AN1078

PMSM 的无传感器磁场定向控制

作者： *Jorge Zambada 和 Debraj Deb*
Microchip Technology Inc.

简介

设计者根据对环境的需求，希望能不断开拓高级电机控制技术，用以制造节能空调、洗衣机和其他家用电器产品。到目前为止，较为完善的电机控制解决方案通常仅用作专门用途。然而，新一代数字信号控制器 （Digital Signal Controller，DSC）的出现使得性价比高的高级电机控制算法最终成为现实。

例如，空调需要能够对温度作出快速响应以迅速改变电机的转速。因此，我们需要高级电机控制算法，以制造出更加节能的静音设备。在这种情况下，磁场定向控制（Field Oriented Control， FOC）脱颖而出，成为满足这些环境需求的主要方法。

本应用笔记讨论了使用 Microchip dsPIC® DSC 系列对永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor， PMSM）进行无传感器 FOC 的算法。

为什么使用 FOC 算法？

BLDC 电机的传统控制方法是以一个六步的控制过程来驱动定子，而这种控制过程会使生成的转矩产生振荡。在六步控制过程中，给一对绕组通电直到转子达到下一位置，然后电机换相到下一步。霍尔传感器用于确定转子的位置，以采用电子方式给电机换相。高级的无传感器算法使用在定子绕组中产生的反电动势来确定转子位置。

六步控制（也称为梯形控制）的动态响应并不适用于洗衣机，这是因为在洗涤过程中负载始终处于动态变化中，并随实际洗涤量和选定的洗涤模式不同而变化。而且，对于前开式洗衣机，当负载位于滚筒的顶部时，必须克服重力对电机负载作功。只有使用高级的算法如 FOC 才可处理这些动态负载变化。

本应用笔记着重于适用于电器的基于PMSM的无传感器FOC控制，这是因为该控制技术在电器的电机控制方面有着无可比拟的成本优势。无传感器 FOC 技术也克服了在某些应用上的限制，即由于电机被淹或其线束放置位置的限制等问题，而无法部署位置或速度传感器。由于PMSM使用了由转子上的永磁体所产生的恒定转子磁场，因此它尤其适用于电器产品。此外，其定子磁场是由正弦分布的绕组产生的。与感应电机相比，PMSM 在其尺寸上具有无可比拟的优势。由于使用了无刷技术，这种电机的电噪音也比直流电机小。

为什么使用数字信号控制器来进行电机控制？

dsPIC DSC 尤其适用于类似于洗衣机和空调压缩机之类的电器，因为数字信号控制器具有下列特别适用于电机控制的外设：

- 脉宽调制 （Pulse-Width Modulation， PWM）
- 模数转换器 （Analog-to-Digital Converter，ADC）
- 正交编码器接口 （Quadrature Encoder Interface， QEI）

在执行控制器程序以及实现数字滤波器时，由于 MAC 指令和小数运算可在一个周期内执行，因此 dsPIC DSC 器件允许设计者对代码进行优化。同时，对于那些需要饱和功能的运算，dsPIC DSC 器件通过提供硬件饱和保护以避免溢出。

dsPIC DSC 需要快速且灵活的模数（A/D）转换来检测电流——电机控制中的关键功能。dsPIC DSC器件特有的 ADC 可以 1 Msps 的速率转换采样输入，并可最多同时处理四路输入。ADC 上的多触发选项可允许使用廉价的电流检测电阻来测量绕组电流。例如，使用 PWM 模块触发 A/D 转换可允许廉价的电流检测电路在指定时间内对输入进行检测 （开关晶体管使电流流过检测电阻）。

© 2010 Microchip Technology Inc.

使用数字信号控制器进行电机控制

dsPIC DSC 电机控制系列是针对最常用的电机而设计的，包括：

- 交流感应电机 （AC Induction Motor， ACIM）
- 直流有刷电机 （Brushed DC Motor， BDC）
- 直流无刷电机 （Brushless DC Motor， BLDC）
- 永磁同步电机 （Permanent Magnet Synchronous Motor， PMSM）

已发表了一些基于 dsPIC DSC 电机控制系列的应用笔记 （见 **“参考文献”**）。这些应用笔记可从 Microchip 网站 （www.microchip.com）获取。

本应用笔记说明了 dsPIC DSC 如何利用特别适合电机控制的外设 （电机控制 PWM 和高速 ADC）来执行 PMSM 的无传感器磁场定向控制。dsPIC DSC 的 DSP 引擎支持必要且快速的数学运算。

数据监视和控制界面

数据监视和控制界面 （Data Monitor and Control Interface，DMCI）能够与 MPLAB® IDE 快速动态集成，可通过这一个界面对 IDE 项目中的范围值、开 / 关状态或离散值进行变量控制以对应用的运行加以限制。如果需要，应用反馈可以图形方式来表示。提供电机控制和音频处理方面的应用示例。

DMCI 可提供：

- 9 个滑块和 9 个布尔量 （开 / 关）控制 （见图 1）
- 35 路输入控制 （见图 2）
- 4 个图 （见图 3）

该界面提供了可识别项目的程序符号 （变量）导航，这些符号可被动态地分配给滑块控制、直接输入控制或布尔量控制的任意组合。随后这些控制可交互地用来更改 MPLAB IDE 中的程序变量值。这些图也可动态地进行配置以查看程序所生成的数据。

注：	DMCI 工具的特性可能会有所变化。 关于 DMCI 工具的说明，以其发布日期为准。

应用重点

本应用笔记的目的在于说明使用 Microchip 数字信号控制器，以软件的方式实现PMSM的无传感器磁场定向控制。

该控制软件具有如下特征：

- 实现 PMSM 的矢量控制。
- 位置和速度估算算法可避免使用位置传感器。
- 测试得到速度范围从 500 到 17000 RPM。
- 当控制环周期为 50 µs 时，软件需要约 21 个 MIPS 的 CPU 开销 （占 CPU 总体开销的 2/3）。
- 应用程序需要 450 字节的数据存储空间。包含用户界面在内一共需要大约 6K 字节的程序存储空间。根据对存储空间的需求，应用程序应可在 dsPIC33FJ12MC202 上运行，目前为止，此器件是体积最小且最具成本效益的 dsPIC33F 器件。
- 启用可选的诊断模式以在示波器上对内部程序变量进行实时观察。该功能可便于对控制环进行调整。

© 2010 Microchip Technology Inc.

图 1：　　动态数据控制界面

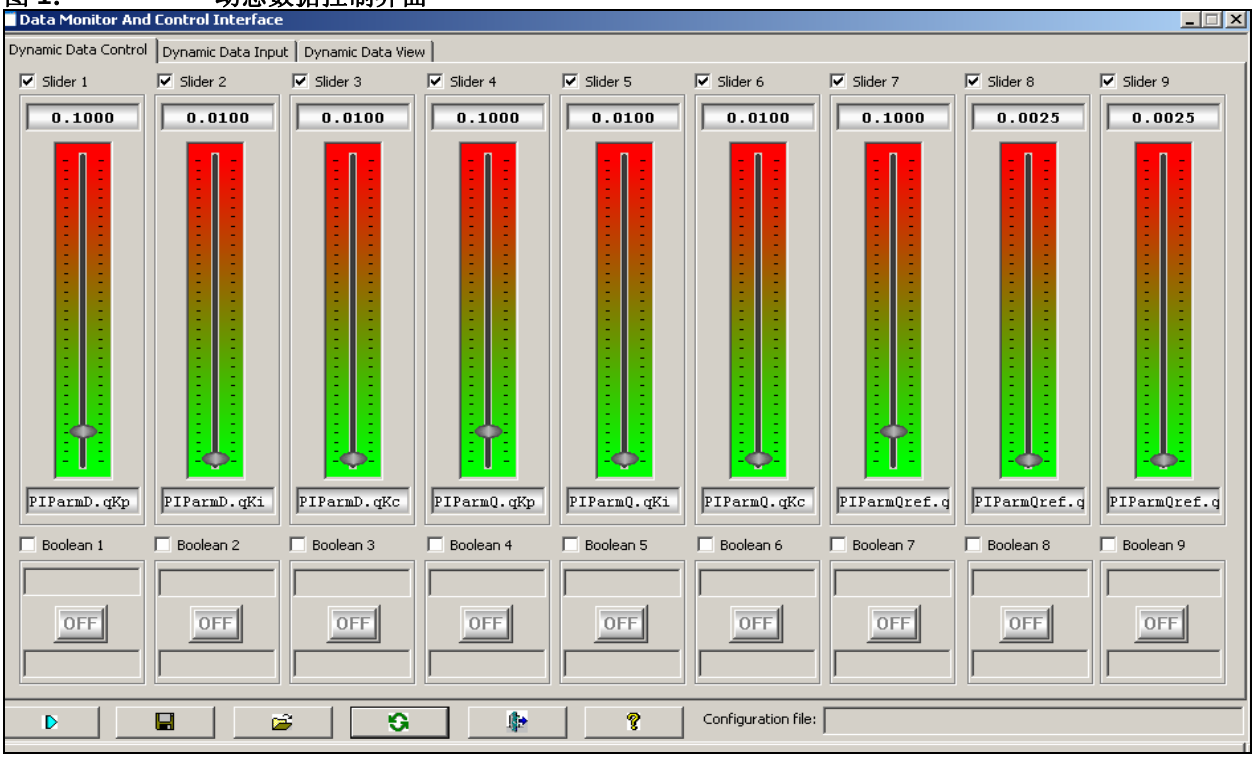


图 2：　　用户自定义数据输入控制

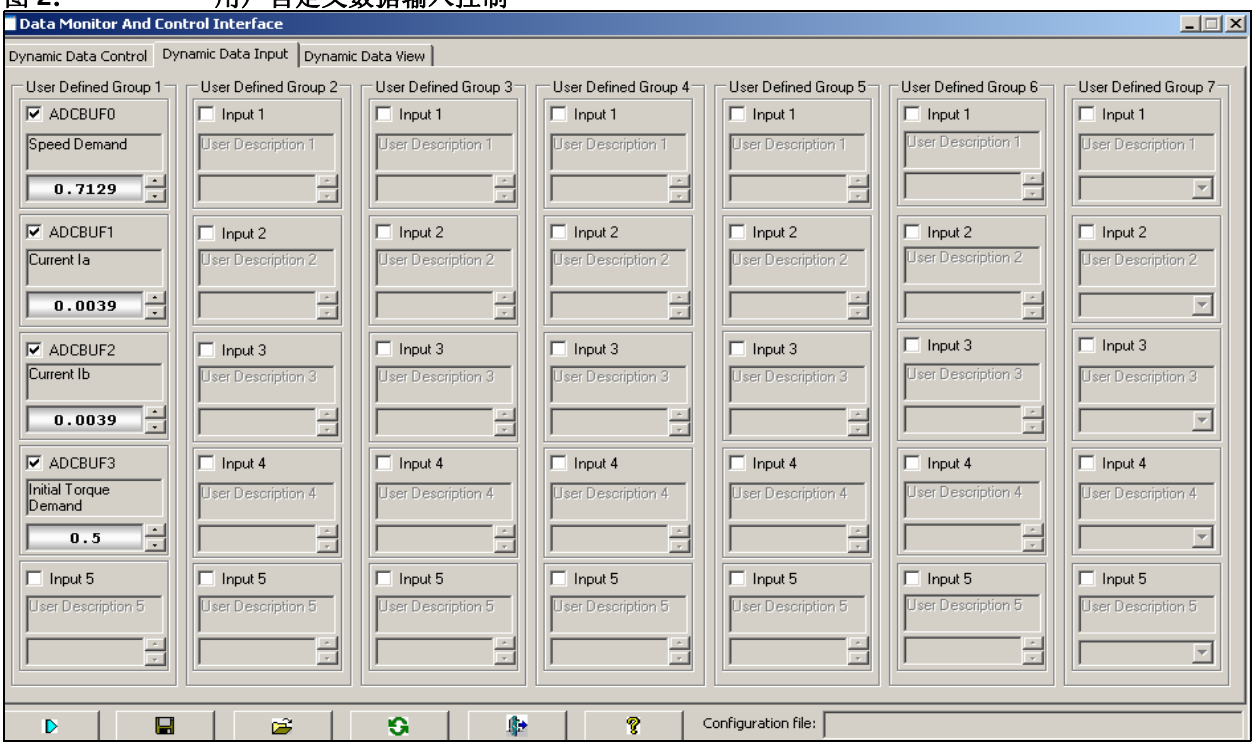
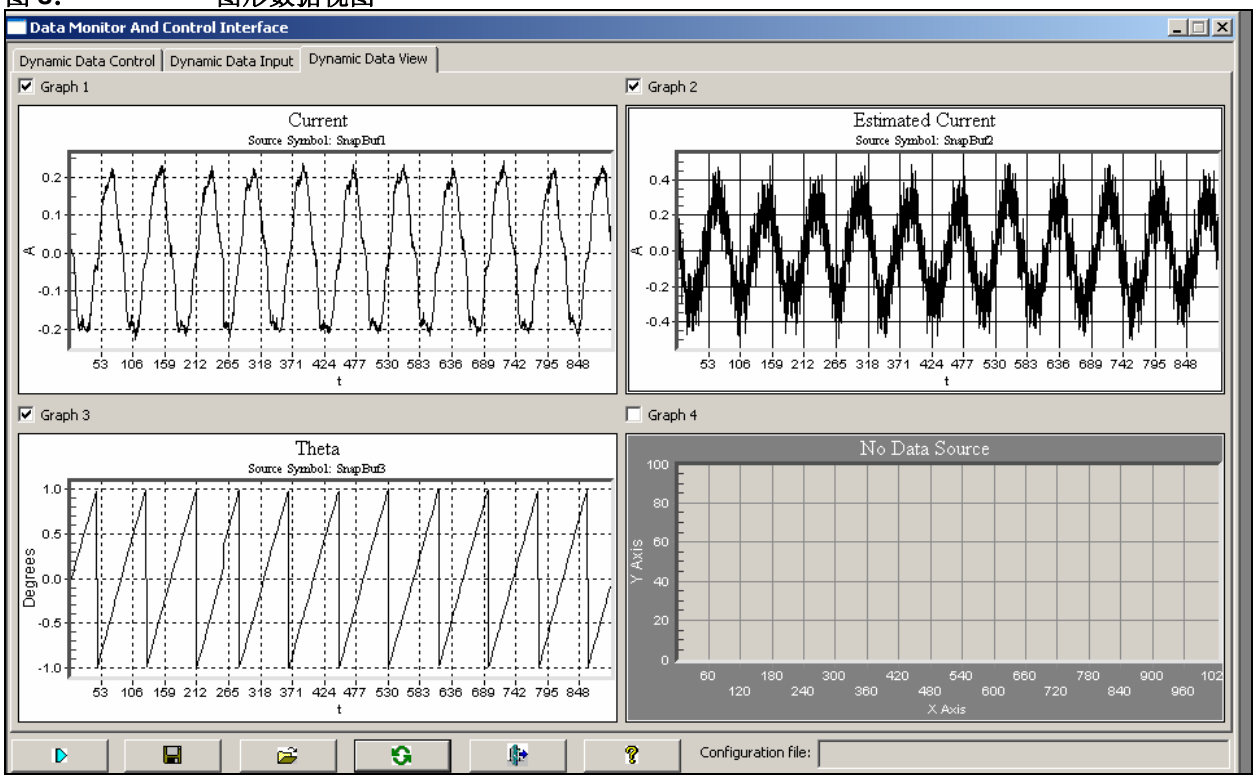


图 3：　　图形数据视图



© 2010 Microchip Technology Inc.

系统概述

如图 4 所示，在电机轴上没有安装位置传感器。而使用低自感系数的分流电阻（逆变器的一部分）来测量电机上的电流。三相逆变器被用作功率级来驱动电机绕组。电源逆变器内置的电流检测和故障生成电路可防止整个系统受到过电流的损坏。

图 5 说明了如何实现 3 相拓扑以及电流检测和故障生成电路。

逆变器左边的第一个晶体管用于功率因数校正（Power Factor Correction， PFC），本应用笔记中不作具体介绍。

本应用笔记中所涉及的硬件是dsPICDEM™ MCLV开发板（DM330021）（用于电压最高为 50 VDC 的场合），以及 dsPICDEM™ MCHV 开发板（DM330023）（用于电压最高为 400 VDC 的场合），两者均可从Microchip网站（www.microchip.com）订购。

图 4：　　系统概述

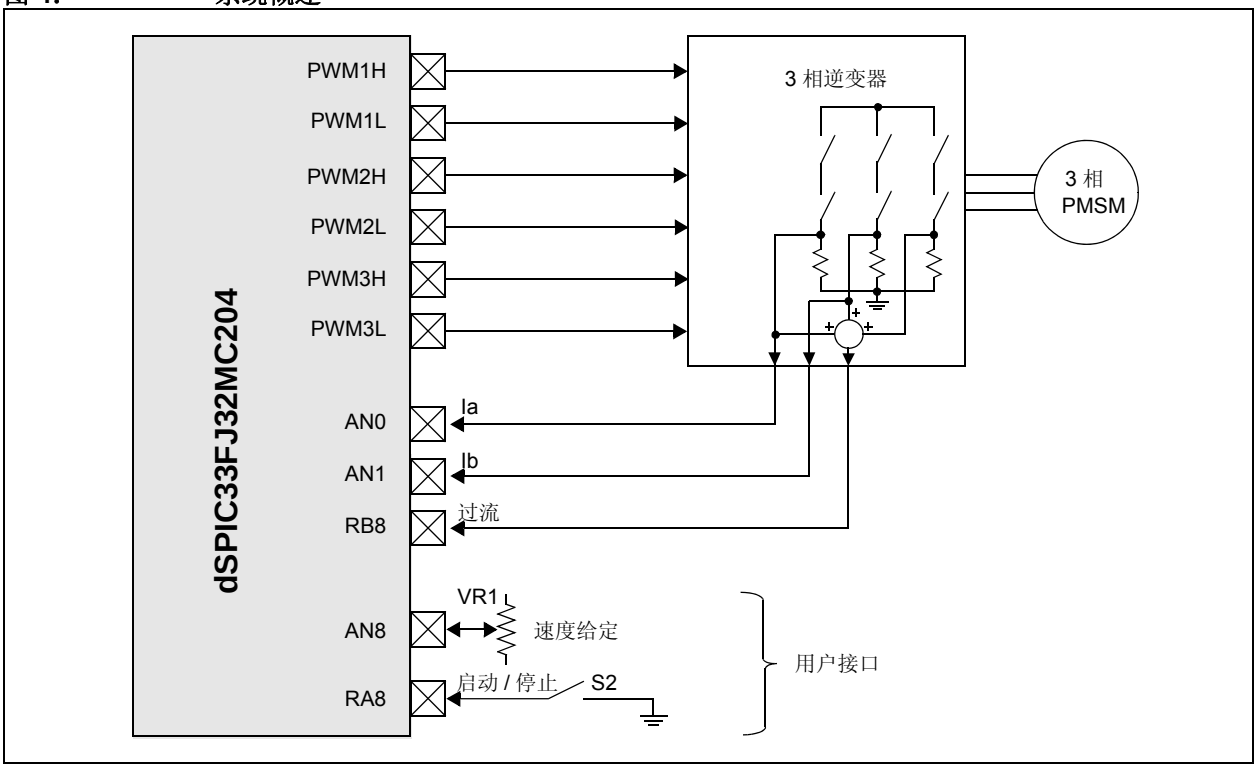
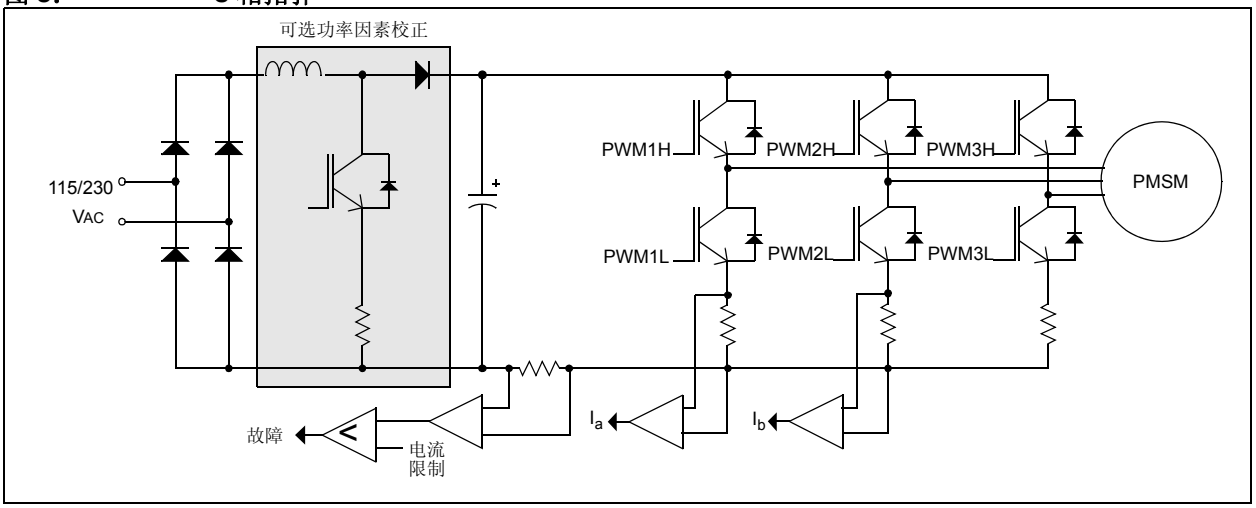


图 5：　　3 相拓扑



磁场定向控制

从不同的角度理解磁场定向控制

理解 FOC（有时称为矢量控制）如何工作的一种方法是在头脑中设想参考坐标变换过程。如果从定子的角度来设想交流电机的运行过程，则会看到在定子上施加了一个正弦输入电流。该时变信号产生了旋转的磁通。转子的速度是旋转磁通矢量的函数。从静止的角度来看，定子电流和旋转磁通矢量看似交流量。

现在，设想在电机内部，转子随着定子电流所产生的旋转磁通矢量以相同的速度同步旋转。如果从这个角度观察稳态条件下的电机，那么定子电流看似常量，且旋转磁通矢量是静止的。

最终，希望控制定子电流来获得期望的转子电流（不可直接测量得到）。通过参考坐标变换，可使用标准控制环，如同控制直流量一样实现对定子电流的控制。

矢量控制综述

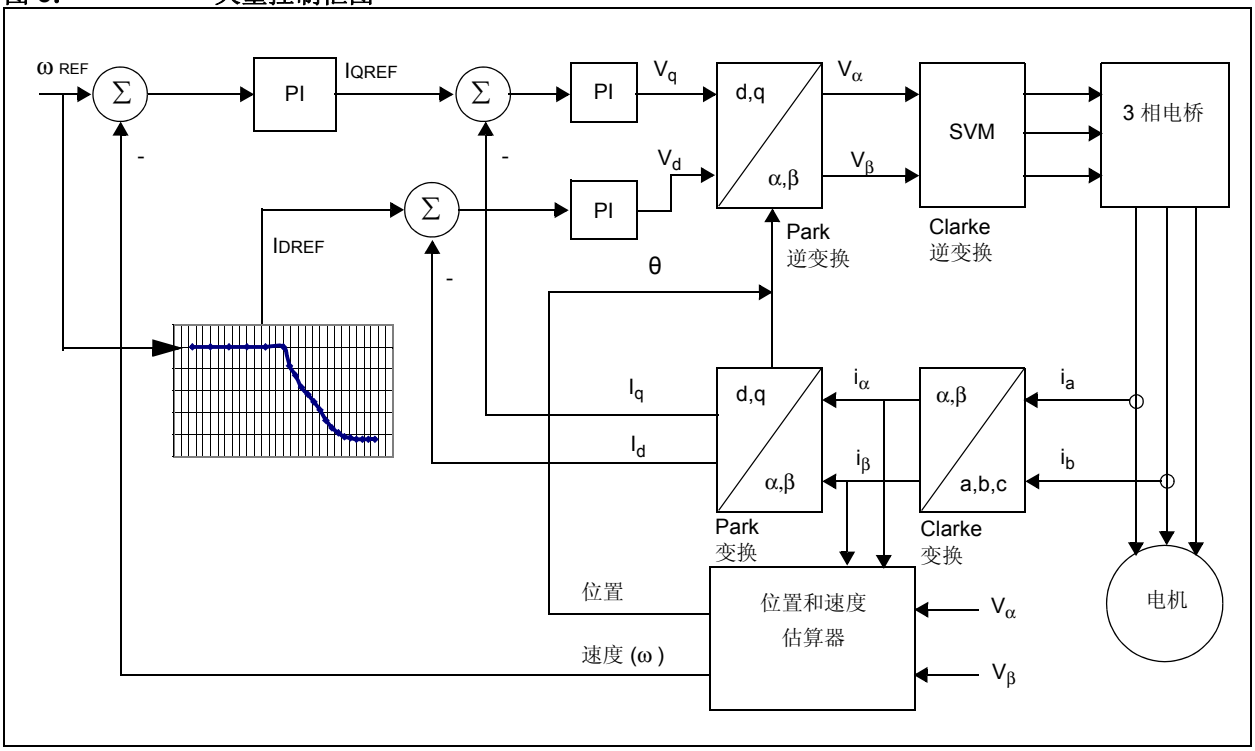
间接矢量控制的过程总结如下：

1. 测量 3 相定子电流。这些测量可得到 i_a 和 i_b 的值。可通过以下公式计算出 I_c：
   $i_a + i_b + i_c = 0$。
2. 将 3 相电流变换至 2 轴系统。该变换将得到变量 i_α和i_β，它们是由测得的i_a和i_b以及计算出的i_c值变换而来。从定子角度来看，i_α 和 i_β 是相互正交的时变电流值。
3. 按照控制环上一次迭代计算出的变换角，来旋转 2 轴系统使之与转子磁通对齐。i_α 和 i_β 变量经过该变换可得到 I_d 和 I_q。I_d 和 I_q 为变换到旋转坐标系下的正交电流。在稳态条件下，I_d和I_q是常量。
4. 误差信号由 I_d、I_q 的实际值和各自的参考值进行比较而获得。
   - I_d 的参考值控制转子磁通
   - I_q 的参考值控制电机的转矩输出
   - 误差信号是到 PI 控制器的输入
   - 控制器的输出为 V_d 和 V_q，即要施加到电机上的电压矢量
5. 估算出新的变换角，其中 v_α、v_β、i_α 和 i_β 是输入参数。新的角度可告知 FOC 算法下一个电压矢量在何处。
6. 通过使用新的角度，可将 PI 控制器的 V_d 和 V_q 输出值逆变到静止参考坐标系。该计算将产生下一个正交电压值 v_α 和 v_β。
7. v_α 和 v_β 值经过逆变换得到 3 相值 v_a、v_b 和 v_c。该 3 相电压值可用来计算新的 PWM 占空比值，以生成所期望的电压矢量。图 6 显示了变换、PI 迭代、逆变换以及产生 PWM 的整个过程。

本应用笔记的以下部分将详细描述这些步骤。

© 2010 Microchip Technology Inc.

图 6：　　矢量控制框图


ω REF
Σ
PI
IQREF
Σ
PI
Vq
d,q
α,β
Vα
Vβ
SVM
3 相电桥
Clarke
逆变换
Park
逆变换
Vd
PI
Σ
IDREF
θ
Iq
Id
d,q
α,β
Park
变换
iα
iβ
α,β
a,b,c
Clarke
变换
ia
ib
电机
位置
速度 (ω)
位置和速度
估算器
Vα
Vβ

坐标变换

通过一系列坐标变换，可间接确定不随时间变化的转矩和磁通值，并可采用经典的 PI 控制环对其进行控制。控制过程起始于 3 相电机电流的测量。实际应用中，三个电流值的瞬时和为零。这样仅测量其中两个电流即可得到第三个电流值。因此，可通过去除第三个电流传感器来降低硬件成本。

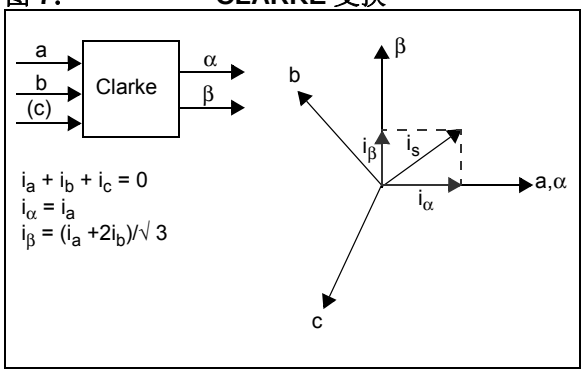
使用 dsPIC DSC 也可通过单分流的方式实现 3 相电流的测量。更多信息，请与 Microchip 联系。

欲获取单分流算法的详细说明，请参见 AN1299，《PMSM 无传感器 FOC 的单分流三相电流重构算法》（DS01299A_CN）。

Clarke 变换

第一次坐标变换，称为 Clarke 变换，它将一个 3 轴、2 维的定子坐标系变换到 2 轴的定子坐标系中 （见图 7，其中 i_a、 i_b 和 i_c 为各相电流）。

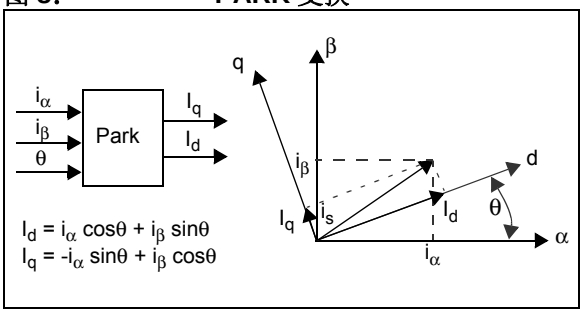
图 7： CLARKE 变换



Park 变换

现在，已使定子电流在一个两坐标轴分别标为 α、 β 的 2 轴正交系中得以表达。下一步将其变换到另一个正在随着转子磁通旋转的 2 轴系统中。这种变换就是 Park 变换，如图 8 所示。该 2 轴旋转坐标系的坐标轴称为 d-q 轴。θ 表示转子角度。

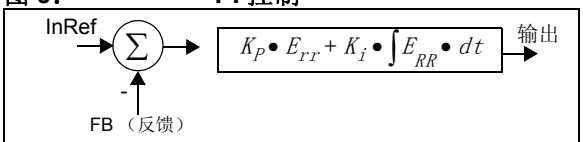
图 8： PARK 变换



PI 控制

使用三个 PI 环分别控制相互影响的三个变量。转子转速、转子磁通和转子转矩分别由单独的 PI 模块控制。这种 PI 控制采用常规方法，并包含了一个（Kc • Excess）项来抑制积分饱和，如图 9 所示。 Excess 是无限输出（U）和有限输出（Out）之差。Kc 项与 Excess 相乘，限制累积分部分 （Sum）。

图 9： PI 控制




```
Err = InRef - FB
 U = Sum + Kp ● Err
 If (U > Outmax)
       Out = Outmax
 else if (U < Outmin)
       Out = Outmin
 else
       Out = U
 Excess = U - Out
 Sum = Sum + (Ki ● Err)-(Kc ● Excess)
```


© 2010 Microchip Technology Inc.

PID 控制器背景知识

全面深入的讨论比例－积分－微分（Proportional Integral Derivative，PID）控制器不属于本应用笔记的范畴，但是本节将对 PID 的基本工作原理进行介绍。

PID 控制器对闭环控制中的误差信号进行响应，并尝试对控制量进行调节，以获得期望的系统响应。被控参数可以是任何可测系统量，例如转速、转矩或磁通。PID 控制器的优点在于，可通过改变一个或多个增益值并观察系统响应的变化以试验为根据进行调节。

数字 PID 控制器能以周期性采样间隔执行控制操作。假设控制器的执行频率足够高，以使系统能得到正确控制。误差信号是通过将被控参数的实际测量值减去该参数的期望设定值获得的。误差的符号表示控制输入所需的变化方向。

控制器的比例（P）项是由误差信号乘以一个 P 增益因子形成，可使 PID 控制器产生的控制响应为误差幅值的函数。当误差信号变大时，控制器的 P 项也将变大以提供更大的校正量。

随着时间的消逝，P 项有利于减小系统的总误差。但是，P 项的影响将随着误差趋近于零而减小。在大部分系统中，被控参数的误差会非常接近于零，但是并不会收敛。因此始终会存在一个微小的静态误差。

PID 控制器的积分项（I）用来消除小的静态误差。I 项对全部误差信号进行连续积分。因此，小的静态误差随着时间累积为一个较大的误差值。该累积误差信号与一个 I 增益因子相乘，即成为 PID 控制器的 I 输出项。

PID 控制器的微分项（D）用来增强控制器对误差信号变化速率的响应速度。D 项输入是通过计算前次误差值与当前误差值的差得到的。这一差值与一个 D 增益因子相乘，即成为 PID 控制器的 D 输出项。

系统误差变化的越快，控制器的 D 项将产生更大的控制输出。并非所有的 PID 控制器都实现 D 或 I 项（不常用）。例如，本应用中未使用 D 项，这是因为电机速度变化的响应时间相对较慢。如果使用了 D 项，将导致 PWM 占空比的过度变化，将影响算法的运行，并产生过电流断电。

PID 增益调节

PID 控制器的 P 增益设定整个系统的响应。在初次对控制器进行参数整定时，将 I 和 D 增益设置为 0。随后可增大 P 增益，直到系统能够很好地响应设定点的变化，不存在过大超调或振荡。使用较小的 P 增益值可较“松”地控制系统，而较大的值则会较“紧”地控制系统。此时，系统将有可能不收敛到设定点。

选取了合适的 P 增益后，可缓慢地增加 I 增益以消除系统的误差。对多数系统而言，只需较小的 I 增益。如果 I 增益取值过大，则可能会抵消 P 项的作用，减缓整个控制系统的响应，并使系统在设定点附近振荡。如果发生振荡，通过减小 I 增益并增大 P 增益通常可解决问题。

本应用中包含了限制积分饱和的项，当积分误差使输出参数饱和时会产生积分饱和。此时，再增加积分误差将不会影响输出。当累积误差减小时，它必须减小（下降）到导致输出饱和的值以下才能对输出产生影响。Kc 系数用于限制这些不会影响输出的累积误差。对于大多数情况，该系数取值可与 Ki 相同。

所有三个控制器的输出参数都存在一个最大值。这些值可在 `UserParms.h` 文件中找到，并已在 SVGen() 程序中默认设定以避免饱和。

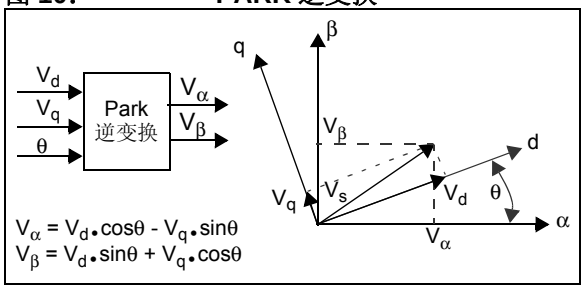
控制环的相互依赖关系

本应用中存在三个相互关联的PI控制环。外环控制电机转速。两个内环分别控制变换后的电机电流 I_d 和 I_q。如前所述，I_d 环控制磁通，而 I_q 值控制电机转矩。

Park 逆变换

经过 PI 迭代后，可获得旋转 d-q 坐标系的电压矢量的两个分量。这时需要经过逆变换将其重新变换到 3 相电机电压。首先，需从 2 轴旋转 d-q 坐标系变换到 2 轴静止 α-β 坐标系。该变换使用了 Park 逆变换，如图 10 所示。

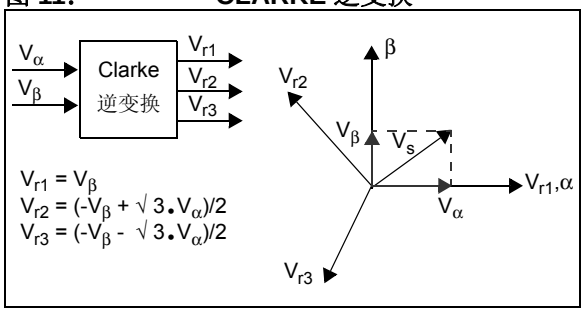
图 10：　　PARK 逆变换



Clarke 逆变换

下一步是将静止 2 轴 α-β 坐标系变换到静止 3 轴 3 相定子参考坐标系。从数学角度来看，该变换是通过 Clarke 逆变换来实现的，如图 11 所示。

图 11： CLARKE 逆变换



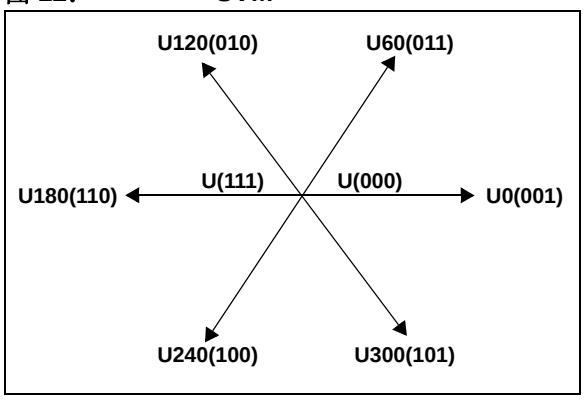
空间矢量调制 （SVM）

矢量控制过程的最后一步是产生 3 相电机电压信号的脉宽调制信号。如果使用空间矢量调制 （Space Vector Modulation，SVM）技术，每相脉宽的产生过程都可简化为几个一次方程。在本应用的 SVM 程序中包含了 Clarke 逆变换，进一步简化了计算。

三相逆变器的每相输出都可为两种状态之一，即逆变器输出可连接到正极性 （+）母线端或负极性 （-）母线端，这使得三相逆变器输出共存在 $2^3 = 8$ 种可能的状态，如表 1 所示。

其中三相输出全部连接到正极性 （+）母线端或负极性 （-）母线端的两种状态被视为无效状态，因为此时任意两相之间都不存在线电压。这两种状态在 SVM 星型图中被绘制为原点。其余六种状态表示为每两个相邻状态间旋转间隔为 60 度的矢量，如图 12 所示。

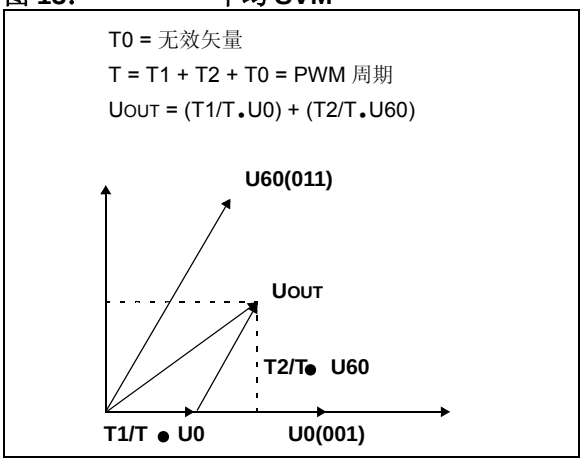
图 12： SVM



SVM 的过程允许通过两个相邻矢量各分量的和来表示任何空间电压矢量。在图 13 中，UOUT 是期望的空间电压矢量。该矢量位于 U60 和 U0 之间的区间内。如果

在给定 PWM 周期 T 期间，U0 的输出时间为 T1/T 而 U60 的输出时间为 T2/T，则整个周期的平均电压值为 UOUT。

图 13： 平均 SVM



T0 表示绕组上无有效电压的时间；即施加了无效矢量。通过使用改进后的 Clarke 逆变换，无需多余计算即可得到 T1 和 T2 的值。如果将 V_α 和 V_β 颠倒，则会产生一个参考轴，该轴相对于 SVM 星型偏移 30 度。因此，在六个区间的每个区间中，一个轴与该区间正好相反，而其他两个轴对称形成该区间的边界。沿着这两个边界轴的矢量分量分别为 T1 和 T2。计算的具体细节，请参见源代码中的 `CalcRef.s` 和 `SVGen.s` 文件。

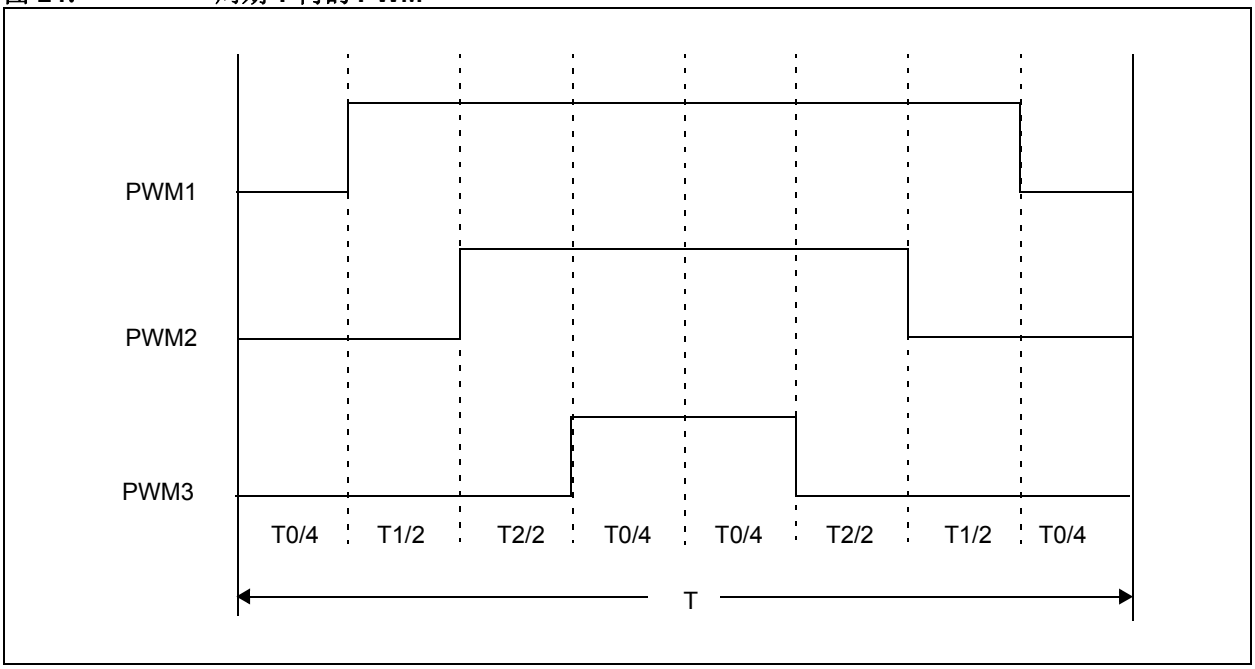
从图 14 中可见，在 PWM 周期 T 中，矢量 T1 的输出时间为 T1/T，而矢量 T2 的输出时间为 T2/T。在剩余时间内输出无效矢量。dsPIC DSC器件被配置为输出中心对齐 PWM 信号，使 PWM 信号以周期的中心对称。这种配置方法在每个周期内可产生两个线间脉冲。有效开关频率加倍，纹波电流减小，同时并未增加功率器件的开关损耗。

© 2010 Microchip Technology Inc.

表 1：　　空间矢量调制逆变器状态

C 相	B 相	A 相	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	V_{ds}	V_{qs}	矢量
0	0	0	0	0	0	0	0	U(000)
0	0	1	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	$2/3V_{DC}$	0	U_0
0	1	1	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	U_{60}
0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	U_{120}
1	1	0	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	$-2V_{DC}/3$	0	U_{180}
1	0	0	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	U_{240}
1	0	1	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	U_{300}
1	1	1	0	0	0	0	0	U(111)

图 14：　　周期 T 内的 PWM



PMSM 的无传感器 FOC

该算法中最为重要的一部分就是如何计算 FOC 需要的换相角度。本应用笔记的这一部分将说明估算换相角度（θ）和电机速度（ω）的过程。

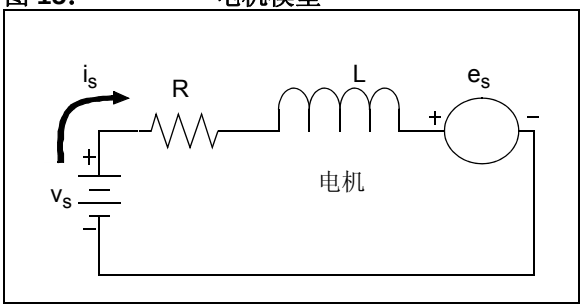
无传感器控制技术通过估算电机的位置（不使用位置传感器）来实现 FOC 算法。图 16 为位置估算器的简化框图。

电机的位置和速度是根据测量电流和计算电压估算出的。

电机模型

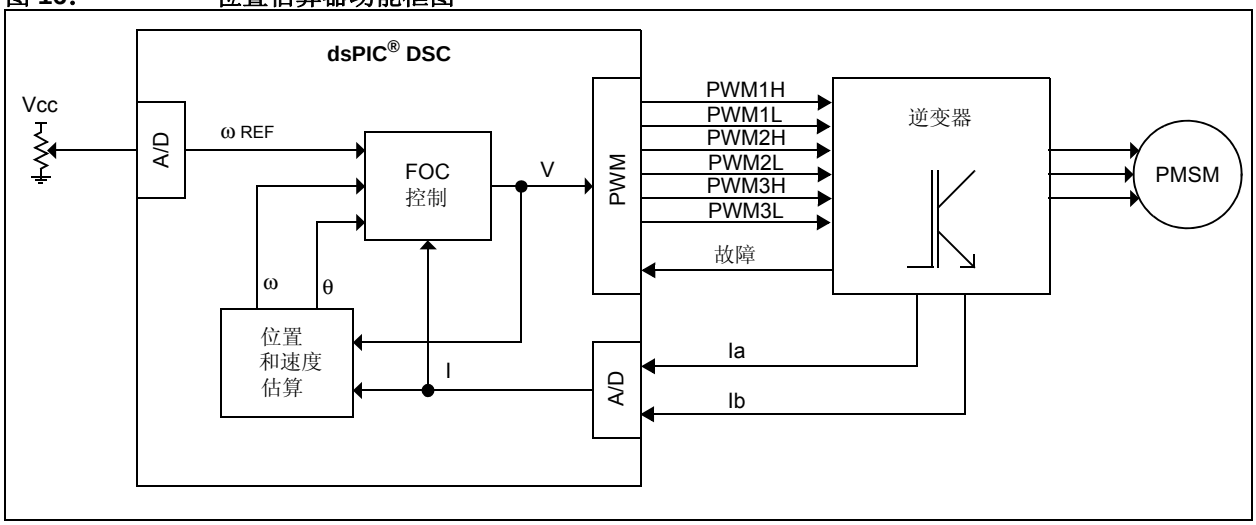
通过使用一个直流电机模型来估算PMSM的位置，该电机模型由绕组电阻、绕组电感和反电动势来表示，如图 15 所示。

图 15：　　电机模型



在该电机模型中，输入电压可由公式 1 计算得到。

图 16：　　位置估算器功能框图



© 2010 Microchip Technology Inc.

公式 1：　　数字化电机模型

$$v_s = Ri_s + L\frac{d}{dt}i_s + e_s$$

其中：

i_s = 电机电流矢量
v_s = 输入电压矢量
e_s = 反电动势矢量
R = 绕组电阻
L = 绕组电感
T_S = 控制周期

求解 i_s 可得到电机电流：

$$\frac{d}{dt}i_s = \left(-\frac{R}{L}\right)i_s + \frac{1}{L}(v_s - e_s)$$

在数字域中，该方程式为：

$$\frac{i_s(n+1) - i_s(n)}{T_s} = \left(-\frac{R}{L}\right)i_s(n) + \frac{1}{L}(v_s(n) - e_s(n))$$

求解 i_s：

$$i_s(n+1) = \left(1 - Ts \bullet \frac{R}{L}\right)i_s(n) + \frac{T_s}{L}(v_s(n) - e_s(n))$$

$$F = 1 - Ts \bullet \frac{R}{L}$$

$$G = \frac{T_S}{L}$$

计算 F 和 G 参数

该电机模型有两个参数，需要进行修改以用于指定的电机。这两个参数分别为 F 增益和 G 增益，其中：

公式 2：

$$F = 1 - Ts \bullet \frac{R}{L}$$

$$G = \frac{T_S}{L}$$

使用万用表即可测量出常量 R 和 L。例如，如果测量的是线间电阻，由于在计算 F 和 G 增益时需要使用的是相电阻，因此需要将测量值除以 2 后代入公式。电感常量 L 的计算方法相同。例如，当 Hurst 电机使用该算法在 20 kHz 下运行时，此时测量到的线间电阻为 5.34Ω，线间电感为 3.84 mH，那么此电机模型参数为：

公式 3：

$$F = 1 - Ts \bullet \frac{R}{L} = \left(1 - \frac{1}{20\ kHz}\right) \bullet \frac{(5.34\Omega)/2}{(3.84\ mH)/2} = 0.9304$$

$$G = \frac{Ts}{L} = \frac{(1/20)kHz}{(3.84\ mH)/2} = 0.026$$

电流观测器

位置和速度估算器是基于电流观测器而构建的。该观测器是电机的一个数字化模型，如公式 1 表征。其中的变量和常量包括：

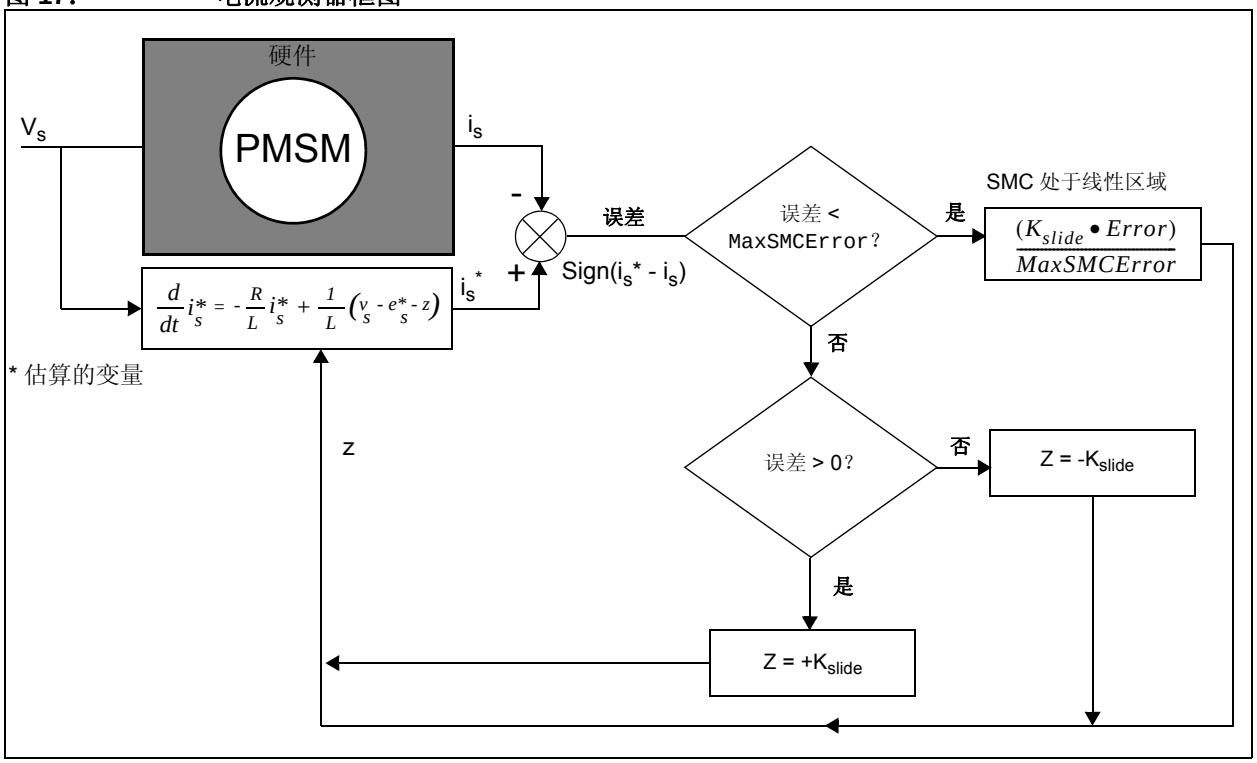
- 电机相电流 （i_s）
- 输入电压 （v_s）
- 反电动势 （e_s）
- 绕组电阻 （R）
- 绕组电感 （L）
- 控制周期 （T_s）
- 输出校正因子电压 （z）

该数字化模型对硬件使用了软件表示方式。然而，为了使测量电流和估算电流相匹配，数字化电机模型需要使用闭环控制来进行校正，如图 17 所示。

考虑用两种方式表示电机，一种是硬件方式（阴影区），一种是软件方式，两个系统中使用相同的输入电压（v_s），使用模型中的估算电流（i_s*）来匹配测量电流（i_s），我们假设数字化模型的反电动势（e_s*）与电机的反电动势（e_s）相同。

注： * 代表估算的变量。

图 17： 电流观测器框图



滑动模式控制器（Slide Mode Controller， SMC）在 `UserParms.h` 中定义了一个限制值 `MaxSMCError`。当误差值小于 `MaxSMCError` 时，滑动模式控制器的输出工作在图 17 中 PMSM 框下的公式所给定的线性范围内。

对于线性范围外的误差值，滑动模式控制器的输出为（+K_{slide}）或（-K_{slide}），取决于误差的符号。

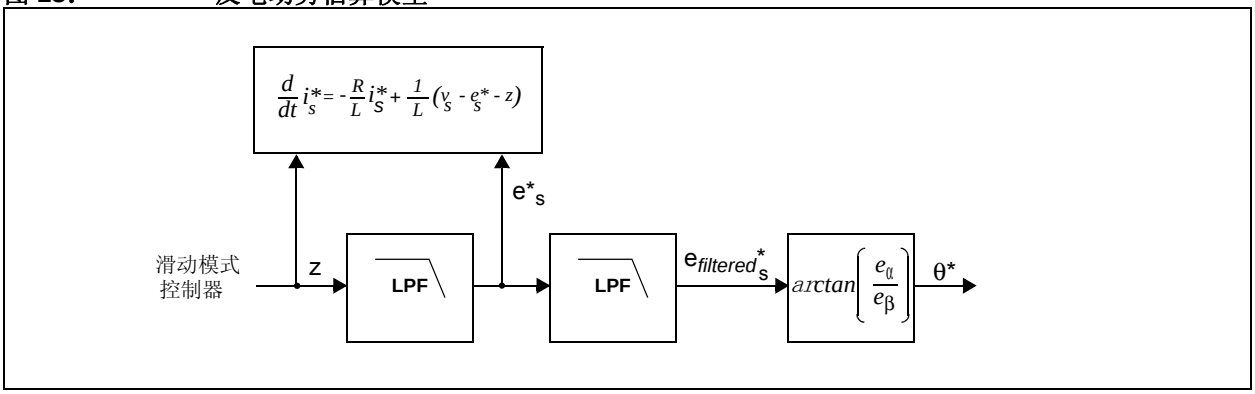
滑动模式控制器或称 SMC 用来对数字化电机模型进行补偿。SMC包含一个求和结点，用于计算电机上的测量电流与数字化电机模型上的估算电流之差的符号。计算出的差值符号（+1 或 -1）乘以 SMC 增益（K）。SMC 控制器的输出就是校正因子（Z）。该增益被加到数字化模型的电压项，在每一个控制周期中都重复执行该过程直到测量电流（i_s）和估算电流（i_s*）的差值为零（即，直到测量电流与估算电流相同为止）。

反电动势估算

对数字化模型进行补偿之后，电机模型的输入电压（V_s）和电流（i_s*）与数字化电机模型中的值相同。一旦对数字化模型补偿完后，下一步就要通过对校正因子（Z）滤波来估算反电动势（e_s*），如图 18 所示。随后反电动势的估算值（e_s*）反馈给数字化电机模型，以在每个控制周期之后对变量 e_s* 进行更新。e_α 和 e_β 值（e_s 的矢量分量）用于估算 θ*。

© 2010 Microchip Technology Inc.

图 18：　　反电动势估算模型



反电动势滤波

使用公式 4 给出的一阶数字低通滤波器提供滤波功能。

公式 4：　　一阶数字低通滤波器：

$$y(n) = y(n-1) + T2\pi f_c \bullet (x(n) - y(n))$$

为了对 *z* 滤波以获得 *e**，我们用 8 kHz 替换公式中的 f_{pwm}，可得到：

$$e(n) = e(n-1) + \left(\frac{1}{f_{pwm}}\right) \bullet 2\pi f_c (z(n) - e(n))$$

其中：

e(n)	=	下一个估算的反电动势值
e(n-1)	=	上一个估算的反电动势值
f_{pwm}	=	计算数字滤波器时的 PWM 频率
f_c	=	滤波器的截止频率
z(n)	=	不可滤波的反电动势，为滑动模式控制器的输出

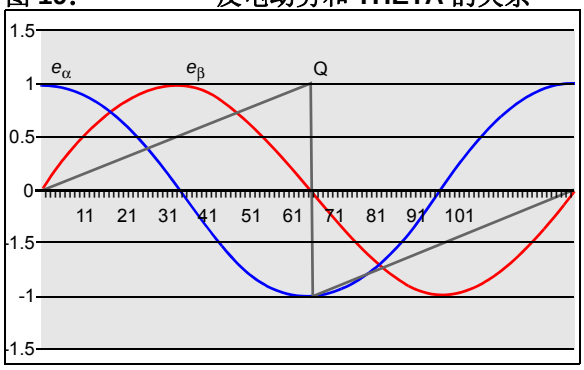
截止频率的值被设置为等于驱动电流和电机电压的频率，该频率等于每秒的电气旋转圈数。由于自适应滤波器的实现方式，会有一个固定的相位延时（每个滤波器 -45°），用于所有速度范围内的θ补偿，因为截止频率会随着电机提速而改变。

第一个滤波器的输出用于两个模块中。第一个模块就是模型自身，用来计算下一个估算电流（i_s*），以及估算的 theta（θ*）。第二个一阶滤波器用来计算来自电机模型的较为平滑的信号。

反电动势和转子位置的关系

对反电动势进行第二次滤波时，就可计算出 theta 值。e_s 和 θ 的关系可使用图 19 中的图形来说明。

图 19：　　反电动势和 THETA 的关系



图中显示了一个与反电动势矢量分量（e_α 和 e_β）和转子角度（θ）相关的三角函数。根据反电动势矢量分量计算出来的反余切用来计算 theta。公式 5 说明了该函数如何用软件实现：

公式 5：　　THETA 计算

$$\theta = arctan\ (e_\alpha, e_\beta)$$

在实际实践中使用一种名为坐标旋转数字计算机（Coordinate Rotation by DIgital Computer，CORDIC）的数字迭代算法，该算法速度快，占用的内存比浮点算法还少。关于 CORDIC 算法的具体细节，本应用笔记不作说明。

速度计算

由于在计算 theta 期间应用了滤波函数，所以在使用计算得到的角度给电机绕组通电之前需要对相位进行补偿。theta 补偿量取决于 theta 的变化速率或电机的速度。theta 补偿由以下两步组成：

1. 通过未补偿的 theta 来计算电机的速度。
2. 对计算得到的速度进行过滤，并计算补偿量，如图 20 所示。

通过将 *m* 次采样得到的每相邻两个 theta 值的差进行累加，然后与一个常量值相乘，即可得到速度值。本应用笔记中使用的计算速度的公式如公式 6 所示。

公式 6：　　速度计算

$$\omega = \sum_{i=0}^{m} (\theta_n - \theta_{n-1}) \bullet K_{speed}$$

其中：

Omega (ω)	=	电机的角速度
Theta (θ_n)	=	theta 当前值
PrevTheta (θ_{n-1})	=	上一个 theta 值
K_{speed}	=	期望的速度范围的放大因子
m	=	累加的 theta 增量数

为确保在速度计算时获得较为平滑的信号，可在 Omega（ω*）上施加一个一阶滤波器，以获得 FilteredOmega（$\omega^*_{filtered}$）值。一阶滤波器的拓扑与用于反电动势滤波的滤波器相同。

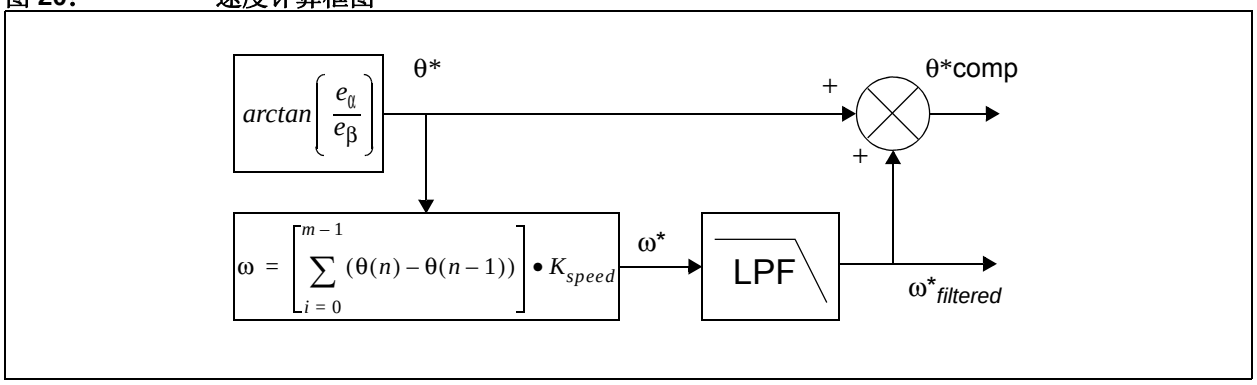
自适应滤波器

自适应滤波器执行以下两种功能：

- 计算滑动模式控制器低通滤波器的增益
- 为所有速度范围动态补偿 theta

实现了两个低通滤波器来估算位置。第一个滤波器过滤滑动模式控制器的输出（校正因数 Z），得到估算的反电动势（es*）；第二个滤波器过滤估算的反电动势（es*），得到过滤后的估算反电动势（efiltered*s）。计算低通滤波器增益的推导过程请参见公式 7。

图 20：　　速度计算框图



© 2010 Microchip Technology Inc.

公式 7：

以下推导过程描述了低通滤波器增益的计算，其中：

Kslf	=	滑动模式控制器低通滤波器的增益
Tpwm	=	PWM 周期，单位为秒
eRPS	=	电机的电气转速，单位为 RPS
Omega	=	电机的角速度，单位为 rad/s
SpeedLoopTime	=	速度循环执行时间，单位为秒
IRP_PERCALC	=	每个速度循环的 PWM 循环数

$$Kslf = Tpwm \bullet 2 \bullet PI \bullet eRPS \quad \text{--- (3)}$$

$$eRPS = (RPM \bullet Pole_Pair)/60 \quad \text{--- (4)}$$

且，

$$RPM = (Q15(Omega) \bullet 60)/(SpeedLoopTime \bullet Motor\ Poles) \quad \text{--- (5)}$$

将 **(5)** 代入到 **(4)** 中，

$$eRPS = (Q15(Omega) \bullet 60 \bullet Pole\ Pairs)/(SpeedLoopTime \bullet Pole\ Pairs \bullet 2 \bullet 60)$$

$$eRPS = Q15(Omega)/(SpeedLoopTime \bullet 2) \quad \text{--- (6)}$$

将 **(6)** 代入到 **(3)** 中，

$$Kslf = Tpwm \bullet 2 \bullet PI \bullet Q15(Omega)/(SpeedLoopTime \bullet 2) \quad \text{--- (7)}$$

现在，

$$IRP_PERCALC = SpeedLoopTime/Tpwm \quad \text{--- (8)}$$

将 **(8)** 代入到 **(7)** 中，

$$Kslf = Tpwm \bullet 2 \bullet Q15(Omega) \bullet PI/(IRP_PERCALC \bullet Tpwm \bullet 2)$$

简化得到：

$$Kslf = Q15(Omega) \bullet PI/IRP_PERCALC$$

我们使用具有同样系数的第二个滤波器来获取更加干净的信号：

$$Kslf = KslfFinal = Q15(Omega) \bullet PI/IRP_PERCALC$$

由于截止频率在电机速度不断上升的过程中始终在变化，设计自适应滤波器时，保留了一个固定的相位延时，以补偿所有速度范围内的 theta。由于实现了两个自适应滤波器，因而存在 90° 的固定延时，该延时作为惟一的常数偏移量被加入到计算所得的 theta 中。

磁场弱化

PMSM 的磁场弱化方法是给定子电流在旋转坐标系 d 轴上的分量施加一个负值，作用是弱化气隙磁通的泄漏。

对于逆变器，电压输出会在定子阻抗和感抗上产生压降，剩下的电压用于抵消 BEMF。BEMF 与电机速度和电机的电压常数 KΦ 成正比。考虑到逆变器最大输出电压的限制，可以通过降低电压常数（KΦ，与气隙磁通的泄漏成正比）来提升电机速度（使超出标称速度）。然而，气隙磁通泄漏减少会导致转矩降低。对于特定的应用，要求电机的转速高于额定转速，从而使弱磁功能有用，它能使电机的速度范围扩大至超出标称速度。

在 PMSM 中，通过将 I_d 的值从 0 减少至负值实现弱磁。

弱磁表中包含定义在 UserParms.h 中的 I_d 值（从 dqKFw0 至 dqKFw15）。可根据用户需求对这些值进行修改。

如果用户不想使用弱磁功能，应在 UserParms.h 中设置 NOMINALSPEEDINRPM 等于 FIELDWEAKSPEEDRPM。

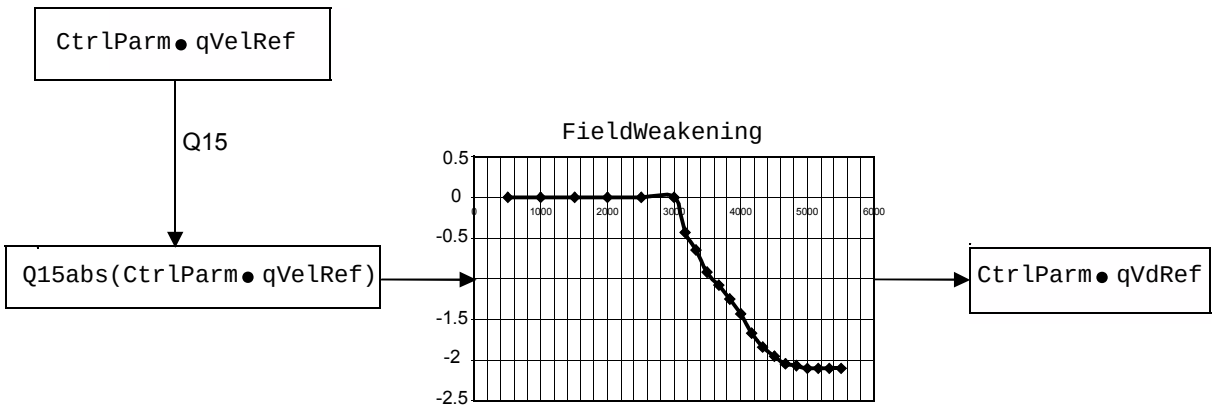
FieldWeakening 函数接受输入参数（参考转速 CtrlParm●qVelRef），并检查参数值是否小于或大于 UserParms.h 中定义的值 NOMINALSPEEDINRPM。

- 如果参考转速较小，则不执行弱磁
- 如果参考转速较大，则会通过线性插值从 FdWeakParm.qFwCurve 返回合适的值

图 21 说明了弱磁的框图。

图 22 绘制了测试过程中使用的弱磁曲线。

图 21：　　FieldWeakening 函数框图

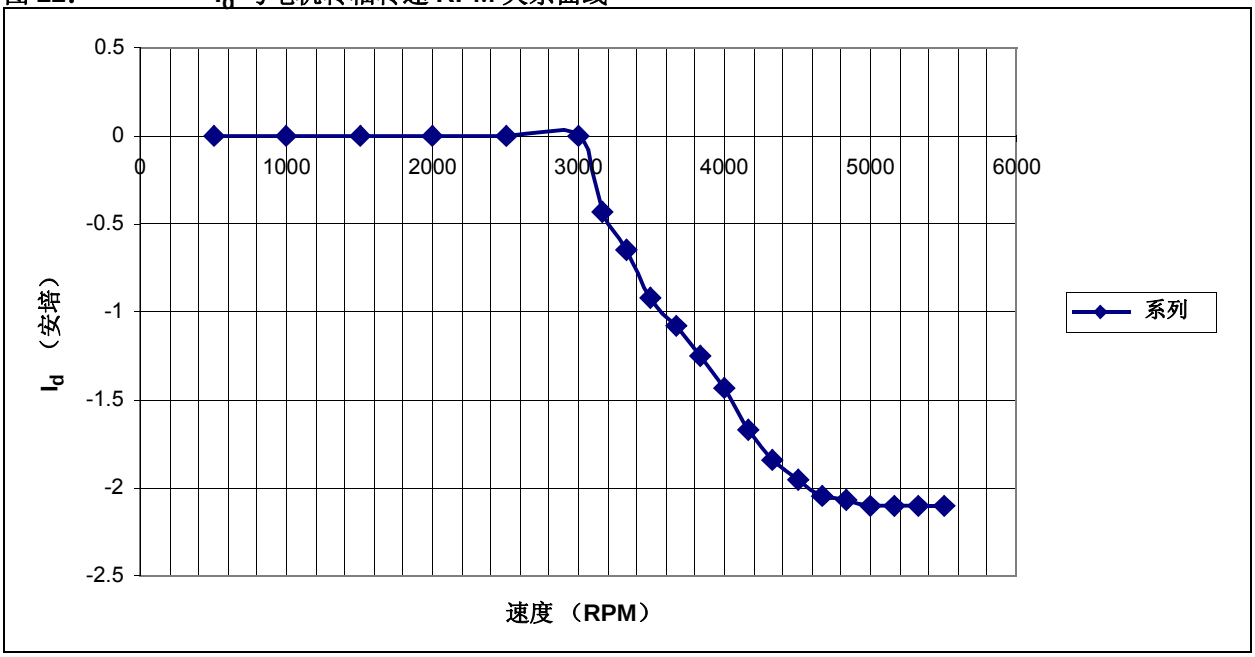


其中：

- CtrlParm●qVelRef = 来自用户的转速命令
- CtrlParm●qVdRef = PI 环 D 分量的参考转速

© 2010 Microchip Technology Inc.

图 22：　　I_d 与电机转轴转速 RPM 关系曲线



性能模式

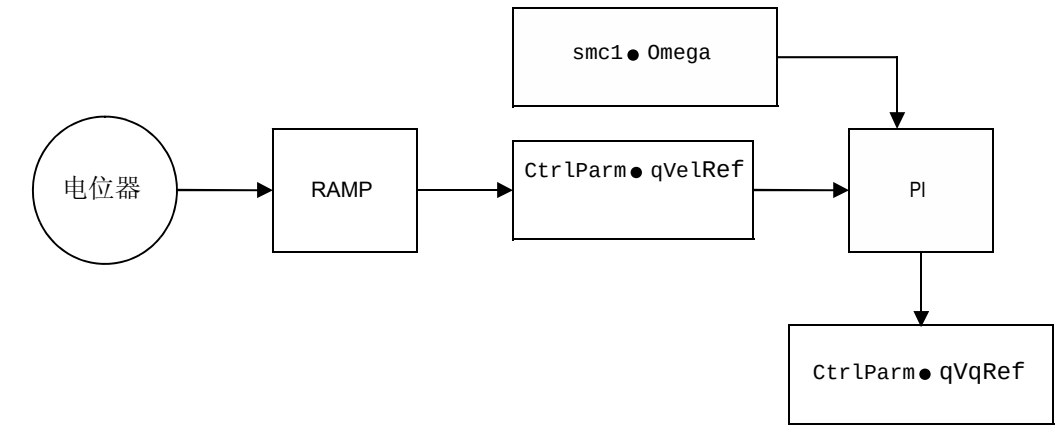
速度模式

在速度模式中，使用 PI 环将测量得到的电机转速与电位器给出的参考转速作比较。该 PI 环的输出被输入至电流 Q 分量的 PI 环。

在电机运行过程中，无论负载如何变化，转轴的转速 RPM 保持不变。将 `UserParms.h` 中的以下定义注释掉，即可采用该模式：`//#define TORQUEMODE`。

图 23 给出了速度模式的框图。

图 23：　　速度模式框图



其中：

RAMP = 根据来自电位器的输入提供电机平滑加速和减速的软件模块。要改变 RAMP 的速率，应更改 `UserParms.h` 中的 `SPEEDDELAY`。

`smc1● Omega` = 测量得到的电机转速

`CtrlParm● qVelRef` = 来自用户的转速命令

`CtrlParm● qVqRef` = 转速 PI 环的输入，即电流 Q 分量 PI 环的输入

转矩模式

在转矩模式中，转速 PI 环被旁路，来自电位器的参考转速被直接作为输入馈送至电流 Q 分量 PI 环。

在电机运行过程中，电机产生的转矩和消耗的电流保持恒定（由电位器设定）。因而，在负载较重时，转轴的转速 RPM 会下降。可通过在 `UserParms.h` 中取消对以下定义的注释，选择此模式：`//#define TORQUEMODE`。

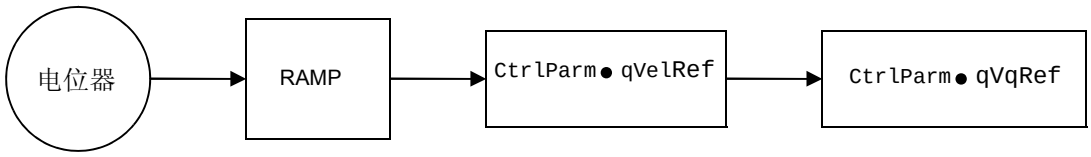
图 24 给出了转矩模式的框图。

电压纹波补偿

纹波补偿用于根据直流母线纹波补偿 Vd 和 Vq（到 Park 逆变换电路的输入）。用户可通过 `UserParms.h` 中的 `#define ENVOLTRIPPLE` 使能纹波补偿代码段。若在代码中使能了该功能，则软件会对直流母线上的电压纹波进行补偿。由于这样做缩小了直流母线上缓冲电容的尺寸，因而使得硬件设计更加经济。

公式 8 说明了 D 分量纹波补偿的实现方式。图 25 和图 26 分别说明了 D 轴和 Q 轴母线电压纹波补偿的框图。

图 24：　　转矩模式框图



其中：

RAMP = 根据来自电位器的输入提供电机平滑加速和减速的软件模块。要改变 RAMP 的速率，应更改 `UserParms.h` 中的 `SPEEDDELAY`。

`CtrlParm● qVelRef` = 来自用户的转速命令

`CtrlParm● qVqRef` = 转速 PI 环的输入，即电流 Q 分量 PI 环的输入

公式 8：

DCbus = 测得的直流母线电压

TargetDCbus = 所需的直流母线电压

```
If(TargetDCbus > DCbus)
```

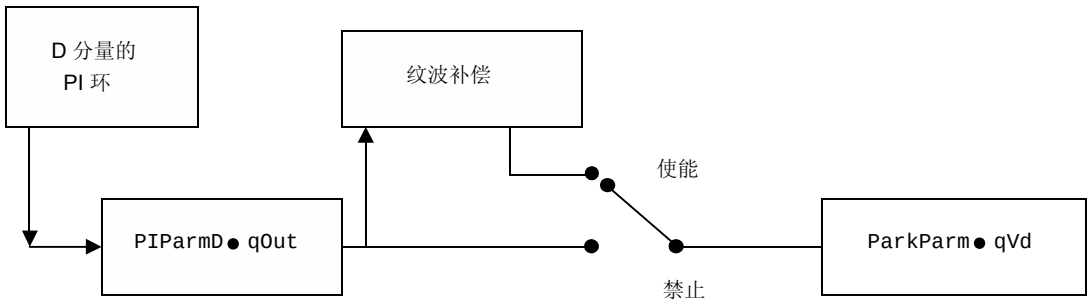
$$ParkParm \bullet qVd = PIParmD \bullet qOut + \frac{TargetDCbus - DCbus}{DCbus} \bullet PIParmD \bullet qOut$$

```
If(DCbus > TargetDCbus)
```

$$ParkParm \bullet qVd = \frac{TargetDCbus}{DCbus} \bullet PIParmD \bullet qOut$$

© 2010 Microchip Technology Inc.

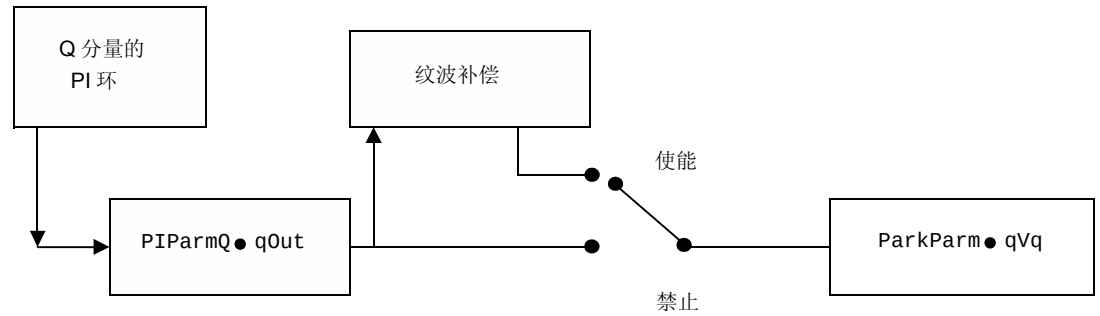
图 25：　　D 轴电流的母线电压纹波补偿 (1,2)



注　1： 当禁止纹波电压补偿时， PIParmD● qOut （D 分量 PI 环的输出）直接传递给 ParkParm● qVd。

2： 当使能纹波电压补偿时，PIParmD● qOut 传递给函数 VoltRippleComp。该函数返回补偿后的值，并将其传递至 ParkParm● qVd。

图 26：　　Q 轴电流的母线电压纹波补偿 (1,2)



注　1： 当禁止纹波电压补偿时， PIParmQ● qOut （Q 分量 PI 环的输出）直接传递给 ParkParm● qVd。

2： 当使能纹波电压补偿时，PIParmQ● qOut 传递给函数 VoltRippleComp。该函数返回补偿后的值，并将其传递至 ParkParm● qVd。

流程图

FOC 算法以与 PWM 相同的速率执行。这样进行配置使得 PWM 可使用两个分流电阻器和一个电位器（用来设置电机的参考速度）来触发两个绕组的 A/D 转换。允许 A/D 中断来执行该算法。图 27 显示了 A/D 中断程序的常规执行过程。

图 27：　　A/D 中断程序

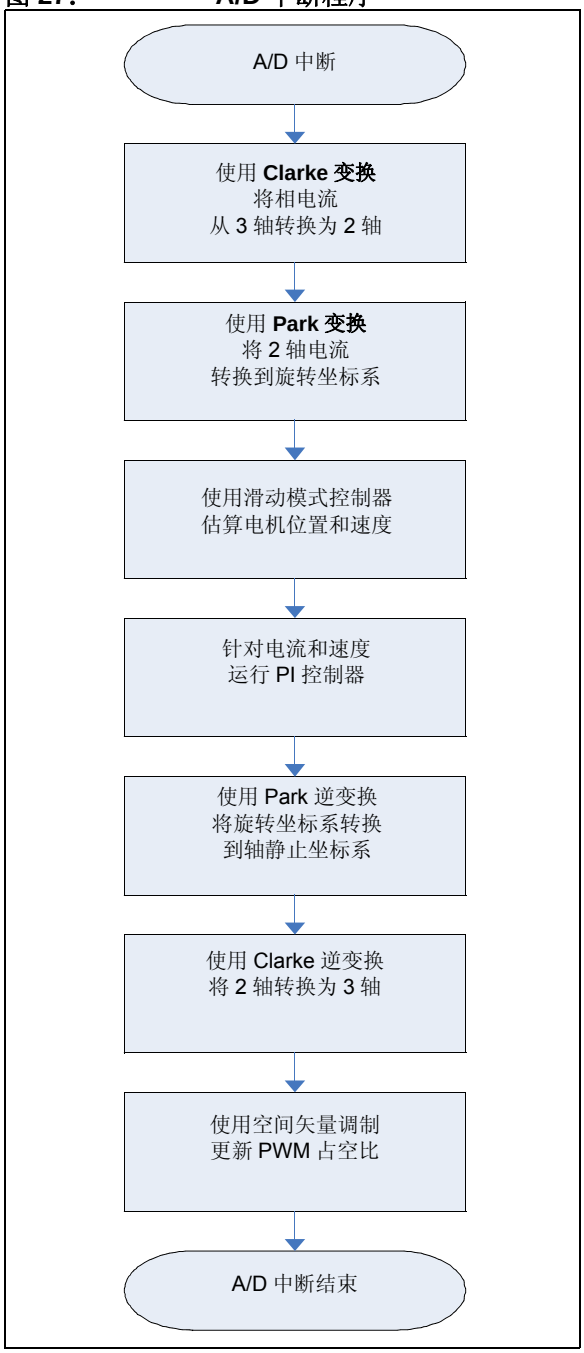
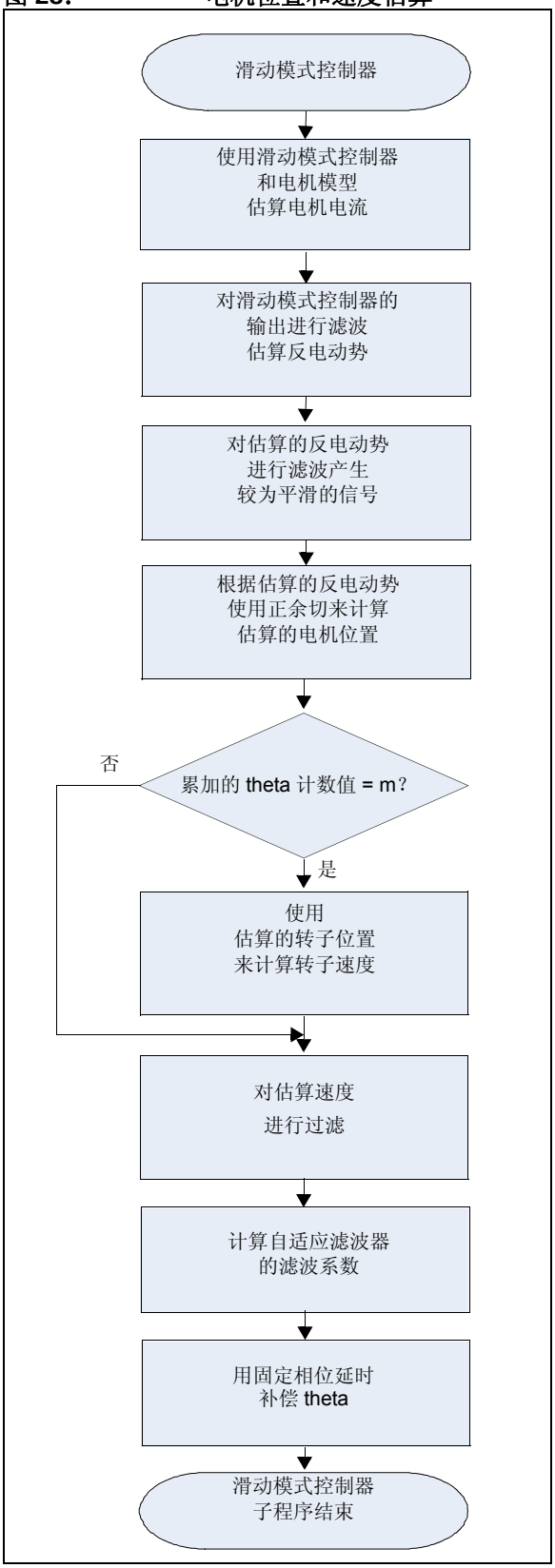


图 28 给出了使用滑动模式控制器估算电机位置和速度的过程。

图 28：　　电机位置和速度估算



© 2010 Microchip Technology Inc.

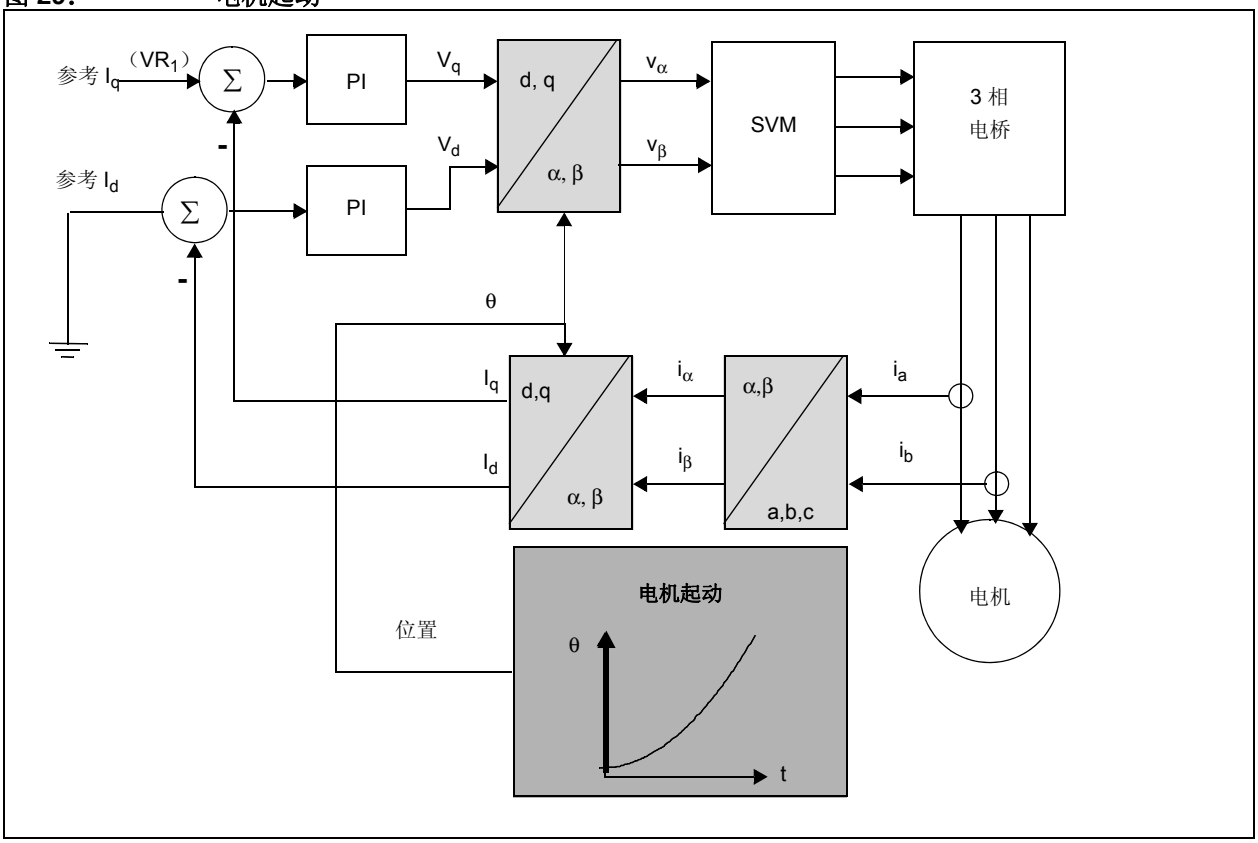
电机起动

无传感器 FOC 算法建立在反电动势估算基础之上，需要使用最小速度以获得估算的反电动势值。因此，必须结合使用正确的估算角度来给电机绕组通电。电机起动程序 （见图 29）就是基于此目的开发的。

当电机处于静止状态时，按下起动 / 停止按钮， dsPIC DSC 器件将产生连续正弦电压以使电机旋转。电机以一个固定的加速度旋转，FOC 算法控制电流 I_d 和 I_q。随着加速度的增加， theta 角度 （换相角度）也相应的增加。

如图所示，相角度以平方率递增，使电机得到一个恒定的加速度。即使 theta 由处于开环状态的电机产生，FOC 电路仍可得到执行并可控制转矩电流分量和磁通电流分量。同时使用了外部电位器来设置电机起动时所期望的转矩。根据机械负载特征，对该电位器进行实验性的调节设置。起动程序为起动电机提供了一个恒定转矩。电机起动加速结束后，软件将切换到无传感器控制的闭环状态，从而从位置和速度估算器获得 theta，如图 6 所示。

图 29： 电机起动



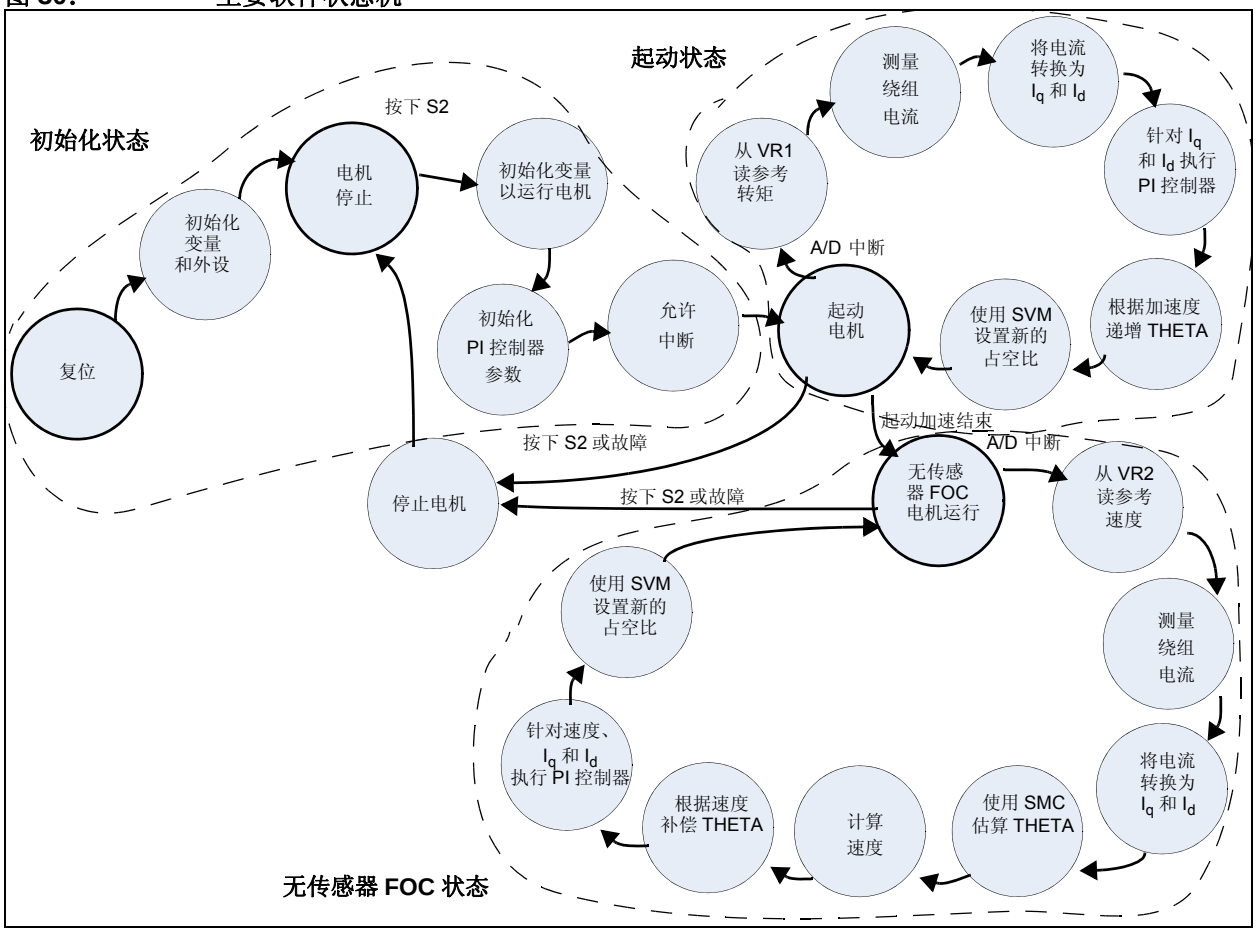
主要软件状态机

将 FOC 算法直观化为一个软件状态机会有很大的帮助（见图 30）。首先，使电机绕组断电，系统等待用户按下起动/停止按钮（dsPICDEM MCLV开发板上的S2）。只要用户按下该按钮，系统就将进入初始化状态，其中所有的变量都设置为其初始值，同时允许中断。然后执行起动程序，由此程序控制转矩电流分量（I_q）和磁通电流分量（I_d），并以加速形式产生换相角度（theta），从而使电机转动。

执行完起动程序之后，系统将切换到无传感器 FOC 控制，其中速度控制器被添加到执行线程中，随后滑动模式控制器（SMC）开始估算 theta 值，方法如前所述。电机进入无传感器 FOC 控制状态后，外部电位器持续提供参考速度，起动 / 停止按钮处于被监视状态以便随时停止电机。

系统的任何故障都可导致电机停止运行并返回电机停止（Motor Stopped）状态，直到再次按下 S2。状态图显示了软件的所有不同状态，以及使系统转换到不同状态的条件。

图 30：　　主要软件状态机



© 2010 Microchip Technology Inc.

基于 DSC 的 FOC 控制的优点

在电机控制中采用 DSC 的主要优点在于，使用这种通用设计平台可获得较高的实用性，从而更有效地生产电器产品。这意味着电器制造商现在可运用更经济的方法，通过无传感器 FOC 算法控制，生产出一系列使用 PMSM 或其他类型的电机的电器型号。

使用这些基于软件的电机控制设计，只需更改控制参数即可快速进行定制以满足不同市场的需求。

固件知识产权（Intellectual Property，IP）保护是一直困扰制造商的另一大问题，通常来说，制造商的电器设计团队都分布在世界各地。因此，如下的场景经常发生，某种电器在 A 地实现了 FOC，在 B 地开发了用户接口板，而最终系统的集成是在 C 地进行的。

总结

本应用笔记说明了设计者如何利用 DSC 的优点来实现高级电机控制技术，例如在电器产品应用中使用的无传感器 FOC 算法。由于编程 dsPIC DSC 与编程 MCU 的方法相似，因此电器设计者可以快速设计出自己的电机控制算法并测试产品的原型。

由于使用了功能强大的基于 IDE 的工具（例如 DMCI），允许设计者方便地将其算法移植到各种电机平台上，其中包括 PMSM、BLDC、BDC 和 ACIM，因而精细调谐电机控制变得非常便捷。

参考文献

Microchip Technology 已发布了几篇说明使用 DSC 控制电机的应用笔记。

对于 ACIM 控制，请参见：

- *AN984*，《使用 dsPIC30F MCU 控制交流感应电机》（DS00984A_CN）
- *AN908*，《使用 dsPIC30F 实现交流感应电机的矢量控制》（DS00908A_CN）
- *GS004*，《用 dsPIC® DSC MCPWM 模块驱动交流感应电机》（DS93004A_CN）
- *AN1206*，《使用弱磁技术实现交流感应电机（ACIM）的无传感器磁场定向控制 （FOC）》（DS01206A_CN）
- *AN1162*，《交流感应电机 （ACIM）的无传感器磁场定向控制 （FOC）》（DS01162A_CN）

对于 BLDC 电机控制，请参见：

- *AN957*，《使用 dsPIC30F2010 控制带传感器的 BLDC 电机》 （DS00957A_CN）
- *AN1160*，《用择多函数实现反电动势滤波的无传感器 BLDC 控制》（DS01160A_CN）

对于 PMSM 控制，请参见：

- *AN1017*，《使用 dsPIC30F DSC 实现 PMSM 电机的正弦驱动》（DS01017A_CN）
- *AN1292*，《利用 PLL 估算器和弱磁技术 （FW）实现永磁同步电机 （PMSM）的无传感器磁场定向控制 （FOC）》 （DS01292A_CN）
- *AN1299*，《PMSM 无传感器 FOC 的单分流三相电流重构算法》 （DS01299A_CN）

对于步进电机控制，请参见：

- *AN1307*，《使用 dsPIC® DSC 实现步进电机的控制》（DS01307A_CN）

关于 dsPICDEM MC1 电机控制开发板的信息，请参见：

- *“dsPICDEM™ MCLV Development Board User’s Guide”* （DS70331）
- *“dsPICDEM™ MCHV Development System User’s Guide”*（DS70605）
- *“dsPICDEM™ MCSM Development Board User’s Guide”*（DS70610）
- *“dsPICDEM™ MC1 Motor Control Development Board User’s Guide”*（DS70098）
- *“dsPICDEM™ MC1H 3-Phase High Voltage Power Module User’s Guide”*（DS70096）
- *“dsPICDEM™ MC1L 3-Phase Low Voltage Power Module User’s Guide”*（DS70097）

这些文档可从 Microchip 网站 （www.microchip.com）获取。

附录 A： 硬件资源

PMSM 的无传感器 FOC 代码已在以下开发板上进行了测试：

- dsPICDEM™ MCLV 开发板 （DM330021）
- dsPICDEM™ MCHV 开发板 （DM330023）

版本历史

版本 A （2007 年 3 月）

这是本文档的初始版本。

版本 B （2010 年 3 月）

该版本包含以下更新：

- 更新了 **“系统概述”** 的第三段。
- 添加了以下章节：
  - **“磁场弱化”**
  - **“性能模式”**
- 注：
  - 添加了 “注”，注明了使用星号 （*）标出估算变量的信息 （见图 17 上方的 “注”）。
- 章节：
  - 将 **“应用重点”** 中的速度范围从 500RPM-7300 RPM 更新至 500RPM-17000 RPM。
  - 将以下内容从 **“应用重点”** 中删除：额定功率为 1.5 kw 的空调压缩机作为主电机。
  - 删除了相位补偿，修改了相位补偿公式部分。
  - 添加了子章节 **“自适应滤波器”**。
  - 添加了子章节 **“电压纹波补偿”**。
- 附录：
  - 删除了**附录 A： “硬件资源”** 中的硬件更改部分。
- 图：
  - 删除了**附录 A： “硬件资源”** 中的图 25 至图 30。
- 通篇还做了少量修正，比如语法和格式更新。

© 2010 Microchip Technology Inc.

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、 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：978-1-60932-779-8

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。

全球销售及服务网点

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: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

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: 1-216-447-0464
Fax: 1-216-447-0643

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: 1-408-961-6444
Fax: 1-408-961-6445

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: 86-10-8569-7000
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: 886-7-213-7830
Fax: 886-7-330-9305

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 - 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

07/15/10

© 2010 Microchip Technology Inc.