



重庆工程学院
Chongqing Institute of Engineering

毕业设计(论文)

课题名称 基于 MATLAB/Simulink 的永磁同步电机
控制系统设计与仿真

学 院 智能制造学院

专 业 自动化

学生姓名 周恒

学 号 209410324

指导教师 余枚姣

职 称 讲师

2024 年 6 月 16 日

学生毕业设计(论文)原创性声明

本人以信誉声明:所呈交的毕业设计(论文)是在导师的指导下进行的设计(研究)工作及取得的成果,设计(论文)中引用他(她)人的文献、数据、图件、资料均已明确标注出,论文中的结论和结果为本人独立完成,不包含他人成果及为获得重庆工程学院或其它教育机构的学位或证书而使用其材料。与我一同工作的同志对本设计(研究)所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

毕业设计(论文)作者(签字): 周恒

2024年6月16日

摘要

永磁同步电机因其体积小，质量轻，损耗少，效率高，可靠易维护的特点，在许多领域得到应用。而电机的控制策略是电机应用的关键技术，本文使用磁场定向控制策略构建了永磁同步电机的电流速度环控制系统仿真。

本文先简要介绍了采用 $i_d = 0$ 的磁场定向控制系统，分析了将电机解耦的 Park 正逆坐标变换和 Clarke 正逆坐标变换，在 dq 同步旋转坐标系下的建立永磁同步电机数学模型，分析和实现 SVPWM 空间矢量脉宽调制。结合磁场定向控制与速度、电流双闭环，建立了永磁同步电机控制系统的仿真模型。在此模型中，详细说明了速度与电流双闭环中 PI 控制器的参数设定和电机数学模型的关系，并在 MATLAB/Simulink 环境下完成了永磁同步电机磁场定向控制系统的仿真搭建和参数测试。

测试了电机空载启动突加负载工况。测试结果表明：仿真结果与理论推导一致，采用 $i_d = 0$ 的永磁同步矢量控制系统具有较好的动态响应和速度控制性能。

关键词：永磁同步电机；MATLAB/Simulink；控制系统设计；仿真

ABSTRACT

Permanent magnet synchronous motors have been used in many fields because of their small size, light weight, low loss, high efficiency, reliability and easy maintenance. The control strategy of the motor is the key technology of the motor application, and the simulation of the magnetic field-oriented control strategy of the permanent magnet synchronous motor is constructed.

In this paper, the magnetic field-oriented control system with $i_d = 0$ is briefly introduced, the forward and reverse coordinate transformations of Park and Clarke controlled by magnetic field are analyzed, the mathematical model of the permanent magnet synchronous motor in the dq synchronous rotation coordinate system is constructed, and the SVPWM space vector pulse width modulation is analyzed and realized. By combining the magnetic field-oriented control with the speed and current double closed-loop, a double-closed-loop simulation model of the permanent magnet synchronous motor is constructed, the parameter setting principle of the PI controller with the dual closed-loop of speed and current is explained in detail, and the simulation model of the magnetic field-oriented control system of the permanent magnet synchronous motor is built in the MATLAB/Simulink environment.

The no-load start of the motor was tested under the sudden load condition. The test results show that the simulation results are consistent with the theoretical derivation, and the permanent magnet synchronous vector control system with $i_d = 0$ has good dynamic response and speed control performance.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor; MATLAB/Simulink; control system design; simulation

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	II
1 绪 论	5
1.1 课题研究背景、目的与意义	5
1.1.1 课题研究背景	5
1.1.2 研究目的	5
1.1.3 研究意义	5
1.2 国内外研究现状	5
1.2.1 国内研究现状	5
1.2.2 国外研究现状	6
1.2.3 技术研究现状	6
2 磁场定向控制(FOC)原理	8
2.1 永磁同步电机的磁场定向控制	8
2.2 永磁同步电机的结构特性	8
2.3 永磁同步电机的数学模型	9
2.3.1 Clarke 变换	9
2.3.2 Park 变换	10
2.3.3 电机数学模型	10
2.4 空间矢量脉宽调制(SVPWM)	11
3 永磁同步电机控制系统设计	17
3.1 电流内环调节器的设计	17
3.2 转速外环调节器的设计	19
4 永磁同步电机矢量控制模型的建立及仿真结果	22
4.1 仿真时电机参数	22
4.2 仿真模型搭建	22

4.2.1 坐标变换模块.....	23
4.2.2 SVPWM 模块.....	24
4.2.3 PI 控制器模块.....	25
4.2.4 整体仿真模型.....	26
4.3 仿真实现及测试结果分析	26
4.3.1 PI 控制器参数调试	26
4.3.2 空载启动突加负载测试.....	31
5 结论与展望	34
5.1 研究结论	34
5.2 展望	34
5.3 应用前景	34
参考文献.....	35
致谢	37
附录.....	38

1 绪 论

1.1 课题研究背景、目的与意义

1.1.1 课题研究背景

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因其具有尺寸小、重量轻、损耗低、工作效率高、运行稳定、易于维修等优点，在现代工业领域尤其是新能源汽车和精密制造业中占据着越来越重要的地位。PMSM 的控制技术不断发展，矢量控制、直接转矩控制(DTC)等先进控制方法相继出现和优化，极大地推动了电机控制技术和电机应用领域的进步。

随着电力电子和功率半导体技术、电机设计及制造技术、控制及计算机科学的不断发展，伺服控制系统的应用范围在不断扩大。从数控机床到工业机器人，再到半导体制造等高精尖领域，伺服控制系统都发挥着重要的作用。

在这样的发展趋势下，永磁同步电机作为交流伺服系统的执行元件，相比异步电机更有优势。比异步电机更高效、功率密度更高、功率因数更好、维护更简单，并且因其数学模型更简洁而具有更好的控制性能。因此，以永磁同步电机为基础的交流伺服系统逐渐成为工业伺服的主流，并成为学术界和工业界研究的热点。此时业界对于永磁同步电机交流伺服系统的性能有了更高的要求，特别是对控制系统的抗扰性、响应速度、对电机参数变化的适应性以及鲁棒性等方面。反映了运动控制领域对于电机控制系统在复杂环境中稳定运行的迫切需求，推动了伺服控制系统的不断创新与进步。

1.1.2 研究目的

在 MATLAB 编程软件的 Simulink 仿真环境下设计 PMSM 的控制系统，进行仿真验证，以及利用 MATLAB/Simulink 的仿真优势，以实现对永磁同步电机控制系统的快速开发和运动控制算法的验证并指导实际运动控制系统设计，通过仿真结果对其进行深入分析，为实际应用提供有价值的参考。

1.1.3 研究意义

本课题的研究对于解决现代工业中对 PMSM 高性能控制的需求具有重大意义。高效的电机控制系统可以提升动力性能和整车能效，对于新能源汽车而言尤为重要。在工业生产和自动化领域，精准的电机控制系统能够提高生产效率，降低维护成本，为智能化生产提供技术支撑。此外，该研究将推动电机控制技术向智能控制和无传感器控制方向发展，同时深化硬件实践与软件仿真结合的研究途径，加快高级控制策略的实际应用进程。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 国内研究现状

国内对永磁同步电动机的各种控制方法进行了大量研究，包括模型预测控制(MPC)、

滑模控制、自适应控制，扩展卡尔曼滤波等，还致力于研究永磁同步电机的无传感器控制以降低控制系统成本和减少电机空间。

在国内，智能控制方法已经被广泛应用于永磁同步电机的控制研究中，例如模糊逻辑控制和自适应控制等，以提升系统的控制性能和适应性。此外，无传感器技术也备受重视，通过先进的信号采集与处理和状态观测器估计技术，在降低成本和空间限制下提高了电机控制的可靠性。

近年来，国内关于 PMSM 控制策略的研究不仅注重理论和算法的创新，更加强调将实验室先进技术转化为工业现场应用。这种趋势反映了国内对于提升电机控制水平和促进工业伺服发展的迫切需求。

1.2.2 国外研究现状

国际上对 PMSM 控制研究开始更早，控制理论和方法应用更为深入。随着人工智能技术和高性能计算领域的发展，智能控制系统也加快从理论设计转向工业实践的应用，逐渐成为伺服控制系统的研究热点。模糊逻辑控制(Fuzzy Logic Control, FLC)是实现智能控制的方法之一，在模糊逻辑控制中，从被控量误差得到控制动作不再依赖具体的数学表达式，而是通过人类模糊的专家经验获得，模糊控制的效果极大的依赖控制策略设计者的控制水平和经验，反而在电机参数变化上有较高的鲁棒性。上世纪 60 年代，Zadeh 率先提出模糊集合的概念，为模糊控制的发展奠定了理论基础，而后，新竹清华大学的 Liaw、Wang 和纽芬兰纪念大学的 Uddin 等人分别将依据实际工程经验设计的 FLC 应用到异步电机和永磁同步电机的调速系统中，使得系统拥有更强的鲁棒性和抗干扰能力，可以适应不同的运行工况^[2]。

模型参考自适应 (MRAS) 技术在国际上被广泛研究应用于 PMSM 控制，并展现出较好的动态性能和优异的控制表现，并对电机参数的变化有良好的控制。该控制算法技术的核心思想是利用包含待估计参数的方程作为可调模型，同时以不含未知参数的方程作为参考模型，两者具有相同的物理意义的输出。这两个模型同时运行，并通过适当的自适应控制律实时调节可调模型的参数，以使其输出能够跟踪参考模型的输出。在这一框架下，系统会根据两个模型输出之间的差异自动调整可调参数模型的参数，以最小化参考模型和可调模型之间的误差。MRAS 技术不仅在理论上具有重要意义，而且可以在实际应用中取得不错的控制效果，为 PMSM 控制系统的设计和优化提供了强有力的支持。此控制方式可以应用于各种反馈控制系统中，包括交流伺服控制系统。

除了传统控制策略的持续优化和改进，多层次结合现代控制理论的研究也成为趋势，如融合扰动观测器和滑模观测器以提高系统稳定性的方法。

1.2.3 技术研究现状

总结来说，永磁同步电机控制系统未来的发展趋势可归为以下几个方面：

(1) 数字化

随着国产化替代加速，市面上各种微控制器和数字信号处理器在性能提升的同时价格不断下降。各种开发框架和程序库的发展，在简化了开发过程的同时也让更多因计算复杂的控制算法得以低成本在数字控制系统中实现，包括 ST 和 TI 在内的多家芯片供应商都提供了专门针对电机控制的开发板和软件库平台。这些平台不仅可以快速实现电机参数的在线辨识，还能够自动生成基础控制环路代码、PI 控制器模块、在线调试控制系统参数以及进行波形观测等功能。这些特性大大降低了数字化伺服系统的成本，使得电机控制的应用范围更加广泛。供应商提供的这些工具和平台，为电机控制工程师和算法开发人员提供了强大的支持和便利，可以更高效地设计、开发和优化电机控制系统，使得电机的数字化伺服系统成本更低，应用更加广泛。

(2) 智能化

工业运动控制对伺服系统的控制性能要求很高，存在多种智能控制策略，例如模糊控制，神经网络控制，非线性和自适应控制等，这些控制策略各有优缺点和适用范围，因此，如何将多种智能控制技术有机地融合在一起，提高控制效果，是今后研究的重点。此外，研究新型控制器将不同型号参数的永磁同步电机匹配，能够离线或在线辨识电机的参数，并具有控制器的参数自整定能力和电机参数适应能力，免去了使用者重复调整参数的过程，并且还可以将电机的参数和每一次的调整后的控制参数保存到非易失性存储器中，以备以后使用。这种具有较强的可存储和调节能力的智能控制器，将在交流伺服驱动器中占据主导地位。

(3) 采用新型电力电子器件

电机驱动器逆变电路作为交流伺服系统的核心部件，其开关频率直接关系到伺服系统的控制性能，开关频率的提高通常意味着控制系统性能的提升，但也伴随着器件导通损耗和开关损耗的增加，从而导致控制系统的成本上升和硬件寿命的减少。因此，近年来工业控制领域的发展的趋势之一是以 SiC、GaN 等第三代功率半导体代替传统的硅基器件，以使用更高的开关频率并实现更低的损耗，可以显著提高控制系统的效率和性能。SiC 和 GaN 等新型器件在高频率、高温、高压、大电流环境下表现出色，因此被广泛应用于电机控制、电力转换等领域，为工业生产带来了更加可靠和高效的解决方案。

与此同时，功率半导体器件不断向集成化方向发展，逆变电路的体积也在不断减小。新的电力电子器件的出现和应用，使伺服系统具有更好的性能和更小的体积。

2 磁场定向控制(FOC)原理

2.1 永磁同步电机的磁场定向控制

磁场定向控制 (Field Oriented Control, FOC) 也叫矢量控制是在 1971 年由德国学者 Blaschke 和 Hasse 提出的, 早期应用于交流异步电机, 随后逐步发展到永磁同步电机上。矢量控制的目的在于提升电机的转矩控制性能。其核心思想是通过坐标变换, 将三相交流电动机的相位差 120° 的电流转换为等效的直流电机的直流励磁和电枢电流, 实现相互独立且相互垂直的控制磁通和转矩的电流分量。这样, 可以分别对励磁电流和电枢电流进行控制, 使得交流电动机的特性近似于直流电动机, 从而显著简化了控制系统的设计和参数调试过程。

永磁同步电机的矢量控制原理框图如图 2-1 所示, 采用转速外环、电流内环双闭环的经典串级 PI 控制结构。转速设定值 n_{ref} 作为转速环 PI 控制器的输入, 转速环 PI 控制器的输出作为 q 轴电流环 PI 控制器的输入, 将 q 轴和 d 轴电流环 PI 控制器的输出值作为 dq 轴设定值输入 Park 逆变换模块, 输出两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系电流, 经 SVPWM 空间矢量脉宽调制后输出控制电机的三相电流。

使用霍尔或电阻式电流传感器将电机三相线的电流检测变送到 Clarke 和 Park 模块, 将电机三相电流变换到 dq 旋转坐标系后反馈到电流 PI 控制器输入, 形成电流环控制回路。通过位置传感器检测得到反馈转速 n , 形成控制回路, 构成转速外环。完成对定子电流的直轴 (i_d) 和交轴分量 (i_q) 的解耦控制。

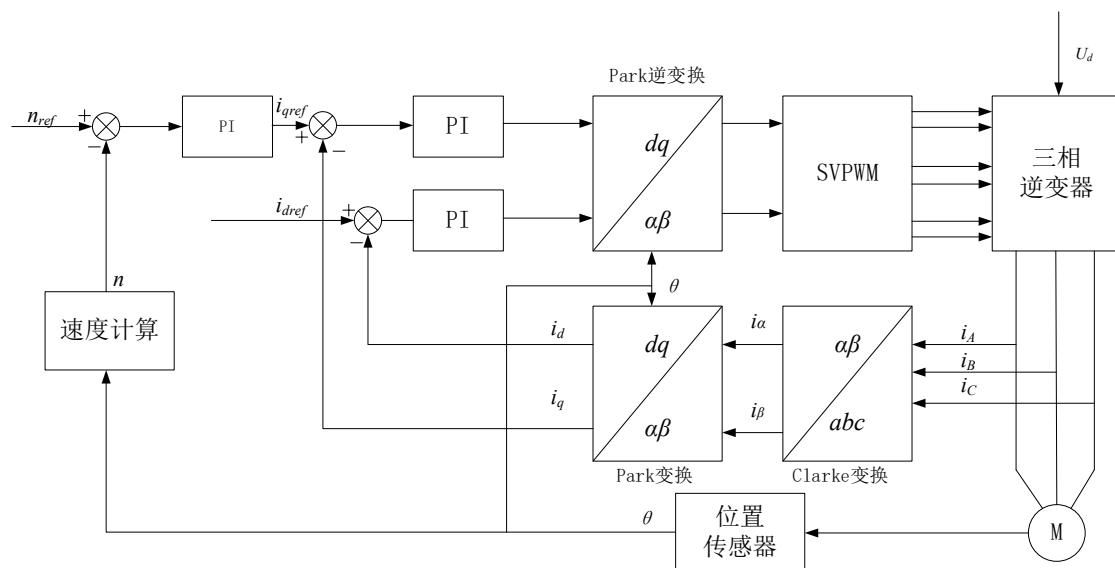


图 2-1 矢量控制结构框图

2.2 永磁同步电机的结构特性

根据永磁体在转子铁芯中的不同安装位置, 永磁同步电机可分为表贴式和内置式两种类型, 它们各自特点如下:

表贴式永磁同步电机的永磁体安装在转子铁芯表面，使得磁路接近对称，电感值 L_d 与 L_q 相等，从而消除了磁阻转矩，使得转矩特性近似线性。因永磁体为贴装，该转子结构的强度受限于胶水强度，使得强度相对较低，在高速运转时，永磁体容易受到离心力的影响而脱落，因此需要额外的保护装置。表贴式永磁同步电机的转子结构可实现最优设计，确保电机的反电动势保持正弦波，进而提升了电机的运行性能。

内置式永磁同步电机的永磁体则嵌入于转子内部，导致气隙磁导率较小，电感值满足 $L_d < L_q$ ，产生凸极效应，同时由于转子磁路不对称而产生磁阻转矩。这种结构适用于弱磁高速调速应用，能够提高功率密度和过载能力，机械强度较高。相比之下，内置式永磁同步电机在动态性能上略有改善，相较于表贴式转子，其具备更优异的特性。

2.3 永磁同步电机的数学模型

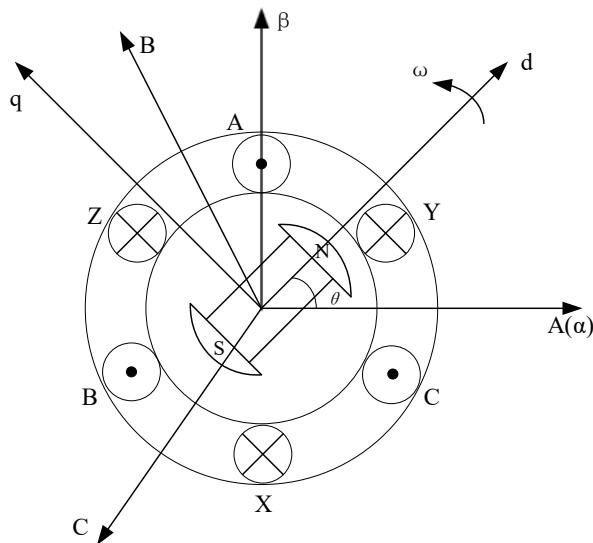


图 2-2 电机结构及坐标系

为了使用 FOC 控制永磁同步电机，需要通过坐标变换将 ABC 三相自然坐标系下的电机数学模型解耦简化到 dq 同步旋转坐标系，各个坐标系之间的关系转换图如图 2-2 所示，其中的 ABC 是自然坐标系， α 和 β 是静止坐标系， d 和 q 是同步旋转坐标系。通常使用 Clarke 变换将 ABC 三相静止坐标系下的数学模型转换到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系，使用 Park 变换将 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系转换到 dq 同步旋转坐标系。坐标变换理论是使用 FOC 控制永磁同步电机的基础，因此需要先介绍坐标变换理论。

2.3.1 Clarke 变换

根据图 2-2 中所展示的坐标之间的关系，可以推导出以下形式的坐标变换公式，如式(2.1)所示：

$$[f_\alpha \ f_\beta \ f_0]^T = T_{3s/2s} [f_A \ f_B \ f_C]^T \quad (2.1)$$

其中， f 代表电机的电流、电压或磁链等变量， $T_{3s/2s}$ 为坐标变换矩阵，其表示形式为：

$$T_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

相反，当从 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系变换到 ABC 三相自然坐标系时，此过程可以称之为 Clarke 逆变换。Clarke 逆变换矩阵 $T_{2s/3s}$ 为：

$$T_{2s/3s} = T_{3s/2s}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sqrt{3} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

2.3.2 Park 变换

由 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系到 dq 同步旋转坐标系的坐标变换为 Park 变换，通过图 2-2 中各个坐标之间的关系，我们可以推导出坐标变换的计算公式，如式(2.4)所示：

$$[f_d \quad f_q]^T = T_{2s/2r} [f_\alpha \quad f_\beta]^T \quad (2.4)$$

其中的 $T_{2s/2r}$ 是坐标变换矩阵，可以表示为：

$$T_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

反之，将 dq 旋转坐标系变换为 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系称为 Park 逆变换或反 Park 变换，

Park 逆变换 $T_{2s/2r}^{-1}$ 矩阵为：

$$T_{2r/2s} = T_{2s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

简要分析了 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系转换到 dq 同步旋转坐标系时变量之间的变换关系，根据坐标变换前后幅值不变作为条件，变换矩阵需要乘以 $2/3$ 进行补偿；当使用功率不变作为条件时，系数应变为 $\sqrt{(2/3)}$ 。零序分量 f_0 可以忽略不计。

2.3.3 电机数学模型

永磁同步电机中，绕组与永磁体、绕组与绕组、以及硅钢与永磁体之间存在着强电磁耦合。这些耦合导致了电机运动控制系统中存在大量非线性参数，这些参数相互耦合在一起，使得电机中的电磁关系变得极为复杂，难以建立电机数学模型。如果想获得永磁同步电机比较理想的数学建模，必须对一些变量做一些优化处理，因此，通常对 PMSM 进行数学建模时，会采取以下假设^[21]。

- (1) 忽略电机各种磁滞，涡流和磁饱；
- (2) 电机电流为相位差 120° 的三相正弦电流；
- (3) 电机反电动势为正弦波；
- (4) 电机电气参数不会变化。

对于表贴式 PMSM, $L_d=L_q=L_s$; 采用 $id = 0$ 控制, 则 dq 同步旋转坐标系下 PMSM 的电压方程为:

$$\begin{cases} u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \psi_f \omega_e \\ u_d = -\omega_e L i_q \end{cases} \quad (2.7)$$

转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q = K_t i_q \quad (2.8)$$

运动方程为:

$$\frac{d \omega_m}{d t} = \left(\frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \right) n_p \quad (2.9)$$

综上所述, 永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型可表示为:

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega_m \\ \dot{\omega}_m = \left(\frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} \right) n_p \\ i_d = -\frac{R_s}{L_s} i_d + n_p \omega_m i_q + \frac{u_d}{L_s} \\ i_q = -\frac{R_s}{L_s} i_q - n_p \omega_m i_d - \frac{n_p \omega_m \psi_f}{L_s} + \frac{u_q}{L_s} \end{cases} \quad (2.10)$$

表 2-1 符号及含义

符号	含义	符号	含义
u_d	电压矢量 d 轴分量	T_e	电磁转矩
u_q	电压矢量 q 轴分量	T_L	负载转矩
i_d	定子电流矢量 d 轴分量	n_p	电机极对数
i_q	定子电流矢量 q 轴分量	K_t	电流转矩系数
L_d	d 轴电感	J	电机转动惯量
L_q	q 轴电感	B	粘滞摩擦系数
L_s	电机电枢电感	θ	转子位置角度
R_s	电机定子电阻	ω_m	转子机械角速度
ψ_f	转子永磁体磁链		

2.4 空间矢量脉宽调制(SVPWM)

基于追踪定子磁场的思路, 产生了空间矢量脉冲宽度调制 (SVPWM) 技术, 使用数字化控制时性能良好, 具备良好的输出波形, 高谐波优化, 高电压利用率。最初是针对交流电动机的变频控制而提出来的, 相比于常规的正弦波脉冲宽度调制 (SPWM), SVPWM 的基本思路与 SPWM 方法不相符, 按照电机学的基本理论, 电压对时间的积分

为磁链，通过生成一个恒定幅值且相角连续变化的电压空间向量，从而得到一个理想的环形磁链。随着开关频率的提高，输出的电压矢量趋于圆，如图 2-4 所示，但同时也会增大功率半导体的开关损耗。而在较低的开关频率时，输出的电压矢量就会不趋近圆形。SVPWM 方法在比 SPWM 方法具有更好的性能。

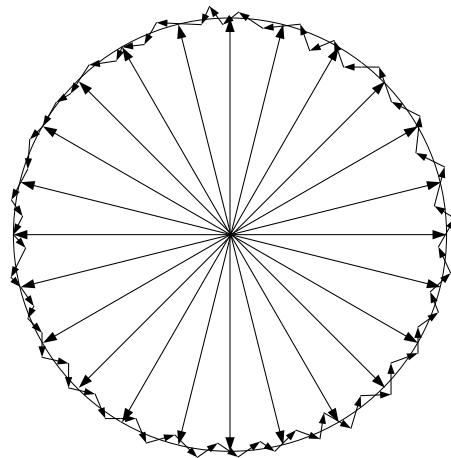


图 2-3 准圆形磁链轨迹

交流伺服电机驱动器基本都有如图 2-5 所示的逆变电路，SVPWM 算法在特定时刻触发特定的 IGBT 或 MOSFET 功率半导体通断，由此定子线圈可以生成三相正弦电流波，它们之间的相位差为 120° 。

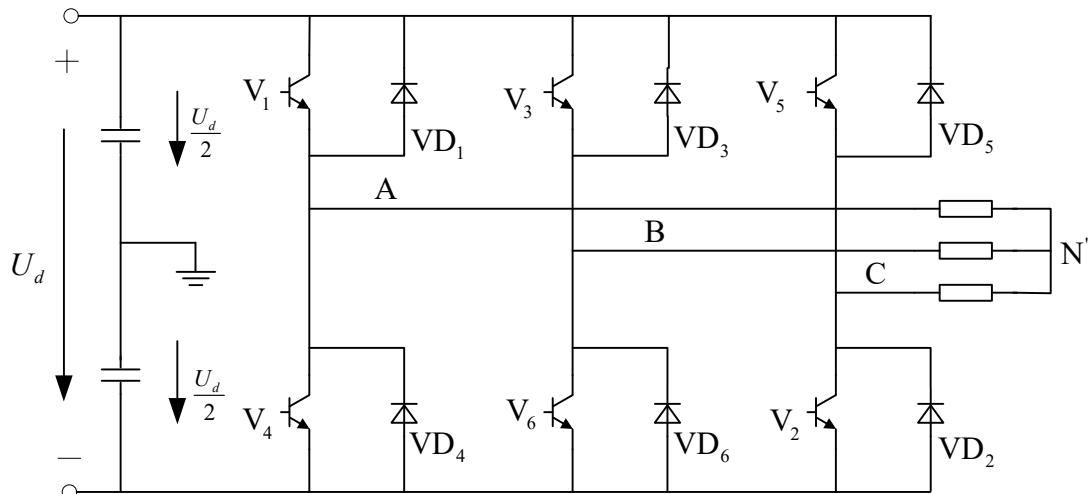


图 2-4 两电平三相电压源逆变器的原理图

理想的逆变电路通常由六个功率半导体组成，构成三相桥臂。在正常运行时，上半桥臂和下半桥臂的开关动作是相反的，这种配置被称为互补输出。当上桥臂和下桥臂同时导通时，电源短路，因此为了避免短路，上桥臂的关断时刻和下桥臂的开通时刻有时间间隔。本文中将使用 1 标记上桥臂开通、使用 0 标记上桥臂关断。由此，由图 2-5 所示的逆变电路可知三相桥臂有 8 中开关组合，如表 2-3 所示。

表 2-2 电压矢量开关状态表

上桥臂	$Q1$	0	1	0	1	0	1	0	1
开关状态	$Q3$	0	0	1	1	0	0	1	1
	$Q5$	0	0	0	0	1	1	1	1
电压矢量		V_0	V_4	V_2	V_6	V_1	V_5	V_3	V_7

二电平三相逆变电路有 $2^3 = 8$ 种开关状态，每种状态对应着一种特定的电压输出。这八种状态构成了电机的基本电压矢量集合：

$$\{V_0(000)、V_1(001)、V_2(010)、V_3(011)、V_4(100)、V_5(101)、V_6(110)、V_7(111)\}$$

这 8 个基本电压矢量的空间位置如图 2-6 所示，将基本电压矢量端点连接后为正六边形。输出电压为零的状态称为零电压矢量，零电压矢量在中点。它们将复平面平均分成了 6 个区，称之为扇区。

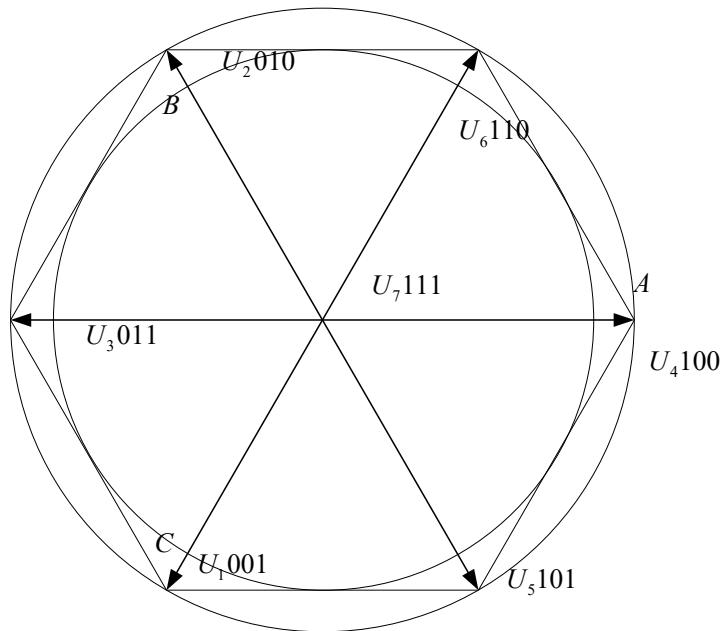


图 2-5 SVPWM 电压空间矢量示意图

对于双电平三相电源逆变电路，合成电压矢量的过程如下，先要确定输出电压矢量所在的扇区，以确定两个基本非零电压矢量。再根据平均值等效原理，通过调节两个基本电压矢量的作用时间以调节它们的标量大小，来控制开关周期时间 T_s 和输出电压矢量的大小。控制器发出相应时间的脉冲信号，控制逆变电路开关管的通断，实现电压矢量的合成。

以输出的电压矢量位于第 I 扇区为例推导合成电压矢量计算公式，其可以由非零矢量 U_4 、 U_6 组合而成，如图 2-7 所示。

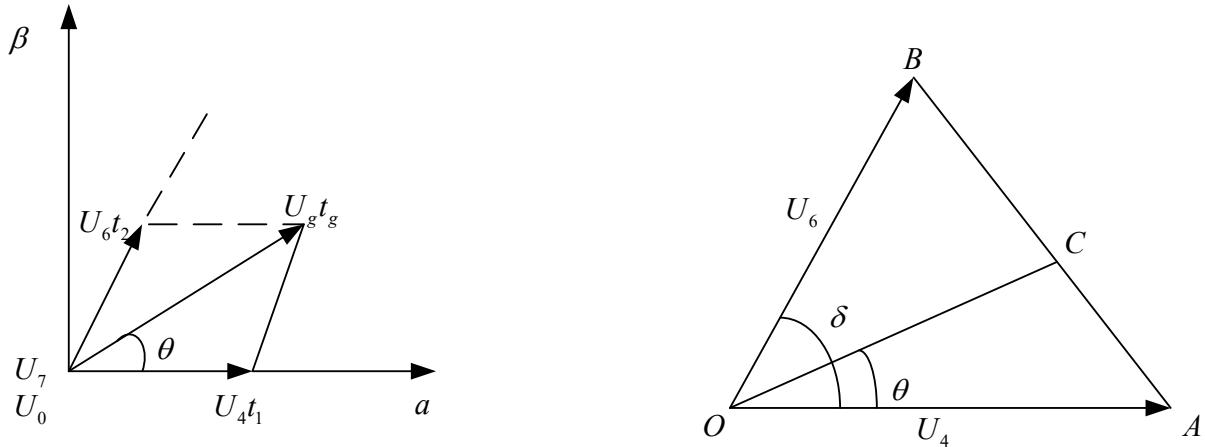


图 2-6 合成电压矢量示意图

根据平均值等效原则可以得到下式：

$$t_s U_{out} = t_4 U_4 + t U_6 + t_0 \quad (2.11)$$

$$t_4 + t + t_0 = t_s \quad (2.12)$$

其中：其中： U_4 、 U_6 、 t_0 分别为 U_4 、 U_6 和零矢量 U_0 (U_7) 的作用时间。

针对任意合成电压矢量，其扇区位置由其基本电压矢量决定。因此需要先确定待合成电压矢量所处的扇区位置，之后才能通过基本电压矢量的组合生成输出电压矢量。

设定 U_A 、 U_B 、 U_C 为中间变量，其表达式如下：

$$\begin{cases} U_A = u_\beta \\ U_B = \frac{\sqrt{3}}{2} u_\alpha - \frac{1}{2} u_\beta \\ U_C = -\frac{\sqrt{3}}{2} u_\alpha - \frac{1}{2} u_\beta \end{cases} \quad (2.13)$$

当 $U_A > 0$ 时，取 $A=1$ ，反之 $A=0$ ；当 $U_B > 0$ 时，取 $B=1$ ，反之 $B=0$ ；当 $U_C > 0$ 时，取 $C=1$ ，反之 $C=0$ 。定义 $N = A + 2B + 4C$ ，通过计算得到的 N 值与表 2-4 对照，以确定合成电压矢量所在的扇区编号。表 2-4 中列出了 N 值与扇区编号的对应关系。

表 2-3 N 值对应扇区

N	3	1	5	4	6	2
扇区编号	I	II	III	IV	V	VI

由图 2-4 空间电压矢量合成图可知，除判断扇区外，还需计算扇区基本矢量作用时间。以第一扇区为例

$$\begin{cases} u_\alpha = |U_{ref}| \cos \theta = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} \\ u_\beta = |U_{ref}| \sin \theta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.14)$$

可推出：

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}}u_\beta \end{cases} \quad (2.15)$$

同理可得出其他扇区矢量作用时间，记 X、Y、Z 如下：

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}u_\beta \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta\right) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta\right) \end{cases} \quad (2.16)$$

上式中， U_{dc} 为直流母线电压； T_s 为开关周期。则各扇区基本矢量作用时间如表 2-5 所示。

表 2-4 基本矢量作用时间

扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_4	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T_6	X	Y	-Y	Z	-Z	-X
T_0	$T_0(T_7) = (T_s - T_4 - T_6)/2$					

在空间矢量脉宽调制(SVPWM)模式下，当合成空间电压矢量的幅值达到最大时，零矢量的作用时间为零，PWM 单周期内非零电压矢量的作用时间最长。根据图 2-6 可知，合成空间电压矢量的幅值最大值不会超出正六边形。若合成矢量位于正六边形内部或超出其边界，将导致磁链形状不规则，并引发过调制现象，从而使逆变电路输出波形产生失真。

在 SVPWM 模式下，逆变器能够输出的最大不失真圆形旋转电压矢量的幅值，即为图 2-6 所示正六边形的内切圆，其幅值为：

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{2}{3} U_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc} \quad (2.17)$$

当合成电压矢量的端点位于正六边形和外接圆之间时，输出电压将出现失真，必须进行过调制处理，采用一种等比例缩小的计算方法。定义每个扇区中先发生的矢量作用时间为(T_x)，后发生的矢量作用时间为(T_y)。若($T_x + T_y < T_s$)，则矢量端点落在正六边形

内部，不需要过调制处理，可以直接输出；但当($T_x + T_y > T_s$)时，矢量端点超出正六边形，会导致过调制，输出波形将出现严重失真。在这种情况下，可以使用公式 2.19 进行调制处理。设电压矢量端点轨迹为正六边形内切圆时两个非零矢量的作用时间分比为 T'_x, T'_y ，则有比例关系：

$$\frac{T'_x}{T_x} = \frac{T'_y}{T_y} \quad (2.18)$$

由此可推出：

$$\begin{cases} T'_x = \frac{T_x}{T_x + T_y} T_s \\ T'_y = \frac{T_y}{T_x + T_y} T_s \\ T_7 = T_0 = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

在确定各基本矢量作用时间后，便可计算出开关切换点。记中间变量 T_a, T_b, T_c 为：

$$\begin{cases} T_a = \frac{T - T_4 - T_6}{4} \\ T_b = T_a + \frac{T_4}{2} \\ T_c = T_b + \frac{T_6}{2} \end{cases} \quad (2.20)$$

式 2.20 中， T_a, T_b, T_c 分别为三相桥臂每相开关动作的时刻。则开关切换点 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$ 与各扇区的关系如表 2-6 所示。

表 2-5 开关切换时刻与扇区表

扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_{cm1}	T_a	T_b	T_c	T_c	T_b	T_a
T_{cm2}	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_c
T_{cm2}	T_c	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b

用一定频率的三角载波信号与各个扇区矢量切换时刻进行比较，在微控制器中一般为定时器中央对齐模式，产生 PWM 信号控制逆变电路功率开关管导通或关断，合成所需的电压空间矢量，实现对逆变电路输出电压矢量的准确控制。

3 永磁同步电机控制系统设计

3.1 电流内环调节器的设计

磁场定向控制的电流内环控制调节定子电流来，从而控制电机的电磁转矩。当电流环设计合理时，能够有效减弱电压波动，使电机在启动过程中能够以最大电流迅速启动，并且可以对电流进行动态跟踪和迅速响应。此时，电机的加速力矩将更大，整个控制系统的运行也更为稳定。

本文采用的是 $id = 0$ 的控制方法，由于 dq 轴电流内环具有对称性和具有相似的系统特性，下面仅分析 q 轴电流 PI 调节器的参数整定方法， d 轴电流 PI 调节器的参数整定和 q 轴类似。图 3-1 为 q 轴电流环结构框图：

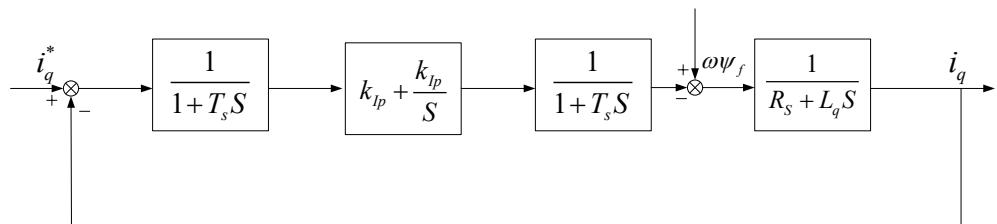


图 3-1 q 轴电流环结构框图

电流环的控制器输入由电流设定值和电流反馈之间的差值构成，其输出信号则是参考电压。图 3-1 中第一个框图 $\frac{1}{1+T_s S}$ 为系统延时环节，第二个为 PI 控制器，第三个 $\frac{1}{1+T_s S}$ 为逆变器装置延时环节，第四个 $\frac{1}{L_q s + R}$ 为电机传递函数。

图 3-1 中 T_s 表示电流环的采样周期，忽略掉动态项 $\omega\psi_f$ 和耦合项 $\omega L_d i_d$ ， q 轴的电磁方程可以写成：

$$u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R i_q \quad (3.1)$$

由此式得电机的传递函数：

$$G_p(s) = \frac{i_q}{u_q} = \frac{1}{L_q s + R_s} \quad (3.2)$$

将 PI 调节器的传递函数化为零极点的形式为：

$$k_{Ip} + \frac{k_{Ii}}{s} = k_{Ip} \frac{\tau_I s + 1}{\tau_I s} \quad (3.3)$$

式 3.3 中 $\tau_I = \frac{k_{Ip}}{k_{Ii}}$ 。

由于 T_s 电流采样周期非常小，所以可以将两个小惯性环节用一个惯性环节等效代替，该惯性环节的惯性时间常数为 $T = T_s + T_s = 2T_s$ 。等效代替后得到如下 q 轴电流环的简化结构框图，如图 3-2 所示：

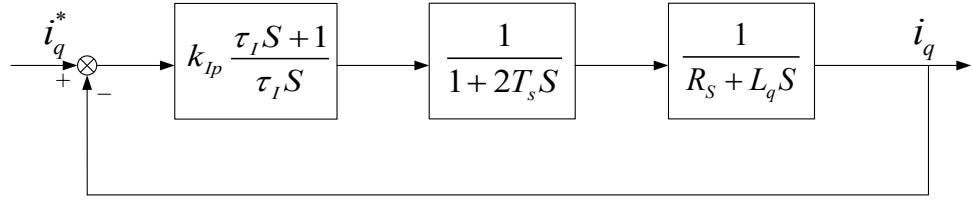


图 3-2 q 轴电流环简化结构框图

经过 PI 调节器校正后的电流环开环传递函数为：

$$W_{oi}(s) = k_{Ip} \frac{\tau_I s + 1}{\tau_I s} \frac{1}{(2T_s + 1)} \frac{1}{(L_q s + R)} \quad (3.4)$$

令 $\tau_i = \frac{L_q}{R_s}$ ，将开环传递函数校正成典型 I 型系统：

$$W_{oi}(s) = \frac{K_{Ip} \left(1 + \frac{L_q}{R_s} s\right)}{\frac{L_q}{R_s} s} \frac{1}{(1 + 2T_s s) R_s \left(1 + \frac{L_q}{R_s} s\right)} = \frac{K_{Ip}}{L_q s (1 + 2T_s s)} \quad (3.5)$$

典型 I 型系统的开环传函为：

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (3.6)$$

由公式 3.5 和 3.6 可推出：

$$\begin{cases} K = \frac{K_{Ip}}{L_q} \\ T = 2T_s \end{cases} \quad (3.7)$$

由典型 I 型系统动态性能指标参数表，如果没有特殊要求，取 $\xi = 0.707$ ， $KT = 0.5$ 。

从而有：

$$2T_s \cdot \frac{k_{Ip}}{L_q} = \frac{1}{2} \quad (3.8)$$

由式 3.8 可推出 PI 调节器的参数：

$$\begin{cases} k_{Ip} = \frac{L_q}{4T_s} \\ k_{Ii} = \frac{k_{Ip}}{\tau_I} = \frac{k_{Ip}}{L_q/R_s} = \frac{R_s}{4T_s} \end{cases} \quad (3.9)$$

由式 3.5 开环传递函数得出闭环传递函数：

$$G_{oi}(s) = \frac{\frac{K_{Ip}}{L_q s (1 + 2T_s s)}}{1 + \frac{K_{Ip}}{L_q s (1 + 2T_s s)}} = \frac{K_{Ip}}{2T_s L_q s^2 + L_q s + K_{Ip}} \quad (3.10)$$

当具有较高的开关频率时， T_s 的取值够小，就可以认为 s^2 的系数为零，并将式 3.8 带入。由此可以得到电流环等效闭环传递函数：

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{Ip}}{L_q s + K_{Ip}} = \frac{1}{\frac{L_q}{K_{Ip}} s + 1} = \frac{1}{4T_s s + 1} \quad (3.11)$$

3.2 转速外环调节器的设计

转速外环控制，可以减少扰动对系统的影响、减小转速波动，使系统工作在稳定的状态。将负载转矩 T_l 当作扰动引入，由于粘滞摩擦系数 B 在实际工程中不容易测量，忽略不计后对控制系统影响较小。由电机数学模型可以得到转速环近似控制框图，如图 3-3 所示：

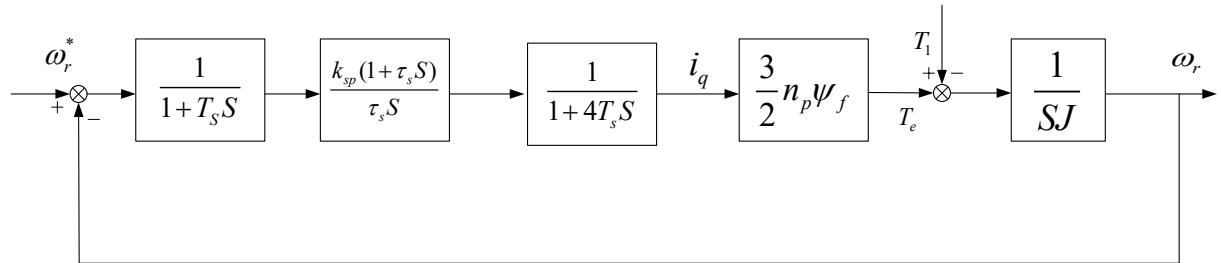


图 3-3 转速环近似控制框图

第一个框图 $\frac{1}{1+T_s S}$ 为控制系统延时环节，第二个框图为 PI 控制器，第三个框图为公式 3.11 所示电流闭环等效传递函数。

第四个框图是由 dq 坐标系电机转矩方程公式 2.8： $T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q$ 得出。

将 dq 坐标系电机运动方程式 2.9 整理得式 3.12 形式运动方程：

$$T_e - T_L = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.12)$$

将 3.12 转到 s 域就得到第五个框图所示函数。

采用高频段小惯性环节近似处理，将电流内环等效为小时间常数 $4T_s$ 与速度信号采样的小时间常数 T_s 进行合并得 $T_{sm} = 5T_s$ ，且先忽略负载转矩，得到转速外环简化的结构框图为图 3-4 所示：

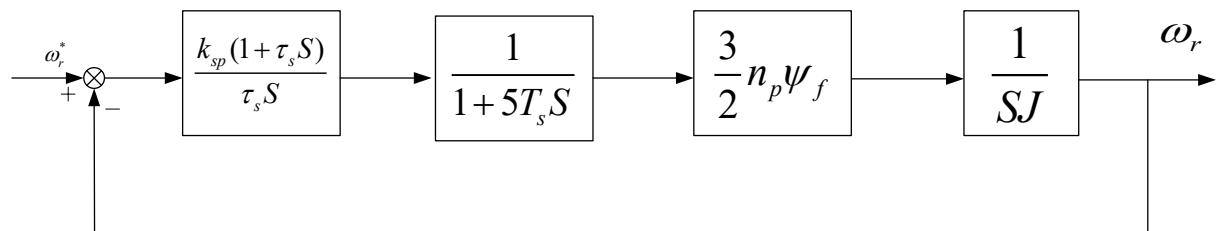


图 3-4 转速外环简化控制结构框图

由图 3-4 求得开环传递函数为：

$$W_{os}(s) = \frac{K_{sp}(1 + \tau_s s)}{\tau_s s} \frac{1}{(1 + 5T_s s)} \left(\frac{3}{2} n_p \psi_f \right) \left(\frac{1}{J_s} \right) = \frac{\frac{3}{2} n_p \psi_f k_{sp} (\tau_s s + 1)}{J \tau_s s^2 (5T_s s + 1)} \quad (3.13)$$

典型II型系统的开环传递函数为：

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (3.14)$$

典型II型系统的开环传递函数与典型I型系统相仿，时间常数T也是控制对象固有的。所不同的是，典型II型系统的待定参数有K和 τ 。为了方便分析，引入一个新的变量 h_s ， h_s 是斜率为-20dB/dec的中频段的宽度（对数坐标）， h_s 是控制系统设计中的关键的参数，称作“中频宽”，中频段中频带宽决定了系统的响应速度。

$$h_s = \lg \frac{\omega_2}{\omega_1} = \lg \omega_2 - \lg \omega_1 = \lg \frac{1}{T_{sm}} - \lg \frac{1}{\tau_s} \quad (3.15)$$

要实现II型系统稳定，必须保证 $\frac{1}{\tau_s} < \omega_c < \frac{1}{T_{sm}}$ ，即 $\tau_s > T_{sm}$ ， τ_s 比 T_{sm} 大的越多，系统的稳定裕度就越大。为保证系统获得最大的稳定裕度，一般将截止频率 ω_c 设置在 $\frac{1}{\tau_s}$ 和 $\frac{1}{T_{sm}}$ 的中点，由此可推出：

$$\lg \omega_c = \lg \frac{1}{T_{sm}} - \frac{h_s}{2} \quad (3.16)$$

$$\omega_c = \frac{1}{T_{sm} 10^{\frac{h_s}{2}}} \quad (3.17)$$

当 $\omega = 10^0 = 1$ 时，可推出开环增益K：

$$20 \lg K = 40(\lg \omega_1 - \lg 1) + 20(\lg \omega_c - \lg \omega_1) = 20 \lg \omega_c \omega_1 \quad (3.18)$$

$$K = \omega_c \omega_1 \quad (3.19)$$

由上述公式可推出典型II型系统 τ_s 和K计算公式：

$$\begin{cases} \tau_s = T_{sm} 10^{h_s} = 5T_s 10^{h_s} \\ K = \omega_1 \omega_c = \frac{1}{\tau_s} \cdot \frac{1}{T_{sm} 10^{\frac{h_s}{2}}} = \frac{1}{T_{sm} 10^h T_{sm} 10^{\frac{h_s}{2}}} = \frac{1}{T_{sm}^2 10^{\frac{3h_s}{2}}} \end{cases} \quad (3.20)$$

由式3.13和式3.14可推出：

$$\begin{cases} K = \frac{3}{2} \frac{n_p \psi_f K_p}{J \tau_s} \\ T = 5T_s \end{cases} \quad (3.21)$$

根据典型II型系统的参数整定关系可得：

$$\frac{\frac{3}{2} n_p \psi_f k_{sp}}{J \tau_s} = \frac{h_s + 1}{2h^2 (5T_s)^2} \quad (3.22)$$

进而可以推导出转速外环的 PI 参数为：

$$\begin{cases} K_{sp} = \frac{2}{3} \cdot \frac{J}{5T_s 10^{\frac{h_s}{2}} n_p \psi_f} \\ K_{si} = \frac{2}{3} \cdot \frac{J}{25T_s^2 n_p \psi_f 10^{\frac{3h_s}{2}}} \end{cases} \quad (3.23)$$

当系统采样频率 $T_s = 0.00001$ 时，由公式 3.15 得出第二个转折频率 $\lg \omega_2 = \lg \frac{1}{5T_s} = 4.3$ ，低频段带宽设计至少留 1.5 的宽度，此时 h_s 可取 2.5。

$$h_s = \lg \frac{\omega_2}{\omega_1} = 4.3 - \lg \frac{1}{\tau_s} = 2.5 \quad (3.24)$$

$$\tau_s \approx \frac{1}{63} \quad (3.25)$$

以上是对电流内环和转速外环的 PI 控制器控制参数进行的理论分析计算。然而，在建立 dq 坐标系的永磁同步电机数学模型时，进行了理想化且并没有考虑现实中的非线性因素。因此可知，系统在实际运行中可能与理论分析存在一定差异。因此，在实际应用中，需要根据具体情况适当调整参数。

4 永磁同步电机矢量控制模型的建立及仿真结果

MathWorks 公司开发的 MATLAB/Simulink 软件具备强大的仿真功能，并提供可视化的仿真环境和示波图功能。这一软件被广泛应用于科学计算和工程仿真验证领域，在控制领域也是一种主要工具。Simulink 自带一套模型齐全的 POWERSYSTEM 工具箱，这使得它在电气工程领域的应用范围也较为广泛，在实际工程应用中，其仿真结果通常与实验结果高度吻合，这很大程度上提高了工程开发的效率^[7]。

在完成对永磁同步电机磁场定向控制技术的模块化和控制参数的理论分析后，本文构建了磁场定向控制系统的仿真模型，其中包括 Simulink 环境中的坐标变换模块、SVPWM 模块以及 PI 控制器模块。并将各个模块按照图 2-1 矢量控制结构框图链接整合完成了基于 $I_d = 0$ 的双闭环磁场定向控制系统的仿真搭建。并从电机在 dq 轴的数学模型和仿真实验的出发，分析了系统的快速性和稳定性。

4.1 仿真时电机参数

仿真的电机为额定功率为 3kW，额定转速为 1200rpm 的表贴式永磁同步电机，直流母线电压 U_{dc} 为 311V。电机的具体参数如表 4-1 所示。

表 4-1 表贴式永磁同步电机参数

参数	数值	单位	参数	数值	单位
额定功率 P_N	3000	W	d 轴电感 L_d	12	mH
额定转速 n_N	1200	rpm	q 轴电感 L_q	12	mH
额定电压 U_{dc}	311	V	相电阻 R_s	0.958	Ω
额定电流 I_d	8.3	A	极对数 n_p	4	
采样时间 T_s	10	μs	磁链 ψ_f	0.1827	Wb
转动惯量 J	0.003	$kg \cdot m^2$	粘滞摩擦 B	0.008	N.m.s

4.2 仿真模型搭建

利用 Simulink 仿真工具搭建控制模块，本文采用 $i_d = 0$ 的控制策略，其控制原理如图 2-1 矢量控制结构框图所示。

4.2.1 坐标变换模块

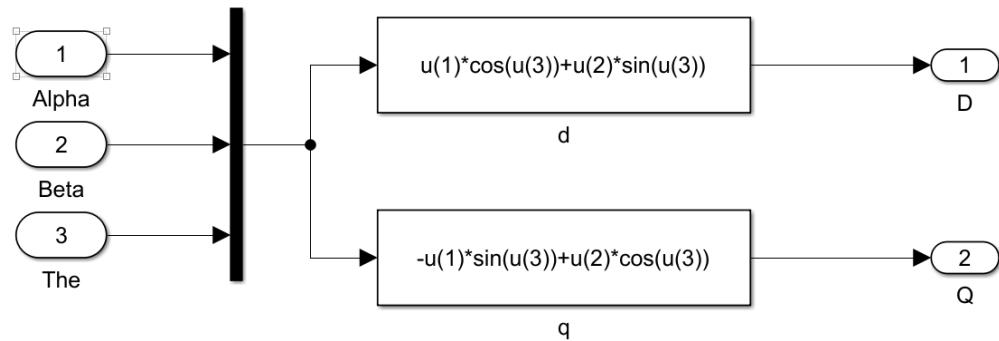


图 4-1 Park 变换

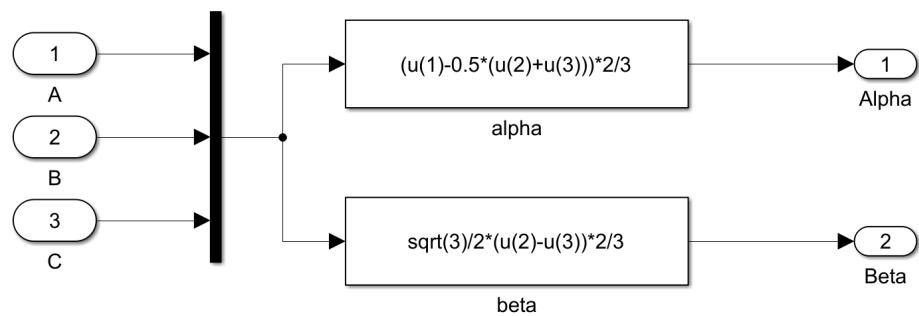


图 4-2 Clarke 变换

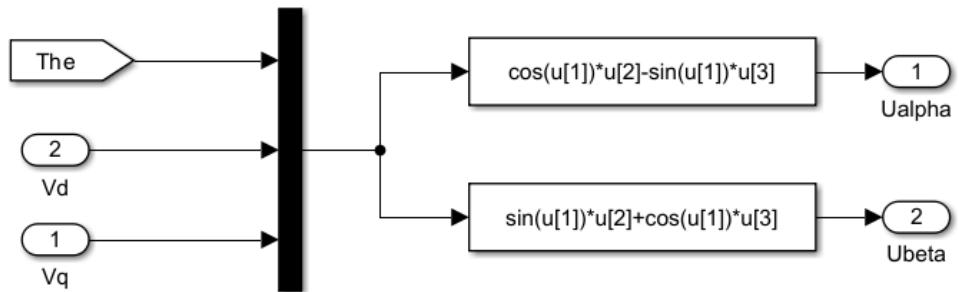
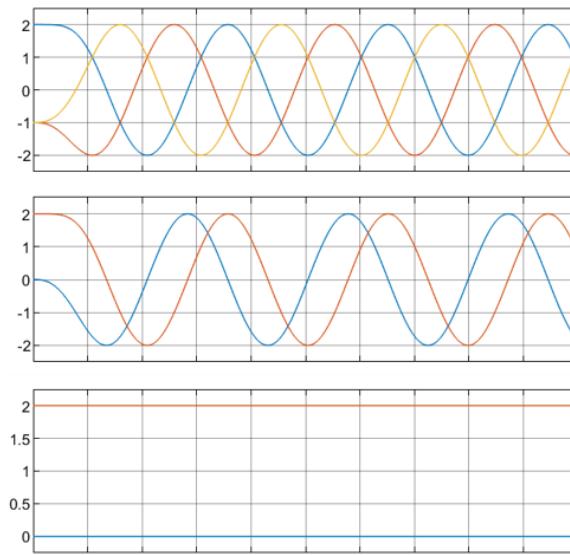


图 4-3 Park 逆变换

图 2-7 ABC 自然坐标系波形（上） $\alpha\beta$ 旋转坐标系（中） dq 同步旋转坐标系（下）

4.2.2 SVPWM 模块

合成电压矢量的目标是在电机内部形成一个圆形旋转的磁链。因磁链方向与电压矢量方向垂直，所以通过不断使合成的电压矢量逼近圆形旋转，就可以形成圆形旋转磁场。进一步，通过判断扇区和时间分配等操作，可以组合各个基本矢量的作用时间，从而使得电压矢量的末端始终沿着圆形旋转的轨迹。

SVPWM 模块由 2.13 至 2.20 所示公式搭建，如图 4-4 所示。输出波形如图 4-5。详细代码见附录。

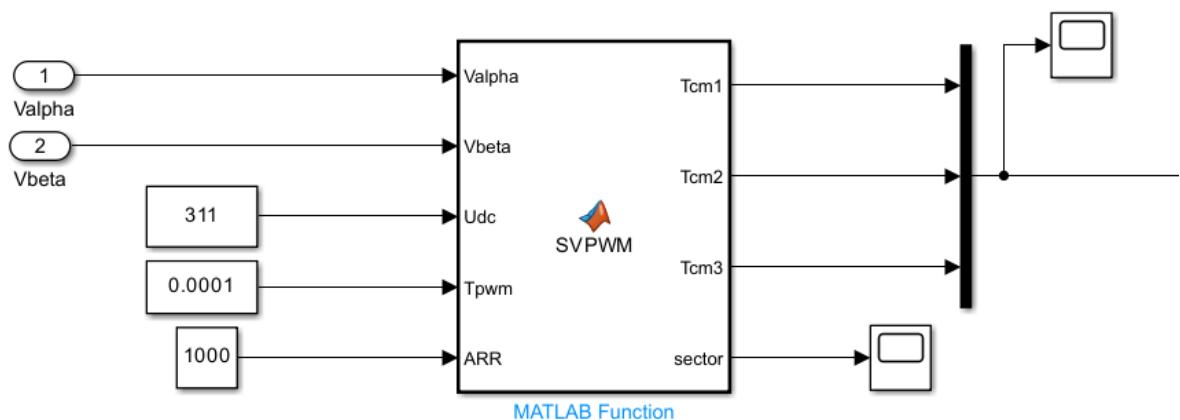


图 4-4 SVPWM 模块

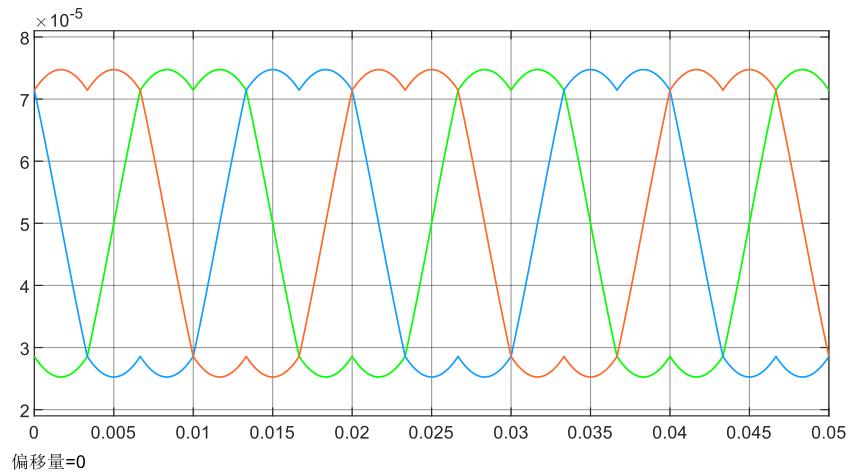


图 4-5 SVPWM 模块发波

图 4-6 是将 SVPWM 输出的马鞍波与三角波比较生成最终的 3 路互补控制 PWM 波形，此波形可控制 MOSFET 或 IGBT 等功率半导体器件组成的逆变电路，生成三相正弦波控制电机。

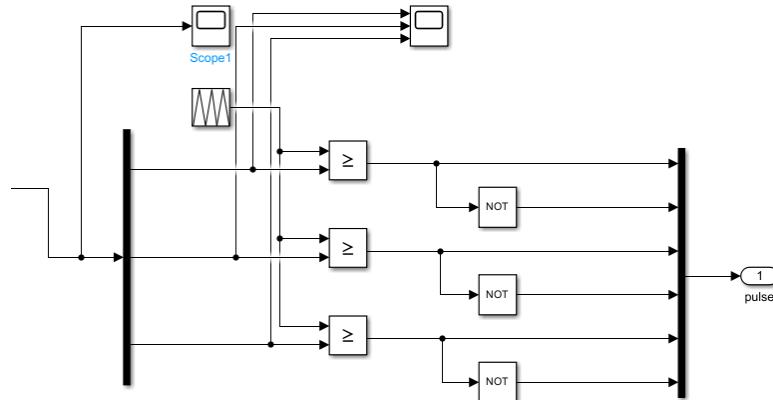


图 4-6 最终脉冲生成模块

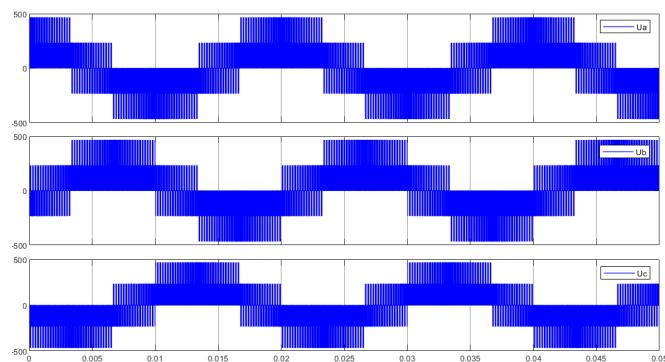


图 4-7 最终脉冲生成

4.2.3 PI 控制器模块

基于 PI 控制器的数学原理和公式 3.3，建立 PI 控制器模块，模型见图 4-8：

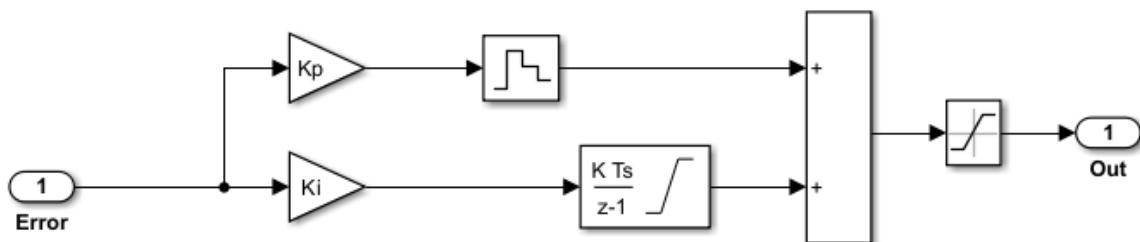


图 4-8 PI 控制器模块

4.2.4 整体仿真模型

将搭建的各种模块和 Simulink 自带的模块按照图 2-1 组合在一起就构成了图 4-9 所示的仿真模型。

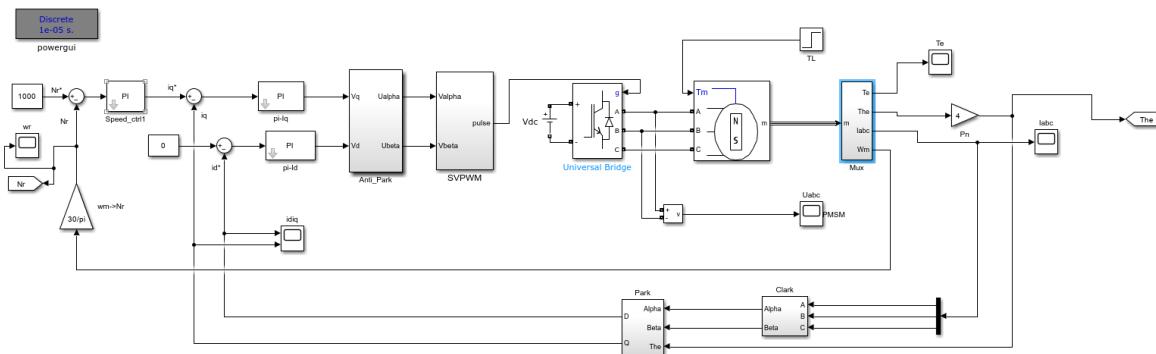


图 4-9 FOC 仿真模型

4.3 仿真实现及测试结果分析

4.3.1 PI 控制器参数调试

调试永磁同步电机矢量控制电流转速双环控制系统中的三个PI控制器是一个重点。需要先断开转速环，调整内环电流控制器的参数。通常情况下， d 轴电流和 q 轴电流 PI 控制器会选择相同的参数值。将电流环PI控制器调整到符合控制要求后，在将包含电流 PI控制器的整个控制系统作为控制对象，来调整转速环PI控制器的参数转速环和电流环 q 轴形成串级PID控制系统。这个过程需要在双闭环系统中不断调整电流环和转速环的参数，直到系统表现最佳。对于控制器的饱和限制，一般会选择稍大的值，以避免饱和现象的发生。在调试过程中，会逐渐减小饱和限制的值，直到达到合适的大小，从而改善控制性能。

根据公式 3.9 计算得出电流环 K_p , K_i 参数如下：

$$\begin{cases} k_{Ip} = \frac{L_q}{4T_s} = \frac{0.012}{4 \times 0.00001} = 300 \\ k_{Ii} = \frac{k_{Ip}}{\tau_I} = \frac{k_{Ip}}{L_q/R_s} = \frac{R_s}{4T_s} = \frac{0.958}{4/0.00001} = 23950 \end{cases} \quad (4.1)$$

将公式 4.1 参数带入电流环 PI 控制器, 转速环开环, 设置 $I_q = 8$, $I_d = 0$, 电机空载负载转矩 $T_L = 0$ 。图 4-10 为电流闭环阶跃响应, 图 4-14 为电流闭环系统 Bode 图。

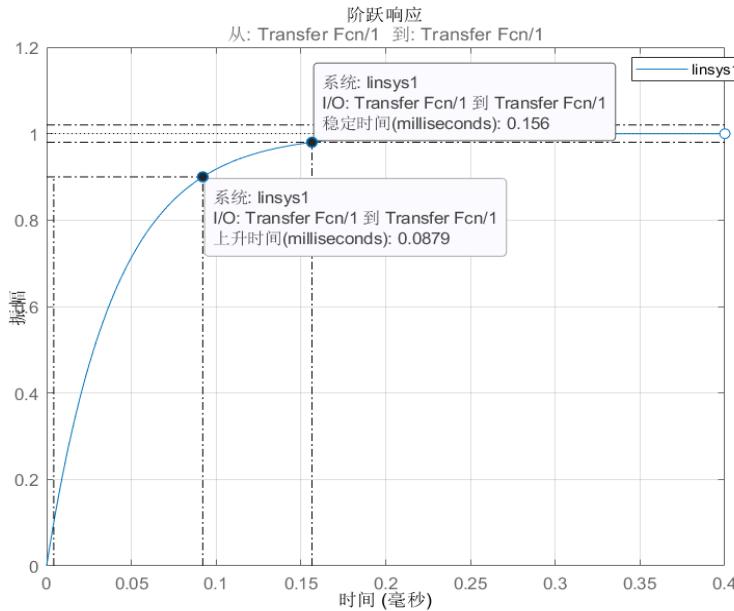


图 4-11 电流闭环阶跃响应

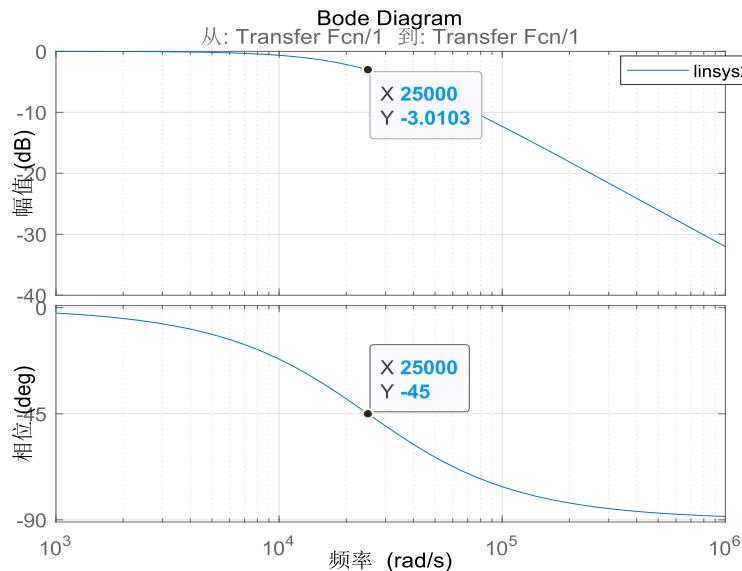


图 4-12 电流闭环 Bode 图

图 4-13 电流闭环单位阶跃响应显示上升时间 0.0897ms, 系统稳定时间 0.156ms, 系统无超调, 无稳态误差。Bode 图显示电流环带宽为 25000rad/sec, 在采样频率固定情况下, 电流环带宽 $\omega = \frac{k_{Ip}}{L_q} = \frac{300}{0.0012} = 25000\text{rad/sec}$, 符合设计。由此可推断电流环闭环系统稳定。

电磁转矩 T_e 如图 4-10, 此时电机相电流如图 4-11, 电机转速如图 4-12 所示。

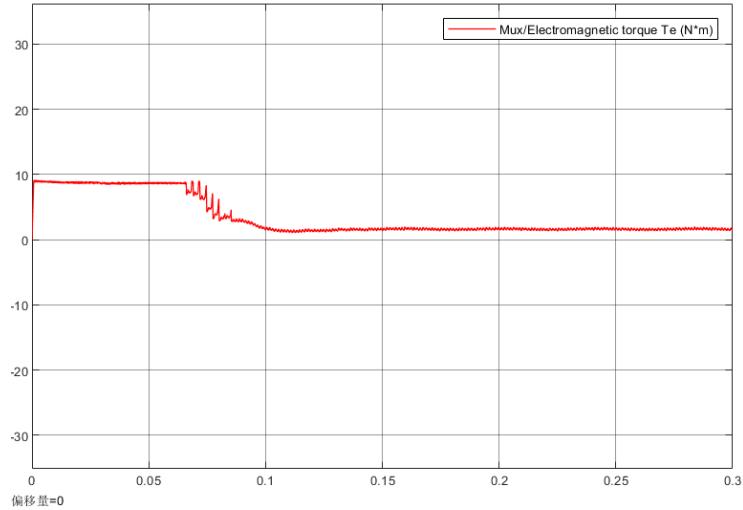


图 4-13 空载电磁转矩

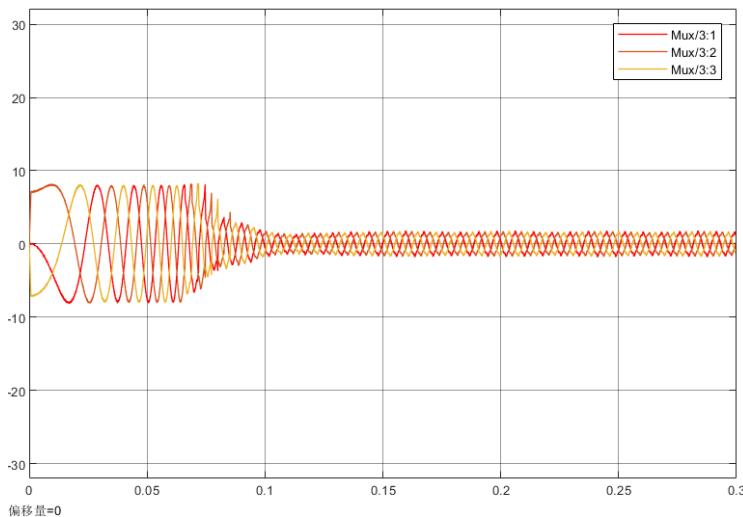


图 4-14 空载电机相电流

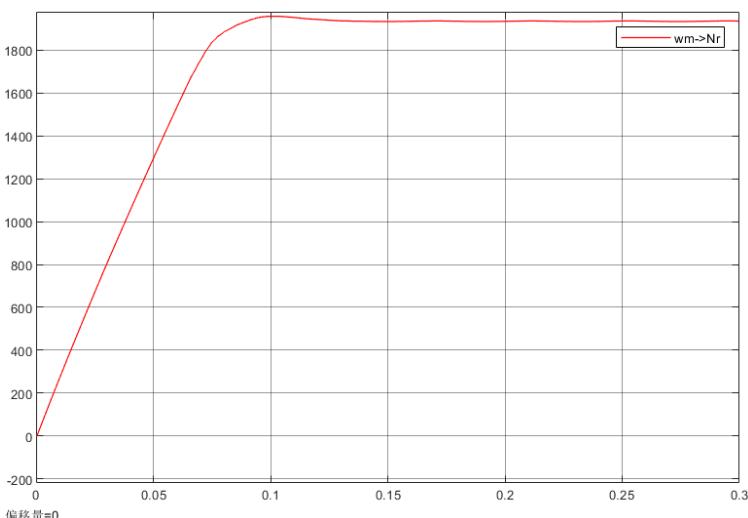


图 4-15 空载电机转速

此时电机可以正常运行，说明电流环 PI 控制器参数可行，系统稳定。

根据公式 3.23 计算转速环 K_{sp} , K_{si} 参数。 $h_s = 2.5$, $T_s = 0.00001$ 带入下式。

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{sp} = \frac{2}{3} \cdot \frac{J}{5T_s 10^{\frac{h_s}{2}} n_p \psi_f} = \frac{2}{3} \cdot \frac{0.003}{5 \times 0.00001 \times 10^{\frac{2.5}{2}} \times 4 \times 0.1827} = 3.07 \\ K_{si} = \frac{2}{3} \cdot \frac{J}{25T_s^2 n_p \psi_f 10^{\frac{3h_s}{2}}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{0.003}{25 \times 0.00001^2 \times 10^{\frac{3 \times 2.5}{2}} \times 4 \times 0.1827} = 194.66 \end{array} \right. \quad (4.2)$$

将参数带入转速环 PI 控制器, 电流环 PI 控制器参数为式 4.1。

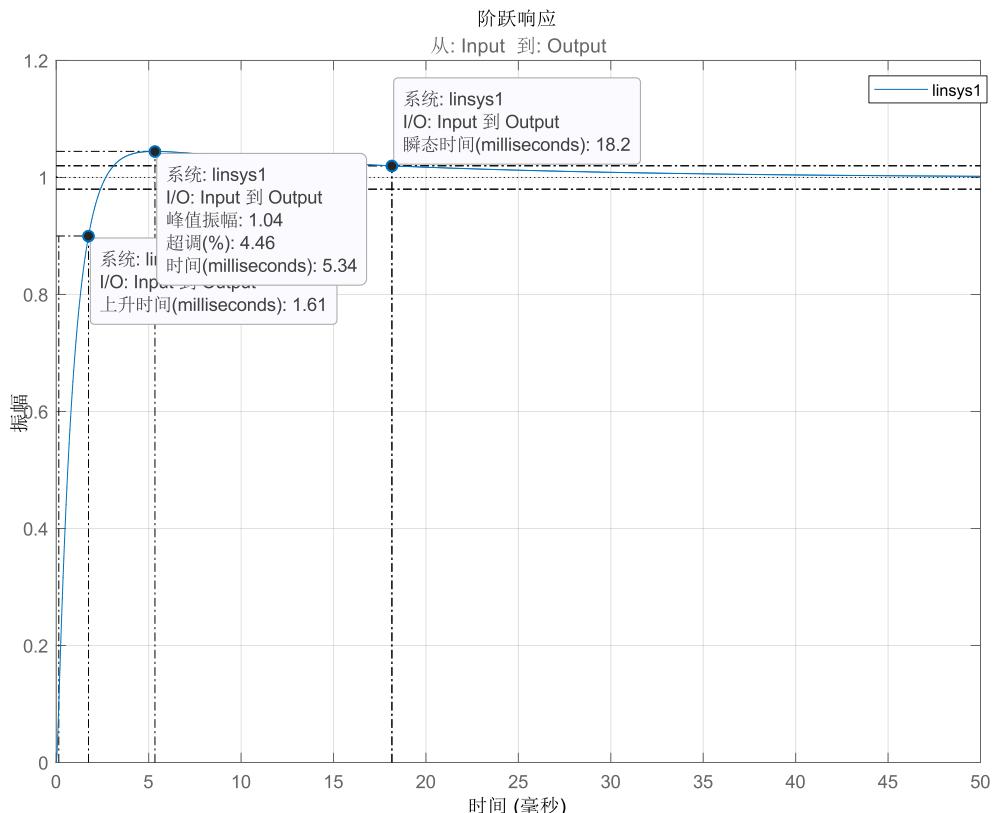


图 4-16 式 4.2 参数转速环阶跃响应

由 4-16 得出系统上升时间 1.61ms, 峰值 1.04, 超调量 4.46%, 调整时间 18.2ms。

设置目标转速为 1000rpm, 电机空载。电机速度波形如图 4-17, I_d 、 I_q 电流波形如图 4-18 所示。

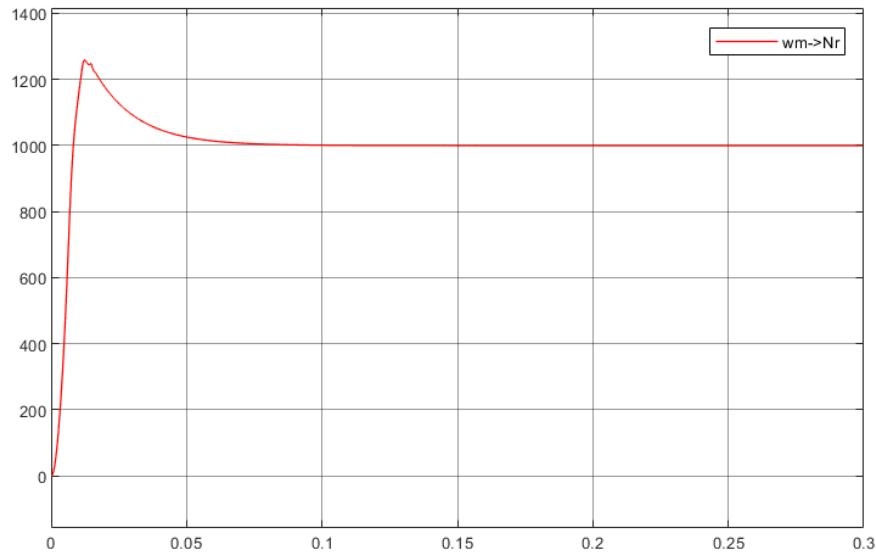
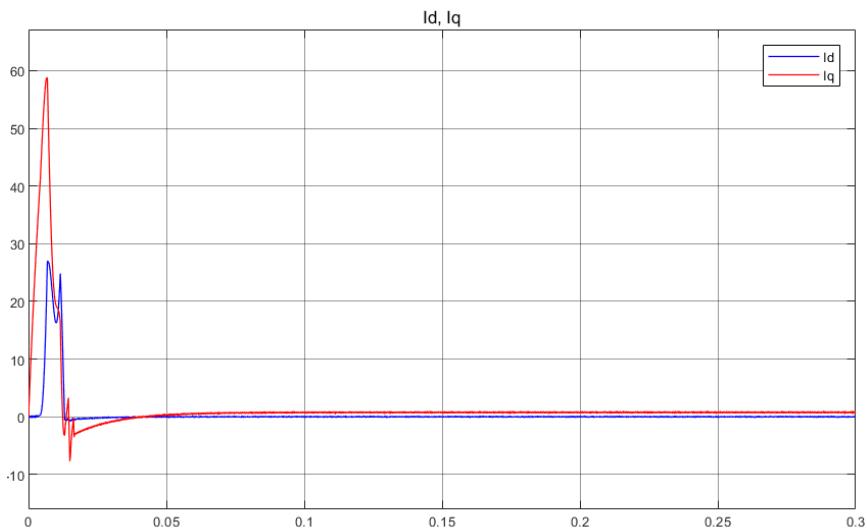


图 4-17 公式 4.2 参数速度

图 4-18 公式 4.2 参数 I_d 、 I_q 电流

由图 4-17 图 4-18 可以判断电机运动稳定，但系统综合性能一般，超调量较大，调节时间较长。此时可以通过调整 PI 控制器参数，提升系统性能，减少超调量，降低系统调节时间。可以边观察 I_d 、 I_q 电流波形和速度波形，边使用试凑法调节 PI 控制器参数。

试凑法确实是整定参数时常用的一种方法。通过观察系统的响应情况，可以更准确地调整参数，以达到期望的控制效果。在 PID 控制器中，比例、积分和微分调节是常用的三种调节方式，它们各自具有独特的特点和作用。

比例调节器的主要特点是其快速响应。当系统出现偏差时，比例调节器会立即放大该偏差并输出，以迅速减小偏差。

积分调节器则对长期偏差有较强的修正能力。积分调节器的输出与偏差的积分成正比，因此只要存在偏差，输出就会持续变化，直到偏差被消除为止。

微分调节器主要用于抑制系统的过冲和振荡，在存在惯性或滞后的系统响应中表现良好。

了解各种参数调节的特点，合理地调整比例、积分参数，可以更有效地控制系统，实现期望的控制效果。经试凑调节到电流和转速波形都较好后，此时 PI 控制器参数如式 4.3 所示。

$$\begin{cases} k_{vp} = 0.2 \\ k_{vi} = 30 \end{cases} \quad (4.3)$$

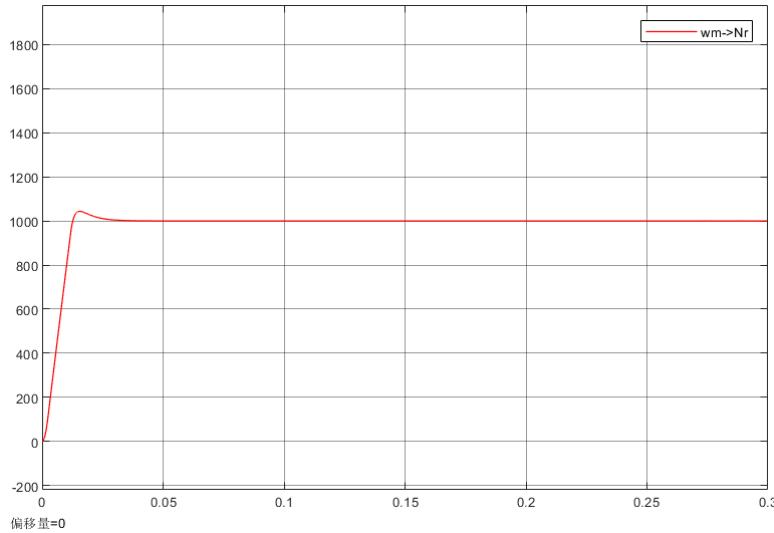


图 4-19 式 4-3 参数转速波形

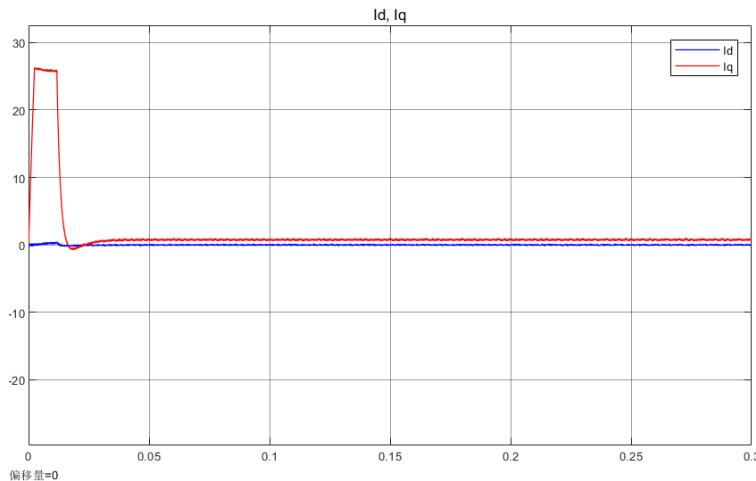


图 4-20 公式 4-3 参数 I_d, I_q 波形

4.3.2 空载启动突加负载测试

电机速度给定为 1000rpm ，励磁电流 I_d 给定参考值为 0，负载转矩 T_l 初始值为 0，系统运行到 0.15s 时突加 $12\text{N}\cdot\text{m}$ 负载。对电机电磁转矩、转速、电机线电压、相电流、电枢电流和励磁电流进行观察分析。仿真后的数据如下。

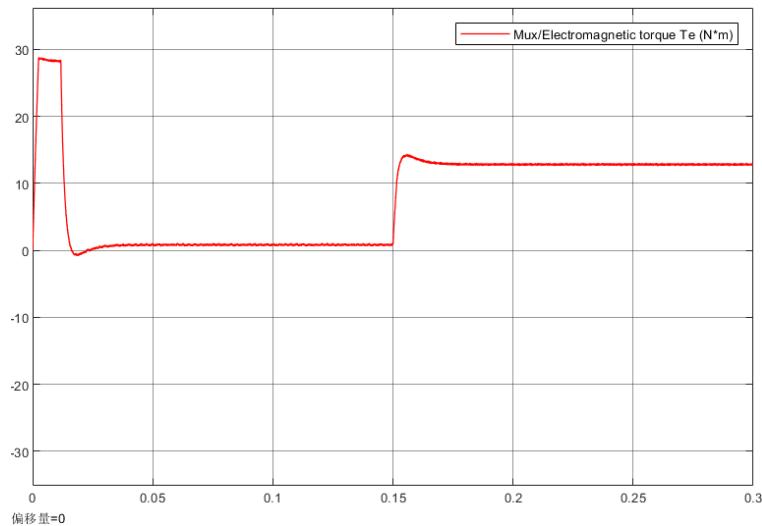


图 4-21 突加负载电磁转矩波形

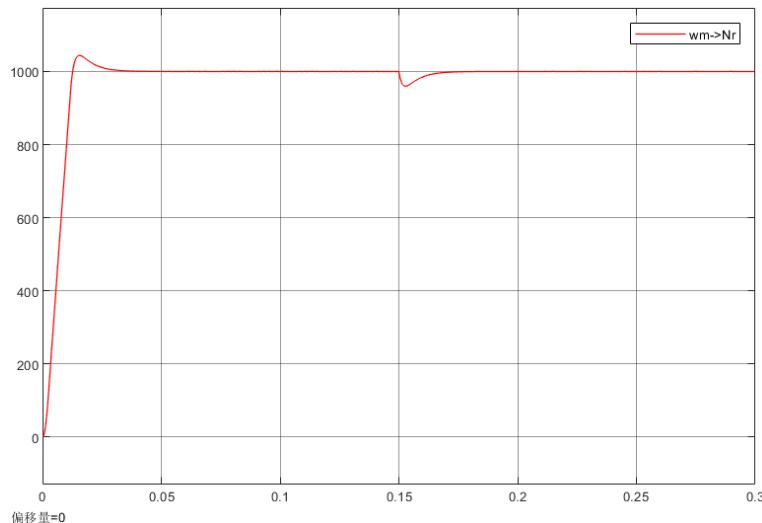


图 4-22 突加负载转速波形

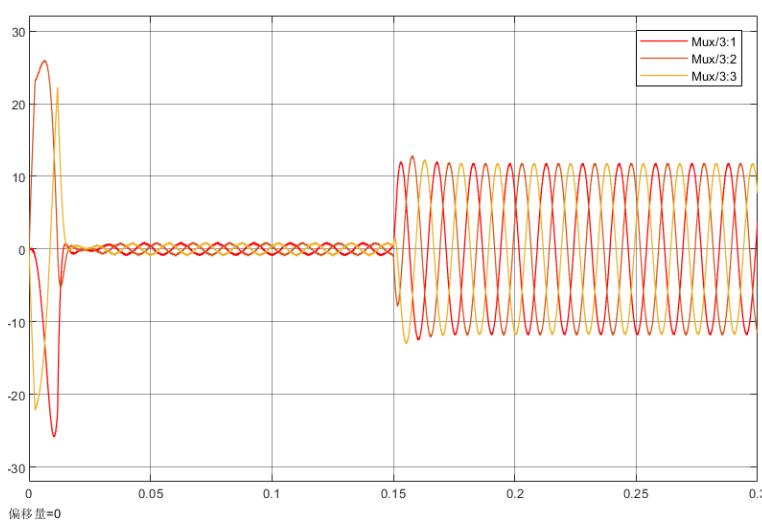
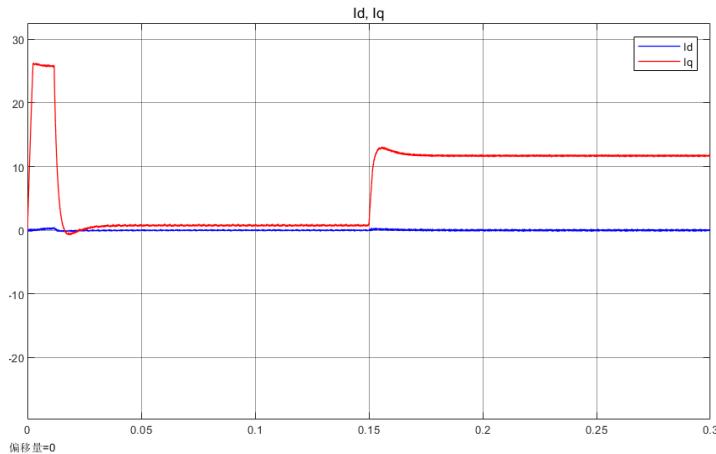


图 4-23 突加负载定子三相电流波形

图 4-24 突加负载 I_q , I_d 波形

将以上仿真分成两段分析：

(1) 空载启动(0~0.15s)

由图 4-21 电机电磁转矩波形和图 4-22 电机转速波形可知，电机空载启动时，电机 q 轴电流和电磁转矩 T_e 迅速上升峰值并保持，此时电机的转速以电机最大加速度迅速上升。系统调整时间 $t_s = 21.315ms (\Delta = 0.02)$ 。在 0.03s 左右，电机速度稳定在给定值 1000rpm，电磁转矩迅速降低，直至转矩为 $0.835N \cdot m$ 。电机处于稳态时，由电机运动方程可知，电磁转矩和负载转矩的差值为 $B\omega$ ，计算可得转矩差值为： $B\omega = 0.008 \times (\pi/30 \times 1000) = 0.84N \cdot m$ ，仿真结果与电机运动方程相符。

由图 4-24 可知，电机空载稳态时 $I_q = 0.724A$ ，由电机电磁转矩方程 $T_e = \frac{3}{2}n_p\psi_f i_q$ 可知 $i_q = \frac{T_e}{\frac{3}{2}n_p\psi_f} = \frac{0.84}{\frac{3}{2} \times 4 \times 0.1827} = 0.766A$ ，与仿真结果一致。

(2) 突加负载(0.15~3s)

如图 4-21 所示，0.15s 时，负载转矩 T_e 从 0 阶跃到 $12N \cdot m$ ，电机电磁转矩迅速上升至 $14.202N \cdot m$ ，然后快速稳定在 $12.835N \cdot m$ ，超调量 $\sigma\% = \frac{14.202 - 12.835}{12.835} \% = 10.65\%$ 。

图 4-22 电机转速图显示，在突加负载时，电机转速下降 $43rpm$ 后迅速恢复至 $1000rpm$ 。由图 4-24 电机 dq 轴电流图可知，突加负载后，电机电枢电流从 $0.724A$ 快速上升至 $12.896A$ 后迅速稳定在 $11.657A$ ，超调量 $\sigma\% = 10.62\%$ 。

综合上述分析，不同负载转矩仿真时，励磁电流 i_d 持续在保持在设定值 0 左右，使得输出的电磁转矩能够很好地跟随给定的转矩。系统响应迅速而平稳，电机的转速和转矩的超调量较小，相电流表现理想。电枢电流 i_q 与电磁转矩呈线性关系，实现了矢量控制励磁电流 $i_d = 0$ 的控制策略。

5 结论与展望

5.1 研究结论

本文在研究了永磁同步电机控制策略即采用 $i_d = 0$ 的矢量控制与经典的速度、电流构成的双闭环结合的控制策略, 具体分析了 SVPWM 模块的实现和 PI 调节器的参数设定, 在 MATLAB/Simulink 的环境下, 搭建了永磁同步电机矢量控制仿真模型。

从仿真结果中可知, 控制系统具有响应快速、低稳态误差和良好的动态稳定性。电机在不同负载需求下, 都能保持理想的动态响应特性, 且对负载转矩变化有较高的抗扰动能力, 电流环控制的仿真分析表明, 电流控制部分有效保证电机电流的稳定输出, 同样表现出良好的性能, 。

本文建立仿真的永磁同步电机控制系统具有良好的动态性能, 验证了本文采用 $i_d = 0$ 的矢量控制结合速度与电流构成的双闭环控制策略对永磁同步电机是可行且有效的。

5.2 展望

优化 PID 控制环路: 针对被控对象添加各种滤波器等, 提高抗扰性能, 抑制电机震动。

增加模型与实际电机控制系统的关联: 将电机运动过程中的电机参数变化引入仿真, 设计驱动器的控制执行频率, 电流的采样与重构, 位置传感器信号的仿真。

应用更加先进的控制算法: 在 FOC 的基础上, 使用自适应控制、滑模变结构控制、模糊控制等先进的控制算法。

5.3 应用前景

对于开发效率和系统稳健性的高要求促进了基于模型的设计 (Model-Based Design, MBD) 的迅速发展, 这是一种以模型为核心、并通过代码导出和验证的项目开发方法。MBD 方法的优势在于避免了繁琐的代码编写和调试过程, 从而极大地提高了项目开发效率。在汽车领域, 大量采用基于 Simulink 模型的设计方法来开发控制系统, 将算法按照标准导出到硬件进行验证。这种方法可以实现模型的复用, 从而提高开发效率并降低人为编程误差, 进而减少安全漏洞的风险。

在精密机械和智能制造领域内, 大量使用永磁直驱电机, 以矢量控制作为控制核心, 根据不同的工况和控制要求调整控制环路以实现稳定高效安全的伺服控制。随着制造和消费的大量产品升级, 对电机控制的需求和标准越来越高, MATLAB/Simulink 强大的仿真和算法优化功能将更加重要。

参考文献

- [1] 黄利容,曾喆昭,章祺昊.永磁同步电机调速系统的自耦 PID 控制策略研究[J/OL].机械科学与技术,1-6[2024-05-10].<https://doi.org/10.13433/j.cnki.1003-8728.20230246>.
- [2] 黄依婷,王云冲,史丹,等.永磁同步电机伺服控制(连载之一)国内外研究现状与发展趋势概述[J].微电机,2022,55(08):1-7.DOI:10.15934/j.cnki.micromotors.2022.08.014.
- [3] 黄依婷. 基于模糊逻辑控制和滑模控制算法的永磁同步电机伺服控制系统研究[D].浙江大学,2023.DOI:10.27461/d.cnki.gzjdx.2022.002176.
- [4] 康尔良,陈健.永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2022,26(10):88–97.
- [5] 彭思齐,宋彦彦.基于自适应模糊滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].控制与决策,2018,33(4):644–648.
- [6] 彭熙伟,高瀚林.永磁同步电机的改进对角递归神经网络 PI 控制策略[J].电机与控制学报,2019,23(4):126–132.
- [7] 雷世钰.基于滑模观测器的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制研究[D].广东工业大学,2022.DOI:10.27029/d.cnki.ggdgu.2022.002202.
- [8] 周新力,李醒飞.光电跟踪系统积分反步自抗扰控制策略[J].天津大学学报(自然科学与工程技术版),2021,54(4):379–387.
- [9] 李文萱.基于改进 PID 控制的永磁同步电机转速仿真研究[J].河北北方学院学报(自然科学版),2022,38(11):23–27.
- [10] 王雪.基于自适应迭代学习的 PMSM 伺服系统转矩脉动抑制方法研究[J].煤炭技术,2022,41(6):215–217.
- [11] 岳陆游,汤少东,张兵.永磁同步电机位置伺服系统终端滑模控制[J].机床与液压,2022,50(17):66-70.
- [12] 张林.永磁同步电机伺服系统控制研究[J].自动化应用,2022(5):107–109.
- [13] 张臻,周扬忠.基于参数辨识与补偿的永磁伺服系统自校正 ADRC[J].微特电机,2021,49(12):1–7.
- [14] HuangJ, MaP, BaoG, GaoF, ShiX. Research on Position Servo System Based on Fractional-Order Extended State Observer[J]. IEEE Access, 2020, 8: 102748–102756.
- [15] LuW, LiQ, LuK, LuY, GuoL, YanW, XuF. Load Adaptive PMSM Drive System Based on an Improved ADRC for Manipulator Joint[J]. IEEE Access, 2021, 9: 33369–33384.
- [16] KolanoK. New Method of Vector Control in PMSM Motors[J]. IEEE Access, 2023, 11: 43882–43890.
- [17] Ramesh P, Umapathi M, Bharatiraja C, Ramanathan G, Athikkal S. Development of a PMSM motor field-oriented control algorithm for electrical vehicles[J]. Materials Today: Proceedings, 2022, 65: 176–187.
- [18] 李文萱.基于改进 PID 控制的永磁同步电机转速仿真研究[J].河北北方学院学报(自然科学版),2022,38(11):23–27.
- [19] 高源.中国运载火箭技术研究院,2020.交流永磁伺服系统参数辨识及参数自整定[D].2020.

- [20] 贾红敏.西安工业大学,2021.永磁交流位置伺服系统控制策略优化研究[D].2021.
- [21] 勾金雷.基于 FPGA 的 PMSM 无传感器控制系统 SVPWM 算法研究[D].哈尔滨理工大学,2020.DOI:10.27063/d.cnki.ghlgu.2020.000848.
- [22] 刘伟.永磁同步电机 FOC 算法研究及控制器设计[D].河北科技大学,2020.DOI:10.27107/d.cnki.ghbku.2020.000125.

致 谢

时值此论文完成之际，首先非常感谢余枚姣老师给予我从论文定题之初到论文写作之时孜孜不倦的指导。

在论文的写作过程中，从选题到收集资料，再从初稿到定稿反复修改，这期间经历了烦躁、纠结、坚持等不同的心境。如今，这篇论文最终完成，这些复杂的心情也都随之烟消云散。可是，在写作的过程中留下的感悟与体会永远都不会消失。

还感谢各科老师的谆谆教诲，正是因为他们的严格要求，才使得我在学习上更加的严谨对待。在自动化专业这四年，不仅学到了知识，还有对待事物的思维。

我还要谢谢我身边所有的朋友和同学，你们是我大学生活中重要的组成部分。

最后，我要感谢的是我的父母和家人，你们对我的关爱让我深深地体会到了到了生活的美好，谢谢你们一直以来给予我的付出，鼓励和支持。

附录

MATLAB Function 模块实现 SVPWM 代码：

```

function[Tcm1, Tcm2, Tcm3, sector]=SVPWM(Valpha, Vbeta, Udc, Tpwm, ARR)
%输出变量初始化
Tcm1=0;
Tcm2=0;
Tcm3=0;
sector=0;
%扇区计算
%N 与扇区对应的关系
%315462
%IIIIIIVVVVI
Vref1=Vbeta;
Vref2=(sqrt(3)*Valpha-Vbeta)/2;
Vref3=(-sqrt(3)*Valpha-Vbeta)/2;

if(Vref1>0)
sector=1;
end

if(Vref2>0)
sector=sector+2;
end

if(Vref3>0)
sector=sector+4;
end

%扇区内合成矢量作用时间计算
X=sqrt(3)*Vbeta*Tpwm/Udc;
Y=Tpwm/Udc*(3/2*Valpha+sqrt(3)/2*Vbeta);
Z=Tpwm/Udc*(-3/2*Valpha+sqrt(3)/2*Vbeta);

switch(sector)
case1
T1=Z; T2=Y;
case2
T1=Y; T2=-X;
case3
T1=-Z; T2=X;
case4
T1=-X; T2=Z;
case5
T1=X; T2=-Y;
otherwise
T1=-Y; T2=-Z;
end

%过调制处理
if(T1+T2>Tpwm)
T1=Tpwm*T1/(T1+T2);
T2=Tpwm*T2/(T1+T2);

```

```
else
T1=T1;
T2=T2; %#ok<*ASGSL>
end
```

```
%扇区内合成矢量切换点时间计算
%此处为 7 段式，两个零矢量，111 插在中间，000 均分插在两端
ta=(Tpwm-(T1+T2))/4;
tb=ta+T1/2;
tc=tb+T2/2;
```

```
%输出调制信号
switch(sector)
case1
Tcm1=tb;
Tcm2=ta;
Tcm3=tc;
case2
Tcm1=ta;
Tcm2=tc;
Tcm3=tb;
case3
Tcm1=ta;
Tcm2=tb;
Tcm3=tc;
case4
Tcm1=tc;
Tcm2=tb;
Tcm3=ta;
case5
Tcm1=tc;
Tcm2=ta;
Tcm3=tb;
case6
Tcm1=tb;
Tcm2=tc;
Tcm3=ta;
end
```

```
%调制信号处理，生成输入到 MCU 中的调制信号
Tcm1=2*Tcm1/Tpwm;
Tcm2=2*Tcm2/Tpwm;
Tcm3=2*Tcm3/Tpwm;

Tcm1=Tcm1*ARR;
Tcm2=Tcm2*ARR;
Tcm3=Tcm3*ARR;

end
```