杭州领芯微电子有限公司
地址：浙江省杭州市滨江区长河街道江二路 57 号 1 幢 A 区 4 层 405 室
电话：+86-571-86972723　　传真：+86-571-86972723
http://www.lnchip.com/　　邮编：310051

永磁同步电机单电阻 FOC 调试手册

日期：2022 年 3 月 7 日

版本：V1.3

版本号	日期	修改人	备注
1.0	2021 年 11 月 29 日	Zhanpeng.Xing	初稿
1.2	2021 年 2 月 20 日	Zhanpeng.Xing	版本升级
1.3	2022 年 3 月 07 日	Zhanpeng.Xing	版本升级

1.概述

1.1 芯片概述

本调试手册介绍了应用 LCM32F037 系列 MCU 的永磁同步电机（PMSM）单电阻矢量控制（FOC）基本原理和调试方法。LCM32F037 是一款 32 位基于 ARM-Cortex-M0 内核的高性能控制芯片，最高工作频率可达 96 MHz，工作电压为 1.8~5.5V；内置 32K 字节 Flash Memory，4K 字节 SRAM；多达 18 通道的一个 12 位精度 ADC；最多 30 个快速 I/O 端口；可配置 6 通道增强型 PWM 以及输出死区可控的互补型 PWM；内置 3 个比较器；包含为永磁同步电机 FOC 控制设计的 3 个可调增益的运放以及 1 个反电动势采样电路。目前已经应用于高速吸尘器、高速出风筒，各类风扇，水泵、油烟机等产品。

◆ 芯片特性

- 32 位 ARM Cortex-M0 内核 MCU；
- 内置 32K 字节 FLASH，4K 字节 SRAM；
- 工作电压为 1.8~5.5V；最高工作频率 96MHz；
- 内置高精度上电、掉电复位（POR_PDR）；
- 内置低压检测电路（LVR），8 个低压复位点：1.6V、1.8V、2.0V、2.5V、2.8V、3.0V、3.5V、4.0V；
- 可编程电压监测器（LVD），8 个电压监测点：2.0V、2.2V、2.4V、2.7V、2.9V、3.1V、3.6V、4.5V；
- 内置 2 个 LDO；
- 内置 4MHz~20MHz 的高速晶振（OSCH），以及内置出厂校准过的 16MHz RC 振荡器（RCH，1%精度）；
- 内置 32KHz 的低速晶振（OSCL），以及内置出厂校准过的 24KHz RC 振荡器（RCL，10%精度）；
- 内置 PLL，最高输出 144MHz，抖动小于 100ps；
- 7 个 16 位定时器；
- 1 个 8 位 WT 定时器；
- 内置 1 个独立看门狗定时器（IWDG）、1 个窗口看门狗定时器（WWDG）；
- 内置 1 个 24 位自减型系统时基定时器；
- 最多支持 30 个快速 I/O 端口；

- 5 个通信接口（2 路 UART 接口，1 路 I2C 接口，2 路 SPI 通讯口）；
- 内置 3 个轨到轨的模拟比较器（ACMP）；
- 内置 3 个轨到轨的运算放大器（OPA）；
- 内置 2 个 10 位 D/A 转换器；
- 内置 18 通道的 12 位精度 ADC，最高转换速率为 1MSPS；
- 内置一个反电动势采样电路（HALL_MID）；
- 低功耗：休眠、停机、超低功耗停机；

在配套的电机控制硬件开发板中，采用 LCM2102、LCP2103 或 LCP7B32A 功率驱动芯片，用于驱动 MOSFET。此外，为便于电机高性能控制方案的开发与应用，将 MCU 与功率器件进行合封设计，该系列产品是 32 位内核的面向电机控制等应用领域的高性能处理器，同时集成了三相半桥栅极驱动模块，可直接驱动 6 个 N 型或者 3 N+3P 型的 MOSFET。

1.2 工程配置

(1) 工程环境

编译软件：Keil

仿真器：ST_Link / J_Link

硬件平台：DEMO 开发板

(1) 编译器配置

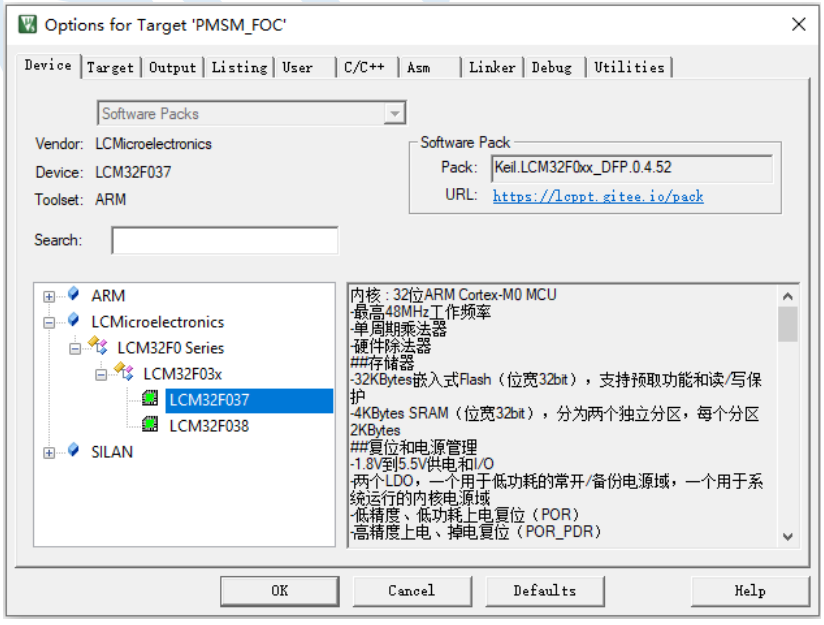


图 1-1 工程文件芯片选型

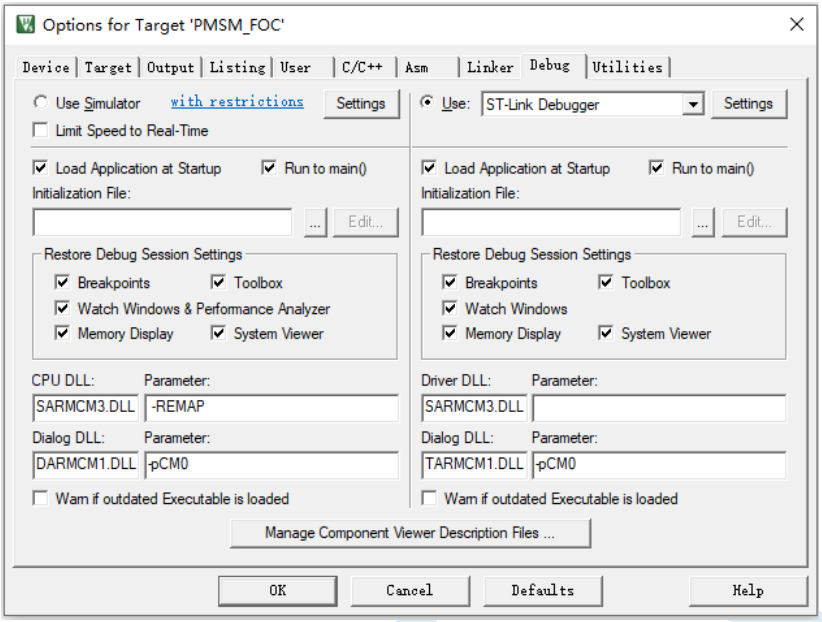


图 1-2 工程 Debug 选型

1.3 算法概述

领芯微电子 32 位芯片在有感和无感矢量控制领域依靠专业技术水准和独特的产品性能定义，可为客户灵活提供 FOC 无感、有感（单、双电阻）电机控制方案。所采用新型自研自适应位置观测器算法，可闭环起动，重载顺逆风起动。该观测器具有位置估计精度高和对参数变化强鲁棒性等特点，方案通用性强，调试方便。

2 FOC 控制原理

通过控制定子电压 u_s 的幅值、方向控制永磁同步电机的一种变频驱动控制方法称为矢量控制技术，也叫做磁场定向控制（Flux Orient control，FOC），其实质是利用坐标变换把三相定子电流合成矢量 i_s 转换到转子磁链定向同步旋转（d-q）坐标系中，分解成转矩电流分量 i_q 和励磁电流分量 i_d，二者都为直流分量，即得到类似于直流电机的物理模型，然后仿照直流电机的控制方法，分别进行控制交流电机的电磁转矩 T_e 和磁链 Ψ_f。矢量控制策略的关键在于通过坐标变换实现了对定子电流矢量的幅值和空间位置（包括频率和相位）的独立控制，并保证由三相定子电流所形成的正弦波磁动势与永磁体基波励磁磁场保持正交，此即为磁场定向控制。

2.1 磁场定向控制原理实现

为实现如上所述的转矩和磁链解耦控制，结合系统框图 2-1，磁场定向控制策略的具体实现过程为：

①测量计算三相定子电流实际值 i_a、i_b、i_c，通过 Clarke 变换得到静止（α-β）坐标系下的电流分量 i_α、i_β；

②将位置估计算法中上一拍迭代计算出来的电角度 θ_e 与 i_α、i_β 相结合，通过 Park 变换即可实时得到同步旋转（d-q）坐标系下的电流 i_d、i_q，这是两个虚构的直流分量，i_d 和 i_q 分别用来控制转子磁链分量和转矩分量；

③根据给定的电机角速度 ω_e^* 与估计角速度 ω_e 之间的误差值 $\Delta\omega_e$，通过速度环 PI 控制器调节，将产生交轴电流参考值 i_q^*。直轴电流的参考值 i_d^* 由弱磁环 PI 控制器输出决定。然后，将参考电流 i_d^*、i_q^* 与得到实际反馈值 i_d、i_q 进行比较得到电流环控制器的输入 Δi_d、Δi_q，经过 PI 控制器输出电压矢量 u_d、u_q；

④将得到的 i_d、i_q 和 u_d、u_q 通过位置估计算法计算，估计出当前实时的电机角度 θ_e，使用 θ_e 进行 Park 逆变换得到静止（α-β）坐标系的交流电压 u_α、u_β；

⑤这两相正交电压值直接参与 SVPWM 调制算法，进而得到数字驱动信号，用来控制三相逆变器的开通与关断，这就产生了频率与幅值均不断变化的三相正弦交流电，输入到电机的定子端，可产生圆形旋转磁场，与永磁体相互作用，驱动电机旋转，这就是完整的电机矢量控制过程。

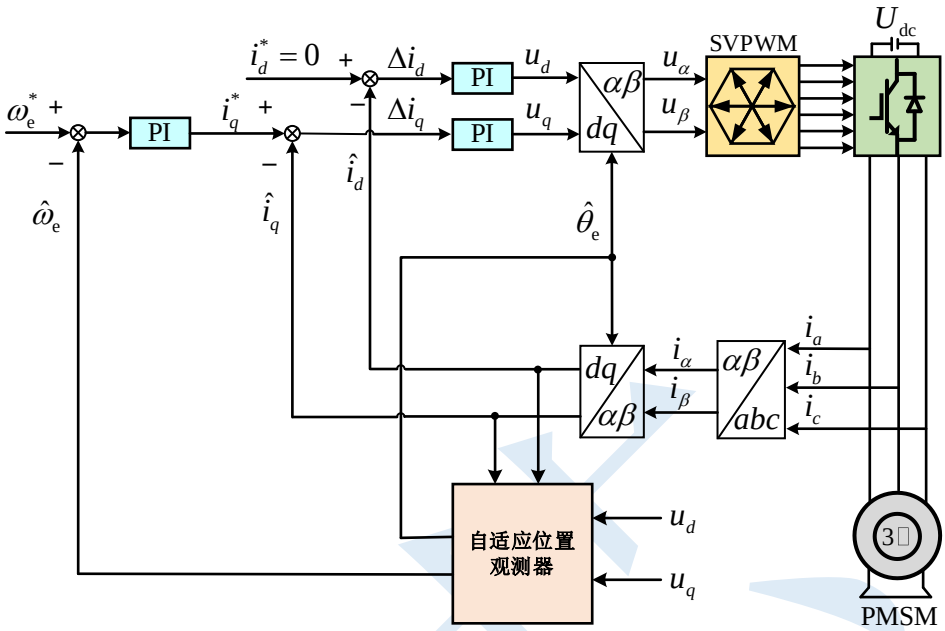


图 2-1 磁场定向控制系统框图

2.2 电机数学模型

控制对象的输入是三相电压 u_a、u_b、u_c。通过控制输入三相电压，在电机定子上产生任意方向的磁场，即磁场定向控制。而磁场可以用电流来生成因此可把控制定向磁场转换为控制定向电流。

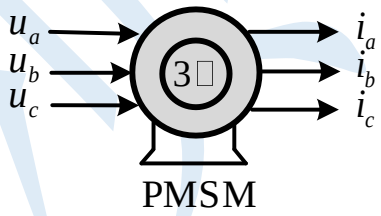


图 2-2 电机模型

2.2.1 坐标变换

坐标变换是简化永磁同步电机数学模型的重要手段。它包括将三相静止（*a-b-c*）坐标系中的变量变换到两相静止（*α-β*）坐标系下的 Clarke 变换, 以及将两相静止坐标系中的变量变换到两相同步旋转（*d-q*）坐标系下的 Park 变换。

(1) Clarke 变换

两相静止坐标系固定在定子上，使*α*轴与 *a* 轴重合，*β*轴逆时针旋转超前于*α*

轴 90°电角度。把三相（*a-b-c*）轴线上的变量投影到两相（*α-β*）轴线上，坐标系 *a-b-c* 对应三相定子所在轴线，控制过程起始于电机三相电流的测量，且实际应用中，三个电流值的瞬时和为零。

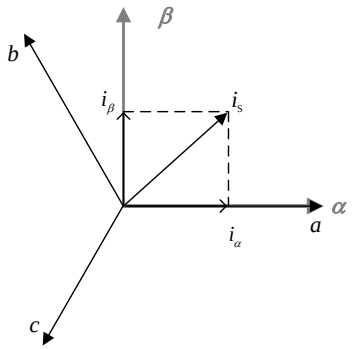


图 2-3 Clarke 变换

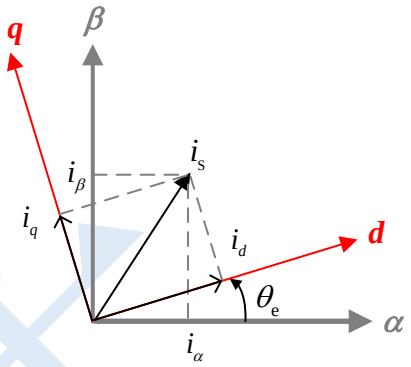


图 2-4 Park 变换

$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = (i_a + 2i_b)/\sqrt{3} \end{cases} \tag{2-1}$$

Clarke 反变换

$$\begin{cases} i_a = i_\alpha \\ i_b = (-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta)/2 \\ i_c = (-i_\alpha - \sqrt{3}i_\beta)/2 \end{cases} \tag{2-2}$$

(2) Park 变换

同步旋转坐标系固定于转子上，选取永磁体 N 极所在的位置为 *d* 轴，其与α(a)轴之间的夹角为 θ_e（转子角度），*q* 轴逆时针旋转方向超前于 *d* 轴 90°，可得同步旋转（*d-q*）坐标系，用于实现磁链和转矩的解耦控制。

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos\theta_e + i_\beta \sin\theta_e \\ i_q = -i_\alpha \sin\theta_e + i_\beta \cos\theta_e \end{cases} \tag{2-3}$$

Park 反变换，即从同步旋转坐标系变换到两相静止坐标系上。

$$\begin{cases} i_\alpha = i_d \cos\theta_e - i_q \sin\theta_e \\ i_\beta = i_d \sin\theta_e + i_q \cos\theta_e \end{cases} \tag{2-4}$$

2.2.2 数学模型

如下图 2-5 所示为永磁同步电机简化物理模型，给出了永磁同步电机包含定

子绕组以及转子磁极的简化物理模型。

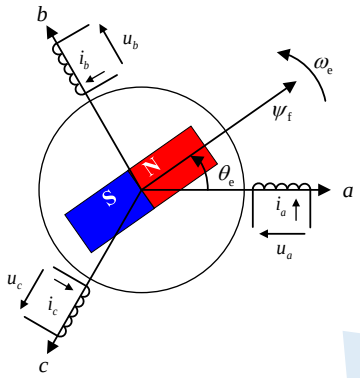


图 2-5 PMSM 简化物理模型

在三相静止（*a-b-c*）坐标系中，将 *a* 相绕组轴线作为该空间坐标系的参考轴，Ψ_f为转子永磁体产生的磁链，其和 *a* 轴之间的夹角为电机的转子位置，用表示 θ_e（电角度），ω_e 为转子旋转运动的电角速度，规定逆时针方向转速正方向。

⑴三相静止（*a-b-c*）坐标系下的数学模型

通常将输入电流方向作为电流正方向，电压正方向与电流方向相同，可得 PMSM 在三相 *abc* 坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_a = R_a i_a + \dfrac{d}{dt}\psi_a \\ u_b = R_b i_b + \dfrac{d}{dt}\psi_b \\ u_c = R_c i_c + \dfrac{d}{dt}\psi_c \end{cases} \tag{2-5}$$

式中，u_a、u_b、u_c 分别为三相绕组端电压；i_a、i_b、i_c 分别为三相绕组线电流；R_a、R_b、R_c 分别为三相绕组相电阻，且 R_a=R_b=R_c=R_s，R_s 表示定子绕组电阻值；Ψ_a、Ψ_b、Ψ_c 分别为三相绕组磁链。实际上由于定子绕组间互感存在，三相绕组磁链方程非常复杂，因而三相静止坐标系下所建立的永磁同步电机数学模型是一个非线性和强耦合的多变量复杂系统。

为有利于电机控制系统的分析和研究，前一节所述的坐标变换简化了系统的控制模型。

⑵两相静止（*α-β*）坐标系下的数学模型

式(2-5)通过 Clarke 变换，可以得到静止两相坐标系下的定子电压方程：

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\psi_\alpha \\ u_\beta = R_s i_\beta + \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\psi_\beta \end{cases} \tag{2-6}$$

式中，u_α、u_β、i_α、i_β、Ψ_α、Ψ_β分别表示α轴和β轴上的电压、电流以及磁链分量。经过变换，两相静止坐标系下磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \boldsymbol{L}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \tag{2-7}$$

其中，$L_{\alpha\beta}$表示电感矩阵，其可表达如下式：

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L\cos(2\theta_e) & \Delta L\sin(2\theta_e) \\ \Delta L\sin(2\theta_e) & \Sigma L - \Delta L\cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \tag{2-8}$$

式中，$\Sigma L = (L_d + L_q)/2$表示均值电感；$\Delta L = (L_d - L_q)/2$表示差值电感；L_d、L_q分别为 d、q 轴等效电感。

⑶两相同步旋转（d-q）坐标系下的数学模型

对式(2-7)使用 park 变换，得到同步旋转坐标系下的电压方程：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{2-9}$$

此时，磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \tag{2-10}$$

式中，u_d、u_q、i_d、i_q、Ψ_d、Ψ_q 分别表示 d 轴和 q 轴上的电压、电流以及磁链分量。

根据式(2-9)以及式(2-10)，可以看出，三相 PMSM 的数学模型实现了完全解耦，直轴电流 i_d 分量控制磁链 Ψ_f，交轴电流 i_q 分量控制电机电磁转矩 T_e。电机等效模型如下图 2-6 所示。

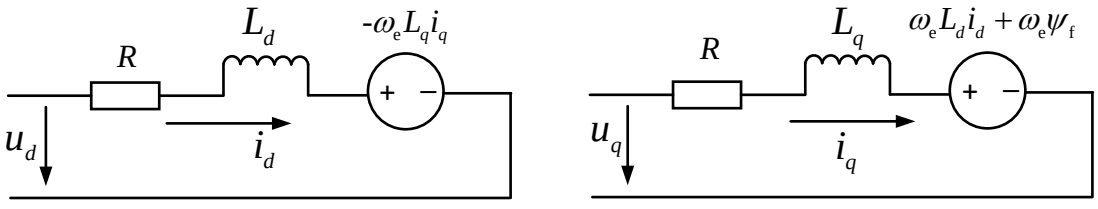


图 2-6 PMSM 等效电路图

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \tag{2-11}$$

式中，p_n 表示转子极对数。从式（2-11）可以看出，永磁同步电机的电磁转矩分为两部分，分别为永磁转矩和磁阻转矩。前者由永磁体和定子绕组电流形成的旋转磁场相互作用产生，其大小与 q 轴电流大小成正比；后者由电机的凸极性（L_q>L_d）引起，与 d、q 轴电感的差值相关，对于表贴式永磁同步电机，由于 L_d=L_q，该部分转矩为零。

电机运动方程为

$$J \frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L - B\omega_e \tag{2-12}$$

式中，J 表示转动惯量；T_L 表示负载转矩；B 表示粘滞摩擦系数。

输出电磁功率方程：

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_e (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{2-12}$$

输入有功功率：

$$P = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) \tag{2-13}$$

输入无功功率：

$$Q = \frac{3}{2} (u_q i_d - u_d i_q) \tag{2-14}$$

2.3 PI 控制器

磁场定向控制存在三个相互关联的 PI 控制环，分别控制相互影响的三个变量，即转子转速、转子磁通和转子转矩分别由单独的 PI 模块控制。其中，外环控制电机转速，两个内环分别控制解耦后的 i_d、i_q。

在电机控制系统中，这三个 PI 控制器实际作用是作为环路的调节校正环节，让闭环系统的实际反馈值更加靠近给定的参考值。其中，比例参数 P 用于加快响应，积分参数 I 用于消除稳态误差 e。

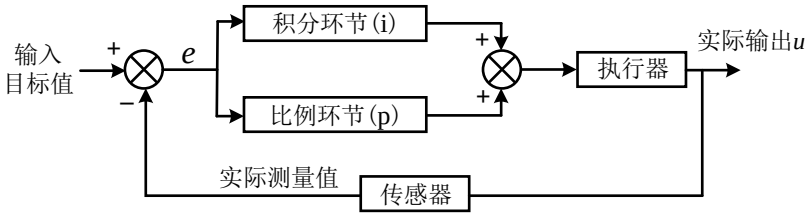


图 2-7 PI 控制器

$$u = K_{\mathrm{p}} \cdot e + K_{\mathrm{i}} \cdot \int ed \tag{2-15}$$

2.3.1 电流环参数整定

如 2.2 节所述，同步旋转坐标系下完全解耦情况下的 PMSM 数学模型可等效为一个电阻电感（*R-L*）模型，这是由于电机系统的反电动势干扰能够被前馈补偿完美抵消。如图 2-8，以 *d* 轴为例，所示为 *d* 轴电流环系统框图。

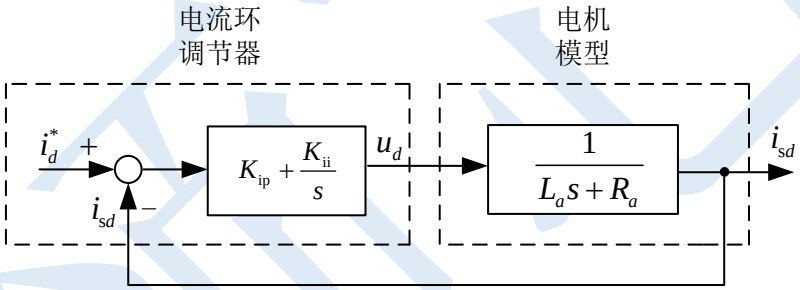


图 2-8 d 轴电流环系统框图

在 R_a-L_a 里的 PI 调节器零极点对消了一个系统的极点，因此电流环的闭环传递函数可以设计成一个低通滤波器，则系统开环传函表示为以下形式：

$$G_{\mathrm{i}}(s) = \left(K_{\mathrm{ip}} + \frac{K_{\mathrm{ii}}}{s}\right) \cdot \frac{1}{L_a s + R_a} = \frac{K_{\mathrm{ip}}\left(s + \frac{K_{\mathrm{ii}}}{K_{\mathrm{ip}}}\right)}{s} \cdot \frac{1}{L_a\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)} \tag{2-16}$$

式中，K_{ip} 为比例系数，K_{ii} 为积分系数，L_a 为交直轴电感，R_a 为定子电阻。令

$$\frac{K_{\mathrm{ii}}}{K_{\mathrm{ip}}} = \frac{R_a}{L_a} \tag{2-17}$$

则开环传递函数为：

$$G_{\mathrm{i}}(s)=\frac{K_{\mathrm{ip}}}{L_a s} \tag{2-18}$$

根据$\left|G_{\mathrm{i}}(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{i}})\right|=1$ ω_{i}为电流环的截止频率，得

$$\left|G_{\mathrm{i}}(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{i}})\right|=\left|\frac{K_{\mathrm{ip}}}{L_a\cdot j\omega_{\mathrm{i}}}\right|=1 \tag{2-19}$$

结合式(2-19)，可计算出电流环的比例系数 K_{ip}和积分系数 K_{ii}：

$$\begin{aligned} K_{\mathrm{ip}} &= L_a\cdot\omega_{\mathrm{i}} \\ K_{\mathrm{ii}} &= \frac{R_a}{L_a}\cdot K_{\mathrm{ip}}=R_a\cdot\omega_{\mathrm{i}} \end{aligned} \tag{2-20}$$

2.3.2 速度环参数整定

在设计速度环控制器参数的同时，电流环数学模型可等效为一阶惯性环节，其控制框图如图 2-9 所示。速度环 PI 调节器传递函数写成以下形式：

$$G_{\mathrm{s}}(s)=K_{\mathrm{sp}}+\frac{K_{\mathrm{si}}}{s} \tag{2-21}$$

如图 2-9 所示，整个速度环系统是一个典型的 II 型系统，忽略 T_{L}，且电机的转动惯量 J 能够准确得到，其开环传递函数为：

$$G_{\mathrm{sc}}(s)=\left(K_{\mathrm{sp}}+\frac{K_{\mathrm{si}}}{s}\right)\cdot\frac{\omega_{\mathrm{cc}}}{s+\omega_{\mathrm{cc}}}\cdot\frac{3}{2}\cdot\frac{p_{\mathrm{n}}\psi_{\mathrm{f}}}{Js} \tag{2-22}$$

式中，ω_{cc}为电流环截止频率，即 ω_{i}。

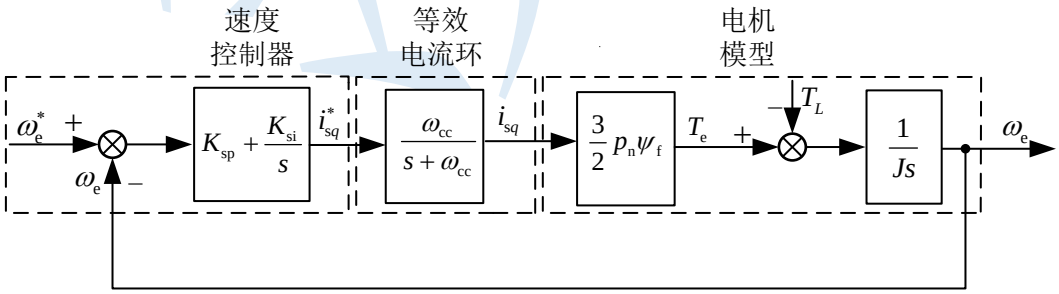


图 2-9 转速环系统框图

设置速度环 PI 调节器的截止频率 ω_{pi}定义为：

$$\omega_{pi}=\frac{K_{si}}{K_{sp}} \tag{2-23}$$

在设计速度环 PI 控制器时，令 ω_{pi} 小于转速控制系统截止频率 ω_{sc}，那么速度环 PI 控制器在系统截止频率 ω_{sc} 附近的传递函数表现为：

$$G_s(s)=K_{sp}+\frac{K_{si}}{s}\approx K_{sp} \tag{2-24}$$

因此，在系统截止频率 ω_{sc} 附近转速控制系统的开环传递函数可以简化为

$$G_{sc}(s)=K_{sp}\cdot\frac{3}{2}\frac{p_n\psi_f}{Js} \tag{2-25}$$

然后令 $|G_{sc}(j\omega_{sc})|=1$，此时得到的频率就是转速控制闭环系统下转速控制环的带宽。速度环 PI 控制器比例增益 K_{sp} 的表达式为：

$$K_{sp}=\frac{2}{3}\frac{J\omega_{sc}}{p_n\psi_f} \tag{2-26}$$

转速控制系统带宽 ω_{sc} 小于电流环带宽 ω_{cc}，一般上

$$\omega_{sc}\le\frac{1}{10}\omega_{cc} \tag{2-27}$$

另一方面，速度环 PI 控制器的截止频率 ω_{pi} 小于 ω_{sc}，一般上

$$\omega_{pi}\le\frac{1}{5}\omega_{sc} \tag{2-28}$$

因此，速度环 PI 控制器积分增益 K_{si} 可以设置为

$$K_{si}=K_{sp}\omega_{pi}\cong K_{sp}\frac{\omega_{sc}}{5} \tag{2-29}$$

2.4 SVPWM

由于三相交流电压的合成矢量轨迹在空间上是一个圆，因此合成的磁链轨迹亦是圆，那么通过在定子端输入三相正弦电压就可以在定子侧形成圆形磁场，从而得到电磁转矩。在 FOC 控制过程中，将静止坐标系参考电压 u_α、u_β 进行空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation，SVPWM)，进而得到数字驱动信号，其目的就在于通过控制逆变器开关管状态工作，合成圆形旋转磁场。SVPWM 技术的优点在于消除谐波的效果好，优化程度高，在提高逆变器直流电压利用率的同时，能够减小电机的转矩脉动，较适合于数字化控制系统实现。

如图 2-10 所示，一般上两电平三相逆变器分别由 VT_1、VT_2、VT_3、VT_4、VT_5、VT_6 六个功率开关器件组成。用 S_A、S_B、S_C 分别表示 A、B、C 三相逆变器的开关状态，其中“0”代表下桥臂导通，“1”代表上桥臂导通。S_A、S_B、S_C 的八种组合状态，分别为：u_0 (0 0 0)，u_5 (0 0 1)，u_3 (0 1 0)，u_4 (0 1 1)，u_1 (1 0 0)，u_6 (1 0 1)，u_2 (1 1 0)，u_7 (1 1 1)。其中，电压矢量 u_1~u_6 为有效工作矢量，电压矢量 u_0、u_7 为零矢量。

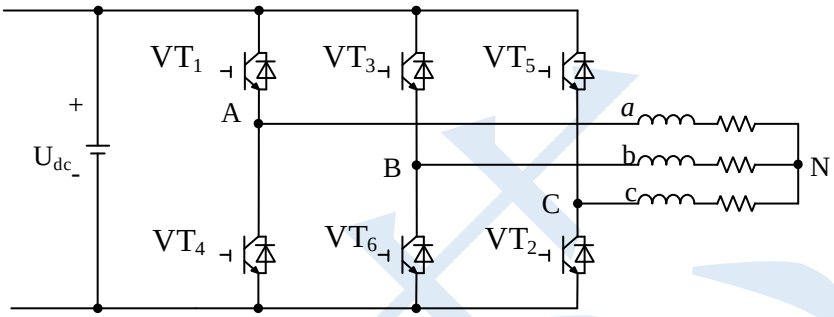
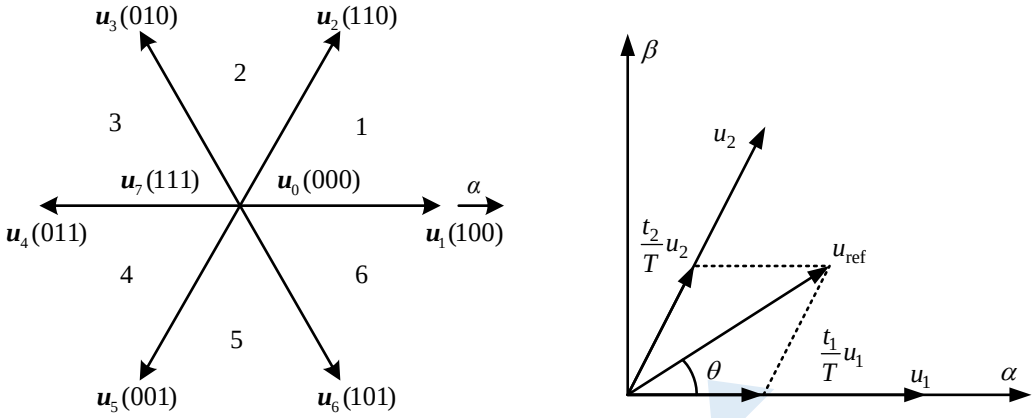


图 2-10 两电平三相逆变器结构图

所示为八种工作状态下电压矢量，这六个有效电压矢量和两个零矢量在空间上可构成六个扇型区域。如图 2-11 为空间电压矢量工作方式示意图。如图 2-11 (a)所示，任意落在某扇区中的电压矢量均可由其相邻的两个有效工作矢量合成得到。

表 2-1 各工作状态下电压矢量

	S_A	S_B	S_C	U_A	U_B	U_C
u_0	0	0	0	0	0	0
u_1	0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$
u_2	0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
u_3	0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
u_4	1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
u_5	1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
u_6	1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$
u_7	1	1	1	0	0	0



(a) 空间电压矢量示意图　　(b) 电压矢量合成图

图 2-11 空间电压矢量工作方式

以第一扇区为例，其电压矢量的合成方法如图 2-11 (b)所示，记 t_1、t_2 分别是有效电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$ 作用时间，一个 PWM 周期内的其他时间 t_0 由零矢量 $\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$ 工作，因此在第一扇区内，可得以下合成公式：

$$\begin{cases} u_{\text{ref}} T = u_1 t_2 + u_2 t_2 \\ T = t_1 + t_2 + t_0 \end{cases} \tag{2-30}$$

式中，T 为一个 PWM 的周期，t_1 为电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$ 的工作时间，t_2 为电压矢量 u_2 的工作时间，t_0 为零电压矢量 $\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$ 的工作时间。因此，任意一个电压矢量在一个 PWM 周期内，均可通过这八个基本电压矢量合成。T 越小，即 PWM 频率越快，电压空间矢量的合成轨迹就越接近圆。

2.5 转子位置估计

FOC 控制过程中，需要电机转子角度 θ_e 来进行换相，从而实现闭环控制。无位置传感器控制技术省去了机械式位置传感器，减小了系统尺寸，降低了成本，其主要通过电机内容易获取的电压或电流等信号，经过自适应位置观测器计算，进一步得到转子位置 θ_e。

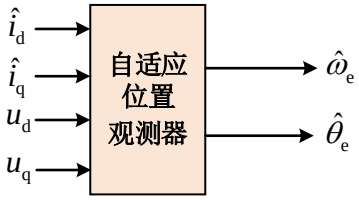


图 2-12 自适应位置观测器模型

2.6 电流采样原理

本次工程调试采用的是单电阻电流采样方式。采样时序是通过分时采一个周期内的两次母线电流 i_{dc}，即一个或两个下桥臂导通，重构出电机的三相电流 i_a、i_b、i_c。基于单电阻采样母线电流重构出相电流的关键在于，母线电流与相电流在

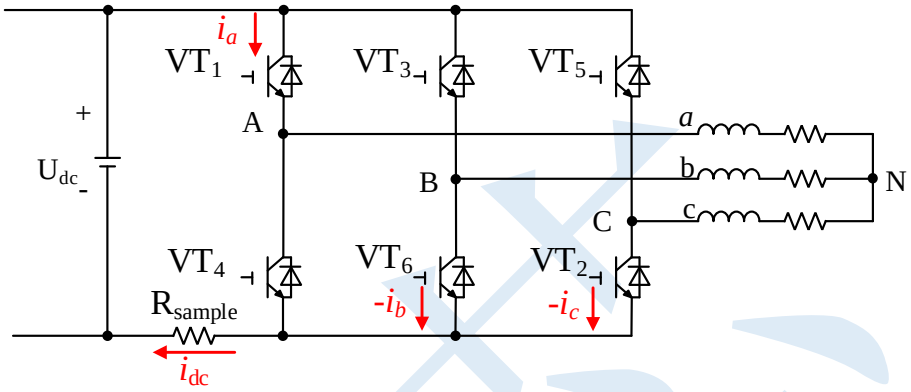


图 2-13 单电阻采样等效电路（第一扇区）

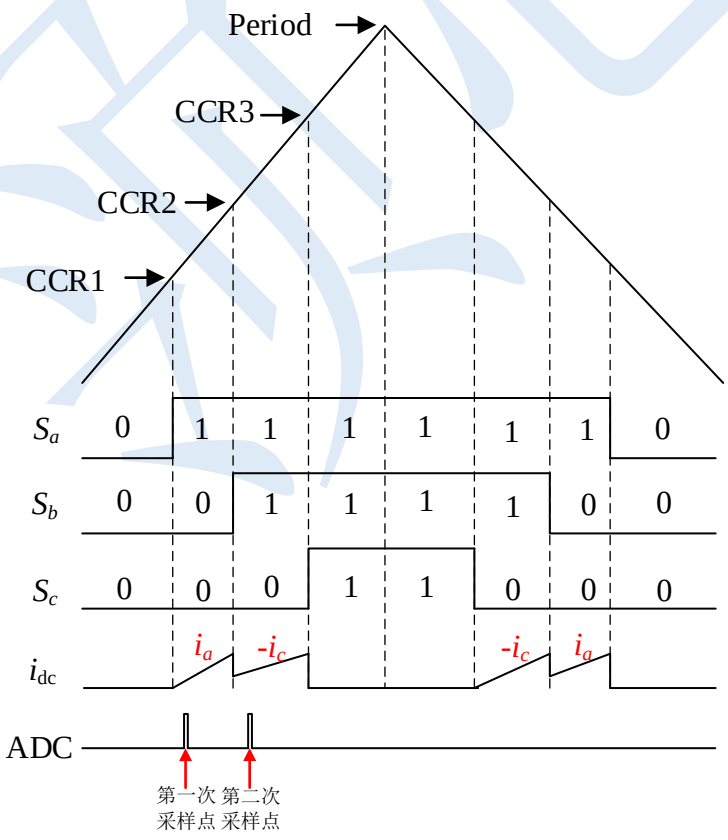


图 2-14 单电阻采样时序（第一扇区）

不同开关状态时具有一定的对应关系。本文依据这种对应关系，从母线电流中分离提取出两相的相电流，再依据基尔霍夫电流定律（$i_a+i_b+i_c=0$）得到三相电流。

为了实现单电阻电流重构方案，本文采用七段式空间脉宽调制 SVPWM 作为调制策略。在电机系统中，定义相电流（i_a、i_b、i_c）的正方向为电流流向电机中性点方向，母线电流（i_{dc}）正方向为电流流向电源负端方向。

如图 2-13 为第一扇区时的单电阻采样等效电路。当给定电压矢量处于第一扇区时，电压矢量由 U_4（100）、U_6（110）合成。当基本矢量电压 U_4（100）作用时，VT_1、VT_6、VT_2 三个桥臂开通，如下图所示，此时进行第一次母线电流采样，得 $i_{dc}=i_a$。当基本矢量电压 U_6（110）作用时，VT_1、VT_3、VT_2 三个桥臂开通，进行第二次母线电流采样，得 $i_{dc}=-i_c$。经过两次母线电流采样，获得当前周期内的 A、C 两相相电流值，再利用基尔霍夫电流定律获得第三相电流，即 B 相电流。依此类推，可获得其余 5 个扇区内母线电流与相电流之间的关系，从而能由母线电流重构出电机的三相电流。表 2-2 所示为各个电压矢量下母线电流与相电流关系。

表 2-2 母线电流与相电流关系

电压矢量	母线电流 i_{dc} 对应相电流
U_1(001)	i_c
U_2(010)	i_b
U_3(011)	$-i_a$
U_4(100)	i_a
U_5(101)	$-i_b$
U_6(110)	$-i_c$
U_0(000)	0
U_7(111)	0

3 FOC 单电阻启动调试

3.1 硬件参数设置

3.1.1 电机参数测量

电机参数的不准确性对 FOC 计算造成很大的影响，因此调试时需写入电机的准确参数。包括以下参数：

① *d-q* 轴电感 L_d、L_q：电桥测 1kHz 频率下的两相线电感 L。缓慢旋转转子，记下电感最大值 L_{max} 和最小值 L_{min}。如果是表贴式永磁同步电机（SPMSM），则 *d-q* 轴电感 $L_d=L_q=(L_{max}+L_{min})/2/2$；对于 SPMSM，一般来说，不需要去旋转转子，直接记录测量的电感值 L，$L_d=L_q=L/2$。如果是内嵌式永磁同步电机（IPMSM），则 $L_d=L_{min}/2$，$L_q=L_{min}/2$；

② 相电阻 R_s：电桥 DCR 档下测量电机两相线电阻 R，得相电阻 $R_s=R/2$;

③ 磁链 Ψ_f：将示波器表笔夹住电机相线，并将地线夹头夹在其他任意两相线之一，转动电机，可得到反电动势波形，如图 3-1 所示。其一个周期内反电动势波形峰峰值 V_{peak} 为 9.76V，频率为 827.8Hz。

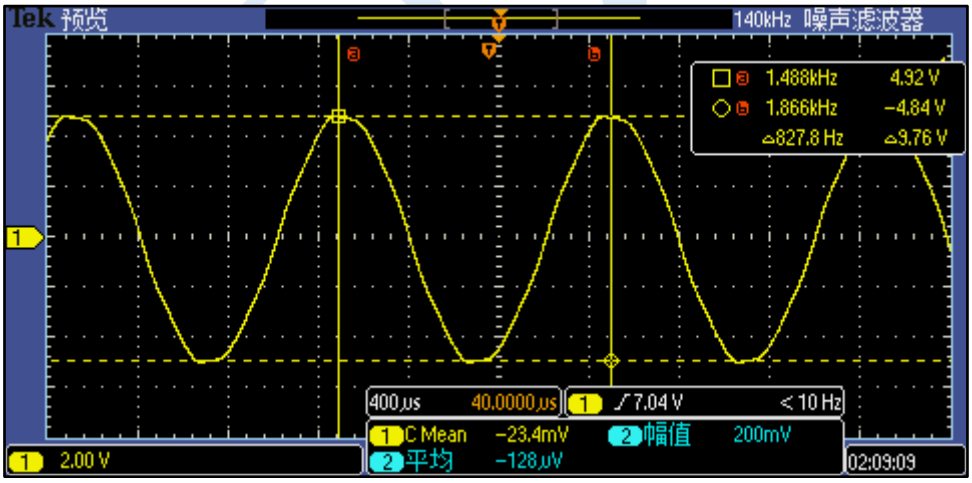


图 3-1 反电动势波形

在不通电得情况下，利用数学模型（$\omega_e\psi_f=U_{dc}/\sqrt{3}$），可以获得磁链 Ψ_f，即

$$\psi_f=\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}\frac{1}{\omega_e}=\frac{V_{peak}/2}{\sqrt{3}}\frac{1}{\omega_e}=\frac{9.76/2}{\sqrt{3}}\frac{1}{2\pi 827.8}=0.0005423\text{Wb} \qquad (3\text{-}1)$$

④ 电机极对数 p_n：三相交流电机每组线圈都会产生 N、S 磁极，电机每相含有的磁极个数就是极对数。其方法为：把电机 3 根相线中的任意两根接上直流电源（即电源正负端，电源电流限制在 0.5A 左右，电压随意，建议从较小电压值尝试）；打开电源，转动电机（若转不动，减小限制电流大小），会产生顿落感；转动一圈产生的顿落感次数即是电机的极对数 p_n。

3.1.2 母线电流采样参数设置

单电阻母线电流采样用的是芯片内部运放 OPA0，图 3-2 红框内为母线电流采样电路。

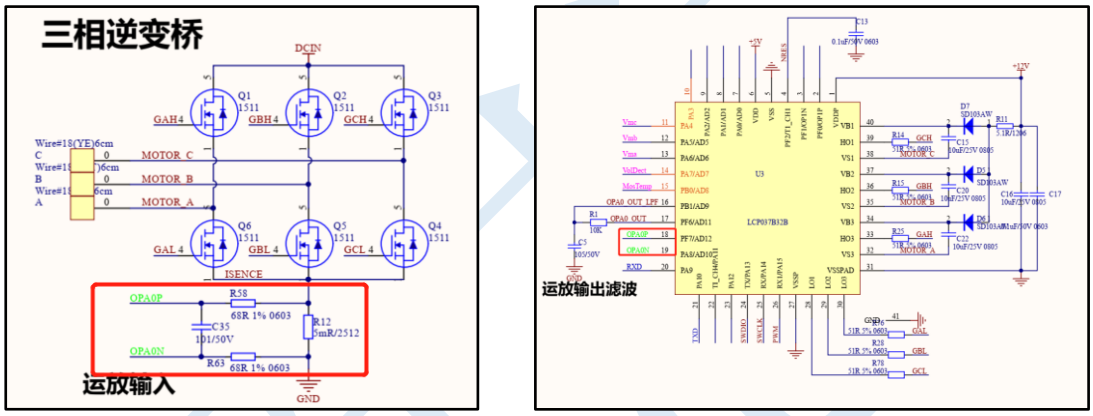


图 3-2 母线采样电路与 I/O 口匹配

相电流采样范围计算如下：采样电阻 R12 为 5mΩ，内部运放放大倍数设置为 10 倍，最大采样电流则为±40A。具体计算如下：

$$i_{\mathrm{dc\,max}} = \frac{\mathrm{SAMPLE_AD_MAX}}{2} \frac{1}{0.005 \times 10.0} = \frac{4}{2.0 \times 0.005 \times 10.0} = 40\mathrm{A} \qquad (3\text{-}2)$$

3.1.3 母线电压采样参数设置

在 FOC 计算过程中需要用到各个坐标系下的电压信号，需采集母线电压进行电压重构计算，从而得到各个坐标系下的电压信号。芯片的 ADC 参考电压为 4V，而母线电压往往会大于这个数值，因此需要将母线电压值分压之后再去采集，但为了保证采样精度，分压倍数不能太大。

电机驱动板规定在 36V 以内都能工作，因此将分压电阻 R57 设为 10k，R53 设为 100k，即分压系数为 1/11，最大采样电压为 44V。注：母线电压分压电阻可以根据所需的采样精度去调整。

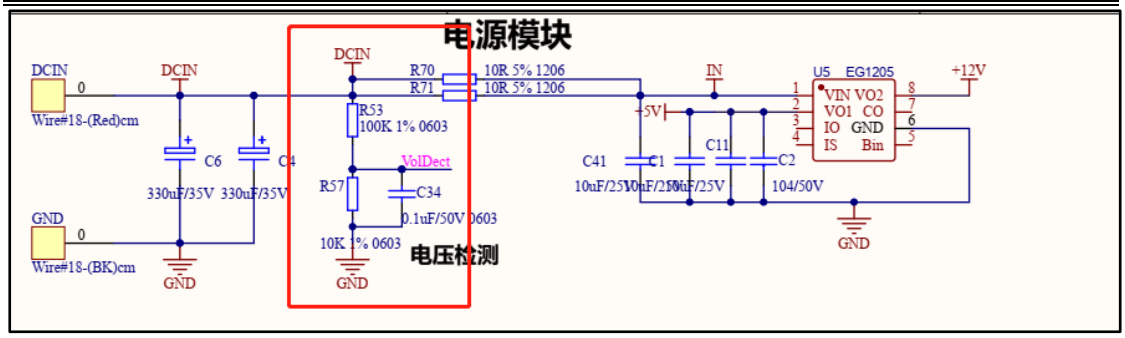


图 3-3 电压采样电路

图 3-3 中电源模块红框内为电压检测电路，其分压系数 VOLT_OP 为

$$\text{VOLT_OP} = \frac{10\text{k}}{10\text{k} + 100\text{k}} = 0.0909 \qquad (3\text{-}3)$$

同时要设置电机所需的母线直流电压值（UPDS_UDC_REAL，12V 电机就设置 12V，24V 电机就设置 24V）。

3.1.4 硬件相关配置参数设置

配置文件在 UserSeting.h(在 UserHeaders 文件目录下)：

1、电机参数设置

根据 3.1.1 电机参数测量小节中的测量方式，将其输入如下程序中：

```
#if (MOTOR_CHOOSE == MOTOT_TYPE_1)
  #define UPDS_LD_REAL   (0.00061f)          // D轴电感，H
  #define UPDS_LQ_REAL   (0.00061f)          // Q轴电感，H
  #define UPDS_RS_REAL   (1.32f)             // 相电阻，  Ohm
  #define UPDS_PSI_REAL  (0.00582f)          // 磁链，    Wb
  #define UPDS_PAIRS     (2u)                // 极对数
```

2、PCB 开发板参数设置

(1) 根据 3.1.2 电流采样参数小结中的电流采样参数计算公式，ADC 模块基准电压设定为 4V，其偏置设定为 2V，可通过修改采样电阻和运放倍数来得到不同的相电流采样范围（参考实际控制电机对象适当修改，以保证较高的采样精度）。

```
#define UPDS_SAMPLE_AD_MAX          (4.0f)      // ADC采样量程
#define UPDS_SAMPLE_CURR_R_REAL     (0.05f)     // 相电流采样电阻
#define UPDS_SAMPLE_CURR_OP_REAL    (10.0f)     // 相电流采样运放放大倍数
```

(2) 根据 3.1.3 电压采样参数小结中的电压采样参数设计所述，将直流母线电压值输入下面，然后根据母线电压分压电阻计算“母线电压采样增益”。

```
#define UPDS_UDC_REAL                (24.0f)      // 直流母线电压
#define UPDS_SAMPLE_VOLT_OP_MAX      (0.0909f)    // 母线电压采样增益
#define UPDS_DEADTIME_NS             ((u16)1000)  // 死区时间,单位ns，0~3500ns
```

其中死区时间“UPDS_DEADTIME_NS ”是为了防止上下管同时导通而设置的延迟时间，范围为（0~3500 ns），根据不同的电压场合，需设置不同的死区时间（高压控制需要设置较大，低压控制时可以设置较小，以保证电压还原更准确）。在 3.3.1 小结中，将会展示设置死区时间输出的 PWM 波形。

(3) 直流母线电流的采样值将用于硬件过流保护以及实现恒功率控制等功能

```
#define UPDS_SAMPLE_DCBUS_R_REAL     (0.005f)     //母线电流采样电阻 , ohm
#define UPDS_SAMPLE_DCBUS_OP_REAL    (10.0f)      //母线电流采样运放方法倍数
```

3.2 FOC 状态机流程图与程序任务分配图

双电阻程序中主要的中断及其功能任务如下表：

表 3-1 各中断服务子程序的功能描述

中断函数名	描述	优先级
void **TIM1_NON_CC_Handler**(void)	比较器中断服务子程序，用于检测到过流现象进行关断 PWM 处理，对整个系统实施硬件保护。	0
void **TIM1_CC_Handler**(void)	此中断为高速中断服务，中断时长为 PWM 周期，在 ADC 采样完成后将进行 FOC 控制算法的处理，以及还包括电压重构，几个主状态机的选择与跳转执行等任务。	1
void **SysTick_Handler**(void)	该中断内主要完成速度环控制或者恒功率控制，以及可添加弱磁控制，还包括检测执行保护机制。	2

注：中断优先级中“0”表示优先级最高。

如图 3-4 所示为 FOC 状态机流程图，本次用到 9 个状态，如红框中所示。

```
switch(UG_sSysStateErr.sSystemState)
{
  case UGT_E_SS_IDLE_A:                                  break;
  case UGT_E_SS_INIT_B:                                  break;
  case UGT_E_SS_STOP_C:                                  break;
  case UGT_E_SS_START_D:                                 break;
  case UGT_E_SS_PRECHARGE_E:    MDS_vPrecharge();        break;
  case UGT_E_SS_TRACK_F:        MDS_vTrack();            break;
  case UGT_E_SS_IDENTIFY_G:     MDS_vIdentify();         break;
  case UGT_E_SS_ALIGNMENT_H:    MDS_vAlignment();        break;
  case UGT_E_SS_OPENLOOP_I:     MDS_vOpenloop();         break;
  case UGT_E_SS_CLOSEDLOOP_J:   MDS_vClosedloop();       break;
  case UGT_E_SS_BRAKE_K:        MDS_vBreak();            break;
  case UGT_E_SS_FAULT_L:        MDS_vFault();            break;
  case UGT_E_SS_WAIT_M:         MDS_vWait(UG_sSysStateErr.sSysTime.ReStartTime);    break;
  default:break;
}
```

各个状态机的功能让如下表描述：

表 3-2 各状态机的功能描述

状态名	描述
vIdle	空状态，执行往下跳转；
vInit	初始化状态，系统参数初始化，然后执行状态跳转；
vStop	关闭 PWM 输出，并计算电流的 AD 采样偏置 Offset；
vStart	启动电压检测，只有在电压建立好以后才能进入下一状态；
vTrack	启动位置检测，实现顺逆风启动；
vIdentify	打开 PWM 输出，并跳转下一状态；
vClosedloop	电流环计算，转子位置估计，以及 FOC 运算；
vFault	当满足保护判断时，会进入 Fault 状态，关闭 PWM 输出；
vWait	若不想直接停机，可以在进入 Fault 之后跳转进 Wait，等待一定时间后，重新进入初始化。

各个状态机的流程执行如下图所示：

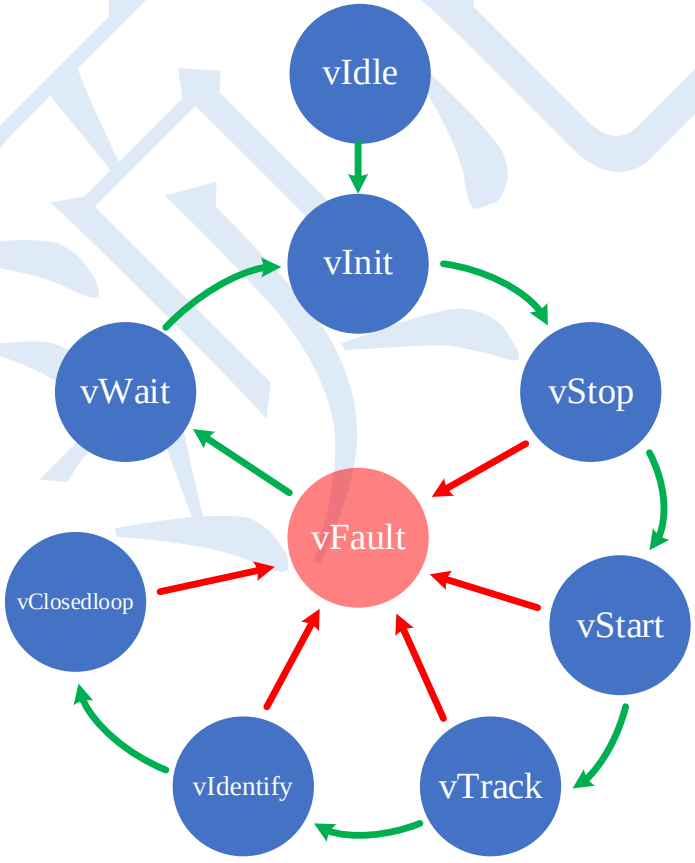


图 3-4 FOC 状态机流程图

图 3-4 所示为主中断中各个状态机的跳转流程。

如图 3-5 为本方案程序功能框架图，在软件初始化之后，主要包括 While 主循环，和 TMI1 中断、Systick 中断以及比较器刹车中断三部分。其中 While 主循环主要是处理状态机前四个状态的跳转。

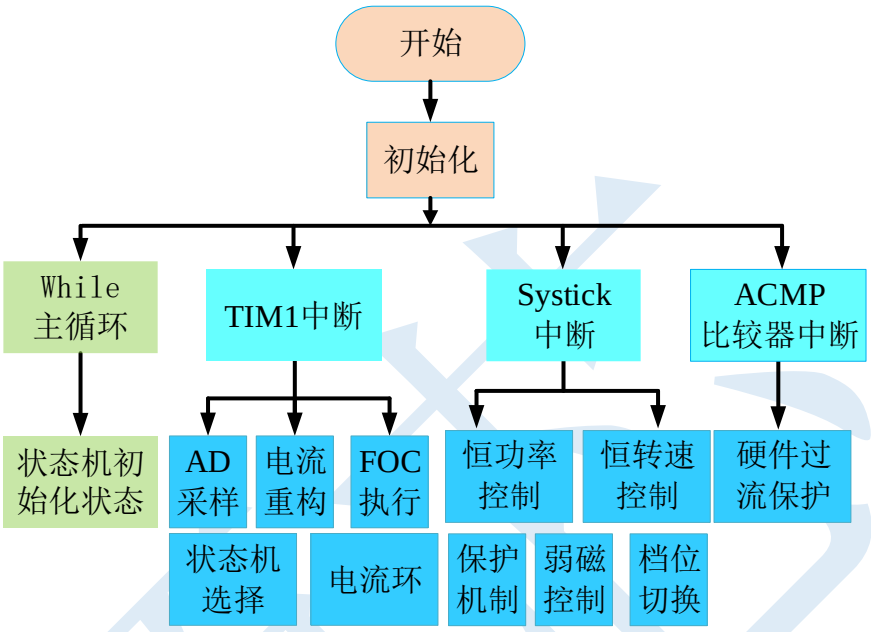


图 3-5 程序任务分配图

3.3 FOC 实际工程调试

实际工程启动调试主要分为两部分，第一步是检查控制板外设功能是否正常；第二是根据实际控制对象，配置软件程序初始化参数。

3.3.1 电机控制板外设功能检测

在电机控制板电源模块正常工作的情况下，首先检查系统外设配置是否正常，具体配置在 User_Peripherallnit.c(在 User/Sources 文件目录下)中进行。包括外设时钟（主频）、高级定时器 Timer_1 的 PWM 输出、运放 OPA1，OPA2 配置、GPIO 配置、ADC 通道、DAC 等，然后确定是否可将所使用的程序通过烧录器顺利烧入控制板芯片，以进行后续的调试。

Step.1：检查芯片是否正常烧入，并检查芯片供电是否正常。

Step.2：程序烧写入 MCU 后，不接入直流强电，不接电机，主要检测 PWM 控制信号输出以及运放偏置等输出是都正常。通过使用示波器表笔，可进行相关

配置的功能正常与否检测。

注：检测配置功能正常与否，需要将程序定义为测试模式，在 UserParaSetsDefine.h 文件中进行配置：

```
//选择控制模式：1：正常模式，正常运行时用；2：测试模式，测试PWM时用，不保护。
#define UPDS_NORMAL_PWM          (1)                    //正常运行
#define UPDS_TEST_PWM            (2)                    //测试模式
#define UPDS_OPERATION           (UPDS_TEST_PWM)
```

① 检测 MCU 六路 PWM 控制信号输出是否正常

检测 PWM 矩形波是否正常包括 PWM 频率和程序中的设置是否一致，并可以此判断主频设置是否正确；另外还需检测互补通道输出是否互补，有无直通情况(需设置死区时间，以防止直通)。

具体操作方式为用示波器表笔探头点在芯片六路 PWM 输出管脚的其中互补两路（如 A 相的“AL 和 AH”），示波器观测如下图 3-4，矩形波的频率为设置的 16K。

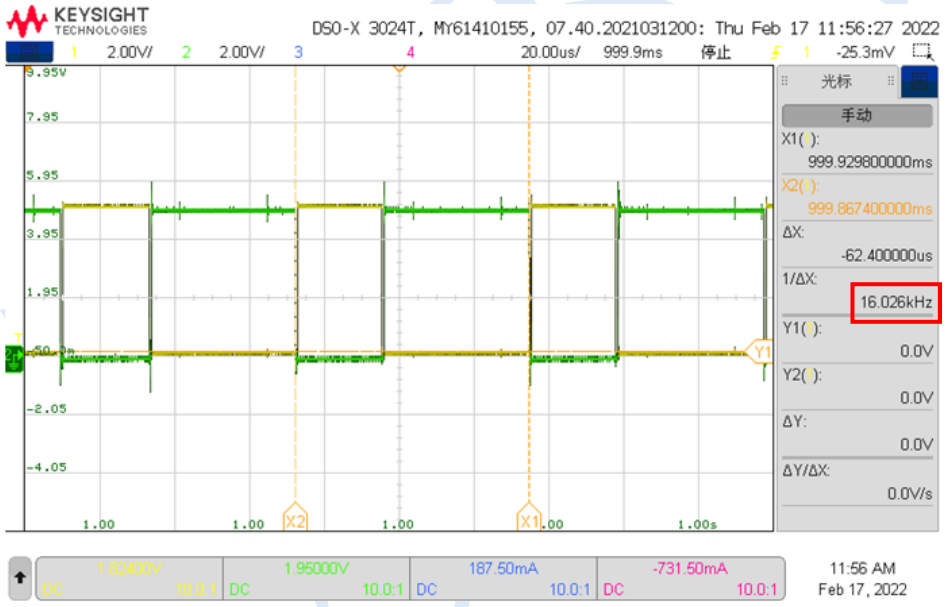


图 3-6 互补通道的 PWM 波形

互补通道的输出有 500 ns 的延时，PWM 矩形波输出波形正常，由此可确定系统时钟频率正常，以及程序中的高级定时器 Timer_1 功能配置正常。

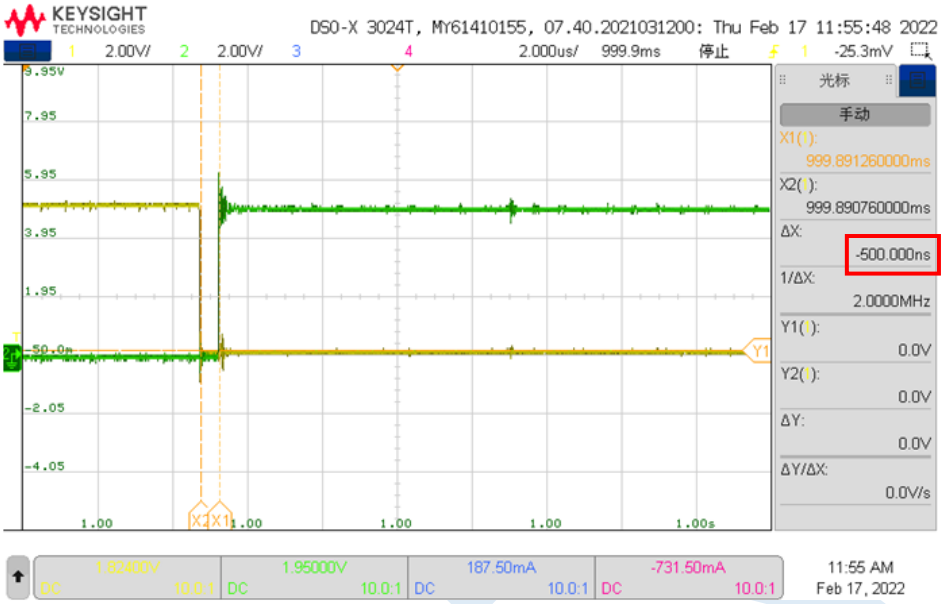


图 3-7 死区设置效果图

② 检测 DAC 是否正常。

LCM32F037 的 DAC 是 10 位。在 DAC 输出配置函数中输入 “512”，用示波器表笔检测 TXD 的 Pin 脚上是否有一个 2V 的电压值（DAC 参考电压为 4V）。若有 2V 的电压输入，可先默认 DAC 输出正常，以便于后续信号的检测观察分析；

```
DAC_SetDac_10B_Data(DAC0,DAC_Align_10B_R, 512 );
DAC_SoftwareTriggerCmd(DAC0,ENABLE);
```

③ 检测 ADC 采样是否正常

在“Debug”模式，检测 ADC 通道的采样数目与数据对应是否正常，即数组“ADCConvertedRawData[ ]”中的各数值情况。

由于还没上强电，此时相线上无电流，可观察对应设置的 ADC 通道，检查运放 OPA1 和 OPA2 的偏置是否正常，在运放配置中，设置了偏置为 2V（由于 ADC 为 12 位采样值，采样基准值为 4V，是 4096；即此时对应的相电流采样或母线电流通道上，显示“2048”左右的近似值，则认为运放正常）。其中，直流母线电流的采样是为了用作比较器中断进行硬件过流保护用的。

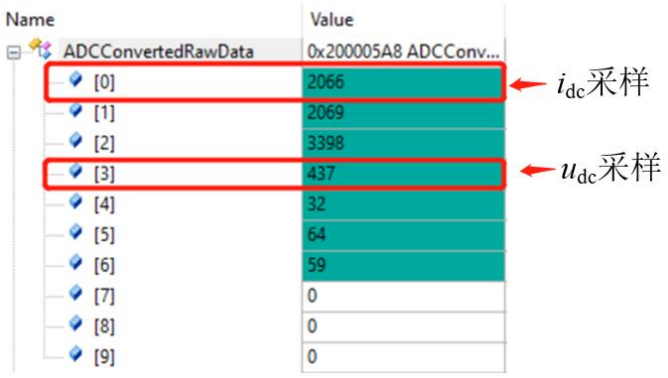


图 3-8 运放配置验证

检测母线直流电压采样是否正常。由于此时在“Debug”模式下，有一个 5V 供电，其对应的 ADC 通道数据应在 400 左右。

Step.3：接上直流强电

●检查预驱电路的驱动信号是否正常。PWM 驱动波形是否正常；PWM 频率和程序中的设置是否一致；互补通道输出是否互补，有无直通情况。

●在“Debug”模式下，观察运放 OPA0 的 ADC 值是否还是“2048”左右。母线电压采样是否正常（由于已上强电，此时母线电压检测应该代表着直流电源供电）。

Step.4:接上电机的三相电，进入软件调试。

3.3.2 软件程序调试

本节将详细地介绍启动调试前软件程序的初始化参数设置，配置文件在 UserParaSetsDefine.h (在 UserHeaders 文件目录下)：

Step.1：主频以及 PWM 频率设置

PWM 开关频率静止启动时设置较低，有利于电机启动运行，当运行到一定速度，将切换至高 PWM 开关频率，需要根据速度设置适当的高低频率切换点。

```
//系统时钟
#define UPDS_CKTIM          ((u32)64000000uL)      // 系统主频

//PWM开关频率（主中断）
#define UPDS_PWM_FREQ       ((u16)8000)            // 第一频率，低速运行用，Unit: Hz
#define UPDS_PWM_FREQ2      ((u16)16000)           // 第二频率，高速运行用，Unit: Hz

//PWM开关频率切换速度滞环
#define UPDS_PWM_SWITCH_SPEED_LOW    _IQ(0.2)      // 频率速度切换点，fpwm2->fpwm1
#define UPDS_PWM_SWITCH_SPEED_HIGH   _IQ(0.3)      // 频率速度切换点，fpwm1->fpwm2
```

Step.2：SVPWM 控制模式选择

可选七段式或者五段式 SVPWM 调制模式。注：当前版本程序未加此功能。

```
//七五段式SVPWM切换速度滞环
#define UPDS_5STAGE_SPD_H           _IQ(0.80)           // 五段式SVPWM
#define UPDS_7STAGE_SPD_H           _IQ(0.70)           // 七段式SVPWM
```

Step.3：正反转设置

可通过配置改变电机运转方向。

```
//电机转动方向
#define UPDS_POSITIVE_DIRECTION     (0)
#define UPDS_NEGATIVE_DIRECTION     (1)
#define UPDS_DIRECTION              (UPDS_NEGATIVE_DIRECTION)
```

Step.4：观测器参数设置

在开环情况下通过 DAC 功能，调整观测器参数去获得理想的角度波形。如果两个值太大，容易失步；如果值太小，能够启动，但是启动电流冲起来比较大。

```
//观测器增益
#define OB_GAIN_Q           (0.001f)                    //0~ 2.0
#define OB_GAIN_D           (-0.1f)                     //0~-4.0
```

Step.5：D 轴注入电流值设置

```
//可靠启动参数，大扇叶可是适当增大（标幺）
#define UPDS_INJECT_D_CURRENT_A_PU          (0.3)   //启动电流参数，增强启动能力，0-0.5
```

所采用的自适应观测器需要根据电流值去估计转子位置，在静止启动阶段，适当的在 D 轴注入一定的电流，有助于电机正常运行。注入电流的大小取决于负载，该值太小可能造成启动力矩不够，太大容易造成过冲，均会导致启动失败。

Step.6：控制模式选择

根据实际应用需要，选择恒转速或者恒功率控制模式。

```
//控制模式：1：速度闭环控制；2：功率闭环控制
#define UPDS_SPEED_MODE             (1)                 //速度闭环模式
#define UPDS_POWER_MODE             (2)                 //功率闭环模式
#define UPDS_CONTROL_MODE           (UPDS_SPEED_MODE)
```

Step.7：速度环或功率环快慢设置

给定的速度或者功率值是一个上升的斜坡信号，可根据实际需要设置不同的速度上升速度达到目标值。

```
//速度加减速快慢及增益设置
#define UPDS_ACC_RATE_1kRPM_S       (2.0f)    // 0->1000 rpm 所需要时间，单位s，最小0.5s
#define UPDS_RAMP_MAX_BY            (1.0f)    // 0~1.0之间，正常运行等于1

//功率环快慢设置
#define UPDS_ACC_RATE_IQ1_S         (20.0f)    // >=1.024，0->IQ24(1) 所需要时间，单位s
#define UPDS_POWER_MAX_W            (120.0f)  // 给定值功率限幅
```

Step.8：速度环基频以及电流环带宽设置

合适的速度环基频和电流环带宽有利于系统获得更好的性能。

```
//定义基准值，1：直接给定基频；2：通过转最高转速计算。
#define UPDS_FB                 (200.0f)
//#define UPDS_FB               (UPDS_SPEED_MAX_RPM*UPDS_PAIRS/60.0)

//电流环带宽（Hz）
#define UPDS_CURRENT_LOOP_BW_HZ   (100.0)     // 这个参数不能过大，否则容易引起电流不正弦
```

Step.9：速度环或功率环控制器参数设置

```
//速度环PI参数
#define UPSD_PI_SPEED_KI          _IQ(0.0905/60)                  //积分
#define UPSD_PI_SPEED_KP          _IQ(4.18/20)                    //比例
#define UPSD_PI_SPEED_MAX         _IQ(UPDS_OVERLOAD_CURRENT/UPDS_IB)    // 正限幅
#define UPSD_PI_SPEED_MIN         -UPSD_PI_SPEED_MAX                    // 负限幅

//功率环PI参数
#define UPDS_CP_KP                 _IQ(0.2)                       //比例
#define UPDS_CP_KI                 _IQ(0.01)                      //积分
#define UPDS_CP_SPDREF_MAX         _IQ(0.99)
#define UPDS_CP_SPDREF_MIN         _IQ(0.00)
```

速度环和功率环控制器采用的是 PI 控制器，给定适当的比例系数(KP)和积分参数(KI)有利于系统稳定启动和运行，具体的参数调节效果将在 4.2 速度环 PI 参数调节和 4.3 节功率环 PI 参数调节中进行详细介绍。

Step.10：保护参数设置

在上电调试电机启动前，需要设置好保护参数，以尽量保证系统不被损坏。主要包括启动失败保护、过欠压保护、过流保护（软件以及硬件过流保护）、限流保护、缺相保护等。保护参数具体设置将在第 5 章节进行详细说明。

理论上经过上述硬件检测以及参数设置完成后，电机可正常启动。

如若还有问题请联系本公司工程人员。

3.4 单电阻采样工程实现

单电阻采样对于采样时窗有特别地要求。采样母线电流时必须要在电流完全建立后采，但有效开关的持续时间非常短，需要通过移相使得直流母线电流能够被有效地采样。电流采样需要满足最小采样时窗 $T_{min}=T_d+T_{set}+T_{sam}$，$T_d$ 为死区时间，T_{set} 为母线电流建立时间，T_{sam} 为 ADC 采样与保持时间。

在单电阻采样过程中，一般会会出现以下两类观测盲区，即无法有效采样母线电流，仍以第一扇区为例 。

如图 3-9 为第一类观测盲区，在低调制度时，$T_1/2<T_{min}$，$T_2/2<T_{min}$，T_1 与 T_2 无法满足有效采样母线电流的采样时窗要求。如图 3-10 为第二类观测盲区，在扇区过渡时，$T_1/2>T_{min}$，$T_2/2<T_{min}$，T_1 或 T_2 无法满足有效采样母线电流的采样时窗要求。因此，必须通过移相手段，使得母线电流完全建立，并能够有效地被

采样。

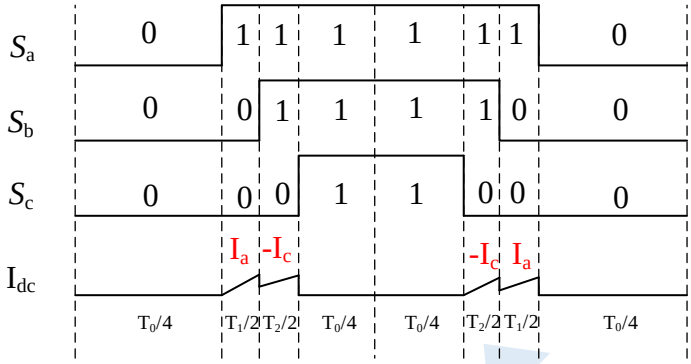


图 3-9 第一类观测盲区

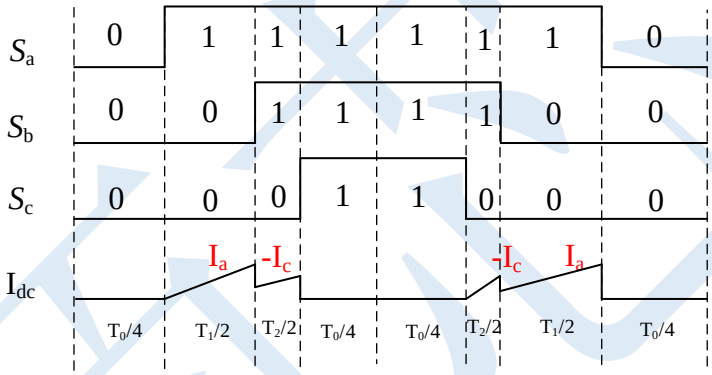


图 3-10 第二类观测盲区

根据伏秒平衡原理，只要保证基本电压矢量作用时间不变，合成电压矢量就不会发生变化。针对图 3-9 情况，采取如下图 3-11 所示策略。图 3-11 中，虚线为移相之前，实线为移相之后。由于基本电压矢量（100）和（110）作用时间小于 T_{min}，因此将 A 相 PWM 脉冲向左移动，C 相 PWM 脉冲向右移动，中间 B 相脉冲保持不变，基本电压矢量（100）和（110）作用时间由程序中参数 MIN_SAMPLING_TIME 决定，以满足采样时间大于最小采样时窗 T_{min}。并在母线电流完全建立后进行采样，两次采样时刻分别由 TIM1_CC_Handler()中断中 First_Sampling 与 Second_Sampling 决定。两次采样时刻选取均在基本电压矢量的 1/2 时间之前，提前（或延后）多长时间采样由参数 SAMPLE_DELAY 决定，如图 3-11 所示。以此类推各种情况下的移相方案，可以发现移相之后 PWM 波形是不对称的。

```
if(TIM1->CCR4 == First_Sampling)
{
  TIM1->CCR4 = Second_Sampling;
  UG_vOne_Shunt_FirstSample();
  TIM1->CCR1 = UG_sOneShunt.sOneShuntPwmDuty.s16T1_CH1_SecTro;
  TIM1->CCR2 = UG_sOneShunt.sOneShuntPwmDuty.s16T1_CH2_SecTro;
  TIM1->CCR3 = UG_sOneShunt.sOneShuntPwmDuty.s16T1_CH3_SecTro;
```

```
//移相参数
#define UPDS_MIN_SAMPLING_TIME_NS 3050
#define MIN_SAMPLING_TIME    (u16)((unsigned long long)UPDS_CKTIM \
        *(unsigned long long)UPDS_MIN_SAMPLING_TIME_NS/1000000000uL)
#define SAMPLE_DELAY -10
```

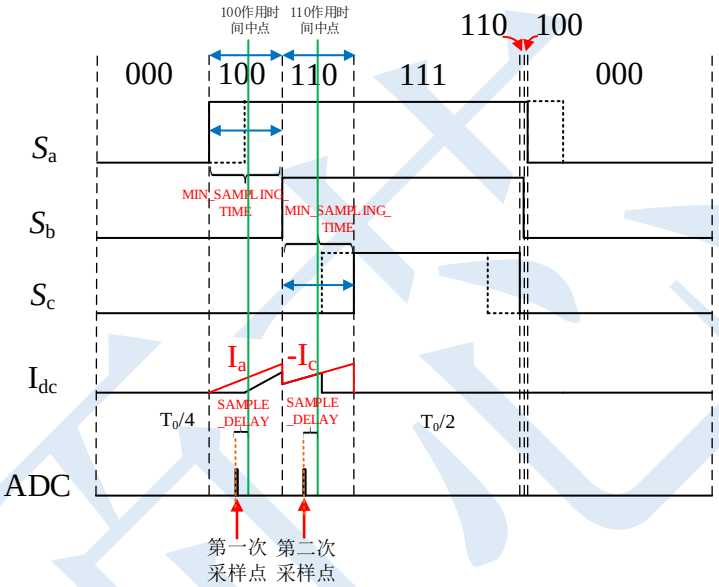


图 3-11 第一扇区移相

注：参数 SAMPLE_DELAY 对应 TIM1 的 CCR 计数值，不直接对应时间。

3.5 顺逆风启动工程实现

在电机启动前，vTrack 状态中系统会有一段位置检测的程序，利用 PLL 估计器估计转子位置，并持续一段时间，待其位置估计稳定，则获得准确地电机位置，实现顺逆风启动。当启动不稳时，可以利用 DAC 输出观测其启动角度估计是否正确。

```
DAC_SetDac_10B_Data(DAC0,DAC_Align_10B_R,(MDS_sCMPosObserver.sPLL.s32PLLOut)>>14);
DAC_SoftwareTriggerCmd(DAC0,ENABLE);
```

用 DAC 输出 PLL 估计的电机角度如下图 3-12，红线为估计的电机角度，黄线为相电流波形。估计时长由 UPDS_TRACK_JUDGE_TIME_MS 决定，本次方案中设置启动位置检测时间为 500ms，其配置如下：

```
#define UPDS_TRACK_JUDGE_TIME_MS          (u16)(500)
#define UPDS_CURRENT_MAG_A                (0.1f)
#define UPDS_TRACK_JUDGE_COUNT            ((u32)UPDS_TRACK_JUDGE_TIME_MS*UPDS_PWM_FREQ/1000)
```

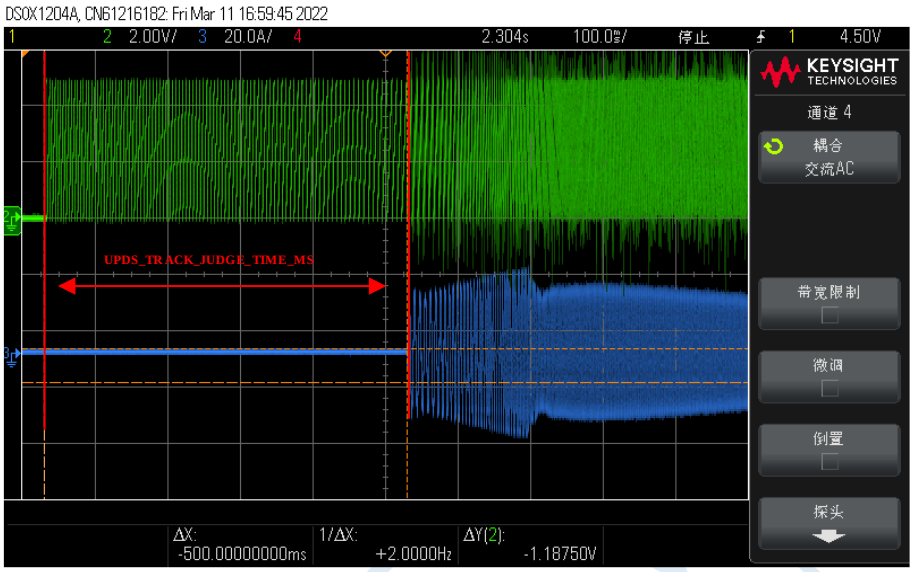


图 3-12 Track 启动波形

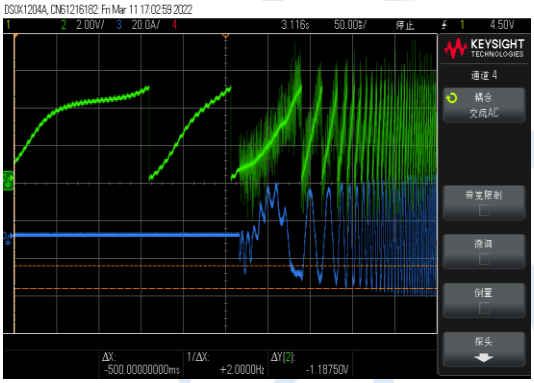


图 3-13 位置估计不准

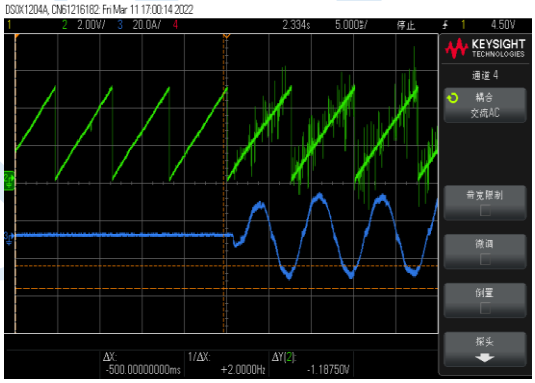


图 3-14 位置估计准确

要注意的是，在带速重投下电机位置估计不准会导致启动不稳，甚至启动失败。如 图 3-13 所示为位置估计不准时的位置波形（红色）。可以调节 PLL 控制器的 KP 与 KI 参数，使得位置估计准确。如　图 3-14 所示为位置估计准确的位置波形（红色）。其参数设置如下：

```
#define UPDS_PLL_KP               _IQ(25.0)
#define UPDS_PLL_KI               _IQ(2.5)
#define UPDS_PLL_UMAX             _IQ(2.0)
#define UPDS_PLL_UMIN             _IQ(-2.0)
#define UPDS_SPD_LPF_BAND         (50.0*UPDS_2PI)
```

4 FOC 单电阻运行调试

4.1 电流环 PI 参数调节

根据上述 2.3.1 电流环参数整定所述的电流环参数自整定理论，PI 控制器的比例增益 KP 与积分增益 KI 均已通过参数设计自整定，只需修改电流环带宽 ω_c 即可。电流环带宽的截至频率一般选取 100Hz~500Hz 之间。带宽较大，对于给定的目标电流跟踪更快，负载变化时，动态响应速度快。但不能太大，否则电流波形容易失真(不正弦)。带宽较小，电流跟踪变慢，转矩响应迟钝。

```
//电流环带宽
#define UPDS_CURRENT_LOOP_BW_HZ (200.0)//这个参数不能过大，否则容易引起电流不正弦
```

按照上述的矢量控制（FOC）原理实现过程，d 轴的参考电流一般给定为 0，但为了增强启动能力，如 3.3.2 节中所述，需要在 d 轴输入一定值的电流，程序中在速度低于一定值将会注入电流，而转速高于设置值将会撤走注入电流。

MDS_SVPWM.c | User_PeripheralInit.h | User_Main.c | User_Interrupt.c | MDS_MotorControl.c* | User_PeripheralInit.c | UserParaSetDefine.h | lcm32f037_start

```
442
443
444   if(UG_sSysStateErr.sSoftClose.SoftCloseEn == FALSE)
445   {
446     if((UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdUse<_IQ(0.10))&&(UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdUse>_IQ(0.0)))
447     {
448       if(UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand < UPDS_INJECT_D_CURRENT_IQ)
449         UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand += (UPDS_SOFTCLOSE_IQ_DEACC_MS_IQ<<2);
450       else
451         UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand = UPDS_INJECT_D_CURRENT_IQ;
452     }
453     else if((UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdUse>_IQ(-0.10))&&(UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdUse<_IQ(0.0)))
454     {
455       if(UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand < UPDS_INJECT_D_CURRENT_IQ)
456         UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand += (UPDS_SOFTCLOSE_IQ_DEACC_MS_IQ<<2);
457       else
458         UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand = (UPDS_INJECT_D_CURRENT_IQ<<0);
459     }
460     else
461     {
462       if(UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand > 0)
463         UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand -= (UPDS_SOFTCLOSE_IQ_DEACC_MS_IQ>>5);
464       else
465         UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand = 0;//  MDS_sFW.s32IdFW;//
466     }
```

```
//可靠启动参数，大扇叶可是适当增大（标幺）
#define UPDS_INJECT_D_CURRENT_A_PU          (0.3)    //启动电流参数，增强启动能力，0-0.5
```

q 轴的参考电流由速度环控制器的输出给定：

MDS_SVPWM.c | User_PeripheralInit.h | User_Main.c | User_Interrupt.c | MDS_MotorControl.c* | User_PeripheralInit.c | UserParaSetDefine.h | lcm

```
52  void SysTick_Handler(void)
53  {
54
55    switch (UG_sSystemControllers.sSPD.u16LoopIndex)
56    {
57      case TASK10:
58      {
59        UG_sSystemControllers.sSPD.s32Ref = UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdCommand;
60        UG_sSystemControllers.sSPD.s32Fbk = UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdUse;
61        if ((UG_sSysStateErr.sSystemState != UGT_E_SS_WAIT_M)&&(UG_sSysStateErr.sSystemState >= UGT_E_SS_CLOSEDLOOP_J))
62        {
63          MDS_vPIRegulatorIQ24(&UG_sSystemControllers.sSPD);
64          if (UG_sSystemControllers.sSPD.u16En == TRUE)
65          {
66            UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IqCommand = UG_sSystemControllers.sSPD.s32Out;
67          }
```

d、q 轴的反馈电流由三相采样电流经过坐标变换得到，送入 PI 控制器输出电压矢量 u_d、u_q，然后使用观测器估计的 θ_e 进行 Park 逆变换得到 α、β 两相静止坐标系的交流电压 u_α、u_β 进行 SVPWM 算法计算。

MDS_SVPWM.c* | User_PeripheralInit.h | User_Main.c | User_Interrupt.c | MDS_MotorControl.c* | User_PeripheralInit.c | User

```
7  void MDS_vFOC(void)
8  {
9    s32 temp;
10   #if (UPDS_CUR_IQ == UPDS_CUR_IQ24)
11   UG_sSystemControllers.sID.s32Ref = UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand;
12   UG_sSystemControllers.sID.s32Fbk = UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdUse;
13   MDS_vPIRegulatorIQ24(&UG_sSystemControllers.sID);
14
15   UG_sSystemControllers.sIQ.s32Ref = UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IqCommand;
16   UG_sSystemControllers.sIQ.s32Fbk = UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IqUse;
17   MDS_vPIRegulatorIQ24(&UG_sSystemControllers.sIQ);
18
19   UG_sVoltageAll.sVoltageDqUse.s16Dr = UG_sSystemControllers.sID.s32Out >> 9;
20   UG_sVoltageAll.sVoltageDqUse.s16Qr = UG_sSystemControllers.sIQ.s32Out >> 9;
```

4.2 速度环 PI 参数调节

1、速度环调试计算说明

速度计算方式：例如对于对于 4 对极电机，额定机械转速为 3000 r/min=50 r/s 时，则其电角度频率等于 50*4=200Hz，也即 200Hz 对应 3000 r/min。可在程序中定义基准频率如下

```
//定义基准值，1：直接给定基频；2：通过转最高转速计算。
#define UPDS_FB                    (200.0f)
//#define UPDS_SPEED_MAX_RPM       (3000.0f)
//#define UPDS_FB                  (UPDS_SPEED_MAX_RPM*UPDS_PAIRS/60.0)
```

在实际软件调试系统中，进行标幺化处理后，电机转速_IQ 格式值计算方法为：_IQ（1.0）对应额定转速，频率即为 200Hz，如输入目标参考转速标幺值为_IQ（0.3），则其对应的频率为 60Hz，实际转速为 900r/min。

UserParaSetDefine.h | UserParaSetDefineTemp.h | Icm32f037_startup.s | User_Main.c | MDS_MotorControl.c | User_Interrupt.c* | User_SysParaInit.c

```
134    case TASK1:
135    {
136      if ((UG_sSysStateErr.sSystemState != UGT_E_SS_WAIT_M)&&(UG_sSysStateErr.sSystemState >= UGT_E_SS_CLOSEDLOOP_J))
137      {
138
139        if (UG_sSysStateErr.uSystemError.Bits.OverLoad == FALSE)
140        {
141          TG_sRampGen.s16TargetValue = _IQ15(0.3);//UG_sADSampleAll.s16VSPLPF;//
142        }
143        else
144        {
145          TG_sRampGen.s16TargetValue =  UG_sADSampleAll.s16VSPLPF;//
146        }
147        MDS_vRampGen(&TG_sRampGen);
148
149        #if (UPDS_CONTROL_MODE == UPDS_SPEED_MODE)
150
151        UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32SpdCommand = TG_sRampGen.s16SetpointValue << 9;//_IQ15(0.5)<<9;
152        #endif
153      }
154      break;
```

电机的外部调速方式可由用户需要自行配置实现，通常包括 VSP 调速(电压信号调速)、PWM 调速(占空比调速)等。

2、速度环 PI 控制器参数调节效果

适当调节速度环 PI 控制器的比例增益 KP 与积分增益 KI，可以得到稳定的转速控制。正负限幅达到限流的作用，限幅电流“UPDS_OVERLOAD_CURRENT”参见限流保护说明。

```
//速度环PI参数
#define UPSD_PI_SPEED_KI          _IQ(0.0905/60)                    //积分
#define UPSD_PI_SPEED_KP          _IQ(4.18/20)                      //比例
#define UPSD_PI_SPEED_MAX         _IQ(UPDS_OVERLOAD_CURRENT/UPDS_IB)    // 正限幅
#define UPSD_PI_SPEED_MIN         -UPSD_PI_SPEED_MAX                    // 负限幅
```

表 4-1 速度环参数调节效果

	参数定义	参数调节效果
运行调试	积分系数 KI：	增大：快速跟踪设定的目标转速；参数过大则会导致静态误差无法消除，甚至造成速度震荡。
		减小：可减小以及消除静态误差；但跟踪目标转速较慢，过小会导致速度调节响应迟钝。
	比例系数 KP：	增大：速度变化和负载变化时跟随转速目标值较快；但过大时速度超调严重。
		减小：跟随速度目标值响应变慢，速度更平稳；过小会导致速度调节迟钝。

4.3 功率环 PI 参数调节

恒功率调速是指电机低速时输出转矩大，高速时输出转矩小，即输出功率是恒定的。恒功率在负载比较轻的场合为多用。

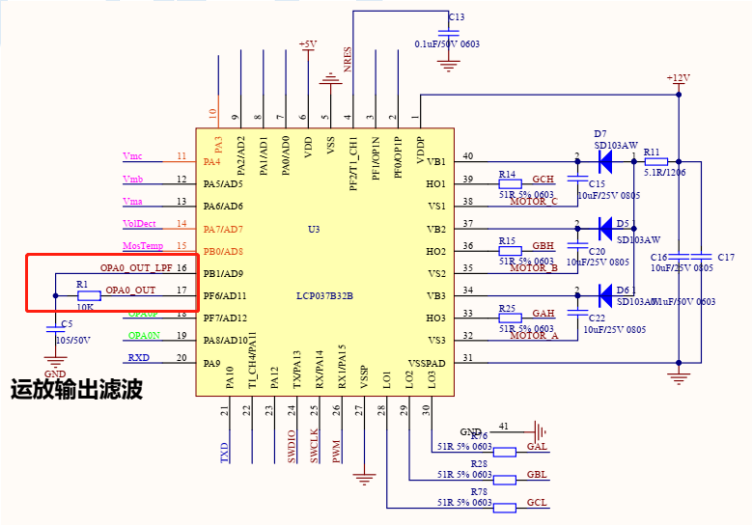


图 4-1 母线电流外部滤波电路

由于直接采样母线电流其波动较大，而在设计功率环时需要一个稳定的电流值，因此可将由运放 OPA0 输出的母线电流，经过外部硬件大滤波后，其母线电流的平均值返回芯片，进行 ADC 采样，具体电路设计如下图红框内所示。

不同的功率可在程序中进行设置，参数配置在 UserParaSetsDefine.h (在 UserHeaders 文件目录下)：

在选择恒功率控制下，首先应选择如下控制模式

```
//控制模式：1：速度闭环控制；2：功率闭环控制
#define UPDS_SPEED_MODE              (1)                    //速度闭环模式
#define UPDS_POWER_MODE              (2)                    //功率闭环模式
#define UPDS_CONTROL_MODE            (UPDS_POWER_MODE)
```

设定目标功率：

```
//恒功率控制
#define UPDS_POWER_SET_W             (100.0f)       //目标功率给定
#define UPDS_POWER_BASE_W            (UPDS_UDC_SAMPLE_MAX_V*UPDS_IDC_SAMPLE_MAX_A)
#define UPDS_POWER_SET_IQ24          _IQ(UPDS_POWER_SET_W/UPDS_POWER_BASE_W)
#define UPDS_POWER_DQ_BASE_W         (UPDS_UB*UPDS_IB)
#define UPDS_POWER_DQ_SET_IQ24       _IQ(UPDS_POWER_SET_W/UPDS_POWER_DQ_BASE_W)
```

功率环控制器参数调节：

```
//功率环PI参数
#define UPDS_CP_KP                   _IQ(0.05)        //比例
#define UPDS_CP_KI                   _IQ(0.005)       //积分
#define UPDS_CP_SPDREF_MAX           _IQ(0.99)        //功率环控制器输出限幅最大值
#define UPDS_CP_SPDREF_MIN           _IQ(0.00)        //功率环控制器输出限幅最小值
```

表 4-2 功率环参数调节效果

	参数定义	参数调节效果
运行调试	积分系数 KI：	增大：可快速跟踪给定目标功率；但过大容易造成功率超调严重，无法消除静态误差。
		减小：可减小以及消除静态误差；但跟踪目标功率较慢，过小会导致功率调节响应迟钝。
	比例系数 KP：	增大：对于给定目标功率值响应变快，负载变化时功率跟随较快；但过大容易造成功率超调严重。
		减小：跟随功率目标值响应变慢，功率更平稳；过小会导致功率调节迟钝。

4.4 弱磁环 PI 参数调节

逆变器是一个具有额定容量的电力电子器件，所以在电机控制中这种额定容量限制了电机端电压和电流的输入，当无刷直流电机端电压到达极限时，无刷直流电机的励磁磁势由永磁体产生而无法调节，只能通过调节定子电流，增加直轴

去磁分量来维持高速运行时电压方程的平衡。

在确定直流母线电压的情况下，逆变器能输出的最大定子电压是一定的。当逆变器交流输出侧电压达到其最大值后也会随之引起电流内环调节器的饱和。也就是说，为了获得更宽的转速调节范围，在基速以上端电压不变条件下保持一定电枢电流产生所需的转矩，必须设法使反电势不随转速上升，需要减小电机磁通，即实现弱磁控制。如图 4-2 为弱磁控制下的矢量控制框图。

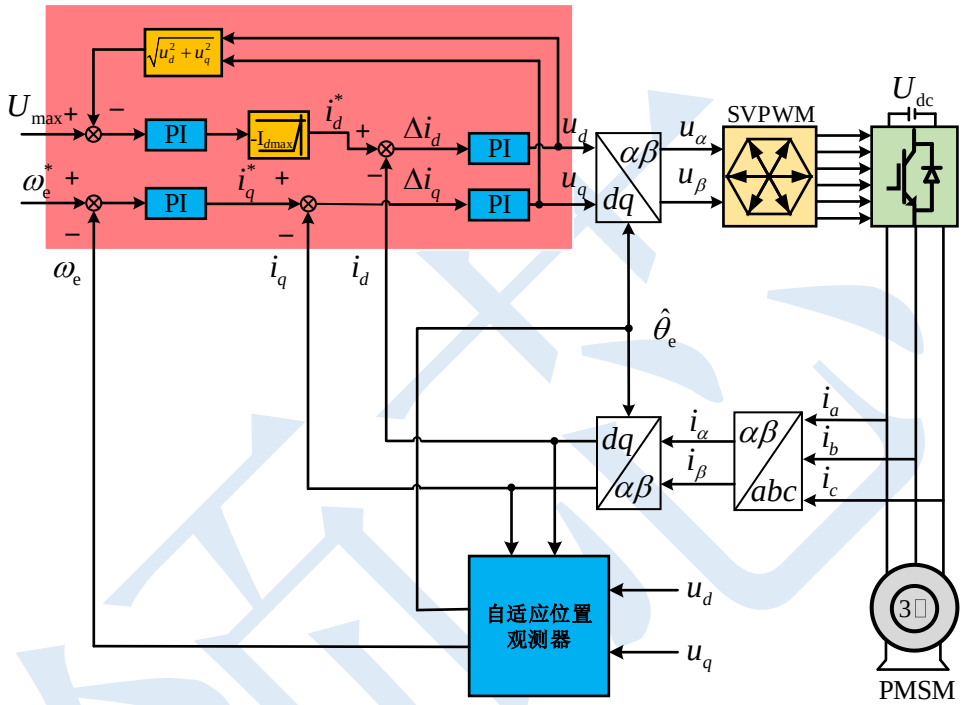


图 4-2 弱磁控制下 FOC 矢量框图

在 *d-q* 坐标系中，*d-q* 轴电压的约束条件：

$$u_d^2+u_q^2=u_s^2\le u_{max}^2 \tag{4-1}$$

在 *d-q* 坐标系中，*d-q* 轴电流的约束条件：

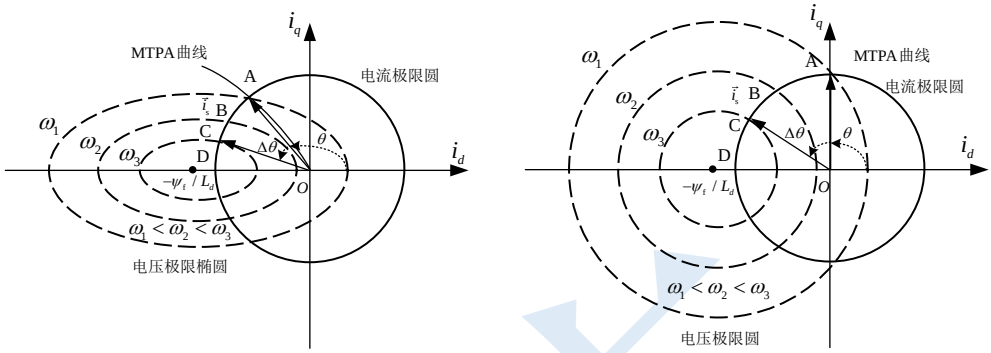
$$i_d^2+i_q^2=i_s^2\le i_{max}^2 \tag{4-2}$$

由式(4-2)可以画出电流极限圆。而结合电压方程(2-9)，可以获得内置式 PMSM 及表贴式 PMSM 的电压极限圆方程，并画出电压极限圆。

$$\left(L_d i_d+\psi_f\right)^2+\left(L_q i_q\right)^2\le\frac{u_{max}^2}{\omega_e^2} \tag{4-3}$$

当逆变器在 SVPWM 调制下输出最大电压u_{max}($u_{max}=u_{dc}/\sqrt{3}$)，求解式(4-3)得到：

$$i_d = -\frac{\psi_f}{L_d} + \frac{1}{L_d}\sqrt{\left(\frac{u_{max}}{\omega_e}\right)^2 - \left(L_q i_q\right)^2} \tag{4-4}$$



(a) IPMSM　　**(b) SPMSM**

图 4-3 电压与电流的控制轨迹

当电机在基速ω_1以上，想要升速到ω_2，如果仍采用 i_d=0 或者最大转矩电流比的控制方式，转矩电流 i_q 将会掉落非常大。而采用弱磁控制可以提高基速以上电机的带载能力，进一步扩大电机的转速。

电机若要稳定运行，一定要在电压极限圆与电流极限圆的重叠区域内。由式(4-4)可知，当定子电压 u_{max} 一定时，电压极限圆的最大值由转速 ω_e 决定，因此只要适当给定负向的 d 轴电流，使电机从工作点 A 移动到工作点 C，从而提高转速，也就是说电压极限圆越往内，速度 ω_e 会越大。

```
//弱磁控制
#define UPDS_FW_VMAX_IQ             _IQ(0.8)                    //最大定子电压限幅
#define UPDS_FW_IDREF_MIN           (-UPSD_PI_SPEED_MAX*0.1)    //弱磁电流输出限幅
#define UPDS_FW_KP                  _IQ(0.2)                    //弱磁环比例系数
#define UPDS_FW_KI                  _IQ(0.01)                   //弱磁环积分系数
#define UPSD_PI_SPEED_MAX_SQUARE    _IQ(UPDS_OVERLOAD_CURRENT*UPDS_OVERLOAD_CURRENT/UPDS_IB/UPDS_IB)
```

●UPDS_FW_VMAX：可以改变弱磁升速的强度；

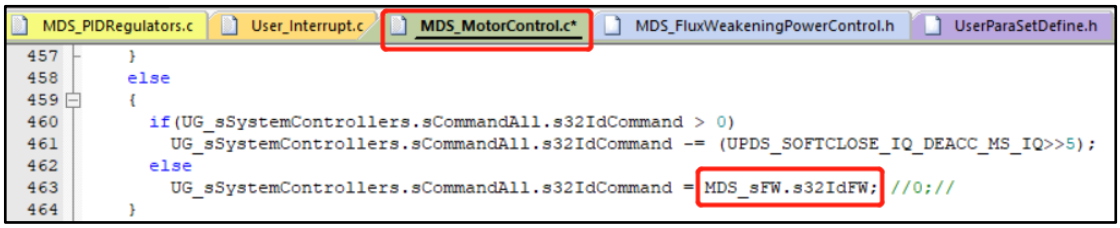
●UPDS_FW_IDREF_MIN：改变弱磁深度，在弱磁达到饱和再去改，否则没有意义；

●UPDS_FW_KP：弱磁环比例系数越大响应速度越快，上升时间越小，但是超调越大；

●UPDS_FW_KI：弱磁环积分系数越大收敛速度越快，即稳定下来的速度越快，但是稳态误差会越大，会出现稳态下波形振荡。

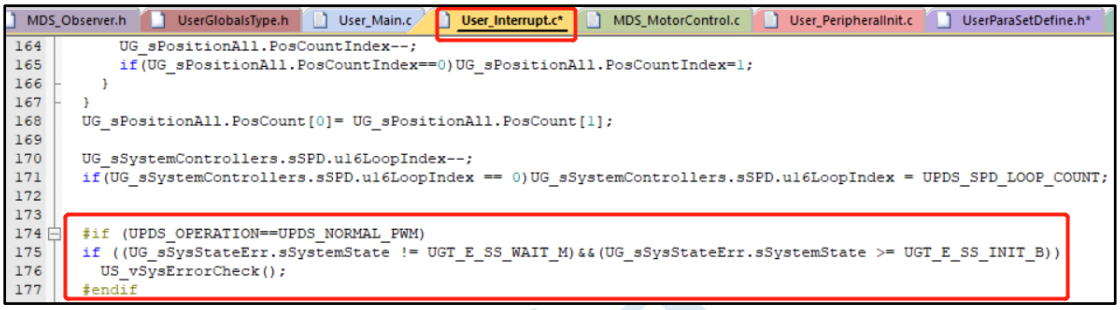
● UPSD_PI_SPEED_MAX_SQUARE：限流保护下速度环控制器输出的最大值。

程序中，弱磁电流加在如下位置：

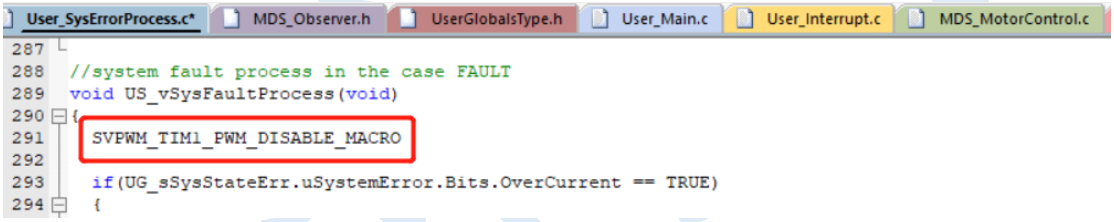

MDS_PIDRegulators.c
User_Interrupt.c
MDS_MotorControl.c*
MDS_FluxWeakeningPowerControl.h
UserParaSetDefine.h
457 }
458 else
459 {
460 if(UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand > 0)
461 UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand -= (UPDS_SOFTCLOSE_IQ_DEACC_MS_IQ>>5);
462 else
463 UG_sSystemControllers.sCommandAll.s32IdCommand = MDS_sFW.s32IdFW; //0;//
464 }

5 FOC 单电阻保护功能

本方案的保护功能包括过流保护、限流保护、缺相保护、过欠压保护、堵孔保护、堵转保护。

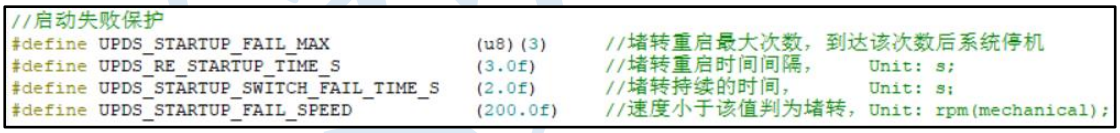


保护功能是在 Systick 中断中执行，该中断优先级低于 DMA 中断。保护功能（除限流保护）判断成功后均会进入 vFault 状态机进行处理，首先关闭 PWM 输出，然后根据需要设置等待重启或者直接停机。



配置文件在 UserSeting.h (在 UserHeaders 文件目录下)

5.1 启动失败保护



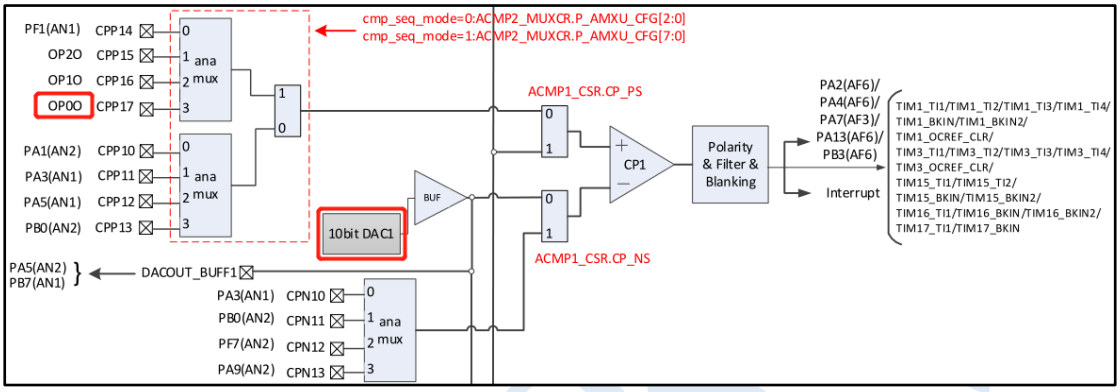
检测电机的运行转速是否低于设定的保护值，触发堵转保护机制。根据需要设置堵转持续时间，达到堵转持续时间值后先关闭 PWM，然后再经过等待重启的时间后进行重新启动，超过最大堵转次数则需要系统断电后重新上电。

5.2 过流保护

1、硬件过流保护

设置比较器中断服务子程序，优先级设为最高。通过 MCU 内部比较器（ACMP0/1）事件触发 PWM 刹车功能。实现原理：母线电流(I_{bus})流经采样电

阻（R）产生一个电压 $V_{_bus}$，经过运算放大器 OPA0/1/2 进行信号放大后进入比较器正端（或者直接进入比较器正端）。比较器的负端接 DAC0/1 输出，可根据参考电压 V_{ref} 自行配置。当母线电流大于一定值时，就会导致比较器的正端电压高于负端电压，MCU 产生比较器中断，触发 PWM 刹车功能，从而实现过流保护。



2、软件过流保护

通过实时检测电机三相电流，当电流最大值超过设定的保护值，触发软件过流保护。具体参数如下：

```
#define UPDS_OVERPHASECURRENT_A          (2.0f)          // 过流保护(A),相电流
#define UPDS_OVERPHASECURRENT_TIME_MS    (50.0f)         // 触发过流保护所需时间(ms)
```

根据需要设置触发过流保护后是否需要重启及等待时间设置

```
#define UPDS_RE_STARTUP_OVERCURR_TIME_S   (20.0f) //触发相电流过流保护后等待重启的时间  Unit: s;
```

5.3 限流保护

具体参数如下：

```
#define UPDS_OVERLOAD_CURRENT            (2.0f)          // 过载限流保护(A)
#define UPDS_OVERLOAD_CURRENT_TIME_S     (1.0f)          // 触发过载保护所需时间(s)
```

该值是限制速度环输出，即限制 q 轴电流的输入，以防止系统过载运行。限流保护值“UPDS_OVERLOAD_CURRENT”以电机额定电流为基准进行设置。

5.4 缺相保护

缺相保护是指电机运行过程中，三相电缺少一相或两相时，该相电流值应该为 0，检测一段时间(触发缺相保护的时间)内某相电流一直为 0，触发缺相保护机制。

```
#define UPDS_OVERISUM_TIME_MS              (500.0f)     // 触发缺相保护所需时间(ms)
```

本方案中可设置判断缺相后直接停机或者等待重启。

5.5 过欠压保护

在 vStart 状态下检测电压，若不在设定范围内，状态机不往下执行。

在运行状态下，电压低于设定的欠压和过压限值，经过判断进入 vFault 状态并停机，进入 vWait 状态，等待一定时间进入初始化 vInit 状态，准备重启。具体参数如下：

```
#define UPDS_OVERVOLTAGE_VOLTAGE           (UPDS_UDC_REAL*1.2)      // 母线过压保护
#define UPDS_OVERVOLTAGE_VOLTAGE_TIME_MS   (200.0)                  // 触发母线过压保护时间(ms)
#define UPDS_UNDERVOLTAGE_VOLTAGE          (UPDS_UDC_REAL*0.8)      // 母线欠压保护时间
#define UPDS_UNDERVOLTAGE_VOLTAGE_TIME_MS  (200.0)                  // 触发母线欠压保护时间(ms)

#define UPDS_RE_STARTUP_OVERVOLT_TIME_S    (5.0f)                   // 过压重启实际(s)
#define UPDS_RE_STARTUP_UNDERVOLT_TIME_S   (0.5f)                   // 欠压重启实际(s)
```

5.6 堵孔保护

本次方案会根据电机的功率 P 与转速 ω_e 的关系，计算一个堵孔系数，其会随着堵孔程度的增加而变小，从而进行堵孔保护。但是不同档位的堵孔系数会存在差异，所以要分开判断。在判断堵孔超过 10s 后，系统停机，具体参数如下：

具体参数如下：

```
#define UPDS_PLUGHOLE_60W                  (0.29f)      //
#define UPDS_PLUGHOLE_120W                 (0.25f)      //
#define UPDS_PLUGHOLE_TIME_S               (4.0f)       //Unit:s
#define UPDS_RE_STARTUP_PLUGHOLE_TIME_S    (1.5f)       //unit: s;
```

5.7 堵转保护

检测 1s 内速度持续不达到 10000rpm/min，这判断为电机堵转，系统直接停机，具体参数如下：

```
#define UPDS_RUNFAIL_TIME_S                (1.2f)       //Unit:s
#define UPDS_RE_FAIL_TIME_S                (0.05)       //unit: s;
```