

南京理工大学泰州科技学院

毕业设计说明书(论文)

作者: 杨羨游 学号: 1901050244

学院(系): 电子电气工程学院

专业: 电气工程及其自动化

题目: 永磁同步电机缺相容错控制研究

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

永磁同步电机具有转矩密度大、调节范围宽、容错能力强等优点，对于电机驱动系统更加适应，包括了电动汽车、航空航天以及生产制造等等。因为对于电驱动控制系统而言，它是非常复杂的，并且有着多元运行工况，出现故障的概率是非常大的，在严重的情况下还会导致重大安全事故产生。所以一定要第一时间将故障找出来并做出处理，对于系统可以在故障状态下运行也是有要求的。为提高电驱动系统在故障状态下的运行性能，本文基于一台双三相永磁同步电机，针对电枢绕组开路故障下的容错控制策略进行深入研究，首先针对永磁同步电机基础性结构以及运行原理进行介绍，在有限元仿真基础上，研究静态电磁性能，包括了电感、同步电机空载永磁磁链以及空载反电动势。在此基础上，通过转子内轴坐标系以及定子 ABC 分别完成同步电机数字模型的构建。然后针对永磁同步电机相适应的矢量控制策略进行研究，就四类电流控制算法里面 $i_d=0$ 控制原理进行概述，在选择 $i_d=0$ 控制的情况下，完成永磁同步电机相关系统控制框图的构建。基于恒定磁动势原理，针对电枢绕组发生单相开路故障，提出永磁同步电机的电枢绕组容错控制策略和励磁绕组容错控制策略。最后基于 MATLAB/Simulink 平台，建立涉及到主控制器、电机本体、功率变换器、主功率变换器以及励磁绕组在内的电枢绕组容错控制系统仿真模型。以电枢绕组发生单相开路故障为例，通过设置电机正常运行、故障运行、容错运行三态结合的动态仿真方式，研究电枢绕组容错策略的特点与容错性能。

关键词 永磁同步电机 开路故障 容错运行

毕业设计说明书（论文）外文摘要

Title Study on Fault Tolerance Control of
Permanent magnet synchronous motor

Abstract

Permanent magnet synchronous motor has the advantages of high torque density, wide adjustment range, strong fault tolerance and so on. It is more suitable for motor drive systems, including electric vehicles, aerospace and production and manufacturing. Because for the electric drive control system, it is very complex, and has multiple operating conditions, the probability of failure is very large, in serious cases will lead to major safety accidents. So we must find out the fault and make the first time to deal with it, for the system can run in the fault state is also required. In order to improve the operation performance of electric drive system under fault condition, based on a double three-phase permanent magnet synchronous motor, the fault-tolerant control strategy under the open-circuit fault of armature winding is studied in depth in this paper. First, the basic structure and operation principle of permanent magnet synchronous motor are introduced. On the basis of finite element simulation, static electromagnetic performance is studied. Including inductance, synchronous motor no-load permanent magnet flux and no-load back electromotive force. On this basis, the digital model of synchronous motor is constructed by the internal axis coordinate system of rotor and stator ABC respectively. Then, the vector control strategy adapted to permanent magnet synchronous motor is studied, and the $i_d=0$ control principle of four kinds of current control algorithms is summarized. In the case of selecting $i_d=0$ control, the control block diagram of permanent

magnet synchronous motor related system is constructed. Based on the principle of constant magnetomotive force, the fault-tolerant control strategy of armature winding and excitation winding of permanent magnet synchronous motor is proposed for single-phase open-circuit fault of armature winding. Finally, based on MATLAB/Simulink platform, the simulation model of fault-tolerant control system of armature winding involving main controller, motor body, power converter, main power converter and excitation winding is established. Taking single-phase open-circuit fault of armature winding as an example, the characteristics of fault-tolerant strategy and fault-tolerant performance of armature winding were studied by setting the dynamic simulation mode combining normal operation, fault operation and fault-tolerant operation of the motor.

Keywords Permanent magnet synchronous motor Open circuit fault Fault tolerant operation

目 录

1 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 盘式永磁电机研究现状.....	2
1.3 永磁电机容错控制技术研究现状.....	3
1.3.1 驱动系统逆变器容错拓扑结构.....	3
1.3.2 永磁电机驱动系统故障类型.....	5
2 永磁电机结构和原理.....	7
2.1 永磁电机结构.....	7
2.2 永磁同步电机原理.....	10
2.3 转子磁场直接控制型同步电机解析分析.....	10
3 容错控制策略及仿真建模.....	13
3.1 永磁同步电机缺相容错控制策略.....	13
3.1.1 永磁同步电机缺相容错电流计算.....	13
3.1.2 缺相容错控制系统的设计与实现.....	15
3.2 拓展多套三相电机缺相容错电流计算.....	15
3.3 电枢绕组容错控制系统建模.....	16
3.3.1 功率变换器模型.....	16
3.3.2 电机本体模型.....	17
3.3.3 电枢容错主控制器模型.....	19
4 仿真结果.....	20
4.1 双三相半对称电机缺相容错控制仿真.....	20
结束语.....	25
致 谢.....	26
参 考 文 献.....	27

1 绪论

1.1 研究背景与意义

在电气以及材料工程技术持续发展的背景下，在各个行业都开始普遍的使用到了电机以及相关的驱动系统，包括新能源汽车、航空航天以及生产制造等等。高性能永磁材料，如铁氧体和钕铁硼，其性价比不断提升，使得永磁类电机逐渐成为研究和应用的主要对象^[1]。和电励磁电机进行比较，选择永磁励磁能够使得能源消耗变得更少。同时，就永磁电机进行分析，其中的属性包括了更高效以及更小的体积，其发展前景是极好的。不过，因为对于永磁材料而言，其性质是固有的，在制成之后，永磁电机由于无法更改材料相关的尺寸以及类型，将出现无法调整气隙磁场的情况，使得它应用到宽调速范围驱动当中受到影响约束。

考虑到要将上述矛盾处理好，部分研究者将永磁同步电机推出来。该类型电机包含了永磁励磁以及电励磁。通过它们的一起使用，可以更好地使得电机当中能量转换过程变为实际。就同步电机而言，正常是通过永磁励磁形成主磁场的，其中电励磁磁势就需要使用到对主磁路磁通进行调节方面，这样就能够针对合成气隙磁场进行改变。结合起两个类型的励磁模式，从而和普通电机进行比较，永磁同步电机存在更小的体积、重量更轻、效率更高的优点，同时也易于调节气隙磁场，增强了电机的灵活性。

在磁通切换电机当中，它是非常热门的一个探索点，其优势包括了更高的功率密度、较为简单的结构、更高的效率、转矩密度大以及可靠程度好。另外就是轴向磁通切换电机方面，其性质包括了较好的散热性、较短的轴向长以及极高的铁芯利用率，更适合作为电力传动系统的驱动电机。不过，一般情况下磁通切换电机对应的励磁绕组、永磁体以及电枢绕组都是在定子当中的，有着非常集中的热源，电机驱动系统当中，较具代表性的就是电动汽车，正常情况下它难以散热，并且工作环境比较狭窄，如果一直要求电机工作，那么极易导致发热现象产生。在电机温度变高的情况下，绕组铜导体当中也会具备更大的电阻，这样就会造成更多的铜损。要是有着太高的缠绕温度，那么将缩短绝缘材料老化的时间，极易产生相应的故障，还有一定概率导致重大安全事故发生。所以，一定要针对故障进行第一时间的发现以及处理，需要系统存在容错性。所以，将容错电机以及相关的驱动系统探索设计出来是必要的，其具备的连续性以及可靠程度都极高。

1.2 盘式永磁电机研究现状

自提出永磁同步电机这一概念以来，学者在国内外对永磁同步电机进行了全面深入的研究，相继提出了许多不同的拓扑结构和控制策略。东南大学林明耀教授首先将轴向磁场励磁磁通切换电机结构给了出来，同时还完成了串联永磁轴向磁通切换记忆电机的设计，参考图 1.1^[2]相关内容。基于高矫顽力永磁体选择低矫顽力永磁体串联的模式，其非常容易调节磁化水平，针对永磁电机磁场不好调节的矛盾就能够高效的处理好。

南通大学张蔚教授完成了轴向磁场励磁磁通切换轮毂电机的设计，参考图 1.2 相关内容。其中电机结构属于双转子单定子。有着非常简单的转子结构，构成只包括了转子齿以及转子轭。另外就是定子方面，其构成包括了电枢绕组、H 型铁芯模块、隔磁块、永磁体以及励磁绕组。针对所有相存在的温度、电磁以及物理相关的隔离，能够利用隔热块完成，可大大提高电机的容错运行能力^[3]。

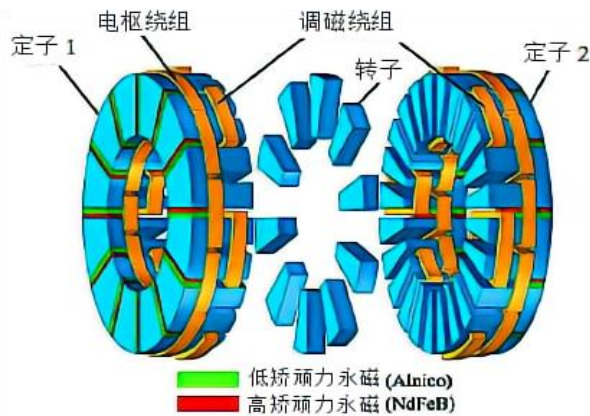
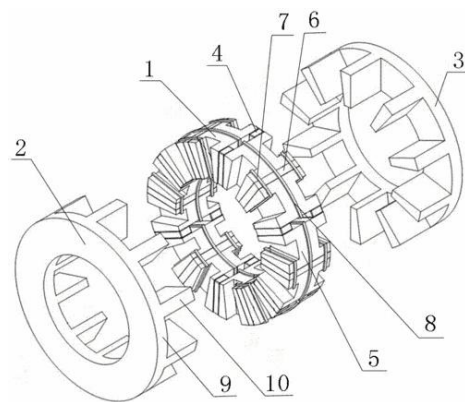


图 1.1 串联永磁轴向磁通切换记忆电机



1： 第一转子 2： 第二转子 3： 定子 4： H 型定子铁心模块 5： 永磁体
6： 隔磁块 7： 定子齿 8： 电枢绕组 9： 励磁绕组 10： 转子齿

图 1.2 轴向磁场励磁磁通切换轮毂电机

徐姐老师给出的轴向磁通切换电机是不对称的、双定子的，参考图 1.3 相关内容。其结构当中包括了双定子以及单转子，第一定子和第二定子采用不对称结构。第一定子的导磁铁心为 U 型结构，第二定子铁心沿周向均匀设置了 12 个 T 型槽。定子齿为双齿结构，齿上设有平行槽^[4]。永磁体和励磁绕组分别放在两个定子上，利于电机散热和运行的稳定性。其中，第一定子当中包括了永磁体，选择的结构是平行永磁切向充磁，就邻近永磁体而言，其存在着相反的充磁方向。第二定子当中则包括了励磁绕组，相邻励磁电流方向相反，分开控制时可以产生 12 个空间矢量，更加适合采用容错控制。

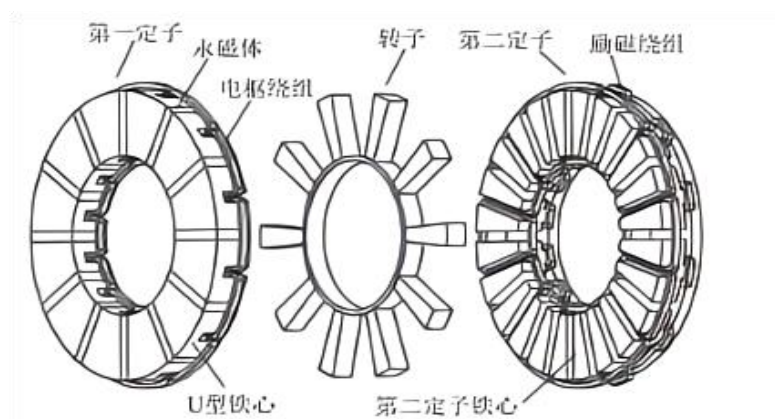


图 1.3 错位双定子轴向磁通切换电机

1.3 永磁电机容错控制技术研究现状

1.3.1 驱动系统逆变器容错拓扑结构

对于永磁电机驱动系统而言，里面涉及到逆变器容错拓扑，现阶段使用的比较多的结构包括了三个类型，第一个是三相四开关拓扑，第二个是三相四桥臂容错拓扑，最后就是双绕组冗余拓扑。以下针对这几个类型拓扑结构的优劣势以及原理都进行了一个个的描述。

（1）三相四开关拓扑

就三相四开关拓扑结构进行分析，它是基于以往三相全桥逆变电路进行优化获得的，参考图 1.4 内容，对应的是拓扑结构。在三相全桥逆变电路的直流电源侧增加了一个由两个电容串联组成的附加桥臂，电枢绕组仍然采用星型连接方式。各相电枢绕组通过熔断器串接在桥臂上下两个逆变器之间，同时还引入三个双向晶闸管，分别接在附加桥臂中点和各熔断器之间^[5]。当系统正常工作时，这种情况下，三个双向晶闸管是没有导通的，系统还是和以往的三相全桥你变电路一样运行。在一相驱动信号出现问题，亦或是存在开路的情况下，只要求针对该相双向晶闸导管进行触发，那么就

能够对故障相以及控制系统进行隔离^[6]。连接好一起出现故障桥臂相关电枢绕组以及附加桥臂串联电容中间点，目的就是使得容错控制变为实际。如果一相桥臂发生了短路，那么就能够导通该相相关的双向晶闸管，还能够和熔断器、附加桥臂电容以及功率管构建出回路。利用对熔断器实际状态的把控，能够针对故障相以及控制系统不做隔离。这种情况下，对应的电机绕组也能够利用双向晶闸管与附加桥臂串联的电容中心相连，然后采取相应的容错控制算法，就能实现容错控制。

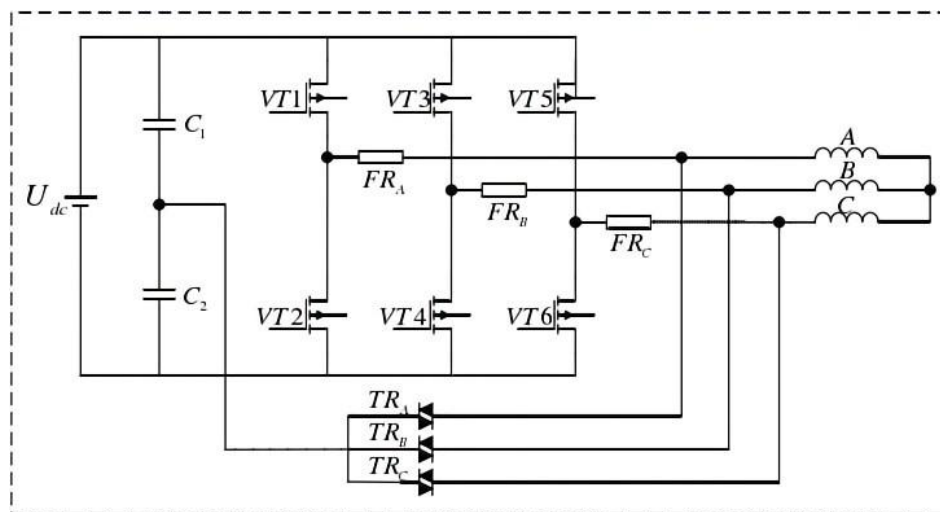


图 1.4 三相四开关拓扑

在三相四开关拓扑结构中，需要增加熔断器、双向晶闸管、电容等额外器件，增加了控制系统的成本。此外，通过电容串联构建附加桥臂也容易导致母线电压出现不平衡的问题。

（2）三相四桥臂容错拓扑

经过二十多年的发展，edison roberto cabral da silva 的课题组在 2001 年，第一次在感应电机相关的容错控制当中使用到了三相四桥臂拓扑，仿真分析以及验证了感应电机单相开路故障情况，辛小南老师也在 2009 年将永磁同步电机容错控制提了出来，其中选择的是三相四桥臂容错拓扑^[7]。对比以往的三相全桥逆变器，在三相四桥臂逆变器当中增加了桥臂，参考图 1.5 相关内容。电枢绕组仍以星形方式连接，VT1 和 VT2，VT3 和 VT4，VT5 和 VT6 分别构成驱动电机 a，b，c 三相电枢绕组的上下桥臂，第四桥臂的构建过程中使用到了 VT7 以及 VT8。其中第四桥臂中点连接了电机当中的中性点，同时还把电感 L 新增到了两个中性点当中，从而就能够更为平稳的对性能进行把控。当电机驱动系统正常工作时，构成第四桥臂的功率晶体管 VT7 和 VT8 当前是关断的，电机运行于以往三相全桥状态下。在电机存在单相故障的情况下，第一

步就是对故障相上下桥臂功率管对应的驱动信号进行阻断，实现故障相的电隔离。同时，第四桥臂投入使用，此时电感器 1 所在的支路可视为新的 A 相电枢绕组，并通过一定的控制算法，使 VT7 和 VT8 的分合闸时间等于故障前的 VT1 和 VT2，从而电机就存在容错性。

从优势进行分析，三相四桥臂容错拓扑无须处理电机本体，要求将中线从星形连接对应的绕组中性点当中引出来就可以了，具备非常广的适用区间。要做到容错控制要求将两个开关管新增到逆变器当中就可以了，针对控制器质量以及体积都能够高效的变小，同时还有着非常低的投入。在桥臂当中仅存在两个不同类型的电平改变，所以设计该算法的过程是较为容易的^[8]。然而，这个算法还是存在不足的，也就是对于多相电机容错控制应用进行分析，在有着更多电机相数的背景下，在容错控制逆变器以及桥臂中点和中性点存在的电感当中，都要求有所提升，其中的矛盾包括了复杂的控制算法，极差的经济性以及低绕组利用率。

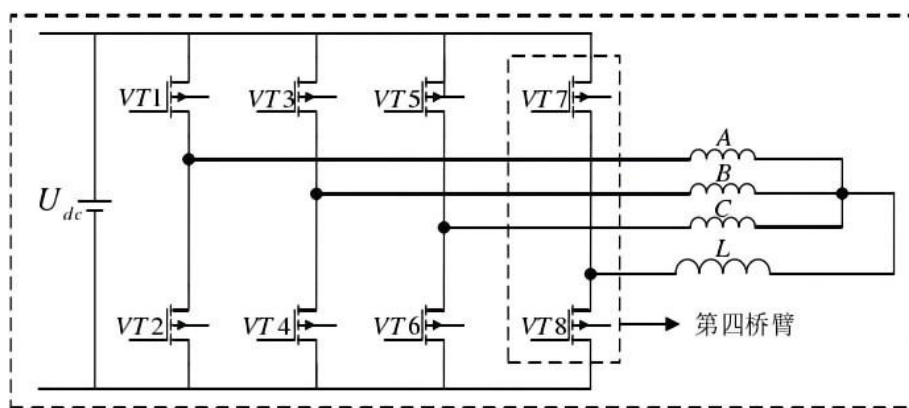


图 1.5 三相四桥臂容错拓扑

1.3.2 永磁电机驱动系统故障类型

目前电机驱动系统中的故障类型主要分为驱动电路侧故障和电机本体侧故障两大类。由于不同故障类型采取的容错控制方式也不尽相同，因此实现电机驱动系统容错运行的关键提前在于电机驱动系统的故障类型识别与定位。在驱动电路侧故障中主要包括直流电源模块故障、功率管的开路与短路故障以及其他驱动电路的故障研究^[9]。电机本体侧故障主要包括电枢绕组开路与短路故障、永磁体退磁故障、定转子铁心故障以及轴承故障等机械性故障类型。图 1.6 为三相永磁电机定子上可能发生故障的位置，表 1.1 为相应位置可能存在的故障类型。对于电机本体，电枢绕组故障是最为常见的，绕组故障又可分为绕组的开路与短路故障、绕组匝间短路与端部短路故障以及绕组对地短路故障。大部分电枢绕组相关故障均由热超载、瞬时电压等原因导致的匝

间绝缘损坏所引起。

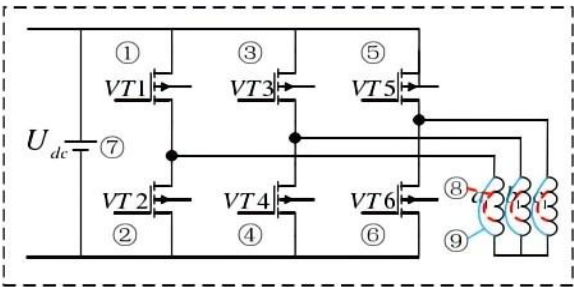


图 1.6 故障类型分布

表 1.1 故障类型

故障定位	故障类型	故障定位	故障类型
①	功率管 VT1 开路/短路	⑥	功率管 VT6 开路/短路
②	功率管 VT2 开路/短路	⑦	直流电源故障
③	功率管 VT3 开路/短路	⑧	绕组开路/匝间断路
④	功率管 VT4 开路/短路	⑨	绕组端部短路
⑤	功率管 VT5 开路/短路		

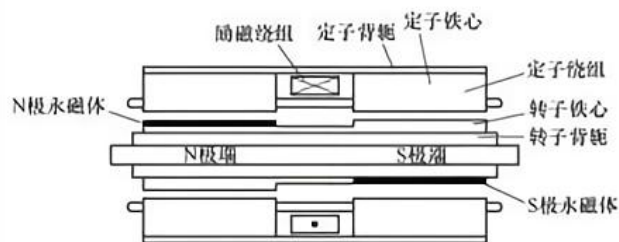
驱动逆变器部分故障主要类型分为功率管的开路与短路故障，故障起因主要有热负荷过载、瞬态过电流、过电压等^[10]。在实际电路中会采取硬件保护措施来改善或抑制过电压、瞬态过电流，从而实现对驱动桥的保护，但故障依然无法完全避免。此外，功率开关管是通过脉冲宽度调制技术控制通断实现电机调速，由于硬件的老化，接触不良可能会引起功率管的间歇性故障。

同时位置传感器故障、电压电流传感器故障以及直流母线电源故障都是电机驱动系统中可能存在的故障，目前不少学者对于这一类硬件故障类型的容错控制也做了研究，比如伺服控制与无位置传感器控制的复合控制算法。

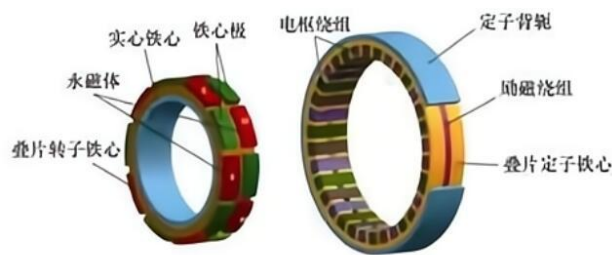
2 永磁电机结构和原理

2.1 永磁电机结构

永磁同步电机其主要由永磁体磁极、电励磁线圈、电枢绕组和定子组成。其结构如图 2.1 所示。



(a) 截面图



(b) 转子、定子结构

图 2.1 同步电机结构图

就电机转子而言，永磁体对应的一次侧，电励磁线圈对应的二次侧，这里面永磁体对应的磁极以及电励磁线圈的磁极在空间上是重合的。当电机工作时，由于永磁体和电励磁线圈之间存在着相互耦合作用，因此电励磁线圈中存在着电流。电流经过电枢绕组后会产生磁势，通过永磁体磁极的作用产生了电磁场。

电机转轴上有两个旋转电机，分别采用永磁材料和电励磁绕组进行励磁，两个电机通过一根旋转轴连接起来。因此，可以在转子磁极上实现换相操作。电机运行时，定子绕组中的电流会通过旋转轴流向转子。若电机运行过程中发生了故障，那么电励磁线圈中的电流会被切断，从而无法产生电磁场作用于电枢绕组。

(1) 绕组

电机的电枢绕组由两部分组成：一部分匝链励磁绕组，另一部分匝链磁极。绕组由励磁线圈和电枢线圈组成，两者在空间上相互重合。由于磁极与励磁线圈之间存在着耦合关系，因此电枢绕组中的电流会通过励磁线圈，并最终流入电枢绕组中。电枢

绕组与定子之间存在着相互作用，这使得定子上的电流会影响到电枢绕组上的电流。同时，由于定子和转子之间存在着机械连接，这使得电机转子的运动轨迹会受到定子绕组的影响。当电机运行时，在转子磁极上施加转矩时，这一现象会更加明显。因此，电机运行时需要对其进行控制，以保证其稳定性。

在电机中，励磁线圈和电枢线圈通过连接轴相连。励磁线圈在电枢绕组中产生了磁通，从而使得电磁场产生了作用于电枢绕组的电磁场。电枢绕组中的电流会影响到励磁线圈中的电流，从而影响到励磁线圈中的磁通。

（2）永磁体

在同步电机中，永磁体是最关键的部件之一。它可以将电能转化成磁能，并为电枢绕组提供所需的电磁场，从而实现电机的调速操作。它可以分为无永磁体和有永磁体两种类型。其中，无永磁体电机主要应用于电机的低速运行中，另外就是在高速工作状态下使用有永磁体电机，无永磁体电机的结构如图 2.2 所示。

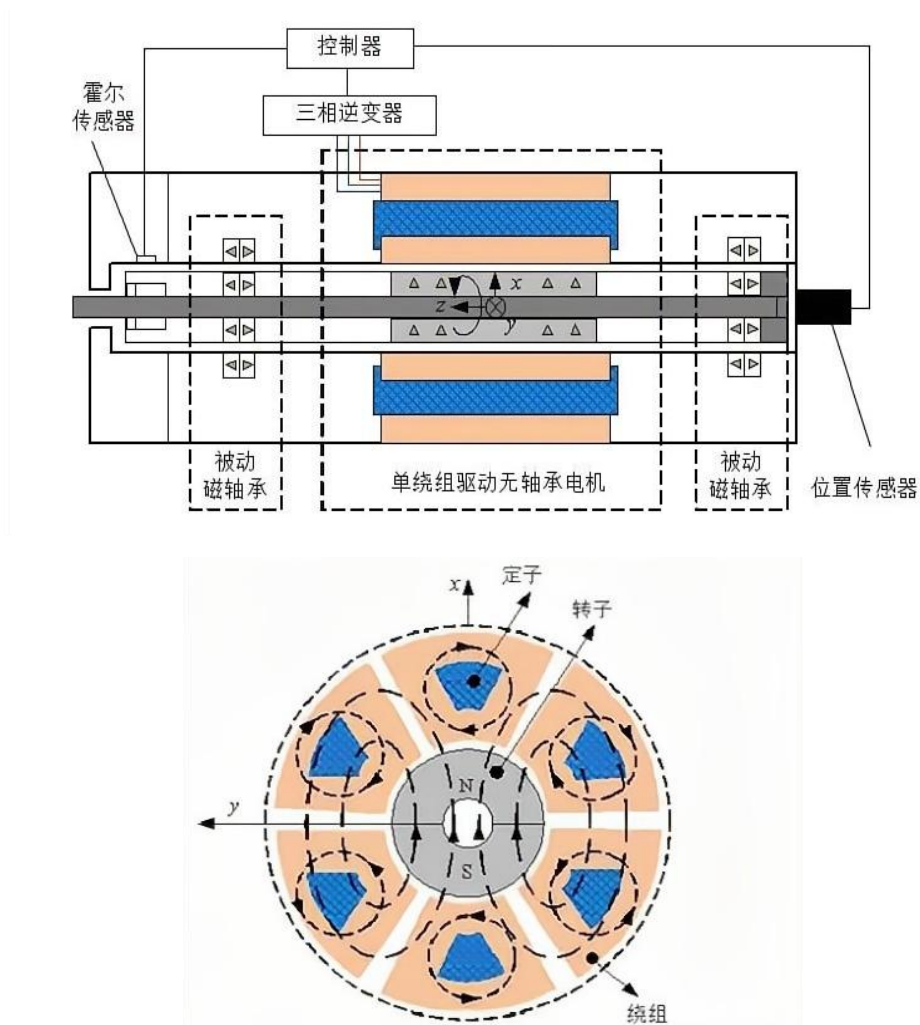


图 2.2 无永磁体电机的结构

（3）电枢绕组

永磁同步电机采用的是两种不同材料的电枢绕组，当电机运行时，电机转子磁场发生了变化，从而使得电枢绕组中产生了交变的电流。交变电流通过电枢绕组中的感应电流会产生磁感应强度，从而使得电枢绕组中产生了磁场。不同的绕组材料会产生不同的磁密，因此它们所产生的磁场也有所不同。若电机发生故障时，那么电机定子上将不会产生任何的磁场。因此，当电机运行时，定子上所产生的电磁场和电枢绕组里面形成的磁场处于耦合状态。

考虑到永磁同步电机可以使工作的更加稳定，对于电机而言，一定要保证其具有较高的转矩和较低的功率密度。通常情况下，电机内的转矩和功率密度是由电机内所安装的定子绕组来决定的。同时，由于定子绕组是由硅钢片构成，因此可以将其视为作为一个磁阻元件。这样就可以使电机内所有定子绕组产生相同大小与方向的电感量。因为硅钢片具有较高的电阻率，所以可以使电机内所有定子绕组产生相同大小与方向的电感量，从而使电机内所有定子绕组产生相同大小与方向的电感量。

（4）电枢铁心

电枢铁心是永磁同步电机中重要的部件，它将电能转换为磁能，从而驱动电机。其作用是将发电机发出的电流和电压转换成磁能，然后通过电枢绕组产生电磁场。在电机运行过程中，电枢铁心会发生一定程度的变形。若电机出现了故障，那么电枢铁心的变形也会逐渐增加。当电枢铁心变形严重时，电机转子无法正常运转，甚至会发生烧毁现象。因此，必须采取措施降低电枢铁心的变形量。

针对这种电机的特点，在设计控制系统时应该注重以下几点：

（1）基于永磁同步电机控制技术的控制系统一般都具有较强的自适应能力，具有较好的抗干扰能力和抗扰动能力；

（2）对电枢铁心的尺寸和形状要求很高；

（3）永磁同步电机对材料的性能要求很高，必须保证在其使用寿命期内不会出现开裂现象；

（4）永磁同步电机运行时转子承受较大的交变载荷，对转子材料和结构设计提出了较高要求；

（5）永磁同步电机的控制系统通常都采用以 DSP 为核心的数字化控制器。其优点是可以进行数据处理和信息存储，能够满足永磁同步电机运行时对实时控制的要求。

2.2 永磁同步电机原理

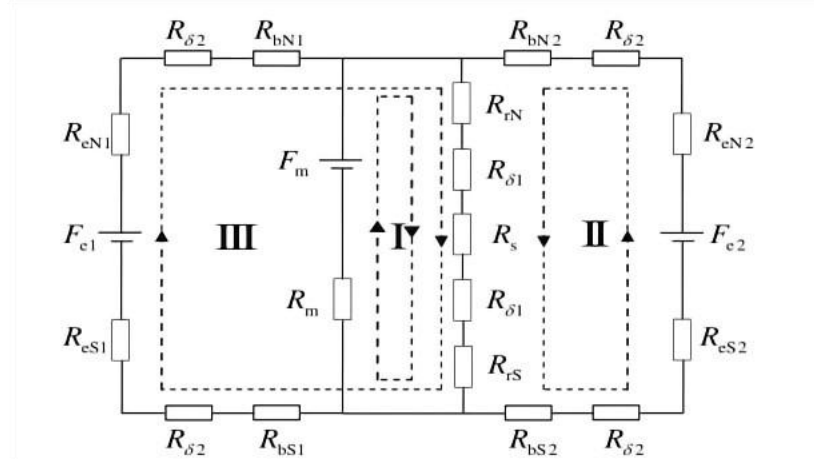
当三相电流通入永磁同步电机定子的三相对称绕组中时，电流产生的磁动势合成一个幅值大小不变的旋转磁动势。由于其幅值大小不变，这个旋转磁动势的轨迹便形成一个圆，称为圆形旋转磁动势。其大小正好为单相磁动势最大幅值的 1.5 倍。永磁同步电机由两个关键部件组成，即一个多极化永磁转子和带有适当设计绕组的定子。在操作过程中，旋转的多极化永磁转子在转子与定子的气隙形成一个随时间变化的磁通。这个通量在定子绕组端子上产生交流电压，从而形成用于发电的基础。在此处所讨论的永磁同步电机使用一个安装在铁磁芯上的环形永磁铁。内部永磁同步电机不在这里考虑。因磁铁嵌入到一个电镀的铁磁芯内是非常困难的，通过使用适当厚度的磁铁(500 μm)以及在转子和定子铁芯的高性能磁材料，气隙可以做得非常大(300~500 μm)而没有明显的性能损失，这使得定子绕组在气隙中占据一定的空间，从而大大简化了永磁同步电动机的制造。

2.3 转子磁场直接控制型电机解析分析

和切向式永磁同步电机进行比较，转子磁场直接控制型是和它非常类似的，不过重要的不同就是调节过程中选择了主气隙磁场来完成，它是非常特别的。除此之外，因为有轴向磁分路出现在永磁体当中，其将作用于电机对应的调磁水平，所以要求量化对应的关联性，做好研究以及解析过程，这也是紧密关联着转子结构设计的。针对电机漏磁现象不进行思考，同时对更小的磁阻也不关注，在存在低磁路饱和现象的条件下，能够实现转子磁场直接控制型等效磁路模型的构建，从而可以求解以及研究。

从设计策略来看，对于永磁同步电机而言，能够利用电机空载工作相关的等效磁路模型构建来实现，求解获得电机一般尺寸，还有电励磁以及永磁体励磁存在的匹配关联性。在此基础上，按照相应的等效负载磁路模型，实现该电机作用于电感以及交直流情况的推导，同时还需要了解电枢反应作用于端部励磁线圈的情况。

当电机处于空载状态当中，其等效磁路模型可以参考图 2.3 相关内容。因为电机存在相同的两端部，同时还有相同的 N 以及 S 极导磁端环、轴向气隙磁阻与导磁环，因此有着一致的两端部磁路，参考图 2.4 相关内容，对应的是等效磁路图的简化模式。



R_{bs2} -右导磁端环 S 极磁阻； R_{bn1} -左导磁端环 N 极磁阻； F_{e1} -左端电励磁磁势； R_m -永磁体内磁阻； R_{s2} -右 S 极导磁环磁阻； F_m -永磁体励磁磁势； R_{rN} -转子 N 极磁轭磁阻； R_{s1} -左 S 极导磁环磁阻； F_m -右端电励磁磁势； R_{eN2} -右 N 极导磁环磁阻； R_{bs1} -左导磁端环 S 极磁阻； $R_{\delta1}$ -主气隙磁阻； R_s -定子部分磁阻； R_{rs} -转子 S 极磁轭磁阻； R_{eN1} -左 N 极导磁环磁阻； $R_{\delta2}$ -轴向气隙磁阻； R_{bn2} -右导磁端环 N 极磁阻。

图 2.3 空载下电机等效磁路

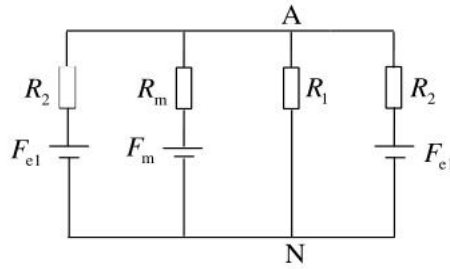


图 2.4 简化空载下电机等效磁路

将方程列出来，同时针对气隙磁场以及励磁磁势存在的关联性进行求解，过程中需要参考基尔霍夫定律，在图上选择 A 节点，以 F_A 来设置节点对应的磁势，则有

$$F_A \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{2F_\theta}{R_1} + \frac{F_m}{R_m} \quad (2.1)$$

由式(2.1)得：

$$F_A = \frac{\frac{2F_c}{R_2} + \frac{F_m}{R_m}}{R_k} \quad (2.2)$$

则由永磁体和电励磁绕组共同产生的空载气隙的磁通为：

$$\phi_{\delta1} = \frac{F_A}{2(R_{\delta1} + R_r) + R_s} \quad (2.3)$$

将式(2.1)代入得：

$$\phi_{\delta 1} = \frac{2R_m F_{\Theta} + R_2 F_m}{R_k R_2 R_l R_m} \quad (2.4)$$

在研究空载等效磁路模型的基础上，可以获得主气隙磁链 $\phi_{\delta 1}$ ，其构成是通过永磁体磁势以及电励磁一起实现的其属于永磁体以及电励磁相关磁势对应的函数 $\psi_f = f(F_m, F_e)$ 。

设电励磁安匝数 $F_e = NI$ ，永磁体提供的磁动势为 $F_m = H_c h_M$ ，则上式可以化为：

$$\phi_{\delta 1} = \frac{2R_m NI + R_2 H_c h_M}{R_k R_l R_2 R_m} \quad (2.5)$$

将式(2.5)分为两部分为：

$$\phi_{\delta 1} = k_a H_c h_M + k_b NI \quad (2.6)$$

式中：

$$k_a = \frac{1}{R_k R_l R_m} \quad k_b = \frac{2R_m}{R_k R_l R_2 R_m}$$

上述公式里面，其中能够变化的就是电励磁对应的磁势。在磁通方向是电励磁给出的情况下，其和永磁体方向相同，可以看做是增磁情况，这里面磁通对应的最大值，实际上就是电励磁给出的安培数最大值，具体可见图 2.6（a）相关内容。反过来，要是在方向上二者刚好不同，那么就是去磁，这种情况下，电励磁给出的最高安培数即为磁通的最小值，如图 2.6（b）所示。

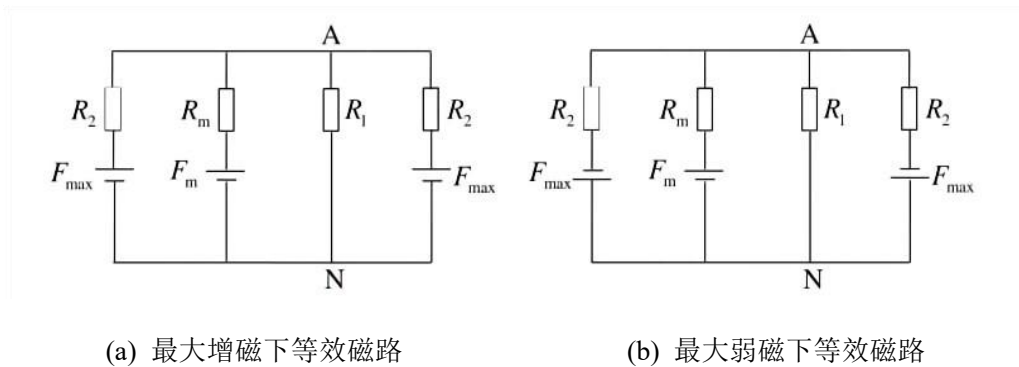


图 2.6 增磁与弱磁时的等效磁路图

3 容错控制策略及仿真建模

就同步电机而言，其属于一个中间过程，能够针对主控制器、主功率变换器以及励磁绕组功率变换器进行连接，其建模过程是仿真研究的关键和难点。本章将首先根据第二章推导得到的电机的数学模型，研究缺相容错控制策略，并基于 MATLAB/Simulink 平台，依据磁链方程、电压方程、转矩方程和运动方程搭建电机本体仿真模型，同时搭建电机主功率变换器和励磁绕组功率变换器模型^[12]。

3.1 永磁同步电机缺相容错控制策略

对于绕组、功率器件开路故障，均可通过串联快速熔断器、封锁功率器件开关信号等方式，使故障相退出运行，进而演变成电机的缺相故障。

为充分利用同步电机冗余自由度，本章采用“整体容错”思路，使剩余相绕组均参与容错电流计算^[15]。此外，为保证容错方法的通用性，本章采用不降阶容错控制，即故障电机数学模型、坐标变换矩阵均不降阶，仅通过控制算法重新调整剩余健康相电流的幅值与相位，抑制故障引起的转矩脉动，保证故障电机安全稳定运行。

3.1.1 永磁同步电机缺相容错电流计算

考虑到电机对驱动系统可靠性要求非常高，电机缺相运行时的容错电流必须满足三个目标：首先，为了避免功率器件过流，各相容错电流的幅值必须不超过额定电流幅值；其次，必须使电机恢复正常的基波圆形旋转磁势，以抑制不正常的转矩脉动；第三，尽量使输出转矩最大化。因此，为了满足第一个目标，必须限制电机的容错电流：

$$K_i = \frac{I'_{\alpha 1}}{I_N} = \frac{I'_{\beta 1}}{I_N} = \frac{\sqrt{i_{q1}^2 + i_{d1}^2}}{I_N} \quad (3.1)$$

式中， $I'_{\alpha 1}$ 、 $I'_{\beta 1}$ 为容错运行时正交静止坐标系下的基波电流幅值， I'_{d1} 、 I'_{q1} 为容错运行时基波电流值，并且是处在同步旋转坐标系当中的。

在同步旋转坐标系基础上，其电磁转矩表达式及转矩降额系数可知， K_T 与 K_i 存在以下关系：

$$K_i = \sqrt{\frac{(i_{d1})^2 + (K_T I_N)^2}{I_N^2}} \quad (3.2)$$

由于电机采用转子磁链定向控制，有 $i_{d1}=0$ ，因此上式可简化为：

$$K_i = K_T \quad (3.3)$$

当发生缺相故障时，故障相电流为零，其中电机就不会具备自由度，当处于正交静止坐标系当中，独立谐波电流变小的现象就是损失自由度造成的。以 $a1$ 相故障为例，当发生缺相故障时电流 $i_{a1}=0$ 。依据三相 VSD 变换矩阵中的第一列，故障后电流 $i'_{\beta 1}$ 、 $i'_{\beta 3}$ 、 $i'_{\beta 5}$ 、 $i'_{\beta 7}$ 不受开路的影响，仍为独立电流，电流 i'_{a1} 、 i'_{a3} 、 i'_{a5} 、 i'_{a7} 、 i'_0 受到缺相的影响，存在一个电流不再独立。

由于各谐波电流均成对存在，因此通常选择电流 i'_0 作为非独立电流。电流 i'_{a1} 、 i'_{a3} 、 i'_{a5} 、 i'_{a7} 、 i'_0 满足关系：

$$i'_0 = -(i'_{a1} + i'_{a3} + i'_{a5} + i'_{a7}) \quad (3.4)$$

工作在容错状态的情况下，圆形旋转磁场轨迹直接取决于基波电流 i'_{a1} 、 $i'_{\beta 1}$ ，另外就是额外的自由度能够容错控制别的独立谐波电流，如式(3.5)所示。非独立的谐波电流 i'_0 则由式(3.4)决定。

$$\begin{cases} i'_{a3} = K_1 i'_{a1} + K_2 i'_{\beta 1} \\ i'_{\beta 3} = K_3 i'_{a1} + K_4 i'_{\beta 1} \\ i'_{a5} = K_5 i'_{a1} + K_6 i'_{\beta 1} \\ i'_{\beta 5} = K_7 i'_{a1} + K_8 i'_{\beta 1} \\ i'_{a7} = K_9 i'_{a1} + K_{10} i'_{\beta 1} \\ i'_{\beta 7} = K_{11} i'_{a1} + K_{12} i'_{\beta 1} \end{cases} \quad (3.5)$$

式中的 K_1 、 $K_2 \cdots K_{12}$ 是决定容错电流的待定系数。

利用三相 VSD 逆变换矩阵，将基波及各谐波电流变换至自然坐标系下，以转矩降额系数 K_T 最大求解容错电流，即目标三：

$$\begin{bmatrix} i'_{a1} \\ i'_{a2} \\ i'_{a3} \\ i'_{b1} \\ i'_{b2} \\ i'_{b3} \\ i'_{c1} \\ i'_{c2} \\ i'_{c3} \end{bmatrix} = T_9^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ K_1 & K_2 & 0 \\ K_3 & K_4 & 0 \\ K_5 & K_6 & 0 \\ K_7 & K_8 & 0 \\ K_9 & K_{10} & 0 \\ K_{11} & K_{12} & 0 \\ -1-K_1-K_5-K_9-K_2-K_6-K_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} K_T I_N \quad (3-6)$$

式中， γ 为相邻两套三相对称绕组间的电角度。 $h=1,3,5 \cdots$ 表示各谐波次数，当 m 为偶数

3.1.2 永磁缺相容错控制系统的设计与实现

The diagram illustrates the control architecture for a multi-phase PMM motor. It includes several key components and signal paths:

- Motor Model:** A circular block labeled "多相PMM" (Multi-phase PMM) receives angular velocity ω and outputs flux linkage T_m .
- Inverter and PWM:** The flux linkage T_m is processed by a "多相H桥逆变器" (Multi-phase H-bridge Inverter) and a "SPWM" (Sinusoidal Pulse Width Modulation) block to generate the drive voltage U_{dref} , which is fed back through a transfer function $[T]^{-1}$.
- Current Feedback Loop:** The reference current i^* is compared with the actual current i . The resulting error signal passes through a PI controller and a gain K_i to produce the base current i_b .
- Zero-sequence Current Compensation:** The zero-sequence current i_0 is calculated from the phase currents and fed back through a PI controller and a PR (Proportional Resonant) controller to compensate the reference current.
- Disturbance Rejection:** A disturbance d is estimated using a PI controller and a feedforward path D^{-1} to improve tracking performance.

六相同步电机的控制框图如图 3.1 所示，容错运行时，由于各谐波电流及零轴电流不再为零，因此采用双向 PI 控制器、PR 控制器分别对正交静止坐标系下的谐波、零轴等交流电流进行控制。电机正常运行时，红色方框中的各谐波电流给定值均为零，此时电机转矩不降额，转矩降额系数 K_T 为 1；容错运行时，各谐波、零轴电流需依据式(3-5)给定，转矩降额系数 K_T 降至 0.8766。六相永磁同步电机的控制框图与三相类似，由于不存在零轴电流，仅需去掉 PR 控制器，如图粉色方框所示，其他部分则均保持一致。

由于上节方法具有良好的通用性,尤其适合推广至多套三相绕组构成的多相永磁同步电机中,即六相、三相、十二相和十五相电机。因此,可在综合考虑相数奇偶性和绕组对称性对容错电流计算的影响后,给出的策略就是增加广义零序矢量重构解耦矩阵以及偶数次谐波矢量模式,对它进行推广,从而能够变成随机多相永磁同步电机缺相容错电流,在此基础上进行求解^[14]。在此基础上,归纳出多套三相永磁同步电机容错电流计算的一般规律。

3.3 电枢绕组容错控制系统建模

本节将针对双三相同步电机发生电枢绕组开路故障进行仿真研究。为了验证电枢容错控制算法的正确性，针对双定子不对称、单定子单相以及双定子对称相关的电枢绕组开路故障这三种故障类型中，以单定子单相电枢绕组开路故障最为常见，因此选择该故障类型作为仿真研究的对象^[11]。图 3.2 所示为基于 MATLAB/Simulink 平台搭建的双三相电机电枢绕组容错控制系统整体仿真模型。

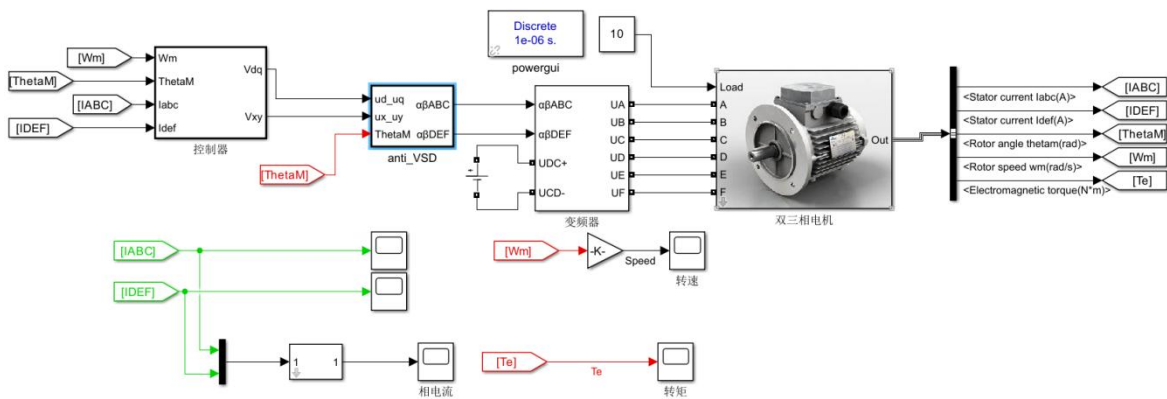


图 3.2 双三相电机电枢容错控制系统仿真模型

该仿真模型的主要组成部分为：用于驱动两套电枢绕组的主功率变换器 Main_Bridge 模块、用于驱动两套励磁绕组的励磁绕组功率变换器 Lici_Bridge 模块、电机本体仿真模型 TS-HAFFS 电机模块以及主控制器 Controller 模块。

3.3.1 功率变换器模型

图 3.3 所示为双三相电机的主功率变换器模型。采用三相全桥拓扑结构，上下两个 IGBT 构成一相桥臂，各相电枢绕组分别接在上下两个 IGBT 之间。两组主功率变换器由两个驱动信号 g1 和 g2 分别控制，便于实现对每套电枢绕组的单独控制。

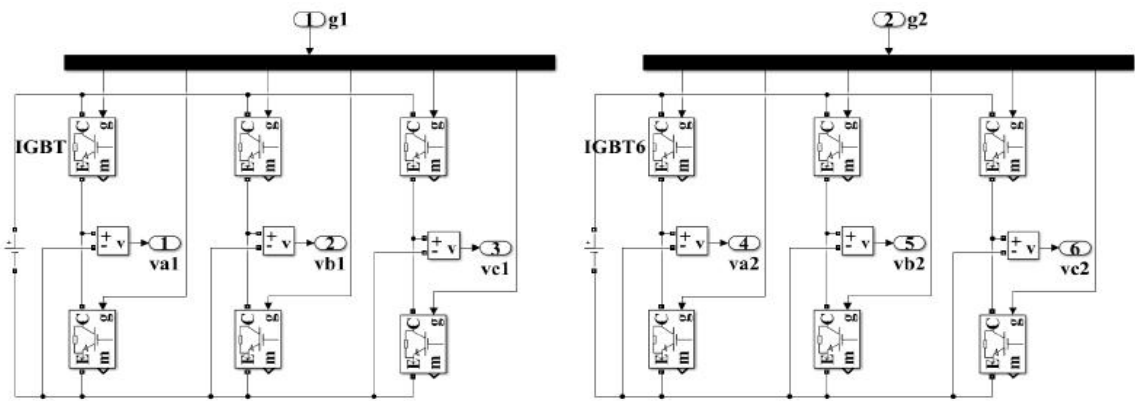


图 3.3 双三相电机主功率变换器模型

图 3.4 所示为双三相电机的励磁绕组功率变换器模型，功率器件为 MOSFET，也由两个独立的驱动信号 g_3 和 g_4 控制，便于实现对每套励磁绕组单独控制。

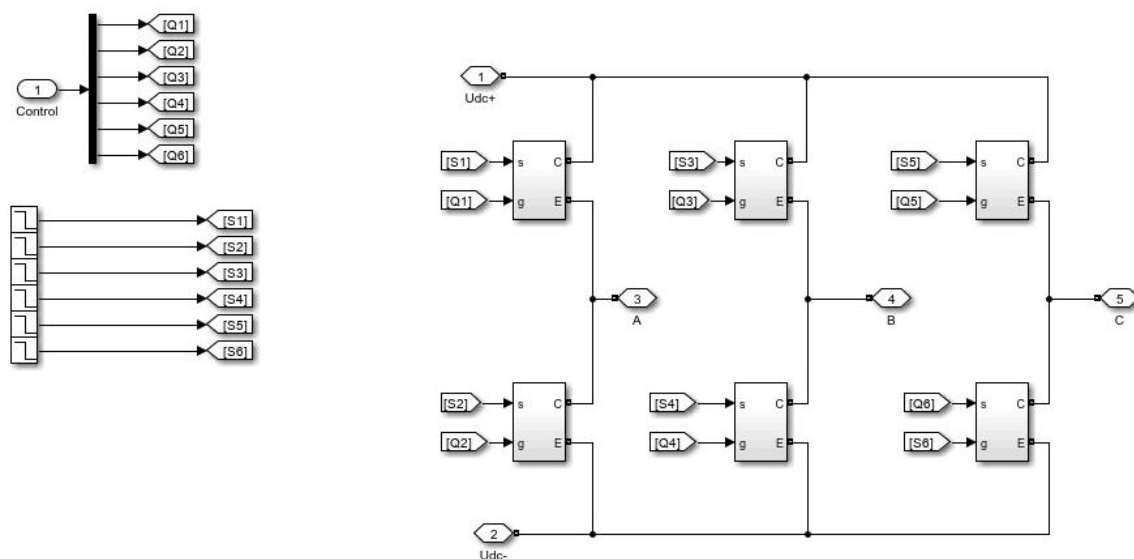


图 3.4 双三相电机励磁绕组功率变换器模型

3.3.2 电机本体模型

需要根据第二章中的数学模型来设计电机仿真模型，因为双三相电机的结构较为复杂，且后续仿真实验需要进行开路故障的模拟，而现有的 Simulink 电机模型无法满足要求。图 3.2 中的双三相电机模型内部如图 3.5 所示。图 3.5 中的电压转换模块中还给出了励磁绕组仿真模型。由于在对电枢容错控制策略进行仿真研究时，对励磁绕组没有特殊的要求，因此将每个定子上的 3 组励磁绕组串联在一起形成一个整体即可，建模如图 3.6 所示。

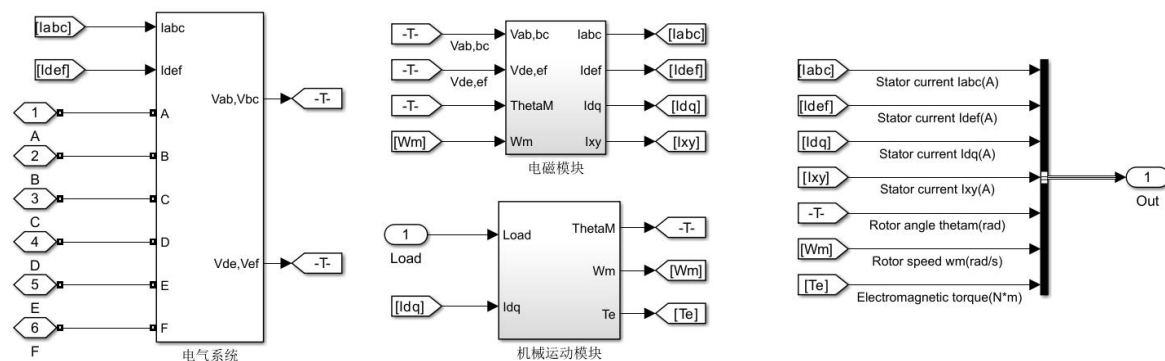


图 3.5 双三相电机本体模型

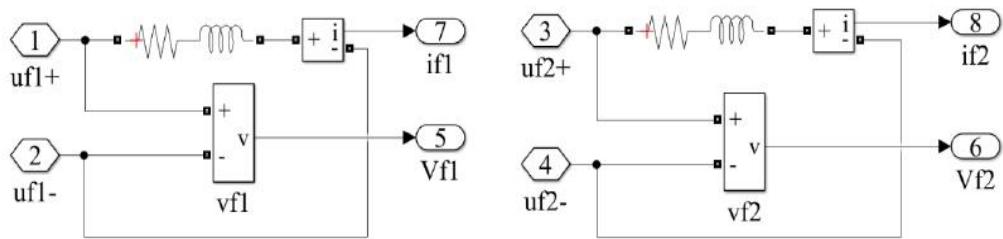


图 3.6 电枢容错时双三相电机励磁绕组模型

为了能够方便电机从正常运行状态切换至故障运行状态及研究不同故障类型下电枢容错控制的仿真效果，在双三相电机本体模型中还搭建了故障类型切换仿真模型，如图 3.7 所示。通过对 fault 模块的不同赋值来实现故障类型切换。具体取值意义为：当 fault=1 时，表示的故障类型为定子 1 的 $a1$ 绕组开路；当 fault=2 的情况下，代表的就是 $a1$ 以及 $a2$ 两个对称绕组处于开路状态；在 fault=3 的情况下，代表的就是双定子 $a1$ 以及 $b2$ 不对称绕组处于开路状态；当 fault=4 时，表示电机不发生故障^[12]。不同的故障类型将使得各相电流的计算也不同。图 3.8 表示了电机故障模拟时的仿真图。

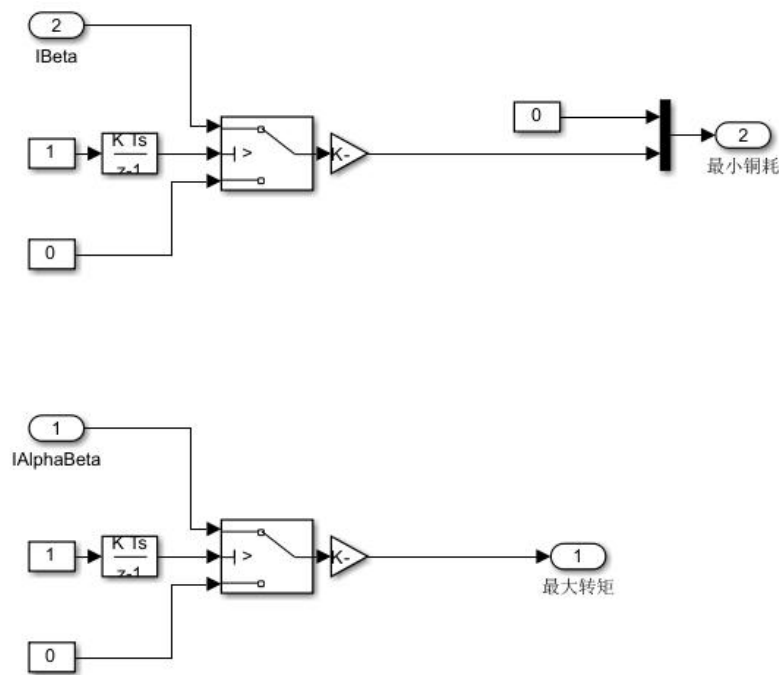


图 3.7 双三相电机不通故障类型切换

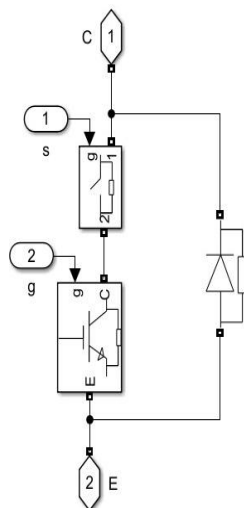


图 3.8 电机故障模拟示意图

3.3.3 电枢容错主控制器模型

双三相电机电枢容错主控制器仿真模型参考图 3.9 相关内容。这个控制器选择的控制方案是双闭环的，以转速环作为外环，而电流环对应的是内环。按照电流求解模块的搭建是本控制器的一大核心，依据电机的不同运行状态分别给出两侧定子的 d 轴参考电流（ i_{dref1}, i_{dref2} ）、q 轴参考电流（ i_{qref1}, i_{qref2} ）及励磁参考电流（ i_{fref1}, i_{fref2} ）的大小。定子 1 和定子 2 的电枢绕组及励磁绕组均采用分开控制的方式，电枢绕组电机采用 SVPWM 矢量控制方式。两组主功率变换器分别由驱动信号 $g1$ 和 $g2$ 控制，两套励磁绕组的功率变换器分别由驱动信号 $g3$ 和 $g4$ 控制。

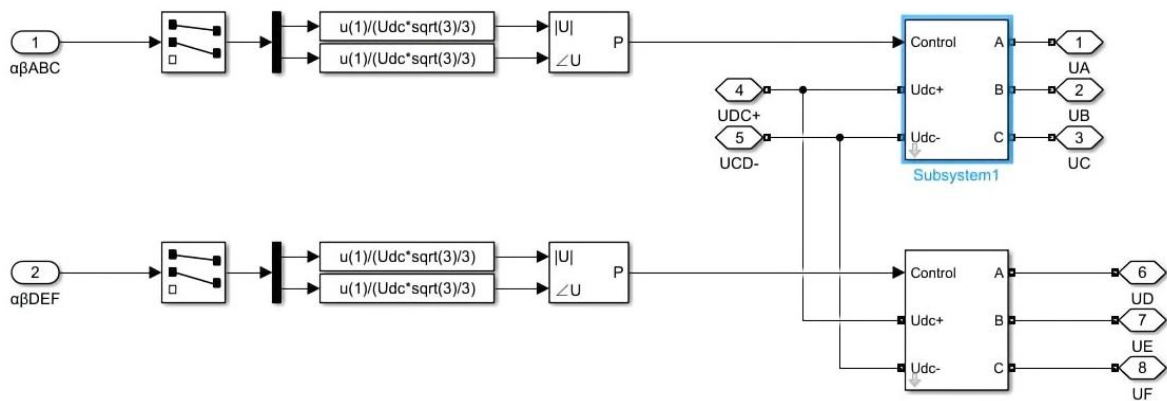


图 3.9 TS-HAFFS 电机电枢容错主控制模型

4 仿真与实验验证

4.1 双三相半对称电机缺相容错控制仿真结果

为验证本文容错控制策略的有效性，基于表 4.1 中的电机参数设计 Simulink 仿真模型模拟电机在 F 相断路情况下的运行效果。电机运行在速度电流双闭环模式，启动过程完成后，速度稳定在 300rpm，负载给定恒为 10N·m，电流环采用 $i_d=0$ 控制，谐波给定电流为 0。图 4.1-4.3 给出了双三相半对称永磁同步电机 F 相开路故障后的运行波形，图 4.4-4.6 是容错算法介入后的相关波形。

表 4.1 仿真参数

参数	值
相电阻 $R_s(\Omega)$	1.45
母线电压(V)	100
d 轴电感 $L_d(\text{mH})$	6.84
q 轴电感 $L_q(\text{mH})$	6.84
漏感 $L_\sigma(\text{mH})$	0.26
极对数 P_n	5
线反电动势 $\text{EMF}(\text{V/kprm})$	135
采样&计算周期(us)	200

与三相电机仅有二自由度不同，多相电机自由度多，即使断路一相，即使不采取任何容错算法仍具有一定的被动容错能力。图 4.1-4.4 中，电机在 0.1s 时刻 F 相发生开路故障，不介入容错算法，电机能保持转速不变，转矩输出平均值保持 10N·m。但是故障后转速转矩有明显波动，正常相电流不再对称，基波电流轨迹也发生畸变，谐波电流轨迹甚至直接有原本正常的一个点突变称一条线。因此，容错控制算法解决的问题是保证良好的控制效果，即转速、转矩平稳度，电流对称度，电流轨迹圆形成度三点。

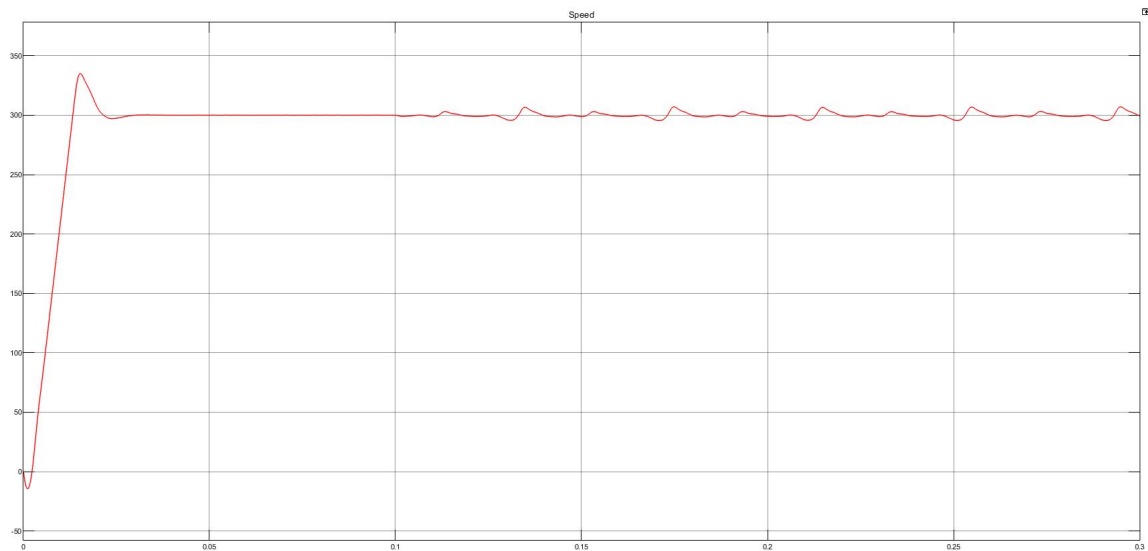


图 4.1.1 双三相永磁同步电机 F 相开路故障后转速曲线

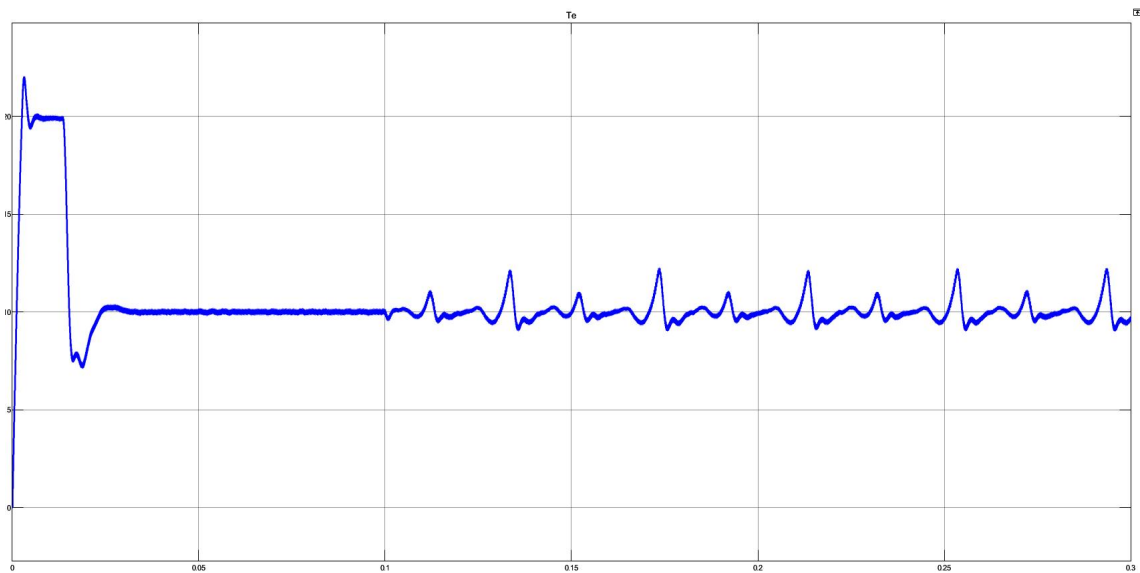


图 4.1.2 双三相永磁同步电机 F 相开路故障后转矩曲线

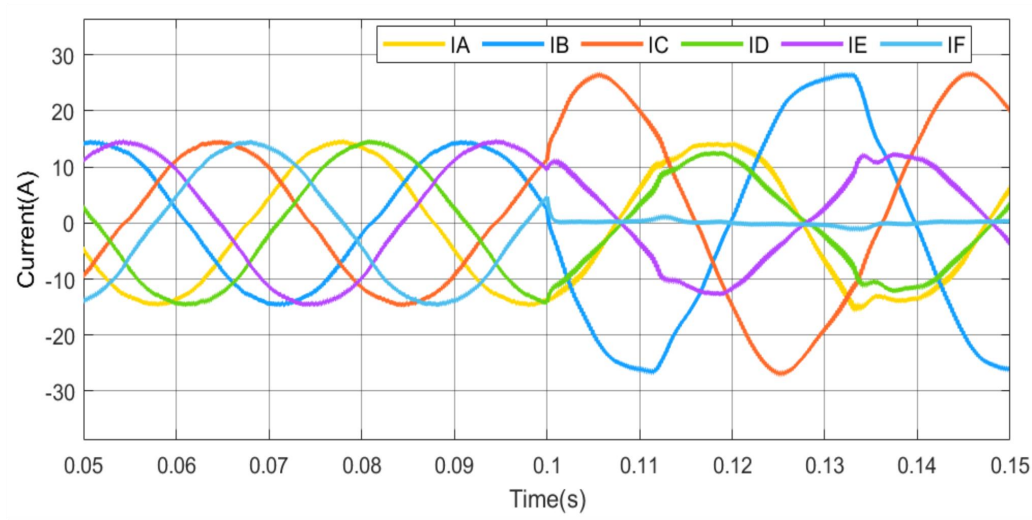


图 4.2 双三相永磁同步电机 F 相开路故障后的相电流波形

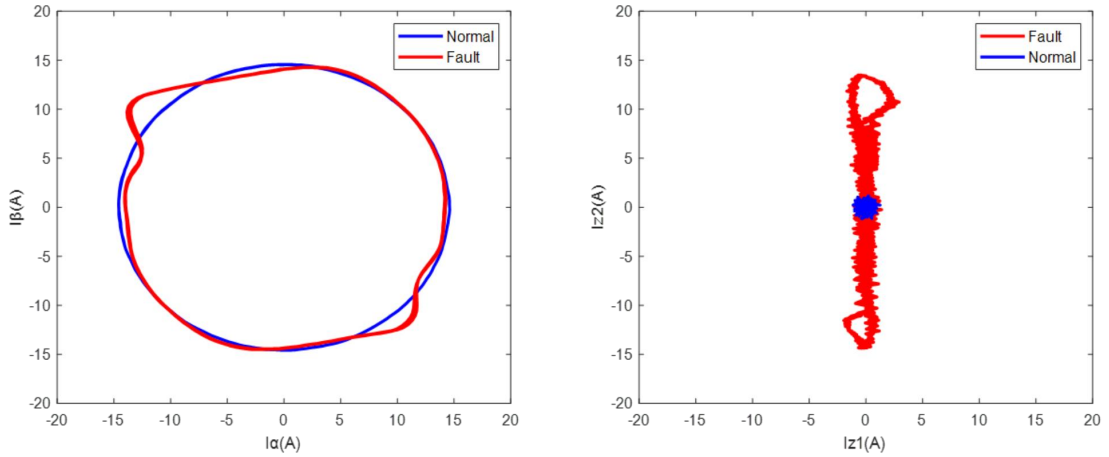


图 4.3 双三相永磁同步电机 F 相开路故障后的电流轨迹波形

正常状态下，双三相电流对称，ABC 相电流分别超前 DEF 相电流 30° 电角度，图 4.6(b)中的基波电流轨迹为圆形，谐波电流轨迹仅为一个点。F 相在 0.1s 时发生开路故障后，启用采用以最大转矩输出为约束的容错控制算法。剩余五相电流幅值重新恢复平衡，此时基波电流轨迹仍然保持圆形轨迹，转矩稳定 10Nm。

最大转矩容错控制算法中相电流表达式如公式 4-1 所示。引入容错算法后，A 相电流归于 0，其余 BCDE 四相电流电角度依次滞后 180° ，同时幅值变为正常运行时幅值的 1.732 倍。虽然相电流有所增加，导致各相绕组相电流增加，但相比与最小铜耗约束下最大相电流增长为正常运行时的 1.803 倍，最大转矩容错最大电流幅值更小，因此二次故障风险更小。并且，最大转矩容错后各相电流幅值一致，相电流之间对称性更好。图 4.5 的相电流仿真结果中，正常时相电流幅值为 14.5A，F 相开路故障持续运行时 CDEF 相电流幅值为 25A，相移 180° 。相电流仿真结果符合理论计算值。

$$\begin{cases} i_A = 0 \\ i_B = 1.732I_m \sin(\theta_e - 90^\circ) \\ i_C = 1.732I_m \sin(\theta_e + 90^\circ) \\ i_D = 1.732I_m \sin(\theta_e) \\ i_E = 1.732I_m \sin(\theta_e - 180^\circ) \end{cases} \quad (4-1)$$

采用容错算法后，谐波电流 i_{z1} 和 i_{z2} 指令值分别为 $-i_a$ 和 $-i_b$ ，因此 4.6(b)中故障后的谐波电流轨迹近似一个圆。为保持转矩输出，基波电流轨迹需与正常运行工况一致(如图 4.6(a)所示)，以保持输出磁动势不变。但是控制上转矩波动稍微大于正常工况，导致转速波动相比正常时刻增加。与无容错算法介入的被动容错运行相比，采用容错算法后，故障后电机速度、转矩能够保持稳定，且波动显著降低，相电流重新保持对称，

电流轨迹恢复圆形。

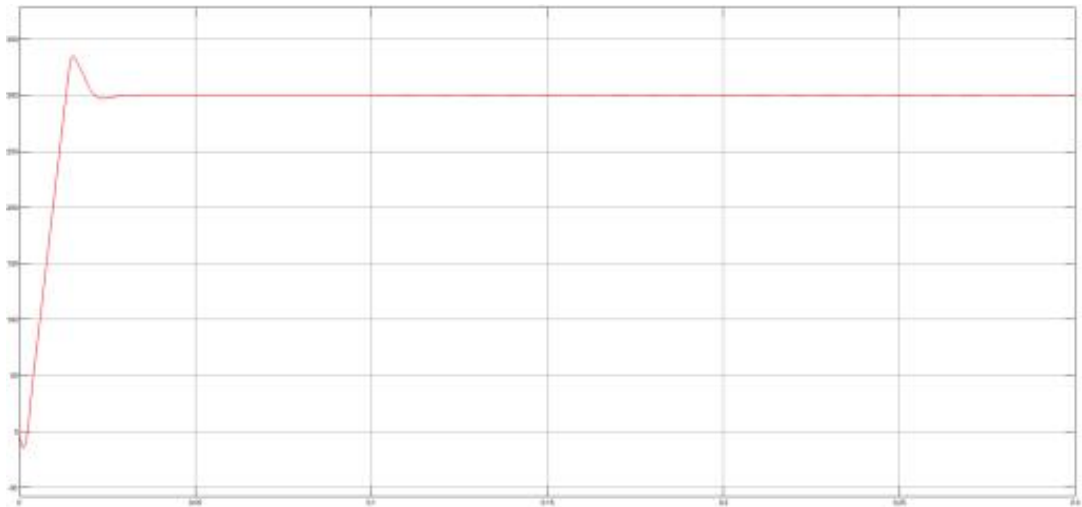


图 4.4.1 双三相永磁同步电机容错控制转速曲线

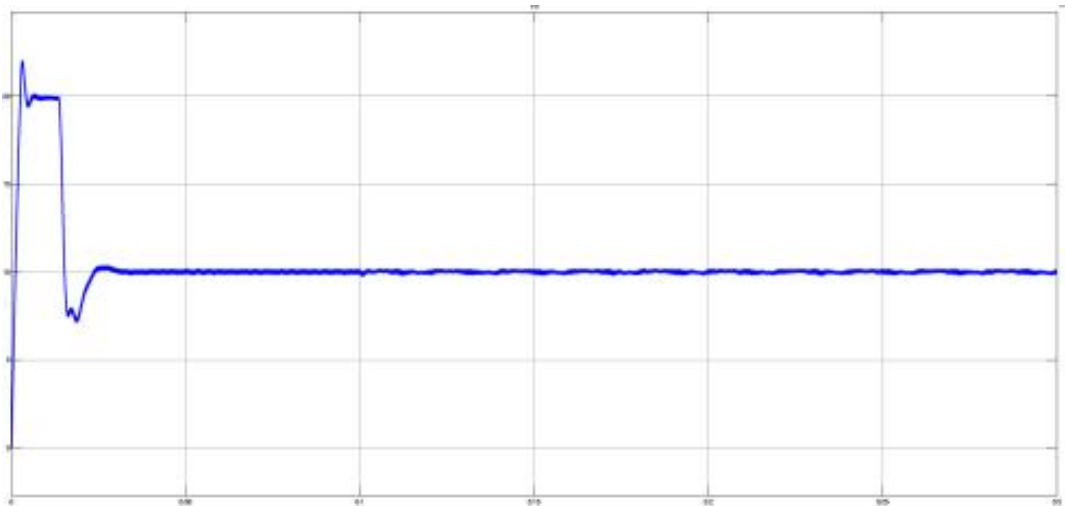


图 4.4.2 双三相永磁同步电机容错控制转矩曲线

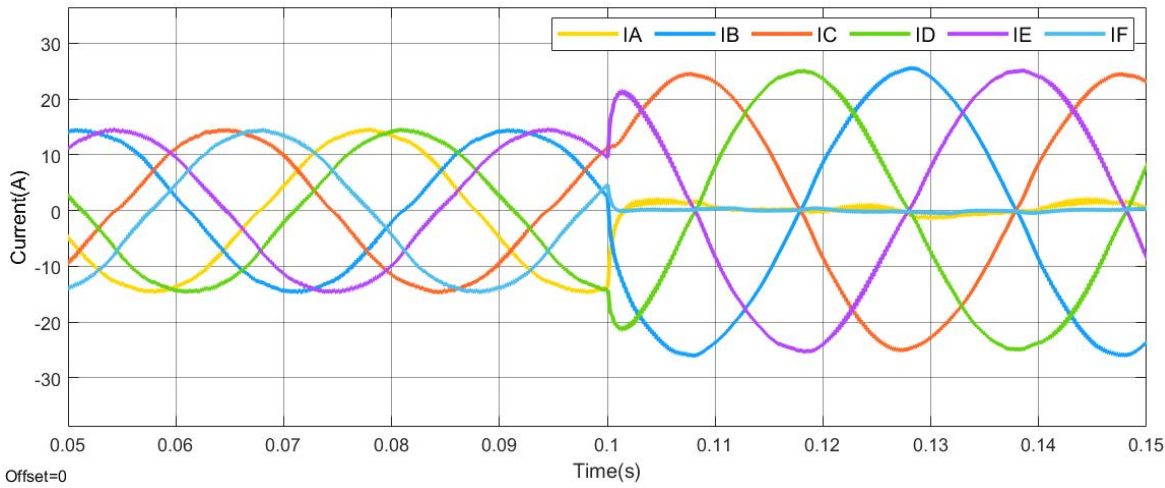
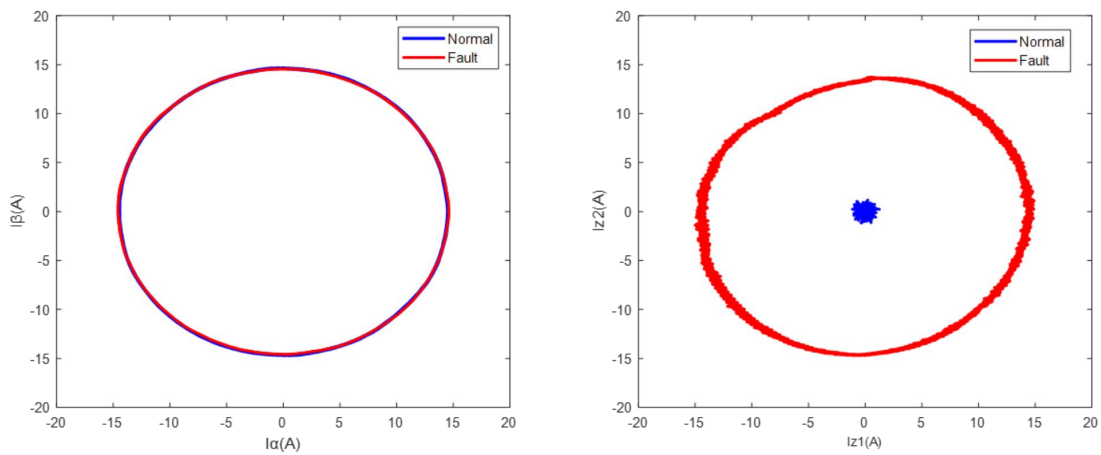


图 4.5 双三相永磁同步电机容错控制相电流波形



(a)基波电流轨迹

(b)谐波电流轨迹

图 4.6 双三相永磁同步电机容错控制电流轨迹波形

结束语

本文以一种双三相半对称式永磁同步电机为例，首先研究了这一电机磁动势以及电磁转矩处于正常以及缺相时的状态，建立了基于正常解耦变换阵的容错控制模型。其次对最大转矩输出的优化电流工作方式进行分析，提出一种需要仅需要改变谐波子空间参考电流的简单容错控制算法。以此为基础，本文利用调整和控制剩余健康相电流的幅值与相位，实现了故障电机的缺相容错运行，并容错运行时电流幅值不对称的问题展开了优化。最后，针对电机一相开路的故障展开仿真，仿真结果表明，本文所提算法能够在故障后保持几几乎和正常运行时相同平稳度的转速、转矩输出。与无容错算法介入时的相电流相比，容错算法介入后，相电流重新恢复正弦，且幅值保持对称。

致 谢

青春才几年，疫情占三年。行文至此，心情有些许复杂。几分释怀，让我紧张焦虑了数日的论文终于写到了终章；几分期待，每个部分都要看很多文献才敢下笔写，只有这里，无需参考，只有直抒胸臆；几分伤感，交上这份答卷后，我的大学生涯将正式迎来谢幕.....

盛行千里，不忘师恩。感谢给我指导的徐姐从最初的论文选题、开题报告、文献综述还是后来初稿、定稿，徐姐老师都一直用严谨专业的态度给予我耐心的帮助，为我指明方向，没有老师的温柔细致、倾囊相授我都难以完成这篇论文。同时，我要感谢两年来各位任课老师的传道授业解惑，虽风格各异，但他们以过硬的专业素养和高尚的师德修养启迪着我，照亮了我前行的路。衷心祝愿各位老师平安喜乐，完事胜意！

家人闲坐，灯火可亲。感谢我的父母，谢谢他们给了我一个无比温馨的小家，让我在爱意的包围下长大，谢谢他们无条件的理解和支持，让我可以无所顾忌地追求自己的理想，无惧困难，一路向前，因为我知道我的身后有他们做靠山。是他们教会我善待这个世界，积极乐观，让我成为今时今日这个爱笑，爱闹，爱生活，爱世界的男孩。很快，我将以一个成熟大人的角色面对这个世界，希望有朝一日，可以成为他们遮风挡雨的存在。

山水一程，有幸遇见。感谢我的室友们，我们朝夕相伴、相互包容、相互扶持、并肩作战，让我的求学之路不再孤独；感谢我们班的同学们，你们或意气风发，或灵动聪慧，或勤奋上进，我庆幸自己生活这样的圈子中，因为有你们我的本科生涯才如此精彩。

道阻且长，行则将至。一路走来我还要感谢那个默默坚持的自己，一直以来都不是特别耀眼的人，也时常怀疑自己。一路以来遇到了很多困难，一点一滴的经历让我变得更加坦然从容，未来还有很长的路要走，希望自己可以保持赤诚，带着真诚勇敢迎接未来的每一天。

望日后，听从己心，无问西东；和光同尘，与时舒卷。

参 考 文 献

- [1] 何春晓.电动汽车用定子永磁型轴向磁场容错电机故障容错技术研究[D].东南大学,2017.
- [2] 陈坤华.双定子混合励磁永磁电机及其运行控制研究[D].江苏大学,2016.
- [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] 陈毅东,杨志华,周红芳,季传坤,李平.永磁同步电机在一相断路故障下的容错控制[J].电机与控制学报,2021,25(09):11-16.
- [5] 王克元.电动汽车开绕组混合励磁电机驱动系统运行方法研究[D].东南大学,2017.
- [6] 张丽.电动汽车混合励磁容错电机及其驱动控制研究[D].东南大学,2018.
- [7] 杨佳峰,胡芑,顾卫钢.AFFSFT 电机单相故障容错控制方法[J].机械研究与应用, 2018,31(6):14-17,22.
- [8] 吕伟强.基于三相四桥臂永磁同步电机容错控制系统的研究[D].哈尔滨理工大学, 2019.
- [9] 朱鹏,乔鸣忠,于飞,魏永清.基于磁动势平衡分析的多相感应电机容错控制[J].电工技术学报,2019,34(s1):62-69.
- [10] 王宇,张成糕,郝雯娟.永磁电机及其驱动系统容错技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(01): 351-372.
- [11] 徐晓辉.基于磁动势守恒的双绕组永磁容错电机容错控制策略研究[D].大连海事大学,2019.
- [12] 袁晓强.容错型混合励磁磁通切换永磁电机控制系统的研究[D].南通大学,2019.
- [13] 孟云平,周新秀,李红,崔业兵.基于四桥臂拓扑的永磁同步电机断相容错控制策略[J]. 电工技术学报,2019, 34(15):3158-3166.
- [14] 顾惠,王宇.开路及短路组合故障下容错型永磁磁通切换电机转矩冲量平衡控制策略的研究[J].电工技术学报,2020,35(9):1931-1944.
- [15] 蒋雪峰,黄文新,李洁,王少帅,徐波.航空用高可靠永磁容错电机及其驱动系统的研究现状与发展[J].微电机,2020,53(6):108-118.
- [16] 银豪,王腾飞,高超,汪慧明.五相永磁同步电机容错控制仿真[J].机械制造与自动化, 2019,6:107-110.
- [17] Xu J, Ouyang M, Tang R. Study on direct torque control of permanent magnet synchronous motor in electric vehicle drive[C]. 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control,2019.

-
- [18]Lin W. Study on direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on observing stator flux linkage[C].中国机械工程学会年会暨中国工程院机械与运载工程学部首届年会,2018.