

PMSM 无传感器 FOC 的单分流三相电流重构算法

作者: Daniel Torres and Jorge Zambada
Microchip Technology Inc.

引言

大量的电机控制应用一直在持续不断地寻求提高效率同时降低系统成本的方法。这是两个推动改进现有电机控制技术的主要因素。现有的控制方法有梯形控制、标量控制以及磁场定向控制 (Field-Oriented Control, FOC) 等。

近年来, FOC 已经变得更受欢迎, 其原因在于实现该技术所需的成本已不再是一个限制因素。现在, 可用的技术和制造工艺使得在 16 位定点机 (诸如 dsPIC[®] 数字信号控制器 (Digital Signal Controller, DSC)) 中实现这种控制方法成为可能。

在中、低成本应用中, 效率是使得 FOC 比标量和梯形控制方法更受欢迎的另一个原因。FOC 同样很适合具有以下硬件需求的应用: 低噪声、低转矩纹波以及在较大速度范围内要求良好的转矩控制。

磁场定向控制的实现可以使用位置传感器, 诸如编码器、旋转变压器或者霍尔传感器。但是, 并不是所有的电机控制应用都需要旋转变压器或编码器提供的精细度; 而且, 在很多情况下, 应用不需要零速控制。

这些应用是无传感器方法的完美目标应用, 在无传感器方法中, 可以使用流经电机线圈的电流提供的信息, 对电机位置进行估计。实现该传感技术可采用以下两种途径: 双分流电阻和单分流电阻。

为了估计电机位置, 双分流电阻技术利用的是流过两个电机线圈的电流所蕴含的信息。单分流电阻技术仅利用流经直流母线的电流所蕴含的信息, 进而重构三相电流, 然后估计电机位置。

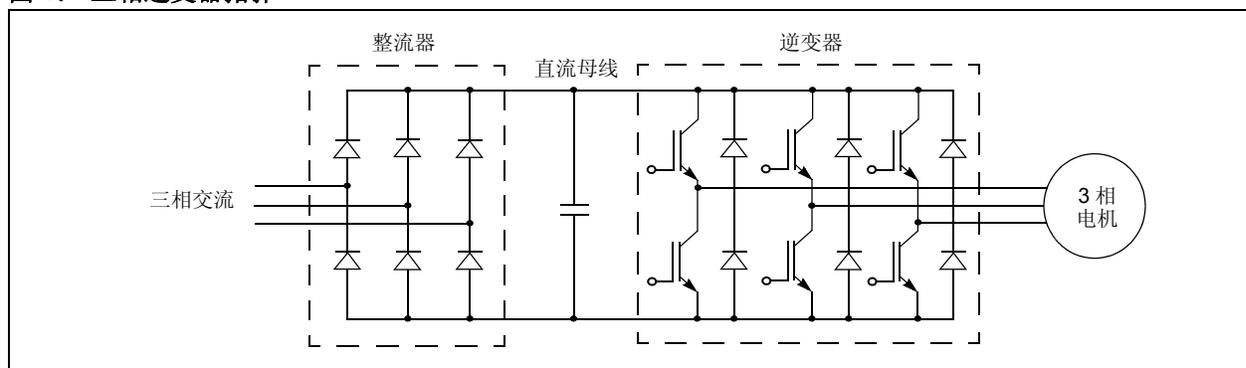
本应用笔记将讨论单分流方法。至于双分流电阻方法的信息, 请参阅应用笔记 AN1078, 《PMSM 电机的无传感器磁场定向控制》。

电流测量

流经电机线圈的电流中所蕴含的信息, 使得电机控制算法能够把电机控制在产生最大转矩的区间, 或者控制电机使之呈现某种性能, 甚至能够近似或估计诸如位置这样的内部电机变量。

三相交流感应电机 (AC Induction Motor, ACIM)、永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以及无刷直流 (Brushless Direct Current, BLDC) 电机, 使用三相逆变器作为其优选拓扑。如图 1 所示的这种拓扑, 允许对施加给每个线圈的电能进行单独控制, 从而使得电机运行更加高效。

图 1: 三相逆变器拓扑



AN1299

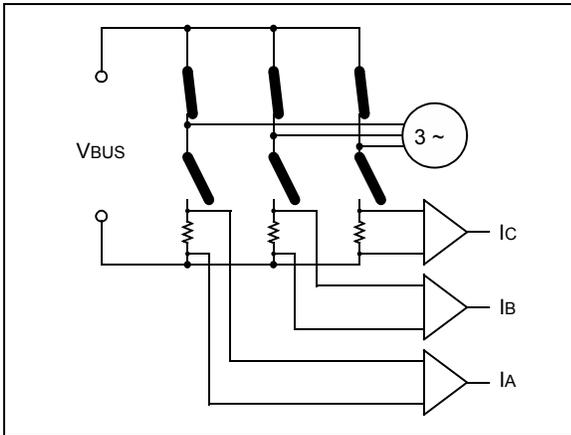
三相逆变器由三条桥臂组成。每条桥臂都有两个电子开关，开关安排的方式能够构成半桥结构。从而，电路可以从两个方向流入流出每条桥臂。电子开关可以是功率 MOSFET 或 IGBT。

现今 MOSFET 和 IGBT 制造技术已经使得数字控制器能够利用脉宽调制 (Pulse-Width Modulation, PWM) 技术来控制施加给每个线圈的能量大小。

最常用的方法是正弦调制、三次谐波调制以及空间矢量调制 (Space Vector Modulation, SVM)。这些 PWM 方法适用于操纵饱和模式中的电子开关，而这有助于提升系统效率。

为了确定流经线圈的电流大小，在每个线圈上需要一个分流电阻。典型的三相逆变器 (三相均有电流测量) 如图 2 所示。

图 2: 测量三相电流的电路



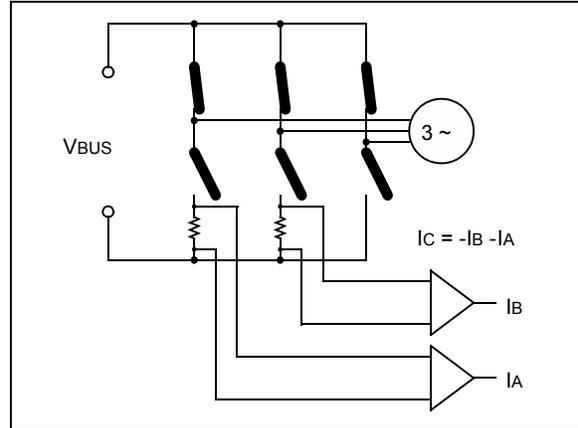
假设是平衡的负载，我们可以认为三相之和等于零，这是根据基尔霍夫电流定律得到的。定律如公式 1 所示。

公式 1: 基尔霍夫电流定律

$$I_A + I_B + I_C = 0$$

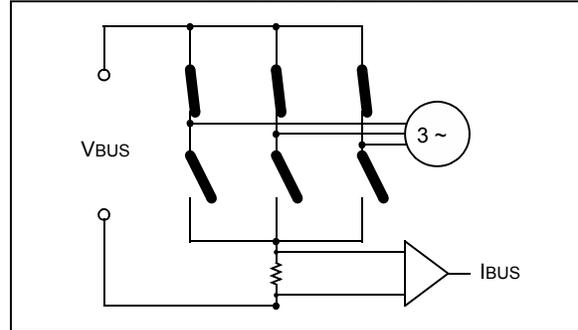
所以，通过测量两相电流，第三相可以使用公式 1 解出。使用两个分流电阻的简化版本如图 3 所示。

图 3: 测量两相电流的电路



本应用笔记给出的算法，旨在使用单分流电阻和单差动放大器，测量全部三相电流。单分流电阻示意电路如图 4 所示。

图 4: 测量直流母线电流的电路



使用单分流电阻的优缺点

优点

前已述及，单分流三相重构的最重要原因之一是要降低成本。而这进而又把采样电路简化至一个分流电阻和一个差分放大器。

除了降低成本的益处之外，单分流算法还允许使用功率模块，功率模块不用为每相提供单独的接地连接。

单分流测量的另一个益处是检测全部三相时使用的电路相同。对于全部测量，增益和偏移都将是相同的，这就不再需要校准每相的放大电路或者在软件中进行补偿。

缺点

在单分流测量期间，为了允许测量电流，需要对正弦调制模式进行修改。这种模式修改可能会产生一些电流纹波。由于模式修改以及对修改的校正，实现算法时会占用更多的 CPU 资源。

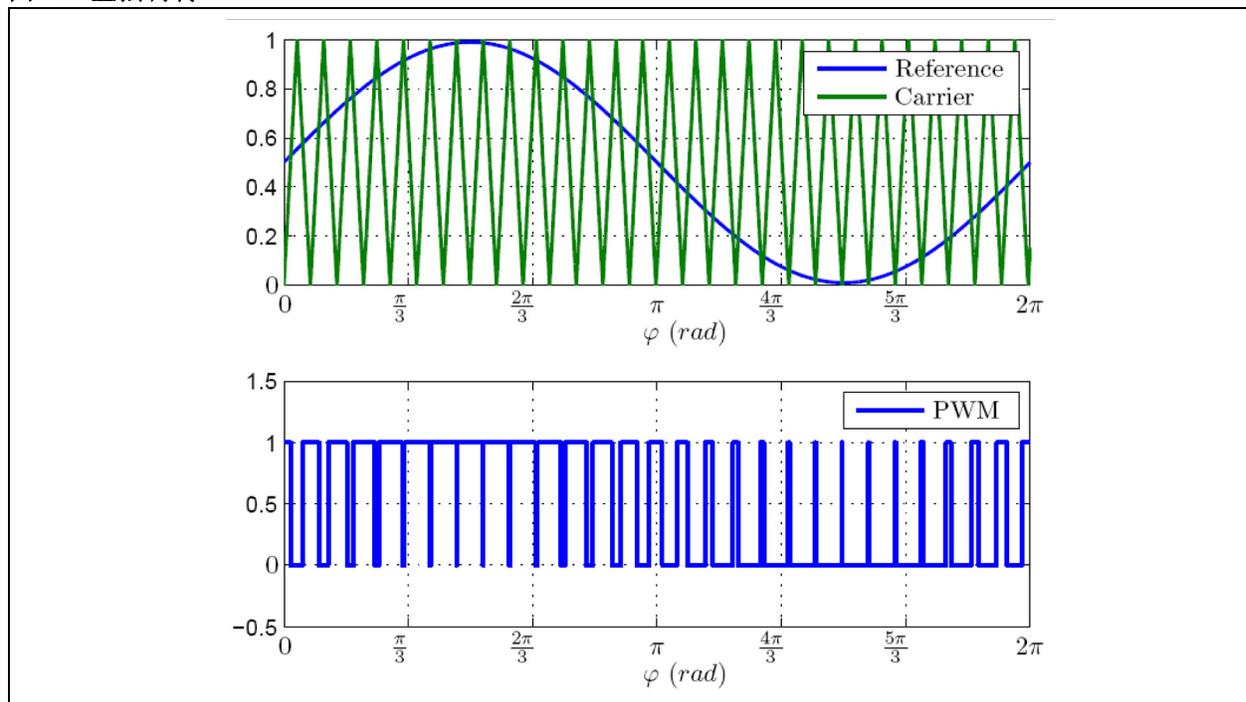
实现细节

为了用交流信号驱动电机，PWM 方法用来驱动三相逆变器中的开关晶体管。这种调制以及得到的调制波形如图 5 所示。

通过向 PWM 发生器模块载入一组占空比值，可以生成正弦波形。查找表中的值表示被调制的正弦波，所以一旦把这些占空比值经过逆变器送至电机绕组，电机绕组将针对开关模式进行滤波。得到的正弦波如图 5 所示。

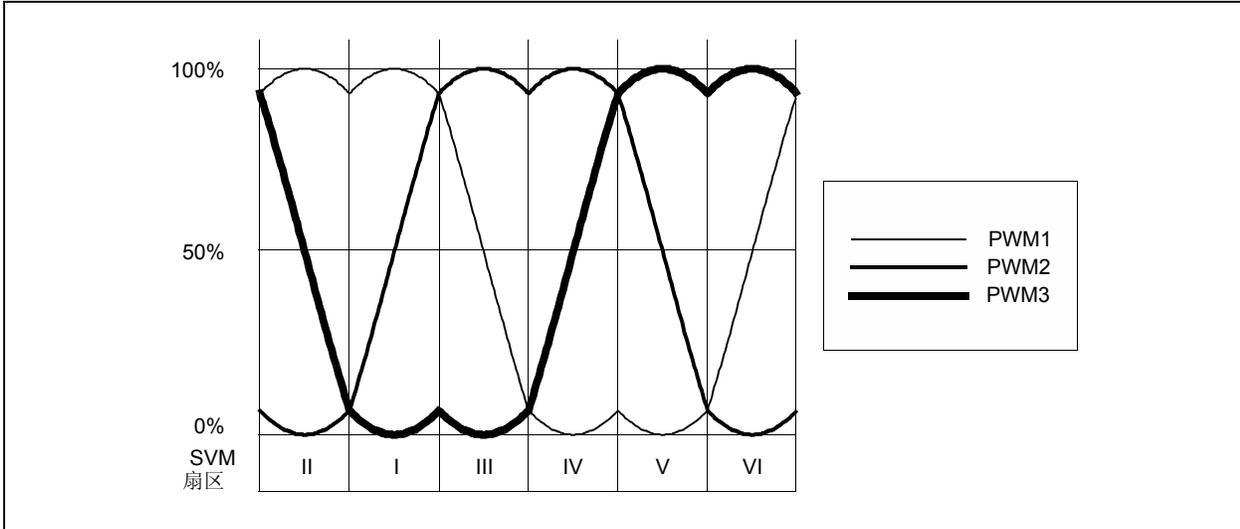
正弦值查找表的缺点在于其所能达到的最大值仅为输入电压的 86%。另一种正弦调制方法是空间矢量调制，用来克服这一限制。SVM 允许 100% 地利用输入电压。在若干应用笔记中对 SVM 进行了说明和使用，诸如 AN908，《使用 dsPIC30F 实现交流感应电机的矢量控制》以及 AN1017，《使用 dsPIC30F DSC 实现 PMSM 电机的正弦驱动》。使用 SVM 生成的典型电压波形如图 6 所示。

图 5： 正弦调制



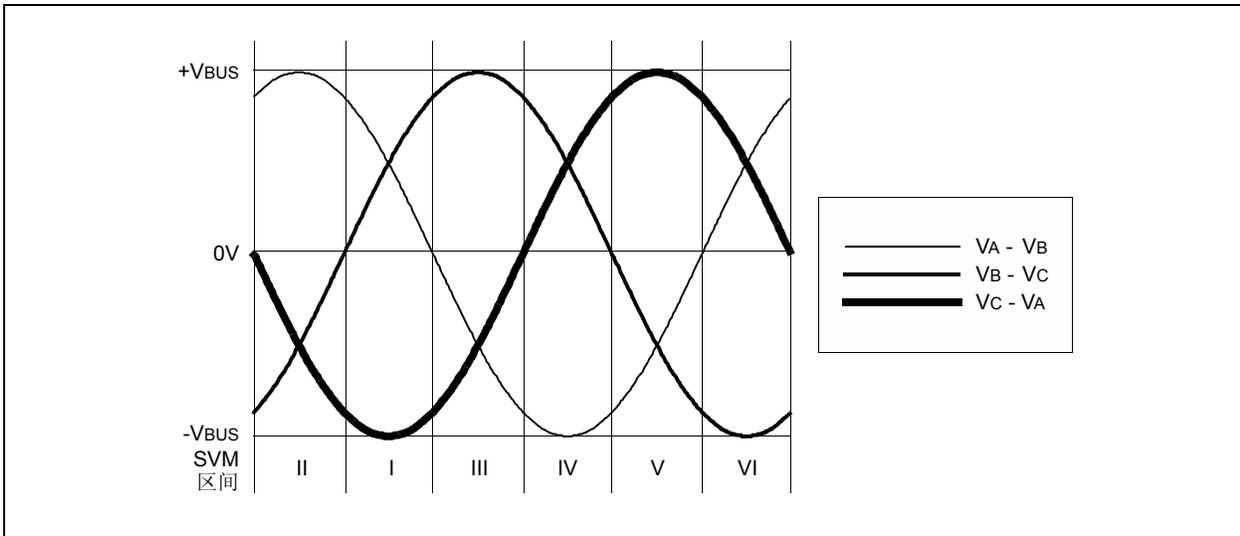
AN1299

图 6: 空间矢量调制 (SVM)



在计算产生的线电压时, 我们得到三个相移为 120° 的正弦波形, 如图 7 所示。

图 7: 计算得到的线电压



SVM 和电流测量的关系

在测量流经单分流电阻的电流时，底部开关的状态至关重要。为了说明这一点，放大 SVM 的区间 I，见图 8。另外，还给出了每个开关晶体管上的 PWM 波形。

为了观察 PWM 调制与（通过单分流电阻的）电流测量之间的关系，让我们考虑 PWM 周期 2 的例子。由于只对低侧开关 PWM 感兴趣，我们将只显示 PWM 的 PWMxL 分量（图 9）。

图 8：区间 I 中开关晶体管上的 PWM 信号

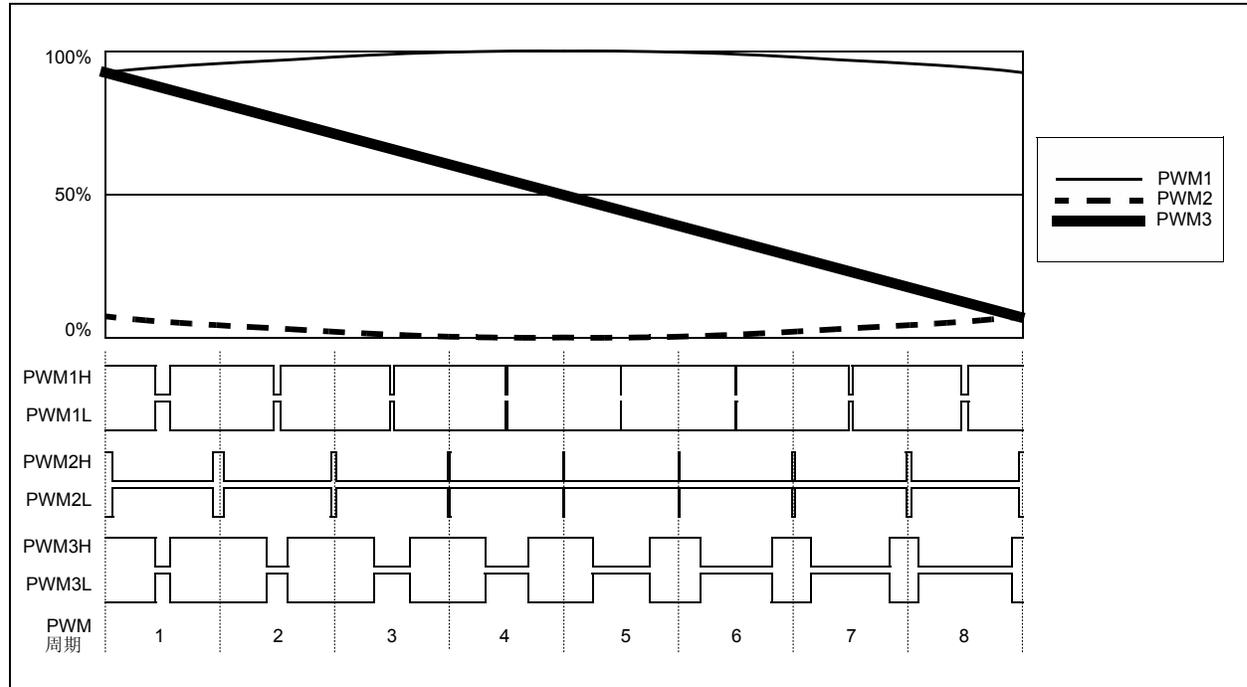
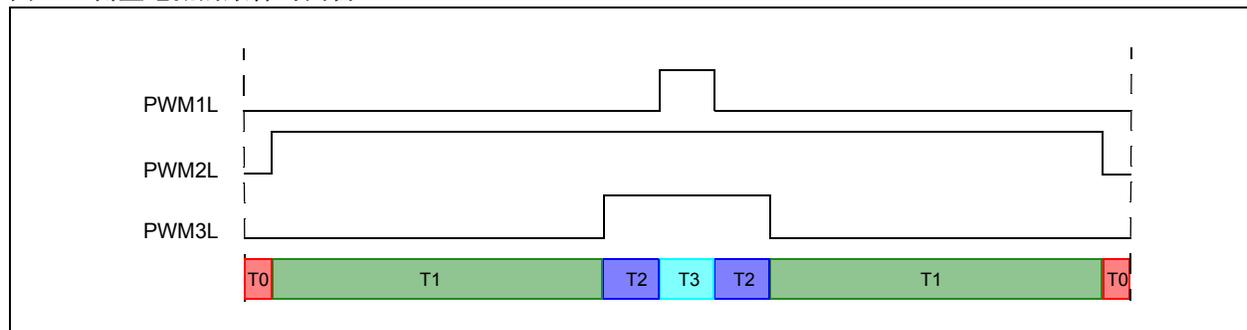
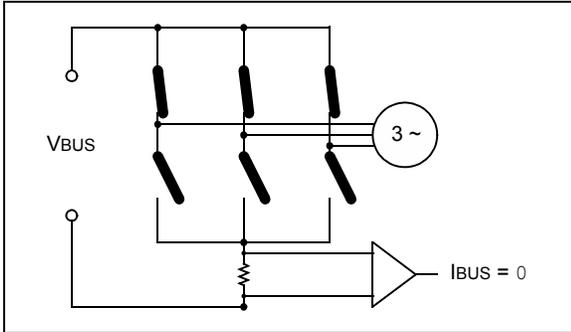


图 9：测量电流的采样时间窗



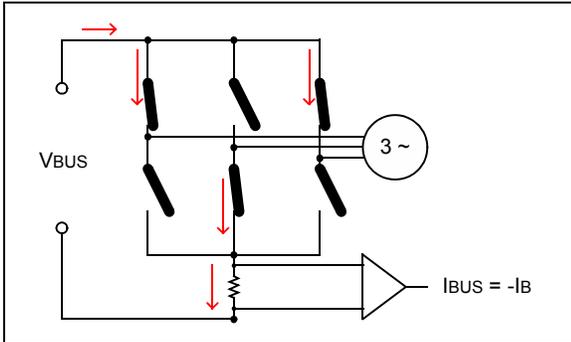
对于三相逆变器，我们将分析此周期的所有不同的 PWMxL 组合 (T0、T1、T2 和 T3)，了解电流测量代表着什么。从 T0 开始，在逆变器中我们有如下的电子开关 (MOSFET 或 IGBT) 组合，从中我们看到，没有电流流经单分流电阻 (图 10)。

图 10: 无电流流经分流电阻



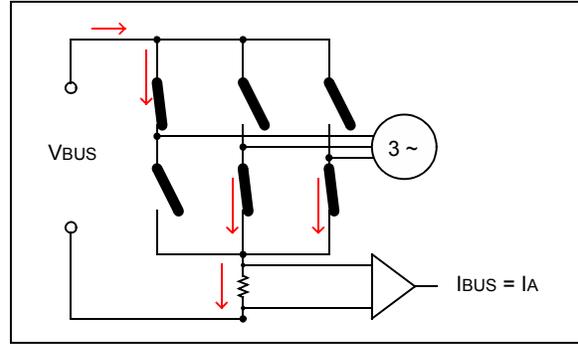
前进到 T1，我们看到 PWM2L 有效，同时 PWM1H 和 PWM3H 也有效 (目前没有显示，但假设 PWM 输出是互补的)。由于有电流通过相 A 和 C 流入电机，通过相 B 流出电机，我们可以认为此电流测量值表示的是 $-I_B$ ，如图 11 所示。

图 11: 电流 I_B 流经分流电阻



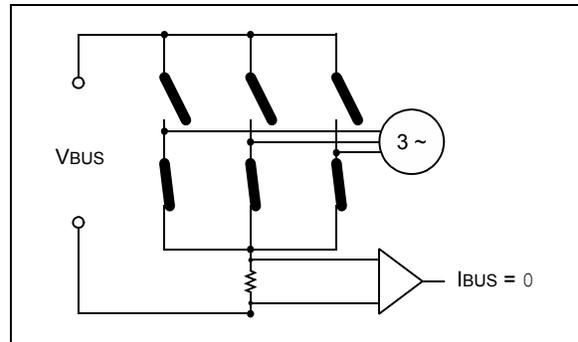
在 T2 期间，PWM2L 和 PWM3L 有效，且 PWM1H 有效。这种组合给出的是流经单分流电阻的电流 I_A ，如图 12 所示。

图 12: 电流 I_A 流经分流电阻



T3 的情形与 T0 一样，其中没有电流流经分流电阻，所以 $I_{BUS} = 0$ ，如图 13 所示。

图 13: 无电流流经分流电阻



在 PWM 周期的后半周，模式将重复。考虑一个完整的 PWM 周期，电流代表实际相电流的时间窗有两个。在这个例子中，在一个 PWM 周期中对 $-I_B$ 和 I_A 进行测量。由于这是平衡系统， I_C 可使用公式 2 计算得到。这就允许使用单分流电阻在一个 PWM 周期中完成三个电流的测量。

公式 2: I_C 计算

$$I_C = -I_B - I_A$$

生成真值表 (表 1) 将有助于解释：对于电子开关的所有可能组合，测得的电流表示着什么。首先，让我们对图 14 中的每个电子开关进行命名。

图 14: 分流电阻真值表命名约定

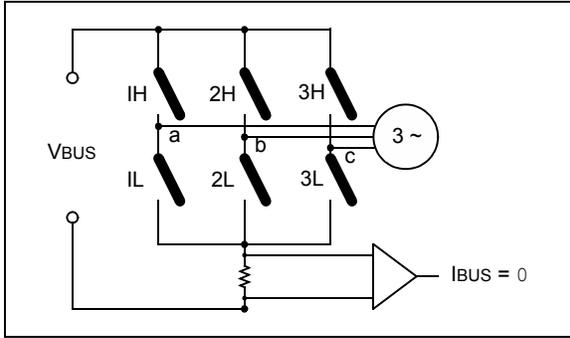


表 1 所示是对于全部八个可能的电路组合， I_{BUS} 代表着什么。应牢记：来自同一桥臂上下两部的开关不可能在同一时间导通，因为要避免直通，从而这些组合在表中没有列出。另外，任何其他组合，只要不允许电流流过分流电阻，也没有在表 1 中给出。

表 1: 分流电阻真值表

IH	2H	3H	1L	2L	3L	I_{BUS}
ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	+IA
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	+IB
OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	+IC
OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	-IA
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	-IB
ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	-IC

特殊情况

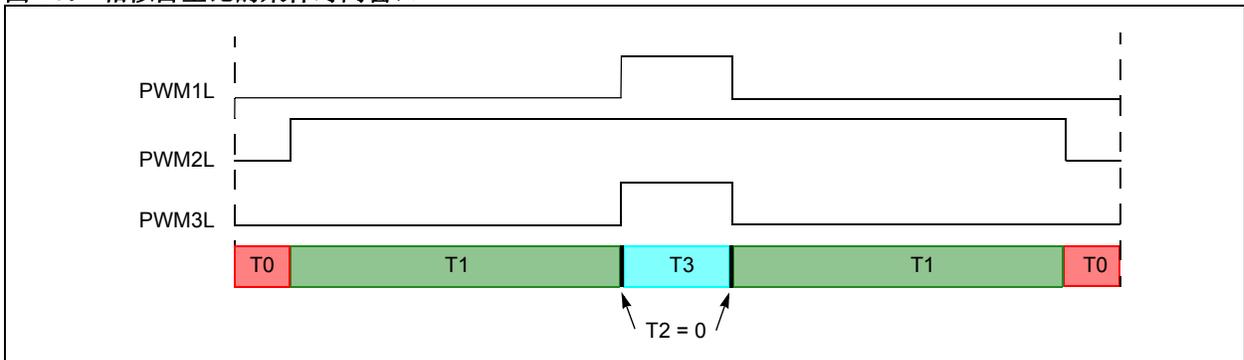
存在不允许单分流三相重构的特殊情形。

在高调制指数期间，占空比相似或相等

由于正弦波形是使用 SVM 产生的，会有一些 PWM 周期，其间要进行电流采样的时间窗口不够宽。这种情形的例子之一是 PWM 周期 1，如图 8 所示。如果加以放大的话，我们注意到 PWM1L 和 PWM3L 是相同的，这导致 T_2 为 0。图 15 所示是这种情况的放大图。

这种情形不允许单片机测量第二个电流。所以，对于这个周期，不能重构得到三相电流信息。

图 15: 相似占空比的采样时间窗口



低调制指数期间占空比的相似性

低调制指数指的是调制信号的幅值低，这是相对于高调制指数而言的，在高调制指数的情形，由于调制信号的高幅值，占空比甚至能达到 100%。低调制指数通常用在电机轴上无负载时。因此调制信号的幅值低。由于互补模式用来调制正弦电压，占空比以 50% 为中心。如果研究与前面相同的区间，对于低调制指数而言，最终将出现的情况类似于图 16。

我们可以看到，占空比是如何接近 50% 的。实际上，0 调制指数将在所有 PWM 输出上产生 50% 的占空比。

让我们仔细看一下 PWM 周期 4，如图 17 所示，看看当使用单分流电阻重构三相电流时都有哪些局限性。

考虑用来测量流经单分流电阻电流的两个窗口，T1 和 T2。要让差动放大器的输出达到稳态值，这两个时间窗口可能太小了。

图 16: 低调制指数期间的相似占空比

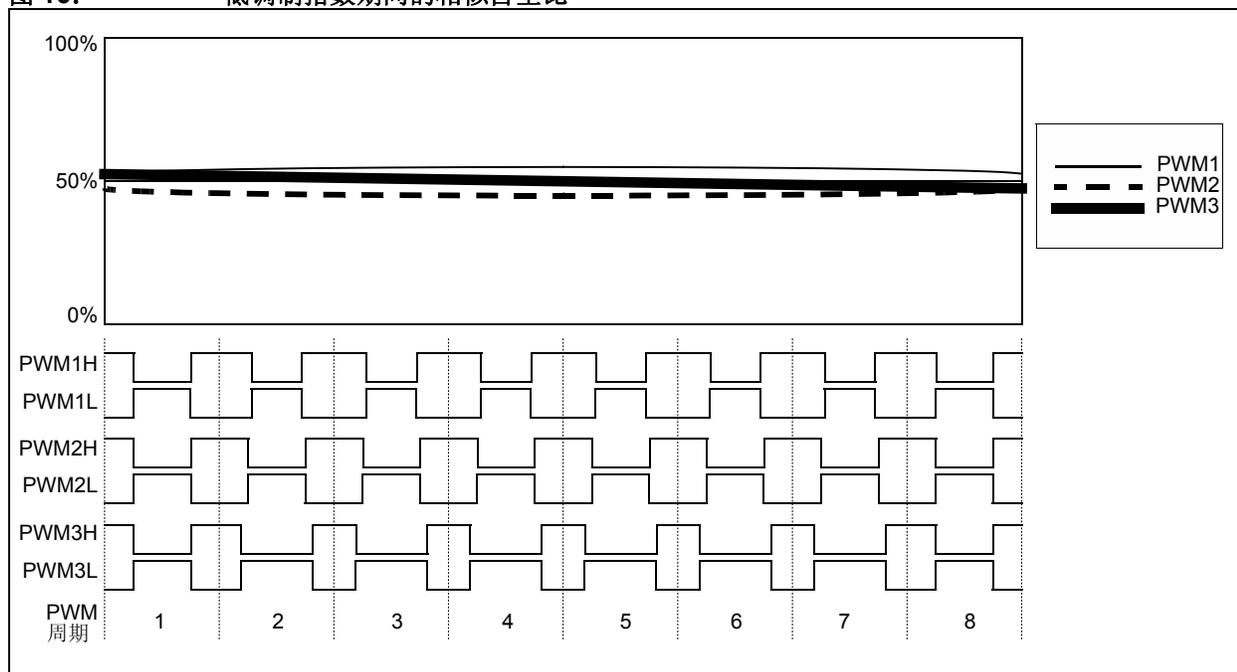
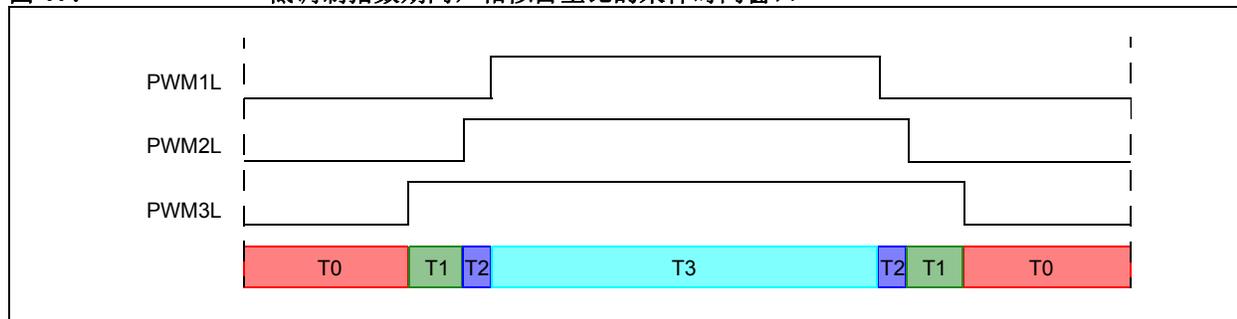


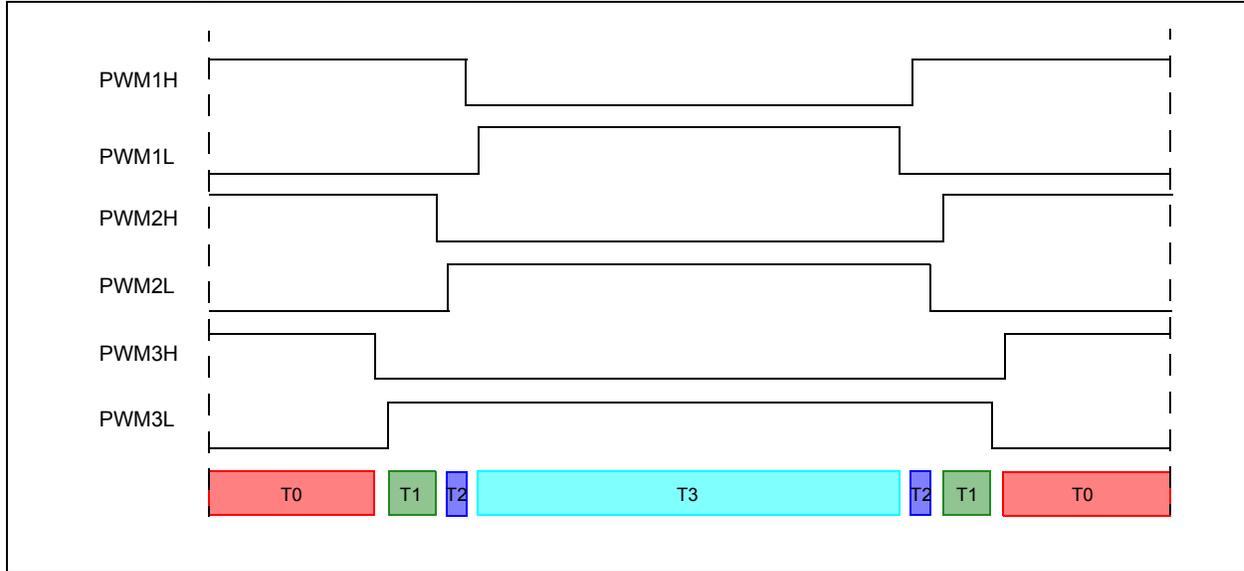
图 17: 低调制指数期间，相似占空比的采样时间窗口



死区时间

此外，在互补模式中，还会出现死区时间，而这将进一步缩小这些时间窗口。如果高侧输出和死区时间出现在同一 PWM 周期，我们最终得到的情形类似于图 18。

图 18: 受死区时间影响的采样时间窗口



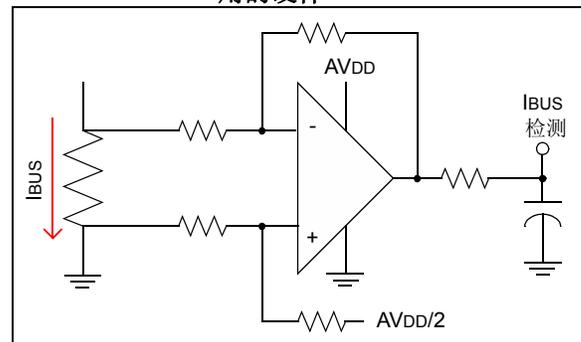
死区时间也影响着完成单分流电流测量的时间窗口。测量流经单分流电阻电流的最小时间窗口取决于下列参数：

- **PWM 频率：**
这是因为，PWM 频率越高，所有这些时间窗口的值就越小。
- **系统所需的死区时间：**
如前图所示，死区时间直接影响测量窗口。
- **硬件：**
差分放大器压摆率、输出滤波器延时以及 MOSFET 开关噪声同样也影响着这个测量窗口。

硬件

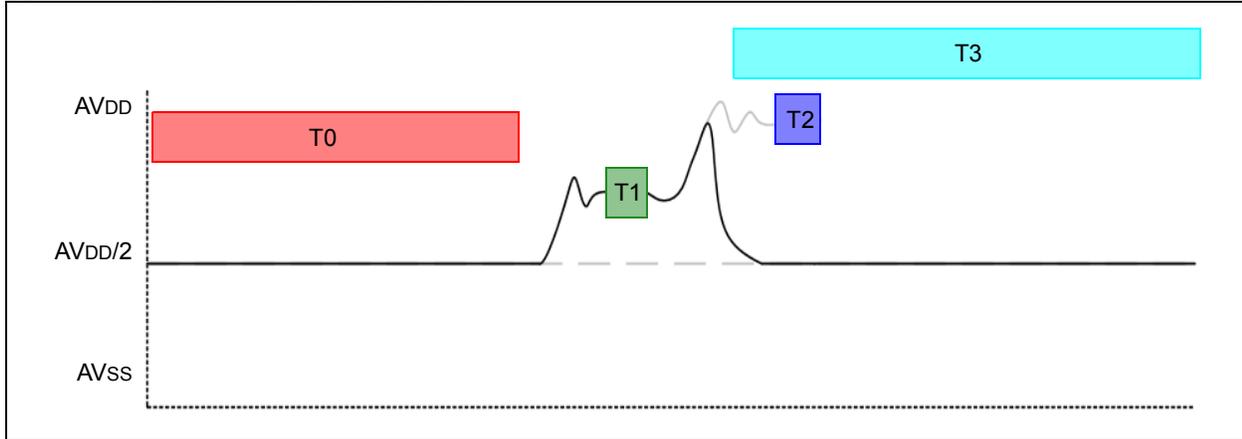
为了说明硬件是如何影响单分流测量的，让我们更仔细地看一下最后一个 PWM 周期的前半周（图 18），看看实际单分流调理电路（如图 19 所示）的输出是什么样子。

图 19: 使用单分流电阻器测量电流所使用的硬件



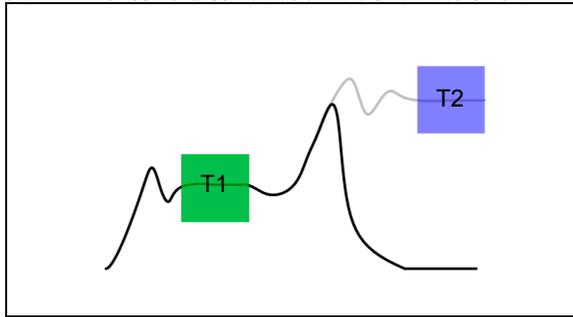
有效测量窗口将进一步缩短，起始于放大器输出稳定之后，这就是说要扣除 MOSFET 开关噪声、死区时间、运放的压摆率和输出 RC 滤波器的稳定时间。这些影响如图 20 所示。

图 20: 硬件对采样时间窗口的影响



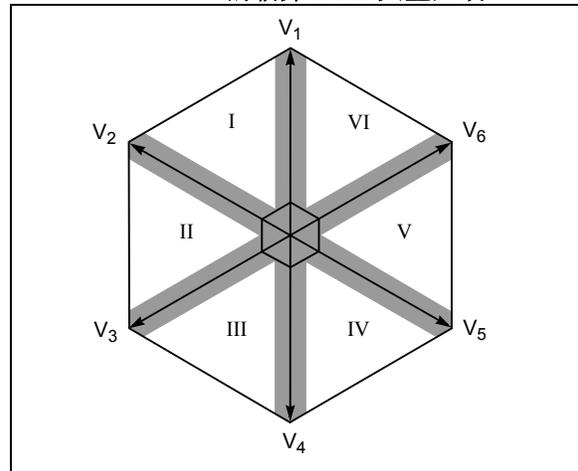
放大放大器的暂态响应（如图 21 所示），绿色方块表明在 T1 采样没有问题。然而，由于 T2 不够宽，在 T2 期间不能对电流进行采样。灰色的暂态响应表示采样时间 T2，如果它足够宽的话。

图 21: 硬件对采样时间窗口的影响，放大图



通常，当调制如图 22 所示的六边形阴影区域时，三相电流的单分流重构是不可能的。

图 22: 使用单分流电阻重构三相电流的临界 SVM 矢量区域



阴影区域表示的是低调制指数区以及从区间到区间变迁时的中到高调制指数区。

至于 SVM 的更多细节，请参阅下列应用笔记：

- AN908 《使用 dsPIC30F 实现交流感应电机的矢量控制》
- AN955 “VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation”
- AN1017 《使用 dsPIC30F DSC 实现 PMSM 电机的正弦驱动》
- AN1078 《PMSM 电机的无传感器磁场定向控制》

如果不对 SVM 模式进行任何修改就进行电流重构，即，忽略在一些周期电流不能被重构这一事实，三相电流测量结果如图 23 所示。SVM 电压如图 24 所示。

图 23: 三相电流测量结果

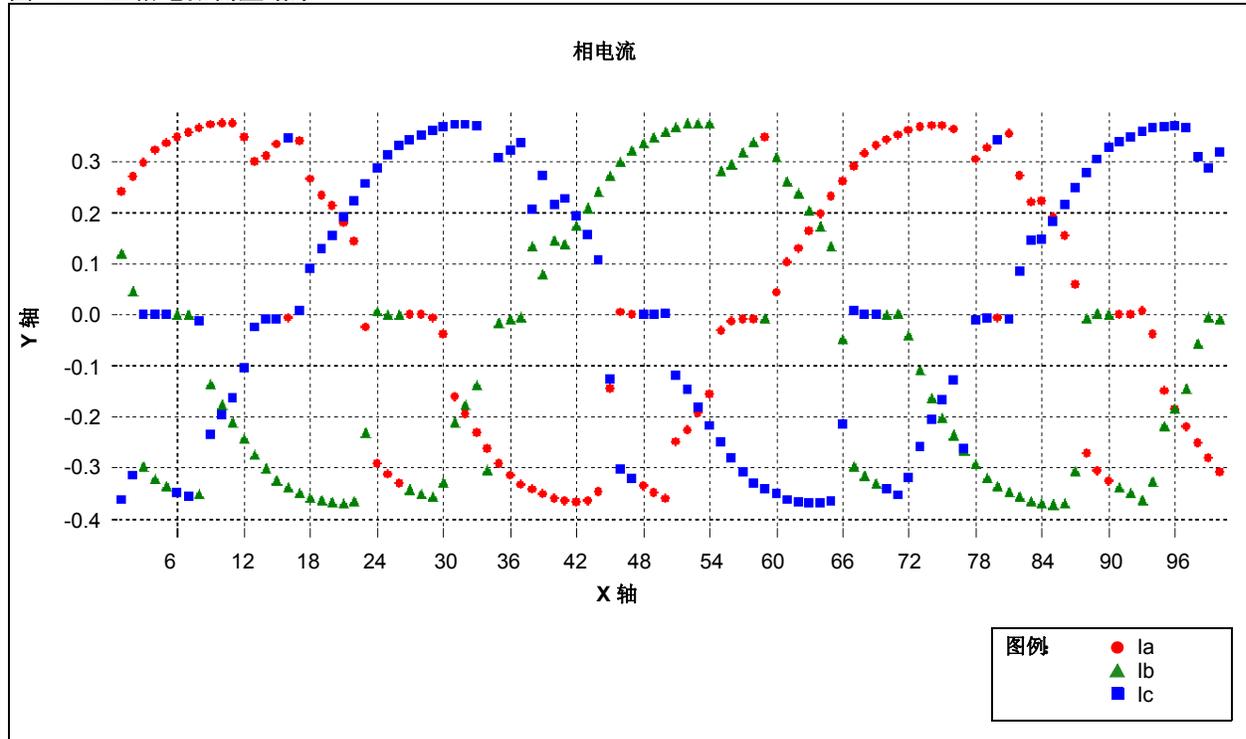
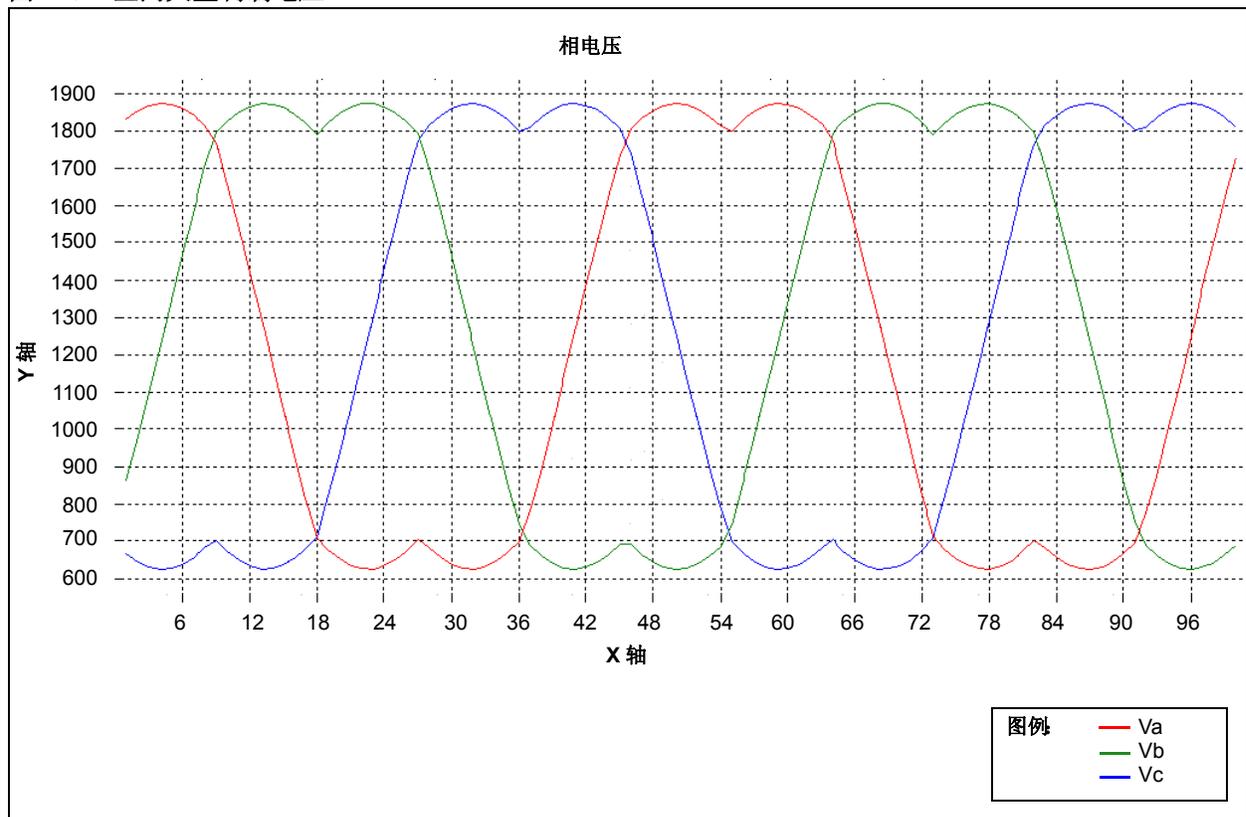


图 24: 空间矢量调制电压



可以看到，在临界周期电流测量中的噪声很大。

克服这些问题的可能技术

- 第一种针对此问题的可能解决方案是在这些临界周期忽略电流测量。这并不令人满意，因为一些算法（包括在本应用笔记里使用的算法），为了估计转子位置，需要来自所有三相电流的信息。
- 另一种解决方案是估计电流测量。这可能是一种好的解决方案，但是要求精细的调整，因为电流的增长将取决于对流经电流的测量以及电机参数等等。
- 第三种解决方案是扩展进行测量时的时间周期。这将强制要求一个最小时间（临界测量时间）以便电流稳定到一个新值，这个值是模数转换器（ADC）实际测量的值。

我们将着重讨论修改开关模式，实现最小测量时间窗口（TCRIT），它存在于全部时间中。

修改 SVM 模式，允许电流重构

本应用笔记给出的方法简单，且易于在 dsPIC DSC 中实现。情形如图 25 所示，其中 T2 对测量单分流电流来说不够宽。

为了得到进行电流测量的最小时间窗口，我们修改这个时间。新的 PWM 时序图如图 26 所示。

SVM 模式的修改能够获得采样流经单分流电阻电流的最小时间，进而能够使用单分流算法重构三相电流。

修改完成之后，我们注意时序是如何被改变的，同样要注意在一个 PWM 周期内的有效占空比也改变了。这将在电压产生上引入误差，因为我们给调制加了一个增量。运行在 dsPIC DSC 里的软件和控制循环将认为控制器的输出被设定为占空比，但实际上由于这些修改，提供给 PWM 的是不同的值。

图 25: 采样窗口不够宽时的情形

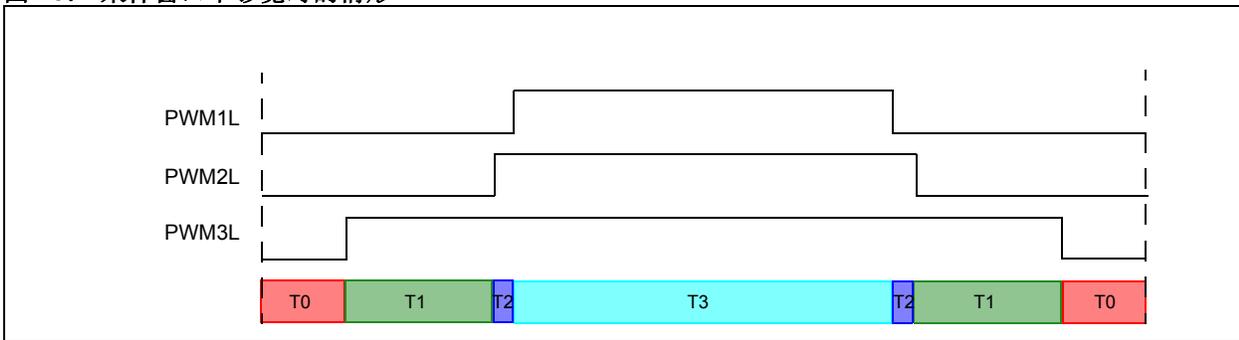
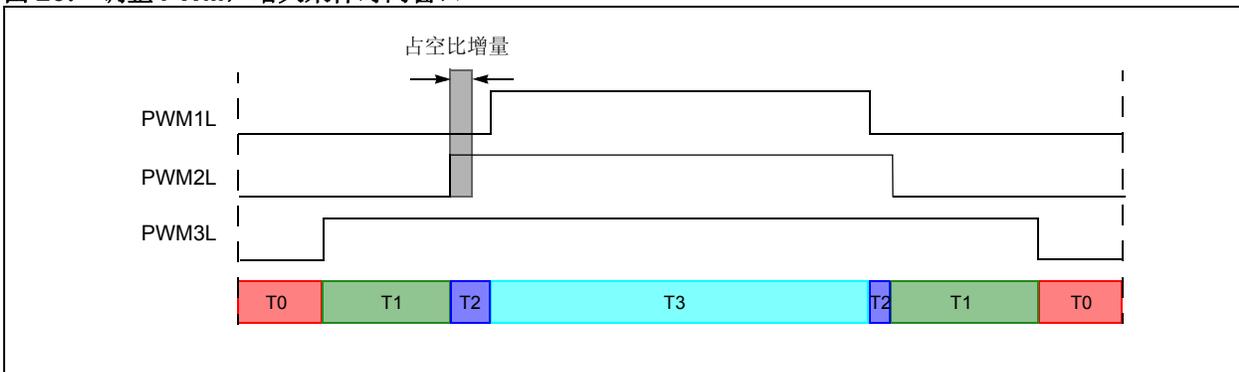


图 26: 调整 PWM，增大采样时间窗口



接下来的任务是需要补偿我们为了允许最小时间窗口而对占空比所做的任何修改。建议的解决方案是在同一 PWM 周期的下半周期纠正占空比。如果参考上一示例，最终的占空比如图 27 所示，这里在周期的后半周进行补偿。

在 PWM2L，原始 PWM 信号看上去是亮灰色的，而修改和补偿后的 PWM 信号呈黑色。有一个此算法遵循的简单规则：无论把什么加到了 PWM 周期的前半周，都将从后半周中减去，就如同前图所示的那样。

关键之处在于：电流测量在 PWM 周期的前半周完成，这样在后半周没有足够窗口测量电流就无关紧要了。

在前例中，为了说明电流被测量的地方，我们给出了带有电流采样点的时序图。图 28 显示了采样点。

单分流重构算法包括根据当前 SVM 状态计算被修改的部分，也包括执行所有这些操作的状态机。

图 27： 在 PWM 周期后半周进行补偿

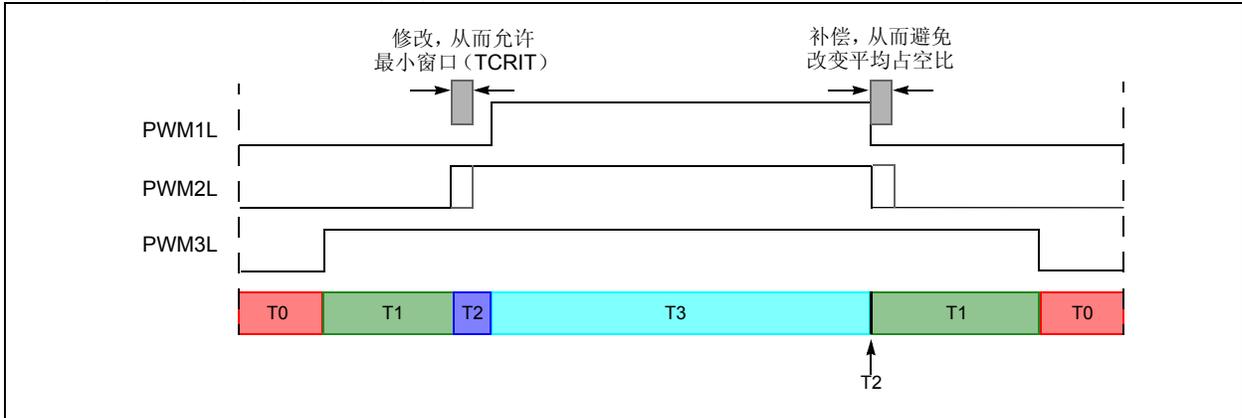
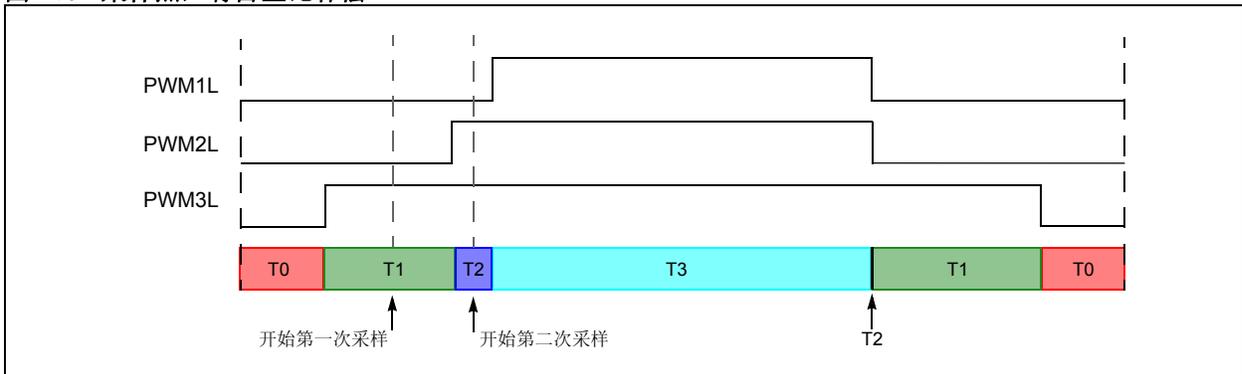


图 28： 采样点，有占空比补偿



AN1299

为了便于比较，图 29 给出了当不需要改变 SVM 模式时使用双分流测量的事件时序图。

在事件 A 期间，所有的控制循环都被执行。因为不需要重构，也就不需要改变 ADC 触发点。这也是具有多个采样保持器的 dsPIC DSC 的优势所在，可同时采样最多 4 路信号。

在双分流算法的事件 B 期间，因为全部三个低侧开关是导通的，得到两个电流测量值。在可使用这种拓扑时，双分流测量的惟一局限是低侧开关导通时的最小占空比。

事件系列的时序图如图 30 所示，与双分流算法比较，时序图给出了关于单分流重构算法如何实现的更多细节。

图 29： 双分流算法的事件时序图

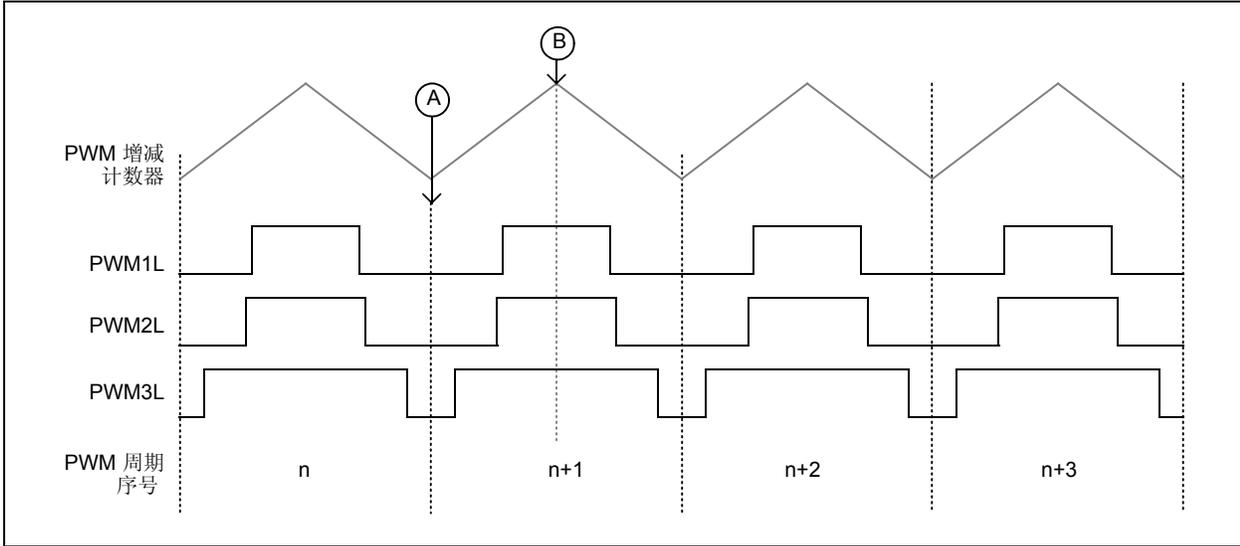
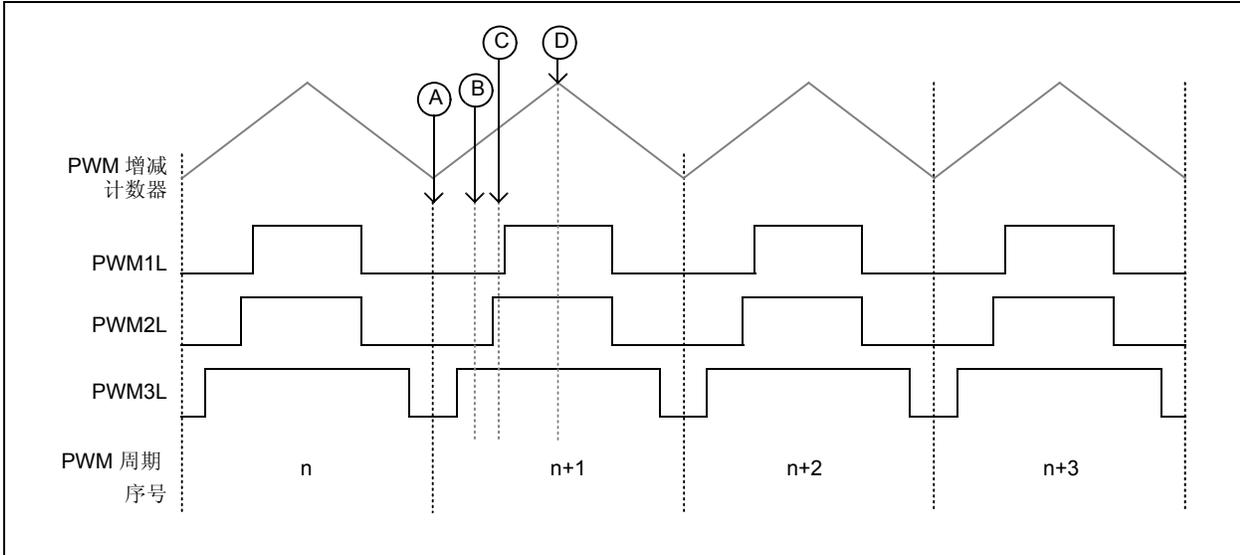


图 30： 单分流、双分流事件时序图比较



为简单起见，让我们考虑如前所示的四个连续的 PWM 周期。每个周期都将产生一系列的操作和事件。我们把这些事件分成四个，用字母 A 到 D 表示。

让我们从事件 C 开始。此事件在 ADC 进行第二次转换之后发生。模数中断被触发，执行中断服务程序。当单分流状态机处于此状态时，两个电流已被缓冲并准备进行处理。在从此中断返回之前，在占空比寄存器中（先前为了允许电流测量而增大过的）占空比得到补偿。PWM 模块将采用这些新的补偿后的占空比，并在周期的前半周之后使它们生效，因为 PWM 被配置为双更新模式。

PWM 中断触发事件 D。在此中断被调用之前，PWM 模块已经把先前基于占空比补偿写入的值载入到占空比寄存器中。由于已经保存了两个电流测量值，在此事件中计算第三个电流。在此事件中还要完成所有其他任务，诸如 FOC、位置估计、速度控制等等。在本应用笔记中，PMSM 的无传感器 FOC 的实现使用的是单分流重构算法。所有的无传感器算法都在事件 D 中执行。

无论在事件 D 中需要执行什么算法或操作，都要考虑这样的时间限制，允许的最大执行时间是 PWM 周期的一半。这是因为，在此时间内，所有控制循环的结果和完成的操作都要被回写到 PWM 模块，而 PWM 模块在新 PWM 周期开始后将尽可能快地重新载入占空比值。

在控制循环和操作得到执行之后，新 SVM 输出的计算在事件 D 中进行。然后，单分流算法分析这些新值，看看对于下一 PWM 周期是否需要修改 SVM 模式。如果需要校正，就给得到的 SVM 输出增加一个额外的占空比，一旦新周期开始就生效。事件 D 里最后完成的是配置 ADC 上的特殊事件触发寄存器，使能下一 PWM 周期的第一个电流测量。这确保了在下一 PWM 周期，电流测量在有效的测量窗口中进行。

PWM 中断在 PWM 周期开始时发起事件 A。前一 PWM 周期里进行的所有对应占空比调整都将在此事件中生效。在事件 A 期间，还将配置特殊事件触发模式寄存器 (SEVTCMP)，允许进行第一个 A/D 采样。

作为第一次转换的结果，由 A/D 触发事件 B。保存转换值，并在 SEVTCMP 寄存器中设置第二个触发点。

临界时间窗口和死区时间影响着赋给 SEVTCMP 的值。在事件 A，SEVTCMP 寄存器值是在 PWM 递减计数时计算。每个 SVM 区间都有其唯一的 SEVTCMP 值。PDC1、PDC2 和 PDC3 的平均值被用来计算下一 ADC 触发点。为了匹配 SEVTCMP 寄存器（15 位）和 PDCx 寄存器（16 位）的长度，这个平均值右移一位。因此，下一 SEVTCMP 值等于 PDCx 寄存器除以 4 再加上死区时间的和。如公式 3 至 8 所示。

公式 3： 区间 1

$$SEVTCMP A = \frac{(PDC1 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

$$SEVTCMP B = \frac{(PDC1 + PDC2)}{4} + \text{死区时间}$$

公式 4： 区间 2

$$SEVTCMP A = \frac{(PDC2 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

$$SEVTCMP B = \frac{(PDC1 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

公式 5： 区间 3

$$SEVTCMP A = \frac{(PDC2 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

$$SEVTCMP B = \frac{(PDC1 + PDC2)}{4} + \text{死区时间}$$

公式 6： 区间 4

$$SEVTCMP A = \frac{(PDC1 + PDC2)}{4} + \text{死区时间}$$

$$SEVTCMP B = \frac{(PDC2 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

公式 7： 区间 5

$$SEVTCMP A = \frac{(PDC1 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

$$SEVTCMP B = \frac{(PDC2 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

公式 8： 区间 6

$$SEVTCMP A = \frac{(PDC1 + PDC2)}{4} + \text{死区时间}$$

$$SEVTCMP B = \frac{(PDC1 + PDC3)}{4} + \text{死区时间}$$

AN1299

寄存器 PDC1、PDC2 和 PDC3 中有在 SVM 模式修改之后算得的实际 PWM 占空比。在一个 PWM 周期中，计算补偿两次。当 PWM 计数器是递增计数时，把 TCRIT 值从 SVM 模式中减去。这确保了在 PWM 周期后半周进行补偿时使用是正确的 PWM 占空比。

当 PWM 计数器递减计数时，把 TCRIT 加到 SVM 模式上去，这是为了保证时间窗口对于下一采样事件 A 和 B 而言是足够宽的。公式 9 到 17 给出了 SVM 模式修改和 TCRIT 之间的关系。在 PWM 周期后半周进行补偿时，要用到这些公式。

公式 9：在时间 T1，需要 SVM 模式补偿

$$SVM\ Pattern\ B = SVM\ Pattern\ C + T1 - (T1 - TCRIT)$$

公式 10：在时间 T1，不需要 SVM 模式补偿

$$SVM\ Pattern\ B = SVM\ Pattern\ C + T1$$

公式 11：在时间 T2，需要 SVM 模式补偿

$$SVM\ Pattern\ A = SVM\ Pattern\ B + T2 + (T2 - TCRIT)$$

公式 12：在时间 T2，不需要 SVM 模式补偿

$$SVM\ Pattern\ A = SVM\ Pattern\ B + T2$$

在 PWM 周期前半周进行补偿时，要用到下列公式。

公式 13：当 T1 ≥ TCRIT

$$SVM\ Pattern\ B = SVM\ Pattern\ C + T1$$

公式 14：当 T1 ≥ TCRIT

$$SVM\ Pattern\ B = SVM\ Pattern\ C + T1$$

公式 15：当 T1 < TCRIT

$$SVM\ Pattern\ B = SVM\ Pattern\ C + TCRIT$$

公式 16：当 T2 ≥ TCRIT

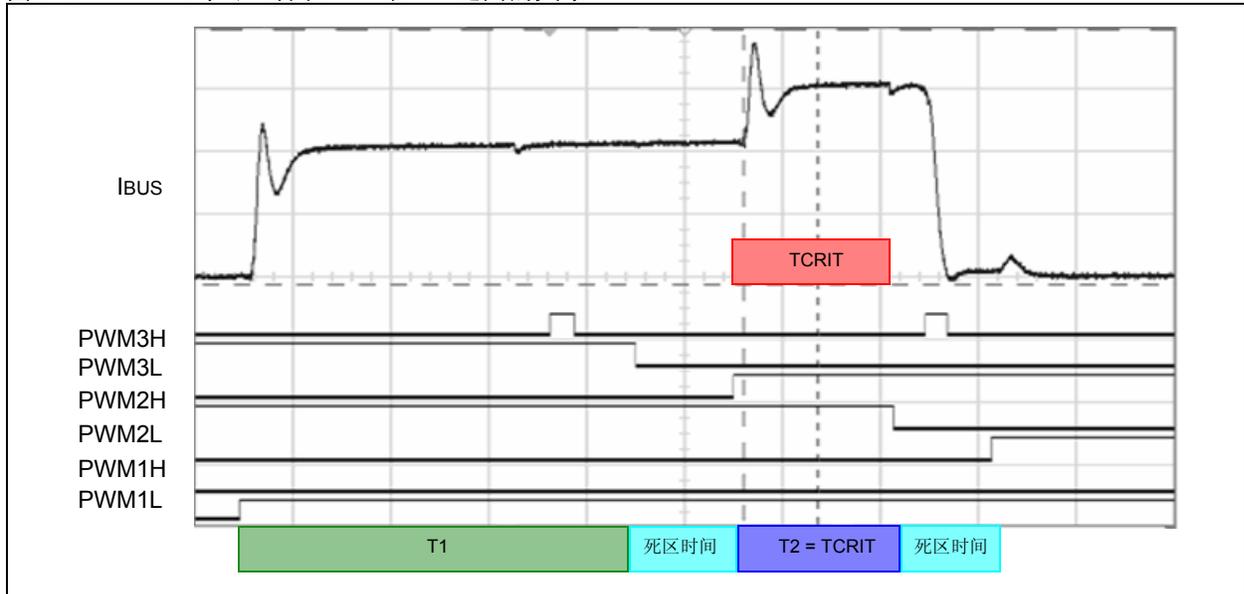
$$SVM\ Pattern\ A = SVM\ Pattern\ B + T2$$

公式 17：当 T2 < TCRIT

$$SVM\ Pattern\ A = SVM\ Pattern\ B + TCRIT$$

图 31 给出了 TCRIT、死区时间、T1 和 T2，以及这些补偿的结果之间的关系。

图 31: TCRIT、死区时间、T1 和 T2 之间的关系



实际结果

在使用单分流电阻实现三相重构以后，得到的电流如图 32 所示。

如果我们放大并加入橙色的 IBUS 信号，我们得到的结果如图 33 所示。

图 32: 根据单分流电阻重构的电流

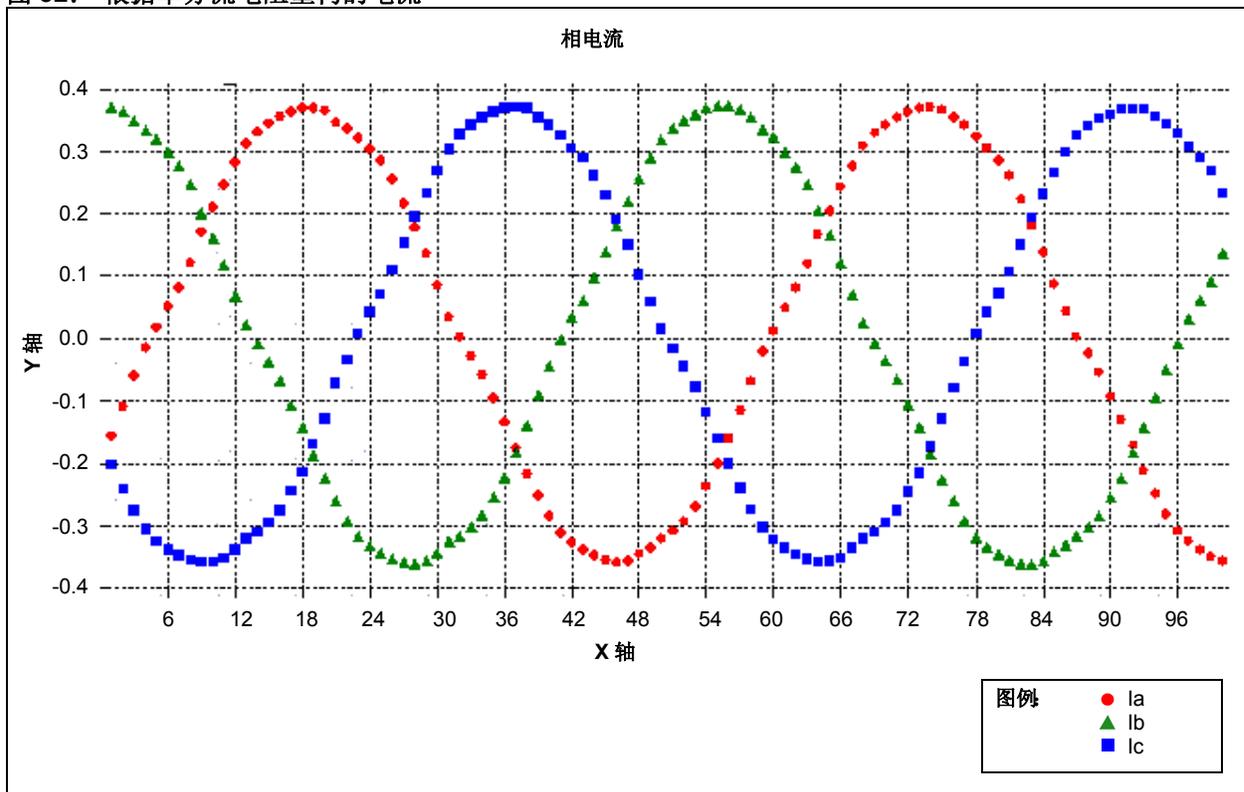
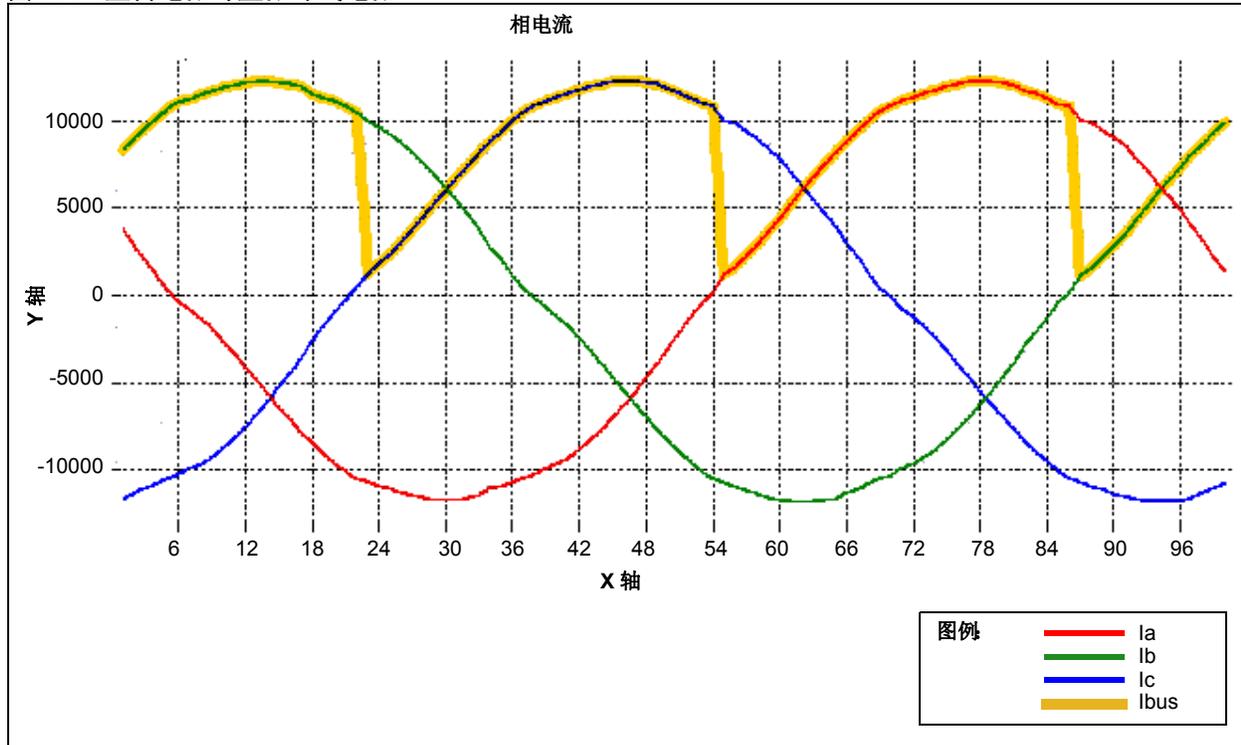


图 33: 重构电流与直流母线电流



对于高调制指数，SVM 如下所示。可以看出：对 SVM 进行调整从而允许最小测量窗口是可能的，如图 34 所示。

图 34： 高调制指数的 SVM

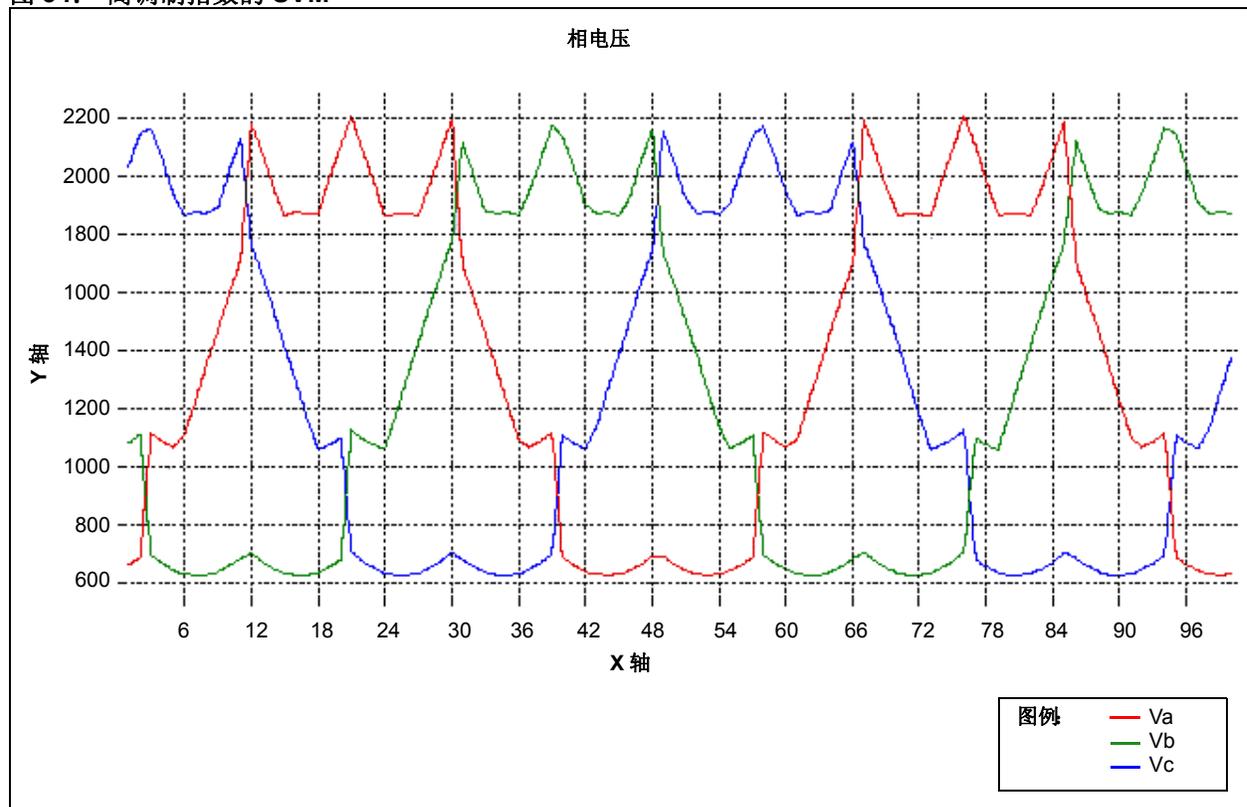


图 35 所示为实际的波形，显示了全部 PWM 信号和 I_{BUS} 信号。

图 35： 实际 PWM 波形—I_{BUS}

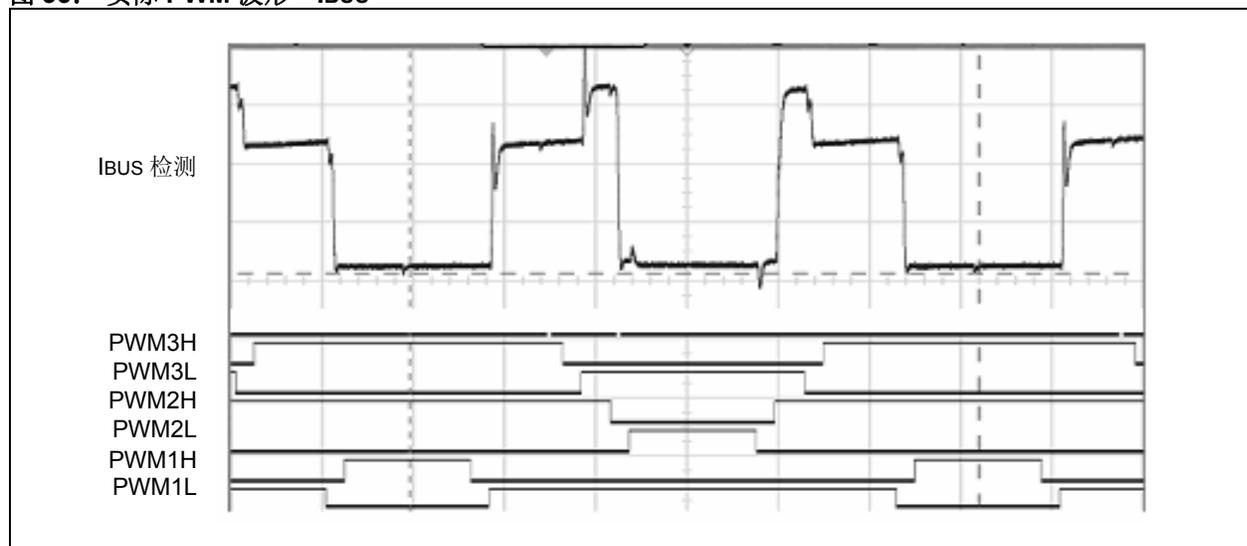
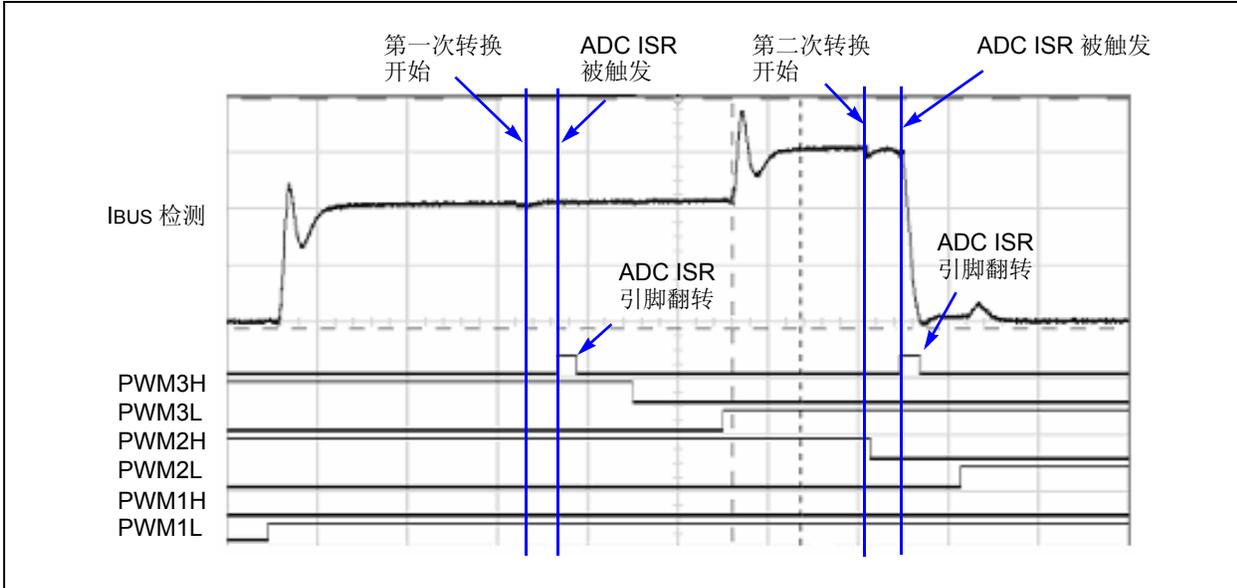


图36所示是图35的部分放大。在此图中，一些关键点已经标出。注意，ADC 在有效的窗口内开始采样，允许对电流进行测量。我们还显示了当执行 ADC ISR 时引脚的翻转。

图 36: 采样点，显示实际的 PWM 和 I_{bus} 波形



结论

本应用笔记阐述了单分流算法的优点、局限性和限制条件。

通过使用单分流电阻来检测流经直流母线的电流，单分流算法能够重构流经电机各相的电流。为了获取蕴含在直流母线电流中的信息，使用了空间矢量调制方法。

SVM产生一组采样时间窗口，在时间窗口中可以观察流经电机各相的电流。在分流电阻真值表（表 1）中对这些时间窗口进行了划分和分组。此真值表表明了分流电阻提供的信息与电子开关状态之间的关系。

但是，在某些 SVM 区域，要从直流母线电流获取期望信息是不可能的。通过修改 SVM 开关模式可以克服这一局限性。对这些模式进行修改，使得在每个 SVM 工作状态下从单分流电阻提取期望信息成为可能。

这些实际结果表明：单分流电阻方法提供了足够精确的信息，能够满足磁场定向控制的需求。对提取的流经直流母线的电流进行重构，根据重构的信息，还可能获取诸如位置、转矩这样的电机信息。

参考文献

本应用笔记参考了下列应用笔记，它们可从 Microchip 网站（www.microchip.com）下载：

- AN908 《使用 dsPIC30F 实现交流感应电机的矢量控制》（DS00908A_CN）
- AN955 “VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation”（DS00955）
- AN1017 《使用 dsPIC30F DSC 实现 PMSM 电机的正弦驱动》（DS01017A_CN）
- AN1078 《PMSM 电机的无传感器磁场定向控制》（DS01078A_CN）

AN1299

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，不得暗或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、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、rPIC 和 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Hampshire、HI-TECH C、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAL 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、HI-TIDE、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、Octopus、Omniscient Code Generation、PICC、PICC-18、PICDEM、PICDEM.net、PICKit、PICKtail、PIC³² 徽标、REAL ICE、rFLAB、Select Mode、Total Endurance、TSHARC、UniWinDriver、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。

© 2009, 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、非易失性存储器和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。



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

克里夫兰 **Cleveland**

Independence, OH
Tel: 216-447-0464

Fax: 216-447-0643

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 - 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 - 武汉

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

中国 - 厦门

Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 西安

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

中国 - 珠海

Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

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: 886-3-6578-300
Fax: 886-3-6578-370

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: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4080

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: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

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

03/26/09