

南京理工大学泰州科技学院

毕业设计说明书(论文)

作 者: 冯锦洋 学 号: 1901050203

学院(系): 电子电气工程学院

专 业: 电气工程及其自动化

题 目: 基于 PI 模糊调节器的

永磁同步电机矢量控制

指导者: 牛绿原 副教授

评阅者: 刘 超 副教授

2023 年 5 月

毕业设计说明书（论文）中文摘要

永磁同步电动机是一种具有非线性、强耦合的控制系统。传统的 PI 调节器虽然可以实现永磁同步电机的矢量控制技术,但不能实时调整系统变化的参数。为此,本文将 PI 调节器和模糊控制理论相结合,通过变模糊化、模糊推理和去模糊化等方式实现永磁同步电机的矢量控制技术,与传统 PI 调节器的矢量控制仿真模型相比,可以清楚地发现基于模糊 PI 调节器的矢量控制具有更快的响应速度、更强的抗干扰性能等功能,更符合永磁同步电机的高性能驱动要求。

本研究在 Matlab/Simulink 中建立一个基于模糊 PI 控制器的永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型,接着与传统 PI 调节器的永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型进行多方面对比分析。过对比分析的结果可以看出,相对于传统的 PI 控制器,在性能方面模糊 PI 控制器具有更优越的动态性能和稳态性能。

关键词 表贴式永磁同步电机 矢量控制系统 模糊 PI 控制

毕业设计说明书（论文）外文摘要

Title Simulation of Surface Mounted PMSM Vector Control
 Based on Fuzzy PI Control

Abstract

Permanent magnet synchronous motor is a control system with nonlinear, strong coupling. Although the traditional PI regulator can realize the vector control technology of permanent magnet synchronous motor, it cannot adjust the parameters of system changes in real time. Therefore, this paper combines PI regulator and fuzzy control theory, and realizes the vector control technology of permanent magnet synchronous motor by variable fuzzing, fuzzy reasoning and defuzzification, and compared with the vector control simulation model of traditional PI regulator, it can be clearly found that the vector control based on fuzzy PI regulator has faster response speed, stronger anti-interference performance and other functions, which is more in line with the high-performance drive requirements of permanent magnet synchronous motor.

In this study, a fuzzy PI controller based permanent magnet synchronous motor vector control system simulation model is established in Matlab/Simulink, and then the traditional PI regulator of permanent magnet synchronous motor vector control system simulation model is compared and analyzed in many aspects. The results show that compared with traditional PI controller, fuzzy PI controller has better dynamic and steady performance.

Keywords Surface-mounted permanent magnet synchronous motor vector control fuzzy PI control Infrared remote control

目 录

1 绪论	1
1.1 课题研究的背景	1
1.2 课题研究的意义	2
1.3 研究概况	2
1.4 本文主要研究内容	4
2 永磁同步电机的基本原理及数学模型	5
2.1 PMSM 的工作原理	5
2.2 PMSM 的数学模型	7
2.3 永磁同步电机坐标变换	9
2.4 本章小结	12
3 永磁同步电机矢量控制原理	13
3.1 矢量控制系统理论	13
3.2 矢量控制系统的控制方式	14
3.3 空间矢量脉宽调制技术	15
3.4 本章小结	19
4 永磁同步电机模糊 PI 控制器的设计	20
4.1 模糊控制器的基本原理	20
4.2 模糊控制器隶属函数的建立	21
4.3 模糊规则	22
4.4 模糊 PI 控制器	23
4.5 本章小结	24
5 永磁同步电机矢量控制系统仿真研究	25
5.1 仿真工具简介	25
5.2 控制系统仿真模型	25
5.3 仿真结果分析	30
5.4 本章小结	33
结束语	34
致 谢	35
参 考 文 献	36

1 绪论

人类对科学技术的不断研究和进步，以及对产业发展的要求，使驱动电机作为科技发展必不可少的能源机器成为人们关注的焦点。电机主要分为两种类型——直流电机和交流电机。直流电动机以其可控性强、内部结构简单的特点，是 1970~1980 年间国内外电驱动系统使用的主要电动机。然而，由于其内部结构缺陷，直流电机正在慢慢被取代，已经不能满足科技的进一步要求。交流调速系统比直流调速系统速度响应速度显著提高，调速范围大，同时性能好、精度高。所以性能比较差的直流电机正逐步退出历史舞台，而交流电机已经成为驱动电机的主流。

与其他电机相比，永磁同步电机（PMSM）具有各种优势，这使其成为工业科学和技术领域广泛使用的驱动电机。尽管如此，电机也有一些局限性。因此，PMSM 控制的准确性是其实用性的决定因素。为了控制永磁同步电机，经常使用传统的 PI 系统。但是由于永磁同步电机存在非线性问题，使得传统 PI 控制系统不能提供人类需要的精确度，驱动电机效率较低，使电机工作效率下降^[1]。此外，它不能很好地解决连接的问题，主要表现在速度响应缓慢和大量过冲^[2]。因此本论文将对此缺点进行研究旨在改善此缺点^[3]。

1.1 课题研究的背景

随着社会的不断发展，对高性能交流调速系统的需求日益增加。此外，随着电力电子器件的进步，世界各地的学者都被吸引到这一课题中，并迅速成为研究的焦点。在交流速度控制领域，研究人员做出了重大努力来创新和改进其各个方面，经常将新组件集成到系统中。这些努力大大推动了交流调速技术的发展。

矢量控制算法是一种主要用于交流调速系统的脉宽调制算法，可以实现对电机转速和转矩的高度精准控制。近年来，交流调速系统引起了广泛的研究热潮，研究如何结合调速和控制技术来实现更好的性能显得尤为重要。为此，许多学者将交流调速技术和模糊逻辑控制相结合来设计控制器，这种策略变得越来越实用，并使交流调速系统中 PI 参数的设计焕然一新。

在控制永磁同步电机方面，学者们进行了大量研究，不断开发创新的控制技术以实现高性能的控制系统。目前已经有许多先进的永磁电机控制算法被提出和应用，如空间矢量控制、直接矢量控制、预测控制等。这些算法能够确保永磁电机具有更高的

效率、更可靠的性能和更长的寿命。随着控制算法和技术的不断创新将推动交流调速系统和永磁同步电机在实际应用中的广泛普及和进一步发展。随着近年来新能源领域的发展，对永磁同步电机的控制和优化需求不断增加。同时，表贴式结构的永磁同步电机具有较高的应用价值和市场潜力。因此，基于模糊 PI 的表贴式永磁同步电机矢量控制方法在未来的应用前景非常广阔，将有望在汽车、航空、工业自动化等领域中得到广泛应用。

本文所述的基于模糊 PI 的表贴式永磁同步电机矢量控制方法是将矢量控制和模糊控制相结合的一种新的控制方法。该方法可以充分利用两种控制方法各自的优点，使得电机控制系统具有更好的鲁棒性和抗干扰性。因此，在国内外已经有很多学者进行了相关研究，并取得了良好的实验效果。

1.2 课题研究的意义

基于模糊 PI 的表贴式永磁同步电机矢量控制的研究具有以下几个方面的意义。

提高电机运行精度和效率：该方法可以提高永磁同步电机在任何速度下的转矩精度和效率，并能够实现优异的响应特性和动态性能。具有更好的鲁棒性和抗干扰性，本方法利用基于模糊逻辑控制方法能够有效地处理永磁同步电机系统存在的非线性，时变及参数不确定性等问题，使电机控制系统鲁棒性及抗干扰性得到增强。该方法可以使永磁同步电机在新能源汽车中的使用更加稳定、可靠和高效，推动新能源汽车领域的进一步发展。由于表贴式永磁同步电机体积小、重量轻、运行效率高等特点，因此在汽车、航空等领域中具有广阔的应用前景。

综上所述，基于模糊 PI 的表贴式永磁同步电机矢量控制的研究有一定的理论意义与实践意义，对促进永磁同步电机技术的发展、提高电机运行效率和精度具有重要作用。

1.3 研究概况

最初，由于固定频率电源无法实现变频调速控制，对永磁同步电机的研究仅限于稳态和直接启动。然而，在 1980 年代，逆变器的发明允许实现变频电源和调速控制。逆变器是一种电力电子器件，其发明为变频电源和调速控制带来了新的可能。逆变器能够将交流信号转换为直流信号，再将直流信号转换为需要的频率与电压的交流信号输出。这个过程使得电机可以根据需要产生不同的转矩、速度和功率输出，从而

实现精准控制。

永磁同步电机也因逆变器的出现得到广泛运用。相比于传统电机，永磁同步电机一般不带阻尼绕组，具有体积小、效率高等优点。然而，由于缺乏阻尼绕组，永磁同步电机使用时容易受到温升、转动惯量增大以及电机转矩惯量比减小的影响。同时，虽然不同类型的同步电机在结构上存在相似之处，但是逆变器的控制方式会对原有的动态和静态性能产生不同的影响。

在 1990 年代初期，R.B.Sepe 将自校准控制与转速环相结合，以提高控制策略的抗干扰能力。鲁棒控制理论的发展带来了电机调速系统发展的新水平，最初采用 PI 控制策略是因为它结构简单，操作方便。然而，有许多外部条件可以改变永磁同步电机的速度控制系统，从而降低其性能。鲁棒控制技术能够通过自动调整的参数来提高系统的动态和静态性能，这些参数在鲁棒控制策略实施期间随着外部条件的变化而变化。1990 年代以来，随着永磁同步电机 PI 参数的在线调节应用，电驱动控制系统有了新的进展。智能控制技术的不断发展，使永磁同步电机控制系统性能得到优化。电力电子技术不断发展，使其控制系统逐渐完善。如今，永磁同步电机在各种日常生活活动、工厂和科学技术研发部门都有使用。永磁同步电机的发展越来越有前途。

目前，基于模糊 PI 的表贴式永磁同步电机矢量控制已成为永磁同步电机控制中的研究热点之一。在这一领域中，研究者们主要从以下几个方面展开研究：制算法优化，针对控制器参数调节困难等问题，研究者们提出了各种基于模糊 PI 的控制算法，如自适应模糊 PI 控制、改进型纯比例微分控制等。效率与稳定性改进，为提高电机效率和稳定性，研究者们通过优化控制策略、增加反馈回路、减小电机噪声等方法来改进电机运行状态。系统仿真与实验验证，研究者们通过建立基于模糊 PI 控制的表贴式永磁同步电机控制系统进行了仿真与实验，证明了所提出的控制方法是可行有效。应用拓展与实际应用，该研究不仅局限于新能源汽车领域，在家电、工业自动化等领域也得到了广泛应用，并有望成为未来永磁同步电机技术发展的重要方向。

总之，当前基于模糊 PI 的表贴式永磁同步电机矢量控制的研究^[4]已经进入到了理论优化和实际应用阶段，相关研究成果得到了广泛认可，并在新能源汽车、工业自动化等领域中得到了应用。未来，该领域的研究将更加注重控制算法与硬件实现相结合，以达到更高的控制精度和效率。^[5]

1.4 本文主要研究内容

本文的主要内容如下：

第一章：本文介绍永磁同步电机研究的重要性及背景，详细论述了其历史和目前研究现状以及在各个方面的广泛应用。

第二章：简要概述了永磁同步电机及其工作原理和数学模型的广泛研究。分析并补充了各种坐标系下永磁同步电机的数学模型。

第三章：探讨了永磁同步电机的矢量控制技术同时分析了较为常见的控制方式，分析了作为 PMSM 控制系统的核心之一的 SVPWM 的控制原理。

第四章：矢量控制的基础上选择了合适的控制方式并且加入模糊控制。介绍了模糊控制的原理，设定了模糊隶属函数以及模糊规则，形成模糊 PI 控制。

第五章：首先大致地介绍了仿真工具 Matlab,然后用 Matlab/Simulink 建立了基于模糊 PI 与传统 PI 两种方法的表贴式永磁同步电动机矢量控制仿真模型。主要比较分析了转速，转矩以及电流等数据。

2 永磁同步电机的基本原理及数学模型

永磁同步电机（PMSM）由于其优势特性而比直流电机更受欢迎。但永磁同步电机的复杂和非线性结构导致复杂的数学模型，从而使研究过程复杂化。因此，提出了一种坐标系转换方法作为解决方案，以简化 PMSM 数学模型的分析过程，将其线性解耦，并将交流转换为直流^[6]。通过这样做，将导致 PMSM 控制系统的控制技术水平的提高^[7]，从而加快开发速度。

2.1 PMSM 的工作原理

永磁同步电动机与一般同步电机一样，由定子和转子两个主要组成部分所构成。其中，定子轴通过联轴器与转子联接，而其转子又可分为内转子及外转子两种型式。图 2.1 所呈现的是该结构的基本构成。定子体上设有极数不同的两个永磁体。电机的定子结构由经过冲压的硅钢片形成的定子铁心和嵌入三相电枢绕组的定子绕组组成。定子串入一个永磁体或两个永磁体构成的励磁系统，其特点在于通过改变励磁线圈电流来调节电机转速。转子通常由轴、永久磁钢和磁轭等元件构成，其主要功能在于在电动机的气隙内产生足够的磁感应强度，以与通电后的定子绕组相互作用，从而产生转矩，以驱动转子自身运转^[8]。

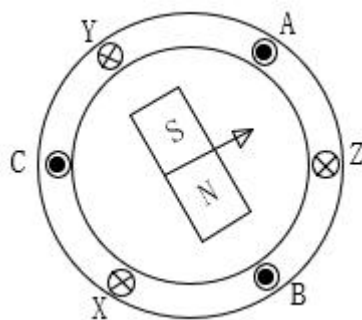


图 2.1 永磁同步电机内部结构图

永磁同步电机分为正弦波电流驱动的永磁同步电机和方波电流驱动永磁同步电机。这两种器件有许多共通之处，例如它们的转子都采用了磁钢结构，而只有在定子通以对称的交流电的情况下才能产生转矩；电机均由永磁体、铁心以及绕线圈组成。永磁同步电机和方波电流驱动永磁同步电机的最大差异在于前者的反电动势波形呈现正弦波形态，而后者则呈现梯形反电动势波形。由于二者均为三相桥型电路，所以

电机内部各部分都存在着不平衡问题，即存在基频分量和高次谐波。

在转子结构方面，正弦波永磁同步电机可分为隐极式和凸极式两种类型。隐极式正弦波永磁同步电机的转子结构相对简单，主要包括转子铁芯、永磁体以及轴承等组成部分。其中，铁芯与永磁体一体化，形成一个整体。这种结构紧凑，启动性能好，同时由于不需要特殊的绕线方式，制造成本也较低。但是，由于永磁体的磁场分布不均匀，因此很难达到高功率密度的要求。凸极式正弦波永磁同步电机的转子结构则比较复杂，通常采用了倾斜工艺和焊接技术，使得磁极呈“凸”字形，并且在转子外面覆盖有绕制的绕线。这种结构的优点是功率密度高，高速运转稳定，适用于大型驱动器和高速机械。然而，由于制造工艺复杂，成本较高，同时也存在着采用倾斜工艺时导致磁场分布不均匀的问题。

表贴式永磁同步电动机如下图 2.2 永磁体的用量较小,磁链谐波分量较少，更容易产生正弦波磁动势;内置式无轴承永磁电动机能够产生较大的电感、转矩与悬浮力^[9]。

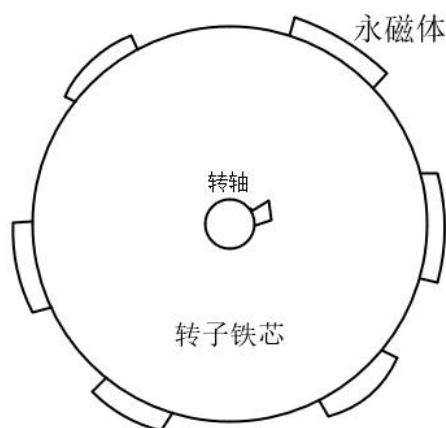


图 2.2 表贴式永磁同步电动机

内置式转子结构可最大限度利用转子磁路不对称产生的磁阻转矩，提高电机的功率密度，改善其动态性能。与表贴式转子相比，内置式转子制造工艺简单，但漏磁系数和制造成本更高。因此，在设计时必须考虑漏磁问题。对于具有切向式 IPM 的转子磁路结构，相邻的两个磁极并联，以提供一个在极距下的磁通。在定子绕组中引入了附加磁场，使其每匝感应电动势为零，从而减少漏磁系数。因此，可以获得更为显著的每个磁通的极值。随着电动机极对数的增加，该结构呈现出更为显著的突出特征。通过计算和实验验证，得出了电机性能随定子槽数的增加而提高的结论^[10]。

2.2 PMSM 的数学模型

永磁同步电动机只有定子绕组，没有转子绕组，因此永磁同步电动机数学模型的电压方程和磁链方程只需要列出定子侧方程即可^[11]。

（1）永磁同步电机三相静止坐标下的数学模型：

三项定子电压平衡方程为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

式中，R 为单相绕组的阻值； u_a ， u_b ， u_c 为三相绕组的相电压； i_a ， i_b ， i_c 为三相绕组电流； ψ_a ， ψ_b ， ψ_c 为三相磁链。

定子磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \psi_f$$

将磁链方程带入式中，化简得电压、电流方程：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + p \cdot L & 0 & 0 \\ 0 & R + p \cdot L & 0 \\ 0 & 0 & R + p \cdot L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}$$

上述式中， $L = L_1 - M_1$ 。

电磁转矩方程为：

$$T_e = p_n \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \psi_f$$

运动方程：

$$T_e - T_l - B\omega = J \frac{d\omega}{dt}$$

（2）永磁同步电机在两相静止坐标下的数学模型

进行 PMSM 两相静止坐标系下的数学模型的生成，需要先将两个矩阵进行相乘，然后使用 Clark 变换进行坐标变换。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\alpha + P \cdot L_\alpha & 0 \\ 0 & R_\beta + P \cdot L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

上式中， $R=R_\alpha=R_\beta=R_s$ ； $L=L_\alpha=L_\beta$ 。

磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}$$

转矩方程为：

$$T_e = \psi_f (i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta)$$

（3）永磁同步电机在同步旋转坐标下的数学模型

为了简化 PMSM 的数学模型，我们使用了一种双相旋转坐标轴系（d-q 坐标系），以提高其精度和可靠性。

从 Park 变换规则可推算出，永磁同步电动机定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases}$$

磁链方程为：

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

电磁转矩方程为：

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

根据 $L_d=L_q$ ，简化电磁转矩公式：

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q$$

机械运动方程为：

$$T_e = T_l + B\omega + J \frac{d\omega}{dt}$$

其中， $\omega_e = p_n \omega$ 。

2.3 永磁同步电机坐标变换

在矢量控制中用到几种坐标系，以下对各坐标系进行逐一分析。

2.3.1 Clark 变换

Clark 变换如下图 2.3 所示，三相 ABC 坐标转换为 α - β 坐标系， α 轴和 A 轴对齐， β 轴超前 α 轴 90° 。

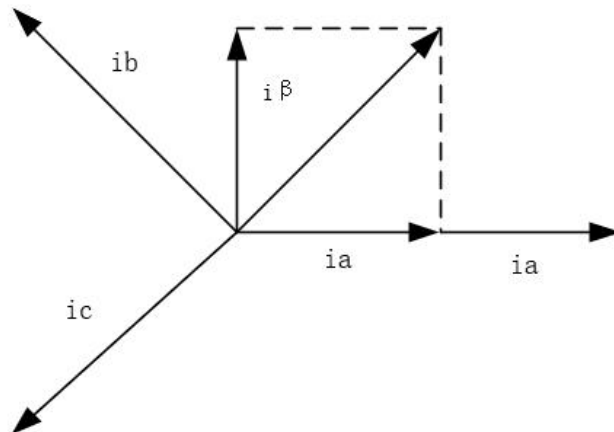


图 2.3 Clark 变换图

Clark 正变换公式为：

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

Clark 反变换公式为：

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

在三相坐标系中，电流是三相对称正弦波，即 $i_a+i_b+i_c=0$ ，所以正变换为：

$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = \frac{i_a + 2^* i_b}{\sqrt{3}} \end{cases}$$

逆变换为：

$$\begin{cases} i_a = \frac{2}{3} i_\alpha \\ i_b = -\frac{1}{3} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} i_\beta \\ i_c = -\frac{1}{3} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3} i_\beta \end{cases}$$

2.3.2 Park 变换

Park 变换是一种将静止坐标系 α - β 下的矢量变换转化为 d - q 旋转坐标系下的矢量的方法，通过将物理量转换到转子同步旋转的坐标系中^[12]，从而将原本相对定子动态旋转的转子转变为相对定子静止，无需考虑转子的旋转问题，为电机方程带来了更加简化的解决方案。

Park 正变换矩阵为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Park 逆变换矩阵为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

2.3.3 d-q 坐标系下永磁同步电机的数学模型

将三相 ABC 坐标系下的 PMSM 使用 Clark 变换、Park 变换之后，便可得到两相旋转 d-q 坐标系下的数学模型。

其定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = i_d * R_s + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_e * \varphi_q \\ u_q = i_q * R_s + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega_e * \varphi_d \end{cases}$$

上式中， R_s 是定子电阻； u_d, u_q 是定子电压在 d-q 坐标中的分量； i_d, i_q 是电子电流在 d-q 坐标系中的分量； φ_d, φ_q 是定子磁链在 d-q 坐标系中的分量， ω_e 是电角速度。

定子磁链方程为:

$$\begin{cases} \varphi_d = i_d^* L_d + \varphi_f \\ \varphi_q = i_q^* L_q \end{cases}$$

上式中， φ_f 是永磁体磁链。

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n * i_q^* \left[i_d (L_d - L_q) + \varphi_f \right]$$

上式中， P_n 是电机极对数。由于表贴式转子结构的永磁同步电机中 $L_d = L_q$ ，可简化为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n * i_q^* \varphi_f$$

2.4 本章小结

本章研究且推导了永磁同步电机的物理结构以及其 Park 变换、Clark 变换 d-q、坐标系下的数学模型，探讨了在不同坐标系下变换关系以及与电机数值相关的变量关系。

3 永磁同步电机矢量控制原理

矢量变换控制理论探讨了利用坐标变换技术对永磁同步电机（PMSM）在不同条件下的数学模型进行分析和简化。根据空间电压矢量对转子位置进行估计，设计出一种基于磁链观测与转速辨识相结合的电机控制策略。通过利用磁场的定向控制技术，成功实现了对永磁同步电机定子电流的精准调节，从而实现了对其速度的精准控制。

3.1 矢量控制系统理论

矢量控制是一种高效的控制方法，可用于优化永磁同步电机和感应电机等交流电机的性能。通过将交流电机的电动力学方程变换到旋转坐标系下，实现非常规转子基波定向控制^[13]。这使得对于任何给定的参考轴，可以轻松地正确控制交流电机的电磁状态，并产生所需的电磁转矩，实现高效控制。

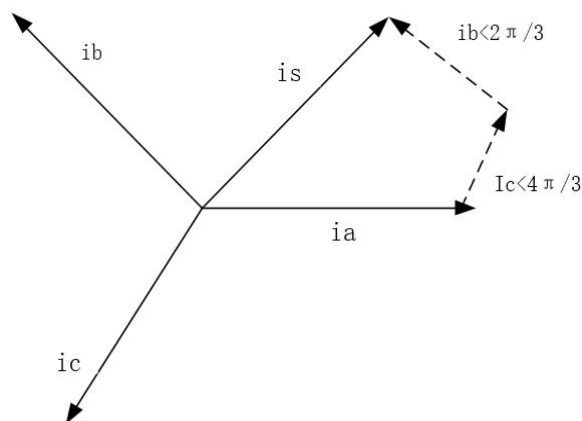


图 3.1 矢量变换图

矢量控制主要包括两部分：

（1）通过确定参考轴，对三相交流信号进行电压/电流空间矢量变换，以实现将其转换至旋转坐标系下的目的。

（2）运用反馈控制方式调节各个轴分量的幅值与相位，来实现控制目标。

具体地，采用空间矢量变换将三相交流信号转换到旋转坐标系下，把直角坐标系下的三相物理量投影到两个正交坐标轴（d 轴、q 轴）上组成一个复数，在矢量联结图中表示为矢量，该矢量表征了永磁同步电机的电磁状态。在此基础上，采用反馈控制策略，调节 d 轴、q 轴分量的幅值和相位，使得矢量在旋转坐标系下沿着目标的方向

向旋转来控制电磁转矩达到电机输出所需要的数值。

为了将交流矢量转化为两个独立的直流标量，以便分别进行调节，并将被调节的直流量还原为交流量控制，从而最终控制电机的运行状态，必须进行矢量的坐标变换[14]。

3.2 矢量控制系统的控制方式

在矢量控制技术中，控制策略可以依据不同用途，使用不同的控制方法。例如：最大电流比控制、恒磁链控制、 $\cos\varphi=1$ 控制、 $i_d=0$ 控制等等[16]。本文列举了几种比较常见的四种控制方法，优势以及不足如下表 3.1 所示。

表 3.1 控制方式优缺点对比表

控制方式	恒磁链控制	$\cos \phi =1$ 控制	最大电流比控制	$i_d=0$ 控制
优点	较高的转矩响应性能；能耗较低；高效性。	提高功率因数；提高效率；简单易用。	控制精度高；适用范围广；控制性能稳定。	可以快速响应和准确控制转矩；系统相对简单，易于实现和控制；稳态误差较小。
缺点	低速时可能出现控制性能下降；受电机参数影响；控制复杂性高。	控制精度相对较低；待机消耗；受电网参数变化。	控制速度较慢；电机参数误差对控制精度影响较大；控制复杂程度高。	高频噪声较大；对电机的参数变化较为敏感；实时性要求较高。

通过分析比对以上四种方法的优缺点，在本课题中选择 $i_d=0$ 的方法更为简单，容易实现且效果提升更好[17]。因为采用 $i_d=0$ 的方式对 PMSM 进行控制，矢量控制系统结构框图如下图 3.2 所示由 SVPWM 模块、PMSM 模块、Park 变换模块、Clark 变换模块、PI 控制器等组成：

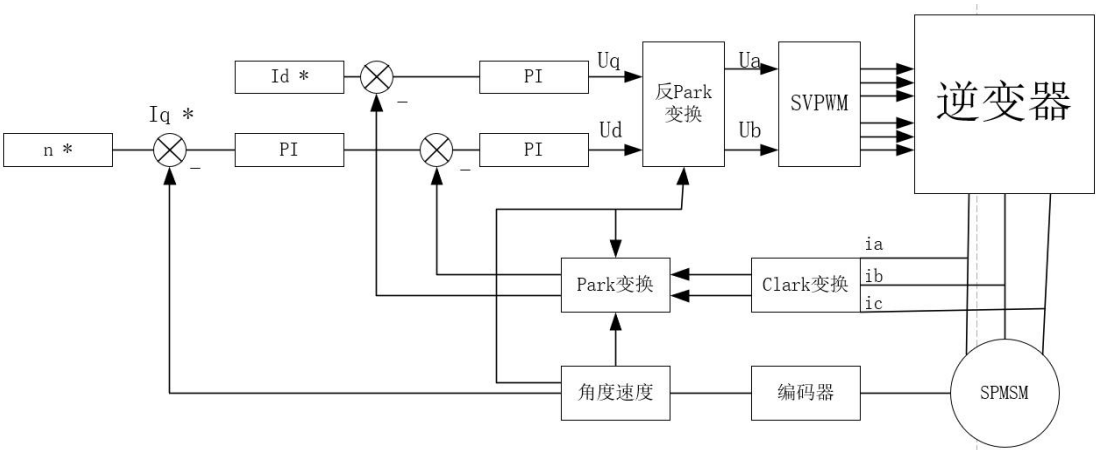


图 3.2 永磁同步电机矢量控制结构框图

如图 3.3 所示，根据设定的转速 n^* ，结合电动机的反馈转速，推导出转速差，并通过转速调节器进行调节，最终得出一个合理的电流指令值 $i_q^*=0$ ^[18]。为了得到三相定子电流值，需要通过 $2r/2s$ 旋转变换与 $2/3$ 变换，采用 SVPWM 技术控制逆变器三相输出电流跟随其电流参考值。当电机的三相定子电流得到控制时，永磁同步电动机的 i_q 和 i_d 也得到了控制，从而实现了对其磁场和电磁转矩的精准控制。在此基础上，对永磁同步电动矢量控制系统进行分析。逆变器为永磁同步电动机提供电力，以实现对其转速的精准控制。

3.3 空间矢量脉宽调制技术

在永磁同步电机矢量控制系统中，PWM 控制技术是最基本的控制技术之一。针对该项目，采用了宇宙电压矢量 PWM 控制（SVPWM），也被称为流量正弦 PWM 控制。相比其他控制方法，SVPWM 控制方法具有功率器件导通损耗低、逆变器直流侧电压利用率高、电流聚集度低等优点^[19]。

SVPWM 控制方法的理论基础是平均等效原理。该原理是指将主电压矢量组合成一个开关周期，使它们的平均值等于给定的电压矢量。在实际应用中，电压矢量可以组成一个区域，在两个相邻的非零矢量间以及在形成该区域的零矢量时段内获得。通过利用两个矢量的工作时间重复使用，并控制每个电压矢量的变换时间，从而使电压场矢量接近按照圆形轨迹旋转，逆变器各种过渡状态所产生的磁电流逐渐接近理想磁电流范围。逆变器的过渡状态由两者的比较结果决定，从而形成 PWM 波形。这种控制方法有助于提高系统的效率和精度，并且广泛用于电机控制器领域^[20]。

根据 Clark 变换，定子电压矢量在 α 、 β 轴上的分量与逆变器输出的相电压符合以下公式：

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix}$$

因此，功率晶体管的开关状态也决定了 $V_{s\alpha}$ 、 $V_{s\beta}$ 的大小，此状态组合有 8 种，便形成了 8 个基本的空间矢量，对应关系如下表 3.2:

c	b	a	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	Vector
0	0	0	0	0	0_0
0	0	1	$2V_{DC}/3$	0	U_0
0	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	U_{120}
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	U_{60}
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	U_{240}
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	U_{300}
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	0_{111}

表 3.2 功率开关状态与其对应关系

从表 3.2 可以看出，在 8 个基本空间矢量中有 6 个非零矢量和 2 个零矢量，且其相邻矢量夹角为 60° ，如下图 3.3 所示：

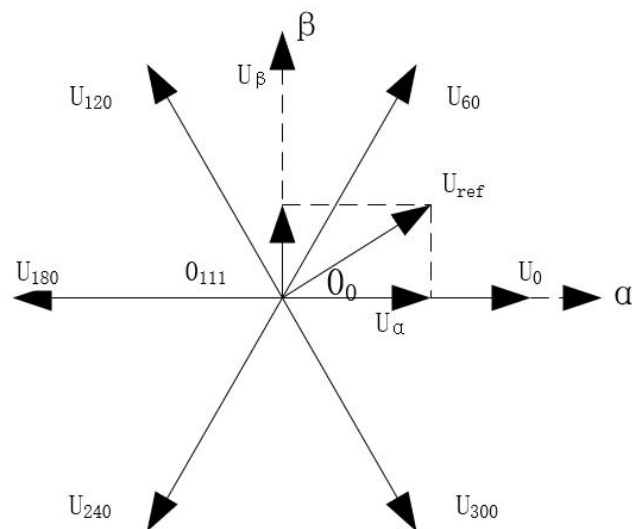


图 3.3 基本空间矢量示意图

如图 3.5 基本空间矢量把空间分成了 6 个扇区。

3.3.1 SVPWM 控制

(1) 电压矢量位置的确定

即：

$$\begin{cases} U_y = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \\ U_x = U_\beta \\ U_z = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \end{cases}$$

若 $X=1$, $UX>0$; 若 $X=0$, $UX=0$;

若 $Y=1$, $UY>0$; 若 $Y=0$, $UY=0$;

若 $Z=1$, $UZ>0$; 若 $Z=0$, $UZ=0$ 。

所以电压位置为:

$$N=X+2Y+4Z$$

(2) 相邻非零矢量的时间

设变量 A , B , C 且满足下列方程组:

$$\begin{cases} A = \frac{\sqrt{3}U_\beta T_s}{U_{DC}} \\ B = \frac{T_s(3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta)}{2U_{DC}} \\ C = \frac{T_s(-3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta)}{2U_{DC}} \end{cases}$$

(3) 电压矢量的切换时间

设 T_{Xon} 、 T_{Yon} 、 T_{Zon} 则有:

$$\begin{cases} T_{xon} = (T_s - T_1 - T_2) / 2 \\ T_{yon} = T_{xon} + T_1 \\ T_{zon} = T_{yon} + T_2 \end{cases}$$

可求出对应扇区值 T_X 、 T_Y 、 T_Z , 如下表 3.3 所示:

表 3.3 扇区取值表

扇区	1	2	3	4	5	6
T_X	T_{yon}	T_{xon}	T_{xon}	T_{zon}	T_{zon}	T_{yon}

$$T_Y \quad T_{xon} \quad T_{zon} \quad T_{yon} \quad T_{yon} \quad T_{xon} \quad T_{zon}$$

$$T_Z \quad T_{zon} \quad T_{yon} \quad T_{zon} \quad T_{xon} \quad T_{yon} \quad T_{xon}$$

(4) SVPWM 信号输出

为了最小化谐波对系统的影响，本研究采用了一种控制策略，即在每个 SPWM 周期内，对每个通道进行两次切换。该方法可以将一个开关频率下产生的总谐波畸变率降低到最小程度。虽然这种转换方式会导致开关损耗的增加，但其所含谐波成分却相对较少。

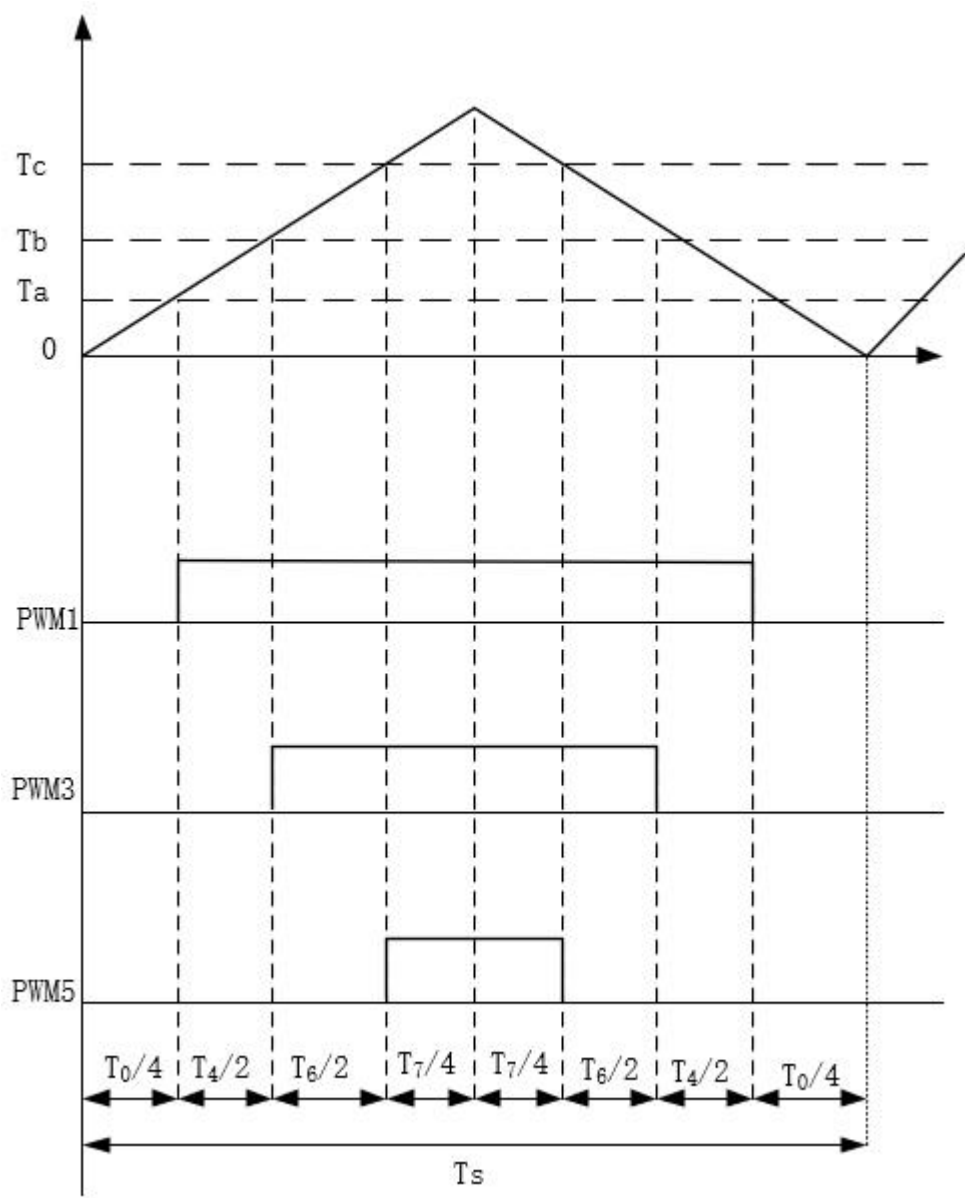


图 3.4 SPWM 波形

3.4 本章小结

本章介绍了矢量控制理论，且列出了恒磁链控制、 $\cos \phi = 1$ 控制、最大电流比控制、 $i_d = 0$ 控制这四种控制方式的优缺点，本课题选择了方法较为简单，容易实现且效果也不错的 $i_d = 0$ 控制。本章还重点介绍了空间矢量脉宽调制技术的原理。

4 永磁同步电机模糊 PI 控制器的设计

模糊 PI 控制器主要用于永磁同步电机的转速控制，其核心思想是将实际输出速度与期望速度之间的误差作为控制器的输入，并使用模糊逻辑处理这些输入，以生成合适的控制信号。模糊逻辑能够判断出当前是否需要加大或减小控制信号，从而在运行过程中自适应地调整控制器的参数，以达到更好的转速跟踪精度和稳定性。

4.1 模糊控制器的基本原理

PI 控制器是一种常用的比例-积分（Proportional-Integral，简称 PI）反馈控制器，其主要作用是通过对系统误差的比例和积分响应进行调节，使得系统输出能够迅速稳定地接近设定值^[21]。

4.1.1 模糊控制器的组成

模糊控制器主要由 4 部分组成:输入量模糊化、知识库、模糊推理以及反模糊化，如图 4.1 所示。

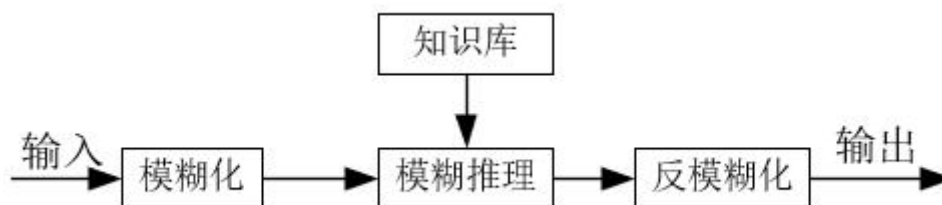


图 4.1 模糊控制器的组成

- （1） 输入量模糊化。将模糊控制器的输入变量（如温度、湿度等）转换为模糊语言变量，以便于把适当的比例转换到目标域。
- （2） 知识库。指由一系列模糊规则组成的集合，每个模糊规则包含了一个条件部分和一个结论部分。条件部分是由模糊量和它们的隶属度函数构成的，而结论部分是一个或多个模糊量的输出，也是由隶属度函数来描述。知识库根据输入的模糊量，通过匹配条件部分与之相符的模糊规则，最终计算出输出结果，实现对系统的控制。
- （3） 模糊推理。将模糊输入进行处理，在模糊规则库中查找匹配的规则，然后根据这些规则生成模糊输出，以获取恰当的控制变量。
- （4） 去模糊化。将模糊控制器的输出转换成具体的控制信号，以便应用到实际的

控制系统中。

实例中，PI 控制器将误差信号进行放大，并乘以比例常数 K_p 得到比例控制量，然后将误差信号进行积分，再将积分结果乘以积分常数 K_i 得到积分控制量，最后将两个输出求和得到 PI 控制器的输出信号。该输出信号用于控制被控对象，使其趋向于目标状态。

PI 控制器通常用于高性能、低误差及较为复杂的控制问题中。它具有结构简单、易于实现和调试、适用于各种被控对象等特点^[22]。相对于仅使用 P 控制器，PI 控制器还能有效消除稳态误差，并对系统性能的改善起到重要作用。

4.2 模糊控制器隶属函数的建立

模糊控制理论是一种针对复杂非线性系统的控制策略，其核心思想是将真实世界中的模糊量映射到灰色变量空间，并在该空间中进行处理。因此，在模糊控制器中，输入必须通过模糊化才能用于输出求解，其主要任务是将确定的输入转换为模糊矢量，以便在灰色变量空间中进行控制计算。

对于一个模糊输入变量 E ，通常可以将其子集划分为多种方式。例如，可以基于集合论和逻辑运算来定义不同的模糊子集，其中每个子集代表了 E 在某种意义下的模糊概念。这些模糊子集之间可能存在交叉或重叠的情况，因此需要使用适当的关系函数来描述它们之间的联系。本研究采用 $E=\{\text{大, 负中, 负小, 零负, 零正, 正小, 正中, 正大}\}=\{\text{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}\}$ 的方式。将转速偏差 E 以及 EC 作为模糊控制器的输入，并将模糊子集映射到 $[-3, 3]$ 上。输入误差和误差变化量服从三角隶属函数的曲线分布，如图下图所示。

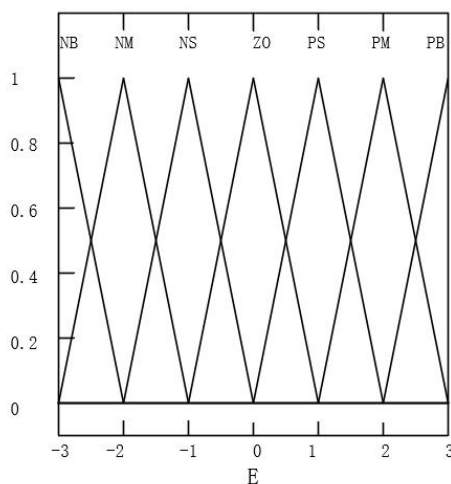


图 4.2 输入偏差三角形隶属度函数曲线

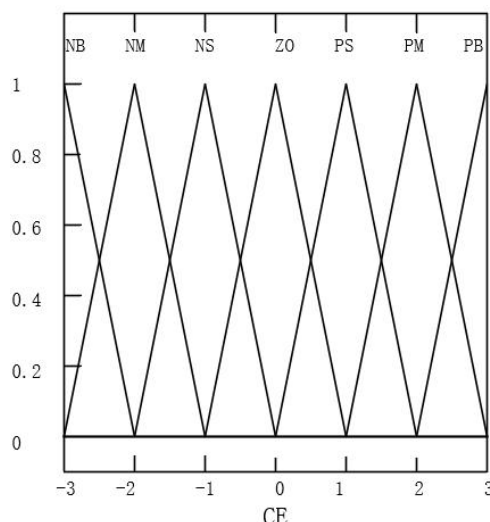


图 4.3 输入偏差变换三角形隶属度函数曲线

4.3 模糊规则

在进行模糊 PI 控制的过程中， K_p 和 K_i 的比例增益系数会受到不同误差和误差变量的影响，从而需要满足以下条件。

(1) 当误差 E 发生变化时，误差也会随之发生变化：

(a) 当 E 值较大时，取较大的 ΔK_p ，且取较小的 ΔK_i 。该方法能有效地抑制由于非线性所产生的振荡现象。提升系统的反应速度，有效避免系统出现过度调整的情况。

(b) 当 E 值适中时，取适度的 ΔK_p ，且取较小的 ΔK_i 。这样可以保证整个控制系统具有良好的动态品质和稳态精度。在保证仿真系统反应速度的同时，将系统过度调整的可能性降到最低。

(c) 当 E 值较小时，取相对较大的 ΔK_p 和 ΔK_i 。来保证系统的稳态响应误差尽可能降到最小。

(2) 当 EC 值错误时，以下所做的修改是必要的：

(a) 当 EC 值取较大时、取适中的 ΔK_p 和取较小的 ΔK_i 。在保证仿真系统反应速度的同时，将系统过度调整的可能性降到最低。

(b) 当 EC 值中，在原增益值和 ΔK_p 的基础上适度增大 ΔK_i 。可获得较好效果，同时也使系统具有一定的自适应能力。确保系统的反应速度得到充分优化。

(c) 当 EC 值取较大的 ΔK_p ，取 ΔK_i 。追求更高效的系统反应，以提升系统的响应速度。

实验验证的基础上，得到变化 ΔK_p 、 ΔK_i ，如表 4.1、表 4.2 所示。

E/EC	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	3	3	2	2	2	0	0
-2	3	2	2	2	1	0	0
-1	2	2	2	1	0	-1	-1
0	2	2	1	0	-1	-1	-2
1	1	1	0	-1	-1	-2	-2
2	0	0	-1	-2	-2	-2	-3
3	0	0	-1	-2	-3	-3	-3

表 4.1 ΔK_p 模糊规则表

E/EC	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0
-2	-3	-2	-2	-2	-1	0	0
-1	-2	-2	-2	1	0	1	2
0	-2	-2	-2	1	1	2	2
1	-1	-1	0	2	1	2	2
2	0	0	1	2	2	2	3
3	0	0	1	2	2	3	3

表 4.2 ΔK_i 模糊规则表

其中，{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3}分别表示{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PS}

4.4 模糊 PI 控制器

PI 调节器与模糊控制理论相结合，采用“2 输入(输入误差 E 和误差变换 EC 和 2 个输出(ΔK_p , ΔK_i)”作为速度回路调节器。传统的 PI 控制器由于模型精度不高、难以处理非线性等问题，其在工业实践中往往表现出一定的局限性，其动态性能常常受到较大的限制，特别是在复杂多变、非线性耦合的工业控制系统中。因此，需要通过引入先进的控制方法来优化控制效果。模糊控制作为一种基于人类模糊推理思想的控制方法，具有适应性强、可解释性好等优点，越来越受到学术界和工业界的青睐。采用模糊控制方法来自整定增强 PI 控制器的稳定性和鲁棒性已经成为现代控制理论中的重要方法之一。通过对输入转速误差和误差变化进行模糊化处理，在建立了模糊逻辑控制规则库的基础上，利用模糊推理技术计算出模糊控制器输出量，再加以去模糊化处理得到 PI 参数调节量，从而实现在线自整定控制器参数的目的。这种方法可以有效地克服传统 PI 控制器在非线性系统中效果不佳的问题，提高控制系统的准确性

和鲁棒性。最后可得到 PI 调节器的变化量 ΔK_p 、 ΔK_i ，模糊控制基本结构如下图 4.4 所示。实现参数的在线实时自整定功能，如下式所示。

$$\begin{cases} K_p = K_p^* + \Delta K_p \\ K_i = K_i^* + \Delta K_i \end{cases}$$

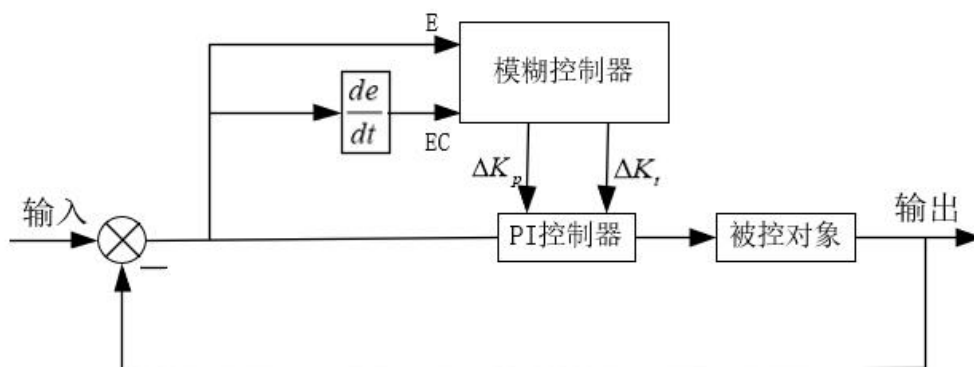


图 4.4 模糊控制基本结构

其中， K_p^* 、 K_i^* 是原 PI 调节器设置的比例和积分系数值。

在实际的模糊控制过程中，规则表用“if...then...”语句。具体控制规则如下公式所示：

If E is E_i and EC_i then K is Y_i

Where, K 为 ΔK_p 、 ΔK_i 。

根据以上分析，在 Matlab/simulink 仿真环境下，用 m 语言建立模糊 PI 调节器矢量控制仿真模型。

4.5 本章小结

本章详细介绍了模糊控制器，并根据系统特点推导出模糊控制器中模糊 PI 控制器的隶属函数和模糊规则。通过理论推导和实验验证，该方法为永磁同步电机矢量控制系统的设计和优化提供了理论基础和技术支持。

5 永磁同步电机矢量控制系统仿真研究

为了对比模糊 PI 控制系统和传统 PI 控制系统的性能，本研究采用了 Matlab 作为实验工具。作为一款全球广泛应用的仿真软件，Matlab 具备强大的功能和简便易用的界面，尤其在工业领域中得到广泛应用。本研究主要使用了 Matlab 中的 Simulink 模块，通过 Simulink 对系统进行建模，从而提高了仿真效率，并保证了实验结果的可靠性。

5.1 仿真工具简介

Matlab 可以灵活地进行矩阵计算、信号处理、图像处理和数据可视化等操作和分析。它被广泛应用于工程和科学应用，成为一款高级的计算环境。Matlab 提供了大量的高级工具箱和函数，方便用户建立模型、进行仿真和优化。在科学研究、工业生产和教学领域，Matlab 都有着重要的应用价值和作用。Matlab 的优点在于其操作简便、提供便捷的解决复杂数学问题的方案，并且可轻松扩展。因此，它在研究、生产和教育等领域中都占据着重要地位，对于促进科技和社会进步发挥着举足轻重的作用。

Simulink 是一款功能强大的数值仿真工具，提供可视化建模和仿真环境，使用户能够快速创建、模拟和分析动态系统。使用 Simulink，用户可轻松测试、验证和优化模型。Simulink 集成 Matlab 的数学、统计和优化工具，可优化系统设计。Simulink 的可视化建模、模拟和验证动态行为及 Matlab 的紧密集成等方面具有广泛优点，成为控制系统和通信系统等领域中最常用的仿真工具之一。

5.2 控制系统仿真模型

在 Matlab/Simulink 环境中采用 $id=0$ 控制方法搭建仿真模型，其主要模块包括速度环、电流环、SVPWM 模块以及相应的坐标变换模块。

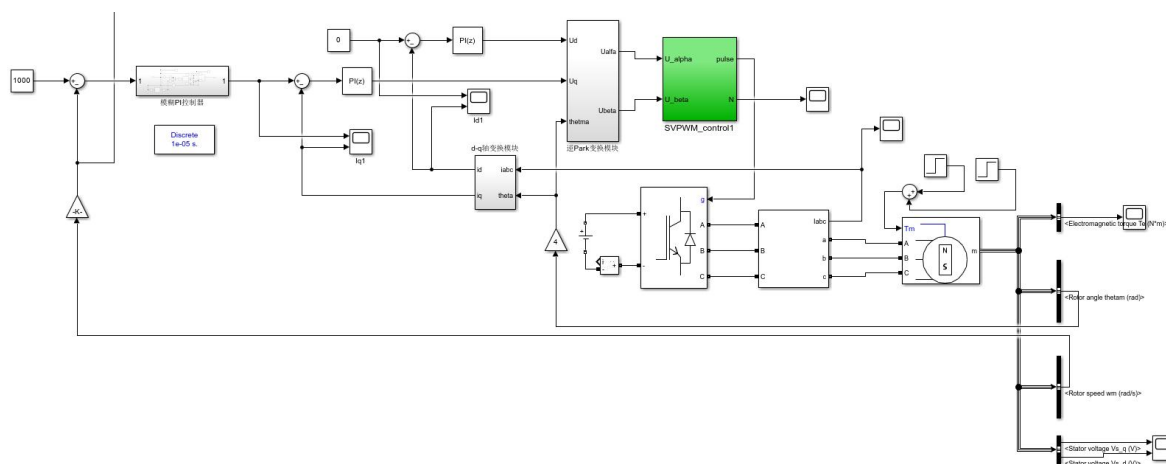


图 5.1 基于模糊 PI 控制的表面贴装永磁同步电机矢量控制仿真模型

PMSM 参数见表 5.1 和图 5.2:

表 5.1 参数表

参数名称	参数值
极对数	4
定子电阻/ Ω	0.958
定子电感/mH	5.25
转动惯量/ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.003
阻尼系数	0.008

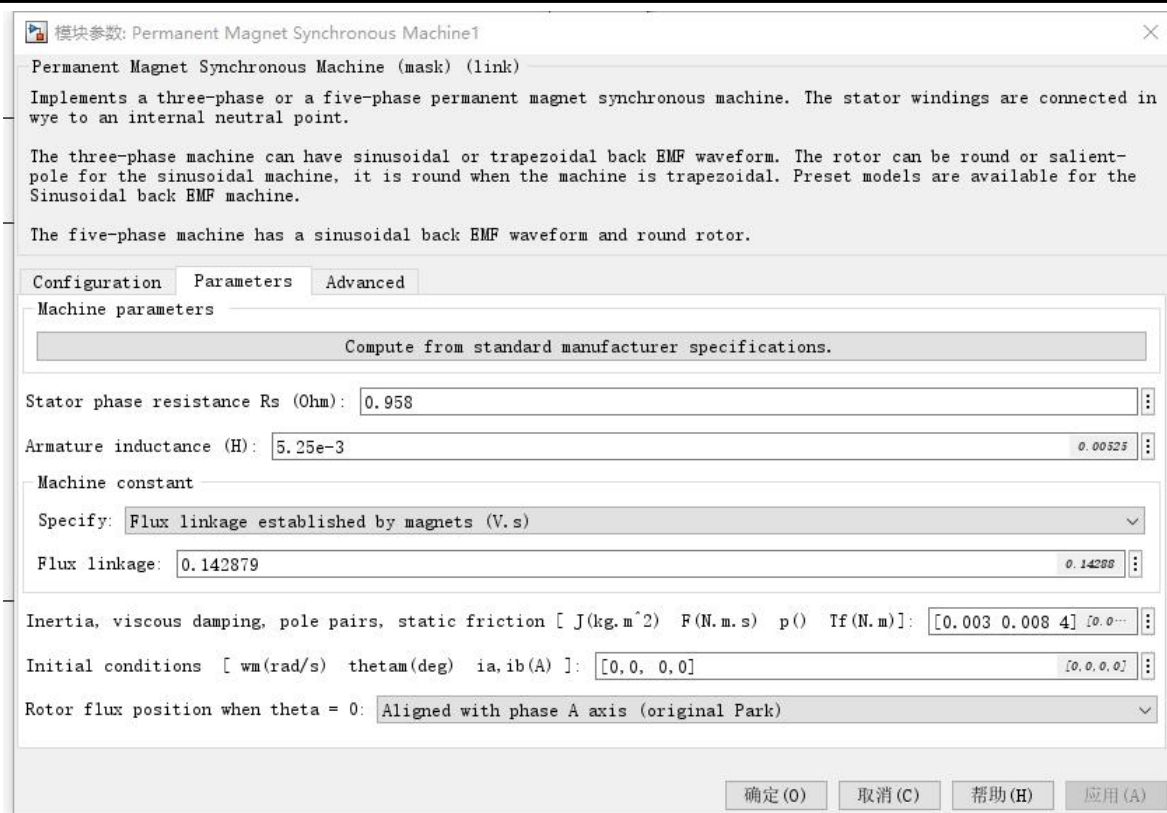


图 5.2 PMSM 参数设置界面

5.2.1 坐标变换模块

在进行矢量控制的过程中,需要进行坐标变换包括 Park 逆变换和 d-q 轴坐标变换模块,根据 PMSM 的数学模型,在 Simulink 中搭建的坐标变换模块如图 5.3、5.4:



图 5.3 Park 逆变换模块

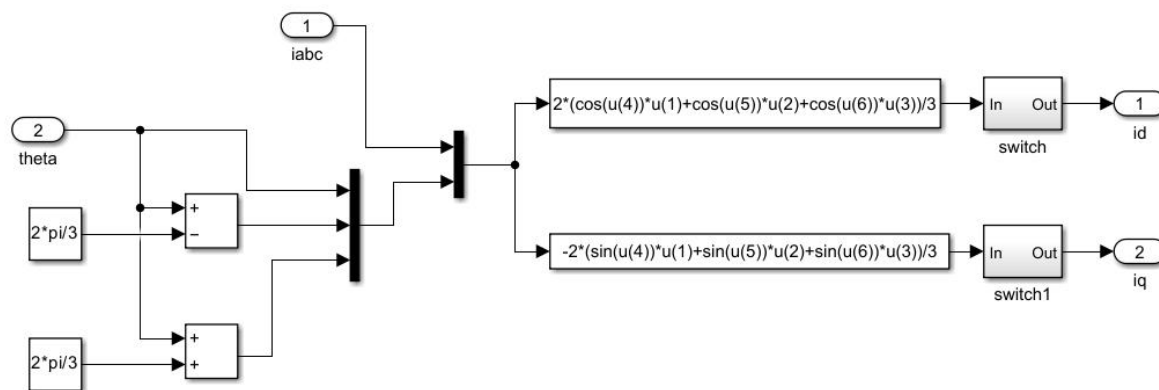


图 5.4 d-q 轴坐标变换模块

5.2.2 SVPWM 模块

SVPWM 是矢量控制的核心部分,在 Simulink 中搭建 SVPWM 系统,具体如下图 5.5~5.9 所示:

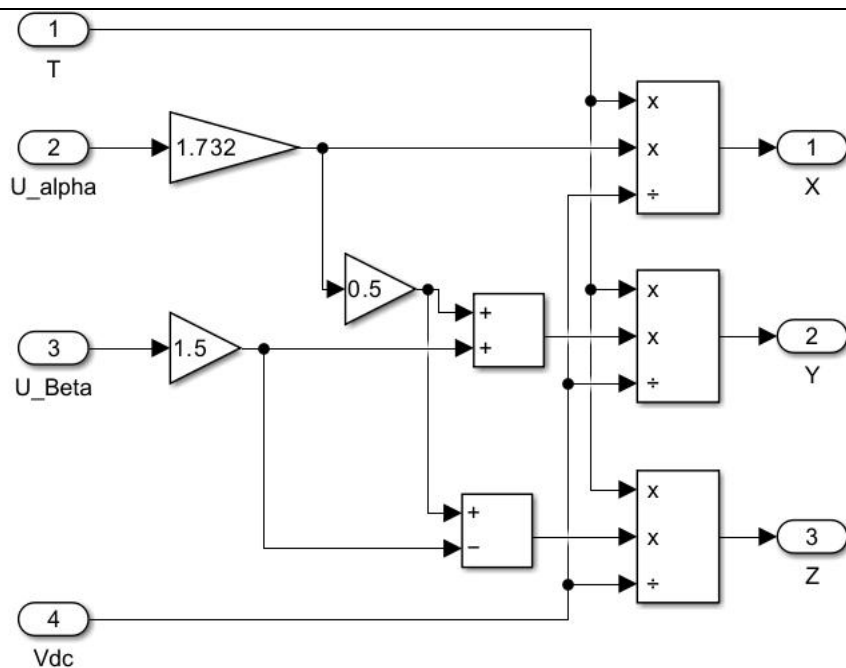


图 5.5 电压矢量确定模块

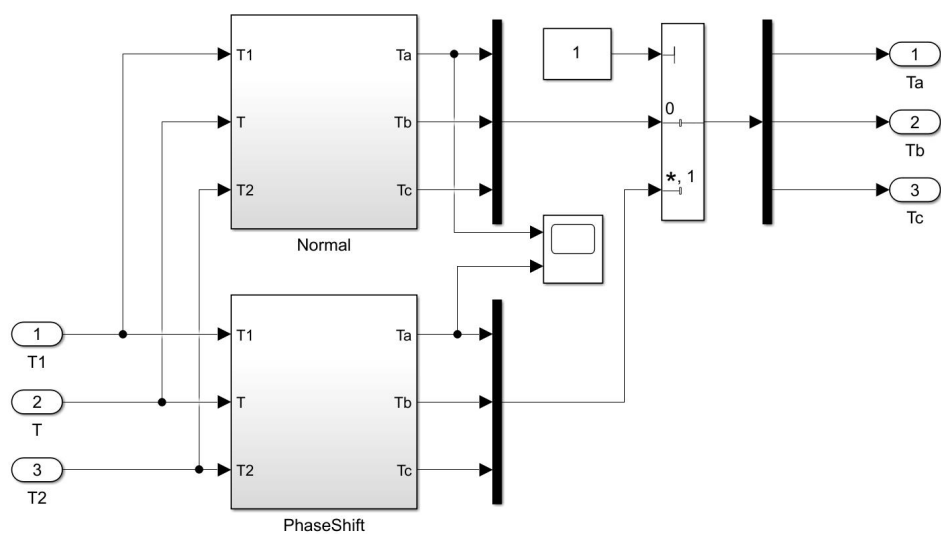
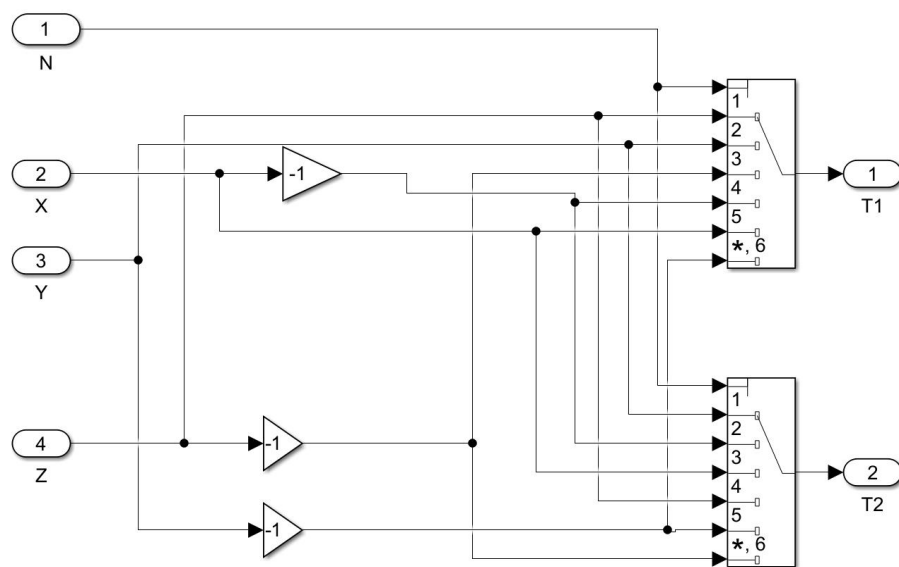


图 5.6 电压矢量作用时间计算模块

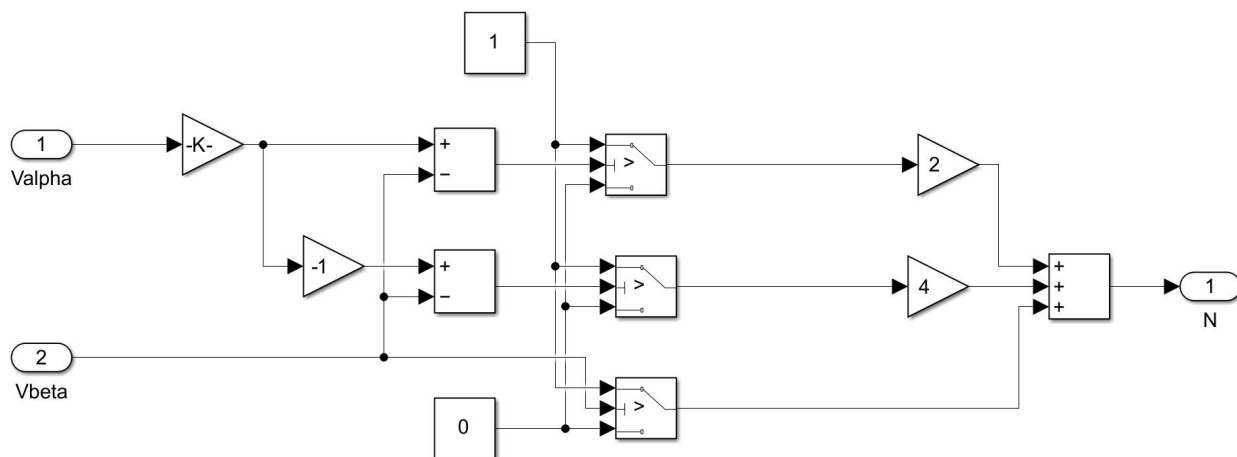


图 5.7 扇区的选择模块

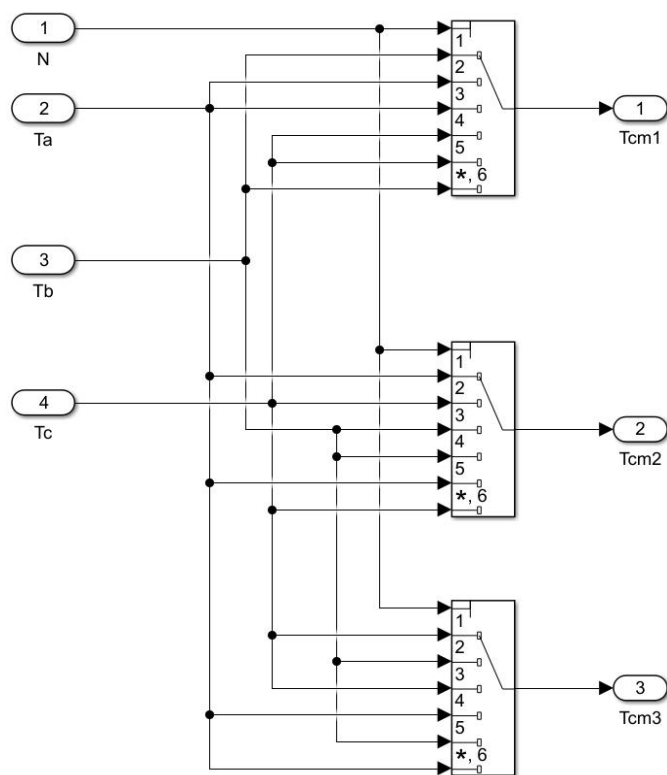


图 5.8 电压矢量切换点计算模块

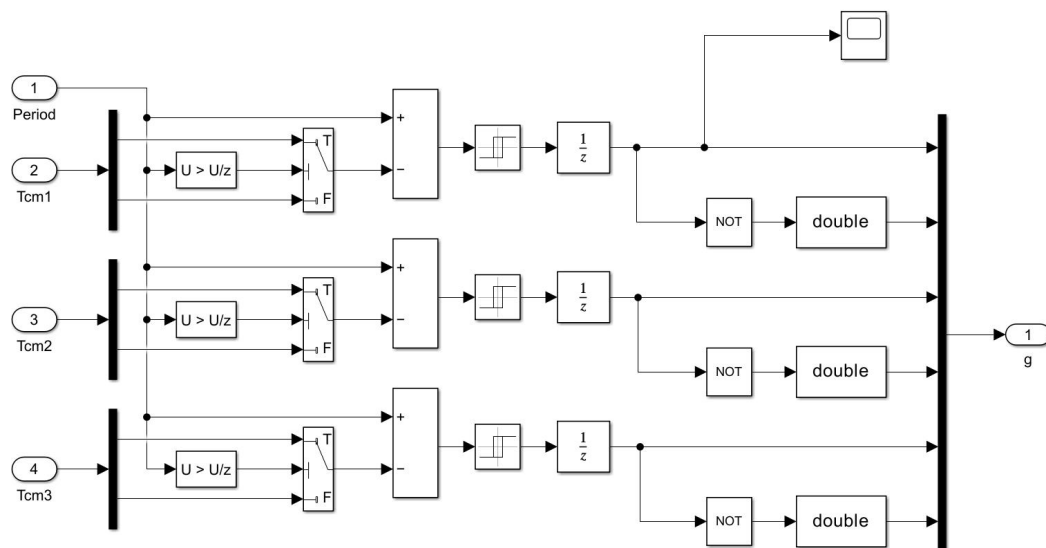


图 5.9 PWM 信号发生模块

5.2.3 模糊 PI 控制器模块

于上一张建立出模糊 PI 控制器仿真模型，如下图 5.10 所示：

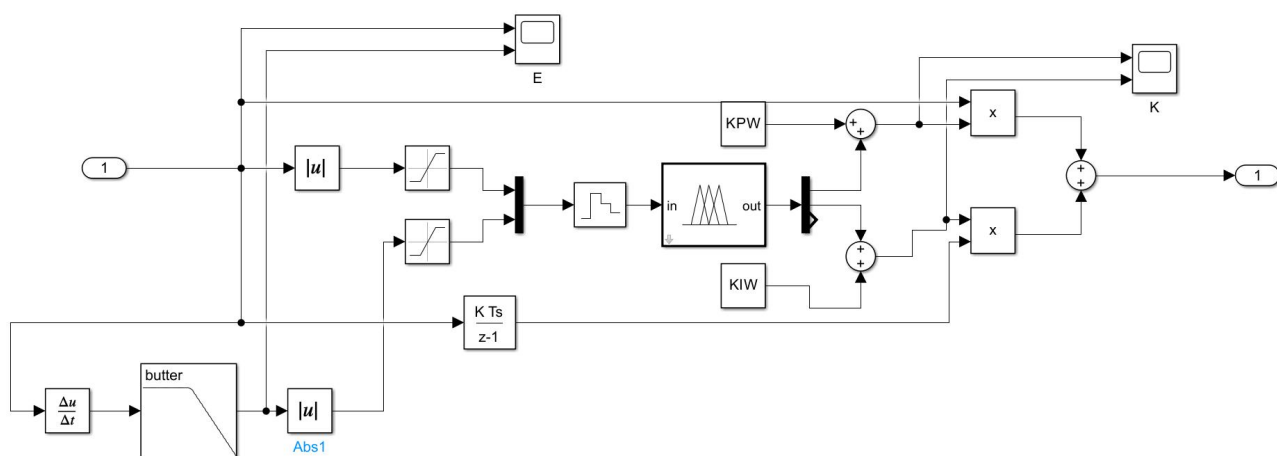


图 5.10 模糊 PI 控制器仿真模型

5.3 仿真结果分析

仿真条件：初始负载转矩 $TL=0N \cdot m$ ，当 $t=0.2s$ 时，负载转矩 $TL=4N \cdot m$ ；当 $t=0.4s$ 时，负载增加到 $10N \cdot m$ 。

（1）转速分析

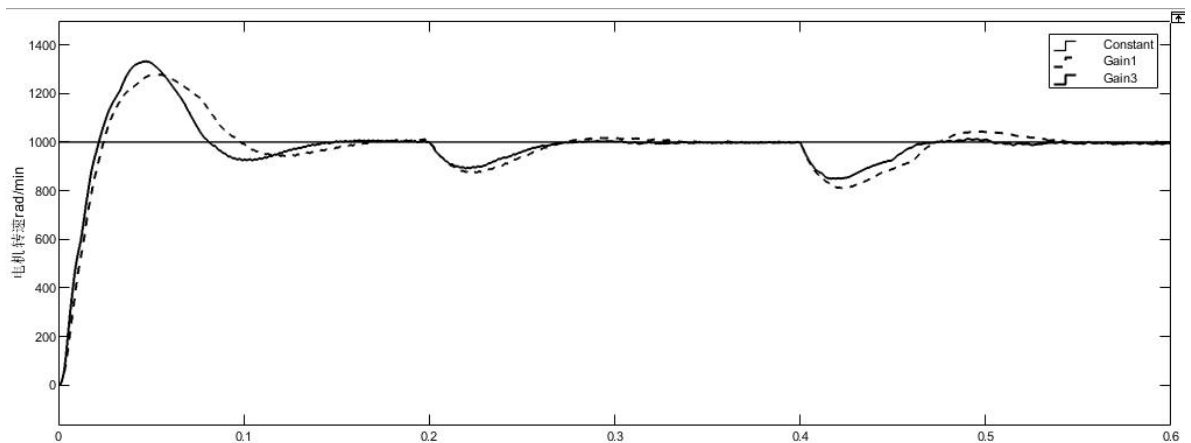


图 5.11 电机转速对比；其中，实线为模糊 PI 控制，虚线为模糊 PI 控制

根据图 5.11 在电机空载启动后，经过传统 PI 调节器系统的控制，在 0.17 秒时稳定，并在此之前出现了较大的超调量。在 0.2 秒时，系统面临 $4\text{N} \cdot \text{m}$ 的负载，其转速波动约为 10%，并在负载增加到 $10 \cdot \text{N} \cdot \text{m}$ 时系统最终稳定，但转速波动仍较大。相比之下，采用模糊 PI 调节器系统的系统在 0.025 秒时达到稳定，并且具有更小的超调量。在突然增加的负载下，在 0.2 秒和 0.4 秒时转速波动更小，相对于传统 PI 控制系统，更快达到目标速度，具有更强的鲁棒性和系统稳定性。

（2）转矩分析

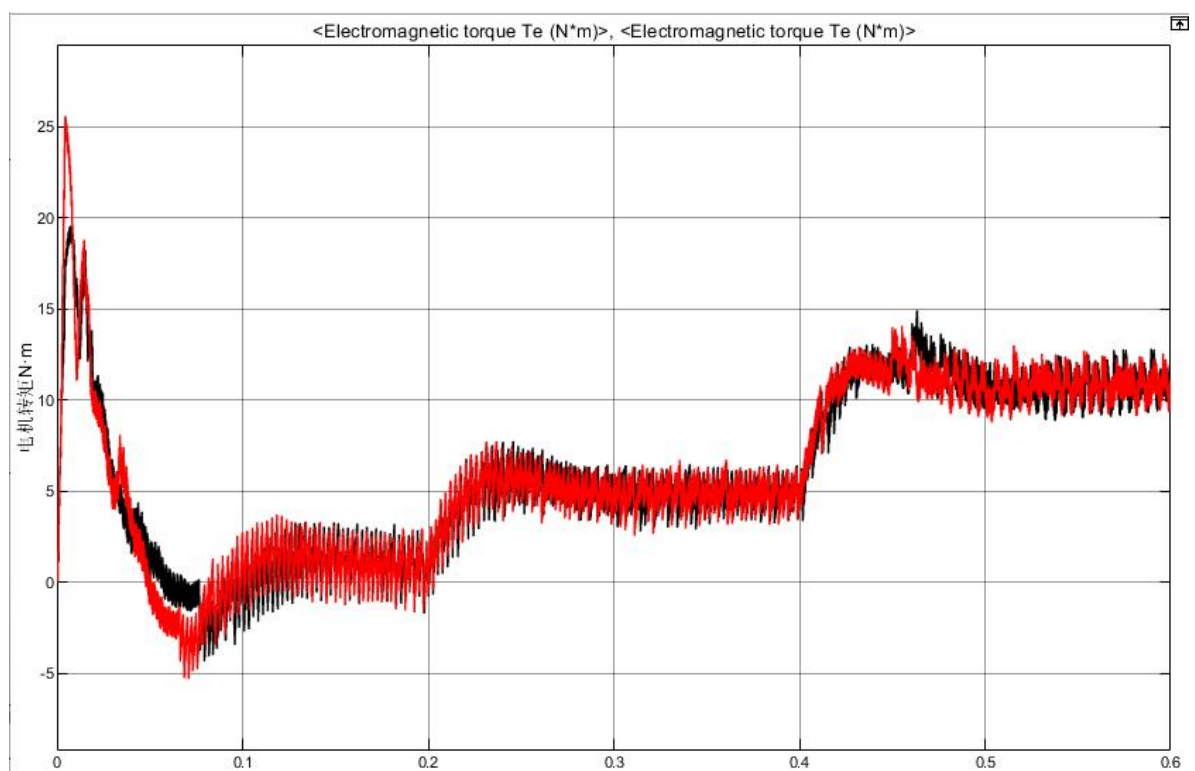


图 5.12 电磁转矩对比；其中黑色为模糊 PI 控制，红色为传统 PI 控制

根据图 5.12 在 0~0.1s 的空载状态下，基于模糊 PI 控制的转矩曲线波动较小，整个过程的波动峰值为 $19\text{N} \cdot \text{m}$ 。相比之下，常规 PI 控制的转矩曲线在相同时间内波动峰值可达 $26\text{N} \cdot \text{m}$ ，需要 0.08s 才能达到规定的空载 $0\text{N} \cdot \text{m}$ 。

在 0.2s 时负载转矩突然增加 $4\text{N} \cdot \text{m}$ 的情况下，基于模糊 PI 控制的转矩曲线在 0.203s 时达到了 $5\text{N} \cdot \text{m}$ 的目标转矩，而相应的常规 PI 控制的空载转矩曲线在 0.208s 时才达到了 $4\text{N} \cdot \text{m}$ 的目标转矩。根据仿真结果所示，相较于传统 PI，模糊 PI 表现出更快的动态响应速度和更强的抗干扰能力。

（3）定子三相绕组波形及 d-q 轴电流分析

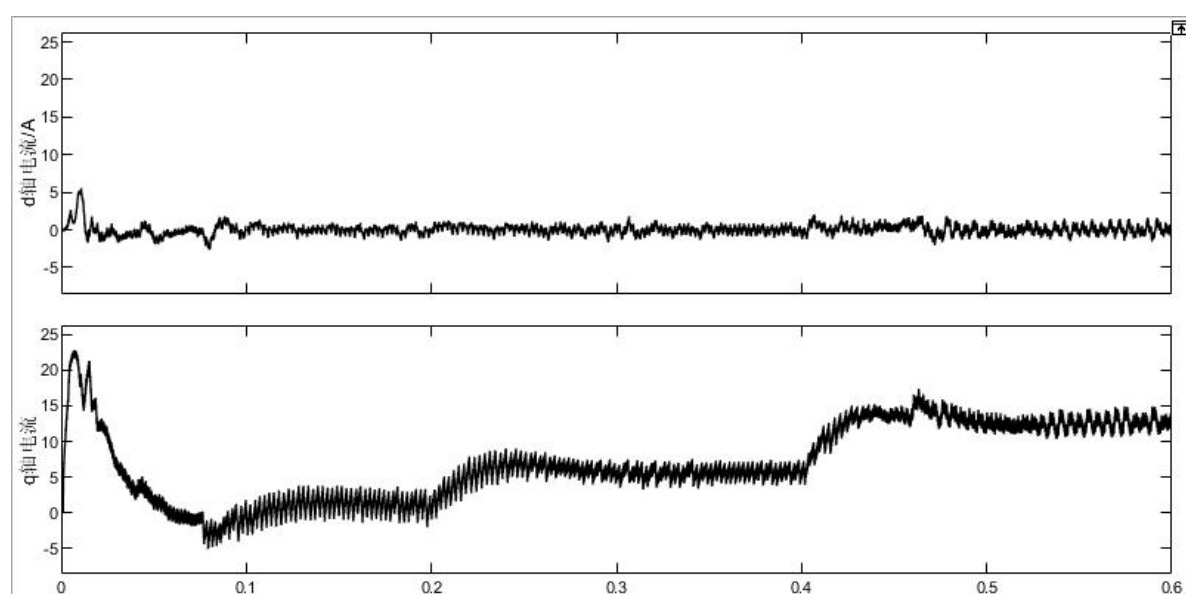


图 5.13 传统 PI 控制 d-q 轴电流

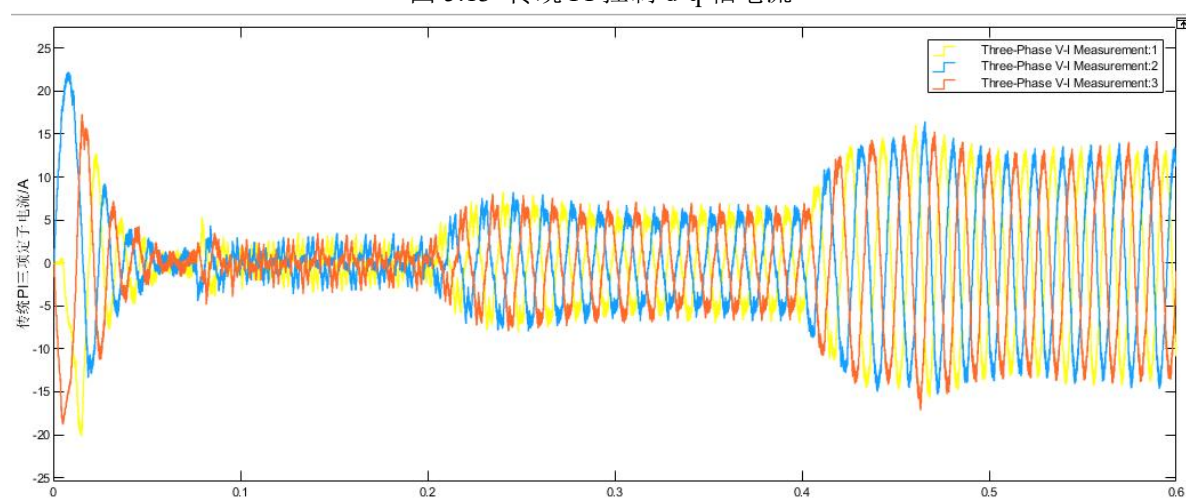


图 5.14 传统 PI 控制定子三相电流

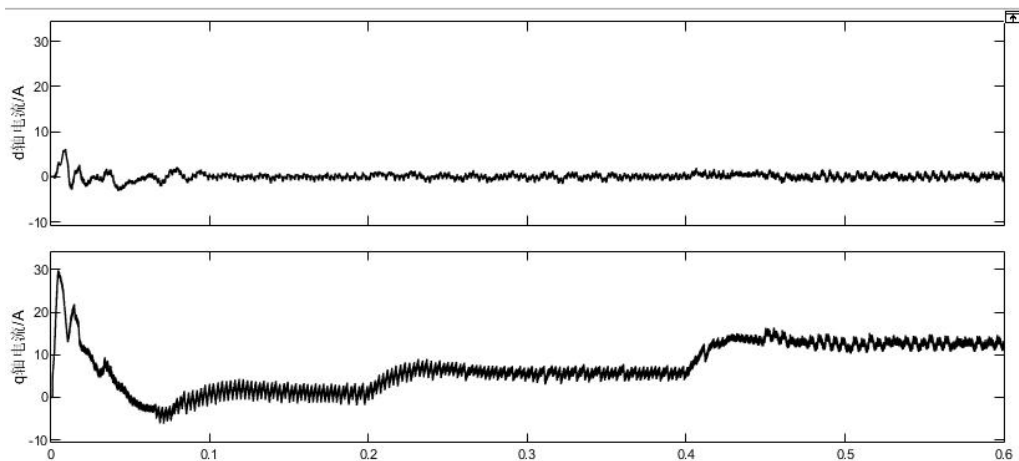


图 5.15 模糊 PI 控制 d-q 轴电流

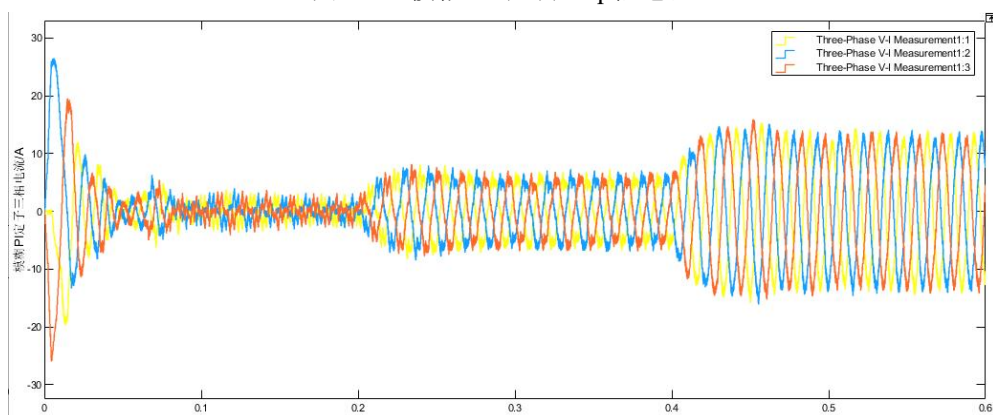


图 5.16 模糊 PI 控制定子三相电流

如上图 5.13~5.16，在 0~0.1s 的启动阶段，定子三相电流在传统 PI 控制下呈现出接近 23A 的峰值，同时 d-q 轴电流的动态响应能力存在不足之处。相对而言，在启动阶段中定子电流峰值仅为传统 PI 控制系统的一半。这显示出该控制系统相对于传统 PI 控制系统更具有鲁棒性，在控制定子电流的时候具有更好的表现和更高的精度。模糊 PI 控制系统能更好地适应复杂、多变的工作环境和不确定性因素，并且可以根据实时反馈信号自适应地调整参数，以优化控制系统的性能和精度，从而具有显著的优势。相较于传统的 PI 控制，基于模糊 PI 控制的系统在 d-q 轴电流响应速度和准确性方面表现更为优秀。

5.4 本章小结

本章主要研究了 PMSM 控制系统。通过 Matlab/Simulink 进行实验分析，比较传统 PI 控制系统和模糊 PI 控制系统。综合仿真实验结果，提出了矢量变换与模糊 PI 控制相结合的控制系统具有高稳定性和抗干扰能力。该控制系统可以使 PMSM 高效、稳定地运行。

结束语

本文对基于模糊 PI 的永磁同步电机矢量控制系统进行了研究，首先介绍了永磁同步电机的原理，建立了永磁同步电机的数学模型以及坐标变换；分析了矢量控制的原理与模糊控制，将模糊控制与传统 PI 控制结合，构成模糊 PI 控制；比较了各种控制，最终选择了 $i_d=0$ 的控制策略；改善了永磁同步电机的控制性能，经过仿真结果的对比更加能够体现出模糊 PI 控制的优越性，拥有更好的动态响应，系统达到稳态前的超调量更小，调节时间更短，鲁棒性强，适应性好，有更加广泛的应用前景。

可改进的工作：模糊 PI 控制需要对 PI 参数进行调节，需要进一步研究和改进。且目前还没有针对永磁同步电机的最优模糊控制规则。由于永磁同步电机的运行速度较快，控制算法需要实时响应，需要进一步改进算法的实时性。系统的控制效果受到外部的干扰，需要进一步研究如何抵抗外部干扰。

致 谢

首先，我要感谢我的导师，在研究过程中给我提供了无私的指导和支持。您的悉心教导让我尽快适应了新的研究环境，并激发了我对学术研究的热情。

此外，我要感谢我的同学们，在我撰写期间，他们给予了我很多帮助、意见和建议，使我的研究更加针对性和有效性。

在此，我还要感谢我的家人和朋友，他们一直支持我，鼓励我克服研究中的困难和挑战，帮助我保持积极的心态。

最后，我要对为我提供实验设备或提供研究资金的组织或机构表达深深的谢意。没有他们的帮助，我的研究工作和论文不可能顺利完成。

总之，在研究和撰写论文的过程中，有众多人所给予的支持和帮助，他们是我不断前进的动力和源泉，我会倍加珍惜这段宝贵的经历，向他们致以最真挚的感谢！

参 考 文 献

- [1] 王莉娜, 朱鸿悦, 杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 104-117.
- [2] 刘景林, 公超, 韩泽秀, 等. 永磁同步电机闭环控制系统数字 PI 参数整定[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(4): 26-32.
- [3] 丁文双. 永磁同步电机 PI 参数自整定[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [4] 缪仲翠, 张文宾, 余现飞, 等. 基于转速估计的 PMSM 分数阶积分滑模控制[J]. 太阳能学报, 2021, 42(3): 28-34.
- [5] 刘凌, 司杰文, 林起联. 支持向量机预测可变参数的永磁同步电机快速终端滑模控制[J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(6): 53-60.
- [6] 于永进, 朱昱豪, 周封, 等. 基于模糊滑模与新型扩张状态观测器的 SPMSM 无速度传感器控制 [J/OL]. 电机与控制学报, [2021-03-30]<http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.tm.20210329.1547.018.html>
- [7] 谢金法, 刘涵, 李博超. 基于改进粒子群优化算法的 PMSM 矢量控制[J]. 现代制造工程, 2019(7): 6-11.
- [8] 王同旭, 马鸿雁, 聂沐晗. 电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(S1): 43-47.
- [9] 李垣江, 董鑫, 魏海峰, 等. 表贴式永磁同步电机转速环复合 PI 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2119-2129.
- [10] 符慧, 左月飞, 刘闯, 等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237-242.
- [11] 尹忠刚, 张迪, 蔡剑, 等. 基于三自由度内模控制的永磁同步电机矢量控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 55-64.
- [12] 刘莹. 永磁同步电机模型预测控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
- [13] 李争, 安金峰, 肖宇, 等. 于自适应观测器的永磁同步直线电机模型预测控制系统设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(6): 1190-1200.
- [14] 鄢永, 黄文新. 基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时补偿策略研究 [J/OL]. 中国电机工程学报, 2021, 31:1-10[2021-03-25]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.210021>
- [15] 葛兴来, 胡晓, 孙伟鑫, 等. 永磁同步电机三矢量优化预测磁链控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(8): 9-17.
- [16] 陈强, 许昌源, 孙明轩. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机重复学习控制[J].

控制理论与应用, 2021, 38(9): 1372-1380.

[17] Wang M, Wang L X, Huang R P, et al Event-based disturbance compensation control for discrete-time SPMSM with mismatched disturbances[J]. International Journal of Systems Science, 2021, 52(4): 785-804.

[18] 曹正策, 楚育博. 基于自抗扰的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 武汉大学学报: 工学版, 2020, 53(1): 67-71.

[19] 胡奂宜, 蔡昌新, 陈永军, 等. 基于负载前馈补偿的永磁同步电机矢量控制研究[J]. 微电机, 2021, 54(1): 89-92.

[20] LI W. Design of a Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral-derivative[J]. IEEE Trans. On Fuzzy Systems, 1998. 4(6): 449-463.

[21] 李晓丹. 模糊PID控制器的设计研究[D]. 天津: 天津大学, 2005.

[22] Singh. B, Reddy A H N and Murthy S S. Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral-Derivative Controller for Permanent Magnet Brushless DCMotor[A]. Proceedings from Industrial Technology 2000[C]. 2000: 185-191.