AN2590

采用降阶龙伯格观测器实现PMSM的无传感器FOC

简介

目前的行业趋势表明，永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）是电机控制应用设计人员的首选。与同类别的其他电机相比，它具有高功率密度、快速动态响应和高效率等优势。再结合其能够降低制造成本和改善磁性能的特点，PMSM是产品大规模实现的理想推荐。

Microchip生产各种单片机以实现对所有类型电机的高效、稳健和多功能控制，并且提供必要工具集的参考设计。这将加快新产品的学习速度并缩短新产品的开发周期。

目录

简介 1

1. 磁场定向控制（FOC） 3
   - 1.1 直轴电流参考 5
   - 1.2 角度问题 5
   - 1.3 矢量控制总结 5
   - 1.4 坐标变换 7
   - 1.5 无传感器位置估算 10
   - 1.6 比例积分控制器背景知识 13
   - 1.7 空间向量调制 14
   - 1.8 启动步骤 17
   - 1.9 电机控制管理状态机 19

Microchip网站 20

变更通知客户服务 20

客户支持 20

Microchip器件代码保护功能 20

法律声明 21

商标 21

DNV认证的质量管理体系 22

全球销售及服务网点 23

1. 磁场定向控制（FOC）

在使用PMSM时，转子磁场的速度必须等于定子（电枢）磁场的速度（即同步）。转子磁场和定子磁场之间失去同步会导致电机停转。

FOC表示这样一种方法：将其中一个磁通（转子、定子或气隙）视为用于为其他磁通之一创建参考坐标系的基础，其目的是将定子电流解耦为用于产生转矩的分量和用于产生磁通的分量。这种解耦保证了复杂三相电机的控制方式与采用单独励磁的直流电机一样简单。这意味着电枢电流负责产生转矩，而励磁电流负责产生磁通。本应用笔记中将转子磁通视为定子磁通和气隙磁通的参考坐标系。

表面安装永磁型PMSM（SPM）中FOC的特殊性在于定子i_{dref}（对应于d轴上的电枢反应磁通）的d轴电流参考设置为零。转子中的磁体产生转子磁链Λ_m，这一点与交流感应电机（AC Induction Motor，ACIM）不同，交流感应电机需要恒定参考值i_{dref}来磁化电流，从而产生转子磁链。本章的后面部分将介绍内置式永磁（Interior Permanent Magnet，IPM）型PMSM电机的d轴电流参考。

气隙磁通等于转子磁链的总和。这是由永磁体产生的，电枢反应磁链则是由定子电流产生的。对于FOC中的恒转矩模式，仅d轴气隙磁通一项即等于Λ_m，d轴电枢反应磁通为零。

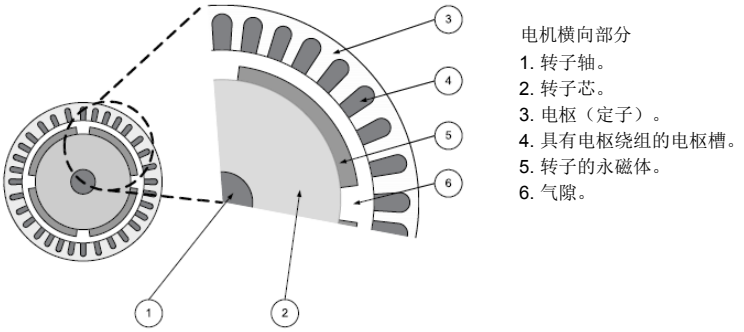
相反，在恒功率运行中，定子电流中产生磁通的分量（即负i_d）用于弱化气隙磁场以实现更高速度。

在不需要位置传感器和速度传感器的无传感器控制中，面临的挑战是实现一个能够抑制温度、开关噪声和电磁噪声等干扰的稳定速度估算器。当应用对成本敏感时（不允许部件运动），通常需要无传感器控制。例如，使用位置传感器时或在不利电气环境下运行电机时。但是，对于精确控制的要求（特别是在低速情况下）不应视为给定应用的关键问题。

位置和速度估算基于电机的数学模型。因此，模型与实际硬件越接近，估算器的性能就越好。PMSM数学建模依赖于其拓扑，主要分为两种：表面贴装电机和内置式永磁（IPM）电机。每种电机在不同应用需求方面都有各自的优势和劣势。

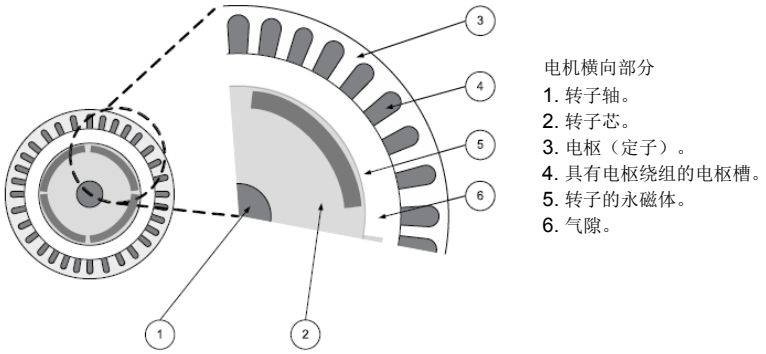
提出的控制方案已开发用于表面贴装和内置式永磁同步电机。下图所示为表面贴装电机，与内置式PMSM相比，该电机具有低转矩纹波和低成本的优点。由于所考虑电机类型的气隙磁通是平滑的，因此定子的电感值$L_d = L_q$（非凸极PMSM）以及反电磁力（Back Electromagnetic Force，BEMF）是正弦曲线。

图1-1. 表面贴装PM PMSM横向部分



下图所示为IPM电机，除永磁转矩外，还具有额外的磁阻转矩。与SPM类型相比，它在给定的工作电流下提供更高的转矩。在内置式PM电机中，磁通路径的磁阻根据转子位置而变化。这种磁凸极性会导致电机端子处的电感随转子位置变化。因此，受磁通路径中的PM影响，L_d和L_q的有效磁通长度不同，即$L_d \neq L_q$（凸极）。因此IPM电机具有电感凸极性，并且它利用了磁阻转矩和永磁转矩。

图1-2. IPM横向部分



IPM电机的转矩产生过程可用以下公式表示。

公式1-1. IPM电机的转矩产生

$$T = \frac{3}{2}p\left(\Lambda_m + (L_d - L_q)i_d\right)i_q$$

其中，

p为极对数

L_d和L_q分别为d轴和q轴的电感

i_d和i_q分别为d轴和q轴的电流

Λ_m为磁链

产生的转矩由永磁转矩分量和磁阻转矩分量组成。PM转矩是由PM和定子绕组的转矩电流之间的相互作用产生的。磁阻转矩是由作用于磁性材料上的力产生的，该力往往会与主磁通对准以使磁阻最小化。磁阻转矩与永磁励磁无关。

对于SPM电机，$L_d = L_q$，以上公式可简化为

公式1-2. SPM电机的转矩产生

$$T = \frac{3}{2} p \Lambda_m i_q$$

因此，产生的转矩仅由永磁转矩分量组成。

1.1 直轴电流参考

在IPM电机中，与相应的BEMF电压同相的正交（q轴）电流分量仅产生磁转矩，而不产生磁阻转矩。直轴（d轴）电流分量的相位与BEMF电压相差90度，与正交轴电流配合可产生磁阻转矩。因此，存在无数个提供相同转矩量的电流向量。为了实现最高效的运行，应尽可能选择最小幅值的电流向量，以减少绕组损耗。

通过施加负i_d，可以增加产生的转矩，该转矩值将是同等总电流消耗量下的最大值，这称为最大转矩/电流（Maximum Torque per Ampere，MTPA）控制，i_{dref}通过以下方式计算：

公式1-3. 最大转矩/电流（MTPA）

$$i_d = \frac{\Lambda_m}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Lambda_m^2}{4(L_q - L_d)} + i_q^2}$$

对于SPM电机，与相应BEMF电压同相的正交轴电流分量将产生磁转矩，并且d轴电流参考（i_{dref}）设置为零（即$i_{dref} = 0$。）

电机特性可以简化速度和位置估算器中使用的数学模型，同时可以有效使用FOC。估算器中使用的数学模型将在后面的章节中说明。

1.2 角度问题

了解FOC（有时称为矢量控制）如何工作的一种方法是形成坐标参考变换过程的图像。从定子的角度可视化交流电机的运行，可以观察到施加到定子的正弦输入电流。该时间变量信号将产生旋转磁通量。转子的速度是旋转磁通向量的函数。从静止的角度来看，定子电流和旋转磁通向量看起来像交流量。

旋转的转子以与定子电流产生的旋转磁通向量相同的速度移动。稳态条件期间，从转子角度来看电机，定子电流看起来像恒定值，并且旋转磁通向量是静止的。

目标是控制定子电流以获得所需的旋转磁通向量分量（不能直接测量）。坐标参考变换期间，可使用标准控制环按照与直流值相同的方式控制定子电流。

1.3 矢量控制总结

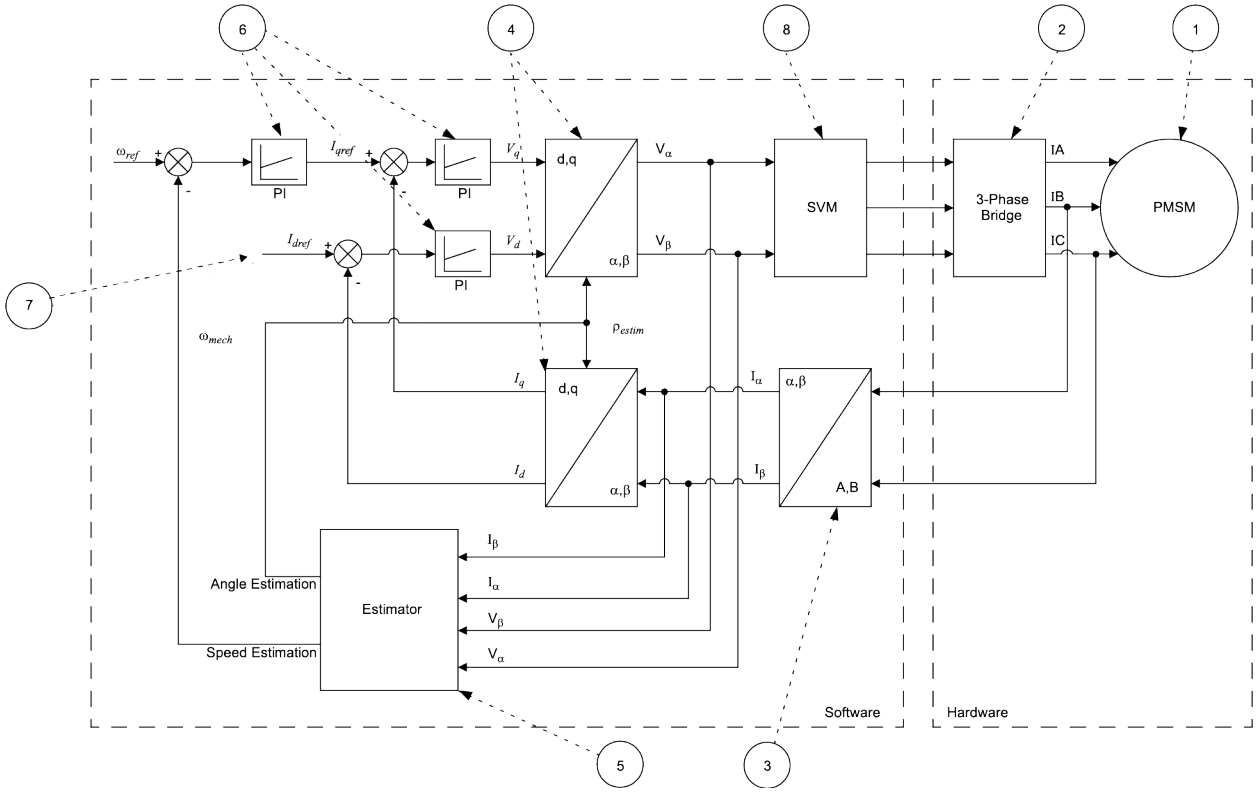
间接矢量控制过程总结如下：

1. 测量三相定子电流。对于平衡三相绕组电机中的电流，这些测量值可提供值i_a和i_b。i_c通过以下公式计算：$i_a + i_b + i_c = 0$。
2. 将三相电流转换到静止双轴系统。该转换将通过测量的i_a和i_b以及计算的i_c值提供i_α和i_β变量。从定子的角度来看，值i_α和i_β是随时间变化的正交电流值。
3. 使用在控制环最后一次迭代时计算的变换角度旋转静止双轴坐标系，以与转子磁通对准。该转换通过i_α和i_β提供i_d和i_q变量。值i_d和i_q是变换到旋转坐标系的正交电流。对于稳态条件，i_d和i_q恒定。
4. 通过i_d和i_q形成误差信号，各自的参考值如下所示。
   1. i_d参考，控制转子磁通。
   2. i_q参考，控制电机转矩输出。
   3. 将误差信号输入到PI控制器。
   4. 控制器的输出提供v_d和v_q，它们是将施加到电机上的电压向量。
5. 通过位置估算观测器使用v_α、v_β、i_α和i_β来估算新的变换角度。这一新角度将指导FOC算法确定放置下一个电压向量的位置。
6. 使用新的角度将来自PI控制器的v_d和v_q输出值旋转回静止参考坐标系。该计算可提供下一个正交电压值v_α和v_β。
7. 将v_α和v_β值变换回三相值v_a、v_b和v_c。三相电压值用于计算生成所需电压向量所用的全新PWM占空比值。

下图说明了变换到旋转坐标系、PI迭代、变换回静止坐标系以及生成PWM的整个过程。

本应用笔记的下一部分将更加详细地介绍这些步骤。

图1-6. FOC框图



硬件模块
1. 永磁同步电机。
2. 三相桥式整流器、逆变器、采集和保护电路软件模块（由PIC32器件运行）。
3. Clarke正变换模块。
4. Park正变换和反变换模块。
5. 角度和速度估算器模块。
6. 比例积分控制器模块。
7. ID电流参考。
8. 空间向量调制模块。

1.4 坐标变换

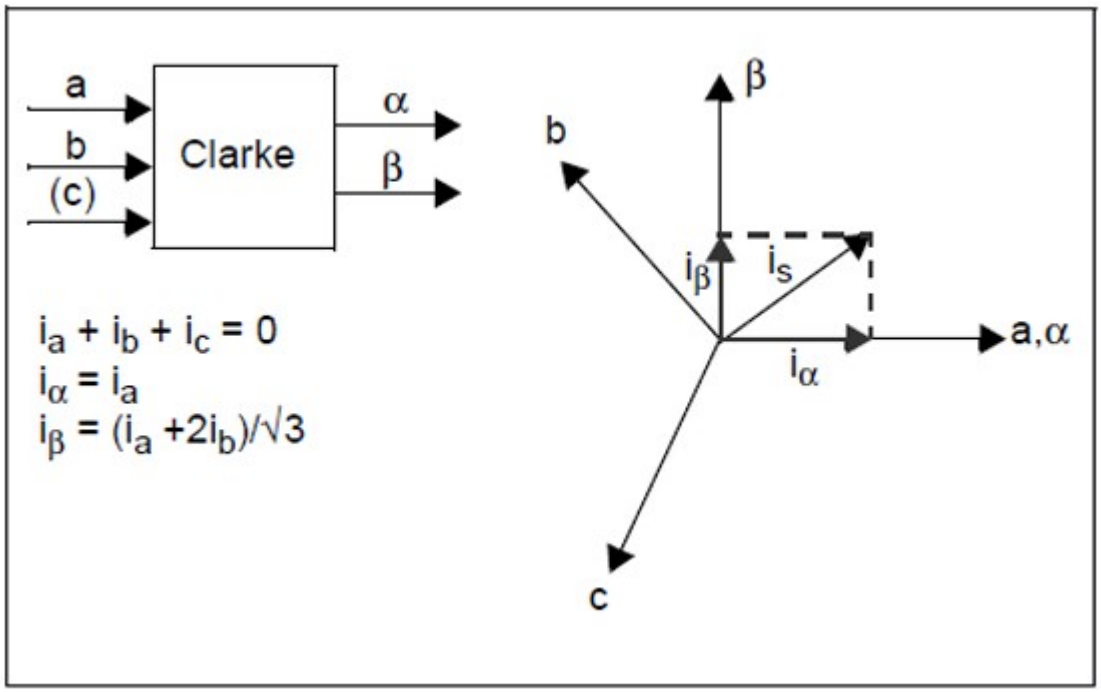
通过一系列坐标变换，用户可以通过经典的PI控制环间接确定和控制不随时间变化的转矩和磁通值。

该过程从测量三相电机电流开始。实际上，三个电流值的瞬时总和为零。因此，只测量三个电流中的两个电流，就可以确定第三个电流。基于这一事实，可以通过省掉第三个电流传感器的费用来降低硬件成本。

1.4.1 Clarke变换

第一个坐标变换称为Clarke变换，将以定子为参考的三轴二维坐标系移动到双轴系统上，保持相同的参考（见下图，其中i_a、i_b和i_c为各相电流）。

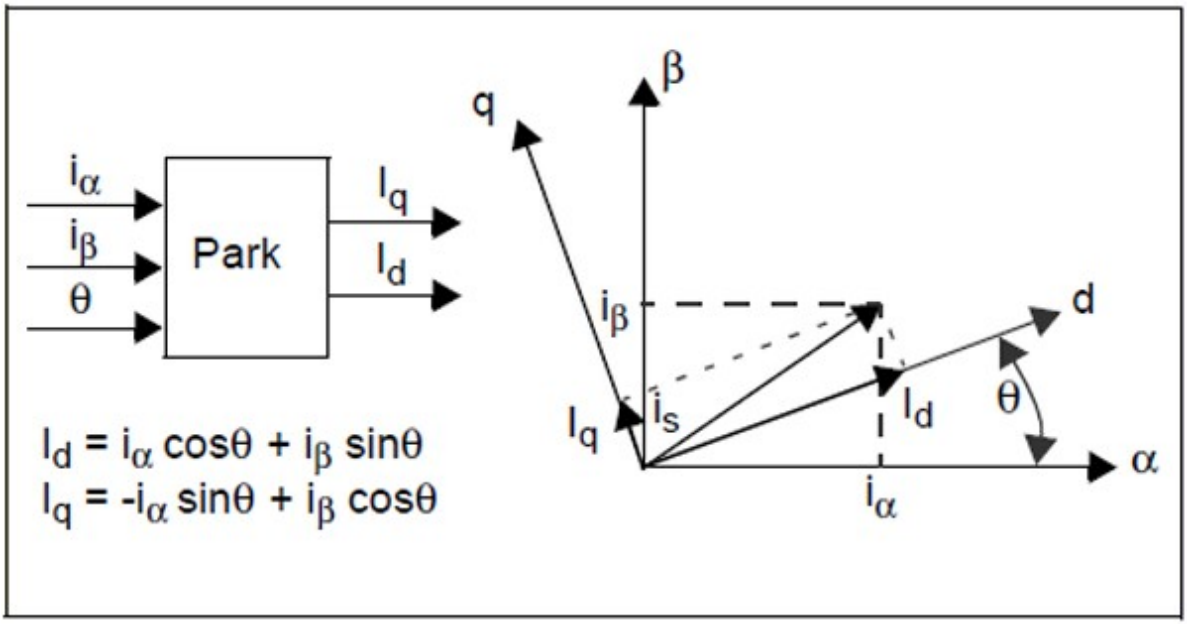
图1-7. Clarke变换



1.4.2 Park变换

在双轴正交系统中，定子电流用称为α-β的轴表示。下一步是将其变换到与转子磁通一起旋转的另一个双轴系统。该变换使用Park变换，如下图所示。这个双轴旋转坐标系称为d-q轴。θ代表转子角度。

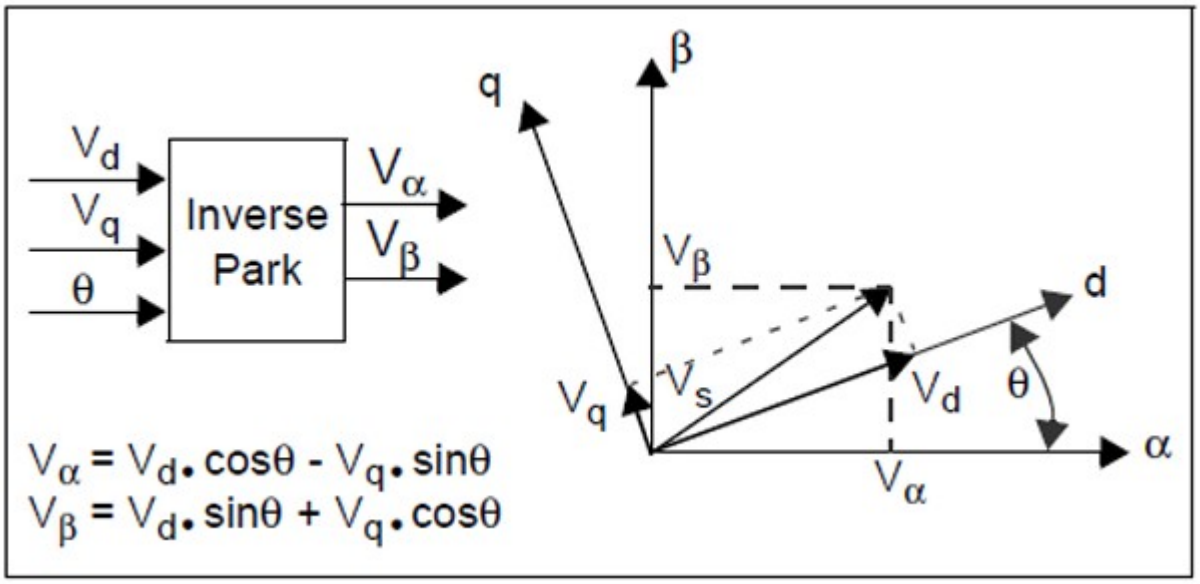
图1-8. Park变换



1.4.3 Park反变换

在PI迭代后，旋转d-q轴上有两个电压分量向量。用户将需要通过执行互补反变换来恢复三相电机电压。首先，从双轴旋转d-q坐标系变换到双轴静止α-β坐标系。该变换使用Park反变换，如下图所示。

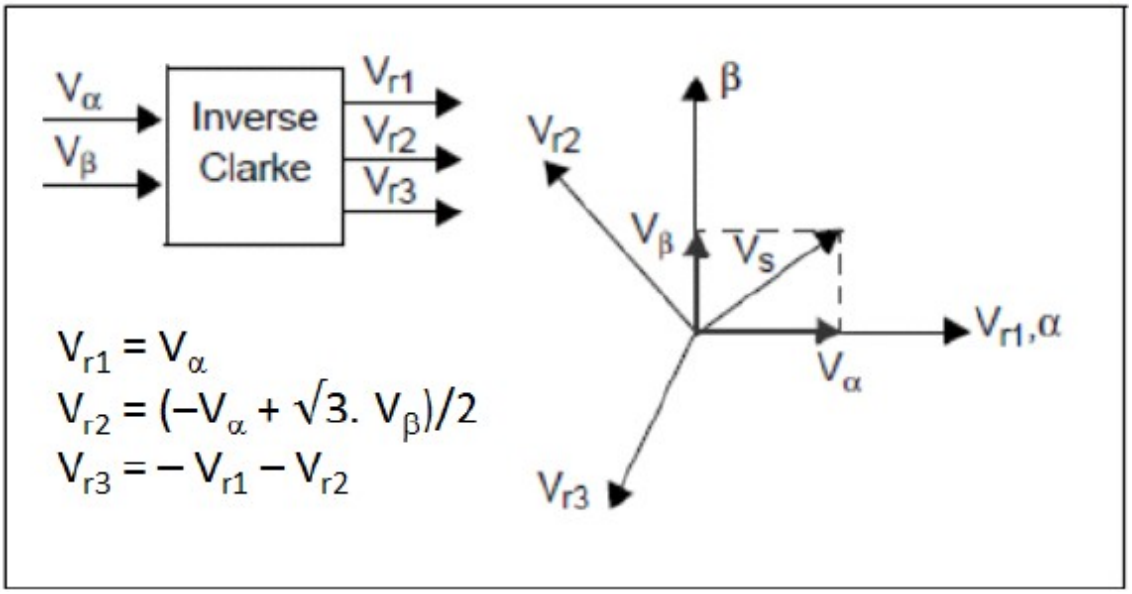
图1-9. Park反变换



1.4.4 Clarke反变换

下一步是从静止双轴α-β坐标系变换到静止三轴三相定子参考坐标系。从数学角度来看，该变换使用Clark反变换来实现，如下图所示。

图1-10. Clark反变换



1.5 无传感器位置估算

1.5.1 龙伯格观测器

*龙伯格观测器*是一种通用方法，用于在已知输入和输出时确定线性系统的内部状态。

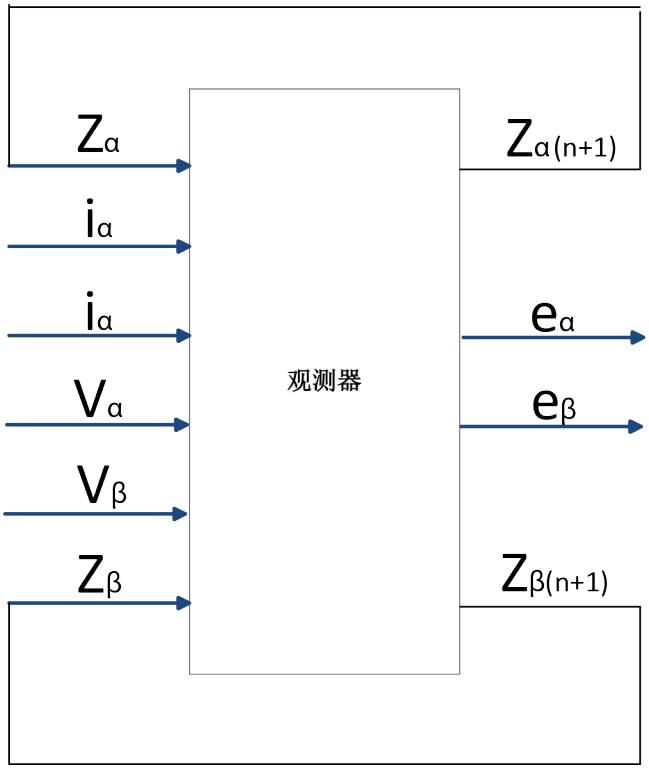
下面说明了用于BEMF的降阶龙伯格观测器的实现。BEMF向量位置是通过来自BEMF分量的`arctan()`运算找到的，BEMF分量来自龙伯格观测器内部状态变量。现在可以找到磁通向量位置，因为其位置比BEMF滞后90°。

速度是通过位置导数获得的。这需要通过大量滤波来提供理想的结果。可以使用四阶滤波器，即一阶FIR滤波器（移动平均）后跟三个相等的一阶IIR滤波器。

降阶龙伯格观测器可针对稳态和动态操作条件提供理想的结果。

1.5.2 降阶龙伯格观测器

图1-11. 降阶龙伯格观测器



降阶龙伯格观测器的离散实现如上图所示，由以下公式表示。

公式1-4. 降阶龙伯格观测器的离散实现

$$\begin{cases}\hat{z}_\alpha(n+1)=(1-h)z_\alpha(n)+\left(\frac{hL_s}{T_c}-R_s\right)\left[hi_\alpha(n)-\omega T_c i_\beta(n)\right]+\left[h\nu_\alpha(n)-\omega T_c \nu_\beta(n)\right]\\ \hat{z}_\beta(n+1)=(1-h)z_\beta(n)+\left(\frac{hL_s}{T_c}-R_s\right)\left[hi_\beta(n)+\omega T_c i_\alpha(n)\right]+\left[h\nu_\beta(n)+\omega T_c \nu_\alpha(n)\right]\end{cases}$$

利用以下公式计算BEMF估算值：

公式1-5. BEMF估算值

$$\begin{cases}\hat{e}_\alpha(n)=z_\alpha(n)-\frac{hL_s}{T_c}i_\alpha(n)+\omega L_s i_\beta(n)\\ \hat{e}_\beta(n)=z_\beta(n)-\frac{hL_s}{T_c}i_\beta(n)-\omega L_s i_\alpha(n)\end{cases}$$

其中：

$\hat{z}_\alpha, \hat{z}_\beta$——假想的内部状态变量，不表示α-β参考坐标系中的物理参数。

$\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$——α-β参考坐标系中的BEMF状态变量。

T_c——观测器计算的阶跃时间。通常为控制环周期。

R_s——电机的每相定子电阻。

L_s——电机的每相同步电感。

ω——电机的电气速度，单位为rad/s。

需要考虑的常量如下：

公式1-6. 常量1

$0 < h < 1$（任意值，其值决定了系统动态值）

公式1-7. 常量2

$$k = h\frac{L_s}{T_c}$$

公式1-8. 常量3

$$c_0 \triangleq 1-h$$

公式1-9. 常量4

$$c \triangleq k - R_s$$

公式1-10. 常量5

$$c_2 \triangleq \omega T_c$$

公式1-11. 常量6

$$c_3 \triangleq \omega L_s$$

变量c_2和c_3取决于速度，应在每次迭代时重新计算。

1.5.3 相位角校正

相位角（转子位置）通过前几个周期中获取的相电流测量值来计算。控制环周期开始时测量的相电流是通过前一个周期中施加的相应电压产生的。这些电流和电压用于估算相位角，而相位角用于确定下一个周期的相电压。

总延时折衷为介于一个和两个采样周期的值，由此产生的相位估算误差如以下公式所示。

公式1-12. 相位估算误差

$$\Delta\Phi = k\omega T_c, 1 \leq k \leq 2$$

当速度较低时，误差可忽略不计，但是当速度较高时，必须考虑误差（即，4极电机中的18000 rpm表示3770 rad/s，PWM频率为10 kHz，k = 1.5，此时的误差为0.565 rad，相当于32.4°）。

图1-21. 当PWM频率与控制频率相同时

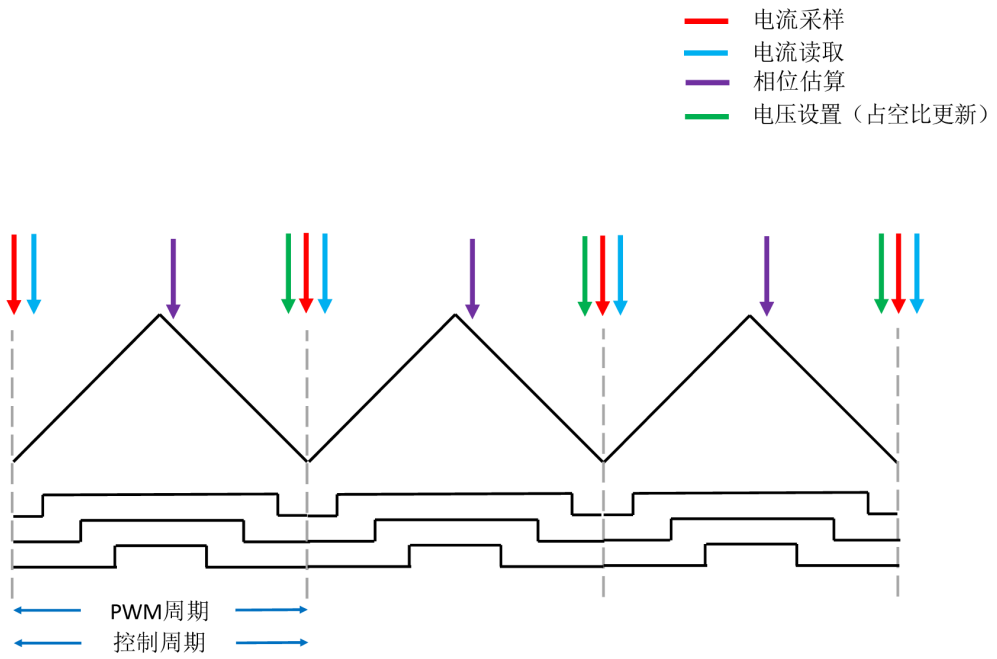
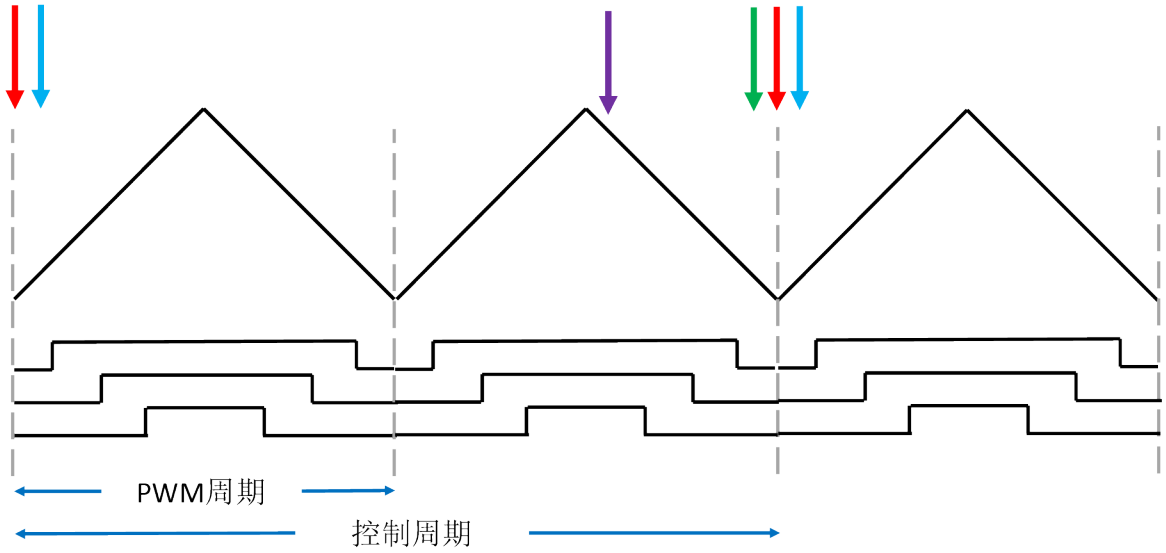


图1-22. 当PWM频率为控制频率的整数倍时



1.6 比例积分控制器背景知识

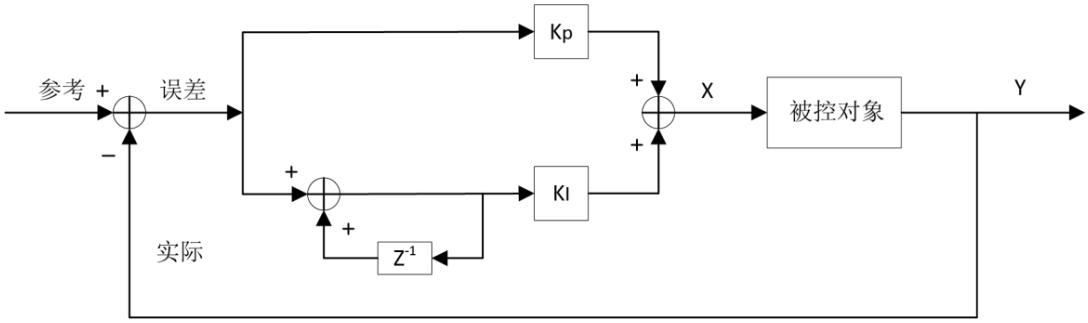
下图所示的比例积分（Proportional Integral，PI）控制器使用控制量（Y）的测量值来计算“误差”，该误差修正用于控制的量（X）。

对被控对象进行操作的量（X）计算为与误差成比例的项和与误差积分成比例的项之和。

对于稳态下需要非零控制量的所有情况，单独使用比例项是不够的。

此“偏移”由积分作用给出，允许稳态下的误差归零。

图1-23. 比例积分控制器



当PI控制器的输出（X）达到其饱和值时，如果误差不为零，则积分存储器的值将继续增大。

在这些情况下，为了避免在误差改变其符号时出现数字问题或发生延时动作，需要对积分作用进行修正。这种“抗饱和”可以是积分存储器的简单钳位，也可以是多少有些复杂的积分作用修改策略。

可以通过以下策略在复杂性和可达成结果之间实现理想折衷：

- 如果输出饱和并且误差与输出具有相同的符号，则即使积分存储器仍处于其饱和水平下，积分也会停止
- 另一种理想策略是将积分存储器限制在一个钳位值下，该钳位值通过从最大允许输出值中减去比例作用来获得

1.6.1 控制环相关性

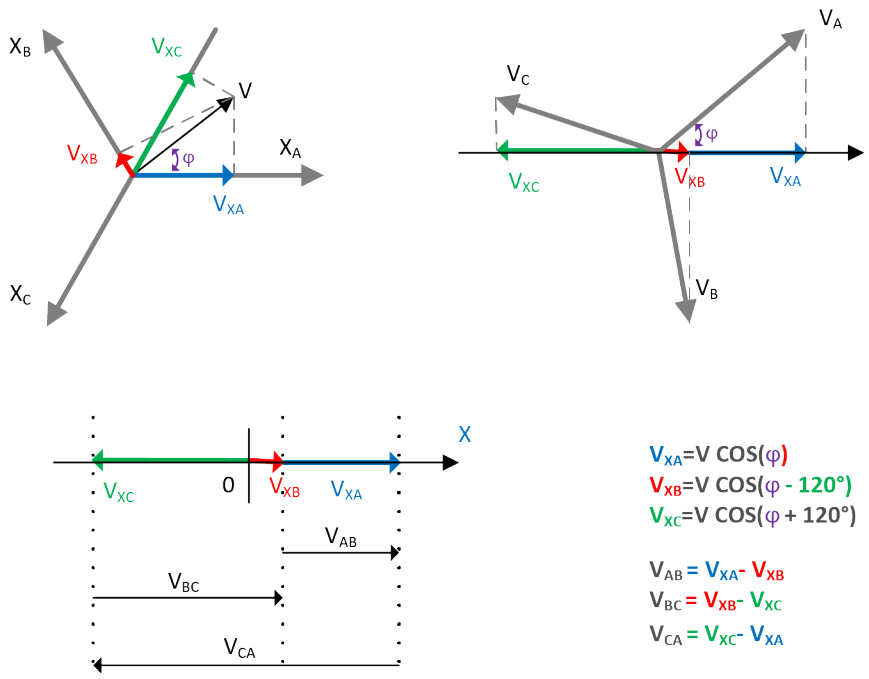
本应用中有三个相互依赖的PI控制环。外环控制电机速度。两个内环控制变换的电机电流i_d和i_q。如前文所述，i_d环负责控制磁通，i_q值负责控制电机转矩。

1.7 空间矢量调制

矢量控制过程的最后一步是生成三相电机电压信号的脉宽调制信号。本应用笔记中将解释钳位（平顶）调制。与传统SVPWM相比，这种调制的优势是可降低开关损耗。

如下图所示，可通过将一个向量投影到三个彼此相差120度的轴上来获得三个相电压。如下图所示，可通过将三个彼此相差120度的向量投影到一个轴上来获得相同相电压。

图1-24. 三个相电压向量

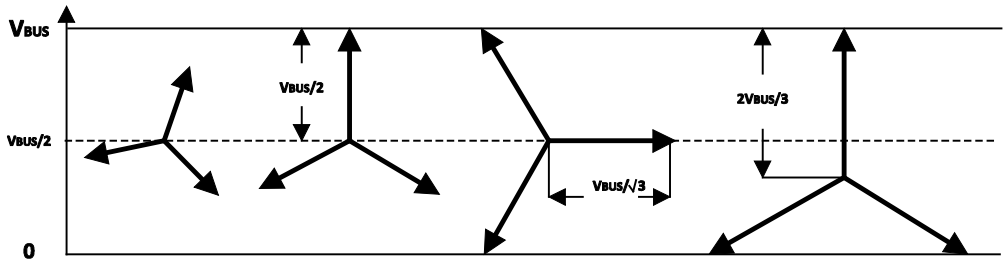


电压差与X轴中向量的位置无关。这意味着线电压不受单相电压的公共偏移的影响，此公共偏移称为*单极性分量*，是三个单相电压的平均值。

考虑以下几点：

- 由于普通电机不存在中性点连接，因此所施加的相电压（*相与中性点间的*电压）的单极性分量对电机没有影响。
- 我们感兴趣的是*线电压*而不是*相电压*。
- 正弦电压[(v_{BUS}/2)(1+sin(ωt))]的最大幅值为v_{BUS}/2，其正弦中点（偏移）为v_{BUS}/2，称为相电压（请参见下面的*最大电压幅值*）。对于线电压，该限值变为v_{BUS}*√(3)/2。
- 根据相电压角度位置从v_{BUS}/2位置移动中点，可超出此该限值。这将影响相电压（不再是正弦），而不是线电压。请参见下文*获取的相电压和线电压*。
- 这适用于限值v_{BUS}/ √(3)（对于相电压）以内（对于增量电压，限值变为v_{BUS}）。超过该限值时，仅可针对某些角度位置创建彼此相差120度的相电压，这些角度位置的限值变为2v_{BUS}/3（请记住空间向量调制的基本向量）。请参见下图。

图1-25. 最大电压幅值



这种*钳位调制*是通过从各相电压中减去每一步中三个电压中最低的一个来实现的。该运算的结果显然始终大于或等于零。如前文所述，这种偏移加法不会影响增量电压。

直观的表示形式是*旋转星形*，如下图所示。三个逆变器桥臂之一上始终有零电压请求，各桥臂在三分之一个电气周期的时间内不进行换相，因此换相损耗相应减少（三分之一）。

图1-26. 旋转星形表示法

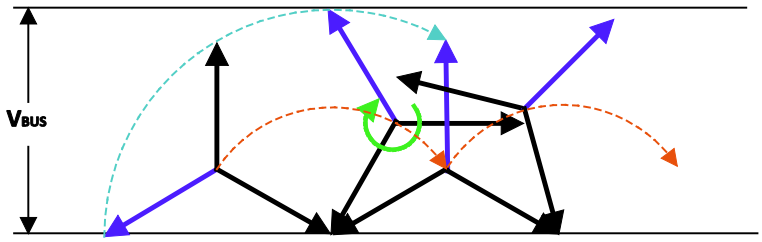
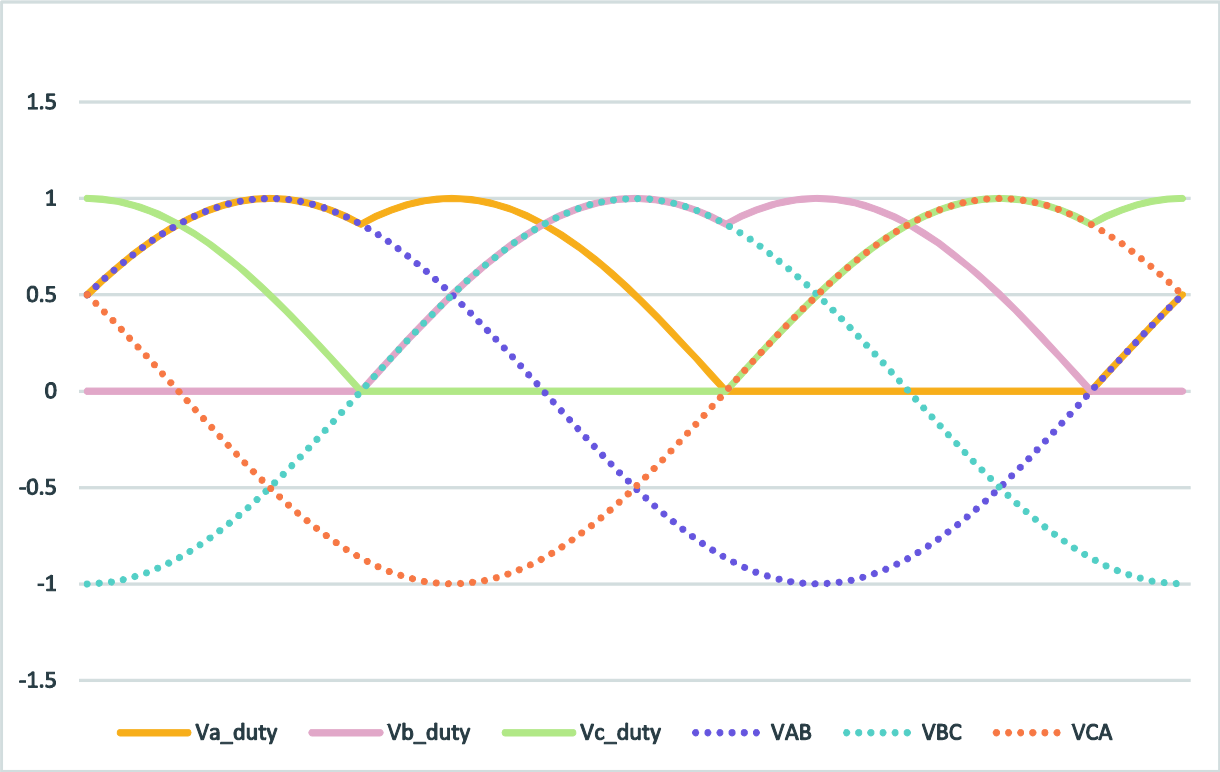


图1-27. 获取的相电压和线电压



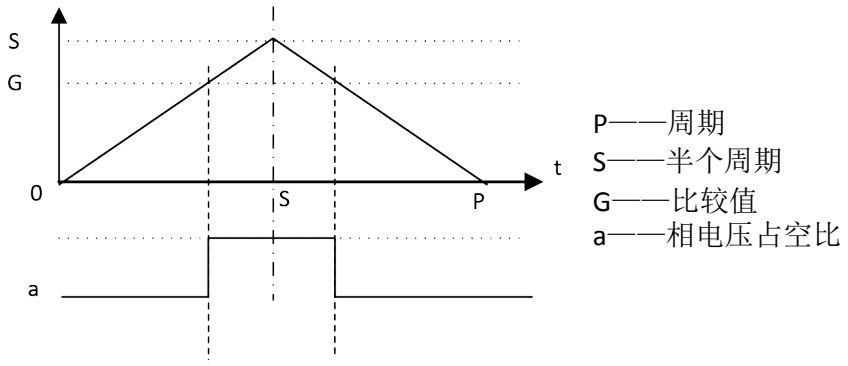
注：
- Va_duty、Vb_duty和Vc_duty为相电压。
- VAB、VBC和VCA为线电压。

实现步骤如下：

- 调制函数的输入是来自Clarke反变换的三个瞬时电压请求。它们分别是v_{a_ref}、v_{b_ref}和v_{c_ref}。
- 对于中心对齐PWM（如下图所示），可通过简单的调制公式（比较值 = (周期/2)×[(v_{BUS}-v_{REF})/v_{BUS}]）确定三相电压值。这三个值不能直接应用于PWM比较寄存器，因为其中一些值可能为负值，而要写入PWM外设比较寄存器的值必须为正值。
  - Compare_v_a = (周期/2).[(v_{BUS}-v_{a_ref})/v_{BUS}])
  - Compare_v_b = (周期/2).[(v_{BUS}-v_{b_ref})/v_{BUS}])
  - Compare_v_c = (周期/2).[(v_{BUS}-v_{c_ref})/v_{BUS}])
- 确定三个值中的最小值，然后用全部三个值减去该值。三个结果中有一个将为零，其他两个将为正数（或零）。这也决定了哪些相是下一个电流读数的候选者（具有较大下桥臂开关导通周期的两个值，即具有较高比较寄存器值的两个值）。
  - v_{min} = min (Compare_v_a, Compare_v_b, Compare_v_c)
  - v_{a_duty} = Compare_v_a - v_{min}
  - v_{b_duty} = Compare_v_b - v_{min}
  - v_{c_duty} = Compare_v_c - v_{min}

- 计算得到的占空比值应介于0到半个PWM周期的限值内。如果考虑到死区时间和下桥臂开关最小开启时间需确保上桥臂驱动电路执行安全自举操作，则应降低最大限值。
- 如果在上述情况下使用钳位来限制占空比，则应考虑对输出电压产生的影响。因此，应该再次计算V_α和V_β分量，因为这些参数将用于转子角度估算器。
- 为保持正弦无失真波形，有必要对电压向量幅值进行预防性钳位，使其低于值$_{BUS}/\sqrt{(3)}$。实现过程中用于钳位的电压值v_{BUS}应考虑由于死区时间以及母线电压波动引起的电压损失。如果总线电压来自整流后的市电，则会受到纹波的影响。为避免电机控制中的转矩纹波，应在钳位计算中使用*最小*总线电压值。

图1-28. 中心对齐的PWM

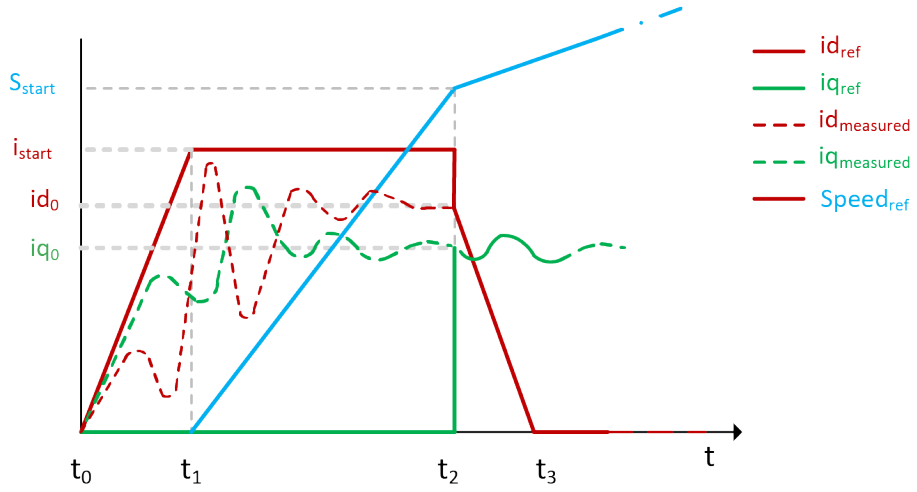


1.8 启动步骤

当电机处于停止状态时，位置通常未知。当速度低于通过电机和应用确定的最低值时，BEMF观测器无法工作。有必要执行开环启动步骤，使电机达到观测器正常工作所需的最低速度。此时，速度环可以闭合，控制采用已在模块方案中介绍的形式。

由于有效位置未知，因此将使用*任意*位置（d, q）参考坐标系。因此，该过程中称为d量或q量的量将不具有任何相对于转子位置的确定关系，直到速度环闭合。

图1-29. 启动步骤



注：

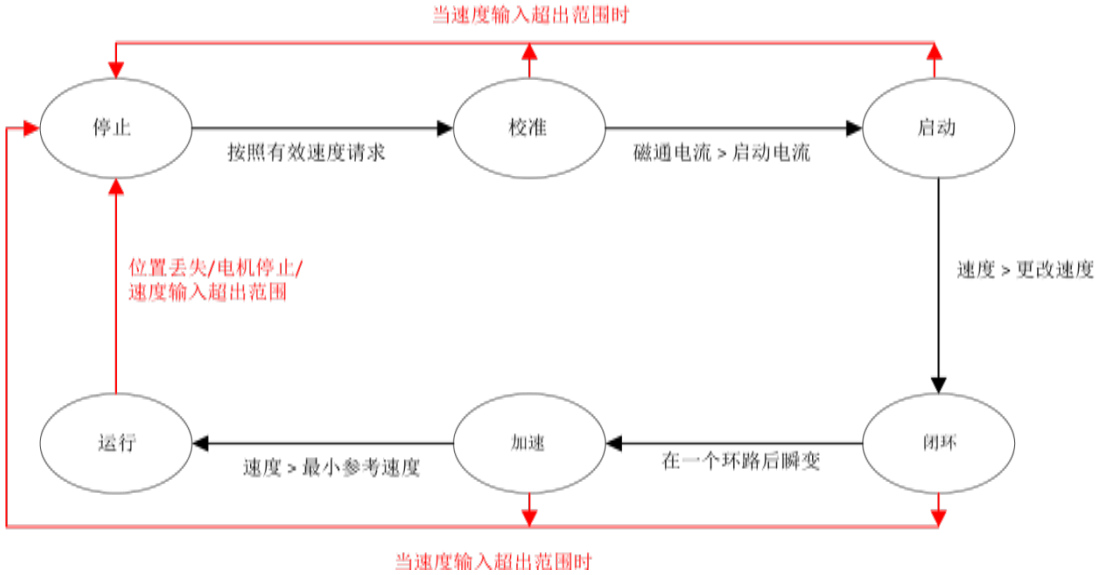
- t0 - t1为校准阶段
- t1 - t2为启动阶段
- t2 - t3为将闭环、加速和运行相结合的阶段

启动阶段要选择的重要参数如下：

- *启动速度*：*启动阶段达到的速度*。这是可由用户修改的参数。它应该足够高以便相位估算过程产生良好行为。
- *启动时间*：*达到启动速度所需的时间*；它应足够长，以便使估算算法达到稳定（从而从初始条件错误中恢复）。
- *启动电流*（i_{start}）：启动期间施加的*电流大小*；该电流的值（对于特定负载）应设置为使开环中的电机不停旋转所需的最小电流值。

1.9 电机控制管理状态机

图1-30. 电机控制管理状态机



前一个图表示电机控制管理状态机的状态转换。每种状态下执行以下操作：

- *停机*：电机控制变量复位。
- *校准*：执行启动步骤的第一部分。磁通电流（i_d）增加至其标称启动值，而速度保持为零。
- *启动*：执行启动步骤的第二部分。速度将增加至更改频率（速度），而磁通电流幅值保持恒定。
- *闭环*：更改参考坐标系，同时更新电流PI存储器。
- *加速*：验证实际速度是否达到规定的所需最小速度值，来自观测器的估算位置非常接近开环转子角度。
- *运行*：执行常规电机操作。对于SPM，磁通电流分量（i_d）参考减至零。对于IPM，负（i_d）参考通过MTPA算法计算。转矩电流分量（i_q）参考通过速度控制PI来获得。

BEMF观测器角度和速度估算在加速和运行状态下执行。

Microchip网站

Microchip网站（http://www.microchip.com/）为客户提供在线支持。客户可通过该网站方便地获取文件和信息。只要使用常用的互联网浏览器即可访问，网站提供以下信息：

- **产品支持**——数据手册和勘误表、应用笔记和示例程序、设计资源、用户指南以及硬件支持文档、最新的软件版本以及归档软件
- **一般技术支持**——常见问题（FAQ）、技术支持请求、在线讨论组以及Microchip顾问计划成员名单
- **Microchip业务**——产品选型和订购指南、最新Microchip新闻稿、研讨会和活动安排表、Microchip销售办事处、代理商以及工厂代表列表

变更通知客户服务

Microchip的变更通知客户服务有助于客户了解Microchip产品的最新信息。注册客户可在他们感兴趣的某个产品系列或开发工具发生变更、更新、发布新版本或勘误表时，收到电子邮件通知。

欲注册，请登录Microchip网站http://www.microchip.com/。在“支持”（Support）下，点击“变更通知客户”（Customer Change Notification）服务后按照注册说明完成注册。

客户支持

Microchip产品的用户可通过以下渠道获得帮助：

- 代理商或代表
- 当地销售办事处
- 应用工程师（FAE）
- 技术支持

客户应联系其代理商、代表或应用工程师（FAE）寻求支持。当地销售办事处也可为客户提供帮助。本文档后附有销售办事处的联系方式。

也可通过以下网站获得技术支持：http://www.microchip.com/support

Microchip器件代码保护功能

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愿意与关心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。

法律声明

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。除非另外声明，否则在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

AVR、AVR徽标、AVR Freaks、BitCloud、chipKIT、chipKIT徽标、CryptoMemory、CryptoRF、dsPIC、FlashFlex、flexPWR、Heldo、JukeBlox、KeeLoq、Kleer、LANCheck、LINK MD、maXStylus、maXTouch、MediaLB、megaAVR、MOST、MOST徽标、MPLAB、OptoLyzer、PIC、picoPower、PICSTART、PIC32徽标、Prochip Designer、QTouch、SAM-BA、SpyNIC、SST、SST徽标、SuperFlash、tinyAVR、UNI/O及XMEGA均为Microchip Technology Inc.在美国和其他国家或地区的注册商标。

ClockWorks、The Embedded Control Solutions Company、EtherSynch、Hyper Speed Control、HyperLight Load、IntelliMOS、mTouch、Precision Edge和Quiet-Wire均为Microchip Technology Inc.在美国的注册商标。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、AnyIn、AnyOut、BodyCom、CodeGuard、CryptoAuthentication、CryptoAutomotive、CryptoCompanion、CryptoController、dsPICDEM、dsPICDEM.net、Dynamic Average Matching、DAM、ECAN、EtherGREEN、In-Circuit Serial Programming、ICSP、INICnet、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、KleerNet、KleerNet徽标、memBrain、Mindi、MiWi、motorBench、MPASM、MPF、MPLAB Certified徽标、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、PowerSmart、PureSilicon、QMatrix、REAL ICE、Ripple Blocker、SAM-ICE、Serial Quad I/O、SMART-I.S.、SQI、SuperSwitcher、SuperSwitcher II、Total Endurance、TSHARC、USBCheck、VariSense、ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA和ZENA均为Microchip Technology Inc.在美国和其他国家或地区的商标。

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

Silicon Storage Technology为Microchip Technology Inc.在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC是Microchip Technology Inc.的子公司Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2018，Microchip Technology Incorporated版权所有。

ISBN：978-1-5224-3147-3

DNV认证的质量管理体系

ISO/TS 16949

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-16949:2009认证。Microchip的PIC® MCU和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严格遵守公司的质量体系流程。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://www.microchip.com/support
网址：www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

奥斯汀 Austin, TX
Tel: 1-512-257-3370

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

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

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

底特律 Detroit
Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦 Houston, TX
Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯 Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453
Tel: 1-317-536-2380

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608
Tel: 1-951-273-7800

罗利 Raleigh, NC
Tel: 1-919-844-7510

纽约 New York, NY
Tel: 1-631-435-6000

圣何塞 San Jose, CA
Tel: 1-408-735-9110
Tel: 1-408-436-4270

加拿大多伦多 Toronto
Tel: 1-905-695-1980
Fax: 1-905-695-2078

亚太地区

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588

中国 - 东莞
Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 广州
Tel: 86-20-8755-8029

中国 - 杭州
Tel: 86-571-8792-8115

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355

中国 - 上海
Tel: 86-21-3326-8000

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8864-2200

中国 - 苏州
Tel: 86-186-6233-1526

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2508-8600

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-577-8366

亚太地区

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

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444

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

印度 India - Pune
Tel: 91-20-4121-0141

日本 Japan - Osaka
Tel: 81-6-6152-7160

日本 Japan - Tokyo
Tel: 81-3-6880-3770

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-7651-7906

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870

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

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870

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

越南 Vietnam - Ho Chi Minh
Tel: 84-28-5448-2100

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

芬兰 Finland - Espoo
Tel: 358-9-4520-820

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

德国 Germany - Garching
Tel: 49-8931-9700

德国 Germany - Haan
Tel: 49-2129-3766400

德国 Germany - Heilbronn
Tel: 49-7131-67-3636

德国 Germany - Karlsruhe
Tel: 49-721-625370

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

德国 Germany - Rosenheim
Tel: 49-8031-354-560

以色列 Israel - Ra'anana
Tel: 972-9-744-7705

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

意大利 Italy - Padova
Tel: 39-049-7625286

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

挪威 Norway - Trondheim
Tel: 47-7289-7561

波兰 Poland - Warsaw
Tel: 48-22-3325737

罗马尼亚 Romania - Bucharest
Tel: 40-21-407-87-50

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

瑞典 Sweden - Gothenberg
Tel: 46-31-704-60-40

瑞典 Sweden - Stockholm
Tel: 46-8-5090-4654

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820