



华侨大学  
HUAQIAO UNIVERSITY

# 信息科学与工程学院

## 课程设计论文

( 2019~2020 学年第 二 学期 )

题 目: 异步电机矢量控制系统的仿真

课 程 名 称 电力拖动控制系统课程设计  
班 级                                   
学 号                                   
姓 名                                   
指 导 老 师                                 

教师评阅意见:

论文成绩

评阅日期

## 摘要

因为异步电动机的物理模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统，需要用一组非线性方程组来描述，所以控制起来极为不便。异步电机的物理模型之所以复杂，关键在于各个磁通间的耦合。如果把异步电动机模型解耦成有磁链和转速分别控制的简单模型，就可以模拟直流电动机的控制模型来控制交流电动机。

转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制就是一种优越的交流电机控制方式，它模拟直流电机的控制方式使得交流电机也能取得与直流电机相媲美的控制效果。本文研究了矢量控制系统的 simulink 建模方法，模型的数学表达，以及转速控制器，转矩控制器磁链调节器的设计方法。并用 MATLAB 最终得到了仿真结果。

**关键词：** 异步电机；矢量控制；simulink；坐标变换；

## **Abstract**

Because the physical model of asynchronous motor is a high-order, nonlinear, strongly coupled multivariable system, which needs to be described by a set of nonlinear equations, it is very inconvenient to control. The key to the complexity of the physical model of induction motor lies in the coupling between each magnetic flux. If the model of induction motor is decoupled into a simple model with flux linkage and speed control respectively, the control model of DC motor can be simulated to control AC motor.

The speed of torque inner ring and flux closed loop vector control is an excellent control mode of AC motor. It simulates the control mode of DC motor, so that ac motor can achieve the control effect comparable to that of DC motor. This paper studies the modeling method of Vector control system, mathematical expression of the model, design method of speed controller and flux controller of torque controller. Finally, MATLAB was used to get the simulation results.

**Key words:** asynchronous motor; Vector control; Simulink; Coordinate transformation;

# 目 录

第一章 绪论及设计要求.....	5
1.1 设计条件.....	5
1.2 设计任务.....	5
1.3 论文结构.....	6
第二章 异步电动机矢量控制原理及基本方程式.....	7
2.1 三相异步电机的数学模型.....	7
2.2 三相异步电机的 simulink 模型.....	8
2.3 电机模块配置.....	9
2.4 电机固有参数设置--Parameters（参数设置）.....	9
2.5 本章小结.....	10
第三章 三相异步电机的坐标变换.....	11
3.1 Clark 变换.....	11
3.2 Clark 变换的 simulink 模型.....	13
3.3 Park 变换.....	14
3.4 Park 变换的 simulink 模型.....	15
3.5 本章小结.....	16
第四章 转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制.....	18
4.1 滞环电流控制器.....	18
4.2 转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制.....	18
4.3 本章小结.....	20
第五章 仿真模型以及结果分析.....	20
5.1 仿真模型.....	20
5.2 仿真输出波形及分析.....	21
5.3 本章小结.....	27
第六章 心得体会.....	28
参考文献.....	29

---

## 第一章 绪论及设计要求

随着微电子和电力电子技术的飞速发展，越来越多的交流伺服系统采用了数字信号处理器(DSP) 和智能功率模块( IPM )，从而实现了从模拟控制到数字控制的转变。空间矢量 PWM 调制，它具有线性范围宽，高次谐波少，易于数字实现等优点，在新型的驱动器中得到了普遍应用。三相异步电机具有较高的运行效率、较高的转矩密度、转动惯量小、转矩脉动小、可高速运行等特点，在诸如高性能机床进给控制、位置控制、机器人等领域三相异步电机得到了广泛的应用。

交流电机的控制性能在磁场定向矢量控制技术提出后才有了质的飞跃。磁场定向矢量控制技术采用的是励磁电流和转矩电流的解耦控制，兼顾磁场和转矩的控制，克服了交流电机自身耦合的缺点。三相异步电机与普通电流励磁电机相比，具有电机转子磁极的位置易于检测，其坐标变换算法相对简单的优点，因此交流调速的矢量控制理论在三相异步电机的控制领域也得到了广泛应用。

近几年来，国内外学者将空间矢量脉宽调制算法应用于三相异步电机控制中，并取得了一定的成就。同时，三相异步电机交流变频调速系统发展也很快，已成为调速系统的主要研究和发展对象。数字仿真技术一直是交流调速系统分析计算的有用工具。但随着对三相异步电机控制技术要求的提高，空间矢量 PWM 控制系统成为首选方案。本文对其进行 MATLAB, SIMULINK 下仿真，并给出了仿真结果

### 1.1 设计条件

根据转差频率矢量控制系统原理图设计对应的 simulink 仿真模型，电机参数为：额定功率 $power = 7.5KW$ ，额定电压 $U_n = 380V$ ，额定频率 $f = 50Hz$ ；转速 $n = 1440$ 定子电阻 $R_s = 0.7384\Omega$ ，漏感 $L_s = 0.03045$ ，转子电阻 $R_r = 0.7042$ ，漏感 $L_r = 0.03045$ ；互感 $L_m = 0.1241H$ ，转动惯量 $J = 0.0343kg.m^2$ ，极对数 $P = 2$ 。

### 1.2 设计任务

- (1) 完成主电路参数设置和仿真；
- (2) 控制策略采用磁场矢量控制，具体控制结构课自主选择；
- (3) 给出仿真波形，并对结果进行分析。

---

### 1.3 论文结构

本文通过在Simulink环境下建立交流异步电动机矢量控制仿真模型,作为研究交流电动机变频调速的基础。本文第一章是绪论部分,主要介绍本次仿真的目的和意义,以及本次仿真的要求和参数。第二章是对交流异步电动机的数学模型以及simulink的建模进行介绍,包括三相异步电机的参数设置。第三章讲解了三相异步电机的坐标变换,包括park变换和Clark变换,以及他们的simulink建模,使用了多种方法。第四章介绍了转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制的原理与simulink建模。第五章对转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制系统进行仿真,并且分析了仿真结果

## 第二章 异步电动机矢量控制原理及基本方程式

### 2.1 三相异步电机的数学模型

假设三相异步电机为理想电机，且满足下列条件：

- (1) 忽略电机铁芯的饱和；
- (2) 不计电机中的涡流和磁滞损耗；
- (3) 电机中的电流为对称的三相正弦波电流。

这样，自然坐标系下三相异步电机的三相电压方程为：

$$U_{3s} = Ri_{3s} + \frac{d}{dt}\Psi_{3s} \quad (3-1)$$

磁链方程为

$$\Psi_{3s} = L_{3s}i_{3s} + \psi_f \cdot F_{3s}(\theta_e) \quad (3-2)$$

其中： $\Psi_{3s}$ 为三相绕组的磁链； $U_{3s}$ 、 $R$ 、 $i_{3s}$ 分别为三相绕组的相电压、电阻和电流； $L_{3s}$ 为三相绕组的电感； $F_{3s}(\theta_e)$ 为三相绕组的磁链，且满足

$$i_{3s} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad Ri_{3s} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}, \quad \Psi_{3s} = \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$u_{3s} = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$L_{3s} = L_{m3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & 1 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \cos(2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} + L_{l3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

其中： $L_{m3}$ 为定子互感； $L_{l3}$ 为定子漏感。

根据机电能量转换原理，电磁转矩 $T_e$ 等于磁场储能对于机械角度 $\theta_m$ 位移的偏导，因此有

$$T_e = \frac{1}{2} p_n \frac{\partial}{\partial x} (i_{3s}^T \Psi_{3s}) \quad (3-6)$$

其中： $p_n$ 为三相异步电机极对数。

另外，电机的机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3-7)$$

从上面的推导可以看出，式（3-1）～式（3-7）构成了三相异步电机在自然坐标系下的基本数学模型。由磁链方程可以看出，定子磁链是转子位置 $\theta_e$ 的函数；另外，电磁转矩的表达式也过于复杂。因此，三相异步电机的数学模型是一个比较复杂且强耦合的多变量系统。为了便于后期控制器的设计，必须选择合适的坐标变换对数学模型进行降阶和解耦变换。

dq0 坐标系中，三相异步电动机的基本电压方程通常可以表示为

$$u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \quad (3-8)$$

$$u_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \quad (3-9)$$

式中 $u_d$ ， $u_q$ 为定子电压的直、交轴分量； $R_s$ 为定子绕组电阻； $p$ 为微分算子； $\omega$ 为电动机转子角频率。

定子磁链方程为

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (3-10)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (3-11)$$

式中 $\psi_d$ ， $\psi_q$ 为转子坐标系下直、交轴磁链； $L_d$ ， $L_q$ 为三相异步电机的直轴、交轴电感； $i_d$ ， $i_q$ 为定子电流的直、交轴分量； $\psi_f$ 为转子磁钢在定子上的耦合磁链。

三相异步电机的转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_m (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_m [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3-12)$$

式中 $p_m$ 为三相异步电机的极对数。

## 2.2 三相异步电机的simulink模型

三相电机的 simulink 建模方法有很多种，我采用的是 simulink 自带的三相异步电机模块，它的位置在 MATLAB/Simulink 中已经自带了三相异步电机的仿真模块，我使用的电机模型就是这个模块（所在位置：Simscape\SimPowerSystem s \ Specialized Technology\ Machines）



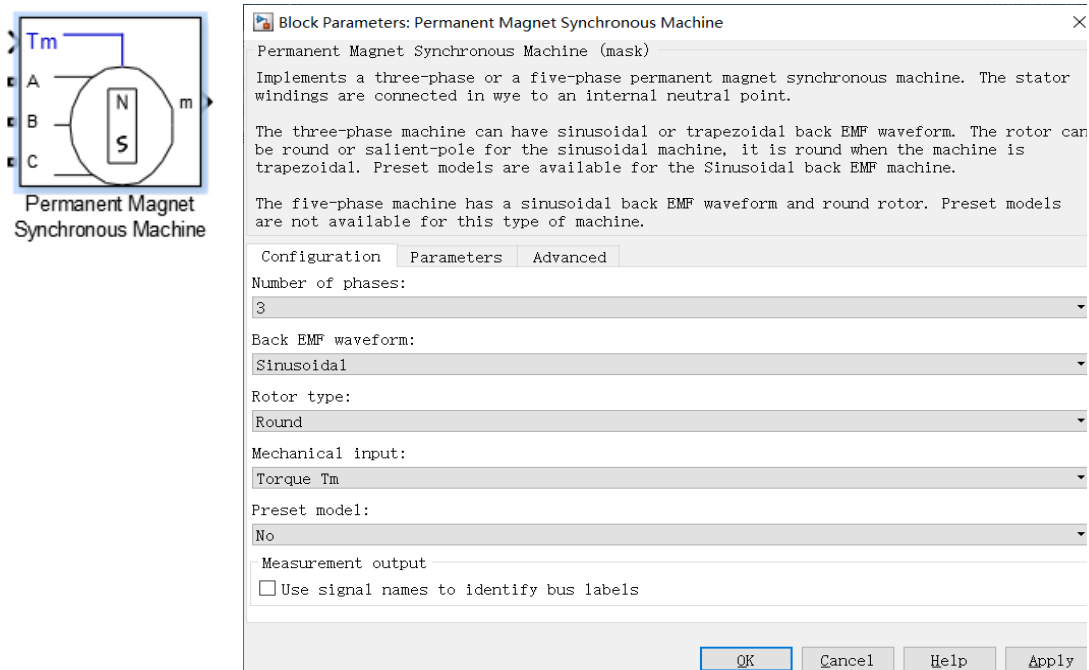


图 3-1 simulink 中三相异步电机模块图  
Figure 3-1 SimulINK Module diagram of three-phase asynchronous motor

## 2.3 电机模块配置

根据题目仿真的数据来设置模块的参数

- (1) Number of phases （相数）：里面包含3和5两个选项。选：3。
- (2) Back EMF waveform （反电动势波形）：里面包含Sinusoidal正弦波激励和Trapezoidal梯形波激励两个选项。
- (3) Rotor type （转子类型）：里面包含Round 和Salient-pole 两个选项。选择Salient-pole 表示电机转子为凸极型，选择Round 表示电机转子为圆柱形。
- (4) Mechanical input （机械输入方式）：里面包含Torque Tm 、Speed 和Mechanical rotational 三个选项。其中，较为常用的是前两个， Torque Tm 表示负载转矩，Speed 表示机械角速度。
- (5) Preset model （电机的类型）：里面包含No 和各种功率等级的电机选项。

## 2.4 电机固有参数设置--Parameters（参数设置）

表3-1 电机的参数设置  
Table 3-1 Motor parameter setting

电机参数			
电压	380v	频率	50Hz

电动机（容量Pn=7.5kW）			
定子绕组电阻Rs	0.7348	定子绕组漏感L1s	0.003045
转子绕组电阻Rs	0.7042	转子绕组漏感L1s	0.003045
互感Lm	0.1241	转动惯量J	0.0343
极对数P	2		
负载设定TL			
加载时间	2	加载值	10

Block Parameters: Asynchronous Machine SI Units

Asynchronous Machine (mask) (link)

Implements a three-phase asynchronous machine (wound rotor, squirrel cage or double squirrel cage) modeled in a selectable dq reference frame (rotor, stator, or synchronous). Stator and rotor windings are connected in wye to an internal neutral point.

Configuration Parameters Advanced Load Flow

Nominal power, voltage (line-line), and frequency [ Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz) ]: [7500 380 50]

Stator resistance and inductance [ Rs(ohm) Lls(H) ]: [0.7384 0.003045]

Rotor resistance and inductance [ Rr'(ohm) Llr'(H) ]: [0.07402 0.003045]

Mutual inductance Lm (H): 0.1241

Inertia, friction factor, pole pairs [ J(kg.m^2) F(N.m.s) p() ]: [0.0343 0 2]

Initial conditions

[slip, th(deg), ia, ib, ic(A), pha, phb, phc(deg)]:

[1 0 0 0 0 0 0 0]

☐ Simulate saturation Plot

[ i(Arms) ; v(VLL rms)]: 51, 302.9841135, 428.7778367 ; 230, 322, 414, 460, 506, 552, 598, 644, 690]

OK Cancel Help Apply

图3-2 电机参数设置  
Figure 3-2 Motor parameter setting

## 2.5 本章小结

本章介绍了三相异步电机的数学模型，以及simulink模型，包括对simulink模型的模块配置，配置为三相异步电机。还有参数设置，按照仿真要求来设置相应的电机参数。

### 第三章 三相异步电机的坐标变换

矢量控制的目的是为了改善转矩控制性能，而最终实施仍然是落实到对定子电流（交流量）的控制上。由于在定子侧的各个物理量，包括电压、电流、电动势、磁动势等等，都是交流量，其空间矢量在空间以同步转速旋转，调节、控制和计算都不是很方便。因此，需要借助于坐标变换，使得各个物理量从静止坐标系转换到同步旋转坐标系，然后，站在同步旋转坐标系上进行观察，电动机的各个空间矢量都变成了静止矢量，在同步坐标系上的各个空间矢量就都变成了直流量，可以根据转矩公式的几种形式，找到转矩和被控矢量的各个分量之间的关系，实时的计算出转矩控制所需要的被控矢量的各个分量值，即直流给定量。按照这些给定量进行实时控制，就可以达到直流电动机的控制性能。由于这些直流给定量在物理上是不存在的，是虚构的，因此，还必须再经过坐标的逆变换过程，从旋转坐标系回到静止坐标系，把上述的直流给定量变换成实际的交流给定量，在三相定子坐标系上对交流量进行控制，使其实际值等于给定值。下面进行详细介绍。

为了简化自然坐标系下三相异步电机的数学模型，采用的坐标变换通常包括静止坐标变换（Clark 变换）和同步旋转坐标变换（park 变换）。它们之间的坐标关系如图 4-1 所示，其中 ABC 为自然坐标系， $\alpha$ —为静止坐标系，d-q 为同步旋转坐标系。下文将详细介绍各坐标变换之间的关系。

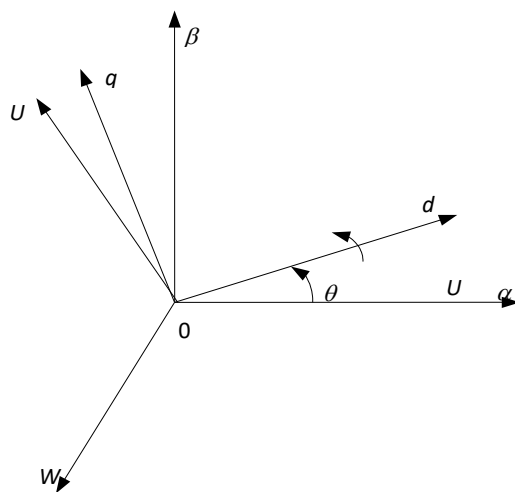


图 4-1 各坐标轴之间的关系

Figure 4-1 the relationship between the axes

#### 3.1 Clark 变换

在交流电动机中三相对称绕组通以三相对称电流可以在电动机气隙中产生空间旋转的磁场，在功率不变的条件下，按磁动势相等的原则，三相对称绕组产生的空间旋转磁场可以用两相对称绕组来等效，三相静止坐标系和两相静止坐标系的变换则建立了磁动势不变情况下，三相绕组和两相绕组电压、电流和磁动势之间的关系。图 1 绘出了 ABC 和  $\alpha\beta$  两个坐标系中的磁动势矢量，按照磁动势相等的等效原则，三相合成磁动势与两相合成磁动势相等，故两套绕组磁动势在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的投影都应相等，于是得：

$$\begin{aligned} N_2 i_\alpha &= N_3 i_a - N_3 i_b \cos 60^\circ - N_3 i_c \cos 60^\circ \\ &= N_3 \left( i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \end{aligned} \quad (4-1)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_b \sin 60^\circ - N_3 i_c \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_b + i_c) \quad (4-2)$$

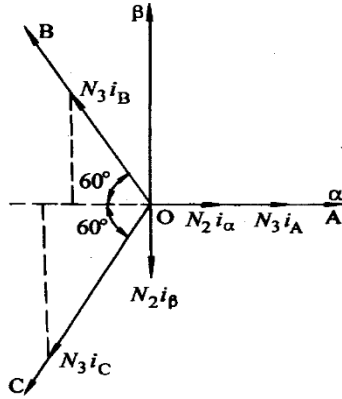


图 4-2 ABC 和  $\alpha\beta$  两个坐标系中的磁动势矢量

Figure 4-2 ABC and  $\alpha\beta$  magnetomotive force vectors in the two coordinate systems

写成矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

按照变换前后总功率不变，可以证明：

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (4-4)$$

所以

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

则两相对称绕组的电流与三相对称绕组的电流之间的变换关系为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

### 3.2 Clark 变换与反 Clark 变换的 simulink 模型

(1) simulink 有自带的 Clark 模型；

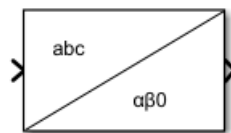


图 4-3 simulink 自带的 Clark 变换模型

Figure 4-3 The Clark transform model built by Simulink

(2) 根据公式 4-5 直接做出 Clark 变换，然后封装成模块；

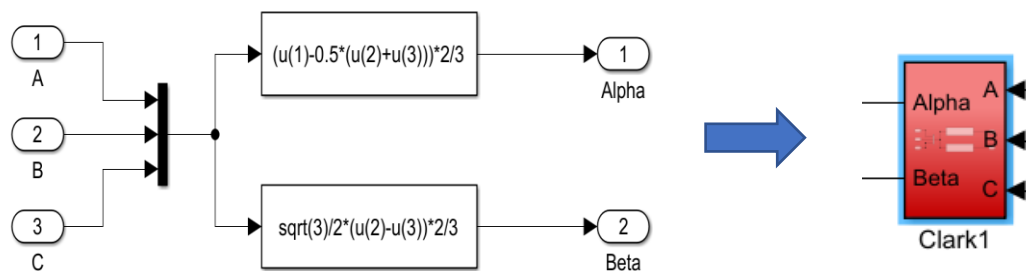


图 4-4 根据公式直接作出 Clark 模型

Figure 4-4 makes Clark model directly according to the formula

(3) 根据公式 4-3 通过使用器件的组合来进行 Clark 变换的运算

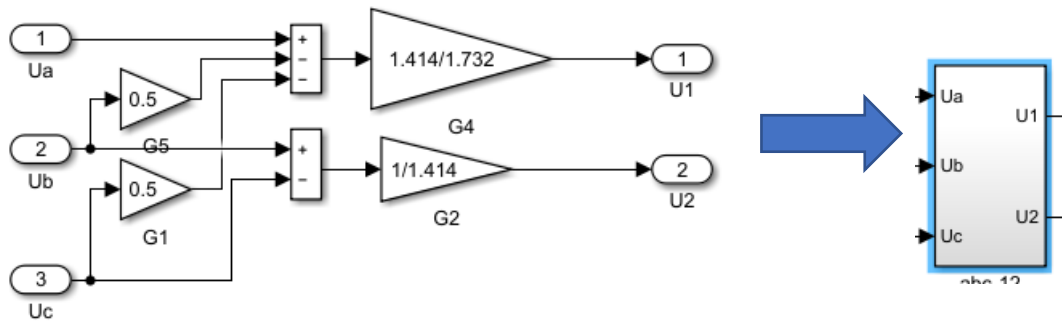


图 4-5 使用器件搭建的 Clark 变换

Figure 4-5. Clark transform built using a device

#### (4) 反 Clark 变换的 simulink 模型

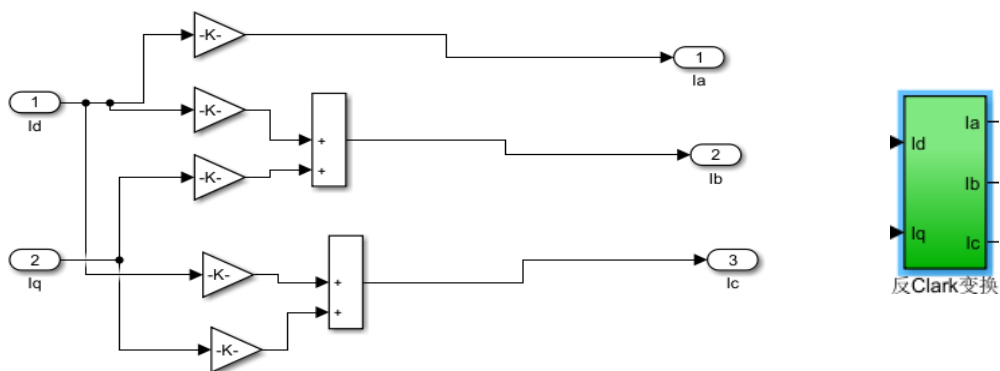


图 4-6 反 Clark 的 simulink 模型

Figure 4-6 Simulink model of The Clark

### 3.3 Park 变换

两相静止坐标系和两相旋转坐标系的变换(简称 **park** 变换), 两相静止绕组, 通以两相平衡交流电流, 产生旋转磁动势。如果令两相绕组转起来, 且旋转角速度等于合成磁动势的旋转角速度, 则两相绕组通以直流电流就产生空间旋转磁动势。从两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换, 称为两相旋转—两相静止变换, 简称 **park** 变换。其变换关系为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{2r/2s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

(4-7) 式中,  $\varphi$  为 **d-q** 坐标系 **d** 轴与坐标系轴之间的夹角。两相旋转到两相静止坐标系的变换矩阵为:

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

对(4-8)式进行逆变换可以得到两相静止到两相旋转的变换矩阵为:

$$C_{2s/2r} = C_{2r/2s}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

电压和磁链的旋转变换阵与电流旋转变换阵相同。

### 3.4 park 变换与反 park 变换 simulink 仿真模型

#### (1) simulink 自带的 park 变换模块

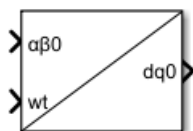


图 4-7 系统自带的 park 变换模块

Figure 4-7 park transformation module in the system

#### (2) 根据公式 4-8 直接做出 park 变换模块

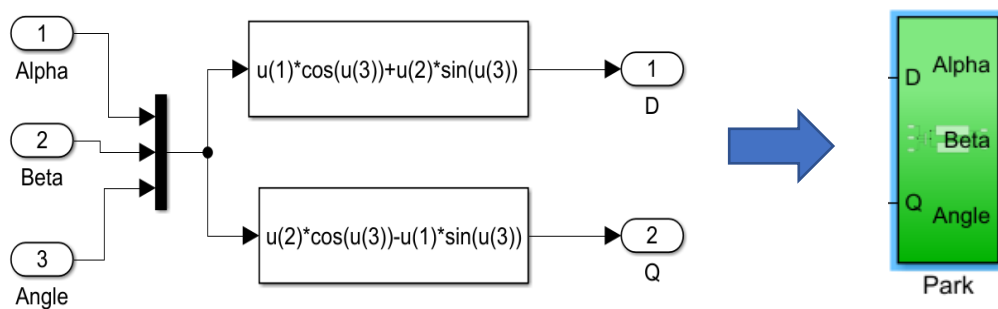


图 4-8 根据公式直接做出 park 变换的模型

Figure 4-8 The model of park transformation is made directly according to the formula

#### (3) 反 park 变换的 simulink 模型

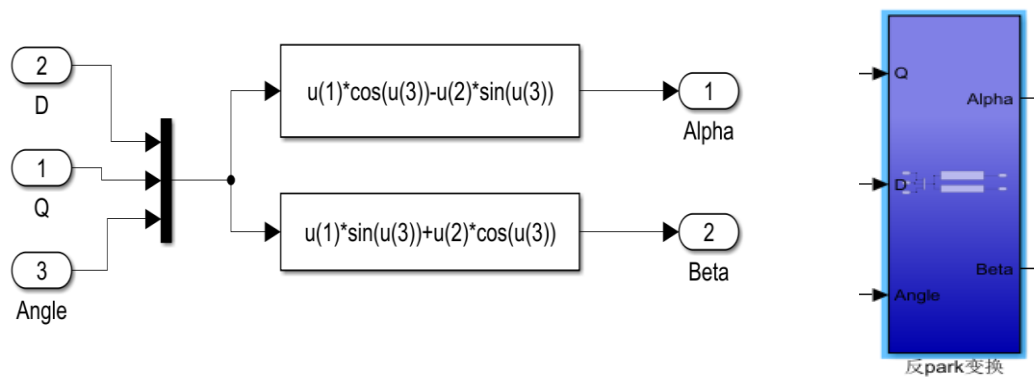


图 4-9 反 park 的 simulink 模型  
Figure 4-9 Simulink model of The park

### 3.5 本章小结

本章介绍了三相异步电机的两种重要变换—Clark 变换和 park 变换，目的是为了简化自然坐标系下三相异步电机的数学模型，采用的坐标变换通常包括静止坐标变换（Clark 变换）和同步旋转坐标变换（park 变换）。并且介绍了两种变换的 simulink 下的多种模型，以及两种变换的反变换模型。



## 第四章 转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制

### 4.1、滞环电流控制器

DTC 是近年来继矢量控制技术之后发展起来的一种新型的具有高性能的交流变频调速技术。不同于矢量控制技术, DTC 利用Bang-Bang 控制(滞环控制)产生PWM 信号, 对逆变器的开关状态进行最佳控制, 从而获得转矩的高动态性能。DTC 具有自己的特点, 它在很大程度上解决了矢量控制中存在的一些问题, 如计算的复杂特性, 易受电动机参数变化的影响, 实际性能难以达到理论分析结果等。DTC 摒弃了传统矢量控制中的解耦思想, 而是将转子磁通定向更换为定子磁通定向, 取消了旋转坐标变换, 减弱了系统对电机参数的依赖性, DTC 采用空间电压矢量, 将逆变器和控制策略进行一体化设计, 并根据磁链和转矩的滞环控制器输出, 直接对逆变器功率器件的导通与关断进行最佳控制, 最终产生离散的PWM 电压输出, 因此传统的直接转矩系统不需要单独的PWM 调制器。

我采用的是matlab-simulink系统提供的滞环电流控制器; 如下图:

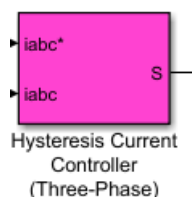


图 5-1 simulink提供的滞环电流控制器

Figure 5-1 Hysteresis current controllers provided by Simulink

### 4.2、转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制

三相异步电机的电磁转矩基本上取决于定子交轴分量和直轴电流分量, 在矢量控制滞环电流控制器下, 采用按转子磁链定向( $i_d=0$ )控制策略, 使定子电流矢量位于  $q$  轴, 而无  $d$  轴分量, 既定子电流全部用来产生转矩, 此时, 三相异步电机的电压方程可写为:

$$u_d = \omega \psi_q \quad (5-1)$$

$$u_q = R_s i_q + p \psi_q + \omega \psi_d \quad (5-2)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_m \psi_f i_q \quad (5-3)$$

此种控制方式最为简单，只要准确地检测出转子空间位置(d轴)，通过控制逆变器使三相定子的合成电流(磁动势)位于q轴上，那么，三相异步电机的电磁转矩只与定子电流的幅值成正比，即控制定子电流的幅值就能很好地控制电磁转矩，此时三相异步电机的控制就类似于直流电机的控制。图（5-2）给出三相异步电机调速控制系统原理框图。

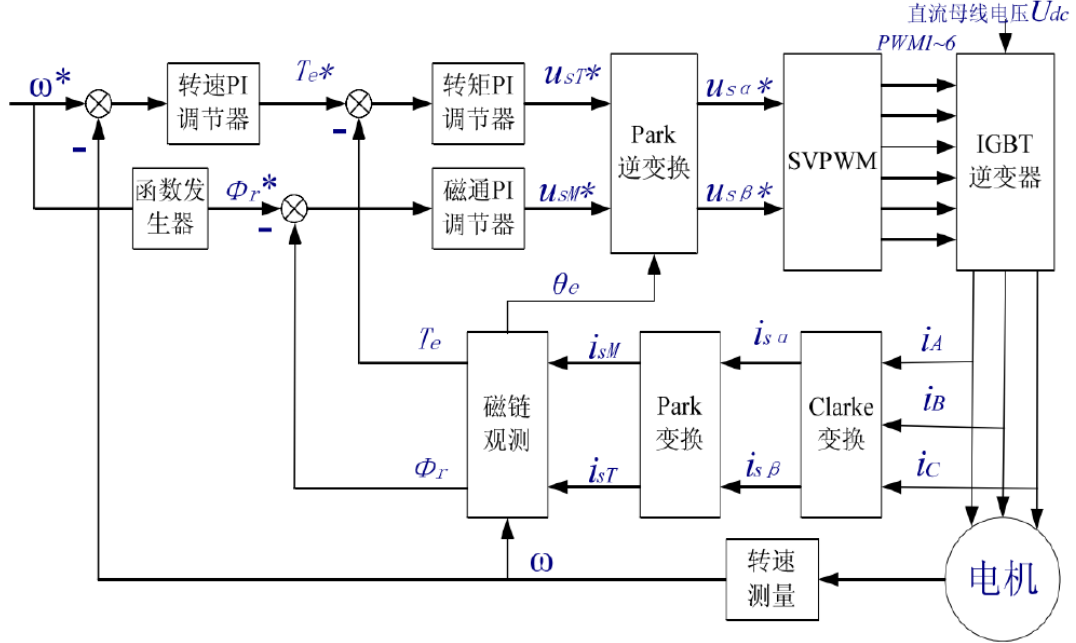


图 5-2 三相异步电机调速控制系统原理框图

Figure 5-2 Schematic diagram of three-phase asynchronous motor speed control system

控制过程包括了Clark变换和Park变换，前者是将三相同步旋转坐标系a-b-c变换到两相静止坐标系 $\alpha-\beta$ ，后者则是将两相静止坐标系 $\alpha-\beta$ 变换到两相同步旋转坐标系d-q。经过Clark和Park变换后，空间电流矢量 $i_s$ 分解成转矩电流分量 $i_q$ 和励磁电流分量 $i_d$ ，这两个电流与给定电流比较后经过调节器调节和反Park变换，生成矢量运算器的输入 $V_{\alpha ref}$ 和 $V_{\beta ref}$ ，矢量运算后生成控制逆变器开关状态的触发脉冲。

我采用的是带转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制系统主电路采用电流滞环控制型逆变器。在控制电路中，在转速环后增加了转矩控制内环，转速调节器ASR的输出是转矩调节器ATR的给定 $T_e^*$ ，而转矩的反馈信号 $T_e$ ，则通过矢量控制方程计算得到。电路中磁链调节器ApsiR用于电动机定子磁链的控制，并设置了电流变换和磁链观测环节。ATR和ApsiR的输出分别是定子磁链的控制，并设置了电流变换和磁链观测环节。ATR和ApsiR的输出分别是定子电流的转矩分量 $i_{st}^*$ 和励磁分量 $i_{sm}^*$ 。 $i_{st}^*$ 和 $i_{sm}^*$ 经过2r/3s变换后得到三相定子电流的

给定值 $i_{sa}^*$ 、 $i_{sb}^*$ 、 $i_{sc}^*$ ，并通过电流滞环控制 PWM 逆变器控制电动机定子的三相电流。

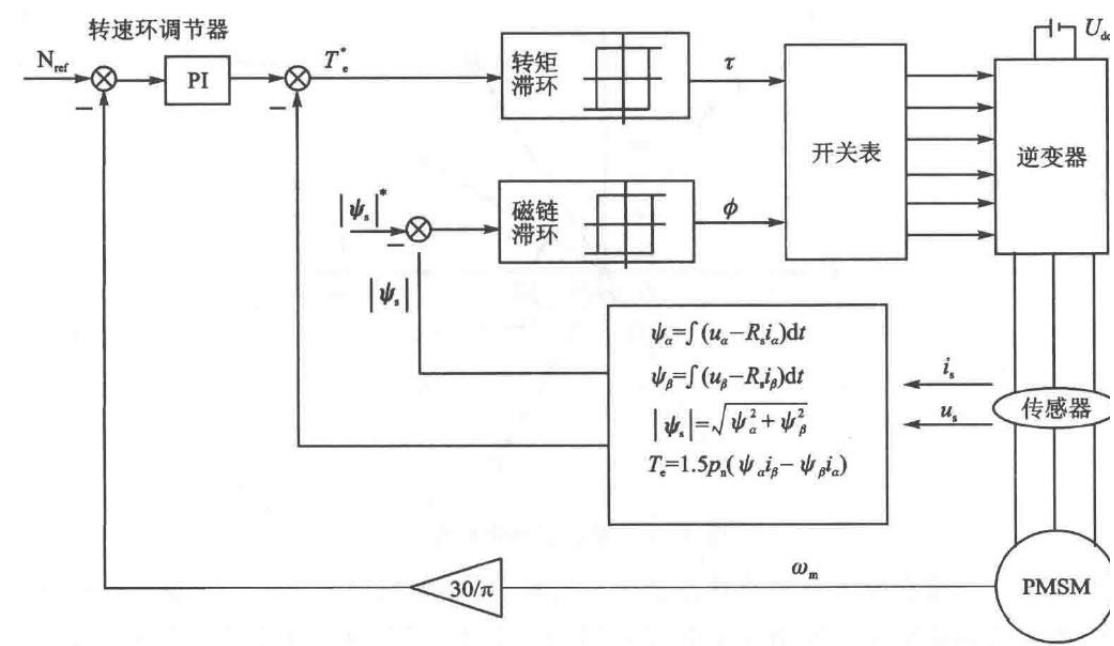


图 5-3 带转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制系统

Figure 5-3 Speed of inner ring with torque and flux closed loop vector control system

### 4.3 本章小结

本章介绍了转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制系统的数学模型。还介绍了滞环电流控制器，他是构成转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制系统的的重要组成部分。同时也介绍了转矩内环的转速、磁链闭环矢量控制系统的结构框图，让读者对于系统结构有一个大致的了解

## 第五章 仿真模型以及结果分析

### 5.1 仿真模型

根据图 5-2 所示的三相异步电机矢量控制框图，在 MATLAB/Simulink 环境下搭建仿真模型。如图 6-1 所示。其中，仿真中电机参数设置已在上文中提过。故不再赘述。这是带转矩内环转速、磁链闭环控制系统仿真模型。在带转矩内环转速、磁链闭环控制系统仿真模型中，包含 220V 三相交流电源、两个通用桥模块（Universal Bridge）、调制器（PWM Generator）、异步交流电动机模块（Asynchronous Machine SI Units）以及电机测量（Machines Measurement Demux）组成了模型的主电路，逆变器的驱动信号由滞环脉冲发生器产生。三个调节器 ASR、ATR 和 ApsiR 是带输出限幅的 PI 调节器（见图 6-2）。转子磁链观测使用两相同步旋转坐标系上的磁链模型（Current model），转矩计算模块用于计算转矩，两相旋转坐标系/三相静止坐标系变换模块（dq0-to-abc）实现了矢量控制中的 2r/3s 的坐标变换。

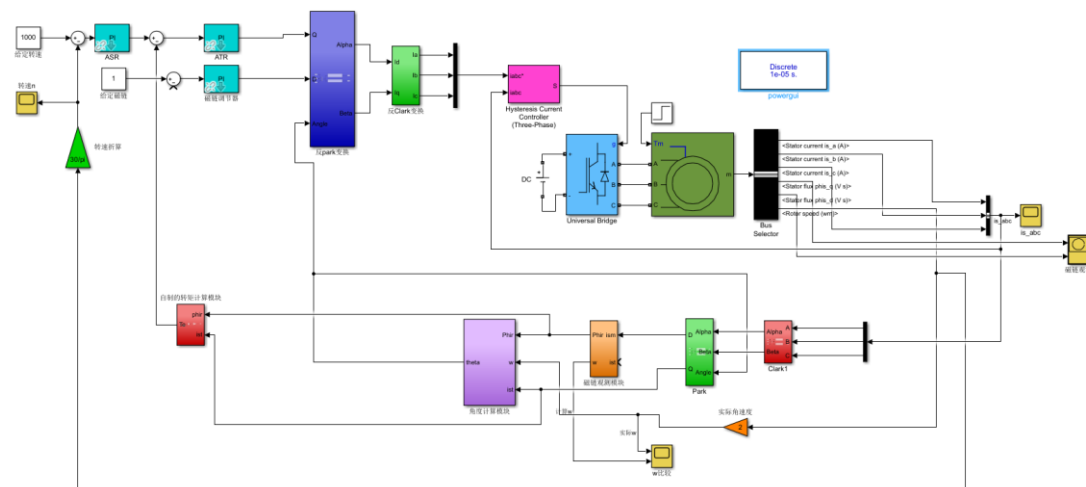


图 6-1 带转矩内环转速、磁链闭环控制系统仿真模型

FIG. 6-1 Simulation model of inner ring speed and flux linkage closed-loop control system with torque

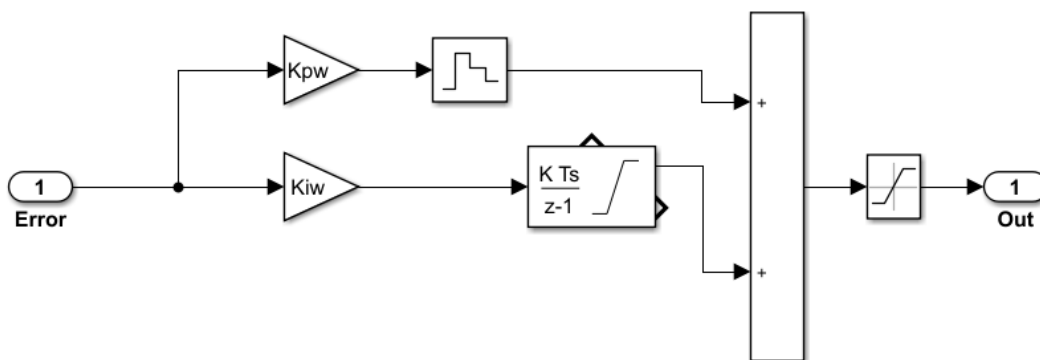


图 6-2 ASR、ATR 和 ApsiR 的 simulink 模型  
Figure 6-2 SIMULink models of ASR, ATR and ApsiR

电动机参数同表3-1异步电动机仿真模型参数的设定。模型仿真算法为ode23tb, ode23tb在龙格-库塔法。由于仿真模型中采用了双闭环的控制方式，系统抗扰动能力较强，因此采用该算法可以在不影响系统精度的前提下，较为迅速地得出仿真结果。在仿真模型中，给定转速为1000r/min，空载起动，在1s时突加负载10N·m。ASR、ATR、ApsiR调节器参数如表4-1所示。

表4-1 调节器参数参考值  
Table 4-1 Reference value of regulator parameters

调节器	比例放大器 放大倍数	积分放 大器放 大倍数	积分器限幅		调节器输出限幅	
			上限	下限	上限	下限
转速调节器 ASR	5	0.8	80	-80	30	-30
转矩调节器 ATR	4.5	12	65	-65	60	-60
磁链调节器 ApsiR	1.8	100	15	-15	15	-15

## 5.2 仿真输出波形及分析

(1) 在给定转速 $n^*=1000\text{r/min}$ 时，系统仿真波形如图 6-3，6-4 所示。  
图 6-3 带转矩内环转速和磁链闭环控制系统在给定转速 $n^*=1000\text{r/min}$ 时，转速响应，从波形中可以看出，在矢量控制下，在起动阶段，转速上升平稳；在 $t=0.8\text{s}$ 达到给定转速，此时为空载状态下的转速；当 $t=1\text{s}$ 时，给电机加负载， $T_L=30\text{N}\cdot\text{m}$ 后，电动机转速基本没有下降，可能是负载给的太小了。

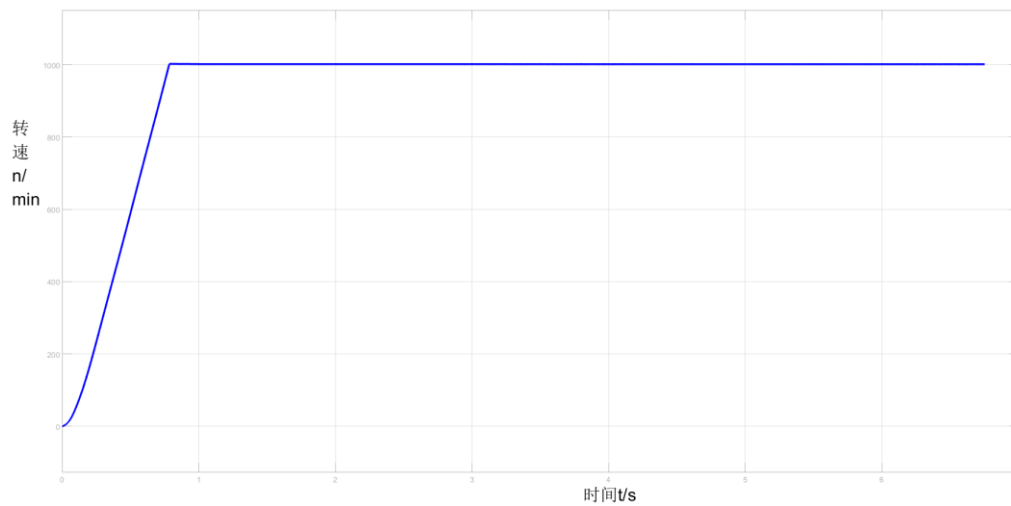


图 6-3 1000转时的速度曲线  
Figure 6-3 Speed curve at 1000 RPM

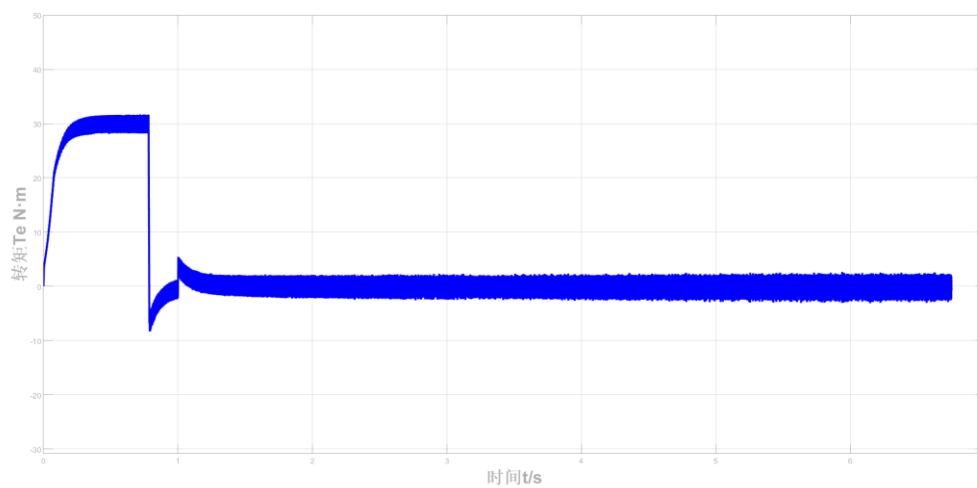


图 6-4 1000转时的转矩曲线  
Figure 6-4 Torque curve at 1000 RPM

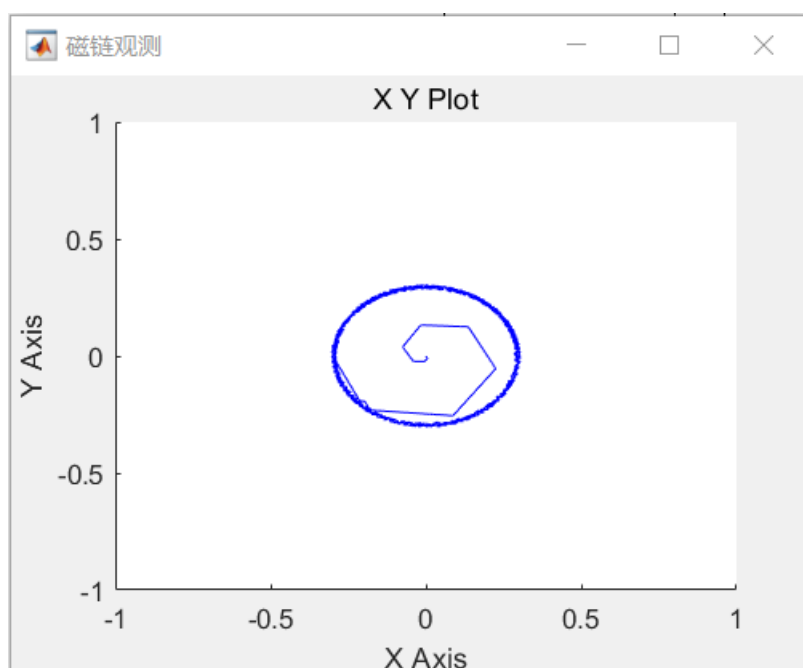


图 6-5 1000转时的磁链曲线

Figure 6-5 Flux curve at 1000 RPM

图 6-4 为异步电动机转矩波形，空载起动时，起动转矩较大，这时电动机产生较大的电磁转矩，使得异步电动机的定子电流也比较大；当起动结束后，空载转速接近同步转速，此时负载转矩很小接近为 0；当  $t=1s$  时，加上负载后，转速不能突变，电磁转矩增加，电磁转矩  $T_e$  近似等于负载转矩  $5N \cdot m$ ，可能是负载太小了。所以所得仿真波形与理论上分析的波形基本一致。

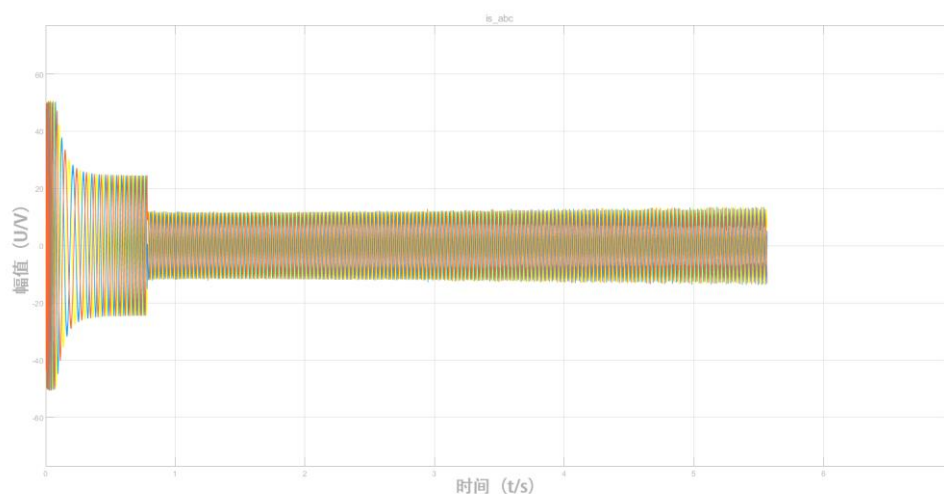


图 6-6 三相定子电流的整体图

Figure 6-6 shows the overall diagram of the three-phase stator current

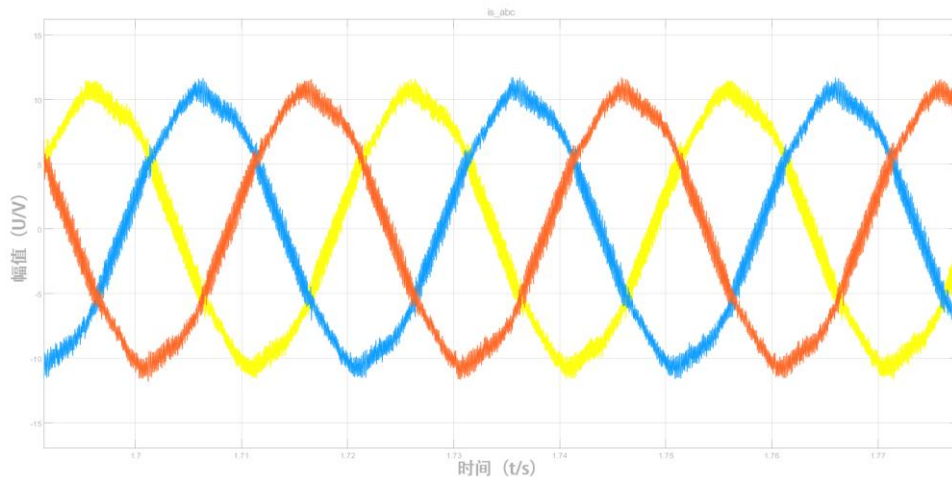


图 6-7 三相定子电流的局部图

Figure 6-7 Local diagram of three-phase stator current

图 6-6 为三相定子电流的整体图，图 6-7 三相相定子电流的局部图。，实在  $t=0.8\text{s}$  时，此时电动机达到空载状态下的额定转速，所以  $t=0.8\text{s}$  到  $t=1\text{s}$  时由于电动机空载运行，所以 A 相定子电流  $i_a$  值比较小； $t=1\text{s}$  加上负载  $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$  后，电磁转矩增大，定子电流也随之增大，但是增大并不明显，应该是负载偏小。

(2) 在给定转速  $n^*=1500\text{r/min}$  时。图 6-8  $n^*=1500\text{r/min}$  异步电动机转速曲线。图 6-9 位转矩曲线。图 6-11 磁链轨迹。比较波形可以看出，在起动阶段，磁场建立过程比较平滑，磁链呈螺旋形增加，最终形成近似圆形的旋转磁场。同时电动机转矩也不断上升，这有赖于磁链闭环矢量控制方式的作用。

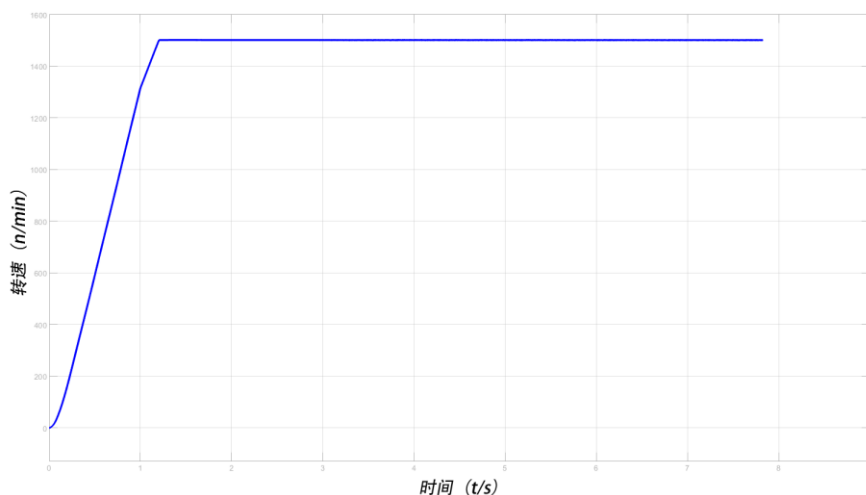


图 6-8 1500转时的速度曲线

Figure 6-8 Speed curve at 1500 RPM



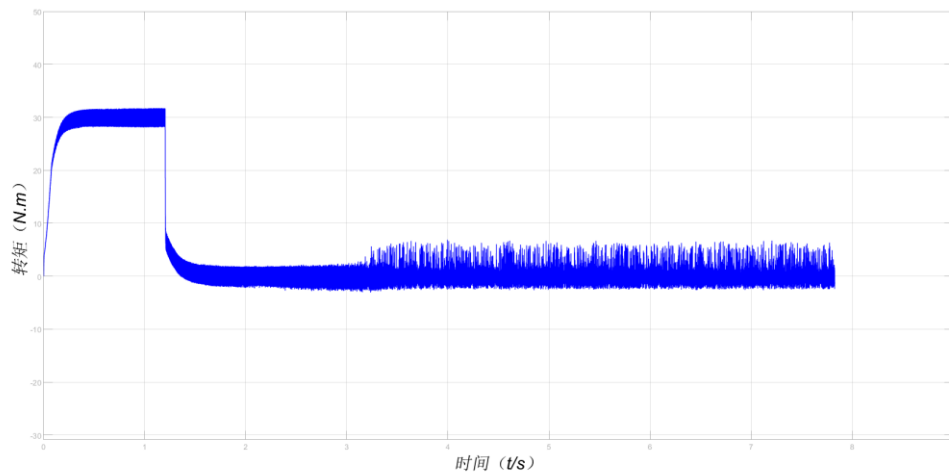


图 6-9 1500转时的转矩曲线  
Figure 6-9 Torque curve at 1500 RPM

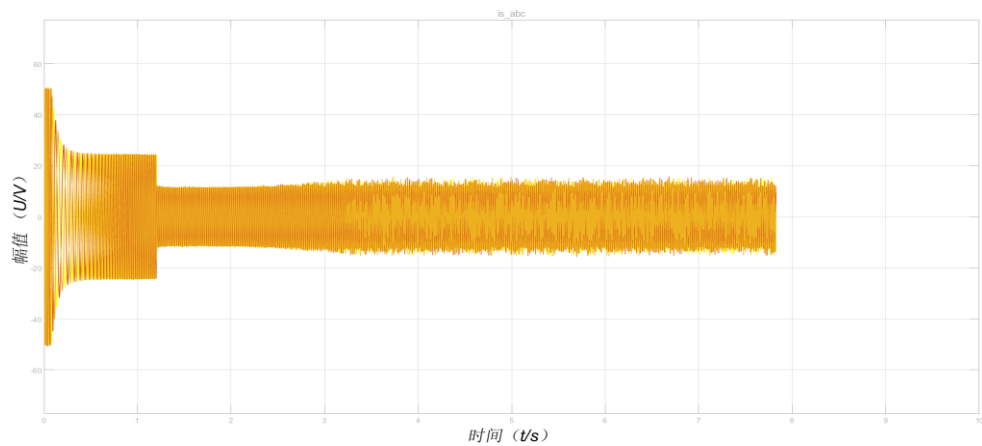


图 6-10 三相定子电流的整体图  
Figure 6-10 shows the overall diagram of the three-phase stator current

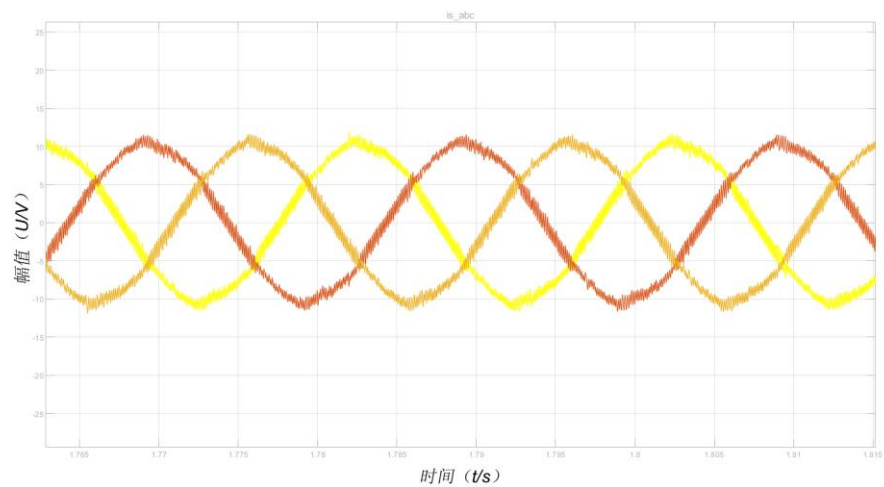


图 6-10 三相定子电流的局部图  
Figure 6-7 Local diagram of three-phase stator current

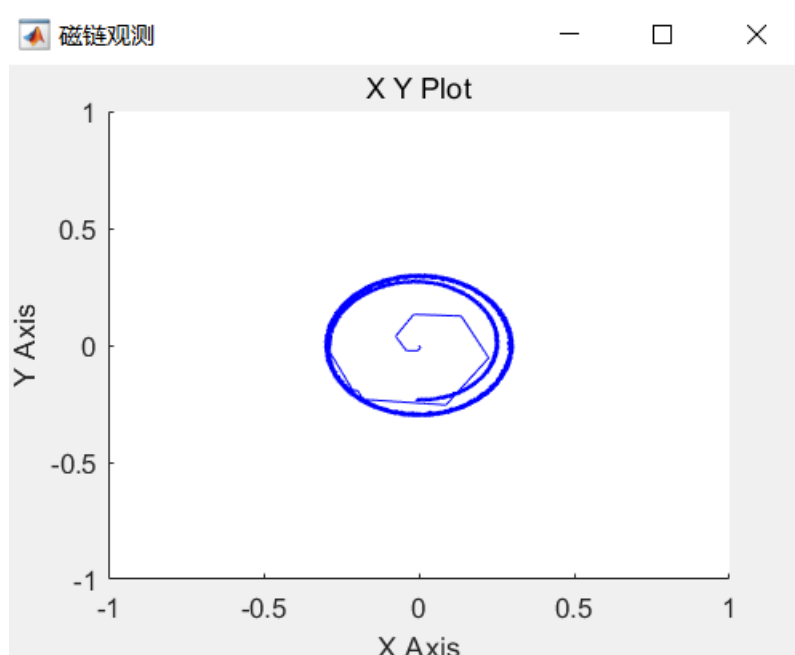


图 6-11 1500转时的磁链曲线  
Figure 6-11 Flux curve at 1500 RPM

(3) 通过比较 $n^*=1000\text{r/min}$ 和 $n^*=1500\text{r/min}$ 条件下，带转矩内环的转速和磁链闭环矢量控制系统仿真结果，我们可以知道，在两种条件下，实际电流都能快速的跟随给定值，充分发挥了闭环控制的优越性。因为根据异步电动机矢量变换及等效直流电动机模型可知，转子磁链定向实现了定子电流的转矩分量和励磁分量的解耦，转子的角速度主要受定子电流的转矩分量 $i_{st}$ 控制。采用电流闭环控制，通过改变转子角速度的给定值 $\omega^*$ ，通过反馈环节可以实现对定子电流转矩分量 $i_{st}$ 的控制。当系统受到扰动时，定子电流转矩分量 $i_{st}$ 虽然发生变化，但是由于反馈环节的作用， $i_{st}$ 能够很快的恢复到扰动之前的状态。

纵观图 6-1 带转矩内环的转速和磁链闭环的矢量控制系统仿真模型，转速给定 $n^*$ 通过转速调节器（ASR）得到转矩调节器（ATR）的给定转矩 $T_s^*$ ，而仿真模型中增加了转矩内环， $T_s^*$ 和矢量控制方程计算出的反馈信号 $T_e$ 在转矩调节器

（ATR）中作用，得出定子电流的转矩分量给定值 $i_{st}^*$ 。转矩内环的作用是：当转子磁链发生波动时，通过转矩调节器及时调整电流转矩分量的给定值，以抵消磁链变化的影响，尽可能不影响或者少影响电动机转速。另一方面，转子磁链给定值为 $\psi_t^*$ 与通过转子磁链定向转子磁链电流模型得出的转子磁链 $\psi_t$ 比较，经过转子磁链调节器 ApisR，得出电子电流的励磁分量 $i_{sm}^*$ 。磁链调节器作用是：力图使转子磁链恒定。ATR 和 APsiR 的输出分别是定子电流的转矩分量 $i_{st}^*$ 和励

---

磁分量 $i_{sm}^*$ 。 $i_{sm}^*$ 和 $i_{st}^*$ 经过 2r/3s 变换后得到三相定子电流的给定值 $i_{sa}^*$ 、 $i_{sb}^*$ 、 $i_{sc}^*$ ，并通过电流滞环控制 PWM 逆变器控制电动机定子的三相电流。

### 5.3 本章小结

本章介绍了三相异步电机空间矢量控制系统的 simulink 结构，仿真参数，以及部分的机构参数。同时，本章对于仿真结果进行了分析，并且提出了改进方法，对于三相异步电机的控制极具参考意义。

---

## 第七章 心得体会

仿真实验结果表明了通过矢量变换建立的电机模型的正确性和有效性。系统仿真表明,适当地选取调节参数和合适的仿真参数和仿真算法,可使该系统得到良好的动态性能,对给定值具有良好的动态跟踪能力,控制系统的各个部分协调运行,实现了优化,获得了具有理想性能的调速系统。同时也可以看到,矢量控制是控制学科发展历程中的一个崭新的阶段。目前,矢量控制的研究与应用已经深入到众多的领域;同样,它的发展也给电气传动系统的控制策略带来了新思想、新方法。SIMULINK软件在矢量控制交流调速系统中确实为优秀而便利的软件,必将获得更广泛的应用。

通过大量的理论计算和仿真实验研究知,实现矢量控制的方法不是惟一的,比如,为了实现磁场定向控制,需要测出转子磁链的幅值和相位,但是 $\psi_2$ 是电动机内部的物理量,直接检测在技术上难以实现。因此,多采用间接观测的方法,即检测与 $\psi_2$ 有关的电动机运行参数,如定子电压、电流或转速等,然后根据电动机的动态数学模型,通过运算,实时计算转子磁链的幅值和相位。

此外也可以根据系统运行的指令值 $i_{sm}^*$ ,  $i_{st}^*$ 和检测到的转子位置信号或转子速度信号,通过计算求得 $\psi_2$ 的幅值和相位。

刚拿到这个课题的时候,完全不知道如何入手,后来我重新学习了相关理论知识才慢慢有了思路。做课设的过程是个自我探索、自我学习的过程,在此期间,我们不仅学到了专业的知识,也提升了自己的学习能力。这次课设收获很大,不仅深入了解了异步电动机矢量控制,也再一次熟悉了Matlab这个常用软件。调配参数费了很多时间,总是得不到理想的仿真结果,其中需要自己学习很多东西,并在很短的时间内融会贯通,考验了自己的学习能力。我明白了坚持不懈的真正含义,是次难忘的课设。通过以上仿真过程可以看出,采用MATLAB环境下的SIMULINK仿真工具,可以快速地完成一个电动机控制系统的建模、仿真,且无须编程,仿真直观、方便、灵活。异步电动机矢量控制MATLAB仿真实验对于开发和研究交流传动系统有着十分重要的意义,并为系统从设计到实现提供了一条捷径。

---

## 参考文献

- [1] 王成元, 夏加宽, 孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [2] 周扬忠, 胡育文. 交流电动机直接转矩控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [3] 袁雷, 胡冰新, 魏克银. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [4] 袁雷. 插入式永磁低速同步电机非奇异终端滑模观测器设计[J]. 物理学报, 2013, 62(3): 136-142.
- [5] 蒋学程, 彭侠夫. 小转动惯量三相异步电机电流环二自由度内模控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(8): 696-700.
- [6] 张小新. 高性能永磁同步电动机矢量控制系统的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2009.
- [7] 刘纯金. 交流同步电机及其控制技术[D]. 北京: 北京交通大学, 2009.
- [8] G. Frey, L. Litz, Formal methods in PLC programming, IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, Nashville, TN, USA, 2000. OCT 8-11, pp. 2431-2436.
- [9] Swartjes, L. van Beek, D.A. Fokkink, WJ. van Eekelen, J.A.W.M. , Model-based design of supervisory controllers for baggage handling systems, Simulation Modelling Practice and Theory, 2017, 78(11): 28-50.
- [10] A. Yakovlev, A. M. Koelmans, Petri nets and digital hardware design [M] Berlin, Germany: Springer, 1998.
- [11] A. Yakovlev, L. Gomes, L. Lavagno, Hardware design and Petri nets [M]. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2000.
- [12] M. Diaz-Rodriguez, E. Lopez-Mellado, P. Brameret, J. Roussel, Translation from Petri nets to Boolean equations for the algebraic design of logic controllers [C]. IEEE International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control 2011. OCT 26-28, pp. 1-6.
- [13][6] C. Silva, C. Quintans, A. Colmenar, M. Castro, E. Mandado, A method based on Petri nets and a matrix model to implement reconfigurable logic controllers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2010. 57(10): 3544-3566.

- 
- [14]F. Pereira, L. Gomes, FPGA based Speed Control of Brushless DC Motors using IOPT Petri Net models[C], IEEE International Conference on Industrial Technology, 2013.FEB 25-28, Cape Town, South Africa, pp: 1011-1016.
- [15] F. Pereira, L. Gomes, The IOPT-Flow Modeling Framework Applied to Power Electronics Controllers[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2017 64(3): 2363-2372.
- [16]夏长亮, 无刷直流电机控制系统 [M]. 北京: 科学出版社, 2009.