



华夏龙晖(北京)汽车电子科技股份有限公司

江淮电驱动项目

名称	应用层软件架构与功能说明
编号	
版本	A3.0.1

编 制		王沐雨		工 艺	
校 核		梁智敏		标准化	
审 核		李沐泽		批 准	罗会标
版本号	更改人	更改日期	更改说明		变更编号
A	王沐雨	2022.9.27	初版 FOC 功能文档创建		A.1
A	王沐雨	2022.12.01	补充完整算法功能文档		A.2
A	王沐雨	2022.12.21	加入模型图以及函数数据结构		A.3

目录

江淮电驱动项目	1
一、 整体框架说明	3
二、 中频任务	4
I、 状态机模块	4
1、 函数数据结构	4
2、 函数实现策略	5
II、 参考电流计算模块	6
1、 参考电流计算函数	6
2、 速度模式控制函数	8
3、 参考电流策略函数	8
4、 MTPA 策略函数	12
5、 FW 策略函数	13
三、 安全任务	15
I、 安全任务框架说明	15
II、 电压保护函数	16
III、 硬件保护函数	17
IV、 温度保护函数	18
VI、 其他保护	18

四、 高频任务	20
I、 FOC 框架说明	20
II、 电流计算单元	21
1、 Clarke 变换函数	22
2、 PARK 变换函数	24
3、 角度计算函数	25
4、 电流 PI 控制函数	26
IV、 电压计算单元	27
1、 电压圆限制函数	27
2、 电压反 PARK 变换函数	28
3、 FW 电压滤波函数	30
V、 SVPWM 单元	31
1、 函数数据结构	32
2、 七段式调制方式分析	33
3、 向量所属扇区判断	35
4、 向量作用时间计算	36
5、 PWM 占空比计算	38

一、整体框架说明

本电机控制整体框架主要包括中频任务高频任务以及安全任务。

中频任务接受用户的控制指令，比如启停指令、转速扭矩指令和控制模式指令等，接受用户启动指令后计算参考电流输入高频任务进行 FOC 矢量控制计算最后输出 PWM 信号至硬件，安全任务监测系统故障，通过计算输入硬件采集信号量判断系统状态，并输出错误状态标志位至中频状态机。各任务间的数据交互如图 1 所示。

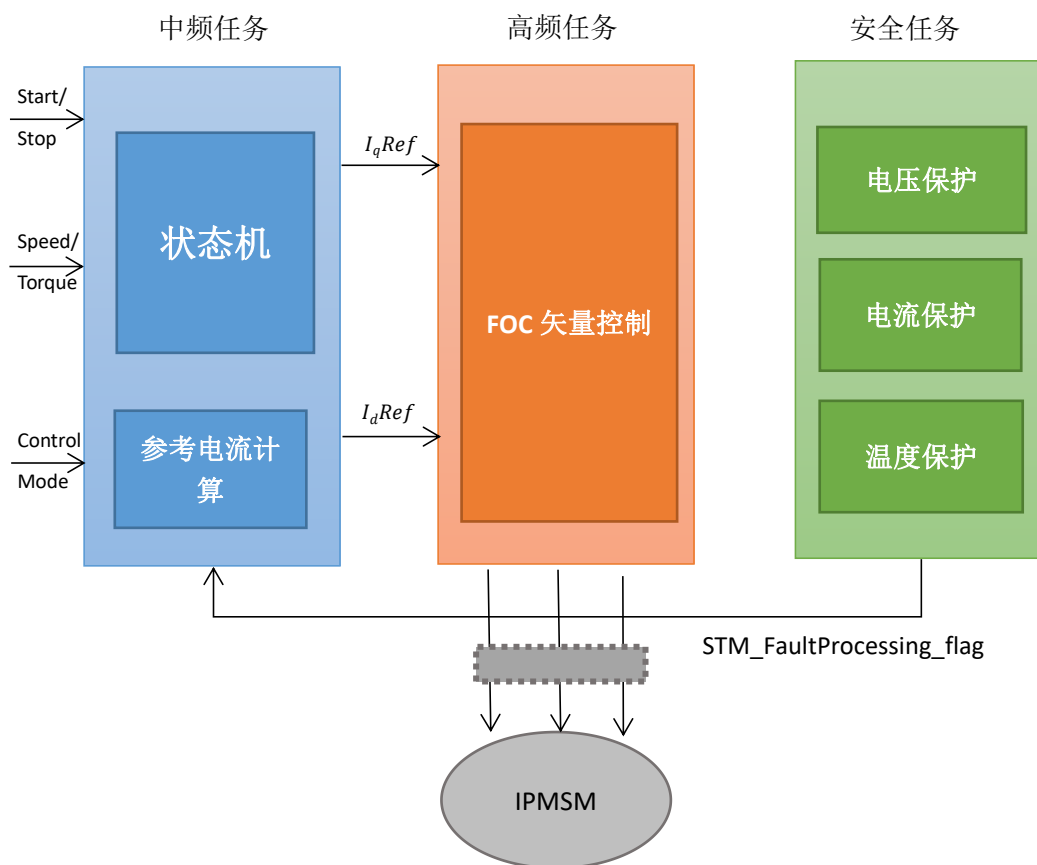


图 1

二、中频任务

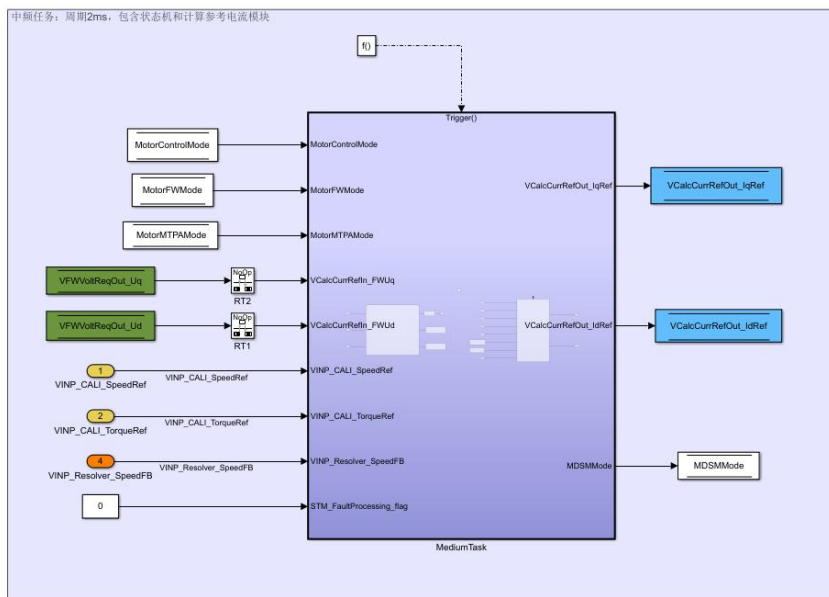
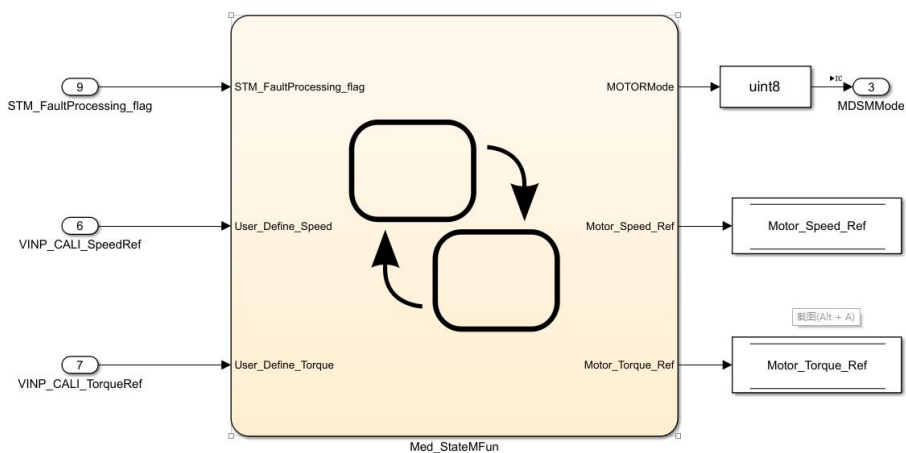


图 2

如图为中频任务模型图，高频任务主要包括状态机以及计算参考电流模块，函数结构及输入输出类型详见下文。

I、状态机模块

1、函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
STM_FaultProcessing_flag	Bool（输入）	安全任务	电机故障标志位
VINP_CALI_SpeedRef	Int16（标定）	用户定义	用户指定转速
VINP_CALI_TorqueRef	Int16（标定）	用户定义	用户指定扭矩
MDSMMode	Uint8（输出）	无	观测电机状态
Motor_Speed_Ref	Int16（输出）	参考电流计算模块	参考转速
Motor_Torque_Ref	Int16（输出）	参考电流计算模块	参考扭矩

2、函数实现策略

中频任务将在 2ms 任务中被调用，监管电机系统的状态，统筹任务间的数据，与用户交互控制电机的运行。

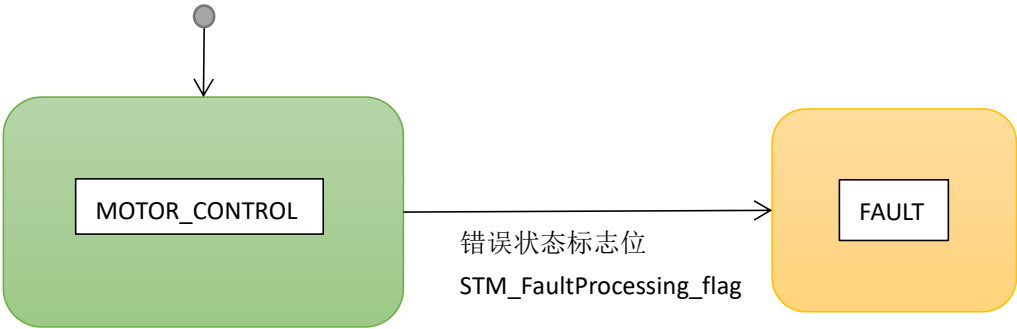


图 3

如图所示为状态机最外层逻辑，其中 MOTOR_CONTROL 子状态中包含电机从启动到运转的完整状态逻辑，在 MOTOR_CONTROL 子状态中进行错误状态判断，在 MOTOR_CONTROL 任意状态中当报错标志位 STM_FaultProcessing_flag 置 1 时，状态切换为 FAULT 子状态，在

FAULT 子状态中执行错误处理。

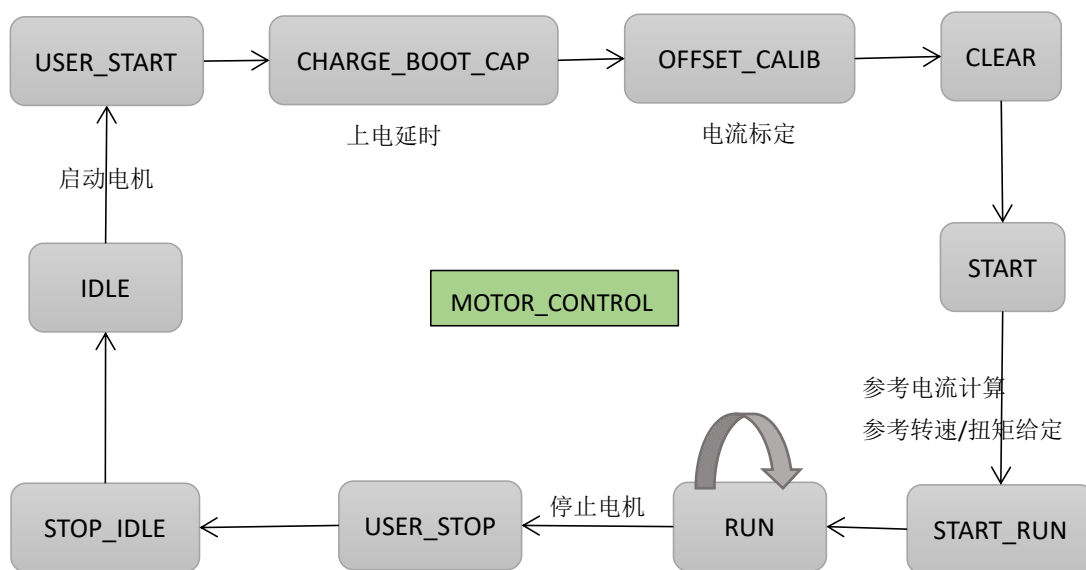


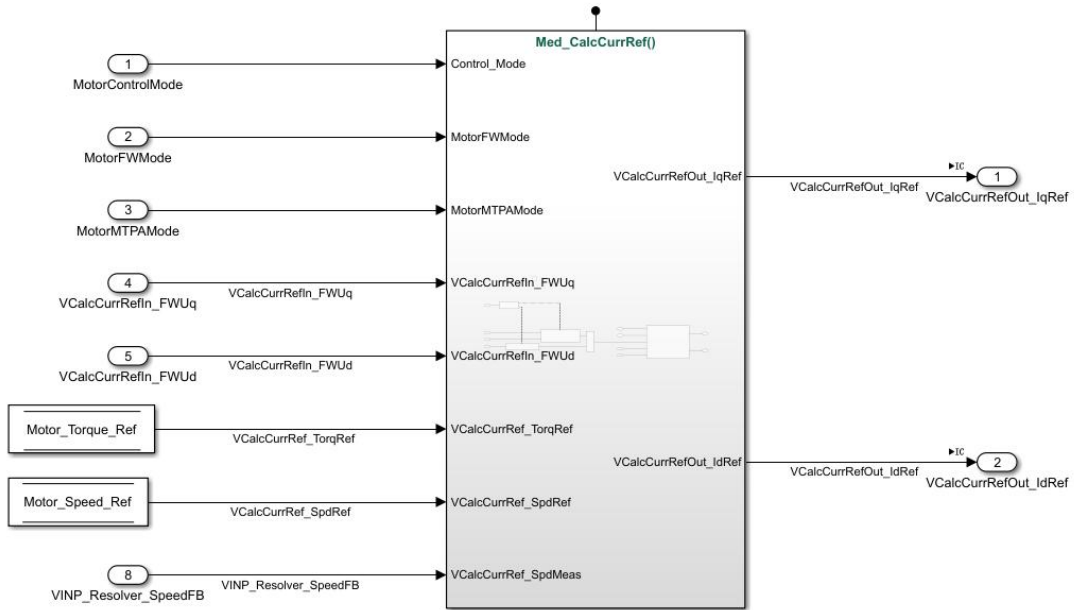
图 4

如图为 MOTOR_CONTROL 内部子逻辑，重要节点功能已标记在图。

II、参考电流计算模块

1、参考电流计算函数

1.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
MotorControlMode	Bool (标定)	用户定义	控制模式选择：速度 0/扭矩 1
MotorFWMode	Bool (输入)	用户定义	FW 是否启用，1 启用 0 不启用
MotorMTPAMode	Bool (输入)	用户定义	MTPA 是否启用，1 启用 0 不启用
VCalcCurrRefIn_FWUq	Int16 (输入)	FW 电压滤波	滤波后提供 FW 使用的 q 轴电压
VCalcCurrRefIn_FWUd	Int16 (输入)	FW 电压滤波	滤波后提供 FW 使用的 d 轴电压
VCalcCurrRef_TorqRef	Int16 (输入)	状态机模块	用户指定参考扭矩
VCalcCurrRef_SpdRef	Int16 (输入)	状态机模块	用户指定参考转速
VINP_Resolver_SpeedFB	Int16 (输出)	传感器模块	电机反馈转速
VCalcCurrRefOut_IqRef	Int16 (输出)	IqPI 模块	参考 q 轴电流
VCalcCurrRefOut_IdRef	Int16 (输出)	IdPI 模块	参考 d 轴电流

1.2 函数实现策略

此函数输入参考转速或参考扭矩，经速度控制或扭矩模式输出参考 i_q ，后经参考电流策略函

数得到最终的参考 $i_q i_d$ 。实际模型逻辑如下图。MTPA 以及 FW 预留启用开关，供调试使用，后期改为自动开启。

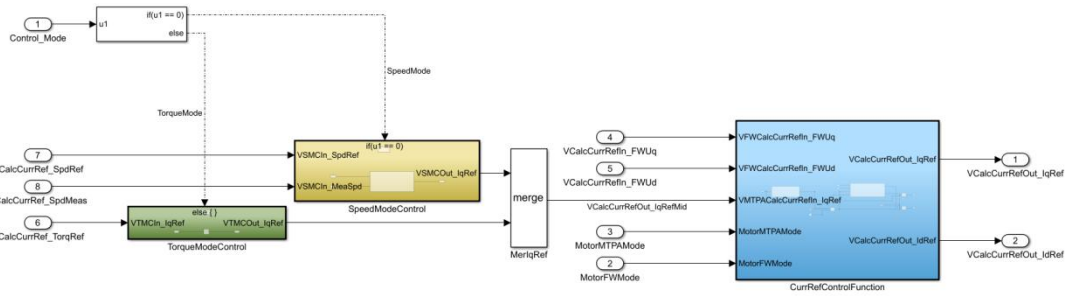
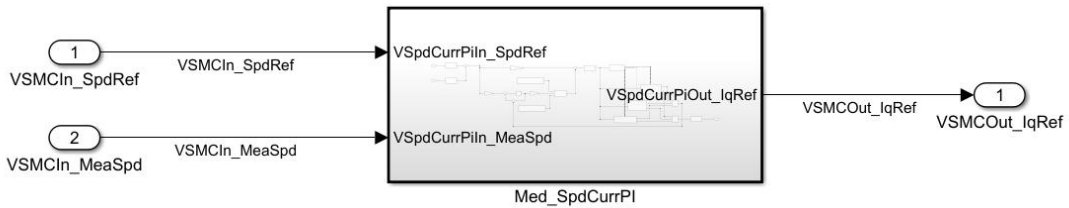


图 5

2、速度模式控制函数

2.1 函数数据结构



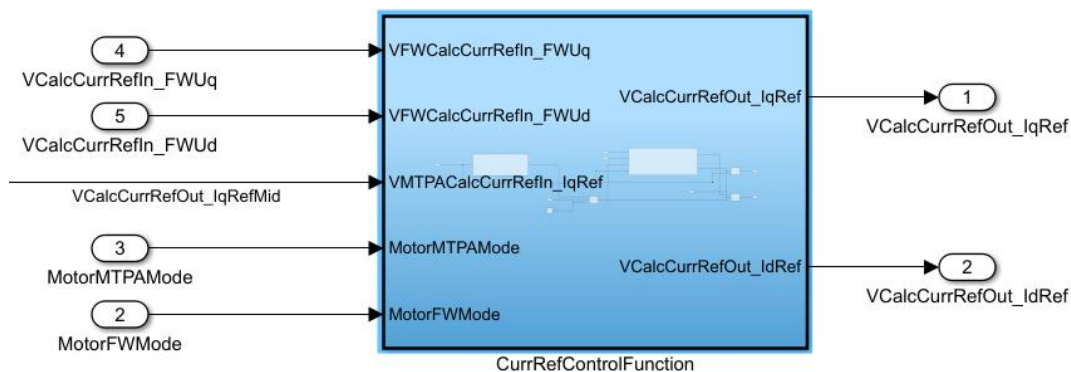
信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VSMCIn_SpdRef	Int16（输入）	状态机模块	状态机赋值的用户指定转速
VSMCIn_MeaSpd	Int16（输入）	传感器模块	电机反馈转速
VSMCOut_IqRef	Int16（输出）	IqPI 模块	参考 q 轴电流

2.2 函数实现策略

速度 PI 控制模块形成速度闭环。通过将参考转速与反馈转速进行比较，将结果输入速度 PI 控制模块，以输出参考 i_q 电流给电流环。

3、参考电流策略函数

3.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VCalcCurrRefIn_FWUq	Int16 (输入)	FW 电压滤波	滤波后提供 FW 使用的 q 轴电压
VCalcCurrRefIn_FWUd	Int16 (输入)	FW 电压滤波	滤波后提供 FW 使用的 d 轴电压
VCalcCurrRefOut_IqRefMid	Int16 (输入)	速度/扭矩控制模块	速度/扭矩控制模块计算 IqRef
MotorMTPAMode	Bool (输入)	无	FW 是否启用, 1 启用 0 不启用
MotorFWMode	Bool (输入)	无	MTPA 是否启用, 1 启用 0 不启用
VCalcCurrRefOut_IqRef	Int16 (输出)	IdPI 模块	策略函数计算输出 IdRef
VCalcCurrRefOut_IdRef	Int16 (输出)	IqPI 模块	策略函数计算输出 IqRef

3.2 函数实现策略

矢量控制的基本思想就是将交流电动机等效为直流电动机，转矩和励磁做独立的控制，其中

I_d 平行永磁体磁场方向，为励磁电流； I_q 垂直于 I_d ，为转矩电流。

电机转矩方程如下：

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\varphi * I_q + (L_d - L_q) * I_d * I_q]$$

其中 φ 为磁通、 n_p 为极对数。

电机转矩由两部分组成，其中 $T_r = \varphi * I_q$ 为电磁扭矩， $T_m = (L_d - L_q) * I_d * I_q$ 为磁阻扭矩，

当使用 $I_d = 0$ 的方法或当 $L_d = L_q$ 时，磁阻扭矩不起作用，但是当电机具有凸极性即 $L_d \neq L_q$ 时，可利用磁阻扭矩提高电机的效率。

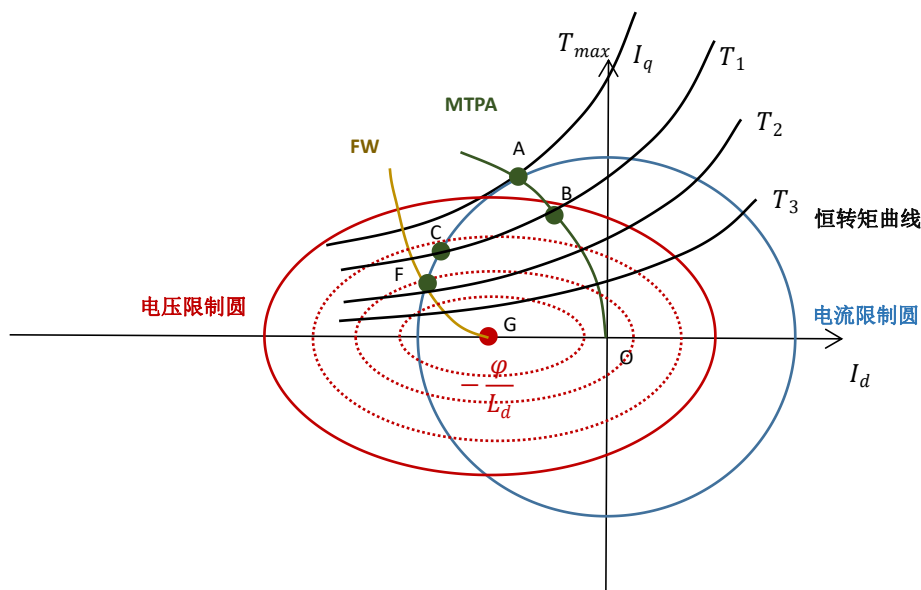


图 6

如图所示为电压限制圆、电流限制圆以及 MTPA 和 FW 间的曲线关系。

第一阶段-MTPA (O-A)

第一阶段时，电机速度维持在基速内，为了保证电机的最高效率，利用磁阻扭矩，此时电机运行在 MTPA 轨迹上，即如下式：

$$I_d = -\frac{\varphi}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\left(\frac{\varphi}{2(L_d - L_q)}\right)^2 + I_q^2}$$

同时保持某一转矩运行。

第二阶段-恒转矩弱磁 (B-C)

随着电机速度的提升，此时的电压限制圆在不断收缩。假设上一阶段电机以 T_1 的转矩运行在 B 点，当电压圆收缩到小于 B 点时，负 I_d 此时为了维持转矩，电流矢量从 B 点沿着恒转矩曲线 T_1 即下式逐步左移，这一阶段可以做到保持转矩的同时提升转速：

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\varphi * I_q + (L_d - L_q) * I_d * I_q]$$

第三阶段-恒功率弱磁 (C-F)

随着电机速度的进一步提升，此时电机已经无法保持恒转矩了，必须牺牲转矩来提升转速。

电流矢量从 B 点沿恒转矩曲线移动到 C 点之后，继续提升速度导致电压限制圆与 T_1 恒转矩曲线已经没有交点了，此时电流矢量需要沿着电流限制圆与不断收缩的电压限制圆的交点移动，即沿着下式交点移动：

$$\begin{aligned} (L_q I_q)^2 + (\varphi + L_d I_d)^2 &\leq \frac{U_{limit}^2}{\omega_e^2} \\ I_s^2 &\leq I_d^2 + I_q^2 \end{aligned}$$

此时的电压电流都保持在最大值，电机运行在恒功率弱磁阶段。

第四阶段-FW (F-G)

如果电压极限圆圆心 $(-\frac{\varphi}{L_d}, 0)$ 在电流极限圆内，随着电流矢量沿电流极限圆不断下移，其到达 FW 曲线与电流圆的交点，此时最优策略是使电流矢量移动到 FW 轨迹上，这样能够保证在此时的电压限制圆内输出的转矩是最大的，即沿下式：

$$I_d = -\frac{\varphi}{L_d} + \frac{\sqrt{(\frac{U_{limit}}{\omega_e^2})^2 - (L_q I_q)^2}}{L_d}$$

故当 MTPA 与 FW 都启用的情况下，策略函数将按如下流程计算参考电流：

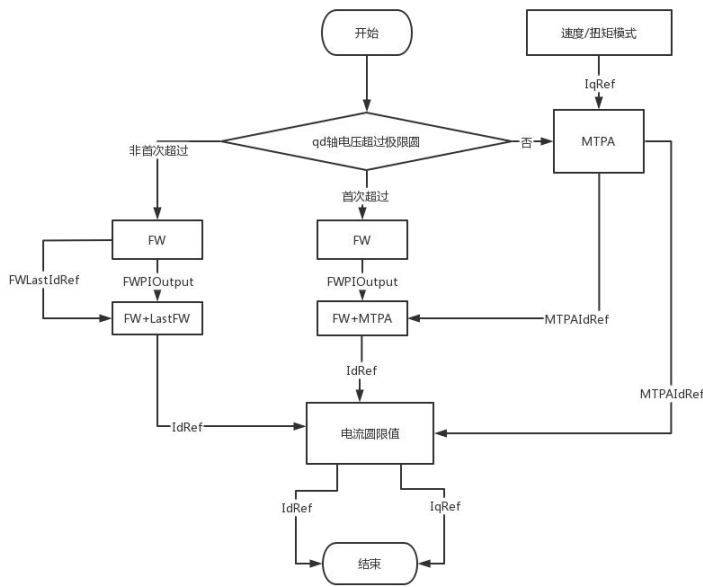
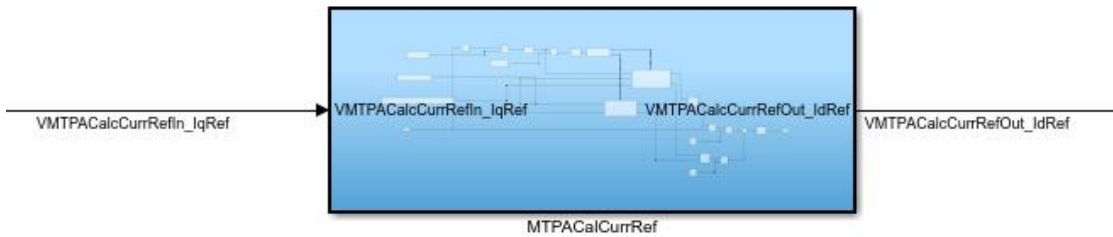


图 7

细节将于 FW 模块中详述。

4、MTPA 策略函数

4.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VMTPACalcCurrRefIn_IqRef	Int16（输入）	速度/扭矩控制模块	速度/扭矩控制模块计算 IqRef
VMTPACalcCurrRefOut_IdRef	Int16（输出）	FW 模块/IdPI 模块	MTPA 计算输出 IdRef

4.2 函数实现策略

MTPA 即为最大转矩电流比控制，不仅可以提高负载扭矩，也可以在相同负载扭矩条件下

使电流更小。

若绕组中电流峰值为 I_s ，则 $I_s^2 = I_q^2 + I_d^2$ ，将电机转矩方程即带入即得一关于 $I_s - I_d$ 的方程如下式：

下式：

$$I_s^2 = I_d^2 + \left(\frac{3}{2} n_p [\varphi + (L_d - L_q) * I_d] \right)^2$$

对其求导并使导数等于 0 时，可得下式：

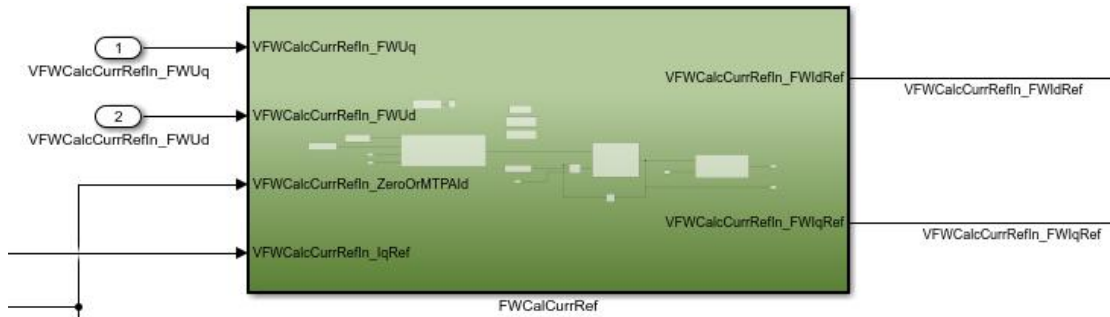
$$I_d = -\frac{\varphi}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\left(\frac{\varphi}{2(L_d - L_q)} \right)^2 + I_q^2}$$

即当 I_d 满足此式时， I_s 最小。

为了提高运算速度，本模型以 I_qRef 为输入，经过 MTPA.m 文件中提前计算好的拟合曲线表格，计算经过 MTPA 模块后的 I_dRef 。

5、FW 策略函数

5.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VFWCalcCurrRefIn_FWUq	int16 (输入)	FW 电压滤波	滤波后提供 FW 使用的 q 轴电压
VFWCalcCurrRefIn_FWUd	int16 (输入)	FW 电压滤波	滤波后提供 FW 使用的 d 轴电压
VMTPACalcCurrRefIn_IqRef	Int16 (输入)	速度/扭矩控制模块	速度/扭矩控制模块计算 IqRef

VFWCalcCurrRefIn_ZeroOrMTPAId	int16 (输入)	0/MTPA 模块	MTPA 模块计算 IdRef 或 0
VFWCalcCurrRefIn_FWIdRef	int16 (输出)	IdPI 模块	FW 计算输出 IdRef
VFWCalcCurrRefIn_FWIqRef	int16 (输出)	IqPI 模块	FW 计算输出 IqRef

5.2 函数实现策略

FW 即为 FluxWeaking 弱磁，对于永磁同步电机来说字面意思即为减小当前工况下对应的永磁体磁链，得以拓宽电机调速范围。

永磁同步电机电压圆限制公式如下，电压极限圆为以 $(-\frac{\varphi}{L_d}, 0)$ 为圆心的椭圆：

$$(L_q I_q)^2 + (\varphi + L_d I_d)^2 \leq \frac{U_{limit}^2}{\omega_e^2}$$

当达到电压圆极限时，可通过继续加大负 I_d 来减小上式不等式左边结果，来达到提速的目的，当达到等式条件时即如下式，此式即为 FW 弱磁曲线：

$$I_d = -\frac{\varphi}{L_d} + \frac{\sqrt{(\frac{U_{limit}}{\omega_e^2})^2 - (L_q I_q)^2}}{L_d}$$

此时算法设计 FW-PI 调节器，利用电压限值与 $\sqrt{u_q^2 + u_d^2}$ 的差值，通过 PI 调节器，调整最终的 I_d 值。

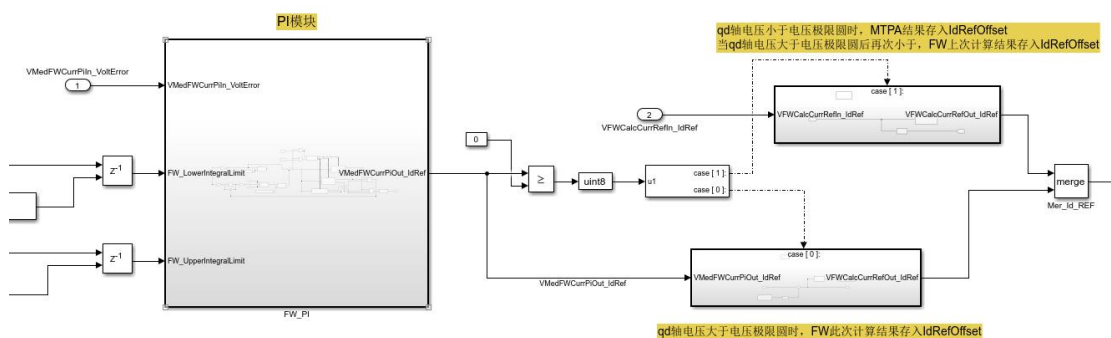


图 8

按前文流程图可得具体 FW 策略如图，具体实现方式为：qd 轴电压小于电压极限圆时，MTPA 结果存入 IdRefOffset，当 qd 轴电压大于电压极限圆后再次小于电压极限圆时，FW 上

次计算结果存入 IdRefOffset; qd 轴电压大于电压极限圆时, FW 此次计算结果存入 IdRefOffset, 以获得叠加结果。

三、安全任务

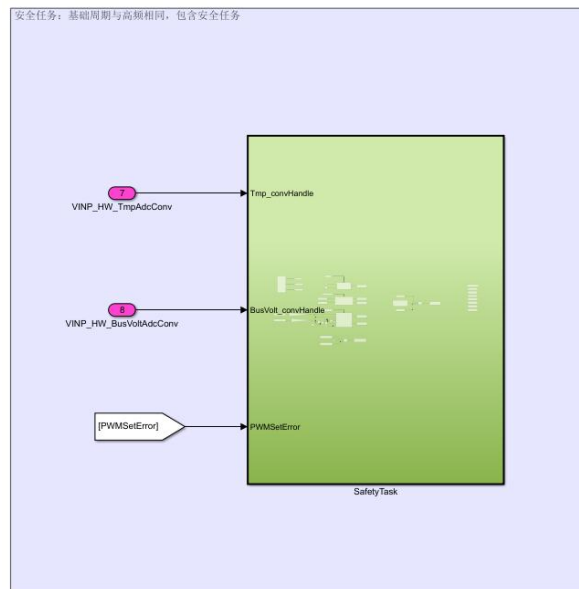


图 9

如图为安全任务模型图，函数结构及输入输出类型详见下文。

I、安全任务框架说明

安全任务目前包括电压保护、电流保护和温度保护，表 1 为目前设置的错误代码，出现错误时错误状态将与错误代码相与，可以便捷地查看错误类型，每次安全任务判断错误状态是否为 CODE_NO_ERROR，若有错误即反馈 STM_FaultProcessing_flag 为 1 使中频任务进入错误状态。

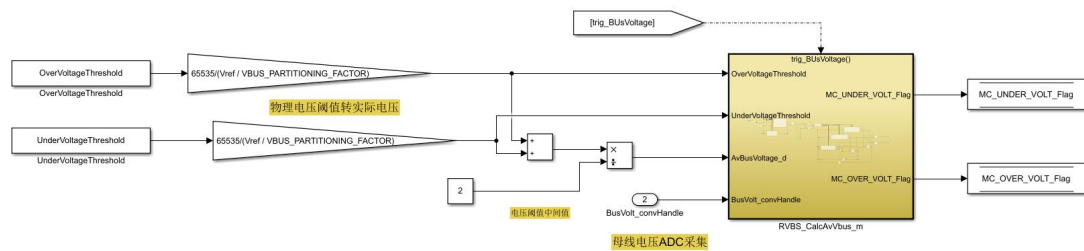
其中电流保护和温度保护为最高优先级，跟随高频任务触发调用，温度保护按照计数调用，计数值满 100 调用一次。

表 1

错误名称	错误代码
CODE_NO_ERROR	0b00000000
CODE_OVER_TEMP	0b00000001
CODE_OVER_VOLT	0b00000010
CODE_UNDER_VOLT	0b00000100
CODE_OVER_CURR	0b00001000
CODE_INT_OVER_CURR	0b00010000
CODE_PWMSET_ERROR	0b00100000

II、电压保护函数

1、函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
OverVoltageThreshold	Uint16 (输入)	无	过压电压转换后阈值
UnderVoltageThreshold	Uint16 (输入)	无	欠压电压转换后阈值
AvBusVoltage_d	Uint16 (输入)	无	电压中间值
BusVolt_convHandle	Uint16 (输入)	硬件接口层	硬件 ADC 采样值
MC_OVER_VOLT_Flag	Uint16 (输出)	安全任务内部	母线电压过压标志位
MC_UNDER_VOLT_Flag	Uint16 (输出)	安全任务内部	母线电压欠压标志位

2、函数实现策略

电压保护从 ADC 采集电压值，并根据电压采集电路的阻值转换方法，将 ADC 采集到的电压转换为物理电路中的电压值，并与电压高低阈值进行比较，在安全电压范围之内输出 0，在安全电压范围之外持续 10 个采集周期，即输出错误代码过压（CODE_OVER_VOLT）或欠压（CODE_UNDER_VOLT）。

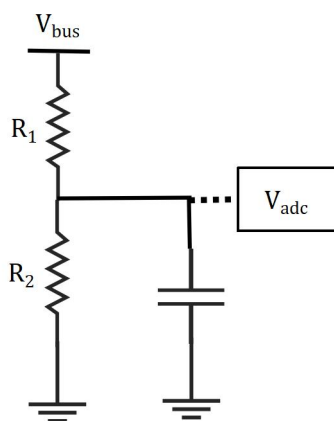
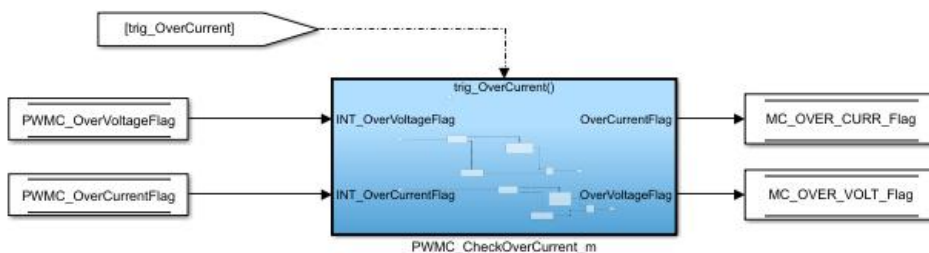


图 10

如图所示为电压采集电路示意图，对比电压将按照以下公式进行转换：

$$V = \frac{\frac{V_{ref}}{R_2}}{\frac{R_1 + R_2}{65535}} * V_{adc}$$

III、硬件保护函数

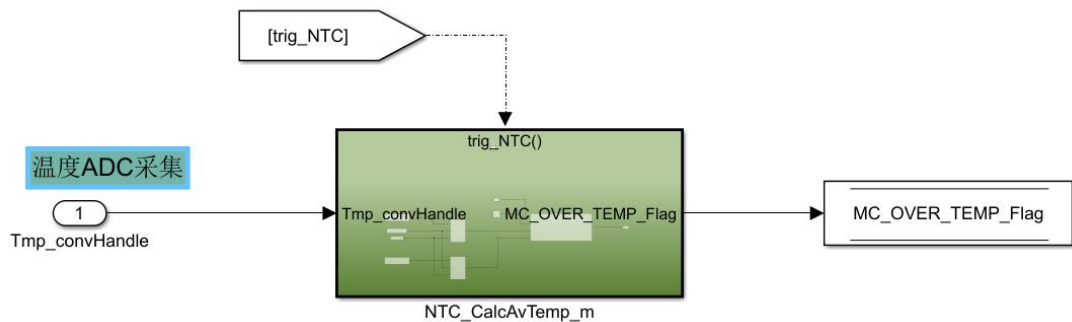


信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
INT_OverVoltageFlag	Uint8 (输入)	速度/扭矩控制模块	速度/扭矩控制模块计算 IqRef
INT_OverCurrentFlag	Uint8 (输入)	FW 模块/IdPI 模块	MTPA 计算输出 IdRef
OverVoltageFlag	Uint16 (输出)	安全任务内部	硬件是否过压标志位
OverCurrentFlag	Uint16 (输出)	安全任务内部	硬件是否过流标志位

2、函数实现策略

电流保护目前设计两种错误保护，一种为主芯片中断触发的 CODE_INT_OVER_CURR，一种为客户指定的三相电流过流地 CODE_OVER_CURR。

IV、温度保护函数



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
Tmp_convHandle	Int16 (输入)	硬件接口模块	速度/扭矩控制模块计算 IqRef
MC_OVER_TEMP_Flag	Uint16 (输出)	安全任务内部	过温标志位

2、函数实现策略

温度保护从 ADC 采集电压值，经过与最终选定温度传感器配合，得到实际物理温度，并与设定温度阈值对比，持续 10 个采集周期即输出错误代码 CODE_OVER_TEMP。

VI、其他保护

CODE_PWMSET_ERROR 为 PWM 写寄存器错误，与寄存器配合触发。

如果没有任何错误触发，错误状态维持 CODE_NO_ERROR 即为 0。

用户指定电流软保护下一版本提供。

四、高频任务

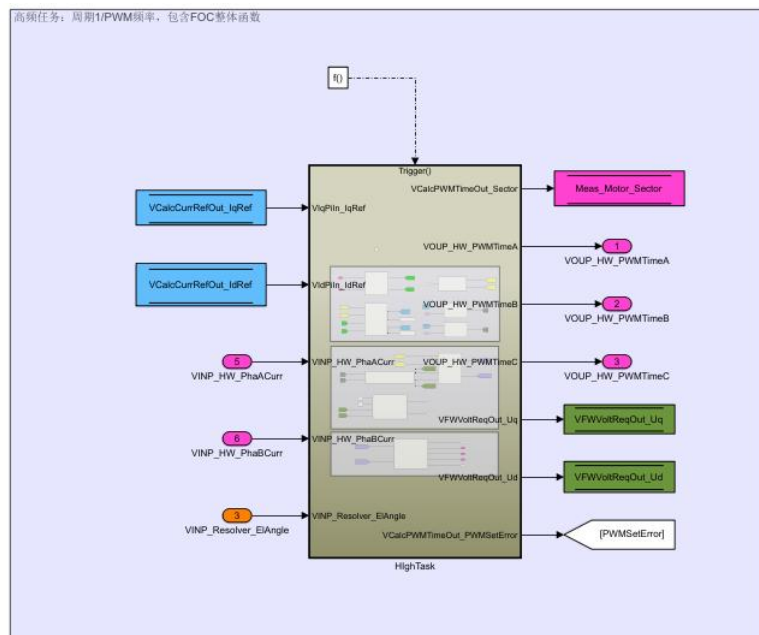


图 11

如图为高频任务模型图，高频任务主要包括 FOC 矢量控制框架，函数结构及输入输出类型详见下文。

I、FOC 框架说明

FOC 模块主要包括电流解耦模块、参考电流计算模块、电流控制器、电压解耦控制器和 SVPWM 等模块。如下图所示。

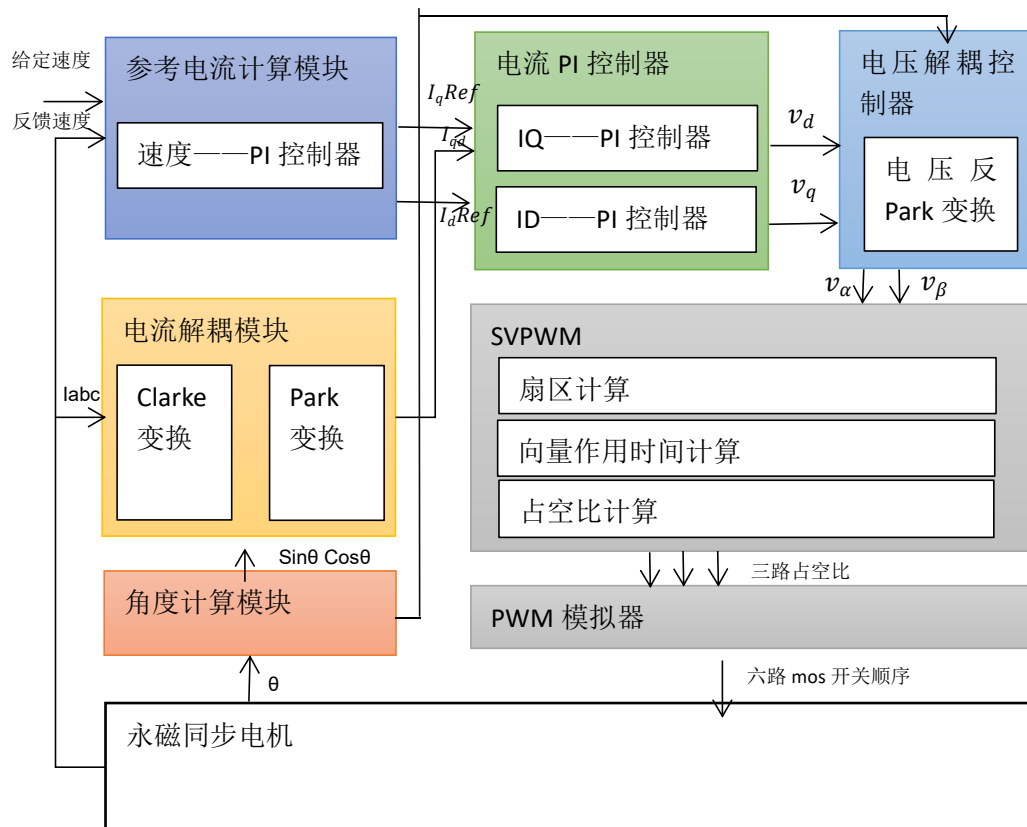


图 12

II、电流计算单元

矢量控制的核心就是解耦复杂的电流关系，首先通过 Clarke 变换将三相静止坐标系 A-B-C 变换为 α - β 两相静止坐标系，再通过进一步 Park 变换将两相静止坐标系变换为随磁场旋转的 d-q 坐标系，至此三相电机的多变量、强耦合、非线性的系统控制将变成两个相互独立直流分量的控制，系统控制变得简单。

下三图即为电流解耦曲线示意图，其中图 13 为三相静止坐标系下的电流曲线，图 14 为两相静止坐标系下的电流曲线，图 15 为两相旋转坐标系下的电流曲线。

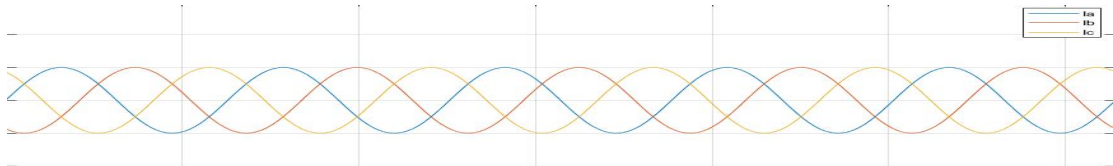


图 13

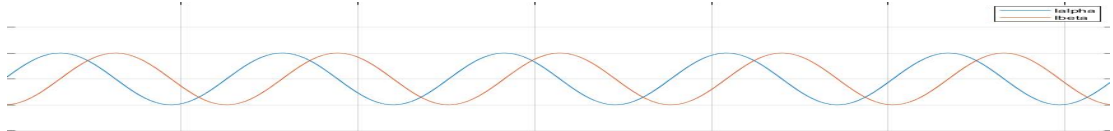


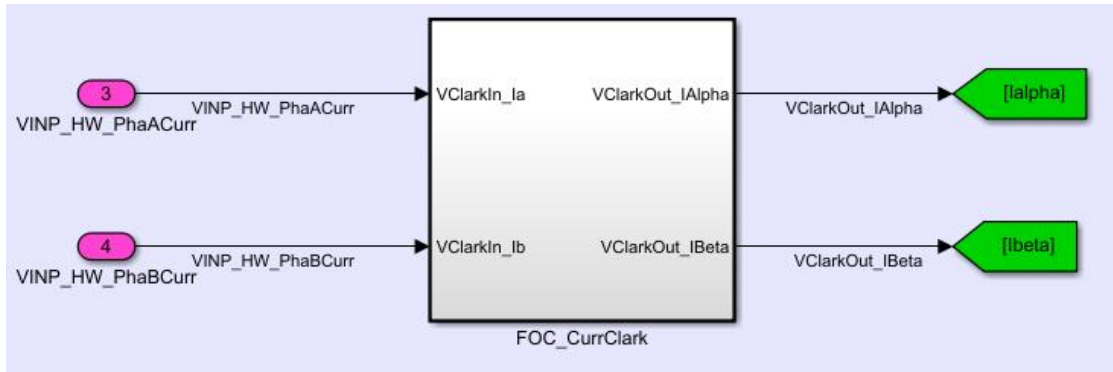
图 14



图 15

1、Clarke 变换函数

1.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VINP_HW_PhaACurr	int16 (输入)	硬件接口层	硬件 A 相电流采样结果
VINP_HW_PhaBCurr	int16 (输入)	硬件接口层	硬件 B 相电流采样结果
VClarkOut_IAlpha	int16 (输出)	Park 模块	解耦后 Alpha 轴电流
VClarkOut_IBeta	int16 (输出)	Park 模块	解耦后 Beta 轴电流

1.2 函数实现策略

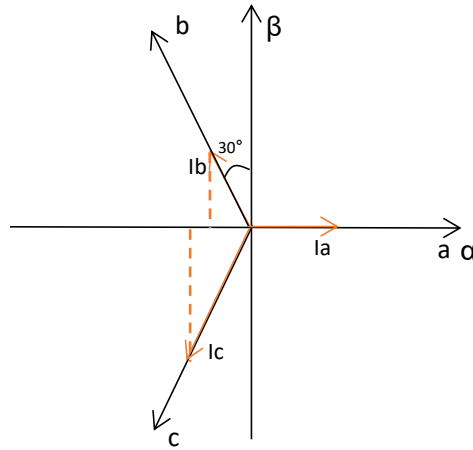


图 16

上图为 Clarke 变换示意图，将三相对称正弦电流 I_a 、 I_b 、 I_c 分别在 α 轴和 β 轴投影，得到它们在 α 轴和 β 轴决定的两相静止坐标系下的分量：

$$i_{\alpha} = I_a - I_b \cos \frac{\pi}{3} - I_c \cos \frac{\pi}{3}$$

$$i_{\beta} = I_b \cos \frac{\pi}{6} - I_c \cos \frac{\pi}{6}$$

将上式写成矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

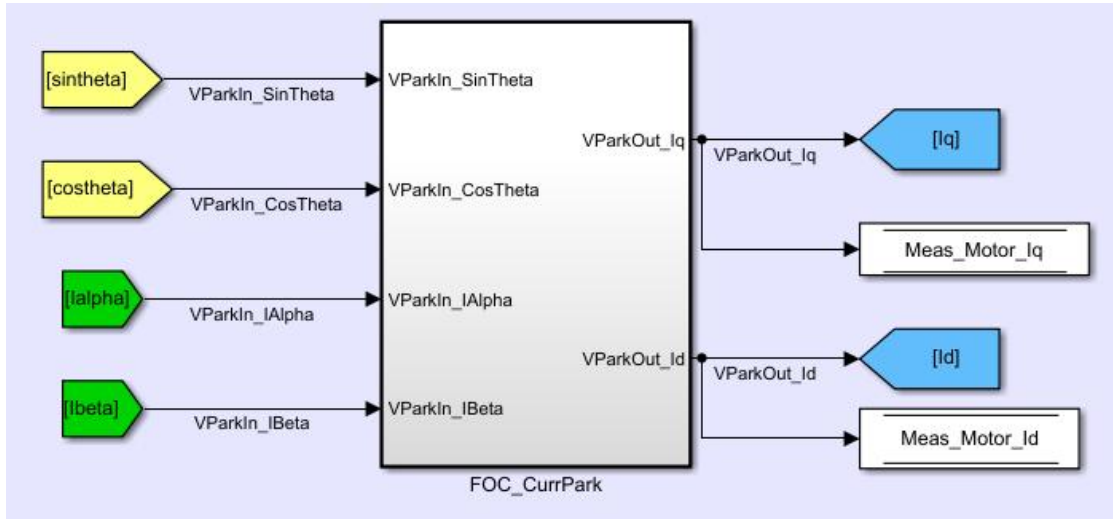
根据等幅值变换，变换前的三相对称正弦电流的幅值为变换后的 $\frac{3}{2}$ 倍，为了保证变换前后幅值不变，即合成矢量的大小和方向相等，故 $k = \frac{2}{3}$ 。

再根据基尔霍夫电流定律 $I_a + I_b + I_c = 0$ ，得出等幅值 Clarke 变换的最终结果：

$$\begin{cases} i_{\alpha} = I_a \\ i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_a + \frac{2}{\sqrt{3}} I_b \end{cases}$$

2、PARK 变换函数

2.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VParkIn_SinTheta	int16 (输入)	角度计算模块	电机电角度 sin 值 (s16 形式)
VParkIn_CosTheta	int16 (输入)	角度计算模块	电机电角度 cos 值 (s16 形式)
VParkIn_IAlpha	int16 (输入)	Clark 变换模块	解耦后 Alpha 轴电流
VParkIn_IBeta	int16 (输入)	Clark 变换模块	解耦后 Beta 轴电流
VParkOut_Iq	int16 (输出)	IqPI 模块	解耦后 q 轴电流
VParkOut_Id	int16 (输出)	IdPI 模块	解耦后 d 轴电流

2.2 函数实现策略

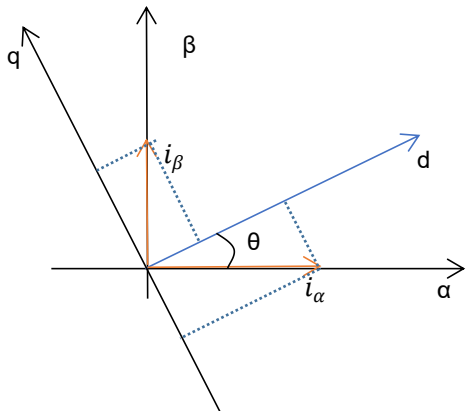


图 17

上图为 Park 变换示意图，将 α 轴和 β 轴决定的两相静止坐标系下的分量对 d、q 轴进行投影。

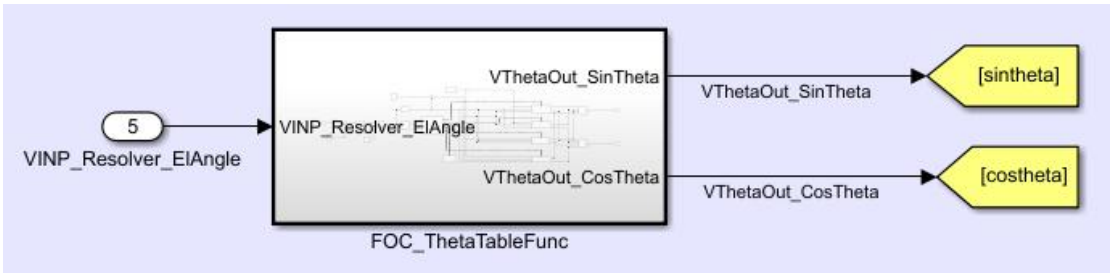
坐标系 d、q 为定子磁场旋转坐标系，q 轴垂直于磁场，成为交轴；d 轴平行于磁场，成为直轴。

其中 θ 为 d 轴与两相静止坐标系 α 轴的夹角。综合以上，可得出：

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \\ i_q = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \end{cases}$$

3、角度计算函数

3.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VINP_Resolver_EIAngle	int16（输入）	传感器模块	归一化至 S16 格式的电机角度
VThetaOut_SinTheta	int16（输出）	Park、Repark	转换后的角度 Sin 值

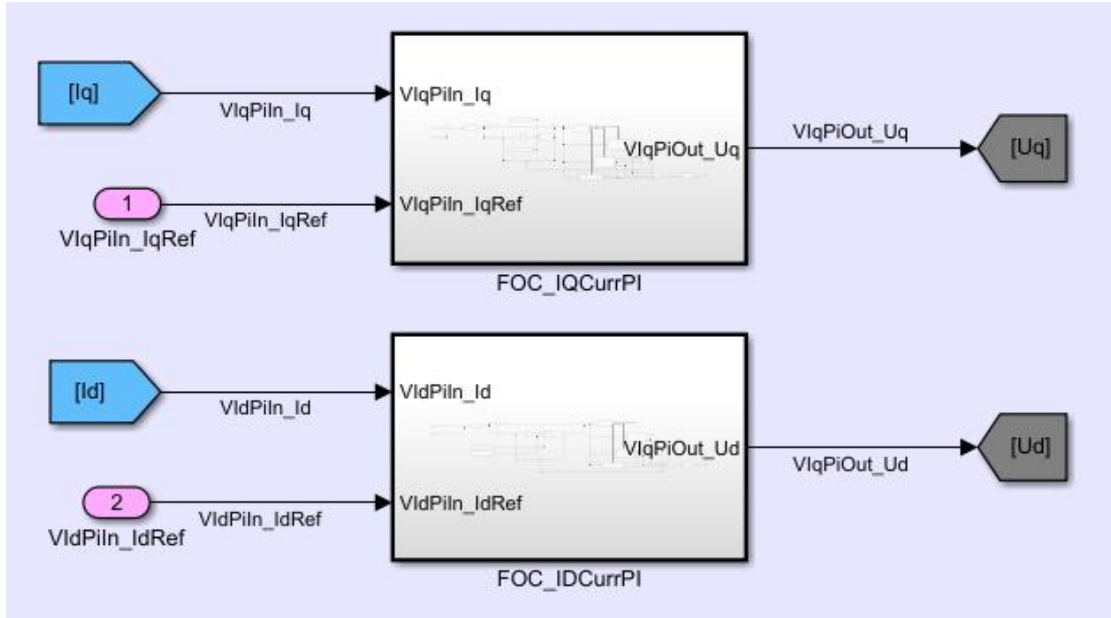
VThetaOut_CosTheta	int16（输出）	Park、Repark	转换后的角度 Cos 值
--------------------	-----------	-------------	--------------

3.2 函数实现策略

此模块通过查表返回输入角度的正弦余弦值。表格中只有 0 到 90 度的正弦值，剩余三个象限通过正余弦的关系可以得出。表格中将 0 到 90 度分成 256 份，计算出每一份的正弦值，并将其归一化到 32767。

4、电流 PI 控制函数

4.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VIdPiIn_Iq	int16（输入）	Park 变换模块	q 轴电流
VIdPiIn_IqRef	int16（输入）	计算参考电流模块	中频任务计算输出的的 q 轴参考电流
VIdPiIn_Id	int16（输入）	Park 变换模块	d 轴电流
VIdPiIn_IdRef	int16（输入）	计算参考电流模块	中频任务计算输出的的 d 轴参考电流

VlqPiOut_Uq	int16 (输出)	电压圆限制模块	PI 计算输出的 q 轴电压
VlqPiOut_Ud	int16 (输出)	电压圆限制模块	PI 计算输出的 d 轴电压

4.2 函数实现策略

电机稳定运行时，假定 q、d 轴的稳态电压和电流分别 u_q 、 u_d 和 i_q 、 i_d ，得到 d-q 坐标系下的转矩方程为：

$$\tau_e = \frac{3}{2}P[\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]$$

其中 τ_e 为转矩，P 为极对数， φ_f 为永磁体磁链， L_d 、 L_q 分别为 d、q 轴电感。

本算法以 $i_d=0$ 矢量控制法为主讨论 i_q 与 i_d 控制策略，即在控制过程中令 $i_d=0$ ，此时 d-q 轴转矩方程变为：

$$\tau_e = \frac{3}{2}P\varphi_f i_q$$

此时，定子电流矢量直轴上的分量为 0，全部电流都用于转矩控制，转子磁场空间矢量与定子磁动势空间矢量垂直正交，电磁力矩和定子电流成一阶线性函数关系，反电动势与 i_q 方向相同，电机电压矢量利用率达到最大，而且控制转矩只需要控制 i_q 的大小。

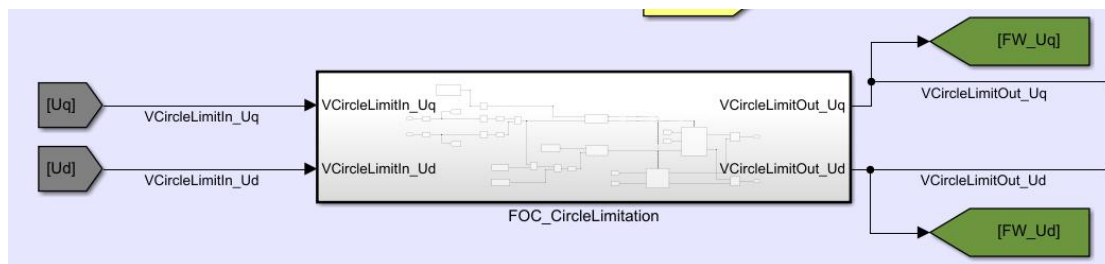
电流 PI 控制模块，在于形成电流闭环。通过将参考电流值与反馈电流值进行比较，将结果输入电流 PI 控制模块，在 Kp 和 Ki 的作用下，经限值输出 v_d 和 v_q 给电压模块。

IV、电压计算单元

矢量控制的最后一个环节首先要将电流环输出的 v_q 和 v_d 进行坐标反变换，然后通过 SVPWM 形成三相电机所需要的电压值，然后送到电机的 u、v、w 三相中去。

1、电压圆限制函数

1.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VCircleLimitIn_Uq	int16（输入）	IqPi 模块	PI 模块输出 q 轴电压
VCircleLimitIn_Ud	int16（输入）	IdPi 模块	PI 模块输出 d 轴电压
VCircleLimitOut_Uq	int16（输出）	电压反 Park 模块	电压圆限制后输出的 q 轴电压
VCircleLimitOut_Ud	int16（输出）	电压反 Park 模块	电压圆限制后输出的 d 轴电压

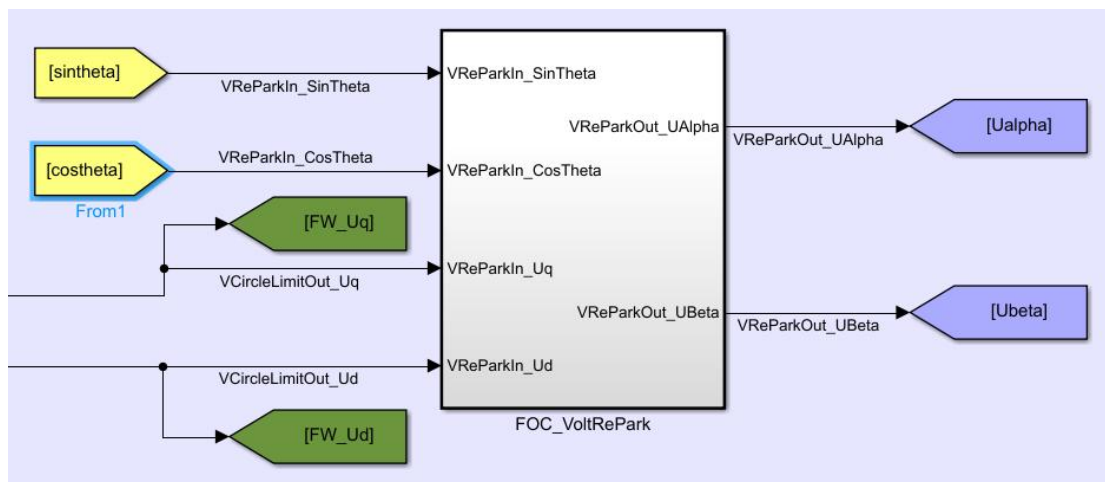
1.2 函数实现策略

极限圆模块，首先判断 U_d, U_q 是否在极限圆内，在圆内，当前的 U_d, U_q 可以正常使用
不在极限圆内的话，要乘以一个缩放倍数，使其等于极限圆的最大矢量。

因为 FOC 控制中需要设定 PWM 死区时间，以及 PWM 载波频率对 AD 采集时间的影响，使得 PWM 占空比的最大值不能达到 100%，因此 $MAX_MODULE = \text{最大占空比} * 32767$ ；
由于 U_d 和 U_q 均是 sint16 的数据类型，此模块中将 0 到 $2 \times S16_MAX^2$ 分为 128 段，0 到 MAX_MODULE^2 是在极限圆内的值，不需要乘以缩放倍数，计算出 MAX_MODULE^2 时对应的索引 StartIndex。用 128 减去这个索引值就是 MMITABLE 表的大小。具体计算参见 LimitTable.m 文件。

2、电压反 PARK 变换函数

2.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VReParkIn_SinTheta	int16 (输入)	角度计算模块	电机电角度 sin 值 (s16 形式)
VReParkIn_CosTheta	int16 (输入)	角度计算模块	电机电角度 cos 值 (s16 形式)
VReParkIn_Uq	int16 (输入)	电压圆限制模块	电压圆限制后的 q 轴电压
VReParkIn_Ud	int16 (输入)	电压圆限制模块	电压圆限制后的 q 轴电压
VReParkOut_UAlpha	int16 (输出)	SVPWM 模块	反 Park 变换后的 Alpha 电压
VReParkOut_UBeta	int16 (输出)	SVPWM 模块	反 Park 变换后的 Beta 电压

2.2 函数实现策略

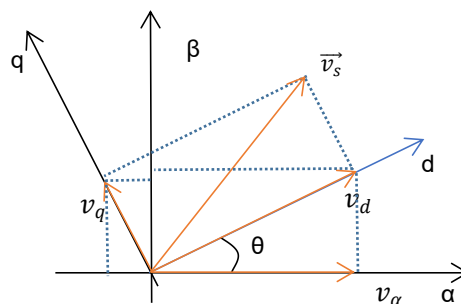


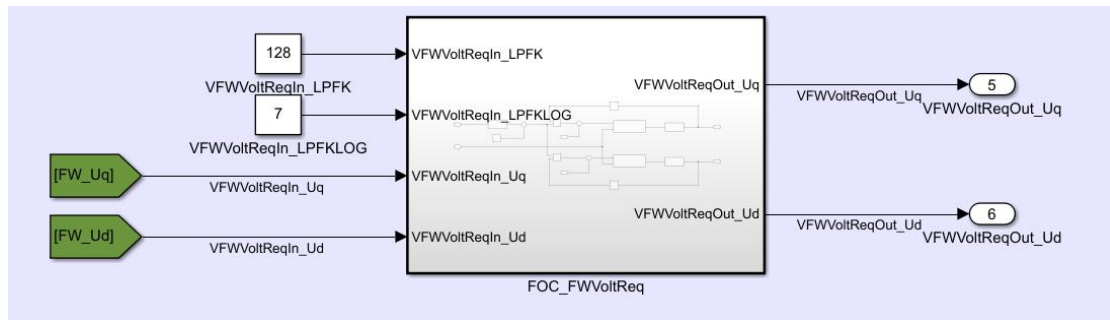
图 18

上图为电压反 Park 变换示意图，将 PI 控制器输出的两相旋转坐标系下的 v_q 和 v_d 变换成 α 轴和 β 轴两相静止坐标系下的 v_α 和 v_β ，其中 θ 为 d 轴与两相静止坐标系 α 轴的夹角。综合以上，可得出：

$$\begin{cases} v_\alpha = v_d \cos\theta - v_q \sin\theta \\ v_\beta = v_d \sin\theta + v_q \cos\theta \end{cases}$$

3、FW 电压滤波函数

3.1 函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VFWoltReqIn_LPFC	Uint16 (标定)	无	电压低通滤波系数
VFWoltReqIn_LPFCLOG	Uint16 (标定)	无	电压低通滤波系数
VFWoltReqIn_Uq	Int16 (输入)	电压圆限制模块	电压圆限制后输出的 q 轴电压
VFWoltReqIn_Ud	Int16 (输入)	电压圆限制模块	电压圆限制后输出的 d 轴电压
VFWoltReqOut_Uq	Int16 (输出)	计算参考电流模块	滤波输出的 q 轴电压
VFWoltReqOut_Ud	Int16 (输出)	计算参考电流模块	滤波输出的 d 轴电压

3.2 函数实现策略

此处采用一阶 RC 数字滤波，公式如下：

$$Y(n) = a * X(n) + (1 - a) * Y(n - 1)$$

其中 x 为输入，y 为滤波后得输出值,a 为为滤波系数，其值决定新采样值在本次滤波结果中所占

的权重，其值通常远小于 1，滤波系数越小，滤波结果越平稳，但是灵敏度越低；滤波系数越大，灵敏度越高，但是滤波结果越不稳定，同时本次输出值主要取决于上次滤波输出值，当前采样值对本次输出贡献比较小，起到修正作用；

模型中滤波系数即为 $\frac{1}{VFWVoltReqIn_LPFK}$ ， $VFWVoltReqIn_LPFKLOG = \log(VFWVoltReqIn_LPFK)$ 。

V、SVPWM 单元

矢量控制的核心是解耦复杂的定子关系，使三相交流电机的控制像直流电机一样简单有效，且保证适量变换前后系统产生的旋转磁场磁动势等效。

三相交流电机通入三路对称且相差 120°的正弦电流，就可以在空间形成旋转磁场，SVPWM 即为空间矢量脉宽调制，它通过三相逆变器的 6 个 MOS 管输出随着时间变化的 PWM 波，模拟三相对称正弦电流形成的电压适量圆，产生接近圆形的磁链轨迹。

SVPWM 利用平均值等效原理，在一个开关周期内，对基础矢量加以组合，产生与期望电压矢量相同的效果。根据电压矢量的不同判断其所在的扇区区间，并利用相应扇区的基础矢量不断合成需要的电压矢量。电压矢量转动一圈，即在空间上形成一个旋转的近似圆形的磁场。

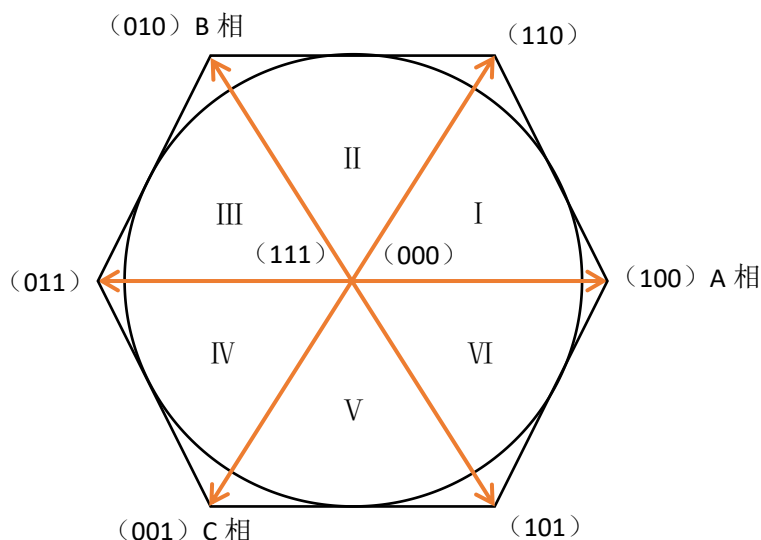
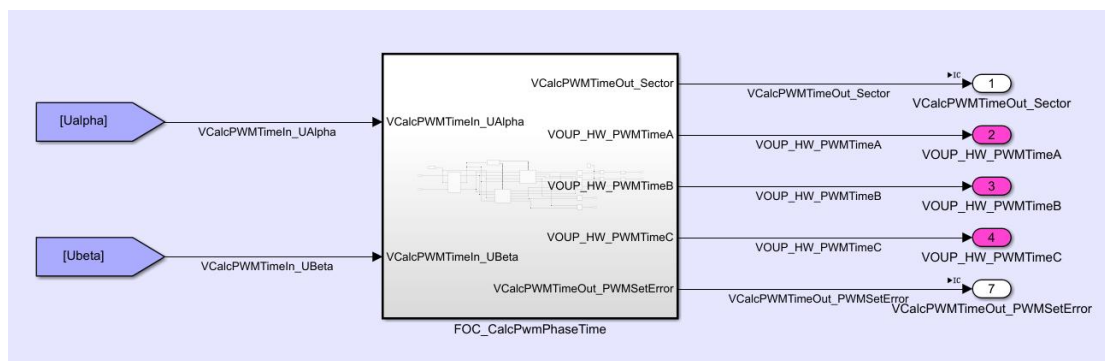


图 19

如上图所示, A-B-C 相为空间静止坐标系, 例如 (100) 表示 A 相上桥臂开通, A 相直接连接到电源的正极, B 和 C 相直接连接到电源的负极, 此时起作用的是 A 相。其中 1 代表上桥臂开通下桥臂关断, 0 代表上桥臂关断下桥臂开通。

根据伏秒平衡原理, 一个开关周期内某个矢量的作用效果等同于与它相邻的两个基础向量分别作用不同时间的效果之和。只要控制相邻矢量的作用时间, 也就是控制相应桥臂的开通时间, 理论上可以合成平面圆内的任意非 0 电压矢量。

1、函数数据结构



信号名称	信号类型	信号连接模块	信号描述
VCalcPWMTIMEIn_UAlpha	Int16 (输入)	电压圆限制模块	电压圆限制后输出的 q 轴电压
VCalcPWMTIMEIn_UBeta	Int16 (输入)	电压圆限制模块	电压圆限制后输出的 d 轴电压
VCalcPWMTIMEOut_Sector	UInt8 (输出)	硬件接口层	PWM 运行扇区
VOUP_HW_PWMTimeA	UInt8 (输出)	硬件接口层	U 相占空比计数值/2
VOUP_HW_PWMTimeB	UInt8 (输出)	硬件接口层	V 相占空比计数值/2
VOUP_HW_PWMTimeC	UInt8 (输出)	硬件接口层	W 相占空比计数值/2
VCalcPWMTIMEOut_PWMSetError	UInt16 (输出)	安全任务模块	硬件返回写寄存器是否成功

2、七段式调制方式分析

七段式调制也称对称式调制，采取每次矢量变化只改变一个桥臂的一组功率管为原则进行脉宽调制处理例如当 (000) 转换至 (100) 时，只需改变 A 相桥臂状态。

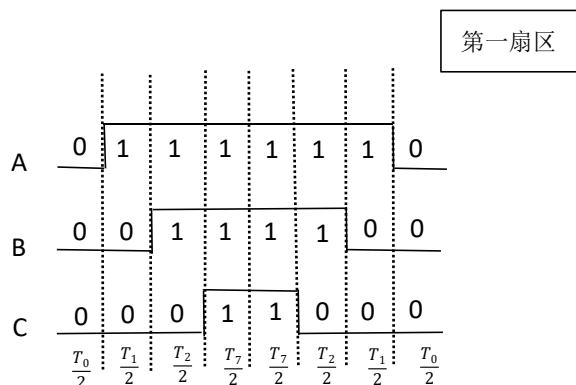


图 20

如图所示，为第一扇区开关顺序，此扇区由 (100) 和 (110) 两个基本空间矢量组成，同时组合 (000) 和 (111) 矢量，根据每次只改变一组 MOS 管的原则，有且仅有图 9 一种开关顺序。

以此类推：

第二扇区：

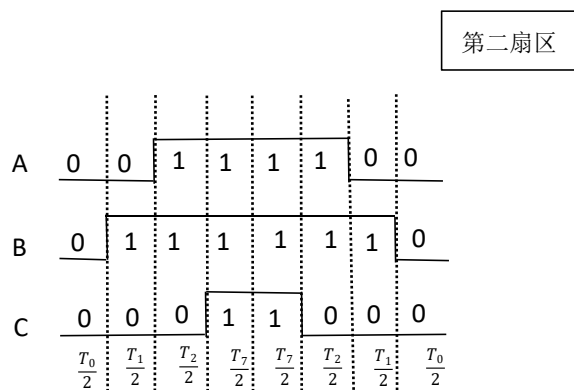


图 21

第三扇区：

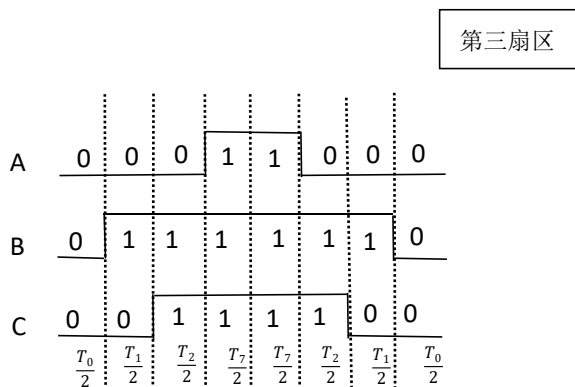


图 22

第四扇区：

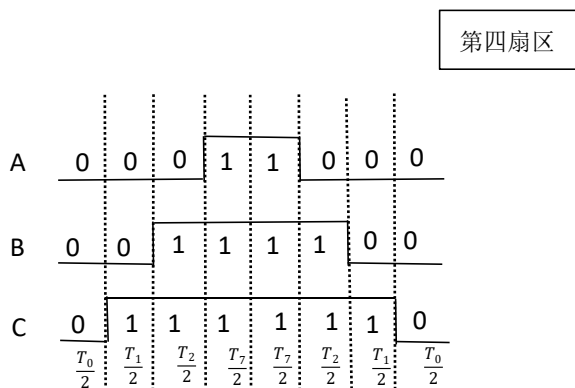


图 23

第五扇区：

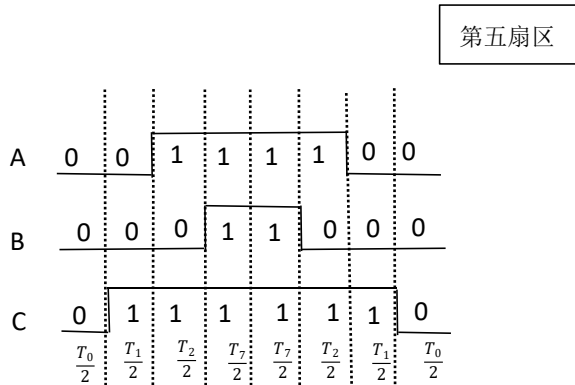


图 24

第六扇区：

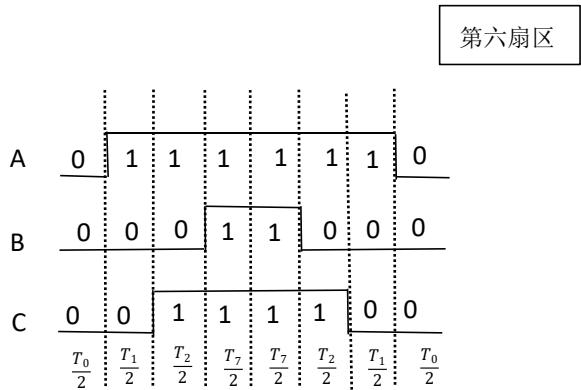


图 25

3、向量所属扇区判断

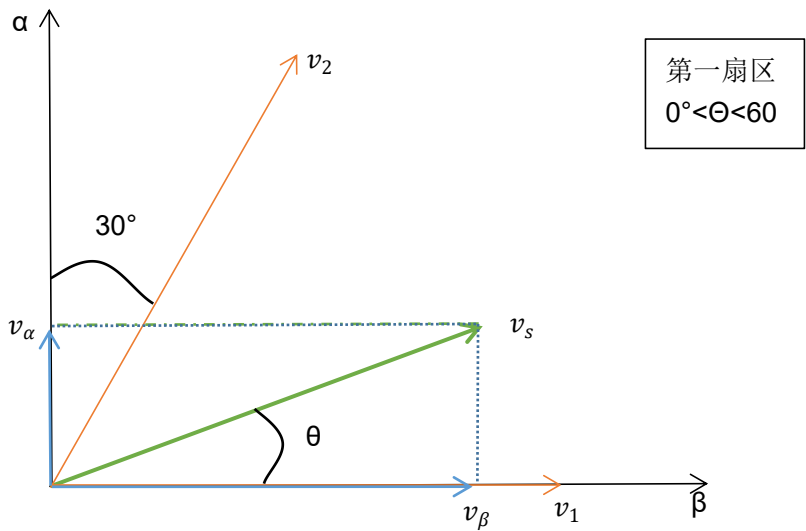


图 26

由图可知，若想 v_s 落在扇区 I 中，需满足 $0 < \arctan \frac{v_\alpha}{v_\beta} < \frac{\pi}{3}$ ，即矢量落在扇区 I 中的充分必要条件是 $v_\alpha > 0$ ， $v_\beta > 0$ 且 $\frac{v_\alpha}{v_\beta} < \sqrt{3}$ 。以此类推：

表 2

扇区	充分必要条件
I	$v_\alpha > 0$ ， $v_\beta > 0$ ， $\frac{v_\beta}{v_\alpha} < \sqrt{3}$

II	$v_\beta > 0, \frac{v_\beta}{ v_\alpha } > \sqrt{3}$
III	$v_\alpha < 0, v_\beta > 0, -\frac{v_\beta}{v_\alpha} < \sqrt{3}$
IV	$v_\alpha < 0, v_\beta < 0, \frac{v_\beta}{v_\alpha} < \sqrt{3}$
V	$v_\beta < 0, \frac{v_\beta}{ v_\alpha } > \sqrt{3}$
VI	$v_\alpha > 0, v_\beta < 0, -\frac{v_\beta}{v_\alpha} < \sqrt{3}$

进一步分析可知，合成矢量所在的扇区由 v_β 、 $(\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta)$ 、 $-(\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta)$ 决定，为了继续简化计算做如下定义：

$$\begin{cases} A = v_\beta \\ B = \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta \\ C = -(\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta) \end{cases}$$

当 $A > 0$ 时令 A 为1，令 $N = A + 2B + 4C$ ，可得出以下关系，可以方便的判断扇区。

表 3

扇区	N	A	B	C
I	3	1	1	0
II	1	1	0	0
III	5	1	0	1
IV	4	0	0	1
V	6	0	1	1
VI	2	0	1	0

4、向量作用时间计算

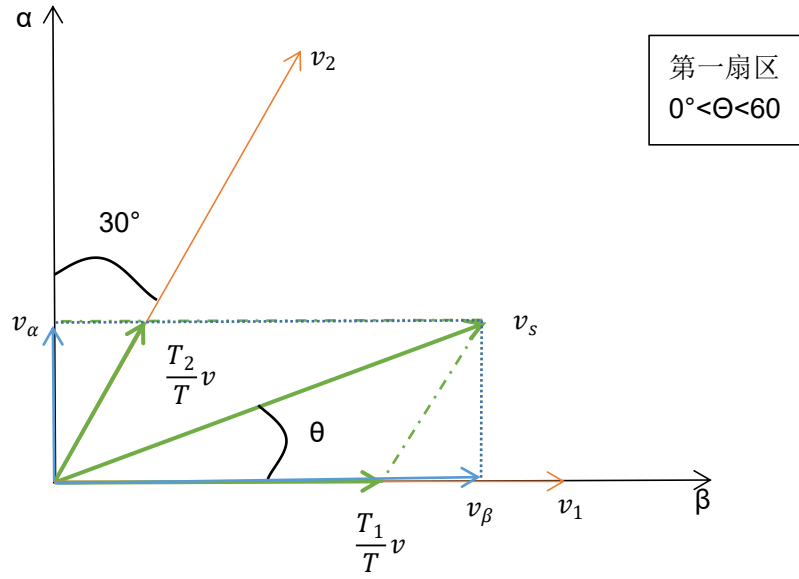


图 27

$$v_1 = v_2 = v$$

其中 v_1 和 v_2 为六边形中合成第一象限向量的基础向量； v 为基础向量，基本空间向量的幅值，即相电压的值，大小为 $\frac{2}{3}v_{dc}$ ； v_s 为扇区 I 中某个非零矢量。

$$v_\beta = \frac{T_2}{T}v \cdot \cos 30^\circ$$

$$v_\alpha = \frac{T_1}{T}v + \frac{T_2}{T}v \cdot \cos 60^\circ$$

其中 T_1 、 T_2 分别为 v_1 和 v_2 向量的作用时间。

两式联立可得：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_\alpha - \frac{1}{2}v_\beta \right) \text{ -- (100)} \\ T_2 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} v_\beta \text{ -- (110)} \end{cases}$$

由此可类推：

第二扇区：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(-\left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_\alpha - \frac{1}{2}v_\beta \right) \right) \text{ -- (010)} \\ T_2 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_\alpha + \frac{1}{2}v_\beta \right) \text{ -- (110)} \end{cases}$$

第三扇区：

华夏龙晖(北京)汽车电子科技股份有限公司

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} v_\beta -- (010) \\ T_2 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(-\left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha + \frac{1}{2} v_\beta\right) \right) -- (011) \end{cases}$$

第四扇区：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} (-v_\beta) -- (100) \\ T_2 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(-\left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha - \frac{1}{2} v_\beta\right) \right) -- (011) \end{cases}$$

第五扇区：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(-\left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha + \frac{1}{2} v_\beta\right) \right) -- (100) \\ T_2 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha - \frac{1}{2} v_\beta \right) -- (011) \end{cases}$$

第六扇区：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha + \frac{1}{2} v_\beta \right) -- (100) \\ T_2 = \frac{2T}{\sqrt{3}v} (-v_\beta) -- (101) \end{cases}$$

为了方便计算，设定：

$$\begin{cases} x = v_\beta \\ y = -\left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha - \frac{1}{2} v_\beta\right) \\ z = \frac{\sqrt{3}}{2} v_\alpha + \frac{1}{2} v_\beta \end{cases}$$

5、PWM 占空比计算

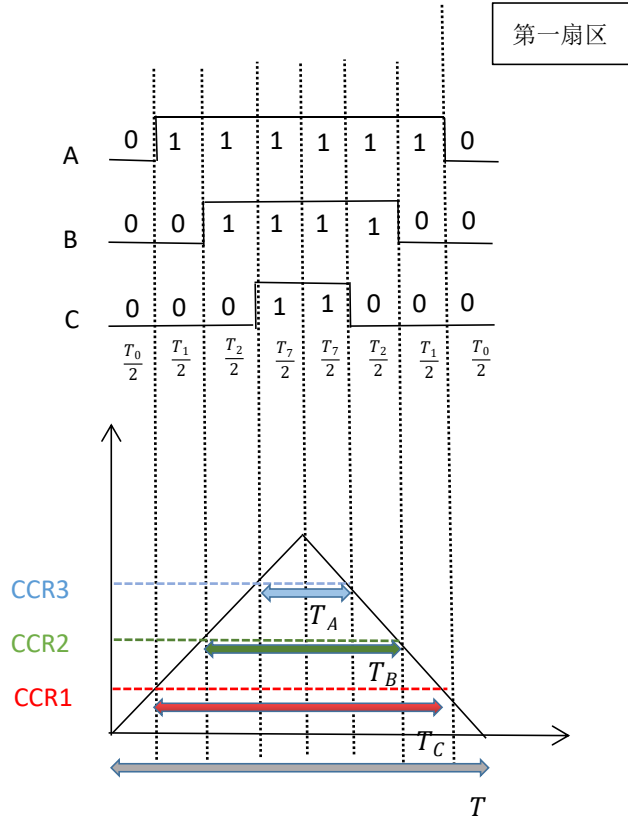


图 28

如图所示为第一扇区占空比计算示意图，可得如下各桥臂打开时间：

$$T_A = T - T_0$$

$$T_B = T_A - T_1$$

$$T_C = T_B - T_2$$

又由于 $T_0 = T_7$ ，故 $T_0 = T_7 = \frac{T - T_1 - T_2}{2}$ ，由前文所得 T_1 、 T_2 ，带入上述式子即可得到 SVPWM

各扇区各阶段作用时间。将此数值输入例如 CCR1、CCR2 和 CCR3 寄存器即可完成三相电机的驱动。