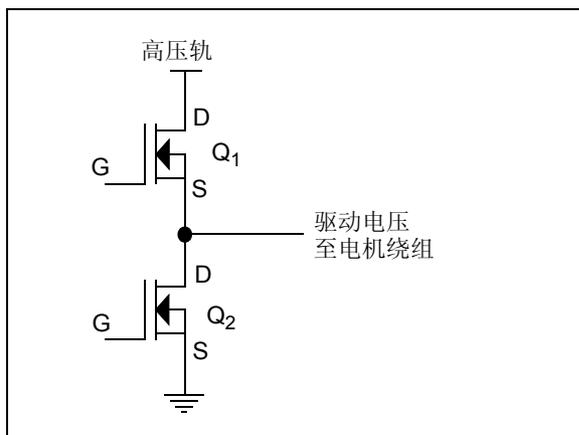


图 8: 高端 (Q_1) 和低端 (Q_2) 栅极驱动要求示例。

对于高端栅极驱动应用存在多种不同的方案。其中包括单端或双端的栅极驱动变压器、高压自举式驱动 IC、浮动偏置电压和光耦隔离驱动。图 9 至图 12 中给出了这些驱动方案的示例。

第 15 页表 2 中显示的 Microchip MOSFET 驱动器采用图 9、图 10 和图 12 中显示的驱动方案，适用于大量的栅极驱动应用。单路输出驱动器具有从 0.5A 至 9.0A 的电流输出能力，可较好的满足图 9 和图 12 中所示的单端栅极驱动要求。双路输出驱动器为图 10 中所示的栅极驱动提供了极佳的解决方案。有关 MOSFET 驱动器的选取过程将在本应用笔记的后续部分进行讨论。

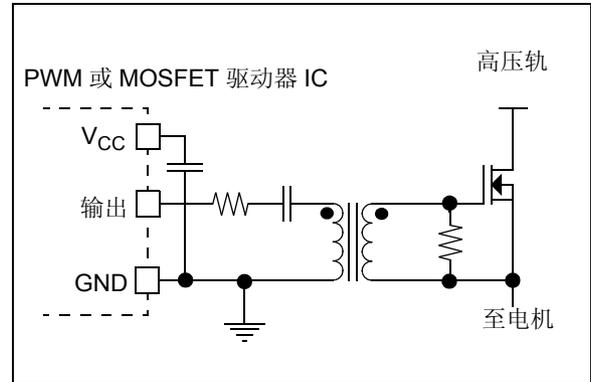


图 9: 单端栅极驱动变压器。

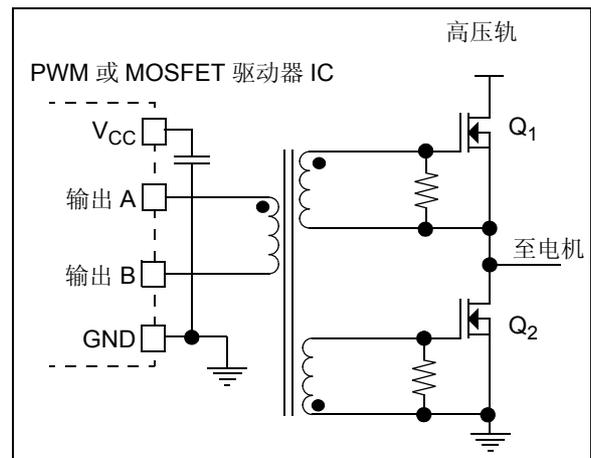


图 10: 双端栅极驱动变压器。

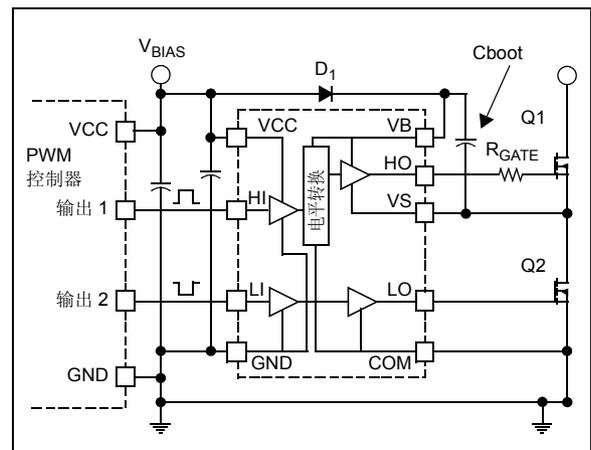


图 11: 高压自举驱动器 IC。

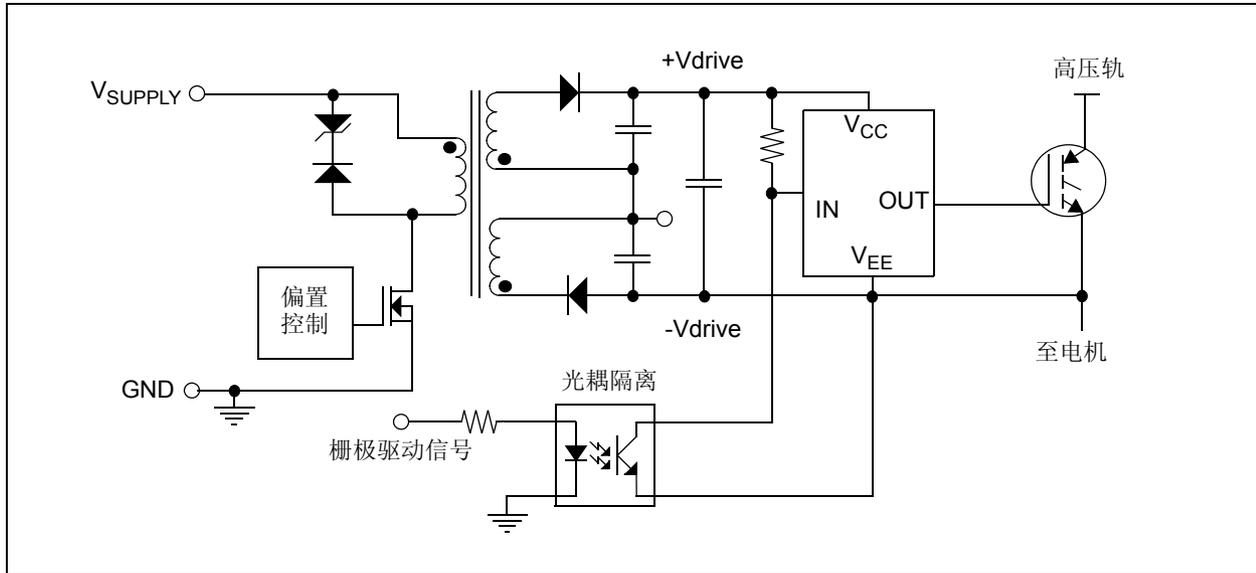


图 12: 浮动偏置栅极驱动电路。

图 9 和 10 中显示的栅极驱动变压器解决方案具有一些优点。首先是它解决了高端驱动问题。驱动功率 MOSFET/IGBT 栅极的驱动线圈的电压可在任何电位浮动（这一方案的唯一限制是导线的绝缘额定值）。

第二个优点是它可提供正或负的栅极驱动电压。如同所有变压器一样，必须平衡电压和时间。采用图 9 中所示方法时，与线圈串联的电容在驱动信号高电平时进行充电且在随后关断期间提供负的偏置 / 驱动电压给变压器。该电路不但作为变压器的复位机构同时提供负的栅极驱动电压给功率开关元件。这通常在使用 IGBT 作为开关器件时是非常有用且必要的。如果使用 MOSFET 作为开关器件，则通常不希望出现负电压驱动信号（负电压驱动通常会增加延时时间）。如图 13 所示，在电路中加入一些额外元件可以解决上述问题。通过加入二极管和 N 沟道 FET（低电压小信号型 FET），主 N 沟道 MOSFET 仍能保持原先相同的正极性驱动信号（减去二极管压降），但在关断期间被钳制为零伏。二极管起到阻止反向偏置的作用，它会使得小信号 FET 导通并将其栅 - 源极电压钳制为零伏。

图 10 中显示的第二种栅极驱动变压器驱动结构采用的是双端类型的驱动方式，这意味着变压器可被双向驱动。这种驱动类型通常用于半桥和全桥拓扑。双向驱动方式的耦合极性如图中变压器上的圆点所示，驱动 Q_1 导通并使 Q_2 关断，反之亦然。如果 MOSFET 采用不同

的占空比进行调制，可能需采用另外的栅极驱动电路来平衡变压器的电压和时间。图 13 中所给出的反向偏置阻断电路同样可用于双端驱动设计方案中。

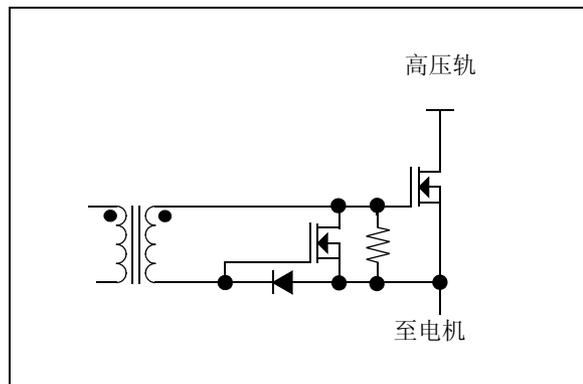


图 13: 避免出现负驱动电压。

栅极驱动变压器的另一个优点是它可由以地电位作为参考点的驱动电路通过变压器的次级对其进行驱动。这意味着，它能够提供高压隔离功能并能允许驱动电路（PWM 和 MOSFET 驱动器）以地电位作为参考点且不必远离控制电路，而通常位于次级。这使得小信号检测电路（温度检测、反馈环和关断电路）与 PWM 控制电路的接口变得非常简单。当驱动电路以地电位作为参考点时，就能使用低端 MOSFET 驱动器了。这将扩展可选择的器件范围并降低驱动器的成本。

图 11 中所示的高压半桥式驱动 IC 可以解决高端驱动问题且无须用户具有变压器的任何知识。这些类型的 IC 利用高压、电平转换电路连同自举电容来实现高端栅极驱动。当 FET/IGBT Q_2 导通时, Q_1 的源极 / 发射极处于地电位。这使得偏置电源 V_{BIAS} 可通过二极管 D_1 对电容 C_{boot} 充电。当 Q_2 关断而 Q_1 导通时, Q_1 源极处的电压将开始上升。 C_{boot} 电容此时作为驱动器高端驱动部分的偏置电压源并向 Q_1 栅极提供电荷。驱动器的电平转换电路使得高端驱动级的电压随着 Q_1 的源极电压向上浮动。这些类型的驱动器通常可用于电路高端部分的电压高达 600V (参考点为地电位) 的场合。然而, 这些类型驱动器中的许多器件都有一个缺陷, 即输入控制信号到高端被控元件开 / 关存在传输延时。这是由电平转换电路造成的。延迟时间可能在 500 ns 与 1 μ s 之间。由于延迟时间在整个开关周期中所占的比例太大, 因而在较高频率的应用中存在问题。尽管如此, 由于大多数电机传动应用中开关频率低于 50 kHz, 因此这通常不是问题。

图 12 中所示电路使用了 IGBT/MOSFET 模块, 常用于较高功率等级应用场合。在这些应用中, IGBT 模块通常与所有控制电路距离较远。由于导线电感将导致模块栅极电压出现振铃, 这使得将栅极驱动信号传送到功率模块时存在困难。因此, 隔离的偏置电路通常安装于一块单独的 PC 卡上并直接安装到 IGBT/MOSFET 模块中。通过采用这一方案, 只需将驱动光耦合器的小信号线连接到功率模块。由于导线中电流较小, 实现较为方便。

这些应用中通常需要采用反向偏置以保持 IGBT 处于关断状态。后续部分将就此进行更多介绍, 并对 IGBT 的栅极特性进行讨论。尽管这一方案需要更多电路元件, 但它为高功率应用中功率器件栅极电容较大的应用场合提供了一种可靠的解决方案。反激 (flyback) 拓扑结构的供电电压 V_{supply} 可来自低电压或高电压电源。10V 或更低的供电电压将使得反激设计更为简便, 这是因为控制电路的偏置电压可直接从该电压获得。由于还具有包含高电压 MOSFET 和偏置电路的高电压反激 IC, 这使得与此类似的低功耗反激设计较为方便。

MOSFET 和 IGBT 的栅极特性

如前所述, MOSFET 和 IGBT 是电压控制型器件。两者特性的表征方式相同, 在数据手册中提供栅极门限电压 (漏极至源极 / 集电极至发射极通道开始导通时的电压) 和栅极总电荷的值。

文中显示了额定值分别为 500V、20A 和 600V、20A 的 MOSFET 和 IGBT 器件数据手册的电气特性部分。

在比较 MOSFET 和 IGBT 时, 电气特性表中列出的主要差异是:

- IGBT 的栅极门限电压比 MOSFET 稍高。对于要比较的两类器件, 一般规定 IGBT 的工作电压为 3.0V 至 6.0V (最小值至最大值) 而 MOSFET 为 2.0V 至 4.0V。对于大多数功率器件, 这些门限值是非常标准的。两者之间的主要差异在于 IGBT 栅极 - 发射极门限电压的温度相关性。IGBT 数据手册中的“门限电压温度系数”一项对此进行了定义。对于这一特定器件, 该系数为 13 mV/°C。因此, 当器件结温升至 125°C (相对于 3.0V 至 6.0V 电压范围的标称温度升高了 100°C) 时, 门限电压的新范围为 1.7V 至 4.7V。这使得器件更易受到瞬态干扰的影响出现误导通。这通常是对 IGBT 使用负的栅极驱动电压的原因。
- 在“条件”一栏中, 须注意的是, 对于 IGBT 来说, 许多条件注明是 V_{GE} 为 15V 而 MOSFET 则是在 V_{GS} 为 10V 的条件下。这是有原因的, 即使两者的栅极 - 源 / 发射极电压额定值都是 $\pm 20V$, 但当栅极电压超过 10V 时, MOSFET 的性能并不会随电压的增加出现改善 (器件的 R_{DS-ON} 并不随栅极电压增加而减小)。从 MOSFET 的典型特性曲线 (漏极 - 源极电流与漏极 - 源极电压的关系) 可见一斑。当 V_{GS} 为 10V 或更高时, 曲线之间的差异很小。对于 IGBT 来说, 集电极 - 发射极电压与栅极 - 发射极电压关系曲线表明当栅极电压超过 10V 时器件驱动更大电流的能力也随之增加。当对这两种器件进行比较时, 记住这一点是非常重要的。目前许多栅极驱动器件的上限工作电压为 18V。因此如果 V_{CC} 等于 15V, 那么增加负偏置电压使 IGBT 关断的余地很小。

AN898

静态 @ TJ = 25°C (除非另外声明)						
	参数	最小值	典型值	最大值	单位	条件
$V_{(BR)DSS}$	漏 - 源极击穿电压	500	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250 \mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	崩溃电压温度系数	—	0.61	—	V/°C	以 25°C 且 $I_D = 1 \text{ mA}$ 为参考基准
$R_{DS(on)}$	静态漏 - 源极导通电阻	—	—	0.27	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 12A$
$V_{GS(th)}$	栅极门限电压	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 \mu A$
I_{DSS}	漏 - 源极漏电流	—	—	25 250	μA	$V_{DS} = 500V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 400V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ C$
I_{GSS}	漏 - 源极正向漏电流	—	—	100	nA	$V_{GS} = 30V$
	漏 - 源极反向漏电流	—	—	-100		$V_{GS} = -30V$

动态 @ TJ = 25°C (除非另外声明)						
	参数	最小值	典型值	最大值	单位	条件
g_{FS}	正向跨导	11	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 12A$
Q_g	栅极总电荷	—	—	105	nC	$I_D = 20A$ $V_{DS} = 400V$ $V_{GS} = 10V$, 见图 6 和图 13。
Q_{gs}	栅 - 源极电荷	—	—	26		
Q_{gd}	栅 - 漏极 (“Miller”) 电荷	—	—	42		
$t_{d(on)}$	导通延迟时间	—	18	—	ns	$V_{DD} = 250V$ $I_D = 20A$ $R_G = 4.3W$ $R_D = 13W$, 见图 10。
t_r	上升时间	—	55	—		
$t_{d(off)}$	关断延迟时间	—	45	—		
t_f	下降时间	—	39	—		
C_{iss}	输入电容	—	3100	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0 \text{ MHz}$, 见图 5。
C_{oss}	输出电容	—	480	—		
C_{rss}	反向传输电容	—	18	—		
C_{oss}	输出电容	—	4430	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0 \text{ MHz}$
C_{oss}	输出电容	—	130	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 400V, f = 1.0 \text{ MHz}$
$C_{oss \text{ eff.}}$	有效输出电容	—	140	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ 至 } 400V$

雪崩特性				
	参数	典型值	最大值	单位
E_{AS}	单脉冲雪崩能量	—	960	mJ
I_{AR}	雪崩电流	—	20	A
E_{AR}	重复性雪崩能量	—	28	mJ

图 14: 500V、20A MOSFET 电气特性表。

电气特性 @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (除非另外声明)						
	参数	最小值	典型值	最大值	单位	条件
$V_{(BR)CES}$	集电极 - 发射极崩溃电压	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250 \mu\text{A}$
$V_{(BR)ECS}$	发射极 - 集电极崩溃电压	18	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	崩溃电压温度系数	—	0.44	—	$V/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0 \text{ mA}$
$V_{CE(ON)}$	集电极 - 发射极饱和电压	—	2.05	2.5	V	$I_C = 20A, V_{GE} = 15V$
		—	2.36	2.5		$I_C = 40A$ 见图 2 和图 5
		—	1.90	—		$I_C = 20A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	栅极门限电压	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250 \mu\text{A}$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	门限电压的温度系数	—	13	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250 \mu\text{A}$
g_{fe}	正向跨导	18	28	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 20A$
I_{CES}	零栅极电压时的集电极电流	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	2500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	栅极 - 发射极漏电流	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

开关特性 @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (除非另外声明)						
	参数	最小值	典型值	最大值	单位	条件
Q_g	栅极总电荷 (导通)	—	98	147	nC	$I_C = 20A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V$ 见图 8。
Q_{ge}	栅极 - 发射极电荷 (导通)	—	12	18		
Q_{gc}	栅极 - 集电极电荷 (导通)	—	36	54		
$t_{d(on)}$	导通延迟时间	—	27	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_C = 20A, V_{CC} = 480V, V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ 能量损耗包括“拖尾部分” 见图 9、10 和 14
t_r	上升时间	—	22	—		
$t_{d(off)}$	关断延迟时间	—	100	150		
t_f	下降时间	—	74	110		
E_{on}	导通开关损耗	—	0.11	—		
E_{off}	关断开关损耗	—	0.23	—	mJ	
E_{ts}	总开关损耗	—	0.34	0.45		
$t_{d(on)}$	导通延迟时间	—	25	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_C = 20A, V_{CC} = 480V, V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ 能量损耗包括“拖尾部分” 参见图 10、11 和 14
t_r	上升时间	—	23	—		
$t_{d(off)}$	关断延迟时间	—	170	—		
t_f	下降时间	—	124	—		
E_{ts}	总开关损耗	—	0.85	—	mJ	
L_E	内部发射极电感	—	13	—	nH	距离封装 5 mm 处测量
C_{ies}	输入电容	—	1900	—	pF	$V_{GE} = 0V, V_{CC} = 30V, f = 1.0 \text{ MHz}$ 见图 7。
C_{oes}	输出电容	—	140	—		
C_{rss}	反向传输电容	—	35	—		

图 15: 600V、20A IGBT 电气特性表。

- 在比较栅极电荷时，须注意测量使用的栅极电压值可能存在不同。在本例中，IGBT 的栅极电荷是在 15V 条件下进行测量的，而 MOSFET 是在 10V 条件下进行测量的，这将导致后者的栅极电荷值较低。 $Q = C \cdot V$ 。这对计算栅极驱动电路的损耗是非常重要的。
- MOSFET 和 IGBT 的导通延迟时间、上升时间、关断延迟时间和下降时间具有不同的测量方式。对于 MOSFET，时间反映栅极电压和漏 - 源极电压的关系。对于 IGBT，这些时间则反映栅极电压和集电极电流的关系。有关这一概念的进一步解释可参见任何一本 MOSFET 和 IGBT 数据手册，其中对开关波形问题进行了解释。

- 如前所述，由于 IGBT 集电极电流的“拖尾”现象，因此难以对 IGBT 的开关损耗进行预测。基于此原因，数据手册通常会开关损耗进行特性描述。如图中所示，IGBT 数据手册中实际上给出了室温以及结温为 150°C 条件下的开关时间和开关损耗特性参数。而 MOSFET 数据手册中仅给出室温条件下的开关时间参数而未给出开关损耗的参数值。数据手册的典型特性曲线对 IGBT 的开关损耗进行了进一步的特性描述。数据手册中通常还给出了不同集电极电流条件下的“总开关损耗与栅极电阻”关系曲线和“总开关损耗与结温”关系曲线，以及“总开关损耗与集电极电流”关系曲线。
- 测试开关时间的另一个重要参数是栅极电阻。对于不同开关时间，“条件”栏中给出了这一参数。对于 MOSFET 来说，栅极电阻将对导通和关断时间造成影响，从而也会对开关损耗造成影响，因此通常需要在开关损耗和漏-源极电压的时间导数之间作出权衡。该电压变化越快就意味着开关损耗越低。然而，它也意味着将导致更多的振铃现象和电路中出现 EMI 问题。栅极电阻总是会对 IGBT 的导通速度造成影响。不过，关断速度则跟不同的 IGBT 设计有关。对于设计应用于快速开关场合的器件，栅极电阻的变化会对关断时间和损耗造成更多的影响。对于 IGBT 来说，栅极电阻还会对另一个方面造成影响，即器件闩锁。对于许多 IGBT 器件来说，栅极电阻太低可能会导致关断时漏-源极电压变化过快，从而导致器件被动态闩锁。图中所示器件的数据手册中始终使用 10Ω 的栅极电阻值。用户应向厂商咨询其器件出现动态闩锁的可能性。如果器件抵抗闩锁的能力较强，通常可降低栅极电阻取值以获得较低开关损耗。通常，数据手册中给出的栅极电阻参数已是厂商推荐使用的可使栅极电路稳定运行和抵抗闩锁的最小特征值。理解这一点非常重要，因为这将设定应用中开关损耗的下限值。

IGBT 和 MOSFET 的栅极特性

直至目前，已对 MOSFET 和 IGBT 器件的许多特性参数进行了讨论，下面我们将重点讨论这些器件栅极驱动的要求。

当确定应用中开关器件的栅极驱动要求时，要研究的关键参数是栅极电荷。许多应用笔记讨论了为何使用栅极电荷而非栅极电容值的原因。造成这一情况的主要原因是“Miller 效应”。有关栅极-漏极电容（或 Miller 电容）对 MOSFET 栅极驱动的影响人们知之已久，通常采用栅极电荷值来对其进行表征。对于 IGBT 也是如此。两种器件的栅极电容模型是一致的。图 16 中显示了这些模型。

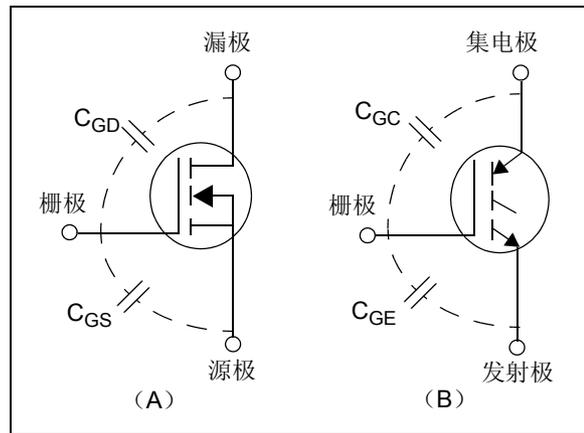


图 16: MOSFET (A) 和 IGBT (B) 的栅极电容模型。

MOSFET/IGBT 栅极充电过程可分解为三个阶段。这显示在图 17 中。

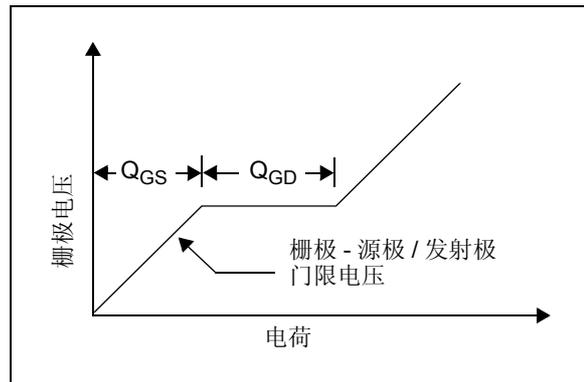


图 17: 栅极充电波形。

充电的第一个阶段主要是对栅极 - 源极 / 发射极电容进行充电。栅极 - 漏极 / 集电极电容同时也被充电，不过这部分电荷较少。一旦栅极 - 源极 / 发射极电容的电压上升至栅极门限电压，器件将开始导通且电流逐步上升至电路电流最大值。一旦达到电流最大值，漏极 - 源极 / 集电极 - 发射极电压将开始降低。就在这一刻，随着漏极 / 集电极电压下降，栅极电压将由于 Miller 电容正被充电而逐渐平稳。当漏极 / 集电极电压降到最终值时，栅极电容（包括 G-S/E 和 G-D/C）将被充电至栅极驱动电压。有关 IGBT 和 MOSFET 导通和关断波形的具体描述可参见参考文献部分列出的一些应用笔记。

数据手册中“栅极总电荷”值将各个难以计量的栅极电荷汇总描述为一个便于使用的数值。应注意栅极总电荷的测试条件，因为标注的栅 - 源极 / 发射极电压和 D-S/C-E 电压可能与实际应用不符。对于这两种器件，通常会提供一种典型特征曲线以描绘栅极电荷与栅极电压的关系。

为了更好地理解栅极电荷概念，可通过以下关系式将其进一步解析：

$$Q_{TOTAL} = C_{GATE} * V_{GATE}$$

或

$$C_{GATE} = Q_{TOTAL} / V_{GATE}$$

其中：

Q_{TOTAL} = 栅极总电荷值（大多以纳库仑单位给出）

C_{GATE} = 栅极总电容

V_{GATE} = 栅极驱动电压

这一关系式将栅极电荷值简化为电容值。在这一基础上，MOSFET/IGBT 栅极的充放电过程可看作是对电容的充放电。

有关栅极电荷的其他重要关系式：

对栅极电容进行充电所需的功率：

$$P_{GATE} = 1/2 C_{GATE} * V_{GATE}^2 * F$$

其中：

F = 开关频率

栅极驱动器电路中的功耗：

$$P_{DRIVER} = C_{GATE} * V_{GATE}^2 * F$$

其中：

F = 开关频率

如何针对栅极驱动应用确定 MOSFET 驱动器额定值

大多数 MOSFET 驱动器或栅极驱动器电路都采用峰值电流作为其额定值。在讨论这些器件时，1.5A、3.0A 和 6.0A 都是常用的额定值。那么这些额定值的意义是什么以及如何根据这些额定值来选择合适的器件呢？这些问题将在本章进行回答。

此刻已选定功率开关元件，则据此可得知栅极电荷值。根据选定器件的尺寸，栅极电荷值可从数十纳库仑至 600 纳库仑不等（IGBT 和 MOSFET 模块的电流可达 100 安培）。为满足器件导通和开关损耗的要求（选择开关器件时将以此为依据），需使用适当电压和正确速度对栅极进行驱动。

从电路结构的观点来看，大多数 MOSFET 驱动器非常简单。器件的输入级将输入的低电压信号（大多数 MOSFET 驱动器可处理 TTL 和 CMOS 电平信号）转换为满幅（GND 至 V_{DD} ）信号，这一信号可对称之为前驱动级的以功率递增的顺序级联的驱动级进行开关控制。随后由该级联的最后一级对输出级的栅极进行驱动，如图 18 所示的 Q_1 和 Q_2 。MOSFET 驱动器的典型框图如图 18 所示。MOSFET Q_1 和 Q_2 表示 MOSFET 驱动器的上拉和下拉输出驱动级。

有关 MOSFET 驱动器常见的误解是认为它们提供恒定的输出电流。也就是认为，如果驱动器的额定值是 1.5A，则其输出将能使用 1.5A 的恒定电流对容性负载进行驱动直至其被充满。然而，这并不正确。MOSFET 驱动器的电流额定值是一个“峰值”电流值。MOSFET 驱动器峰值电流额定值是在给定偏置电压（通常是最大 V_{DD} 电压）和驱动器输出接地（出现峰值上拉电流的条件）的条件下进行定义的。有时，驱动器的峰值电流额定值是在驱动器输出电压为 4V 的条件下给出的。正如前所述，这给出了在 MOSFET 栅极电压逐渐增加直至 Miller 电容开始起作用时的电流能力表示方法。无论采用何种驱动器额定值，偏置电压是一个关键因素。当用户在选择合适驱动器额定值时，应考虑这一参数。

如图 18 所示，驱动器的输出级包含一个 P 沟道和一个 N 沟道 MOSFET。P 沟道 MOSFET 提供上拉功能或栅极电容的充电电流，而 N 沟道 MOSFET 提供下拉功能或外部栅极电容的放电电流。

当把 MOSFET 驱动器的输出级视为一组推挽组合的 MOSFET 对时，就容易理解 MOSFET 驱动器的工作原理。对于一个非反相驱动器，当输入信号变为高电平状态， Q_1 和 Q_2 的共栅极信号被拉为低电平（见图 18）。这个栅极节点从 V_{DD} 电压转换为 GND 的电平转换时间通常小于 10 ns。这一快速转换限制了 Q_1 和 Q_2 之间的交错导通时间且使得 Q_1 可快速进入完全放大状态以尽可能快地达到峰值电流。

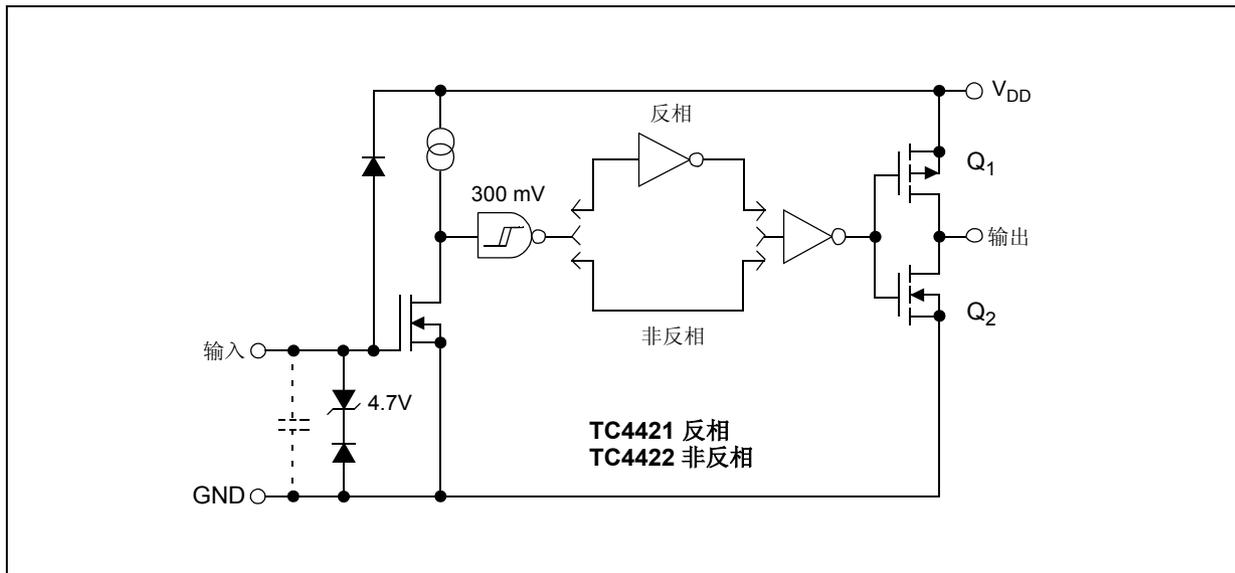


图 18: TC4421/22、9A MOSFET 驱动器框图。

在栅极电压从 V_{DD} 转换至 GND 的过程中，当 Q_1 导通时，流经 Q_1 的电流被分为驱动器输出和下部 FET Q_2 两路。流经 FET Q_2 的电流被认为是“直通电流”或“交越导通电流”，该电流将导致驱动器内部的功耗。大多数 MOSFET 驱动器数据手册中的特性曲线如“交越能量与 V_{DD} ”关系曲线都对其进行了特性描述。当 FET Q_2 关断时，流经 Q_1 的全部电流将对外部 FET/IGBT 的栅极电容进行充电。

当 P 沟道 FET (Q_1) 处于完全放大状态时，系统可看作是一个向电容充电的电阻。即 MOSFET 驱动器的 R_{DS-ON} 对外部 FET 的栅极电容进行充电。图 19 对此进行了描述。

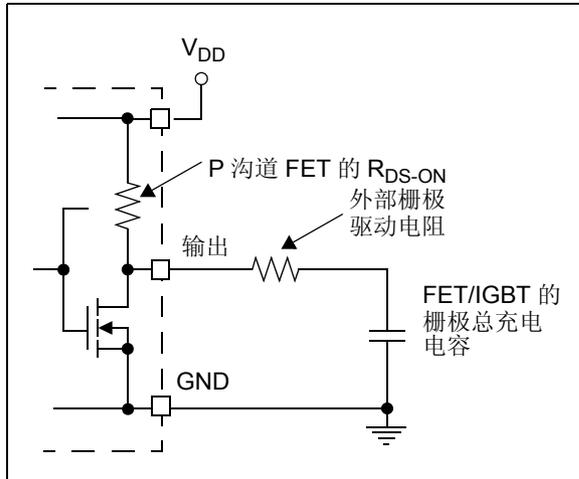


图 19: 对外部栅极电容充电的 MOSFET 驱动器的等效电路。

图 19 中显示了在充电模式中使用一个电阻作为表征 P 沟道 FET 的模型。这电阻即 FET 的 R_{DS-ON} 。MOSFET 驱动器数据手册中的电气特性表通常会给出这一特性参数。如前面讨论的那样，外部 MOSFET/IGBT 的栅极电荷指得是集总电容。该集总电容的值来自数据手册中给出的栅极总电荷值。其中显示的外部栅极驱动电阻表征电路中可能需要的任何其他电阻参数，如前所述。

确实还存在其他结构的 MOSFET 驱动器。一些早期的 FET 驱动器是双极型器件，其中输出级由 PNP 和 NPN 晶体管组成。这些器件工作时所汲取的偏置电流比新型 CMOS 器件更多。它们的速度也较慢，有较长的传输延时。

图 20 中显示了目前存在的另一种 MOSFET 驱动器结构。在这一结构中，与 MOSFET 驱动级并联有一个双极型驱动级。MOSFET 驱动级具有较快的响应速度而双极型驱动级有助于提供峰值电流。双极型驱动级的导通由前驱动级的大小和速度进行门控。

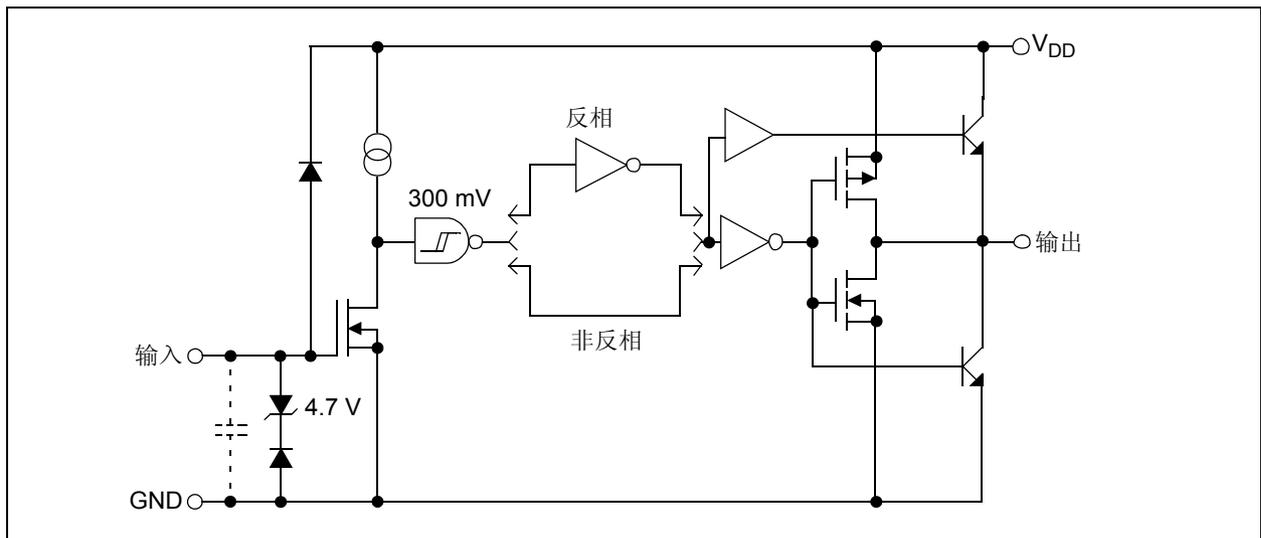


图 20: 双极型和 MOSFET 输出级并联的 MOSFET 驱动器。

通过理解图 18 和图 19 中所示的 MOSFET 驱动器电路模型，可知随着 P 沟道和 N 沟道 FET 的 R_{DS-ON} 减小，驱动器对外部 FET 的栅极电容进行充放电的能力也得到更快增加。MOSFET 驱动器外接任何栅极电阻都将降低栅极充电速度从而降低 MOSFET/IGBT 开关速度。

MOSFET 驱动器峰值电流额定值和驱动级 R_{DS-ON} 之间的相关性在于随着驱动器峰值电流增加，驱动级 R_{DS-ON} 将减小，因此在更短的时间内可以为 FET/IGBT 的栅极提供更多的电荷。

如本节开头声明的那样，此刻认为已选定功率开关元件（MOSFET 或 IGBT），则据此可得知栅极电荷值。记住栅极电荷值必须与电路中使用的栅极驱动电压值相匹配。同时还需要根据期望的开关损耗对期望的导通和关断时间进行假设。

当用户为自己的应用选择合适的驱动器时，可使用两种方法。

第一种方法，即粗略估计的方法，通过栅极电荷值和期望的充电时间来计算所需充电电流。下面的计算公式给出了这一方法的示例：

$$Q_{TOTAL} = I_{charge} * T_{charge}$$

示例：

$$Q_{TOTAL} = 68 \text{ nC}$$

$$T_{charge} = 50 \text{ ns}$$

$$I_{charge} = 68 \text{ nC}/50 \text{ ns}$$

$$I_{charge} = 1.36 \text{ A}$$

使用这一方法计算出来的充电电流是一个平均 / 恒定电流。如前所述，MOSFET 驱动器提供的电流却不是恒定值，因此通过该法计算得到的数值需进行某一规则的处理才能用来选择合适的 MOSFET 驱动器额定值。凭经验得知使用该方法求得的平均电流值是驱动器峰值电流值的一半。因此对于本例，可选择峰值电流额定值为 3A 的驱动器。这一方法没有考虑任何外部栅极电阻将会延长充放电时间的因素。在使用该方法时还应注意，如果使用的驱动器电压大大低于 MOSFET 驱动器峰值电流时的电压值，此时可能需要使用额外的缓冲器。

第二种方法实际上是时间常数法，即使用 MOSFET 驱动器电阻（P 沟道进行充电和 N 沟道进行放电的 R_{DS-ON} ）、任何外部栅极电阻和集总栅极电容（来自栅极总电荷值）来选择合适的驱动器。根据前面的讨论，大多数 IGBT 器件需要一定数值的栅极电阻以避免动态门锁定现象发生。为了实现数据手册中给出的 IGBT 开关损耗，MOSFET 驱动器不能改变数据手册测试条件中规定的栅极电阻。该方法的计算公式如下所示：

$$T_{charge} = ((R_{driver} + R_{gate}) * C_{total}) * TC$$

其中：

R_{driver} = 输出驱动级的 R_{DS-ON}

R_{gate} = MOSFET 或 IGBT 栅极与驱动器之间的任何外部栅极电阻

C_{total} = 栅极总电荷值除以栅极电压的商

TC = 时间常数的数量

示例：

$$Q_{total} = 68 \text{ nC}$$

$$V_{gate} = 10 \text{ V}$$

$$T_{charge} = 50 \text{ ns}$$

$$TC = 3$$

$$R_{gate} = 0 \Omega$$

$$R_{driver} = (T_{charge}/TC * C_{total}) - R_{gate}$$

$$R_{driver} = (50 \text{ ns} / 3 * 6.8 \text{ nF}) - 0 \Omega$$

$$R_{driver} = 2.45 \Omega$$

由于这一公式表征 R-C 时间常数，因此 TC 为 3 表明电容在经历 T_{charge} 时间后将被充至充电电压的 95%。大多数 MOSFET 在栅极电压达到 6V 时已完全导通。基于此，TC 取值为 1（代表充电电压的 63%）可能更加适合应用且可使用额定值更低的电流驱动器 IC。

通过表 2 提供的 MOSFET 驱动器信息可选择合适的 MOSFET 驱动器。假定栅极驱动电压是 10V，应使用 $R_{out-Hi @10V}$ 栏中的数据。对于单路输出驱动器，最近的选择是 TC4420/29。这是一款峰值输出电流为 6.0A 的驱动器。因为使用的栅极驱动电压是 10V，3A 驱动器的 R_{DS-ON} 太高了。如果使用的偏置电压较高，在该应用中使用 3A 驱动器是可行的。如前一章节讨论的那样，如果使用充至驱动电压 63% 的充电时间（TC = 1），也可使用 3A MOSFET 驱动器。

表 2: MICROCHIP MOSFET 驱动器额定值

器件	偏置电压 额定值	峰值电流 额定值	Rout-Hi @15V	Rout-Lo @15V	Rout-Hi @10V	Rout-Lo @10V
TC1410/N (S)	4.5V - 16V	0.5A	15.0Ω	10.7Ω	18.7Ω	15.0Ω
TC1411/N(S)	4.5V - 16V	1.0A	7.5Ω	4.8Ω	9.8Ω	6.0Ω
TC1412/N (S)	4.5V - 16V	2.0A	3.7Ω	3.1Ω	4.8Ω	4.0Ω
TC1413/N (S)	4.5V - 16V	3.0A	2.6Ω	2.0Ω	3.4Ω	2.7Ω
TC4426/7/8 (D)	4.5V - 18V	1.5A	7.3Ω	7.3Ω	9.1Ω	9.0Ω
TC4426A/7A/8A (D)	4.5V - 18V	1.5A	6.5Ω	5.0Ω	8.0Ω	6.0Ω
TC4423/4/5 (D)	4.5V - 18V	3.0A	2.8Ω	2.8Ω	3.5Ω	3.5Ω
TC4420/9 (S)	4.5V - 18V	6.0A	2.25Ω	1.35Ω	3.15Ω	2.0Ω
TC4421/2 (S)	4.5V - 18V	9.0A	1.5Ω	0.95Ω	2.0Ω	1.25Ω
TC4467/8/9 (Q)	4.5V - 18V	1.2A	10.0Ω	8.5Ω	12.5Ω	10.0Ω

S = 单路输出驱动器、D = 双路输出驱动器、Q = 四路输出驱动器

总结

电路的功率部分是电机控制设计中大部分内容的基础。本应用笔记触及一些关于 MOSFET 和 IGBT 在用于电机驱动设计方面的差异和共性的基本要点。随着这些器件技术方面的持续进步，它们在电机驱动应用中的用法将会变得更为明确。始终要求对这两种器件提供高峰值电流驱动源以优化器件的开关性能。Microchip 的 MOSFET 驱动器产品线也将继续推出相关产品以支持未来的电机驱动应用。

有关电机控制电路、参考设计和应用笔记的更多细节可访问 Microchip 公司网址 www.microchip.com。文献编号带有 9 的许多文档都说明了如何在电机控制系统中使用 Microchip 的 PIC 单片机和模拟产品。

参考文献

1. “IGBT Characteristics”， AN-983, International Rectifier.
2. “Application Characteristics of IGBTs”， AN-990, International Rectifier.
3. “New 3rd-Generation FUJI IGBT Modules Application Manual”， Fuji Semiconductor.
4. “IGBT Basics”， Power Designers.
5. K.J. Um, “IGBT Basic II”， 应用笔记 9020, Fairchild Semiconductor, 2002 年 4 月。
6. “IRG4PC40W Data Sheet”， International Rectifier, 2000 年 4 月。
7. “IRFP460A Data Sheet”， International Rectifier, 1999 年 6 月。
8. Carl Blake 和 Chris Bull, “IGBT or MOSFET: Choose Wisely”， International Rectifier.
9. 《无刷直流 (BLDC) 电机基础》AN885, Padmaraja Yedamale, Microchip Technology Inc., 2003 年。

AN898

注:

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点:

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信: 在正常使用的情况下, Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前, 仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知, 所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下, 能访问您的软件或其他受版权保护的成果, 您有权依据该法案提起诉讼, 从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利, 它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范, 是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和/或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任, 并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗中以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Accuron、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、microID、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、rfPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AmpLab、FilterLab、Linear Active Thermistor、Migratable Memory、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、FlexROM、fuzzyLAB、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、PICKit、PICDEM、PICDEM.net、PICLAB、PICtail、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rfLAB、Select Mode、Smart Serial、SmartTel、Total Endurance、UNI/O、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2007, Microchip Technology Inc. 版权所有。

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==**

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器 and 模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外, Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。



MICROCHIP

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://support.microchip.com>
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA

Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

科科莫 Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 福州
Tel: 86-591-8750-3506
Fax: 86-591-8750-3521

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 顺德
Tel: 86-757-2839-5507
Fax: 86-757-2839-5571

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-4182-8400
Fax: 91-80-4182-8422

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471-6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-646-8870
Fax: 60-4-646-5086

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

09/10/07