

摘要

随着当代制造业规模的不断扩大,对于制造业水平的要求也在逐渐提高,因此高档数控机床等制造设备也是更加的不可或缺。相较于传统的旋转电机而言,永磁同步直线电机(Permanent Magnet Synchronous Linear Motor, PMSLM)由于具有高速、高效、高精度,以及响应够快、没有中间传动环节等优势,被广泛应用于有着高要求的数控机床等领域。在 PMSLM 的控制系统中,一般通过硬件传感器采集电机位置和速度的信息,如编码器,霍尔传感器等。但是硬件传感器存在着成本高、可靠性低、对环境要求高等诸多问题,因此,针对 PMSLM 的无传感器控制策略得到了相关专家学者的高度关注。本文对于在中高速运行工况下的 PMSLM,提出了改进滑模观测器的无传感器控制策略,主要研究内容如下。

首先,本文分析了 PMSLM 的本体结构和工作原理。推导了 ABC 自然坐标系、 $\alpha\beta$ 静止坐标系和 dq 旋转坐标系三种坐标系之间的变换原则,建立了三种坐标系下的数学模型,并详细论述了空间矢量脉宽调制技术(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)。

其次,阐述了矢量控制的基本概念以及相关的实现方法。在基于 $i_d=0$ 的矢量控制系统中,利用 MATLAB/Simulink 搭建了 PMSLM 的双闭环调速控制和三闭环伺服控制的仿真系统,完成仿真实验,为后续无传感器控制方法的实现提供基础。

然后,在传统滑模观测器的基础上,提出了一种改进的无传感器控制方法。利用李雅普诺夫稳定性定理获取反电动势的自适应律,构建自适应滑模观测器,使用锁相环结构替换传统反正切函数,由此获取 PMSLM 定子位置和速度信息,从而更进一步的削弱了系统的抖振现象,提高了控制的精度,并在 MATLAB/Simulink 中进行建模仿真,验证所提算法的优越性。

最后,搭建了 PMSLM 的实物实验平台并进行实验验证,此外对平台的硬件部分与软件设计进行了论述。设计了矢量控制与无传感器控制算法的程序流程图,并对 PMSLM 的矢量控制算法在实验平台上进行了实验验证与结果分析,验证了该控制方法在实际应用中的可行性。

关键词: 永磁同步直线电机; 矢量控制; 无传感器控制; 滑模观测器; 锁相环; 自适应律

Abstract

With the expansion of modern manufacturing scale, the requirement of manufacturing level has been gradually raised, so high-end CNC machine tools and other manufacturing equipment is more indispensable. Permanent Magnet Synchronous Linear Motor (PMSLM) is extensively applied in CNC machine tools with high velocity, high efficacy, high accuracy, rapid response, and no intermediate transmission linkages compared to traditional rotary motors. In the control system of PMSLM, the position and speed of motor are typically obtained by hardware sensor, such as encoder and Hall sensor, etc. However, there are many problems in hardware sensor, such as high cost, low reliability and high environmental requirements. Therefore, the sensorless control strategy for PMSLM has received much attention from relevant experts and scholars. In this paper, a sensorless control strategy is proposed to improve sliding mode observer for PMSLM operating at medium and high velocity. The main research contents are as follows.

Firstly, this paper analyzes the basic structure and working principle of PMSLM. And inferred about the transformation principle of ABC natural coordinate system, $\alpha\beta$ static coordinate system and dq rotating coordinate system, also the mathematical model under three coordinate systems is established, and the Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) is thoroughly described.

Secondly, the essential concept of vector control and the interrelated realization method are expounded. Based on the vector control system of $i_d=0$, the two closed-loop speed control system and the three closed-loop servo control system of PMSLM are constructed by MATLAB/Simulink, complete the simulation experiment, and provides the basis for the realization of the subsequent sensorless control method.

Then, based on the traditional sliding mode observer, an improved sensorless control method is proposed. Based on Lyapunov stability theorem, the adaptive law of back-EMF is obtained, the adaptive sliding mode observer is constructed, and the traditional arctangent function is replaced by the phase-locked loop structure. The position and speed information of the PMSLM mover is obtained, which further weakens the chattering of the system, improves the accuracy of the control, and establish the model with simulation in MATLAB/Simulink, which verifies the superiority of the proposed algorithm.

Finally, the physical experiment platform of PMSLM is built and verified, and the hardware part and software design of the platform are discussed. The program flow chart of vector control and sensorless control algorithm is designed, and the vector control algorithm of PMSLM is experimentally validated and analyzed on the experimental platform, which verified the feasibility of this control method in practical application.

Key words: PMSLM; Vector Control; Sensorless Control; Sliding Mode Observer; Phase-Locked Loop; Adaptive Law

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	II
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题的研究背景与意义.....	1
1.2 研究发展与现状.....	2
1.3 永磁同步直线电机的控制技术概述.....	3
1.3.1 矢量控制.....	4
1.3.2 直接推力控制.....	5
1.3.3 无传感器控制.....	6
1.4 论文主要工作内容.....	9
第 2 章 永磁同步直线电机数学模型与驱动技术.....	11
2.1 永磁同步直线电机概述.....	11
2.1.1 PMSLM 的基本结构.....	11
2.1.2 PMSLM 的工作原理.....	12
2.2 三种坐标系及坐标变换.....	13
2.3 永磁同步直线电机的数学模型.....	14
2.3.1 ABC 坐标系下的数学模型.....	15
2.3.2 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下的数学模型.....	15
2.3.3 $d\text{-}q$ 坐标系下的数学模型.....	16
2.4 电压源逆变器控制技术.....	17
2.5 本章小结.....	22
第 3 章 永磁同步直线电机矢量控制研究.....	23
3.1 永磁同步直线电机矢量控制原理.....	23
3.2 永磁同步直线电机矢量控制系统设计.....	24
3.2.1 $d\text{-}q$ 坐标系下的数学模型.....	24
3.2.2 PMSLM 矢量控制系统.....	25
3.3 永磁同步直线电机矢量控制系统仿真分析.....	27
3.4 本章小结.....	32
第 4 章 永磁同步直线电机无传感器控制研究.....	33

4.1 滑模变结构基本理论.....	33
4.2 传统滑模观测器设计.....	35
4.3 PLL 自适应滑模观测器设计.....	36
4.3.1 自适应滑模观测器设计.....	36
4.3.2 自适应律设计.....	37
4.3.3 定子位置及速度估算.....	38
4.4 MATLAB/Simulink 仿真验证与分析.....	40
4.5 本章小结.....	42
第 5 章 永磁同步直线电机控制系统实验研究.....	43
5.1 系统实验平台简介.....	43
5.2 系统硬件分析.....	43
5.2.1 通信电路.....	44
5.2.2 电流采样电路.....	44
5.2.3 隔离驱动电路.....	45
5.3 系统软件设计.....	45
5.3.1 主程序设计.....	45
5.3.2 中断程序设计.....	46
5.3.3 矢量控制算法设计.....	47
5.3.4 无传感器控制算法设计.....	48
5.4 实验结果分析.....	49
5.5 本章小结.....	52
第 6 章 总结与展望.....	53
6.1 全文工作总结.....	53
6.2 今后工作展望.....	53
参考文献.....	55
致谢.....	59
个人简历、在校期间发表学术论文与研究成果.....	60

第 1 章 绪论

1.1 课题的研究背景与意义

进入 21 世纪后的中国，经济逐渐步入了飞速发展的阶段，国家经济的发展与制造业的生产模态有着密切的关系。在现代的生产领域中，数控机床，特别是高档数控机床乃是制造业的主要设备。因此，数控机床制造水平的高低在一定程度上能够反映出一个国家的制造业水平，而基于直接驱动控制技术的现代数控机床也正成为近年来的重点以及热点研究内容^[1]。相比于传统驱动控制技术，即以旋转电机为基础的驱动控制方式，采用直线电机的直驱方式作为控制技术的传动装置，具有以下优势^[2]：直线电机的直驱技术是一种不需要中间转换装置，而直接产生电磁推力的直接驱动方式，不仅略去了中间的转换部分，简化了转换装置，同时还可以保证系统的工作稳定性；直驱系统中的部件和装置可以规避离心力作用的影响，接着产生不受约束的直线速度，由此便能获得很高的运行速度；直驱系统可以利用电能直接获取电磁推力，进而满足有大推力需求的系统，再者，各机械部件在进行直驱工作的时候不会相互碰撞，能够规避零部件受到磨损的风险，极大程度上减少了器械的损耗，再结合其高速度的优点，就使得直驱系统在有着高速度大推力需求的场所中得到充分的推广应用；系统是由电磁推力直接驱动运行，所产生的噪声很小甚至可以减小为零；装置的组成综合来说较为简单，能适于特殊场所使用；另外，直线电机的散热性能良好，易于散发热量，即使在承受着较高的热负荷运行时也不需要额外附加冷却装置。直线电机一般来说可以简单归为两类，即同步直线电机与感应直线电机，对于同步直线电机，又有永磁式、电磁式以及其他型式之分。本文主要以永磁同步直线电机作为研究对象，开展系统的学习研究。

永磁同步直线电机（PMSLM）具有高速高效高精度的优点，同时伴随人们对于稀土永磁材料研究取得的突破性进展，使得适于 PMSLM 的应用领域在不断扩展，比如工业制造领域、航空航天领域等等^[3-7]。PMSLM 特有的机械结构在提高系统整体伺服性能的同时，也容易受到系统参数变化以及外界干扰等各种不确定因素的影响，特别是由于 PMSLM 自身结构所固有的端部效应和齿槽效应等带来的不利影响，将会使得系统稳定性降低^[8-9]。面对已有的这些问题，一般选择从两个角度去思考解决^[10]：一方面，通过利用数值分析方法、有限元分析方法对电机本体结构进行优化设计，从而规避自身弊端，提高电机性能；另一方面，通过采用先进的控制算法对扰动因素实施补偿措施，进而提高电机的控制性能。本文主要是通过研究能够实现 PMSLM 高性能控制的控制算法，使其控制性能得

以改善。在 PMSLM 的控制系统中，需要通过获取准确的位置及速度信息来保证良好的控制性能。利用光电编码器，磁栅尺或者光栅尺等机械传感器获取位置和速度信息的方法存在较多弊端，首先安装成本较为昂贵，其次对于安装地点的环境要求极高，以及后续的维修较为繁琐，除此之外还无法很好的保障系统的可靠性^[11-12]。基于以上的综合分析可以看出，通过无传感器控制技术获取电机位置及速度信息的方式正逐渐成为当前直线电机控制领域的研究热点，对于电机控制领域的研究发展也有着重大的意义。

1.2 研究发展与现状

直线电机的发展可以追溯到 1840 年，当时是由英国的学者 Wheatstone 将这个概念提出^[13-14]。在这接近两百年来的时间长河中，直线电机已经完成了由科学理论到实践应用的重大发展转变。由最初直线电机这一概念被提及问世，到当下众多的应用领域中都出现了直线电机的身影，这段历史悠久的发展岁月，大致可以总结为三个阶段^[15]：探索实践、开发研究和产品实用化。在 1840 年到 1955 年之间，直线电机经历了初期的构思、后期的实验以及部分实验性应用的实现等过程，但是由于直线电机相较旋转电机而言，成本和效率方面并不占有绝对的优势，结构设计方面也未取得明显的突破，因而直线电机在此阶段并未得以应用。在 1956 年到 1970 年之间，一方面，对于电机相关的控制技术和工艺材料的研究取得了较大的进展，另一方面，经过前面对直线电机理论和实验的进一步研究，已经具有了足够坚实的开发设计基础和技术知识储备。从此以后，直线电机的性能才得以迅速提升，进入了全面的开发设计阶段，开始开发和生产与直线电机相关的设备产品，并在工业领域中得到日趋广泛的应用，取得了一定的成绩。从 1971 年到今天，经过科研前辈们对直线电机发展过程中经验教训的汲取与总结，以及对直线电机和旋转电机两者的发展状况进行综合比较，科研学者们已经探索出了完全能够适应于直线电机应用的发展领域，此后便开始迅速推动直线电机的开发应用，比如利用直线电机进行驱动的传输机、起重机、各种电动门窗等等，尤其是采用直线电机驱动技术的地铁、磁悬浮列车，这些应用研究都极大的提升了人们的生活质量，将现代社会的便利程度体现的淋漓尽致。

国内最早是于 20 世纪 70 年代初期开始直线电机的研究应用。最初是由浙江大学叶云岳老师团队译出了《直线感应电动机》这一经典著作，其后又有上海大学等单位翻译、出版了一众有关直线电机的书籍资料。我国对于直线电机的应用研究方式也是多种多样的，针对直线电机进行直接的实际研究能够使直线电机的技术水平快速发展。目前直线电机的研究开发工作大多是在国内高校或科研机构

中开展,沈阳工业大学是国内电机系的起源地、清华大学是国内学术界的领头羊、浙江大学(叶云岳老师研究团队)是国内直线电机的首批科研人员等等^[16]。

随着直线电机不断凸显出来的各种优势,各应用领域对直线电机的需求也在不断增长,应用规模随之不断扩大,比如数控机床、磁悬浮列车以及电磁弹射设备等与直线电机相关的生产制造业都在快速发展^[17-20]。

近几年,发达国家的直线电机技术与系统的配套也越来越成熟^[21],其典型代表是:德国西门子公司研制了一款用于数控机床的直线电机,速度最高可达200m/min,推力最大可达6600N;日本三洋、三菱等公司,研发生产了一款精密两轴—XY工件台,分辨率最高可达1 μ m,重复定位精度可至 $\pm 1.5\mu$ m;此外还有欧美的Siemens、Danaher、Anorad、kollmorgen等公司。在国内,相关的直线电机生产企业经过多年的技术沉淀也开始发挥自身的优势,例如:深圳大族激光公司将直线电机与工作台相结合,不仅成功研发了XY二维平台,还研制了三维直线电机运动平台;哈尔滨泰富将自己公司研发的直线电机产品在各种自动化装置中广泛运用,比如智能型直线电机冲压机、直线电机电磁炮(电磁弹射)等;此外还有长沙一派直驱公司等许多优秀的公司都开始在该领域崭露头角。

1985年,世界上首列用直线电机进行驱动的车辆开通运营。从此以后,将直线电机用于车辆驱动已经成为交通系统的重要组成部分,目前世界上已经有6个国家包括十几个城市的轨道交通采用了这种直驱方式,其总里程已经超过了350公里。我国也正奋力缩短与国外直线电机在轨道交通技术上的差距,截至当前,国内已经陆续开通运营采用直驱技术的地铁线路,比如广州地铁4、5、6号线等线路。通过几十年的积淀与发展,我国已经在采用直线电机装置的轨道交通应用领域上实现了巨大的突破,具备了自主研发和生产制造的能力。

1.3 永磁同步直线电机的控制技术概述

PMSLM主要采用的控制技术有矢量控制(VC),直接推力控制(DTC)和无传感器控制^[22-26],如图1-1所示。

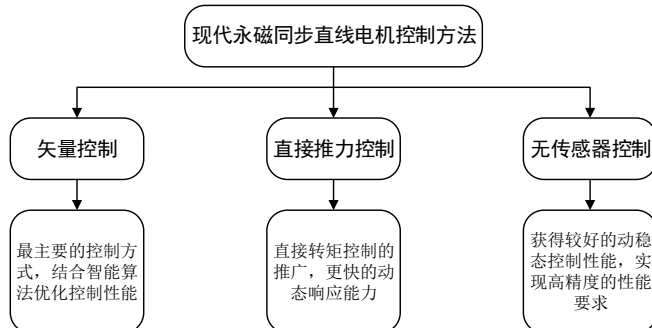


图 1-1 PMSLM 控制方法

矢量控制还可称作磁场定向控制 (Field Oriented Control, FOC)，是高性能伺服控制中最根本也最经典的控制策略，其基本思想是通过学习直流电机的控制思路，结合空间坐标变换与磁场定向理论，促使交流电机的控制性能可以达到与直流电机相媲美的程度。20 世纪 60 年代末，德国学者 Hasse 博士最先提出这个控制概念，其后在 1971 年，德国学者 Blaschke F^[27] 发表论文，文中提出利用异步电机的矢量控制理论解决交流电机的转矩控制问题。由于这种控制方式具有形式简单、鲁棒性好以及动态响应迅速等一众优点，很快便成为了电力传动领域中应用最为广泛的一种控制方式。随后，国内外的专家学者们在研究矢量控制算法的基础上，通过结合更先进的智能算法，进一步的改进完善了矢量控制技术，提出了愈加先进的控制策略。

直接推力控制是直接转矩控制在直线电机上的推广应用。直接转矩控制与矢量控制有所区别的点在于其不存在电流解耦的问题，能够通过磁场定向原则，直接检测定子电压、电流等易于测量的物理量，在静止坐标系下直接控制电机转矩和磁链^[22]。同理可得，直接推力控制通过直接控制电机的电磁推力和磁链，从而达到相应的控制性能。直接推力控制的控制形式简单，动态响应快速，但是仍然存在推力、磁链等脉动问题。在 20 世纪 80 年代，德国学者 Depenbrock M 和日本学者 Takahashi I 几乎同时提出这一控制概念，并且将该控制技术应用于异步电机^[28-29]。自此以后，开始有更多的学者研究这一控制策略，比如文献[30]是最早一批开始研究用于永磁同步电机上的直接转矩控制技术，文献[31]是首次在直线感应电机上应用直接转矩控制，文献[32]开始将直接转矩控制在 PMSLM 的控制系统上进行推广应用。

无传感器控制不需要安装机械传感器，同安装了传感器的控制技术比较而言，无传感器控制技术能够在极大的程度上减削系统成本，并且对周围安装环境的要求也相对较低。无传感器控制主要通过检测电机绕组电信号进行检测，结合相关控制算法，实现对电机位置及速度的估测。无传感器控制技术已经在旋转电机上进行了充分的研究使用，针对直线电机而言，无传感器控制技术的研究重心是对电机动子实时位置及速度的估计，以及对初始位置的检测。在国内，最早是浙江大学开展了有关直线电机无传感器控制的测试研发工作^[33-34]，主要是对电机动子初始位置进行检测。随着无传感器控制技术优势的逐渐展现，越来越多的研究人员对无传感器这一控制策略进行了更为深入的研究，并在实际工程中得以应用。

1.3.1 矢量控制

矢量控制系统中，PID 控制较为经典。其原理简单、便于实现以及控制性能较好，因此目前也仍广泛应用于各工业领域。Alter 等^[35]人在利用直线电机驱动

的数控机床上,顺利实现了 PID 控制技术,并体现出了很好的控制性能。但 PID 的结构相对来说较为简单,对于利用直线电机进行控制的高速度、高精度等场合,该控制策略并无法达到相应的控制性能。自此,科研学者们对 PID 控制展开了深入的研究,在此基础上通过与其他先进算法相结合,开发了一众改进的 PID 控制技术,比如变增益 PID^[36]、模糊 PID^[37]等。在传统的矢量控制中,除 PID 控制以外,还有诸多控制策略正逐步在直线电机中得以研究应用,比如反馈控制、解耦控制等^[38-40]。

近年来,随着系统运行环境的改变,系统自身参数与结构的变化,以及外部扰动等各种不确定因素的干扰,传统的矢量控制无法保证良好的控制性能。对于有着高速、高效、高精需求的应用领域,针对控制技术的要求也在进一步的提高,相关学者在进行学术研究后提出了一系列现代控制技术,如滑模变结构控制、预测控制等。在实际应用中,单一的控制策略都会存在一些相对的不足之处,一般通过相关算法之间相互结合,来达到更好的控制性能。文献[41]针对 PMSLM 由于受不确定因素而影响位置精度的问题,提出了一种基于周期性扰动学习的自适应滑模控制方法,提升了 PMSLM 的动态响应和鲁棒性能,达到了更高的位置精度。文献[42]中提出了一种基于模型参考自适应观测器的预测电流控制技术,实现了速度的在线辨识,提高了电流的跟踪性能,能够实现 PMSLM 调速性能的总体优化,体现了所提控制策略的优越性。文献[43]中提出了一种基于自适应内模观测器的预测电流控制策略,能够达到 PMSLM 高精跟踪控制性能的要求。

为了解决系统中存在的高度非线性等复杂问题,科研学者们又进一步对已有的控制策略进行完善,提出了一系列的智能控制策略,比如模糊逻辑控制,神经网络 PID 等一系列综合控制策略^[44-45]。智能控制不再针对单一的数学模型进行研究,而是将数学解析与相关知识体系进行结合后的模型作为系统研究目标,不仅具备神经思维的非线性特征,还能实现自学习和自适应等智能功能,在具有强耦合、非线性等特点的直线电机控制系统中有着很好的发展前景。

1.3.2 直接推力控制

传统的直接推力控制,一般是对电机进行滞环控制,通常其误差带就可以决定控制精度,带有有差控制的性质,但是会存在系统推力、磁链以及电流产生波动的现象。为了解决这一问题,近年来,专家学者们通过结合其他先进的控制策略,提出了诸如滑模直接推力控制、模糊直接推力控制等各种综合控制策略。文献[46]提出了一种基于滑模控制的直接推力控制策略,并结合积分作用,消除了系统的稳定误差,并且有着出色的瞬态和稳态速度控制性能。文献[47]针对

PMSLM 存在推力、磁链脉动过大等问题，提出了一种采用 TS 控制策略的智能控制方法，通过采用模糊控制技术对电机磁链以及推力的误差进行了合理归类，建立了基于相应的 Mamdani 和 TS 策略的直接推力控制器，提高了直接推力控制的控制性能。在一定程度上，这些控制策略能够对原有的控制性能进行改善，但也会存在一定的不足之处：滑模控制鲁棒性较强，但本身存在抖振问题，因此整体的脉动现象仍然存在；模糊控制动态响应强，但状态隶属函数的选择较为麻烦，从而影响整体控制性能。因此，如何优化直接推力控制的控制性能，达到更好的控制效果，将是未来重要的研究内容。

1.3.3 无传感器控制

在当前的学术研究中，所提出的常用无传感器算法主要有^[48-49]：高频注入法、反电动势法、基于观测器的算法以及模型参考自适应法，如图 1-2 所示。第一种方法主要适用于电机零、低速时的运行工况，后三种方法主要适用于电机中、高速时的运行工况。在中、高速工况下，基于观测器的算法一般有磁链观测器法、滑模观测器法以及扩展卡尔曼滤波法。

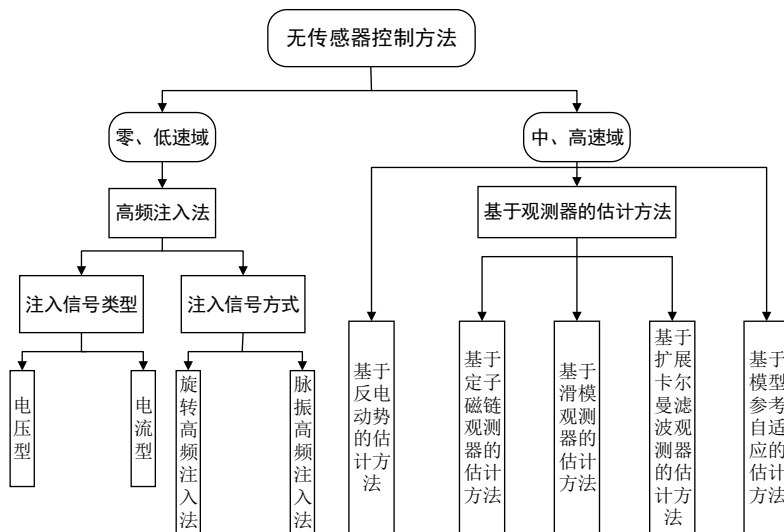


图 1-2 无传感器控制方法

在零、低速时的运行工况下，无传感器控制主要是采用高频注入法。实现高频注入法的前提条件是电机需要存在明显的凸极性，在对电机外施高频激励信号（电压或电流）后，利用高带宽滤波器提取电机的电信号。基本思想是将高频信号与基频信号相叠加后，同时施与电机绕组，经过带通滤波器作用后，在高频信号中提取所含的位置信息，由此便能估计得到电机的位置和速度。高频信号注入法不会过分依赖系统数学模型，几乎不受参数变化的影响，在极低速甚至零速情况下，对于电机磁极的位置仍然可以进行有效的检测，有较好的动态特质，在极低速或零速的场合中广泛应用。一般来说，高频信号注入法可以分为两类，即旋

转高频注入和脉振高频注入。文献[12]提出了一种结合增广扩展卡尔曼滤波的脉振高频注入法,该方法不仅能够消除 PMSLM 端部效应和参数摄动带来的不利影响,同时在电机运行于低速域下时还能准确的获取动子的位置和速度信息,最终通过仿真实验验证了所提方法的可取性。文献[50]提出了一种改进的脉振高频注入法,能够实现 PMSLM 低速域下的高性能无传感器控制。

在中、高速时的运行工况下,无传感器控制主要有反电动势法、基于观测器的算法以及模型参考自适应法。

反电动势法(Back Electromotive Force, Back-EMF)算法简单,计算量小,对基波激励的依赖性较强,适于低精度下的无传感器控制运行。在两相静止 α - β 坐标系下的 PMSLM 反电动势表达式如式(1-1)所示:

$$\begin{cases} E_{\alpha} = -\frac{\pi}{\tau} v \varphi_f \sin \theta_e \\ E_{\beta} = -\frac{\pi}{\tau} v \varphi_f \sin \theta_e \end{cases} \quad (1-1)$$

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{E_{\alpha}}{E_{\beta}}\right) \quad (1-2)$$

式中, E_{α} 、 E_{β} 分别为 α 、 β 轴反电动势, τ 为极距, v 为线速度, φ_f 为磁链, θ_e 为动子电角度。根据公式(1-1)可以看出,电机的位置、速度信息能够从反电动势中获取,根据公式(1-2)便能由电机的反电动势估算得出位置信息,对位置信息进行求导便能估计得出速度信息。文献[51]针对直线游标永磁电机,提出了一种利用定子反电动势进行位置估计的方案,该方法能够实现对于电机位置和速度的高精度估计,并利用实验平台验证了该改进方案的可行性。

基于观测器的算法一般有磁链观测器法、滑模观测器法以及扩展卡尔曼滤波法,下文将分别对其进行简要论述。

磁链观测器不用进行复杂的运算,且有较快的动态响应,估算得到的动子位置与实际位置之间的偏差不会很大。在两相静止 α - β 坐标系下的 PMSLM 磁链方程如式(1-3)所示:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha} = Li_{\alpha} + \psi_{fm} \cos \theta_e \\ \psi_{\beta} = Li_{\beta} + \psi_{fm} \cos \theta_e \end{cases} \quad (1-3)$$

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{\psi_{\beta} - Li_{\beta}}{\psi_{\alpha} - Li_{\alpha}}\right) \quad (1-4)$$

式中, ψ_{α} 、 ψ_{β} 、 i_{α} 、 i_{β} 分别为 α 、 β 轴磁链和电流,其中 $L=(L_d+L_q)/2$, L_d 为直轴电感、 L_q 为交轴电感, ψ_{fm} 为永磁体磁链, θ_e 为动子电角度。磁链观测法主要是根

据电机内部的电磁关系进行构建，通过对电机电流、永磁体磁链和交、直流电感进行计算来估测电机位置，如公式（1-4）所示。文献[53]介绍了一种利用磁链观测器来获得 PMSLM 转子实时位置信息的控制方法，无论 PMSLM 正向还是反向运行的情况下都能实现位置和速度的精确估计，实验结果也证实了该算法的有效性。

滑模观测器通常是基于电流误差来建立电机的反电动势，进而估计出转子的位置。在两相静止 α - β 坐标系下建立的 PMSLM 滑模观测器如式（1-5）所示：

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (1-5)$$

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ 0, x = 0 \\ -1, x < 0 \end{cases} \quad (1-6)$$

式中， \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 和 \tilde{i}_α 、 \tilde{i}_β 分别为电流观测值和电流估计误差值， k 为滑模增益， $\operatorname{sgn}(x)$ 为开关函数，表达式如公式（1-6）所示。反电动势值可由开关函数等效，通过获取高精度的反电动势值来实现电机位置和速度的估计。文献[54]提出一种自适应模糊分数阶滑模控制，设计了分数积分滑模面，能克服系统的不确定性影响，减小系统抖振，以实现更快的收敛速度和更高的控制精度。文献[55]提出一种自适应增益滑模观测器，使滑模自适应增益根据实际情况进行动态更新，在有限时间内达到合适的增益来满足精度和稳定性要求，增强系统鲁棒性，提高控制精度。文献[56]采用一种双滑模估计的控制方式，通过对双电机转矩动态和稳态平衡特性的优化，实现了无速度传感器的控制，从而改善了整个系统的容错性能。滑模本身对数学模型的依赖性并不高，对外部环境的扰动也不敏感，因而系统具有可靠的鲁棒性能，能采用这种控制方式的应用场合极其宽泛。但是，由于滑模固有的抖振现象，整个系统的控制性能在很大的程度上会受到影响，因此减小滑模的抖振现象，进一步改善控制的性能将有着重大的实际意义。

扩展卡尔曼滤波器（Extended Kalman Filter, EKF）是在非线性系统中对卡尔曼滤波的扩展，具有较好的自适应能力，但对电机的数学模型较为依赖^[22]。系统的数学模型如式（1-7）所示：

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k, V_k) \\ y_k = h(x_k, W_k) \end{cases} \quad (1-7)$$

式中， x_k 为系统状态变量， u_k 为输入变量， y_k 为输出变量， V_k 、 W_k 分别为系统噪

声和测量噪声。对于 EKF 的状态估计一般分成两个阶段，即预测阶段和校正阶段。在两相静止 α - β 坐标系下，建立电机的数学模型，通过对电机电压、电流的校测，进而估测出电机的位置和速度信息。鉴于 EKF 兼有预测、自校正、抗噪声、抗干扰等属性，便由此受到了一众研究学者的关注重视。此外，该方法仍有不足之处，存在计算量大、噪声等级高、卡尔曼滤波器的增益不易确定等问题，因此在实际中使用时，其算法将过于繁琐。文献[57]提出了一种低阶串行双扩展卡尔曼滤波算法，所提的算法最终能够使得速度估计的准确率远高于传统的卡尔曼算法，并且适应性更强。

模型参考自适应法（Model Reference Adaptive System, MRAS）是在 20 世纪 50 年代末期开始兴盛起来的一种自适应体系^[22]。MRAS 可以归为是由可调模型、参考模型和自适应律三大类组成，不含未知参数的数学模型作为参考模型，含有未知参数的数学模型作为可调模型，再利用所选的自适应律对两个模型输出量的差值进行参数辨别。通常而言，MRAS 的控制性能重点是取决于系统所选取的自适应律，通常采用 Popov 超稳定理论作为系统进行设计的基本思想。MRAS 的基本实现框图如图 1-3 所示。

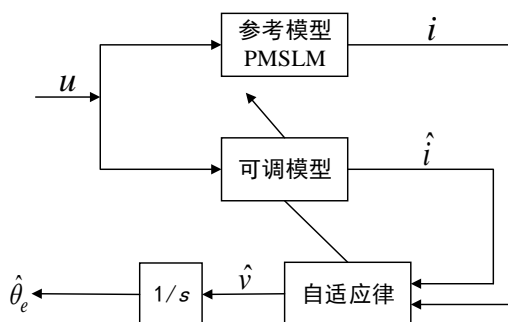


图 1-3 MRAS 估计方法原理框图

文献[52]提出了一种带模型参考自适应观测器的预测电流控制方法，该方法不但降低了电流控制器对电机参数的依赖，还提高了系统的控制性能和抗干扰性能，实现了速度的在线辨识。

上述的一系列无传感器控制方法在永磁同步电机中都有较为广泛的应用推广，理论上永磁同步直线电机也能适用，但由于 PMSLM 特有的结构，在一定程度上会影响这些方法的控制性能，从而削弱估计精度，因此针对 PMSLM 的无传感器控制技术值得进一步研究，使得能够在工程实践中获得更好的动稳态控制性能。

1.4 论文主要工作内容

本论文的主要工作是实现 PMSLM 无传感器的控制算法在中高速工况下的

运行。本文重点提出了基于锁相环结构的自适应滑模观测器无传感器控制算法，用以改善传统滑模观测器的控制精度。全文共分为六个章节，各章节内容简述如下。

第一章：本章简要说明了本文的研究背景，阐述了无传感器控制技术的研究意义。同时概述了 PMSLM 在国内外的历史发展和当下的发展现状，最后对三大类常用于 PMSLM 的控制策略进行论述，着重对无传感器控制技术进行展开探讨，并通过对国内外相关研究案例的剖析，阐明了当前直线电机无传感器控制技术的发展状况以及热点、难点问题。此外，还表明了无传感器控制技术的应用对于 PMSLM 控制系统有着至关重要的意义，最后引申出本论文的重点研究内容。

第二章：本章从直线电机的本体结构入手，简要分析了直线电机的工作原理，建立了三个坐标系统下的 PMSLM 数学模型。首先，推导了三个坐标系统之间的变换原则，并在此基础上，建立 PMSLM 在三个坐标系统中的数学模型，最后对空间矢量脉宽调制（Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM）技术进行了详细的阐述。

第三章：本章运用仿真软件 MATLAB/Simulink 搭建了 PMSLM 矢量控制系统的仿真模型，完成了仿真实验。建立了基于 $i_d = 0$ 的矢量控制系统，实现了双闭环的调速控制以及三闭环的伺服控制，并通过仿真实验对算法可行性进行验证，为后续无传感器控制方法的实现提供基础。

第四章：本章针对传统滑模观测器存在的问题，提出了基于锁相环结构的自适应滑模观测器无传感器控制算法。最初，通过李雅普诺夫稳定性定理获取反电动势自适应律，构建自适应的滑模观测器。然后利用锁相环结构替换传统反正切函数，求取 PMSLM 动子位置和速度，从而削弱滑模抖振现象，提高估计精度。最后，在 MATLAB/Simulink 中完成仿真建模，验证所提算法的优越性。

第五章：PMSLM 实验平台的搭建与实现。首先对实验平台进行介绍，并对系统的硬件部分和软件设计进行论述，主要设计了矢量控制算法和无传感器控制算法的程序流程图，最后在实验平台上进行了 PMSLM 矢量控制算法的实验验证，并对实验结果进行理论分析，验证了该算法在实际应用中的可行性。

第六章：总结及展望。首先对全文的工作内容进行了全面总结，分析了工作过程中存在的问题以及不足之处，最后对往后的学习研究进行了展望与规划。

第 2 章 永磁同步直线电机数学模型与驱动技术

本章通过对 PMSLM 的本体结构和工作原理进行综合的分析后,对其有了一个更加全面清晰的认知。根据坐标变换的基本原则,建立了三个坐标系下的 PMSLM 数学模型,能为之后仿真模型的建立和控制方法的实现打下基础。最后,本文详细介绍了 SVPWM 技术,为后续章节的研究打下理论基础。

2.1 永磁同步直线电机概述

2.1.1 PMSLM 的基本结构

直线电机可以认为是在旋转电机基础上的一种结构变换,通过对如图 2-1(a)所示旋转电机的径向进行剖分处理,并将其拉直展平,就得到如图 2-1(b)所示的直线电机。旋转电机的主要结构是定子和转子,在直线电机中与之相对应的便是称为初级结构和次级结构。

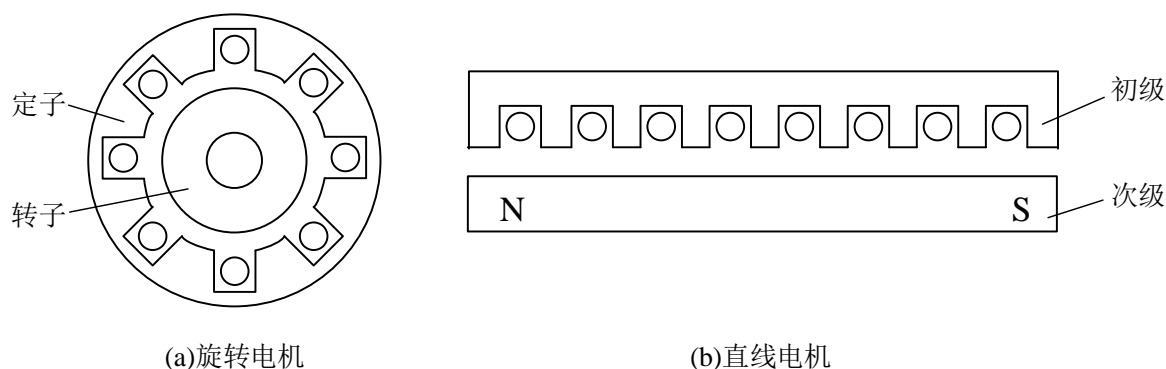


图 2-1 直线电机结构变换

由图 2-1 所示的直线电机,可以明显的看到初、次级结构的长度完全相同。但是在实际的工程应用中,通常都是使用较短的初级结构和较长的次级结构,这样设计的目的是为了确保电机在所预设的行程范围内初、次级间的耦合不会发生变化。

直线电机的类别可以按照应用场所的不同进行归纳^[58]。根据设计电机时的外型结构,通常分为扁平型、圆筒型、圆盘型和圆弧型这四种。依据电机所具有的功能特性,一般分为力电机、功电机和能电机这三类。考虑电机所遵循的工作机制,一般是依照电机的工作原理进行归类,如图 2-2 所示。直线电机根据自身工作原理可以分为直线电动机和直线驱动器,一般来说,直线电动机的应用范围更为广泛,并且随着稀土永磁材料的不断发展,特别是钕铁硼永磁材料的出现,PMSLM 完美的结合了永磁电机和直线电机两者的性能优点,不仅使电机的磁力

和矫顽力达到了极致，还能让电机在增加出力的同时缩减本身的体积和重量。由于 PMSLM 兼具两者的优势，使得其在特殊场合下都能有所应用，因此应用范围及其宽泛。

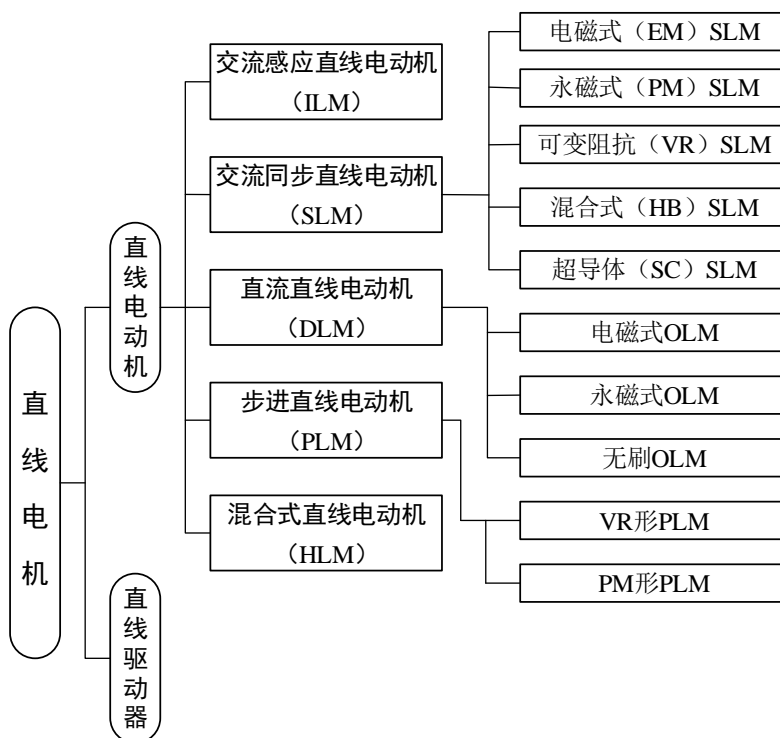


图 2-2 直线电机以工作原理分类

本文主要研究永磁同步直线电机，其本体结构的示意图如图 2-3 所示。一般来说，初级是指电机的铁心绕组部分，次级是间隔安装的 N、S 永磁体，此外直线导轨安装在次级两侧，导轨最外侧装有位置检测系统。

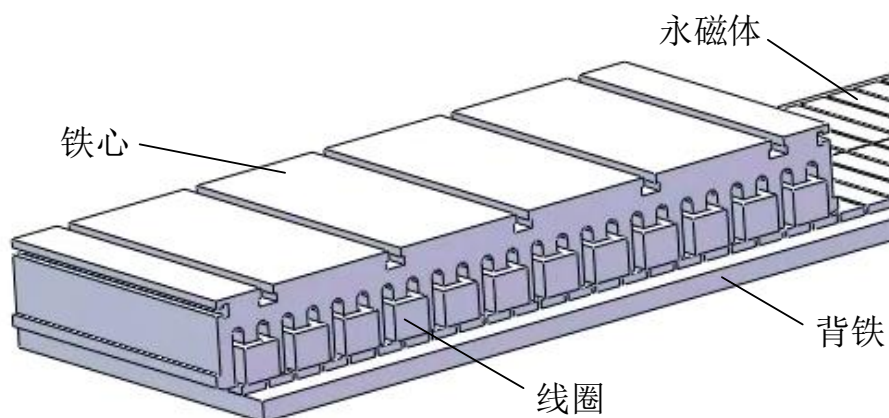


图 2-3 PMSLM 本体结构图

2.1.2 PMSLM 的工作原理

PMSLM 的结构可以经由旋转电机变换得到，因此其工作原理也会存在着类

似之处。在 PMSLM 动子的三相绕组中通入三相对称的正弦电流后，将会在空间中建立气隙磁场。若不考虑端部效应，气隙磁场的分布与旋转电机相似。只是 PMSLM 的气隙磁场将沿直线方向平移，而不是旋转，三相绕组产生的磁场也为周期性的直线分布，形成了行波磁场。在定子永磁体所产生的励磁磁场与行波磁场的相互作用下将产生电磁推力，在定子固定时，动子在电磁推力的作用下沿行波磁场相反方向作直线运动。

2.2 三种坐标系及坐标变换

在建立 PMSLM 的数学模型以前，首先需要对 PMSLM 常用的坐标系统具有基本的认知，并且对于相应坐标之间的转换原则有所掌握。三种坐标系之间的基本关系如图 2-4 所示^[22]，其中 ABC 为自然坐标系， $\alpha\text{-}\beta$ 为静止坐标系， $d\text{-}q$ 为旋转坐标系。图中 ψ_f 代表永磁体磁链，为恒值； θ_e 为动子等效电角度； ω_e 为动子电角速度。

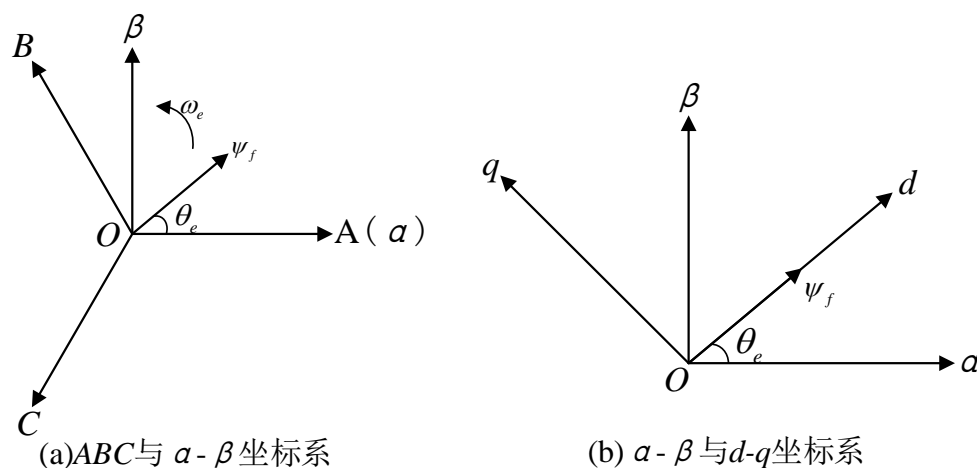


图 2-4 坐标变换原理图

通常，使用三相静止 ABC 坐标系所建立的数学模型都会较为复杂，不利于对系统进行研究工作，为了简化分析，通常会对坐标系进行数学变换，常规的是使用静止坐标变换（Clark 变换）和旋转坐标变换（Park 变换），本文中所提的两种变换都是基于幅值不变的等效变换原则。

由图 2-4 (a) 所示的示意图可以看出，将 ABC 坐标系转换至 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系的变换便是 Clark 变换，变换矩阵如式 (2-1) 所示：

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

将 α - β 坐标系转换至 ABC 坐标系的变换便是反 Clark 变换, 变换矩阵如式(2-2) 所示:

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

由图 2-4 (b) 所示的示意图可以看出, 将 α - β 坐标系转换至 d - q 坐标系的变换便是 Park 变换, 变换矩阵如式 (2-3) 所示:

$$\mathbf{T}_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

将 d - q 坐标系转换至 α - β 坐标系的变换便是反 Park 变换, 变换矩阵如式(2-4) 所示:

$$\mathbf{T}_{2r/2s} = \mathbf{T}_{2s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

根据上述两种坐标变换的基本变换原则, 同理可推导得出 ABC 坐标系与 d - q 坐标系之间的转换关系, 将 ABC 坐标系转换至 d - q 坐标系的变换矩阵如式(2-5) 所示:

$$\mathbf{T}_{3s/2r} = \mathbf{T}_{3s/2s} \cdot \mathbf{T}_{2s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

将 d - q 坐标系转换至 ABC 坐标系的变换矩阵如式 (2-6) 所示:

$$\mathbf{T}_{2r/3s} = \mathbf{T}_{3s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

2.3 永磁同步直线电机的数学模型

PMSLM 是一个非线性、强耦合的复杂体系, 为了使分析过程中的难度得以简化, 所建模型的精度得到保证, 本文给出了以下假定^[10]:

- (1)忽略电机端部效应，不计阻尼作用；
- (2)忽略电机磁饱和效应，不计磁滞涡流损耗；
- (3)忽略电机磁场高阶谐波作用，三相绕组对称，电动势以正弦规律变化。

2.3.1 ABC 坐标系下的数学模型

通过对永磁同步电机数学模型建立过程的参考借鉴，PMSLM 的数学模型构建如下。在三相静止 ABC 坐标系下，定子磁链方程如式 (2-7) 所示：

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

式中： ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 为三相定子绕组磁链， L_A 、 L_B 、 L_C 为三相定子绕组自感系数， L_{AB} 、 L_{AC} 、 L_{BA} 、 L_{BC} 、 L_{CA} 、 L_{CB} 为三相定子绕组之间互感系数， i_A 、 i_B 、 i_C 为三相定子绕组相电流， ψ_f 为永磁体磁链， θ_e 为动子电角度。

定子电压方程如式 (2-8) 所示：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

式中： u_A 、 u_B 、 u_C 为三相定子绕组相电压， R_s 为定子电阻。

根据上述公式搭建的 ABC 坐标系下 PMSLM 数学模型，可以看出，PMSLM 的定子磁链将随着定、动子之间相对位置的改变而变化。正如前文所述，这样会对 PMSLM 数学模型的建立以及分析研究带来较大的困难，如此一来，就可以考虑在其他两种坐标系下建立 PMSLM 的数学模型。

2.3.2 α - β 坐标系下的数学模型

两相静止 α - β 坐标系下的数学模型，可以经 Clark 变换得到。对于隐极式 PMSLM，有 $L_\alpha=L_\beta=L_s$ 。根据 2.2 节中的坐标变换理论并结合公式 (2-7) 和 (2-8)，可以得到 α - β 坐标系下的定子电压方程如式 (2-9) 所示：

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ u_\beta = R_s i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (2-9)$$

定子磁链方程如式 (2-10) 所示：

$$\begin{cases} \psi_\alpha = L_s i_\alpha + \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_\beta = L_s i_\beta + \psi_f \sin \theta_e \end{cases} \quad (2-10)$$

将公式 (2-10) 所示的磁链方程代入公式 (2-9) 所示的电压方程，得到定子电压方程如式 (2-11) 所示：

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} p_n \psi_f v_m \sin \theta_e \\ u_{\beta} = R_s i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} p_n \psi_f v_m \cos \theta_e \end{cases} \quad (2-11)$$

式中： τ 为极距， p_n 为极对数， v_m 为动子运行速度。

电磁推力方程如式 (2-12) 所示：

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p_n (\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (2-12)$$

在本节所给出的一众公式中， u_{α} 、 u_{β} 、 i_{α} 、 i_{β} 、 ψ_{α} 、 ψ_{β} 分别表示 PMSLM 在 α 、 β 轴上的定子电压、电流和磁链分量，其余物理量均与基于 ABC 坐标系的数学模型中所给出的定义一致。

2.3.3 d - q 坐标系下的数学模型

运用前面所提的两种基本坐标变换理论，并结合三相静止 ABC 坐标系和两相静止 α - β 坐标系的数学模型，得出在 d - q 坐标系中的定子电压方程如式 (2-13) 所示：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (2-13)$$

式中： ω_e 为行波磁场中电角速度， $\omega_e = v_e \cdot \pi / \tau$ ， v_e 为动子等效线速度， $v_e = p\theta_e$ ， p 为微分算子。

定子磁链方程如式 (2-14) 所示：

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2-14)$$

联立公式 (2-13) 和 (2-14)，得到定子电压方程如式 (2-15) 所示：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2-15)$$

根据总功率不变的基本原则，即不同坐标系下的功率仍然是相等的，可将功率方程表达如式 (2-16) 所示：

$$P_e = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) \quad (2-16)$$

将公式 (2-14) 和 (2-15) 代入公式 (2-16)，得到功率方程如式 (2-17) 所示：

$$P_e = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} (i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt}) + \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p_n v_m (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2-17)$$

由功率方程可以得到 PMSLM 的电磁推力方程如式 (2-18) 所示：

$$F_e = P_e / v_m = \frac{3}{2} p_n \frac{\pi}{\tau} i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (2-18)$$

对于隐极式电机，有 $L_d = L_q = L_s$ ，因此可将电磁推力方程表达如式 (2-19) 所示：

$$F_e = P_e / v_m = \frac{3}{2} p_n \frac{\pi}{\tau} i_q \psi_f \quad (2-19)$$

PMSLM 的机械运动方程如式 (2-20) 所示：

$$F_e = M_n p v_m + B_n v_m + F_f + F_r + F_d \quad (2-20)$$

式中： M_n 为 PMSLM 等效质量， B_n 为摩擦参数， F_f 、 F_r 、 F_d 可以看做是外界对 PMSLM 造成的各种扰动力。

在本节所给出的一众公式中， u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 ψ_d 、 ψ_q 分别表示 PMSLM 在 d 、 q 轴上的定子电压、电流和磁链分量，其余物理量均与基于 ABC 坐标系的数学模型中所给出的定义一致。

2.4 电压源逆变器控制技术

与永磁同步电机的控制方式相似，对于永磁同步直线电机而言，通常也是采用电压源逆变器（Voltage Source Inverter, VSI）技术输出系统所需的电压，其调制策略同样采用空间矢量脉宽调制（SVPWM）技术^[22]。SVPWM 技术的使用范畴一般是交流电机，实际上是通过控制三相 VSI 功率器件的特殊触发模式，就可以在定子绕组中形成三个相位互差 120° 的正弦波形，进而使电机的控制效果达到极佳状态。

在三相 VSI 的控制中，一般要对三相变量进行逐一的描述，但是为了使分析的过程得以简化，通常会将三相变量转化为单相变量，也就是说，将三个电压标量转换成一个电压矢量进行分析，并且还能保证转换以后信息的完整性。假定三相正弦电压瞬时值如式 (2-21) 所示：

$$\begin{cases} u_a = U_m \sin \omega t \\ u_b = U_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ u_c = U_m \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \end{cases} \quad (2-21)$$

式中： U_m 为相电压幅值， ω 为相电压角频率， $\omega = 2\pi f$ 。三个相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 对应的空间电压矢量可表达如式（2-22）所示：

$$\mathbf{U}_{out} = u_a + e^{j\frac{2}{3}\pi} u_b + e^{-j\frac{2}{3}\pi} u_c = \frac{3}{2} U_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (2-22)$$

根据公式（2-22）所给出的表达式，可以对空间电压矢量的运动轨迹进行绘制，如图 2-5 所示。由运动轨迹图可以看到，该空间电压矢量顶点的运动轨迹是以坐标原点为圆心，以自身长度为半径，并以角速度 ω 在逆时针方向进行运动的一个圆形。

一般情况下，电机理想的电压波形为三相对称的正弦波，能输出这种电压波形的供电方式极其理想，对于逆变器来说，也是所能达到的最优控制目标。基于此因，就可以通过结合矢量变换的基本原则，将逆变器的三相电压标量转换成一个电压矢量，考虑一个电压矢量的控制问题。

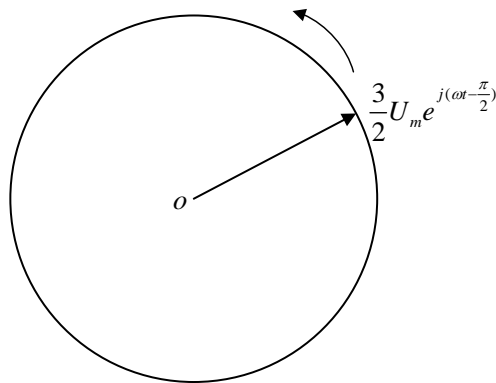


图 2-5 空间电压矢量运动轨迹图

两电平三相 VSI 电路作为一种非常典型的供电方式，PMSLM 也采用这种电路进行供电，其工作原理如图 2-6 所示。根据图中所示的 VSI 拓扑结构可以看出，该逆变器电路共有两个桥臂，一个位于上方，一个位于下方，在每相桥臂的两个开关装置中，只有一个可以接通，接通状态设置为状态 1，关断状态则为状态 0。将上桥臂功率管的开关切换状态分别设定为 S_1 、 S_3 、 S_5 ，下桥臂的切换状态相应的设定为 S_2 、 S_4 、 S_6 。当 S_1 、 S_3 、 S_5 为 1 时，表示上桥臂的开关管接通，下桥臂则被关断；当 S_1 、 S_3 、 S_5 为 0 时，表示上桥臂的开关管关断，下桥臂则被接通。

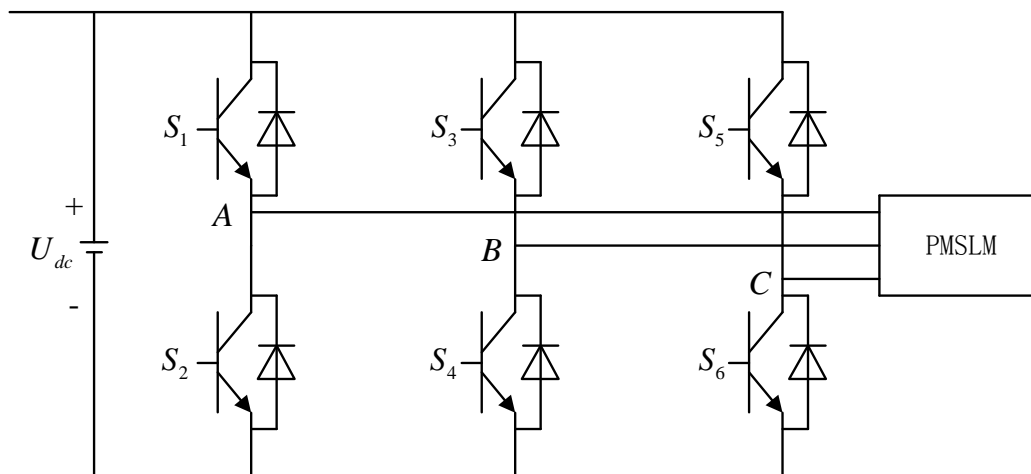


图 2-6 电压源逆变器拓扑图

由此可知，根据 VSI 三相两桥臂的开关接通状态，总共可以获得八种不同的开关切换组合，可以得到相应的空间电压矢量如图 2-7 所示。

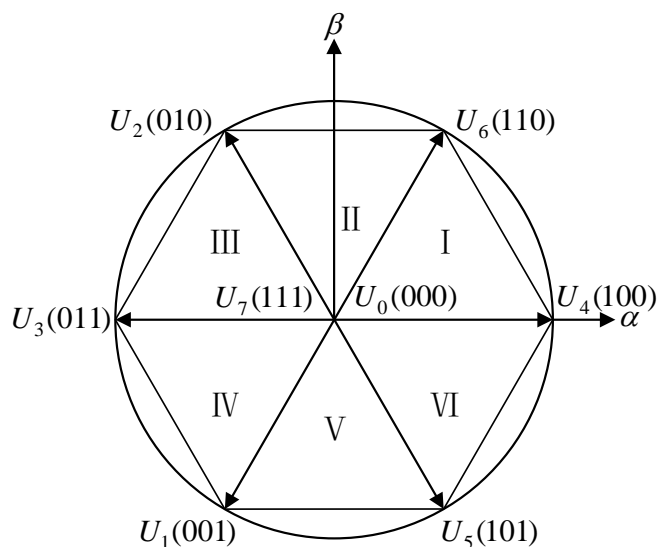


图 2-7 空间电压矢量扇区图

同时，八种不同的开关切换组合也有相应的基本空间电压矢量与之对应，电压矢量表达式如式（2-23）所示：

$$U_{out} = \frac{2U_{dc}}{3} (S_1 + S_3 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_5 e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (2-23)$$

式中：\$U_{dc}\$ 为直流母线电压。在空间电压矢量的表达式中引入八个开关切换组合，便能获得两者之间的一组对应关系，如表 2-1 所示。

表 2-1 开关组合与电压对应关系

电压矢量	U_A	U_B	U_C	U_{out}
U_0	0	0	0	0
U_1	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
U_2	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
U_3	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi}$
U_4	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
U_5	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
U_6	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
U_7	0	0	0	0

SVPWM 算法是以平均值等效原理作为基本的理论支撑, 在某一切换周期中, 对基本电压矢量进行组合, 使给定电压矢量值与基本电压矢量平均值保持一致。如图 2-7 所示, 当空间电压矢量在任一时刻被转动至某个扇区时, 该矢量就能由该扇区上两个相邻非零矢量和零矢量在时间上的不同组合得到。

SVPWM 算法的实现可以概括为以下三个步骤:

(1) 判断参考电压矢量的扇区

一般来说, 空间电压矢量是由所处扇区的基本电压矢量合成, 因此需要先确定 U_{out} 所处扇区的位置。对扇区的确定可以采用如式 (2-24) 所示的方式:

$$\begin{cases} U_{refA} = u_{\beta} \\ U_{refB} = \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\alpha} - u_{\beta} \\ U_{refC} = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_{\alpha} - u_{\beta} \end{cases} \quad (2-24)$$

式中: U_{refA} 、 U_{refB} 、 U_{refC} 为三相相电压变量, u_{α} 、 u_{β} 为 U_{out} 在 α 、 β 轴上的电压分量。

当 $U_{refA} > 0$, 有 A=1, 反之 A=0;

当 $U_{refB} > 0$, 有 B=1, 反之 B=0;

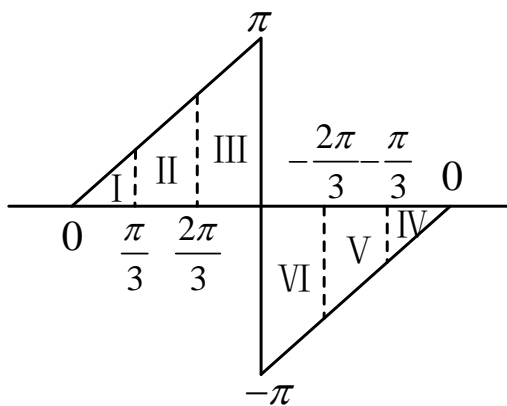
当 $U_{refC} > 0$, 有 C=1, 反之 C=0。

定义 $N=4C+2B+A$, 则可以得到 N 与扇区的关系如表 2-2 所示。

表 2-2 N 与扇区对应关系

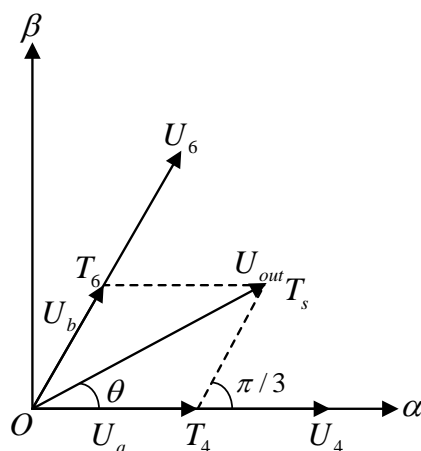
N	1	2	3	4	5	6
扇区	II	VI	I	IV	III	V

此外，还可以通过 U_{out} 的角度对所处扇区的位置进行划分，如图 2-8 所示。

图 2-8 U_{out} 角度与扇区关系

(2) 计算矢量作用的时间

以扇区 I 为例，通过参考该扇区 U_{out} 的合成示意图，可以计算得出各矢量的作用时间，合成示意图如图 2-9 所示。

图 2-9 U_{out} 合成示意图

在扇区 I 内， U_{out} 是由非零矢量 U_4 、 U_6 和零矢量合成，满足公式 (2-25)：

$$\begin{cases} T_s U_{out} = T_4 U_4 + T_6 U_6 + T_0 U_0 \\ T_s = T_4 + T_6 + T_0 \end{cases} \quad (2-25)$$

式中： T_4 、 T_6 、 T_0 分别为 U_4 、 U_6 、 U_0 的作用时间。根据图 2-9 所示的矢量合成图，可得公式 (2-26)：

$$\frac{|U_{out}|}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{|U_a|}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{|U_b|}{\sin \theta} \quad (2-26)$$

根据前文所述内容，可以得出各电压矢量幅值，将其代入公式（2-26），可计算得出各矢量作用时间如式（2-27）所示：

$$\begin{cases} T_4 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin \theta \\ T_0 = \frac{1}{2}(T_s - T_4 - T_6) \end{cases} \quad (2-27)$$

遵循上述公式，就能算出 U_{out} 在扇区 I 时的各矢量作用时间，据此类推，当 U_{out} 切换至其他扇区时，其他各矢量的作用时间也能照此计算。

（3）确定扇区矢量的切换点

结合上述分析，给与定义如式（2-28）所示：

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_4 - T_6) / 4 \\ T_b = T_a + T_4 / 2 \\ T_c = T_b + T_6 / 2 \end{cases} \quad (2-28)$$

在此基础上，可以得出三相电压开关的时间切换点与各个扇区之间的对应关系，如表 2-3 所示。

表 2-3 扇区与时间切换点对应关系

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_{cm3}	T_c	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b

经过上述三个步骤的操作之后，将特定频率的载波信号与各扇区矢量的时间切换点进行对比，进而得到系统需要的 PWM 信号，最后将 PWM 信号输入三相逆变器，就能实现 SVPWM 算法。

2.5 本章小结

本章首先阐述了 PMSLM 的本体结构和工作原理，并从电机学理论的角度出发，建立了三个坐标系下的 PMSLM 数学模型；最后描述了 SVPWM 技术的基本原理与实现方法，为后续控制算法及其仿真实验的实现奠定理论基础。

第 3 章 永磁同步直线电机矢量控制研究

结合第 2 章中建立的 PMSLM 数学模型, 以及实现 SVPWM 算法的基本原理, 本章将在 MATLAB/Simulink 仿真环境下搭建包括电流环、速度环和位置环在内的矢量闭环控制系统, 一方面通过对矢量控制系统设计的正确性进行仿真实验的验证, 为后续控制算法的仿真研究奠定基础, 另一方面根据在搭建仿真模型过程中遇到的问题进行总结, 为后面的实践应用积累经验。

3.1 永磁同步直线电机矢量控制原理

第一章对矢量控制做了基本介绍, 矢量控制是基于坐标变换理论, 通过对电机定子电流的交、直轴分量进行解耦, 从而实现独立控制电机磁场与转矩的控制策略。矢量控制作为 PMSLM 控制系统中一种主要的控制方式, 包含有 $i_d=0$ 控制、单位功率因数控制 ($\cos\varphi=1$)、最大推力电流比控制和弱磁控制等等。接下来对这几种控制策略进行简单分析:

(一) $i_d=0$ 控制

$i_d=0$ 控制主要是适用于表贴式三相 PMSLM, 设置定子电流的直轴分量 i_d 数值为 0, 只存在交轴分量 i_q , 这样便能避免直轴侧去磁电流产生退磁这一现象的出现。除此之外, 可以通过控制 i_q 来直接控制输出转矩, 从而能够有效降低系统能耗, 提升控制性能。

(二) $\cos\varphi=1$ 控制

$\cos\varphi=1$ 控制是通过控制电机定子电流交、直轴分量的大小进行控制, 使定子电流与电压保持同向, 从而使功率因数控制为 1。由于输出的无功功率数值为零, 因此不仅能够有力降低电机和逆变器的容量, 还能对其进行有效的利用。但是这种控制方法会产生去磁现象, 在电流变小的同时输出推力也将减小。

(三) 最大推力电流比控制

最大推力电流比控制是通过控制定子电流交、直轴分量进行控制, 纵使在电机处于最小输入电流的情况下, 也能输出更高的电磁推力。这种控制方式还可以和弱磁控制配合使用, 从而获得性能更优的输出推力。但是, 系统的功率因数将受到输出推力的影响, 输出推力较高时, 功率因数将会随之降低。

(四) 弱磁控制

弱磁控制一般用在对于电机速度有着较高要求的应用场合。众所周知, 电机永磁体产生的磁场是恒定的, 由于这一恒定的磁场, 直流母线电压幅值的大小必然会受到一定程度的限制, 即使逆变器的输出电压达到最大值时, 也无法让电机

的速度得到有效的提升，此时便可以考虑通过增大定子电流的直轴分量，减小交轴分量来获取更快的速度。

综上所述，基于 $i_d = 0$ 的控制策略较为简单，易于实现，属于一种普遍采用的矢量控制方式，本章也是基于该控制策略来实现 PMSLM 矢量控制的仿真验证与分析。

3.2 永磁同步直线电机矢量控制系统设计

本文的仿真都是在 MATLAB/Simulink 环境下进行的。MATLAB 是由美国 MathWorks 公司研发的商业数学软件，本文所用版本为 MATLAB R2016b，MATLAB 内部包含一系列组件，Simulink 是其中极为重要的一种可视化仿真工具。

3.2.1 d - q 坐标系下的数学模型

本节将基于两相旋转 d - q 坐标系下的数学模型，在 MATLAB/Simulink 中搭建 PMSLM 的仿真模型^[59]。PMSLM 的仿真模块主要是由电气模块和机械模块搭建成，下面将对这两个仿真模块的搭建进行简要分析：

（一）电气子模块

电气模块是由电压方程和磁链方程构建组成。本文仿真基于表贴式 PMSLM，有 $L_d = L_q = L_s$ ，将电压公式 (2-15) 转换成如公式 (3-1) 所示的电流表达式，由此便可以算得 d 、 q 轴的电流。

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + \frac{1}{L_s} u_d + \frac{n_p \pi v_m}{\tau} i_q \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q + \frac{1}{L_s} u_q - \frac{n_p \pi v_m}{\tau} i_d - \frac{n_p \pi v_m}{\tau L_s} \psi_f \end{cases} \quad (3-1)$$

根据公式 (3-1) 所给的数学模型，搭建了如图 3-1 所示的仿真模块。

（二）机械子模块

机械模块是由推力方程和运动方程构建组成，并且电磁推力 F_e 和动子速度 v_m 将作为系统输出量。根据电磁推力公式 (2-18) 和机械运动公式 (2-20) 建立的仿真模型如图 3-2 所示。

将 PMSLM 的电气模块和机械模块搭建完毕后，在系统中输入三相电压，再经 Park 变换得到 d 、 q 轴电压，经电气模块输出 d 、 q 轴电流，最后由反 Park 变换输出三相电流，结合机械模块，将动子位移 x 、动子速度 v_m 和电磁推力 F_e 作为 PMSLM 的最终输出量。由此就根据 PMSLM 的数学模型建立了完整的仿真模型，将此模型进行封装处理后，就能在后续的控制算法中直接作为控制对象使用。

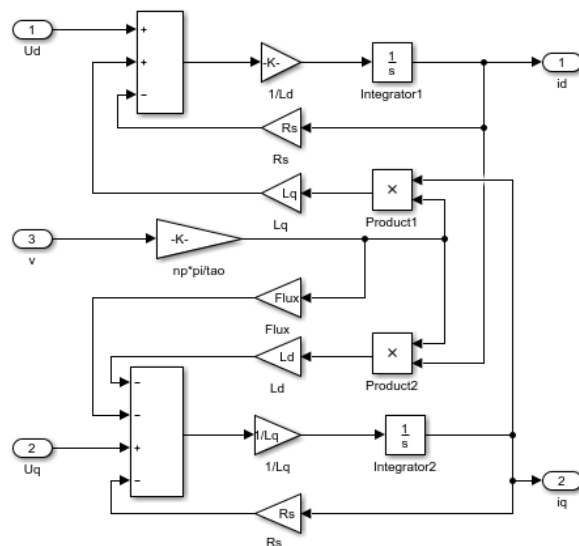


图 3-1 电气子模块仿真模型

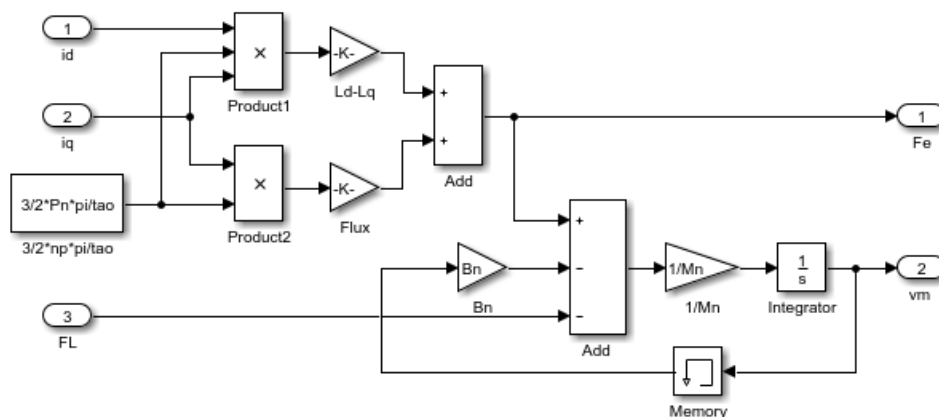


图 3-2 机械子模块仿真模型

3.2.2 PMSLM 矢量控制系统

经过前面章节对应用在 PMSLM 中的控制策略分析可以得知，最常使用的控制方法是矢量控制，其中 $i_d = 0$ 又属于应用较广的一种矢量控制方法。针对 PMSLM 存在的非线性、强耦合等特点，本章将基于 $i_d = 0$ 的控制算法，直接控制定子交轴电流 i_q 输出 PMSLM 的电磁推力。该方法能有效地解决电机复杂的电磁耦合问题，并能有力地减少系统的损失，提升电机的控制效果，并通过与上章所提 SVPWM 技术的结合，来获得更加稳定的电磁推力。

PMSLM 以直接驱动技术为核心，能够很好的达到高速度以及高精度的控制性能，因此 PMSLM 在有着高运动精度和高定位精度要求的场合中广泛应用。由于 PMSLM 具有极高定位精度的优势，相比于速度控制的应用，PMSLM 更多的是定位控制的应用，在高精尖的应用领域有着巨大的应用市场。

PMSLM 的双闭环调速系统主要是指控制系统、检测系统以及执行系统这三个部分。控制系统中包含速度环 PI 调节器、电流环 PI 调节器以及被控对象 PMSLM；检测系统一般是指编码器、霍尔传感器等这类机械传感器；执行系统包括三相逆变器以及驱动电路。三闭环伺服系统，是基于双闭环的调速系统上再增加一个位置环，基本结构如图 3-3 所示。

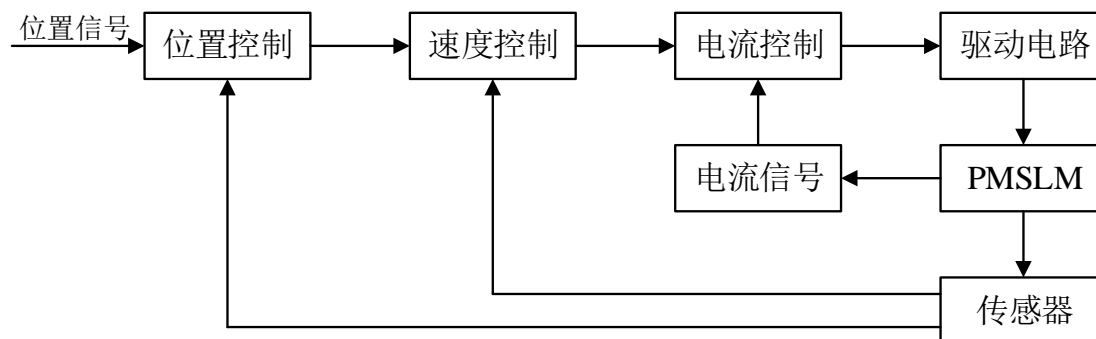


图 3-3 三闭环矢量控制系统基本结构

根据上述分析，一般来说，三个控制环节都是采用常规的 PI 调节器。其结构简单，容易实现，鲁棒性好，因此应用面很广泛，通过调节合适的 K_p 、 K_i 参数就能避免系统静态误差，克服系统动态误差，从而降低系统振幅，获得较好的动静特性。伺服系统的位置反馈环节能够补偿电机由于系统干扰带来的误差，提高系统的定位精度，并且能够明显的改善系统运动的动态响应特性。因此，进一步提高电机的定位精度成为当下的重要研究内容。本节将对 PMSLM 调速系统和伺服系统进行一个简要介绍。

（一）双闭环调速系统

在双闭环调速系统中，系统的控制环节采用 PI 调节器。系统外环是速度环，通过对系统给定数值与反馈数值之间的差值进行调节，减小速度的跟随误差，实现较高的跟踪性能。系统内环是电流环，响应迅速，通过 $i_d = 0$ 的定子磁场定向控制，实现 d 、 q 轴电流的解耦控制，最终获取最大的电磁推力。速度环的输出电流作为系统给定值，电流环的输出电流作为系统反馈值，通过 PI 调节器对两者差值进行调节，输出 d 、 q 轴的电压，经过反 park 变换，输出 α 、 β 轴电压，最后采用 SVPWM 技术将调制信号输入逆变器，驱动电机运行。

（二）三闭环伺服系统

在三闭环伺服系统中，控制环节同样采用 PI 调节器。系统外环是位置环，为了保证系统的稳定运行，响应速度要低于速度环。位置环对系统给定的位置信号与检测的位置信号之间的位置偏差进行调节，得到所期望的速度数值。PMSLM 的伺服系统控制框图如图 3-4 所示。

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/698115065045006026>