

使用 dsPIC[®] DSC 实现步进电机的控制

作者: Sorin Manea
Microchip Technology Inc.

简介

本应用笔记介绍了如何使用 dsPIC33F 电机控制系列 DSC 实现步进电机的驱动控制。

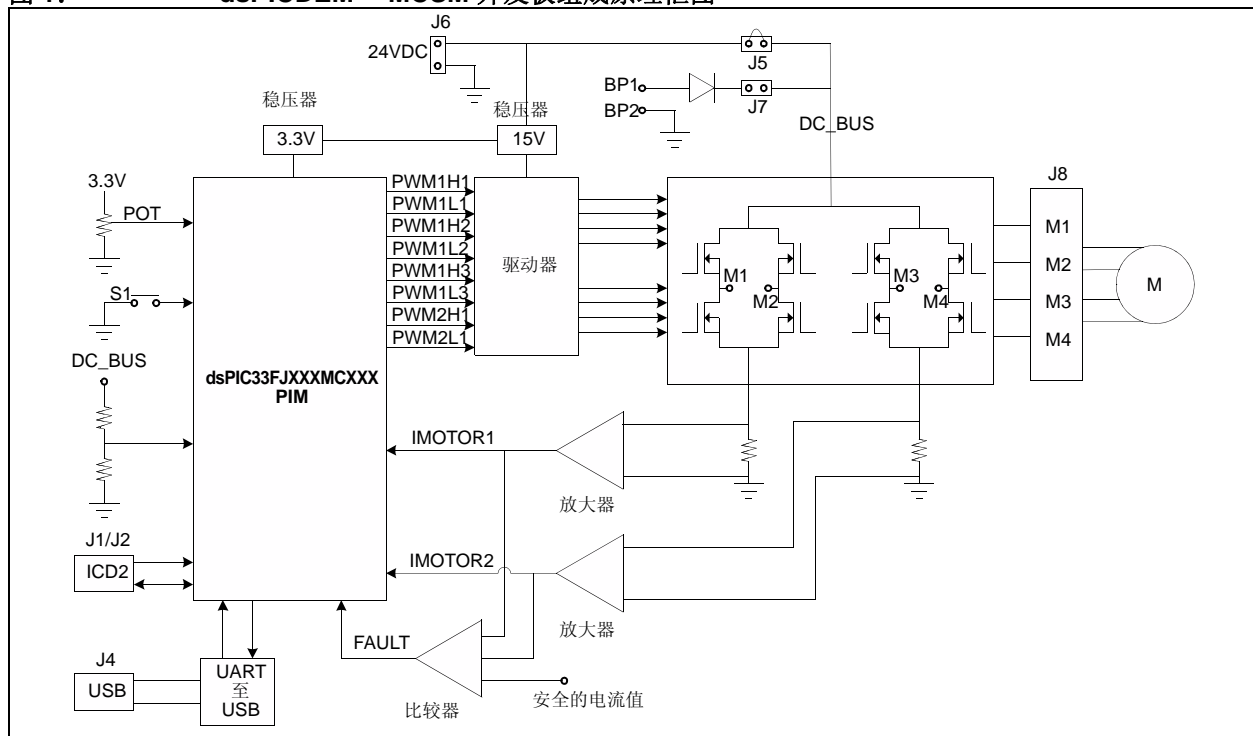
使用 8 个 PWM 通道 (其中 6 个引脚属于 PWM1 模块, 2 个引脚属于 PWM2 模块) 即可实现步进电机所有的控制模式, 无论是单极性或双极性, 全步或微步, 开环或闭环, 而且无需外部跳线或复杂的逻辑电路。

本应用笔记中使用了 dsPICDEM[™] MCSM 开发板工具包 (DV330022)。该工具包包括 dsPICDEM MCSM 开发板、步进电机、供电电源和接插模块 (Plug-in Module, PIM)。硬件拓扑结构非常简单, 仅包括 dsPIC[®] DSC、驱动器 and 两个 H 桥电路。双 H 桥中的每个 MOSFET 由一路 PWM 信号进行控制。dsPIC DSC 中功能强大的 PWM 模块拥有 4 组 PWM 对, 皆可实现独立或互补控制模式, 其中每一个引脚都具有额外的改写功能, 这使得功率 MOSFET 的控制更为灵活。

dsPIC DSC 用于在电流闭环控制中实现高速微步控制。为达到这一目的, 需要使用比电机额定值更高的电压对绕组进行驱动以强制绕组电流快速变化。为实现较高的电压要求, 需要较高的 PWM 频率和同步 ADC 功能以实现快速以及准确的电流控制。由于一微步的时间同一个 PWM 周期一样短暂, 因此还需快速的定时器和高速处理功能。dsPIC DSC 可完全满足这些要求。

dsPICDEM MCSM 开发板设计为驱动电压可达 80V, 因此可适用于多种步进电机和控制算法。由于绕组所加电压较电机额定值更高, 因此需要使用一个快速反应的电流控制器。选择使用 40 kHz 的 PWM 频率以实现尽可能短的反应时间。例如, 使用 80V 对相电阻为 2.3 欧姆以及相电感为 4 mH 的步进电机进行驱动时, 电流达到额定电流 1.4A 时仅需 70 微秒, 即采用 100% 占空比时仅需三个 PWM 周期。使用 24V 电压驱动时, 需经过 10 个 PWM 周期 (250 微秒) 才能使电流达到 1.4A。

图 1: dsPICDEM[™] MCSM 开发板组成原理框图



控制拓扑概述

本应用笔记对步进电机控制的几种工作模式进行了讨论。以下对本应用笔记中使用的控制方法进行了汇总，在代码中可通过简单定义进行选择或实时控制时通过DMCI进行选择：

- 开环 —— 固定电压
- 开环 —— 固定电流
- 闭环电流控制

这些方法将在电机绕组中产生不同的电压波形。本应用笔记中实现的不同步距选项为：

- 整步距模式（1/1 步）
- 半步距模式（1/2 步）
- 微步距：
 - 1/4 步距
 - 1/8 步距
 - 1/16 步距
 - 1/32 步距
 - 1/64 步距

本应用笔记中还实现了不同的续流模式，可与任何控制模式以及任何步距模式（整步距、半步距或微步距）配合使用。可选择的续流模式为：

- 固定续流模式，可配置为缓慢或快速续流模式
- 交替续流模式，结合了缓慢和快速续流模式

在本应用笔记的后续部分对续流模式进行了详细介绍。

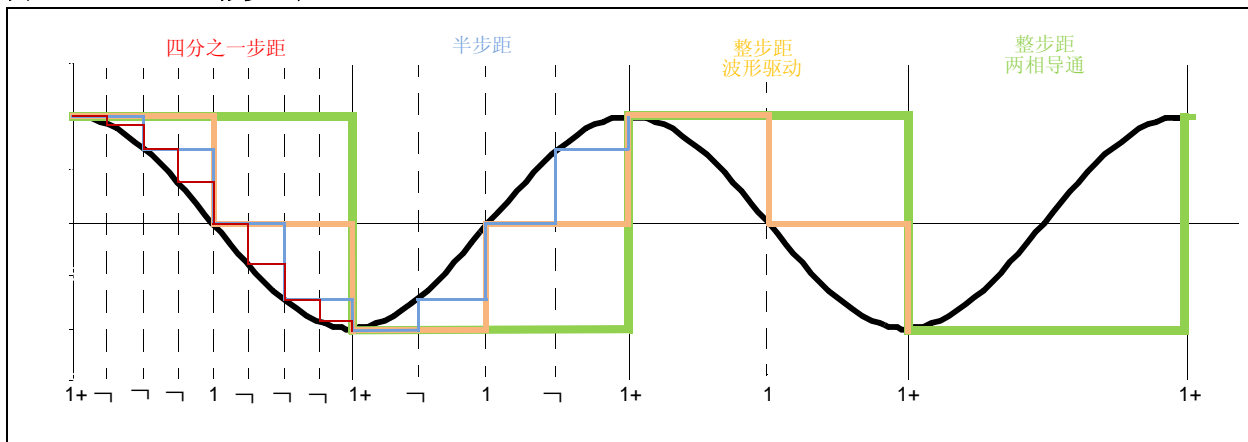
全步距、半步距和微步距

对于需要较高位置精度，低振动和低噪声的应用场合，步进电机绕组理想的驱动电压波形是正弦波。对于两相步进电机，可使用相位互差 90 度的正弦波电压驱动两相绕组。

通过改变正弦模式下驱动电压波形的分布可以实现各种不同的步距控制方式。整步距是最大的步距，包括一个正弦周期中的 90 度。半步距表示整步距的一半，其他依次类推。微步距用来增加转子位置精度和减少电机运行时的振动和噪声。通常来说，微步距值为 1/32 时即可实现最佳性能。超过这一值通常不会使位置精度得到显著改善，尽管运行噪声可能会减小。在这里，电机电感和驱动电压具有关键作用。降低电机电感或增加驱动电压将实现更小的微步距控制和更好的位置精度。

图 2 给出了一个根据余弦规律构成的包含有期望电流或电压值的步距细分表。根据期望的微步距大小，x 轴被等间距分隔。本应用笔记中使用微步距分辨率为 1/64，因此一个周期内具有 256 个点。然而，在软件实现中，一个余弦周期被划分为 1024 个点。如果需要，这将使得微步距精度轻易提高到 1/256。这些时间段的任何余弦值都存储在查找表中，并可在需要时以任何期望精度重构原有余弦波形。根据余弦函数的性质，我们可仅将函数第一象限的值存放在查找表中（256 个值，1/4 周期），而其他三个象限的值可据此重构。

图 2: 微步距产生



取决于不同的运行控制模式，微步距表中的值具体含义也不同。如果控制模式为开环电压控制，则表中的值表征加载到每一个绕组两端的期望电压值。如果操作模式是闭环电流控制，则微步距表中的值表征电流给定值。上述两种情况下，表中数据都通过采用最大允许电压或电流进行适当的标么化处理。

图 3 显示了闭环电流控制中用于产生整步距的电压和电流波形。图中矩形波形表征给定电压。幅值较大的信号代表根据给定电压产生的电流。

图 4 中显示了微步距操作。请注意，其中的给定电压波形比图 3 中的情况具有更多的阶梯等级。这是因为采用了 $1/4$ 微步距。

图 3: 整步模式下的相电压和相电流

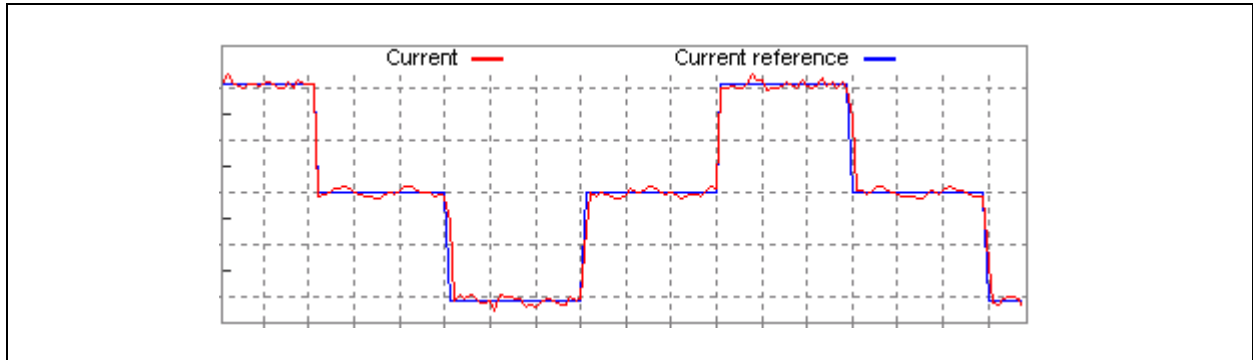
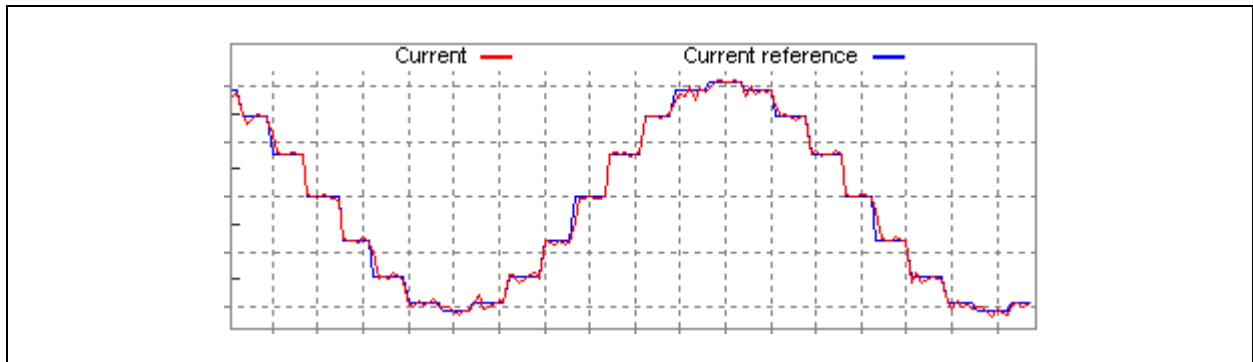


图 4: 采用 $1/4$ 步距的微步距运行



AN1307

用户可通过改变 `stepSize` 变量值来改变微步距。该变量的取值范围为 0 至 6，可表征的微步距等级如表 1 所示。

表 1: 步距模式

stepSize 值	步距模式	每周期内的步数
0	整步	4
1	半步	8
2	1/4 步	16
3	1/8 步	32
4	1/16 步	64
5	1/32 步	128
6	1/64 步	256

注意，当 `stepSize` 变量值增加时，微步距的值也增加。

当工作于整步距模式 (`stepSize = 0`) 时，通过设置 `fullStepMode` 变量可选择两种不同模式实现电机驱动：

- **FULLSTEP_WAVE_DRIVE**: 采用这种模式时，任意时刻只有一相导通。当 `fullStepMode` 变量设置为 **FULLSTEP_WAVE_DRIVE** 时可启用该模式。
- **FULLSTEP_TWO_PHASE_ON**: 采用这种模式时，总有两相导通，但是每两步极性将会改变。当变量 `fullStepMode` 设置为 **FULLSTEP_TWO_PHASE_ON** 时将启用该模式。

图 5: 波形驱动模式的电流

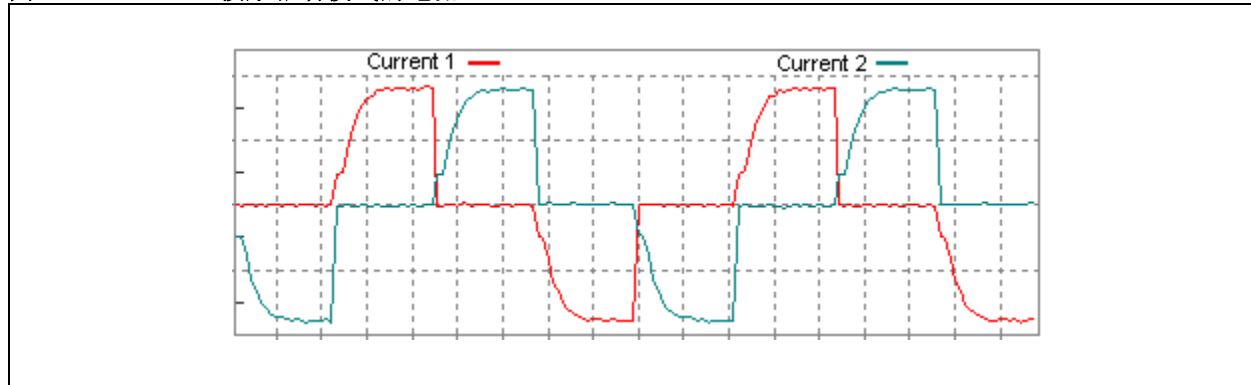
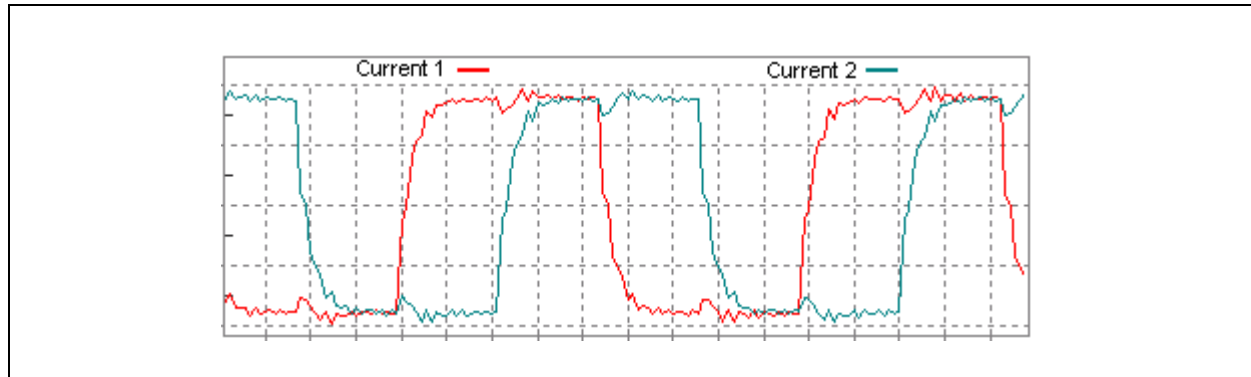


图 6: 两相导通模式的电流



开环控制方法

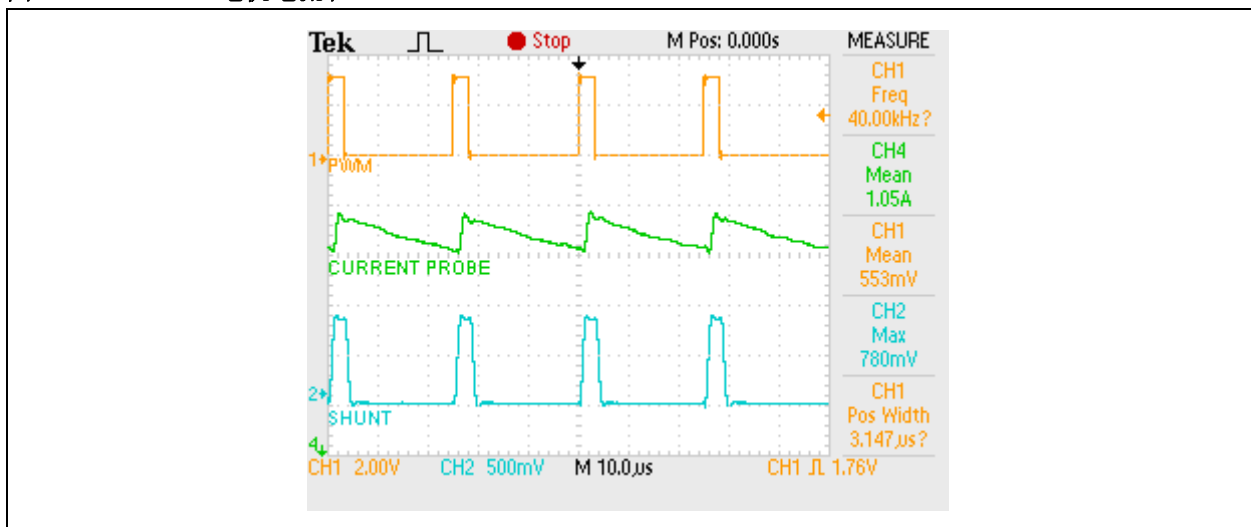
本应用笔记中实现了两种开环控制方法。一种是固定电压控制，该方法将不会根据反馈值对 PWM 占空比进行调节，因此是一种开环控制方法。第二种控制方法是固定电流控制。这种方法中，每四个整步距（一个正弦波周期）即对占空比进行校正，以达到期望的电流幅值设定点。以下部分将对这两种方法进行介绍。

固定电压控制

在经典电压控制中，绕组上加载电机额定电压。当使用幅值更高的电源时，例如 24V，需要采用斩波器通过脉宽调制（Pulse Width Modulation, PWM）的方法获取电机额定电压。

正如电机制造商所给出的说明，步进电机应能在额定电流条件下进行可靠工作。电机额定电压则根据该电流和绕组电阻来确定。然而，电机绕组两端的电压可能更高，只要电流总是保持为额定值或更小的值。如图 1 所示，电机连接到两个 H 桥，供电电压为 24V，并采用 PWM 信号进行驱动。通过仔细选择 PWM 占空比，将产生额定电流条件下驱动电机的合适平均电压，如图 7 所示。

图 7: 电机电流和 PWM



本应用笔记中通过选择合适的 PWM 占空比产生期望电压的方法实现固定电压控制。微步距操作同样适用于开环电压控制。如果特定应用中要求低噪声运行，那么开环电压控制下的微步距运行将是最佳的选择。

图 8 显示了开环电压控制下的实际结果。如图中红色线所表示，电流的增加取决于电压幅值；然而，由于没有施加电流控制，因此电流波形不是很理想。根据该图可知，在半步距模式中，每转有 8 步。

标志 `uGF.controlMode` 用于控制模式选择。如果该标志值为 `FIXED_VOLTAGE`，所选择的控制方式为固定电压控制模式。

固定电流控制

当使用固定电压控制模式时，使用额定电压对电机进行驱动，因此在固定时间内可使电流从零上升到额定值。当电机运行于一定速度时，电流上升时间取决于电机电感和驱动电压，此时线圈中的电流将不会以足够快的速度上升到额定值，从而导致转矩失控。上述情况将导致系统需要较高转速运行时出现问题。

随着电机转速升高，步距时间变得越来越小，电流幅值也随之下降，直至最终出现转子堵转现象。要克服这一问题，最简单的解决方法是随着电机转速的升高增加电机驱动电压，这样可获得与电机额定电流相同的最大电流幅值，从而有效扩展电机最大转矩 / 转速范围。

图 9 显示了固定电压控制时的电压和电流波形。图中电压幅值较低，实测电流缓慢上升直至电压跌落。由于电机电流远不足以达到期望的幅值，因此电机转矩较小。

图 8: 半步距运行时的开环电压控制

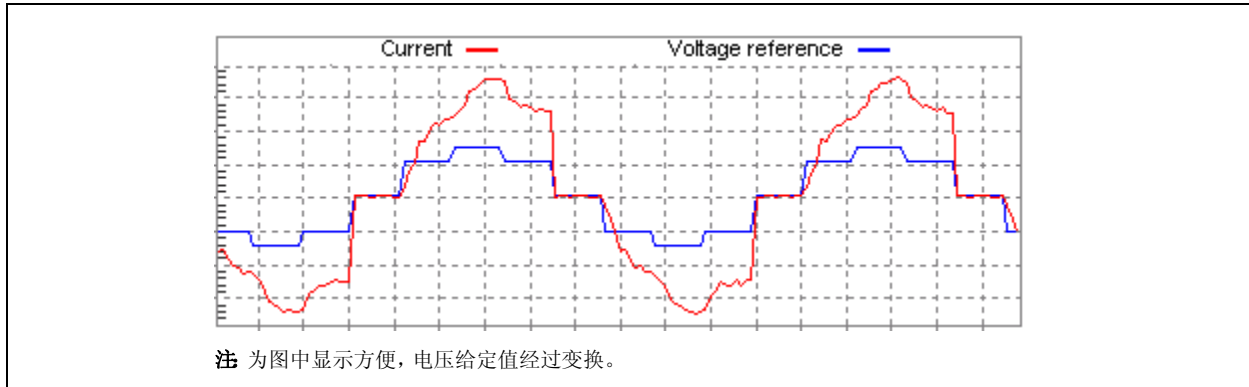
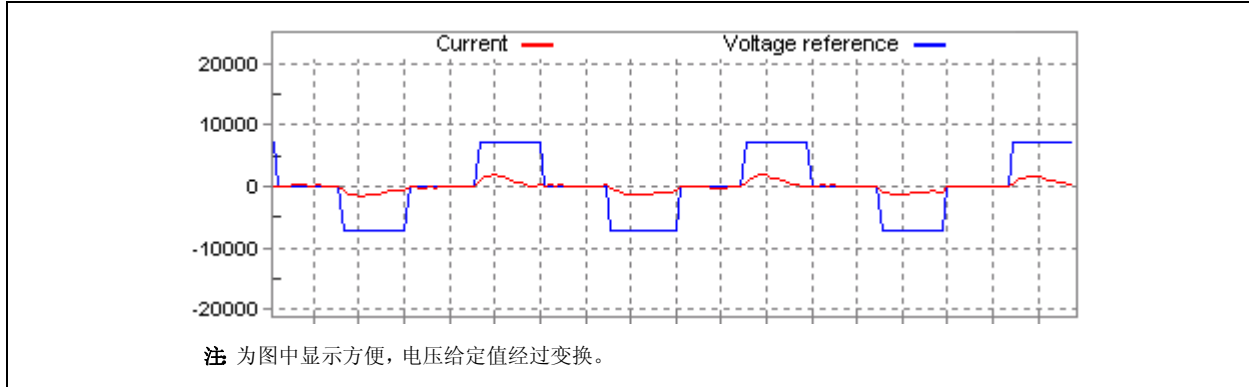
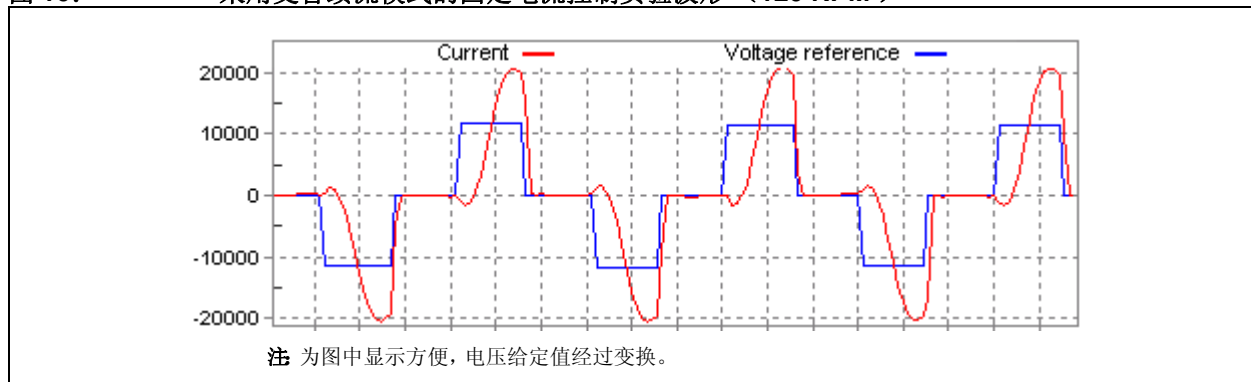


图 9: 采用交替续流模式的固定电压控制实验波形 (120 RPM)



另一方面，图 10 中显示了通过施加更高电压实现更高幅值电流控制的情况。这种模式下，仅控制电流幅值，没有对波形或相位进行控制。

图 10: 采用交替续流模式的固定电流控制实验波形（120 RPM）



采用了简易闭环控制来实现电流幅值控制。在一个完整的正弦波周期内对电机两个绕组内的最大电流幅值进行采样。如果最大电流幅值低于期望值，通过调节 PWM 占空比来逐渐增加驱动电压直至达到期望电流幅值。如果电流过高，则减少占空比，但不会小于对应于额定电机电压时的占空比初始值。

只要驱动电压高于电机额定电压，该方法能提供比常规开环方法更宽的转速范围。使用这一控制方法的另一个好处是针对不同电机无需重新整定参数。只要起始电压产生的电流小于期望值，控制算法就将增加电压直至达到期望的电流幅值。

通过将 `uGF.controlMode` 标志设置为 `FIXED_CURRENT` 即选择此控制模式。

续流模式

例如在斩波电路中，当 PWM 调制使某个电机绕组关断时，该绕组中的电流开始续流直至到达零值或绕组重新开始通电。续流时电流衰减的速率取决于这一特定时刻 H 桥的配置。电流续流时不同的衰减方法被称为续流模式。

本应用笔记中将对两种不同的续流模式进行讨论：

- 快速续流：该模式在未导通绕组的电压反向时被激活，会导致电流快速下降，因此被称为快速续流模式。
- 缓慢续流模式：该模式在电机绕组短接时被激活。由于电流下降速度较慢，因此绕组所加载的电压为零。

本应用笔记中，这两种模式分别采用了两种不同的应用方式：

- 固定续流：任意时刻控制器只采用了六种续流模式中的一种时，用户才可以选择这一选项。建议在缓慢续流模式中选择这种配置。
- 交替续流：控制器选择使用了两种续流模式，并在适当时间在两种续流模式之间交替切换。

快速续流

快速续流模式中，当电流流经电机绕组且所有 MOSFET 都处于关断状态时，则该绕组上的电压等于负供电电压和两个续流二极管上的压降之和，如图 11 所示。续流电流的衰减速率可通过使用相应 MOSFET 短接电路中的一个或两个二极管来稍加调整。然而，线圈上所加的反向电压将不会发生显著变化，这是因为二极管两端的压降（1V）远小于供电电压（24V）。而且，使用这种方法的优点是在 MOSFET 导通之前，流经 MOSFET 内二极管的续流电流持续时间非常短暂。MOSFET 具有较低的通态电阻，因此导通功耗也较小，这对于降低系统总功耗是有利的。

快速续流模式的另一个优点是电流反馈电路较为简单，这是因为任何时刻电机电流都可通过检流电阻方便测出。当电机绕组加载驱动电压时，电流为正。当电流在快速续流模式下下降时，电流将变负，这是因为此时绕组两端的电压反向。所以，任意时刻都可通过检流电阻测量出电流。

图 11: 快速续流时的电流流向

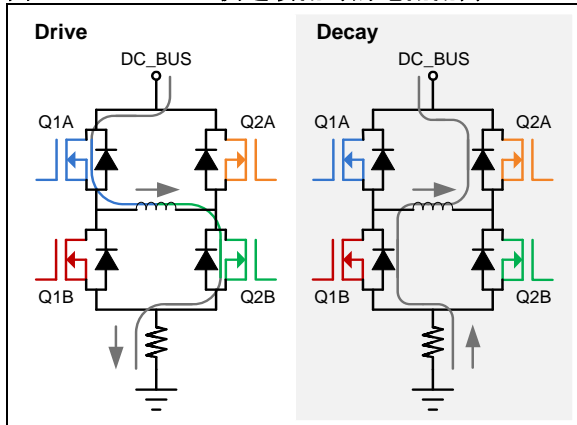


图 13: 快速续流时的 (反向) 电流流向

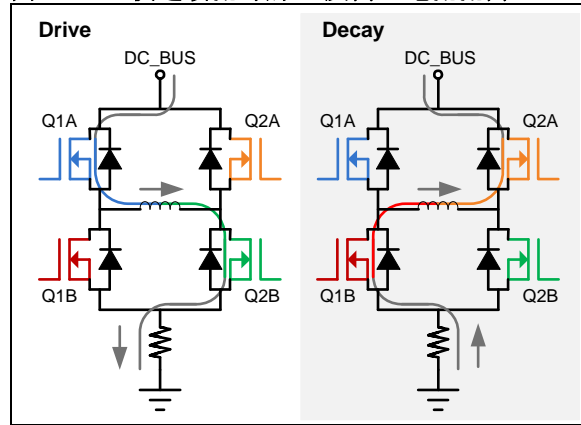


图 12: 快速续流时的 PWM 时序图

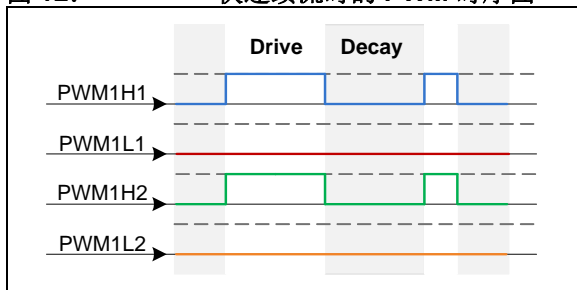


图 14: 快速续流 (反向) 模式下 PWM 时序图

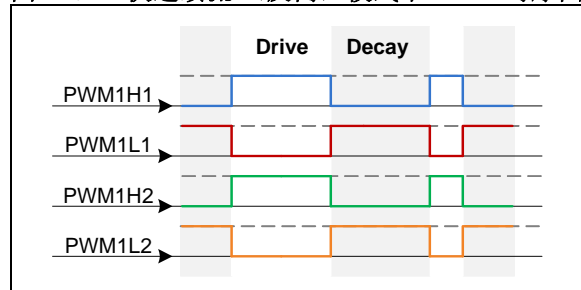


表 2: 快速续流时的驱动信号

MOSFET	驱动信号	值
Q1A	PWM1H1	PWM
Q1B	PWM1L1	0
Q2B	PWM1H2	PWM
Q2A	PWM1L2	0

表 3: 快速续流 (反向) 驱动信号

MOSFET	驱动信号	值
Q1A	PWM1H1	PWM
Q1B	PWM1L1	PWM
Q2B	PWM1H2	PWM
Q2A	PWM1L2	PWM

通过轻微改变驱动信号，可实现所谓的反向续流模式。在电流达到零之前，反向续流模式的表现类似快速续流模式。当电流到零时，电流将被强制反向。不过，对于较短暂的续流时间，即使直至电流到达零值，都不会产生问题。如果电流降到零之后仍旧采用反向续流模式，此时将产生负向电流而不是期望的正向电流，反之亦然。在快速续流模式中，反向续流将产生最低的功耗。

可在软件中通过将 `alternateDecay` 变量的初始值改为表 4 所示的定义值来设置快速续流和反向续流模式。

不建议将快速续流模式作为基本续流方式，这是因为快速续流模式时电流下降速率可能比绕组加载电源电压时电流实际上升速率更快。

表 4: 快速续流模式

变量名	初始值	续流期间导通的元件
<code>baseDecay</code>	<code>D_FAST</code>	下桥臂二极管 + 对侧上桥臂二极管
<code>alternateDecay</code>	<code>D_REVERSE</code>	下桥臂 MOSFET + 对侧上桥臂 MOSFET

缓慢续流

使未通电绕组短接将进入缓慢续流模式，这可以通过使其中一个MOSFET在任何时刻保持导通状态来达到（见图 15 中的 Q1A 或 Q2B MOSFET）。电流流过电机绕组、MOSFET 以及对侧桥臂的 MOSFET 或其反并联二极管。如果两个 MOSFET 为 ON（下桥臂或上桥臂），反并联续流二极管被短接，这使得在缓慢续流期间的功耗和电流跌落较小。

图 15: 缓慢续流模式下桥臂 MOSFET 电流流向

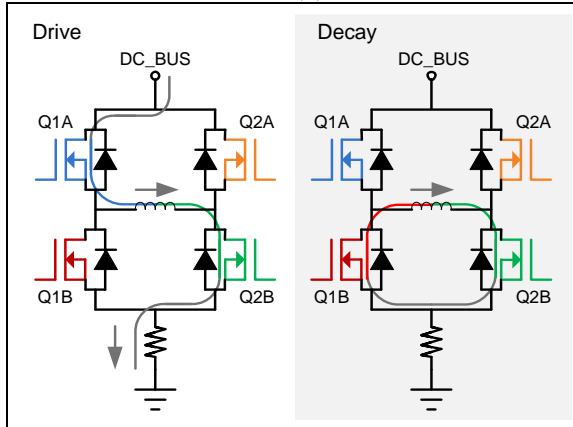


图 16: 缓慢续流模式下桥臂 MOSFET PWM 时序图

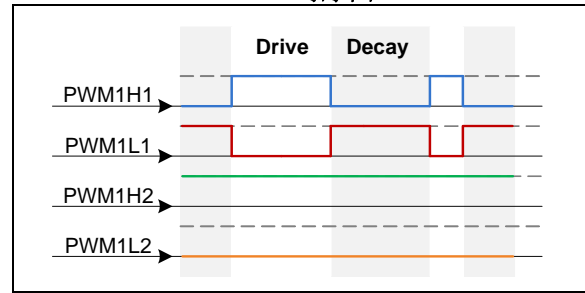


表 5: 缓慢续流模式下桥臂 MOSFET 驱动信号

MOSFET	驱动信号	值
Q1A	PWM1H1	PWM
Q1B	PWM1L1	PWM
Q2B	PWM1H2	1
Q2A	PWM1L2	0

取决于续流期间哪个 MOSFET 保持导通状态，软件中存在几种缓慢续流模式可供选择。当采取自举驱动方式时，建议使用的缓慢续流模式是下桥臂 MOSFET 再流通模式。使用这种模式有助于用于上桥臂 MOSFET 驱动自举电容达到充满电的状态。如果自举电容放电，则上桥臂 MOSFET 不能被导通。附录 B 列举了所有的缓慢续流模式，包括电流流路径、时序图和驱动信号。表 6 对所有缓慢续流模式进行了汇总。

表 6: 缓慢续流模式

变量名	初始值	续流期间导通的元件
baseDecay alternateDecay	D_SLOW_L_DIODE	下桥臂二极管 + 对侧下桥臂 MOSFET
	D_SLOW_H_DIODE	上桥臂 MOSFET + 对侧上桥臂二极管
	D_SLOW_L_MOSFET	下桥臂 MOSFET + 对侧下桥臂 MOSFET
	D_SLOW_H_MOSFET	上桥臂 MOSFET + 对侧上桥臂 MOSFET

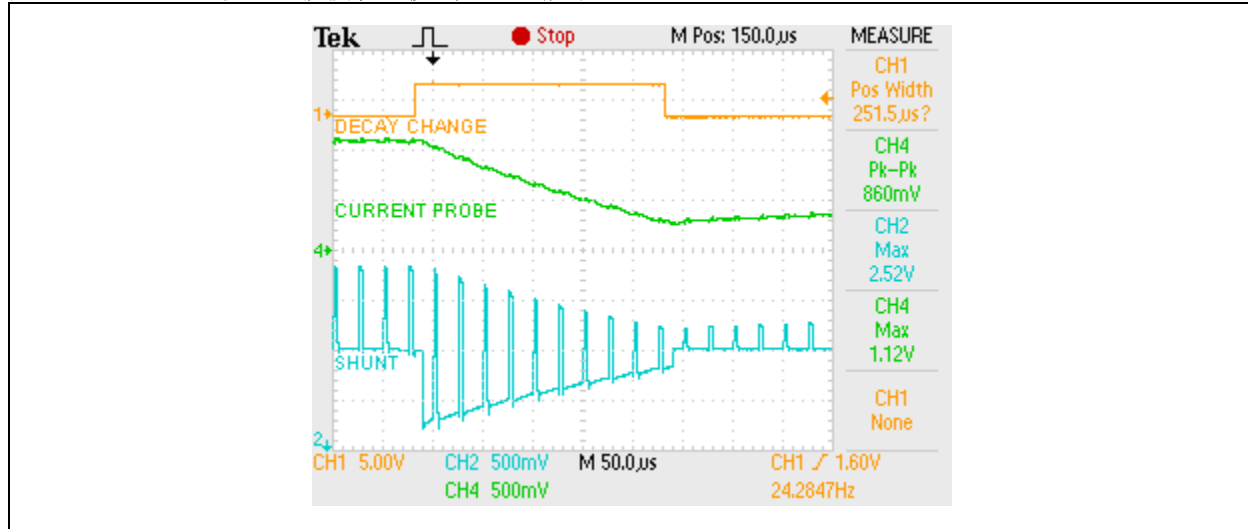
AN1307

在缓慢续流模式中，不能使用检流电阻电路进行电流检测。这是因为，在缓慢续流模式中电流将在电机绕组和 MOSFET 和二极管中流通而不流经检流电阻。

图 17 显示了从缓慢续流模式（下桥臂 MOSFET 再导通）变换到快速续流模式时电流测量信号是如何变化的。从缓慢续流模式到快速续流模式的变换发生在上桥臂驱动信号的高电平时刻。图中下部信号曲线表征流经

检流电阻的电流，该电流与 PWM 高电平时间相对应。绕组通电时流经检流电阻的电流为正表明是 PWM 的高电平时刻（Q1A 和 Q2B 开关处于 ON），为负则表明处于快速续流模式。图中中间信号曲线表征使用电流探头测出的电机实际电机电流信号。从中可见，在缓慢续流模式中（当上桥臂驱动信号为低电平）绕组未驱动导通时的电流为零。

图 17: 快速和缓慢续流模式的电流信号



混合续流模式

在本应用笔记中，使用续流模式的方法有两种。第一种是固定续流，即用户选择了一种续流模式（快速和缓慢等）并在所有时刻不再改变。第二种选择是交替续流，即在驱动步进电机时混合使用两种续流模式。表 7 显示了对于任何一种续流工作模式应使用哪些标志和变量值。

固定续流

如前所述，在固定续流中，电机运行时仅使用一种续流模式。如果配置下桥臂 MOSFET 作为续流管，则建议采用缓慢续流模式。

交替续流

对于所有的续流模式，问题是如何以及何时应使用这些模式。缓慢续流模式使得电机运行噪声较小并适用于相对较低转速，但随着电机转速增加以及期望电流急剧降落，缓慢续流模式不再能使绕组电流跟踪上述曲线。尽管运行于快速续流模式的噪声较大，但该模式能够实现更佳电流减速率控制。

图 18 中的两幅图显示了固定续流（采用缓慢续流）和交替续流（使用快速和缓慢续流）的差异。在交替续流模式（右图）中，仅当电流减小时使用快速续流。快速续流模式仅在电流下降时使用，持续时间仅持续至电流达到期望值为止。

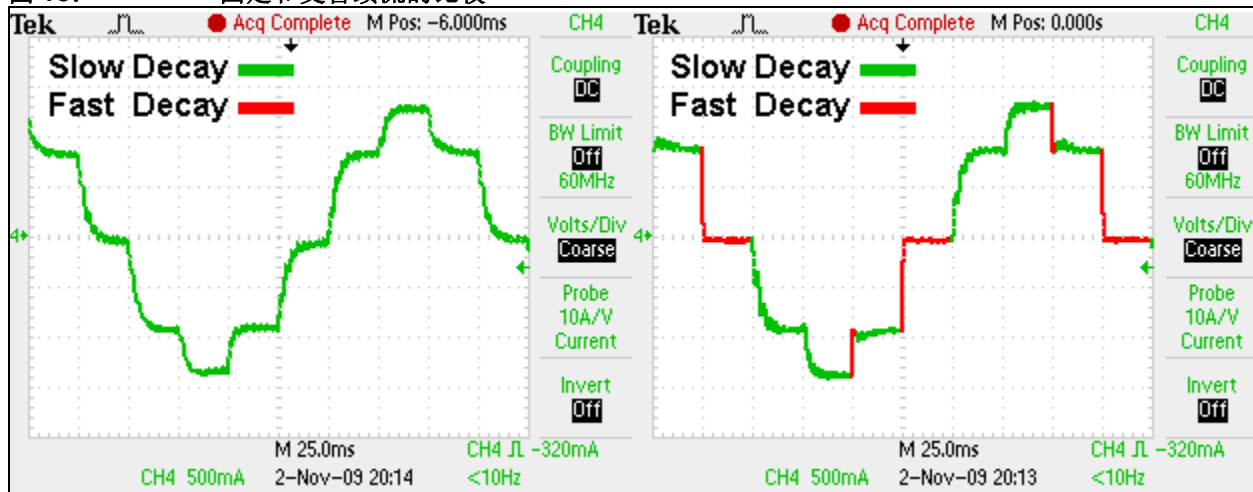
电机高速运行时，交替续流模式具有优势，此时使用缓慢续流则不能实现如开关模式所要求的快速电流下降率。而且，电机 BEMF 将有效阻止电流下降太快。使用快速续流模式可以使电流更快地下降到期望值。当快速续流模式导致续流电流过大或持续时间非常短暂，具有二极管续流的缓慢续流模式可使用的时间更长，这是因为它将强制电流比 MOSFET 续流模式具有更快的衰减速度。

对于每一步距，需要不同的电流下降值，因此需要一个较小或较大的快速续流和缓慢续流持续时间比例，这取决于步距幅度改变程度。如果快速续流模式使用时间不够长，电流下降太慢，则将不能跟踪期望的波形。如果该模式使用时间太长，电流将下降太多，不得不重新上升。这就是为什么快速续流（或交替续流）持续周期数必须与电流幅度下降成正比的原因。由于电机反电势将在绕组中产生电流，如果期望电流为零时，建议使绕组处于快速续流模式。这是一种使电流降为零的有效且快速的方法。

表 7: 续流模式组合

标志	值	说明
uGF.decayMode	FIXED_DECAY	仅使用一种续流模式: baseDecay。
	ALTERNATE_DECAY	交替使用两种续流模式: baseDecay 和 alternateDecay。

图 18: 固定和交替续流的比较



AN1307

电流测量

全桥配置中的电流测量存在一些技术上的挑战。毕竟，检测电阻位于地和下桥臂 MOSFET 之间，这意味着除非 DC_BUS 和接地之间有一条通路，否则将不会有电流通过该检测电阻。这条通路可由上下对角桥臂 MOSFET 构成或它们关断时的其内部反并联二极管构成。

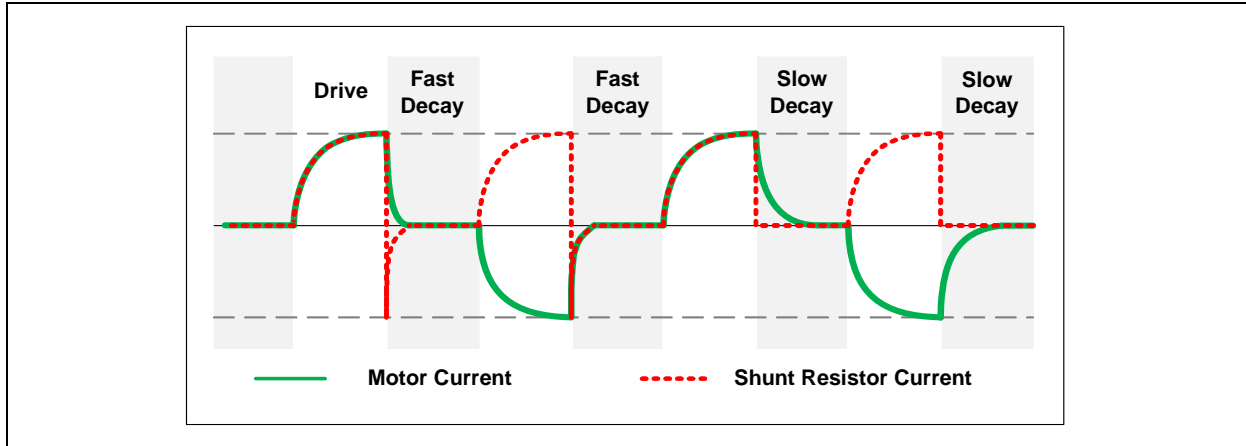
当电机绕组加载驱动电压时，通过检测电阻的电流总是正的，而不管电机绕组中电流的流向为何。当绕组处于

快速续流模式时，流经检测电阻的电流将是负的。在所有缓慢续流模式中，没有电流流经检测电阻。

图 19 显示了整步距驱动时快速和缓慢续流模式下流经检流电阻的典型电流波形。简便起见，我们首先假设此时没有采用 PWM 调制，而是采用直接将 DC 电压加载到绕组上。

存在的技术挑战是如何根据检流电阻测量数据来重构真实的电机电流。当采用 PWM 调制方式替代 DC 电压时，图 19 中显示的步距模式重新以一个更小刻度的方式给出，在每一步距中存在几个时间段，如图 20 所示。

图 19: DC 模式下绕组电流与检测电阻中的电流波形



在闭环控制模式中，PI 控制器经常在缓慢续流和快速续流模式之间进行快速切换，如图 20 和图 21 所示。在这种情况下，PWM1H1 和 PWM1H2 驱动绕组电流以正向流动。PWM1L1 和 PWM1L2 驱动绕组电流负向流动，但是只要绕组电流为正，这对于快速续流模式都是相同的。PWM1H1 和 PWM1L2 信号控制 H 桥的上桥臂 MOSFET。由于采用使用下桥臂 MOSFET 进行续流的缓慢续流模式，PWM1L1/PWM1H2 信号和 PWM1H1/PWM1L2 分别具有互补关系。

每当 PWM1H1 为高电平时，整个供电电源 DC 电压将加载到绕组上且电流将增加。当 PWM 信号为高电平时，该电流才流经检测电阻。当 PWM1L2 为高电平时，相同的 DC 电压加载到绕组两端，但极性相反。这将使得绕组处于快速续流模式，并使检测电阻中的电流为负，但在幅值上与绕组中的实际电流相等。当这两路 PWM 信号都为低电平时，与其互补的 PWM 引脚则输出高电平对 H 桥的下桥臂 MOSFET 进行驱动；因此，绕组处于缓慢续流模式且以 MOSFET 作为续流通路，此时检测电阻上将不流过电流。

图 20: 采用闭环电流控制时流经检测电阻的电流波形

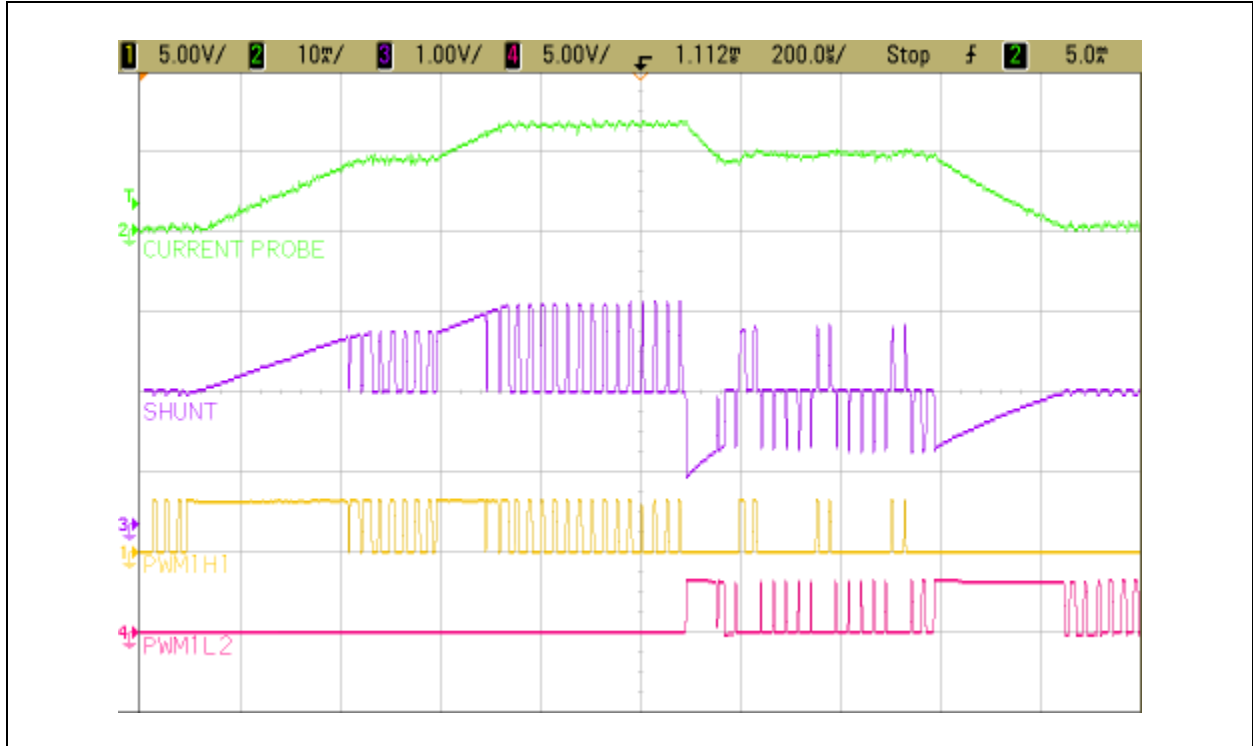
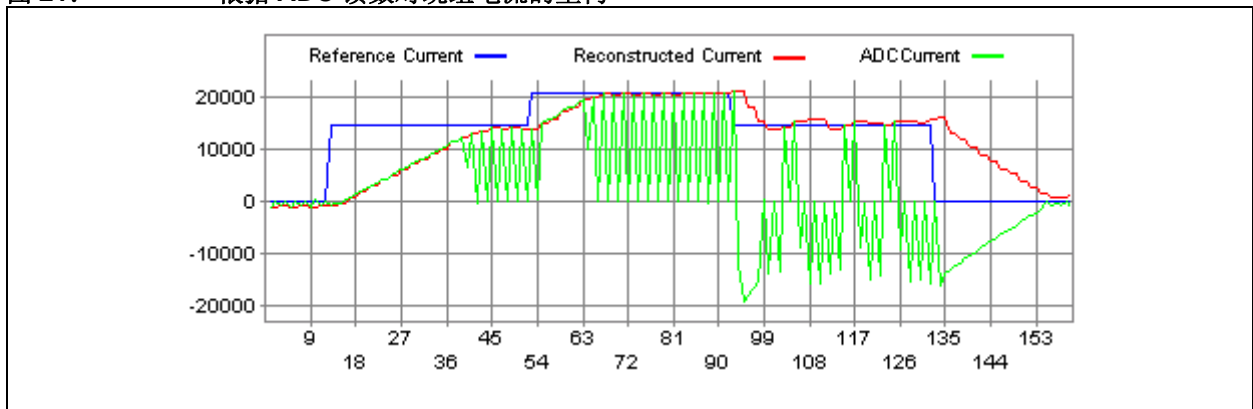


图 21: 根据 ADC 读数对绕组电流的重构



ADC 在每个 PWM 周期内对检流电阻上流经的电流进行两次读取，一次在脉冲有效电平时（PWMxHx 为高电平），一次在脉冲无效电平时（PWMxLx 为高电平）。将所有这些高幅度峰值正确连接起来，可在软件中重构实际绕组电流。通过监控绕组以哪个方向进行驱动，重构的电流变量值将仅在适当时刻进行更新。如果驱动方向为正，则电流值在脉冲有效电平进行更新；而驱动方向为负，则在脉冲无效电平进行更新。标志 setDir1HW 决定绕组 1 的驱动方向。

对于较小的占空比，绕组电流将不具有足够的时间对检流电阻、滤波电容和放大电路进行激励，因此从 ADC 读出的数据也不正确。使得 ADC 读数可靠的最小 PWM 脉冲宽度大约为 1.75 μs。在 40 kHz 的 PWM 频率时，对应占空比为 7%。所有小于该值的占空比都被设定为 7%。开环模式中通常需要较低占空比的电流值仍旧通过 PI 控制器并正确控制续流模式来获得。

闭环 PI 电流控制

使用了两个比例积分（PI）控制器分别对两个绕组中的电流进行控制。为获得尽可能的最佳效果，需要采取理论手段来确保任何电机配置条件下都能简便整定参数。只要知晓电机参数，例如电阻、电感和额定电流，就参数整定而言，建立系统以运行不同电机就不是件难事。

PI 控制器

步进电机具有两个绕组，因此需要使用两个 PI 控制器，分别对每个绕组进行控制。

公式 1: 电机绕组电压方程

$$V \cdot u = R \cdot i + L \frac{di}{dt}$$

L = 电机电感
R = 电机电阻
V = DC 电压
i = 电机电流瞬时值
u = PWM 占空比

公式 2: 电机传递函数

$$\frac{i(s)}{u(s)} = H_M(s) = \frac{V}{L \cdot s + R} = \frac{V/R}{L/R \cdot s + 1}$$

公式 3: 连续 PI 控制器

$$H_{PI}(s) = K \cdot \frac{L/R \cdot s + 1}{s}$$

s = Laplace 算子
K = 连续控制器增益

为对电机传递函数极点进行补偿并获得零稳态误差，选择使用经典 PI 控制器结构。通过对公式 3 进行 Tustin 离散化处理，可获得公式 4 所示公式：

公式 4: 离散 PI 控制器

$$\frac{u(z)}{\varepsilon(z)} = H_{PI}(z) = G \cdot \frac{p_1 \cdot z - p_2}{z - 1}$$

$$p_1 = L + R \cdot T/2$$

$$p_2 = L - R \cdot T/2$$

$$T = 25 \mu s$$

$$G = K/R$$

ε = 电流误差

u = 电压输出

z = z 变换算子

p₁, p₂ = 离散控制器参数

T = 控制器采样时间

G = 控制器离散增益

整个系统的闭环传递函数如公式 5 所示。作为一个一阶系统，系统阶跃响应上升时间大约为系统时间常数的三倍。通过选择期望的响应时间，可计算连续控制器的增益值。根据公式 6，可计算出离散控制器增益值。对于离散增益，使用了数值为 4 的乘数因子以避免溢出并使定点运算实现更高的精度。

公式 5: 闭环传递函数

$$H_0 = \frac{H_M \cdot H_{PI}}{1 + H_M \cdot H_{PI}} = \frac{1}{\frac{R}{K \cdot V} \cdot s + 1}$$

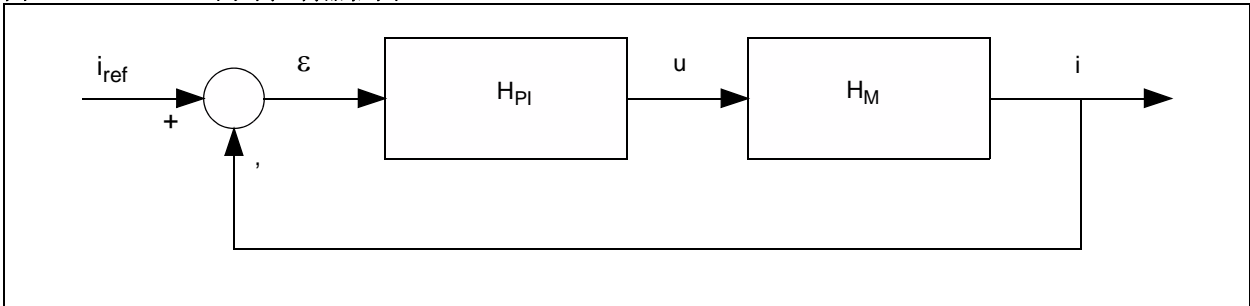
公式 6: 固定点离散增益的实现

$$3 \frac{R}{K \cdot V} = 70 \mu s$$

$$G_0 = 4 \cdot K / R$$

G_0 = 定标后的离散增益

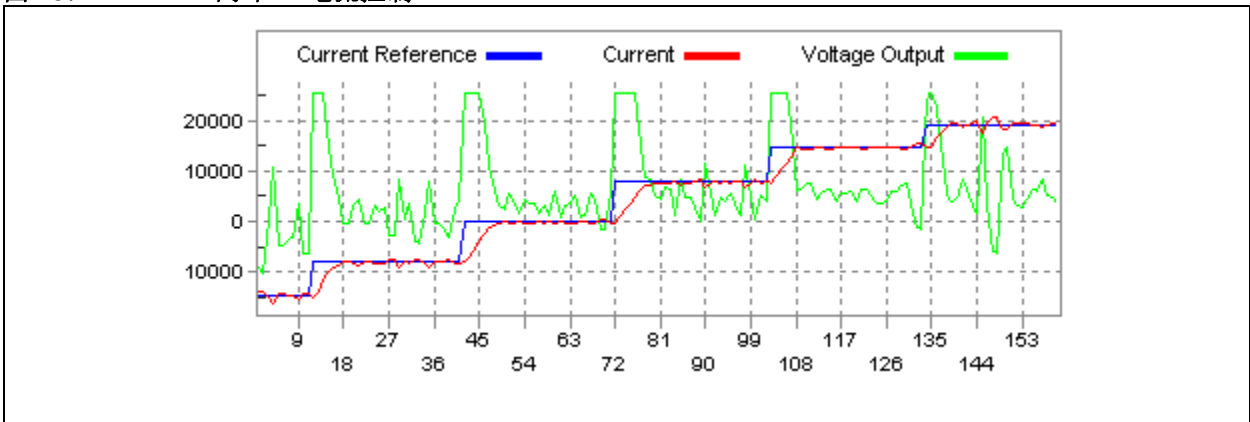
图 22: 闭环控制器框图



在本应用中，选择 $70 \mu s$ 作为期望上升时间。闭环系统的阶跃响应曲线如图 23 所示。由于增益值较高，控制器效果明显。最大电压限制为 DC 电压值 $24V$ 。只能在最后一个脉冲对 PI 参数设定的正确上升时间进行测量，此时电压输出并未受到限制。可计数 6 个周期，即 $12.5 \mu s$

一个周期，总共 $75 \mu s$ ，这与期望时间值十分相近。在所有其他情况下，当输出电压受到限制时，上升时间将变得 longer，这是因为需要比 DC_BUS 更高的电压来实现设定的上升时间。

图 23: 闭环 PI 电流控制



抗积分饱和

对控制器输出的限制将导致累加器出现积分饱和现象。控制器输出进入饱和，但PI积分累加器将保持计数并增加直至最终出现饱和。当误差从饱和区返回时，累加器值将远远高出对应于这一特定误差的正常值，因此系统响应变得较为缓慢。为了避免出现这一现象，还需对累加器进行补偿。要实现这一补偿，在公式8中加入了另一个增益，称为抗饱和增益。实际（饱和）输出和累加器值之间的差值乘以这一增益，且在随后下一个累加器计算周期内减去。

公式 7: 离散控制器实现

$$acc_{k+1} = G_0 \cdot p_1 \cdot \varepsilon_{k+1} - G_0 \cdot p_2 \cdot \varepsilon_k + acc_k$$

$$u_{k+1} = -24V \leq acc_{k+1} \leq 24V$$

acc = 积分累加器

u = 输出电压

ε = 电流误差

p_1, p_2 = 离散控制器参数

acc_k, ε_k = 前一周期的值

$acc_{k+1}, \varepsilon_{k+1}$ = 当前周期的值

公式 8: 抗饱和和PI控制器

$$acc_{k+1} = G_0 \cdot P_1 \cdot \varepsilon_{k+1} - G_0 \cdot P_2 \cdot \varepsilon_k + acc_k - G_w (acc_k - u_k)$$

G_w = 抗饱和增益

相位超前

通过改变抗饱和和增益值，将导致控制器性能的不同。对于低转速时，使用较小的增益是有好处的，因为这可使电流尽可能精确地跟踪给定值。转速较高时，当DC_BUS电压不足以使电流跟踪给定值且快速续流模式不足以在一个步距指定时间段内使电流下降到相应位置时，抗饱和增益有助于改变电流相位以使电机切换到更高的转速，否则难以达到。如果保持较低的抗饱和和增益，当电机转速增加时可能导致电机最终发生堵转。

图24和图25是在四分之一步距精度条件下电机转速为840 RPM时获得的。当使用低抗饱和和增益时，图24显示输出电压和期望电流是同相位的。然而，由于电机运行于高速状态，绕组电流将不能跟随给定值。在某个点，电流上升过慢从而导致转子发生制动而不是加速，这是因为定子磁极激磁太晚，在转子转过之后才进行激磁。

图 24: 采用低抗饱和和增益的 1/4 步距电流波形 (840 RPM)

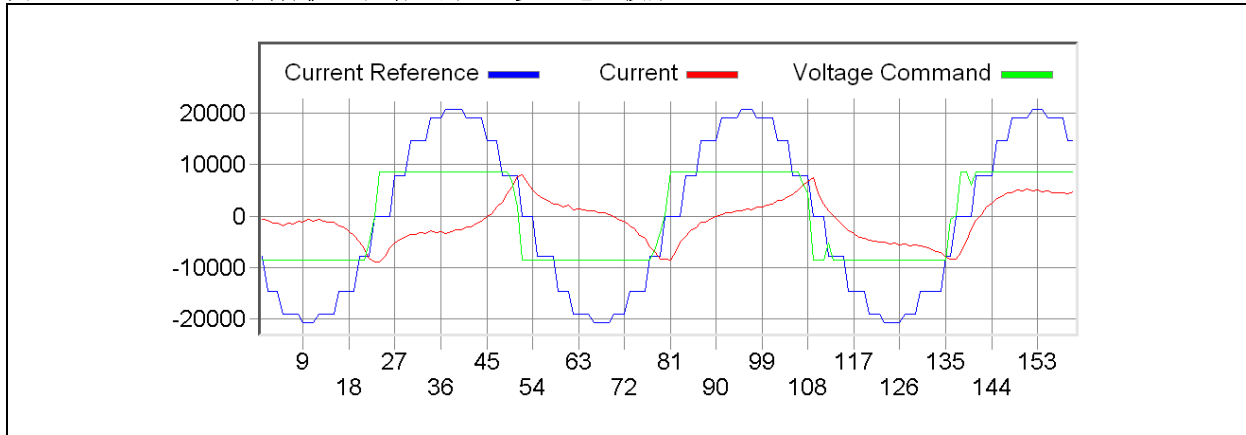


图 25: 采用高抗饱和增益的 1/4 步距电流波形 (840 RPM)

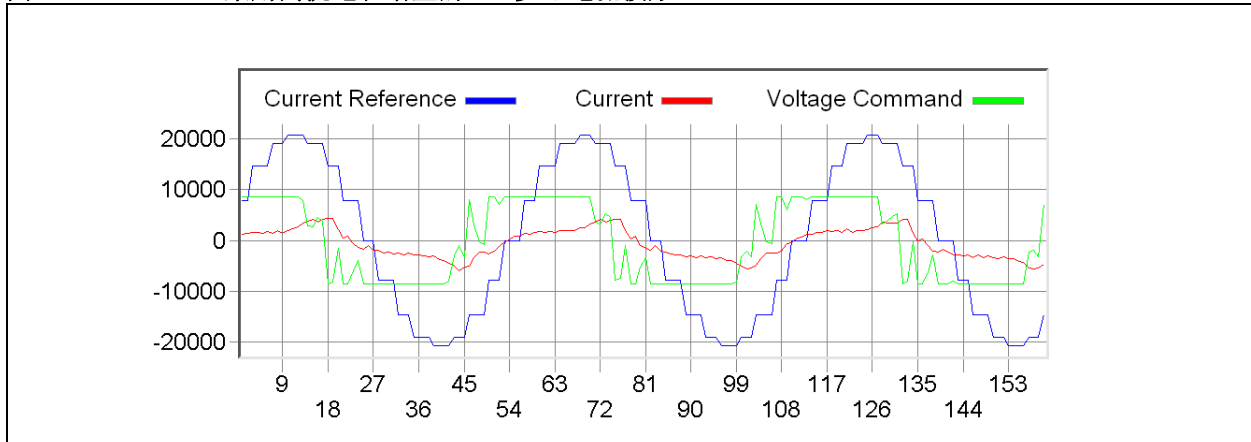
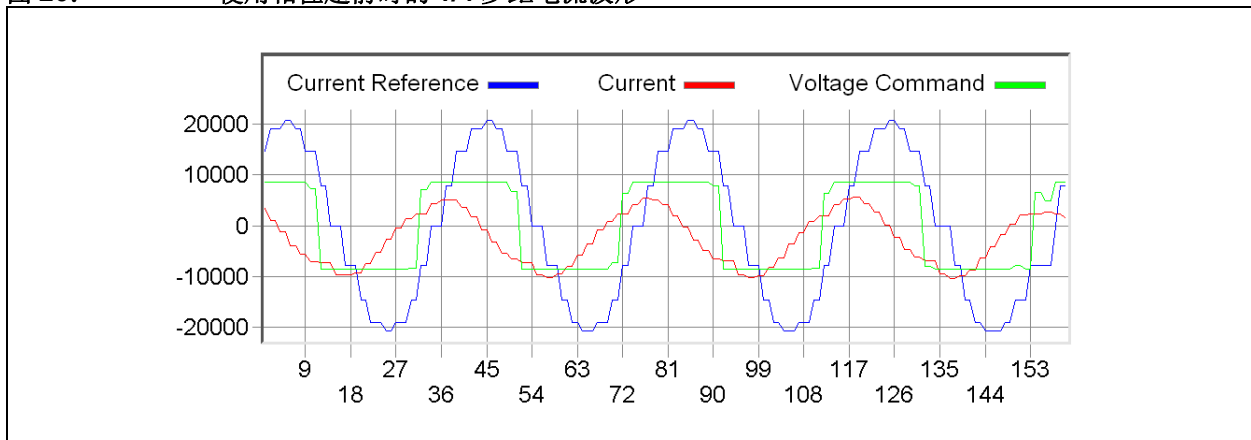


图 25 中，较高的抗饱和增益将强制控制器输出电压更快地退出饱和，并因此使绕组中电流的相位相对于期望电流发生改变。基于这一相位超前的因素，绕组将能在转子磁极达到定子电枢激磁磁极的位置前具有足够的电流上升时间。

当进一步增加转速，电流幅值则保持下降趋势直至最终由于反电势作用而强制改变相位。在这一时刻点，电流幅值将重新开始上升，并在相位超前和反电势共同作用下保持电机运行，如图 26 中所示。2400 RPM 时的电机转矩足以使电机运行在轻载状态下。作为比较，对于同一电机，开环控制模式下能取得的最大转速是大约 200 RPM。

电流波形参考这里起到了非常重要的作用。如果该参考波形越接近于正弦波，电流将能更好地进行跟踪而电机的转矩性能则更佳。在较高转速，最好尽可能使用最小的细分步距以获得最佳的电机转矩。然而，高速时，微步距变化率将比 40 kHz 输出频率更高。dsPIC DSC 器件也可能来不及执行所有这些步距变化，如果这一变化太快的话。基于这些原因，每一微步距的执行时间大约为 20 μs ，这也是最小执行时间，不管使用的微步距精度是多少。这意味着，对于低分辨率模式，最高转速将会更高，如整步距、半步距或四分之一步距，而对高分辨率的微步距模式，最高转速将较低。

图 26: 使用相位超前时的 1/4 步距电流波形



位置控制

开环位置控制是解释步进电机得以使用的主要原因。结合电流闭环控制，可使步进电机的开环位置控制更为精确，同时在高速运行时也更为可靠。不过要达到较高的转速，电机仍需渐进加速以避免转子出现堵转现象。要使电机停止时，也需采用类似的步骤，因此在上述控制过程中使用了电机最大加速和减速速率设置。

根据公式 9 实现了具有可变增益和最大速度限制的经典比例位置控制器。只有在减速速率略小于最大可允许值时才使用固定增益。

当达到期望位置时，电机应立即停止以避免出现位置振荡的现象。由于对电机使用了固定减速速率，位置控制器必须考虑前述因素，并在合适的时刻开始减速，否则会导致来不及。可变增益的使用可以确保电机在最佳点开始减速并快速停止电机。与固定增益方案相比，该控制器退出饱和的速度较慢。

结论

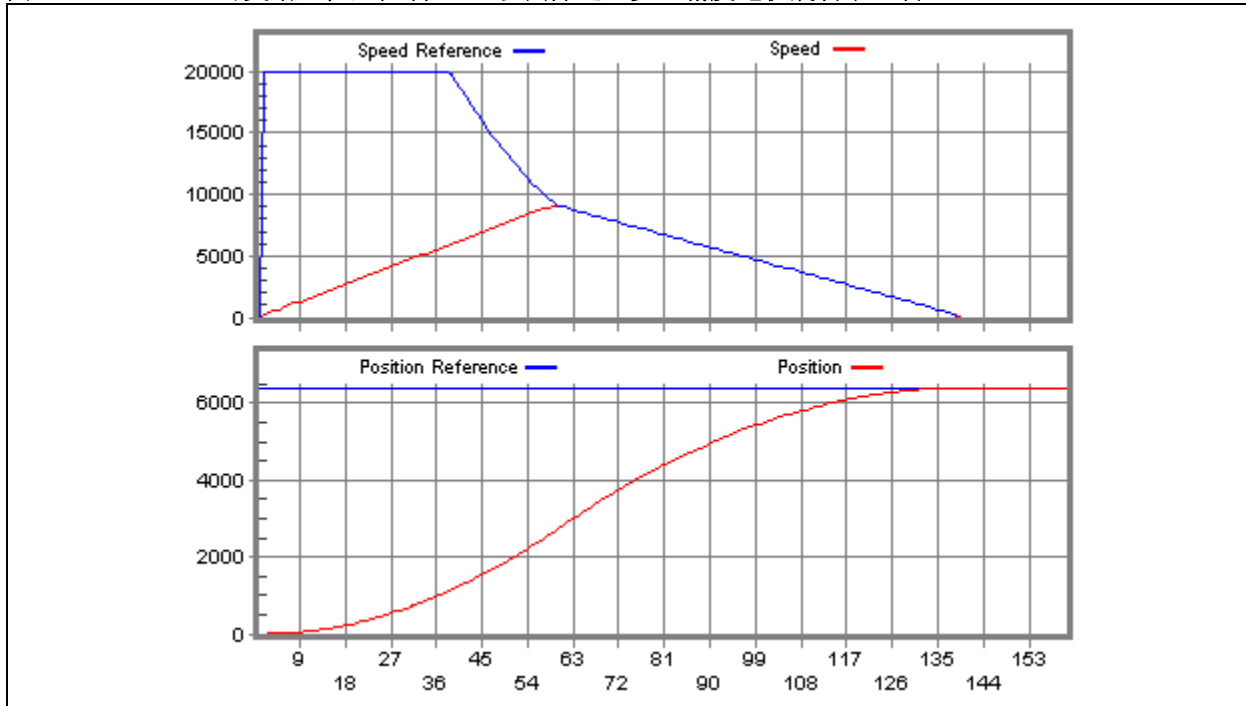
本应用笔记提供了三种不同的方法用以实现步进电机的控制，即固定电压模式、固定电流模式和 PI 闭环控制模式。

在本应用笔记中还介绍了一种使用微步距时每周期产生 1024 个点的方法。根据系统的需求，还对可使步进电机运行于不同状态的几种不同续流模式进行了介绍。

对于软件实现，可从 [Microchip](#) 网站上本应用笔记所在的网页处下载代码。

如果要获得有关所使用硬件工具的详细信息，可参考“*dsPICDEM MCSM Development Board User's Guide*” (DS70610)。

图 27: 可变增益位置控制 —— 以四分之一步距精度电机旋转了 8 转



公式 9: 具有可变增益和最大速度限制的比例 (P) 位置控制器

$$speed_{Ref} = pos_{Gain} \cdot pos_{Err} = \frac{pos_{Fixed_gain} \cdot decelerationRate}{|speed_{Out}|} \cdot pos_{Err}$$

$$speed_{Ref} \leq speed_{Max}$$

附录 A: 软件流程图

图 A-1: 主状态机

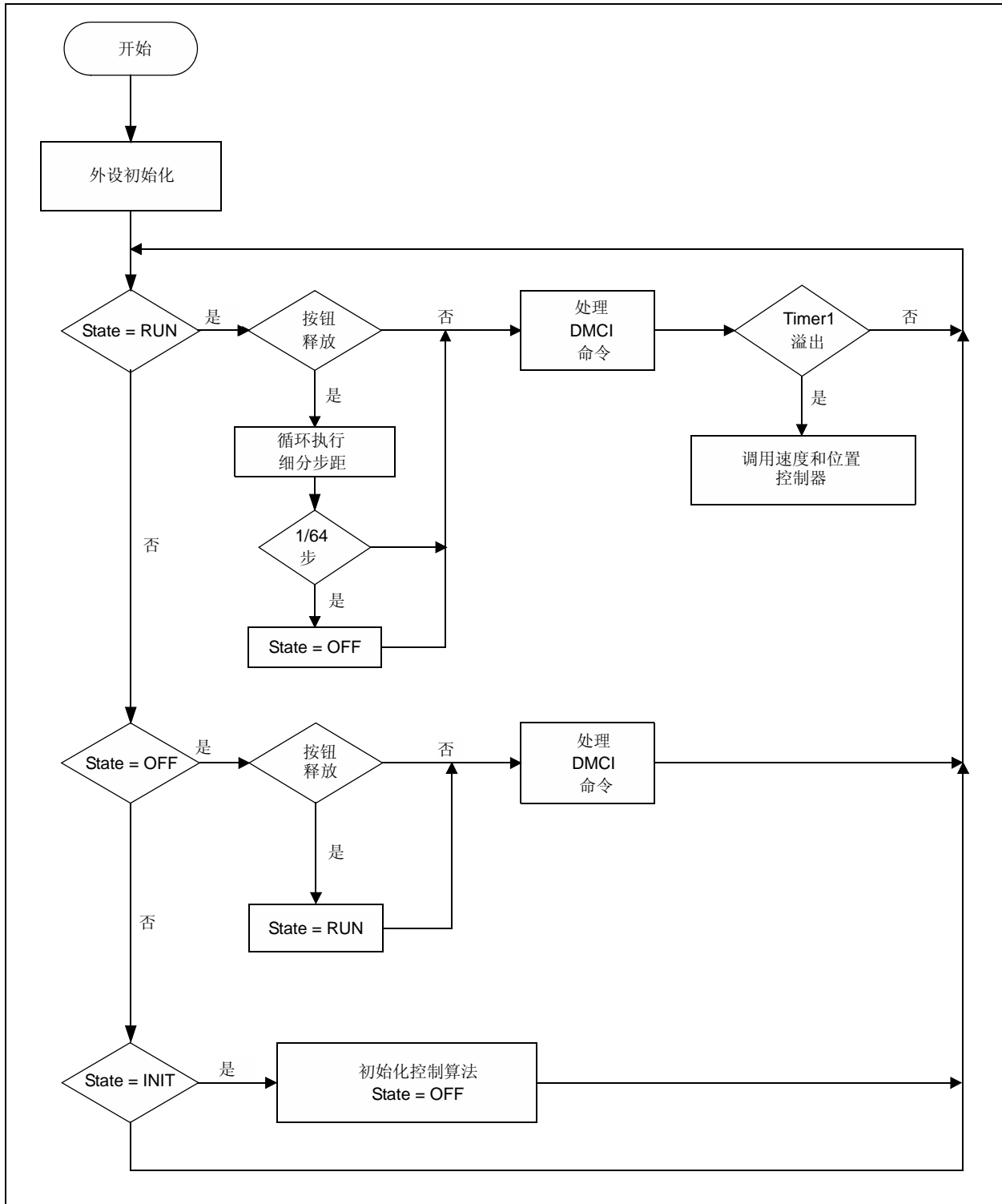


图 A-2: ADC 中断

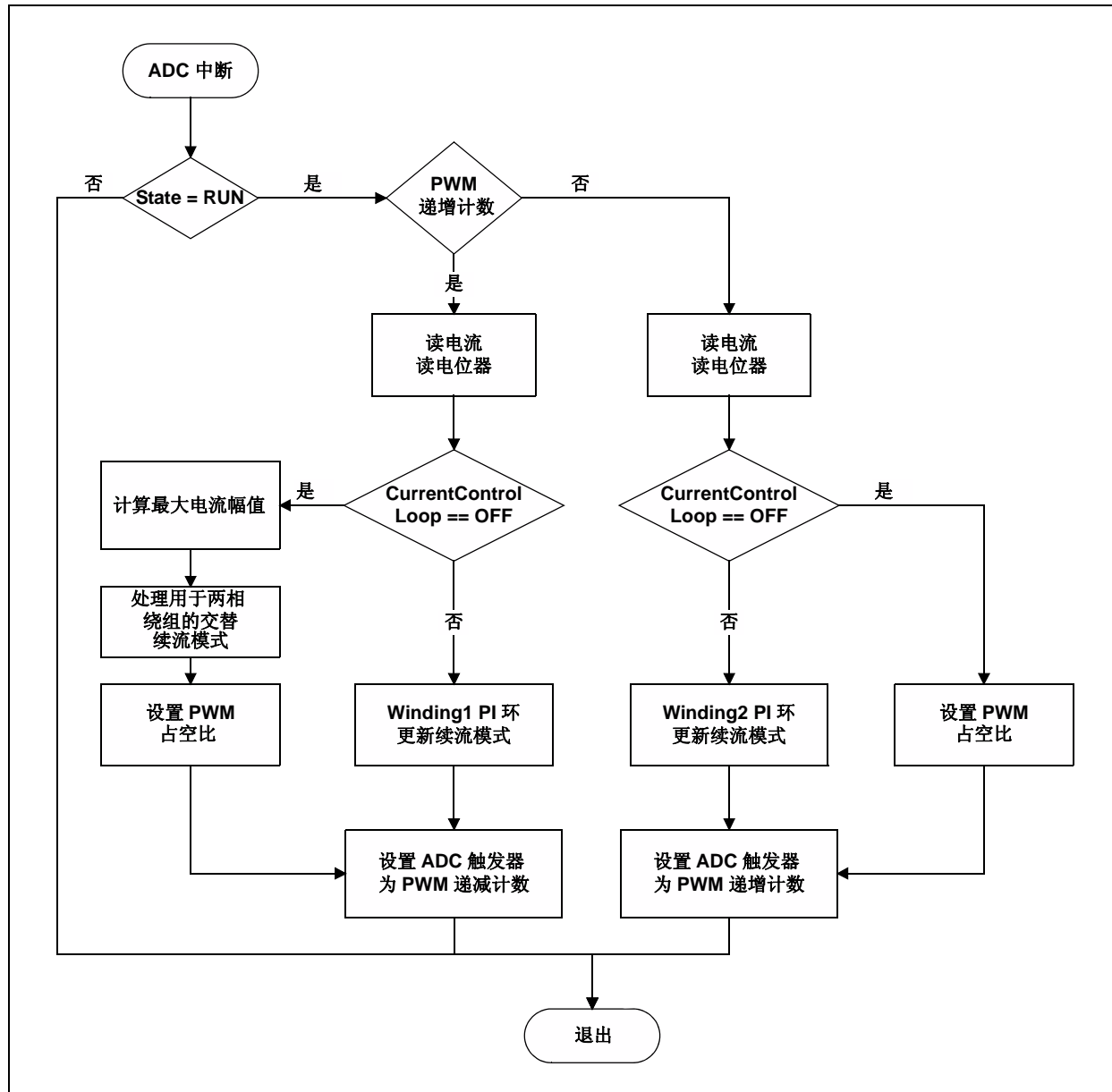
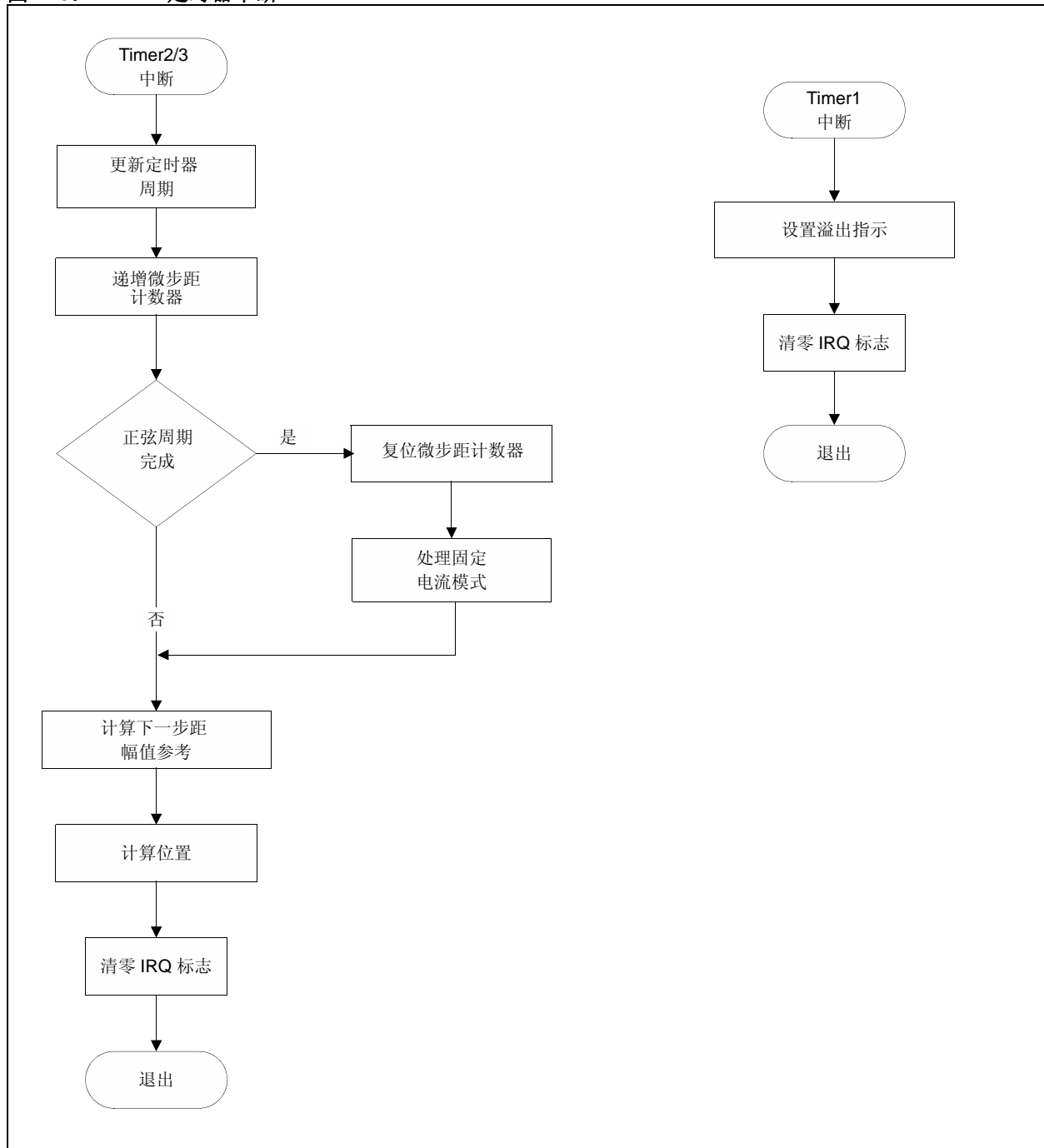


图 A-3: 定时器中断



附录 B: 续流模式

图 B-1: 快速续流

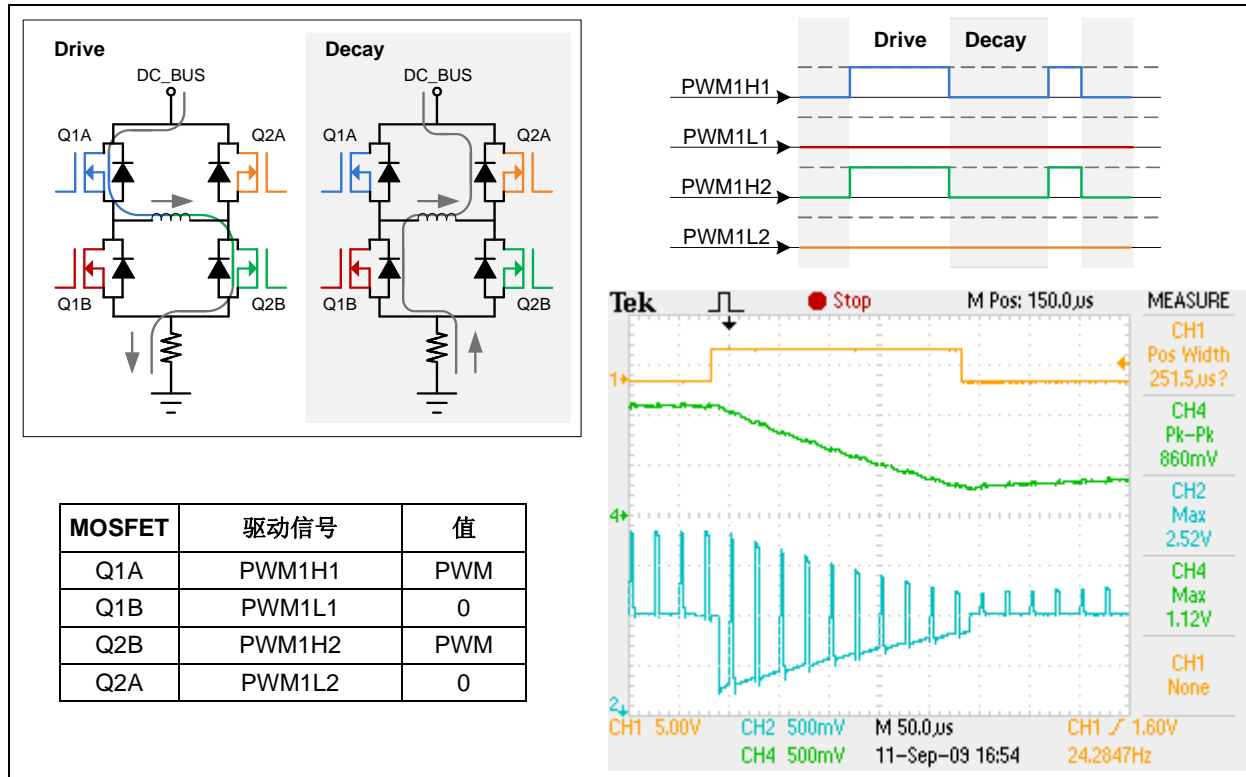


图 B-2: 通过下桥臂二极管实现缓慢续流

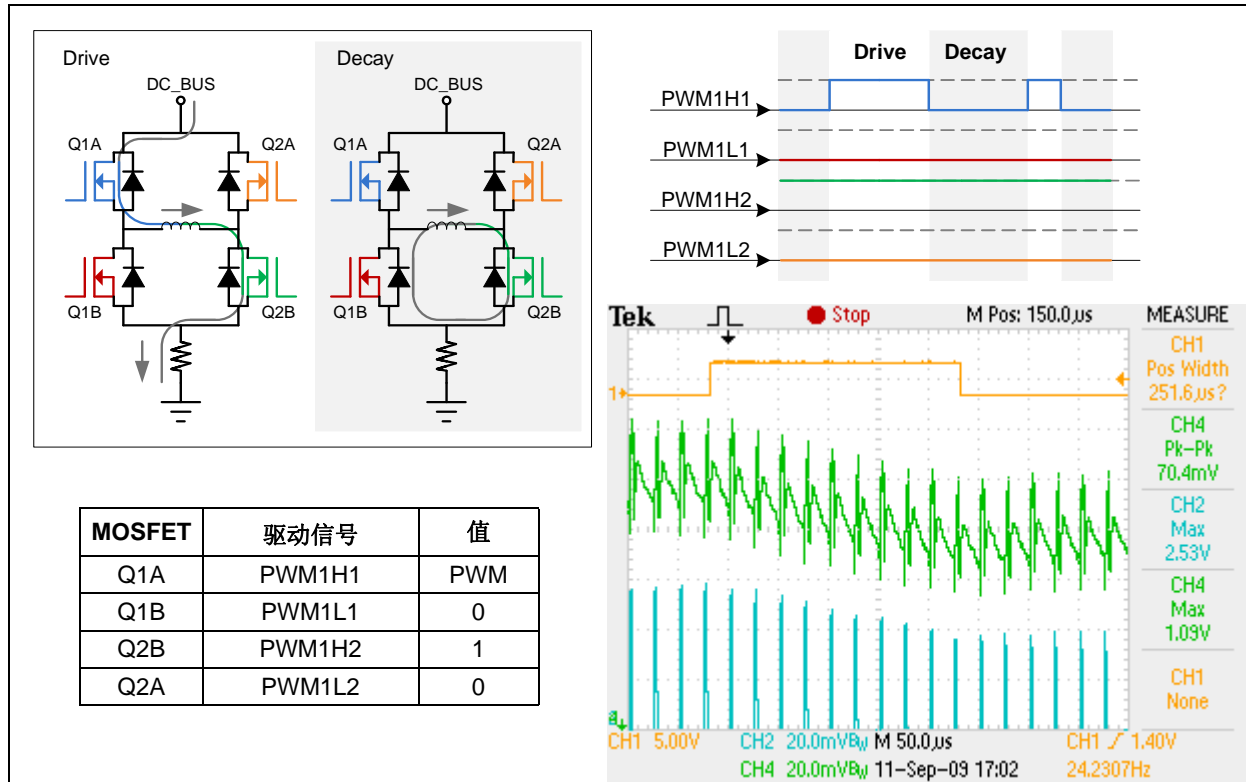


图 B-3: 通过上桥臂二极管实现缓慢续流

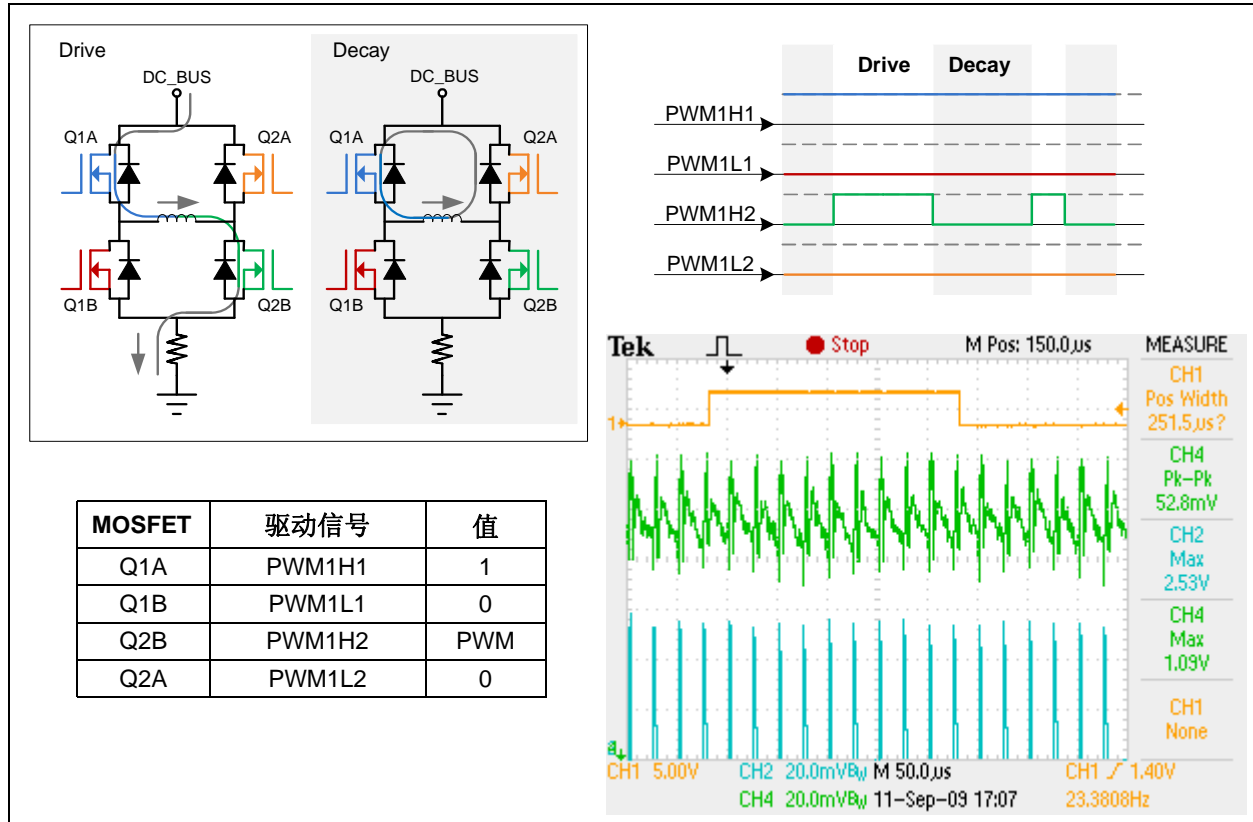
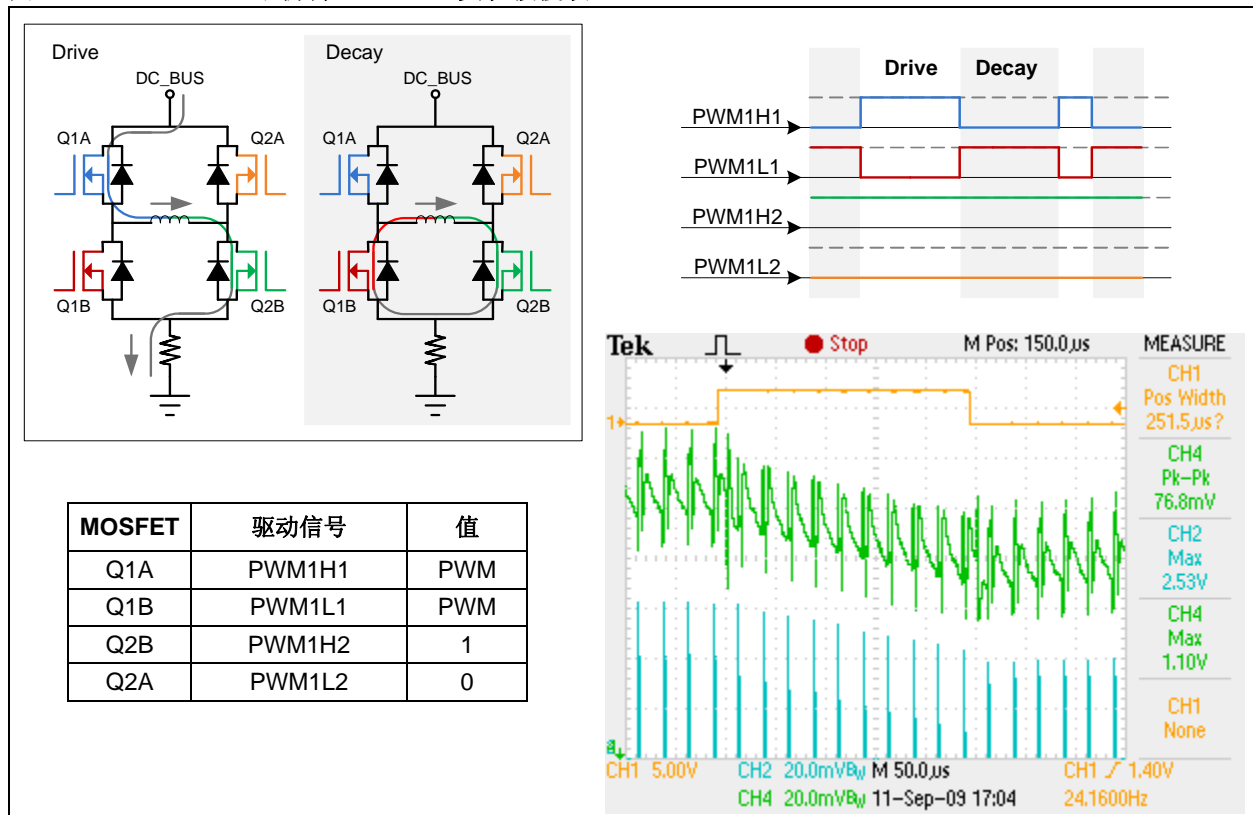


图 B-4: 通过下桥臂 MOSFET 实现缓慢续流



AN1307

图 B-5: 通过上桥臂 MOSFET 实现缓慢续流

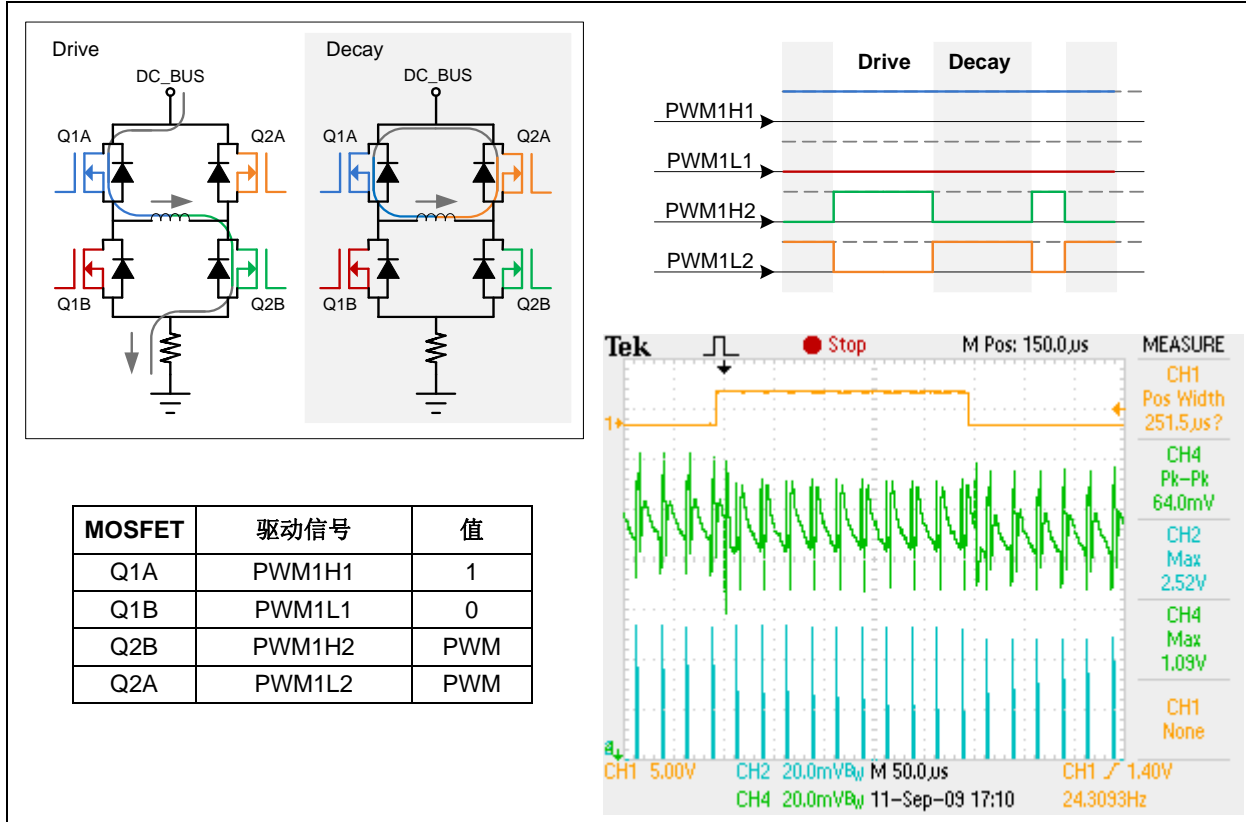
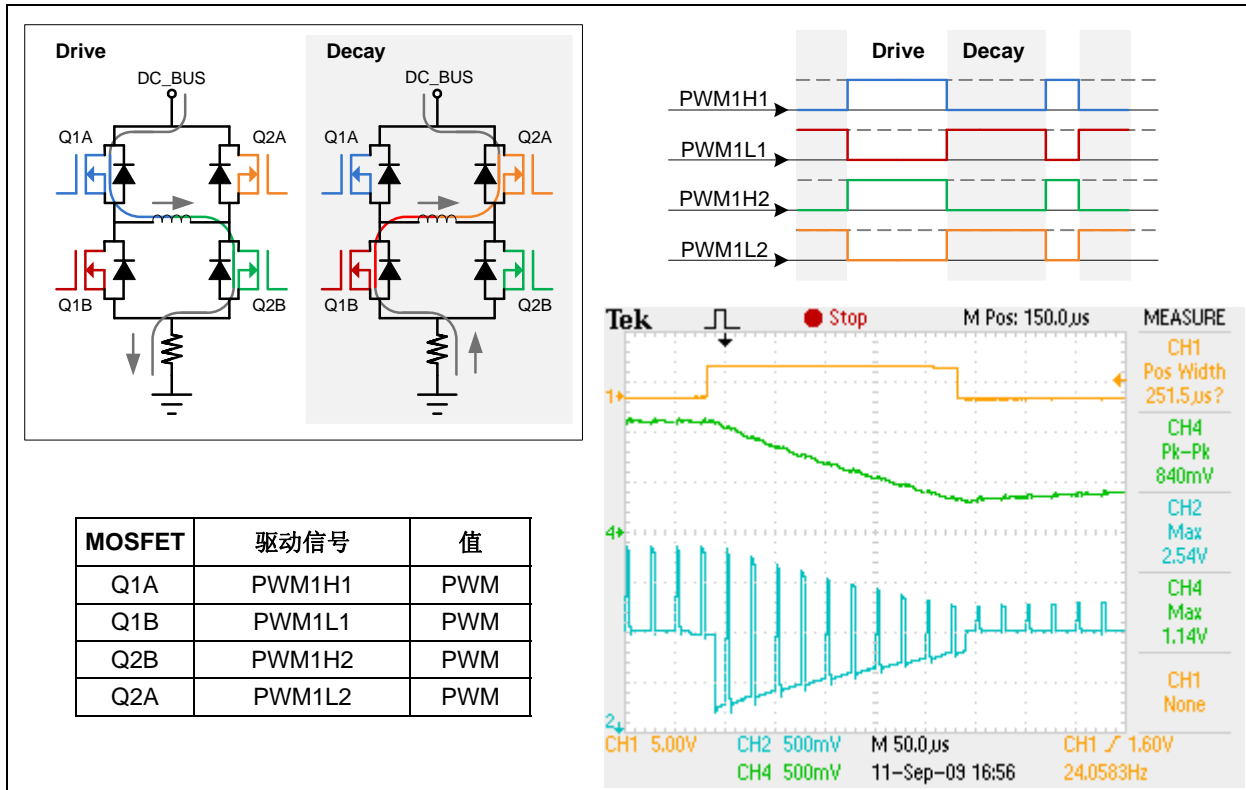


图 B-6: 反向续流



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，是您自身应尽的责任。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、PIC³² 徽标、rfPIC 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、PICtail、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。

© 2010, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-60932-135-2

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 - 重庆

Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500

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 - 西安

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

中国 - 厦门

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

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

亚太地区

台湾地区 - 新竹

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

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: 91-80-3090-4123

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 - Druenen

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