

AN6303 应用笔记 Rev 1.0 2022/04/20

PMSM 矢量控制原理

简介

该文档介绍了永磁同步电机矢量控制的基本原理,包括 PMSM 的数学模型、FOC 的基本原理、 SVPWM 调制及有感和无感的 FOC 控制。

目录

1		概述4
	1.1	项目背景4
	1.2	缩略语和符号4
2		永磁同步电机矢量控制原理6
	2.1	永磁同步电机数学模型6
	2.2	永磁同步电机的磁场定向控制7
	2.3	SVPWM 调制8
	2.4	无位置传感器控制11
	2.5	霍尔位置传感器控制13
3		修改记录14

1 概述

1.1 项目背景

永磁同步电机 (PMSM) 因为具有结构简单、功率密度大、效率高、功率因数 高的特点, 被广泛的应用在各种工业控制领域。 矢量控制全面提升了电机驱动性 能, 比如矢量控制实现了转矩和磁链的解耦控制、全转矩控制、效率更高且提高 了系统的动态性能。

1.2 缩略语和符号

术语	含义			
AC	交流电			
ADC	模数转换器			
API	应用程序接口			
MM32	灵动微电子			
BEMF	反电动势			
BLDC	无刷直流电机			
PMSM	永磁同步电机			
DC	直流电			
GPIO	通用目的输入/输出			
OPA	运算放大器			
ISR	中断服务程序			
CMP	比较器			
PWM	脉冲宽度调制			
SVPWM	空间矢量脉宽调制			
DCBus	直流母线			
SMO	滑模观测器			
PLL	锁相环			
	表 1-2 符号索引列表			
符号	定义			

表 1-1 缩略语

www.mm32mcu.com

d, q	正交旋转坐标系		
α, β	正交静止坐标系		
u _{sα} , u _{sβ}	定子电压在静止正交坐标系下的分量		
u _{sd} , u _{sq}	定子电压在旋转正交坐标系下的分量		
i _{sa} , i _{sb} , i _{sc}	a、b、c 相定子电流		
i _{sd} , i _{sq}	定子电流在旋转正交坐标系下的分量		
i _{sα} , i _{sβ}	定子电流在静止正交坐标系下的分量		
R _s	定子相电阻		
L _s	定子相电感		
Pp	电机极对数		
T _e	电磁转矩		
ω _, ω _s	转子电气角速度/同步角速度		

2 永磁同步电机矢量控制原理

本章首先介绍了永磁同步电机的动态理论模型,接着介绍了磁场定向控制(又称 矢量控制)。磁场定向控制将定子电流解耦成一个控制转矩的电流分量和一个控 制磁场的电流分量,然后分别独立控制。

2.1 永磁同步电机数学模型

三相绕组的永磁同步电机的电压方程用矩阵表示如下:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix}$$
(2-1)

其中除了 Rs 外的变量均为交流正弦变量,为了简化其数学模型,可以用矢量控制的模型可以从空间矢量理论的角度去分析,综合空间矢量可使用两个正交坐标轴来表示。因此我们可以将电机看成两相电机。使用该两相电机模型可以减少电机方程数量,从而简化控制算法,静止坐标系与三相物理量的关系如图 2-1 所示。

图 2-1 静止坐标系与三相物理量的关系



三相到两相静止坐标系的变换被称为(Clarke 变换),幅值不变的 Clarke 变换 公式如下:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix}$$
(2-2)

经过 Clarke 变换后的静止坐标系下的电压电流物理量仍然为交流量,这里引入 跟随转子永磁体磁场的旋转 dq 坐标系,坐标系的 d 轴坐落在永磁体轴线上,q 轴与 d 轴逆时针相差 90°,如图 2-2 所示。

图 2-2 电流矢量在静止坐标系和旋转坐标系下的分解



根据上图可以推导出两相静止坐标系到旋转坐标系下的变换公式(Park 变换):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$
(2-3)

以及两相旋转坐标系到静止坐标系下的逆变换公式(IPark 变换):

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix}$$
(2-4)

经过 Clark 和 Park 变换后的永磁同步电机电压方程如下所示:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_{pm} \end{bmatrix}$$
(2-5)

电机的电磁转矩可以分为两个部分:由转子永磁体磁链 ψ_{pm} 产生的同步转矩(又称励磁转矩)和由转子凸极性产生的磁阻转矩,如公式 2-6 所示。

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) \ i_d i_q]$$
(2-6)

2.2 永磁同步电机的磁场定向控制

高性能的电机控制表现为整个速度范围运行平稳,零速下全转矩控制,和快速的加减速特性。三相交流电机一般使用矢量控制来实现上述目标。矢量控制技术又称磁场定向控制(FOC)。FOC 最基本的思想就是将定子电流解耦成一个控制磁场的电流分量和一个控制转矩的电流分量。经过解耦后,两个电流分量独立受控, 互不干扰。这时电机的控制器结构就和他励直流电机控制器一样简单。

根据永磁同步电机的数学模型可知,矢量控制的执行可以分为以下步骤:

- 检测电机物理量(相电压、相电流)
- 用克拉克变换(Clarke)变换将三相定子电流变换到两相坐标系(αβ)
- 计算转子相角和速度
- 使用派克变换(Park)将 α β 轴定子电流旋转变换到dq坐标系
- 分别独立控制转矩电流 (iq)分量和励磁电流 (id) 分量
- 定子电压空间矢量经过反派克变换(IPark)从dq坐标系变换到αβ两相

www.mm32mcu.com

坐标系

● 使用空间矢量调制,产生三相电压输出

综上所述,可以得到永磁同步电机的矢量控制框图,如图 2-3 所示 图 2-3 无速度传感器永磁同步电机矢量控制框图



其中,PI调节器,Park变换,Clarke变换,SVM调制均为成熟的数学公式,下面着重介绍下SVPWM空间矢量调制和如何通过滑模观测器获取针对矢量控制最重要的转子角度信息。

2.3 SVPWM 调制

SVPWM 的理论基础是基于平均值等效原理,即在一个开关周期内通过对基本 电压矢量加以组合,使其平均值与给定电压矢量相等。在三相逆变电路的三组桥 臂共有6个开关管,可以产生8个组合包括6个非零矢量和两个零矢量。

А	В	С	Ua	Ub	Uc	U _{AB}	U _{BC}	Uca	Vector
0	0	0	0	0	0	0	0	0	O ₀₀₀
1	0	0	$2U_{\text{DCBus}}/3$	-U _{DCBus} /3	-U _{DCBus} /3	U_{DCBus}	0	$-U_{\text{DCBus}}$	U ₀
1	1	0	$U_{DCBus}/3$	$U_{DCBus}/3$	-2U _{DCBus} /3	0	U_{DCBus}	$-U_{\text{DCBus}}$	U ₆₀
0	1	0	-U _{DCBus} /3	$2U_{\text{DCBus}}/3$	-U _{DCBus} /3	$-U_{\text{DCBus}}$	U_{DCBus}	0	U ₁₂₀
0	1	1	-2U _{DCBus} /3	$U_{DCBus}/3$	$U_{\text{DCBus}}/3$	$-U_{\text{DCBus}}$	0	U_{DCBus}	U ₂₄₀
0	0	1	-U _{DCBus} /3	-U _{DCBus} /3	$2U_{\text{DCBus}}/3$	0	$-U_{\text{DCBus}}$	U_{DCBus}	U ₃₀₀
1	0	1	$U_{\text{DCBus}}/3$	-2U _{DCBus} /3	$U_{\text{DCBus}}/3$	U_{DCBus}	$-U_{\text{DCBus}}$	0	U ₃₆₀
1	1	1	0	0	0	0	0	0	O ₁₁₁

表 2-1 开关状态与相电压和线电压的对应关系

图 2-4 电压空间向量在第 I 区的合成与分解



SVPWM 的控制主要包括一下几个步骤:

1.扇区的判断

2.空间电压矢量的分解

3.PWM 占空比的计算

在每一个扇区,选择相邻的两个电压矢量以及零矢量,按照伏秒平衡的原则来合成每个扇区内的任意电压矢量,即:

$$\int_{0}^{T} U_{ref} dt = \int_{0}^{T_{x}} V_{x} dt + \int_{T_{x}}^{T_{x}+T_{y}} V_{y} dt + \int_{T_{x}+T_{y}}^{T} V_{0}^{*} dt$$
(2-7)

或者等效成下式:

$$U_{ref} * T = V_x * T_x + V_y * T_y + V_0 * T_0$$
(2-8)

其中, Uref 为期望电压矢量; T 为采样周期; Tx、Ty、T0 分别为对应两个非零 电压矢量 Vx、Vy 和零电压矢量 V0 在一个采样周期的作用时间; 其中 V0 包括 了 V0 和 V7 两个零矢量。

$$T = T_x + T_y + T_0 (2-9)$$

在第 I 区中合成的电压向量 Uref

$$U_{ref} * T_S = V_4 * T_4 + V_6 * T_6 \tag{2-10}$$

图 2-5 电压空间向量在第 I 区的合成与分解



在两相静止参考坐标系(α , β)中,令 Uref 和 V4 间的夹角是 θ ,由正弦定理可



得:

$$\begin{cases} |U_{ref}|\cos\theta = \frac{T_4}{T_s}|V_4| + \frac{T_6}{T_s}|V_6|\cos\frac{\pi}{3}\\ |U_{ref}|\sin\theta = \frac{T_6}{T_s}|V_6|\sin\frac{\pi}{3} \end{cases}$$
(2-11)

因为
$$|V4|=|V6|=2Udc/3$$
,所以可以得到各矢量的状态保持时间为:

$$\begin{cases}
T_4 = mT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\
T_6 = mT_s \sin \theta
\end{cases}$$
(2-12)

式中 m 为 SVPWM 调制系数, $m = \sqrt{3} \frac{|U_{ref}|}{|U_{dc}|}$ 。(调制比=调制波基波峰值/载波基 波峰值), 而零电压向量所分配的时间为:

$$T_7 = T_0 = (T_s - T_4 - T_6)/2 \tag{2-13}$$

表 2-2 **Uref** 所在的位置和开关切换顺序对照序

Uref 所在的位置	开关切换顺序	三相 PWM 波形图
I \overline{X} (0° $\leq \theta \leq 60°$)	···0-4-6-7-7-6-4-0···	Ts Ts 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0
$II \boxtimes (60^{\circ} \leq \theta \leq 120^{\circ})$	···0-2-6-7-7-6-2-0···	Tx Tx 0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 + T02+ + T22- + T62+ + T22- + T02- + T02- + T02-
$\amalg \overrightarrow{X} (120^{\circ} \leqslant \theta \leqslant 180^{\circ})$	···0-2-3-7-7-3-2-0···	0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0
$\mathbb{W}\overline{\mathbb{X}} \ (180^\circ \leqslant \theta \leqslant 240^\circ \)$	···0-1-3-7-7-3-1-0···	

		•			1	Гs———			
	···0-1-5-7-7-5-1-0···	0	 0 	1	 1 	 1 	 1 	0	 0
$V \overline{\mathbf{X}} $ (240° $\leq \theta \leq$ 300°)		0	 0 		1	1 1	0		
		0	1			1	 1 		0
		⊲ -T0/2-►	 ∢ -⊤1/2- ▶ 	 ∢ -T5/2-► 	 ⊲ -T7/2- ∍ 	 ⊲ -T7/2- > 	 ∢ -T5/2-► 	 ⊲ -⊤1/2- ∍ 	 ⊲ -T0/2-►
		4			——т	`s			
		0	1	1	1	1	1	1	0
₩I¥ (200° < A < 260°)		0	0	0	1	1	0	0	0
		0		1	1	1	1	0	0
		← T0/2 →	 ∢ −T4/2 − ►	← T5/2 - ►	← T7/2-►	4 -T7/2-►	∢ -T5/2 - ►	← T4/2 - ►	← T0/2 →

2.4 无位置传感器控制

通过矢量控制的介绍可知转子位置信息对矢量控制至关重要,PMSM 的转子位 置信息可以通过专用的位置传感器,例如光电编码器、磁编码器、测速发电机或 者开关霍尔等传感器获取。速度传感器会给电机带来额外的硬件成本和维护成本, 因此近些年无位置传感器控制应用越来越广泛。目前主流的无位置传感器算法包 括滑模观测器、反电势观测器、磁链观测器、卡尔曼滤波器、模型参考自适应观 测器等算法,本应用使用了滑模观测器法来实时观测转子位置。

滑模控制应用于转子位置估算中位置较准确,对控制对象的参数变化及扰动具有 自适应能力,而且该方案实现简单,对 MCU 资源没有太大要求,因此被广泛应 用在诸如风机水泵压缩机等应用中。

我们可以使用一个 RL 负载模型来近似 PMSM,如式 2-14 所示,其中*e*_s为电机 反电势,包含了 PMSM 的转子位置信息。

$$v_s = Ri_s + L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_s + e_s \tag{2-14}$$

求解is可得

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_s = \left(-\frac{R}{L}\right)i_s + \frac{1}{L}(v_s - e_s) \tag{2-15}$$

经过离散化,得到:

$$i_s(n+1) = \left(1 - T_s \cdot \frac{R}{L}\right) i_s(n) + \frac{T_s}{L} \left(v_{s(n)} - e_s(n)\right)$$
(2-16)

传统常值切换滑模控制应用于转子位置估算中位置较准确,但是由于开关时间和 空间上的滞后,使得滑模观测器呈现固有的抖振现象,估算电流沿实际值上下振 荡。为此,本文将切换函数采用饱和函数代替开关函数,通过选择合理的边界层 厚度有效削弱了抖振,如图 2-6 所示: 图 2-6 滑模观测器原理框图



e_αe_β为包含转子位置信息的相差 90°的正弦波形,可以通过两种方式提取转子 角度:反正切法和锁相环法。

反正切法如图 2-7 所示,该方法收敛速度快,操作简单,不需要额外的参数调节,但是需要额外对反电势波形进行滤波,否则角度计算不够平滑,滤波环节会额外引入相位滞后,后续角度需要额外的补偿,且转速计算需要对角度进行微分操作,引入额外的波动。

图 2-7 反正切法获取角度



(2-17)

鉴于反正切法的缺点,本应用中使用了锁相环法来获取转子的位置和速度,如图 2-8 所示。

图 2-8 锁相环法获取转子角度



其中角度误差计算公式如 2-18 所示:

 $sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = sin(\theta_e) cos(\hat{\theta}_e) - cos(\theta_e) sin(\hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (2-18)$

该方法不需要额外的角度补偿,且能直接获取转子的速度,缺点是因为存在 PI 调节器,带来了额外的 PI 参数调节。

www.mm32mcu.com

2.5 霍尔位置传感器控制

PMSM 在定子侧以互差 60°或 120°电角度的位置安装 3 个霍尔元器件 HA、 HB、HC,如图 2-9 所示。当转子转动时,霍尔元器件产生三个相位互差 60° 或 120°电角度的高低电平信号。霍尔信号会将一个电周期划分为 6 个扇区, 每个扇区 60°电角度。通过 MCU 捕获接口可以获取每个扇区的运行时间 t。为 了获得准确的转子角度,电机绕组 U 相接电源正极,VW 两相接电源负极,定 子磁场和转子磁场相互作用,最终定位到转子的零位点,也就是 U 相绕组的轴 线位置。确定零位点后,根据 PMSM 方波控制时霍尔信号顺序,可以得到霍尔 转子与转子位置的对应关系,如表 2-3 所示。

图 2-9 霍尔安装示意图



表 2-3 霍尔信号与转子位置对应关系

扇区	霍尔组合	基准角度	扇区范围
1	001	0 °	0°~60°
2	011	60°	60°~120°
3	010	120°	120°~180°
4	110	180°	180°~240°
5	100	240°	240°~300°
6	101	300°	300°~0°

通过 Capture 捕获霍尔信号跳变,查询霍尔对应边界角度值,并计算角速度 We,在 PWM 中断插补计算转子角度,如图 2-10 所示。

图 2-10 霍尔插补角度计算

3 修改记录

表 3.1 修改记录

_

日期	版本	内容			
2022/04/20	1.0	AN6303 初始版本发布			