

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)

作者: Mihai Cheles
Microchip Technology Inc.

引言

电机控制应用设计人员将永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 作为设计的首选已成为目前业界的普遍趋势。与同类其他电机相比, 永磁同步电机的诸多优点 (诸如高功率密度、快速动态响应和高效) 结合其低廉的制造成本和优越的电磁属性, 使其成为实现大规模产品的理想之选。

Microchip 生产种类繁多的数字信号控制器 (Digital Signal Controller, DSC), 可对各种类型的电机进行高效而稳健的全面控制; 并提供必要工具套件的参考设计, 从而缩短新手的学习时间和新产品的开发周期。

磁场定向控制 (FOC)

在 PMSM 中, 转子磁场必须与定子 (电枢) 磁场同速 (即同步)。转子和定子磁场不同步的话, 会导致电机停转。

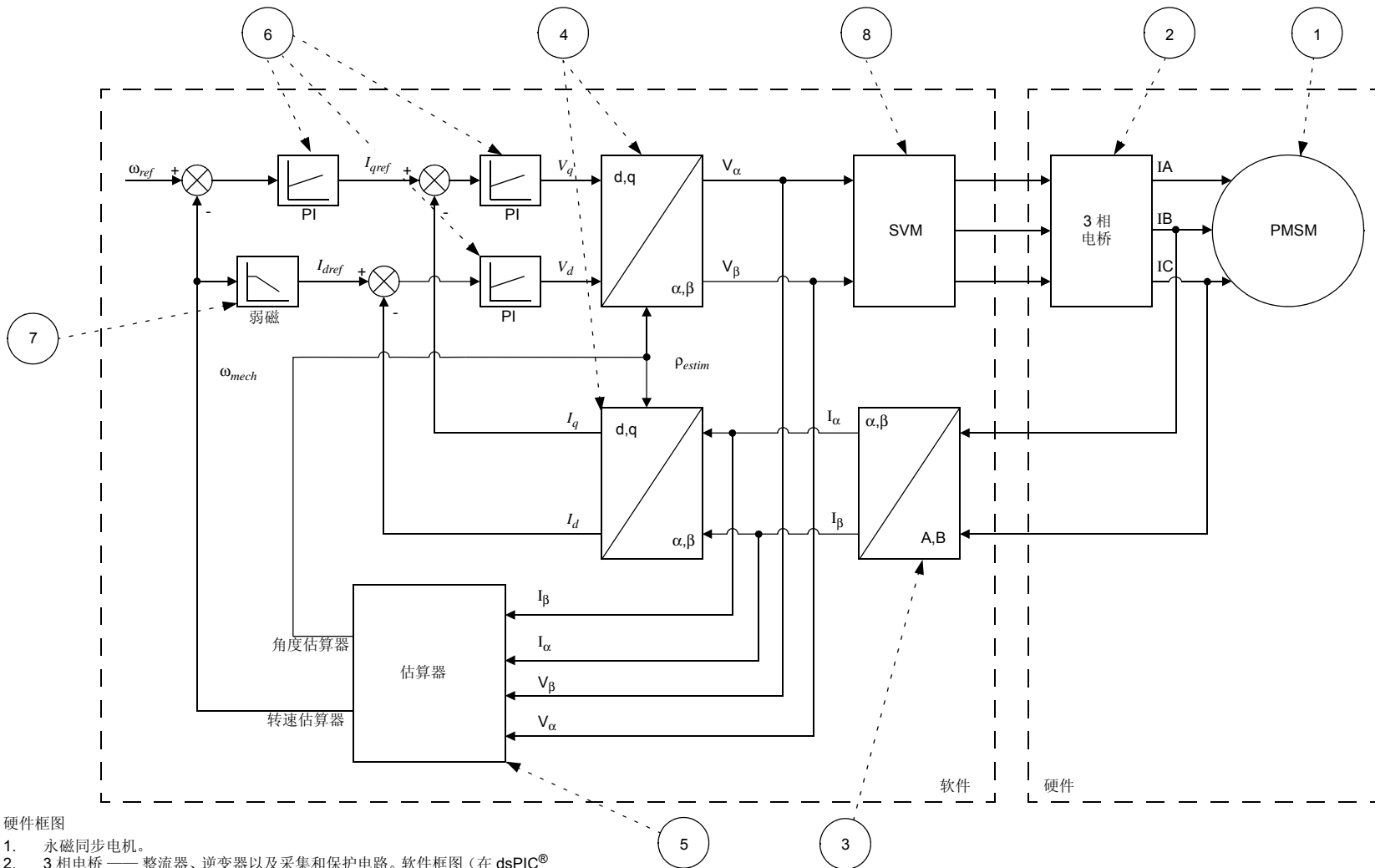
磁场定向控制 (Field Oriented Control, FOC) 是这样一种方法: 将某一磁通量 (转子、定子或气隙) 作为创建另一磁通量参考坐标系的基准, 目的是退去定子电流转矩分量和励磁分量的耦合。去耦可以简化对复杂三相电机的控制, 从而能像以单独励磁控制直流电机那样控制三相电机。这意味着电枢电流负责转矩的产生, 励磁电流负责磁通的产生。在本应用笔记中, 将转子磁通作为定子和气隙磁通的参考坐标系。

Microchip 提供了好几个阐述 FOC 基本原理的应用笔记。AN1078 《PMSM 电机的无传感器磁场定向控制》和 AN908 《使用 dsPIC30F 实现交流感应电机的矢量控制》就是其中的两份应用笔记 (见“参考文献”)。阐述 FOC 的详细信息不在本应用笔记的探讨之列, 但文中涵盖的新实现方案均遵照了前述应用笔记中的原理。

图 1 给出了 FOC 的控制原理图。该原理图使用 dsPICDEM™ MCLV 开发板 (DM330021) 实现, 并经过了测试。该开发板可使用不同的控制技术驱动 PMSM 电机, 而无需添加任何硬件。

该控制原理图与 AN1162 《交流感应电机 (ACIM) 的无传感器磁场定向控制 (FOC)》(见“参考文献”) 中的原理图类似。区别在于估算器的细节以及使用的电机明显不同 (是 PMSM 而不是 ACIM)。

图 1: PMSM 的无传感器 FOC 框图



对 PMSM 进行 FOC 的特别之处在于：定子的 d 轴基准电流 I_{dref} （对应于 d 轴上的电枢反应磁通）设置为零。转子磁体产生转子磁链 Ψ_{PM} 。这与 ACIM 不同，ACIM 需要磁化电流具有恒定的基准电流值 I_{dref} ，才能产生转子磁链。

气隙磁通等于永磁体产生的转子磁链与定子电流产生的电枢反应磁链的和。对于 FOC 的恒定转矩模式，d 轴气隙磁通仅与 Ψ_{PM} 相等，d 轴电枢反应磁通为零。

与此相对，在恒定功率运行时，定子电流的励磁分量 I_d 用于削弱气隙磁场，从而提高转速。

在无需位置或速度传感器的无传感器控制中，主要的困难是实现一个稳健的速度估算器，能够抵御温度、电磁噪声等干扰。对于成本非常敏感或不允许有诸如位置传感器等移动部件的应用或者电机在电气条件非常恶劣的环境下运行时，通常需要采用无传感器控制。然而，不应将对精确控制的要求，特别是低速时的要求，当作就给定应用选择控制方案的关键因素。

根据电机的数学模型进行位置和速度估算。因此，模型越接近真实硬件，估算器的执行效果就越好。PMSM 的数学建模取决于其拓扑结构，主要分为两类：表面贴装型和内部贴装型永磁体。针对应用的需求，这两个类均有其优缺点。围绕表面贴装型永磁同步电机开发了相应的控制方案（图 2），与其他类型的 PMSM 相比，其优点是转矩纹波低、价格低。表面贴装型 PMSM 的气隙磁通比较平滑，因此定子的电感值 $L_d = L_q$ （非凸极 PMSM），且反电动势（Back Electromagnetic Force, BEMF）呈正弦波。

由于此类 PMSM 的气隙（包含置于定子齿和转子铁芯之间的表面贴装磁体）较大，此类 PMSM 相对于具有同样尺寸和标称功率值的其他类电机，具有更小的感应系数。电机的这些特性在一定程度上简化了速度和位置估算器使用的数学模型，同时使得 FOC 更有效。

持续保持电机转子的磁链滞后电枢磁链 90 度可以获得每安培的 FOC 转矩最大（见图 3）。

图 2: 永磁体表面贴装型 PMSM 的横截面

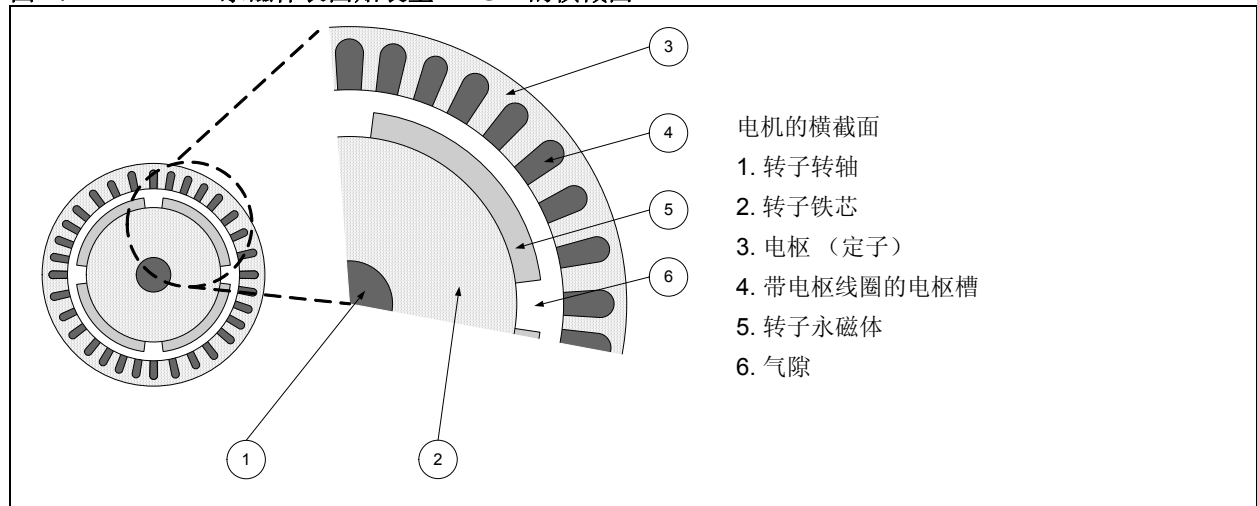
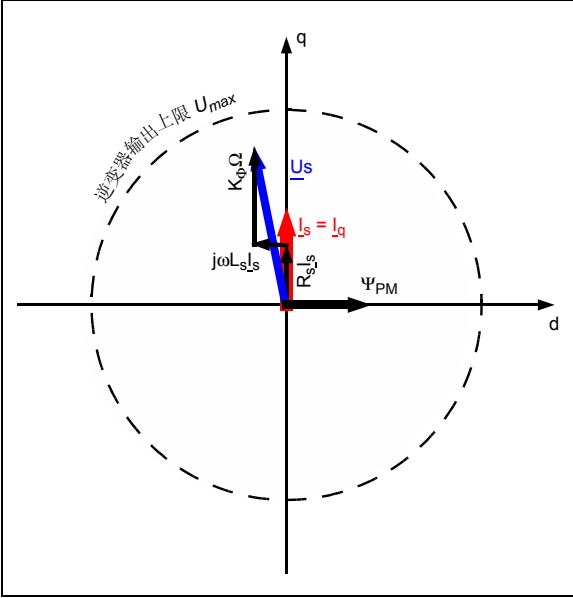
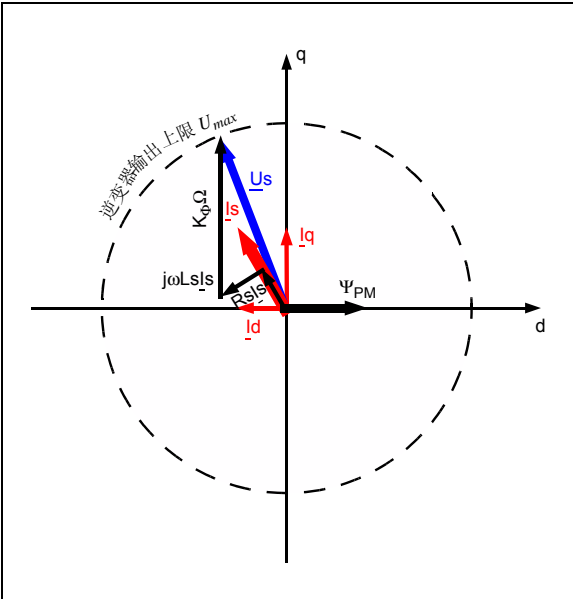


图 3: FOC 相位矢量图 (基本转速)



在 FOC 恒定功率模式下，无法有效实现 PMSM 的弱磁，原因是较大的气隙空间会导致减弱的电枢反应磁通对转子永磁体的磁链产生干扰。基于这个原因，所能获得的最大转速无法高于待测电机基本转速的两倍。图 4 给出了恒定功率——弱磁模式下的相位矢量方向。

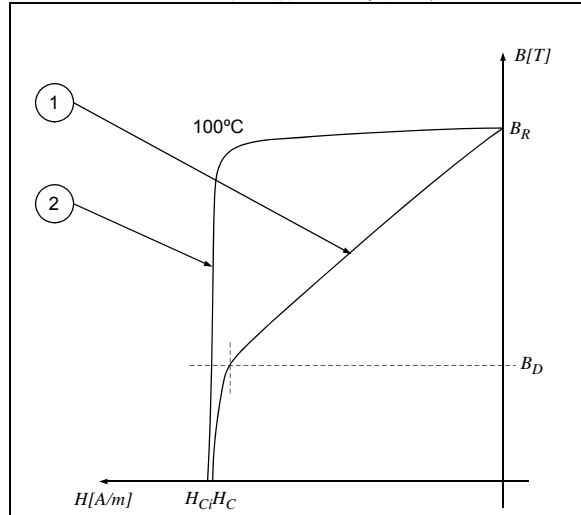
图 4: FOC 相位矢量图 (高速—FW)



警告:

在对磁体表面贴装型 PMSM 进行弱磁时，稍不注意或未遵照电机制造厂商的规范操作，就有可能使转子遭受机械损坏，永磁体被退磁。通常使用环氧树脂粘贴或者使用不锈钢或碳纤维环来固定永磁体。若转速超出制造厂商指定的最大转速，永磁体就可能脱落或损坏，从而导致转子以及其他附着在电机转轴上的机械部件遭到破坏。若气隙磁通密度超过了磁通密度曲线的拐点 B_D ，就会导致退磁，如图 5 所示。

图 5: 永磁体的迟滞曲线 (理论上)



迟滞曲线

1. 永磁体的固有特性。
2. 永磁体的一般特性。

其中:

- H = 磁场密度
- B = 磁场感应
- B_R = 永磁体感应磁通值
- H_C = 矫顽磁性
- H_{Ci} = 固有矫顽磁性

PLL 类估算器

本应用笔记中使用的估算器就是 AN1162 《交流感应电机 (ACIM) 的无传感器磁场定向控制 (FOC)》(见“参考文献”)中采用的估算器,只是在本文中用于 PMSM 电机而已。

估算器采用 PLL 结构。其工作原理基于反电动势 (BEMF) 的 d 分量在稳态运行模式中必须等于零。图 6 给出了估算器的框图。

如图 6 中的闭环控制回路所示,对转子的估算转速 (ω_{Restim}) 进行积分,以获取估算角度,如公式 1 所示:

公式 1:

$$\rho_{estim} = \int \omega_{Restim} dt$$

将 BEMF 的 q 分量除以电压常量 K_{Φ} 得到估算转速 ω_{Restim} , 如公式 2 所示:

公式 2:

$$\omega_{Restim} = \frac{1}{K_{\Phi}} (E_{qf} - \text{sgn}(E_{qf}) \cdot E_{df})$$

考虑公式 2 中给出的最初估算假设 (BEMF 的 d 轴值在稳态下为零), 根据 BEMF q 轴值 E_{df} 的符号, 使用 BEMF d 轴值 E_{df} 对 BEMF q 轴值 E_{qf} 进行校正。经过公式 3 显示的 Park 变换后, 使用一阶滤波器对 BEMF d-q 分量值进行滤波。

公式 3:

$$\begin{aligned} E_d &= E_{\alpha} \cos(\rho_{estim}) + E_{\beta} \sin(\rho_{estim}) \\ E_q &= E_{\alpha} \sin(\rho_{estim}) + E_{\beta} \cos(\rho_{estim}) \end{aligned}$$

采用固定的定子坐标系, 公式 4 代表定子电路公式。

公式 4:

$$\begin{aligned} E_{\alpha} &= V_{\alpha} - R_S I_{\alpha} - L_S \frac{dI_{\alpha}}{dt} \\ E_{\beta} &= V_{\beta} - R_S I_{\beta} - L_S \frac{dI_{\beta}}{dt} \end{aligned}$$

在公式 4 中, 包含 $\alpha - \beta$ 的项通过经 Clarke 变换的三相系统的对应测量值得到。以 Y 型 (星型) 连接的定子相为例, L_S 和 R_S 分别代表每个相的定子电感和电阻。若电机采用 Δ 连接, 则应计算等效的 Y 型连接相电阻和电感, 并在上述公式中使用。

图 7 表示估算器的参考电路模型。电机的 A、B 和 C 端连接到逆变器的输出端。电压 V_A 、 V_B 和 V_C 代表施加给电机定子绕组的相电压。 V_{AB} 、 V_{BC} 和 V_{CA} 代表逆变器桥臂间的线电压, 相电流为 I_A 、 I_B 和 I_C 。

图 6: PLL 估算器的原理框图

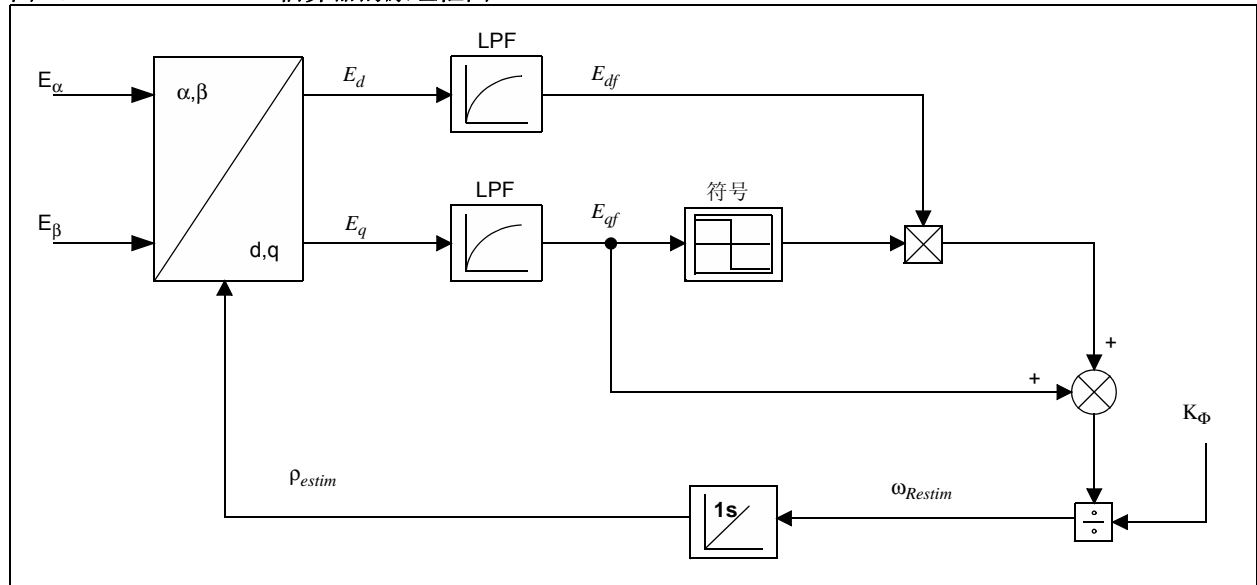
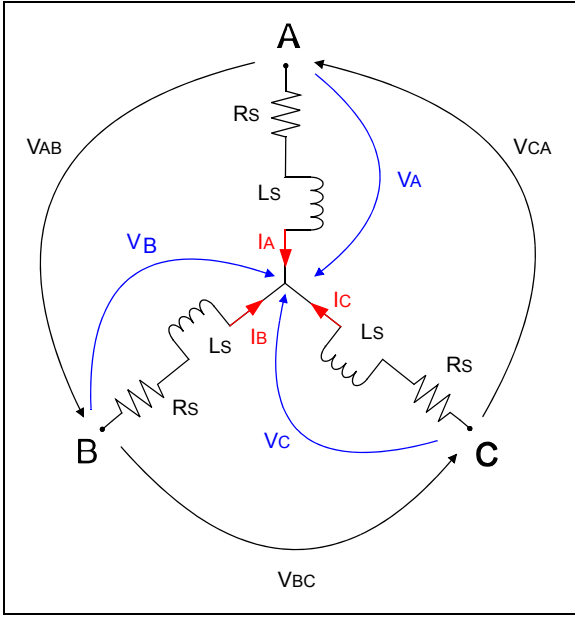


图 7: PLL 估算器的电路模型



将控制系统中实现的公式做进一步的演化，估算器公式 4 中的电压 V_α 和 V_β 是在 FOC 的前一计算环节中得到的结果，它们不仅在控制的前一步骤中馈送给空间向量调制 (Space Vector Modulation, SVM) 电路，而且在当前步骤中馈送给估算器电路。 I_α 和 I_β 是相电流经 Clarke 变换后得到的，在估算器的每个工作环节中都被读取。

公式 4 中定子电感 (L_S) 和电阻 (R_S) 经过了归一化，以便简化计算并满足软件表示要求，如公式 5 所示。

公式 5:

MotorEstimParm.qLsDt 代表

$$\frac{L_{S_NORM}}{dt} = \frac{1}{T_S} L_S \frac{U_0}{I_0} \omega_0 \cdot 2^{15}$$

其中

L_S = Y 型连接的电机相电感

T_S = 采样时间等于 PWM 周期

$U_0 = \frac{U_N}{2^{15}}$, U_N 为逆变器的直流链路电压

$I_0 = \frac{I_{peak}}{2^{15}}$, I_{peak} 为每相的最大峰值电流

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{60}$$

MotorEstimParm.qRs 代表

$$R_{S_NORM} = R_S \frac{U_0}{I_0} \cdot 2^{15}$$

其中

R_S = Y 型连接的电机相电阻

公式 4 的最后一项中，电流对时间的导数会对软件造成干扰。因此，估算器的每次执行周期中都引入了电流变化的极限值，该值必须小于估算器每次执行周期的最大电流变化值，每当发生 PWM 中断都将执行该周期。

根据公式 3，将得到的 BEMF E_α 和 E_β 值通过 Park 变换转换到转子磁通的旋转参考坐标系，得到 E_d 和 E_q 值。在 Park 变换中使用的角度 ρ_{estim} ，是估算器前一执行环节中计算得到的。基于 E_d 等于零，使用一阶滤波器对 BEMF 的 d-q 值进行滤波，并将滤波后的值代入估算器的主程序。

公式 2 给出了 ω_{Restim} 的计算，即如何得到电气转速。对电气转速进行积分得到转子磁通与 $\alpha - \beta$ 固定定子坐标系之间的角度 (ρ_{estim})。在公式 2 中， K_Φ 表示表 1 给出的电压常量。公式 6 给出了电气转速计算中使用的归一化 K_Φ 。

公式 6:

MotorEstimParm.qInvKFi 代表

$$\frac{1}{K_\Phi_NORM} = \frac{U_0}{\omega_0} \sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \frac{1000}{60 \cdot K_\Phi} \cdot P \cdot 2^{15}$$

其中

P = 极对数，以及前面指出的其他输入

使用与 BEMF 中所用的相同一阶滤波器对转速反馈进行滤波。该滤波器的一般形式见公式 7：

公式 7：

$$y(n) = y(n-1) + K_{filter} \cdot (x(n) - y(n-1))$$

其中

$y(n)$ = 当前滤波器的输出

$y(n-1)$ = 上一次滤波器的输出

$x(n)$ = 当前滤波器的输入

K_{filter} = 滤波器常量

滤波器输出的直流值应该不含有由 ADC 采集引起的噪声或软件计算引入的高频变化。滤波器的调整取决于要滤波的值（BEMF d-q 分量和电气转速）的变化速度，调整的结果是要保证足够的带宽，降低有用信号损失的可能性。对于 BEMF d-q 分量，有两种情形：(1) 高速，在弱磁模式中，由于缺乏转矩瞬变或高加速斜率，变化缓慢；(2) 低速，速度变化取决于电机的机械常量（以及电机转轴上的负载）和基准速度升高或下降的斜率（取较快的那个值）。

弱磁（FW）

PMSM 的弱磁意味着给旋转坐标系 d 轴方向的定子电流施加一个负值，作用是削弱气隙磁链。

逆变器的电压输出在定子电阻和感应电阻上产生压降，剩下的电压用于消除 BEMF。BEMF 与电机的转速和电压常量 K_{Φ} 成正比。考虑到逆变器的最大输出电压限值，通过降低与气隙磁链呈正比的电机电压常量 K_{Φ} 即可提高转速。气隙磁链的降低自然会导致转矩降低。

由于控制气隙弱磁所涉及的电机特性参数之间的关系错综复杂，因此情况有些复杂。

电枢 d 轴电流对气隙弱磁的影响取决于从电枢齿到转子铁芯的磁路的形状和磁性。如前所述，磁体表面贴装的类型对有效弱磁并无益处，因此设计电机磁路时很可能仅针对电机以基本转速运行的情况，一旦超过基本转速就会出现饱和现象。饱和效应会导致电气参数发生变化——其中之一就是定子的磁链电感，该值会在弱磁模式下减小。

确定这样的特性参数是个耗时的过程，和预期一样，这些特性参数的线性度极差。

调整和实验结果

当转速低于基本转速时，进行算法调整非常简单，此时应用最大转矩模式。通常，由电机制造厂商测量或给出的参数添加到支持文件 `tuning_params.xls` 中，该文件随本应用笔记一起提供（见附录 A：“源代码”），从而得到归一化的参数供估算器使用。得到的值随后被添加到 `userparms.h` 项目文件中，准备运行。

要测量的参数包括转子电阻 R_S 、转子电感 L_S 以及电压常量 K_{Φ} 。

可在电机的接线端测量定子电阻和电感，然后将测得的值除以 2，得到 L_S 和 R_S 值。对于 Δ 型连接的电机，若电机制造厂商提供了相电阻和电感，则应将它们除以 3 得到星型连接的等效相电阻和电感—— R_S 和 L_S 。

所有电机的制造厂商均会给出电压常量 K_{Φ} 。其实，您也可以采取非常简单的步骤来测量这个参数，即以恒定的速度旋转转子转轴，同时测量电机接线端的输出电压。如果在转速为 1000 RPM 的情况下读数，测得的电压为典型的 RMS 值。将读到的数值乘以 2 的开平方即可得到以 $V_{peak}/KRPM$ 为单位表示的值。

对于测试的电机参数，表 1 中的数据就是采取上述步骤测得的。

表 1：

电机类型	Hurst 电机 DMB00224C10002	单位
连接类型	Y	—
L-L 电阻	$1.92 \cdot 2$	Ω
L-L 电感 – 1 kHz	$2.67 \cdot 2$	mH
电压常量 K_{Φ}	7.24	$V_{peak}/KRPM$
环境温度	22.7	$^{\circ}\text{C}$

在 dsPICDEM MCLV 开发板的两条并联支路上分别读取必需的相电流，在 ADC 采集之后，将读到的值缩放至合适的范围。电流的总缩放因子取决于读取并联支路的差分运放的增益和流经电机的电流的最大值。例如，在并联支路电阻为 $0.005\ \Omega$ 的情况下， 4.4A 的峰值相电流和 75 的增益会导致 ADC 输入端的电压为 3.3V 。对电流使用缩放因子 1，经过例 1 的转换，得到的电流值将为 Q15 格式，采用软件实现方案时，必须使用该格式。

例 1:

```
#define KCURRA Q15(-0.5)
#define KCURRB Q15(-0.5)
```

在支持文件 tuning_params.xls 中，电流缩放因子是通过实验确定的，而并非使用上述步骤，因此消除了可能由电气元件公差导致的计算误差。公式 8 中显示的缩放常量与内部软件变量相乘得到实际电流值。

公式 8:

$$I_0 = \frac{I_{peak}}{2^{15}}$$

反之，要获取缩放常量，可以将实际电流值除以软件表示的十进制数。在稳态工作条件下，使用电流探针和 MPLAB® IDE 的数据监视和捕捉接口 (Data Monitor and Capture Interface, DMCI) 功能，在示波器上测量峰值电流，并将测得的值除以 DMCI 给出的对应值即可完成上述操作。欲知有关 DMCI 用法的细节，请查询 MPLAB IDE 帮助文件。

公式 4 显示在阻抗和感抗电压降计算中包含采集的电流。由于采集过程中可能存在噪声，需要对感抗电压降计算中包含的导数项进行限制以获得有效值。对于待测电机来说，最大转速为 5500 PRM ，峰 - 峰值电流为 5A 的情况下，最大电流变化为每 $50\ \mu\text{s}$ 0.25A 。

就最初校准而言，电机启动时应带有负载，此时需要调整开环斜率参数。

要调整的开环参数包括锁定时间、最终加速度以及基准电流值。锁定时间代表转子对齐所必需的时间，它取决于负载初始转矩和转动惯量（这两个值越大，锁定时间就越长）。启动时上升到的最终转速（以 RPM 表示）应设置得足够高，以使估算器计算的 BEMF 具有足够的精度，达到最终转速的时间取决于连接到电机转轴上的阻性负载：负载越大，达到最终基准转速所需的时间就越长。

采用开环控制替代闭环控制起到简化的目的，其中转子磁通和固定参考坐标系之间的估算角由开环增速控制中使用的强制角替换。强制角不关心转子的位置，而是使转子位置增加一个角度，从而使转子的位置成为一个不断增加的量。图 1 给出了控制环的另一种简化形式，即缺少速度控制器，并且 q 轴的基准电流是硬编码的。

q 轴基准电流用于提供在转速开环上升阶段流经电机的电流；初始负载越高，所需的电流就越大，负载决定基准转矩。

例 2 给出了基准电流设置的宏定义，将实际的电流值输入参数归一化至软件要求的范围，其计算依赖于电流缩放常量 (NORM_CURRENT_CONST)，最初是通过计算确定的。作为输入的实际电流值的单位应为安培，并且处于 $[-I_{peak}, I_{peak}]$ 范围内。

例 2:

```
#define NORM_CURRENT(current_real)
(Q15(current_real/NORM_CURRENT_CONST/32768))
```

要使算法在开环系统中工作，从而禁止初始调节时的闭环控制环节，则应启用例 3 中给出的特定宏代码定义。

例 3:

```
#define OPEN_LOOP_FUNCTIONING
```

这对于在激活闭环控制之前，潜在 PI 控制器的重新校准，甚至是一些初始过渡阶段的校验（比如强制角和估算角之间的角误差以及实验确定电流缩放常量），以及最初开环上升参数的精调非常有用。

对于采用弱磁后电机转速超过标称转速的情况，由于系统参数呈现非线性，因而调节将更为复杂。

从这点开始调整的目的，是要在无负载的条件下，实现测试电机标称转速的倍增。

警告： 通常，电机制造厂商指出了不损坏电机时能够达到的最大转速（可能比额定电流时的制动点速度要大）；如果未指出，电机的运行速度可能更高，但只能工作一小段时间（断断续续地），还要承担前一节中所述的退磁或机械损坏风险。

在弱磁模式中，如果转速超过标称值而造成 FOC 失效，随时可能损坏逆变器。其原因在于，BEMF 值将大于标称转速时产生的 BEMF 值，从而超出 DC 母线电压值，而这是逆变器的功率半导体和 DC 链路电容不得不予以支持的电压。由于打算进行的调整意味着反复的系数校正，直至达到最优运行状况，为了防止在高速时电机停转，应确保使用相应电路对逆变器进行保护。

对调整原理的解释始于图 4 中的矢量图。考虑在（逆变器能够提供的）最大电压时生成每安培最大转矩所需的电流，低于标称转速时，它表示的只是 q 分量，这是转矩生成所必需的。目前， I_q 等于 I_S ；但是，弱磁策略开始之后，定子电流 I_S 将等于 d 、 q 分量的矢量和。假设定子电流 I_S 及输入电压 U_S （绝对值）不变，定子电阻上的电压降也将不变，而感抗电压降将随转速成比例增加。但是，由于表面贴装 PM 的感应系数值很小，在与其它隐含指出的测量值进行比较时，可以忽略感抗的增加。把这一前提考虑在内，在对电机进行加速时，可以认为弱磁时 BEMF 是恒定的，由于感抗电压降的增加，BEMF 的稍许下降是可以接受的。

把这些考虑在内，并考虑公式 6，当 BEMF 保持恒定时，转速 ω_R 和 $1/K_\Phi$ 之间就呈现比例关系，如公式 9 所示。

公式 9:

$$BEMF = \omega_R K_\Phi$$

于是对于转速倍增而言，为了弥补感抗电压降，考虑每电压常数 $1/K_\Phi$ 的上升超过一半（125%）的情况。在查找表中给出了 $1/K_\Phi_{NORM}$ 随转速的变化关系，查找索引取决于转速。在开始部分，查找表将表示 $1/K_\Phi_{NORM}$ 随转速 ω_R 的线性变化关系，不过稍后根据负载情况可对线性变化进行微调以便获得最佳能效。查找索引的获得，是把转子实际转速减去弱磁策略开始施行之后的转速，再除以一个缩放因子。索引缩放因子给出了查找表的精细程度度量，所以，对于相同的转速范围，缩放因子越大，在查找表中得到的点就越少，而点代表的是加以考虑的转速域。对于我们考虑的电机，最大转速是 27500 单位，其中 5000 单位表示 1000 RPM。考虑缩放因子为 1024，弱磁开始转速是 13000 单位，结果是 $(27500 - 13000) / 1024 = 14.1$ 。在表中有大致 15 项就足以覆盖期望的转速范围。反过来计算，假如查找表中有 17 项，可能的最大转速将是 $17 \cdot 1024 + 13000 = 30408$ 单位，约为 6000 RPM。由于估算的电流速度总是存在某种程度的噪声，而且在速度值改变时索引的计算可能不稳定，因此在软件中计算索引时，使用的不是（估算的）电流速度，而是基准速度。可以考虑基准速度的变化斜率足够慢，从而估算速度能够很接近它。

考虑基准和最大速度之间的线性变化关系，查找表值将看上去类似于例 4，且将使用实验获得的结果更新查找表值。表中的第一个值表示电机基速时的 $1/K_\Phi$ 值，如同使用支持文件（tuning_parameters.xls）所计算的那样。

例 4：电压常数倒数初始化查找表

```
#define INVKFI_SPEED0 7900
#define INVKFI_SPEED1 8600
#define INVKFI_SPEED2 9300
#define INVKFI_SPEED3 10000
#define INVKFI_SPEED4 10700
#define INVKFI_SPEED5 11400
#define INVKFI_SPEED6 12100
#define INVKFI_SPEED7 12800
#define INVKFI_SPEED8 13500
#define INVKFI_SPEED9 14200
#define INVKFI_SPEED10 14900
#define INVKFI_SPEED11 15600
#define INVKFI_SPEED12 16300
#define INVKFI_SPEED13 17000
#define INVKFI_SPEED14 17700
#define INVKFI_SPEED15 18500
#define INVKFI_SPEED16 19200
#define INVKFI_SPEED17 19750
```

使用标称电流运行电机，将不会导致磁铁的永久消磁。所以，强制 **d** 分量（它负责气隙净磁通密度下降）为标称电流将不会有破坏性影响。在稳态时，由于缓慢的加速斜率以及没有阻抗转矩（除了轴承摩擦和风扇之外），无负载工作时所需的 **q** 分量将非常小。实践中，**d** 轴电流分量的设定通过查找表来进行，其索引与用来查找电压常数查找表的索引相同。最初，表中填充的值将是电流 I_d 与转速 ω_R 呈线性关系的值（表中的第一项表示 I_{dref} 的基速值，最后一项表示标称的电流值），如例 5 所示。

例 5：D 轴基准电流初始化查找表

```
#define IDREF_SPEED0 NORM_CURRENT(0)
#define IDREF_SPEED1 NORM_CURRENT(-0.09)
#define IDREF_SPEED2 NORM_CURRENT(-0.18)
#define IDREF_SPEED3 NORM_CURRENT(-0.27)
#define IDREF_SPEED4 NORM_CURRENT(-0.36)
#define IDREF_SPEED5 NORM_CURRENT(-0.45)
#define IDREF_SPEED6 NORM_CURRENT(-0.54)
#define IDREF_SPEED7 NORM_CURRENT(-0.63)
#define IDREF_SPEED8 NORM_CURRENT(-0.72)
#define IDREF_SPEED9 NORM_CURRENT(-0.81)
#define IDREF_SPEED10 NORM_CURRENT(-0.9)
#define IDREF_SPEED11 NORM_CURRENT(-0.99)
#define IDREF_SPEED12 NORM_CURRENT(-1.08)
#define IDREF_SPEED13 NORM_CURRENT(-1.17)
#define IDREF_SPEED14 NORM_CURRENT(-1.26)
#define IDREF_SPEED15 NORM_CURRENT(-1.35)
#define IDREF_SPEED16 NORM_CURRENT(-1.44)
#define IDREF_SPEED17 NORM_CURRENT(-1.53)
```

电流的负 **d** 分量作用是减小电压常数 K_Φ ，在理想情况下是成比例的，如前所述，这为提升转速留下更大空间。

另一方面是弱磁模式中定子磁链电感的变化，它也是非线性的。为了消除它的影响，意味着要使用另一个查找表，其查找索引如前所述相同。表中的项表示的是转速 ω 时的电感变化率 $Ls_NORM^{(\omega)}dt$ ，具体值是其索引除以基速 ω_0 时 Ls_NORMdt 的两倍。表中第一项始终应该是 0.5，因为是基速电感除以两倍自身。此时，表中其余各项填充的值都好像其电感是基速时的一半（例 6）。

例 6：电感变化初始化查找表

```
#define LS_OVER2LS0_SPEED0 Q15(0.5);
#define LS_OVER2LS0_SPEED1 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED2 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED3 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED4 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED5 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED6 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED7 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED8 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED9 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED10 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED11 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED12 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED13 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED14 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED15 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED16 Q15(0.25);
#define LS_OVER2LS0_SPEED17 Q15(0.25);
```

出于测试目的，在软件中使用缓慢的斜率作为基准速度，使用如下的定义进行激活，如例 7 所示。

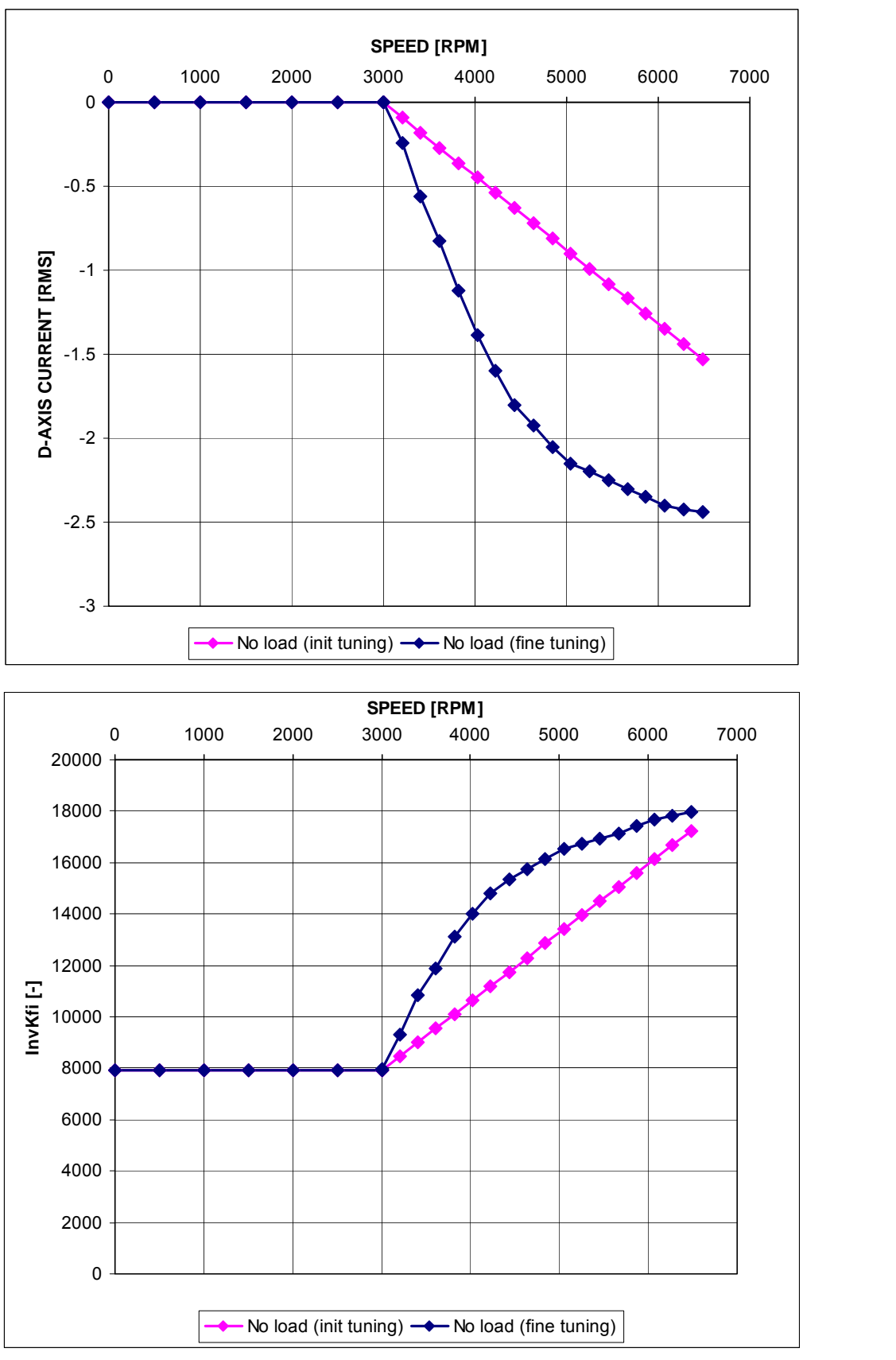
例 7：

```
#define TUNING
```

如果在这些条件下运行软件的结果将使电机在高于标称值时停转的话，是因为查找表中填写的值是估计值，在某些点可能与真实的非线性不匹配。一旦电机停转，立即中止程序的执行，在调试器的 **watch**（查看）窗口中捕捉索引（FdWeakParm.qIndex）的值。索引指明按升序排列的 I_{dref} 值在哪一点没有起作用，因而应该被更新。为了进一步改进性能，查找表中电流索引所指的值，应该用下一索引所指的值（FdWeakParm.qIndex + 1）来代替，并应再次检查电机的行为。可达到的转速应该上升；重复这一过程几次之后，**d**轴上施加的标称基准电流将达到最大转速。如果标称电流获得的最大转速不是目标转速（在这里指的是标称转速倍增），应增加 **d**轴基准电流的绝对值，使之大于标称值。**d**轴基准电流的增加应从电机停转时索引所指的索引值开始。索引值应与电机的实际转速相对应，使用速度计在传动轴处可测得电机的实际转速；应该记住：查找索引的计算，使用的是基准转速，而不是估计的实际转速。就所测试的电机而言，把 **d**轴电流强制为标称电流的一倍半是可能的，而这将使基速倍增。上述操作的结果给出的数据呈现在图 8 中。一旦 **d**轴电流的增加不再对转速的提升起作用（电流增加过大通常将使电机停转），停转时对应的索引将指明应该对电感值进行处理的地方（增加或减少电感值）。电感变化查找表是最后得到更新的。

对于带负载测试，初始条件——主要是 **d**轴基准电流，它在弱磁时等于标称电流值——不再有效，因为生成转矩不需要 **q**轴电流。用于弱磁和用于转矩生成的功率之比，取决于负载转矩 — 转速特征曲线。

图 8: 转速与 D 轴电流和 $1/K_{\phi}$ 的关系



在弱磁模式期间的另一考虑是逆变器的电压限值。这个电压限值变换成为 d-q 电流分量可达到的最大值。如果两个分量都已跟上它们的基准值，它们产生的标量和将与最大值 '1' 重叠。所以，电流 q 分量（电流的转矩分量）的最大允许电流将在优先考虑电流 d 分量之后得到，因为 d 分量负责弱磁，出于气隙弱磁的目的，它更加重要。图 9 给出了这种动态调整框图，转换为电压的 d-q 分量（电压 d 分量优先）。

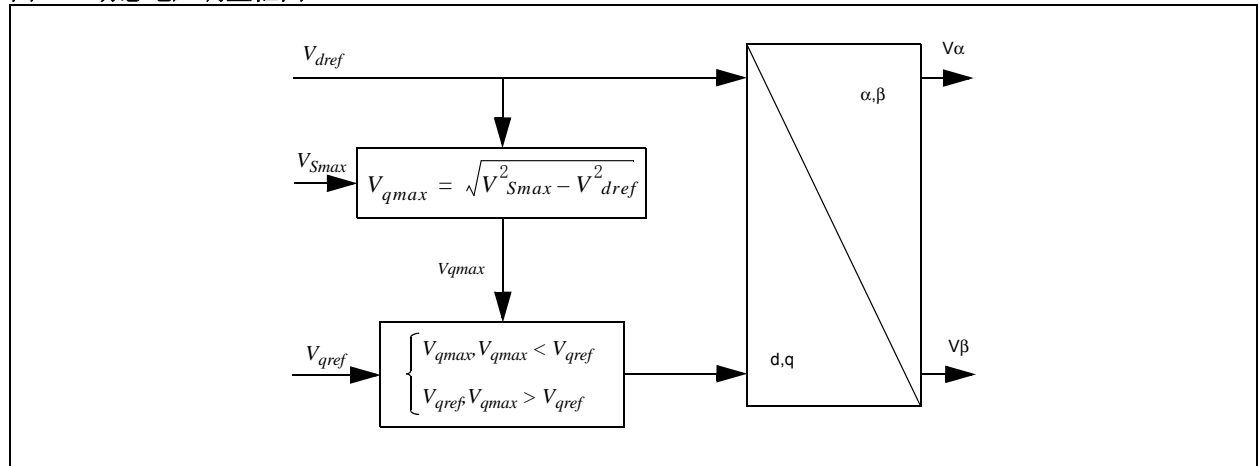
由于估算器的性能很大程度上取决于电机参数，对于测量条件而言，实验结果均有这一前提。对电机转子阻抗和磁通常数影响最大的是温度。使用最大输入电流可获得高转矩，由此产生的焦耳损耗会很大，导致电机温度上升。这对估算器输出的有效性产生负面影响。请注意，校正或补偿温度对估算的影响，并不是本应用笔记的主题。可以补偿温度对参数的影响，但补偿随电机种类、工作条件和工作模式的不同而差异很大。因而，下面给出的测试结果有一个前提：限制温度对估算器输出的影响——达到转矩的时间限制为一分钟，只在室温下连续工作一分钟（见表 2）。

表 2：带负载时的实验测试结果

基准转速 (RPM)	达到转速 (RPM)	转矩 (Nm)	相电流 (A RMS)
500	500	0.148	1.697
1000	1000	0.111	1.556
1500	1425	0.083	1.513
2000	1900	0.062	1.117
2500	2375	0.031	0.608
3000	2850	0.020	0.636
3500	3325	0.019	1.174
4000	3800	0.015	1.556

在表 2 中，可以看到最后两项的测得相电流，它们对应着弱磁工作，要比倒数第三项正常工作时的电流高。

图 9：动态电压调整框图



AN1292

在针对 dsPIC33FJ32MC204 开发的、编译器优化等级为 -O3 的发布 (Release) 模式软件中, 无传感器 FOC 算法使用下列资源:

- 程序存储器 (闪存): 5682 字节 (总计)
 - 612 字节 (弱磁代码)
 - 645 字节 (主用户接口代码)
 - 4425 字节 (无弱磁的无传感器 FOC 代码)
- 数据存储器 (RAM):
 - 444 字节 (总计, 不包括调试数据转储单元)

运行在 40 MHz 内核时钟、使用 -O3 级编译器优化时, 算法执行所需时间测量结果如下:

- (包括具有弱磁功能的无传感器 FOC 算法的) ADC 中断代码执行:
 - 最小: 14.975 μ s
 - 平均: 23.325 μ s
 - 最大: 23.65 μ s
- (包括无弱磁的无传感器 FOC 算法的) ADC 中断代码执行:
 - 最小: 14.725 μ s
 - 平均: 20.8 μ s
 - 最大: 21.4 μ s

ADC 中断每 50 μ s 执行一次, 它在每个 PWM 周期 (PWM 频率是 20 kHz) 触发一次。

结论

本应用笔记描述了永磁同步电机（PMSM）磁通角和转速的估算方法。该方法在弱磁模式 PMSM 中的应用是成功的，这极大地扩展了适用应用的种类。

本文还讨论了估算器的主要理论思路以及最为重要的调整方法。文中所述的应用使用了支持文件，以便将这一方法轻松用于其他电机。另外，在应用开发中使用 Microchip 提供的开发硬件平台，能够显著缩短产品上市时间。

参考文献

本档中引用了下列应用笔记，可以从 Microchip 网站 (www.microchip.com) 下载它们：

- AN908 《使用 dsPIC30F 实现交流感应电机的矢量控制》
- AN1078 《PMSM 电机的无传感器磁场定向控制》
- AN1162 《交流感应电机（ACIM）的无传感器磁场定向控制（FOC）》

附录 A: 源代码

软件许可协议

Microchip Technology Incorporated (以下简称“本公司”)在此提供的软件旨在向本公司客户提供专门用于 Microchip 生产的产品的软件。

本软件为本公司及 / 或其供应商所有, 并受到适用的版权法保护。版权所有。使用时违反前述约束的用户可能会依法受到刑事制裁, 并可能由于违背本许可的条款和条件而承担民事责任。

本软件是按“现状”提供的。任何形式的保证, 无论是明示的、暗示的或法定的, 包括但不限于有关适销性和特定用途的暗示保证, 均不适用于本软件。对于在任何情况下、因任何原因造成的特殊的、附带的或间接的损害, 本公司概不负责。

本应用笔记中提到的所有软件以一个 WinZip 存档文件的形式提供, 可从 Microchip 公司网站下载, 地址是:

www.microchip.com

附录 B： 版本历史

版本 A（2009 年 9 月）

这是本文档的初始版本。

AN1292

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、PIC³² 徽标、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、PICKITtail、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: 978-1-60932-196-3

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。



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

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: 91-80-3090-4080

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

12/30/09