

南京理工大学泰州科技学院

毕业设计说明书(论文)

作者: 崔峻豪 学号: 1901050214

学院(系): 电子电气工程学院

专业: 电气工程及其自动化

题目: 混合励磁同步电机矢量控制策略研究

指导者: 徐妲 讲师

评阅者: 李强 副研究员

2023 年 5 月

毕业设计说明书（论文）中文摘要

混合励磁同步电机既具备永磁同步电机的高效率、高功率密度的特点，又具备感应电动机的宽调速范围、快速响应、抗过载等优点。矢量控制技术是一种高性能的电机控制技术，可实现精确的电机调速、扭矩控制和位置控制。因此，混合励磁同步电机矢量控制技术的研究和应用具有重要的理论和实际意义。国内近年来已有研究人员在混合励磁同步电机方面取得了一些进展，提出了基于空间矢量 PWM 技术的混合励磁同步电机矢量控制方案和基于磁场偏移的调磁方法等。日本和美国等国的研究机构也进行了大量研究，提出了新的控制策略和调试方法。未来的研究可能会尝试将多种控制策略进行融合，以提高电机的控制性能和适应性。

关键词 混合励磁同步电机 矢量控制 空间矢量 PWM 仿真实验

毕业设计说明书（论文）外文摘要

Title Research on Vector Control Strategy of Hybrid

Excitation Synchronous Motor

Abstract

Hybrid excitation synchronous motor not only has the high efficiency and high power density of permanent magnet synchronous motor, but also has the advantages of wide speed range, fast dynamic response, and strong overload resistance of asynchronous motor. Vector control technology is a high-performance motor control technology that can achieve precise motor speed regulation, torque control, and position control. Therefore, the research and application of vector control technology for hybrid excitation synchronous motors have important theoretical and practical significance. In recent years, researchers in China have made some progress in the field of hybrid excitation synchronous motors, proposing vector control schemes for hybrid excitation synchronous motors based on space vector PWM technology and magnetic field offset based tuning methods. Research institutions in countries such as Japan and the United States have also conducted extensive research and proposed new control strategies and debugging methods. Future research may attempt to integrate multiple control strategies to improve the control performance and adaptability of motors.

Keywords Hybrid excitation synchronous motor Vector control
 Space vector PWM Simulation

目 录

1 绪论	1
1.2 混合励磁同步电机的定义	1
1.3 混合励磁同步电机的分类方法	2
1.4 混合励磁同步电机建模及控制技术研究概况	5
1.5 本文研究内容	7
2 HESFPM 电机及其控制	8
2.1 HESFPM 电机基本结构概述	8
2.2 HESFPM 的数学模型和等效电路	9
2.3 混合励磁电机的矢量控制策略	13
2.4 本章小结	15
3 混合励磁同步电机磁场定向矢量控制调速系统仿真建模	16
3.1 仿真电机参数	16
3.2 仿真基本思路及仿真模块的搭建	16
3.3 仿真结果分析	22
4 总结展望	29
4.1 总结	29
4.2 展望	29
结束语	30
致 谢	31
参 考 文 献	33

1 绪论

1.1 课题背景及意义

混合励磁同步电机（Hybrid Excitation Synchronous Motor, HESM）具有极强的功能性，它不仅具有永磁同步电机的磁场调整困难的特性，而且还具有更加精确的磁路分布和更加稳定的转矩以及质量比，使其在各种应用中都能发挥出最佳的性能。这种技术具有能够实现低速、大转矩以及超出预期的调速能力，因此，在工程、汽车、能源储存、发电、航空航天等多个行业都可以看到其巨大的发展潜力^[1-3]。

近年来，随着节能与宽调压控制系统和自主发电的不断探索，HESM 电机因其具备的不可比拟的特性，受到了广泛的关注，成为当今世界最受瞩目的研究对象之一。美国威斯康星大学的 T.A.Lipo 教授就混合励磁电机的技术做出了卓越的贡献，他的许多相关的专利都被提出，从而推动混合励磁电机的发展^[4-6]。日本学者 T.Mizuno 深入探索电机的拓扑结构，成功地将它们运用到汽车的制造中^[7]。另一方面，美国 TIMKEN 有限公司开发的磁极分割型混合励磁电机也取得了重大突破，成功地被广泛地运用到汽车的制造中。中国在 HESM 方面的研究虽然开展得不够充分，但已经取得了长足的进步。沈阳工业大学的徐衍亮教授与唐任远教授共同探讨了转子磁极分割型（Consequent Pole Permanent Magnet, CPPM）并联磁势混合励磁同步电机的开发机构^[8]，取得的结果为该领域的深入探索提供了重要的参考。李优新教授和王群京教授在传统爪极式电机的基础上，开发出一种新型的发电机，它具有良好的调磁性能^[9]，可以有效地提升电机的功率密度，并且在负载变化的情况下，可以输出更加稳定的电压，目前，这种新型发电机已经被广泛应用于电动汽车领域^[10-11]，并取得了良好的效果。

本文将对混合励磁同步电动机的基本特性进行系统的介绍，对其分类进行综述，并对并联磁势型混合励磁同步电动机的结构及工作原理进行了分析。然后，建立了该系统的数学模型；在此基础上，进一步分析和总结了目前国内外研究中存在的一些问题；最后，对混合励磁电动机技术的发展方向进行了讨论，并对其应用进行了展望。

1.2 混合励磁同步电机的定义

早在 20 世纪，美国学者首次将“混合励磁”的概念引入到混合励磁同步电动机（HESM），也被称为组合励磁同步电机（Double Excitation Synchronous Machine，

DESM)，它指在通过结合多种励磁技术，来实现更加优良的电机性能，进而实现“混合励磁”的目标。采用先进的技术，将传统的永磁励磁技术发展到了一种全新的模式，即利用永磁体、电励磁两种励磁源的协同工作大大提高了电动机的磁性能力，进而实现更好的调速、驱动、调压等功能。这种技术不仅可以扩展传统的励磁技术，而且可以利用两种励磁源之间的交叉磁化更好地将电磁能量传输到更大的范围内。HESM 在兼顾永磁同步电机和电励磁同步电机的特性的同时，也能够有效地抵消它们的不足之处。

混合励磁同步电机的性能优势显而易见：它的运行更加可靠和稳定，磁场变化更加灵活，调速更加广泛，同时，它还大大缩短了电机的体积，从而降低了电机的成本。除此之外，它还拥有更低的电枢反应电压，因为它使用的是永磁体，所以它的转矩密度和功率密度都要高得多。这种发电机具有极大的灵活度，它不仅可以单独运行，还可以被安装到各种航空、海洋、交通工具上。它还具有优异的节能效果，它的宽频率调节功率，可以满足各种复杂的需求，如电动汽车、武器装置的伺服控制。

1.3 混合励磁同步电机的分类方法

混合励磁电机具有独特的优势，它能够直接调整电机的磁场，克服传统永磁电机的局限性。目前，混合励磁电机的种类繁多，共有 4 种，如图 1.1 所示。电机的磁场方式有很多种，其中包括转子永磁型、定子永磁型、串联磁势型以及并联磁势型。这些电机的磁场方式不仅取决于电机的磁场方向，还取决于电机的电流方向。

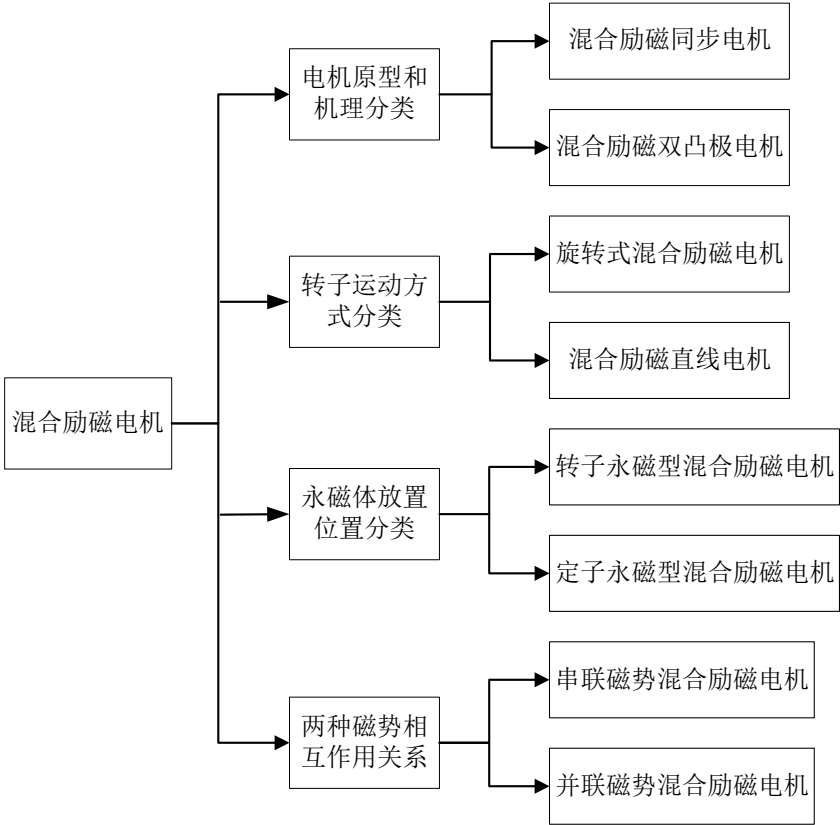


图 1.1 混合励磁电机分类

1.3.1 转子永磁型混合励磁同步电机

电动机的类别和功率范围是不同的。常见的电动机包括交流同步电动机、无刷直流电机和同步式磁阻电机。如果我们想更好地利用这些电动机，可以考虑采用直流励磁绕组，并使它们同时工作。这样，我们就可以更好地满足不同的需求，以此来扩大电动机的使用范围。

在图 1.2 中，我们看到了两种类似的混合励磁电机。在（a）中，励磁磁路穿越了永磁体，形成了一种串联的结构。而在（b）中，励磁磁路没有穿越永磁体，形成了一种并联的结构。

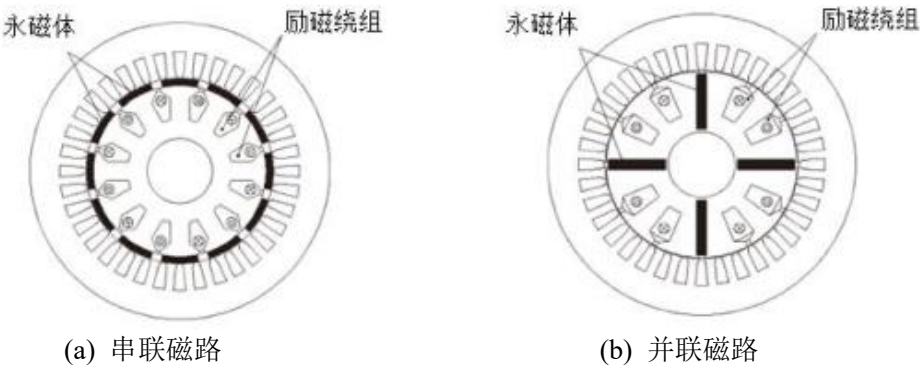


图 1.2 两种转子永磁型混合励磁电机结构

1.3.2 定子永磁型混合励磁同步电机

永磁电机是由永磁复合材料制成的马达，它们通常由两个凸极组成，例如图 1.3 所示。这些马达的特点是，它们不需要永磁材质，也不需要励磁绕组，因此它们的转矩很小，并且能够提供高效的运行。永磁电机的种类繁多，分为：双凸极永磁电机、磁通切换电机、磁通反向马达。借助定子永磁型系统的优势，我们可以采取更加灵活的技术手段，如采用混合励磁技术，以拓展其应用范围，从而发挥出它的最大的理论效益与实际效果。

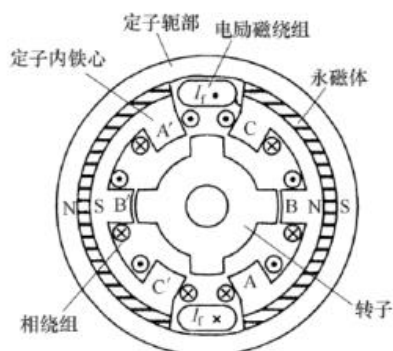


图 1.3 混合励磁双凸极电机

1.3.3 串联磁势式混合励磁同步电机

通过将永久性磁场和外部励磁场相互作用，形成一种叫做混合励磁同步电动机（Series Hybrid Ex-citation Synchronous Machine, SHESM）的技术，可以实现高效的驱动功能。根据图 1.4，由于混合励磁同步电机的电励磁绕组与永磁材料之间存在着一定的连续性，使得电励磁绕组的电流能够有效地流经永磁材料，但由于其具有较高的磁导率，因此其磁阻也较高。由于需要进行混合励磁运行，励磁绕组需要充分地投放出一定的电量，从而就导致了一定的铜损。然而，如果励磁绕组投放的电量超出正常范围，则可能导致永磁体的长期失磁。目前我们在国际上尚未开展关于该种结构的相关研究。

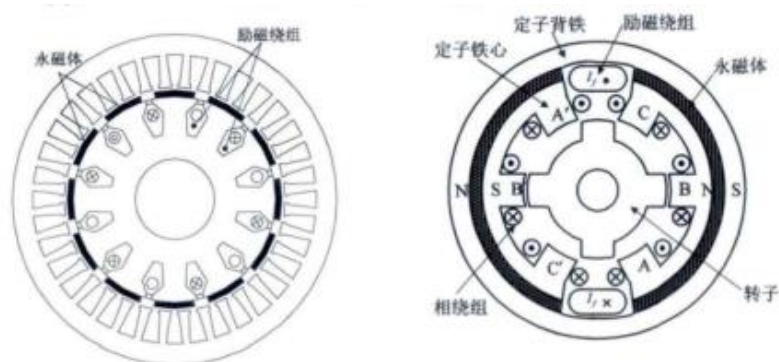


图 1.4 串联磁势式混合励磁同步电机

1.3.4 并联磁势式混合励磁同步电机

通过将永磁磁势和电励磁磁势结合起来，形成的混合励磁同步电机（Parallel Hybrid Excitation Synchronous Machine, PHESM），可以实现高效的动力传输，从而提高工作效率。励磁绕组的磁场能够有效地抑制 SHESM 的磁场，而且由于它们之间的磁路是相互连接的，因此无需担心磁场的衰减。此外，PHESM 的永磁体的安装方式非常灵活，无论是安装在定子上还是安装在转子上，都能满足各种应用场景的需求。PHESM 的拓扑结构各异，因此，目前混合励磁同步电机的研究重点放在了这些不同的拓扑结构上。

1.4 混合励磁同步电机建模及控制技术研究概况

1.4.1 混合励磁同步电机建模研究概况

HESM 的本体模型是控制系统的基础，它可以准确地反映出系统的实际特征，从而决定了系统的控制性能，并且也将为进一步的研究提供重要的参考。HESM 模型的准确性受到多种建模方法的影响，其中有限元建模法和数学建模法是最为常见的，它们可以有效地减少模型与实际电机之间的差异，从而提高模型的精度^[12-13]。

（1）有限元建模法

有限元建模方法则是利用有限元软件建立电机模型，利用有限元方法计算出电机的最佳特性参数。而在此基础上，建立了电动机的数学模型，并对电动机的几何和材料性能进行了定量分析。所以用有限元建模方法得到的电动机模型更精确，更精确。文献[12]为优化双轴 HESM 的运行性能，采用了基于齿磁通法的有限元分析方法对传统双轴 HESM 进行了建模，计算分析了电机的 d、q 轴参数以及运行性能，并建立双轴 HESM 矢量控制系统，验证了其运行性能。

（2）数学建模法

通过利用微分方程、S 函数、Laplace 以及状态空间法^[13]。MATLAB/Simulink（HESM）提供了一种建模方法，它们不仅可以收集电机的结构信息，还可以利用其内置的物理定律，以及其他相关的技术，来模拟出复杂的电机运行状态。通过采用微分方程法，可以有效地拟合 HESM 的复杂运动行为，其中包括磁链、电压、转矩和机械方程的微分表达，这些表达的逻辑关系明确，结构紧凑，可以方便地进行调整，从而更准确地反映 HESM 的运动特征。尽管有限元建模方法的精度较低，但它的操作流程较为繁琐，而且需要的数据也较多，因此，它并非是用于初期控制技术的理想选择。

1.4.2 混合励磁同步电机控制技术研究概况

HESM 驱动系统具有强耦合和时变的特点，这使得它的控制过程更加复杂，从而直接影响到系统的性能。但是，采用合理的控制策略可以有效地改善系统的性能，并且可以克服电机本身结构设计的缺陷。自 20 世纪 90 年代以来，国内外学者一直在努力探索 HESM 控制技术，然而，目前，这一领域的研究仍然停留在结构设计的层面，而对其他领域的研究则相对落后，因此，深入探索 HESM 控制技术显得尤为重要。为了获得最佳的 HESM 控制效果，应该根据不同类型的 HESM 采取合适的控制策略。与永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM）相比，HESM 只需要增加一个电励磁源，就可以引入一个励磁电流，从而提高控制的效率，但也会增加控制的难度。因此，为了更好地探索 HESM 控制技术，我们可以借鉴 PMSM 控制技术，并以此为基础，深入探讨几种不同的 HESM 控制技术，以期获得更好的结果：

（1）自适应控制

通过使用自适应控制，我们能够更好地控制复杂的系统，因为它能够随着外部环境的改变而调整控制策略，这样可以获得较好的控制结果。

文献[14]针对具有不确定参数的 PMSM 系统的控制问题，设计了一种基于 Lyapunov 函数法和不等式技术的新型自适应率律并应用到自适应控制器上，实现了 PMSM 稳定控制。文献[15]设计了一种自适应反步控制器应用在具有非线性耦合和参数不确定性问题的 HESM，该控制器提高了 HESM 在参数不确定性与负载转矩扰动情况下的鲁棒性，也增强了对 HESM 不确定性系统的适应性。

（2）滑模控制

通过采用滑模变结构控制，我们能够更好地处理复杂的非线性系统，因此它的优势表现在：它能够灵活地模拟多种模式，并且能够快速响应变量的变化，从而实时地改变系统的行走模式，从而达到最佳的控制结果。

尽管滑模控制具备一定的优势，但其中的抖动也是一个严重的挑战，它会严重降低控制效果。因此，Sub-I 们开发出一种新的控制技术，即饱和函数，它可以取代传统的符号函数，从而大大降低 PMSM 的抖动，同时也能够增强其抗扰动能力和转矩[16]，从而大大改善其控制效果。通过引入双幂次趋近率滑模速度控制器，我们可以有效地改善 HESM 的动态特征[17]，特别是当电流控制策略被限制在 $i_d=0$ 时，这种控制方式可以有效地缓冲系统的过度振动，从而大大增强 HESM 的抗干扰能力。

（3）模糊控制

通过利用模糊控制技术，可以将复杂的物理现象转换为可以通过简单的计算来处理的形式，从而达到更好的控制效果。这种技术不仅可以避免使用复杂的数学模型，而且可以更加灵活地运作，并能够满足各种复杂的环境要求。

通过混合 PID 控制器和 PID 法[18]，我们可以有效地控制 PMSM 矢量控制体系的转速，从而达到精确的控制。通过实际测试，我们发现，这种控制技术的控制精度要远远高于单独的 PID 控制器。本研究通过融入滑模控制技术[19]，提出一种新型的二阶滑模观测器，它可以有效地观测 PMSM 的转子的运动状态，并且可以通过向量监控来取代原有的定向技术。

（4）自抗扰控制

韩京清博士基于非线性 PID 控制理论，开发出一种新型的控制方法 自抗扰控制，它能够克服传统控制方法的缺陷，并且能够更加准确地模拟控制目标，同时还能够抵御外界的干扰。本研究利用矢量控制技术[20]，构建出一种新型的 PMSM 控制系统，其中包括一种由自抗扰控制器构成的模型，它可以有效地抑制由于外部干扰或其他未知因素造成的影响，从而达到更加有效的 PMSM 控制。

1.5 本文研究内容

论文的重点是对混合励磁电动机的结构原理、矢量控制技术进行了深入的分析，并对目前国内外混合励磁电动机的研究状况以及技术发展方向进行了总结。首先，在明确混合励磁电机基本概念的基础上，对其进行界定与分类，并在此基础上，理清混合励磁同步与磁场调制两种电机的结构特征与磁化机制，着重研究其基本原理与设计方法。其次，针对混合励磁电机，它有别于常规永磁电机，既有励磁电流，也有电枢电流，因此，本文拟从理论上对混合励磁电机进行模拟与建模，并将其应用于电力系统中。在此基础上，对其在典型场合下的研究与应用状况以及所涉及的关键技术进行了总结与展望。

2 HESFPM 电机及其控制

HESM 电机采用混合励磁磁通切换永磁技术，与传统的磁通切换电机相比，它具有更高的效率和更大的功率，并且在电励磁绕组上有更多的改进。在较低的转矩下，采用正向激励的方式，可以有效提高电机的输出转矩；在转速较高的情况下，利用负励磁电流进行弱磁扩速，可以获得较好的转速。在此部分中，我们将重点讨论 HESFPM 电动机的基本构造，建立它的数学模型，建立它的等值电路图，并结合它的数学模型，对它的矢量控制策略及励磁电流调整方式进行研究。

2.1 HESFPM 电机基本结构概述

这篇论述的是一种新型的电动机，它拥有 12 槽 10 极的电枢绕组，并采用了新的磁通切换技术。它的电动机拓扑结构可见图 2.1。这种电动机的特性是：电枢绕组位于定子内，而在转动内不用绕组或永磁元件，因此它的结构非常紧凑，并能够轻松地进行转子的冷却。

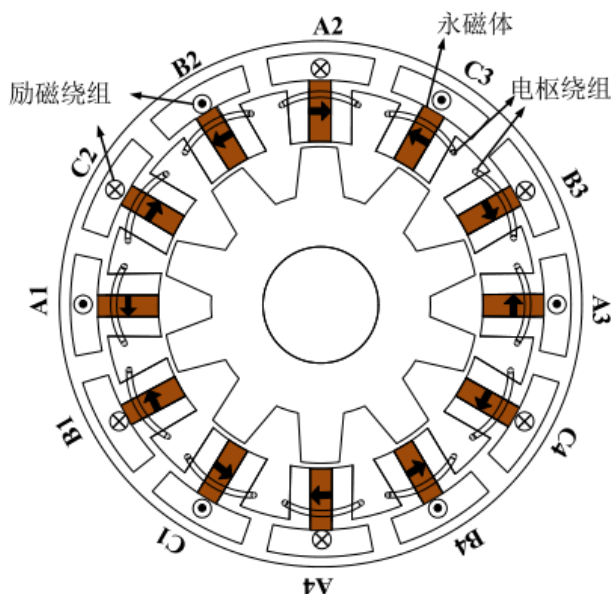


图 2.1 HESFPM 电机拓扑结构图

相较于磁通开关型永磁电动机，HESFPM 电动机增加了激励线圈。当没有电流流入励磁绕组时，可以将该电动机等价为永磁开关电动机进行分析。不考虑励磁绕组影响的情况下，图 2.2 展示了电动机中磁环的运动状态。如图 2.2（a）所示，在通过电枢线圈之前，由永久磁铁构成的磁电流通过定子齿，并最后流动到转子齿。永久磁铁所生成的磁通量在转子位于图 2.2（b）的位置时反转地通过衔铁线圈。当转子在移动时，通过电枢线圈的磁通会发生正、负周期变化，以实现与 PMSM 相同的特性。

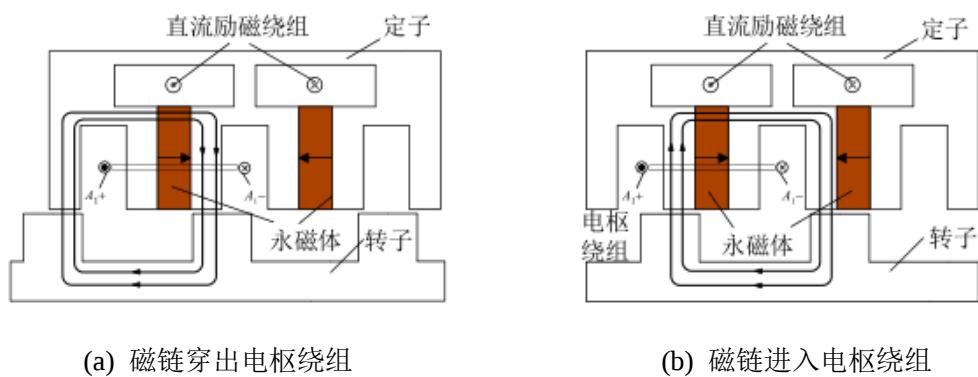


图 2.2 无励磁电流作用下的磁通切换原理

HESFPM 电动机除了采用开关式永磁同步电动机外, 还采用励磁绕组, 起到增磁、减磁的效果。图 2.3 (a) 显示了电机处于非施加励磁电流的情况时, 磁路的变化情况。实际的磁通由电磁铁形成, 而电流则由电磁铁形成。这些变化都可以通过磁场来描述。通过将电励磁磁通和电磁感应电流的磁通穿过电枢绕组, 可以在图 2.3 (b) 中看出, 它们的磁通方向是一致的, 从而达到提高电流的效果。如图 2.3 (c) 所示, 施加反向的励磁电流, 激发出与永磁磁通相反的励磁磁通, 以达到弱磁的目的。通过改变激励电流的幅值和方向, 可以达到对电机气隙磁场进行调整的目的。

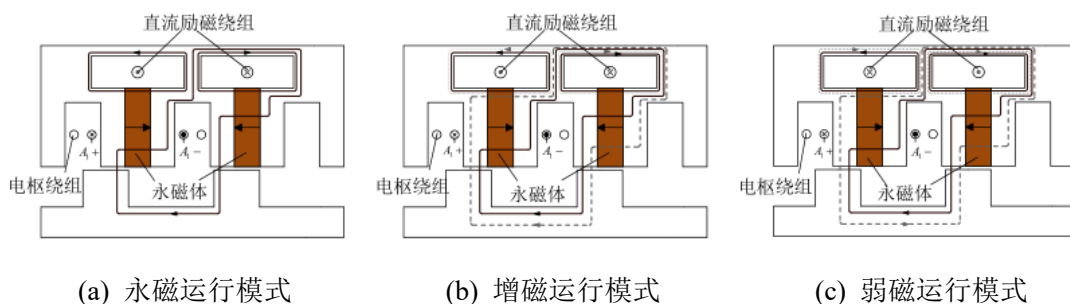


图 2.3 HESFPM 电机在零磁、增磁、弱磁条件下的磁路图

2.2 HESFPM 的数学模型和等效电路

基于 HESFPM 电机的优异的调磁性能及其独有的结构, 我们将其置于三相静态坐标系 abc 中, 并利用坐标转换技术, 将其置入两相静态坐标系 $\alpha\beta$ 及两相转动 $d-q$ 座标系中, 以此来更好地支持其相关的控制算法的研究。为了简化 HESFPM 电机数学模型和等效电路的推导, 本文作如下假设:

- (1) 忽略磁饱和、涡流和磁滞损耗;
- (2) 忽略电机温度对电机的影响;

(3) 三相绕组在空间上的差值达 120° 度, 并且三相绕组之间的空间磁场和其对应的反电势呈正弦分布。

2.2.1 静止坐标系下的数学模型

HESFPM 电机的数学模型是基础永磁同步电机的，但它的改进在很大程度上提高了效率。它通过引入励磁绕组来实现三相电枢电流的传输，从而形成一个磁链，这个磁链是电枢电流、永磁体以及励磁电流三者之间的相互影响。这种改进使它在静态坐标系中更具优势，并且能够更好地满足应急需求。HESFPM 电机的三相电枢绕组的磁路结构由以下几个部分组成：

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} i_f + \begin{bmatrix} \psi_{pma} \\ \psi_{pmb} \\ \psi_{pmc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

其中 ψ_{pma} 、 ψ_{pmb} 、 ψ_{pmc} 分别为三相电枢绕组的永磁磁链； ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c 分别为三相电枢绕组的磁链； L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} 为电枢绕组自感； M_{ab} 、 M_{ac} 、 M_{ba} 、 M_{bc} 、 M_{ca} 、 M_{cb} 为电枢绕组间互感； M_{af} 、 M_{bf} 、 M_{cf} 为电枢绕组与励磁绕组间互感； i_a 、 i_b 、 i_c 、 i_f 分别为三相电枢绕组的相电流和励磁电流。

励磁绕组磁链由励磁电流产生的磁链和与三相电枢绕组耦合的磁链组成，其可表示为：

$$\psi_f = L_f i_f + M_{fa} \cdot i_a + M_{fb} \cdot i_b + M_{fc} \cdot i_c \quad (2.2)$$

ψ_f 代表励磁磁链，而 M_{fa} 、 M_{fb} 和 M_{fc} 则是用来连接励磁绕组和电枢绕组的互感元件。

与传统永磁同步电机不同，HESFPM 电机的电枢绕组具有 120° 的相位偏移，并具有完美的三相对称性，这就使它的自身能力与外界环境的融合可以得到有效的体现。其自感和互感可表示为：

$$\begin{cases} L_{aa} = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\theta_e \\ L_{bb} = L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta_e - 120^\circ) \\ L_{cc} = L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta_e + 120^\circ) \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} M_{ab} = M_{ba} = -[M_{s0} + M_{s2} \cos 2(\theta_e + 30^\circ)] \\ M_{bc} = M_{cb} = -[M_{s0} + M_{s2} \cos 2(\theta_e - 90^\circ)] \\ M_{ca} = M_{ac} = -[M_{s0} + M_{s2} \cos 2(\theta_e + 120^\circ)] \end{cases} \quad (2.4)$$

其中 L_{s0} 为三相电枢绕组自感平均值； L_{s2} 为电枢绕组自感二次谐波幅值； M_{s0} 为电枢绕组间互感平均值； M_{s2} 为电枢绕组间互感二次谐波幅值； θ_e 为电机转子位置电角度值。

HESFPM 电机的励磁线圈和永磁线圈所产生的磁场都可以等价为一个独立的磁动势，因而其磁场感应几乎不随转子位置的改变而变化。磁场线圈和电枢线圈之间的互感值对电动机磁场线圈调磁性能有一定的影响，其表达式为：

$$\begin{cases} M_{af} = M_{sf} \cos \theta_e \\ M_{bf} = M_{sf} \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ M_{cf} = M_{sf} \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{cases} \quad (2.5)$$

其中 M_{sf} 为励磁绕组与三相电枢绕组间的互感幅值。

HESFPM 电机的永磁体产生的磁链，其幅值和相位之间的差异达到了 120° ，这一特性使得它与永磁同步电机有着相同的特性，可以用下面的公式来表示：

$$\begin{cases} \psi_{pma} = \psi_{pm} \cos \theta_e \\ \psi_{pmb} = \psi_{pm} \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \psi_{pmc} = \psi_{pm} \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{cases} \quad (2.6)$$

其中 ψ_{pm} 为永磁磁链在三相绕组上的幅值。

绕组端电压与磁链的关系可表示为：

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.7)$$

其中 u 为绕组端电压； R 为绕组电阻； ψ 为绕组产生的磁链值。

将电机磁链方程代入可表示为：

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b = Ri_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c = Ri_c + \frac{d\psi_c}{dt} \\ u_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \end{cases} \quad (2.8)$$

电枢绕组电压由三个单独的电压组成，分别是 u_a 、 u_b 和 u_c 。励磁绕组电压由两个电阻组成，分别是 u_f 和 R 。 u_f 为励磁绕组端电压； R 和 R_f 分别为电枢绕组电阻和励磁绕组电阻。

2.2.2 旋转坐标系下等效电路

在静态坐标下，HESFPM 电动机的三相数学模型较为复杂，且电枢之间存在着较大的耦合，使得其控制系统的建模较为复杂。采用坐标转换法，将三相磁链转换

到 d-q 转动坐标，方便了控制系统的建模。

在三相静态坐标系 abc 中，通过变换幅值来完成从三相静态坐标系向三相静态坐标系的转换，该种转换方法通常被称作恒幅值变换或恒功率变换。在这篇文章中，我们将使用这两个转换方法来完成从三相静止坐标系向三相静止坐标系的转换，具体如下：

$$C_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

将三相磁链从静态坐标系转换到 d-q 旋转坐标系，我们可以用以下方式来表达：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} &= C_{3s/2r} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \\ &= C_{3s/2r} \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + C_{3s/2r} \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} i_f + C_{3s/2r} \begin{bmatrix} \psi_{pma} \\ \psi_{pmb} \\ \psi_{pmc} \end{bmatrix} \\ &= C_{3s/2r} \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} C_{2r/3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + C_{3s/2r} \begin{bmatrix} M_{sf} \cos \theta_e \\ M_{sf} \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ M_{sf} \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} i_f + C_{3s/2r} \begin{bmatrix} \psi_{pm} \cos \theta_c \\ \psi_{pm} \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \psi_{pm} \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{2} M_{sf} i_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{2} \psi_{pm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + M_{sf} i_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10) \end{aligned}$$

在这句话中， i_d 、 i_q 、 i_0 分别代表直线、交线和零线的电流， L_d 和 L_q 则是指在旋转坐标系下，直线和交线的电阻； ψ_d 、 ψ_q 、 ψ_0 则是指在旋转坐标系下，直线、交线和零线的磁力线； $C_{2r/3s}$ 则是指在旋转坐标系到静止坐标系之间的逆矩阵。

励磁磁链包括励磁电流产生的磁链和三相电枢绕组耦合产生的磁链，励磁绕组磁链表达式为：

$$\psi_f = L_f i_f + M_{fa} i_a + M_{fb} i_b + M_{fc} i_c \quad (2.11)$$

静止坐标系下，三相电流可用 d、q 轴电流表示，其表达式为：

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{2r/3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e & 1/2 \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & 1/2 \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

将式(2.12)代入式(2.11)，励磁磁链方程可化简为：

$$\begin{aligned} \psi_f &= L_f i_f + M_{fa} i_a + M_{fb} i_b + M_{fc} i_c \\ &= L_f i_f + M_{sf} \cos \theta_e i_a + M_{sf} \cos(\theta_e - 120^\circ) i_b + M_{sf} \cos(\theta_e + 120^\circ) i_c \\ &= L_f i_f + M_{sf} i_d \left[\cos^2 \theta_e + \cos^2(\theta_e - 120^\circ) + \cos^2(\theta_e + 120^\circ) \right] \\ &\quad - M_{sf} i_q \left[\cos \theta_e \sin \theta_e + \cos(\theta_e - 120^\circ) \sin(\theta_e - 120^\circ) + \cos(\theta_e + 120^\circ) \sin(\theta_e + 120^\circ) \right] \\ &= L_f i_f + \frac{3}{2} M_{sf} i_d \end{aligned} \quad (2.13)$$

可得在 d-q 旋转坐标系下混合励磁电机的磁链表达式可写为：

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{sf} \\ 0 & L_q & 0 \\ 1.5M_{sf} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

在旋转坐标系下，混合励磁电机的电压方程可写为：

$$\begin{cases} u_d = R i_d + d\psi_d / dt - \omega_e \psi_q \\ u_q = R i_q + d\psi_q / dt + \omega_e \psi_d \\ u_f = R_f i_f + d\psi_f / dt \end{cases} \quad (2.15)$$

将式(2.14)代入式(2.15)中，可得 HESFPM 电机电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d + M_{sf} \frac{d}{dt} i_f - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_{pm} + M_{sf} i_f) \\ u_f = R_f i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f + \frac{3}{2} M_{sf} \frac{d}{dt} i_d \end{cases} \quad (2.16)$$

永磁同步电机相似，HESFPM 电机的电磁转矩方程也是如此：

$$T_e = 1.5 p i_q \left[i_d (L_d - L_q) + \psi_{pm} + M_{sf} i_f \right] \quad (2.17)$$

其中 p 为电机极对数，本文采用的 HESFPM 电机中 $p=10$ 。

2.3 混合励磁电机的矢量控制策略

HESFPM 电动机的控制主要包括两个方面：三相电枢线圈控制和直流励磁绕组控制。采用空间矢量脉宽调制技术对三绕组中的电流进行控制，并采用单相 H 桥型逆

变器对三绕组中的电流进行控制。

2.3.1 SVPWM 控制原理

为保证高功率脉冲电动机平稳运转，需要在电动机内形成环形磁场。在电机绕组中引入三相正弦波电流，可产生强磁场。所述的电压空间向量脉宽调制控制是利用调制的脉宽调制信号来驱动所述的反相器，从而形成环形的转动磁场。空间矢量脉宽调制技术是一种新型的电机控制方法，它可以减少开关次数，提高对直流母线电压的利用率，并易于实现数字化。

在三相桥式逆变电路的图 2.4 中，桥臂的上端和下端采用同样的开关方式，从而形成了 6 个开关管，共 8 种开关模式，2 种为零值，6 种为有效。表 2.1 所示为 8 个切换条件下相电压向量与切换条件之间的关系，其中切换功能在换流器相应的上桥支路开启时为 1，在对应桥支路断开时为 0。

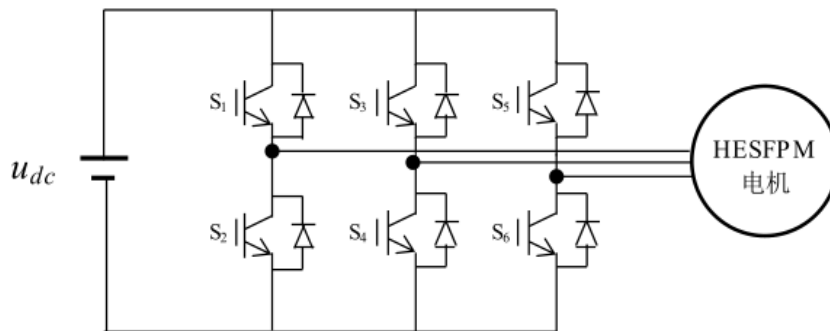


图 2.4 HESFPM 电机电枢绕组控制系统

2.3.2 励磁电流调节原理

在异步电动机及 PMSM 的低速区，一般都是以最大转矩-电流比为控制参数。在高速运行时，一般都要牺牲一定的电磁转矩才能达到低磁化率的目的，因此必须采用增大 d 轴电流的方法。为了提高电动机的调磁性能，本文提出了一种新型的 HESFPM 电动机控制方法。励磁绕组是单相绕组，它可以被等价成一个电感电阻模型，当它被输入一个正反向的励磁电流时，就可以完成对电机的增磁和去磁的功能。为了完成电动机的磁化调节，在激励线圈上使用了 H 桥驱动电路，如图 2.5 所示。

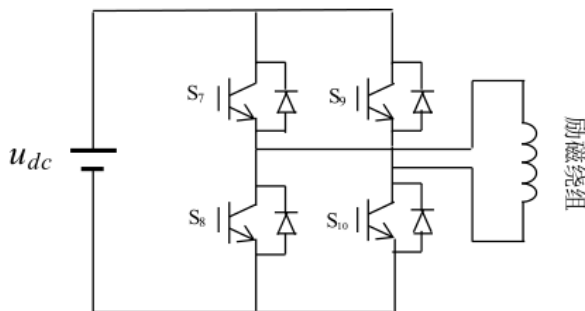


图 2.5 励磁绕组驱动电路

开关管上、下桥臂均为互补式，有 4 种开关态，两种是零向量态。在切换管 S_7 和 S_{10} 导通的情况下，将正向激励电压加在激励线圈上，从而实现增强磁性的作用；在切换管 S_9, S_8 被接通时，逆激励电压被加在激励线圈上，从而实现了减弱磁性的作用。为使激励电流可控，提出了一种基于电流闭环反馈的激励电流控制方法。

当开关管 S_9 、 S_8 导通时，励磁绕组上施加反向励磁电压实现弱磁功能。为了实现励磁电流的可控性，采用电流闭环反馈通过调节开关管导通与关断的时间实现励磁电流的控制。

2.4 本章小结

本章深入探讨了 HESFPM 电机的结构特性，详细阐述了其磁路模型，并且建立了其在静态和动态环境中的数学模型及其相应的电路，以期更好地满足实际应用的需求。同时，针对电枢绕组和励磁绕组介绍了空间矢量 PWM 调制方法和励磁电流调节原理。

3 混合励磁同步电机磁场定向矢量控制调速系统仿真建模

由 Mathworks 公司开发的具有强大的矩阵运算能力、可视化的仿真背景和绘图功能的 MATLAB/Simulink 软件是主要用于数学计算的工具 SIMULINK 自带一套模型齐全的 POWER SYSTEM 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。

本文在完成对 PMSM 矢量控制技术的理论分析后，从电机 d-q 坐标系数学模型出发，构建矢量控制系统中 SVPWM 模块、坐标变换模块、PI 调节器模块的仿真模型，最终将各个模块整合为基于 $i_d=0$ 的双闭环矢量控制系统仿真模型，并分析系统的快速性和稳定性。

3.1 仿真电机参数

电机的额定转速为 400r/min，定子电阻为 0.41Ω ，直流母线电压 U_{dc} 为 48V。具体电机参数如下表所示。

表 3.1 仿真电机参数

参数	数值	单位	参数	数值	单位
额定功率 P	3	kW	额定转速 ω	400	r/min
定子电阻 R_s	0.41	Ω	极对数 n_p	10	
阻尼系数 B	0.8e-4	N·M·s	采样时间 T_s	2	μs
母线电压 U_{dc}	48	V	d 轴电感 L_d	1.36e-4	H
q 轴电感 L_q	2.24e-4	H	磁链 φ_f	0.1827	Wb

3.2 仿真基本思路及仿真模块的搭建

利用模块化的思想和 Simulink 仿真工具，根据系统的抗负载扰动需求，本文采用 $i_d=0$ 的控制策略，其控制原理如图 3.1 所示。按照框图所示，把控制系统分为多个功能相对独立功能模块，本节将具体介绍各个模块仿真框图的搭建过程。

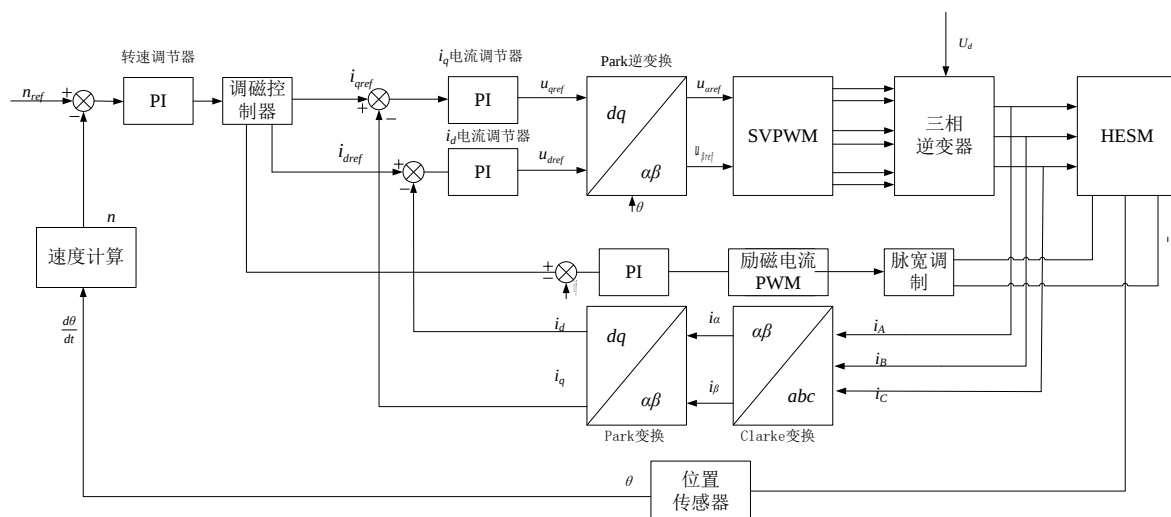


图 3.1 $i_d=0$ 控制策略框图

3.2.1 坐标变换模块

在矢量控制中，坐标变换模块分为三种，Clark 变换（仿真框图如图 3.2 所示），Park 变换（仿真框图如图 3.3 所示）和 Park 逆变换（仿真框图如图 3.4 所示）。

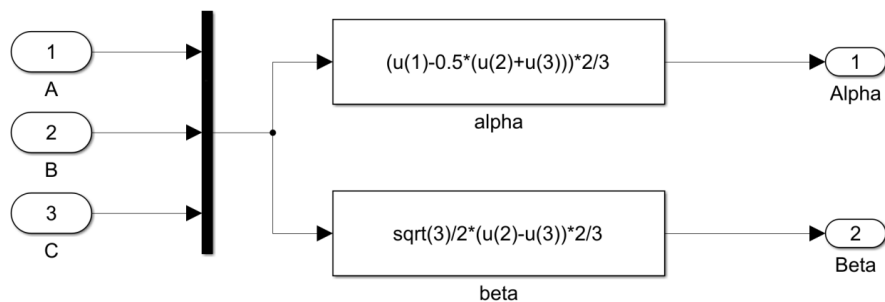


图 3.2 Clark 变换

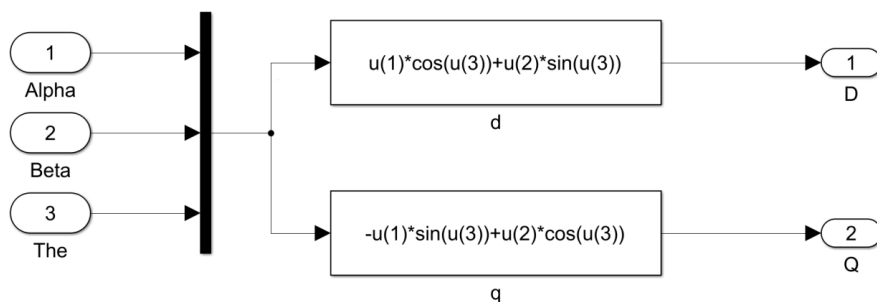


图 3.3 Park 变换

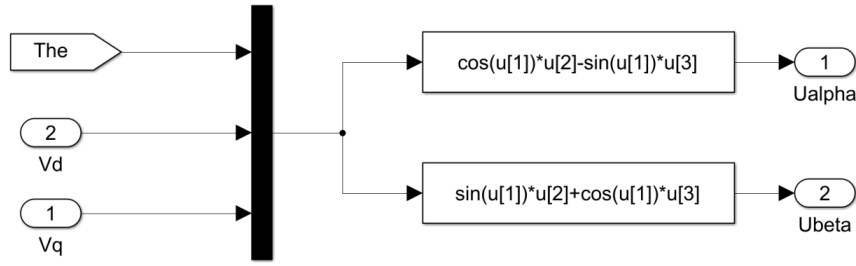


图 3.4 Park 逆变换

3.2.2 PI 调节器模块

根据 PI 调节器的数学原理，搭建 PI 调节器模块，如图 3.5 所示。

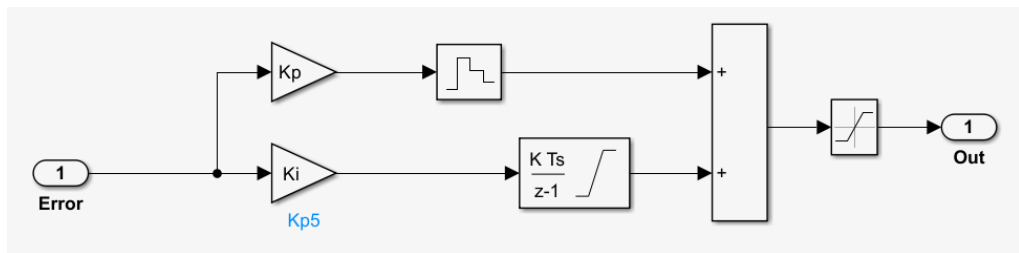


图 3.5 PI 调节器模块

3.2.3 SVPWM 模块

合成电压向量的目标是使电动机内部产生一个环状的转动磁链，从而使电动机产生一个环状的转动磁链。该方法利用了磁通和电压向量垂直的特点，使合成后的电压向量不断接近圆周转动，从而形成圆周转动磁场；再利用判断扇区、时间分配等操作，结合各基本向量的作用时间，就可以使电压向量的端部总是沿圆转动。按照以下步骤搭建仿真。

(1) 确定参考矢量 $\vec{U}_{ref}$ 所在的扇区。

规定 $\vec{U}_\alpha$ 和 $\vec{U}_\beta$ 为参考矢量 $\vec{U}_{ref}$ 在两相静止坐标系下的横轴纵轴分量，确定参考矢量的方法如下：

- (a) 若 $U_\beta > 0$ ，则 $A=1$ ，否则 $A=0$ ；
- (b) 若 $\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta > 0$ ，则 $B=1$ ，否则 $B=0$ ；
- (c) 若 $-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta > 0$ ，则 $C=1$ ，否则 $C=0$ 。

由此得到扇区号： $N = A + 2B + 4C$ ，如图 3.6 所示。

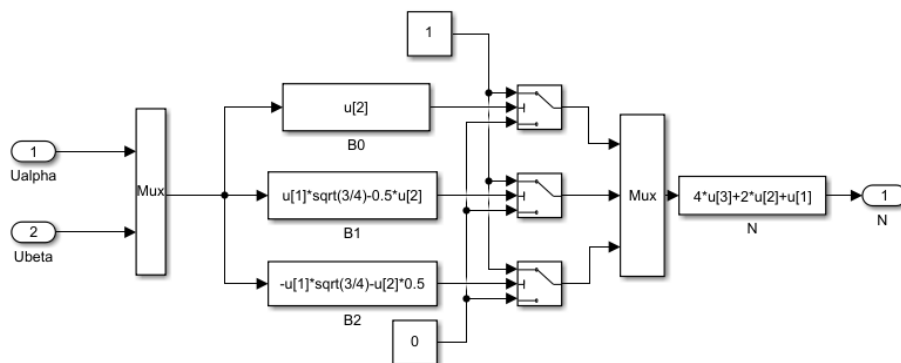


图 3.6 扇区判断

(2) 计算不同扇区中两个相邻非零矢量的作用时间 X 、 Y 、 Z 。

根据秒伏原理，可以计算出基本矢量作用的时间，其仿真框图如图 3.7 所示。

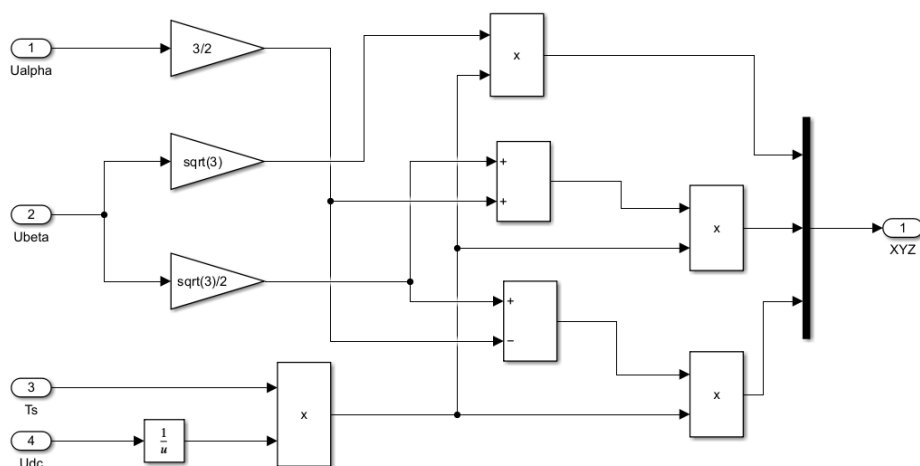


图 3.7 矢量作用时间计算

(3) 作用时间 T_1 和 T_2 的分配。

不同的扇区 T_1 和 T_2 的取值如下表 3.2 所示。仿真模块如图 3.8 所示。

表 3.2 六个扇区矢量作用时间分配表

扇区号	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

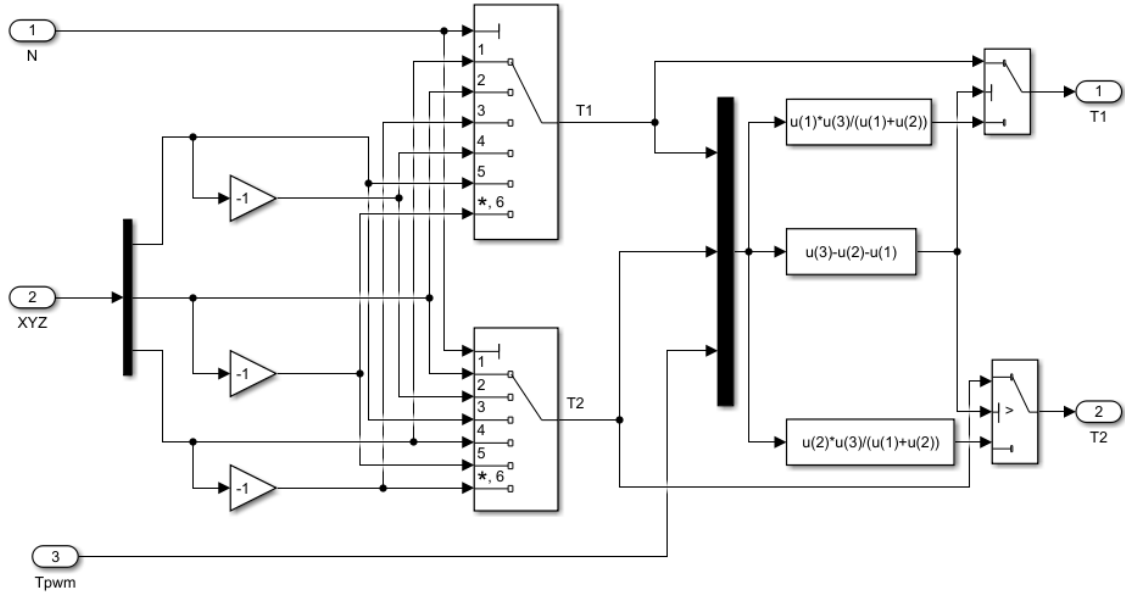


图 3.8 矢量作用时间分配

(4) 根据表 3-2 所示不同的扇区号所对应的作用时间分配，计算空间电压矢量切换点 t_{cm1} 、 t_{cm2} 、 t_{cm3} ，其计算方程如式(3.1)所示。建立对应的仿真模块如图 3.9 所示。

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_1 - T_2) / 4 \\ T_b = T_a + T_1 / 2 \\ T_c = T_b + T_2 / 2 \end{cases} \quad (3.1)$$

表 4.3 空间矢量切换点

扇区号	1	2	3	4	5	6
t_{cm1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
t_{cm2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
t_{cm3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

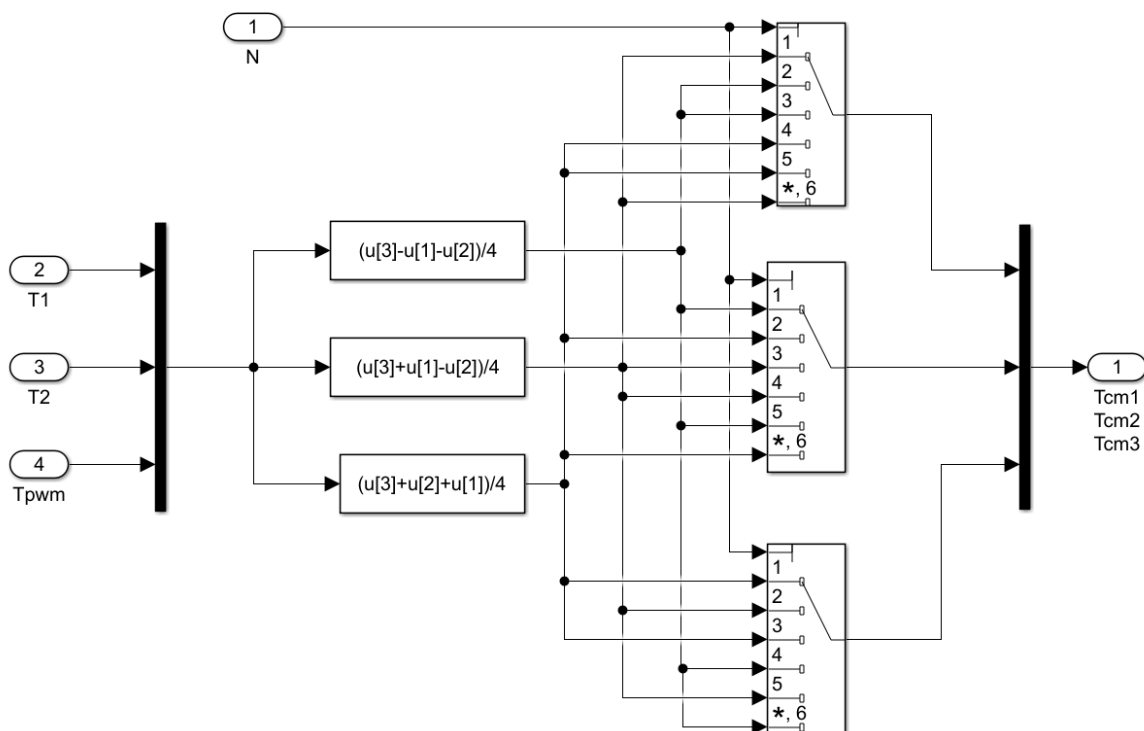


图 3.9 电压空间矢量切换点

5、在计算出电压矢量切换点后，将所生成的调制波转化为 PWM 脉冲，根据规则采样法搭建脉冲输出模块，如图 3.10 所示。

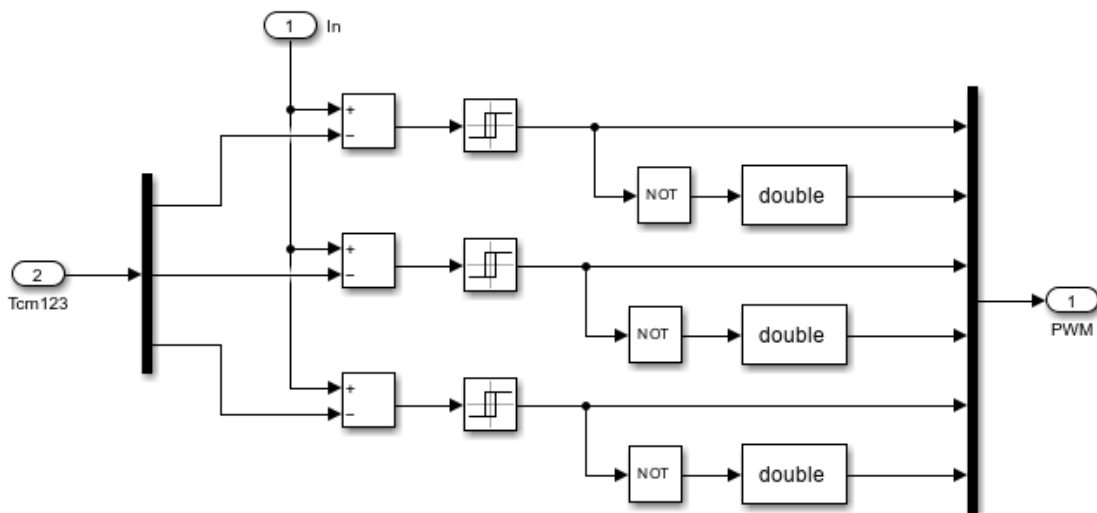


图 3.10 脉冲输出模型

6、SVPWM 整体框图

将以上各个模块输入输出相连，得到 SVPWM 整体仿真模型，如图 3.11 所示。

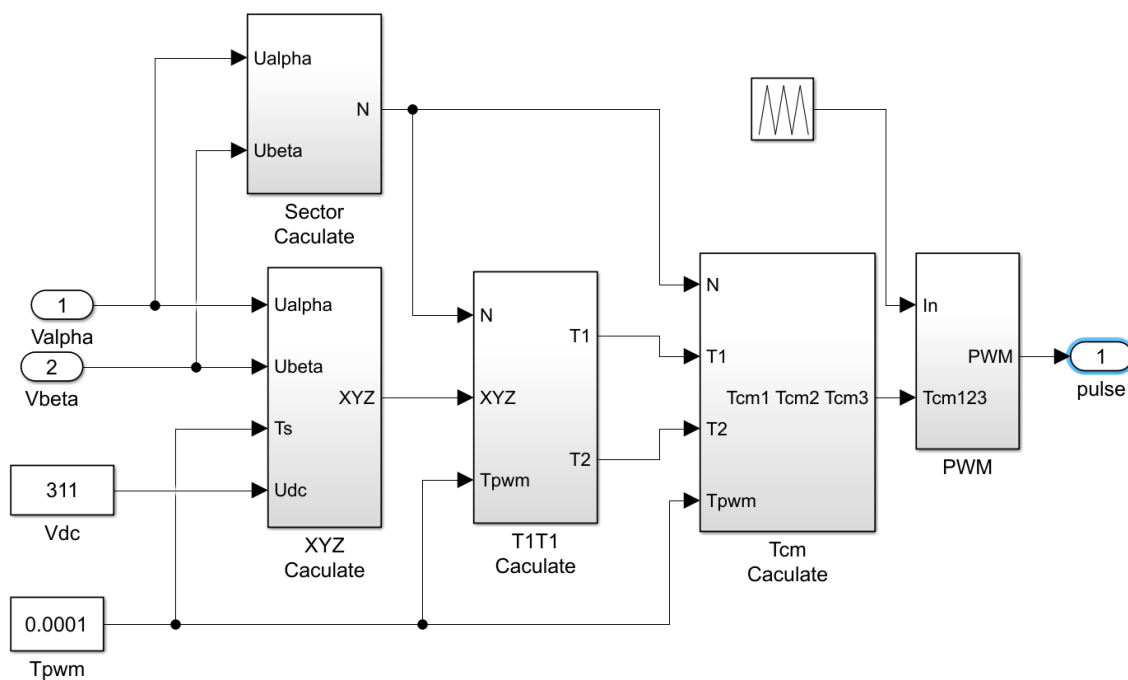


图 3.11 SVPWM 整体框图

3.3 仿真结果分析

3.3.1 空载启动及突加负载实验

电机速度给定为 400r/min，励磁电流给定参考值为 0，负载转矩初始给定值为 0N·m，系统运行到 0.5s 时突加负载。仿真过程中，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，波形分别如图 3.12-图 3.16 所示。

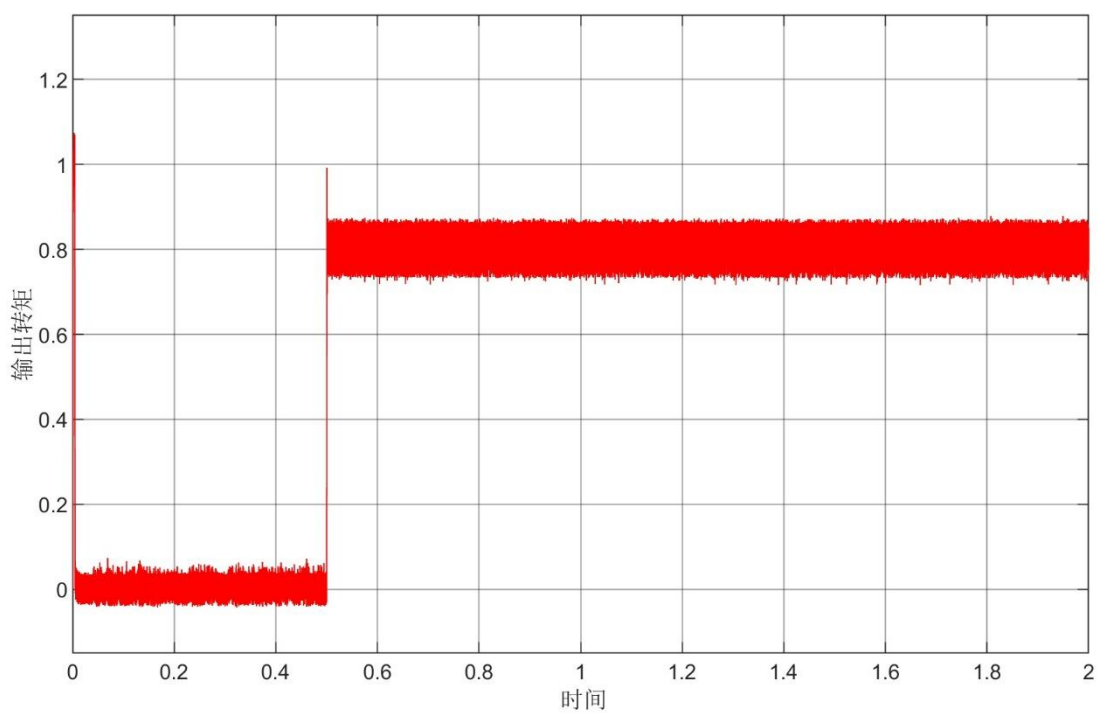


图 3.12 突加负载电机电磁转矩波形

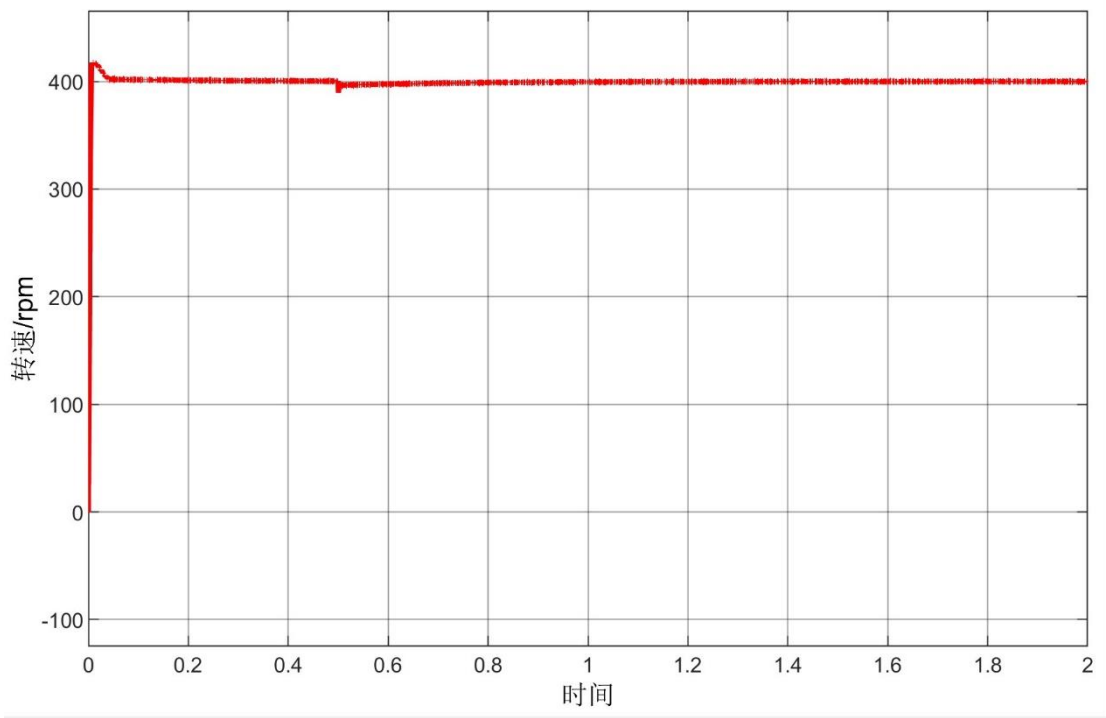


图 3.13 突加负载电机转速波形

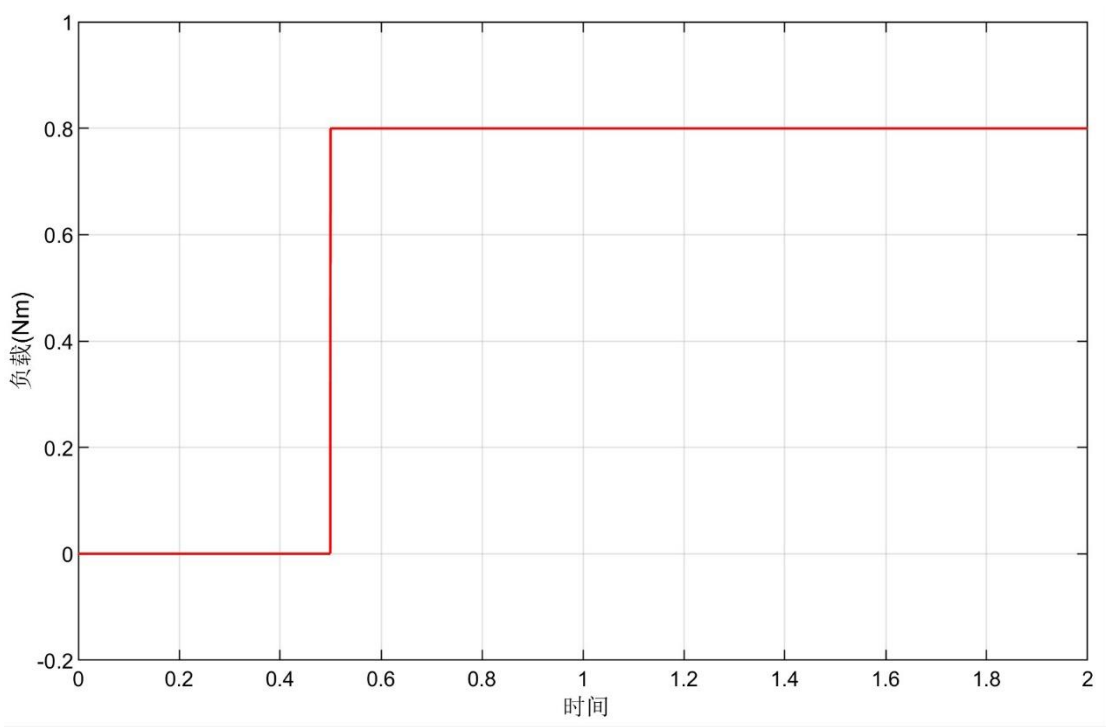


图 3.14 负载波形

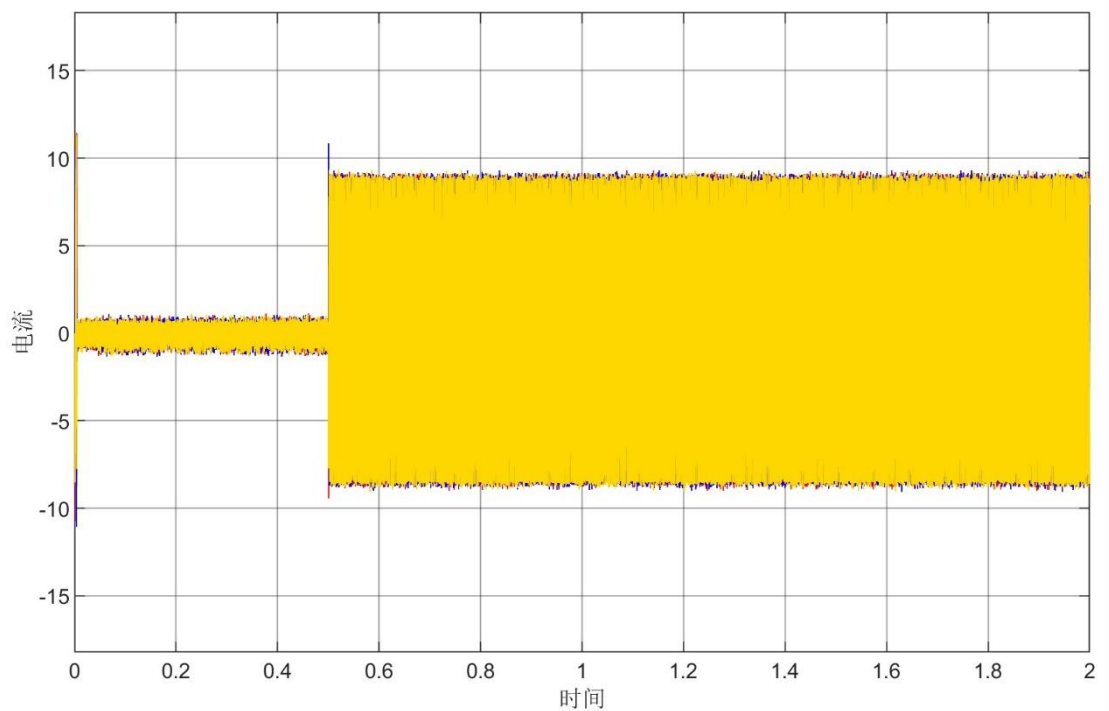


图 3.15 定子三相电流波形

图 3.16 $i_d i_q i_f$ 波形

将以上仿真分成两段分析：

(1) 空载启动(0~0.5s)

由图 3.12 电机电磁转矩波形和图 3.13 电机转速波形可知，空载启动时，电机的转矩迅速上升至限幅值，并保持在其附近，与此同时电机的转速迅速上升。在 0.04s 左

右，电机速度达到给定值 400r/min，进入稳定状态，电磁转矩迅速降低，直至转矩脉动幅值为 $0.05\text{N}\cdot\text{m}$ 。分析电机运动方程的组成可知，此时电机处于稳态，电磁转矩和负载转矩的差值为 $B\omega/n_p$ ，计算可得转矩差值近似为 0，仿真结果与电机运动方程相符。

如图 3.16 定子绕组 dq 轴电流波形所示，起动过程，电流 i_d 略比 0 大，在 i_q 达到限幅值后保持在其附近。电机进入稳态运行状态后 $i_d=0$ ， i_q 幅值迅速降至 0.5A，平均值为 0。

由电机电磁转矩方程 $T_e = 1.5n_p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$ 可知，稳态过程 $i_q = T_e / 1.5n_p \psi_f$ ，这与仿真结果一致。

（2）突加负载(0.5~2s)

如图 3.12 电机电磁转矩波形所示，在 0.5s 处，负载转矩从 0 阶跃到 $0.8\text{N}\cdot\text{m}$ ，电磁转矩快速增至 $0.992\text{N}\cdot\text{m}$ 然后稳定在 $0.8\text{N}\cdot\text{m}$ 。如图 3.13 所示，在突加负载的过程中，电机转速下降 10r/min，然后迅速上升至 400 r/min 进入稳定运行状态。突加负载后，电枢电流 i_q 迅速从 0.5A 上升至 10.74A，然后迅速稳定在 9.2A。

以上突加负载实验结果说明，电机在空载起动过程中，具有较好的快速性能；电流内环快速饱和，电机能够迅速以最大转矩启动。在 0.5s 突加负载后，系统能够快速反应，输出转矩快速跟随负载转矩，使得系统恢复稳定状态；电机转速略微降落后迅速回到给定值，系统的抗扰动性能优良。

3.3.2 带载起动实验

电机给定速度为 400r/min，励磁电流给定参考值为仍为 0。带 $1\text{N}\cdot\text{m}$ 负载启动。仿真过程中，对电机电磁转矩、转速、相电流、电枢电流和励磁电流进行观察分析，波形如图 3.17-图 3.20 所示。

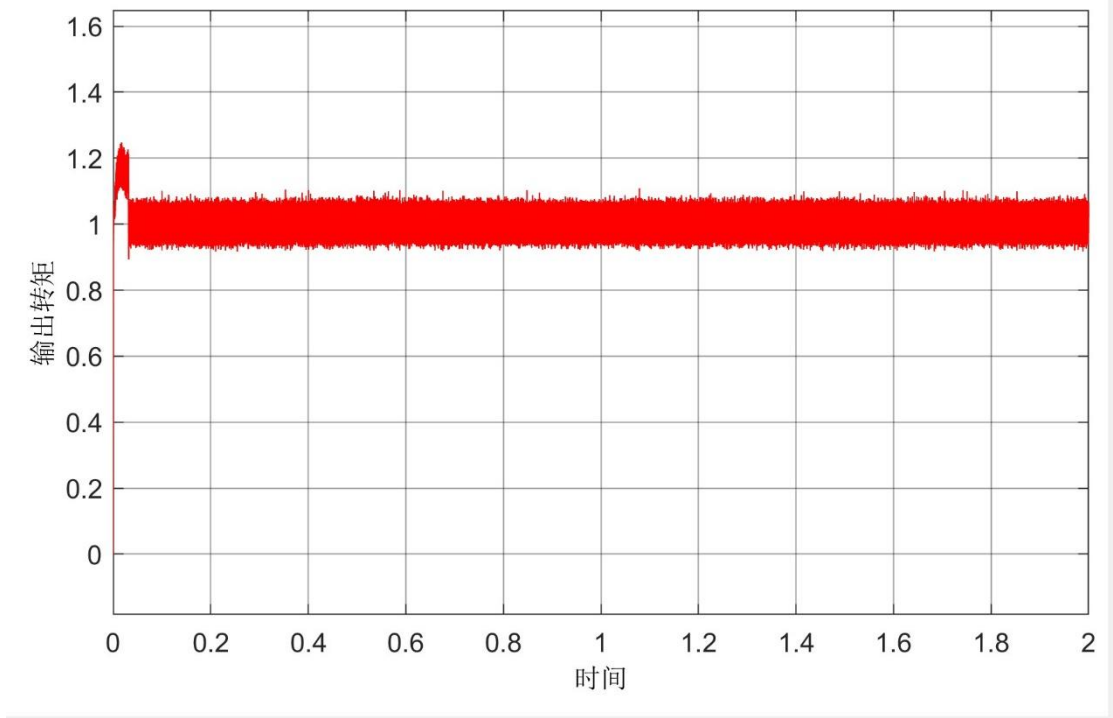


图 3.17 带载起动电机电磁转矩波形

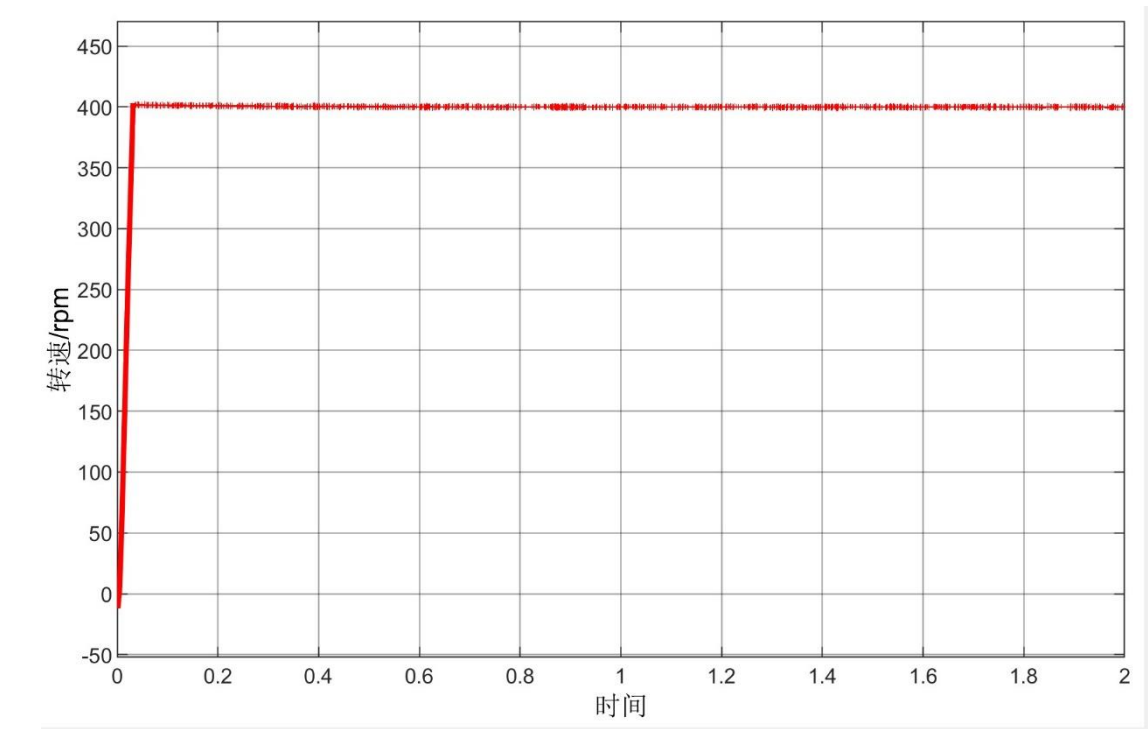


图 3.18 带载起动电机转速波形

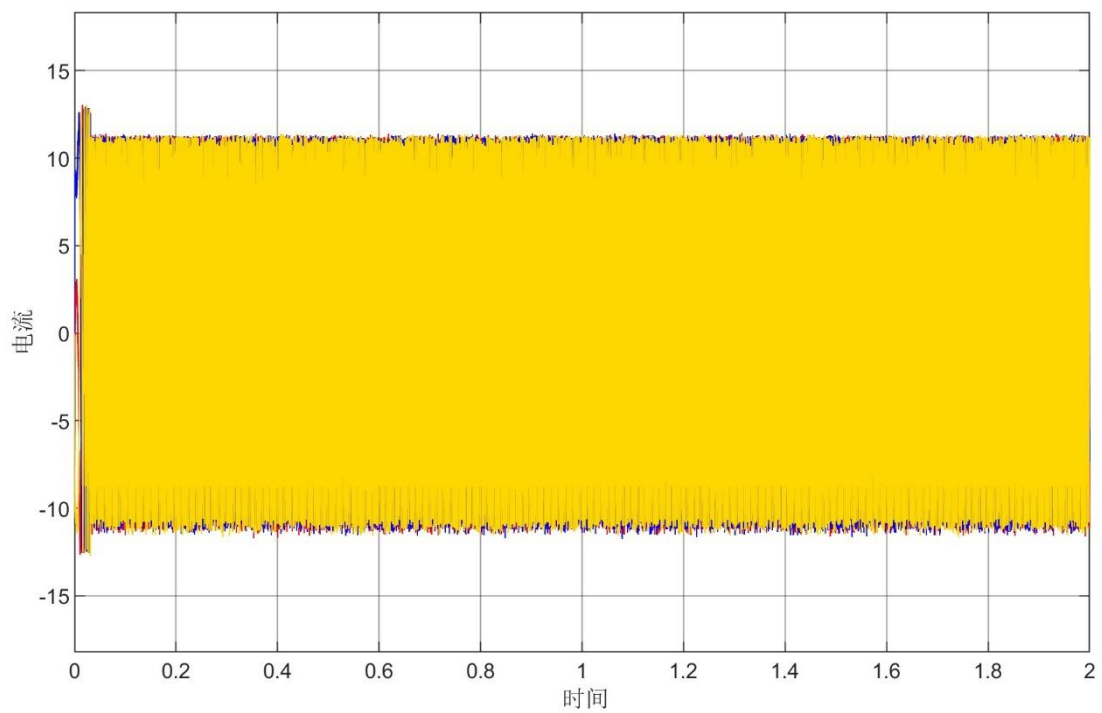
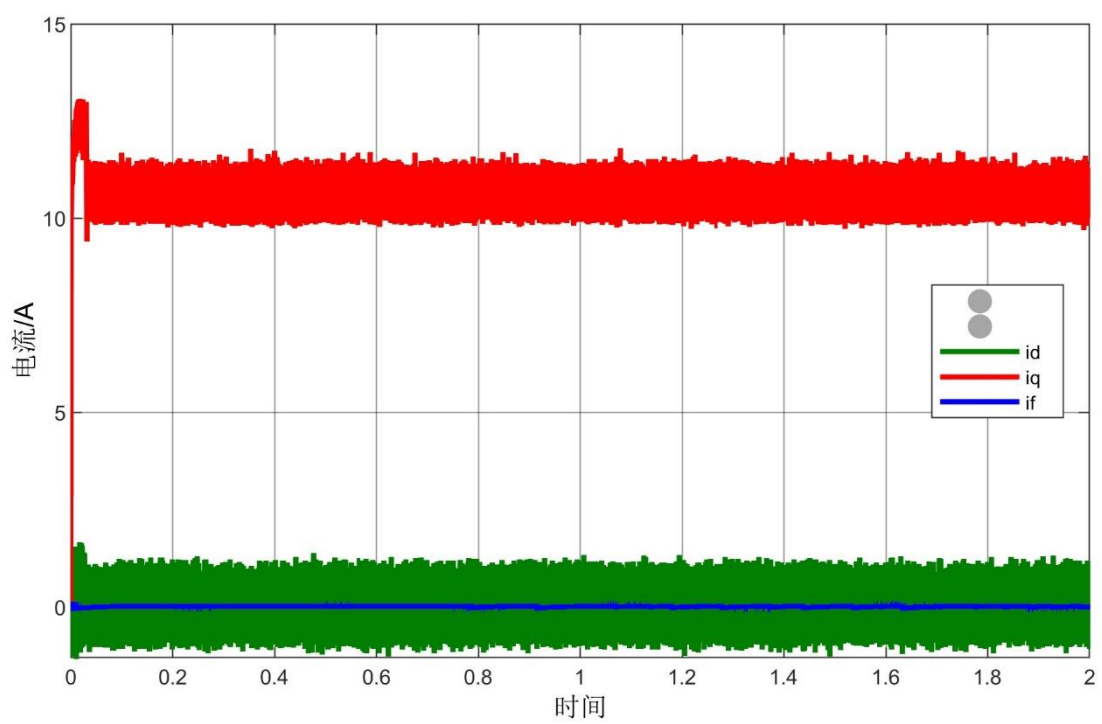


图 3.19 带载起动三相定子电流波形

图 3.20 带载起动电机定子绕组 $i_d i_q$ 波形

由图 3.17 所示，带负载起动时，系统达到稳态的时间为 0.036s 左右，比空载起动时间略长，电机电磁转矩在起动过程中迅速上升至限幅值并保持在其附近，0.03s 后稳定在 1.001N·m，转矩波动较小，与数学模型计算值相符。如图 3.18 所示，带载起动时，电机的转速迅速增加，在 0.036s 后稳定在 400r/min。在此过程中励磁电流略比

0 大，电枢电流、逆变器输出电压均与数学模型保持一致。

综合上述分析，仿真结果能够与数学模型计算结果始终保持一致。电枢电流 i_q 与电磁转矩 T_e 呈线性关系变化。励磁电流 i_d 波形始终在零附近波动，且相电流波形较为理想，实现了对励磁电流的控制。验证了电流环和转速换 PI 调节器参数整定的正确性。在施加不同形式的外部扰动的情况下，电机输出转矩能够快速且稳定的跟随给定，系统响应快速且平稳。电机转速在突加減负载过程中速度降落较低，调节时间较短。在具备较好稳定性的前提下，系统的快速性能优越，并具备较好的抗扰动特性。

4 总结展望

4.1 总结

本文旨在深入探讨混合励磁电机的结构特性、矢量控制技术以及国内外研究现状，并对其未来发展趋势进行分析。建立了混合励磁同步电机的矢量控制模型，并对其进行了仿真分析。以下是整个文章的概要：

（1）介绍了混合励磁同步电动机的基本特性，并对其分类进行了综述。

（2）通过对 HESFPM 电机的详细研究，我们建立了一个可以用于描述其静态和动态特性的数学模型，并且利用这些模型来推导出其相应的磁路模型。同时，针对电枢绕组和励磁绕组介绍了空间矢量 PWM 调制方法和励磁电流调节原理。

（3）在完成对矢量控制技术的理论分析后，从电机 d-q 坐标系数学模型出发，构建矢量控制系统中 SVPWM 模块、坐标变换模块、PI 调节器模块的仿真模型，最终将各个模块整合为基于 $i_d=0$ 的双闭环矢量控制系统仿真模型，并分析系统的快速性和稳定性。

（4）最后，探讨了混合励磁电机技术的发展趋势，展望了它的应用前景。

4.2 展望

HESM 具有永磁同步电机的许多功能，同时还具有电励磁电机的磁场变化灵活，因此，它既适合做发电机，又适合做电动机，因此它被广泛地应用到各种电子设备，如航空器、船舶、电力设备、电力机械等，以及电动汽车等，以实现更高效的电力传输。采用 HESM 技术，不仅可以大幅度改善电动汽车的启动性、降低启停时间，还可以显著地改善其在低速行驶中的操纵性，而且还可以扩大其恒定功率的调节范围，因此，未来 HESM 技术的发挥潜力巨大，其前景非常光辉。

结束语

混合励磁同步电机采用同时具备永磁体和电磁铁的励磁结构，既可以利用永磁体的高磁能密度提升电机功率密度和效率，又可以大幅减少永磁材料使用，避免了磁力衰减和老化问题。混合励磁同步电机矢量控制（HESMVC）采用矢量控制算法对电机的定子和励磁绕组进行精确控制，从而实现电机转矩和转速的可靠控制，并且在启动、加减速和负载扰动等工况下也具有很好的适应性。此外，矢量控制算法还可以实现自动组合调节和多项式转子导通角控制等先进功能，提高电机性能和稳定性。可以实现电机高效率运行，降低能源消耗，减轻环境污染，更加符合节能环保的发展趋势。已经广泛应用于电动汽车、风力发电、轨道交通、机床、起重设备等领域，也在人工智能、机器人和医疗设备等新兴领域得到了应用。随着科技进步和社会需求的不断提高，HESMVC 技术还将继续发展壮大，并有望成为未来电机控制的主流技术之一。

致 谢

关于致谢这一部分，总觉得没有勇气提笔写下去，踌躇万千，此时窗外暴雨轰鸣，我望着窗外掀起的风，早就欣然抽出的新叶。仿佛蝉的声音已在耳畔，夏要来了，又是一年离别季，而这一季，轮到我們了。

人生真的陡然若梦，时常坐在教学楼里窥探外界的软红十文，那些和好友一人一边耳机听着 Jay 上课的时分，笑声如银铃般回荡着的走廊，现已深觉恍若隔世。初踏校园时，不知天涯何处。现今回望，羞赧与昔日那些大言不惭，又欣羡着最初的天真磊落。种种经历于我而言，算不上圆满，但甚是感恩。

无论人生上到哪一台阶，阶下有人仰望你，阶上亦有人在俯视你，抬头自卑，低头自得，唯有平视自己才是真。这是母亲常教育我的话。感谢我的父母给了我生命，让我能见证这个世界何其美好。感谢成长道路上有家人的影响和教诲，步步构筑起我独立的思想与三观。人生需要勇气和爱，而他们正好给了我。

我生命中一次次的失望瞬间，都是被朋友的爱给打捞起来的。他们与我相识的时间有长有短，他们性格迥异，但他们却共同选择无论发生什么事都站在我这边。感谢他们给我一种信念和支撑，坚持不了的事，让我觉得好像咬咬牙也可以。

让人成长的角色里永远有自己那一份，天终有云开的那天。那些我曾以为熬不过去的日子也终是熬过去了，感谢自己，量没有过人的天赋和才智，但凭还有一腔热血和勇气去追逐生命里的那些热爱。

感谢生命里的遗憾。现今逐渐明白，竭尽所能却不强求是最好，深谙人该知世故而不世故。

感谢我的女朋友，大学四年都没出现，让我可以专心学业。

感谢致谢这样一个载体，让脱高文学轨迹许久的我，重新注入文思，提笔写下单薄的只言片语，即便不足我感慨的千分之一。

总有

四年于我漫长的人生河流而言，也许只是容容可数的四年。于我二十几年青春而言，炙热滚烫。

我知道没有什么东西是永恒的，也知道这些如梦般的日子终会被覆上尘埃。但我想在未来的某一天，即便生活已被岁月洗涤的模糊不清，但当我看到这里，回忆会穿过晴日煦煦、飞过雨雪簌簌向我纷至沓来。

终是到了告别时刻，而我并不擅长告别。

我一直相信结束是新的开始，若非要用一句话做结尾，惟愿此去经年，于万物众生中磊落做人，身怀赤忱，告诉世界何谓勇敢。

参 考 文 献

- [1] 刘维维,宫海龙,王亮.并列转子无刷混合励磁同步电机温升研究[J].上海大中型电机,2022(02):1-3.
- [2] 姚钢,杨浩猛,周荔丹,李东东,黎灿兵,王杰.大容量海上风电机组发展现状及关键技术[J].电力系统自动化,2021,45(21):33-47.
- [3] 张卓然,王东,花为.混合励磁电机结构原理、设计与运行控制技术综述及展望[J].中国电机工程学报,2020,40(24):7834-7850+8221.
- [4] Lipo T A. Field Weakening for a doubly salient motor with stator permanent magnets: USA, 5455473[P]. 1995.
- [5] John S Hsu. Direct control of air gap flux in permanent magnet machines: USA, 6057622[P]. 2000.
- [6] Liang F. Permanent magnet electric machine with flux control: USA, 6373162B1 [P]. 2002.
- [7] Mizuno T, et al. Basic principle and design of hybrid excitation synchronous machine[C]. IEE Japan National Conference on Industrial Application,1994:25.
- [8] 徐衍亮, 唐任远. 混合励磁同步电机的结构、原理及参数设计[J]. 微特电机, 2000,28(1):16-19.
- [9] 李优新. 混合励磁无刷直流电机的结构及控制策略研究[J]. 微特电机, 2003, 31(3):3-5.
- [10] 王群京, 李国丽, 马飞,等. 具有永磁励磁的混合式爪极发电机空载磁场分析和电感计算[J]. 电工技术学报, 2002,17(5):1-5.
- [11] 王群京, 陈军, 姜卫东, 等. 一种新型混合励磁爪极发电机的建模和计算[J].中国电机工程学报, 2003, 23(2):67-76.
- [12] 皇甫宜耿, 刘卫国, 马瑞卿. 非线性永磁同步电机建模方法与仿真[J]. 电气传动自动化, 2008,30(6): 30-33.
- [13] 安家驹, 徐全, 徐晓惠, 宋春华, 陈天祥. 含未知参数的永磁同步电机的自适应同步控制[J]. 西华大学学报(自然科学版), 2020, 39(2): 46-51.
- [14] Qiyue Xie, Zhengzhi Han, Huijun Kang. Adaptive back stepping control for hybrid excitation synchronous machine with uncertain parameters[J]. Expert Systems with Applications, 2010, 37(10):7280-7284.
- [15] 郭栋, 吴琦, 祁晓野. 电动汽车永磁同步电机滑模低速控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(10):119-123.
- [16] 张波, 郭栋, 王巍. 基于双幂次趋近率的混合励磁同步电机滑模控制[J].辽宁工业

大学学报(自然科学版), 2019, 39(3): 149-152.

- [17] 戴嘉庚. 基于模糊PID永磁同步电机矢量控制研究[J]. 内燃机与配件, 2020(4): 70-72.
- [18] 诸德宏, 汪瑶, 周振飞. 基于模糊滑模算法的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8): 29-35.
- [19] Kai Zhou, Min Ai, Yancheng Sun, Xiaogang Wu, Ran Li. PMSM vector control strategy based on active disturbance rejection controller[J]. Energies, 2019, 12(20): 3827.
- [20] 张波. 电动汽车用混合励磁同步电机关键技术的研究[D]. 锦州: 辽宁工业大学, 2019.
- [21] 郭浩然. 混合励磁同步电动机驱动装置研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2022.