



国际电气工程先进技术译丛

CRC Press
Taylor & Francis Group

现代电气传动

(原书第2版)

Electric Drives (Second Edition)

[罗马尼亚] Ion Boldea 著
[美] S. A. Nasar

尹华杰 译



 机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



关于作者

Ion Boldea教授在直线电机及旋转电机、电气传动以及磁悬浮列车等方面进行了广泛而深入的研究，在美国和英国出版18部专著，在IEEEExplore发表了150余篇文章（其中4篇获IEEE论文奖），他还拥有包括一些国际专利在内的25项专利。为了表彰Boldea教授在工业用旋转电机与直线电机的设计和控制方面所做的贡献，IEEE决定授予他2015年度的特斯拉奖。他是每两年一次的IEEE国际会议OPTIM的合作主席（1994~2010年），并从2012年开始担任该会议的副主席。他在欧美、亚洲及巴西等地的授课、主题报告、技术咨询活动十分频繁。

Ion Boldea 现为罗马尼亚蒂米什瓦拉理工大学荣誉教授。他是IEEE会员（1977年）、IEEE会士（1996年）、IEEE终身会士（2011年），他是位于萨尔兹堡的欧洲科学与艺术院（EASA）院士、罗马尼亚技术科学院（ASTR）院士，并于2011年成为罗马尼亚科学院通讯院士。



国际电气工程先进技术译丛

现代电气传动

(原书第2版)

Electric Drives (Second Edition)

(罗马尼亚) Ion Boldea

(美) S. A. Nasar

著

尹华杰 译



机械工业出版社

本书全面、系统地介绍了基于电力电子变换器的现代电气传动的各个方面。其内容不仅包括了直流电动机传动、感应电动机传动等一般电气传动教材的主要内容,还详细介绍了以下几个方面的内容:①普通的永磁同步电动机、无刷直流电动机、同步磁阻电动机、开关磁阻电动机的传动;②通用电动机、单相永磁同步电动机、单相磁阻电动机、单相异步电动机的传动;③大功率传动;④各种发电机控制技术;⑤PWM 变频传动的特殊问题。

本书针对各种电机传动控制,提供了大量的实例、习题以及 10 个 MATLAB/Simulink 仿真程序,以帮助读者熟悉和掌握相关的内容。

本书可作为电气工程以及机电工程相关专业的高年级本科生、研究生的教材或课外读物,也可以供相关工程技术人员增强电气传动技术背景或了解电气传动技术进展之用。

Electric Drives, Second Edition/by Ion Boldea, Syed A. Nasar/ISBN: 9780849342202

Copyright© 2006 by Taylor & Francis Group, LLC

Authorized translation from English language edition published by CRC Press, part of Taylor & Francis Group LLC; All rights reserved;

本书中文简体翻译版授权由机械工业出版社独家出版并限在中国大陆地区销售。未经出版者书面许可,不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

Copies of this book sold without a Taylor & Francis Sticker on the cover are unauthorized and illegal.

本书封面贴有 Taylor & Francis 公司防伪标签,无标签者不得销售。

北京市版权局著作权合同登记图字:01-2013-5755 号

图书在版编目 (CIP) 数据

现代电气传动:原书第 2 版/(罗)波达 (Boldea, I.), (美)娜沙 (Nasar, S. A.) 著;尹华杰译. —北京:机械工业出版社, 2014. 10
(国际电气工程先进技术译丛)

书名原文: Electric drives, second edition

ISBN 978-7-111-47811-9

I. ①现… II. ①波…②娜…③尹… III. ①电力传动—研究
IV. ①TM921

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 200213 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑:江婧婧 责任编辑:郑 彤

版式设计:霍永明 责任校对:丁丽丽

封面设计:马精明 责任印制:乔 宇

北京机工印刷有限公司印刷

2015 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 28.5 印张 · 613 千字

0001—3000册

标准书号: ISBN 978-7-111-47811-9

定价: 88.00 元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心: (010)88361066

教材网: <http://www.cmpedu.com>

销售一部: (010)68326294

机工官网: <http://www.cmpbook.com>

销售二部: (010)88379649

机工官博: <http://weibo.com/cmp1952>

读者购书热线: (010)88379203

封面无防伪标均为盗版

译者序

译者是在 20 多年前做博士论文的时候知道 Ion Boldea 的，当时阅读、引用了他关于同步磁阻电动机的论文。近年来给研究生们讲授电气传动的课程，偶然遇到了 Ion Boldea 和 S. A. Nasar 教授所写的 *Electric Drives* (2nd) 一书，感觉它很适合用作电气传动、电动机控制的教材，就把它选做了课程的补充教材，并想把它翻译成中文。在此我要感谢机械工业出版社的江婧婧编辑，是她把我的这个想法变成了现实。

Electric Drives (2nd) 一书不仅内容全面、前沿（它除了涵盖一般电气传动教材的内容之外，它还涵盖了普通教材很少涉及、但却特别实用的一些内容，例如通用电动机、单相永磁同步电机、单相开关磁阻电动机等的控制、发电机的控制、大功率传动等等），而且从其编写形式、内容组织、补充材料等各方面来看，都很适合于学生的自学和教师的教学。

从自学的角度看：①本书每章后面都以小结的形式，汇总了每章的重点内容，这类似本人读初中时用过的物理教材，它对于学生掌握重点概念和内容很有帮助；②它还提供了很多例题、习题及习题解答，以帮助读者进一步熟悉相关的内容；③对牵涉到自动控制、电机学原理、电力电子等课程的内容，本书合理地控制了相应的深度，避免了不必要的繁复，同时也降低了对学生基础和起点的要求；④它采用空间相量来统一描述交流电动机的电气数学模型，没有专门介绍坐标变换，既节省了篇幅，又在一定程度上降低了学习难度；⑤特别重要的是，本书提供了 10 个 MATLAB/Simulink 仿真程序，学生们既可以利用它们来了解电气传动的特性、掌握书本的相应内容，又可以在此基础上修改、仿真自己的电气传动课题项目。

从教学的角度看：①它虽然出版于 2006 年，但是在目前的同类教材中，其内容的全面性可以说是首屈一指的，教师不用担心因教材的局限性而遗漏了某些有价值的内容；②就其前沿性来讲，正如作者在其英文版前言中所述，它不仅是一本教材，更是作者的一本专著，除了可以用作电气传动的教材之外，其各部分的内容以及每章所附的精选参考文献，也很适合作为相关专业研究生进行文献阅读、撰写开题报告、开展课题研究的起点。

需要指出的是，书中的有些仿真实例沿用了第 1 版的程序和图片，是在 PSIM 下仿真得到的结果（具体原因请看作者的第 2 版序言），这些 MATLAB/Simulink 仿真程序，有些是从第一版的 PSIM 程序直接转换而来的，有些则进行了一些修改，因此在参数设置、甚至控制器的实现上都或多或少与书上的介绍有一定的差别

IV 现代电气传动

(对控制器的修改部分,例如用开关表来代替PI调节器的仿真实例,书中印出了一部分的MATLAB源程序)。Boldea教授希望这样能够促使读者们亲自动手,修改、调试这些程序,而不要把本书变成一本参考手册一样的工具书来使用。

循着Boldea教授的思路,这里给学习电气传动仿真的读者一点建议,读者们第一步可以试着去重现本书中给出的仿真结果,第二步做到能利用本书提供的这些程序去仿真自己的项目,第三步则更具挑战性一些,可以找一些有关电气传动控制算法或模型的高引用率的文献,试着编写自己的仿真程序,重现文献中的结果。

针对研究生层次的读者,我这里要借用一位老教授做学问的心得,转赠给大家:请读者们根据自己的兴趣或课题,选定本书的相应内容,从正文部分着手学习,遇到问题再循着章后所列的相应文献及文献中列出的文献,一直追踪下去,抱着一种不弄清楚问题决不罢休的态度,就一定能够有所收获。

本书的翻译工作得到了华南理工大学电机电器专业2012级硕士研究生金文博、李松山、罗李娜、陈晓梅、程声峰等同学的帮助,他们在选修电气传动课程的过程中对原著的部分章节进行了试译,尤其是金文博同学对第12章开关磁阻电动机传动的翻译帮助颇多。感谢他们的付出。

作为Ion Boldea和S. A. Nasar两位教授的第二本中文译本书籍(科学出版社曾于1982年翻译出版了两位教授的另一本著作《直线电机》),本书的翻译得到了Boldea教授的热心帮助,他细心地解答了译者提出的每一个疑问,订正了原文在文字、公式、图片等方面存在的一些错漏,为我们进行准确的翻译提供了条件。

尽管我们努力想做到翻译准确、剔除错误,为读者提供一本尽可能完美的教材,但由于译者水平有限,谬误之处在所难免。我们希望这些错漏之处,不仅不会影响到读者们的学习,反而能够成为引发他们提出问题和进一步深入阅读与探索的伏笔。同时也请读者们不吝指正,将发现的问题或存在的疑问发送到邮箱electricdrives2006@163.com,不胜感谢。

尹华杰

2014年6月于广州华南理工大学

中文版前言

几个月前，华南理工大学的尹华杰教授通过电子邮件告诉我他正在为中国机械工业出版社翻译我和 S. A. Nasar 教授的 *Electric Drives*（第 2 版）一书，并请我为中国读者写一个序言。

由于已经有了两个英文版的序言，因此我这里将对中国读者讲一些更为个性的东西。

就我的理解，电气传动是指通过调速，使发电机的运行以及在各种场合中由电动机进行电气运动控制的时变工艺或过程等具有更高的电能转换效率，实现更高的生产率，节省更多的能源。

本书利用了大量的数值实例以及 10 个用户界面友好的闭环传动 MATLAB 仿真程序，对从电动机到系统的建模与性能分析进行了全面、基础而又紧跟前沿的介绍，内容涵盖了各种控制策略，包括有/无运动传动器的控制、电动机/发电机的控制以及小/中/大等各种功率范围的控制。

本书的目标读者是高年级的本科生、研究生以及电气、机械和控制工程中的研发人员。它既可以用作两个学期讲授的教材，也可以用作一个学期讲授的教材。

由于本书的目录已经能够反映其深度和广度，此处无需多言，因此下面谈几点我个人的想法。

当你要向一个全新的、庞大的、听众众多的、古老的文明致辞的时候——即便是通过一本科学/技术方面的书籍来进行的时候，我想你也有必要向你的读者们声明一下，你在根本上支持什么，因为你已经在用你的思想在影响他们了。

我坚信，科学/技术/文化/艺术/宗教都是人类通往知识与智慧努力的必不可少的组成部分，正是这些知识和智慧在指引着我们去捍卫自由、去为更多的人谋求更大的繁荣，而这些人中的每一个则只能在地球上短暂地停留/生存。

引人注目的是，在 26 个世纪以前，有两个同时代的伟人，中国的孔子和希腊/意大利的毕达哥拉斯，他们对我们今天尤其需要的社会道德作出了巨大的贡献。我推测这两个人可能曾见过面，否则他们的思想不会那么惊人地相似。例如，在记载孔子言论的《论语》以及在反映毕达哥拉斯部分思想的《金言》中，都有孝、中庸以及和谐的思想。

在这些伟人的身影之下，我感到自己是多么的卑微。

我们通过对各个大陆在电气传动方面的贡献进行研究，摘选其中的基本知识，写成了本书。尽管我们做了各种努力，力图使本书在数学描述与现象介绍、概念与案例分析、全面性与实用性之间达成平衡，但在面对你们这些从一个在工业电气方面拥有深厚传统的国家来的新读者时，我感到羞怯。

尽管我们试图让本书涵盖尽可能多的应用（包括各种功率范围和速度控制需求），但新的应用在不断涌现。由于我把更多的时间花在了阅读上（主要是通过 IEEEXplore），而不是花在发表文章或参加大量的会议上，因此我对下述研究方向的一些最新进展的了解会有些延迟：预测控制、反馈线性化控制、鲁棒控制、基于有功磁通的无传感器控制、多相/多电平变频器电动机/发电机的控制等。其中有些内容已经接近工业应用的成熟程度，将作为本书下一个版本和其他书籍的内容。

知识之流是连续不断的，我们的这本书可以给读者们提供一个坚实的基础，以帮助他们用基本的原理去领会知识之流中各种各样的特例。

最后，我要再次感谢本书的译者尹华杰以及机械工业出版社给我这样一个难得的面对我的中国读者的机会。

(罗马尼亚) Ion Boldea

IEEE 终身会士 蒂米什瓦拉理工大学教授

原书第 2 版前言

电气传动技术在最近 10 年来有了显著的发展，变得更加成熟了，这是出版本书第 2 版的主要原因。

在第 2 版的写作中，我们遇到的主要问题：在提供有用的新知识时，如何才能简短地将必需的新知识介绍清楚，而又不致让老读者们（主要是研发及制造部门的员工和工程师们）产生混淆。

以下是我们的解决办法：

- 在第 1 版的几乎所有章里，都添加了一些最新的文献及一些新的小节，但位置则尽可能地放在章的末尾。

- 在交流有刷串励电动机及其驱动、电容裂相感应电动机及其驱动、单相 PMSM、单相开关磁阻电动机以及绕齿 PMSM 等内容的原有章节里，加入了新的段落，主要是介绍一些数值算例，以使读者领略新知识的优势。

- 对于主流的交流传动，即采用感应电动机和同步电动机的传动，我们添加了实例分析，其中包含了大量的仿真和测试结果。这些实例主要集中在高级的无传感器运动控制方面，具体采用了基于空间矢量调制（Space Vector Modulation, SVM）的直接转矩与磁通控制（Direct Torque and Flux Control, DTFC）策略，这种控制无需注入信号来估计状态，却可以获得十分宽广的调速范围（对于感应电动机是 1000:1，对于同步电动机是 200:1）。

- 另外还添加了新的一章（最后一章），以介绍发电机的控制。针对电励磁同步发电机、永磁同步发电机、绕线转子感应发电机、开关磁阻发电机等，研究了它们在功率电子装置下的恒速和变速控制，给出了一些来自标准的电力系统以及（可进行可再生能源转换的）分布式电力系统的应用及实例分析结果，它们贯穿了从备用机组、独立机组到运输系统（如汽车、轨道运输、海运以及航运等）的应用。

我们认为发电机的控制是一个快速发展的技术，它具有世界范围的广阔市场。由于电机的可逆性，因此将发电机的控制与电气传动放在一起介绍。不过，对恒速与变速发电机进行快速、可靠的有功和无功控制仍具有其显著的特点，这与电气传动中所谓的再生制动有明显的不同，因此需要单独处理：

- 在原有的 8 个 MATLAB/Simulink 闭环电力电子计算机仿真程序（3 个感应电动机的、3 个永磁同步电动机的、1 个直流有刷电动机的和 1 个开关磁阻电动机的）的基础上，新增了以下两个程序：

- 一个是转子接双向 AC-DC-AC PWM 变频器的双馈（绕线转子）感应发电机

控制的仿真程序。这一技术目前用于抽水蓄能与风力发电。

- 另一个是单相 PMSM 用于小功率、低成本场合时，标准的和少开关数目的电力电子驱动的仿真程序。

- 我们决定不再新增习题（本书原有习题的量在各种教科书中算是比较标准的），这是因为一方面如今的读者都十分忙碌；另一方面，他们现在已经有了多达 10 个 MATLAB/Simulink 计算机仿真程序需要去练习（这包括了 10 个不同的闭环基本方案和最新的电气传动技术）和修改以便能在他们自己的领域里增长技能。

- 我们相信本书既可以作为本科课程的教材（其中一个部分），也可以作为研究生课程的教材（另外一部分），具体选取哪些章节由任课教师灵活掌握。

- 此外，本书具有较强的专著特色，其内容较为前沿，对于硕士研究生、博士研究生、研发工程师以及新入职的教师们将来的工作有一定的启发作用。

- 在纸版书的相应位置，用 MATLAB 图符对 10 个 MATLAB/Simulink 程序的对应内容进行了标识。

- 特别要感谢我们的博士生 Cristian Ilie Pitic，他不辞劳苦地完成了本书第 2 版的书稿编辑工作。

Ion Boldea

于罗马尼亚的蒂米什瓦拉市

原书第 1 版前言

在各种工业领域中，运动、转矩、速度、位置的控制对于提高生产率和质量，降低能耗和设备维护成本来讲，都是至关重要的。

电气传动见于大多数的工业运动控制应用中。调速是现代电气传动的内在特征。这种传动由各种高性能的电动机、电力电子变换器以及数字控制系统构成。它们还配有输入功率滤波器，必须满足电磁兼容（Electromagnetic Interference, EMI）标准。电气传动的国际市场正在以每年 10% 的速度增长，全世界的市场规模已达每年数十亿美元。

本书对现代（调速）电气传动技术进行了全面的综述。它既可以看成是一本实用的教科书，也可以看成是一本学科前沿的专著。因此本书可能的读者面很广，从高年级的本科生、研究生到研发人员和设备工程师，只要他们想对各种电气传动方案的各种拓扑、性能、设计元件、数字仿真程序及测试结果或工业驱动中的实际问题等任何一方面的知识作一个深入的了解或全面的涉猎，都可以阅读本书。

本书的学习无需预先完全掌握电机学和电力电子学的知识，但是应先学习两个学期的电路课程和一个学期的线性（控制）系统课程。

本书有专门的章节介绍各种无刷电动机传动（包括感应电动机、永磁电动机和磁阻电动机、开关磁阻电动机传动等）以及直流有刷电动机传动。另外也设置了专门的章来介绍脉冲宽度调制变频器传动的实际问题以及各种大功率传动。

全书还有大量的数值实例和推荐的习题。另外还给出了 8 个 MATLAB/Simulink 程序的数字仿真结果。

本书的核心内容

本书分为 14 章。第 1 章介绍电气传动中的能量转换、应用范围、节能还本、典型负载、运动-时间轮廓曲线及多象限运行等。

第 2 章介绍用于电气传动的电动机类型（结构）。普通交流电动机、直流有刷电动机，以及电力电子变换器依赖型的电动机都在介绍之列。

第 3 章集中介绍电气传动中主要的电力电子变换器。其中，电力电子开关、各种二极管整流器的介绍比较详细，而相控整流器、直流斩波器、电压源 PWM 逆变器、电流源逆变器和交-交变频器则只做了简短的回顾。

第 4 章介绍直流有刷电动机的结构、性能及状态空间方程。

第 5 章和第 6 章主要通过数值实例，来分别介绍由各种整流器及直流斩波器供电的有刷电动机的传动。通过这种方式，读者可以对各种现象及其数量获得强烈的印象。与之相应，我们提供了一个四象限直流斩波有刷电动机传动的 MATLAB/Simulink 数字仿真程序。

第7章介绍电气传动中的闭环运动（转矩、速度、位置）控制。对串联运动控制器、状态空间控制器以及诸如滑模、模糊逻辑与神经-模糊系统之类的非线性控制器进行了评述，并以直流斩波有刷电动机传动为例进行了示范。

第8章介绍电气传动用感应电动机的结构、性能、特性及其状态相量模型。

第9章广泛介绍了现代感应电动机传动的几乎每一个方面。对各种矢量控制方法、有/无运动传感器的直接转矩与磁通控制（DTFC）等进行了详细的介绍，其中包括3个MATLAB/Simulink数字仿真程序。此外还介绍了无传感器的标量控制方法（带转差补偿的 V/f 控制）。

第10章介绍了永磁同步电动机、磁阻（或复合式）同步电动机，以及它们的特点及用于电气传动的 $d-q$ 模型（空间相量模型）。

第11章讲述永磁和磁阻同步电动机的矢量（ $d-q$ ）控制与DTFC控制。其中除正弦波控制外，也包括了梯形波控制。本章提供了3个MATLAB/Simulink程序来探索这类传动在稳态和动态情况下的性能。

第12章介绍开关磁阻电动机及其传动。本章针对通用传动与高品质（伺服）传动，各给出了有/无运动传感器的两套解决方案。所提供的—个MATLAB/Simulink程序用于对这类驱动的电动运行和再生制动运行进行数字仿真。

第13章介绍PWM变频器传动的实用议题（包含目前已经提出的各种电气传动）。对输入（网侧）电流谐波、长电源线效应、轴承电流及解决措施等议题进行了深入而全面的介绍。

第14章介绍典型的采用GTO和晶闸管的大功率电气传动。首先介绍三电平电压源逆变器和交-交变频器供电的电励磁同步电动机传动，然后是电流源变频器供电的同步电动机传动，最后是次同步和超同步四象限感应电动机串级传动。

本书的使用方法

本书可以当作一本两学期的教科书，其中前7章在第一学期讲授。也可以选择其中部分章节，作为一个学期的教材。

已有基础的读者可以自由选择章节进行学习，跳过基础的内容，直接学习那些新的、有吸引力的内容。

本书的CD交互版

本书的CD交互版（也可从CRC出版社获得）包括以下内容：

- 整个教材的电子版（用于网上浏览）；
- 习题解答；
- 供教师使用的部分幻灯片讲义（节选）；
- 8个高度交互的、界面友好的数字仿真MATLAB/Simulink程序，分别是闭环直流斩波器传动（1个）；矢量控制和DTFC（无传感器）感应电动机传动（3个）；矩形波电流控制以及矢量控制的永磁同步电动机传动，磁阻同步电动机传动

(3 个); 开关磁阻电动机传动 (1 个)。这些数字仿真程序以广为使用的 MATLAB/Simulink 编程媒介编写, 为读者提供了全面的帮助, 可以成为读者深入、独立地学习大部分典型的现代电气传动技术的一个特别快捷的有力工具。

致谢

作者衷心地感谢他们的博士生 János Loránd 先生, 他编写了本书的 8 个数字仿真程序, 并完成了全书的计算机编辑工作。

本书不强调电机学和电力电子学基础, 并提供全面的数字仿真程序和交互式 CD 版的教材。这种做法相当新颖, 除了会带来好处之外, 也难免有副作用。因此, 作者热诚地欢迎读者们的反馈。

Ion Boldea

于罗马尼亚的蒂米什瓦拉市和美国肯塔基州的列克星敦市

目 录

译者序

中文版前言

原书第 2 版前言

原书第 1 版前言

第 1 章 电气传动中的能量转换..... 1

- 1.1 电气传动的定义 1
- 1.2 电气传动的应用范围 2
- 1.3 节能回本迅速 3
- 1.4 电力电子变换器传动的总体节能 4
- 1.5 电动机与机械负载的匹配 6
 - 1.5.1 典型的负载转矩—速度曲线..... 6
- 1.6 运动—时间曲线形状的匹配 6
- 1.7 负载的动态特性与稳定性能 9
- 1.8 多象限运行 13
- 1.9 性能指标 14
- 1.10 小结 20
- 1.11 习题 21
- 1.12 参考文献 21

第 2 章 电气传动用电动机 23

- 2.1 电气传动——典型配置 23
- 2.2 电气传动用电动机 24
- 2.3 直流有刷电动机 25
- 2.4 传统的交流电动机 25
- 2.5 依赖电力电子变换器的电动机 27
- 2.6 电动机/发电机中的能量转换 29
- 2.7 小结 32
- 2.8 参考文献 32

第 3 章 电气传动用电力电子变换器 34

- 3.1 电力电子开关及电力电子变换器分类 34

3.1.1 电力电子开关	34
3.1.2 电力电子变换器的分类	36
3.2 输出恒定直流电压 V_d 的工频二极管整流器	37
3.3 二极管整流器的电网侧电流谐波	39
3.4 $I_d = \text{常数}$ 、 $L_s \neq 0$ 时的电流换相	41
3.5 三相二极管整流器	42
3.6 相控整流器 (AC-DC 变换器)	44
3.7 DC-DC 变换器 (斩波器)	46
3.8 DC-AC 变换器 (逆变器)	47
3.9 直接 AC-AC 变换器	50
3.9.1 低成本的 PWM 变换器	52
3.10 小结	53
3.11 习题	53
3.12 参考文献	54
第 4 章 电气传动用直流有刷电动机	55
4.1 基本结构	55
4.2 动生电动势	57
4.3 特性方程: dq 模型	57
4.4 稳态电动机特性	58
4.5 直流有刷电动机的损耗	59
4.6 调速	61
4.7 磁通恒定时的动态分析	63
4.8 永磁直流有刷电动机的动态分析	65
4.9 变磁通时的动态分析	67
4.10 速度—励磁电压的传递函数	68
4.11 直流有刷串励电动机	69
4.12 交流有刷串励电动机	70
4.13 小结	75
4.14 习题	75
4.15 参考文献	76
第 5 章 可控整流直流有刷电动机传动	77
5.1 引言	77
5.2 性能指标	79
5.3 单 PES 开关的可控整流器	80
5.4 单相半控变换器	82

5.5	单相全控变换器	84
5.6	三相半控整流器	87
5.7	三相全控整流器——电动机侧	88
5.8	三相全控整流器——电源侧	90
5.9	双重整流器——四象限运行	92
5.10	交流有刷串励（通用）电动机的控制	94
5.11	小结	96
5.12	习题	97
5.13	参考文献	98
第 6 章	斩波控制的直流有刷电动机传动	99
6.1	引言	99
6.2	第 1 象限（降压）斩波器	102
6.3	第 2 象限（升压）斩波器；用于发电制动	104
6.4	两象限斩波器	105
6.5	四象限斩波器	107
6.6	输入滤波器	110
6.7	基于 MATLAB/Simulink 的数字仿真	112
6.8	小结	114
6.9	习题	115
6.10	参考文献	116
第 7 章	电气传动中的闭环运动控制	117
7.1	引言	117
7.2	串联运动控制	117
7.2.1	转矩环	118
7.2.2	速度环	119
7.2.3	数字位置控制	120
7.2.4	定位精度	122
7.3	状态空间运动控制	123
7.4	转矩扰动观测器	125
7.5	路径跟踪	127
7.6	力的控制	127
7.7	滑模运动控制	129
7.8	基于模糊系统的运动控制	134
7.9	基于神经网络的运动控制	138
7.10	神经—模糊网络	140

7.10.1 神经网络的应用	140
7.11 小结	141
7.12 习题	142
7.13 参考文献	142
第8章 电气传动用感应电动机	144
8.1 定子及其旋转磁场	144
8.2 笼型转子和绕线转子的等效	146
8.3 槽型取决于应用和功率等级	146
8.4 电感矩阵	147
8.5 转子到定子的归算	148
8.6 高达8阶的相坐标系数学模型	149
8.7 空间相量模型	150
8.8 电气瞬态的空间相量图表示	154
8.9 以磁链为变量的电气暂态模型	155
8.10 电气暂态模型的复特征值	156
8.11 恒转子磁链时的电气瞬变模型	157
8.12 同步坐标系中的稳态量为直流量	157
8.13 理想空载转速可以低于或超过传统的同步转速 ω_1	159
8.14 电动、发电、交流电磁制动	162
8.15 直流制动：零速时制动转矩为零	164
8.16 速度控制方法	165
8.17 V_1/f_1 控制的转矩—转速曲线	166
8.18 只有恒转子磁链控制时，转矩—转速曲线才是线性的	167
8.19 定子磁链恒定时，转矩—转速曲线有两个临界点	168
8.20 裂相感应电动机	169
8.21 小结	173
8.22 习题	174
8.23 参考文献	175
第9章 PWM 逆变器供电的感应电动机传动	176
9.1 引言	176
9.2 矢量控制——一般化的磁链定向	177
9.3 一般化的电流解耦	178
9.4 转子磁链定向电流解耦中参数失调的影响	180
9.5 直接与间接矢量控制的电流解耦的对比	182
9.6 交流、直流控制器	182

9.7 电压解耦	183
9.8 电压和电流对转矩和速度控制范围的限制	186
9.9 采用 PWM 技术来实现电压和电流波形	191
9.9.1 开关状态电压矢量	191
9.9.2 开环空间矢量 PWM	192
9.9.3 闭环 PWM	195
9.10 间接矢量交流电流控制——实例分析	197
9.11 有运动传感器的直接矢量控制中的磁链观测器	201
9.11.1 开环磁链观测器	201
9.11.2 闭环磁链观测器	202
9.12 有速度传感器的间接矢量同步电流控制——实例分析	202
9.13 无运动传感器传动中的磁链和速度观测器	207
9.13.1 性能指标	207
9.13.2 速度观测器的分类	207
9.13.3 速度估算器	207
9.13.4 模型参考自适应系统	208
9.13.5 Luenberger 磁通和速度观测器	209
9.13.6 转子齿磁导纹波速度估算器	210
9.14 直接转矩与磁链控制	211
9.14.1 DTFC 的原理	213
9.15 无速度传感器的 DTFC 传动——实例分析	214
9.15.1 基于空间矢量调制的 DTFC	219
9.16 反馈线性化控制	225
9.17 标量 (V_1/f_1) 控制	226
9.18 自运行	230
9.19 小结	233
9.20 习题	235
9.21 参考文献	235
第 10 章 电气传动用同步电动机	238
10.1 引言	238
10.2 同步电动机的结构	238
10.3 脉动转矩	241
10.4 相坐标系模型	241
10.5 空间相量 (d - q 轴) 模型	243
10.6 稳态运行分析	247
10.7 要变速, 必变频	248

10.8 齿槽转矩和绕齿永磁同步电动机	256
10.9 单相永磁同步电动机	261
10.10 单相永磁同步电动机的稳态性能分析	262
10.11 小结	265
10.12 习题	266
10.13 参考文献	267
第 11 章 永磁同步与磁阻同步电动机传动	268
11.1 引言	268
11.2 PMSM 传动的分类	268
11.3 矩形波电流控制 (BLDC 传动)	271
11.3.1 理想 BLDC 的波形	271
11.3.2 矩形波电流控制系统	273
11.3.3 滞环电流控制器	274
11.3.4 实际性能	277
11.3.5 扩展转矩—速度范围	278
11.4 矢量 (正弦波) 控制	282
11.4.1 i_d - i_q 的优化关系	283
11.4.2 间接矢量电流控制	285
11.4.3 间接电压和电流矢量控制	285
11.4.4 快速响应的 PMSM 传动: 永磁体面贴转子 PMSM 的预测控制	287
11.5 PMSM 的直接转矩和磁通控制	292
11.5.1 定子磁通和转矩观测器	294
11.6 PMSM 的无传感器控制	295
11.6.1 转子初始位置的检测	296
11.7 磁阻同步电动机传动	297
11.7.1 RSM 的矢量控制原理	298
11.7.2 RSM 的间接矢量电流控制	300
11.7.3 RSM 的直接转矩和磁通控制	303
11.7.4 RSM 的无传感器控制	304
11.7.5 RSM 的 DTFC-SVM 无传感器控制——基本实现方法	305
11.8 高频 (高速) PMSM 传动	313
11.9 单相 PMSM 的控制	317
11.10 小结	322
11.11 习题	324
11.12 参考文献	324

第 12 章 开关磁阻电动机传动	326
12.1 引言	326
12.2 SRM 的结构和原理	326
12.3 平均转矩和能量转换率	329
12.4 kW/峰值 kVA 比值	330
12.5 绕组换相	331
12.6 SRM 建模	332
12.7 磁通—电流—位置曲线的拟合	333
12.8 SRM 传动	334
12.9 有位置传感器的通用 SRM 传动	335
12.10 高性能（伺服）SRM 传动	340
12.11 无传感器的 SRM 传动	341
12.12 基于电压—电流模型的位置和速度观测器	342
12.13 单相 SRM 的控制	344
12.14 小结	346
12.15 习题	347
12.16 参考文献	348
第 13 章 基于 PWM 变频器的电气传动的实际问题	350
13.1 引言	350
13.2 PWM 变频器传动的基本形式	350
13.3 线电流谐波	351
13.4 电动机长电缆的影响：电压反射和衰减	356
13.5 超高频下的电动机模型	360
13.6 共模电压：电动机模型及后果	361
13.7 共模定子（漏）电流的降低	363
13.8 环路型轴承电流	364
13.9 轴承电流的降低	365
13.10 电磁干扰	366
13.11 可听噪声	367
13.12 PWM 变频传动中的损耗	367
13.13 小结	368
13.14 习题	369
13.15 参考文献	370

第 14 章 大功率电气传动	372
14.1 功率和速度的极限不断提高	372
14.2 电压源变频器同步电动机传动	373
14.3 电压源变频器同步电动机传动的矢量控制	376
14.4 直接转矩和磁通控制	379
14.4.1 无传感器控制	380
14.5 大功率电动机传动：还是每天短时工作的好	381
14.6 整流桥—电流源逆变器同步电动机传动：基本配置	382
14.7 负载换相的整流器—CSI—同步电动机传动：稳态分析	383
14.7.1 换相和稳态方程	384
14.7.2 理想空载速度	386
14.7.3 可选的速度控制方案	387
14.7.4 稳态速度—转矩曲线	388
14.7.5 起动时的电网换相	389
14.7.6 驱动的控制回路	389
14.7.7 整流器—CSI—同步电动机传动的直接转矩和磁通控制	391
14.8 次同步和超同步感应电动机串级传动	392
14.8.1 以较低的 PEC 容量获得有限的调速范围	392
14.8.2 次同步和超同步运行模式	393
14.8.3 次同步和超同步感应电动机串级控制	395
14.9 小结	398
14.10 习题	399
14.11 参考文献	399
第 15 章 发电机的控制	401
15.1 引言	401
15.2 电力系统中同步发电机的控制	402
15.2.1 同步发电机的励磁机	404
15.2.2 交流无刷励磁机	404
15.2.3 静止励磁机	406
15.2.4 数字 PID AVR 系统	407
15.3 有限调速范围的绕线转子感应发电机的控制	409
15.3.1 WRIG 的空间相量模型	411
15.3.2 矢量控制的原理	412
15.3.3 电动机侧变换器的矢量控制	414
15.3.4 转子位置的估算	415

15.3.5	电源侧变换器的矢量控制	416
15.3.6	WRIG 的控制——实例分析	417
15.4	变速电励磁自治同步发电机的控制	421
15.4.1	汽车交流发电机的控制	421
15.4.2	交流输出的自治交流变速发电机的控制	425
15.5	笼型转子感应发电机的控制	425
15.6	变速永磁同步发电机的控制	427
15.6.1	PMSG 的控制方案	430
15.7	开关磁阻发电机的控制	431
15.8	小结	434
15.9	参考文献	435

第 1 章 电气传动中的能量转换

1.1 电气传动的定义

电气传动是指将电能转换为机械能（电动状态）或反过来将机械能转换为电能（发电制动状态）的机电系统，用于支持各种各样的机械过程的运转，如生产设备、客运与货运、家电、水泵、空气压缩机、计算机光盘驱动、机器人、音乐或视频播放等的运行。

如今大约有 50% 的电能消耗在电气传动上。

电气传动可以运行于恒速方式（见图 1-1），也可以运行于调速方式（见图 1-2）。

恒速电气传动系统由（交流）电动机、机械联轴器、机械负载（设备）以及机电（或电子）起/停与保护装置等构成。目前大约 75% ~ 80% 的电气传动系统仍工作于恒速模式，因为这些应用除了起动、停机以及保护时，往往不需要转速控制。

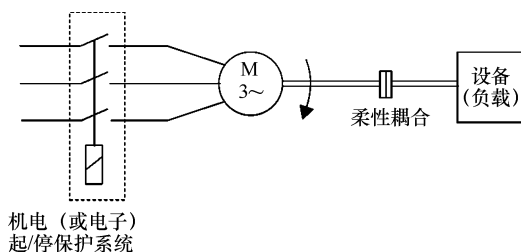


图 1-1 恒速电气传动

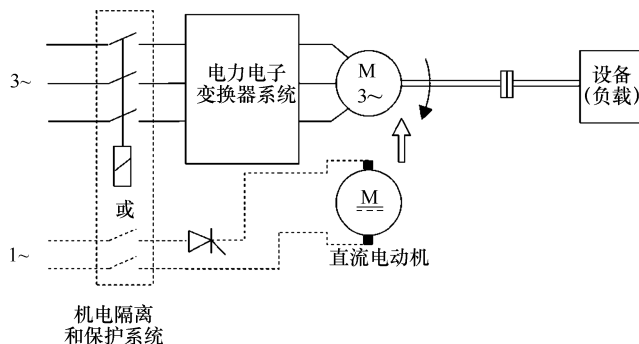


图 1-2 变速电气传动

然而，仍有小部分的应用（约为 20% ~ 25%、且正以很大的年增长率增长），其转速和转矩必须能够随着机械负载的变化而改变。

图 1-2 为一个典型的变速电气传动系统，它除了包含恒速传动系统中的构件之外，还包含一个电力电子变换器（Power Electronic Converter, PEC）。PEC 将根据具体应用（如机床、机器人、CD 碟驱动、运输工具等等）的要求，通过快速、可靠且精确的机

械运动控制，来提供设备所需的能量，并实现节能（如泵、风扇等）。

对于实用导向的书来讲，恒速电气传动确实应该是一个很大的主题，但本书仅介绍基于 PEC 的变速电气传动。不过为了简洁起见，我们仍使用电气传动这个简单的名称。

1.2 电气传动的应用范围

图 1-3 汇总了电气传动的主要工业应用及其功率范围。

在图 1-3 中，从容量来看，像抽水蓄能电站这样奇特的应用，现在已经做到了单机 100MW 甚至更高；从性能来看，高性能就意味着宽的调速范围、快速而精确的速度响应或位置控制。

传统上，在调速的场合，直流有刷电动机的应用已经有几十年的历史^[1]，但后来交流电动机的应用^[2,3]出现了蓬勃的发展（自 1990 年起），如图 1-4 所示。两者的快速易位主要应归功于交流电动机所用 PEC 的快速发展^[4]。

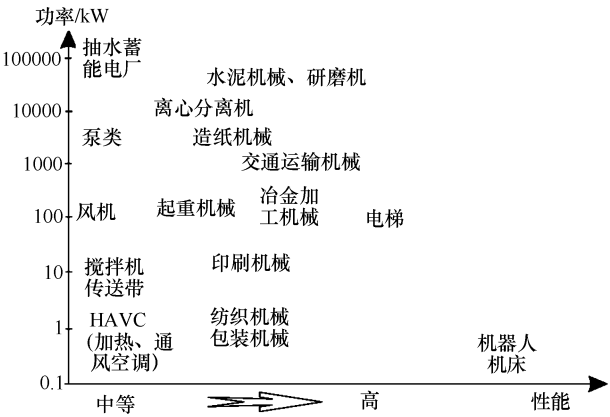


图 1-3 电气传动—调速应用

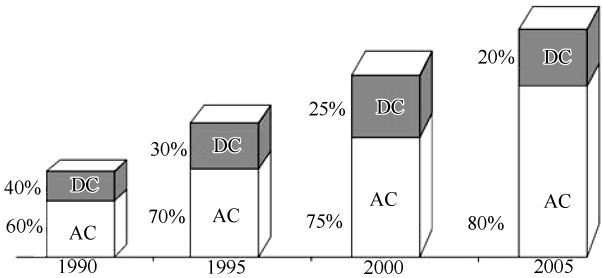


图 1-4 交流与直流电气传动市场的动态对比

为了调节速度，交流电动机要求电压的幅值和频率都可以调节，而直流有刷电动机则只需要改变直流电压的大小即可。这是因为直流有刷电动机上的机械换向器本身具有改变频率的功能。

大多数交流电动机是无刷的，相比直流有刷电动机，它们有更高的转矩（功率）密度（Nm/kg 或 kW/kg）、更低的初始投资和维护成本。目前，在双向变速的场合，不管是使用直流有刷电动机还是使用无刷电动机，相应的 PEC 的成本是近似的。PEC 的成本尚要高于电动机的成本，但随着功率水平的提高，两者的比值（C）是降低的。

在 kW 到 MW 这个功率范围内, 这个比值大致为

$$C = \frac{\text{PEC 价格}}{\text{交流电动机价格}} = 5 \sim 2 \quad (1-1)$$

既然如此, 那到底是什么原因值得人们去引入图 1-2 中那个比电动机还要昂贵的 PEC 呢?

对于需要每天 24h 运行、额定功率高于 10kW 的大多数应用来讲, 若采用 1:3 的速度变化范围可节能 25% 的话, 那么 PEC 调速运行所节省的电费用不了 5 年就可以收回 PEC 的成本。对于给定的节能百分比, 功率越大, 回收期就越短。

1.3 节能回本迅速

让我们用一个实例来说明引入 PEC 变速传动系统的节能回本 (用节约的电费来偿付 PEC 的投资) 的潜力。考虑一个 15kW 的电动泵系统, 一年工作 300 天, 每天工作 24h, 每天抽水 1200m³。在使用通/断及节流阀控制的情况下, 当水流量变化时, 为了维持水压的相对恒定, 系统每抽 1m³ 的水需要消耗 0.36kWh 的电力。

在同样的条件下, 增加一套 PEC, 并采用精确的压力控制, 则每抽 1m³ 的水仅需消耗 0.28kWh 的电力。

假定电价是 8 美分/kWh。

每年因采用 PEC 而节省的电费 S 为

$$S = 1200 \times 300 (0.36 - 0.28) \times \$0.08/\text{年} = \$2304/\text{年} \quad (1-2)$$

目前, 感应电动机使用 15kW 容量的 PWM 变频器, 其价格不到 8000 美元。因此, 粗略估算 4 年内节省的电费即可收回购买 PEC 的额外投资。

以上只是粗略的估算, 下面做些更实际的考虑。我们注意到电价、利率、还有通胀每年都在缓慢增长, 另外, 交税也会在某种程度上降低 PEC 带来的节能收益, 这都会延长 PEC 投资的回收期。

例 1-1 回收期。

假设第一年因引入 PEC 而在能耗方面节省了 S 美元, 如式 (1-2) 所示, 并设年利率为 i , 电价的年增长率为 i_p 。

那么每年的有效利率 i_E 为

$$i_E = \frac{1+i}{1+i_p} - 1 \quad (1-3)$$

n 年中节省的总电费的净现值 (NPV) 为

$$\text{NPV} = S \cdot \frac{(1+i_E)^n - 1}{i_E \cdot (1+i_E)^n} \quad (1-4)$$

再考虑到税费以及通胀对这些年总节余的影响, 实际总收益为

$$\text{NPV}^E = \text{NPV}_e + \text{NPV}_d \quad (1-5)$$

式中, NPV_e 是节省总电费的净现值 (税后); NPV_d 是额外投资在 n 年中折旧免税

的净现值（假定折旧是线性的）。设 T 为税率，则：

$$NPV_e = NPV \cdot (1 - T) \quad (1-6)$$

$$NPV_d = \frac{NPV_e}{n} \cdot \frac{(1+i)^n - 1}{i \cdot (1+i)^n} \cdot T \quad (1-7)$$

以 $S = \$2304$ 为第一年节约的电费，对于 $n = 5$ 年的一个期间来讲，若取 $i = 10\%$ 、 $i_p = 5\%$ 、 $T = 40\%$ ，那么可以逐步算得：

根据式 (1-3)：

$$i_E = \frac{1+0.1}{1+0.05} - 1 = 0.0476$$

根据式 (1-4)：

$$NPV = 2304 \times \frac{1.0476^5 - 1}{0.0476 \times 1.0476^5} = \$10047.7$$

根据式 (1-6)：

$$NPV_e = 10047.7 \times (1 - 0.4) = \$6028.6$$

根据式 (1-7)：

$$NPV_d = \frac{6028.6}{5} \times \frac{(1+0.1)^5 - 1}{0.1 \times (1+0.1)^5} \times 0.4 = \$1828.8$$

最后，这笔每年可节省 2304 美元电费的额外投资在 5 年期间的收益可由式 (1-5) 算得为

$$NPV^E = 6028.6 + 1828.8 \approx \$7857$$

这约等于 8000 美元（即 PEC 的成本）。可见，更为精细的计算使回收期延长了，由原来的 4 年变成了 5 年。

考虑到 PEC 驱动部分的实际寿命在 10 ~ 15 年以上，因此这个投入是值得的。

1.4 电力电子变换器传动的总体节能

上节计算的 PEC 变速传动节能仅考虑了 PEC 和电动机的节能。

如果再考虑到所节约下来的电能在生产及输送到传动地点环节上的成本，节能的营利性将显著增加。举一个例子，如图 1-5 所示为一个恒速电动机—泵系统从发电厂到电动泵的能量流图，采用节流阀来控制（降低）流量，系统输出的有用功率为 10kW。

可见，从初级能源来看，总体效率只有 11%。这是十分低效的能源利用。如果引入一套 PEC 来生产同样大小的有用功率，则将获得高得多的能源利用率，如图 1-6 所示。

可见，在引入 PEC 进行调速传动后，能源利用率（ η ）翻了一倍。因此，在计算传动的节能值时，应当将从发电厂到用户的整个能量转换与配送链路上的所有节能加在一起。

在发达国家里，采用 PEC 的调速传动占总电动机功率的比值目前（写作本书的 2004 年左右）约为 15% ~ 20%，并且正以每年 7% ~ 8% 的速度增长，有望在 2010 年达到 30% ~ 40% 的比值。如果再考虑到采用 PEC 传动的运动控制系统在提高产品质量和制造生产率方面的好处，大家就可以想象到这一先进技术在世界范围内的动态市场在近期和远期所能达到的巨大规模（在 2004 年已达 40 亿美元）。

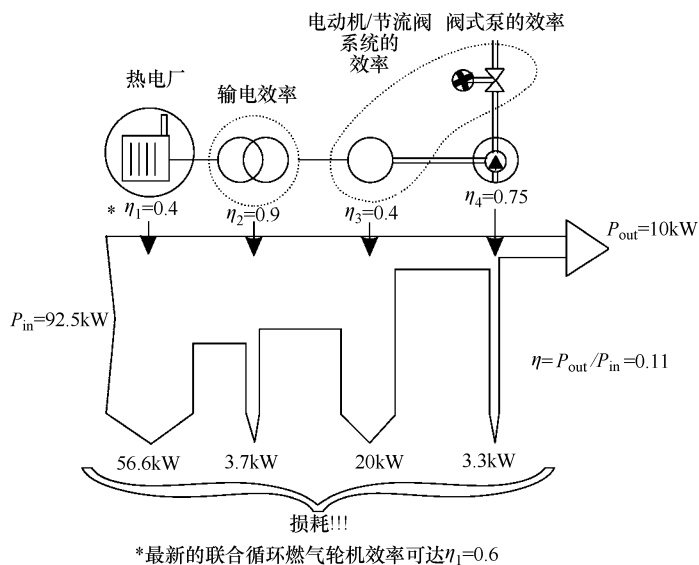


图 1-5 节流阀—电动机—泵系统的初级能源消耗

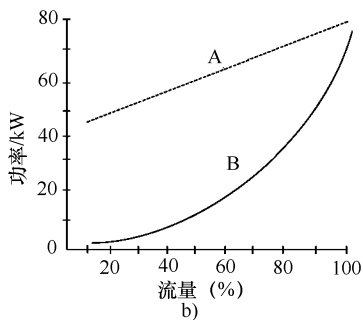
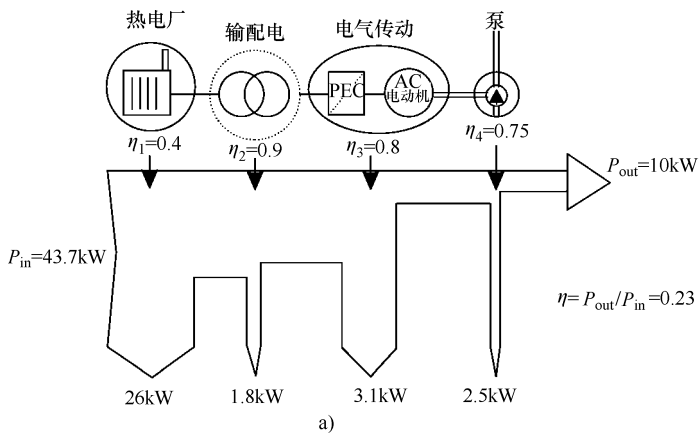


图 1-6

a) PEC-电动机—泵传动系统的初级能源消耗 b) 73.6kW 的电动泵的输入功率曲线：A 为采用节流阀调节输出的曲线；B 为采用 100kVA 变压/变频 PEC 的曲线

1.5 电动机与机械负载的匹配

实际上, 电气传动的作用就是使电动机与机械负载以及电网相匹配。

机械负载可以用轴转矩—转速关系或轴转矩—时间关系, 再加上速度—时间关系或位置—时间关系来描述。

1.5.1 典型的负载转矩—速度曲线

典型的负载转矩—速度曲线如图 1-7 所示。可见, 转矩—速度特性是多种多样的。负载要求电动机提供的机械功率是沿着这些曲线随速度变化的。

在图 1-7 中, 单位速度对应于基速 (或称额定速度), 它是传动系统在连续工况下输出额定转矩 (和额定功率) 且 PEC 输出额定 (最大) 电压时的速度。功率 P 、转矩 T_{load} 、转速 Ω_r 的关系为

$$P = T_{\text{load}} \cdot \Omega_r \quad (1-8)$$

为了匹配所需的负载速度—转矩 (以及功率) 曲线形状, 应该仔细挑选或设计电动机与 PEC。然而, 电动机与机械负载的匹配不仅要考虑稳态, 还要考虑动态过程, 例如, 在传动系统加速、减速以及短时过载期间也应该匹配。一般在基速以下, 瞬态过程需要较大的转矩, 电动机和 PEC 都必须能够承受这种工况。

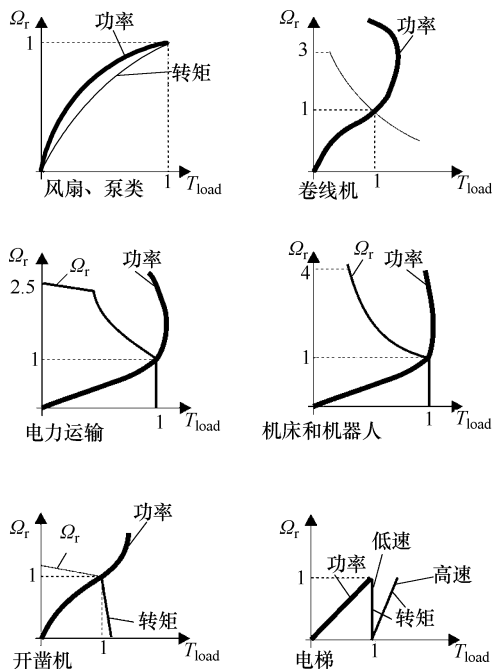


图 1-7 典型的负载速度—转矩、速度—功率曲线

1.6 运动—时间曲线形状的匹配

有些应用, 例如机器人、电气化运输系统等, 对于给定的负载转动惯量和负载转矩—时间曲线, 要求有一条特定形状的位置—时间曲线和 (或) 速度—时间曲线与之匹配。图 1-8 给出了一个例子, 其中有加速、巡航、减速等区间。这些曲线是电气传动设计 (容量选择) 的重要依据。转矩随着时间变化, 电动机电流 (以及磁链水平) 也是如此。在电气传动系统的技术参数中, 电动机的电、磁、热负载以及 PEC 的电、热负载等都是确定的约束条件。

下面用一个实例来说明。

例 1-2 直接传动的转矩—时间曲线。

有一个直接传动系统,电动机—负载的总转动惯量为 $J=0.02\text{kgm}^2$,带恒转矩负载 $T_L=10\text{Nm}$,要求电动机能提供图 1-9 所示的速度—时间曲线形状。

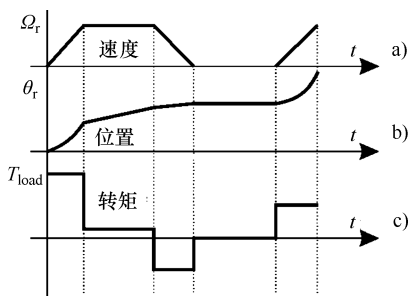


图 1-8 运动—时间曲线形状

a) 速度 b) 位置 c) 所需的负载转矩

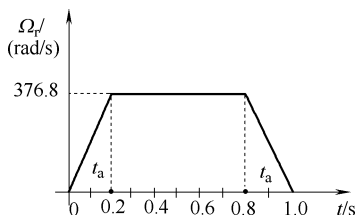


图 1-9 要求的速度—时间曲线形状

忽略机械损耗,我们来算一下所需的电动机转矩 (T_e)—时间曲线。

直接传动系统的运动方程为

$$T_e(t) = J \cdot \dot{\Omega}_r(t) + T_L(t) \quad (1-9)$$

在线性速度—时间(加速—减速)区域中,速度的导数 $\dot{\Omega}_r(\text{rad/s}^2)$ 是

$$\dot{\Omega}_r = \pm \frac{\Omega_{r\max}}{t_a} = \pm \frac{376.8}{0.2} = \pm 1884 \quad (1-10)$$

在恒速(巡航)区域中, $\dot{\Omega}_r = 0.0$ 。

因此,三个区域所需的电动机转矩 $T_e(\text{Nm})$ 为

$$T_e = \begin{cases} 1884 \times 0.02 + 10 = 37.68 + 10 = 47.68; & (0 \leq t \leq 0.2\text{s}) \\ 0 + 10 = 10; & (0.2 \leq t \leq 0.8\text{s}) \\ -1884 \times 0.02 + 10 = -37.68 + 10 = -27.68; & (0.8 \leq t \leq 1\text{s}) \end{cases} \quad (1-11)$$

因此,所要求的电动机转矩—时间曲线如图 1-10 所示。

我们知道,在有限的电源下,要让电动机的转矩按照理论上的形状产生跳变是不现实的。取而代之的是,要求转矩快速地变化。

目前,先进的 PEC 传动可以在 $1 \sim 5\text{ms}$ 的短时间内使转矩从 0 开始线性变化到额定转矩,其中较小的时间数值对应于较低的功率(1kW),较高的时间数值对应于较大的功率(数百 kW 或更大)。有很多电气传动系统会使用机械变速器来将速度升高或降低到某个比值,在这种情况下,电动机和负载的转动惯量是通过机械变速器“耦合”在一起的。下面举一个这样的数值实例。

例 1-3 齿轮箱变速传动的转矩—时间曲线。

一个电梯系统,其参数如图 1-11 所示,我们来考虑其

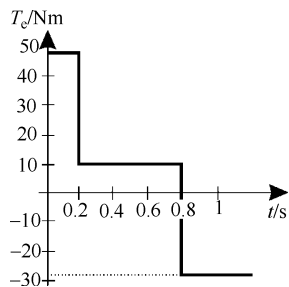


图 1-10 对电动机的转矩—时间要求

电气传动问题。

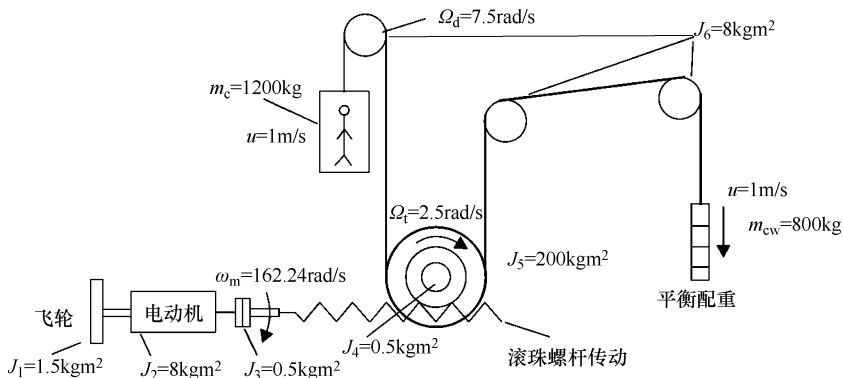


图 1-11 有多级机械变速及平衡配重的电梯电气传动系统

电动机的额定速度为 $n_n = 1550 \text{ r/min}$ 。齿轮变速系统的效率为 $\eta = 0.8$ 。

下面计算有平衡配重和无平衡配重两种情况下的总转动惯量（折算到电动机轴）、转矩以及功率。

首先，电动机的角速度 $\omega_m (\text{rad/s})$ 为

$$\omega_m = 2 \times \pi \times n_n = 2 \times \pi \times \frac{1550}{60} = 162.22 \quad (1-12)$$

$J_4 + J_5$ 的齿轮速比为速度比 Ω_t / ω_m ； J_6 的齿轮速比为 Ω_d / ω_m （见图 1-11）。

因此，折算到电动机转轴（见图 1-11）后，所有旋转部件的转动惯量 $J_r (\text{kgm}^2)$ 为

$$\begin{aligned} J_r &= J_1 + J_2 + J_3 + (J_4 + J_5) \cdot \frac{\Omega_t^2}{\omega_m^2} + J_6 \cdot \frac{\Omega_d^2}{\omega_m^2} \\ &= 15 + 8 + 2 + (0.5 + 200) \times \left(\frac{2.5}{162.22} \right)^2 + 8 \times \left(\frac{7.5}{162.22} \right)^2 = 25.062 \end{aligned} \quad (1-13)$$

电梯轿箱和平衡配重折算到电动机转轴的转动惯量 $J_e (\text{kgm}^2)$ 为

$$J_e = (m_c + m_{cw}) \cdot \frac{u^2}{\omega_m^2} = (1200 + 800) \times \frac{1^2}{162.22^2} = 0.07238 \quad (1-14)$$

因此，总转动惯量 $J_t (\text{kgm}^2)$ 为

$$J_t = J_r + J_e = 25.062 + 0.07238 = 25.135 \quad (1-15)$$

在没有平衡配重时，由能量守恒定律可得

$$T_{em} \cdot \omega_m \cdot \eta = m_c \cdot g \cdot u \quad (1-16)$$

因而得到电动机的转矩 $T_{em} (\text{Nm})$ 为

$$T_{em} = \frac{1200 \times 9.81 \times 1}{162.22 \times 0.8} = 90.71 \quad (1-17)$$

电动机的电磁功率 $P_{em} (\text{W})$ 为

$$P_{em} = T_{em} \cdot \omega_m = 90.71 \cdot 162.22 = 14715 \quad (1-18)$$

另一方面,当存在平衡配重时,式(1-16)的功率平衡关系变为

$$T_{em}' \cdot \omega_m \cdot \eta = (m_c - m_{cw}) \cdot g \cdot u \quad (1-19)$$

$$T_{em}' = \frac{(1200 - 800) \times 9.81 \times 1}{162.22 \times 0.8} = 30.71 \quad (1-20)$$

因此,电动机的电磁功率 P_{em}' (W) 变为

$$P_{em}' = T_{em}' \cdot \omega_m = 30.71 \times 162.22 = 4905 \quad (1-21)$$

可见,光是平衡配重就产生了3:1的电动机电磁功率降低效果,节能效果明显。在此基础上,再引入PEC传动,可在加、减速期间进一步节能,并实现软起停,带来良好的乘坐体验。为了达到这种目的,高层建筑使用的高速、高质量电梯需要配置调速范围(控制范围)高达1:1000的电动机。这就是在图1-3中电梯被列为高性能传动的原因。

1.7 负载的动态特性与稳定性能

在电气传动系统中,当电动机与负载之间具有刚性机械连接时,动态特性可描述如下:

$$J_t \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_{friction} - T_{load} \quad (1-22)$$

式中, J_t 是折算到电动机转轴的电动机与负载的总转动惯量; T_e 是电动机的电磁转矩; T_{load} 是实际的负载转矩; $T_{friction}$ 是电动机—传动子系统的总摩擦转矩。摩擦转矩 $T_{friction}$ 有相当多的分量:

$$T_{friction} = T_s + T_c + T_v + T_w \quad (1-23)$$

式中, T_s 是静摩擦转矩(速度为零时); T_c 是库仑摩擦转矩(速度变化时保持恒定); T_v 是粘滞摩擦转矩(正比于速度), T_w 是空气阻力转矩(包括风扇产生的制动转矩,正比于速度的平方):

$$T_v = B' \cdot \Omega_r \quad (1-24)$$

$$T_w = C \cdot \Omega_r^2 \quad (1-25)$$

摩擦转矩各分量如图1-12所示。若仅采用一阶近似,则有

$$T_{friction} = B \cdot \Omega_r \quad (1-26)$$

此时,式(1-22)变为

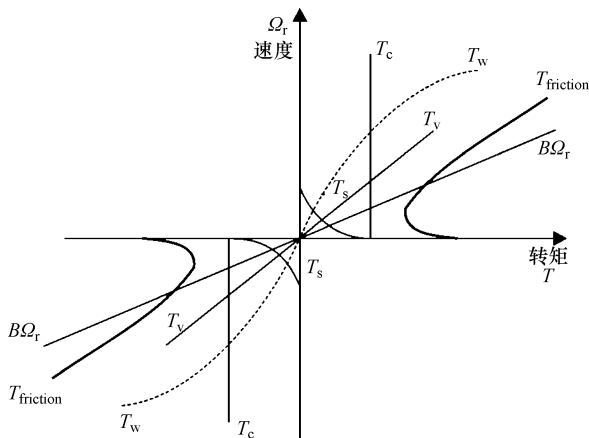
$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_{load} - B \cdot \Omega_r \quad (1-27)$$

如果 T_e 和 T_{load} 恒定,则式(1-27)的解为

$$\Omega_r(t) = \Omega_{r\text{final}} + A \cdot e^{-t/\tau_m} \quad (1-28)$$

式中, $\Omega_{r\text{final}}$ 为最终的稳态速度; $\tau_m = J/B$ 是所谓的机械时间常数; A 是由初始条件确定的一个常数。式(1-28)表示的是一个稳定的非周期响应。由于

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1-29)$$

图 1-12 摩擦转矩 T_{friction} 的分量

式 (1-27) 变成

$$J \cdot \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} + B \cdot \frac{d\theta_r}{dt} - T_e = -T_{\text{load}} \quad (1-30)$$

显然, 为了能稳定运行, θ_r 中的瞬态部分必须最终消失。由于 B 一般较小, 因此, 若电动机的转矩 T_e 为以下形式, 就可以实现稳定:

$$T_e \approx -C_e \cdot \frac{d\theta_r}{dt}; C_e > 0 \quad (1-31)$$

或

$$T_e \approx -C_e \cdot \frac{d\theta_r}{dt} - C_i \cdot \theta_r; \quad C_e, C_i > 0 \quad (1-32)$$

利用式 (1-32), 式 (1-30) 变为

$$J \cdot \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} + (B + C_e) \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + C_i \cdot \theta_r = -T_{\text{load}} \quad (1-33)$$

显然, (利用稳定性判据) 可以知现在 θ_r 的瞬态响应是稳定的。

注意: 就同步电动机而言, θ_r 实际上就是电动势和端电压之间的夹角 (即功角), 它在稳态时是恒定的。

现在来检视一下, 看普通直流有刷电动机以及交流电动机的转矩—速度曲线能否满足式 (1-33) 的要求。这些电动机的典型转矩—速度曲线 (或转矩—功角曲线) 如图 1-13 所示。

直流有刷电动机满足式 (1-33) 的条件, 因为

$$-C_e = \frac{dT_e}{d\left(\frac{d\theta_r}{dt}\right)} < 0 \quad (1-34)$$

转矩随着速度的增大是稳步下降的。

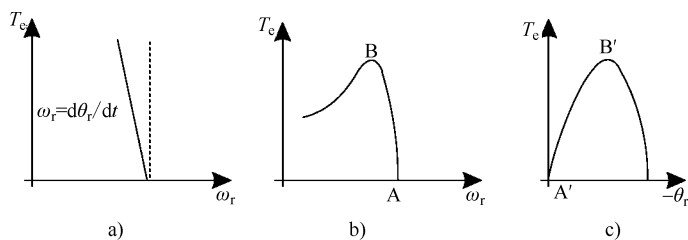


图 1-13 机械特性曲线

a) 他励直流有刷电动机 b) 感应电动机 c) 同步电动机

就感应电动机（见图 1-13b）而言，只有在 AB 区域上才有

$$\frac{dT_e}{d\omega_r} < 0 \quad (1-35)$$

最后，对于同步电动机（见图 1-13c）来讲，只有在区域 A'B' 上才满足

$$-C_i = \frac{dT_e}{d\theta_r} < 0 \quad (1-36)$$

以上的讨论只是对电气传动的瞬态特性和稳定性做了定性的分析。PEC 的引入，使得机械特性不再局限于图 1-13 这种来源于恒定电压（和频率）的曲线形式。其结果是，只需对电动机接线端的电压、频率进行适当的控制，即可人为地获得稳定的位置、速度或转矩响应。

以下举两个例子。

例 1-4 直流有刷电动机传动的稳定性。

一台永磁直流有刷电动机，其转矩—速度曲线为 $\Omega_r = 200.0 - 0.1 \times T_e$ ，驱动一台直流发电机给电阻性负载供电，直流发电机的转矩—速度方程为 $\Omega_r = 2T_L$ 。计算稳态点的速度和转矩，并判断该点是否稳定。

解：

先绘出电动机以及负载（发电机）的转矩—速度曲线，如图 1-14 所示。

在动态方程式（1-27）中，稳态点 A 对应的速度恒定、 $B=0$ 。很简单，电动机的转矩与发电机的制动转矩应该平衡，即

$$T_L = T_e \quad (1-37)$$

利用这两个转矩对速度的曲线，可得

$$\Omega_{rA} = 200 - 0.1 \times \frac{\Omega_{rA}}{2} \quad (1-38)$$

因此， Ω_{rA} (rad/s) 为

$$\Omega_{rA} = \frac{200}{1 + 0.1/2} = 190.476 \quad (1-39)$$

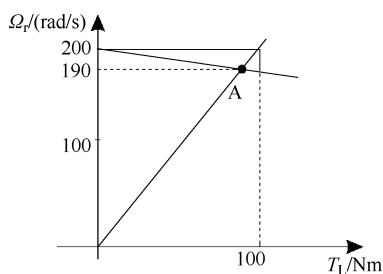


图 1-14 直流有刷电动机、负载的匹配

及 T_{LA} (Nm) 为

$$T_{eA} = T_{LA} = \frac{\Omega_{rA}}{2} = \frac{190.476}{2} = 95.238 \quad (1-40)$$

静态稳定性得到满足的条件为

$$\left(\frac{\partial T_e}{\partial \Omega_r} \right)_A < \left(\frac{\partial T_L}{\partial \Omega_r} \right)_A \quad (1-41)$$

在本例中, 由两条转矩—速度曲线可得

$$-10 < \frac{1}{2} \quad (1-42)$$

因此, 跟预期的一样, A 点是一个静态平衡点 (稳定点)。

例 1-5 感应电动机传动的稳定性。

一台感应电动机, 其转矩—速度曲线为

$$T_e = \frac{2T_{ek}}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S}}; \quad S = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1}; \quad S_k = 0.2; \quad T_{ek} = 20 \text{ Nm} \quad (1-43)$$

式中, S 为转差率; ω_1 为定子频率; ω_r 为转子电角速度, $\omega_r = p\Omega_r$; p 为绕组的极对数。该电动机驱动一台直流发电机给电阻性负载供电, 发电机的转矩—速度曲线为 $T_L = C \cdot \omega_r$ 。忽略机械损耗 ($B = 0$), 让我们来校核一下 $T_e = 10 \text{ Nm}$ 时的稳定性。

解:

画出相应的两条机械特性曲线, 如图 1-15 所示。

$T_e = 10 \text{ Nm}$ 时的转差率可由下式求得:

$$10 = \frac{2 \times 20}{\frac{S}{0.2} + \frac{0.2}{S}} \quad (1-44)$$

式 (1-44) 的解为

$$\begin{cases} S_1 = 0.0436; \text{图 1-15 中的 M 点} \\ S_2 = 0.7464; \text{图 1-15 中的 M' 点} \end{cases} \quad (1-45)$$

稳定性取决于 $\partial T_e / \partial \omega_r$ 的符号:

$$\frac{\partial T_e}{\partial (\omega_r / \omega_1)} = \frac{-\partial T_e}{\partial S} = \frac{2T_e}{\left(\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S} \right)^2} \cdot \left(\frac{1}{S_k} - \frac{S_k}{S^2} \right) \quad (1-46)$$

因此,

$$S < S_k \text{ 时: } \frac{\partial T_e}{\partial (\omega_r / \omega_1)} < 0, \text{ 稳定区} \quad (1-47)$$

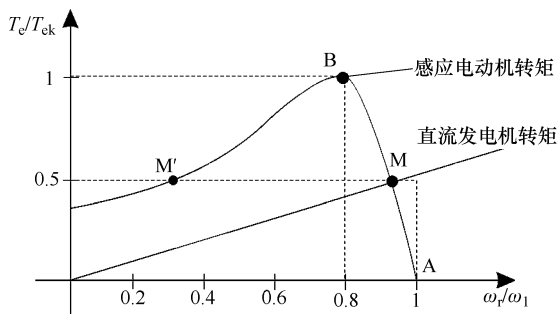


图 1-15 感应电动机以及直流发电机负载的机械特性

$$S > S_k \text{ 时: } \frac{\partial T_e}{\partial (\omega_r/\omega_1)} > 0, \text{ 不稳定区} \tag{1-48}$$

因为在点 M 处，有 $S_1 = 0.0536 < S_k = 0.2$ ，故 M 点满足静态稳定性条件（跟预期一致），而在点 M' 处， $S_2 = 0.7464 > S_k = 0.2$ ，故 M' 位于不稳定区。

1.8 多象限运行

电气传动系统有时需要正、反向运行，且在两个方向上都能快速（再生）制动。电动机在电动运行状态时，产生的电磁转矩跟运动方向一致；而在再生制动状态时，电磁转矩与运动方向相反，并且电功率的流向也变反（电磁功率变负）。表 1-1 及图 1-16 汇总了电动机运行的各种可能模式。

表 1-1

运行模式	正向电动	正向再生制动	反向电动	反向再生制动
速度 ω_r	+	+	-	-
转矩 T_e	+	-	-	+
电功率流	+	-	+	-

正的（+）电功率流向意味着电动机从 PEC 获取电功率，而负的（-）电功率流向则意味着电动机发出电功率（处于发电模式），给 PEC 供电。

因此，必须设计 PEC，使之具备处理双向功率流的能力。在只要求缓慢制动的中小功率的（最多数百 kW 的）PEC 场合，可以将制动期间产生的电能转存到 PEC 内部的一个大容量的滤波电容上，或者采用直流（动态）制动。

在直流动态制动时，将把电动机-负载系统的动能转换成电动机转子中的热量。而在快速而频繁的发电制动场合，则要求由 PEC 来处理所产生的电能，这要么采用可控的制动电阻，要么采用功率可双向流动的方式。所有这些内容都将在稍后的章节里进行较为详尽的讨论。

就快速的速度响应而言，现代的调速传动有能力在基速 ω_b 以下的速度范围内产生最大瞬态转矩，在最大速度以下的整个速度范围内产生最大瞬态功率（当然，前提条件是电动机和 PEC 都能承受这些功率）。

如图 1-16 所示，为了快速地从点 A 达到点 A'（实现速度的快速提升），

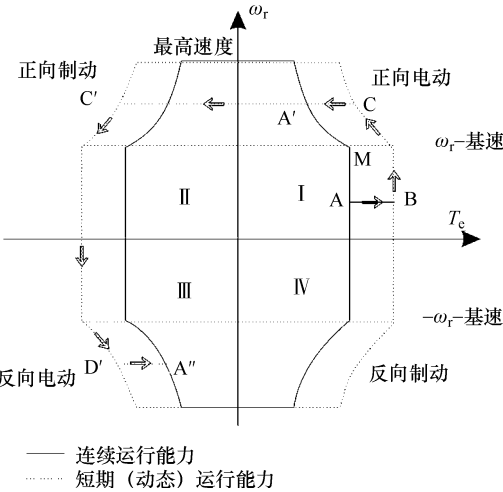


图 1-16 电气传动的四象限运行

应采用 ABCA' 这样一条完全位于第一象限的路径。当只需慢速提升速度时, 则采用沿着 AMA' 的路径。为了实现速度反向 (从点 A' 到点 A''), 则采用穿过第二象限的 (再生制动) 路径 A'C'D'A'' 来实现。这种速度切换表明, 在多变象限电气传动中, 电动机、PEC 以及电源之间的能量转换及传输是相当复杂的。

注意: 到此为止, 我们还只讨论了旋转电动机传动。实际上, 每一种旋转电动机都有对应的直线电动机。在直线电动机传动中, 对应转矩和角速度的分别是推力和直线速度^[5]。不过, 本书不牵涉直线电动机传动的内容。

1.9 性能指标

下面介绍的电气传动性能指标主要有三类: 能量转换指标、传动响应指标以及成本与重量指标。

电气传动系统承担着能量转换的作用, 就是以磁场为储能媒介, 将电能转换成机械能或反过来将机械能转换成电能。典型电气传动系统的结构如图 1-17 所示, 大致应包括以下几个部分: 一台电动机; 一台静止功率变换器, 用以反馈信号的传感器 (或观测器); 一个数字的运动控制器 (也可以是模拟的或混合型的)。

(a) 功率效率 (稳态)

在电气传动中, 能量转换发生在静止功率变换器和

电动机这两个地方。在电动状态时 (见图 1-18a), 能量是从静止功率变换器流向电动机的, 而在再生制动状态时 (见图 1-18b), 则是反过来的, 能量是从电动机流向静止功率变换器的。

能量的转换伴随着损耗: 静止功率变换器中有铜耗和换向损耗, 一起记作 p_{conv} ; 电动机中有铜耗、铁耗以及机械损耗, 一起记作 p_{mot} 。

在稳态下, 能量从电能转换成机械能 (或反过来) 的转换率可用电动机或传动系统的功率效率 η_p (电动机为 η_{pm} , 传动系统为 η_{pd}) 来表示:

$$\eta_{\text{pm}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + \sum p_{\text{mot}}} \quad (1-49)$$

$$\eta_{\text{pd}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + \sum p_{\text{mot}} + \sum p_{\text{conv}}} \quad (1-50)$$

由于电气传动系统的速度是变化的, 因此功率效率跟基速 (ω_b)、最大速度 (ω_{max}) 以及这两个速度下的转矩定额都有关系。

基速 ω_b 是在全额电压下连续运行, 并产生峰值设计转矩 T_{ek} 时所对应的速度。在

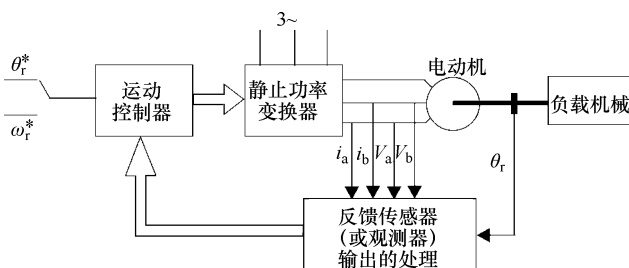


图 1-17 电气传动系统的基本结构

基速以上, 电压维持不变, 仅增大 (交流电动机的) 频率。在很多伺服传动中, 有 $\omega_b = \omega_{\max}$, 这就是说: 如果按最大速度而不是按基速来配置静止功率变换器的额定容量的话, 则传动系统在最大速度以下, 都可以输出峰值扭矩 T_{ek} 。

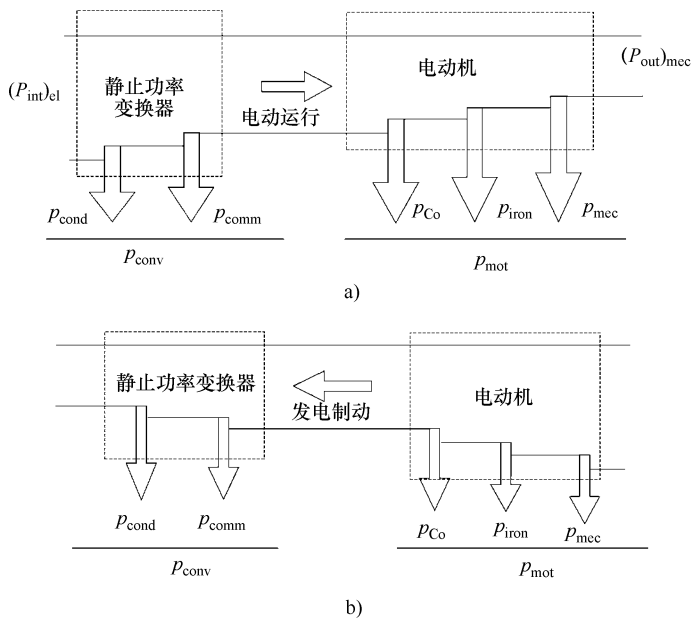


图 1-18 电气传动中的能量转换

a) 电动状态时 b) 发电制动状态时

(b) 能量效率 (机械动态)

在有些应用场合, 变速传动系统经受着频繁的机械动态过程 (速度和转矩的动态), 例如混合动力汽车及纯电动汽车的场合。

为了评价这种情况下的能量转换效率, 定义能量效率指标 η_E (电动机的为 η_{Em} , 传动系统的为 η_{Ed}) 为

$$\eta_{Em} = \frac{W_{out}}{W_{out} + W_{motor}} \quad (1-51)$$

$$\eta_{Ed} = \frac{W_{out}}{W_{out} + W_{motor} + W_{conv}} \quad (1-52)$$

式中, W_{out} 为输出的 (有用) 能量; W_{motor} 是电动机的总能量损失; W_{conv} 是变换器的总能量损失。

对于频繁机械动态的应用 (如机器人、城区车辆的传动等), 能量效率往往是传动系统 (电动机、变换器及控制器) 设计的一个重要的优化判据。

(c) 损耗/转矩比值 (W/Nm)

一个适用性更强的能量转换指标是电动机损耗与电动机转矩的比值 (W/Nm 比值)。 W/Nm 比值中的损耗也可以仅使用电动机的绕组损耗, 这样得到的 W/Nm 比值最

适合于用来衡量长期低速运行的传动, 因为低速下的铁耗很小。

不过, 在高速下, 为了正确评价电动机的发热, W/Nm 比值必须计及电动机的所有损耗。

(d) $\text{kW}/\text{均方根 kVA}$ 比值

在交流电动机中, $\text{kW}/\text{均方根 kVA}$ 比值通常用基波分量来计算, 它实际上是位移功率因数 DPF:

$$\text{DPF} = (\text{kW}/\text{均方根 kVA})_{\text{motor}} = \frac{P_{\text{in}}}{3V_1 I_1} \quad (1-53)$$

在确定的端电压和频率下, 对于给定的转矩, 位移功率因数越高, 电动机所吸取的电流就越小。因此, 位移功率因数 DPF 对定子绕组的损耗 (因而对功率效率) 有相当大的影响。

(e) $\text{kW}/\text{峰值 kVA}$ 比值

由于大多数调速伺服传动系统使用 MOSFET 或 IGBT 晶体管, 因此, 静止功率变换器采用峰值电流和峰值电压来确定容量的大小。

对于交流电动机, 当其运行在高速弱磁区时, 相电流的波形与正弦波有很大的差别, 如图 1-19 所示。其输入的有功功率 P_{in} 为

$$P_{\text{in}} = \frac{3}{\pi} V_0 I \frac{1}{K} \text{DPF} \quad (1-54)$$

式中, V_0 是功率变换器输入端的直流电源电压; I 是平顶波相电流的峰值; K 是实际电流峰值与电流基波的峰值之比 (一般来讲, $K \leq 1.1 \sim 1.15$)。

因此, 交流电动机的 $\text{kW}/\text{峰值 kVA}$ 比值为

$$\text{kW}/\text{峰值 kVA} = \frac{P_{\text{in}}}{S_1} = \frac{3}{\pi} V_0 I \frac{1}{K} \frac{\text{DPF}}{6V_0 I} = \frac{\text{DPF}}{2\pi K} \quad (1-55)$$

另一方面, 对于 (将在第 12 章介绍的) 开关磁阻电动机 (SRM), 其相电流是单极性的脉冲电流 (见图 1-20), 且每一时刻只有一相工作。针对 SRM, 也可以定义同样的性能指标^[6]:

$$\text{kW}/\text{峰值 kVA} = \frac{\beta_s N_r Q}{8\pi} \quad (1-56)$$

式中, β_s 是定子极弧角 (它与定子极距角之比约为 0.4); N_r 是转子极数; Q 为伏安容量性能指标^[6]:

$$Q \approx C \left(2 - \frac{C}{C_s} \right) \quad (1-57)$$

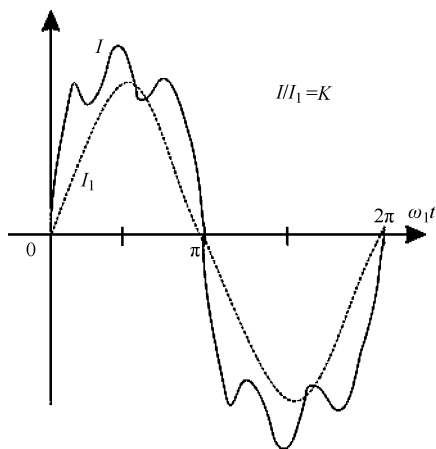


图 1-19 交流电动机在弱磁区的相电流
(六脉冲逆变器供电的情况)

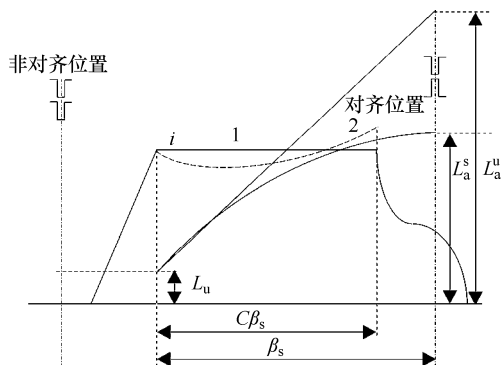


图 1-20 开关磁阻电动机的电流波形

1—理想（斩波）电流 2—全电压（不斩波）时的实际电流

式中, C 是主开关的导通角（加压期）的定子极下部分与定子极弧角之比。通常, 在起动时（零速度时） $C = 1$, 且 C 随着速度的升高而降低（在基速时 $C \approx 0.65$ ）。

此外:

$$C_s = \frac{\lambda_u - 1}{\lambda_u \sigma - 1}; \lambda_u = \frac{L_a^u}{L_u} \approx (4 \sim 10); \sigma = \frac{L_a^s}{L_a^u} = (0.3 \sim 0.4) \quad (1-58)$$

式中: L_u 、 L_a^u 、 L_a^s 是相电感值, 如图 1-20 所示。

SRM 的峰值视在功率 S_1 为

$$S_1 = 2 \times m \cdot V_0 \cdot I \quad (1-59)$$

式中, m 是相数（通常 $m = 3$ 或 4 ）; V_0 是直流电源的电压; I 是相电流峰值。

对于功率在 kW 级的 SRM, 当电流为理想的平顶波时, 其 kW/峰值 kVA 比值在 0.55 ~ 0.65 的范围内, 即使铁心比较饱和（ $\sigma = 0.3 \sim 0.4$ ）也是如此。当 kW/峰值 kVA 比值在上述范围取值时, 静止功率变换器的额定峰值 kVA 比较合理^[1]。

(f) 峰值转矩/转动惯量比值

如前所述, 大部分电气传动系统仅仅能在基速 ω_b 以下的范围内提供峰值转矩 T_{ek} 。不过有些伺服传动系统的基速等于最大速度。

峰值转矩 T_{ek} 与转子转动惯量 J 的比值表示的是基速 ω_b 以下的最大理想加速度 a_{\max} (rad/s^2):

$$a_{\max} = \frac{T_{ek}}{J} \quad (1-60)$$

另一方面, 空载时, 在峰值转矩作用下, 达到基速 ω_b 所需要的时间 t_a (ms) 为

$$t_a = \frac{\omega_b / p}{a_{\max}} = \omega_b \frac{J}{p T_{ek}}; p \text{ 为极对数} \quad (1-61)$$

在高性能调速传动系统中, 产品目录中同时给出 a_{\max} 和 t_a 已成为趋势。

(g) 弱磁调速范围 (ω_{\max} / ω_b)

很多应用要求在很宽的速度范围内输出恒定的功率。在这种应用场合, 当电动机

运行到基速和全电压以后,基速以上的运行要靠逐渐减小磁通来实现电动转矩的输出。

最大速度与基速的比值(ω_{\max}/ω_b)是一个重要的性能指标,它代表了传动系统在温升允许的情况下实现高速运行的能力。

对于永磁同步电动机和感应电动机来讲,1.5~2 倍的 ω_{\max}/ω_b 比值比较典型。想要获得更高的比值,则要采取一些特殊措施,并要面临变频器和电动机可能过热的问题。

(h) 调速比(调速范围) $\omega_{\max}/\omega_{\min}$

速度闭环控制的范围,即 $\omega_{\max}/\omega_{\min}$,是传动系统能否广泛适应各种应用场合的一个性能指标。

当电气传动的 $\omega_{\max}/\omega_{\min} > 200$ 时,就可以认为是宽调速范围的控制了,这需要使用位置反馈传感器(最起码需要速度反馈传感器)来进行精确的位置(或速度)控制。

另一方面,当 $20 < \omega_{\max}/\omega_{\min} < 200$ 时,这样的速度范围控制可以算是中等水平,其速度控制所需的位置和速度反馈信号可以由观测器提供。

对于中等水平的传动来讲,2%~3% 的速度误差是允许的。由于运动(位置和速度)传感器的成本比重较大,因此应该用运动观测器来代替,但一定要注意,这仅适用于中等调速范围的应用。

对于 $\omega_{\max}/\omega_{\min} < 20$ 的开环控制场合,采用所谓的 V/f 交流传动,并在负载时进行一定程度的速度过补偿。 V/f 交流传动在驱动风扇和泵类负载时最为常见,它们能以相当低的成本(小于 200 美元/kVA)很好地满足这类应用的要求。

(i) 转矩上升时间(t_{Tek})

在快速响应的传动中,转矩快速变化的能力十分重要。转矩的动态过程取决于速度、电动机参数、变频器类型、输入电压水平以及控制方法。

由于转矩上升的时间不可避免地会随着速度增大(因电动势随之增大)而减小,因此,当电动机中磁链已经出现但转速还为零时,转矩从零上升到 T_{ek} 所需的时间(即 t_{Tek}),可以作为一个可靠的性能指标。

在快速响应的传动中, t_{Tek} 为 2~6ms。在交流(无刷)传动中,要获得如此快速的转矩响应,需要对感应电动机、永磁同步电动机以及同步磁阻电动机进行磁场定向(正交矢量)控制。

(j) 转矩纹波比($\Delta T_e/T_{\text{erated}}$)

转矩脉动既跟电动机类型和参数有关,也跟转矩控制策略有关。这可以用转矩纹波峰值与额定转矩的比值($\Delta T_e/T_{\text{erated}}$)来估计。这里的额定转矩是指基速下的稳态连续转矩。转矩脉动会影响转矩、速度和位置的控制精度,产生振动和噪声。因此,在综合考量性能和成本的前提下,转矩纹波应该越小越好。

(k) 热极限(ϑ_{motor})

在进行位置控制或宽调速范围控制的直接传动中,电动机与负载(例如机床)之间是直接机械连接的。在这种情况下,为了避免负载转轴发生机械变形,电动机的温度极限 ϑ_{motor} 与环境温度 $\vartheta_{\text{ambient}}$ 的关系应满足^[7]:

$$\vartheta_{\text{motor}} < 20^{\circ}\text{C} + \vartheta_{\text{ambient}} \quad (1-62)$$

这是电动机设计中的一个很严苛的限制。

在其他大多数的传动场合，电动机的温度是由电气绝缘等级（B、E或F级）决定的。

(l) 噪声水平 L_{noise} (dB)

调速传动的噪声来源于电动机和静止功率变换器两个方面。可接受的噪声水平取决于具体的应用。例如，在机床的场合^[2]，要求：

$$L_{\text{noise}} \approx 70 + 20\log(P_n/P_{n0}); P_{n0} = 1\text{kW}; P_n = (1 \sim 10)\text{kW} \quad (1-63)$$

式中， P_n 是电动机的额定功率。

(m) 运动控制的精度与鲁棒性

运动控制意味着对转矩、速度和位置进行闭环控制。

转矩控制是最需要的，因为转矩反馈传感器可以计及铁耗的影响（而其他方法很难做到）。通常，运动控制的精度可用转矩、转速或位置的误差来表示，即

$$\Delta T_e; \Delta \omega_r; \Delta \theta_r \quad (1-64)$$

转矩误差以相对值的形式给定，转速误差的单位则为每分钟的转速（r/min），位置误差的单位则为度（°）。

在速度和位置控制中，转矩环有时表现为一个电流限幅器。

控制的鲁棒性定义为传动的（转矩、速度、位置）响应等对电动机参数、转动惯量、负载转矩等方面变动的敏感程度。它是传动的响应对传动参数失调的免疫能力的一个量度。

在某种意义上，鲁棒性和速度控制的快速性之间存在着矛盾，因为为了获得鲁棒性，就要牺牲部分响应的快速性。

人们提出了诸如参数自整定、模型参考自适应、变结构和模糊推理等高级运动控制器，来增加响应的鲁棒性。

鲁棒性指标有多种定义方法，例如，可定义为转矩的误差（ ΔT_e ）与参数失调量 ΔP_{ar} 的比值（ $\Delta T_e/\Delta P_{ar}$ ）；或在 J 、 $2J$ 两种转动惯量下，从零速上升到基速的速度上升时间的比值；或在空载、额定负载两种情况下，从零速上升到基速的速度上升时间的比值。

(n) 动态刚度

动态刚度是扰动转矩（ $\Delta T_{\text{perturbation}}$ ）与受控变量误差（ Δx ）的比值，是转矩扰动频率的函数：

$$DS = \frac{\Delta T_{\text{perturbation}}}{\Delta x}$$

它是一个衡量抵抗转矩扰动能力的动态鲁棒性指标。

(o) 比成本和比重量指标

一个电气传动系统的总成本 C_{total} 可以用以下的成本公式来计算：

$$C_{\text{total}} = C_{\text{equip}} + C_{\text{loss}} + C_{\text{maint}} \quad (1-65)$$

式中, C_{equip} 是电动机、变频器、传感器以及控制器的成本; C_{loss} 是传动系统在整个寿命期内的能量损耗成本; C_{maint} 是维护成本。

C_{loss} 的相对比重随传动功率 (或转矩) 的增大而增大, 在做总成本分解的任何计算尝试中, 都应考虑这一因素。

在设备成本 C_{equip} 中, 电动机、静止功率变换器、传感器 (观测器) 及运动控制器所占的相对比重显著取决于电动机的功率, 电动机成本所占的比重随着功率水平的提高而增加。

注意: 这里考虑的成本是传动系统在可预期的寿命内的净现值成本 (包括通货膨胀、动态投资的额外投入等的影响)。

比重量也是重要的性能判据, 电动机比重量 (Nm/kg) 和变频器比重量 (kVA/kg) 的定义如下:

$$\text{电动机比重量} = \frac{\text{峰值转矩}}{\text{重量}} \quad (1-66)$$

$$\text{变频器比重量} = \frac{\text{峰值视在功率}}{\text{重量}} \quad (1-67)$$

第一个比重量判据, 即式 (1-66), 是电气传动中对不同电动机进行比较的一个强有力的判据。第二个比重量判据的理念跟第一个是一样的, 用于静止功率变换器的比较, 因为对于在伺服传动中广泛使用的 MOSFET 和 IGBT 逆变器来讲, 峰值视在功率是一个重要的设计判据。对于晶闸管逆变器来讲, 则应使用有效值视在功率来代替峰值视在功率。

1.10 小结

- 现代电气传动用于调速场合实现电能到机械能的转换。它们使用 PEC 来对电压 (和频率) 进行高效的改变^[9-11]。

- 在电气传动中引入 PEC 装置 (在 2004 年占总电气传动的比重为 15% ~ 20%) 对于节能及提高过程控制的性能 (提高生产率 and 产品质量) 都是合算的。

- 如今, 直流有刷电动机-PEC 传动已经越来越多地被交流电动机-PEC 传动所取代, 因为对于大致相同的 PEC 价格、大致相当的性能来讲, 交流电动机更坚固、更便宜, 对于要求双向运动控制的应用更是如此。

- 在 10kW 以上的场合, PEC 传动节省的电费可以在 5 年甚至更短的时间内回收 PEC 的成本, 而 (从发电厂到用电场所的) 整体节能效果则更为可观。

- 在稳态时, 电动机的转矩必须与负载转矩匹配; 动态过程的稳定则由 PEC 传动中的闭环运动控制来实现。在 PEC 传动中, 负载动态性能和稳定性是优先考虑的问题。

- 通常, PEC 传动能够在正、反两个运动方向上做电动机状态运行。此外, 它们也能够正、反两个运动方向上进行快速的再生制动运行, 但前提是 PEC 必须能够回收这些发出的电能, 并将其回馈到电源上。如果做不到这一点, 那么在缓慢动态 (制

动) 的场合, 可以将发出的电能消耗在电动机的转子电阻上或消耗在 PEC 外部附带的一个可控的制动电阻上。

- PEC 具有有限的电压上限 V_b , 在这个电压下, 电动机能够在所谓的基速 ω_b 下连续运行, 输出额定功率 P_b 。

- 大多数 PEC 传动能够在基速以上进行恒功率 P_b (且恒电压 V_b) 运行, 直到最高速度 $\omega_{\max} = (2 \sim 4) \omega_b$ 。

- 针对现代 (电力电子) 电气传动, 介绍了一组紧密联系而实用的性能指标, 包括能量转换、传动响应质量及比成本、比重量等。

1.11 习题

1.1 一个 PEC 传动系统在运行的第一年节省了 $S = 500$ 美元的电费。以 4 年 ($n=4$) 为资本的回收期, 请计算 PEC 投资的价格。假定利率为 $i = 8\%$, 电价的年增长率 $i_p = 4\%$, 税率为 $T = 35\%$ 。

1.2 一个电气传动系统, 在 60% 额定速度下运行, 输出 100kW 有用的机械功率。设发电厂的效率为 $\eta_1 = 40\%$, 电力传输的效率为 $\eta_2 = 90\%$ 。请计算以下两种情况下的总体功率需求 (对一次能源的功率需求):

- 采用传统的电气传动, 总效率为 $\eta_{34} = 60\%$;
- 采用 PEC 传动, 总效率为 $\eta'_{34} = 85\%$ 。

1.3 一个电气传动系统, 电动机和负载之间采用降速比为 $a = 1/10$ 的机械变速箱降速。电动机的转动惯量为 $J_m = 0.02 \text{ kgm}^2$, 负载-变速箱的转动惯量为 $J_L = 2 \text{ kgm}^2$ 。忽略机械损耗, 负载转矩为 $T_L = 200 \text{ Nm}$ 。针对如图 1-9 所示的速度—时间曲线, 将负载转动惯量折算到电动机转轴上, 再计算所需的电动机转矩。

1.4 一个 PEC 交流电动机传动系统, 基速和额定功率分别为 $\omega_b = 367 \text{ rad/s}$ 和 $P_b = 100 \text{ kW}$ 。电动机的极数为 4 ($2p = 4$)。请计算在基速及额定功率下的电动机转矩 T_{eb} , 以及在最高速度 $\omega_{\max} = 3\omega_b$ 下输出恒功率 P_b 时的转矩。不考虑电动机损耗, 在 ω_b 下进行发电制动、且发出功率 P_b 时, 对应的转矩大小和符号怎样?

1.12 参考文献

1. *P. Sen*, Thyristor D.C. drives, John Wiley & Sons, 1981.
2. *W. Leonhard*, Control of electric drives, Springer-Verlag first edition (1985), second edition (1996), third edition (2001).
3. *G.K. Dubey*, Power semiconductor controlled drives, Prentice Hall, 1989.
4. *N. Mohan, T.M. Undelund, W.P. Robbins*, Power electronics, John Wiley & Sons, 1989, 1995.
5. *I. Boldea, S.A. Nasar*, Linear electric actuators and generators, Cambridge Univ. Press 1997.
6. *T.J.E. Miller*, "Converter volt - ampere requirements of the switched reluctance motor drive", IEEE Trans., vol.IA-21, no. 5, pp. 1136-1144.

7. **W. Weck, G. Ye**, “Catalog of servodrives for NC machines”, ETZ, vol. 111, no. 6, pp. 282-285, 1990 (in german).
8. **BT Boulter**, “Selecting the right drive”, IEEE – IA – Applications Magazine, vol. 10, no. 4, 2004, pp. 16-23.
9. **B.K. Bose**, Modern power electronics and drives, Prentice Hall, 2001.
10. **R. Krishnan**, Electric motor drives, Prentice Hall, 2001.
11. **H.A. Toliyat, S. Campbell**, DSP – based electromechanical motion control, CRC Press, Florida, 2004.

第 2 章 电气传动用电动机

本章将介绍典型的电气传动配置及其中使用的各种电动机。

2.1 电气传动——典型配置

如图 2-1 所示，具有调速能力的现代电气传动系统是由许多重要部件组成的^[1-8]，例如：

- 电动机；
- 电力电子变换器（PEC）；
- 电气及运动传感器；
- 传动控制器；
- 命令接口。

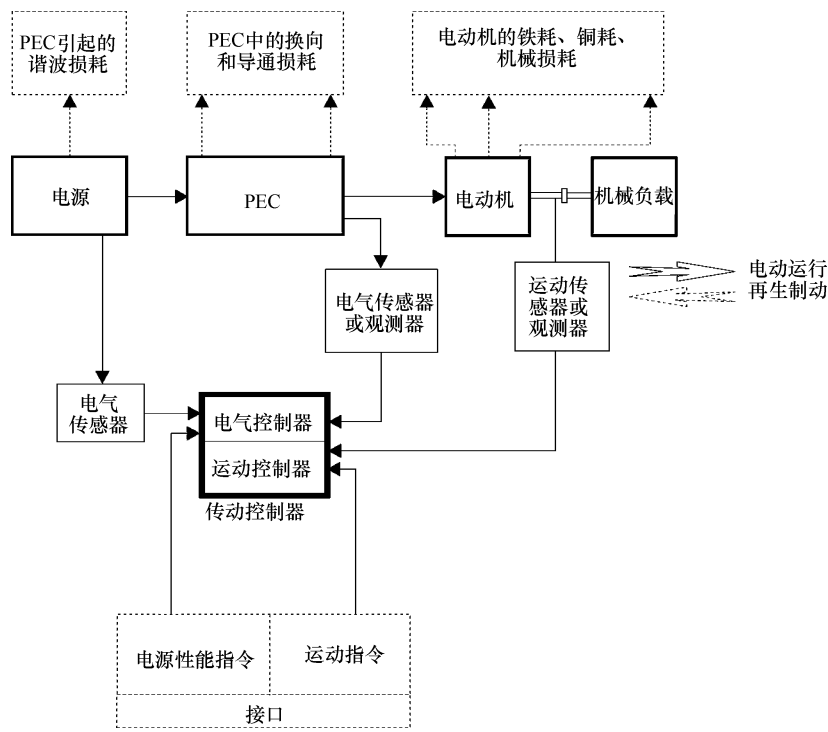


图 2-1 电气传动的基本结构

传动控制器包括运动—速度（和/或位置）控制器、电气控制器等两个部分。其

中,运动—速度(位置)控制器对于各种类型的电气传动来讲是基本相同的,差别只在于多和少的问题,而电气控制器则是指 PEC 内部电流和电压(或磁链和转矩)的控制,差别很大。

电气传感器(观测器)测量(或计算)的状态变量是电压、电流、磁通等,而运动传感器(观测器)测量(或计算)的状态变量则是位置(和/或速度)和转矩。

一般来讲,电气控制器的输入较多,有来自电源和 PEC 输出等两个方面的电气传感器(观测器)输入,运动控制器通常则只需处理运动传感器(观测器)送过来的输入信号。

另一方面,电气控制器接受的指令是有关电源侧能量转换性能指标方面的指令(如单位功率因数、谐波消除等),而运动控制器接受的指令则是跟运动(速度、位置、转矩等)的控制有关的指令。这些指令都是通过一个接口由现场的数字控制器或由远程的过程处理控制主机下达的。很自然的是,电气控制器和运动控制器在硬件和软件上是混合在一起的,它们共同构成了传动控制器。

在如今的电气传动中,传动控制器和接口的任务都是由高性能的数字信号处理器(Digital Signal Processors, DSP)来执行的。在现代电气传动中,所用 DSP 的浮点操作能力(MFLOP/s)达到数百万次/s已不是什么稀罕的事情。

本章接下来将简单地介绍一下可供电气传动使用的电动机的特征。有关电气传动中产生的各种损耗(见图 2-1)的内容,则将在接下来的几章里与特定的电动机和 PEC 一起,做连带的介绍。传感器的内容则将在各种电气传动中具体用到的时候再进行较详细的介绍。对各种电气传动来讲,运动控制器具有或多或少的共同性,因此,本书将用一章的篇幅(第 7 章)来介绍直流有刷电动机传动中的运动控制器。

最后,由于电气控制器各具特色也更为特殊,因此将在各种电气传动应用的分析中进行具体的介绍。

下面简单介绍一下电气传动用电动机的分类。

2.2 电气传动用电动机

从本质上讲,现有所有种类的电动机都可以配以 PEC 和数字运动控制器,来实现高性能的电气传动。对运动控制而言,最理想的速度—转矩曲线是一条下降的直线。由于这一原因,再加上直流电动机宽调速范围控制所需的可调直流电压源很容易实现,因此,在 1960 年以前,直流有刷电动机一直是调速传动中的首选。此后,由于交流变压变频技术的发展,变频器(交流 PEC)变得可靠且具有价格竞争力,又由于所谓的矢量控制(VECTOR CONTROL)技术的发展和运用,交流电动机的速度—转矩曲线达到了线性化的效果,因此交流电动机逐渐取代了直流有刷电动机在调速传动中的地位。

下面先介绍直流有刷电动机。

2.3 直流有刷电动机

图 2-2a 所示为一个典型的直流有刷电动机的结构，其定子为永磁励磁（或电励磁），转子则包含电枢绕组和机械换向器，机械换向器上有电刷。机械换向器实际上是一个可实现 DC-AC 双向功率流向的功率变换器，因为直流电动机转子中的电流是交流的，而电刷中的电流是直流的。

图 2-2c 所示为一个轴向气隙（轴向磁场）的永磁直流有刷电动机，它采用无铁心的盘式转子，上面有印刷绕组与换向器，换向器上有电刷。采用永磁体励磁，尤其是与非磁性盘式转子结构一起使用，可以获得极低的电气时间常数 L/R （当功率在 1kW 以下时，这个常数大约为 1ms 左右或更小）。因而可以期望获得快速的电流（转矩）响应，只不过在由 PEC 供电时，除非 PEC 的开关频率足够高或有适当的滤波装置，否则电流（转矩）的谐波会比较大，并需降额使用。

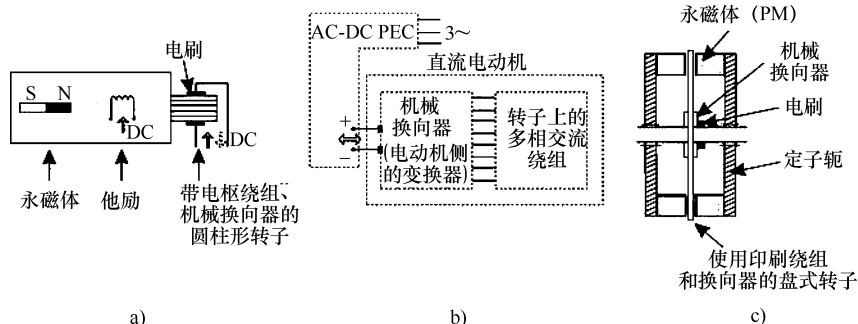


图 2-2 直流有刷电动机

a) 圆柱转子结构 b) 直流电动机 = 交流电动机 + 电动机侧功率变换器 c) 盘式转子、永磁体励磁的结构

不幸的是，虽然从损耗和功率密度来看，机械换向器并不是很差，但它的换向电流和速度极限存在着严重的问题，这使得其最大单机功率被限制在 1000r/min 时 1 ~ 2MW 的水平，且根本无法用于一些存在化学侵蚀或有爆炸危险的环境。

作为直流调压电源的 PEC（见图 2-2b），当要求其具备四象限运行（正、反向直流电压与电流输出）的能力时，就变得跟交流电动机所用的 PEC 一样复杂和昂贵了。不仅如此，要实现速度的快速反向也是一个很大的问题。

不过，在现在及将来很长的一段时间里，在大量仅需一、二象限运行能力的小功率、中等速度的应用场合，直流有刷电动机（尤其是采用永磁体励磁的直流电动机）仍将广泛使用。

2.4 传统的交流电动机

所谓传统的交流电动机，是指磁场旋转的电动机，包括感应电动机、电励磁的同

步电动机、磁阻同步电动机等，它们既可以接交流电网直接起动做定速运行，也可以（与 PEC 配合）用于调速场合。因此，除绕线转子的感应电动机外，传统交流电动机的转子上都装有鼠笼，以进行异步起动。其中，图 2-3a 所示的笼型转子感应电动机在调速传动中应用最多。

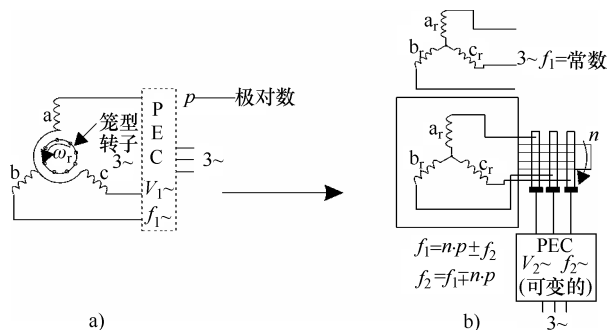


图 2-3 三相感应电动机

在宽调速范围的控制场

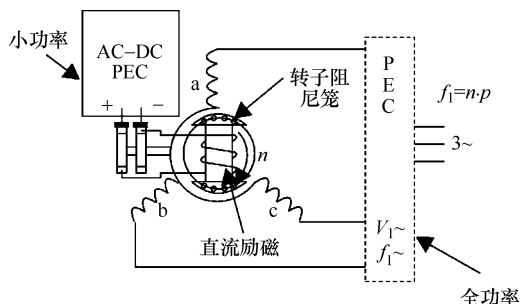
合，可使用一套全功率的 PEC 系统，来控制感应电动机的定子电压 V_1 和频率 f_1 ，如图 2-3a 所示。对于大功率但调速范围有限的控制场合，可采用图 2-3b 这样的绕线转子感应电动机，其转子由一套功率有限（低于电动机额定功率的 1/2）的 PEC 通过集电环来供电，相应的电压 V_2 和频率 f_2 都相当低，而定子则直接接在恒定电压 V_1 和频率 f_1 的电网上。

图 2-3b 的配置尽管可以显著降低 PEC 的体积和成本，但由于 PEC 无法直接处理起动时相当大的转子电流和电压，因此为了以全额转矩起动，必须另外配置一套复杂的起动装置。此外，集电环-电刷这一机械系统也给维护带来了严重的问题，不能用于恶劣的环境。

笼型转子感应电动机的容量从 0.5kW ~ 10MW 的都有，功率范围很宽。若采用绕线转子结构，则功率可以做得更大。

图 2-4 所示为传统的电励磁同步电动机，其定子采用三相交流绕组，转子由直流励磁，为笼型结构，既可以为凸极，也可以为隐极。

传统的同步电动机用于调速传动时，需要两套 PEC，其中一套由 AC 变换到 AC 的全功率 PEC 用于定子，另外一套由 AC 变换到 DC 的 PEC 的功率较小（1% ~ 5% 额定功率），用于（经电刷和集电环）给转子励磁绕组供电。在大功率（几 MW 到数十 MW）应用中，通过对这两套 PEC 的协调控制，可实现速度（有功功率）和无功功率的控制，并有效地进行速度的宽范围控制。

图 2-4 传统的凸极转子同步电动机，
定子由全功率的 PEC 供电

为什么在高于 2MW 的场合里，同步电动机要比感应电动机占优势呢？这是因为，同步电动机能够比较容易地通过电励磁来控制无功功率，因而对全功率的 PEC 的要求比较低。因此，尽管在同样的功率和速度下，同步电动机要比感应电动机昂贵，但其

PEC 较简单、廉价,驱动的整体成本较低。此外,在高于 2MW 时,同步电动机的效率通常也要比笼型转子感应电动机的高。

传统的磁阻同步电动机 (Reluctance Synchronous Motors, RSM) 的定子为圆柱形,带三相交流绕组,转子上没有绕组,但转子两个正交轴线的磁路具有相当大的凸极性(磁导比可高达 4:1 甚至 6:1)。例如,图 2-5 所示的多重磁通路障结构就可以获得很高的磁路凸极性。

当 RSM 由一台 AC 变换到 AC 的全功率 PEC 供电时,电动机的转速 n 与 PEC 的输出频率 f_1 之间有固定的关系 ($n = f_1/p$)。此时,为了增大稳定性,有时会在转子上安装一套鼠笼。

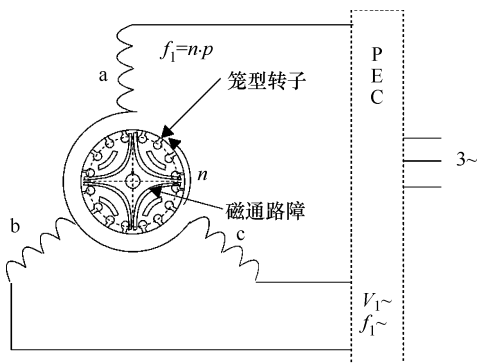


图 2-5 传统的磁阻同步电动机,由全功率的 PEC 在定子侧供电

传统的 RSM 由于速度不随负载增加而下降,因此采用开环速度控制,在 100kW 以下低动态性的调速传动场合应用较多。与此相应,其控制要比感应电动机简单。

传统 RSM 的主要缺点是功率因数低、转矩密度 (Nm/kg) 不够高,需要较高的 PEC 额定 kVA 容量 (大约高 15% ~ 20%)。

除了以上介绍的传统交流电动机(它们既可以调速运行,又可以直接起动、用于定速场合)之外,在最近的几十年里,人们又提出了一些新的、完全依赖 PEC 来运行的电动机结构。以下介绍主要的几种依赖 PEC 的电动机。

2.5 依赖电力电子变换器的电动机

显然,PEC 依赖型的电动机离开 PEC 就不能运行。这类电动机一般都是多相电动机,一方面是为了限制脉动转矩;另一方面是为了获得能从任何初始位置自起动的能力。从本质上讲,这类新型的电动机既可以采用单极性电流供电,又可以采用双极性电流供电,但有个前提,就是要与转子的位置密切配合好。此外,这类电动机都具有单侧或双侧的凸极磁路结构,有的在转子上还使用了永磁体。

具有永磁转子的 PEC 依赖型电动机 (PMSM)^[13] 是从同步电动机演变而来的,它用高性能的永磁体来代替普通同步电动机转子上的电励磁,如图 2-6 所示。

由于 PMSM 的转子上没有鼠笼,但却又要时刻保持定子频率与转子速度的同步,因此 PMSM 的运行完全离不开 PEC。

当采用矩形双极性电流控制时(基于廉价的转子位置传感器),定子三相采用集中绕组结构(每极每相一个线圈)。为了获得更高的性能(例如宽达 1:1000 的调速范围),则进行正弦波电流控制。此时,需要使用更为昂贵且精确的位置传感器(或观测器)。

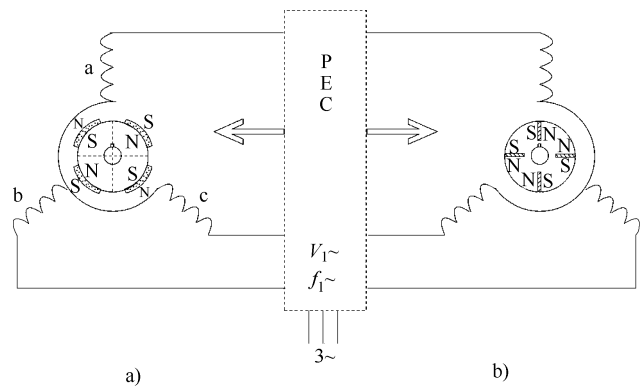


图 2-6 PMSM - 单侧凸极的电动机：
a) 永磁极转子 b) 极间永磁体转子

对于容量从 1W 到几十 kW 的 PMSM，近年来出现了无重叠的绕组技术，以降低铜耗、机座长度以及零电流时的永磁转矩（齿槽转矩）。这种绕组既适用于矩形电流控制，也适用于正弦波电流控制。

永磁极转子和极间永磁体转子各有其优点和缺点，这将在 PMSM 电动机传动的相关章节中进行具体介绍。

另一类依赖 PEC 的电动机是所谓的步进电动机。实际上，这是一种双凸极型的多相电动机，其转子上没有绕组，定子由 AC 到 DC 的单极性电流 PEC 供电，以实现位置依赖的（或位置无关的）单极性电流控制，如图 2-7 所示。

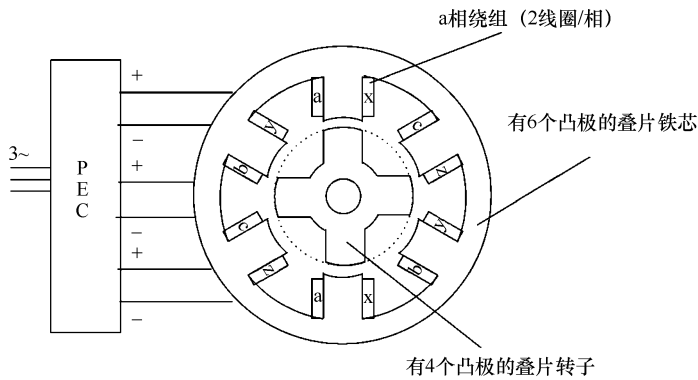


图 2-7 6/4 极三相关磁阻电动机（SRM）—PEC 依赖型电动机

显然，开关磁阻电动机（SRM）^[14]是具有转子位置细步控制（连续运动）的功率级步进电动机的商用名称。SRM 的工作原理如下：按照各相电感增加的先后顺序，依次在每相电感增加时给相应的相绕组通以电流脉冲，从而产生出正向转矩（电动转矩）。如果在相电感的变化率为负时给相绕组供电，就可以实现再生制动。由于各相绕组供电的通、断是由（位置传感器或观测器所提供的）位置反馈决定的，因此可以获得不会失步的转矩和运动控制效果。

SRM 已经历了二十多年的发展, 现在已到了市场化的阶段, 可满足从数瓦到数千千瓦、从低动态性到高动态性的各种功率驱动场合的需要。SRM 和 PMSM 一样, 在高性能调速传动中具有极大的竞争力。

传统意义的步进电动机包括磁阻式步进电动机和混合式(永磁体-磁阻)步进电动机, 它们分别跟 SRM 以及矩形波电流的 PMSM 类似, 但它们的定、转子极数和定子相数(通常是 4~5 相)显著增加, 且采用开环前馈控制而无需位置传感器, 可以实现中等水平的动态性和较高的定位精度。

传统意义的步进电动机仅针对低功率的定位应用。想了解更多有关步进电动机细节的读者, 请参考文献 [15]。

本书将用独立的章节来单独介绍 PMSM 传动(第 11 章)和 SRM 传动(第 12 章)。

其他类型的 PEC 依赖型无笼型转子电动机, 都来源于电励磁的同步电动机(Synchronous Motors, SM)、感应电动机(Induction Motors, IM)、RSM 或双凸型电动机, 只不过在转子或定子上增添了永磁体。

尽管单相 PMSM(无刷)、单相 SRM 的转矩脉动十分严重, 但由于其 PEC 所需的可控功率开关器件的数目少, 在小功率的场合(如家电、车辆上的小型电气传动装置等)逐渐得以推广应用, 可降低成本。在相关的章节里, 我们将对这类电动机的传动做简单的介绍。

2.6 电动机/发电机中的能量转换

在所有质量不发生增减的系统中, 能量守恒定律都成立。因此, 能量既不会产生, 也不会消灭, 它只会从一种形式转换成另一种形式。能量守恒定律与法拉第定律、安培定律、高斯定律、欧姆定律、牛顿力学定律以及电路理论等一起, 共同决定着电动机-发电机中的机电能量转换。

在电动机-发电机的机电能量转换中, 包含着以下几种形式的能量:

$$\begin{pmatrix} \text{来自电源的} \\ \text{电能}(\pm) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{机械} \\ \text{能}(\pm) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{磁场储能} \\ \text{的增加} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{转换成} \\ \text{热量的能量} \\ \text{(损耗):}(+) \end{pmatrix} \quad (2-1)$$

式中, 来自电源的电能和机械能在电动状态时为正(+); 在发电状态时为负(-)。能量转换成热量的主要原因有三个:

- 电动机绕组(铜)的损耗: p_{Co} ;
- 机械方面的损耗(齿轮摩擦与风阻损耗): p_{mec} ;
- 电动机磁路中的铁心损耗(磁滞和涡流损耗): p_{iron} 。

将这些损耗放在它们相应的位置, 可得:

$$\begin{pmatrix} \text{电能} \\ -p_{\text{Co}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{磁场储能} \\ \text{的增量} \\ +p_{\text{iron}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{机械能} \\ +p_{\text{mec}} \end{pmatrix} \quad (2-2)$$

因此,在电动机中,从电能到机械能的转换实际上有一个媒介形式的中间能量储存——磁场能,其绝大部分存在于电动机的转子(运动部分)和定子(固定部分)之间的气隙磁场中,如图2-8所示。

电能的净增量 dW_e 可以用电压 v 、电流 i 、电动势 e 来表示:

$$dW_e = (v - Ri) i \cdot dt \quad (2-3)$$

为了实现电能到机械能的转换,电动机中的耦合电磁场必须对电路(即对电源的电压 v)产生一个反作用,即产生出一个电动势 e :

$$-e = v - Ri; dW_e = -(e) i \cdot dt \quad (2-4)$$

在电动机中,如果将电能传递到耦合磁场的电路(相)不止一个,那么式(2-4)将包含更多的项。

根据法拉第定律,电动势 e 为

$$e = - \frac{d\lambda}{dt} \quad (2-5)$$

式中, $d\lambda/dt$ 是磁链 λ 对时间的全导数,它可分为两项:一个变压器项(脉动项)和一个由运动原因引起的运动项。

根据式(2-4)有:

$$dW_e = i \cdot d\lambda, dW_{mec} = T_e d\theta_r \quad (2-6)$$

式中, dW_{mec} 是机械能的增量; T_e 是电动机产生的瞬时电磁转矩; $d\theta_r$ 是旋转运动角的增量。

根据式(2-4)~式(2-5)以及能量转换条件可得:

$$dW_e = id\lambda = dW_m + T_e d\theta_r \quad (2-7)$$

式中, dW_m 是磁场储能的增量。

如果磁链恒定 ($d\lambda = 0$), 则来自电源的能量增量为零, 此时, 电磁转矩 T_e 为

$$T_e = - \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} \right)_{\lambda = \text{const}} \quad (2-8)$$

这种情况只会出现在电动机处于短路 ($v = 0$) 发电的模式时(能耗制动), 把转子储存的机械能转换为损耗。

相应的电磁转矩为负, 电动机被制动、逐渐向静止靠近。

在大多数应用中, 从电源获取电能或往电源输送电能的情况更为常见, 因为这些情况才是真正的电动机运行状态或发电机运行状态。

在这种情况下, 式(2-7)可写成:

$$dW_m = id\lambda - T_e d\theta_r; i = \frac{\partial W_m}{\partial \lambda} \quad (2-9)$$

式中, λ 和 θ_r 是独立变量。

也可以选择电流 i 作为独立变量, 来代替磁链 λ 。但这需要定义一个新的函数——

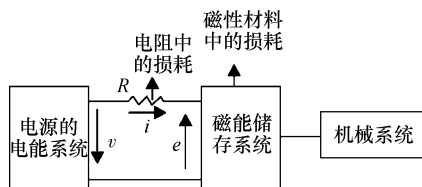


图2-8 电动机/发电机中的能量转换

磁共能 W'_m :

$$W'_m = i\lambda - W_m \quad (2-10)$$

对这个方程求微分可得:

$$dW'_m = id\lambda + \lambda di - dW_m \quad (2-11)$$

再利用式 (2-9) 可得:

$$dW'_m = id\lambda + \lambda di - id\lambda + T_e d\theta_r \quad (2-12)$$

最后得到:

$$T_e = \left(\frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} \right)_{i=\text{const}} ; \quad \lambda = \frac{\partial W'_m}{\partial i} \quad (2-13)$$

$$W_m = \int_0^{i_0} id\lambda ; \quad W'_m = \int_0^{i_0} \lambda di \quad (2-14)$$

由于式 (2-9) 的前提是磁链 λ 随时间变化, 因此, 电源与电动机交换的电能 dW_e 不为零。

根据式 (2-8) 和式 (2-13), 只有当磁共能随着转子位置 θ_r 变化时, 电磁转矩 T_e 才不为零。

让我们来考虑图 2-9 所示有两个定子极和两个转子极的 SRM 原型。

这实际上是一个 (由两个线圈串联或并联构成的) 电感 L , 它有一个气隙和一个磁心。显然, 当转子旋转时, 磁导随着 θ_r 角变化。

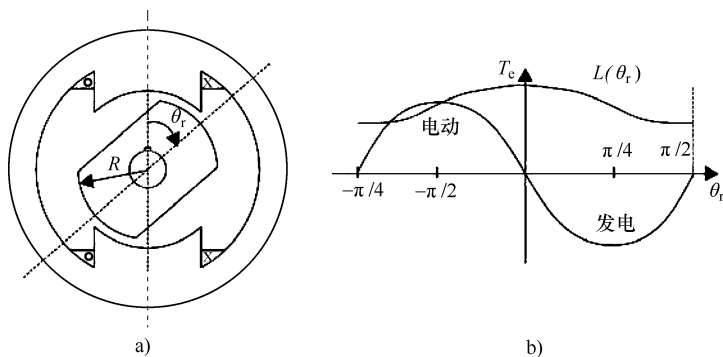


图 2-9 定/转子为 2/2 极的 SRM 原型

a) 横截面 b) 电感 L 、转矩 T_e 与 θ_r 角的关系

近似有:

$$L(\theta_r) \approx L_0 + L_2 \cos 2\theta_r \quad (2-15)$$

如果忽略磁饱和, 则 L_0 和 L_2 是恒值, 此时, 线圈的磁共能 W'_m 为

$$W'_m = \int_0^{i_0} L(\theta_r) i di = \frac{i_0^2}{2} L(\theta_r) \quad (2-16)$$

电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \left(\frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} \right)_{i_0 = \text{const}} = \frac{i_0^2}{2} \frac{\partial L(\theta_r)}{\partial \theta_r} = -i_0^2 L_2 \sin 2\theta_r = -T_{em} \sin 2\theta_r \quad (2-17)$$

可见，电流的极性不影响转矩的极性。正转矩意味着电动运行，负转矩意味着发电运行。随着 θ_r 角的变化，转矩有正的时候，也有负的时候（ θ_r 为零时，转矩也为零）。这意味着2/2极的SRM无法从任何一个初始位置起动起来，因此需要特殊的措施来提供从同一位置（驻点）开始自起动的能力。多相SRM则不存在这样的问题，可以从任何位置起动。

2.7 小结

表 2-1 汇总了可用于调速电气传动的候选电动机。

表 2-1 可用于调速电气传动的电动机

电动机类型	单凸 极性	无凸 极性	双凸 极性	单极性 电流	双极性 电流	传统型 (笼型转子)	变换器依赖型 (非笼型转子)
直流有刷电动机	X			X			X ^①
感应电动机 (IM)		X			X	X	
电励磁同步电动机	X	X			X	X	X
磁阻同步电动机 (RSM)	X				X	X	X
永磁同步电动机 (PMSM)	X	X	X		X		X
开关磁阻电动机 (SRM)			X	X			X
步进电动机			X	X	X		X

① 直流有刷电动机可以串电阻供电（调速），从这个角度讲，它也算一种传统的（变换器无关的）调速电动机，不过这种方法很浪费电能，几乎不再使用。

有很多应用场合需要直线运动，在成本/性能合理、有竞争力的前提下，采用直线电动机是合理的选择。每种旋转电动机都有对应的直线电动机。相应的控制也跟对应的旋转电动机的控制类似。

直线电动机传动有独立的参考文献 [16, 17] 可供参考。

2.8 参考文献

1. **W. Leonhard**, Control of electrical drives, First, Second & Third Edition, Springer Verlag, 1985, 1996, 2001.
2. **P.C. Sen**, Thyristor D.C. drives, John Wiley & Sons, 1981.
3. **G.K. Dubey**, Power semiconductor controlled drives, Prentice Hall, 1989.
4. **P. Vas**, Vector control of a.c. machines, Oxford Univ. Press, 1990.
5. **I. Boldea, S.A. Nasar**, Vector control of a.c. drives, CRC Press, 1992.
6. **M.P. Kazmierkowski, H. Tunia**, Automatic control of converter-fed induction motor drives, Elsevier, 1994.

7. **P.M. Trzynadlowski**, The field orientation principle in control of induction motors, Kluwer Acad. Press, 1994.
8. **D.W. Novotny, T.A. Lipo**, Vector control and dynamics motor of a.c. drives, Clarendon Press, 1996.
9. **S.A. Nasar, I. Boldea**, Electric machines steady state, CRC Press, 1990.
10. **S.A. Nasar, I. Boldea**, Electric machine dynamics and control, CRC Press, 1992.
11. **P. Krause**, Analysis of electric machinery, McGraw Hill, 1986.
12. **I. Boldea**, Reluctance synchronous machines & drives, O.U.P., 1996.
13. **S.A. Nasar, I. Boldea, L.E. Unnewehr**, Permanent magnet, reluctance and selfsynchronous motors, CRC Press, 1993.
14. **T.J.E. Miller**, Switched reluctance motors and their control, Magna Physics & Clarendon Press, 1993.
15. **T. Kenyo**, Stepping motors and their microprocessor controls, Clarendon Press, 1984.
16. **I. Boldea, S.A. Nasar**, Linear electric actuators and generators, Cambridge Univ. Press, 1997.
17. **I. Boldea, S.A. Nasar**, Linear motion electromagnetic devices, Taylor and Francis 2001.

第3章 电气传动用电力电子变换器

电气传动用电力电子变换器（PEC）现已是一种成熟的技术，其拥有相当可观的全球性市场，并且还在不断增长之中。目前，相关的研究和开发工作还特别多，并且这种趋势在将来肯定还会继续保持下去。

PEC 技术的相关文献也特别丰富^[1]。此处，我们仅仅汇总一下主要的 PEC 结构以及它们的电压、电流波形，更具体的细节将在各种电动机传动的相关章节里介绍。

PEC 的分类方法很多。这里，我们主要介绍按电力电子开关（Power Electronic Switch, PES）的类型分类、按功率转换的级数分类、按电流（电压）的输出波形分类等几种分类。

先介绍主要的 PES。

3.1 电力电子开关及电力电子变换器分类

3.1.1 电力电子开关

PEC 中使用的 PES 可以在宽广的电压范围和（必要时在）宽广的频率范围内，在阻断状态与饱和导通状态之间进行频繁的换相，并提供很高的能量转换效率（高达 85% ~ 95%）。

PES 阻断状态的特点是传导电流实际上已经变成零，功率端子上则承受着高电压。PES 饱和导通状态的特点是传导电流已经出现，功率端子上的电压很低，为 1 ~ 2V。

PES 可分为以下几种类型：

- a. 不控型；
- b. 半控型；
- c. 全控型。

二极管是不控型 PES，如图 3-1a 所示，其导通状态由从阳极（A）到阴极（K）的电流方向唯一决定。

二极管的理想特性如图 3-1b 所示。可见，二极管仅容许正向电流通过，此时，降落在二极管上的电压 V_{AK} 的理想值为零。实际的 V_{AK} 不为零，但是很小（为 1 ~ 2V）。

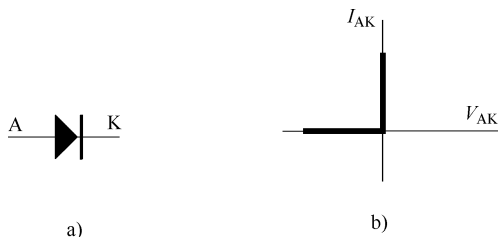


图 3-1

a) 二极管的表示符号 b) 二极管的理想特性

所有的 PEC 中都会用到二极管, 或者用作整流器, 或者用于保护。二极管没有控制电路或驱动电路。

晶闸管是半控型 PES。它的导通状态只有从阻断状态到饱和导通状态是可控的 (即只能控制开通), 具体的控制方法是: 在其接受控制命令的命令电路, 即门极 (G) 与阴极 (K) 之间施加正向电流 (即触发信号), 若此时 PES 中流过的是从阳极 (A) 到阴极 (K) 的正向电流, 则晶闸管进入饱和导通状态, 如图 3-2 所示。饱和导通之后, 即使移除触发信号, 饱和导通的状态也将一直保持, 直到功率电路 (A—K) 中的电流变成零为止。

使用晶闸管最多的地方, 是与交流电网存在接口的大功率、低换相频率 (通常最高可达 300Hz) 的 PEC 中。

门极关断型晶闸管 (Gate Turn Off thyristor, GTO) 如图 3-3 所示, 它是一种全控型的 PES。其饱和导通的实现方法跟晶闸管相同, 但当在其命令电路上施加一个负电流时, 可以将其关断。

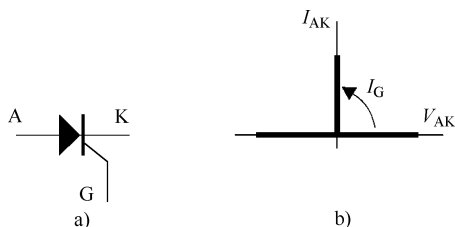


图 3-2

a) 晶闸管的表示符号 b) 晶闸管的理想特性

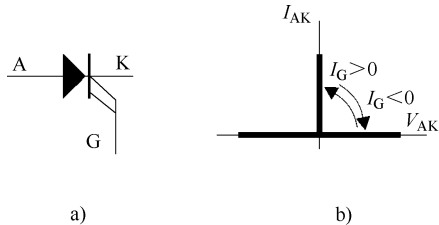


图 3-3

a) GTO 的表示符号 b) GTO 的理想特性

GTO 用于大功率 PEC 以及与交流电网之间的接口。其开关频率比晶闸管高, 但通常仍低于 1kHz。

双极性结型晶体管 (Bipolar Junction Transistor, BJT) 也是一种全控型 PES, 如图 3-4 所示, 但其开关频率比 GTO 高, 主要用于中、低功率场合 (可高达数十 kW)。其触发 (即饱和导通的获得) 是通过基极 (B) 向发射极 (E) 注入电流来实现的, 并且只有触发电流继续存在, 才能维持饱和导通。当触发电流变为零时, BJT 就会关断。其换相时间要比晶闸管、GTO 短。由于 BJT 的功率电路从集电极 (C) 到发射极 (E) 不能承受负极性的电压, 因此 BJT 只能运行在第一象限, 如图 3-4b 所示。

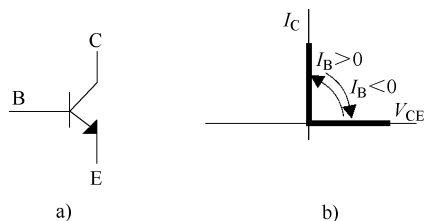


图 3-4

a) BJT 的表示符号 b) BJT 的理想特性

MOS 管也是一种全控 PES。MOS 管不同于其他类型的 PES, 它靠命令电路 (从门极 G 到源极 S) 的电压 (而不是电流) 信号来工作。因此, 其所需的触发功率几乎为零, 这极大地简化了触发电路。

MOS 管的换相时间最短, 可以采用极高的开关频率 (数十 kHz), 但只能用在中、小功率水平与电压水平的场合。

绝缘栅极双极性晶体管 (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) 如图 3-6 所示, 其触发具有 MOS 管的优点, 靠电压信号触发, 换相时间短, 开关频率可高达 20kHz, 其功率电路则跟双极性晶体管 BJT 类似, 具有饱和电压低、额定电压和电流大的特点。

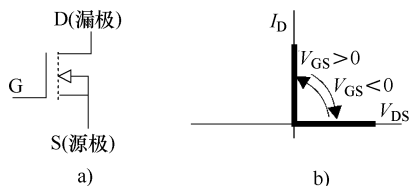


图 3-5

a) MOS 管的表示符号 b) 相应的理想特性

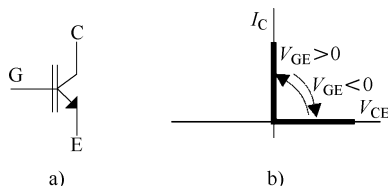


图 3-6

a) IGBT 的表示符号 b) 相应的理想特性

随着技术的进步, PES 的额定电压/额定电流以及开关频率都变得越来越, 导通和换流损耗也在以巨大的步伐降低。例如, 采用 IGBT 的 PEC 的单机容量在 1996 年达到了 500kVA, 4 台并联同步控制可达 2MVA。

与此同时, 晶闸管变得更便宜了, 在 MW 级的 (以及更高的) 功率范围里, 在许多应用以及一些特殊拓扑结构的电路中, 晶闸管仍具有竞争力。不过, 在使用晶闸管的大功率场合, GTO 有快速取代晶闸管的趋势。

在大功率场合, 1992 年出现了中等电压水平的 MOS 控制晶体管 (MOS- Controlled Thyristors, MCT)。MCT 通过在 MOS 管的门极上施加短时电压脉冲来开通和关断, MCT 中有成千的微单元并联在一起、做在同一个芯片上, 以提供大电流水平。

1997 年出现了集成门极换流晶闸管 (Integrated Gate Commutated Thyristors, IGCT), 它可用于高电压、大功率的场合 (单个器件为 4500V、300A)。其关断所需的负门极电流也是 300A, 不过持续的时间很短。

MCT 和 IGCT 都具有较高的开关频率。

基于 SiC 材料的高压 (15kV)、中等电流 (300A) 及数 kHz 开关频率的静态 PES, 在本书写作时尚处于实验室阶段, 有可能在 2010 年代初期在中、大功率的功率电子应用中引发一场革命。

3.1.2 电力电子变换器的分类

PEC 有许多的分类方法, 根据输入和输出的电压/电流波形的不同, PEC 可分为

- AC-DC 变换器 (整流器);
- DC-DC 变换器 (斩波器);
- AC-DC-AC 变换器 (间接 AC-AC 变换器)——2 级结构;
- AC-AC 变换器 (直接 AC-AC 变换器)——单级结构。

需要注意的是, 在 AC-DC-AC 变换器中, 包含一个电源侧的 AC-DC 变换器 (整流

器), 以及一个负载侧的 DC-AC 变换器 (逆变器)。这种变换器最常用于各种功率水平的交流电动机传动。

为了实现功率的双向传输, AC-DC-AC 变换器中的整流器应具有作为逆变器工作的能力, 而其中的逆变器在原理上本来就能够作为整流器工作。

直接 (单级) AC-AC 变换器 (周波变换器) 用于大功率交流传动, AC-DC-AC 变换器则用于所有功率范围。

AC-DC 变换器既可作为 AC-DC-AC 变换器的一部分, 也可以独立应用于驱动直流有刷电动机。

DC-DC 变换器既可直接与电池 (最常用的直流电源) 相连, 也可由单相或多相的不控二极管整流器供电, 用于驱动直流有刷电动机。

由于二极管整流器在许多 PEC 中用作电网侧的变换器, 因此接下来先对二极管整流器作详细介绍, 其他类型的 PEC 则仅作简单介绍, 有关它们的更多细节将在各种电动机传动的相关章节里介绍。

3.2 输出恒定直流电压 V_d 的工频二极管整流器

在大多数电气传动中, 电力是由工频 60Hz 或 50Hz 的本地电网以单相或三相的形式提供的。单相交流提供的功率较小, 常用于各种建筑物的内部供电, 工业供电网则是三相的。下面分别介绍这两种情况。

二极管整流器的输出电压应做到纹波尽可能小, 因而需要一个相当大的电容滤波器, 如图 3-7 所示。

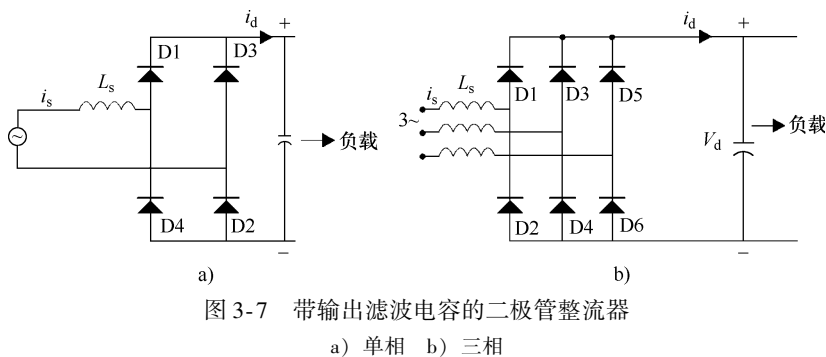


图 3-7 带输出滤波电容的二极管整流器

先考虑图 3-8 所示的基本整流器电路。假定其换流是瞬时完成的, 电源侧的电感为 L_s , 空载时输出恒定电压 V_d 。

二极管在 $V_s \geq V_d$ 的 t_1 时刻开始导通。在 t_2 时刻, 虽然有 $V_s = V_d$, 但由于电感 L_s 的作用, 电流将继续流入二极管中, 直到面积 $A_{on} = A_{off}$ 的 t_3 时刻, 二极管中的电流才变成零。实际上, 电感电压 V_L 从 t_1 到 $t_1 + T$ 的积分应该等于零, 也就是说, 在每个工频周期里, 电感线圈的磁通增量 (以及电感储能的增量) 应该为零, 即

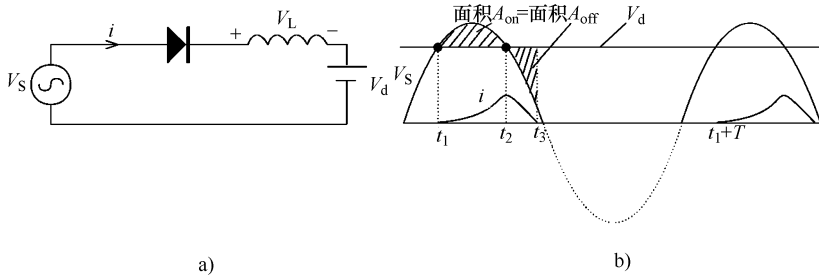


图 3-8

a) 基本整流器的等效电路 b) 相应的电压和电路波形

$$\int_{t_1}^{t_1+T} V_L dt = 0 = A_{on} - A_{off} \quad (3-1)$$

由于 V_d 接近于电源电压的最大值 $\sqrt{2}V_s$ ，因此电流 i 在 V_s 的负半周（下一个半周）开始之前就变成了零。

在图 3-8 中，只有电源的正半波电压有输出，这对应于图 3-7 中二极管 D_1 和 D_2 导通的情况。在图 3-7 中的电源 V_s 的负半波，二极管 D_3 和 D_4 导通，电流中多出一个相似的波形，如图 3-9 所示。

在图 3-9 中，只要电流 i_d 不为零，就有

$$V_L = L_s \cdot \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \omega t - V_d \quad (3-2)$$

$$\omega \cdot L_s \cdot i_d(\omega t) = \int_{\omega t_1}^{\omega t} (\sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \omega t - V_d) d(\omega t); \theta_{on} < \omega t < \theta_{off} \quad (3-3)$$

式中 θ_{on} 满足：

$$V_d = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \theta_{on} \quad (3-4)$$

在 $\omega t = \theta_{off}$ 时， $i_d(\omega t) = 0$ ，因此，可以根据式 (3-3) 来计算 θ_{off} ，它是 θ_{on} 的函数。最后可得线圈磁通的平均值 $L_s I_d$ ：

$$L_s \cdot I_d = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} L_s \cdot i_d(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (3-5)$$

对于给定的 $L_s I_d$ 值，利用式 (3-3) ~ 式 (3-5) 对 θ_{on} 、 θ_{off} 进行迭代求解，最终可得 V_d ，如 3-10 所示。

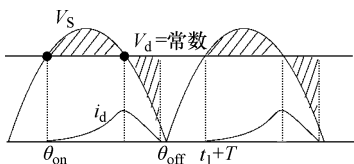
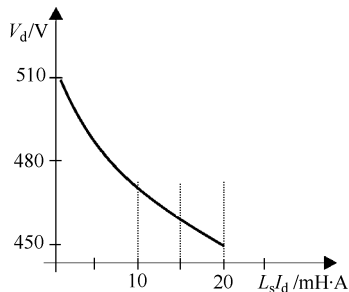


图 3-9 单相全波整流器的波形


 图 3-10 V_d 与 $L_s I_d$ 的关系曲线

3.3 二极管整流器的电网侧电流谐波

电网中的线电流跟图 3-9 中的 i_d 的形状相同，但是线电流的极性是交变的，如图 3-11 所示。显然，整流器中的线电流（电源侧电流）是富含谐波的。这种偏离正弦波的畸变可以用一些畸变指标来描述。

另外，电流基波是滞后电源电压的，滞后的角度用位移功率因数角 φ_1 来表示：

$$\text{DPF} = \cos\varphi_1 \quad (3-6)$$

设电源电流的有效值为 I_s ，那么视在功率的大小 S 为

$$S = V_s \cdot I_s \quad (3-7)$$

式中， V_s 为电压的有效值。

功率因数为

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \quad (3-8)$$

式中

$$P = V_s \cdot I_{s1} \cdot \text{DPF} \quad (3-9)$$

因此

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \text{DPF} \quad (3-10)$$

线电流的严重畸变将降低 I_{s1}/I_s 的比值，此时，即使 DPF 等于 1，所得的功率因数也会较小。这时有

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{v=2}^{\infty} I_{sv}^2} \quad (3-11)$$

总谐波电流畸变 THD (%) 为

$$\text{THD}\% = 100 \frac{I_{\text{dis}}}{I_{s1}} \quad (3-12)$$

式中

$$I_{\text{dis}} = \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_{sv}^2} \quad (3-13)$$

峰值电流 I_{speak} 也很重要，为此专门定义了一个相对值指标，称作峰值因数 (CF)：

$$\text{CF} = \frac{I_{\text{speak}}}{I_s} \quad (3-14)$$

另一个相对值指标是波形因数 (FF)：

$$\text{FF} = \frac{I_s}{I_d} \quad (3-15)$$

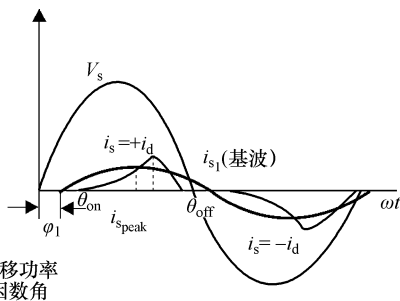


图 3-11 电源电流的波形

已经证明,当电源侧电感 L_s 很小时,虽然位移功率因数在 0.9 以上,但功率因数却很低。

V_d/V_s 比值随着 $L_s I_d/V_s$ 比值的下降仅有少许降低,但峰值因数 (CF) 和波形因数 (FF) 随着 $L_s I_d/V_s$ 比值的降低 (低于 0.03 时) 会发生一次急剧的下降。然后,随着 $L_s I_d/V_s$ 比值的继续下降,它们只会发生少许的降低。

二极管整流器电源侧的电流波形畸变告诉我们,应该使用交流滤波器来消除本地电网的谐波污染。目前的发展趋势是,在每一个使用二极管整流器的 PEC 传动系统中,都要在电源侧配置一台电源滤波器,第 13 章将对此作更详细的介绍。

例 3-1

一台输出恒定电压的单相二极管整流器,交流电源的电压为 $V_s(t) = V_s \sqrt{2} \cdot \sin \omega t$ (其中 $V_s = 120\text{V}$, $\omega = 367\text{rad/s}$)。如图 3-11 所示,电源侧的不连续电流始于 $\theta_{\text{on}} = 60^\circ$ 、止于 $\theta_{\text{off}} = 150^\circ$ 。电源侧的电感为 $L_s = 5\text{mH}$ 。请计算直流侧电压 V_d 以及电源侧电流 $i_d(\omega t)$ 的波形。

解答:根据图 3-9,由式 (3-3) 可得:

$$\int_{\theta_{\text{on}}}^{\theta_{\text{off}}} (\sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \omega t - V_d) \cdot d(\omega t) = 0 \quad (3-16)$$

$$0 = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot (\cos \theta_{\text{on}} - \cos \theta_{\text{off}}) - V_d \cdot (\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{on}}) \quad (3-17)$$

由式 (3-17) 可得:

$$V_d = \frac{\sqrt{2} \times 120 \times (\cos 60^\circ - \cos 150^\circ)}{\frac{5}{6} \pi - \frac{1}{3} \pi} = 147\text{V} \quad (3-18)$$

再次利用式 (3-3):

$$i_d(\omega t) = \begin{cases} 0 & (0 < \omega t < \theta_{\text{on}}) \\ \frac{1}{\omega L_s} \cdot \int_{\theta_{\text{on}}}^{\omega t} (\sqrt{2} \times V_s \cdot \sin \omega t - V_d) \cdot d(\omega t) & (\theta_{\text{on}} \leq \omega t \leq \theta_{\text{off}}) \\ 0 & (\theta_{\text{off}} < \omega t < 180^\circ) \end{cases} \quad (3-19)$$

因此,

$$\begin{aligned} i_d(\omega t) &= \frac{\sqrt{2} \times V_s \times (\cos \theta_{\text{on}} - \cos \omega t) - V_d \cdot (\omega t - \theta_{\text{on}})}{\omega L_s} \\ &= \frac{\sqrt{2} \times 120 \times (0.5 - \cos \omega t) - 147 \times (367t - \pi/3)}{367 \times 5 \times 10^{-3}} \\ &\quad (\text{其中 } 60^\circ < \omega t < 150^\circ) \end{aligned} \quad (3-20)$$

式 (3-19) ~ 式 (3-20) 虽然使用起来不是很方便,但由此可以计算电流有效值 I_s 、峰值电流 I_{peak} 、基波分量 I_1 、平均直流输出电流 I_d ,再由式 (3-12) 可计算 TDH%,由式 (3-14) 可以计算峰值因数。

3.4 $I_d = \text{常数}$ 、 $L_s \neq 0$ 时的电流换相

对于图 3-12a 所示的单相全波整流电路，当直流电流恒定 ($I_d = \text{恒值}$) 时的有关波形如图 3-12b)、c) 所示。

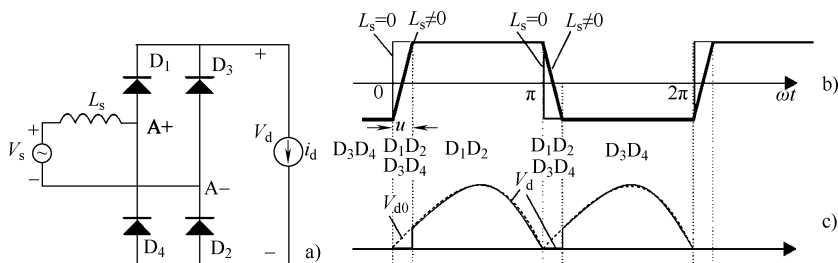


图 3-12 $I_d = \text{恒值}$ 时，单相整流器中电流的换相

a) 等效电路 b) 电源侧电流 c) 整流后的电压

在 $L_s = 0$ 的理想情况下，电源侧的电流将在 $\omega t = 0$ 时刻从 $-I_d$ 跳变到 I_d （在 $\omega t = \pi$ 时刻则从 I_d 跳变到 $-I_d$ ），如图 3-12b 所示。但实际的 L_s 非零，因此，在换相期间，4 个二极管将全部导通，从而使得 $V_d = 0$ 。在换相开始前 ($\omega t < 0$) 是 D_3D_4 导通，换相完成后 ($\omega t > u$) 则仅有 D_1D_2 导通。

在换相期间，由于 $V_d = 0$ ，因此该时段的电源电压全部降落在电感 L_s 上，即

$$V_s \sqrt{2} \sin \omega t = \omega L_s \frac{di_s}{d(\omega t)} \quad (3-21)$$

对其在换相期间 $(0, u)$ 上进行积分，可得

$$\int_0^u V_s \sqrt{2} \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \omega L_s \cdot \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s \cdot I_d \quad (3-22)$$

因此有

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s}{V_s \sqrt{2}} \cdot I_d \quad (3-23)$$

从而得到平均直流电压 V_d 为

$$V_d = V_{d0} - \frac{2\omega L_s}{\pi} \cdot I_d \quad (3-24)$$

其中，

$$V_{d0} = \frac{2}{2\pi} \times \int_0^\pi V_s \sqrt{2} \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.9 V_s \quad (3-25)$$

是理想情况 ($L_s = 0$) 下的平均直流电压，和图 3-12c 中的瞬时值 V_{d0} 相对应。

可见，在输出恒定直流电流的场合，电源侧电感 L_s 将使输出的直流电压降低。此外，换相也不会瞬时完成，在重叠的换相角 (u 角) 内，4 个二极管是同时导通的。

3.5 三相二极管整流器

在工业应用场合，由于有三相电源，因此使用图 3-13 所示的三相整流器是显而易见的选择。

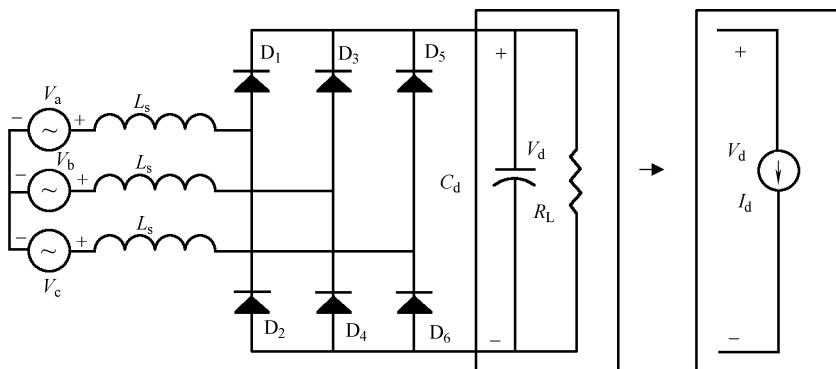


图 3-13 三相二极管整流器

负载电阻 R_L 和滤波电容 C_d 可以用一个恒定的直流源 I_d 来代替。采用跟前文单相整流器相似的推导，可得

$$V_d = V_{d0} - \frac{3\omega L_s}{\pi} \cdot I_d \quad (3-26)$$

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s}{V_{LL}\sqrt{2}} \cdot I_d \quad (3-27)$$

式中， $V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}$ ； V_{LL} 为线电压的有效值。

当 $L_s = 0$ 时，相关的波形如图 3-14 所示。当 $L_s \neq 0$ 时，波形则如图 3-15 所示。

当 L_s 非零时，因在换相角 u 期间三相会同时导通（见图 3-15），输出的直流电压会发生降低，如式 (3-26) 所示。

另一方面，当直流电压恒定时（电容 C_d 为无穷大），跟单相整流器一样，电源侧的电流波形将如图 3-16 所示。

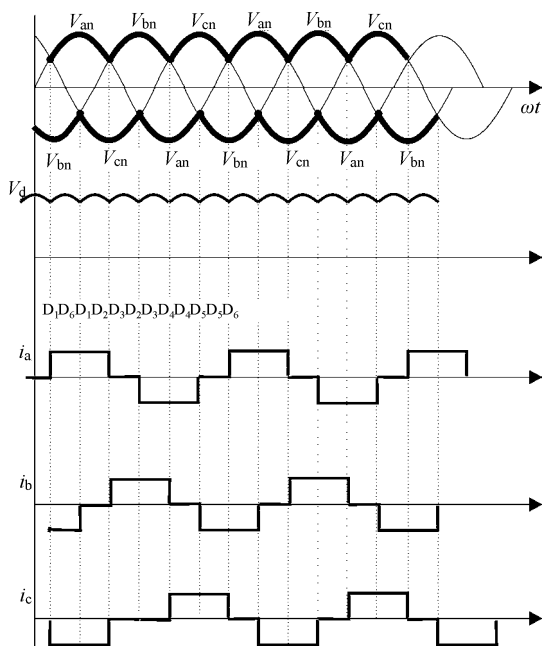
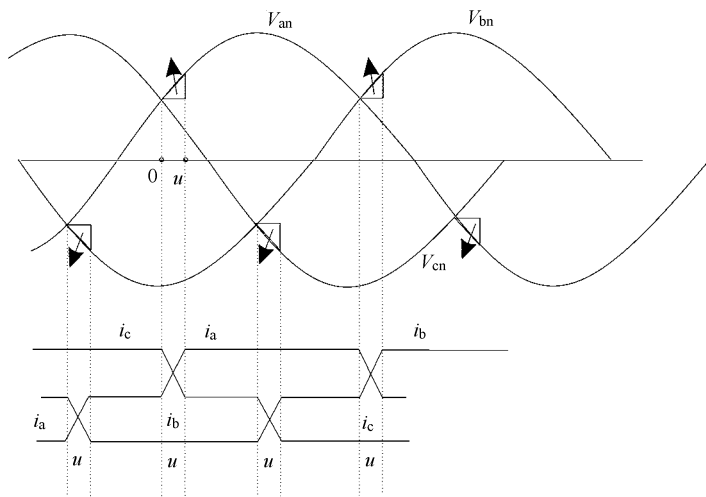


图 3-14 $L_s = 0$ 时三相的理想波形


 图 3-15 $L_s \neq 0$ 时三相电流的换相

需要注意的是, 无论是 $I_d = \text{恒值}$ 的情况, 还是 $V_d = \text{恒值}$ 的情况, 电源侧的电流都是畸变的, 因此电源中都会出现电流谐波。

在实际中, 单相整流器的电网侧电流谐波、输出的电压 (电流) 谐波都要比三相整流器的高。

例 3-2 换相重叠角 u 。

一个单相交流系统或星形联结的三相交流

系统, 相电压为 $V_s(t) = 120\sqrt{2}\sin 367t$, 电源侧电感为 $L_s = 5\text{mH}$ 。请计算单相或三相二极管全波整流器的换相角 u 、理想空载电压, 以及输出恒定直流电流 $I_d = 10\text{A}$ 时的负载电压。

解答:

对于单相二极管全波整流器, 由式 (3-23) 可得

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s}{V_s\sqrt{2}} \cdot I_d = 1 - \frac{2 \times 367 \times 5 \times 10^{-3}}{120\sqrt{2}} \times 10 = 0.783 \quad (3-28)$$

$$u = 22.727^\circ。$$

由式 (3-25) 可得理想空载电压 V_{d0} (V) 为

$$V_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 120 = 108 \quad (3-29)$$

$$V_d = V_{d0} - \frac{2\omega L_s}{\pi} \cdot I_d = 108 - \frac{2 \times 367 \times 5 \times 10^{-3}}{\pi} \cdot 10 = 96.312 \quad (3-30)$$

对于三相二极管全波整流器, 由式 (3-27) 计算 u :

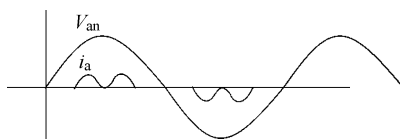


图 3-16 当 L_s 有限而 C_d 为无穷大 ($V_d = \text{恒值}$) 时, 三相整流器的电网侧电流和电压

$$\cos u = 1 - \frac{2 \times 367 \times 5 \times 10^{-3}}{120 \sqrt{2} \times \sqrt{3}} \times 10 = 0.8746$$

(3-31)

$u = 12.22^\circ$ 。

由式 (3-26) 计算 V_{d0} 和 $V_d(V)$:

$$V_{d0} = \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} V_{LL} = \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} 120 \sqrt{3} = 279.66$$

(3-32)

$$V_d = V_{d0} - \frac{3 \omega L_s}{\pi} \cdot I_d = 279.66 - \frac{3 \times 367 \times 5 \times 10^{-3}}{\pi} \times 10 = 262.128$$

(3-33)

由于单相和三相二极管全波整流器的 V_{d0}/V_d 比值上的差异, 以及两种整流器输出电压最低次谐波次数的不同, 因此三相时的滤波电容器 C_d 要显著小于单相的时候。

注意: 上面之所以对二极管整流器进行相当详细的介绍, 一方面是因为在大多数的电气传动系统中, 二极管整流器常被用作电网侧的 PEC; 另一方面是因为二极管整流器在电网侧电流谐波、换相等方面都具有很典型的表现, 这在其他 PEC 中也会遇到。

3.6 相控整流器 (AC-DC 变换器)

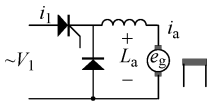
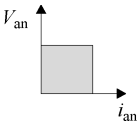
相控整流器作为一种 AC-DC 变换器, 用于提供可控的直流输出, 直接给直流有刷电动机供电, 或者在交流电气传动中, 用作两级 AC-DC-AC 变换器中的电网侧 PEC (即第一级)。

从原理上讲, 相控整流器既可以是全控的, 也可以是半控的。表 3-1 对各种相控整流器做了一个比较全面的归纳。

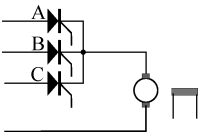
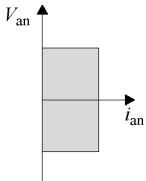
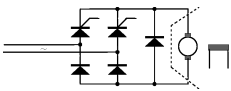
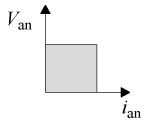
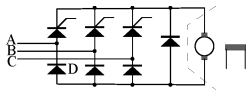
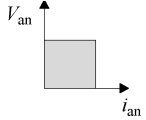
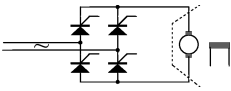
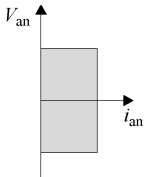
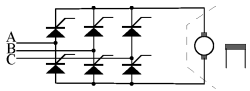
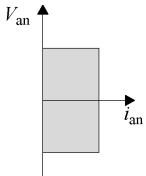
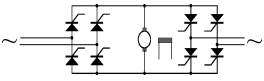
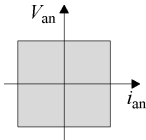
应特别注意不同相控整流器结构方案的功率范围及可运行的象限。同时也要注意, 除了可以使用晶闸管之外, 也可以使用 GTO 或 IGBT 来进行相控整流。在大功率的场合 (MW 及数十 MW), 以及 (在驱动交流电动机的 AC-DC-AC 变频器中) 用作电网侧变换器的场合, 需要使用特殊的结构, 这将在相关的章节中作具体的介绍。此外, 还有单位输入功率因数的 AC-DC 整流器结构方案。

各种整流器结构方案的主要细节、数值实例及数字仿真结果将在有刷直流电动机或大功率交流电动机的相关章节里介绍。

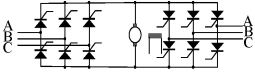
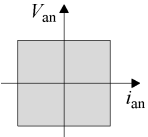
表 3-1 相控整流器的电路结构

电 路	类 型	功 率 范 围	纹 波 频 率	运 行 象 限
	半波 单相	低于 0.5kW	f_s	 1 个象限

(续)

电 路	类 型	功 率 范 围	纹 波 频 率	运 行 象 限
	半波 三相	高达 50kW	$3f_s$	 2 个象限
	(对称) 半控 变换器 单相	高达 15kW	$2f_s$	 1 个象限
	半控变换器 三相	高达 100kW	$3f_s$	 1 个象限
	全桥 (全控) 变换器单相	高达 15kW	$2f_s$	 2 个象限
	全桥 (全控) 变换器三相	高达 1500kW	$6f_s$	 2 个象限
	双重变换器 单相	高达 15kW	$2f_s$	 4 个象限

(续)

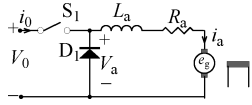
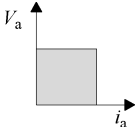
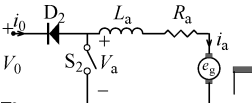
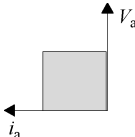
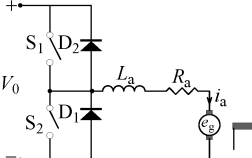
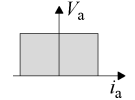
电 路	类 型	功 率 范 围	纹 波 频 率	运 行 象 限
	双重变换器 三相	高达 1500kW	$6f_s$	 4 个象限

3.7 DC-DC 变换器（斩波器）

斩波器是具有单极性或双极性电流输出能力的 DC-DC 开关模式变换器。单极性电流输出的斩波器可以是单相结构或多相结构，其中单相的结构广泛应用于直流有刷电动机传动（见表 3-2），多相的结构则广泛应用于开关磁阻电动机（SRM）传动（见图 3-17）。

人们已经提出了多种多相斩波器驱动 SRM 的方案，相关的内容将在介绍 SRM 传动的第 12 章中作详细介绍。

表 3-2 用于驱动直流有刷电动机的单相斩波器的结构方案

型 式	斩波器结构方案	$e_a - I_a$ 特性	工 作 原 理
第一象限 (降压) 斩波器			当 S_1 开通时, $V_a = V_0$ 当 S_1 断开、 D_1 导通时, $V_a = 0$
第二象限 再生 (升压) 斩波器			当 S_2 开通时, $V_a = 0$ 当 S_2 断开、 D_2 导通时, $V_a = V_0$
二象限 斩波器			当 S_1 或 D_2 导通时, $e_a = V_0$ 当 S_2 或 D_1 导通时, $e_a = V_0$ 当 S_1 或 D_1 导通时, $i_a > 0$ 当 S_2 或 D_2 导通时, $i_a < 0$

(续)

型 式	斩波器结构方案	$e_a - I_a$ 特性	工 作 原 理
二象限斩波器			当 S_1 和 S_2 导通时, $V_a = +V_0$ 当 S_1 和 S_2 断开、 D_1 和 D_2 导通时, $V_a = -V_0$
四象限斩波器			当 S_4 导通、 S_3 断开、 由 S_1 和 S_2 运行时, $V_a > 0$ 、且 i_a 可反向。 当 S_2 导通、 S_1 断开、 由 S_3 和 S_4 运行时, $V_a < 0$ 、且 i_a 可反向。

如果采用交流电源供电，那么所有斩波器的前端都会使用一个二极管整流器和一个滤波器，如图 3-17 所示。

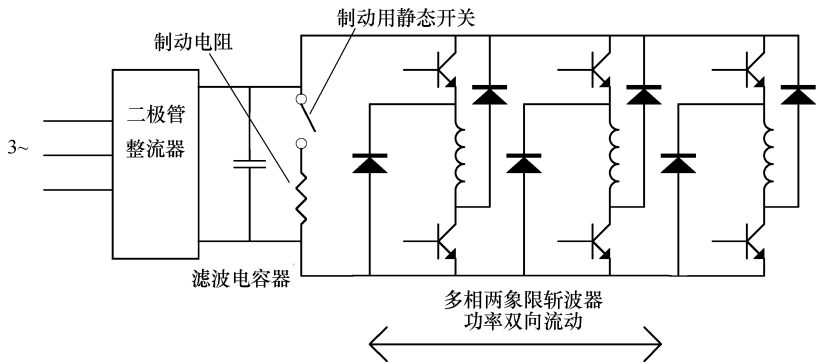


图 3-17 用于驱动开关磁阻电动机的多相 DC-DC 变换器

3.8 DC-AC 变换器（逆变器）

从输入电源是恒定电压源还是恒定电流源来划分，DC-AC 变换器（逆变器）可以分成两种主要类型：电压源逆变器（见图 3-18）和电流源逆变器（见图 3-19）。

电压源逆变器通常采用 IGBT 或 GTO 来制造，电流源逆变器通常则使用晶闸管或 GTO，且涉及大功率的场合（MW 级或更高）。

逆变器可以是单相的也可以是多相的，但输出的电流波形都是双极性的，且容许功率双向流动。逆变器主要用于交流电动机传动。

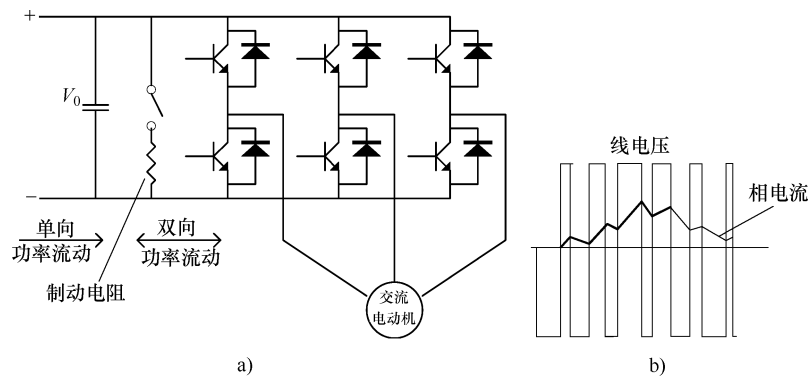


图 3-18 电压源 PWM 逆变器
a) 基本结构 b) 输出波形

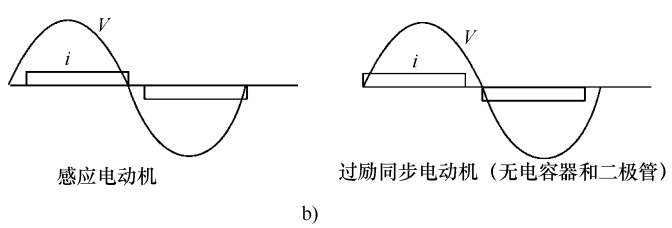
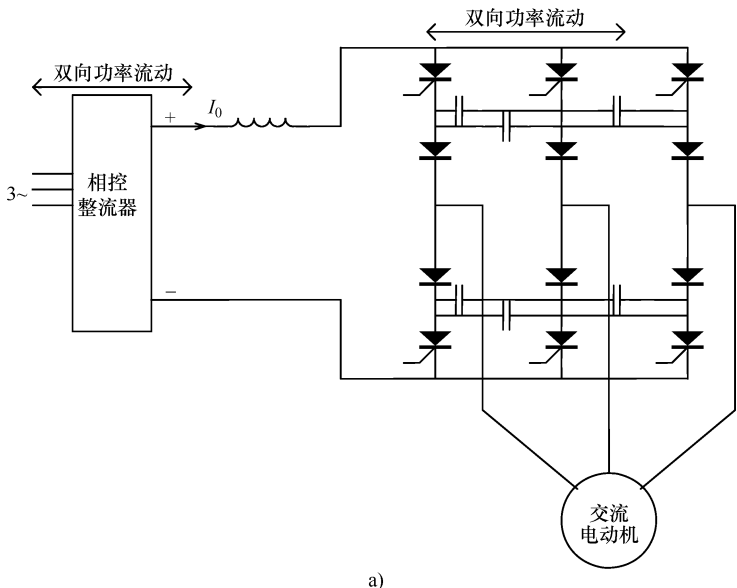


图 3-19 电流源逆变器
a) 基本结构 b) 理想输出波形 (i—电流; V—电压)

在使用电流源逆变器时，当交流电动机具有滞后功率因数特性时（感应电动机），为了使晶闸管成功换流，就需要使用电容器和二极管。相反，当电动机具有超前功率

因数时（过励的同步电动机），则可以采用感应电动势（负载）换流，因而不需使用换流电容器和二极管。

尽管逆变器可以实现功率的双向流动，但从电动机回收的能量要么需送回电网，如图 3-19 所示，要么需消耗在制动电阻上（当电源侧的变换器没有功率双向流动能力时），如图 3-18 所示。

由于相控整流器允许功率双向流动，因此在高转动惯量负载的快速制动中常常要用到。所以，光从这个角度来看，图 3-19 的配置要比图 3-18 的配置优越。

然而，由于电流源逆变器的开关频率较低，电动机的电流是畸变的，因此，为了避免电动机过热，电动机的容量只能高配低用，利用严重不足。

另外，如果需要 AC-DC-AC 变换器既具有单位输入功率因数，又具有完全的双向功率流动的能力，那就得使用图 3-20 那样的结构。

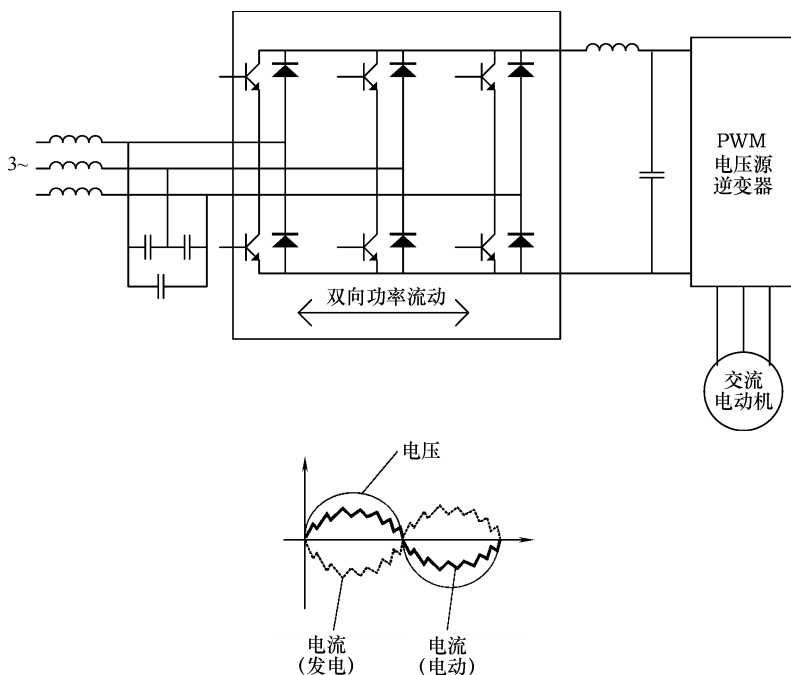


图 3-20 具有单位功率因数和正弦波输入电流且功率可双向流动的双重 AC-DC 变换器

在图 3-20 的方案中，在电动状态时，电网侧由二极管整流器工作；在发电状态时，则由 IGBT 工作，此时，电网侧的变换器用作 PWM 电压源逆变器，这样可以获得单位功率因数以及准正弦波的电网侧电流和电压。

图 3-19 所示的相控整流器—电流源逆变器结构方案虽然也提供了功率双向流动的能力，但其输入功率因数会随着整流器输出直流电压（即电动机速度）的降低而变差。为了获得单位功率因数以及正弦的输入和输出波形，人们提出了图 3-21 所示采用 GTO 的结构方案。

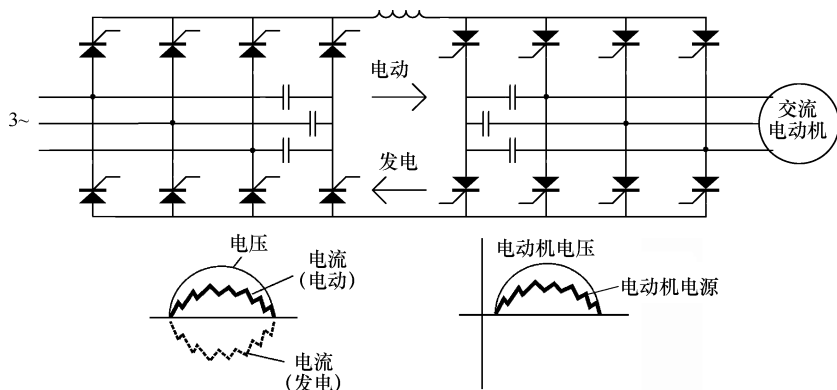


图 3-21 具有功率双向流动能力及单位功率因数的 AC-DC-AC 变换器

在图 3-21 中，交流电源侧的变换器利用了额外的一对 GTO 桥臂来使电容器实现正确换流。电动机侧的变换器也采用同样的换流方式。这样一来，电源侧和电动机侧就都可以使用 PWM 技术来使电压和电流为比较完美的正弦波。此外，电源侧还可以实现单位功率因数的双向功率流动。需要注意的是，图 3-20 的方案虽然需要相当大的电容器和滤波器，但所需的全控 PES 只有 12 个，而图 3-21 的方案却需要 16 个。

到此为止，已介绍的 PEC 都具有 PES 硬开关的特点，即开关器件是在非零电压和非零电流下进行开关的。在硬开关的 PEC 中，既有导通损耗，又有较大的换流损耗，且换流损耗随着开关频率的升高而增加。

人们已经提出了一类新型的 PEC，称作软开关 PEC（或谐振 PEC），它们在零电压下（用于 IGBT）或零电流下（用于 GTO）进行换流。目前，这类 PEC 的文献已经十分丰富。软开关技术使 PEC 的开关频率提升了一个数量级^[1]。

由于软开关 PEC 在电气传动中仍然没有得到商业化，这里就不对它做深入的介绍。除了 AC-DC-AC 变换器之外，还有直接 AC-AC 变换器，这将在下一节介绍。

3.9 直接 AC-AC 变换器

在工业领域中，直接 AC-AC 变换器主要以周波变换器（其输出频率低于电源频率）的形式，用在大功率同步电动机传动和感应电动机传动的场合^[2]。

如图 3-22 所示为 6 脉冲结构的周波变换器，其每相都由一组两个三相全控整流器背靠背地连接而成。

电源电压和电流的波形都是相当完美的正弦波。PES 的换流由电源提供，最大输出频率大约是输入频率的 1/3。采用更为复杂的结构方案可以实现更高的输出频率^[2]。

在 1980 年，人们提出了一个更为一般化的直接 AC-AC 变换器的概念，称作矩阵变换器^[3-6]。目前，矩阵变换器产品已经开始商品化供应。

如图 3-23 所示，矩阵变换器是一个开关矩阵，它允许在任意的输入相和任意的输

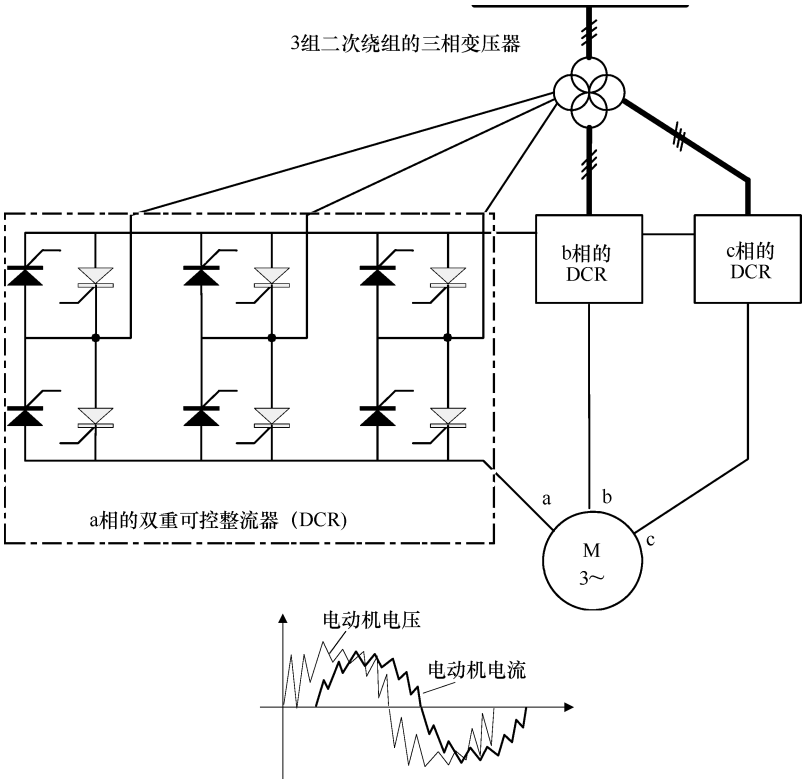


图 3-22 用于交流电动机传动系统的 6 脉冲周波变换器

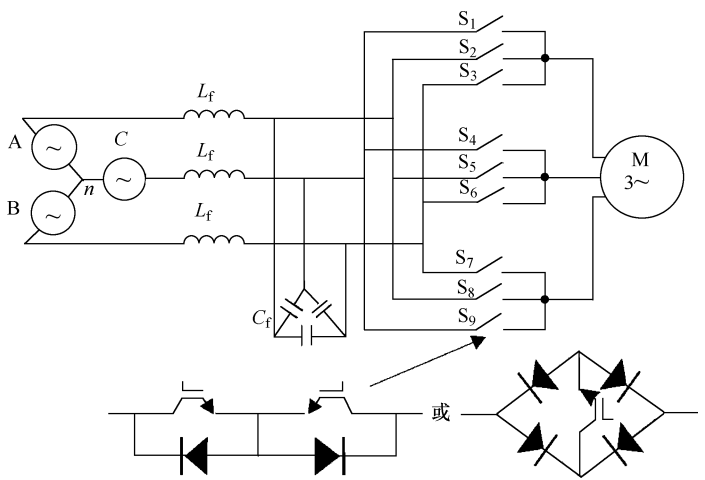


图 3-23 三相到三相的矩阵变换器

出相之间建立连接。

矩阵变换器中使用的 PWM 技术, 实质上提供了一个虚拟的由二极管桥式整流器产生的直流电压环节 (见图 3-24b), 它通过对这个虚拟的直流环节的电压进行脉宽调制 (PWM), 来重构 (所需的) 输出线电压 (如图 3-24c 中的 v_{ab} 所示)。在任一时刻, 图 3-23 中的三组开关的每组都有一个开关导通, 因此有 $3^3 = 27$ 个开关状态。但在同一时刻同组的另外两个开关不可以闭合, 以防止电源线间短路。

图 3-23 中共有 9 个双向功率开关。这种双向开关既可以用两个 IGBT 和两个快速二极管来构成, 也可以用一个 IGBT 和 4 个快速二极管来构成, 如图 3-23 所示。

在矩阵变换器中, 滤波器 $L_F C_F$ 是交流开关换流 (即感性负载电流从电网侧一相的线路切换到另一相的线路时) 所必需的。另外, $L_F C_F$ 还起着滤去线电流谐波的作用。

矩阵变换器在原理上是双向的, 其线电流几乎是正弦波的。

矩阵变换器的最高输出频率没有什么限制, 但最大电压增益只有 0.866, 因此电动机必须选用较低的额定电压和较大的额定电流。

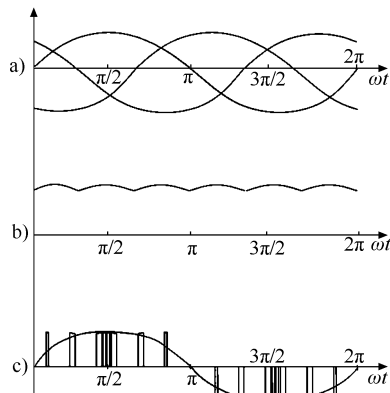


图 3-24 矩阵变换器的波形

a) 输入线电压 b) 虚拟的二极管桥式整流器的直流母线电压 c) 输出线电压 (v_{ab})

3.9.1 低成本的 PWM 变换器

在带三相交流正弦波电流负载的场合, 图 3-18 所示 6 个可控开关的 PWM 电压源变频器是最佳的选择^[9]。对于单相负载的情况, 人们则分析了各种 PES 数目更少的变换器^[9]。由于这类变换器没有一个是十全十美的, 因此这里选取图 3-25 所示的方案为代表, 它是一个低成本的、用于裂相电容运行的小功率交流 (感应或永磁同步) 电动机驱动的方案, 主要用在家用电器的场合 (主要用于 HVAC, 即用于采暖、通风与空调等)。

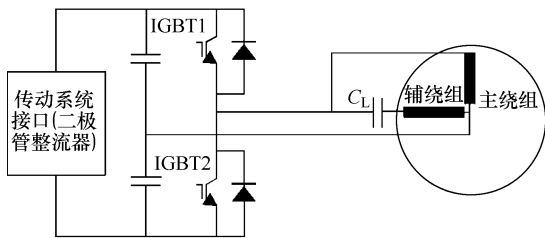


图 3-25 仅使用两个开关和两个续流二极管的逆变器 (B2 型逆变器) 给单相负载供电

在图 3-25 中, 仅有一半的直流母线电压施加到负载上, 因此 IGBT 的电压定额得以降低, 但在相同的负载功率下, 电流的定额增大了。由于负载侧的电容 C_L 是固定的, 因此这个变频器的最低频率是受限的, 也许最低只能到大约 6 ~ 10Hz。幸运的是, 在 HVAC 应用中, 这样的最低频率是可以接受的。

3.10 小结

① 具有调速能力的现代电气传动，通常由一台电动机、一个多级 PEC 以及一个控制器组成。

② PEC 用于处理供给电动机的电力，它有多种分类方式。

③ PEC 的输入输出波形最为重要，按波形分类是最基本的。PEC 可以是单级的，也可以是两级的。单级的 PEC 包括 AC-DC、DC-AC 以及直接 AC-AC 的变换器。

④ 两级的 PEC 是具有一个中间直流电压环节或一个直流电流环节的 AC-DC-AC 变换器。大多数商用的 PEC 是硬开关的，也就是说其中的 PES 是在非零电压（和电流）下开通（或关断）的。

⑤ 软开关（谐振）PEC 利用软开关技术（在零电压或零电流下开关），其特点是在同样的开关频率下具有低得多的换流损耗。相应地，其允许的开关频率要比硬开关高一个数量级。

⑥ 各种 PES 的特性可用电压、电流、 dv/dt 以及 di/dt 等的极限值来描述，并且各有各的开关频率上限。

⑦ 本章对工频二极管整流器进行了比较详细的介绍。分析表明，在各种情况下，工频二极管整流器的位移功率因数 DPF 都高于 0.9，但在带负载时（有整流电流时），不仅电源侧的电流畸变十分严重，而且电源侧的电感对直流输出电压的降低有很强的影响。

⑧ 在二极管整流器的电源侧需要滤波器来降低交流电源中的电流谐波。这是所有 PEC 的一个共同问题，在后续的章节还会继续介绍相关内容。

3.11 习题

3.1 一个理想的单相二极管整流器，如图 3-26 所示，电源侧的电感 L_s 为零，输出恒定的直流电流 $I_d = 50\text{A}$ 。

a) 给出电源电流和负载电流的波形；

b) 当正弦波电源频率为 60Hz、电压有效值为 $V_s = 120\text{V}$ 时，计算直流输出电压 V_d 和直流功率；

c) 对于 b)，计算电源侧电流的基波、位移功率因数 DPF 以及功率因数 PF。

3.2 一个单相二极管整流器，交流电源电压

为 $V_s(t) = 120\sqrt{2} \cdot \sin 376t$ ，电源侧电感为 $L_s = 1\text{mH}$ 。在输出恒定电压 $V_d = 120\text{V}$ 时，求输出直流电流的瞬时值（时间表达式）。

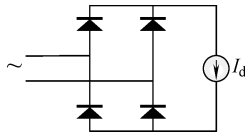


图 3-26 电源侧电感为零 ($L_s = 0$)
且输出直流电流 I_d 恒定的
理想单相二极管整流器

3.3 一个三相二极管整流器, 交流电源电压为 $V_s(t) = 120\sqrt{2} \cdot \sin 376t$, 电源侧电感为 $L_s = 5\text{mH}$ 。最大换流重叠角为 $u = 30^\circ$ 。在这种情况下, 计算整流电流 I_d 以及理想的和实际的直流输出电压 V_{d0} 、 V_d 。

3.12 参考文献

1. **N. Mohan, T.M. Underlund, W.P. Robbins**, Power electronics, second edition, John Wiley & Sons Inc., 1995.
2. **L. Gyugyi, B.R. Pelly**, Static power frequency converters, John Wiley & Sons Inc., 1976.
3. **A. Alessia, M.G.B. Venturini**, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct a.c.-a.c. converter", IEEE Trans.vol.PE - 4, no.1, 1989, pp.101-112.
4. **M. Milenovic, F. Mihalic**, "A switching matrix analysis of three phase boost rectifier", Record of IEEE-IAS-1996 Annual Meeting, vol.2, pp.1218-1224.
5. **S. Bernet, K. Bernet, T.A. Lipo**, "The auxiliary resonant pole matrix converter - a new topology for high power applications", IBID, pp.1242-1249.
6. **L. Huber, D. Borojevic**, "Space vector modulated three phase to three phase matrix converter with input power factor correction", IEEE Trans.vol.IA-31, no.6., 1995, pp.1234-1246.
7. **T.Sawa, T. Kuine**, "Motor drive technology – history and vision for the future", keynote address at IEEE – PESC – 2004, Aachen, Germany.
8. **C. Klumpner, F. Blaabjerg**, "Fundamental of the matrix converter technology", Chapter 3 in the book "Control in Power Electronics", Academic Press 2002, editors: M. Kazmierkowski, R. Khrishnan, F. Blaabjerg.
9. **H. Kragh**, "Modeling, analysis and optimization of power electronic circuits for low cost drives", PhD Thesis, IET, Aalborg University, Denmark, 2000.

第 4 章 电气传动用直流有刷电动机

传统上，直流有刷电动机（或称直流换向器电动机）用于低速的调速传动场合，其功率范围很宽，从微型电动机的数瓦到中等的功率、直到 10MW 的大功率，都可以适用。直流有刷电动机在调速传动中之所以得到普遍使用，主要原因在于大量的传动应用只需单个运动方向，这只需直流有刷电动机进行两象限运行，仅要一个单级的 PEC，成本较低。而四象限运行所需的 PEC 及控制则要复杂得多。

本章将介绍直流有刷电动机的基本结构、状态空间方程、稳态特性以及传递函数，这些知识将在直流有刷电动机传动的后续章节里用到。

4.1 基本结构

跟其他电动机一样，直流有刷电动机也包括两个主要部件：定子（固定部件）和转子（可动部件）。转子可以是圆柱形的，如图 4-1a 所示，也可以是碟形的（或称盘式的），如图 4-2a 所示。转子上具有对称的绕组，它是由相同的线圈经机械换向器上相互绝缘的换向片（铜片）串联在一起而构成的。由电刷注入的单极性电流，流过换向器上与转子同步旋转的换向片后，被转换成转子线圈中的双极性电流。对直流有刷电动机来讲，机械换向器实际上是一个逆变器（DC-AC 变换器），它将频率为 0 的直流，变换成频率为 $f_n = p \cdot n$ 的交流，这里 p 是定子和转子的极对数（周期数）， n 是转子每秒钟的转数。

直流电励磁（Electromagnetic d. c. excitation, EE）可以用永久磁铁（Permanent Magnets, PM）励磁来代替，这两种励磁方式分别如图 4-1b、图 4-2 所示。高能 PM 可以用具有恒定励磁电流的假想线圈（或超导线圈）来等效。只要 PM 的磁能损失（或去磁）特别微小，PM 定子就可以看成是理想无损耗的。

碟形转子没有铁心，因此转子绕组电感相当小。此外，由于线圈直接暴露在空气中，其设计电流密度也要比放在铁心槽中的高。因此，碟形有刷电动机的电气时间常数是已知的各种直流有刷电动机中最低的（在 1kW、3000r/min 时，大约为 1ms）。

不幸的是，“空气磁心”转子在机械上容易破碎，碟形直流有刷电动机每单位质量的功率受此限制，只能做到 2~3kW 及小于 6000r/min 的水平；另一方面，圆柱形转子直流有刷电动机的功率则受换向器的限制，当线圈嵌放在硅钢片铁心转子的槽内时，功率限制在低速 10MW 的水平。以前用在小功率场合的“空气磁心”圆柱形转子（即空心杯转子），由于其可以降低电感，因此现在有人提议用它来改善换向，将极低速下的功率提升到 10MW 以上。

想了解更多有关直流有刷电动机知识的读者，请参考文献 [1]。

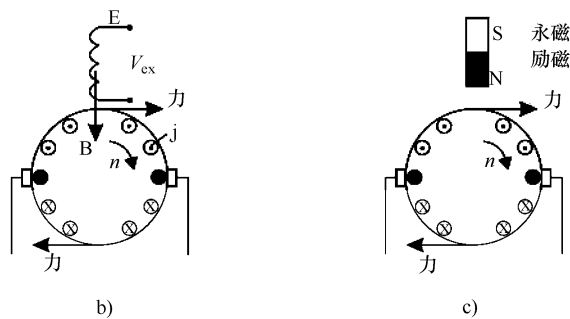
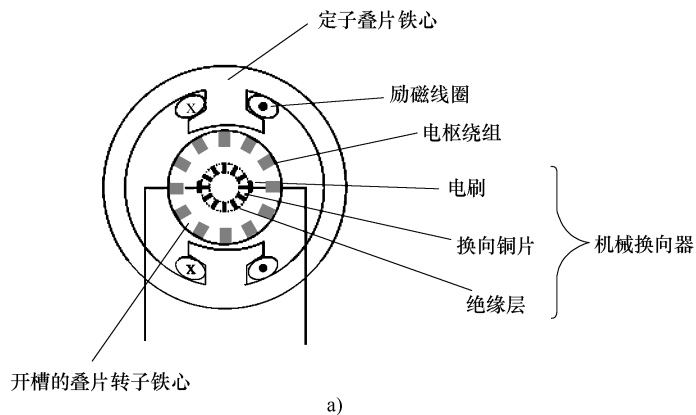
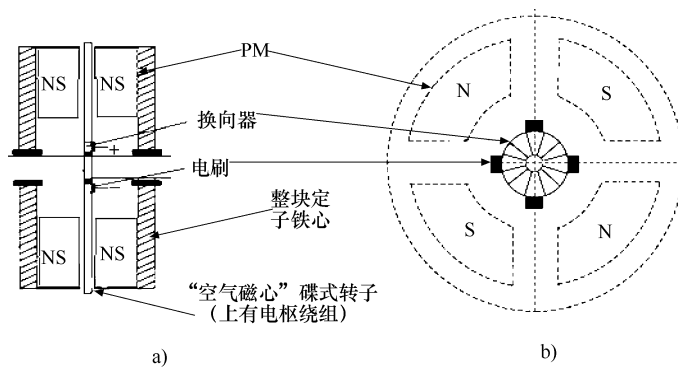


图 4-1 圆柱形转子直流有刷电动机

a) 结构 b) 电励磁时的原理示意图 c) PM 励磁时的原理示意图

(说明: 实际的电刷在磁极中心处, 但为了便于理解, 图 4-1 以及图 4-2 将电刷画在了其所连接的电枢导体的位置上)

图 4-2 碟形直流有刷电动机 ($2p = 4$ 极)

a) 横截面图 b) 轴向视图

4.2 动生电动势

在图 4-1 中, 当转子导体在励磁电流 (或永磁体) 产生的磁场中运动时, 每个转子线圈都会感生一个电动势。机械换向器上的换向片起着把相邻两个电刷之间的转子线圈串联在一起的作用。

如图 4-1 所示, 转子绕组至少有两条并联的电流支路。通常有 $2a$ 条并联电流支路, 具体的支路数目取决于极数 $2p$ 以及电枢绕组的类型 (到底是叠绕组还是波绕组)。设转子圆周上的总导体数为 N , 每极 (气隙中励磁磁场的半个周期) 的磁链为 λ_p 。

在电刷上测得的转子绕组的动生电动势 E 还与转子的转速 n 成正比。

最后可得:

$$E = K_e \cdot n \cdot \lambda_p; K_e = \frac{p}{a} \cdot N \quad (4-1)$$

每极磁链 λ_p 正比于气隙中的每极平均磁密 B_{gav} , 以及极距 τ 和铁心叠厚 L , 即

$$\lambda_p = B_{gav} \cdot \tau \cdot L \quad (4-2)$$

如图 4-1 所示, 位于同一个磁极下的线圈, 感应的电动势具有不变的符号 (符号同为正或同为负), 固定的电刷就是从位于同一个磁场极性下动态的线圈上收集电压的。当某个电枢线圈被电刷短路时, 其中的电枢电流就将改变极性。

这种现象称作电流的机械换向。

想更多了解直流有刷电动机结构、原理、性能及设计的读者, 可参考文献 [1]。

4.3 特性方程: dq 模型

在如图 4-1 所示的直流有刷电动机原理示意图中, 电励磁或永磁体励磁的定子磁场轴线与转子电枢磁场的轴线正好具有 90° 电角度的空间相位移 (注: 图中由于电刷画在其接触的换向片所连的导体上, 因此转子电枢磁场的轴线就在所画的电刷轴线上)。因此, 在不考虑磁饱和的情况下, 励磁和电枢绕组之间不存在相互作用 (即不会因变压器作用而感应电动势)。可以将励磁电路 (或永磁体) 看成是控制磁场的电路, 而将转子 (电枢) 绕组看成是控制转矩的电路。这样一来, 直流有刷电动机就容许对磁场电流和转矩电流 (或转矩) 进行独立的 (解耦的) 控制, 这是直流有刷电动机一个内在的、特别的性质。虽然定子励磁绕组也可以与电刷串联连接 (即串励), 但以下只考虑独立励磁 (他励) 的情况。

在他励直流有刷电动机中, 定、转子绕组之间只有一个相互作用, 就是定子励磁电流在转子中感生的动生电动势 E 。他励直流有刷电动机的状态空间方程为

$$\begin{aligned} V_{ex} &= R_e \cdot i_e + L_e \cdot \frac{di_e}{dt} \\ V_a &= R_a \cdot i_a + E + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} \end{aligned} \quad (4-3)$$

在磁路不饱和时, 转子绕组的每极磁链 λ_p 仅由 i_e 决定, 但在转子电流很大时, 若磁路发生了饱和, 则还跟 i_a 有关。

因此, 一般有

$$\lambda_p = G \cdot i_e \quad (4-4)$$

式中, G 是定子、转子的正交绕组之间因运动而产生的电感。利用电磁功率 P_e , 可以得到电磁转矩 T_e 的表达式:

$$T_e = \frac{P_e}{2\pi n}; P_e = E \cdot i_a \quad (4-5)$$

因此:

$$T_e = \frac{E \cdot i_a}{2\pi n} = \frac{K_e}{2\pi} \cdot \lambda_p \cdot i_a \quad (4-6)$$

直流有刷电动机的参数包括电阻 R_e 、 R_a , 以及电感 L_e 、 G 、 L_a 。此外, 还应加上运动方程中的转动惯量 J :

$$J \times 2\pi \cdot \frac{dn}{dt} = T_e - T_{\text{load}} - B \cdot n; \frac{d\theta_r}{dt} = 2\pi n \quad (4-7)$$

式中, T_{load} 是负载转矩; B 是摩擦转矩系数。

4.4 稳态电动机特性

稳态意味着速度恒定 ($dn/dt = 0$)、电流恒定 ($i_e = \text{常数}$, $i_a = \text{常数}$)。由式 (4-1) ~ 式 (4-3) 可得稳态电压方程为

$$V_{\text{ex}} = R_e \cdot i_e \quad (4-8)$$

$$V_a = R_a \cdot i_a + K_e \cdot n \cdot \lambda_p \quad (4-9)$$

$$T_e = \frac{K_e}{2\pi} \cdot \lambda_p \cdot i_a = T_{\text{load}} + B \cdot n \quad (4-10)$$

电动机的主要特性是转矩 (T_e) 与速度 (n 或 Ω_r) 的关系曲线, 称作机械特性。

从式 (4-8) ~ 式 (4-10) 可得:

$$V_a = K_e \cdot n \cdot \lambda_p + R_a \cdot \frac{T_e \cdot 2\pi}{K_e \cdot \lambda_p} \quad (4-11)$$

对于给定的电磁转矩 T_e , 调速的方法主要有两种:

- ① 控制电压 V_a ;
- ② 控制磁通 λ_p 。

从式 (4-11) 显然还可以看出, 也可以通过在 R_a 上串联一个电阻来改变速度。然而, 这是一个耗能的方法, 在现代电气传动中要尽量避免。

通过电压和磁通的控制得到的转矩—速度曲线都是直线, 如图 4-3 所示 (图 4-3 中使用了相对值单位, 即标么值)。

在图 4-3 中, n_b 、 T_{eb} 和 λ_{pb} 分别是在额定 (最大) 电压下连续工作时的基速、额定

转矩以及额定磁通。

在基速以上，电动机的电枢电压维持在由 PEC 容量所限定的电压 V_a 下进行弱磁运行，通常输出恒功率 P_e ，直到 $n_{\max}/n_b = 2 \sim 3$ 的最高速度为止。在永磁有刷电动机中，弱磁运行很明显是不可能的。

显然，如图 4-3 所示的两种速度控制方法都是高能量转换效率的方法。其实，在衡量一种电气传动方法性能的好坏时，电动机的损耗是一个很关键的指标。考虑到迄今还没有介绍过电动机损耗相关的内容，因此在下一节介绍直流有刷电动机的损耗。

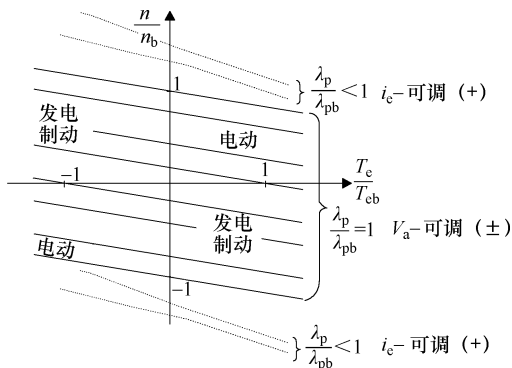


图 4-3 调速时的转矩—速度曲线

4.5 直流有刷电动机的损耗

在电动机的性能方程中，可以看出两种类型的电动机损耗，即 R_a 所代表的电枢损耗（铜耗），以及摩擦损耗（机械损耗） p_{mec} 。

$$p_{mec} \approx B \cdot \omega_r \quad (4-12)$$

实际上，机械损耗是速度的一个复杂函数，跟具体的应用有关。例如，在电气化火车的传动中，在恒速运行时，轮轨之间的损耗以及车头和侧面空气阻力的损耗等共同构成负载，其数学表达式十分复杂。

定子磁极的磁场按照 N-S-N-S 的极性顺序交替排列，因而会在转子硅钢片铁心中产生磁滞和涡流损耗。这些损耗统称为铁耗，记作 p_{iron} 。

$$p_{iron} \approx [C_h(pn) + C_e(pn)^2] \cdot B_{iron}^2 \cdot G_e \quad (4-13)$$

式中，第一项代表磁滞损耗；第二项代表涡流损耗； B_{iron} 为转子铁心中的磁密； G_e 是对应的铁心重量。

开槽转子的铁心有两个主要的区域，即齿部和铁心背部（或称轭部），在式（4-13）中，这两块区域的铁耗应分开计算。此外，转子槽开口的存在，会导致转子（电枢）磁动势在定子极靴中产生铁耗。这种损耗称作附加（表面）铁耗，记作 p_{add} 。

原则上，前面公式中用到的电枢电阻 R_a 除了电枢绕组本身的电阻外，还应包括电刷电阻、电刷—换向器接触电阻以及换向片的等效电阻等。但由于电刷—换向器接触面电阻取决于很多因素，例如转速 n 、电流 i_a 、电刷—压簧的张力等，因此，换向器损耗 p_{com} 要单独计算（尤其是在低压电动机中）：

$$p_{com} = \Delta V_b(i_a, n) \cdot i_a \quad (4-14)$$

最后，还要考虑励磁绕组的损耗 p_{ex} ：

$$p_{ex} = R_e \cdot i_e^2 \quad (4-15)$$

图 4-4 按照上面的分析，对电动机的损耗构成进行了总结。

效率 η 为

$$\eta = P_{\text{output}} / P_{\text{input}} \quad (4-16)$$

例 4-1 稳态性能

一台他励直流电动机，数据如下：额定功率 $P_n = 3\text{kW}$ ，额定转速（基速） $n = 1200\text{r/min}$ ， $p_{\text{com}} = 0.5\% P_n$ ， $p_{\text{add}} = 0.5\% P_n$ ， $p_{\text{iron}} = p_{\text{mec}} = 1\% P_n$ ， $p_{\text{ca}} = 4\% P_n$ ，额定（最大）电压 $V_{\text{an}} = 110\text{V}$ 。忽略励磁损耗。

请计算：

- 总损耗及额定效率 η_n ；
- 额定电流 I_n 及电枢电阻 R_a ；
- 电刷压降 ΔV_b ；
- 动生电动势 E_n ；
- 额定电磁转矩（基本转矩） T_{en} ；
- 轴转矩（负载转矩） T_{load} ；
- 理想空载转速 n_0 ；
- 在基速下产生额定发电制动转矩时所需的电枢端电压 V_{ag} 。

解答：

- a. 总损耗 Σp 为

$$\begin{aligned} \Sigma p &= p_{\text{ca}} + p_{\text{com}} + p_{\text{add}} + p_{\text{mec}} + p_{\text{iron}} \\ &= (4.0 + 0.5 + 0.5 + 1 + 1) \times \frac{3000}{100} = 210\text{W} \end{aligned} \quad (4-17)$$

效率为

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_n + \Sigma p} = \frac{3000}{3000 + 210} = 0.9345 \quad (4-18)$$

- b. 额定电流 I_n 为

$$I_n = \frac{P_n}{\eta_n \cdot V_n} = \frac{3000}{0.9345 \times 110} = 29.18\text{A} \quad (4-19)$$

电枢电阻 $R_a(\Omega)$ 为

$$R_a = \frac{p_{\text{ca}}}{I_n^2} = \frac{0.04 \times 3000}{29.18^2} = 0.140 \quad (4-20)$$

c、d. 根据电压方程式 (4-9)，加上电刷压降 $\Delta V_b(\text{V})$ ，得：

$$E_n = V_n - R_a \cdot I_n - \Delta V_b \quad (4-21)$$

其中：

$$\Delta V_b = \frac{p_{\text{com}}}{I_n} = \frac{0.005 \times 3000}{29.18} = 0.514 \quad (4-22)$$

因此，有 $E_n(\text{V})$ ：

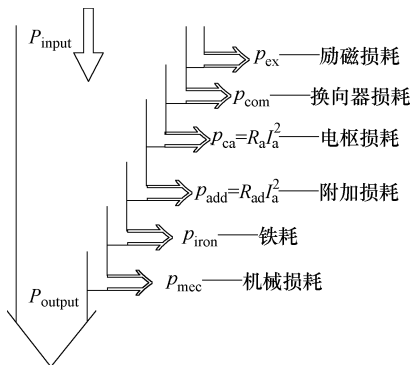


图 4-4 直流有刷电动机的损耗分解

$$E_n = 110 - 0.14 \times 29.18 - 0.514 = 105.4 \quad (4-23)$$

e. 由式 (4-6) 计算额定电磁转矩 T_{en} (Nm):

$$T_{en} = \frac{E_n \cdot I_n}{2\pi n} = \frac{105.4 \times 29.18}{2\pi \times \frac{1200}{60}} = 24.48 \quad (4-24)$$

f. 直接由额定功率 P_n 及额定转速 n_n 计算轴转矩 T_{load} (Nm):

$$T_{load} = \frac{P_n}{2\pi n_n} = \frac{3000}{2\pi \times \frac{1200}{60}} = 23.88 \quad (4-25)$$

g. 在理想空载转速 n_0 时, 式 (4-9) 中的电枢电流应为零, 故有:

$$V_{an} = K_e \cdot n_0 \cdot \lambda_p \quad (4-26)$$

此外, $K_e \cdot \lambda_p$ (Wb) 为常数, 故:

$$K_e \cdot \lambda_p = \frac{E_n}{n_n} = \frac{105.4}{\frac{1200}{60}} = 5.27 \quad (4-27)$$

因此,

$$n_0 = \frac{V_{an}}{K_e \cdot \lambda_p} = \frac{110}{5.27} = 20.8728 \text{ r/s} = 1252.37 \text{ r/min} \quad (4-28)$$

h. 再生制动时, 电枢电流为负, 即 $I_{gn} = -I_n$ 及 $\Delta V_b = -\Delta V_b$, 而 E_n 则不变, 因此, 由式 (4-9) 可得 V_{ag} (V):

$$V_{ag} = E_n - R_a \cdot i_a - \Delta V_b = 105.4 - 0.14 \times 29.18 - 0.514 = 100.8 \quad (4-29)$$

因此, PEC 产生的电压应该简单地降低到低于电动势 E_n 的水平, 以便在给定的速度下能产生再生制动效果。此时, 运行点将从第一象限的点 A 移动到第二象限的点 A', 如图 4-5 所示。

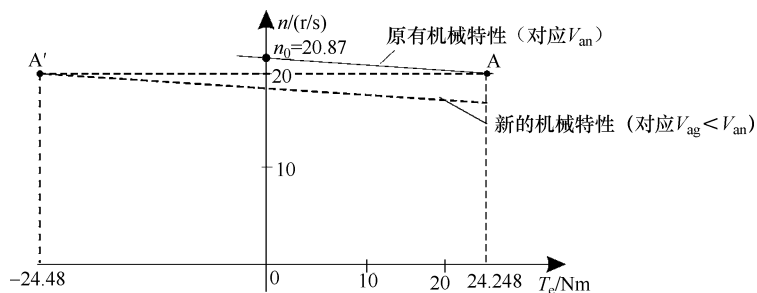


图 4-5 从电动状态切换到发电状态时的转矩—速度曲线

4.6 调速

例 4-2

对于例 4-1, 假定机械损耗正比于速度的二次方, 铁耗则既跟速度的二次方成正

比, 又跟磁通的二次方成正比。请计算:

a. 以 $n_n/2 = 600\text{r/min}$ 的速度及额定电流做电动运行时, 所需的电压 V_a 及相应的效率;

b. 在 $2n_n = 2400\text{r/min}$ 的速度下, 输出额定功率和额定电流时, 计算弱磁比和效率。

解答:

a. 根据式 (4-21), 有 $V_a(\text{V})$:

$$V_a = R_a \cdot i_a + E_n \cdot \frac{n}{n_n} + \Delta V_b = 0.14 \times 29.18 + 105.4 \times \frac{600}{1200} + 0.514 = 57.2992 \quad (4-30)$$

由于速度减半, 因此机械损耗和铁耗降低为额定速度时的 $1/4$, 但由于电流保持额定电流 I_n 不变, 所以换向器损耗也保持不变。所以总损耗 $\Sigma p(\text{W})$ 为

$$\begin{aligned} \Sigma p &= 0.04P_n + (0.01 + 0.01) \cdot P_n \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^2 + (0.005 + 0.005) \cdot P_n \\ &= (0.04 + 0.005 + 0.01) \times 3000 = 165 \end{aligned} \quad (4-31)$$

输入功率 $P_{\text{input}}(\text{W})$ 为

$$P_{\text{input}} = V_a \cdot I_n = 57.2992 \times 29.18 = 1672 \quad (4-32)$$

效率 η 为

$$\eta = \frac{P_{\text{input}} - \Sigma p}{P_{\text{input}}} = \frac{1672 - 165}{1672} = 0.90 \quad (4-33)$$

可见, 在输出额定转矩时, 即使速度仅为额定速度的一半, 效率也是很高的。因此, 通过改变电枢电压的方法来变速是一种高效率的调速方法。

b. 在额定电流和额定电压下, 将速度提升到高于额定速度时, 式 (4-22) 中的电动势保持不变: $E = E_n = 105.4\text{V}$ 。

由于速度加倍, 变成 $n = 2400\text{r/min}$, 新的磁通值 λ'_p 为

$$\frac{\lambda'_p}{\lambda_p} = \frac{n_n}{n} = \frac{1200}{2400} = \frac{1}{2} \quad (4-34)$$

因此磁通减半, 所以电磁转矩 T_e 为

$$\frac{T_e}{T_{en}} = \frac{\lambda'_p}{\lambda_p} = \frac{1}{2} \quad (4-35)$$

所以现在的总损耗 $\Sigma p'(\text{W})$ 为

$$\begin{aligned} \Sigma p' &= R_a \cdot I_n^2 + p_{\text{add}} + p_{\text{iron}} + p_{\text{mec}} + p_{\text{com}} = \\ &= 0.14 \times 29.18^2 + \left(0.005 + (0.01 + 0.01) \times \left(\frac{2400}{1200}\right)^2 + 0.005\right) \times 3000 = 300 \end{aligned} \quad (4-36)$$

由于输入功率 $P_{\text{input}}(\text{W})$ 仍为

$$P_{\text{input}} = V_n \cdot I_n = 110 \times 29.18 = 3209.8 \quad (4-37)$$

效率 η 为

$$\eta = \frac{P_{\text{input}} - \sum P'}{P_{\text{input}}} = \frac{3209.8 - 300}{3209.8} = 0.9065 \quad (4-38)$$

可见，效率也很高。

图4-6汇总了以上的结果。

可见，点A和点C的电磁功率是相同的，点A和点B的电磁转矩是相同的。在恒定的功率和电流下，获得3:1的速度范围（ n_{max}/n_b ）是很容易的。

现在我们可以推断：在额定速度（基速）以下，改变电枢电压可以维持转矩的恒定，而在额定速度（基速）以上，在恒定的电枢电压下进行弱磁，可以维持电磁功率的恒定，如图4-7所示。

在有些应用场合，所要求的恒功率调速范围很宽（从 n_b 到 n_{max} 的宽度为 $2 \sim 4n_b$ ），例如主轴驱动场合，此时只有电励磁才合适。

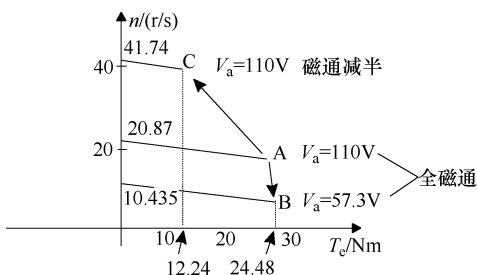


图4-6 在恒定电流下，速度由1200r/min（点A）变化到600r/min（点B）、以及变化到2400r/min（点C）时，相应的转矩—转速曲线

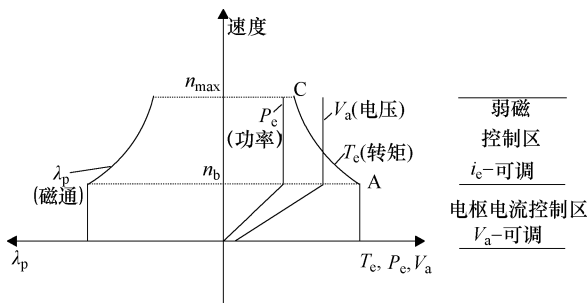


图4-7 电流恒定时，转速—转矩（功率、电压）关系曲线的包络线

注意：永磁直流有刷电动机不能弱磁，因此其 $n_b = n_{\text{max}}$

4.7 磁通恒定时的动态分析

磁通恒定意味着励磁（磁场）电流恒定或永磁体励磁。因此，在性能方程式（4-1）~（4.7）中， $di_e/dt = 0$ （ $\lambda_p = \text{恒值}$ ）。转矩方程式（4-6）变为

$$T_e = \frac{K_e}{2\pi} \cdot \lambda_p \cdot I_a = K_T \cdot I_a \quad (4-39)$$

类似地，式（4-3）的电动势方程变为

$$E = K_e \cdot n; K_T = \frac{K_e}{2\pi} \quad (4-40)$$

式中， K_T 称作转矩/电流常数。实际上，只有当磁路饱和程度固定或者不存在磁

饱和时, K_T 才是恒定的常数。

现在, 性能方程中的变量是电枢电流 i_a 和转速 n , 因此, 方程式 (4-1) ~ 式 (4-7) 简化为

$$\begin{aligned} V_a &= R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + K_e n \\ 2\pi J \cdot \frac{dn}{dt} &= \frac{K_e}{2\pi} \cdot i_a - T_{\text{load}} - B \cdot n \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= 2\pi n \end{aligned} \quad (4-41)$$

由于式 (4-41) 是一个由线性微分方程组 (不存在变量间的乘积) 构成的系统, 因此可以进行拉普拉斯变换。在零初始条件下, 有

$$\begin{aligned} \tilde{V}_a &= (R_a + sL_a) \cdot \tilde{i}_a + K_e \tilde{n} \\ s \tilde{n} &= \frac{1}{2\pi J} \cdot \left(\frac{K_e}{2\pi} \cdot \tilde{i}_a - \tilde{T}_{\text{load}} - B \cdot \tilde{n} \right) \\ s \tilde{\theta}_r &= 2\pi \tilde{n} \end{aligned} \quad (4-42)$$

图 4-8 为方程组 (4-42) 对应的方框图, 它对小的动态或大的动态都适用。因此, 在磁通 (场电流) 恒定的情况下, 直流有刷电动机具有两个输入变量 \tilde{V}_a 和 \tilde{T}_{load} , 以及三个状态变量 \tilde{i}_a 、 \tilde{n} 和 $\tilde{\theta}_r$ 。当进行速度控制时, 因 $\tilde{T}_{\text{load}} = 0$, 仅有电压 \tilde{V}_a 这一个输入变量; 当进行转矩控制时, 因 $\tilde{V}_a = 0$, 仅有负载转矩 \tilde{T}_{load} 这一个控制变量。因此, 可以得到相串联的两个传递函数:

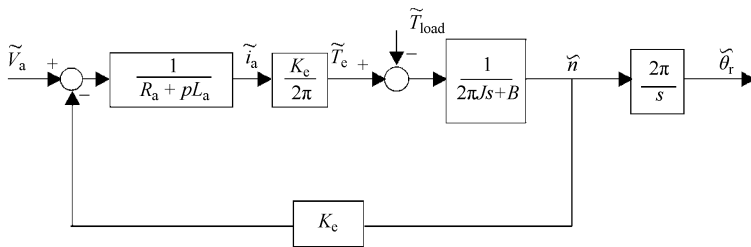


图 4-8 直流有刷电动机的恒磁通动态方框图

$$\tilde{i}_a = \frac{\tilde{V}_a}{(R_a + sL_a) + K_e \cdot \frac{K_e}{2\pi} \cdot \frac{1}{2\pi Js + B}}; \tilde{n} = \frac{K_e \cdot \tilde{i}_a}{2\pi \cdot (2\pi Js + B)}; \tilde{T}_{\text{load}} = 0 \quad (4-43)$$

或

$$\tilde{i}_a = \frac{\tilde{T}_{\text{load}}}{\frac{K_e}{2\pi} + \frac{(2\pi Js + B) \cdot (R_a + sL_a)}{K_e}}; \tilde{n} = \frac{-(R_a + sL_a) \tilde{i}_a}{K_e}; \tilde{V}_a = 0 \quad (4-44)$$

由式 (4-43) ~ 式 (4-44) 描述的串联方框图如图 4-9 所示。

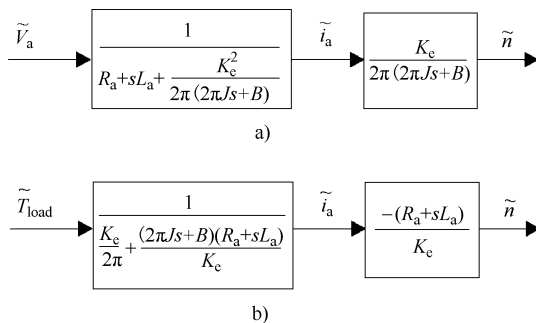


图 4-9 磁通恒定时, 传递函数串联所构成的方框图

a) 速度控制时 b) 转矩控制时

以上的串联方框图是转矩、速度和位置闭环控制系统设计的一个很有用的工具, 将在第 7 章中用到。在图 4-9 中, 两种情况的传递函数 \tilde{i}_a/\tilde{V}_a 和 $\tilde{i}_a/\tilde{T}_{load}$ 具有相同的极点 (分母的零点), 因为它们对应着同一个电动机的特征方程:

$$2\pi \cdot (2\pi Js + B) \cdot (R_a + sL_a) + K_e^2 = 0 \quad (4-45)$$

由于特征方程的两个极点 $s_{1,2}$ 都有负实部, 因此响应总是稳定的。

当 $B=0$ 时, $s_{1,2}$ 可简化为

$$s_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4\tau_e/\tau_{em}}}{2\tau_e} \quad (4-46)$$

其中

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}; \tau_{em} = \frac{4\pi^2 J R_a}{K_e^2} \quad (4-47)$$

式里, τ_e 是电气时间常数; τ_{em} 则是机电时间常数。由式 (4-46) 可知, 当 $4\tau_e \leq \tau_{em}$ 时, 响应是非振荡性 (渐近) 稳定的, 而当 $4\tau_e > \tau_{em}$ 时, 电动机的响应是振荡性 (渐近) 稳定的。

低转动惯量、快速响应的传动场合符合 $4\tau_e > \tau_{em}$ 的条件, 因此, 相应的电动机开环响应是振荡性 (渐近) 稳定的。

4.8 永磁直流有刷电动机的动态分析

例 4-3

一台永磁直流有刷电动机, 参数如下: $V_n = 110\text{V}$, $I_n = 10\text{A}$, $R_a = 0.5\Omega$, $n_n = 1200\text{r/min}$, $\tau_e = 2\text{ms}$ 。设 $B=0$ (即不考虑摩擦), 在额定电压和额定转速下带恒转矩负载 ($\tilde{T}_{load} = \text{恒值}$) 运行时, 让电压发生 10V 的阶跃升高, 试计算 $J=0.005\text{kgm}^2$ 和 $J'=0.05\text{kgm}^2$ 两种情况下的速度响应。

解答:

由稳态下的电压方程式 (4-20) 可以计算电动势 E_n (V):

$$E_n = V_n - R_a \cdot I_n = 110 - 0.5 \times 10 = 105 \quad (4-48)$$

由式 (4-40) 得 K_e (Wb):

$$K_e = \frac{E_n}{n_n} = \frac{105}{\frac{1200}{60}} = 5.25 \quad (4-49)$$

同样由式 (4-40) 得 K_T (Wb):

$$K_T = \frac{K_e}{2\pi} = 0.836 \quad (4-50)$$

由式 (4-39) 得电磁转矩 T_{em} (N_m) 为

$$T_{em} = K_T \cdot I_n = 0.836 \times 10 = 8.36 \quad (4-51)$$

在稳态下, 负载转矩 T_{load} 等于电动机的电磁转矩 T_{em} 。

在本题中, 因转矩恒定, 初始电流等于终了电流。消除式 (4-41) 中的 i_a , 得:

$$\tau_e \tau_{em} \frac{d^2 n}{dt^2} + \tau_{em} \frac{dn}{dt} + n = \frac{V_a}{K_e} - \frac{T_{load} \cdot R_a}{K_T \cdot K_e} \quad (4-52)$$

显然, 特征方程式 (4-52) 的根等于式 (4-46) 中的 $s_{1,2}$ 。由于 $\tau_e = 2\text{ms}$, 而

$$\tau_{em} = \frac{4\pi^2 J R_a}{K_e^2} = \begin{cases} \frac{4\pi^2 \times 0.005 \times 0.5}{5.25^2} = 3.577 \times 10^{-3} \text{ s} & (J = 0.005 \text{ kgm}^2) \\ \frac{4\pi^2 \times 0.05 \times 0.5}{5.25^2} = 35.77 \times 10^{-3} \text{ s} & (J = 0.05 \text{ kgm}^2) \end{cases} \quad (4-53)$$

因此, 由式 (4-46) 可得:

$$s_{1,2} = \begin{cases} \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4 \times 2/3.577}}{4 \times 10^{-3}} = -250 \pm j280 & (\tau_{em} = 3.577 \text{ ms 时}) \\ \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4 \times 2/35.77}}{4 \times 10^{-3}} = -250 \pm 218.8 & (\tau_{em} = 35.77 \text{ ms 时}) \end{cases} \quad (4-54)$$

令式 (4-52) 中的导数项等于零, 可得速度的终了值为

$$(n)_{t=\infty} = \frac{(V_a)_{t=\infty}}{K_e} - \frac{T_{load} \cdot R_a}{K_T K_e} = \frac{(110 + 10)}{5.25} - \frac{8.36 \times 0.5}{0.836 \times 5.25} = 21.904 \text{ rps} = 1314.27 \text{ r/min} \quad (4-55)$$

在两种转动惯量下, 式 (4-52) 的解为

$$n(t) = \begin{cases} (n)_{t=\infty} + A \cdot e^{-250t} \cdot \cos(280t + \gamma) & (\tau_{em} = 3.577 \text{ ms 时}) \\ (n)_{t=\infty} + A_1 \cdot e^{-468.8t} + A_2 \cdot e^{-31.2t} & (\tau_{em} = 35.77 \text{ ms 时}) \end{cases} \quad (4-56)$$

因速度的初始条件为

$$(n)_{t=0} = 20 \text{ r/s}; \left(\frac{dn}{dt} \right)_{t=0} = 0 \quad (4-57)$$

最终得:

$$\begin{aligned} A &= -2.55; \gamma = -41.76^\circ \\ A_1 &= 0.136; A_2 = -2.040 \end{aligned} \quad (4-58)$$

两种情况的速度响应曲线如图4-10所示。

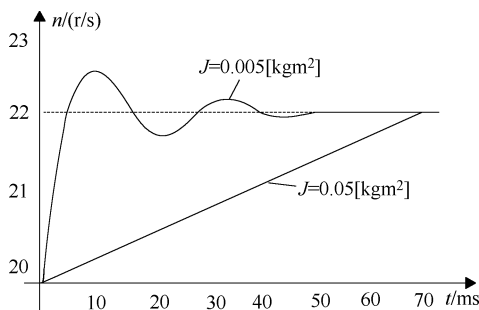


图4-10 在恒转矩负载下,电压从110V阶跃到120V时的速度响应

4.9 变磁通时的动态分析

变磁通意味着改变励磁电流。这时必须使用式(4-1)~式(4-7)的整个方程组来进行分析。此时,即使磁路没有饱和,但因 $\lambda_p = G \cdot i_e$,所以方程组中存在着变量间的乘积($i_e \times i_a$ 或 $i_e \times n$),因此系统变成了非线性的系统:

$$\begin{cases} \frac{di_e}{dt} = \frac{V_{ex} - R_e \cdot i_e}{L_e} \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{V_a - R_a \cdot i_a - n \cdot G \cdot i_e}{L_a} \\ \frac{dn}{dt} = \frac{1}{2\pi J} \left(\frac{G \cdot i_e}{2\pi} i_a - T_{load} - B \cdot n \right) \end{cases} \quad (4-59)$$

在该方程组中,没有把位置 θ_r 作为变量保留下来,其原因在于需要位置控制的场合主要采用永磁直流有刷电动机,它的励磁是不能调节的。

采用数值方法,例如Runge Kutta-Gill方法等,可以对式(4-59)所代表的系统针对 V_{ex} 、 V_a 和 T_{load} 等大信号变量进行求解。

但对于闭环控制来讲,标准的设计做法是围绕一个稳态点进行线性化处理,即令

$$\begin{aligned} V_{ex} &= V_{ex0} + \Delta V_{ex}; V_a = V_{a0} + \Delta V_a; i_a = i_{a0} + \Delta i_a \\ i_{ex} &= i_{ex0} + \Delta i_{ex}; T_{load} = T_{load0} + \Delta T_1; n = n_0 + \Delta n \end{aligned} \quad (4-60)$$

对于初始的稳态点,式(4-59)中的导数项应为零(即 $d/dt = 0$),故

$$\begin{cases} V_{ex0} = R_e \cdot i_{e0} \\ V_{a0} = R_a \cdot i_{a0} + n_0 \cdot G \cdot i_{e0} \\ \frac{G \cdot i_{e0}}{2\pi} \times i_{a0} = T_{load0} + B \cdot n_0 \end{cases} \quad (4-61)$$

将式 (4-60) ~ 式 (4-61) 代入式 (4-59), 可得以下方程组

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{\text{ex}} \\ \Delta V_{\text{a}} \\ \Delta T_{\text{l}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\text{e}} + sL_{\text{e}} & 0 & 0 \\ n_0 \cdot G & R_{\text{a}} + sL_{\text{a}} & G \cdot i_{\text{e}0} \\ \frac{G \cdot i_{\text{a}0}}{2\pi} & \frac{G \cdot i_{\text{e}0}}{2\pi} & -(J \times 2\pi s + B) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{e}} \\ \Delta i_{\text{a}} \\ \Delta n \end{bmatrix} \quad (4-62)$$

显然, 现在的励磁电路和电枢电路之间又解耦了。式 (4-62) 中的系数矩阵的特征值可以通过求解矩阵的行列式方程得到:

$$(R_{\text{e}} + sL_{\text{e}}) \cdot \left((R_{\text{a}} + sL_{\text{a}})(J \times 2\pi s + B) + \frac{G^2 \cdot i_{\text{e}0}^2}{2\pi} \right) = 0 \quad (4-63)$$

方程式 (4-63) 的第一个根 s_0 与励磁有关:

$$s_0 = -\frac{L_{\text{e}}}{R_{\text{e}}} \quad (4-64)$$

另外两个根 $s_{1,2}$ 与通过恒定磁通控制方程式 (4-43) ~ 式 (4-44) 所求得的结果是一样的。当通过 ΔV_{ex} 来改变磁场电流 i_{e} 时, 会导致电流 Δi_{a} 和速度 Δn 的响应出现显著的延迟, 因此在要求快速动态响应的场合, 应尽量避免改变磁场电流。但从另一个角度来看, 对于给定的电枢电压 V_{an} , 变磁通控制又是扩展速度—转矩范围的一个极有用的方法。

4.10 速度—励磁电压的传递函数

例 4-4

对一台他励直流有刷电动机, 请利用以下的数据, 求其速度—励磁电压的传递函数: $i_{\text{e}0} = 5\text{A}$, $R_{\text{e}} = 1\Omega$, $L_{\text{e}} = 1\text{H}$, $R_{\text{a}} = 0.1\Omega$, $L_{\text{a}} = 5\text{mH}$, $I_{\text{a}0} = 100\text{A}$, $J = 1\text{kgm}^2$, $n_0 = 1200\text{r/min}$, $B = 0$, $V_{\text{a}0} = 210\text{V}$ 。

解答:

在式 (4-62) 中, 令 $\Delta V_{\text{a}} = 0$ 和 $\Delta T_{\text{l}} = 0$, 并消除 Δi_{e} 和 Δi_{a} , 即可得到所需的传递函数:

$$\frac{dn}{dv_{\text{ex}}} = \frac{G \cdot i_{\text{a}0} \cdot (R_{\text{a}} + sL_{\text{a}}) - n_0 \cdot G^2 \cdot i_{\text{e}0}}{(R_{\text{e}} + sL_{\text{e}}) \cdot [G^2 \cdot i_{\text{e}0}^2 + 4\pi^2 Js \cdot (R_{\text{a}} + sL_{\text{a}})]} \quad (4-65)$$

在式 (4-65) 中, 除了 G 未知外, 其他参数都已知, 因此先求 $G(H)$:

$$E_0 = V_{\text{a}0} - R_{\text{a}} \cdot i_{\text{a}0} = 210 - 0.1 \times 100 = 200 \quad (4-66)$$

$$G = \frac{E_0}{n \cdot i_{\text{e}0}} = \frac{200}{\frac{1200}{60} \times 5} = 2 \quad (4-67)$$

最后得:

$$\begin{aligned} \frac{dn}{dv_{\text{ex}}} &= \frac{2 \times 100 \times (0.1 + 0.005s) - 20 \times 2^2 \times 5}{(1 + 1 \times s) [2^2 \times 5^2 + 4\pi^2 \times 1 \times s \times (0.1 + 0.005s)]} \\ &= \frac{s - 380}{(1 + s) (100 + 3.4438s + 0.1972s^2)} \end{aligned} \quad (4-68)$$

4.11 直流有刷串励电动机

直流有刷串励电动机的电路原理图如图 4-11 所示。除非在励磁电路上额外并联一个电阻 R_{ead} 来进行弱磁，否则，直流有刷串励电动机的励磁电流和电枢电流是彼此相等的。

当 $R_{\text{ead}} = \infty$ 时，根据图 4-11 中的有关符号，可列写控制方程如下：

$$V_a = (R_a + R_{\text{es}}) \cdot i_a + (L_a + L_{\text{es}}) \frac{di_a}{dt} + nGi_a$$

$$T_e = \frac{Gi_a^2}{2\pi} = J \times 2\pi \times \frac{dn}{dt} + T_{\text{load}} + B \cdot n \quad (4-69)$$

由于式 (4-69) 中包含有变量的乘积，因此相应的系统是非线性的，其直接求解只能采用数值方法。

但在微小扰动的情况下，我们可以对方式组 (4-69) 进行线性化处理，即令

$$V_a = V_{a0} + \Delta V_a; T_{\text{load}} = T_{\text{load0}} + \Delta T_l;$$

$$n = n_0 + \Delta n; i_a = i_{a0} + \Delta i_a \quad (4-70)$$

可得：

$$\begin{bmatrix} \Delta V_a \\ \Delta T_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + R_{\text{es}} + n_0 \cdot G + s(L_a + L_{\text{es}}) & Gi_{a0} \\ 2 \times \frac{G}{2\pi} \times i_{a0} & -(2\pi Js + B) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta n \end{bmatrix} \quad (4-71)$$

由式 (4-71) 的行列式可得系统的特征方程和特征值：

$$[R_a + R_{\text{es}} + n_0 \cdot G + s \cdot (L_a + L_{\text{es}})] \cdot (2\pi Js + B) + 2 \frac{G^2}{2\pi} \cdot i_{a0}^2 = 0 \quad (4-72)$$

与恒定磁通时的特征方程式 (4-45) 相比，式 (4-45) 中的电气时间常数是 L_a/R_a ，它与速度无关，而式 (4-72) 中的电气时间常数是 $(L_a + L_{\text{es}})/(R_a + R_{\text{es}} + n_0 G)$ ，其中存在 $n_0 G$ 项，因而与速度有关。在零速度时，由于 $L_{\text{es}} > L_a$ ，及 $R_{\text{es}} < R_a$ ，因此电气时间常数要比恒定磁通时的 $\tau_e = L_a/R_a$ 大。

所以，想要用直流有刷串励电动机来获得快速的转矩响应是比较困难的。不过，直流有刷串励电动机无需单独的电源来提供磁场电流，且可以通过在励磁绕组上并联电阻 R_{ead} 简单地实现弱磁，如图 4-11 所示。

在式 (4-69) 中，令微分项 $d/dt = 0$ ，可得直流有刷串励电动机的稳态速度—转矩曲线：

$$i_a = \frac{V_a}{(R_a + R_{\text{es}}) + n \cdot G} = \sqrt{\frac{2\pi}{G} \times T_e} \quad (4-73)$$

在零电流（转矩）时，直流有刷串励电动机的速度为无穷大，因此其速度—转矩

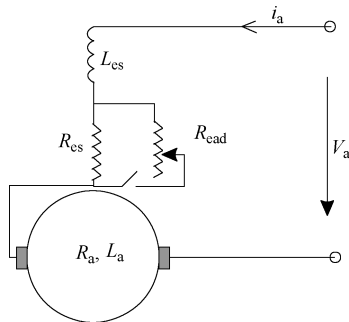


图 4-11 直流有刷串励电动机

曲线被认为是软的,如图 4-12 所示。

直流有刷串励电动机的降速可以通过降低电压 V_a 来实现,这跟直流有刷他励电动机是一样的。

在全额电枢电压 V_{an} 下,通过电阻 R_{cad} 进行弱磁运行,可以使直流有刷串励电动机的速度高于额定速度(基速)。其电磁功率 P_e 可表示为

$$P_e = T_e \cdot 2\pi n = \frac{V_a^2 \cdot G \cdot n}{(R_a + R_{es} + nG)^2} \quad (4-74)$$

在一定的速度范围内,其电磁功率的变化不是很大,并且是有限度的。这是直流有刷串励电动机一个很独特的地方,它对于交通运输应用来讲是非常有益的,因为车载电源的功率是有限的。

4.12 交流有刷串励电动机

交流有刷串励电动机也称通用电动机,目前仍在洗衣机、厨房电器及真空吸尘器一类的家用电器中广泛使用。在手持(便携式)电动工具中,通用电动机占有绝对优势,在这种场合,通常可以做到 1kW 的功率和高达 30000r/min 的转速。尽管通用电动机存在电刷这个不利因素,但由于其性价比高,因而能够在市场竞争中生存下来。

如图 4-13 所示,通用电动机在结构上跟直流有刷串励电动机十分相似,但由于其定子励磁绕组是由交流电来励磁的,因此定子采用冲制的硅钢片制成。与直流有刷电动机相比,通用电动机的电刷中交流电流的换向更为困难,因为定子交流励磁电流会在正在换向的转子线圈中感应出额外的(与速度无关的)交流变压器类型的电动势。

由于定子励磁线圈与电刷是串联连接的,磁场电流和转子电流是彼此相等的。

此外,由于电刷和定子中的电流都是交流的,因此可以用相量来分析电动机的稳态行为(尽管转子中的电流有两种角频率 $\omega_r \pm \omega_1$,其中 ω_1 为定子电流的角频率, $\omega_r = 2\pi np$ 为转子旋转的电角频率)。

可以直接写出以下的电压方程(也适用于动态):

$$(R_a + R_{es}) \cdot i - v = E_{\text{pulse}} - E_{\text{rot}} \quad (4-75)$$

式中, E_{pulse} 是定子和转子电感 L_{es} 和 L_a 中的变压器(自感)电动势。其计算如下:

$$E_{\text{pulse}} = -(L_{es} + L_a) \frac{di}{dt} \quad (4-76)$$

旋转电动势(动生电动势) E_{rot} 跟直流有刷电动机的一样,与定子电流同相位,即

$$E_{\text{rot}} = k_e k_\phi ni \quad (4-77)$$

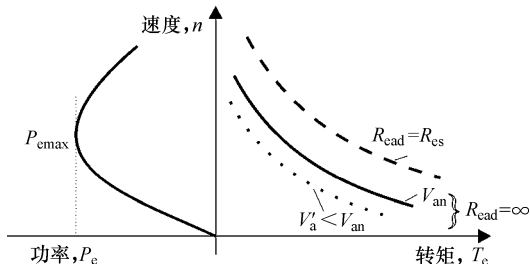


图 4-12 直流有刷串励电动机的速度—转矩特性曲线

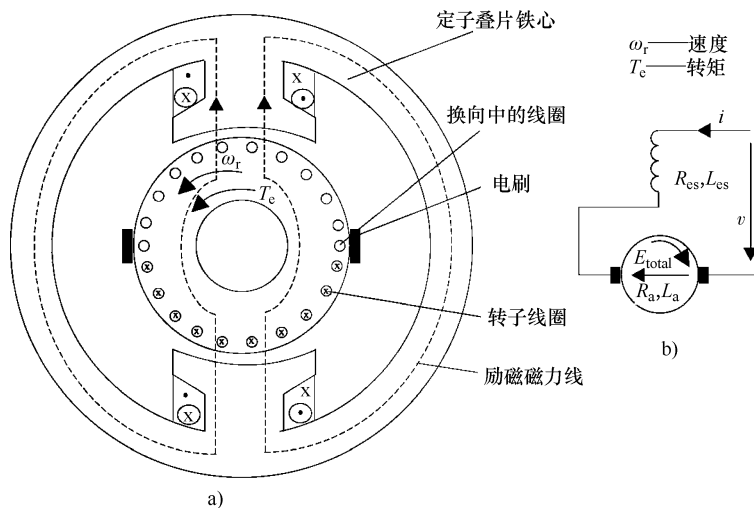


图 4-13 两极交流有刷串励电动机

a) 横截面 b) 等效电路原理图

显然，只有动生电动势才产生电磁功率 P_{elm} ：

$$P_{\text{elm}} = E_{\text{rot}} i = T_e \times 2\pi n \quad (4-78)$$

所以，将式 (4-77) 代入式 (4-78)，可推得瞬时转矩 T_e 为

$$T_e = k_e k_\Phi \times \frac{i^2}{2\pi} \quad (4-79)$$

稳态时，定子电压和电流都是正弦的：

$$v = V \times \sqrt{2} \cos \omega_1 t; i = I \times \sqrt{2} \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \quad (4-80)$$

因此，利用式 (4-80) 中的电流，可得瞬时转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{k_e k_\Phi I^2}{2\pi} [1 + \cos 2(\omega_1 t - \varphi_1)] \quad (4-81)$$

所以，稳态运行时，瞬时转矩由一个恒定分量（即平均转矩）和一个 $2\omega_1$ 角频率的交流（脉动）分量构成，如图 4-14 所示。 $2\omega_1$ 的转矩脉动意味着通用电动机中存在着额外的振动、噪声和损耗。

以下用相量的概念来分析稳态，令：

$$\dot{V} = V \times \sqrt{2} \times e^{j\omega_1 t}; \dot{I} = I \times \sqrt{2} \times e^{j(\omega_1 t - \varphi_1)} \quad (4-82)$$

利用这种表示方法，式 (4-75) 的电压方程可转换为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (R_{es} + R_a) \dot{I} + j\omega_1 (L_{es} + L_a) \dot{I} + k_e k_\Phi n \dot{I} \\ R_{ae} &= R_a + R_{es}; \omega_1 (L_a + L_{es}) = X_{ae} \end{aligned} \quad (4-83)$$

将其中的总电抗 X_{ae} 换成一个串联阻抗 Z_{ae} ，就可以将定子、转子的铁耗也考虑进去：

$$Z_{ae} \approx R_{\text{core}} + jX_{ae} \quad (4-84)$$

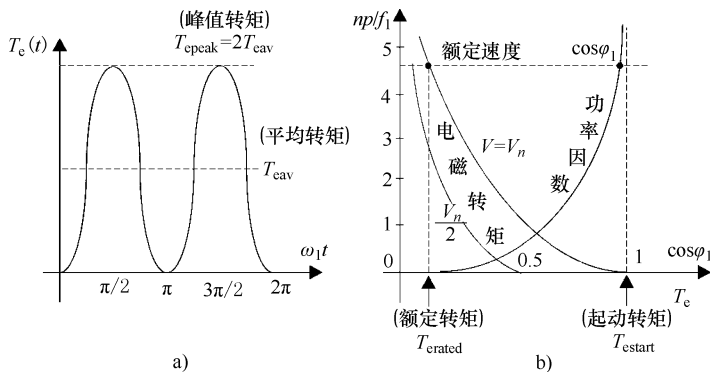


图 4-14 交流有刷串励电动机的稳态特性

a) 瞬时转矩 b) 转矩、功率因数与相对速度 np/f_1 的关系曲线

因此, 考虑铁耗以后, 电压方程式 (4-83) 变为

$$\dot{V} = (R_{ac} + Z_{ac} + k_e k_\Phi n) \dot{I} \quad (4-85)$$

显然, 现在的平均电磁转矩为

$$T_{eav} = \frac{(k_e k_\Phi n \cdot \dot{I}) \cdot \dot{I}^*}{2\pi n} = \frac{k_e k_\Phi I^2}{2\pi} \quad (4-86)$$

由图 4-14b 可见, 电磁转矩与转速 n 之间的依赖关系跟直流有刷串励电动机十分相似, 但由于 X_{ac} 的存在, 电磁转矩降低了。

此外, 可以求得功率因数 $\cos\varphi_1$ 为:

$$\cos\varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{X_{ac}}{R_{ac} + k_e k_\Phi n + R_{core}}\right)^2 + 1}} \quad (4-87)$$

可见, 转速 n (或 np/f_1 比值) 越高, 功率因数就越高, 如图 4-14b 所示。在真空吸尘器的场合, 比值 $np/f_1 > 6/1$ 很常见, 而在厨房电器中, 例如洗涤机中, 这个比值只有 $3/1$ 。

通常, 通用电动机在额定转速下的设计功率因数高于 0.9。在低功率传动中, 没有使用电容器却做到了这么高的功率因数, 这可以算是通用电动机一个很大的优点 (交流无刷电动机要做到同样的效果, 则要用电容器)。有关通用电动机更深入的分析, 请参考文献 [5]。

采用单个双向可控硅模块 (即 TRIAC) 构成的 AC-AC 调压器, 可以简单地实现通用电动机的速度控制。由式 (4-86) 的转矩方程可以看出, 转矩跟电流 (因而跟电压) 幅值的二次方成正比。

双向可控硅是一种极低成本的器件, 且控制简单, 但它会产生显著的线电流谐波, 应当进行滤波。此外, 当电压降低时, 位移功率因数 DPF 也会降低。

例 4-5

考虑一台家用电器中使用的通用电动机, 两极, 电源是 60Hz、120V (有效值) 的交流电, 在 18000r/min 时, 输出功率 $P_n = 600\text{W}$ 。铁耗为铜耗的一半, 机械损耗为额定功率的 2%。效率 $\eta = 0.9$, 功率因数 $\cos\varphi_n = 0.97$ 。试计算:

- 额定电流;
- 总绕组电阻 R_{ae} 及铁耗电阻 R_{core} ;
- 动生电动势 E_{rot} ;
- 总电感 L_{ae} ;
- 平均电磁转矩;
- 轴转矩 (负载转矩);
- 速度—频率比值 n_p/f_1 ;
- 起动电流和转矩;
- 由 120V 直流供电时的起动电流。

解答:

- a) 根据定义, 效率等于输出功率比输入功率, 即

$$\eta_n = \frac{P_n}{V_n I_n \cos\varphi_n}$$

额定电流 I_n (A) 为

$$I_n = \frac{600}{120 \times 0.97 \times 0.9} = 5.7273$$

- b) 电动机中的总损耗 Σp (W) 为

$$\Sigma p = \frac{P_n}{\eta_n} - P_n = 66.66$$

机械损耗 p_{mec} (W) 为

$$p_{mec} = 0.02 P_n = 12$$

绕组损耗和铁耗之和 ($p_{copper} + p_{core}$) (W) 为

$$p_{copper} + p_{core} = R_{ae} I_n^2 + R_{core} I_n^2 = \Sigma p - p_{mec} = 66.66 - 12 = 54.66$$

由于铁耗为绕组损耗的一半, 因此 R_{ae} (Ω), R_{core} (Ω) 为

$$R_{ae} I_n^2 = \frac{2}{3} \times 54.66; R_{ae} = \frac{54.66 \times 2}{3} \frac{1}{5.7273^2} = 1.111$$

$$R_{core} = \frac{1}{2} R_{ae} \approx 0.555$$

根据式 (4-87), 有:

$$I_n = \frac{U_n \cos\varphi_n}{R_{ae} + R_{core} + k_e k_\phi n}$$

$$\tan\varphi_n = \frac{X_{ae}}{R_{ae} + R_{core} + k_e k_\phi n}$$

因此:

$$R_{ae} + R_{core} + k_e k_{\Phi} n = \frac{120 \times 0.97}{5.7273} = 20.3237$$

c) 动生电动势 E_{rot} (V) 为

$$E_{rot} = k_e k_{\Phi} n I_n = (20.3237 - 1.111 - 0.555) \times 5.7273 = 106.858$$

最后, 根据阻抗的定义, 可得电动机的电抗 X_{ae} (Ω) 为

$$X_{ae} = \frac{V_n}{I_n} \sin \varphi_n = \frac{120}{5.7273} \times 0.243 = 5.0936$$

d) 所以电动机的电感 L_{ae} (H) 为

$$L_{ae} = \frac{X_{ae}}{\omega_1} = \frac{5.0936}{2\pi \times 60} = 0.0135$$

e) 由式 (4-79) 可得平均转矩 T_{eav} (Nm) 为

$$T_{eav} = \frac{k_e k_{\Phi} I_n^2}{2\pi} = \frac{E_{rot} I_n}{2\pi \cdot n_n} = 0.3248$$

f) 轴转矩 T_{shaft} 近似为

$$T_{shaft} \approx T_{eav} - \frac{P_{mec}}{2\pi n_n} = 0.3248 - \frac{12}{2\pi \times 300} = 0.31847$$

g) 比值 $n_n p / f_1 = (18000/60)/60 = 5/1$, 这表明该电动机将具有较好的功率因数。

h) 起动电流 I_{start} (A) 同样由式 (4-85) 求取, 只是应取 $n = 0$:

$$I_{start} = \frac{V_1}{\sqrt{(R_{ae} + R_{core})^2 + X_{ae}^2}} = 22.39$$

平均起动转矩 (T_{eav})_{start} (Nm) 由式 (4-79) 求取, 为

$$(T_{eav})_{start} = T_{eav} \left(\frac{I_{start}}{I_n} \right)^2 = 4.9646$$

注意: 实际上, 在如此大的电流下, 磁路是严重饱和的, 因此实际起动转矩将比上面的理想起动转矩显著降低。

i) 若采用直流供电, 则在起动的时候, 电动机电感上不存在交流 (脉动) 电压降 ($X_{ae} = 0$), 铁耗电阻也不起作用 ($R_{core} = 0$), 因此, $I_{startd.c.}$ (A) 为

$$I_{startd.c.} = \frac{V_{dc}}{R_{ae}} = \frac{120}{1.111} = 108 \quad (\text{DC})$$

所以, 当通用电动机由直流供电时, 如果要将起动电流限制在合理的数值内 (3 ~ 5 倍额定电流), 所供给的直流电压就应该比所供给的交流电压要小很多才行。

注意: 与 PEC 配合使用的直流有刷串励电动机仍然广泛地使用在标准的电力推进系统中, 用于城市、城际、水运以及某些重载的非公路用车辆中。尽管交流传动正在接过电力推进的重任, 但我们觉得花点篇幅介绍一下 20 世纪 (而非 21 世纪) 的电力推进系统中的主力——直流有刷串励电动机, 还是很有益处的。跟直流有刷串励电动机传动一样, 交流有刷串励电动机传动同样也面临着被交流传动取代的命运。

4.13 小结

① 直流有刷电动机的定子既可以采用电励磁，也可以采用永磁体励磁。在调速传动中，由于 PEC 控制的电流脉冲会引起额外的损耗，所以定子、转子铁心都由硅钢片叠成。

② 轴向气隙碟形转子永磁直流有刷电动机的转子绕组是位于空气中的，因此电动机的铁耗很小、电气时间常数很小（在 kW 级的功率范围下 $\leq 1\text{ms}$ ），可以进行快速的电流（转矩）控制。

③ 在磁场电流恒定时（或永磁体励磁时），他励（或永磁）直流有刷电动机是一个二阶线性系统，由于电动势的反馈作用，它们具有稳定的速度响应和电流响应（要么是振荡性渐近稳定的，要么是非振荡性渐近稳定的）。

④ 磁场电流的调节会在动态响应中引入一个额外的大延迟，对应于励磁电路的时间常数。但速度和电流的响应仍然是稳定的。

⑤ 在磁场电流恒定时，励磁绕组和电枢绕组之间是内在解耦的，这使得我们可以对电枢电流（转矩）进行快速的控制。

⑥ 直流有刷串励电动机具有软的转速—转矩特性曲线，而他励直流有刷电动机则具有硬的、线性的转速—转矩特性曲线。前者在各种运输工具的电力推进系统中是极其有用的。

⑦ 由于交流有刷串励电动机（通用电动机）成本低、速度控制简单，在较高速度的家用电器和手持电动工具的场合仍然具有相当可观的市场。

4.14 习题

4.1 对于例 4-1 中直流有刷电动机，增加以下数据：额定磁场电流和电压分别为 $I_{\text{excn}} = 1\text{A}$ 、 $V_{\text{excn}} = 110\text{V}$ ，请确定：

- (1) 转子静止且有额定电枢电流时的电压 V_a ；
- (2) 在 3600r/min 的转速和额定电流下，求相应的磁场电流、转矩、总输入功率。

4.2 对于例 4-3 中的 PM 直流有刷电动机，在恒转矩负载下，假定电枢电压发生 10V 的阶跃升高，请确定电枢电流的时间变化规律（表达式）。

4.3 一台用于城市轻轨交通系统的直流有刷串励电动机，数据如下： $V_{\text{an}} = 800\text{V}$ (DC)， $P_n = 100\text{kW}$ ， $n_n = 1200\text{r/min}$ ，额定效率 $\eta_n = 0.92$ ， $p_{\text{mec}} = p_{\text{iron}} = 0.015P_n$ ， $R_{\text{es}} = R_a$ 。忽略换向器损耗和附加损耗。请计算：

- (1) 额定电流 I_n ；
- (2) 电枢电阻 R_a 和励磁电阻 R_{es} ；
- (3) 额定电动势 E_n 和电磁转矩 T_{en} 。

4.15 参考文献

1. **S.A. Nasar (editor)**, Handbook of electric machines, Chapter 5, by M.G.Say, McGraw-Hill Book Company, 1987.
2. **W. Leonhard**, Control of electric drives, first, second, third editions, Springer Verlag, 1985, 1996, 2001.
3. **P.C. Sen**, Thyristor d.c. drives, John Wiley, 1981.
4. **S.A. Nasar, I. Boldea, L. Unnewehr**, Permanent magnet, reluctance and self-synchronous motors, book, Chapter 3, CRC Press, 1993.
5. **A. Di Gerlando, R. Perini, G. Rapi**, “Equivalent circuit for the performance analysis of universal motors”, IEEE Trans. Vol EC – 19, no. 1, 2004.

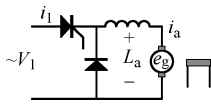
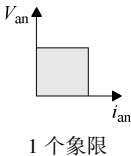
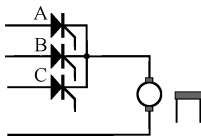
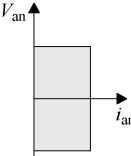
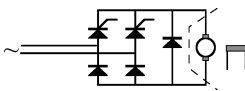
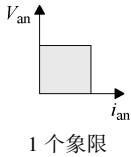
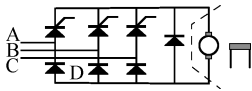
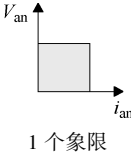
第 5 章 可控整流直流有刷电动机传动

5.1 引言

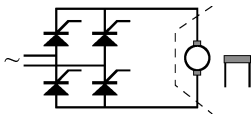
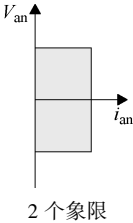
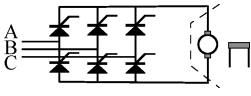
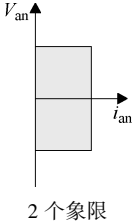
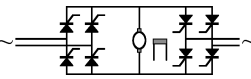
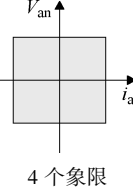
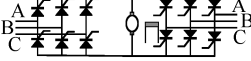
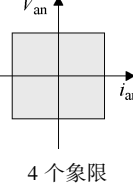
可控整流器是进行相位控制的由 AC 到 DC 的静态功率变换器，它可以给直流有刷电动机提供可变的直流电压。这种整流器可以使用晶闸管、双极性晶体管、IGBT 或 MOSFET 作为电力电子开关（PES）。

通常，换流过程是自然进行的，由直流侧提供，无需任何额外的换流电路。但是，为了提高功率因数，往往使用强迫换流。相控整流器大致可以分为两类，即 AC-DC 单相相控整流器和 AC-DC 三相相控整流器^[1]。为方便起见，这里将第 3 章表 3-1 中的相控整流器主要结构类型再次列出，如表 5-1 所示。

表 5-1 相控整流器的电路结构类型

电 路	类型	功率范围	纹波频率	运行象限
	单相 半波	低于 0.5kW	f_s	 1 个象限
	三相 半波	高达 50kW	$3f_s$	 2 个象限
	单相 半控	高达 15kW	$2f_s$	 1 个象限
	三相 半控	高达 100kW	$3f_s$	 1 个象限

(续)

电 路	类型	功率范围	纹波频率	运行象限
	单相 全桥 (全控)	高达 15kW	$2f_s$	 2 个象限
	三相 全桥 (全控)	高达 1500kW	$6f_s$	 2 个象限
	单相 双重 变换器	高达 15kW	$2f_s$	 4 个象限
	三相 双重 变换器	高达 1500kW	$6f_s$	 4 个象限

单相半波相控整流器和半控整流器的输出电压 e_{av} 和电流 i_{av} 只有一个极性。这就是说，它们只能在 1 个象限里工作。全桥相控整流器能在 2 个象限中工作：输出电压 e_{av} 既可为正，也可为负，但输出电流只能为正。只有双重相控整流器才能进行 4 个象限运行。

在半波相控整流器和半控整流器中，当 PES 开关阻断时，储能需要通过续流二极管耗散掉。在单相半波相控整流器中，除非外加一个大电感，否则电动机的电流将是断续的。而在其他相控整流器中，输出电流则既可能连续，也可能断续。在三相相控整流器中，电动机的电流大多是连续的。

5.2 性能指标

在由相控整流器（AC-DC 变换器）供电时，直流电动机的电流不是恒定的直流，因此交流电源侧的供电电流也不是正弦波，需要定义适当的性能指标来衡量电动机-变换器组合的性能。

与电动机有关的主要性能指标有：

- ① 转矩—速度特性；
- ② 电动机电流的连续与断续特性；
- ③ 电动机的平均电流 I_a ：

$$I_a = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_1+T} i_a dt \quad (5-1)$$

式中： i_a 为电枢电流瞬时值； T 为电流 i_a 变动的周期。

- ④ 电动机电流的有效值 I_{ar} ：

$$I_{ar} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_1+T} i_a^2 dt} \quad (5-2)$$

众所周知，电枢绕组中产生的热量与电流有效值的二次方成正比。

- ⑤ 电动机峰值电流 i_{ap} ：机械换向器的单位面积压力要由峰值电流的数值来决定。

与输入交流电源有关的主要性能指标有：

- ① 输入功率因数 PF：

$$PF = \frac{\text{平均输入功率}}{\text{有效值输入电压} \times \text{电流}} \quad (5-3)$$

若供电电压是纯正弦的，那么只有输入电流的基波会产生平均输入功率，即

$$PF = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1}{V \cdot I} \quad (5-4)$$

式中， V 为供电相电压的有效值； I 为供电相电流的有效值； I_1 为供电相电流基波分量的有效值； φ_1 为供电电压和电流基波分量之间的夹角。

- ② 输入位移因数 DF 或基波功率因数：

$$DF = \cos\varphi_1 \quad (5-5)$$

- ③ 谐波因数 HF（即电流的总谐波畸变 THD）：

$$HF = \frac{\sqrt{(I^2 - I_1^2)}}{I_1} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{I_h}{I_1} \quad (5-6)$$

式中， I_h 为净谐波电流的有效值。

以上定义的部分性能指标，跟第3章定义的二极管整流器的部分性能指标有一定的相似性。此处再次列出，主要是为了方便。

直流有刷电动机的基本方程为

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + e_g; e_g = K_e \cdot \lambda_p \cdot n$$

$$2\pi J \frac{dn}{dt} = T_e - T_{load}; T_e = \frac{e_g \cdot i_a}{2\pi n} = \frac{K_e}{2\pi} \cdot \lambda_p \cdot i_a \quad (5-7)$$

式中, v_a 、 i_a 是电动机的输入电压和电流; e_g 是动生电动势; R_a 、 L_a 是电枢的电阻和电感; J 是转动惯量; T_e 是电动机的电磁转矩; T_{load} 是负载转矩。稳态时, $dn/dt = 0$, 但因相控整流器供电的电枢电流在时间上不恒定, 因此通常有 $di_a/dt \neq 0$ 。为了对各种相控整流器电路结构的性能有一个快速的了解和掌握, 下面直接利用数值实例来进行介绍。

5.3 单 PES 开关的可控整流器

一台直流有刷串励电动机, 数据如下: $K_e \lambda_p = 2 \text{ Wb}$, $R_a = 5 \Omega$, $L_a = 0.1 \text{ H}$ 。如图 5-1 所示, 由一个晶闸管从单相交流电源供电, 交流电源的电压为 $V = V_1 \cdot \sin \omega_1 t = 120 \sqrt{2} \sin 377t$ 。电动机工作于恒定速度 $n = 750 \text{ r/min}$ 。

- 若延迟角 (触发角) $\alpha = +30^\circ$, 且无续流二极管 D, 求电动机电流的瞬时值 i_a 的表达式;
- 此时, 电动机的端电压 V_a 是如何随时间变化的?
- 如图 5-1 所示, 当电动机的电枢两端有并联的续流二极管 D 时, i_a 是如何随时时间变化的? 假定晶闸管和二极管为理想开关。

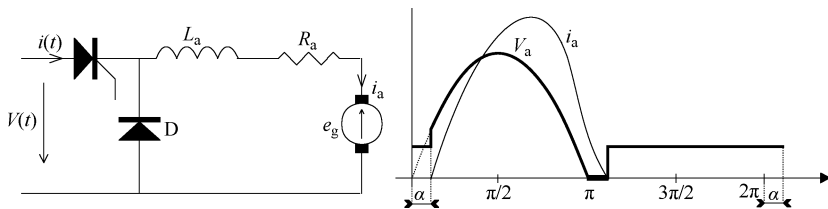


图 5-1 直流有刷电动机由单个晶闸管供电

解答:

- 无二极管 D 时, 电流断续, 如图 5-1 所示, $\omega t > \alpha$ 时的电动机端电压方程为

$$V_a(t) = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_e \lambda_p n \quad (5-8)$$

其初始条件为 $\omega_1 t = \alpha = \pi/6$ 时, $i_a = 0$ 。

其稳态解为

$$i_{ap} = A + B \cdot \cos \omega_1 t + C \cdot \sin \omega_1 t \quad (5-9)$$

最后可得:

$$i_{ap} = -\frac{K_e \cdot \lambda_p \cdot n}{R_a} + \frac{V_1}{\sqrt{R_a^2 + \omega_1^2 \cdot L_a^2}} \cdot \sin(\omega_1 t - \gamma);$$

$$\gamma = \tan^{-1}(\omega_1 L_a / R_a) \quad (5-10)$$

全解形式为

$$i_a(t) = i_{ap} + A \cdot e^{-tR/L_a} \quad (5-11)$$

由于在 $t = t_1 = \alpha / \omega_1 = \pi / 6 / (2\pi \times 60) = 1.3888 \times 10^{-3} \text{ s}$ 时, $i_a(t) = 0$, 又由于:

$$\gamma = \tan^{-1} \frac{2 \times \pi \times 60 \times 0.1}{5} = 82.44^\circ;$$

$$\frac{V_1}{\sqrt{R_a^2 + \omega_1^2 \cdot L_a^2}} = \frac{120}{\sqrt{5^2 + (2 \times \pi \times 60 \times 0.1)^2}} = 3.157 \text{ A} \quad (5-12)$$

$$\frac{K_e \cdot \lambda_p \cdot n}{R_a} = \frac{2 \times 12.5}{5} = 5 \text{ A} \quad (5-13)$$

因此得 $A(\text{A})$:

$$A = \left[\frac{K_e \cdot \lambda_p \cdot n}{R_a} - \frac{V_1}{\sqrt{R_a^2 + \omega_1^2 \cdot L_a^2}} \cdot \sin(30^\circ - \gamma) \right] \cdot e^{1.3888 \times 10^3 \times 5 / 0.1} \quad (5-14)$$

$$= [5 - 3.157 \sin(-52.44^\circ)] \times 1.07186 = 8.04$$

最后得:

$$i_a(t) = 8.04 \times e^{-50t} - 5 + 3.157 \times \sin(377t - 1.43812) \quad (5-15)$$

式 (5-15) 中的时间变化范围是从 $\omega_1 t > \pi/6$ 开始直到电流为零的时刻 (在 $\omega_1 t = \pi$ 稍后一点), 如图 5-1 所示。

b. 只要晶闸管导通, 电动机的端电压就等于电源电压; 而当电动机的电流为零时, 端电压就等于动生电动势的负值, 即: $-e_a = K_e \cdot \lambda_p \cdot n = 2 \times 12.5 = 25 \text{ V}$, 如图 5-1 所示。

c. 当存在续流二极管 D 时, 在 $V(t)$ 变负后 ($\omega_1 t = \pi$ 后), 二极管 D 会导通。

D 导通后, 电动机的电流 i'_a 经 D 流过, 一直到零 (或晶闸管下次导通), 因此

$$0 = R_a \cdot i'_a + L_a \cdot \frac{di'_a}{dt} + K_e \cdot \lambda_p \cdot n \quad (5-16)$$

初始条件为

$$i'_a(\pi) = i_a(\pi) \quad (5-17)$$

$$i'_a(t) = -\frac{K_e \cdot \lambda_p \cdot n}{R_a} + A' \cdot e^{-tR/L_a} \quad (5-18)$$

$$i'_a(\pi) = i_a(\pi) = \frac{-2 \times 12.5}{5} + A' \cdot e^{-50/120} = 3.42729 \quad (5-19)$$

$$A' = 12.78319 \text{ (A)}$$

因此:

$$i'_a(t) = -5 + 12.783 \times e^{-50t} \quad (5-20)$$

由于电流 $i'_a(t) = 0$ 发生在 $\omega_1 t = 360^\circ + 45.5^\circ$ 时, 这已经超过了下次触发的时刻,

因此电动机的电流是连续的。

在续流二极管导通期间（从 $\omega_1 t = 180^\circ$ 开始直到 $i'_a = 0$ 或下次触发为止），电动机的端电压 V_a 为零。

5.4 单相半控变换器

如图 5-2a 所示，一台直流电动机由单相半控变换器供电，电动机的速度和电流不随时间变化，具体数据为： $I_a = 3\text{A}$ ， $R_a = 5\Omega$ ， $K_e \Phi = 2\text{Wb}$ ， $v = 120\sqrt{2}\sin 120\pi t$ ，触发角 $\alpha = \pi/4$ 。

a. 确定电动机、晶闸管及二极管等两端的电压随时间变化的波形，及相应的电流波形。

b. 计算二极管、晶闸管以及交流电源的电流有效值。

c. 确定电动机端电压平均值的表达式及最大值。

d. 计算交流供电电流基波的有效值，及其相对于交流电源电压的相位移。

解答：

a. 由于滤波电感 L_a 很大，可以认为电动机的电流是恒定的（见图 5-2）。晶闸管 T_1 和 T_3 在触发之后，各导通 180° （一方直到另一方触发才截止）；二极管 D_3 和 D_1 分别在电源的正半波和负半波导通，也是各导通 180° ，如图 5-2d 所示。它们的电流都是 180° 宽度的方波，如图 5-2d、e 所示。电动机的端电压要么为正，要么为零，如图 5-2b 所示。

b. 晶闸管的电流有效值 $I_{T_{1,3}}$ (A) 为

$$I_{T_{1,3}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{T_1}^2 d(\omega_1 t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_\alpha^{\pi+\alpha} i_a^2 d(\omega_1 t)} = I_a \sqrt{\frac{\pi}{2\pi}} = 3 \times 0.707 = 2.121 \quad (5-21)$$

二极管的电流 $I_{D_{1,3}}$ (A) 为

$$I_{D_{1,3}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_a^2 d(\omega_1 t)} = I_a \sqrt{\frac{\pi}{2\pi}} = 3 \times 0.707 = 2.121 \quad (5-22)$$

一次（电源）电流有效值 I_1 (A) 为

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi i_a^2 d(\omega_1 t)} = I_a \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = 3 \times 0.866 = 2.598 \quad (5-23)$$

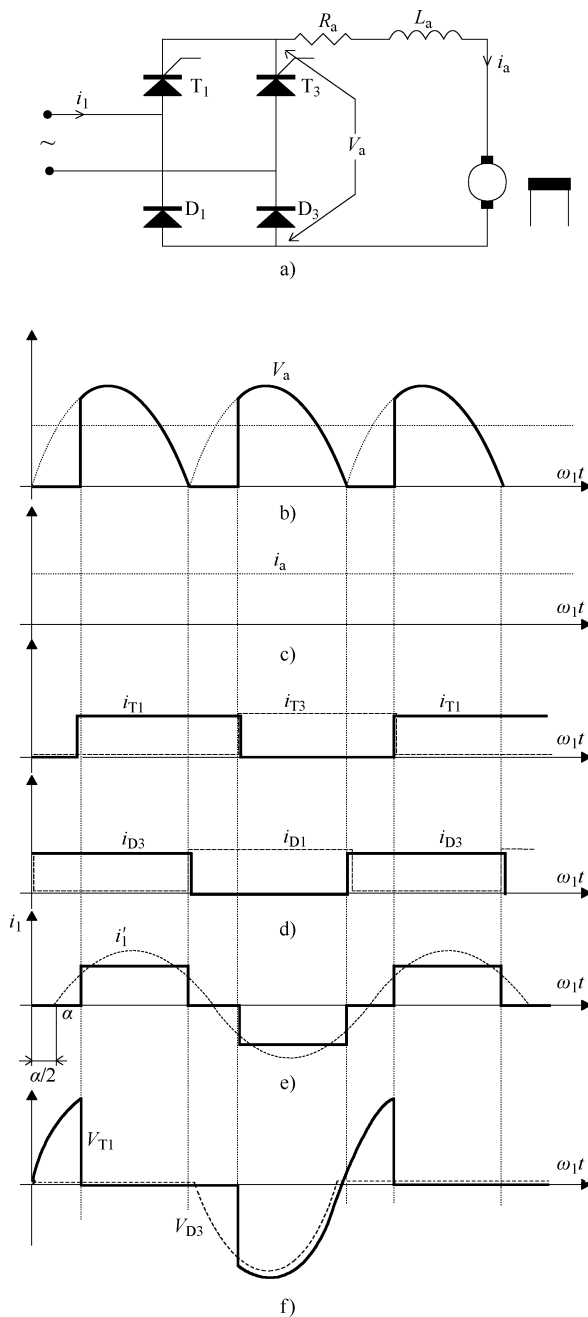
c. 电动机的平均端电压 V_{av} 为

$$V_{av} = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi v_a d(\omega_1 t) = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi V\sqrt{2}\sin\omega_1 t \cdot d(\omega_1 t) = \frac{V_1\sqrt{2}}{\pi} \times (1 + \cos\alpha) \quad (5-24)$$

当触发角 $\alpha = \pi/4$ 时，平均电压 V_{av} (V) 有

$$(V_{av})_{\alpha=\pi/4} = \frac{120\sqrt{2}}{\pi} \times (1 + 0.707) = 91.98 \quad (5-25)$$

当触发角 $\alpha = 0$ 时，平均电压达到最大值 V_{av} (V)：


 图 5-2 由单相半控变换器供电的直流有刷电动机 (电感 L_a 很大)

$$(V_{av})_{\alpha=0} = \frac{120\sqrt{2}}{\pi} \times (1+1) = 107.77 \quad (5-26)$$

对应于全桥二极管整流器（见第3章）的情况。

d. 交流供电电流的谐波 I_{1v} (A) 为

$$I_{1v} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_1 \sin \nu \omega_1 t \cdot d(\omega_1 t) = \frac{4}{\pi \nu} \times I_a \cos^2 \frac{\nu \alpha}{2} \quad (5-27)$$

基波 $I_{1(1)}$ (A) 为:

$$I_{1(1)} = \frac{4}{\pi} \times 3 \cos^2 \frac{\pi}{4 \times 2} = 3.26 \quad (5-28)$$

输入位移功率因数 $\text{DPF} = \cos \varphi_1$ ，为交流电源电压与基波电流之间夹角的余弦。从图 5-2b、e 可见， $\varphi_1 = \alpha/2 = \pi/8$ 。因此：

$$\text{DPF} = \cos \varphi_1 = \cos \frac{\pi}{8} = 0.9238 \quad (5-29)$$

另一方面，由式 (5-4) 可算得功率因数 PF 为

$$\text{PF} = \frac{I_{1(1)} \cdot \cos \varphi_1}{\sqrt{2} \cdot I_1} = \frac{3.26 \times 0.9238}{1.41 \times 2.598} = 0.82 \quad (5-30)$$

5.5 单相全控变换器

一台直流串励电动机，额定容量 7kW、额定速度 1200r/min，由图 5-3a 所示的单相全控变换器供电。其他数据为： $R_a = 0.2\Omega$ ，额定电流 $I_{ar} = 40\text{A}$ ， $K_e \lambda_p = 10\text{Wb}$ ，交流电源电压的有效值为 260V。请完成以下任务：

- 在电动机电感有限时，绘出 $\alpha = 45^\circ$ 和 $\alpha = 135^\circ$ 时的稳态电压与电流波形。
- 当触发角 $\alpha = 30^\circ$ （整流区）且电动机有额定电流时（忽略电动机电流谐波），计算：电动机速度、转矩和供电功率因数。
- 在以上速度下，若磁场电流反向，则电动机反电动势 E_g 也将反向。此时若有额定电流，请计算：变换器的触发角 α' 和回馈到电源去的功率。

解答：

a. 电流和电压的波形如图 5-3 所示。请注意：由于电动机的电感不是很大，因此电枢电流和转速是随时间脉动的。

当触发角为 $\alpha = 45^\circ$ 时，电动机和变换器的输入功率都为正，处于电动运行状态，如图 5-3c、d、e 所示。当触发角 $\alpha = 135^\circ$ 时，电动机的电流仍为正向，但电动机的平均端电压 V_a 为负，因此电动机和变换器的输入平均功率都为负，处于发电状态，如图 5-3f、g、h 所示。

b. 当忽略电动机电流中的谐波时，可以认为电压和电流仅有平均值，速度也是恒定的。

电动机的平均电压 V_{av} (V) 为

$$\begin{aligned} V_{av} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V \times \sqrt{2} \sin \omega_1 t \cdot d(\omega_1 t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V \cos \alpha \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 260 \times \cos 30^\circ = 202.44 \end{aligned} \quad (5-31)$$

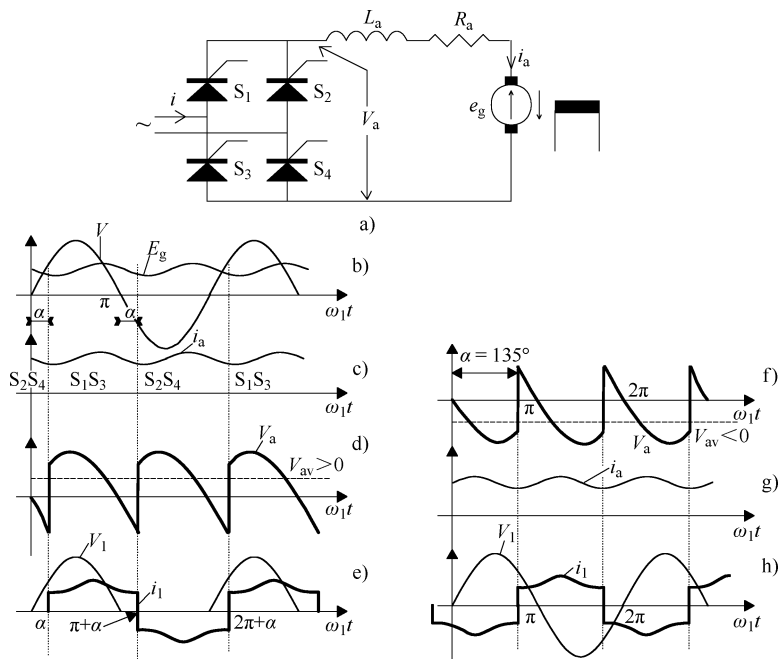


图 5-3 由单相全控变换器供电的直流有刷电动机

 a) 变换器电路图 b)、c)、d)、e) —电动机状态下的电压和电流波形 ($\alpha = 45^\circ$)

 f)、g)、h) —发电机状态下的电压和电流波形 ($\alpha = 135^\circ$)

 电动机的转矩 T_e (Nm) 为

$$T_e = \frac{K_e \lambda_p}{2\pi} I_a = \frac{10}{2\pi} \times 40 = 63.6942 \quad (5-32)$$

 电动机的速度 n 为

$$n = \frac{V_{av} - R_a I_a}{K_e \lambda_p} = \frac{202.44 - 0.2 \times 40}{10} = 19.444 \text{ r/s} = 1166.64 \text{ r/min} \quad (5-33)$$

由于现在的电源侧电流为矩形波 (40A)，因此电源电流的有效值为 $I_1 = 40\text{A}$ 。忽略损耗时，电源提供的功率为 $P_s = V_{av} \cdot I_a = 202.44 \times 40 = 8097.6\text{W}$ 。

因此，电源的功率因数为

$$\text{PF} = \frac{P_s}{V_1 \cdot I_1} = \frac{8097.6}{260 \times 40} = 0.7786 \quad (5-34)$$

 c. 改变励磁电流方向时，动生电动势 e_g (V) 的极性变反，即

$$e_g = -K_e \lambda_p n = -10 \times 19.44 = -194.44 \quad (5-35)$$

 因此电动机的端电压 V_a (V) 变成：

$$V_a = e_g + R_a I_a = -194.44 + 0.2 \times 40 = -186.44 \quad (5-36)$$

最后得：

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{V_a \pi}{2\sqrt{2}V} \right] = \cos^{-1} \left[\frac{-186.44 \times \pi}{2\sqrt{2} \times 260} \right] \approx 143^\circ \quad (5-37)$$

回馈到电网的再生功率 P_{sg} (W) 为

$$P_{sg} = V_a I_a = 186.44 \times 40 = 7457.6 \quad (5-38)$$

在这种运行状态下, 要么磁通 λ_p 改变符号, 要么转速 n 改变符号, 电动机的转矩阻碍转子的运动, 是发电制动性的转矩。

在再生发电制动的过程中, 电动机的速度和动生电动势将下降, 为了保持电流恒定, 需对变换器的触发角 ($\alpha > 90^\circ$) 做相应的调整。

对上例中的电动机, 若 $L_a = 2\text{mH}$, 触发角为 $\alpha = 60^\circ$:

a. 当转速恒定为 $n = 1200\text{r/min}$ 时, 绘出电压和电流的波形 (已知电动机的电流不连续)。

b. 计算转速为 $n = 600\text{r/min}$ 时的电动机电流波形。

解答:

a. 由于电动机的电气时间常数 $\tau_e = L_a/R_a = 2 \times 10^{-3}/0.2 = 10\text{ms}$, 是比较小的, 因此在端电压为零之后 ($\omega_1 t \geq \pi$), 随着电角度 $\omega_1 t$ ($\pi < \omega_1 t < \pi + \beta$, 其中 $\beta < \alpha$) 的增大, 电动机的电流很快就衰减到零, 所以电流是断续的。对于确定的速度 n (或动生电动势 e_g), 电流断续模式的平均电压要大于电流连续模式的平均电压, 并且随着触发角 α 的增大这个差别也增大。

电流断续使动态响应变慢, 这是因为在电流为零期间, 电动机的转矩为零, 也就没有转矩控制。在轻载低转矩 (小电流) 下, 这种情况特别容易出现。在高速低转矩下, 采用弱磁等特殊措施, 可降低 α 角, 避免电流断续。

b. 认为转速恒定不变, 则电压方程为

$$V \times \sqrt{2} \sin \omega_1 t = R_a i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + K_e \lambda_p n \quad (5-39)$$

利用 $\omega_1 t_1 = \alpha$ 时 $i_a = 0$ 的条件, 来求解以上方程, 得:

$$i_a = A \cdot e^{-tR_a/L_a} - \frac{K_e \lambda_p n}{R_a} + \frac{V \times \sqrt{2} \sin(\omega_1 t - \varphi_1)}{\sqrt{R_a^2 + \omega_1^2 L_a^2}} \quad (5-40)$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1}(\omega_1 L_a / R_a)$$

由于在 $t = t_1 = \frac{\alpha}{\omega_1}$ 时, $i_a(t_1) = 0$, 因此:

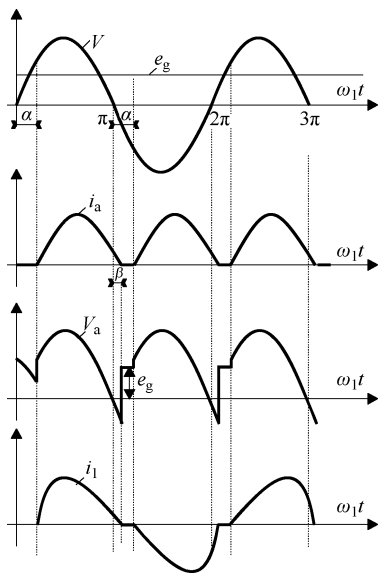


图 5-4 由单相全控变换器供电的直流有刷电动机——电流断续模式

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi \times 60 \times 2 \times 10^{-3}}{0.2} \right) = 75.136^\circ \quad (5-41)$$

$$i_a = 1482 \times e^{-100t} - 1000 + 470 \times \sin(\omega_1 t - \varphi_1) \quad (5-42)$$

在 $\omega_1 t_2 = \pi + \beta$ 时, 电流又重新变成零, 所以:

$$0 = 1482 \times e^{-\frac{100(\pi + \beta)}{2\pi 60}} - 1000 + 470 \times \sin(\pi + \beta - 1.308) \quad (5-43)$$

求得 $\beta \approx 16.2^\circ$ 。

5.6 三相半控整流器

如图 5-5 所示, 一台三相半控整流器给一台直流电动机供电。假定电枢电流无纹波, 且换向在瞬时完成。

a. 绘出 $\alpha = 30^\circ$ 时的输出电压波形。

b. 以 α 为变量, 求输出电压平均值 (有效值) 的函数。

c. 交流电源的线电压有效值为 $V_L = 220\text{V}$, $f = 60\text{Hz}$; 电动机的 $R_a = 0.2\Omega$, $K_e \lambda_p = 4\text{Wb}$, 电枢电流 $I_a = 50\text{A}$, 求 $\alpha = 30^\circ$ 时电动机的转速。

解答:

a. 由图 5-5b 可见, 如果晶闸管 T_a 在触发角 $\alpha = 30^\circ$ (A 点) 处触发导通, 而不是在 $\alpha = 0$ 处触发导通, 那么在 V_{ab} 为正且高于另外两个线电压的 30° 的期间, T_a 将同 D_b 一起共同导通。从点 B 开始, 由于 $V_{ac} > V_{ab}$, T_a 将同二极管 D_c 一起共同导通 90° 。在点 C 处, 使晶闸管 T_b 触发导通, 则 T_a 断开 (T_a 总共导通了 120°)。其余开关的触发导通情况类似。

b. 平均电压的表达式为

$$\begin{aligned} V_{av} &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/3} \sqrt{2} V_L \sin(\omega_1 t + \pi/3) d(\omega_1 t) + \int_{\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} \sqrt{2} V_L \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right] \\ &= \frac{3\sqrt{2}V_L}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \end{aligned} \quad (5-44)$$

当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 上式的积分只有第二项, 且积分的区间是 $\alpha \sim \pi$, 但最终的结果不变。这个整流器的平均输出电压 V_{av} 只能为正, 无法为负, 因此不能用作逆变器, 只能在单个象限运行。

c. 当电动机的电流无纹波时, 电动机的电压方程为

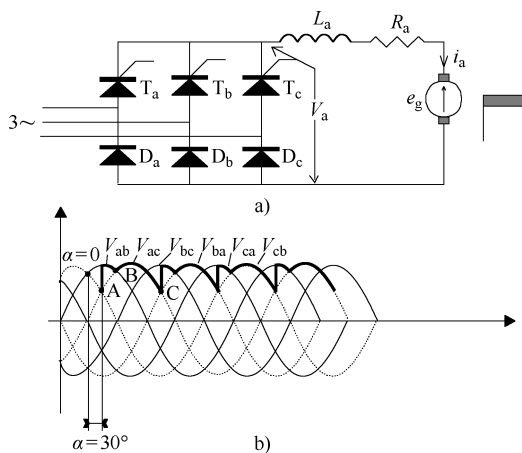


图 5-5 三相半控整流器给直流有刷电动机供电

$$\frac{3\sqrt{2}V_L}{2\pi}(1 + \cos\alpha) = R_a I_a + K_e \lambda_p n \quad (5-45)$$

$$\frac{3 \times \sqrt{2} \times 220}{2\pi} \left(1 + \cos \frac{\pi}{6}\right) = 0.2 \times 50 + 4 \times n \quad (5-46)$$

$$n = 66.66 \text{ rps} = 4000 \text{ r/min} \quad (5-47)$$

5.7 三相全控整流器——电动机侧

如图 5-6 所示, 一台三相全控整流器给直流电动机供电, 参数为电源线电压有效值 $V_L = 220\text{V}$, $K_e \lambda_p = 10\text{Wb}$, $R_a = 0.2\Omega$ 。忽略电动机的电流纹波。

a. 若电源侧电感 $L_s = 0$, 求平均输出电压随触发角 α 变化的函数关系, 以及 $\alpha = 30^\circ$ 、 $I_a = 50\text{A}$ 时的电动机转速。

b. 若电源侧电感 $L_s \neq 0$, 求输出电压与 α 和 I_a 的函数关系, 并计算 $I_a = 50\text{A}$ 、 $\alpha = 30^\circ$ 、 $L_s = 1\text{mH}$ 时的电动机转速。

c. 针对 b 的情况, 计算换向的重叠角。

解答:

a. 三相全控整流器的运行原理与上一节的半控情况十分相似。但这里的每一对晶闸管仅导通 60° , 如图 5-6 所示。

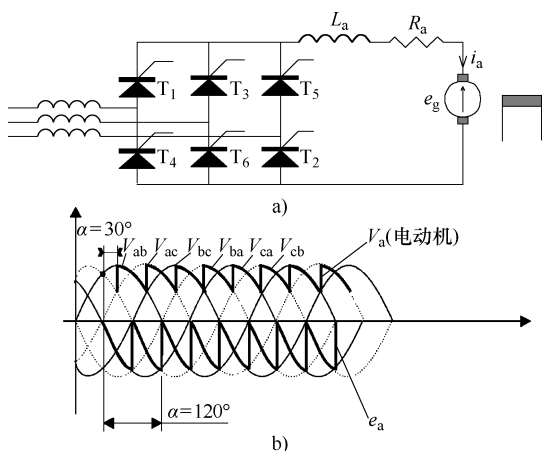


图 5-6 三相全控整流器给直流有刷电动机供电

当电源侧没有电感时 ($L_s = 0$), 换流是瞬间完成的。平均输出电压 V_{av} 为

$$V_{av} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} \sqrt{2}V_L \sin\omega_1 t \cdot d(\omega_1 t) = \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \cos\alpha \quad (5-48)$$

因此, α 的数值决定着是 $V_{av} < 0$ 还是 $V_{av} > 0$ 。当 $\alpha < 90^\circ$ 时, 平均输出电压 $V_{av} > 0$, 变换器为整流器模式; 当 $\alpha > 90^\circ$ 时, $V_{av} < 0$, 变换器工作于逆变器模式。不过, 电动机的电流始终只有正方向, 与 α 无关。所以, 三相全控整流器能够在 2 个象限中工作。

电动机的电压方程为

$$\frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \cos\alpha = R_a I_a + K_e \lambda_p n \quad (5-49)$$

$$n = \left(\frac{3 \times 220 \sqrt{2} \cos(\pi/6)}{\pi} - 0.2 \times 50 \right) / 10 = 24.74 \text{ rps} = 1484.58 \text{ r/min} \quad (5-50)$$

b. 当电动机电流恒定时, 交流电源侧的电感 L_s 对换流的影响如图 5-7 所示, 这跟

第3章介绍的二极管全波整流器的情况类似。由于 L_s 的存在, T_1 和 T_5 之间的换流不再是瞬间完成的, 存在着一个重叠角 u 。实际上, 换流的实际影响表现为输出电压 V_d 的降低, 具体的降低程度则取决于 a、c 两相短路期间的面积 A_u 的大小:

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} V_{Ls} d(\omega_1 t) = \int_{\alpha}^{\alpha+u} L_s \cdot \frac{di_a}{dt} d(\omega_1 t) = \omega L_s I_d \quad (5-51)$$

能获得以上结果的原因是, a 相电流由 $\omega_1 t = \alpha$ 时的零上升到了 $\omega_1 t = \alpha + u$ 时的 I_d 。平均电压的降低量则为 $3A_u/\pi$ 。

最后可得, $L_s \neq 0$ 时的平均电压等于 $L_s = 0$ 时的平均电压减去 $3A_u/\pi$, 即

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \cos\alpha - \frac{3}{\pi} \omega_1 L_s I_d \quad (5-52)$$

可见, 输出电压 V_d 的计算并不需要用到重叠角 u 。然而, 重叠角 u 对于逆变模式 ($\alpha > 90^\circ$) 的可靠运行来讲是必不可少的。根据基尔霍夫第二定律, 换流期间 a、c 相的电压方程为

$$V_{an} - L_s \cdot \frac{di_a}{dt} = V_{cn} - L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (5-53)$$

其中:

$$i_c + i_a = I_d, \text{ 即 } \frac{di_a}{dt} = -\frac{di_c}{dt} \quad (5-54)$$

所以:

$$V_{an} - V_{cn} = V_{ac} = 2L_s \cdot \frac{di_a}{dt} \quad (5-55)$$

其中:

$$V_{ac} = \sqrt{2}V_L \sin\omega_1 t \quad (5-56)$$

$$\int_{\alpha}^{\alpha+u} V_{ac} d(\omega_1 t) = 2\omega_1 L_s I_d \quad (5-57)$$

最终得:

$$\cos(\alpha + u) = \cos\alpha - \frac{2\omega_1 L_s I_d}{\sqrt{2}V_L} \quad (5-58)$$

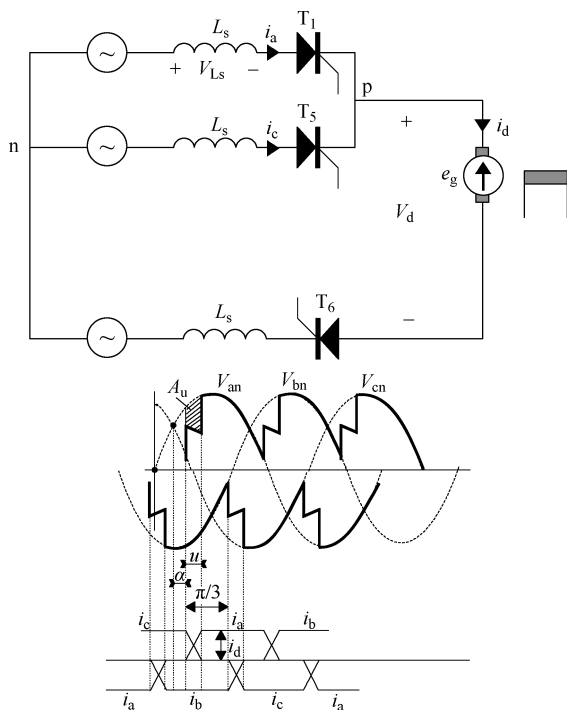


图 5-7 交流电源侧存在电感 L_s 时的换流

所以, 已知 α 和 I_d , 就可以计算重叠角 u 。

显然, 在逆变模式下 ($\alpha > 90^\circ$), 换流应该在 $\alpha + u = \pi$ 之前完成, 以便为晶闸管提供足够长的关断时间 t_{off} , 来保证晶闸管内所充的电荷能够在管两端的负电压作用下重新复合在一起, 即要求 $\frac{\pi - (\alpha + u)}{\omega_1} > t_{\text{off}}$ 。

当 $\alpha = \pi/6$ 、 $I_d = 50$ 时, 整流电压 V_d (V) 为

$$V_d = \frac{3\sqrt{2} \times 220}{\pi} \cos \frac{\pi}{6} - \frac{3}{\pi} \times 2 \times \pi \times 60 \times 50 \times 10^{-3} = 239.43 \quad (5-59)$$

$$V_d = R_a I_a + K_e \lambda_p n$$

$$239.43 = 0.2 \times 50 + 10 \times n; n = 22.943 \text{ r/s} = 1376.58 \text{ r/min} \quad (5-60)$$

可见, 当电源侧有电感 L_s 时, 在同样的触发角 α 和同样的负载电流 50A 下, 由于换相造成输出电压降低了 18V, 所以带来了显著的转速降低, 即从原来的 1484.58r/min 降到了现在的 1376.58r/min。

c. 利用上面推得的式 (5-58), 来计算换相重叠角 u :

$$\begin{aligned} \cos(\alpha + u) &= \cos \alpha - \frac{3\omega_1 L_s I_d}{\sqrt{2} V_L} = \cos \frac{\pi}{6} - \frac{3 \times 2\pi \times 60 \times 50 \times 10^{-3}}{\sqrt{2} \times 220} \\ 30^\circ + u &= 46.78^\circ; u = 16.78^\circ \end{aligned} \quad (5-61)$$

可见, 这个 u 值相当可观。

5.8 三相全控整流器——电源侧

对于前一个例子中的三相全控整流器及直流电动机, 设电动机的电流恒定为 $I_d = 50\text{A}$ 。

- $L_s = 0$ 时, 绘制交流电源侧的电流波形 ($\alpha = 0^\circ$ 、 $\alpha = 45^\circ$ 两种情况);
- $L_s = 0$ 时, 求电源的基波电流和总电流的有效值 ($\alpha = 0^\circ$ 、 $\alpha = 45^\circ$ 两种情况);
- $\alpha = 45^\circ$ 时, 求位移功率因数 DPF ($L_s = 0$ 和 $L_s = 1\text{mH}$ 两种情况);
- $L_s = 1\text{mH}$ 、 $\alpha = 45^\circ$ 时, 计算线电压及线电压总畸变率 THD。

解答:

a. 由于电动机电枢电流恒定, 因此电源侧的电流为如图 5-8a、b 所示的矩形波。
若交流电源侧的电感 $L_s \neq 0$, 则将导致重叠角 $u \neq 0$ 。

b. 电源侧电流基波分量的有效值 I_{a1} (A) 为

$$I_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \times \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \times I_d = 0.78 \times 50 = 39 \quad (5-62)$$

由于整个交流电流是由 120° 宽度的矩形块构成的, 因此总电流的有效值 I_a (A) 为

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \times I_d = 0.816 \times 50 = 40.8 \quad (5-63)$$

c. 当电源侧不存在电感 L_s 时, 位移功率因数角等于 α , 因此 DPF 为

$$\text{DPF} = \cos\varphi_1 = \cos\alpha = \begin{cases} 1 & (\alpha = 0) \\ 0.709 & (\alpha = 45^\circ) \end{cases} \quad (5-64)$$

当电源侧电感 L_s 不为零时, 位移功率因数 DPF 近似为

$$\text{DPF} = \cos\left(\alpha + \frac{u}{2}\right) \quad (5-65)$$

根据式 (5-58), 可计算 $\alpha = 45^\circ$ 时的重叠角 u :

$$\begin{aligned} \cos(\alpha + u) &= \cos\alpha - \frac{3\omega_1 L_s I_d}{\sqrt{2}V_L} = 0.707 - \frac{3 \times 2\pi \times 60 \times 50 \times 10^{-3}}{\sqrt{2} \times 220} = 0.5248 \\ 45^\circ + u &= 58.34^\circ; u = 13.34^\circ \end{aligned} \quad (5-66)$$

最后得:

$$\text{DPF} = \cos\left(45^\circ + \frac{13.34^\circ}{2}\right) = 0.62$$

可见, 在 L_s 不为零的情况下换流, 位移功率因数将进一步降低。

一般来讲, DPF 随 α 角增大而降低, 这是移相 AC-DC 变换器的一个显著缺点。随着 α 的增大, 需要采取特殊的措施来提高 DPF。

d. 在换流期间, 由于交流电源侧的电流出现重叠, 将导致线电压上出现电压切痕。根据 $V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$ 的关系, 对类似图 5-7 的相电压波形进行叠加, 可得包含电压切痕的线电压波形, 如图 5-9 所示。

当 u 较小时, 电压切痕的深度可以认为等于 $\sqrt{2}V_L \sin\alpha$, 因此电压切痕的宽度 u 近似为

$$u = \frac{A_u}{\text{切痕深度}} = \frac{2\omega_1 L_s I_d}{\sqrt{2}V_L \sin\alpha} \quad (5-67)$$

浅电压切痕的深度可以认为是深电压切痕的一半。根据 IEEE 标准 519-1981 建议, 线电压切痕宽度极限为 $250\mu\text{s}$ (5.4° 电角度), 深电压切痕的深度极限则为额定线电压峰值的 70%, 以保证系统能正常运行。

为了满足新标准, 需要采用特殊的滤波措施。电压切痕引起的电压畸变取决于谐波电流 I_v 和交流电源电感 L_s , 对应的线电压总畸变为:

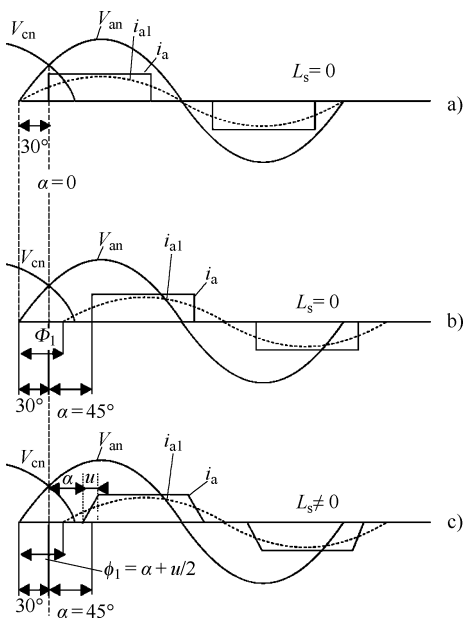


图 5-8 电枢电流恒定时, 三相全控整流器的电源侧电流
a) $\alpha = 0^\circ$ 、 $L_s = 0$ 时 b) $\alpha = 45^\circ$ 、 $L_s = 0$ 时 c) $\alpha = 45^\circ$ 、 $L_s = 1\text{mH}$ 时

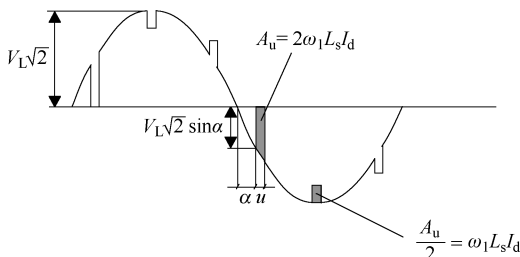


图 5-9 当 L_s 不为零时, 换向导致交流电源的线电压上出现电压切痕

$$\text{电压 THD}\% = \frac{\sqrt{\sum_{\nu>1} (I_\nu \cdot \nu \omega_1 L_s)^2}}{V_{ph}(\text{基波})} \times 100 \quad (5-68)$$

式中, $I_\nu \approx \frac{I_{a1}}{\nu} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \times \frac{I_d}{\nu}$, 其根源在于交流电流几乎为矩形波。

5.9 双重整流器——四象限运行

大功率的直流电动机传动有时需要四象限运行。在这种场合, 可以用两个全控整流器背靠背连接来满足要求, 如图 5-10 所示。

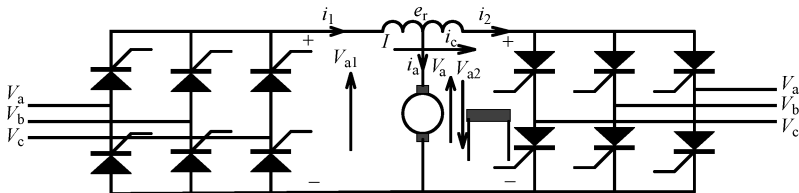


图 5-10 有环流的双重整流器给直流有刷电动机供电

a. 假定两个整流器是理想的, 其中一个工作在整流状态, 另一个工作在逆变状态, 输出理想的直流电压。求这两个整流器的触发角 α_1 和 α_2 之间的关系。

b. 当 $\alpha_1 + \alpha_2$ 满足以上关系的要求时, 若 $\alpha_1 = 60^\circ$, 请计算这两个整流器间的环流, 并绘出电压和电流的实际输出波形。有关参数为 $V_L = 220\text{V}$, $\omega_1 = 377.0\text{rad/s}$, $L = 10\text{mH}$ 。

解答:

a. 在理想的双重整流器中, 两个全控整流器产生的输出电压应该大小相等、极性相反。

由于:

$$\begin{aligned} V_{a1} &= V_{\max} \cdot \cos\alpha_1 \\ V_{a2} &= V_{\max} \cdot \cos\alpha_2 \end{aligned} \quad (5-69)$$

因需要 $V_a = V_{a1} = -V_{a2}$, 所以有 $\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 = 0$, 即 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$, 如图 5-11 所示。

在理想情况下，负载电压等于整流器的输出电压，因此，电流可以从其中任何一个整流器流过（具体取决于电动机的工作状态）。

b. 实际（非理想的）整流器产生的电压具有纹波，且2个整流器的电压纹波不同相，如图5-12所示。二者的瞬时电压差将产生一个环流，环流的大小受电抗器 L 的限制。

因

$$V_{a,b,c} = \frac{V_L \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin \left[\omega_1 t - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (5-70)$$

式中， $i = 1、2、3$ （分别对应 a、b、c 三相）。

在下述时间电角度内，

$$\frac{\pi}{6} + \alpha_1 < \omega_1 t < \frac{\pi}{6} + \alpha_1 + \frac{\pi}{3} \quad (5-71)$$

两个整流器的输出电压分别为

$$V_{a1} = V_a - V_b$$

$$V_{a2} = -(V_c - V_b)$$

$$e_r = V_{a1} - V_{a2} = V_a + V_c - 2V_b = -3V_b \quad (5-72)$$

环流 i_c 为

$$\begin{aligned} i_c &= \frac{1}{\omega_1 L} \int_{\alpha_1 + \frac{\pi}{6}}^{\omega_1 t} e_r dt \\ &= \frac{\sqrt{6} V_L}{\omega_1 L} \left[\cos \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(\alpha_1 - \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (5-73)$$

当电动机的电流为零时，整流器的电流等于环流 $i_1 = i_2 = i_c$ （ $i_a = 0$ ）。因此，即使负载电流为零，整流器中也仍会有一个连续的电流。当 $\alpha_1 = 60^\circ$ 时， $\alpha_2 = 120^\circ$ ，此时的环流峰值发生在 $\omega_1 t = 2\pi/3$ 时， i_c (A) 数值为

$$(i_c)_{\text{peak}} = \frac{V_L \sqrt{6}}{\omega_1 L} \left[1 - \cos \frac{\pi}{6} \right] = \frac{220 \sqrt{6}}{2 \times \pi \times 60 \times 10^{-2}} [1 - 0.867] = 19.02 \quad (5-74)$$

如果负载电流 i_a 恒定（无纹波），那么第一个整流器（ $\alpha_1 = 60^\circ$ ）承担的电流是 $i_a + i_c$ ，第二个整流器（ $\alpha_1 = 120^\circ$ ）中则仅有环流 i_c 。因此，第一个整流器过载了，其中除了电动机的电枢电流，还额外承担了环流。不过，这对于控制性能来讲，反而是一个重要的优点，因为在前面我们已经说过，在轻载时应避免变换器工作在电流断续模式。

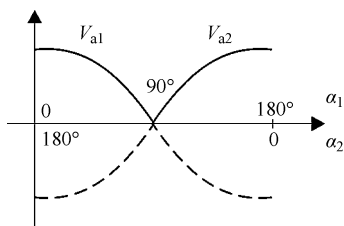


图 5-11 理想双重整流器的电压

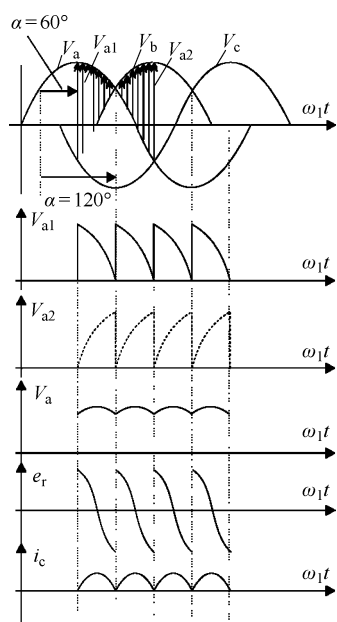


图 5-12 双重整流器电压、电流的实际波形

5.10 交流有刷串励（通用）电动机的控制

如图 5-13 所示，通用电动机虽然由交流电压供电，但它仍然是有刷（机械换向器）串励电动机（见第 4 章）。

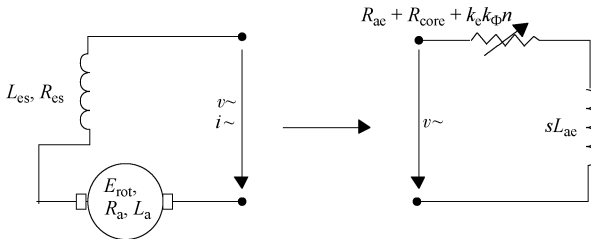


图 5-13 通用电动机的等效电路

根据第 4 章，该电动机的电压方程为

$$L_{ae} \frac{di}{dt} \approx v - (R_{ae} + R_{core} + k_e k_{\phi} n) i; T_e = \frac{k_e k_{\phi} i^2}{2\pi} \quad (5-75)$$

可以直接写出转矩平衡方程：

$$J \times 2\pi \frac{dn}{dt} \approx \frac{k_e k_{\phi} i^2}{2\pi} - Bn - T_{load} \quad (5-76)$$

为了简单起见，将所有铁耗都集中在定子（电压方程中）处理，在运动方程中忽略铁耗的影响。认为磁路的饱和程度恒定不变，或者干脆忽略掉（即令 $L_{ae} = \text{常数}$ 、 $k_{\phi} = \text{常数}$ ）。

对于这样的二阶系统，其输入电压与负载转矩扰动的动态分析是相当简单的。

动生电动势 E_{rot} 可以看成是一个附加的可变电阻压降 ($k_e k_{\phi} n i$)，见式 (5-75)。

转矩本质上与电流二次方成正比，当电压给定时，跟电压的二次方成正比。

为了调节转矩，需要使用调压器。

起动时 ($n=0$)，电动机可以表示为一个小电阻 $R_{ae} + R_{core}$ 加一个电感 L_{ae} 。因此，电动机起动时的电路是强感性的。

另一方面，在高速时，由于动生电动势 E_{rot} 很大，由式 (5-75) 可见，电动机的等效电路具有强电阻性的特点。

因此，电动机的等效电路比较简单，由一个相对恒定的等效电感 L_{ae} 和一个随着速度升高而显著增大的电阻 $R_{en} = (R_{ae} + R_{core} + k_e k_{\phi} n)$ 构成，如图 5-13 所示。

有一种典型的交流调压器（也可以用作电源开关），只需将两个晶闸管反向并联在一起。如果将其做成单个双向电力开关器件的形式，那就是所谓的双向可控硅（TRIAC），如图 5-14 所示。

双向可控硅是在晶闸管的门极上施加短暂的电阻性电流脉冲来开通的。当负载电流自然衰减到零时，晶闸管就会断开。在电压反极性以后，则由另一个反并联的晶闸

管来负责导通。随着触发角 α （相对于电压波形的过零点）的增大，平均电压会降低。不过，平均电压也与电动机的等效电阻有关，该电阻随速度的升高而增大。

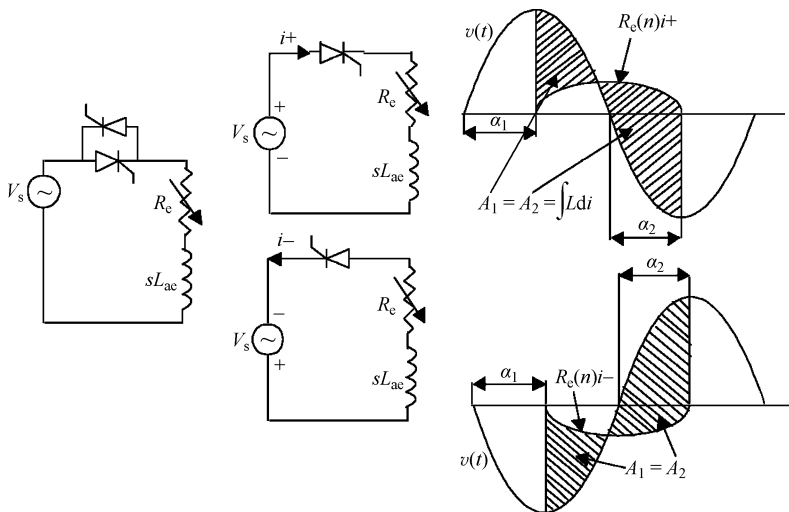


图 5-14 双向可控硅调压器及其电流

下面分别考虑电压的两个极性，如图 5-14 所示。

供电电压 $v(t)$ 与电阻压降 $R_e(n)i$ 的差值等于电动机电感 L_{ac} 上的压降：

$$v_{L_{ac}}(t) = L_{ac} \frac{di}{dt} = v(t) - R_e(n)i \quad (5-77)$$

$$\int_{\alpha_1}^{\pi+\alpha_2} v_{L_{ac}}(t) dt = 0 \quad (5-78)$$

当图 5-14 中的面积 A_1 和 A_2 相等时，电流衰减到零。

显然，通用电动机的电流是在电压改变极性之后再延迟 α_2 角才衰减到零的。但这个延迟角是随着速度的升高而减小的，这是因为随着速度的升高，动生电动势增大，电路的电阻性变得越来越强。

具体又分 $\alpha_2 > \alpha_1$ 和 $\alpha_2 < \alpha_1$ 两种情况。在前一种情况下，电流是连续的，第二种情况的电流则是断续的。

通常，触发角 α_1 必须大于等效电路的位移功率因数角 φ_1 ，以确保双向晶闸管能够对基波输出电压进行有效的控制。

也就是说，在低速时， α_1 应该较大，以降低电压基波，并且 α_1 应随着速度的升高而减小。不过，由于输入的正弦波电压仅有部分得到利用，因此输出电压中包含着大量的谐波。此外，电动机的（输入）电流中也有谐波，如图 5-15 所示。因此输入侧需要使用电力滤波器。

当速度恒定、触发角 α_1 给定时，式（5-77）有解析解：

$$i = Ae^{-\frac{R_e(n)t}{L_{ac}}} + B \sin(\omega_1 t - \varphi_1); B = \frac{V \times \sqrt{2}}{\sqrt{R_e^2(n) + \omega_1^2 L_{ac}^2}}; \varphi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega_1 L_{ac}}{R_e(n)} \quad (5-79)$$

在 $\omega_1 t = \alpha_1$ 时, $i = 0$, 因此:

$$A = -B \sin(\alpha_1 - \varphi_1) e^{\frac{R_s(n)\alpha_1}{L_s \omega_1}} < 0 \quad (5-80)$$

所以, 取 $\alpha_1 > \varphi_1$ 可以确保在电压极性为正时, 所产生的电流主要为正向的正弦波电流。

利用式 (5-78), 可以求取电压极性变负以后电流衰减到零的角度 α_2 。求解的是一个非线性方程, 可以用数值方法求取 α_2 的解答。

显然, 输出电压的基波 V_{1out} 跟 $(\pi/2 - \alpha_1)$ 或 $(1 - \sin \alpha_1)$ 之间是非线性的关系。

为了克服上述的非线性困难, 必须使用鲁棒性好的速度控制器。

图 5-16 所示为通用电动机的一个通用控制系统。

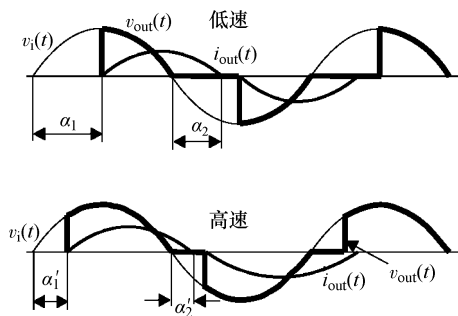


图 5-15 低速和高速下的输出电压和电流波形

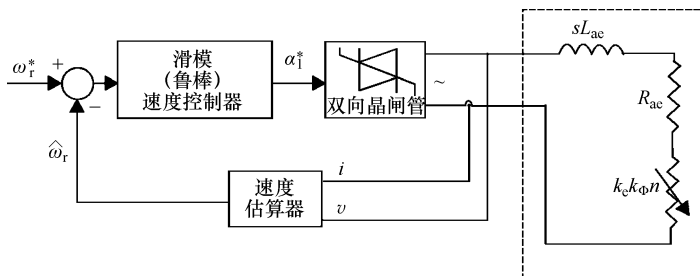


图 5-16 通用电动机的通用控制系统

要进行闭环控制, 必须使用速度观测器。在要求不高的场合, 一个较好的选择是, 对 α_1^* (ω_r^*) 进行速度变化率受限的前馈开环控制, 从而避免了使用速度观测器和速度闭环控制。

请注意: 尽管无刷传动已经涌现, 但由于通用电动机传动成本低的优势, 确保了其在某些小功率家用电器及手持电动工具场合的市场地位 (当然, 其运行寿命有限是一个不足之处)。更多的细节请参考文献 [6]。

5.11 小结

① 对可控整流器 (也称移相整流器) 的各种基本结构 (包括电源侧零电感、非零电感等) 在直流有刷电动机的恒速运行中的具体应用进行了介绍和分析。

② 单相和三相全控整流器可提供双向功率流向、正向输出电流以及正向和反向的平均输出电压。因此, 只有当磁场电流的方向可以改变时, 才能使动生电动势变负, 从而可以在正向速度下进行再生制动。

③ 三相有环流的双重整流器可提供四象限的运行能力, 并避免电流断续模式, 但

代价是2个整流器中有1个将过载,且需要12个PES。

④ 电源侧电感将在换相过程中产生一个重叠期,导致整流器的输出电压上出现一个类似电阻性的电压降落。

⑤ 在移相整流器中,功率因数随着直流输出电压的降低而降低。强迫换相或其他复杂结构(用于大功率)可以解决这个问题^[3-6]。

⑥ 所有的可控整流器都会在交流电源中产生电流谐波和电压切痕,因而需要特殊的输入滤波器来将它们降低到可接受的标准水平。

5.12 习题

5.1 如图5-17所示,一个中点控制的三相整流器(三相半波可控整流器)给一个由电阻 R_s 和电感 L_s 构成的负载供电。交流电源相电压有效值为120V, $R_s = 10\Omega$, 变压器的变比 $K = w_1/w_2 = 2$ 。对于 $L_s = 0$ 和 $L_s = \infty$ 两种情况,请确定:

- ① 当触发角为 $\alpha_1 = \pi/3$ 时,求变压器二次以及整流器输出的电压和电流波形;
- ② 输出电压和电流的平均值;
- ③ 变压器一次电流的波形。

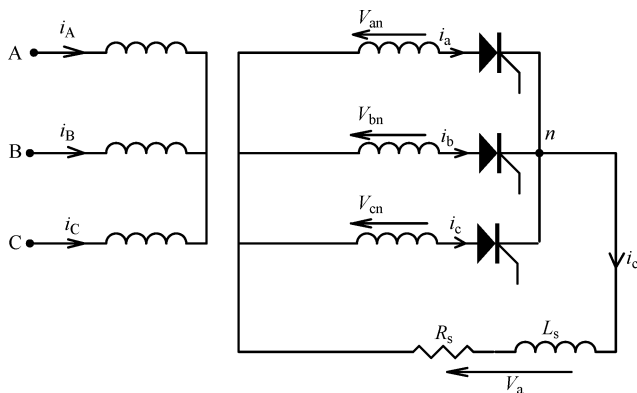


图 5-17 中点控制的三相整流器

5.2 一台直流串励电动机由一个带续流二极管的单相半控整流器供电,如图5-18所示。请绘出电动机电流断续和电流连续两种模式下的动生电动势 e_g 和电动机端电压 V_a 的波形。

5.3 对于习题5.2,在不考虑磁路饱和且速度恒定时,求电流连续模式和电流断续模式两种情况下的电枢电流解析表达式。求能使电流连续的最小电感 L_a 应满足的条件。确定电流连续时的平均输出电压表达式。

5.4 一个由功率晶体管构成的单相全控变换器^[7]采用正弦波脉宽调制技术来控制,所用的三角载波在每个工频周期内有 n 个脉冲,如图5-19所示。求平均输出电压、电流谐波、功率因数PF、位移功率因数DF以及电流谐波因数HF的表达式。

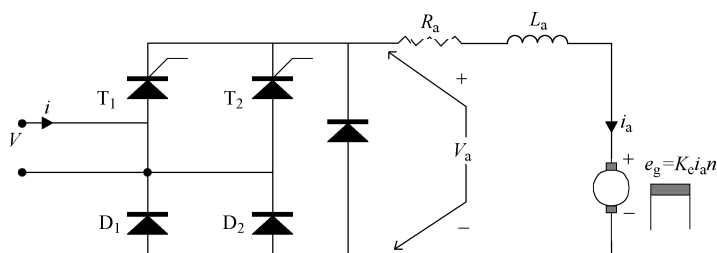


图 5-18 由单相半控变换器供电的直流串励电动机

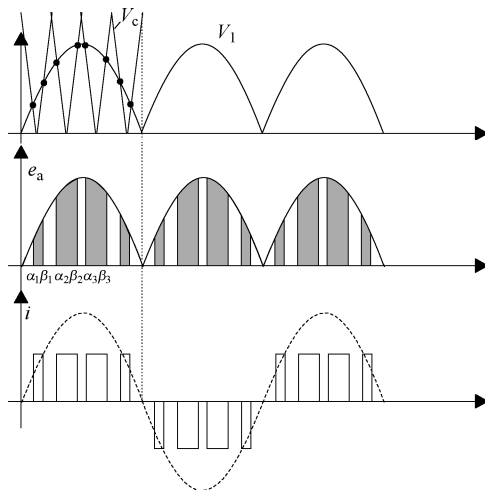


图 5-19 单相全控变换器的 PWM 控制

5.13 参考文献

1. *N. Mohan, T.M. Underland, W.P. Robbins*, Power electronics, Second edition, Chapter 6, Wiley, 1995.
2. *G.K. Dubey*, Power semiconductor controlled drives, Chapter 3, Prentice Hall, 1989.
3. *T. Ohnuki, O. Miyashita, T. Haneyoski, E. Ohtsuji*, "High power factor PWM rectifiers with an analog PWM prediction controller", IEEE Trans, vol. PE - 11, no. 3., 1996, pp. 460-465.
4. *M.O. Eissa, S. Leeb, G.C. Verghese, A.M. Stankovic*, "Fast controller for unity power factor PWM rectifier", I.B.I.D., no. 1, 1996, pp. 1-6.
5. *N. Akagi*, "New trends in active filters for power conditioning", IEEE Trans. vol. IA - 32, no. 6., 1996, pp. 1312-1327.
6. *I.O. Krah, I. Holtz*, "Total compensation of line-side switching harmonics in converter-fed A.C. locomotives", I.B.I.D. vol. 31, no. 6., 1995, pp. 1264-1273.
7. *M. Malinowski, M. Kazmierkowski*, "Control of three phase PWM rectifiers", Chapter 11 in the book "Control in power electronics", Academic Press, 2002, editors: M. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg.
8. *A. di Gerlando, R. Perini*, "A model of the operation analysis of high speed universal motor with triac regulated mains voltage supply", Proc. of Symposium on Power Electronic and Electric Drives, automation motion, Ravello, Italy, 2002, pp. C407 - C412.

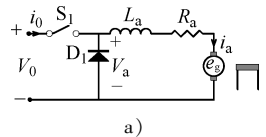
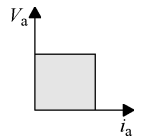
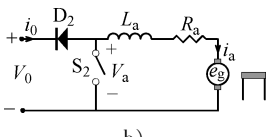
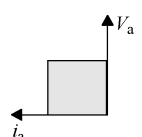
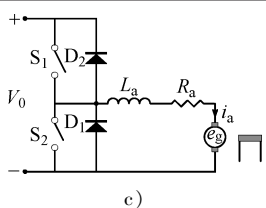
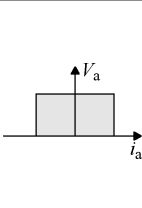
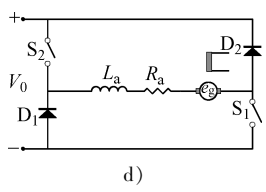
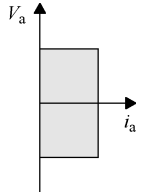
第 6 章 斩波控制的直流有刷电动机传动

6.1 引言

直流斩波器是一种强迫换流的 DC-DC 电力电子变换器（PEC）。在直流有刷电动机传动中，可利用直流斩波器来控制电枢电压。给直流斩波器供电的直流电源主要有两种，一种是电池，另一种是带输出滤波器的二极管整流器，后者在城市电动交通工具和小功率的直流有刷电动机传动中极为常见。直流斩波器使用的开关器件主要有晶闸管、双极型功率晶体管、MOSFET 和 IGBT 等。

直流斩波器的基本结构配置如表 6-1 所示，它们可划分为单象限运行、两象限运行及四象限运行等三种。

表 6-1 用于直流有刷电动机传动的单相斩波器的结构配置

类型	斩波器结构	$e_a - I_a$ 特性	原 理
第 1 象限 (降压) 斩波器	 a)		(1) S_1 导通时, $V_a = V_0$ (2) S_1 断开、 D_1 导通时, $V_a = 0$
第 2 象限 再生 (升压) 斩波器	 b)		(1) S_2 导通时, $V_a = 0$ (2) S_2 断开、 D_2 导通时, $V_a = V_0$
两象限 斩波器	 c)		(1) S_1 或 D_2 导通时, $V_a = e_0$ (2) S_2 或 D_1 导通时, $V_a = 0$ (3) S_1 或 D_1 导通时, $i_a > 0$ (4) S_2 或 D_2 导通时, $i_a < 0$
两象限 斩波器	 d)		(1) S_1 和 S_2 导通时, $V_a = +V_0$ (2) S_1 和 S_2 断开、且 D_1 和 D_2 导通时, $V_a = -V_0$

(续)

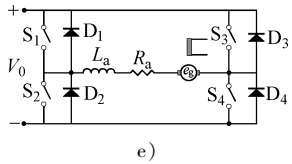
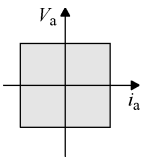
类型	斩波器结构	$e_a - I_a$ 特性	原 理
四象限斩波器			(1) S_4 通、 S_3 断, 由 S_1 和 S_2 运行时, $V_a \geq 0$, i_a ——可反向 (2) S_2 通、 S_1 断, 由 S_3 和 S_4 运行时, $V_a \leq 0$, i_a ——可反向

表 6-1a 所示为第 1 象限斩波器, 结合图 6-1 可见, 其运行原理是这样的: 在 t_{on} 期间, 主开关 (PES) S_1 导通, 供电电压接通到负载上; 在 t_{off} 期间, 主开关 S_1 断开, 负载电流经续流二极管 D_1 续流。输出电压 e_a 的波形如图 6-1 所示。

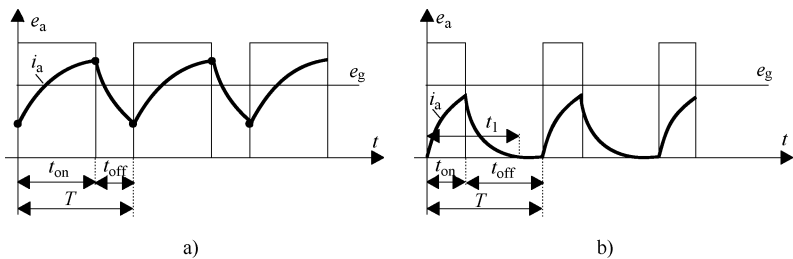


图 6-1 第 1 象限斩波器的运行
a) 电流连续模式 b) 电流断续模式

在电流连续时, 平均电压 V_{av} 为

$$V_{av} = V_0 \cdot \frac{t_{on}}{T} \leq V_0 \tag{6-1}$$

也就是说, 这是一个降压型斩波器。

为了改善输入滤波器的运行性能, 并降低电流断续模式运行的可能性 (见图 6-1b), 常采用定频控制 (即保持 T 为常数)。

电动机的速度恒定时, 电压方程为

$$V_0 = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + e_g; e_g = K_e \cdot \lambda_p \cdot n \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \tag{6-2}$$

$$0 = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + e_g \quad (t_{on} \leq t \leq t_1) \tag{6-3}$$

式中, 在电流断续模式时, $t_1 < T$, 且稳态下的 $i_a(t_1) = i_a(0) = 0$; 在电流连续模式时, $t_1 = T$, 且稳态下的 $i_a(T) = i_a(0) \neq 0$ 。

若为直流有刷串励电动机, 则有

$$e_g = K_{ei} \cdot i_a \cdot n + K_{rem} \cdot n \tag{6-4}$$

式中, K_{rem} 表示剩磁磁链, 并认为电动机的磁路是线性的。

在电流断续模式下, 只需注意到在电动机电流为零的那一段时间里, 电动机的端电压等于电动势 e_g , 就可以计算出斩波器的平均输出电压 (即电动机的平均端电压), 即

$$V_{av} = V_0 \frac{t_{on}}{T} + e_g \cdot \frac{T - t_1}{T}; \quad t_1 \leq T \quad (6-5)$$

由式 (6-2) ~ 式 (6-3) 可得输出电流的表达式为

$$i_a = A \cdot e^{-t \cdot \frac{R_a}{L_a}} + \frac{V_0 - e_g}{R_a} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (6-6)$$

$$i'_a = A' \cdot e^{-(t-t_{on}) \cdot \frac{R_a}{L_a}} - \frac{e_g}{R_a} \quad (t_{on} \leq t \leq t_1) \quad (6-7)$$

电流的连续性条件为

$$i_a(t_{on}) = i'_a(t_{on}) \quad (6-8)$$

平均输出电流 i_{av} 为

$$i_{av} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} i_a dt + \int_{t_{on}}^{t_1} i'_a dt \right) \quad (6-9)$$

表 6-1b 所示为第 2 象限斩波器, 在 S_2 导通期间, 直流电动机的动生电动势 e_g 将导致电感 L_a 中的电流 (沿负方向) 上升, 即

$$R_a \cdot (-i_a) + L_a \cdot \frac{d(-i_a)}{dt} = e_g \quad (0 \leq t \leq t_{on}); \quad i_a(0) = i_{a0} \quad (6-10)$$

当 S_2 断开时, 只要 $V_0 < V_a$, 储存在电感器中的能量就会被送回电源, 即

$$e_g - V_0 = R_a \cdot (-i'_a) + L_a \cdot \frac{d(-i'_a)}{dt} \quad (t_{on} \leq t \leq T) \quad (6-11)$$

相应的解为

$$i_a = -\frac{e_g}{R_a} + B \cdot e^{-t \cdot \frac{R_a}{L_a}} + i_{a0} \quad (6-12)$$

$$i'_a = +\frac{V_0 - e_g}{R_a} + B' \cdot e^{-(t-t_{on}) \cdot \frac{R_a}{L_a}} \quad (6-13)$$

边界条件为

$$i_a(t_{on}) = i'_a(t_{on}), i_a(0) = i_{a0}, i'_a(T) = i_{a0} \quad (6-14)$$

可见, 即使在 $e_g < V_0$ 的情况下, 由于将电感器 L_a 作为能量的转存器, 也能将能量从直流有刷电动机回送到电源, 如图 6-2 所示。

表 6-1c、d 中的两象限斩波器是由一个第 1 象限斩波器和一个第 2 象限斩波器组合而成的。最后, 将 2 个两象限斩波器组合起来, 又可以构成四象限斩波器。

由于斩波器是一个通断开关, 因此电源的电流是斩断的, 如图 6-3 所示。这使得所需的峰值

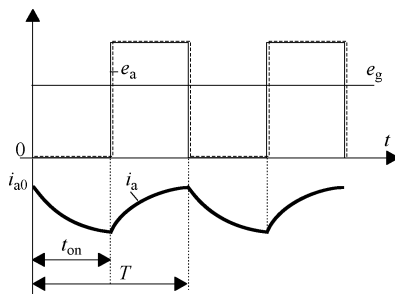


图 6-2 第 2 象限斩波器的运行

功率很高。此外,图 6-3 这样的供电电流中有很多谐波,会引起电压波动,并产生信号干扰。

利用图 6-4 所示的 LC 输入滤波器,给纹波电流提供一个通路,可以(近似地)仅从电源侧吸取平均电流。

根据图 6-4b,电源中的第 n 次谐波电流 i_n 为

$$i_n = \frac{X_c/n}{(nX_L - X_c/n)} I_{sn} = \frac{I_{sn}}{(nf_{ch}/f_r)^2 - 1} \quad (6-15)$$

其中, f_{ch} 为斩波频率 ($f_{ch} = 1/T$); f_r 为滤波器的谐振频率 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ 。为了避免谐振,应使 $f_{ch} \geq (2-3)f_r$ 。

针对表 6-1 中的各种斩波器电路结构,下面用数值实例与理论分析相结合的方法,来让读者快速理解和掌握相关知识。

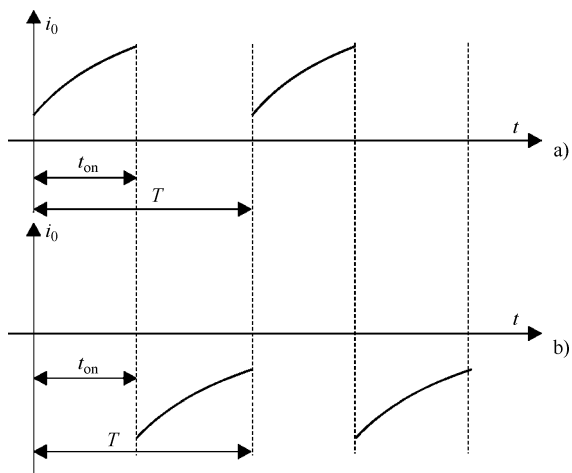


图 6-3 电源侧的电流波形

a) 第 1 象限运行 b) 第 2 象限运行

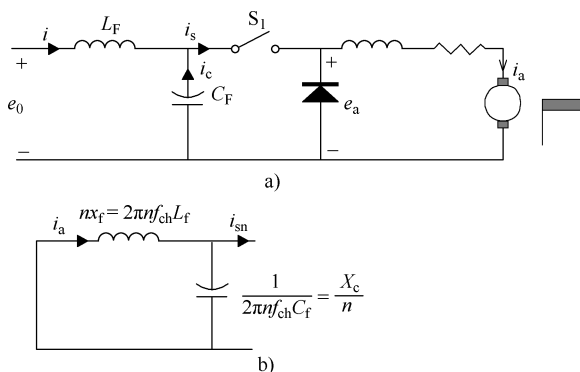


图 6-4 具有 LC 输入滤波器的第 1 象限斩波器

a) 基本电路 b) 第 n 次谐波的等效电路

6.2 第 1 象限 (降压) 斩波器

一台永磁体励磁的直流有刷电动机,数据为 $R_a = 1\Omega$, $K_e\lambda_p = 0.055\text{Wb}/(\text{r}/\text{min})$,由表 6-1a 所示的一个第 1 象限斩波器供电,供电电源的直流电压为 120V,电枢电流恒定为 10A (理想情况)。

请确定:

- 速度在 0 到最大速度之间变化时, 对应的占空比 α 的范围;
- 速度范围。

解答:

- 平均输出电压 V_a 为

$$V_a = V_0 \cdot \alpha = 120\alpha \quad (6-16)$$

当转子静止时, $n=0$, 此时 $V_a(V)$ 有

$$(V_a)_{n=0} = R_a i_a = 1 \times 10 = 10$$

因此:

$$\alpha_{\min} = \frac{(V_a)_{n=0}}{V_0} = \frac{10}{120} = \frac{1}{12} \quad (6-17)$$

最大速度时, 电压为 120V ($\alpha=1$)。因此, α 的变化范围为 $1/12 \sim 1$ 。

- 最大速度 $n_{\max}(\text{r/min})$ 时的电压方程为

$$V_{a_{\max}} = R_a I_a + K_e \lambda_p n_{\max} \quad (6-18)$$

$$n_{\max} = \frac{120 - 1 \times 10}{0.055} = 2000 \quad (6-19)$$

因此, 速度范围是 $0 \sim 2000\text{r/min}$ 。

c. 对于前述的直流有刷电动机及斩波器, 当 $\alpha=0.3$ 、转速 $n=1600\text{r/min}$ 、电感 $L_a=5\text{mH}$ 时, 求电动机电流的实际波形、平均值、电压的平均值 (设斩波频率为 $f_{\text{ch}}=50\text{Hz}$)。当 t_{on} 保持为以上数值不变时, 求电流连续模式与电流断续模式分界处的斩波频率。

解答:

首先, 根据电枢电流表达式 (6-6) ~ 式 (6.7), 求 $f_{\text{ch}}=50\text{Hz}$ 时的电枢电流。

导通时长 $t_{\text{on}}(\text{ms})$ 为

$$t_{\text{on}} = \frac{1}{f_{\text{ch}}} \cdot \alpha = \frac{0.3}{50} = 6 \times 10^{-3} \text{s} = 6 \quad (6-20)$$

$$T = \frac{1}{f_{\text{ch}}} = \frac{1}{50} = 0.02\text{s} = 20\text{ms}$$

$$i_a = A \cdot e^{-t \frac{1}{5 \times 10^{-3}}} + \frac{120 - 0.055 \times 1600}{1} = A \cdot e^{-200t} + 32$$

$$i'_a = A' \cdot e^{-200(t - 6 \times 10^{-3})} - \frac{88}{1} \quad (6-21)$$

假定电流不连续, 则:

$$(i_a)_{t=0} = 0; A = -32 \quad (6-22)$$

另外:

$$(i'_a)_{t_{\text{on}}} = (i_a)_{t_{\text{on}}}; A' - 88 = 32(1 - e^{-200 \times 6 \times 10^{-3}}) = 22.36$$

$$A' = 110.36 \quad (6-23)$$

在 $t=t_1$ 时, 电流 i'_a 变为零:

$$A'e^{-200(t_1-6 \times 10^{-3})} - 88 = 0; 110.36 \times e^{-200(t_1-6 \times 10^{-3})} - 88 = 0$$

$$t_1 = 7.132 \times 10^{-3} \text{ s} < T = 20 \text{ ms} \quad (6-24)$$

可见, 电流确实是不连续的, 如图 6-5 所示。

平均电流 i_{av} (A) 为

$$i_{av} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} i_a dt + \int_{t_{on}}^{t_1} i'_a dt \right]$$

$$= \frac{1}{2 \times 10^{-2}} \left[32 \int_0^{6 \times 10^{-3}} (1 - e^{-200t}) dt + \int_{6 \times 10^{-3}}^{7.132 \times 10^{-3}} (110.36 \times e^{-200(t-6 \times 10^{-3})} - 88) dt \right]$$

$$= 7.8452 \quad (6-25)$$

电流断续模式与连续模式的临界斩波频率 f'_{ch} Hz 可由以下条件得到:

$$t_1 = T_c = 7.132 \times 10^{-3}; f'_{ch} = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{7.132 \times 10^{-3}} = 140.2$$

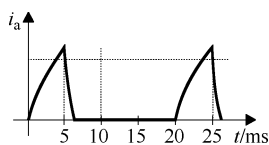


图 6-5 电流不连续

此时, α 为

$$\alpha_c = \frac{t_{on}}{T_c} = \frac{6 \times 10^{-3}}{7.132 \times 10^{-3}} = 0.8412 \quad (6-27)$$

当电流不连续时, 根据式 (6-5), 电动机的平均端电压 V_{av} (V) 为

$$V_{av} = V_0 \frac{t_{on}}{T} + e_g \frac{(T - t_1)}{T} = 120 \times 0.3 + 88 \times \frac{20 - 7.132}{20}$$

$$= 40 + 56.619 = 96.619 \quad (6-28)$$

6.3 第 2 象限 (升压) 斩波器: 用于发电制动

一台永磁体励磁的直流有刷电动机, 使用表 6-1b 所示的一个第 2 象限斩波器来进行再生制动。

电动机数据为 $R_a = 1 \Omega$, $L_a = 20 \text{ mH}$, $e_g = 80 \text{ V}$ (在某个速度下)。供电直流电压 V_0 为 120 V , $t_{on} = 5 \times 10^{-3} \text{ s}$, 如图 6-6 所示。

请确定:

- 电流临界连续时的电动机电流波形。
- 相应的电源侧电流波形。
- 所产生的最大平均功率。

解答:

a. 当电流临界连续时, 电动机电流及电源侧的波形分别如图 6-2 和图 6-3 所示

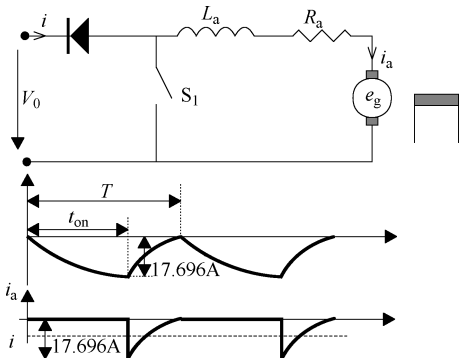


图 6-6 第 2 象限升压斩波器

(其中 $i_{a0}=0$):

$$i_a = -\frac{e_g}{R_a} + B \cdot e^{-\frac{R_a}{L_a}t} \quad (0 < t < t_{on}) \quad (6-29)$$

$$i'_a = \frac{V_0 - e_g}{R_a} + B' \cdot e^{-(t-t_{on})\frac{R_a}{L_a}} \quad (t_{on} < t < T) \quad (6-30)$$

边界条件为

$$(i_a)_{t=0}=0; (i_a)_{t=t_{on}}=(i'_a)_{t=t_{on}}; (i'_a)_{t=T}=0 \quad (6-31)$$

其中 B 、 B' 和 T (s) 是未知数, 可求得为

$$B = \frac{e_g}{R_a} = \frac{80}{1} = 80 \quad (6-32)$$

$$80 \times e^{-5 \times 10^{-3} \times 50} - 80 = \frac{(120 - 80)}{1} + B'; B' = -57.696 \quad (6-33)$$

$$40 - 57.696 \times e^{-(T-t_{on}) \times 50} = 0; T - t_{on} = 7.326 \times 10^{-3} \quad (6-34)$$

$$T = (7.326 + 5) \times 10^{-3} = 12.326 \times 10^{-3}$$

b. 电源侧的电流就是以上的 i'_a 。

需要注意的是, 电源侧的电流出现在 S_1 断开期间, 并且是负的, 这说明处于再生发电的运行状态。

c. 电源侧的平均电流 i'_{av} (A) 为

$$\begin{aligned} i'_{av} &= \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T i'_a dt = \frac{1}{T} \left[\frac{V_0 - e_g}{R_a} (T - t_{on}) - \frac{L_a}{R_a} B' (e^{-(T-t_{on})\frac{R_a}{L_a}} - 1) \right] \\ &= \frac{1}{12.326 \times 10^{-3}} \left[\frac{40}{1} \times 7.326 \times 10^{-3} + 20 \times 10^{-3} \times 57.696 \times (e^{-7.326 \times 10^{-3} \times 50} - 1) \right] \\ &= -4.938 \end{aligned} \quad (6-35)$$

最大平均功率 P_{av} (W) 为

$$P_{av} = -i'_{av} \cdot V_a = 4.938 \times 120 = 592.56 \quad (6-36)$$

6.4 两象限斩波器

考虑图 6-7 所示的一个两象限斩波器, 给一台他励直流有刷电动机供电。设负载电流在 $I_{\max} > 0$ 和 $I_{\min} < 0$ 之间变化。

请确定:

a. 当负载电流在 $I_{\max} > 0$ 和 $I_{\min} < 0$ (其中 $I_{\max} > |I_{\min}|$) 之间变化时, 电压和电流的波形。

b. 对于以上情况, 推导二极管 D_1 和 D_2 导通的时间 t_{d1} 和 t_{d2} 的表达式。

解答:

a. 先绘制负载电流从正最大变化到负最大的波形, 如图 6-8 所示。4 个开关 T_1 、 T_2 、 D_1 、 D_2 的导通顺序及导通时间区间分别为

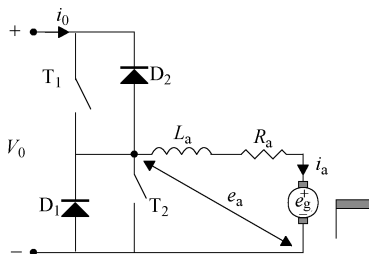


图 6-7 一台两象限斩波器给他励直流有刷电动机供电

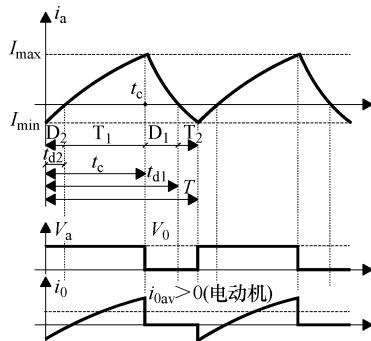


图 6-8 直流电动机由两象限斩波器供电时电流和电压的波形

$$\left. \begin{array}{l} T_1: t_{d2} < t < t_c \\ D_1: t_c < t < t_{d1} \\ T_2: t_{d1} < t < T \\ D_2: 0 < t < t_{d2} \end{array} \right\} \quad (6-37)$$

b. 电流满足的方程为

$$V_0 - e_g = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (0 < t < t_c) \quad (6-38)$$

$$-e_g = R_a i'_a + L_a \frac{di'_a}{dt} \quad (t_c < t < T) \quad (6-39)$$

其解为

$$i_a = \frac{V_0 - e_g}{R_a} + A \cdot e^{-\frac{R_a}{L_a} t} \quad (0 < t \leq t_c) \quad (6-40)$$

$$i'_a = -\frac{e_g}{R_a} + A' \cdot e^{-\frac{R_a}{L_a} (t - t_c)} \quad (t_c < t \leq T) \quad (6-41)$$

相应的边界条件为 $i_a(0) = I_{\min}$ 、 $i'_a(T) = I_{\min}$ 、 $i_a(t_c) = i'_a(t_c) = I_{\max}$ 。

可求得未知数 A 、 A' 及 t_c 为

$$A = I_{\min} - \frac{V_0 - e_g}{R_a} \quad (6-42)$$

$$A' = I_{\max} + \frac{e_g}{R_a} \quad (6-43)$$

$$T - t_c = -\frac{L_a}{R_a} \cdot \ln \left[\left(A' - \frac{V_0}{R_a} \right) / A \right] \quad (6-44)$$

用一台具体的直流有刷电动机来考虑 t_{d1} 和 t_{d2} 的计算，数据如下： $V_0 = 120\text{V}$ ， $R_a = 1\Omega$ ， $L_a = 5\text{mH}$ ， $e_g = 80\text{V}$ ， $I_{\max} = 5\text{A}$ ， $I_{\min} = -2\text{A}$ ，斩波频率 $f_{\text{ch}} = 0.5\text{kHz}$ 。求：

a. 比值 $t_c/T = \alpha_{\text{on}}$ 。

b. 4 个开关的导通时长。

解答:

a. 由上面推得的式 (6-42) ~ 式 (6-44), 可算得常数 $A(A)$ 、 $A'(A)$ 、 $t_c(s)$ 为

$$A = I_{\min} - \frac{V_0 - e_g}{R_a} = -2 - \frac{120 - 80}{1} = -42 \quad (6-45)$$

$$A' = I_{\max} + \frac{e_g}{R_a} = 5 + \frac{80}{1} = 85 \quad (6-46)$$

$$T = \frac{1}{f_{ch}} = \frac{1}{500} \text{s} = 0.002 \text{s} = 2 \text{ms} \quad (6-47)$$

$$\begin{aligned} T - t_c &= -\frac{L_a}{R_a} \cdot \ln \left[\left(A' - \frac{V_0}{R_a} \right) / A \right] \\ &= -\frac{5 \cdot 10^{-3}}{1} \cdot \ln \left[\left(85 - \frac{120}{1} \right) / (-42) \right] = 0.9116 \cdot 10^{-3} \end{aligned} \quad (6-48)$$

$$t_c = 2 \cdot 10^{-3} - 0.9116 \cdot 10^{-3} = 1.0884 \times 10^{-3}$$

b. D_2 的导通时长 $t_{d2}(s)$ 对应于 $i_a = 0$, 即

$$\begin{aligned} \frac{V_0 - e_g}{R_a} + A \cdot e^{-t_{d2} \frac{R_a}{L_a}} &= 0 \\ t_{d2} &= -\frac{L_a}{R_a} \cdot \ln \left[\frac{V_0 - e_g}{-A \cdot R_a} \right] = \frac{-5 \times 10^{-3}}{1} \ln \left(\frac{120 - 80}{-(-42) \times 1} \right) = 0.2439 \times 10^{-3} \end{aligned} \quad (6-49)$$

因此, 主开关 T_1 导通的时长 (s) 为

$$t_c - t_{d2} = (1.0884 - 0.2439) \times 10^{-3} = 0.84445 \times 10^{-3} \quad (6-50)$$

为了计算二极管 D_1 导通的时长 (s), 应用 $i'_a(t_{d1}) = 0$ 的条件:

$$\frac{-e_g}{R_a} + A' \cdot e^{-(t_{d1} - t_c) \frac{R_a}{L_a}} = 0 \quad (6-51)$$

$$t_{d1} - t_c = -\frac{L_a}{R_a} \cdot \ln \left[\frac{e_g}{A' \cdot R_a} \right] = \frac{-5 \times 10^{-3}}{1} \ln \left(\frac{80}{85 \times 1} \right) = 0.303 \times 10^{-3} \quad (6-52)$$

因此, 二极管 D_1 导通 0.303ms。最后可得静态开关 T_2 导通的时长 (s) 为

$$T - t_{d1} = (2 - 1.0884 - 0.303) \times 10^{-3} = 0.6084 \times 10^{-3} \quad (6-53)$$

注意: 由上可见, 两象限运行的斩波器是占空比控制 (t_c/T 控制) 的一种变形, 其主开关 T_1 和 T_2 驱动信号的持续时间分别是 t_c 和 $T - t_c$, 但它们实际的导通时间要比这个短, 短的这部分时间分别由二极管 D_2 和 D_1 来导通。两象限斩波器的优点在于能够自然 (连续) 地在电动和发电状态之间进行切换。

6.5 四象限斩波器

一台他励直流有刷电动机, 由表 6-1e 所示的四象限斩波器供电。请绘出在第 3 象限和第 4 象限运行时的电压和电流波形。

解答:

四象限斩波器的基本电路如图 6-9 所示。

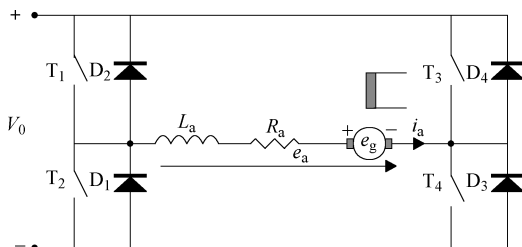


图 6-9 由四象限斩波器供电的直流有刷电动机

如果 T_4 始终导通, 那么如前文所述, T_1-D_1 和 T_2-D_2 将分别提供第 1 象限和第 2 象限的运行。如果 T_2 始终导通, 那么 T_3-D_3 和 T_4-D_4 将分别提供第 3 和第 4 象限的运行, 如图 6-10 所示。所以, 我们实际上是有 2 个两象限斩波器在轮流工作。

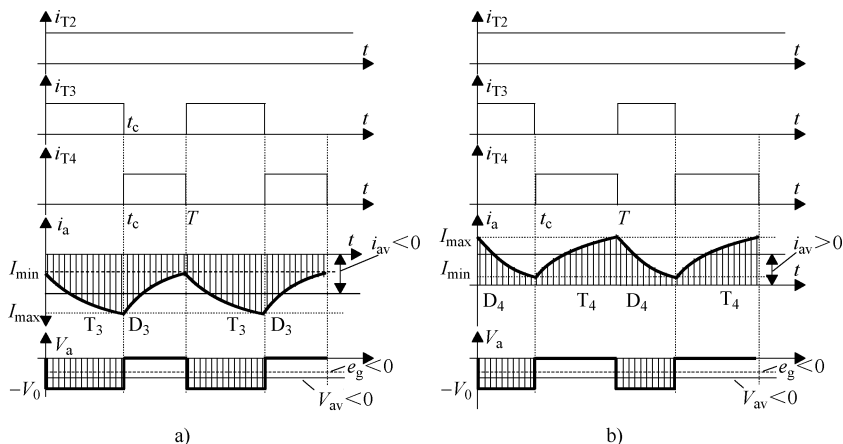


图 6-10 由四象限斩波器供电的直流有刷电动机

a) 第 3 象限: $i_{av} < 0$, $V_{av} < 0$ b) 第 4 象限: $i_{av} > 0$, $V_{av} < 0$

不过, 在 4 个主开关中, 仅有 2 个开关在不停地以频率 f_{ch} 开通和关断, 而第 3 个开关是始终导通的, 第 4 个开关是始终断开的。

四象限运行是要求快速响应的可逆调速传动特别需要的一个功能。

不难理解, 这个方案也可能出现电流断续模式, 但可以通过增大开关频率 f_{ch} 或在电动机上串联一个电感来避免。

设有一台他励直流有刷电动机, 由四象限斩波器供电, 在第 3 象限做电动运行 (反向运动)。主要数据为额定电压 $V_0 = 120V$, $R_a = 0.5\Omega$, $L_a = 2.5mH$, 额定电流 $I_{an} = 20A$, 额定速度 $n_n = 3000r/min$ 。

a. 计算额定动生电动势 e_g 以及额定电磁转矩 T_e 。

b. 当 $n = -1200r/min$ 、且具有额定平均电流 ($i_{av} = -I_{an}$) 时, 求平均电压 V_{av} 、 $t_c/T = \alpha_{on}$ 、电动机电流的最大值 I_{max} 和最小值 I_{min} 。假定开关频率为 $1kHz$ 。

解答:

a. 稳态时的电动机电压方程为

$$V_{av} = R_a i_a + e_g \quad (6-54)$$

因为额定值为 $V_{av} = V_0 = 120\text{V}$ 、 $i_a = i_{an} = 20\text{A}$, 所以 $e_{gn}(\text{V})$ 、 $k_e \lambda_p(\text{Wb})$ 和 $T_e(\text{Nm})$ 为

$$e_{gn} = K_e \lambda_p n_n = V_{av} - R_a i_a = 120 - 20 \times 0.5 = 110 \quad (6-55)$$

$$K_e \lambda_p = \frac{e_{gn}}{n_n} = \frac{110}{3000/60} = 2.2 \quad (6-56)$$

$$T_e = \frac{K_e \lambda_p}{2\pi} I_{an} = \frac{2.2}{2\pi} \times 20 = 7$$

b. 第3象限运行时的电动机电压方程 $V_{av}(\text{V})$ 为

$$V_{av} = R_a i_a + e_g = 0.5 \times (-20) + 2.2 \times (-1200/60) = -54 \quad (6-57)$$

如图6-10a所示, T_3 的导通时长 $t_c(\text{s})$ 为

$$\frac{t_c}{T} = \frac{V_{av}}{-V_0} = \frac{-54}{-120} = 0.45 \quad (6-58)$$

$$t_c = T \cdot 0.45 = \frac{1}{f_{ch}} \times 0.45 = \frac{1}{10^3} \times 0.45 = 0.45 \times 10^{-3} \quad (6-59)$$

根据式(6-40)~式(6-41), 如图6-10a所示的电动机电流变化可描述为

$$i_a = \frac{V'_0 - e_g}{R_a} + A \cdot e^{-\frac{R_a}{L_a} t} \quad (0 < t \leq t_c) \quad (6-60)$$

$$i'_a = -\frac{e_g}{R_a} + A' \cdot e^{-(t-t_c)\frac{R_a}{L_a}} \quad (t_c < t \leq T) \quad (6-61)$$

由电流连续性条件 $i_a(t_c) = i'_a(t_c)$ 可得:

$$t_c = -\frac{L_a}{R_a} \cdot \ln \left[\left(A' - \frac{V'_0}{R_a} \right) / A \right] \quad (6-62)$$

由平均电流表达式得到第二个约束条件:

$$\begin{aligned} i_{av} &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_c} i_a dt + \int_{t_c}^T i'_a dt \right] \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{V'_0 - e_g}{R_a} t_c - \frac{e_g}{R_a} (t - t_c) + \frac{L_a}{R_a} \left[(1 - e^{-\frac{R_a}{L_a} t_c}) A + A' (1 - e^{-(T-t_c)\frac{R_a}{L_a}}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (6-63)$$

根据式(6-62)和式(6-63), 有:

$$\left(A' - \frac{V'_0}{R_a} \right) / A = e^{-\frac{R_a}{L_a} t_c};$$

$$V'_0 = -V_0; e_g = K_e \lambda_p n = 2.2 \times (-20) = -44$$

$$\left(A' + \frac{(-120)}{0.5} \right) / A = e^{-0.45 \times 10^{-3} \frac{0.5}{2.5 \times 10^{-3}}} = 0.914 \quad (6-64)$$

$$-20 = 10^3 \times \left\{ \frac{-120 - (-44)}{0.5} \times 0.45 \times 10^{-3} - \frac{(-44)}{0.5} \times 0.55 \times 10^{-3} \right\}$$

$$+ \frac{2.5 \times 10^{-3}}{0.5} \left[\left(1 - e^{-0.45 \times 10^{-3} \frac{0.5}{2.5 \times 10^{-3}}} \right) A + A' \left(1 - e^{-0.55 \times 10^{-3} \frac{0.5}{2.5 \times 10^{-3}}} \right) \right] \quad (6-65)$$

$$-20 = -20 + 0.43A + 0.5205A' \quad (6-66)$$

$$0.43A + 0.5205A' = 0 \quad (6-67)$$

$$A' + 240 = 0.914A \quad (6-68)$$

$$A = 137.62; A' = -113.92 \quad (6-69)$$

现在由 $I_{\min} = i_a(0)$ 来计算 I_{\min} (A):

$$I_{\min} = A + \frac{V'_0 - e_g}{R_a} = 137.92 + \frac{-120 - (-44)}{0.5} = -15.08 \quad (6-70)$$

由 $I_{\max} = i'_a(t_c)$ 来计算 I_{\max} (A):

$$I_{\max} = A' - \frac{e_g}{R_a} = -113.92 + \frac{-(-44)}{0.5} = -25.92 \quad (6-71)$$

6.6 输入滤波器

一个带 LC 输入滤波器的第 1 象限斩波器, 给一台永磁体励磁的直流有刷电动机供电, 在恒定电流下起动。

a. 证明: 斩波器电流 i_{ch} 中的纹波电流有效值在占空比 $\alpha = 0.5$ 时最大。

b. 在 $f_{ch} = 400\text{Hz}$ 、 $I_a = 100\text{A}$ 时, 直流供电电流中, 允许的基波电流有效值为直流电流的 10%。可供选用的电容器, 电容值为 1mF , 能够承受 5A 有效值的纹波电流。请设计滤波器的 L_f 和 C_f , 要求保证 $f_{ch} > 2f_r$ 。

c. 对于 b 的情况, 计算供电电流中的直流电流、第一次和第二次谐波电流的大小。

解答:

a. 图 6-11 所示的斩波器所提供的电流 i_s 是宽度为 α 的方波电流。

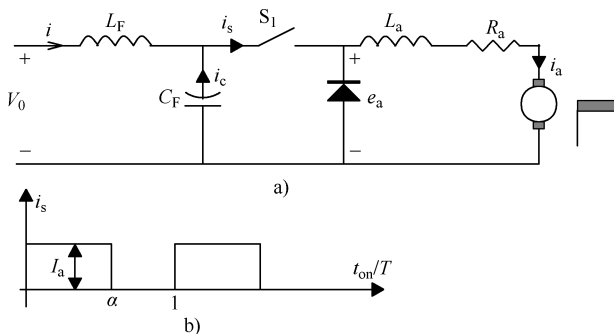


图 6-11 带 $L_f C_f$ 滤波器的第 1 象限斩波器

a) 基本电路 b) 斩波器的输入电流

斩波器输入电流的直流分量 I_{sdc} 、有效值 I_{srms} 、纹波分量 $I_{sripple}$ 分别为

$$I_{\text{sdc}} = I_a \cdot \alpha \quad (6-72)$$

$$I_{\text{srms}} = \sqrt{\int_0^\alpha I_a^2 d\alpha} = I_a \sqrt{\alpha} \quad (6-73)$$

$$I_{\text{ripple}} = \sqrt{(I_a \sqrt{\alpha})^2 - (I_a \alpha)^2} = I_a \sqrt{(\alpha - \alpha^2)} \quad (6-74)$$

最大纹波电流出现在 $\frac{dI_{\text{ripple}}}{d\alpha} = 0$ 时, 由此可得 $\alpha = 0.5$ 。滤波器应针对这个最坏的情况进行设计。

b. 为了设计好滤波器, 需要先知道当 $\alpha = 0.5$ 时斩波电流 i_s 中的谐波含量。由于

$$i_s = I_{\text{sdc}} + \frac{4}{\pi} \times \frac{I_a}{2} \left(\frac{\sin \omega t}{1} + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots \right) \quad (6-75)$$

其中 I_{sdc} (A)、 $(i_{s_1})_{\text{rms}}$ (A)、 $(i_{s_3})_{\text{rms}}$ (A)、 $(i_{s_5})_{\text{rms}}$ (A) 分别为

$$I_{\text{sdc}} = I_a \times \alpha = 100 \times \frac{1}{2} = 50 \quad (6-76)$$

$$(i_{s_1})_{\text{rms}} = \frac{4 \times 100}{\pi \times 2 \times 1} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 45.1733 \quad (6-77)$$

$$(i_{s_3})_{\text{rms}} = \frac{4 \times 100}{\pi \times 2 \times 3} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 15.05 \quad (6-78)$$

$$(i_{s_5})_{\text{rms}} = \frac{4 \times 100}{\pi \times 2 \times 5} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 9.03 \quad (6-79)$$

由于要求在输入电流中, 交流电流基波分量不超过直流输入电流的 10%, 即 $I_1 = I_{\text{sdc}} \times \frac{10}{100} = 50 \times \frac{10}{100} = 5\text{A}$ 。

根据式 (6-15), 令 $n=1$ 可得:

$$I_1 = \frac{x_C}{x_L - x_C} \cdot I_{s_1}; 5 = \frac{x_C}{x_L - x_C} \times 45 \text{ 或 } x_L = 10x_C \quad (6-80)$$

此外, 电容器中的基波电流 I_{C1} (A) 为

$$I_{C1} = \frac{x_L}{x_L - x_C} \cdot I_{s_1} = \frac{10x_C}{10x_C - x_C} \times 45 = 50 \quad (6-81)$$

由于每个 1mF 的电容器可以承担 5A 的电流, 因此需要 10 个这样的电容器并联, 所以 $C_f = 10\text{mF}$ 。另外, 电抗 x_L (Ω) 和电感 L_f (H) 为

$$x_L = 10x_C = 10 \times \frac{1}{2 \times \pi \times 400 \times 10 \times 10^{-3}} = 0.398 \quad (6-82)$$

$$L_f = \frac{x_L}{2 \times \pi \times 400} = \frac{0.398}{2 \times \pi \times 400} = 0.15847 \times 10^{-3} \quad (6-83)$$

滤波器的谐振频率 f_r (Hz) 为

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L_f C_f}} = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{0.15847 \times 10^{-3} \times 10^{-2}}} = 127 \quad (6-84)$$

斩波器的开关频率 f_{ch} 与滤波器谐振频率 f_r 的比值为

$$f_{ch}/f_r = 400/127 = 3.15$$

c. 根据式 (6-15), 滤波以后的交流电流分量 I_1 (A)、 I_3 (A) 和 I_5 (A) 分别为

$$I_1 = \frac{I_{s1}}{(f_{ch}/f_r)^2 - 1} \approx \frac{45}{3.15^2 - 1} = 5 \quad (6-85)$$

$$I_3 = \frac{I_{s1}}{(3f_{ch}/f_r)^2 - 1} \approx \frac{15}{(3 \times 3.15)^2 - 1} = 0.17 \quad (6-86)$$

$$I_5 = \frac{I_{s1}}{(5f_{ch}/f_r)^2 - 1} \approx \frac{9}{(5 \times 3.15)^2 - 1} = 0.036 \quad (6-87)$$

可见, $L_f C_f$ 滤波器显著降低了电源电流中的谐波。

6.7 基于 MATLAB/Simulink 的数字仿真



本节介绍由四象限斩波器供电的直流电动机传动系统的仿真, 并给出仿真结果。该电气传动系统的方框图如图 6-12 所示。

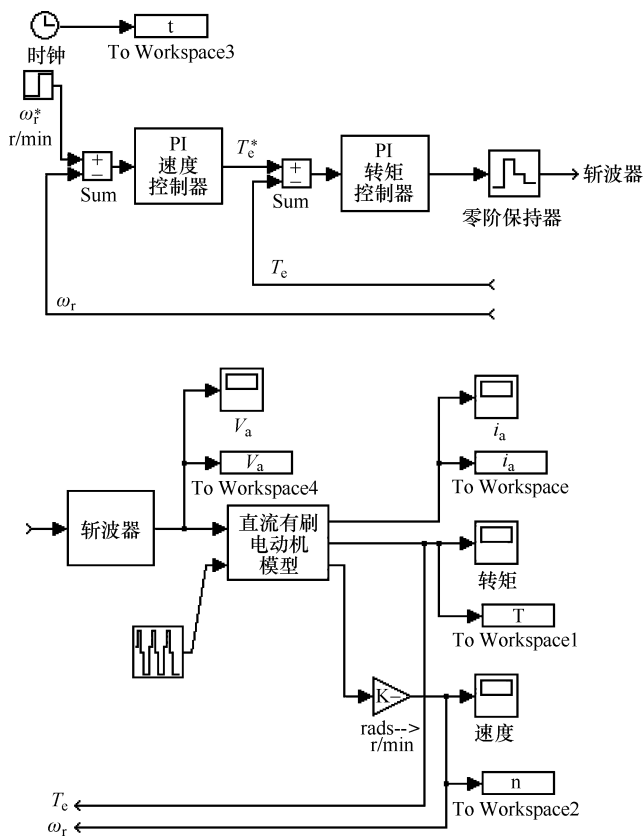


图 6-12 直流有刷电动机传动的方框图

在图 6-12 中, 直流有刷电动机的模型集成在一个模块中。点击该模块可以改变电动机的参数。点击后会出现一个对话框, 用户可以在其中修改电动机参数的缺省值。该电动机模块提供了一个功能, 让用户可以给电动机电路添加一个额外的电感 (L_{add})。

仿真的驱动系统由 PI 速度控制器 ($K_i = 1$, $T_i = 0.1$)、PI 转矩控制器 ($K_i = 50$, $T_i = 0.0005$) 以及电动机模块构成。仿真的目的在于研究系统在起动、负载扰动 (0.2s 时)、空载速度反转 (0.5s 时) 及另一个负载扰动 (0.6s 时) 等情况下的行为。

积分的步长 (缺省值为 $10\mu\text{s}$) 可以在 Simulink 的 Simulation (仿真)/Parameters (参数) 菜单中修改。斩波器的斩波频率为 20kHz , 斩波器模块的输入量为 t_c/T_c 比值。

若要查看以上各模块的结构, 请使用菜单 Options (选项)/Unmask (打开封装) 打开相应模块的封装。每个封装好的模块都有一个简短的描述, 可使用菜单 inputs (输入)/outputs (输出)/parameters (参数) 来查看。

本仿真所用的电动机参数为 $V_{\text{dc}} = 120\text{V}$, $I_n = 20\text{A}$, $n_n = 3000\text{r/min}$, $R_s = 0.5\Omega$, $L_a = 0.0025\text{H}$, $J = 0.001\text{kgm}^2$, $K_e\lambda_p = 2.2\text{Wb}$ 。

如图 6-13 ~ 图 6-16 所示分别为速度 (见图 6-13)、转矩 (见图 6-14) 的响应曲线, 以及电流 (见图 6-15)、电压 (见图 6-16) 的波形曲线。这些曲线在时间上可分为起动过程、在 0.2s 时加载 8Nm 、在 0.5s 时空载反转, 以及在 0.6s 时再次加载 -8Nm 等几个阶段。

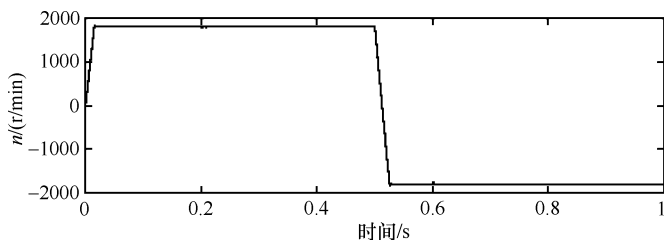


图 6-13 速度动态响应曲线

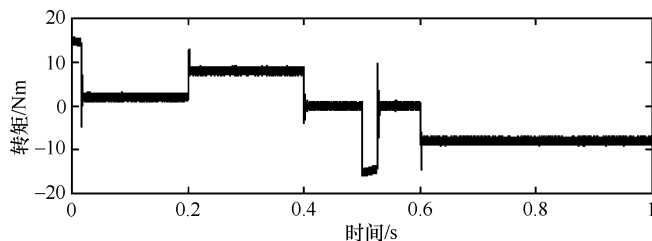
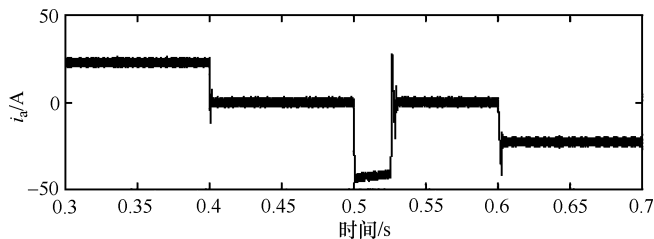
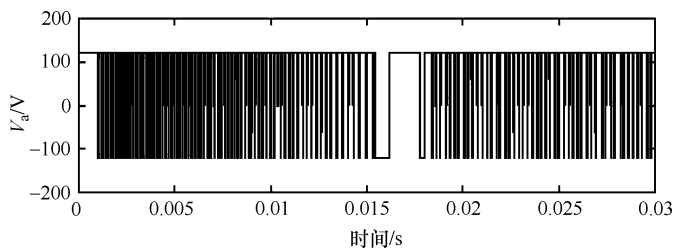


图 6-14 转矩响应曲线

由于开关频率相当高 (20kHz), 加之永磁直流有刷电动机的电气时间常数也仅有 5ms , 因此, 这个四象限传动的响应非常快, 电流的谐波也相当低。

图 6-15 电流波形 (i_a)图 6-16 电压波形 (V_a)

6.8 小结

① 本章介绍了单象限、两象限、四象限斩波器的基波结构及其驱动直流有刷电动机恒速运行的相关知识。

② 在本章有关斩波器电路的各种分析中，认为 PES 是理想的，即能够实现瞬时硬换流（开关）。

③ 本章没有涉及谐振 dc-dc 变换器的内容，感兴趣的读者请参考文献 [1]。

④ 斩波器跟整流器一样，也有开关电流连续模式和断续模式的问题。

⑤ 低电压、低电动机电感、低开关频率（晶闸管）会导致电流断续。在电流断续模式下，输出电压与开关通/断时间比值间的依赖关系会导致控制失灵。增大开关频率或串联一个电感可解决这一问题。

⑥ 输入电流中存在着谐波，因此需要用输入滤波器来将谐波降低到可接受的程度。

⑦ 由于电动机的电流存在脉动，因此必须留意电枢铜耗的计算。另外，对于某些应用来讲，还要注意到斩波供电最终引起的电动机性能的降低。

⑧ 本章对斩波器供电的直流电动机恒速运行的分析，还有必要扩展到闭环控制，以实现调速传动。这将是第 7 章的任务（尽管在第 6.7 节的 MATLAB 仿真中已经涉及了闭环和调速的内容）。

6.9 习题

6.1 图 6-17 所示为一个第 1 象限降压型斩波器 (Buck 变换器)。

a. 简述电路的工作原理, 绘出电流连续模式下的电感电压和电流波形;

b. 设开关为理想的无损耗开关, 在电阻性负载下, 推导输出电压和电流与占空比 α 的函数关系表达式。

6.2 在习题 6.1 中, 求电流连续模式与电流断续模式临界点的 α , 以及电流断续模式的平均输出电压。绘出电流连续模式与电流断续模式两种情况下的平均输出电压与平均输出电流之间的关系曲线。

6.3 对于图 6-18 所示的第 1 象限升压斩波器 (Boost 变换器), 将各开关元件看成理想元件, 请确定:

- 电流连续模式下的电压和电流波形;
- 电流连续模式和电流断续模式的边界;
- 电流连续模式下的输出电压纹波。

6.4 如图 6-19 所示, 一个四象限斩波器给一台永磁直流有刷电动机供电, 采用双极性电压开关器件进行 PWM 控制, 其中 (T_{A+} , T_{B-}) 和 (T_{A-} , T_{B+}) 是同步控制 (互补导通) 的。请确定:

- 控制电压 (调制信号) V_{con} 为正时的电动机电压和电流波形;
- 控制电压 V_{con} 为负时的电动机电压和电流波形。

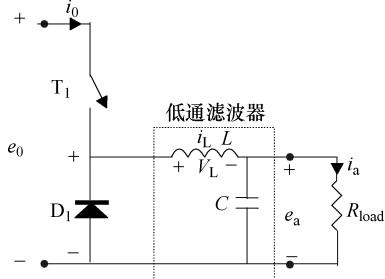


图 6-17 降压斩波器 (Buck 变换器)

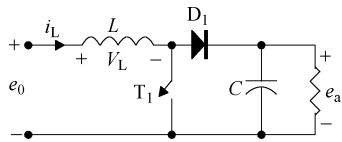


图 6-18 升压斩波器 (Boost 变换器)

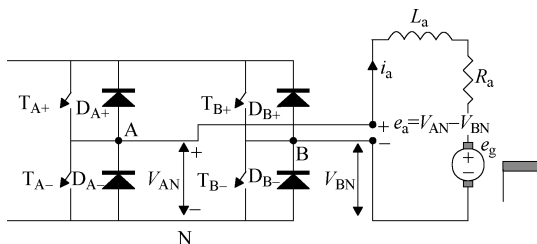


图 6-19 四象限斩波器给直流有刷电动机供电

6.5 一台串励直流有刷电动机, 数据为 $L_{at} = 20\text{mH}$, $R_{at} = 1\Omega$, 额定电压 $V_n = 120\text{V}$, 额定电流 $I_{an} = 10\text{A}$, 额定速度 $n_n = 1800\text{r/min}$ 。额定速度下剩磁感应的电压为

$e_{\text{grem}} = 5\text{V}$ 。由第 1 象限降压斩波器在 120V 的直流电源电压下供电, $\alpha = 0.3$, $f_{\text{ch}} = 50\text{Hz}$, 速度为额定速度。计算电枢电流波形、平均电流、平均电压。

6.6 用 MATLAB/Simulink 或 PSpice 程序求解习题 6.5。

6.10 参考文献

1. **N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins**, Power electronics, Second edition, Chapter 7, Wiley, 1995.

第7章 电气传动中的闭环运动控制

7.1 引言

运动控制意味着对转矩、转速或位置进行控制。运动控制系统的特性可用精度、响应快速性、能量转换效率,以及对参数失调、转矩和转动惯量等扰动的抗扰性来描述。基于电动机以及电力电子变换器(PEC)的运动控制可以用线性的或非线性的、连续的或离散的控制理论及技术来进行分析与设计。控制系统本身就是一门科学,本书接下来将结合一些具体的应用实例,由简单到复杂,介绍几种在运动控制中有实用价值的控制系统解决方案。

为了使介绍简化,并覆盖永磁直流有刷电动机的控制,我们将分析永磁有刷直流电动机在各种运动控制系统中的应用。永磁直流有刷电动机的特点是电气时间常数 $\tau_e = L/R$ 小,可为几个毫秒甚至更小;其电枢电流(转矩)同永磁磁场是完全解耦的,因为无论是在静止状态下还是在任何转速下,其电枢磁场和永磁场都是正交的。

在后面的几章中将会介绍,如果能够确保磁链定向的准确性,并维持相应磁通的幅值恒定,那么交流电动机的矢量控制也是磁通与转矩解耦的。因此,交流电动机的矢量控制跟直流有刷电动机的控制是类似的,也就是说,直流电动机中使用的各种运动控制系统及方法具有很大的普遍性与适应性,没有必要专门针对无刷电动机的闭环控制再另写一章新的内容。

作为起步,先用数值实例来介绍串联的线性运动控制。

7.2 串联运动控制

典型的运动控制系统包括三个控制环,一个用于转矩控制,另一个用于速度控制,最后一个用于位置控制,如图7-1所示。理想的做法是让系统具有独立的位置传感器和速度传感器——速度传感器用于速度控制,位置传感器用于位置控制。但在实际上,一般仅使用一个传感器——在位置控制的场合,利用位置信息来估算速度。

永磁直流有刷电动机的方程为

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + \lambda_{PM} \omega_r \quad (7-1)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (7-2)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (7-3)$$

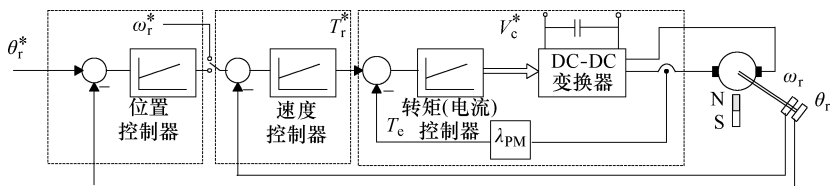


图 7-1 典型的串联运动控制

$$T_e = \lambda_{PM} I \quad (7-4)$$

7.2.1 转矩环

永磁直流有刷电动机的磁链 λ_{PM} 是恒定的，因此，其转矩控制就意味着电枢电流的控制（忽略铁耗）。电流的快速控制还可以提供快速的电流保护。设计转矩环时，要求已知负载转矩 T_L 。有一种做法是先令 T_L 为常数，在设计完成之后，再研究负载转矩扰动对转矩环稳定性的影响，如有必要，再增加适当的校正。

根据式 (7-1) ~ 式 (7-4)，并参考式 (4-43)，在恒定负载转矩（或零负载转矩）下，永磁直流有刷电动机的电流—电压传递函数为

$$H_V(s) = \frac{i(s)}{V(s)} = \frac{s\tau_{em}}{(s^2\tau_{em}\tau_e + s\tau_{em} + 1)R} \quad (7-5)$$

其中：

$$\tau_{em} = \frac{JR}{\lambda_{PM}^2} \quad (7-6)$$

为电动机的机电时间常数。

超音频斩波器的延迟可以忽略不计，因此可以建模为一个增益 K_c 。电动机的转矩常数为 $K_T = T_e/I = \lambda_{PM}$ ，电流传感器的放大倍数为 K_i 。

典型的转矩控制采用 PI 控制器，其增益为 K_{si} ，时间常数为 τ_{si} 。转矩环的方框图如图 7-2 所示。根据线性控制系统理论，PI 控制器有大量的设计方法^[1]，包括连续的设计方法和离散的设计方法。

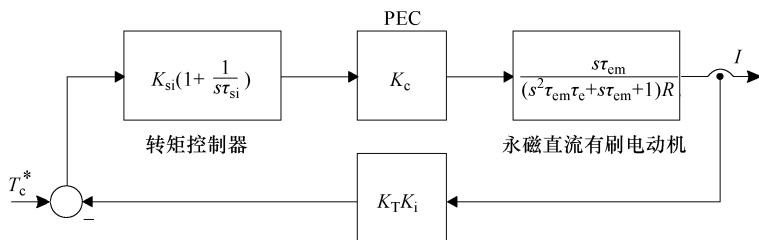


图 7-2 采用 PI 控制器的永磁直流有刷电动机转矩环

针对图 7-2 的系统，下面应用其开环传递函数 $A(s)$ 的截止频率 ω_c 和相位裕度 φ_c 限制来进行分析设计。

$$A(s) = \frac{K_{si}(1+s\tau_{si})}{s\tau_{si}R} \frac{K_c K_T K_I s\tau_{em}}{s^2\tau_{em}\tau_e + s\tau_{em} + 1} \quad (7-7)$$

截止频率 ω_c 的值应该取得比较高（高达 $1 \sim 2\text{kHz}$ ），以提供快速的转矩（电流）控制。

现在以具体的数值实例来说明转矩 PI 控制器参数的设计。设有一台永磁直流有刷电动机，参数为 $V_n = 110\text{V}$ ， $P_n = 2\text{kW}$ ， $n_n = 1800\text{r/min}$ ， $R = 1\Omega$ ， $L = 20\text{mH}$ ， $K_T = 1.1\text{Nm/A}$ ， $\tau_{em} = 0.1\text{s}$ ， $K_c = 25\text{V/V}$ ， $K_I = 0.5\text{V/A}$ ，截止频率 $f_c = 500\text{Hz}$ ，相位裕度 $\varphi_c = 47^\circ$ 。

由于截止角频率 $\omega_c = 2\pi f_c$ ，根据式 (7-7)， $A(s)$ 的相位裕度 φ_c 为

$$\varphi_c = 180^\circ + \text{Arg}[A(j\omega_c)] = 180^\circ + \tan^{-1}(\omega_c\tau_{si}) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c\tau_{em}}{1 - \omega_c^2\tau_{em}\tau_e}\right) \quad (7-8)$$

因此：

$$\tan^{-1}(\omega_c\tau_{si}) = -180^\circ + 47^\circ + \tan^{-1}\frac{2\pi \times 500 \times 0.1}{1 - (2\pi \times 500)^2 \times 0.1 \times 0.02} = 46^\circ \quad (7-9)$$

因此 $\tau_{si}(\text{ms})$ ：

$$\tau_{si} = \frac{\tan \times 46^\circ}{2\pi \times 500} = 0.3075 \quad (7-10)$$

利用以下的已知条件，可以求转矩控制器的增益 K_{si} ：

$$|A(j\omega_c)| = 1 \quad (7-11)$$

最后得：

$$K_{si} = \frac{0.3075 \times 10^{-3} \times 1}{25 \times 1.1 \times 0.5 \times 0.1} \times \sqrt{\frac{(10^3 \times \pi \times 0.1)^2 + (1 - 10^6 \times \pi^2 \times 0.1 \times 0.01)^2}{1 + 0.965^2}} = 2.205 \quad (7-12)$$

7.2.2 速度环

有大量的应用需要进行速度控制。在这种场合，仍要保留转矩环，以限制电流、加快响应速度、降低电流环的增益。图 7-3 所示为包含转矩（电流）环的速度控制系统的方框图。

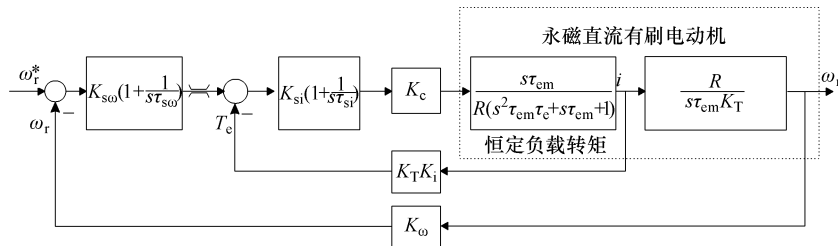


图 7-3 带转矩（电流）内环的速度控制

假定转矩环已按上面的方法设计妥当，这里仅讨论速度环的设计。图 7-3 所示的

方框图可以重构为如图 7-4, 其中 K_ω 是速度传感器的增益。

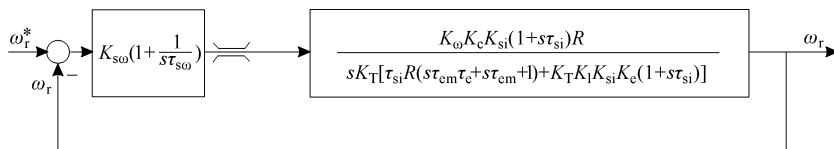


图 7-4 简化的速度环的方框图

跟上面转矩环的设计一样, 做一个速度环设计的例子。假定其他数据不变, 但所需的截止频率为 $f_{c\omega} = 100\text{Hz}$, 相位裕度为 $\varphi_{c\omega} = 60^\circ$, $K_\omega = 0.057\text{Vs/rad}$ 。经过设计, 最终结果为 $\tau_{s\omega} = 2.87\text{ms}$ 、 $K_{s\omega} = 2.897 \times 10^3$ 。尽管这里的放大倍数 $K_{s\omega}$ 相当高, 但由于相位裕度很充足, 因此应该会产生比较低的超调量, 获得阻尼作用良好的振荡性响应。

按照类似的方式, 可以添加和设计位置环, 从而完成整个串联运动控制器。但众所周知的是, 这样的串联线性控制器在面对参数、转动惯量以及负载的改变时, 鲁棒性不是很好。因此需要采取额外的措施, 相关的内容将在本章稍后介绍。

接下来介绍采用单个数字滤波器 (而非串联控制器) 的数字位置控制, 以拓宽运动控制实用方法的种类。

7.2.3 数字位置控制

如图 7-5 所示为一个数字位置控制系统的基本结构。

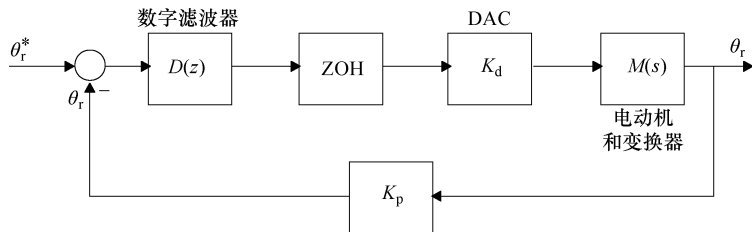


图 7-5 基本的数字位置控制系统

在图 7-5 中, 主要的部分有电动机—变换器传递函数、数字—模拟转换器 (DAC)、采样保持器 (ZOH) 以及数字滤波器 $D(z)$, 其中数字滤波器 $D(z)$ 实际上代表了位置控制器。该系统中仅有位置反馈, 由一个每转 N 个脉冲的编码器提供。该编码器的输出为两个移相 90° 的脉冲列, 在经过分组之后, 每转将产生 $4N$ 个脉冲, 另外还会产生一个表示运动方向的位。

假定使用 $V_d = \pm 10\text{V}$ 的 8 位 DAC, 其放大系数 $K_d(\text{V/脉冲})$ 为

$$K_d = \frac{2V_d}{2^n} = \frac{20}{2^8} = \frac{20}{256} \quad (7-13)$$

编码器的放大系数 $K_p(\text{脉冲/弧度})$ 为

$$K_p = \frac{4N}{2\pi} \quad (7-14)$$

位置控制在 DSP 中进行, 相应的离散控制周期为 T 。位置误差 $\varepsilon(KT)$ 为

$$\varepsilon(KT) = \theta_r^*(KT) - \theta_r(KT) \quad (7-15)$$

位置控制器将对该误差进行滤波, 产生指令信号 $Y(KT)$, 然后经过 DAC 的转换, 周期性地施加到电动机和变换器上:

$$V_c = K_d \cdot Y(KT) \quad (7-16)$$

在一个离散的控制周期 T 内, 指令电压 V_c 保持恒定, 这种效果称作零阶保持 (ZOH)。数字滤波器可以表示为类似下述形式的有限差分方程^[2]:

$$Y(KT) = 2\varepsilon(KT) - \varepsilon((K-1)T) \quad (7-17)$$

式 (7-17) 可以用变换来建模。变换的位移性为

$$\text{若 } Y(K) \rightarrow f(z), \text{ 则 } Y(K-m) \rightarrow z^{-m}f(z) \quad (7-18)$$

因此, 式 (7-17) 的 z 变换为

$$Y(z) = 2\varepsilon(z) - z^{-1}\varepsilon(z) \quad (7-19)$$

所以 $D(z)$ 为

$$D(z) = \frac{Y(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{2z-1}{z} \quad (7-20)$$

在详细介绍数值实例之前, 先确定永磁直流有刷电动机—变换器系统的传递函数。下面以轴向气隙结构的永磁直流有刷电动机为例, 因其电气时间常数 τ_e 特别小, 可以忽略, 所以传递函数为

$$M(s) = \frac{\theta_s(s)}{V_c(s)} = \frac{K_c}{s(1+s\tau_{em})K_T} \quad (7-21)$$

这个新实例的具体数据为 $K_T = 0.1 \text{ Nm/A}$, $R = 1 \Omega$, $L = 0 \text{ H}$, $J = 10^{-3} \text{ kgm}^2$, $K_c = 5 \text{ V/V}$, 要求截止频率 $\omega_c = 125 \text{ rad/s}$, 相位裕度 $\varphi_{ep} = 45^\circ$ 。

该问题可以这样来解决: 先进行连续滤波器 (控制器) 的设计, 最后再将其翻译成离散的形式。

电动机—变换器的传递函数 $M(s)$ 为

$$M(s) = \frac{50}{s(1+s \times 0.1)}; \tau_{em} = \frac{RJ}{K_T^2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{0.1^2} = 0.1 \quad (7-22)$$

选用前面提及的放大系数为 $K_d = 10/128$ 的 8 位 DAC。选用每转产生 500 个脉冲的编码器 ($N = 500$ 脉冲/转), 实际上可提供 $4N = 2000$ 脉冲/转的解析度, 其放大系数 K_p (脉冲/弧度) 为

$$K_p = \frac{4N}{2\pi} = \frac{2000}{2\pi} = 318 \quad (7-23)$$

离散 (采样) 周期为 $T = 10^{-3} \text{ s}$ 。因此, ZOH 的传递函数为

$$\text{ZOH}(s) \approx e^{-\frac{sT}{2}} = e^{-s \times 5 \times 10^{-4}} \quad (7-24)$$

在图 7-5 中, 将除滤波器外的各个传递函数统合起来, 得到单个传递函数 $H(s)$:

$$H(s) = K_d \cdot K_p \cdot \text{ZOH}(s) \cdot M(s) \quad (7-25)$$

即

$$H(s) = \frac{1242.8 \times e^{-s \times 5 \times 10^{-4}}}{s(1 + s \times 0.1)} \quad (7-26)$$

在截止频率 ω_c 处, $H(s)$ 的相角为

$$\varphi_H = \frac{\omega_c T}{2} \times \frac{180^\circ}{\pi} - 90^\circ - \tan^{-1}(0.1 \times 125) = -179^\circ \quad (7-27)$$

为了使相位裕度 $\varphi_c = 45^\circ$, 数字滤波器 $G(z)$ 必须提供的相位超前 φ_D 应为 44° 。试用以下的超前—滞后滤波器 $G(s)$:

$$G(s) = K \frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \quad (7-28)$$

其最大超前量出现在 $\omega_c = (\omega_1 \omega_2)^{0.5}$ 的时候。再考虑到滤波器 $G(s)$ 的相角 φ_D 为

$$\varphi_D = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_2}\right) \quad (7-29)$$

由 $\omega_c = 125 \text{ rad/s}$ 及 $\varphi_D = 44^\circ$, 可求得 $\omega_1 = 53.3 \text{ rad/s}$ 、 $\omega_2 = 293.15 \text{ rad/s}$ 。

最后, 再利用系统的开环传递函数 $|H(s)G(s)|$ 在截止频率处应该等于 1 这一条件, 可求得 $G(s)$ 的放大系数 K 。利用上面的数据, 得到 $K = 2.96$ 。

为了将传递函数 $G(s)$ 离散化, 考虑 z 和 s 之间的对应关系:

$$s = \frac{2}{T} \times \frac{z-1}{z+1} = 2000 \times \frac{z-1}{z+1} \quad (7-30)$$

所以 $G(z)$ 为

$$G(z) = 2.65 \times \frac{z-0.947}{z-0.744} = \frac{Y(z)}{\varepsilon(z)} \quad (7-31)$$

或

$$Y(z) - 0.744 \times z^{-1}Y(z) = 2.65 \times \varepsilon(z) - 2.51 \times z^{-1}\varepsilon(z) \quad (7-32)$$

最后, 数字滤波器 $Y(k)$ 的输出为

$$Y(k) = 0.744 \times Y(k-1) + 2.65 \times \varepsilon(k) - 2.51 \times \varepsilon(k-1) \quad (7-33)$$

7.2.4 定位精度

众所周知, 摩擦转矩影响定位精度。让我们考虑一个 $T_f = 0.05 \text{ Nm}$ 的摩擦转矩。

在目标位置附近, 速度很低, 因此电动机的动生电动势可以忽略, 即

$$V = R \cdot I = R \frac{T_f}{K_T} = \frac{1 \times 0.05}{0.1} = 0.5 \quad (7-34)$$

所以, 所需的静止功率变换器指令电压 V_c (V) 为

$$V_c = \frac{V}{K_c} = \frac{0.5}{5} = 0.05 \quad (7-35)$$

所需的 DAC 输入 N_c (个脉冲) 为

$$N_c = \frac{V_c}{K_d} = \frac{0.05}{\frac{10}{128}} = 0.64 \quad (7-36)$$

令 $z=1$ ，可得数字滤波器 $G(z)$ 的增益 K_0 为

$$K_0 = 2.65 \left(\frac{1-0.94}{1-0.7441} \right) = 0.548 \quad (7-37)$$

因此，所需的数字滤波器输入 N_e (个脉冲) 为

$$N_e = \frac{N_c}{K_0} = \frac{0.64}{0.548} = 1.33 \quad (7-38)$$

取靠近的整数 $N_{ei} = 2$ 个脉冲，则由前述摩擦引起的位置误差 $\Delta\theta_r$ 为

$$\Delta\theta_r = \frac{N_e \times 360^\circ}{4N} = \frac{2 \times 360}{2000} = 0.36^\circ \quad (7-39)$$

可以用各种方法来提高定位精度，例如，可以增大编码器每转的脉冲数 N ，或引入正比于转矩扰动的前馈信号等等。如今，光电编码器可以提供高达 20000 个脉冲/转的解析度。

在工业应用中，数字式位置控制器通常为 P 型控制器，其中除了转矩环之外，还包含一个速度反馈信号和一个 PI 速度内环，如图 7-6 所示^[4]。

需要注意的是，在图 7-6 中，估算的参考速度 $\hat{\omega}_r^*$ 和实际速度 $\hat{\omega}_r$ 都是由位置的时间导数得来的，因此包含噪声和误差。

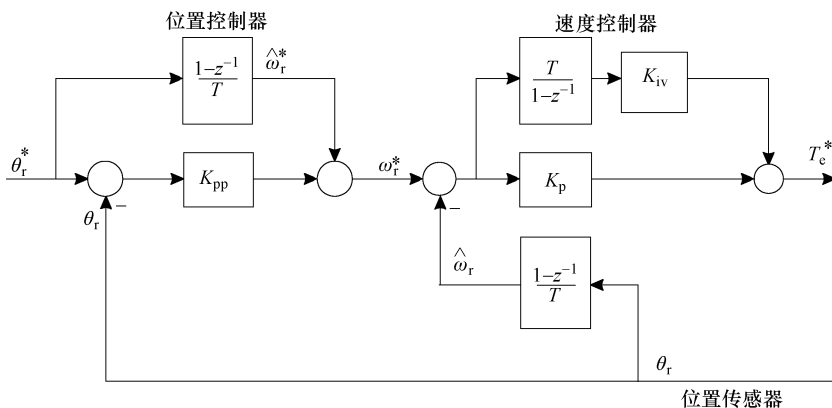


图 7-6 带速度内环的标准数字位置控制系统

这样实现的控制器往往只对缓慢的动态指令（即远低于位置控制器频率（0.5 ~ 10Hz）的指令）具有较好的响应。因此，在存在转矩和转动惯量改变的动态场合，为了让控制器能够在暂态过程中正确地跟踪目标位置，常采用状态空间控制方法——一种利用测得的位置来对速度和加速度进行适当估算的控制方法。

7.3 状态空间运动控制

状态空间运动控制方法利用尽可能少的变量来构建状态空间，其优点是状态变量的尺度直接与抗（机械刚度上的）转矩扰动的能力相关。在这种控制系统中，位置跟

踪的指令与涉及抗扰性的指令是隔离的。为了使位置跟踪误差为零，要采用转矩正反馈，如图 7-7 所示。这不会影响扰动情况下的稳定性，但却带来了转矩动态特性以及估算精度方面的问题。

请注意，图 7-7 中的摩擦转矩系数 b_p 及转动惯量 \hat{J} 都必须已知且具有较好的精度。估算速度 $\hat{\omega}_r$ 、参考速度 ω_r^* 及参考加速度 $\dot{\omega}_r^*$ 都以时间函数的形式给定，其中：

$$\hat{\omega}_r = \frac{\theta_r(k) - \theta_r(k-1)}{T} \quad (7-40)$$

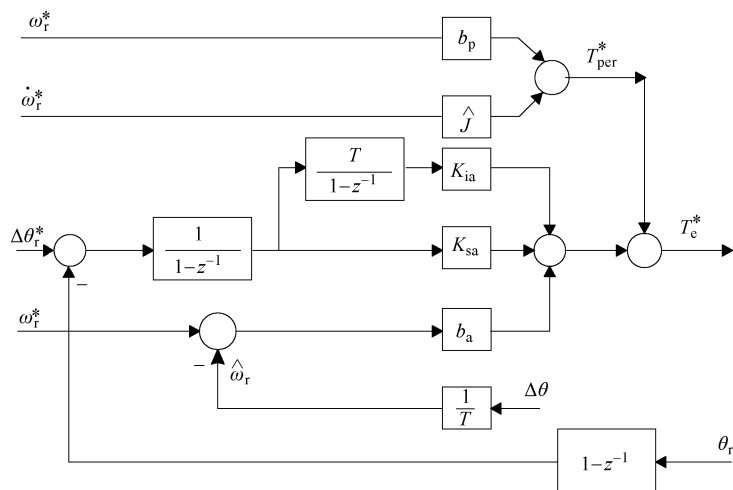


图 7-7 零跟踪误差的状态空间位置控制器

图 7-8 所示的观测器可以实现零延迟的速度估算，它要比式 (7-40) 的简单估算方程复杂得多。

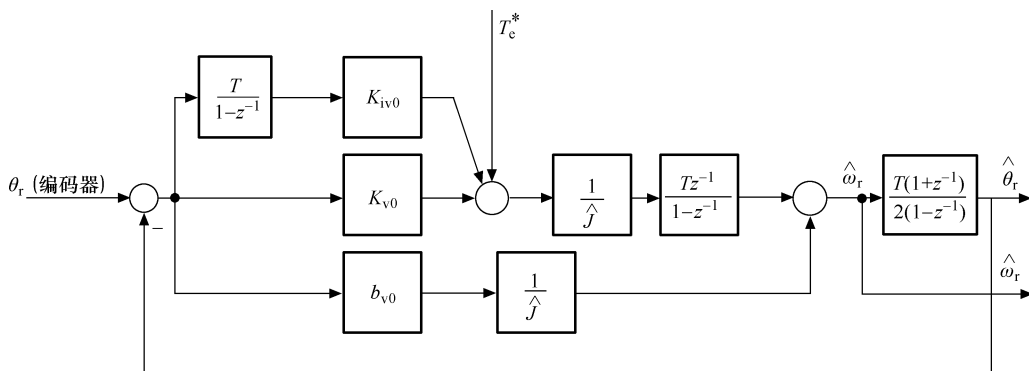


图 7-8 零延迟的速度观测器

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L; T_L = T_{in} + T_{Lo} + T_{fr} \quad (7-41)$$

式中, T_{in} 为惯性转矩; T_{Lo} 为负载转矩; T_{fr} 为摩擦转矩。

永磁直流有刷电动机或矢量控制的交流电动机的电磁转矩 T_e 具有以下简单形式:

$$T_e = K_T \cdot I^* \quad (7-42)$$

式中, I^* 为参考转矩电流。因此, 转矩 (电流) 控制器的响应可以认为是非常快速的。式 (7-41) ~ 式 (7-42) 中的参数是 J 和 K_T , 它们跟额定时的 J_n 和 K_{Tn} 存在着偏差, 即

$$J = J_n + \Delta J \quad (7-43)$$

$$K_T = K_{Tn} + \Delta K_T \quad (7-44)$$

在转矩表达式中, 对应 ΔJ 和 ΔK_T 的偏差分别是 $\Delta J s \omega_r$ 和 $\Delta K_T I^*$ 。因此, 转矩扰动 T_{per} 为

$$T_{per} = T_L + \Delta J s \omega_r - \Delta K_T \cdot I^* \quad (7-45)$$

根据式 (7-43) ~ 式 (7-45) 以及式 (7-41), 可推得

$$T_{per} = K_{Tn} \cdot I^* - J_n s \omega_r \quad (7-46)$$

以式 (7-46) 为基础, 可以简单地算出转矩的扰动。为了避免式 (7-46) 中对时间的求导, 做一点改变, 添加一个低通滤波器, 如图 7-10 所示。如果低通滤波器的截止频率 a 足够高, 那么估算出的转矩扰动 T_{per} 将十分接近实际值。这个转矩扰动 T_{per} 值也可用作正反馈信号, 来代替由参考值计算而得的转矩扰动值, 如图 7-11 所示。

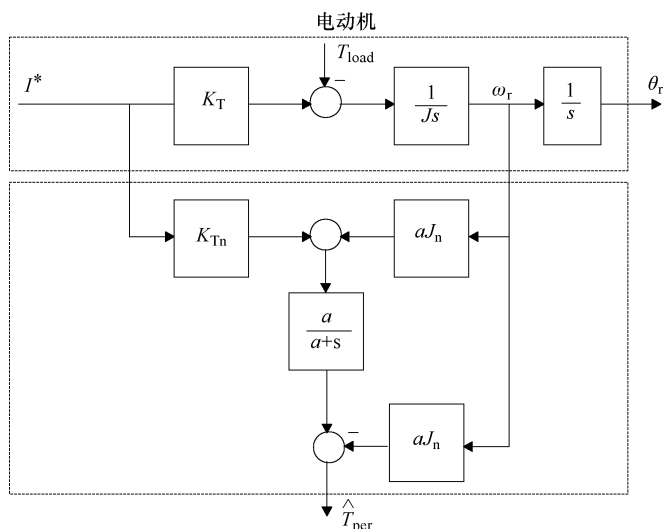


图 7-10 基于速度信息的转矩扰动观测器

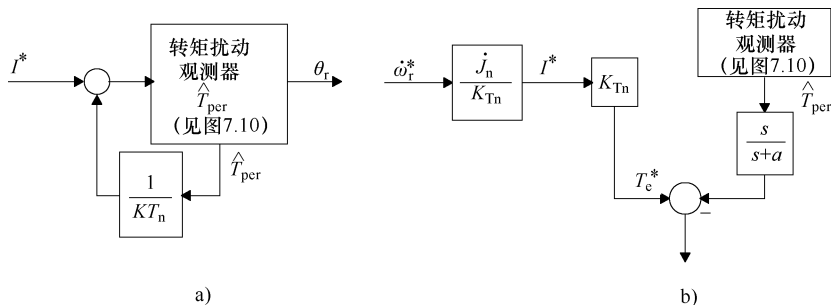


图 7-11 转矩扰动的反馈

 a) 正反馈 b) 在参考转矩 T_c^* 处的负反馈

7.5 路径跟踪

利用转矩扰动 T_{per} 可以提高控制的刚度，因而有可能实现高精度的轨迹（路径）跟踪。在路径跟踪控制中，由于以前的 2~3 个时步的参考位置是已知的，因而可以算得参考加速度和参考速度，用于系统的控制。

位置响应的稳定是这样实现的，即至少应有两个极点的实部为负，且这两个极点应该能由位置环和速度环的增益 K_1 和 K_2 来确定。将这一方法与逆系统一起使用，就可以获得如图 7-12 所示的鲁棒性很高的路径跟踪控制系统——多变量系统。

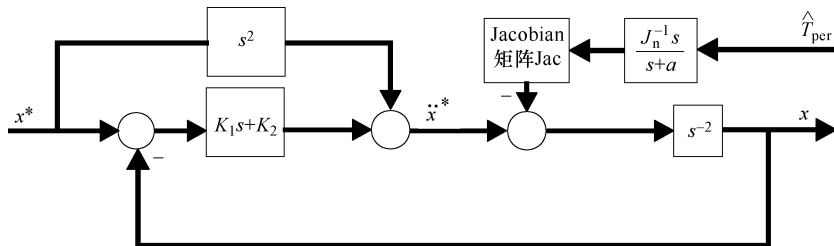


图 7-12 位置跟踪多变量系统

在图 7-12 中，实际位置与参考位置的关系为

$$x = x^* - \text{Jac} \frac{s \hat{T}_{\text{per}}}{(s+a) J_n (s^2 + K_1 s + K_2)} \quad (7-47)$$

7.6 力的控制

上节的处理方法也可用于力的控制，无需对力进行直接测量，如图 7-13 所示。

在图 7-13 中，刚度 K_e 以及粘滞系数 D_e 用来对力所作用的媒介进行建模，速度反

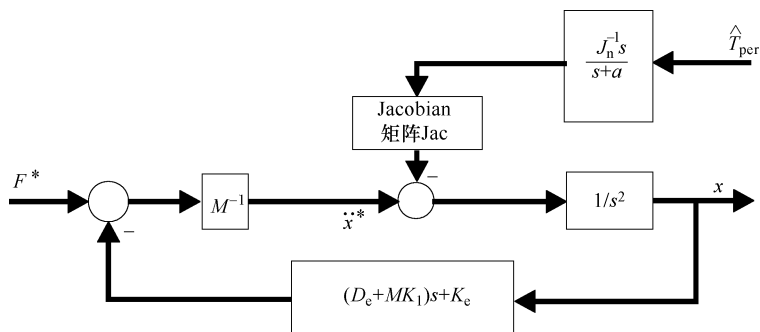


图 7-13 力的多变量控制

馈放大系数 K_1 则用来提供稳定性。可以这么说，图 7-13 用外环产生的参考加速度 \ddot{x}^* 来调节运动的刚度，用内环来提供力的跟踪，从而实现鲁棒性很高的响应。

如图 7-13 所示，要应用以上高鲁棒性的运动控制系统，就意味着要利用测得的位置来计算速度^[5]。图 7-14 为这种系统在低速下的结果，可见其性能相当好^[5]。

需要指出的是，到目前为止，我们都假定转动惯量是已知的。实际上，这个参数也是需要估算的，这也就是前面的方框图中都包含估算的转动惯量 \hat{J} 的原因^[4-6]。为了估算 \hat{J} ，我们得使用多个时刻的运动方程：

$$J \dot{\omega}_r(k) = K_{Tn} \cdot I(k) + T_{per}(k) \quad (7-48)$$

$$J \dot{\omega}_r(k-1) = K_{Tn} \cdot I(k-1) + T_{per}(k-1) \quad (7-49)$$

利用加速度和扰动转矩观测器，并采用平均算法（例如最小二乘递归法），可以对转动惯量进行实时计算。这样一来，所得的运动控制器的鲁棒性极高，其性能如图 7-15 所示^[5]。

在状态空间控制这把大伞之下，人们提出了一系列的有关鲁棒性控制的方法，这些方法似乎占满了运动控制的整个主题。但事实上，人们也提出了其他一些较为简单但却拥有高性能的非线性控制方法。我们将使用

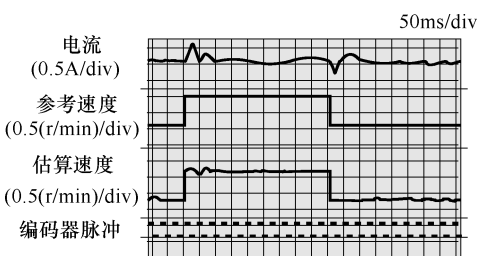


图 7-14 采用平均速度输入型的速度观测器（有一个极点 $z=0.3$ ，编码器的 $4N=5000$ 脉冲/转）时，运动控制在低速下的结果^[5]

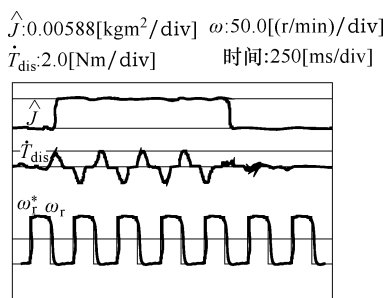


图 7-15 转动惯量的辨识
(DSP 的控制采样周期 $T_2=100\mu\text{s}$ 、速度估算间隔 $T_1=5\text{ms}$ ；观测器极点： $z=0.6$ 、 $M=50$)^[5]

较多的篇幅来介绍变结构（滑模）系统、模糊控制系统以及神经网络控制系统。

7.7 滑模运动控制

简单地讲，滑模运动控制器的工作原理就是迫使系统在状态空间（或状态平面）中给定的一个滑模面上运动^[7]。在各种状态平面中，最简单的滑模面是直线，相应的滑模泛函（或称切换函数） s_s 的方程为

$$s_s = c\varepsilon + \frac{d\varepsilon}{dt}; \varepsilon = x^* - x \quad (7-50)$$

式中， ε 是控制变量 x 的误差。令 $s_s = 0$ ，得到一条直线。

根据图 7-16，在初始时刻，系统从 A 点出发，此处的误差为 $\varepsilon_i = OA$ ，误差的导数为零。因此，在 A 点有 $s_s > 0$ 。给系统施加正的指令变量（电压或电流），电动机必能跳到 $s_s = 0$ 的直线上。

此后，根据 s_s 的符号，以恒定的频率或根据某个滞环宽度 h_s ，交替地施加正、负指令（ $\pm u_0$ ），驱使系统运行到原点，从而达到一个新的稳态点，即

$$u_c = \begin{cases} +u_0 & (s_s > h_s) \\ 0 & (|s_s| < h_s) \\ -u_0 & (s_s < -h_s) \end{cases} \quad (7-51)$$

然而，这种靠指令变量在三个离散值之间的来回切换来实现的简单的强迫过程，除非开关频率足够高，否则会引起系统围绕着目标位置发生振荡

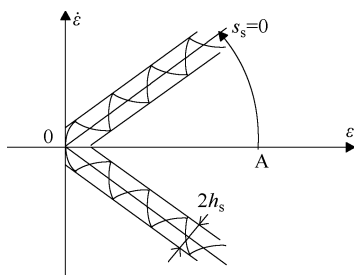


图 7-16 滑模泛函（切换函数）

（抖动）。不过，在这种控制中，由于系统的行为似乎仅依赖常数 c ，因此，从需要系统沿着直线 $s_s = 0$ 滑行的要求来看，只要已知电动机的参数以及负载转矩等的变动范围（上、下限）就可以了。当然，以下的滑模存在性条件也是必须要满足的^[7]：

$$s_s \cdot \dot{s}_s < 0 \quad (7-52)$$

这样的滑模鲁棒控制看起来非常简单，但要使系统无抖动地运行，还需要添加一些额外的技术，例如扰动观测器^[8]。

图 7-17 所示为一个机器人运动（位置）控制系统的滑模控制方框图。

当采用永磁直流有刷电动机来进行位置控制时，若机械传动比为 K_{mT} ，摩擦转矩系数为 D ，总负载转矩为 T_{per} ，则只有当电动机的电感为零时，电动机的数学模型才是以下的二阶形式：

$$\ddot{\theta}_r = \frac{-(K_E K_T + DR)\dot{\theta}_r}{RJ} + \frac{K_E K_{mT} V_a}{RJ} - \frac{K_{mT} T_{per}}{J} \quad (7-53)$$

式中， J 为归算到电动机转轴的总转动惯量； K_E 为电动机的动生电动势系数（ $E = K_E \dot{\theta}_r$ ）； K_T 为电动机的转矩系数（ $T_e = K_T I$ ； $K_T = \lambda_{PM}$ ）； V_a 为电动机的电枢端电压。

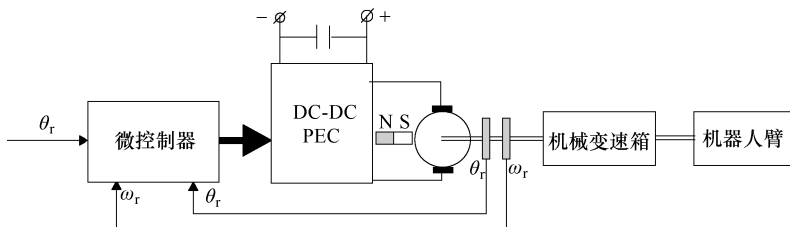


图 7-17 机器人臂的滑模运动控制系统

引入两个新变量 x_1 和 x_2 ：

$$x_1 = \theta_r^* - \theta_r \text{ 及 } x_2 = \frac{dx_1}{dt} \quad (7-54)$$

并令

$$\begin{aligned} u &= aV_a; \quad a = \frac{K_E K_{mT}}{JR} \\ b &= \frac{DR + K_E K_T}{JR}; \quad f = \frac{K_{mT} T_{per}}{J} \end{aligned} \quad (7-55)$$

则式 (7-53) 的电动机模型变为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -bx_2 - u + f \end{aligned} \quad (7-56)$$

滑模指令（滑模控制律）选为以下的形式^[8]：

$$u_c = \gamma x_1 + K_f \text{sgn}(s_s) \quad (7-57)$$

其中

$$\gamma = \begin{cases} \alpha & (\text{当 } s_s x_1 > 0 \text{ 时}) \\ \beta & (\text{当 } s_s x_1 < 0 \text{ 时}) \end{cases} \quad (7-58)$$

状态泛函（切换函数）由式 (7-50) 给定，滑模存在性条件则由式 (7-52) 给定。根据存在性条件式 (7-52)，可以得到各增益应满足以下条件：

$$\alpha > c(b - c) \quad (7-59)$$

$$\beta < c(b - c) \quad (7-60)$$

$$K_f > |f|_{\max} \quad (7-61)$$

这些条件可以确保系统安全地达到滑模泛函（切换函数）的直线（即满足可达性）。我们称 K_f 为抖动信号，它必须大于某个正比于最大扰动转矩的量。但不幸的是，一旦系统到达滑模泛函的直线上，指令电压式 (7-57) 中的 K_f 项就会引起有害的机械振动。

图 7-18 ~ 图 7-19 所示为这种控制系统的一个实验结果。这是一个两轴 SCARA 机器人系统，控制算法采用 32 位的 DSP（NEC 公司的 $\mu\text{PD77230}$ ）来实现，采样周期为 $200\mu\text{s}$ ，开关频率为 20kHz ^[8]。

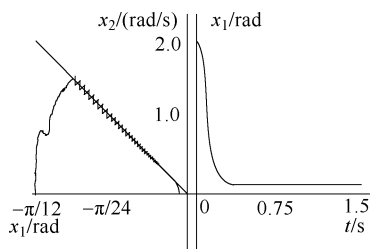


图 7-18 对应于式 (7-57) 的滑模控制 (K_f 较小时)

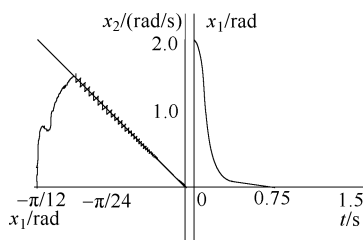


图 7-19 对应于式 (7-57) 的滑模控制 (K_f 较大时)

图 7-18 为 K_f 较小的情况下的实验结果。实验中，用一个弹簧来下拉机器臂，给其施加 300g 的扰动（大约为额定负载的 20%）。可见，该扰动产生了非零的稳态位置误差，有害的机械振动也十分明显。可以引入一个扰动观测器，来使 K_f 降低，从而消除这种振动。假定振动为阶梯式的，则可以得到以下的方程：

$$\begin{aligned} \dot{T}_{\text{per}} &= 0 \\ \dot{x}_2 &= \frac{K_{\text{mT}} T_{\text{per}}}{J} - b \hat{x}_2 - u \end{aligned} \quad (7-62)$$

可以证明，式 (7-62) 的系统是可测的。为了计算（或观测） T_{per} 和 x_2 ，可以使用以下的全阶观测器：

$$\dot{T}_{\text{per}} = K_1 (x_2 - \hat{x}_2) \quad (7-63)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \frac{K_{\text{mT}} \hat{T}_{\text{per}}}{J} - b \hat{x}_2 - u + K_2 (x_2 - \hat{x}_2) \quad (7-64)$$

K_1 和 K_2 这两个放大系数可以用极点配置法来设计和计算，以使上述全阶观测器的两个极点为有负实部的复数。这样一来，就可得到扰动的正反馈补偿信号 u_0 为

$$u_0 = \frac{K_{\text{mT}} T_{\text{per}}}{J} \quad (7-65)$$

最后可得总的指令电压 u_{cc} （即 u ）为

$$u_{\text{cc}} = u_{\text{c}} + u_0 = \gamma x_1 + K_f \text{sgn}(s_s) + u_0 \quad (7-66)$$

可以用 Lyapunov 理论来研究这个非线性系统的稳定性。考虑到系统状态的延迟，定义以下的 Lyapunov 函数 $V(\hat{s}_s, \Delta x_2, \Delta T_{\text{per}})$ ：

$$V(\hat{s}_s, \Delta x_2, \Delta T_{\text{per}}) = \frac{1}{2} \hat{s}_s^2 + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{K_1} (\Delta T_{\text{per}})^2 + \frac{J}{K_{\text{mT}}} (\Delta x_2)^2 \right] \quad (7-67)$$

式中， $\Delta T_{\text{per}} = T_{\text{per}} - \hat{T}_{\text{per}}$ ， $\Delta x_2 = x_2 - \hat{x}_2$ 。

若 $\dot{V} < 0$ ，即

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (c - b) |\hat{s}_s|^2 - [c(c - b) + \gamma] \hat{s}_s \Delta \hat{x}_1 - [K_f - K_2 \Delta \hat{x}_2 \text{sgn}(\hat{s}_s)] \cdot \\ &\quad |\hat{s}_s| - (b + K_2) \frac{J}{K_{\text{mT}}} (\Delta \hat{x}_2)^2 < 0 \end{aligned} \quad (7-68)$$

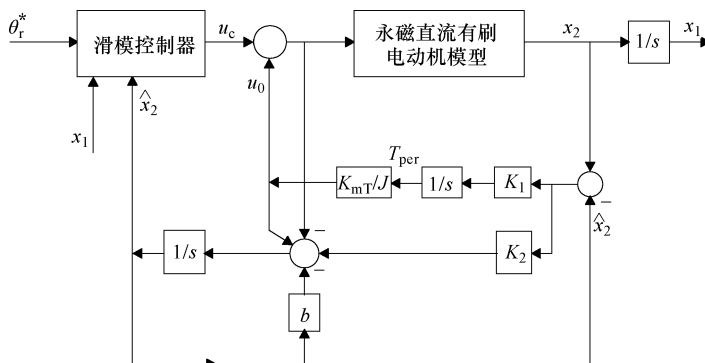


图 7-20 带扰动反馈信号的滑模位置控制

则系统满足稳定性的充分条件, 这只需式 (7-68) 中的每一项都为负即可。这就是要求:

$$\begin{aligned} c &\leq b; & \alpha &> c(b-c) \\ \beta &< c(b-c); & K_f &> K_2 |\Delta \hat{x}_2|_{\max} \\ K_1 &> 0; & K_2 &> -b \end{aligned} \quad (7-69)$$

在大的阶跃转矩扰动的情况下 (\$K_{mT}T_{per}/J=0.15\$、\$K_f=0.01\$), \$0.01\$ 的 \$K_f\$ 就太小了, 不足以使式 (7-69) 得到满足。因此, 控制器在 \$\Delta x_2\$ 出现显著的短时增大之后, 才重新进入稳定状态, 如图 7-21 所示^[8]。

由于扰动观测器为阶跃型, 当扰动为斜坡形状时, 估算得到的速度 \$x_2\$ 中会存在误差, 因此针对斜坡波形的扰动, 需要将式 (7-69) 中的 \$K_f > K_2 |\Delta \hat{x}_2|_{\max}\$ 改写为以下的形式^[8]:

$$K_f > \frac{K_2}{K_1} T_{per}^{\text{ramp}}; T_{per}^{\text{ramp}}(s) = \frac{T_{per}^{\text{ramp}}}{s} \quad (7-70)$$

对这种情况的稳定性进行分析, 可得到与 \$K_f\$ 有关的新的条件:

$$cT \ll 1 \quad (7-71) \quad (K_{mT}T_{per}/J=0.15, K_f=0.01)$$

$$TK_f \ll |c \hat{x}_1(k+1) + \hat{x}_2(k+1)| \quad (7-72)$$

当参考位置、参考速度以及参考加速度 \$\theta_r^*\$、\$\dot{\theta}_r^*\$、\$\ddot{\theta}_r^*\$ 都为已知的时间函数时, 我们可以将上述的控制系统扩展应用于位置跟踪的场合。针对这种情况, 考虑到式 (7-54) ~ 式 (7-56), 假定系统的输入 (电动机的端电压) 具有以下形式:

$$V_a = \frac{1}{a}(b \dot{\theta}_r^* + \ddot{\theta}_r^* + hx_2 + u_{cc}) \quad (7-73)$$

将式 (7-73) 代入式 (7-53), 可得:

$$\dot{x}_2 = -hx_2 - u_{cc} + \frac{K_{mT}T_{per}}{J} \quad (7-74)$$

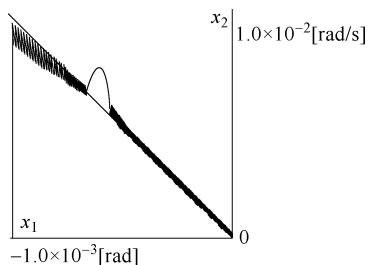


图 7-21 阶梯状扰动时的系统响应

式(7-73)代表的是一个新的控制律,其中除了内嵌式(7-66)之外,还增加了三个新项,以获得良好的路径跟踪效果。在机器人 SCARA (用作绘图仪)的臂上(经由机械弹簧)施加 300g 的下拉力,产生 20% 额定负载的转矩扰动,并让机器人在新的控制律下绘制三角形,结果如图 7-22 所示。

图 7-22 对应的最大绘制速度为 0.5m/s; $\alpha = 2550$, $\beta = -2550$, $c = 40$, $h = 100$; 观测器的两个极点配置为 $p_{1,2} = bL(-\cos\gamma + j\sin\gamma)$, 其中 $L = 30$, $\gamma = 30^\circ$ [8]。

经验表明,在轨迹规划中,如果许可的加速度 θ_i^* 较高,那么系统的响应就会出现振荡。可以选用以下的二次函数 E 作为罚函数,使系统的响应沿着轨迹达到最小[9]:

$$E = \int_0^t \{ [f(x, y)]^2 + A_1 (\ddot{\theta}_{i1}^*)^2 + A_2 (\ddot{\theta}_{i2}^*)^2 \} \cdot dt$$

$$A_1 > 0; A_2 > 0 \quad (7-75)$$

以及

$$x = L_1 \cos\theta_{i1}^* + L_2 \cos(\theta_{i1}^* + \theta_{i2}^*) \quad (7-76)$$

$$y = L_1 \sin\theta_{i1}^* + L_2 \sin(\theta_{i1}^* + \theta_{i2}^*) \quad (7-77)$$

式中, $f(x, y)$ 是滑模平面中要求的轨迹; A_1 、 A_2 是正的常数; L_1 、 L_2 是机械臂的长度; θ_{i1} 、 θ_{i2} 是机械臂的角度。

优化过程的任务是找出沿两个轴线 x 和 y 的时间函数 θ_{i1}^* 、 $\dot{\theta}_{i1}^*$ 、 $\ddot{\theta}_{i1}^*$ 及 θ_{i2}^* 、 $\dot{\theta}_{i2}^*$ 、 $\ddot{\theta}_{i2}^*$, 使罚函数 E 达到最小。利用变分方法,并结合样条轨迹近似,可以对以上问题进行迭代求解。图 7-23 所示为针对机器人 SCARA 绘制圆圈的任务所做的求解结果,其中 a) 图是没有降低参考加速度时的结果, b) 图是降低了参考加速度时的结果[8-9]。

带转矩扰动补偿的滑模运动控制及其在机器人上应用的介绍,仅仅是说明了运动鲁棒控制的复杂性而已(甚至在电动机的电气时间常数被当成零的时候都是很复杂的),远没有全面说明运动鲁棒控制的各个方面。

对于数学模型含糊不清的系统,人们提出了一些新的运动控制方法,例如模糊系统、神经网络系统等。它们最早是在永磁直流有刷电动机[10]和交流电动机[11,12]上实现的。

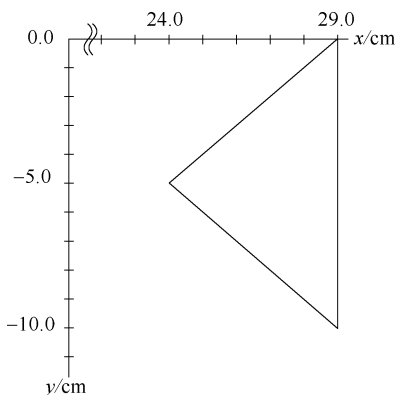


图 7-22 在 20% 额定负载的转矩扰动下, 机器人 SCARA 绘制的三角形轨迹

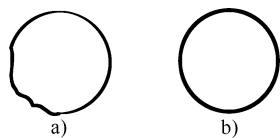


图 7-23 机器人 SCARA 绘制的圆圈 (总用时 1.6s)

- a) 参考加速度不降低时
b) 参考加速度降低时

7.8 基于模糊系统的运动控制

模糊系统源自对已知信息含糊不清的一类设备的行为进行建模的一种逻辑,即用在 0~1 之间取值的隶属函数(MF)来对这类设备的行为进行建模。

在模糊集中,根据模糊逻辑,一个对象(变量)隶属于一个给定集合的程度用隶属度来表示,隶属度在 0~1 之间取值。

模糊变量取语言值,例如 LOW(低)、MEDIUM(中)、HIGH(高)等,这些语言值可以用渐变的钟形或高斯型的隶属函数来定义,如图 7-24 所示。

通常,隶属函数是对称或不对称的三角形或梯形。

以图 7-24 为例,在 750r/min 时,变量以 50% 的隶属度(MF = 0.5)属于 LOW,以 50% 的隶属度(MF = 0.5)属于 MEDIUM。一个变量的所有可能取值构成其论域。

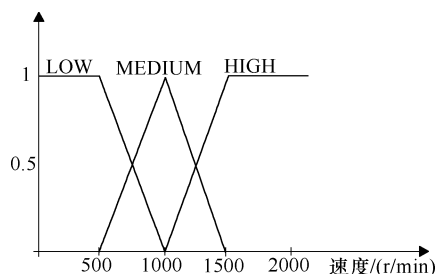


图 7-24 用隶属函数定义的模糊集

在模糊集中,布尔逻辑理论的性质仍然成立。并运算(对应于 OR)的定义为

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (7-78)$$

交运算(对应于 AND)的定义为

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (7-79)$$

补运算(对应于 NOT)的定义为

$$\mu_A(x) + \mu_{\neg A}(x) = 1 \quad (7-80)$$

使用三角形隶属函数时,OR、AND、NOT 运算如图 7-25 所示。

传统控制系统以设备的数学模型为基础,而模糊控制则基于操作人员的直觉和经验。因此,对于模型模糊不清的设备来讲,除了参数自适应系统、参考模型自适应系统、变结构系统外,模糊控制无疑也是一个很适合而有力的工具。

从本质上讲,模糊运动控制暗含自适应,因此其鲁棒性是显而易见的。

模糊系统中的控制律具有以下形式

$$\text{IF } x = A \text{ AND } y = B \text{ THEN } z = C \quad (7-81)$$

式中, x, y, z 是模糊变量,它们的论域为 A, B, C 。以永磁直流有刷电动机的速度控制为例,可选取速度误差 $E = \omega_r^* - \omega_r$ 及其导数 $CE = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r$ 作为模糊变量。前面在表示滑模泛涵(切换函数)时,也选用了同样的变量。其模糊控制的第一条规则可以为这样的形式:如果 E 为 Z(零)且误差导数 CE 为 NS(负小),那么指令电压的增量 ΔV_1 为 NS(负小)。

Z、NS 和语言值 ΔV 采用对称的隶属函数来定义,如图 7-26 所示。

控制律 ΔV_1 可以作图得到。当有两条规则(第二条的输出为 ΔV_2)时,可以融合

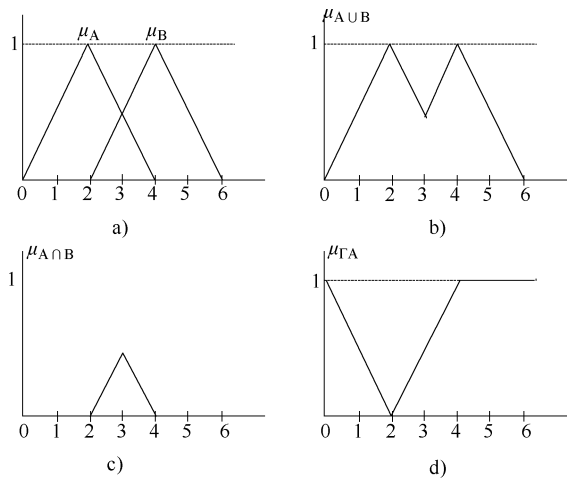


图 7-25
a) 模糊集 A 和 B b) 并 c) 交 d) 补

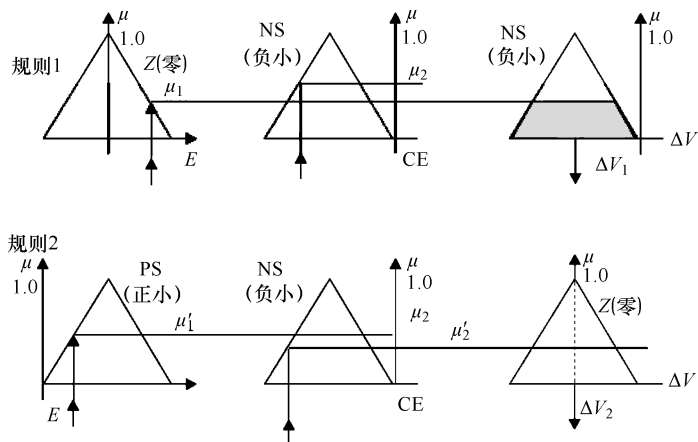


图 7-26 MAX-MIN (SUP-MIN) 模糊规则的构成

为一条，等效的控制就是两个输出 ΔV_1 和 ΔV_2 之间的平均。具体而言，通常要先为模糊规则构建一个如表 7-1 那样的模糊规则表作为基础，然后再如图 7-27 那样，对相应的隶属函数进行描述。

表 7-1

$CE \setminus E$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z
NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z	PS

(续)

CE \ E	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NS	NVB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB
PB	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

说明：Z—零，PS—正小，PM—正中，PB—正大，PVB—正极大，NS—负小，NM—负中，NB—负大，NVB—负极大。

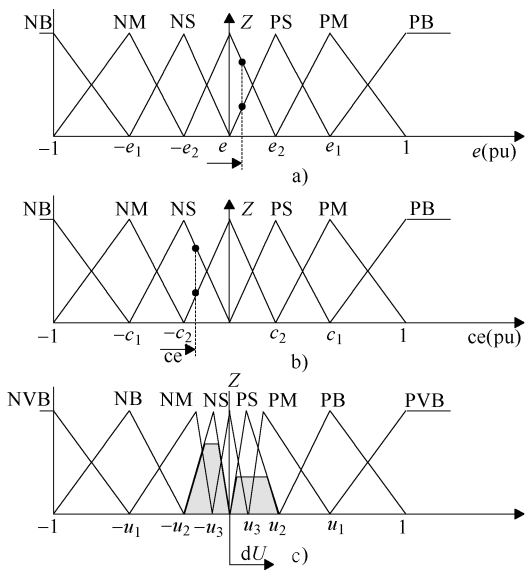


图 7-27 速度控制的模糊隶属函数
a) 速度误差 b) 加速度误差 c) 指令增量

复合运算是控制律的微积分运算。在各种复合方法中，这里主要介绍 MAX-MIN (SUP-MIN) 方法和 MAX-DOTA 方法。MAX-MIN 方法在图 7-26 中已经做了示意，其表达形式如下：

$$\mu_u(u) = \text{SUP}_x [\min \mu_x(x) \cdot \mu_r(x, u)] \tag{7-82}$$

也就是说，每条规则的结果为各隶属函数取最小值 (MIN)，复合的输出则取所有规则结果的最大值的上界。单输入模糊运动控制器的一般结构如图 7-28 所示。

指令变量（在我们的例子中是电压或电流）是以 e 和 ce 这两个（相对值）变量为基础来确定的，相对值 e 和 ce 则等于它们的实际 E 和 CE 值除以相应的幅值。

模糊化就是给变量取确定的（语言）数值，并计算其隶属函数，图 7-26 ~ 图 7-27 这些情况就是。去模糊化则有多种方法，其中之一是重心法，它利用模糊函数 U 的重心来求取指令变量 U_0 ，如图 7-26 所示：

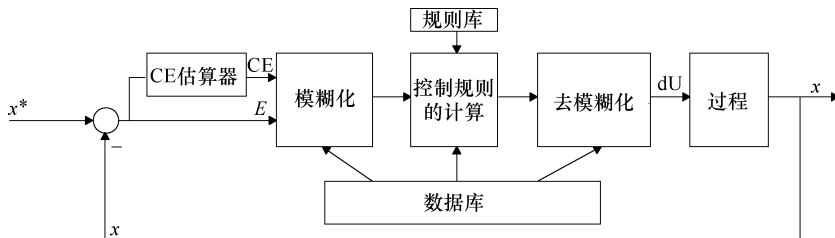


图 7-28 典型的单输入模糊控制系统

$$U_0 = \frac{\int U \mu_u(u) \cdot du}{\int \mu_u(u) \cdot du} \quad (7-83)$$

另一种是高度法，它首先计算每个函数的重心，然后再计算高度的加权平均值：

$$U_0 = \frac{\sum_{i=1}^n U_i \mu_u(u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_u(u_i)} \quad (7-84)$$

模糊控制看似简单，但其中涉及的数学操作使得其实现起来比较耗时。为此，人们提出了神经-模糊集合，它使得我们可以快速选择隶属函数、规则和指令信号。

在模糊系统理论中，除了基于规则的方法外，参考文献 [12] 提出了一种基于关联的方法。关联方法的思想是这样的：定义一个个的输入区域，在每个区域中，输出可以表示为输入变量值（譬如宽度 W 和高度 H ）的线性组合。

基于关联方法的第一条规则可以定义为，如果 W 为 MEDIUM（中）且 H 为 MEDIUM（中），那么

$$I_s = A_{01} + A_{11}W + A_{21}H \quad (7-85)$$

式中，系数 A_{ij} 可以用线性回归算法来确定，然后再通过观测与仿真来调整。最后，再对式 (7-85) 这样的线性方程的输出进行去模糊处理，也就是利用相应的隶属函数值 μ_1 和 μ_2 来对分量 I_{s1} 与 I_{s2} 进行加权平均，即

$$I_s = \frac{I_{s1}\mu_1 + I_{s2}\mu_2}{\mu_1 + \mu_2} \quad (7-86)$$

以永磁直流有刷电动机的速度控制为例，采用基于规则的模糊控制方法（表 7-1），指令信号为

$$U(k) = U(k-1) + GU \cdot du \quad (7-87)$$

式中， GU 为电压幅值， du 为指令电压增量的相对值，是在去模糊过程中用高度法计算而得的。永磁直流有刷电动机的功率为 1.84kW ，转速为 1800r/min ， $J=0.0465\text{kgm}^2$ ， $R=0.6\Omega$ ， $L=8\text{mH}$ ， $K_E=0.55\text{Vs/rad}$ ， $T_s=k_L\omega_r^2$ ， $K_T=2.78 \times 10^{-4}\text{Nm s}^2/\text{rad}$ ，系统对阶跃扰动的响应如图 7-29 所示，对转动惯量的阶跃状突变的响应如图 7-30 所示。可见，两种情况下系统的鲁棒性都很好。

如果在高速下性能较好，而在低速下却存在问题，那么可以用一组新的模糊规则和指令来解决问题。

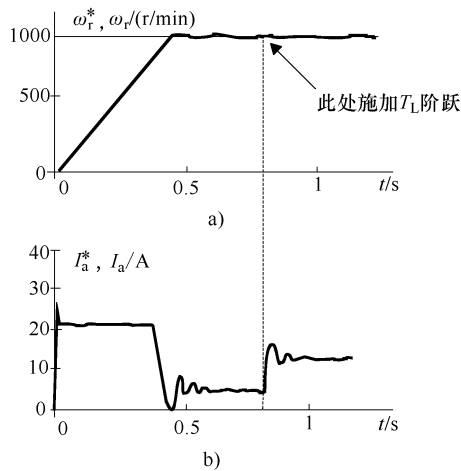


图 7-29 在阶跃速度指令下，
模糊控制器对转矩扰动的响应
a) 速度 b) 电流^[10]

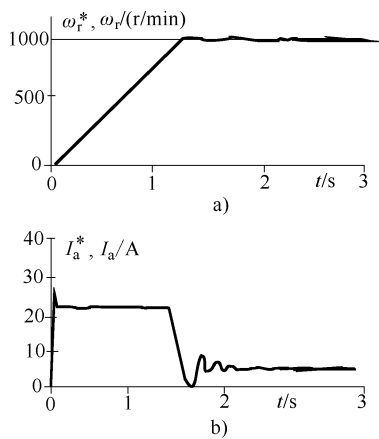


图 7-30 模糊速度控制器对
转动惯量变动的响应
a) 速度 b) 电流^[10]

7.9 基于神经网络的运动控制^[11]

神经网络（NN）是人工神经元之间互连的系统，其中的人工神经元模拟了人脑的神经元系统。相比专家系统和模糊集合，神经网络是人工智能的一种更加普遍的形式。人工神经元的模型如图 7-31 所示。

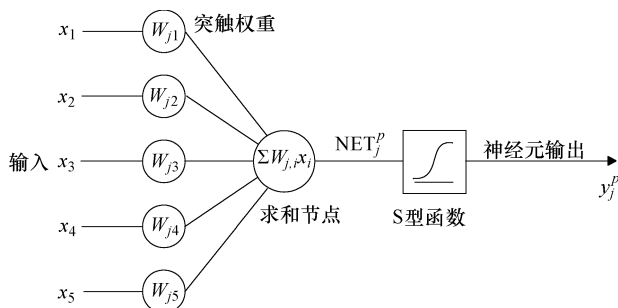


图 7-31 人工神经元的模型

输入的每个连续信号经由加权的突触——正的兴奋性突触或负的抑制性突触，通往加法节点，然后再通过一个非线性传递函数（激励函数），到达输出。激励函数可以是阶梯形的、或限幅形的、或符号函数形的（sgn）、或线性限幅型的函数，或者是非

线性的 S 型函数 (sigmoid 函数), 例如:

$$y = \frac{1}{1 + e^{-\alpha_s x}} \quad (7-88)$$

式中, y 的变化范围为 0 (对应于 $x = -\infty$) 到 1 ($x = +\infty$), 当 α_s 较大时, y 接近于阶跃函数。尽管人脑中的神经元是如何互联的依然成谜, 但在科学和技术应用中, 人们已经提出了至少 60 个人工神经网络模型。这些模型可以分为前馈神经网络和反馈神经网络, 目前是第一类占绝大多数。

典型的前馈模型有三层, 即输入层、隐蔽层 (屏蔽层) 和输出层, 如图 7-32 所示。其输入和输出变量之间的关系为以下的形式:

$$[V]_b = [W]_{ba} [X]_a \quad (7-89)$$

$$[Y]_c = [W]_{cb} [V]_b \quad (7-90)$$

以图 7-32 为例, 其中的权值 $W_{j,i}$ 共有 25 个, 它们都需要通过迭代学习的过程来计算, 即通过对所期望的各种输出信号与实际信号进行大量的比较来计算。

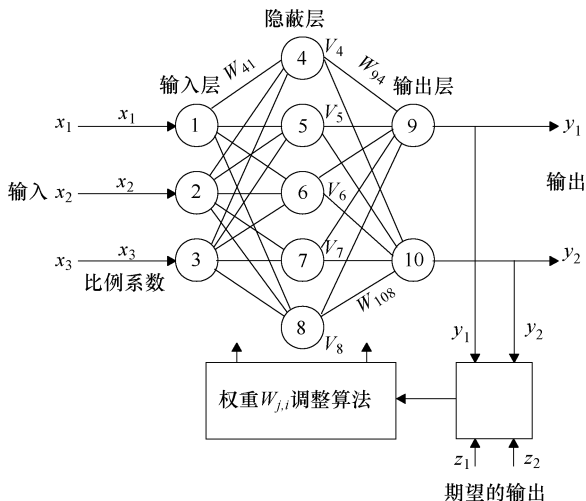


图 7-32 典型的前馈神经网络模型

回传学习算法 (BP 算法) 目前已经得到广泛接受, 它以少量的初始值开始, 以罚函数 (譬如误差平方和最小) 为基础, 采用最速下降法来连续地改变权值 $W_{j,i}$ 。

回传学习算法由遍历网络各层的两次传播组成。在前向传播中, 将输入样本施加在输入节点上, 其影响一层层地向前传播, 最后产生一组输出, 同时, 网络的突触权值是固定不变的。在回传过程中, 则由期望输出减去实际输出得到误差信号, 再让误差信号沿着突触链往输入的方向回传, 所有的突触权值都将按照特定的误差校正算法来进行调节, 以使网络的实际输出更接近期望输出。

对于图 7-31 所示的单个处理单元 (神经元 j), 根据式 (7-89) ~ 式 (7-90), 其输出方程为

$$\text{NET}_j^p = \sum_{i=1}^N W_{j,i} X_i \quad (7-91)$$

$$y_j^p = f_j(\text{NET}_j^p) \quad (7-92)$$

式中, p 表示第 p 个训练样本; i 表示 (给神经元 j) 馈送信号的第 i 个神经元, X_i 是其馈送的信号; NET_j^p 、 f_j 、 y_j^p 分别是神经元 j 的激活信号 (即求和节点的输出)、非线性可微的激励函数以及输出。

对于第 p 个训练样本, 若其期望输出为 d^p (其在神经元 j 上的输出分量为 d_j^p), 则其在输出层所有神经元上产生的误差平方和 E_p 为

$$E_p = \frac{1}{2} (d^p - y^p)^2 = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^s (d_j^p - y_j^p)^2 \quad (7-93)$$

对于所有训练样本, 总的误差平方和 E 为

$$E = \sum_{p=1}^p E_p = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^p \sum_{j=1}^s (d_j^p - y_j^p)^2 \quad (7-94)$$

利用梯度下降法来调整权值 $W_{j,i}$, 直到 E 达到最小为止:

$$W_{j,i}(t+1) = W_{j,i}(t) + \eta \left(\frac{\partial E_p}{\partial W_{j,i}(t)} \right) + \alpha [W_{j,i}(t) - W_{j,i}(t-1)] \quad (7-95)$$

式中, η 是学习率; α 是通常为正的矩量修正系数, 以保证误差能够收敛到全局最小。利用以下的学习率 η 步长自适应公式, 可以进一步改进回传算法:

$$\eta(t+1) = U \cdot \eta(t); U > 1.0 \quad (7-96)$$

以上的 $W_{j,i}$ 调整是一个迭代的过程。在迭代中, 还需要让误差沿着网络逐步回传到输入, 以便能对隐蔽层的权值进行调整。

目前, 已经有多种特殊的回传学习算法可供使用。

7.10 神经—模糊网络^[11]

在模糊系统中, 规则和隶属函数的辨识要用到基于规则的方法或基于关联的方法, 这些方法所需的计算可以用神经—模糊网络来完成。

对于图 7-27 所示的模糊速度控制, 就可以使用图 7-33 所示的神经—模糊网络来完成相关的计算。

实际上, 如图 7-33 所示的神经—模糊控制器实现了利用关联方法来进行指令信号计算的模糊控制。 W_c 和 W_g 这两个权值分别确定隶属函数的空间间隔和斜率。由此生成了 9 条规则。图 7-33 的下部给出的是关联方法中的线性方程, 去模糊则为图 7-33 的右侧部分。

7.10.1 神经网络的应用

考虑到可以利用电压斩波角来对神经网络进行训练, 因此有可能将神经网络用在静止功率变换器中, 有选择性地消除脉宽调制的谐波。用于诊断、监控以及智能运动

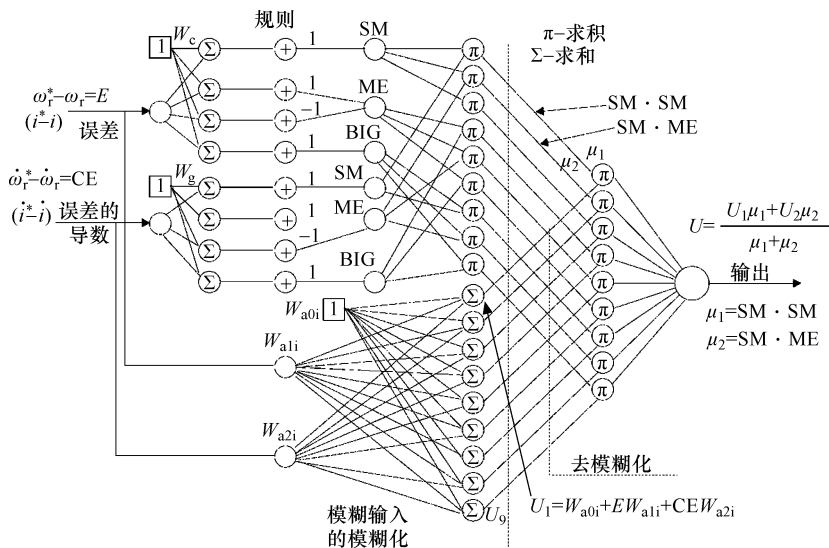


图 7-33 神经—模糊速度控制器

控制时，神经网络的训练既可以在线进行，也可以离线进行。此外，也可以基于测得的电压和电流，用神经网络来估算磁链、转矩及有功^[15]。其他的应用还包括交流电动机的电流控制^[16]、直流有刷电动机的控制^[17]等。

神经网络既可以用微处理器中的软件来实现，也可以用特殊的硬件来实现。目前，已有一些专用的神经网络集成芯片面市，例如 INTEL 公司的 8017 NxETANN，Microdevice 公司的 MD 1220NBS，以及 Neural Semiconductor 公司的 NUSU32 等。

7.11 小结

① 本章综合介绍了电气传动中的经典串联闭环控制系统以及非线性闭环运动控制系统。

② 将电力电子变换器表示为简单的增益，对转矩和速度控制相串联的控制器进行了详细介绍。

③ 用实例介绍了用单个数字滤波器来实现数字位置控制器的方法。在该实例中，PEC 用一个增益和一个零阶保持器来模拟。

④ 非线性运动控制系统本身就是一门科学，本书对它的介绍仅限于带转矩和速度观测器的状态空间控制、滑模控制、模糊控制、神经网络控制等，主要介绍了它们在永磁直流有刷电动机驱动中的一些应用结果和文献。介绍这个主题的目的只是想为感兴趣的读者提供一个起点，要深入学习的读者请研读本章后面所列的文献。

⑤ 本章仅牵涉到直流有刷电动机的应用，但所介绍的内容是通用的，也可用于交流电动机的矢量控制。

7.12 习题

7.1 针对 7.2.1 节中的电流控制器, 设参考电流有一个 10A 的阶跃增大, 请计算电流控制器的响应。

7.2 一台直流有刷电动机, 数据为: $R_a = 0.25\Omega$, 额定电流为 20A, (电源) 额定电压 $e_0 = 110V$, 额定速度 $n_n = 1800r/min$, 由一个工作于电流连续模式的功率晶体管斩波器供电。总转动惯量 $J = 0.1kgm^2$, 机械时间常数 $\tau_m = 2\pi J/B = 10s$, 电气时间常数 $\tau_e = 40ms$, 因此电气过程远快于机械过程。驱动采用比例型 (P 型) 电流控制器 (电流传感器的增益为 $K_i = 0.5V/A$) 和 PI 型速度控制器。请设计速度控制器, 即求 K_{sn} 和 τ_{sn} (要求阻尼比为 $1/\sqrt{2}$, 自然振荡频率为 $\omega_n = 10rad/s$, 速度传感器增益为 $K_n = 0.1Vs/转$)

7.3 对于习题 7.2 中用于直流有刷电动机控制系统的速度控制器, 求速度—负载转矩的函数关系, 并证明速度对转矩扰动的稳态误差为零。

7.4 一台直流有刷串励电动机的数据为: 总电阻 (电枢 + 磁场绕组) 为 $R_{at} = 1\Omega$, 总电感为 $L_{at} = 40mH$, 额定电压 $V_n = 120V$, 额定速度 $n_n = 1800r/min$, 额定电流为 10A。额定速度下剩磁感应的电压为 $e_{rem} = 5V$, 磁化曲线看成直线, $J = 10^{-2}kgm^2$ 。

a. 在额定点作线性化处理之后, 确定负载转矩恒定 (零负载转矩变动) 时的开环传递函数 $i_a(p)/e_a(p)$ 、 $n(p)/i_a(p)$ (其中 e_a 为端电压)。

b. 在额定点作线性化处理之后, 确定输入电压恒定 (零输入电压变动) 时的开环传递函数 $i_a(p)/T_L(p)$ 、 $n(p)/i_a(p)$ 。

7.13 参考文献

1. B. Kisanin, G.C. Agarwal, Linear Control Systems, Kluwer Academic Press, 2001
2. P. Katz, Digital Control Systems Using Microprocessors, Prentice Hall, 1982
3. H.F. Vanlandingham, Introduction to Digital Control Systems, Macmillan, 1985
4. R. Lorenz, T.A. Lipo, D.W. Novotny, Motion Control with Induction Motors, IEEE Proc., vol.82, no.8, 1994, pp.1215-1240
5. K. Ohnishi, N. Matsui, Y. Hori, Estimation, Identification and Sensorless Control in Motion Control Systems, IBID., pp.1253-1265
6. I. Awaya et al, New Motion Control With Inertia Identification Using Disturbance Observer Record of IEEE - IECON 1992, vol.1, pp.77-80
7. V.I. Utkin, Variable Structure System With Sliding Mode, IEEE Trans., vol.AC - 27, no.2, 1977, pp.212-222
8. A. Kawamura, H. Itoh, K. Sakamoto, Chattering Reduction of Disturbance Observer Based Sliding Mode Control, IEEE Trans., vol.IA - 30, no.2, 1994, pp.456-461
9. K. Sakamoto, A. Kawamura, Trajectory Planning Using Optimum Solution of Variational Problem, Power Conversion Conference, Yokohama 1993, pp.666-671
10. G.D. Sousa, B.K. Bose, A Fuzzy Set Theory Based Control of a Phase - Controlled Converter D.C. Machine Drive, IEEE Trans., vol.IA - 30, no.1, 1994, pp.34-44

11. **B.K. Bose**, Expert System, Fuzzy Logic And Neural Network Applications in Power Electronics and Motion Control, IEEE Proc., vol.82, no.8, 1994, pp.1303-1323
12. **T. Takagi, M. Sugero**, Fuzzy Identification Systems and Its Applications to Modeling and Control, IEEE Trans., vol.SMC - 15, no1, 1985, pp.116-132
13. **L.A. Zadeh**, Fuzzy Sets, Informat. Contr., vol.8, 1965, pp.338-343
14. **California Scientific Software**, Introduction to Neural Networks, Grass Valley CA, 1991
15. **M.G. Simoes, B.K. Bose**, Feedback Signal Estimation by Neural Network, Record of IEEE - IAS - 1994 Annual Meeting;
16. **M.R. Buhland, R.D. Lorenz**, Design and Implementation of Neural Networks for Digital Current Regulation of Inverter Drive, Record of IEEE-IAS - 1991 Annual Meeting, Part 1, pp.415-423
17. **S. Weerasooriya, M.A. El-Sharkawi**, Identification and Control of a D.C. Motor Using Back - Propagation Neural Networks, IEEE Trans., vol.EC - 6, no.6, 1991, pp.663-669.

第 8 章 电气传动用感应电动机

感应电动机就像工业中的牛和马一样，是主要的动力来源。感应电动机是一种交流电动机，既可以为三相，也可以为单相（用于小功率场合）。传统工业用的感应电动机由电压和频率恒定的公用电网供电，运行速度基本恒定。在现代调速传动中，感应电动机由 PEC 提供的变压变频电源供电。

跟直流电动机一样，感应电动机也是由固定的定子和安装在机械转轴上运动的转子构成的，气隙位于定、转子之间，将二者分隔。

8.1 定子及其旋转磁场

定子本质上是一个导磁的铁心，由 0.1 ~ 0.5mm 厚的硅钢片冲制出的叠片叠成，铁心的槽中嵌有线圈。这些线圈以某种方式互联起来，构成所谓的交流电枢绕组（定子绕组），如图 8-1 所示。

放置在槽中的三相绕组可以是单层的（见图 8-1），也可以是双层的。所有的线圈通常是相同的，它们的跨距接近或等于极距 τ （即线圈磁动势或相磁动势的半个周期）。

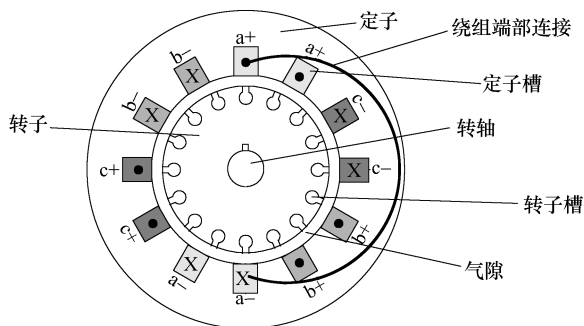


图 8-1 两极感应电动机的横截面示意图

沿电枢圆周有 $2p$ 个磁极。每个极下可分作三个区域，每相占一个区域。在每极下每相的区域内，有 q 个槽（ $q=2 \sim 8$ ，通常为整数）。相邻的同极性的区域，例如图 8-1 中的 $a+a+$ 和 $b+b+$ ，在空间上移相的几何角度为 $2\pi/3/p$ ，对应于一个极距的 $2/3$ 。

由于一个极距对应于半个周期（ 180° 电角度），因此，电角度 α_e 和机械角度 α_g 的关系为

$$\alpha_e = p \cdot \alpha_g \quad (8-1)$$

每相线圈的磁动势的波形为阶梯状，如图 8-2 所示，它与半个周期（一个极距 τ ）下的正弦分布很接近。当然，也存在谐波，这通常会产生寄生转矩，并且转子和定子的槽开口会使这种转矩增大。

由于相电流是正弦变化的，因此 a 相磁动势基波 $F_{a1}(x, t)$ 可以写成：

$$F_{a1}(x, t) = F_{a1m} \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} x \cdot \sin \omega_1 t \quad (8-2)$$

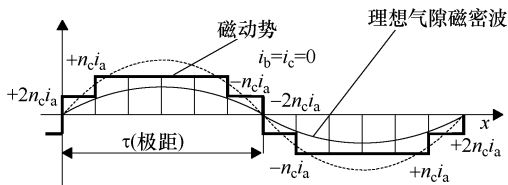


图8-2 采用双层短距绕组时 a 相的磁动势和气隙磁密

$$i_a(t) = I \times \sqrt{2} \sin \omega_1 t \quad (8-3)$$

由于 b、c 两相在空间上相对 a 相移相 $2\pi/3$ 电角度，它们的电流 i_b 、 i_c 在时间上也移相 $2\pi/3$ 电角度，因此 b、c 两相的磁动势为

$$F_{bl}(x, t) = F_{alm} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau} \times x - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8-4)$$

$$F_{cl}(x, t) = F_{alm} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau} \times x + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8-5)$$

合成的定子磁动势基波 $F_{sl}(x, t)$ 应该为 F_{al} 、 F_{bl} 和 F_{cl} 之和，所以有：

$$F_{sl}(x, t) = \frac{3}{2} F_{alm} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \times x - \omega_1 t\right) \quad (8-6)$$

这显然是一个沿着转子圆周行进的行波，其线速度 U_s 可由以下公式获得：

$$\frac{\pi}{\tau} \times x - \omega_1 t = \text{常数} \quad (8-7)$$

其增量（微分）应该等于零，即

$$\frac{\pi}{\tau} dx - \omega_1 dt = 0$$

最后得：

$$U_s = \frac{dx}{dt} = \tau \cdot \frac{\omega_1}{\pi} = 2\tau f_1 \quad (8-8)$$

式中， f_1 为定子电流的频率。

由于气隙均匀，忽略槽开口，当转子电流为零时，气隙磁密 $B_{gl}(x, t)$ 为

$$B_{gl}(x, t) \approx \mu_0 \cdot \frac{F_{sl}(x, t)}{g_e} \quad (8-9)$$

式中， g_e 是综合考虑槽开口以及定、转子磁路饱和后的等效气隙长。

因此，在转子电流为零时，三相定子绕组电流在气隙中产生的是一个线速度为 $U_s = 2\tau f_1$ 的行波磁场。由于圆周线速度跟转速 n_1 以及定子铁心内径 D_i 有关：

$$U_s = \pi \cdot D_i \cdot n_1 = 2p \cdot \tau \cdot n_1 \quad (8-10)$$

因此，行波场的转速 n_1 为

$$n_1 = f_1 / p \quad (8-11)$$

n_1 称作同步速度，因为在这个速度下，转子绕组中不会感应电动势。

8.2 笼型转子和绕线转子的等效

转子铁心是由硅钢片叠成的, 外圆周上冲制有均匀分布的槽。转子槽中要么装设铝条 (或铜条), 两端由端环短接, 构成所谓的笼型转子, 如图 8-3a 所示; 要么跟定子一样, 安装三相绕组, 连接到铜环以及在定子上固定不动的电刷上, 构成所谓的绕线转子, 如图 8-3b 所示。

可以证明, 由导条构成的对称笼型绕组可以等效为一个三相绕组, 即笼型转子可以等效为绕线转子。

绕线转子的好处在于, 它可以通过电刷, 外接电力电子变换器 (PEC) 或可变电阻。

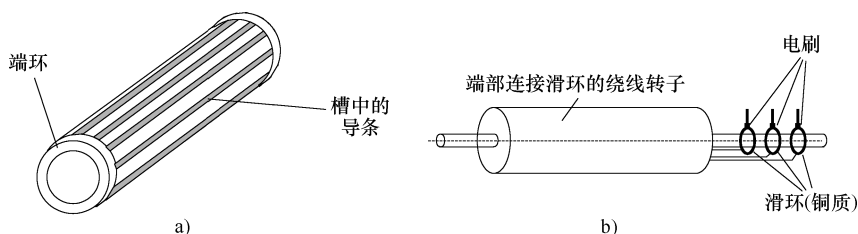


图 8-3 感应电动机转子

a) 笼型转子 b) 绕线转子

8.3 槽型取决于应用和功率等级

在中小功率的场合, 定子采用半闭口槽, 如图 8-4a 所示, 而在数百 kW 以上的场合, 则采用图 8-4b 所示的开口槽, 以便将预制的线圈安装到槽中。若定子采用开口槽, 那么绕线转子通常采用半闭口槽 (即使在 MW 及以上的大功率场合也是如此), 以便能够使用很小的气隙 (小于 2mm)。在恒频供电的工业应用场合, 笼型转子的槽型主要取决于功率速度等级以及所需的起动转矩。

图 8-5a 所示的绕线式半闭口槽在起动时没有明显的趋肤效应, 可用于恒频供电小功率小起动转矩的电动机中, 或用于需要避免集肤效应的调速场合。

所谓趋肤效应, 就是在转子频率较高时 (转子静止时的频率最高, 此时 $f_2 = f_1$), 转子导条中的电流倾向于集中在转子导条的上部。其结果是转子电阻明显增大, 槽漏感降低了少许。

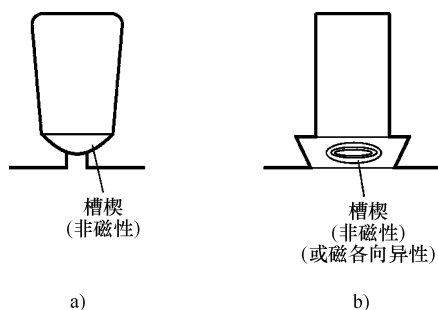


图 8-4 定子及绕线转子的槽

a) 低功率场合的半闭口槽

b) 大功率场合的开口槽

在中等功率的场合,使用图 8-5e、f 所示的双笼转子,来降低起动电流、增大起动转矩。无论是趋肤效应(深槽导条),还是双笼,都意味着额定速度下的转子电阻和损耗将较高,因此在调速传动中要予以避免。在调速(变频)传动中,人们提出使用图 8-5b 所示的槽型来降低转子的表面损耗。

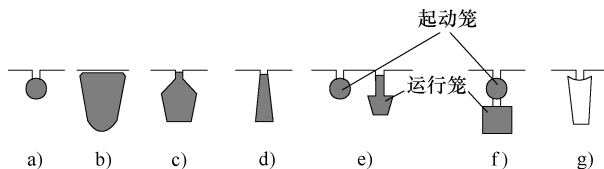


图 8-5 转子槽型

a) 圆形半闭口槽—用于低功率及变频电动机 b) 闭口槽—用于低噪音或高速电动机 c) 具有中等趋肤效应和起动转矩的半闭口槽—用于恒频电动机 d) 具有高趋肤效应和高起动转矩的半闭口槽—用于恒频电动机 e、f) 双笼转子—用于超高起动转矩的恒频电动机 g) 用于逆变器供电的高速电动机

我们之所以介绍这个内容,是因为现有的很多电动机都开始改用 PEC 供电,我们必须格外留意它们的性能。此外,在恒频(定速)运行的场合,人们已经开发了一系列的高效率电动机,尽管这类电动机具有较低的起动转矩、较大的起动电流,但由于其运行损耗降低,具有投资回收期短的特点,因此更适合于 PEC 供电的调速场合。

8.4 电感矩阵

电动机是由电路和磁路构成的系统,其中的电路和磁路之间存在着电磁耦合。可以将电动机看成是电阻、自感以及互感的组合。下面简单讨论一下这些电感。

由于对称的转子笼型绕组等效于一个三相绕组,因此以下只考虑绕线转子感应电动机,如图 8-6 所示。

在图 8-6 中,总共有六个电路(六相),每个电路都有自感和互感。请注意, a、b、c、a_r、b_r、c_r 各相的自感跟转子位置没有关系(忽略槽开口)。自感中包含两部分,一个是主要部分 L_{ms} 或 L'_{mr} , 它对应于穿过气隙同时与定、转子两侧绕组相交链的磁路,另一个是漏磁部分 L_{ls} 或 L'_{lr} , 它对应于经过槽内、绕组端部等空气部位而没有同时交链定、转子绕组的磁路。

请注意,每相磁动势产生的气隙磁密沿转子圆周的分布基本是正弦的,因此,任何两相绕组间的耦合电感是按它们之间偏移的电角度的余弦函数规律变化的。此外,尽管定子的互感 L_{ab} 、 L_{bc} 、 L_{ac} 以及转子的互感 L_{a,b_r} 、 L_{a,c_r} 、 L_{b,c_r} 主要都是经过气隙的磁路的电感,但它们跟转子位置无关,即

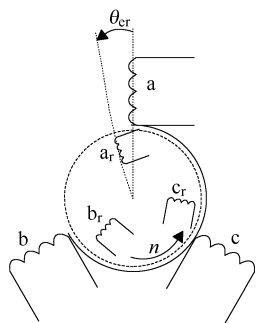


图 8-6 具有等效绕线转子的三相感应电动机

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_{ms}}{2} \quad (8-12)$$

$$L_{a,b_r} = L_{b,c_r} = L_{c,a_r} = L_{mr}^r \cdot \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_{mr}^r}{2} \quad (8-13)$$

最后, 定、转子间的耦合电感 L_{sr} 是通过 $\cos\theta_{er}$ 与转子位置相关联的, 其原因在于任何定子相在气隙中产生的气隙磁密都是正弦的。所以:

$$L_{sr}(\theta_{er}) = L_{ms} \cdot \frac{W_{re}}{W_{se}} \cos\theta_{er} \quad (8-14)$$

式中, W_{re} 、 W_{se} 分别是转子相、定子相的等效匝数。由于自感跟匝数的平方成正比, 因此有:

$$\frac{W_{re}}{W_{se}} = \sqrt{\frac{L_{mr}^r}{L_{ms}}} = K_{rs} \quad (8-15)$$

所以有:

$$L_{sr}(\theta_{er}) = L_{srm} \cos\theta_{er} \quad (8-16)$$

$$L_{srm} = \sqrt{L_{ms} \cdot L_{mr}^r} \quad (8-17)$$

现在, 可以将以上的各个电感组装在一起, 构成所谓的电感矩阵 $[L_{a,b,c,a_r,b_r,c_r}(\theta_{er})]$:

$$[L_{a,b,c,a_r,b_r,c_r}(\theta_{er})] = \begin{matrix} & \begin{matrix} a & b & c & a_r & b_r & c_r \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ a_r \\ b_r \\ c_r \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{a,a_r} & L_{b,a} & L_{c,a} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} & L_{a,b} & L_{b,b} & L_{c,b} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} & L_{a,c} & L_{b,c} & L_{c,c} \\ L_{a,a_r} & L_{a,b} & L_{a,c} & L_{a,a_r} & L_{a,b_r} & L_{a,c_r} \\ L_{b,a} & L_{b,b} & L_{b,c} & L_{a,b_r} & L_{b,b_r} & L_{b,c_r} \\ L_{c,a} & L_{c,b} & L_{c,c} & L_{a,c_r} & L_{b,c_r} & L_{c,c_r} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (8-18)$$

其中:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = L_{ls} + L_{ms}; \quad L_{ab} = -L_{ms}/2; \quad L_{ac} = -L_{ms}/2; \\ L_{a,a} &= L_{b,b} = L_{c,c} = L_{srm} \cos\theta_{er}; \quad L_{a,a_r} = L_{b,b_r} = L_{c,c_r} = L_{lr}^r + L_{mr}^r; \\ L_{c,a} &= L_{a,b} = L_{b,c} = L_{srm} \cos(\theta_{er} - 2\pi/3); \\ L_{c,b} &= L_{a,c} = L_{b,a} = L_{srm} \cos(\theta_{er} + 2\pi/3); \\ L_{a,b_r} &= -L_{mr}^r/2; \quad L_{b,c_r} = -L_{mr}^r/2. \end{aligned}$$

8.5 转子到定子的归算

所谓归算, 就是将实际转子绕组用一个具有相同性能 (及损耗)、但每相匝数跟定子每相匝数相同的等效绕组来代替。这是一种很有用的做法。

显然, 这样一来, 定、转子的最大互感就相等了, 即 $L_{ms} = L_{mr}$ 。因此, 有:

$$L_{srm} = L_{ms} \quad (8-19)$$

记转子电流和电压为 i_{ar}^r 、 i_{br}^r 、 i_{cr}^r 、 V_{ar}^r 、 V_{br}^r 、 V_{cr}^r , 归算到定子的对应值记为 i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} 、 V_{ar} 、 V_{br} 、 V_{cr} , 则由归算前后磁动势不变可得:

$$\frac{i_{ar}^r}{i_{ar}^r} = \frac{i_{br}^r}{i_{br}^r} = \frac{i_{cr}^r}{i_{cr}^r} = K_{rs} \quad (8-20)$$

为了保持转子输入功率不变, 则应有:

$$\frac{V_{ar}^r}{V_{ar}^r} = \frac{V_{br}^r}{V_{br}^r} = \frac{V_{cr}^r}{V_{cr}^r} = \frac{1}{K_{rs}} \quad (8-21)$$

为了使绕组损耗和漏磁能不变, 则应有:

$$\frac{r_r}{r_r} = \frac{L_{lr}}{L_{lr}} = \frac{1}{K_{rs}^2} \quad (8-22)$$

因此, 新的电感矩阵 $[L_{a,b,c,a,b,c}(\theta_{er})]$ 跟原有的电感矩阵式 (8-18) 是相似的, 只是需做 $L_{mr}^r \rightarrow L_{ms}$ 、 $L_{srm} \rightarrow L_{ms}$ 的替换。

请注意: 对于笼型转子, 对应式 (8-15) 的转子到定子的归算系数 K_{rs} 的表达式要更复杂些。不过, 由于我们无需笼型的实际电流, 因此直接用归算后的参数来作各种运算是通行的做法。也就是说, 对笼型电动机来讲, K_{rs} 只是电动机设计时需要用到的一个参数而已。

接下来就可以推导在相坐标系中的相变量数学模型了。

8.6 高达8阶的相坐标数学模型

转子归算到定子以后, 定子坐标系中的定子电压、电流以及转子坐标系中的转子电压、电流所满足的方程的矩阵形式为

$$[V] = [r] \cdot [i] + \frac{d}{dt}[\lambda] \quad (8-23)$$

$$[\lambda] = [L_{a,b,c,a,b,c}(\theta_{er})] \cdot [i] \quad (8-24)$$

$$[r] = \text{Diag}[r_s, r_s, r_s, r_r, r_r, r_r] \quad (8-25)$$

$$[V] = [V_a, V_b, V_c, V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T \quad (8-26)$$

$$[i] = [i_a, i_b, i_c, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^T \quad (8-27)$$

设 θ_{er} 始终是随时间变化的, 将式 (8-24) 代入式 (8-23) 可得:

$$[V] = [r] \cdot [i] + [L] \frac{d[i]}{dt} + \frac{d[L]}{d\theta_{er}} \cdot [i] \cdot \frac{d\theta_{er}}{dt} \quad (8-28)$$

其中:

$$\frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r = p\Omega_r \quad (8-29)$$

式中, Ω_r 是机械角速度 ($\Omega_r = 2\pi n$)。

不考虑磁路饱和时, 对式 (8-28) 左乘 $[i]^T$, 得

$$[i]^T \cdot [V] = [i]^T \cdot [r] \cdot [i] + \frac{d}{dt} \frac{1}{2} [[i]^T \cdot [L] \cdot [i]] + \frac{1}{2} \cdot [i]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta_{er}} \cdot [i] \cdot \omega_r \quad (8-30)$$

式中, 右边第一项代表绕组损耗; 第二项代表电感储能的变化; 第三项代表电磁功率 P_e :

$$P_e = T_e \cdot \Omega_r = \frac{1}{2} [i]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta_{er}} \cdot [i] \cdot \omega_r \quad (8-31)$$

因此, 电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{1}{2} p \cdot [i]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta_{er}} \cdot [i] \quad (8-32)$$

运动方程为

$$\frac{J}{p} \times \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load}; \quad \frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r \quad (8-33)$$

这样, 我们就得到了一个系数 (电感) 随时间变化的 8 阶非线性模型 (其中还忽略了铁耗, 否则阶数会更高)。这只有用数值方法才可以直接求解, 也只有在一些特殊的情况下 (当计算成本合理、可以承受的时候), 才会直接使用这样复杂的模型, 但就目前来讲, 在电气传动中这往往还不可行。

因此, 人们引入了复变量 (空间相量), 以得到系数不随位置 (时间) 变化的模型。

8.7 空间相量模型

先引入以下符号表示^[1-4]:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad \cos \frac{2\pi}{3} = \operatorname{Re}[a]; \quad \cos \frac{4\pi}{3} = \operatorname{Re}[a^2]$$

$$\cos\left(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}\right) = \operatorname{Re}[a \cdot e^{j\theta_{er}}]; \quad \cos\left(\theta_{er} + \frac{4\pi}{3}\right) = \operatorname{Re}[a^2 \cdot e^{j\theta_{er}}] \quad (8-34)$$

将式 (8-34) 代入磁链表达式 (8-24), 并考虑到式 (8-18) 的电感矩阵, 则 a 相和 a_r 相的磁链 λ_a 和 λ_{ar} 可以写成:

$$\lambda_a = L_{ls} \cdot i_a + L_{ms} \cdot \operatorname{Re}[i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c] + L_{ms} \cdot \operatorname{Re}[(i_{ar} + a \cdot i_{br} + a^2 \cdot i_{cr})e^{j\theta_{er}}] \quad (8-35)$$

$$\lambda_{ar} = L_{lr} \cdot i_{ar} + L_{ms} \cdot \operatorname{Re}[i_{ar} + a \cdot i_{br} + a^2 \cdot i_{cr}] + L_{ms} \cdot \operatorname{Re}[(i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c)e^{-j\theta_{er}}] \quad (8-36)$$

现在引入以下的复变量作为空间相量:

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} \times (i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c) \quad (8-37)$$

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3} \times (i_{ar} + a \cdot i_{br} + a^2 \cdot i_{cr}) \quad (8-38)$$

其中:

$$\operatorname{Re}[\bar{i}_s] = i_a - \frac{1}{3} \times (i_a + i_b + i_c) = i_a - i_0 \quad (8-39)$$

$$\operatorname{Re}[\bar{i}_r] = i_{ar} - \frac{1}{3} \times (i_{ar} + i_{br} + i_{cr}) = i_{ar} - i_{0r} \quad (8-40)$$

在对称瞬态或对称稳态情况下, 且绕组对称时, 或三相星形联结时, 有:

$$i_a + i_b + i_c = 0; \quad i_{ar} + i_{br} + i_{cr} = 0 \quad (8-41)$$

利用式 (8-37) ~ 式(8-38) 的定义, 式 (8-35) ~ 式(8-36) 变为

$$\lambda_a = L_{ls} \cdot \operatorname{Re}(\bar{i}_s) + L_m \cdot \operatorname{Re}(\bar{i}_s + \bar{i}_r \cdot e^{j\theta_{er}}); \quad L_m = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (8-42)$$

$$\lambda_{ar} = L_{lr} \cdot \operatorname{Re}(\bar{i}_r) + L_m \cdot \operatorname{Re}(\bar{i}_r + \bar{i}_s \cdot e^{-j\theta_{er}}) \quad (8-43)$$

如果在式 (8-42) ~ 式(8-43) 中加入对应于 b 相、b_r 相以及 c 相、c_r 相的类似方程, 则电压方程式 (8-23) 变为

$$\bar{V}_s = r_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} = r_s \cdot \bar{i}_s + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d(\bar{i}_r e^{j\theta_{er}})}{dt} \quad (8-44)$$

$$\bar{V}_r = r_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} = r_r \cdot \bar{i}_r + L_r \cdot \frac{d\bar{i}_r}{dt} + L_m \frac{d(\bar{i}_s e^{-j\theta_{er}})}{dt} \quad (8-45)$$

其中:

$$L_s = L_{ls} + L_m; \quad L_r = L_{lr} + L_m \quad (8-46)$$

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \times (V_a + a \cdot V_b + a^2 \cdot V_c); \quad \bar{V}_r = \frac{2}{3} \times (V_{ar} + a \cdot V_{br} + a^2 \cdot V_{cr}) \quad (8-47)$$

以上的复变量 \bar{V}_s 、 \bar{V}_r 、 \bar{i}_s 、 \bar{i}_r 、 $\bar{\lambda}_s$ 、 $\bar{\lambda}_r$ 仍然是在它们各自的坐标系中表示的 (定子量在定子坐标系中, 转子量在转子坐标系中)。现在, 我们将定子上的复变量旋转 θ_b 角, 将转子上的复变量旋转 $\theta_b - \theta_{er}$ 角, 从而得到一个以速度 ω_b 旋转的统一的坐标系, 以及一组相应的带上标 b 的新复变量, 即:

$$\omega_b = \frac{d\theta_b}{dt} \quad (8-48)$$

$$\bar{\lambda}_s = \bar{\lambda}_s^b \cdot e^{j\theta_b}; \quad \bar{i}_s = \bar{i}_s^b \cdot e^{j\theta_b}; \quad \bar{V}_s = \bar{V}_s^b \cdot e^{j\theta_b} \quad (8-49)$$

$$\bar{\lambda}_r = \bar{\lambda}_r^b \cdot e^{j(\theta_b - \theta_{er})}; \quad \bar{i}_r = \bar{i}_r^b \cdot e^{j(\theta_b - \theta_{er})}; \quad \bar{V}_r = \bar{V}_r^b \cdot e^{j(\theta_b - \theta_{er})} \quad (8-50)$$

利用这些新的变量 (为简明起见, 以下省略新变量的上标 b), 式 (8-44) ~ 式(8-45) 变为

$$\bar{V}_s = r_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + j \cdot \omega_b \cdot \bar{\lambda}_s$$

$$\bar{V}_r = r_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} + j \cdot (\omega_b - \omega_r) \cdot \bar{\lambda}_r \quad (8-51)$$

其中:

$$\bar{\lambda}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + L_m \cdot \bar{i}_r \quad (8-52)$$

$$\bar{\lambda}_r = L_r \cdot \bar{i}_r + L_m \cdot \bar{i}_s \quad (8-53)$$

转矩也应该利用以上定义, 参照获得电磁转矩表达式 (8-32) 的类似方法, 对式 (8-51) 中的 \bar{V}_s 乘以 \bar{i}_s^* 或 \bar{V}_r 乘以 \bar{i}_r^* , 并根据功率平衡, 令两端的实部相等, 即

$$\operatorname{Re} \left[\frac{3}{2} (\bar{V}_s \cdot \bar{i}_s^*) \right] = \frac{3}{2} r_s |\bar{i}_s|^2 + \operatorname{Re} \left(\frac{3}{2} \times \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \bar{i}_s^* \right) + \operatorname{Re} \left[\frac{3}{2} (j \bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*) \omega_b \right]$$

上式的最后一项是电磁功率 P_e , 所以电磁转矩为

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_b/p} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \operatorname{Re} (j \cdot \bar{\lambda}_s \cdot \bar{i}_s^*) = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \operatorname{Re} (j \cdot \bar{\lambda}_r \cdot \bar{i}_r^*) \quad (8-54)$$

式 (8-51) ~ 式 (8-54) 与运动方程式 (8-33) 一起, 共同构成了忽略铁耗的绕线转子 (也适用于单笼转子) 感应电动机的复变量 (或称空间相量) 模型。

现在, 我们可以在复平面中, 将以上模型中的相量沿着互相垂直且运动速度为 ω_b 的两个轴线 d 轴和 q 轴进行分解^[5]:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= V_d + j \cdot V_q; \quad \bar{i}_s = i_d + j \cdot i_q; \quad \bar{\lambda}_s = \lambda_d + j \cdot \lambda_q \\ \bar{V}_r &= V_{dr} + j \cdot V_{qr}; \quad \bar{i}_r = i_{dr} + j \cdot i_{qr}; \quad \bar{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j \cdot \lambda_{qr} \end{aligned} \quad (8-55)$$

利用式 (8-55), 式 (8-51) 的两个电压方程及式 (8-54) 的转矩方程变为

$$\begin{aligned} V_d &= r_s \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_b \cdot \lambda_q \\ V_q &= r_s \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_b \cdot \lambda_d \\ V_{dr} &= r_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_b - \omega_r) \cdot \lambda_{qr} \\ V_{qr} &= r_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_b - \omega_r) \cdot \lambda_{dr} \\ T_e &= \frac{3}{2} p (\lambda_d i_{qr} - \lambda_q i_{dr}) = \frac{3}{2} p L_m (i_q i_{dr} - i_d i_{qr}) \end{aligned} \quad (8-56)$$

同样, 由式 (8-49) ~ 式 (8-50) 以及式 (8-47) 可得

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_b)] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (8-57)$$

其中 $[P(\theta_b)]$ 为 Park 变换矩阵:

$$[P(\theta_b)] = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} \cos(-\theta_b) & \cos\left(-\theta_b + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\theta_b - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(-\theta_b) & \sin\left(-\theta_b + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\theta_b - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8-58)$$

Park 反变换矩阵为

$$[P(\theta_b)]^{-1} = [P(\theta_b)]^T \quad (8-59)$$

用 $\theta_b - \theta_{er}$ 替换式(8-58) 中的 θ_b , 则可以得到类似式(8-57) 的适用于转子量的变换。

可以证明, 零序分量 V_0 、 i_0 、 V_{0r} 、 i_{0r} 拥有以下的独立方程, 没有参与电动机中的机电能量转换过程:

$$\begin{aligned} \bar{V}_0 &= r_s \cdot \bar{i}_0 + \frac{d\bar{\lambda}_{0s}}{dt}; \quad \bar{\lambda}_0 \approx L_{ls} \cdot \bar{i}_0 \\ \bar{V}_{0r} &= r_r \cdot \bar{i}_{0r} + \frac{d\bar{\lambda}_{0r}}{dt}; \quad \bar{\lambda}_{0r} \approx L_{lr} \cdot \bar{i}_{0r} \end{aligned} \quad (8-60)$$

式(8-56)~式(8-60) 是采用实变量(而非复变量)进行运算的感应电动机 $dq0$ 模型。由于复变量模型(空间相量模型)与 $d-q$ 模型是基于相同的假定得出来的(即都基于绕组为对称正弦分布、气隙均匀等假定), 因此二者是等效的。另外, 由于气隙均匀, 所以参照系的 ω_b 取任意值都不影响模型的成立。

上面简单地利用各种方程式快速推出了感应电动机的复变量模型和 $d-q$ 模型, 下面尽量采用图形表示法来介绍, 以便大家能更加直观地理解这些新的知识。

例 8-1 正弦对称电流的空间相量

考虑三相对称正弦电流, 在图上表示出 6 个不同瞬间的电流复空间相量 \bar{i}_s^s , 并说明其随时间变化的情况。

解答:

三相电流可以写成

$$i_{a,b,c} = I \times \sqrt{2} \times \cos\left(\omega_1 t - (i-1) \times \frac{2\pi}{3}\right); \quad i=1,2,3 \quad (8-61)$$

在定子坐标系中, 空间相量 \bar{i}_s^s 由式(8-37) 给定为

$$\bar{i}_s^s = \frac{2}{3} \times I \times \sqrt{2} \left[\cos\omega_1 t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (8-62)$$

利用

$$e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos \frac{2\pi}{3} + j \cdot \sin \frac{2\pi}{3}; \quad e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos \frac{4\pi}{3} + j \cdot \sin \frac{4\pi}{3} \quad (8-63)$$

式(8-62) 变为

$$\bar{i}_s^s = I \times \sqrt{2} [\cos\omega_1 t + j \cdot \sin\omega_1 t] = i_d + j \cdot i_q \quad (8-64)$$

在 $\omega_1 t = 0, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \pi, \frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}$ 等时刻, 空间

相量的位置如图 8-7 所示。

需要注意的是, 尽管电流的瞬时值是由时间产生出来的(即是时间的函数), 但根据电流空间相量的定义, 可以看到每相电流的瞬时值实际上是放置在对应该相的绕组轴线上的。因此, 电流空间相量实

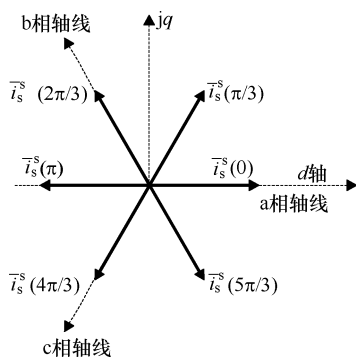


图 8-7 正弦三相电流的空间相量

际上是以 ω_1 的电角速度在 d - q 定子平面上旋转的。

同样的概念也适用于三相磁链的分析, 可以看出, 磁链的空间相量是与交流电动机中的旋转磁场相关的。

另外, 还要注意以下的关系:

$$\operatorname{Re}[\bar{i}_s^s] = i_a \quad (i_a + i_b + i_c = 0 \text{ 时}) \quad (8-65)$$

8.8 电气瞬态的空间相量图表示

式 (8-51) ~ 式 (8-53) 的感应电动机空间相量模型也可以用位于 d - q 平面上、且 dq 轴以速度 $\omega_b = \omega_1$ 旋转的空间相量图来表示, 如图 8-8 所示。下面考虑 $\bar{V}_r^b = 0$ 的情况。

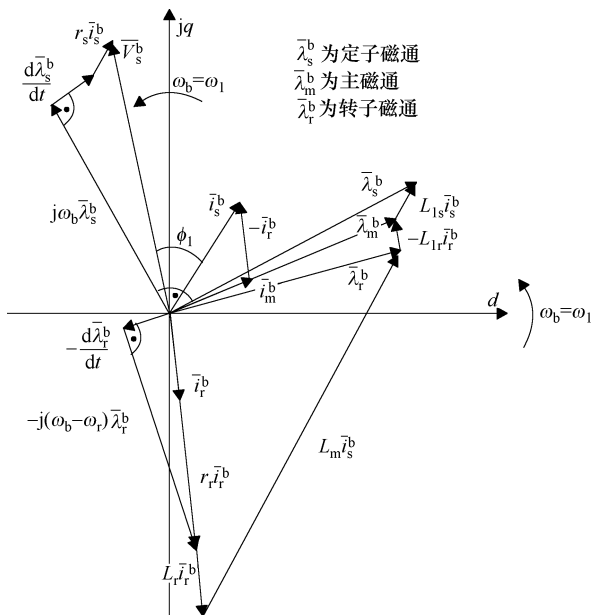


图 8-8 同步坐标系中的感应电动机空间相量图 (对笼型转子取 $\bar{V}_r^b = 0$),
它适合于动态分析 (稳态分析时取 $d/dt = 0$)

由于 ω_1 是实际定子电压在稳态下的频率, 因此, 对于 $\omega_b = \omega_1$ 的稳态情况, $d/dt = 0$ 。在其他稳态情况下, 则有

$$d/dt = j(\omega_1 - \omega_b) \quad (8-66)$$

稳态时, 转子电压方程式 (8-51) 变为

$$\bar{V}_r^b = r_r \cdot \bar{i}_r^b + j(\omega_1 - \omega_b) \cdot \bar{\lambda}_r^b + j(\omega_b - \omega_r) \cdot \bar{\lambda}_r^b = r_r \cdot \bar{i}_r^b + j(\omega_1 - \omega_r) \cdot \bar{\lambda}_r^b \quad (8-67)$$

可见, 当 $\bar{V}_r^b = 0$ 时 (转子短路或笼型转子的情况), 转子电流空间相量与转子磁通空间相量是彼此正交的 (注意: 在绕线转子感应电动机中, 当转子电压相量选得恰当时, 也可以实现这样的正交)。

此时, 转矩表达式 (8-54) 变为

$$T_e = \frac{3}{2} \times p \cdot \lambda_r^b \cdot i_r^b; \quad |\bar{\lambda}_r^b| = \text{恒定} \quad (8-68)$$

8.9 以磁链为变量的电气暂态模型

在式(8-51)~式(8-53)中,当速度恒定时,可以消除定、转子的电流空间相量 \bar{i}_s^b 、 \bar{i}_r^b 。由式(8-52)~式(8-53)得:

$$\bar{i}_s^b = \sigma^{-1} \left(\frac{\bar{\lambda}_s^b}{L_s} - \frac{\bar{\lambda}_r^b \cdot L_m}{L_s L_r} \right) \quad (8-69)$$

$$\bar{i}_r^b = \sigma^{-1} \left(\frac{\bar{\lambda}_r^b}{L_r} - \frac{\bar{\lambda}_s^b \cdot L_m}{L_s L_r} \right) \quad (8-70)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (8-71)$$

代入式(8-51)得:

$$\tau_s' \cdot \frac{d\bar{\lambda}_s^b}{dt} + (1 + j \cdot \omega_b \cdot \tau_s') \cdot \bar{\lambda}_s^b = \tau_s' \cdot \bar{V}_s^b + K_r \bar{\lambda}_r^b \quad (8-72)$$

$$\tau_r' \cdot \frac{d\bar{\lambda}_r^b}{dt} + (1 + j \cdot (\omega_b - \omega_r) \cdot \tau_r') \cdot \bar{\lambda}_r^b = \tau_r' \cdot \bar{V}_r^b + K_s \bar{\lambda}_s^b \quad (8-73)$$

其中:

$$\begin{aligned} K_s &= \frac{L_m}{L_s}; \quad K_r = \frac{L_m}{L_r} \\ \tau_s' &= \tau_s \cdot \sigma; \quad \tau_r' = \tau_r \cdot \sigma \\ \tau_s &= \frac{L_s}{r_s}; \quad \tau_r = \frac{L_r}{r_r} \end{aligned} \quad (8-74)$$

式中, τ_s 、 τ_r 是定子和转子的电气时间常数; τ_s' 和 τ_r' 则是定子和转子的电气瞬态时间常数。

式(8-72)~式(8-73)对应的动态结构示意图如图8-9所示。

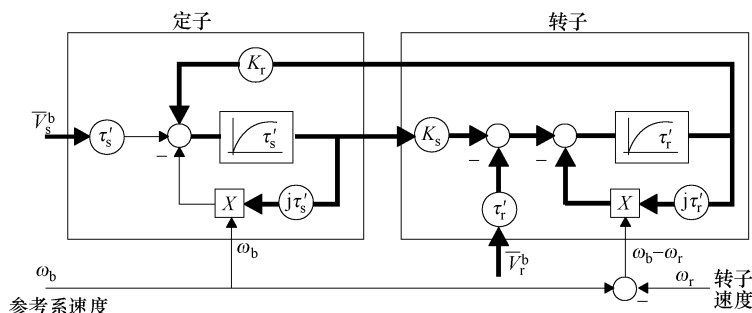


图8-9 任意坐标系速度 ω_b 下,以定、转子磁链 $\bar{\lambda}_s^b$ 和 $\bar{\lambda}_r^b$

为变量的感应电动机动态结构示意图

8.10 电气暂态模型的复特征值

式(8-72)~式(8-73)是一个二阶复变量系统,它仅有两个复特征值,由以下行列式等于零的方程(特征方程)决定:

$$\begin{vmatrix} \tau'_s s + 1 + j\omega_b \tau'_s & -K_r \\ -K_s & \tau'_r s + 1 + j(\omega_b - \omega_r)\tau'_r \end{vmatrix} = 0 \quad (8-75)$$

式(8-75)的复特征值 $s_{1,2}$ 是由参考系的速度 ω_b 以及转子的速度 ω_r 决定的,但它们的实部通常都是负的,因为只有这样,相应的响应才会是振荡(周期性)衰减的^[4,6]。

例8-2 有一台感应电动机,数据如下: $r_s = 0.5\Omega$, $r_r = 0.60\Omega$, $L_s = L_r = 0.08H$, $L_m = 0.075H$, 极对数为 $p = 2$, 在同步坐标系 ($\omega_1 = 2\pi \times 60\text{rad/s}$) 下, 计算恒定速度 $n = 0$ 、 $n = 1800\text{r/min}$ 两种情况下的复特征值。

解答:

同步坐标系意味着 $\omega_b = \omega_1 = 2\pi \times 60\text{rad/s}$ 。下面根据式(8-71)~式(8-74) 计算 σ 、 $\tau'_s(S)$ 、 $\tau'_r(S)$ 、 K_s 、 K_r :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{0.075^2}{0.08^2} = 0.1211 \quad (8-76)$$

$$\tau'_s = \sigma \tau_s = \sigma \frac{L_s}{r_s} = 0.1211 \times \frac{0.08}{0.5} = 0.01937 \quad (8-77)$$

$$\tau'_r = \sigma \tau_r = \sigma \frac{L_r}{r_r} = 0.1211 \times \frac{0.08}{0.6} = 0.01614 \quad (8-78)$$

$$K_s = \frac{L_m}{L_s} = \frac{0.075}{0.08} = 0.9375 \quad (8-79)$$

$$K_r = \frac{L_m}{L_r} = \frac{0.075}{0.08} = 0.9375 \quad (8-80)$$

另外

$$\omega_r = 2\pi p n = 4\pi n \quad (8-81)$$

现在将式(8-75)重写为标准形式

$$\begin{aligned} & s^2 \tau'_s \tau'_r + s[(\tau'_s + \tau'_r) + j\tau'_s \tau'_r (2\omega_b - \omega_r)] + (1 + j\omega_b \tau'_s)[1 + j(\omega_b - \omega_r)\tau'_r] - K_s K_r \\ &= s^2 \times 0.01937 \times 0.01614 \\ &+ s[(0.01937 + 0.01614) + j \times 0.01937 \times 0.01614 \times (2 \times 376.8 - 4\pi n)] \\ &+ (1 + j \times 376.8 \times 0.01937) \times [1 + j \times (376.8 - 4\pi n) \times 0.01614] - 0.9375^2 \\ &= 0 \end{aligned} \quad (8-82)$$

显然,特征值 s 取决于速度 n 。该二阶方程可以直接求解,比较简单。

8.11 恒转子磁链时的电气瞬变模型

所谓恒转子磁链,是指在旋转速度为 ω_b 的坐标系下观测,转子磁链的频率为 $(\omega_1 - \omega_b)$ 、幅值恒定。当使用同步坐标系时,这意味着频率为零。

因此,转子磁链恒定意味着在式 (8-72) ~ 式 (8-73) 中,有

$$\frac{d\bar{\lambda}_r^b}{dt} = j \cdot (\omega_1 - \omega_b) \cdot \bar{\lambda}_r^b \quad (8-83)$$

将式 (8-83) 代入式 (8-73) 得

$$\bar{\lambda}_r^b = \frac{\tau_r' \bar{V}_r^b + K_s \bar{\lambda}_s^b}{1 + jS\omega_1 \tau_r'}; S = 1 - \omega_r/\omega_1 \quad (8-84)$$

式中, S 是转子的转差率。

在式 (8-72) 中,选用同步坐标系更为方便,这时有:

$$\tau_s' \frac{d\bar{\lambda}_s^b}{dt} + (1 + j \cdot \omega_1 \cdot \tau_s') \cdot \bar{\lambda}_s^b = \tau_s' \bar{V}_s^b + K_t \bar{\lambda}_r^b \quad (8-85)$$

因为式 (8-84) ~ 式 (8-85) 的缘故,图 8-9 的动态结构示意图得以简化成图 8-10 的形式,因为转子中的导数项消失了。

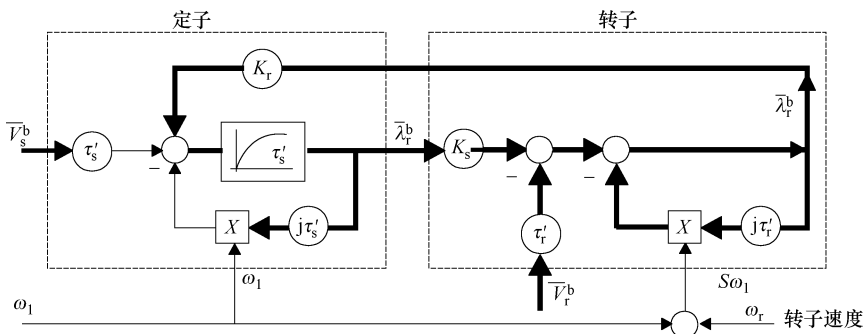


图 8-10 在同步坐标系 ($\omega_b = \omega_1$) 下转子磁链恒定时的感应电动机动态结构示意图

从式 (8-84) ~ 式 (8-85) 可见,转子磁链恒定时,系统的阶数降低了,定子磁链仅有一个复特征值。

8.12 同步坐标系中的稳态量为直流量

稳态通常意味着三相电压是对称正弦的,即

$$V_{a,b,c} = V \times \sqrt{2} \times \cos\left(\omega_1 t - (i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}\right); i = 1, 2, 3 \quad (8-86)$$

在任意坐标系中,电压空间相量的表达式为

$$\bar{V}_s^b = \frac{2}{3} \times [V_a(t) + V_b(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \cdot e^{-j\theta_b} \quad (8-87)$$

由式 (8-86) 可得

$$\bar{V}_s^b = V \times \sqrt{2} \times [\cos(\omega_1 t - \theta_b) + j \cdot \sin(\omega_1 t - \theta_b)] \quad (8-88)$$

稳态时, 有:

$$\theta_b = \omega_b t + \theta_0 \quad (8-89)$$

因此:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s^b &= V \sqrt{2} \{ \cos[(\omega_1 - \omega_b)t - \theta_0] + j \cdot \sin[(\omega_1 - \omega_b)t - \theta_0] \} \\ &= V \sqrt{2} \cdot e^{j[(\omega_1 - \omega_b)t - \theta_0]} \end{aligned} \quad (8-90)$$

显然, 在稳态情况下, 模型的电流频率必须跟电压频率相同, 即为 $(\omega_1 - \omega_b)$ 。

下面再对电压方程式 (8-51) 作稳态处理, 根据式 (8-66) 的要求, 其中的 d/dt 应取为 $d/dt = j \cdot (\omega_1 - \omega_b)$, 所以有:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{s0}^b &= r_s \cdot \bar{i}_{s0}^b + j \cdot \omega_1 \cdot \bar{\lambda}_{s0}^b \\ \bar{V}_{r0}^b &= r_r \cdot \bar{i}_{r0}^b + j \cdot S \omega_1 \cdot \bar{\lambda}_{r0}^b; S = 1 - \omega_r / \omega_1 \end{aligned} \quad (8-91)$$

可见, 稳态方程的形式跟参考速度 ω_b 无关, 而是跟一次 (定子) 的频率 ω_1 和实际的转子电流频率 $S\omega_1$ 相关。

注意: 在同步坐标系中, 稳态意味着 $d/dt = j(\omega_b - \omega_1) = 0$, 也就是说变量都是直流量。

在磁链方程式 (8-52) ~ 式 (8-53) 中, 可以将主磁链 (气隙磁链) $\bar{\lambda}_m$ 分离出来:

$$\bar{\lambda}_s^b = L_{ls} \cdot \bar{i}_s^b + \bar{\lambda}_m; \bar{\lambda}_m = L_m \cdot (\bar{i}_s^b + \bar{i}_r^b) = L_m \cdot \bar{i}_m^b \quad (8-92)$$

$$\bar{\lambda}_r^b = L_{lr} \cdot \bar{i}_r^b + \bar{\lambda}_m \quad (8-93)$$

由式 (8-91) ~ 式 (8-93) 可导出图 8-11 所示的感应电动机标准等效电路。

通过对 $\lambda_m(i_m)$ 函数进行近似测量或对磁场的分布进行计算, 可以将磁饱的作用考虑进去^[7]。

关于铁耗的一点说明: 由于 $\omega_1 \gg S\omega_1$, 因此铁耗主要产生在定子中, 也就是说, 由于额定转差率 S_n 通常为 0.08 ~ 0.005 (随着功率的增大而减小), 所以定子的磁场频率要比转子的高很多。在等效电路中, 也可以包含一个由实验测定的等效电阻 r_m (见图 8-11), 用以考虑稳态时的铁耗。在研究瞬态时的铁耗影响

时, 则必须在 $d-q$ 模型中另外增加一个定子绕组 (参见文献 [7])。

利用稳态电压方程式 (8-91) 以及 $V_{r0}^b = 0$, 由电磁转矩表达式 (8-54) 可得:

$$T_e = -\frac{3}{2} p \cdot \operatorname{Re}(j \bar{\lambda}_r^b \cdot \bar{i}_r^{b*}) = \frac{3}{2} p \cdot \lambda_{r0} \cdot i_{r0} \quad (8-94)$$

由式 (8-92) 可得

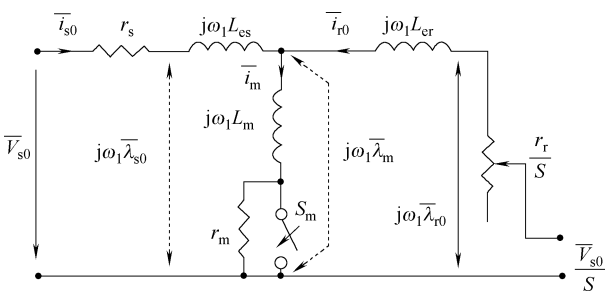


图 8-11 感应电动机的空间相量稳态等效电路

$$\bar{i}_{r0} = -j \cdot S\omega_1 \cdot \frac{\bar{\lambda}_{r0}}{r_r} \quad (8-95)$$

因此, 电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{3}{2}p \cdot \frac{\lambda_{r0}^2}{r_r} \cdot S\omega_1 \quad (8-96)$$

利用图 8-11 的等效电路以及式 (8-95), 可以得到惯用的电磁转矩表达式

$$T_e = \frac{3p}{\omega_1} \frac{V^2 \cdot r_r / S}{(r_s + c_1 r_r / S)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + c_1 L_{lr})^2} \quad (8-97)$$

其中:

$$c_1 \approx 1 + \frac{L_{ls}}{L_m} \quad (8-98)$$

8.13 理想空载转速可以低于或超过传统的同步转速 ω_1

理想空载转速时 (转差率为 S_0), 转矩为零, 转子电流为零, 因此式 (8-91) 中的转子电压方程变为

$$\bar{V}_{r0}^b = j \cdot S_0 \omega_1 \cdot \bar{\lambda}_{r0}^b \quad (8-99)$$

可见, 只有当转子绕组处于短路状态或转子端口外接无源阻抗时 (即 $\bar{V}_r^b = 0$ 时), 理想空载才会发生在转差率 $S_0 = 0$ 和转速 $\omega_{r0} = \omega_1$ 处。

当感应电动机处于双馈状态 (定、转子同时接电源, $\bar{V}_r^b \neq 0$) 时, 理想空载的转差率 S_0 不等于 0, 理想空载转速的通用表达式为

$$\omega_{r0} = \omega_1 (1 - S_0) \quad (8-100)$$

可以用一个接在绕线转子上的 PEC 来控制 \bar{V}_{r0}^b 和 $\bar{\lambda}_{r0}^b$ 的幅值及二者间的相位差。这样一来, S_0 就既可以为正, 也可以为负。因此, 只有当 $V_r^b = 0$ 时, 才可根据式 (8-96), 得出 $S > 0$ 时转矩为正 (电动状态)、 $S < 0$ 时转矩为负 (发电状态) 的结论。

如果 PEC 在绕线转子和电网之间能提供双向的功率流动, 那么双馈感应电动机无论在低于 $\omega_{r0} = \omega_1 (S_0 = 0)$ 的速度下, 还是在高于 ω_1 的速度下, 都既可以做电动机运行, 又可以做发电机运行。第 14 章将专门介绍在大功率工业场合应用的双馈感应电动机传动。

例 8-3 一台感应电动机, 请计算以下两种情况下的稳态的定子电压、定子磁链、电流、功率因数、转矩: a) 转速为理想空载转速 ω_1 (同步转速) 的 10% 且转差率为 $S = 0.02$; b) 定子电源角频率为 ω_1 且转差率为 $S = 0.02$ 。

电动机的数据 (同例 8-2) 为: $r_s = 0.5\Omega$, $r_r = 0.60\Omega$, $L_s = L_r = 0.08H$, $L_m = 0.075H$, $\lambda_{r0} = 0.8Wb$, $\omega_1 = 2\pi \times 60\text{rad/s}$, 极对数为 $p = 2$, $V_r^b = 0$ (笼型转子)。

解答:

a) 首先必须计算定子电源的频率, 隐含是稳态情况。在同步坐标系中进行计算, 有

$$\omega_{i0} = (\omega_1)_{t=0} [1 - (S)_{t=0}] \quad (8-101)$$

因此, ω_1 (rad/s) 为

$$(\omega_1)_{t=0} = \frac{\omega_{i0}}{1 - (S)_{t=0}} = \frac{0.1 \times 2 \times \pi \times 60}{1 - 0.02} = 38.45 \quad (8-102)$$

此种定子频率下其他数据的计算留给读者作为一个练习。以下计算定子电源频率为 ω_1 、 $S=0.02$ 时的有关数据。根据式 (8-96), 电磁转矩 T_e (Nm) 为

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot (\lambda_r^b)^2 \cdot \frac{S \omega_1}{r_r} = \frac{3}{2} \times 2 \times (0.8)^2 \times 0.02 \times \frac{2\pi \times 60}{0.6} = 24.115 \quad (8-103)$$

利用式 (8-72) ~ 式 (8-73), 令 $d/dt=0$ 、 $V_r^b=0$, 可以计算定子磁链 $\bar{\lambda}_s^b$:

$$\bar{\lambda}_s^b = \bar{\lambda}_r^b \cdot \frac{1 + j \cdot S \cdot \omega_1 \cdot \tau_r'}{K_s} \quad (8-104)$$

注意, 在例 8-2 中已经算得了电动机的以下参数: $\tau_r' = 0.01614$ s, $\tau_s' = 0.01937$ s, $K_s = K_r = 0.9375$, $\sigma = 0.1211$ 。

$$\bar{\lambda}_s^b = \bar{\lambda}_r^b \times \frac{1 + j \times 0.02 \times 2\pi \times 60 \times 0.01614}{0.9375} = 0.8533 + j \times 0.1038 \quad (8-105)$$

让 d 轴沿着转子磁链的方向取向, 则有 $\bar{\lambda}_r^b = \lambda_r^b$ 。

再根据式 (8-72), 令其中 $\frac{d\bar{\lambda}_s^b}{dt}=0$, 可以求得定子电压 \bar{V}_s^b (V) 为

$$\begin{aligned} \bar{V}_s^b &= \frac{(1 + j\omega_1 \tau_s') \bar{\lambda}_s^b - K_r \cdot \bar{\lambda}_r^b}{\tau_s'} = \frac{(1 + j \times 2\pi \times 60 \times 0.01937) \cdot (0.8533 + j \times 0.1038) - 0.9375 \times 0.8}{0.01937} \\ &= -33.74 + j \times 326.69 \\ V_s^b &= 328.4 \end{aligned} \quad (8-106)$$

电动机的相电压有效值 V (V) 为

$$V = V_s^b / \sqrt{2} = 328.4 / 1.41 = 232.91 \quad (8-107)$$

由式 (8-69) 可得定子电流空间相量 \bar{i}_s^b (A) 为:

$$\bar{i}_s^b = \frac{[\bar{\lambda}_s^b - \bar{\lambda}_r^b \cdot K_r]}{\sigma \cdot L_s} = \frac{[0.8 \times (1.066 + j \times 0.1297) - 0.8 \times 0.9357]}{0.1211 \times 0.08} = 10.76 + j \times 10.71 \quad (8-108)$$

定子电流的幅值为 $i_s^b = 15.181$ A。

根据式 (8-95), 转子电流空间相量 \bar{i}_r^b (A) 为

$$\bar{i}_r^b = -j S \omega_1 \frac{\lambda_r^b}{r_r} = -j \times 0.02 \times 2\pi \times 60 \times \frac{0.8}{0.6} = -j \times 10.05 \quad (8-109)$$

功率因数角 φ_1 为

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \arg \bar{V}_s^b - \arg \bar{i}_s^b = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{33.74}{326.69} - \tan^{-1} \frac{10.71}{10.76} \\ &= 90^\circ + 5.9^\circ - 45.156^\circ = 50.74^\circ \end{aligned} \quad (8-110)$$

因此, $\cos \varphi_1 = 0.633$ 。

根据以上结果,可绘制图 8-12 所示的空间相量图。

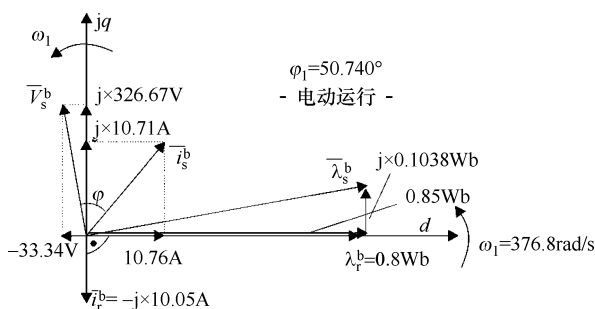


图 8-12 $S = 0.02$ 时,同步坐标系 ($\omega_0 = \omega_1$) 下的稳态空间相量图:变量为直流量

例 8-4 损耗分解

一个高效率感应电动机,为笼型转子结构,数据为额定功率 $P_n = 5\text{kW}$,额定线电压有效值 $V_L = 220\text{V}$ (星形联结),额定频率 $f_1 = 60\text{Hz}$,极对数 $p = 2$,铁耗 $P_{\text{iron}} =$ 机械损耗 $P_{\text{mec}} = 1.5\% P_n$,附加损耗 $P_{\text{add}} = 1\% P_n$,转子铜耗、定子铜耗比值为 $P_{\text{cor}}/P_{\text{cos}} = 2/3$,额定效率 $\eta_n = 0.9$,额定功率因数 $\cos\varphi_n = 0.88$ 。

计算总损耗、相电流有效值、额定转差率、转速、电磁转矩、轴转矩、定子电流的空间相量。

解答:

感应电动机的损耗分解如图 8-13 所示。

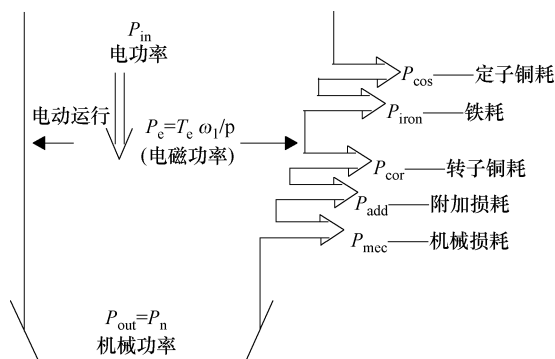


图 8-13 感应电动机的能量转换

输入功率 $P_{\text{in}}(\text{W})$ 为

$$P_{\text{in}} = \frac{P_{\text{out}}}{\eta_n} = \frac{5000}{0.9} = 5555.55 \quad (8-111)$$

相电流有效值 $I_n(\text{A})$ 为

$$I_n = \frac{P_{\text{in}}}{\sqrt{3} \times V_L \cdot \cos\varphi_n} = \frac{5555.55}{\sqrt{3} \times 220 \times 0.88} = 16.58 \quad (8-112)$$

总损耗 $\Sigma P(W)$ 为

$$\Sigma P = P_{in} - P_{out} = 5555.55 - 5000 = 555.55 \quad (8-113)$$

此外:

$$P_{iron} = P_{mec} = 0.015 \times 5000 = 75 \quad (8-114)$$

$$P_{add} = 0.01 \times 5000 \quad (8-115)$$

因此,

$$P_{cos} + P_{cor} = \Sigma P - P_{iron} - P_{mec} - P_{add} = 555.55 - 75 - 75 - 50 \approx 355 \quad (8-116)$$

$$P_{cos} + \frac{2}{3}P_{cos} = 355 \quad (8-117)$$

$$P_{cos} = 213.3; P_{cor} = 142 \quad (8-118)$$

电磁功率 $P_e(W)$ 为穿过气隙的有功功率:

$$P_e = P_{in} - P_{cos} - P_{iron} = T_e \cdot \frac{\omega_1}{p} \quad (8-119)$$

$$P_e = 5555.55 - 213 - 75 = 5267 \quad (8-120)$$

$$T_e = \frac{5267}{2\pi \times 60} \times 2 = 27.956 \quad (8-121)$$

因为转子绕组损耗 P_{cor} 为

$$P_{cor} = S_n \cdot P_e \quad (8-122)$$

所以, 额定转差率为

$$S_n = \frac{142}{5267} = 0.02696 \quad (8-123)$$

额定转速 n_n 为

$$n_n = \frac{f_1}{p} (1 - S_n) = \frac{60}{2} (1 - 0.02696) = 29.1912 \text{ r/s} = 1751.472 \text{ r/min} \quad (8-124)$$

轴转矩 $T_n(Nm)$ 可直接由机械功率 P_n 计算:

$$T_n = \frac{P_n}{2\pi n_n} = \frac{5000}{2\pi \times 29.1912} = 27.274 < T_e \quad (8-125)$$

最后, 同步坐标系中的定子电流 \bar{i}_s (A) (直流量) 的幅值为

$$i_s = i_n \sqrt{2} = 16.58 \times 1.41 = 23.3778 \quad (8-126)$$

注意: 若要计算电动机所有参数的话 (包括电阻和电感), 则需要已知更多的参数。不过, 这已经超出了本题的范围。

8.14 电动、发电、交流电磁制动

对于笼型转子 ($V_r = 0$) 感应电动机, 由图 8-11 所示的稳态等效电路可见, 转子的有功功率 (电磁功率) P_e 为

$$P_e = \frac{3}{2} \times I_{r0}^2 \cdot \frac{r_r}{S} = T_e \cdot \frac{\omega_1}{p}; S = 1 - \frac{\omega_r}{\omega_1} \quad (8-127)$$

电动状态 定义为转矩与转速具有相同符号的运行状态，即

$$P_e > 0, T_e > 0; \omega_r > 0 \Rightarrow 0 < S < 1 \tag{8-128}$$

在发电状态下，式 (8-127) 中的电磁转矩为负 ($S < 0$)，但转速为正，即

$$P_e < 0, T_e < 0; \omega_r > 0 \Rightarrow S < 0 \tag{8-129}$$

发电机会产生制动作用 ($T_e < 0, \omega_r > 0$)，与电动机相比，发电机的能量传递方向是相反的，能量将通过定子回送到电源。

在电磁制动状态下， $T_e > 0, \omega_r < 0$ (或 $T_e < 0, \omega_r > 0$)，且电磁功率仍然为正，即

$$\begin{aligned} P_e > 0; T_e > 0; \omega_r < 0 \Rightarrow S > 1 \\ P_e > 0; T_e < 0; \omega_r > 0 \Rightarrow S > 1 \end{aligned} \tag{8-130}$$

表 8-1 列出了感应电动机各种运行状态的特点。

表 8-1 (笼型转子) 感应电动机的运行状态

S	$-\infty \text{ --- } -0 \text{ ++++++ } 1 \text{ ++++++ } \infty$		
ω_r	$+\infty \text{ ++++++ } \omega_1 \text{ ++++++ } 0 \text{ --- } -\infty$		
T_e	$0 \text{ --- } -0 \text{ ++++++ } T_e \text{ (起动) ++++++ } 0$		
P_e	$\text{--- } -0 \text{ ++++++ }$		
运行模式	发电状态	电动状态	交流制动

由式 (8-97) 的转矩表达式，可求得最大转矩时的临界转差率：

$$S_k = \frac{\pm c_1 r_r}{\sqrt{r_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + c_1 L_{lr})^2}}; c_1 = 1 + \frac{L_{sl}}{L_m} \tag{8-131}$$

$$T_{ek} = \frac{3p}{\omega_1} \cdot \frac{V^2}{2c_1 (r_s \pm \sqrt{r_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + c_1 L_{lr})^2})} \tag{8-132}$$

转矩—转差率 (转速) 曲线如图 8-14 所示。

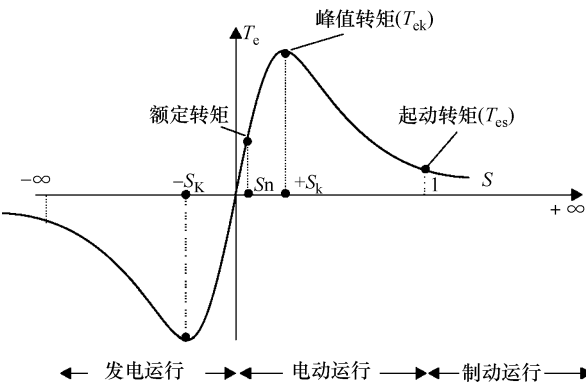


图 8-14 恒定电压和频率时，感应电动机的转矩/转速曲线

将临界转差率 S_k 和转矩 T_{ek} 的定义代入转矩表达式 (8-97)，经过近似处理之后，可以得到 Kloss 公式：

$$\frac{T_e}{T_{ek}} \approx \frac{2}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S}} \quad (8-133)$$

8.15 直流制动：零速时制动转矩为零

在制动要求一般的现代电气传动场合，常采用直流制动。为了便于计算直流制动转矩，将图 8-15a 所示的定子上的直流电流空间相量 \vec{i}_{sdc}^s 转换成转子坐标系上的一个电流源 \vec{i}_s^r （且 $|\vec{i}_s^r| = |\vec{i}_{sdc}^s|$ ），并将图 8-11 中转子支路和励磁支路的各参数分别乘以转差率 $S = (\omega_1 - \omega_r)/\omega_1$ （其中 $\omega_1 = 0$ ），从而得到如图 8-15b 所示的转子坐标系中的空间相量等效电路。

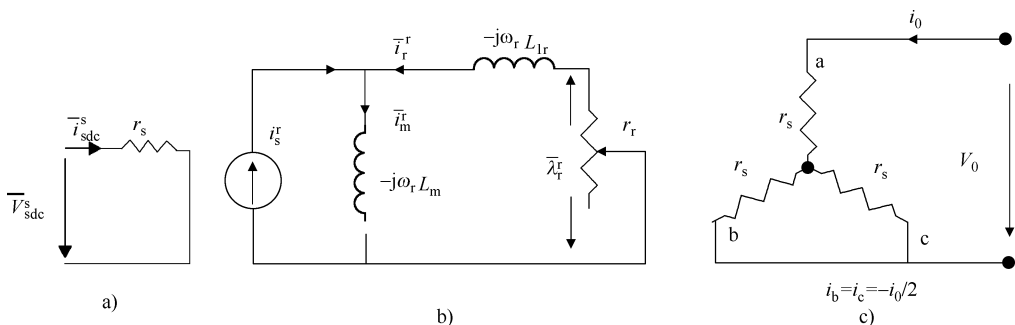


图 8-15 在定子坐标系中，空间相量形式的直流制动稳态等效电路

a) 定子空间相量等效电路 b) 转子坐标系中的等效电路 c) 定子实际的直流电路

电磁转矩仍然采用式 (8-94) 来计算：

$$T_e = \frac{3}{2} \times p \lambda_i^* \dot{i}_i^r = -\frac{3}{2} \times p \times \frac{\dot{i}_r^2 \cdot r_r}{\omega_r} \quad (8-134)$$

其中：

$$\begin{aligned} -\dot{i}_r^r &= \dot{i}_s^r \cdot \frac{-j\omega_r L_m}{-j\omega_r L_m + (-j\omega_r L_{lr} + r_r)} \\ \dot{i}_r^r &= -\dot{i}_s^r \cdot \frac{L_m}{L_m + L_{lr} + j \frac{r_r}{\omega_r}} \end{aligned} \quad (8-135)$$

最后得

$$T_e = -\frac{3}{2} \times p \frac{L_m^2 \cdot \dot{i}_{sdc}^2 \cdot \omega_r \cdot r_r}{(L_m + L_{lr})^2 \omega_r^2 + r_r^2} \quad (8-136)$$

峰值转矩发生的转速 ω_{rk} 为

$$\omega_{rk} = \frac{r_r}{L_m + L_{lr}} = \frac{1}{\tau_r} \quad (8-137)$$

相应的峰值转矩为

$$T_{ek} = -\frac{3}{2} \times p \times \frac{L_m^2 \cdot i_{sdc}^2}{2(L_m + L_{lr})} \quad (8-138)$$

制动转矩的大小可以通过定子直流电流的水平来调节。PEC 可以产生如图 8-15c 所示的相连接, 其中, 定子坐标系中的电流复变量为

$$\bar{i}_{sdc}^s = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \frac{2}{3} \left(i_0 - \frac{i_0}{2} \times 2 \times \cos \frac{2\pi}{3} \right) = i_0 \quad (8-139)$$

直流制动时的转矩—转速曲线如图 8-16 所示。需要注意的是, 转子的机械能是消耗在转子电阻上的, 当速度为零时, 制动转矩也为零。另外, 当转速高于 ω_{rk} 时 (在高效率电动机中, ω_{rk} 的数值相当小), 转矩也相当小。

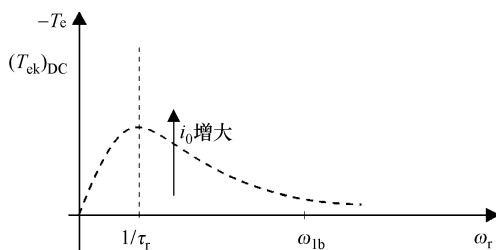


图 8-16 感应电动机的直流制动转矩

8.16 速度控制方法

许多应用都需要调速。调速应采用能量转换效率高的方法。

将式 (8-99) 用于理想空载转速的表达式 (8-100), 可得理想空载速度 ω_{i0} 为

$$\omega_{i0} = \omega_1 \left[1 + \text{Imag} \left(\frac{\bar{V}_{i0}^b}{\omega_1 \lambda_{i0}^b} \right) \right]; \quad \omega_1 = \omega_r + \omega_2 \quad (8-140)$$

式中, ω_2 是转子电流的频率 (或通过转子侧 PEC 施加的 \bar{V}_{i0} 的频率)。显然, 对于笼型转子来讲, 有 $\bar{V}_r^b = 0$, 因此 $\omega_{i0} = \omega_1 = 2\pi f_1$, 或

$$n_0 = \frac{\omega_{i0}}{2\pi p} = \frac{f_1}{p} \quad (8-141)$$

根据式 (8-140), 通过改变理想空载转速来调速 (因为额定转差率很小) 有三种基本方法:

- ① 改变定子频率 f_1 ;
- ② 改变极数 ($2p$);
- ③ 给绕线转子供电 (也可说是改变频率 f_2)。

改变极数 $2p$ 的方法要么采用两套不同极数的独立定子绕组, 要么采用一套特殊的定子绕组, 利用开关从 $2p_1$ 极变换到 $2p_2$ 极 (Dahlander 绕组)。另外两种方法则要求在定子或转子上变频, 这需要在定子或转子上使用 PEC。

在调速范围有限的场合, 转子侧 PEC 所需的功率定额要低于定子侧 PEC 所需的功

率定额。在大功率应用的场合,当调速范围有限时(在 $\pm 30\%$ 以内进行控制),绕线转子感应电动机配转子侧 PEC 是首选方案。

定子变频控制用得更加普遍,尤其是在宽调速范围的场合。然而,由于磁通的大小取决于电动机的电流,尤其是励磁电流:

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s^b + \bar{I}_r^b \quad (8-142)$$

因此,在改变频率 f_1 时,正确控制 I_m 十分关键,要避免励磁过大、导致磁路过饱和。

基于以上原因,定子变频控制要么采用电压和频率 f_1 协调控制,要么采用电流 \bar{I}_s (或 \bar{I}_m)与频率同时控制。通常采用的是 V_1/f_1 协调控制。要获得期望的性能, $\bar{V}_s(V_1)$ 或 $\bar{I}_s(\bar{I}_m)$ 与频率 f_1 之间的配合关系可以是多种多样的,但已经市场化的只有以下的三种主要方法:

- ① V_1/f_1 标量控制;
- ② 恒定(及可变)转子磁链(λ_r)矢量控制;
- ③ 恒定(及可变)定子磁链(λ_s)矢量控制。

需要注意的是,对于这些变频方法,供给感应电动机的 PEC 电压都是有上限的,都是在基速 ω_b 时达到电压的最大值。下面介绍一下这些变频方法的转矩—转速曲线。

8.17 V_1/f_1 控制的转矩—转速曲线

V_1/f_1 控制意味着:

$$V_1 = K_f \cdot f_1 \quad (8-143)$$

我们可以通过式(8-131)~式(8-132)给出的临界转差率 S_k 和临界转矩(峰值转矩) T_{ck} 来分析这时的转矩—转速曲线。当频率高于5Hz时,临界转差率随着 $f_1(\omega_1)$ 的降低有显著的增大,临界转矩也有轻微的下降。但在频率低于5Hz时,若继续采用式(8-143)的控制,则峰值转矩随着频率的降低有较明显的降低,如图8-17所示(对应 $V_0=0$ 的虚线)。为了能安全起动,采用 $V = V_0 + K \cdot f_1$ 控制,以补偿定子电阻的压降 $r_s i_s$,其中

$$V_0 = c_0 r_s i_{sn} \quad (8-144)$$

V_0 称作电压抬高,数值为额定电压 V_n 的几个百分点,容量较小的电动机取较大的百分值。

在额定速度(基速)以上,电压保持恒定,临界转矩则随转速的升高而不断降低,同时功率保持恒定,一直到最高频率 f_{1max} 。在基速以上,如果忽略式(8-91)中的定子电阻的压降 $r_s \bar{i}_s$,稳态的定子电压方程变为

$$V_{s0} \approx j\omega_1 \bar{\lambda}_{s0}^b; \omega_1 > \omega_b \quad (8-145)$$

可见,在 ω_b 以上保持电压 V_{s0} 恒定时,定子磁链 λ_{s0} 以及相应的主磁链 λ_m 应随转速(频率)的升高而降低。从 ω_b 到 ω_{1max} 的这个速度区间称作弱磁区。许多的应用要求在

$\omega_{1\max}/\omega_b$ 比值为 2~4 的弱磁范围内提供恒功率。从电磁负载以及热负载的角度来看, 整个电动机的设计 (尺寸) 都取决于这个要求。

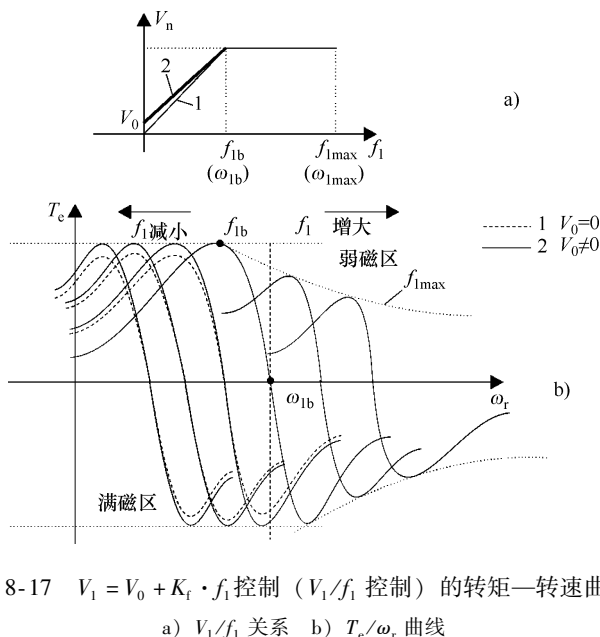


图 8-17 $V_1 = V_0 + K_t \cdot f_1$ 控制 (V_1/f_1 控制) 的转矩—转速曲线

a) V_1/f_1 关系 b) T_e/ω_r 曲线

V_1/f_1 控制是低动态的应用以及中等调速范围的场合 ($\omega_{1b}/\omega_{1\min} = 10 \sim 15$ 左右) 的标准传动方案, 例如, 用于驱动泵类、风机类的负载, 这类负载的负载转矩仅取决于转速, 因此可以针对最大效率或功率因数, 离线计算出优化的 V_1/f_1 关系, 然后再在驱动硬件中进行实现。

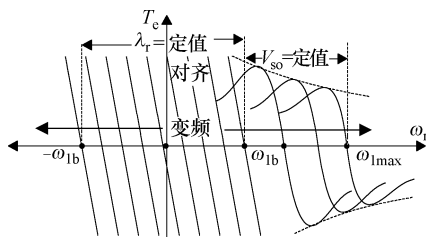
8.18 只有恒转子磁链控制时, 转矩—转速曲线才是线性的

根据式 (8-96), 转子磁链 λ_r^b 恒定时的转矩—转速关系为

$$T_e = \frac{3}{2} \times p \times \frac{\lambda_{r0}^2 (\omega_1 - \omega_r)}{r_r} \quad (8-146)$$

它代表的是一条直线, 如图 8-18 所示。这对于速度 (转矩) 控制而言是很理想的, 由此引申出了目前工业界广泛接受的矢量控制方法。然而需要注意的是, 在基频 ω_{1b} 以上, PEC 的电压已经达到最大, 转子磁链的幅值无法继续维持恒定。这是因为, 由式 (8-145) 给出的定子磁链幅值与由式 (8-104) 给出的转子磁链幅值的差别一般低于 15% (功率较高时差别更小), 当定子磁链不能维持恒定时, 转子磁链也就不能维持恒定了。所以, 当频率高于 ω_{1b} 时, 转矩—转速曲线又退化成 V_1/f_1 控制时的曲线形状。

在图 8-18 中, 实现四象限运行的方法跟 V_1/f_1 控制中实现方法类似。

图 8-18 基频 ω_{lb} 以下恒转子磁链控制时($\lambda_r^b = \text{常数}$) 的转矩—转速曲线(ω_{lb} 以上为恒电压、变频率控制)

在图 8-18 中, 负的频率 ω_1 意味着磁动势波的速度为负 (反转), 这只需改变定子相电压的相序 (从 abc 变成 acb) 即可实现。

8.19 定子磁链恒定时, 转矩—转速曲线有两个临界点

从式 (8-194) 可见, 笼型转子感应电动机在稳态时的定、转子磁链关系为

$$\bar{\lambda}_{s0} = \bar{\lambda}_{r0} \frac{(1 + jS\omega_1 \tau_r')}{K_s} \quad (8-147)$$

因此, 根据式 (8-146), 电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{3}{2} \times p \times \frac{K_s^2}{r_r} \frac{S\omega_1 \lambda_{s0}^2}{1 + (S\omega_1 \tau_r')^2} \quad (8-148)$$

上式的极限值 (临界值) 为

$$(S\omega_1)_k = \pm \frac{1}{\tau_r'} \quad (8-149)$$

$$T_{ek} = \frac{3}{2} \times p \times \frac{K_s^2 \lambda_{s0}^2}{2r_r \tau_r n} \quad (8-150)$$

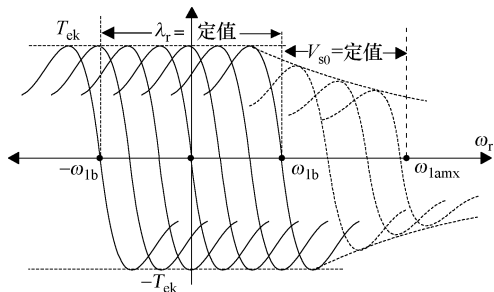
因此, 在基频 (额定频率) 以下, 只要设计的恒定磁链幅值 λ_{s0} 能够实现, 峰值扭矩就与频率无直接关系。

在基频以上, 根据式 (8-145), 峰值扭矩近似为

$$(T_{ek})_{\omega_1 > \omega_{lb}} = \frac{3}{2} \times p \times \frac{K_s^2}{2r_r \tau_r'} \cdot \frac{V_{s0}^2}{\omega_1^2} \quad (8-151)$$

因此, 电动机四象限运行的转矩—转速曲线具有如图 8-19 所示的形式。

由图 8-19 可见, 即使在零速下也可以安全地输出最大转矩。但是, 在研究

图 8-19 基速 ω_{lb} 以下恒定定子磁通幅值、基速以上恒电压的转矩—转速曲线

电气传动的瞬态和稳定性时,还必须解决转矩—转速曲线偏离线性的问题(即非线性问题)。

注意:从原理上讲,PEC还可以提供主磁通恒定(即气隙磁通恒定)的变频控制。但到目前为止,这种运行模式在调速传动中尚未获得什么市场。

8.20 裂相感应电动机

裂相感应电动机有两个正交的定子绕组:主绕组和辅绕组。

这种感应电动机通常由单相交流电源供电,这可以是恒压恒频的电源,也可以是变压变频的电源。

当用在调速的场合时,它一般只需要使用单相PWM逆变器。

裂相感应电动机的辅绕组中串联有一个电容器,其电流 I_a 超前主绕组中的电流 I_m 。这样一来,这两个正交放置的绕组就会在气隙中产生出椭圆形的旋转磁场。这正是单相感应电动机能够安全地起动起来、并沿着从带电容器的辅绕组往主绕组方向旋转的原因。

将电容器从辅绕组切换到主绕组,就可以使气隙中的旋转磁场反向,从而使电动机的运动方向反转。为实现这种效果,两个绕组应该相同(即具有相同的匝数和槽数)。对于单向运行的情况,匝数比 $a = W_a/W_m$ 往往大于1,且 $I_a < I_m$,这样设计的原因在于,在很多场合,在电动机起动起来之后,辅绕组往往会被断开。

使用两个电容器的情况也很常见:较大的一个用于起动,较小的另一个用于正常运行。

由于电容器的存在,毫无例外,使用电容器的裂相感应电动机都具有很高的功率因数。双值电容感应电动机的典型连接方式如图8-20所示。

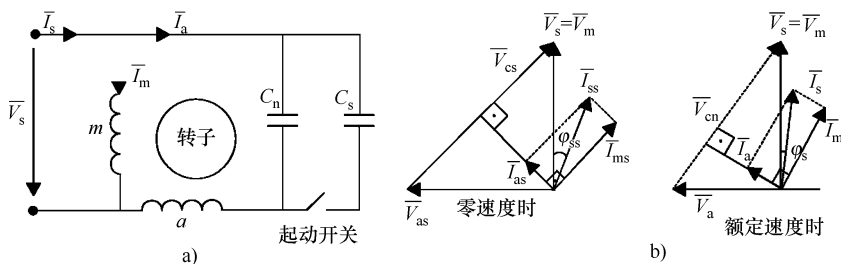


图 8-20 双值电容感应电动机

a) 等效电路原理图 b) 空载和额定负载时的量相图

由于电容器的电压与辅绕组的电流是垂直的,因此,在对称条件下,即当 I_a 和 I_m 相差 90° 电角度,且具有相等的安匝数($W_m I_m = W_a I_a$)时,将产生一个纯粹的旋转磁场。为了在起动和额定运行时实现对称条件,零速度时需要配置的电容为 C_s ,额定速度(额定负载)时需要配置的电容为 $C_n < C_s$ ($C_s/C_n \cong 4 \sim 6$)。

在其他的速度（或转差率 S ）下，气隙中的磁场将有一个附加的（有害的）反转分量，这将产生制动转矩和附加的损耗。

跟三相电动机的分析一样，定子绕组磁动势的基波分量为：

$$\begin{aligned} F_m(\theta_{es}, t) &= F_{1m} \cos(\omega_1 t) \cos\theta_{es} \\ F_a(\theta_{es}, t) &= -F_{1a} \cos(\omega_1 t + \gamma_i) \sin\theta_{es} \end{aligned} \quad (8-152)$$

两个磁动势的幅值之比为

$$\frac{F_{1m}}{F_{1a}} = \frac{W_m k_{wm1}}{W_a k_{wa1}} \frac{I_m}{I_a} = \frac{1}{a} \frac{I_m}{I_a} \quad (8-153)$$

合成磁动势 $F(\theta_{es}, t)$ 可以分解为正、反向旋转的两个波：

$$\begin{aligned} F(\theta_{es}, t) &= F_m(\theta_{es}, t) + F_a(\theta_{es}, t) \\ &= F_{1m} \cos(\omega_1 t) \cos\theta_{es} + F_{1a} \cos(\omega_1 t + \gamma_i) \sin\theta_{es} \\ &= \frac{1}{2} F_m C_f \sin(\theta_{es} - \omega_1 t - \beta_f) + \frac{1}{2} F_m C_b \sin(\theta_{es} + \omega_1 t - \beta_b) \end{aligned} \quad (8-154)$$

其中：

$$C_f = \sqrt{\left(1 + \frac{F_{1a}}{F_{1m}} \sin\gamma_i\right)^2 + \left(\frac{F_{1a}}{F_{1m}}\right)^2 \cos^2\gamma_i} \quad (8-155)$$

$$C_b = \sqrt{\left(1 - \frac{F_{1a}}{F_{1m}} \sin\gamma_i\right)^2 + \left(\frac{F_{1a}}{F_{1m}}\right)^2 \cos^2\gamma_i} \quad (8-156)$$

$$\sin\beta_f = \frac{1 + \frac{F_{1a}}{F_{1m}} \sin\gamma_i}{C_f}; \quad \sin\beta_b = \frac{1 - \frac{F_{1a}}{F_{1m}} \sin\gamma_i}{C_b} \quad (8-157)$$

显然，若 $F_{1a}/F_{1m} \cong 1$ 、相位移为 $\gamma_i = 90^\circ$ ，那么 $C_b = 0$ ，反向磁场（即反向转矩）将等于零。正向磁动势分量的转差率为 $S_+ = (\omega_1 - \omega_r)/\omega_1 = S$ ，反向（逆向）磁动势分量的转差率为 $S_- = (-\omega_1 - \omega_r)/(-\omega_1) = 2 - S$ 。

在稳态分析时，可以直接使用对称分量（+、-序分量）模型，而在瞬态分析时，则通常使用定子坐标系的 d - q 模型。

对称分量（+、-序分量）模型

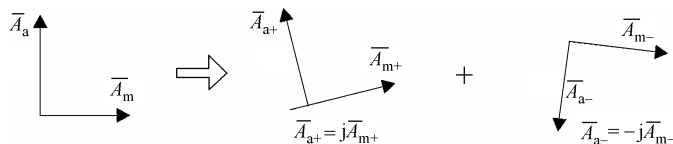


图 8-21 对称分量（+、-序分量）模型的分解

根据叠加原理，有：

$$\bar{A}_m = \bar{A}_{m+} + \bar{A}_{m-}; \quad \bar{A}_a = \bar{A}_{a+} + \bar{A}_{a-} \quad (8-158)$$

可解得：

$$\bar{A}_{m+} = \frac{1}{2}(\bar{A}_m - j\bar{A}_a); \quad \bar{A}_{m-} = \frac{1}{2}(\bar{A}_m + j\bar{A}_a) \quad (8-159)$$

这样一来, 这个电动机就像是两个独立的假想电动机, 分别对应着 +、- 序两个分量:

$$\bar{V}_{m+} = Z_{m+} \bar{I}_{m+}; \quad \bar{V}_{m-} = Z_{m-} \bar{I}_{m-} \quad (8-160)$$

$$\bar{V}_{a+} = Z_{a+} \bar{I}_{a+}; \quad \bar{V}_{a-} = Z_{a-} \bar{I}_{a-}$$

$$\bar{V}_m = \bar{V}_{m+} + \bar{V}_{m-}; \quad \bar{V}_a = \bar{V}_{a+} + \bar{V}_{a-} \quad (8-161)$$

如图 8-22 那样, 当笼型转子被分别归算到主绕组 (m 绕组) 和辅绕组 (a 绕组) 时, +、- 序分量的阻抗 $Z_{m\pm}$ 以及 $Z_{a\pm}$ 分别代表着电机每相的总正向阻抗和总反向阻抗。

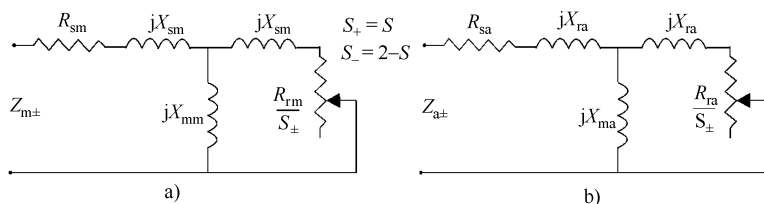


图 8-22 等效对称阻抗 (+、- 序阻抗)

a) 归算到主绕组时 b) 归算到辅绕组时

电压 \bar{V}_m 和 \bar{V}_a 跟电源电压 \bar{V}_s 的关系为

$$\bar{V}_s = \bar{V}_m; \quad \bar{V}_a + (\bar{I}_{a+} + \bar{I}_{a-}) Z_a = \bar{V}_s \quad (8-162)$$

式中, Z_a 是辅绕组上的附加阻抗 (通常为一个电容器), 用以获得更好的起动或运行性能。

转矩 T_e 的表达式有两项, 即正转分量和反转分量:

$$T_e = T_{e+} + T_{e-} = \frac{2p_1}{\omega_1} \left[I_{rm+}^2 \frac{R_{rm}}{S} - I_{rm-}^2 \frac{R_{rm}}{2-S} \right] \quad (8-163)$$

当辅绕组开路时, $Z_a = \infty$, $I_{rm+} = I_{rm-}$, 在这种情况下, 在速度为零 ($S = 1$) 时, 转矩也将为零, 电动机将无法起动。

裂相电容运行感应电动机的典型机械特性 $T_e(\omega_r)$ 由正向转矩 (在 $+\omega_1$ 处同步) 和负向转矩 (在 $-\omega_1$ 处同步) 两条曲线叠加而成, 如图 8-23 所示。

尽管反向 (负) 转矩相当小, 但它在额定速度 (设计的满足对称条件的速度点) 以下的所有速度下都存在。从 $I_{m-} = 0$ 可以得到对称的两个条件, 一个是匝数比 a , 一个是给定转差率 S 下的电容值 C , 具体参见文献 [8] 第 851 页。

对于定子两个绕组用铜量相同的电动机, 对称条件十分简单^[8]:

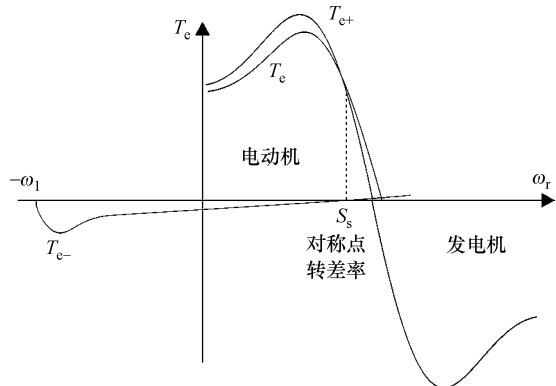


图 8-23 裂相电容运行感应电动机的典型机械特性

$$a = X_{m+}/R_{m+} = \tan\varphi_+ \\ X_c = \frac{1}{\omega C} = Z_+ \cdot a \sqrt{a+1} \quad (8-164)$$

因此,对于现成的电动机来讲(匝数比 a 固定),很有可能在任何转差率(速度)下都找不到满足对称条件的电容值。幸运的是,完美的对称并无必要,因为对于转子电阻设计得比较低(效率较高)的电动机来讲,其反向转矩是比较小的。裂相电容电动机在恒速和调速的场合有着广泛的应用,容量一般小于500W。第9章将对裂相电容电动机的控制做更多的介绍。

例 8-5

一台电容运转裂相感应电动机, $C_a = 8\mu\text{F}$ 、极数 $2p = 6$ 、230V、50Hz、 $n_n = 960\text{r/min}$, 主、辅绕组参数为: $R_{sm} = 34\Omega$, $R_{sa} = 150\Omega$, $a = 1.73$, $X_{sm} = 35.9\Omega$, $X_{sa} = a^2 X_{sm}$, $X_{rm} = 29.32\Omega$, $R_{rm} = 23.25\Omega$, $X_{rm} = 249\Omega$ 。

针对辅绕组开路的情况,计算:

- 额定转差率时的 \pm 序阻抗 $Z_{m\pm}$ 、 $Z_{m\pm}$;
- 这种特殊情况下的电动机等效电路;
- 主绕组的电流分量 I_{m+} 、 I_{m-} 以及总电流 I_m ;
- \pm 序转矩分量,合成转矩以及机械功率、效率、功率因数。

解答:

- 额定转差率:

$$S_n = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} = \frac{2\pi \times 50 - 2\pi \times 3 \times 960/60}{2\pi \times 50} = 0.06; 2 - S_n = 1.94; \quad (8-165)$$

根据图 8-22 的等效电路,正负序阻抗 Z_{m+} 、 Z_{m-} 分别为

$$Z_{m+} = R_{sm} + jX_{sm} + Z_{r+} = 34 + j \times 35.9 + \frac{j \times 249(23.25/0.06 + j \times 29.32)}{23.25/0.06 + j(29.32 + 249)} = \\ = 34 + j \times 35.9 + 105.4 + j \times 174 \quad (8-166)$$

$$Z_{m-} = R_{sm} + jX_{sm} + Z_{r-} = 34 + j \times 35.9 + \frac{j \times 249(23.25/1.94 + j \times 29.32)}{23.25/1.94 + j \times (29.32 + 249)} = \\ = 34 + j \times 35.9 + 9.6 + j \times 27 \quad (8-167)$$

- 注意,由于辅绕组电流 $\bar{I}_a = 0$,因此,根据式(8-158)~式(8-159)有:

$$\bar{I}_{m+} = \bar{I}_{m-} = \frac{\bar{I}_m}{2}$$

结合式(8-160),可得:

$$\bar{V}_m = \bar{V}_s = \bar{V}_{m+} + \bar{V}_{m-} = Z_{m+} \bar{I}_{m+} + Z_{m-} \bar{I}_{m-} = \bar{I}_m \left(\frac{Z_{m+}}{2} + \frac{Z_{m-}}{2} \right)$$

这意味着一个串联的等效电路,如图 8-24 所示。

- 因此,主绕组的两个电流分量 $\bar{I}_{m+} = \bar{I}_{m-}$ (A)可以很简单地得到为

$$I_{m+} = I_{m-} = \frac{V_s}{|Z_{m+} + Z_{m-}|} = \frac{230}{2 \times 165.2} = 0.696$$

主绕组电流 $I_m = 2I_{m+} = 1.392\text{A}$ 。

$S = 0.06$ 时的功率因数 $\cos\varphi_1$ 为

$$\cos\varphi_1 = \frac{\operatorname{Re}(Z_{m+} + Z_{m-})}{|Z_{m+} + Z_{m-}|} = \frac{2 \times 92.8}{2 \times 165.2} = 0.5617!$$

d) 根据式 (8-163) 和图 8-24 计算转矩分量:

$$T_e = T_{e+} + T_{e-} = \frac{2p}{\omega_1} \left[I_{m+}^2 \frac{R_{rm}}{S} - I_{m-}^2 \frac{R_{rm}}{2-S} \right]$$

由前面所得的 Z_{m+} 、 Z_{m-} 可得 $R_{m+} = 105.4\Omega$ 、 $R_{m-} = 9.6\Omega$, 因此 T_{e+} 、 T_{e-} (Nm) 分别为

$$T_{e+} = \frac{2 \times 3}{2\pi \times 50} 0.696^2 \times 105.4 = 0.9756$$

$$T_{e-} = -\frac{2 \times 3}{2\pi \times 50} 0.696^2 \times 9.6 = -0.08886$$

所以, 总转矩 T_e (Nm) 为

$$T_e = T_{e+} + T_{e-} = 0.8687$$

机械功率 P_m (W) 为

$$P_m = T_e 2\pi \times 50 = 0.8687 \times 2\pi \times \frac{940}{60} = 85.47$$

忽略铁耗和机械损耗时的效率为

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{co}} = \frac{85.47}{85.47 + 1.392^2 \times 34} = 0.5647$$

由以上的计算可见, 功率因数 $\cos\varphi_1$ 很低, 这主要是因为没有电容器。效率很低则主要是因为功率很小。

因此, 给串联有电容器的辅绕组供电很有必要。

注意: 当存在辅绕组时, 性能计算的过程跟以上是一样的, 只是稍微繁琐一点, 具体见参考文献 [8] 第 847 页。

8.21 小结

① 三相感应电动机可以说是工业中的牛马, 其容量从低于 1kW 一直到高达 10MW。另外, 还有容量超过 100MW 的绕线转子结构感应电动机, 主要用于抽水蓄能电站。

② 定、转子的交流绕组是安放在槽中的。在恒速高起动转矩的应用中, 要利用转子绕组中的趋肤效应, 而在利用 PEC 来提供变压变频的调速传动中, 则应避免趋肤效应。

③ 定、转子绕组之间的电感随转子位置按正弦规律变化, 因此相坐标系中的电压—电流方程是一个 8 阶的非线性系统, 即使采用数值方法, 其瞬态分析也很困难。

④ 空间相量模型跟 $d-q$ (正交坐标系) 模型 (或 Park 模型) 等效, 其特点是系数

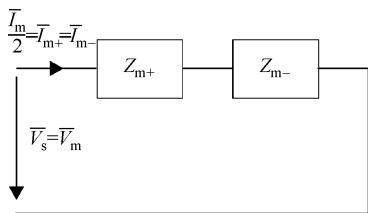


图 8-24 $I_a = 0$ 的单相感应电动机的等效电路

为常数。

⑤ 稳态时，转子电流空间相量和磁链空间相量在空间上是彼此正交的。

⑥ 恒速时，空间相量模型是一个二阶系统，有两个复特征值，一个源自定子，一个源自转子。这两个复特征值取决于转子的速度及参考坐标系的速度 ω_b ，但它们的实部在低转差率时都是负的。

⑦ 在稳态时，空间相量模型与参考坐标系的速度无关，具有不变的模型方程。

⑧ 感应电动机的损耗分布在定子和转子两侧：定子侧的铁耗、定转子绕组中的铜耗、转子侧的附加损耗和机械损耗。应用等效电路可以方便地计算稳态性能。

⑨ 感应电动机的运行方式有电动机状态、发电状态和交流制动状态（反接制动）。恒压恒频供电时，转矩—转速曲线上有两个峰值（一个在电动状态时，一个在发电状态时）。

⑩ 当电动机定子由直流供电、且转子速度非零时，转子中的动生电动势将产生转子电流，因而产生制动转矩。直流制动时，转子电流的角频率 ω_2 等于转子旋转的电角速度 ω_r 。笼型转子电动机的最大直流制动转矩发生在转子速度较小时。

⑪ 感应电动机调速的主要途径是通过 PEC 来改变定子或转子的频率和电压。对于调速范围有限的应用（理想空载转速 $\pm 30\%$ 左右），采用有限容量的 PEC 来改变转子的供电频率的调速方法特别实用，对大功率的传动尤其如此。

⑫ 定子变频调速有三种方法特别实用： V_1/f_1 方法，恒转子磁通方法及恒定子磁通方法。

⑬ 只有恒转子磁通方法的转矩—转速曲线是线性的（跟永磁直流有刷电动机的一样），也就是说，这个方法对电气传动的控制来讲是很理想的一个方法。这就是所谓的矢量控制方法。

⑭ 裂相电容感应电动机常用于 500W 以下的单相供电场合（如家用场合）。

8.22 习题

8.1 在定子坐标系中（ $\omega_b = 0$ ），针对例 8-2 中的笼型转子感应电动机数据，在 $0 \sim 2400 \text{r/min}$ 内，选择 8 个不同的转子速度点，绘制电动机的复根（特征值）轨迹。

8.2 一台感应电动机，具有例 8-3 中的电阻和电感参数， $p = 1$ ， $V_r^b = 0$ ， $n = 900 \text{r/min}$ ，转子磁链 $\lambda_r^b = 1 \text{Wb}$ ，转矩为 $T_e = 40 \text{Nm}$ ，请计算：定子频率 ω_1 ，同步坐标系中的定子磁链空间相量幅值、定子电压、定子电流、功率因数。将 d 轴沿转子磁链定向，绘制空间相量图，并标出对应的数值（如图 8-12 一样）。

8.3 一台感应电动机，数据为：理想空载（ $S = 0$ ）时，相电流有效值 $I_{on} = 5 \text{A}$ ， $p = 2$ ，空载损耗 $p_0 = 200 \text{W}$ ，定子相电压有效值 $V = 120 \text{V}$ ； $f_1 = 60 \text{Hz}$ ；每相起动电流（ $\omega_r = 0$ 、 $S = 1$ 时） $I_{\text{start}} = 15I_{on}$ ，起动功率因数 $\cos\varphi_{1s} = 0.3$ ； $L_{ls} = L_{lr}$ ； $r_{\text{start}} = 3r_r$ 。利用图 8-11 的等效电路计算：定、转子电阻 r_s 、 r_{start} 以及漏电感 L_{ls} 和 L_{lr} ，起动转矩，铁耗电阻 r_m 以及铁耗 p_{iron} ，主电感 L_m 。考虑到我们的转子是深槽导条转子（有趋肤效应），正

常运行时的转子电阻为 $r_r = 1.2r_s$ ，请计算 $S = 0.02$ 时电动机内的所有电气损耗。

8.4 一台感应电动机，数据为： $r_s = 0.2\Omega$ ， $p = 2$ ， $r_r = 0.2\Omega$ ， $L_{lr} = L_{ls} = 5 \times 10^{-3} \text{H}$ ， $L_m = 0.1 \text{H}$ ， $f_1 = 60 \text{Hz}$ ， $V_L = 220 \text{V}$ （有效值）。运行在再生制动状态下， $S = -0.02$ ，请计算电磁转矩 T_e 和回送到电源的电功率（忽略铁耗和机械损耗）。

8.5 一台感应电动机，电阻和电感等数据同习题 8.4。在 $\omega_1 = 2\pi \times 10 \text{rad/s}$ 情况下，计算直流制动转矩的峰值（直流电路连接如图 8-15b， $I_0 = 4 \text{A}$ ）。

8.6 一台感应电动机，工作时的转子磁链为 $\lambda_{r0} = 1 \text{Wb}$ ，极数 $2p = 4$ ，转子电阻为 $r_r = 0.2\Omega$ 。针对 $\omega_1 = 2\pi \times 20 \text{rad/s}$ ，计算并绘制转矩—转速曲线。针对 $\tau_r' = 0.01 \text{s}$ 、 $S = 0.1$ 、 $K_s = 0.95$ ，确定定子磁链 λ_{s0} ，以及所需的定子电压 V_{d0} （忽略定子电阻）。

8.7 一台感应电动机，在恒定定子磁链下变频工作，数据如习题 8.6。当 $\lambda_{d0} = 1.06 \text{Wb}$ 时，确定临界转差率、 $(S\omega_1)_k$ 、临界（最大）转矩，并绘制 $f_1 = 20 \text{Hz}$ 时的转矩—转速曲线。对于 $f_1' = 60 \text{Hz}$ ，当电压跟 20Hz 一样时，计算能够得到的最大磁通，再次确定可获得的最大转矩，对应的电磁功率。

8.23 参考文献

1. **K.P. Kovacs, I. Racz**, Transient regimes of a.c. machines, Springer Verlag 1995 (the original edition, in German, in 1959).
2. **P. Vas**, Vector control of a.c. machines, O.U.P., 1990.
3. **I. Boldea, S.A. Nasar**, Vector control of a.c. drives, Chapter 2, CRC Press, Florida, USA, 1992.
4. **D.W. Novotny, T.A. Lipo**, Vector control and dynamics of a.c. drives, Oxford University Press, 1996.
5. **R.H. Park**, "Two reaction theory of synchronous machines: generalized method of analysis", AIEE Trans.vol.48, 1929, pp.716-730.
6. **J. Holtz**, "On the spatial propagation of transient magnetic fields in a.c. machines", IEEE Trans.vol.IA-32, no. 4, 1996, pp.927-937.
7. **I. Boldea, S.A. Nasar**, "Unified treatement of core losses and saturation in orthogonal axis model of electric machines", Proc.IEE, vol.134, PartB, 1987, pp.355-363.
8. **I. Boldea, S.A.Nasar**, Induction machine handbook, CRC Press 2001.

第9章 PWM 逆变器供电的感应电动机传动

9.1 引言

本章仅介绍电压源 PWM 逆变器供电的中、小功率笼型转子感应电动机的变频变压传动。

所谓的标量控制，是指开环电压—频率（ V_1/f_1 ）协调控制或电流—转差频率控制，它不使用速度（或位置）闭环，一直以来用在低动态和低速度控制精度的传统应用场合，能够提供令人满意的调速性能。

在要求快速的转矩动态和速度控制的应用中，则需要进行闭环速度控制甚至转矩闭环控制。在这种场合，对感应电动机的转矩—转速特性或转矩—电流特性进行线性化，使它们变得跟直流有刷电动机的特性一样，是一种十分理想的做法。

实现这种线性化主要有三种算法，它们都是通过对感应电动机的空间相量方程进行巧妙的处理来实现的：

- ① 矢量电流和电压控制——VC^[1]；
- ② 直接转矩和磁通控制——DTFC^[2-4]；
- ③ 反馈线性化控制——FLC^[5-7]。

对于闭环运动控制来讲，要想获得较宽的调速控制范围（高于 100:1），就必须使用速度和（或）位置传感器。但当调速范围低于以上数值时，则不使用运动传感器，而是基于测得的电动机电压和电流，利用观测器来计算速度（位置）。

因此，我们对感应电动机的闭环运动控制做以下分类：

- ① 有运动传感器的控制；
- ② 无运动传感器的控制（或称无传感器控制）。

随着强大的数字信号处理器（DSP）以及专用集成电路（ASIC）技术的迅猛发展，出现了一种通用的感应电动机控制方法，它以菜单的方式，提供各种工作模式：

- ① 带（或不带）运动传感器的、有转差率补偿的 V_1/f_1 控制；
- ② 带（或不带）运动传感器的矢量控制（VC）或直接转矩和磁通控制（DTFC）或反馈线性化控制（FLC）。

尽管 V_1/f_1 控制是历史上第一个无传感器的（低动态）感应电动机控制方法，但如今它已经逐渐失去势头，因此我们将其留在本章最后来介绍。我们将先介绍矢量控制方法（VC）的原理，以及有（或无）运动传感器的状态观测器的实现实例。然后按同样的方式，来介绍 DTFC、FLC，以及 V_1/f_1 方法。

9.2 矢量控制——一般化的磁链定向

矢量控制意味着通过对供电电压的幅值、相位以及频率进行坐标变换,实现对定子磁通(磁场电流)和转矩(转矩电流)分量的独立(或解耦)控制。磁通的变化是比较缓慢的(尤其是在电流控制的时候),维持磁通恒定可以实现快速的转矩/电流响应和转矩响应,因而获得快速的速度(位置)响应;另一方面,磁通水平的控制也是一种很重要方法,它既可以用来避免磁路饱和及高铁耗,又可以用在轻载时实现弱磁降铁耗的目的。

在感应电动机中,与第8章式(8-92)~式(8-93)相对应,有三种不同的磁链空间相量: λ_m^b ——气隙磁链; λ_s^b ——定子磁链; λ_r^b ——转子磁链。它们与电流的关系为

$$\bar{\lambda}_m = L_m \cdot (\bar{i}_s + \bar{i}_r) = L_m \bar{i}_m; \bar{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r; \bar{\lambda}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \quad (9-1)$$

矢量控制可以采用以上任何一种磁链空间相量,只需将参考坐标系的 d 轴放置在该磁链空间相量的方向上,并对该磁链的幅值进行监控即可。因此,可以定义一个一般化的磁链,将以上的各种磁链当成特殊情况^[8-9]。

为了便于比较以上三种磁链定向策略,我们引入新的、一般化的转子变量 \bar{i}_{ra} 、 $\bar{\lambda}_{ra}$:

$$\bar{i}_{ra} = \bar{i}_r / a; \bar{\lambda}_{ra} = \bar{\lambda}_r \cdot a; r_{ra} = r_r \cdot a^2 \quad (9-2)$$

式中, a 为一个实常数。并定义一般化磁链为

$$\bar{\lambda}_{ma} = a L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_{ra}) \quad (9-3)$$

在复变量方程式(8-50)~式(8-53)中,令 $d/dt = s$, 可得:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= r_s \bar{i}_s + s \bar{\lambda}_s + j\omega_1 \bar{\lambda}_s \\ \bar{V}_r &= r_r \bar{i}_r + s \bar{\lambda}_r + j(\omega_1 - \omega_r) \cdot \bar{\lambda}_r \end{aligned} \quad (9-4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \text{Re} (j \bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*)$$

式中, ω_1 为一般化磁链空间相量的电角速度; $\bar{V}_r = 0$ 。利用式(9-1)~式(9-3), 可得:

$$\bar{V}_s = [r_s + (s + j\omega_1)(L_s - aL_m)] \cdot \bar{i}_s + (s + j\omega_1) \cdot \bar{\lambda}_{ma} \quad (9-5)$$

$$0 = -[r_r + (s + jS_a \omega_1)(L_r - L_m/a)] \cdot \bar{i}_s + [r_r + (s + jS_a \omega_1)L_r] \cdot \frac{\bar{\lambda}_{ma}}{aL_m} \quad (9-6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \text{Re}(j \bar{\lambda}_{ma} \bar{i}_s^*) \quad (9-7)$$

式中, S_a 是以一般化磁链 $\bar{\lambda}_{ma}$ 的转速 ω_1 作为同步转速时,定义的转子转差率,即

$$S_a = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} \quad (9-8)$$

一般化磁链定向的坐标系关系如图9-1所示,其中,定子电流 \bar{i}_s 和一般化磁链 $\bar{\lambda}_{ma}$ 都是复变量,参考系的 d 轴固定在一般化磁链的方向上:

$$\bar{\lambda}_{ma} = \lambda_{ma}; \bar{i}_s = i_{da} + j i_{qa} \quad (9-9)$$

根据式 (9-9), 转矩表达式 (9-7) 变为

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_{ma} i_{qa}; i_{qa} = i_s \sin \delta_{ia} \quad (9-10)$$

在电动状态时, 有 $T_e > 0$ (当 $\omega_r > 0$ 时)、 $\delta_{ia} > 0$, 所以 $\delta_{ia} < 0$ 对应的是发电状态。换句话说, 在正向运动 (正向旋转) 时, 定子电流超前一般化磁链对应电动状态, 滞后一般化磁链则对应发电状态。

根据式 (9-8) 和图 9-1 可得:

$$\frac{d\gamma_a}{dt} = S_a \omega_a \quad (9-11)$$

可以认为, 式 (9-10) 中的 i_{qa} 为定子电流中的转矩电流分量, 图 9-1 中的 i_{da} 为定子电流中的磁通电流分量。矢量控制的实质就是这两个电流分量的解耦控制, 因为 λ_{ma} 恒定时的转矩控制就是 i_{qa} 的控制, 磁链的控制就是 i_{da} 的控制。

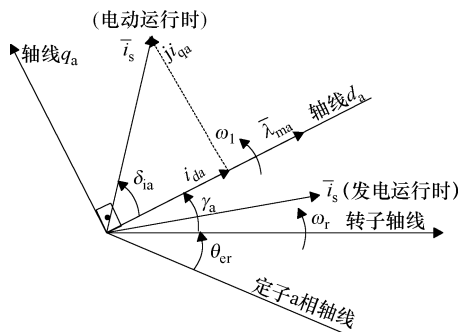


图 9-1 一般化磁链定向

9.3 一般化的电流解耦

在矢量控制中, 输入变量 (指令变量) 为参考磁链 λ_{ma}^* 和参考转矩 T_e^* 。因此, 矢量控制的感应电机是一个两输入的系统, 其中, λ_{ma}^* 的值要么保持恒定, 要么根据某个预先定好的优化判据 (在很大程度上取决于具体的应用), 由速度或转矩来决定。

所谓一般化的电流解耦, 是指基于参考磁链 λ_{ma}^* 和参考转矩 T_e^* , 来确定参考电流空间相量 \vec{i}_s^* (i_{da}^* 、 i_{qa}^*)。在速度 (位置) 控制系统中, 参考转矩是位置或速度闭环控制器的输出; 在仅需转矩控制的系统中, 参考转矩就是所需的转矩 (由速度或时间决定)。

跳过定子电压方程, 直接根据式 (9-6) ~ 式 (9-11), 可得一般化的电流解耦方程如下:

$$S_a \omega_1 = \frac{i_{qa} (1 + s \sigma_a \tau_r)}{\left(\frac{\lambda_{ma}}{a L_m} - \sigma_a i_{da} \right) \tau_r}; \sigma_a = 1 - \frac{L_m}{a L_r}; \tau_r = L_r / r_r \quad (9-12)$$

$$(1 + s \sigma_a \tau_r) \cdot i_{da} = (1 + s \tau_r) \cdot \frac{\lambda_{ma}}{a L_m} + S_a \omega_1 \sigma_a \tau_r i_{qa} \quad (9-13)$$

式 (9-12) ~ 式 (9-13) 可以表示成一般化的电流解耦网络, 如图 9-2 所示。

有了一般化电流解耦模型, 就可以针对任何磁链定向, 通过对 PWM 逆变器进行控制, 来迫使电动机的电流跟随 i_{da}^* 和 i_{qa}^* 。

值得注意的是 $\sigma_a = 0$ 的情况, 此时:

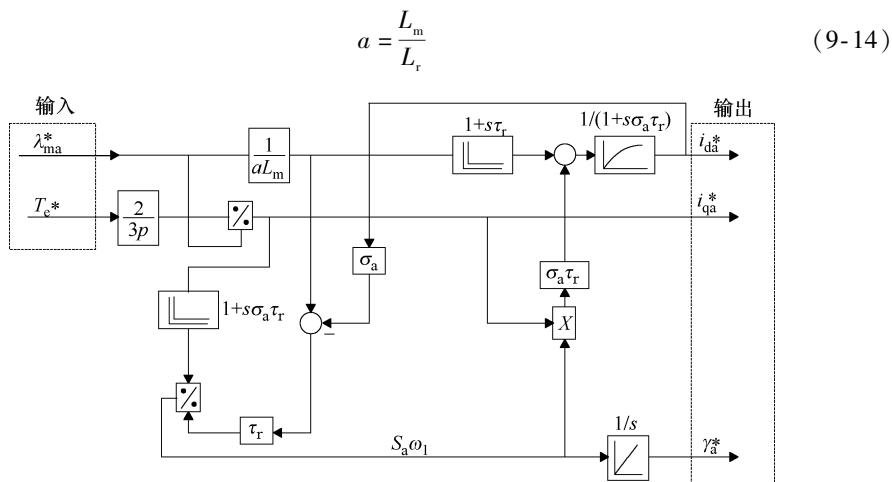


图 9-2 一般化电流解耦网络

在这种情况下，由式 (9-1) ~ 式 (9-3) 和式 (9-12) ~ 式 (9-13) 可得：

$$(\lambda_{ma})_a = \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_r; S_a \omega_1 = \frac{i_{qa}}{\lambda_r \tau_r / (1 + s \tau_r)} \quad (9-15)$$

$$i_{da} = (1 + s \tau_r) \cdot \frac{\lambda_r}{L_m}; T_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_r i_{qa} = \frac{3}{2} \lambda_r^2 \cdot \frac{S_a \omega_1}{r_r} \cdot p$$

这是单纯的转子磁链 (λ_r) 定向，相应的电流解耦网络得到简化，如图 9-3 所示。

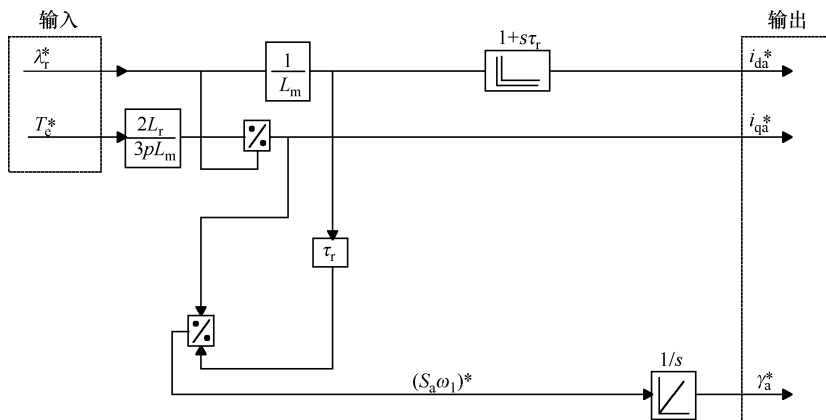


图 9-3 转子磁链定向时的电流解耦网络

另一方面，当取 $a = \frac{L_s}{L_m}$ 时，由式 (9-1) ~ 式 (9-3) 可得：

$$(\bar{\lambda}_{ma})_a = \frac{L_s}{L_m} = \bar{\lambda}_s \quad (9-16)$$

这就是说，我们得到了定子磁链定向，此时：

$$(\sigma_a)_{a=\frac{L_s}{L_m}} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = \sigma \neq 0 \quad (9-17)$$

因此, 定子磁链定向时的电流解耦网络仍为图 9-2 那样的复杂形式。若取 $a = 1$, 也有类似的结果:

$$(\bar{\lambda}_{ma})_{a=1} = \bar{\lambda}_m; (\sigma_a)_{a=1} = 1 - \frac{L_m}{L_r} \quad (9-18)$$

这是气隙磁链定向。

电流解耦网络是实现磁链定向的一种前馈(间接)方法。它要求预先已知电动机参数, 且需要 DSP 拥有正比于电流解耦网络复杂度的在线计算能力(当采用 DSP 实现时)。因此, 电流解耦网络是越简单越好。

由上可见, 间接矢量控制最宜于采用转子磁链定向。不过, 转子磁链定向虽然很简单, 但其电流解耦网络(见图 9-3)严重依赖电动机的参数 L_m 、 L_r/L_m 和 τ_r , 实质上则决定于磁饱和的水平(表现为 L_m 、 L_r 、 τ_r 的变化)以及转子的温度(表现为转子时间常数 τ_r 的变化)^[10]。

9.4 转子磁链定向电流解耦中参数失调的影响

考虑恒定转差频率:

$$(S_a \omega_1) = (S_a \omega_1)^* \quad (9-19)$$

及恒定定子电流:

$$i_s = i_s^* \quad (9-20)$$

但磁路的饱和程度及转子温度存在变化的情况, 即下式定义的 α 和 β 不是常数的情况:

$$\frac{\tau_r}{\tau_r^*} = \alpha \quad (9-21)$$

$$\frac{L_m}{L_m^*} = \frac{L_r}{L_r^*} = \beta \quad (9-22)$$

稳态时, 由式(9-15)可得

$$i_{da} = \frac{\lambda_r}{L_m}; i_{da}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m^*}$$

$$(S_a \omega_1) = (S_a \omega_1)^* = \frac{i_{qa}}{i_{da} \tau_r} = \frac{i_{qa}^*}{i_{da}^* \tau_r^*}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_r i_{qa} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{da} i_{qa} = \frac{3}{2} \cdot p \lambda_r^2 \cdot \frac{S_a \omega_1}{r_r} \quad (9-23)$$

$$T_e^* = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{(L_m^*)^2}{L_r^*} \cdot i_{da}^* i_{qa}^*; i_s^2 = (i_s^*)^2 = i_{da}^2 + i_{qa}^2 = (i_{da}^*)^2 + (i_{qa}^*)^2$$

根据式(9-23)及式(9-21)、式(9-22), 有^[10]:

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \alpha\beta \left[\frac{1 + [(S_a \omega_1)^* \cdot \tau_r^*]^2}{1 + [(S_a \omega_1)^* \cdot \alpha \tau_r^*]^2} \right] \quad (9-24)$$

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_r^*} = \frac{L_m i_{da}}{L_m^* i_{da}^*} = \sqrt{\frac{\beta T_e}{\alpha T_e^*}} \quad (9-25)$$

T_e 和 λ_r 是实际产生的转矩和转子磁链。

现在, 可以利用下式来说明当定子电流 i_s^* 及转差频率 $(S_a \omega_1)^*$ 恒定时, α 和 β 对 T_e/T_e^* 和 λ_r/λ_r^* 的影响:

$$(S_a \omega_1)^* \tau_r^* = K \quad (9-26)$$

通常, $K \leq 1$ 。将 K 引入式 (9-24) 得:

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \alpha\beta \left[\frac{1 + K^2}{1 + K^2 \alpha^2} \right] \quad (9-27)$$

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_r^*} = \beta \sqrt{\frac{1 + K^2}{1 + K^2 \alpha^2}} \quad (9-28)$$

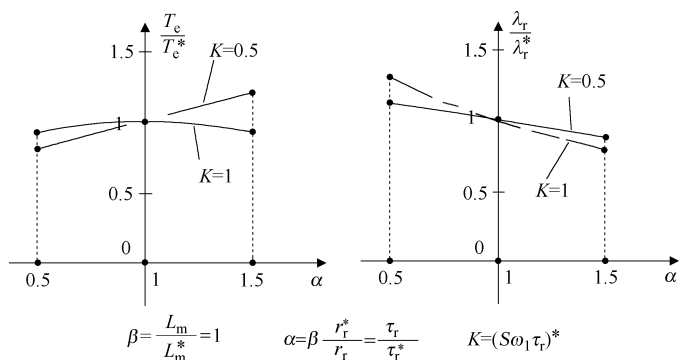


图 9-4 转子磁链定向电流解耦时, 转矩实际值/指令值之比 (T_e/T_e^*) 及转子磁链实际值/指令值之比 (λ_r/λ_r^*) 与转子时间常数失调比 α 之间的关系

显然, 磁饱和及温度参数 (α 、 β) 对磁通比值的影响是单调的, 但转矩比随 α 的变化存在最大值, 出现在 $\alpha = 1/K$ 的时候:

$$\left(\frac{T_e}{T_e^*} \right)_{\max} = \beta \frac{1 + K^2}{2K} \geq \beta \quad (9-29)$$

当 $K=0.5$ 、 1.0 , $\beta=1$, α 从 0.5 变化到 1.5 时, 转矩比、转子磁链比的结果如图 9-4 所示。

由于转子磁通的失调是单调变化的, 因此, 在转子磁链定向的间接矢量控制中, 可以用转子磁通的失调来校正转子时间常数。

当 $S_a \omega_1$ 较小时, 转矩失调较大, 但转子磁链的失调则正好相反, $S_a \omega_1$ 较小时, 转子磁链的失调也较小。

在间接矢量电流控制中, 尤其在需要高精度、快速转矩控制的场合, 对转子时间

常数 τ_r 进行校正, 或根据转差频率 $(S_a \omega_1)^*$ 对温度和磁饱和失调效应进行补偿, 几乎是必须采取的措施。

9.5 直接与间接矢量控制的电流解耦的对比

如上所述, 间接电流解耦要么很复杂 (采用定子磁链定向时), 要么具有很强的参数依赖性 (采用转子磁链定向时)。

为了绕过以上的困难, 可以通过磁链和转矩的直接闭环控制来实现电流的解耦, 其中磁链和转矩的反馈信号则由观测器的计算来产生, 如图 9-5 所示。

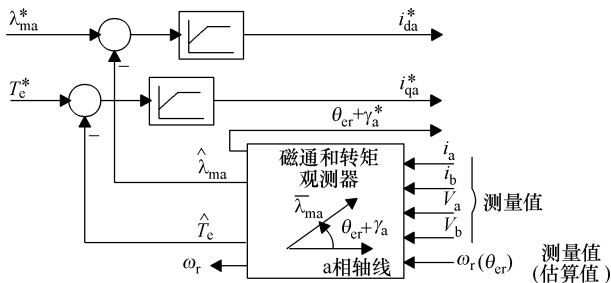


图 9-5 一般化磁链定向时的直接（反馈）电流解耦

实际上, 这个方法只是把参数失调的问题改头换面转移到观测器里面去了, 但实践证明, 在这个新方法中, 相应的问题比较容易解决。

9.6 交流、直流控制器

一旦参考 d - q 轴电流 i_{da}^* 、 i_{qa}^* 和磁链定向角 $\theta_{cr} + \gamma_a^*$ 已知, 我们就需要将这些指令翻译成定子电流, 并利用电流控制器让电力电子变换器 (PEC) 强制输出这些电流。

有两种方法来完成以上的任务:

- ① 采用交流电流控制器;
- ② 采用直流 (同步) 电流控制器^[11]。

不管采用以上哪种方法, 都要用到第 8 章式 (8-57) 的 Park 变换:

$$[P(\theta_{cr} + \gamma_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(-\theta_{cr} - \gamma_a) & \cos(-\theta_{cr} - \gamma_a + \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_{cr} - \gamma_a - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(-\theta_{cr} - \gamma_a) & \sin(-\theta_{cr} - \gamma_a + \frac{2\pi}{3}) & \sin(-\theta_{cr} - \gamma_a - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9-30)$$

图 9-6 中使用的电流解耦网络 (见图 9-2) 可以用图 9-5 所示的直接 (反馈) 电流解耦来代替, 从而得到采用交流电流控制器的直接矢量电流控制。本章稍后将会讲到, 交流电流控制器需要采用较高的开关频率才能产生出较好的相电流波形, 因此要求逆

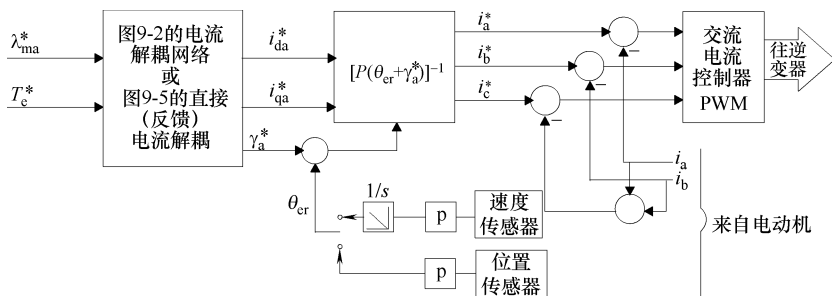


图 9-6 采用交流电流控制器的间接（或直接）矢量电流控制

变器采用闭环 PWM 控制。相反，由于感应电动机的低通滤波作用，输出近似的正弦波相电压的开环 PWM 电压控制方法甚至在较低的开关频率下都可以工作得很好，能够产生出不错的相电流波形。

在上述的开环 PWM 电压控制中，可以使用直流电流控制器，控制方案如图 9-7 所示，它不受负载及频率的影响^[11]。

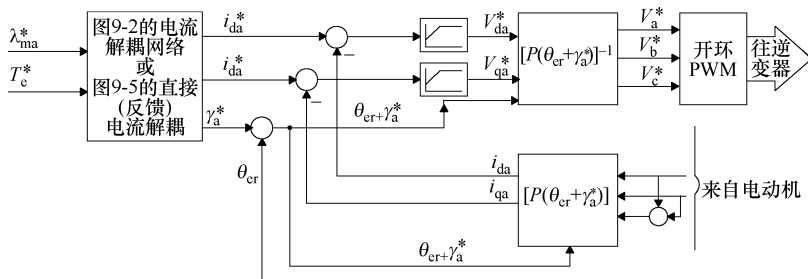


图 9-7 采用直流（同步）电流控制器的间接（或直接）矢量控制

在介绍矢量电流控制方案时，我们都假定感应电动机的响应是相当快速、跟速度无关的。但一般来讲，在电压源 PWM 逆变器中，由于是一个频繁开、关的恒定电压在产生电流，而电动机的动生电动势会阻碍电流的变化，因此，电流（转矩）的响应跟转速有关。

此外，在基速以上，电压是恒定的，因此，除了电流解耦之外，还要求电压解耦，以避免电流（转矩）控制器饱和，进而避免传动系统的响应迟缓。

9.7 电压解耦

大家应该还记得，到目前为止，我们还没有用到定子电压方程式（9-5）。为方便起见，重写式（9-5）如下：

$$\bar{V}_{sa} = [r_s + (s + j\omega_1)(L_s - aL_m)] \cdot \bar{i}_{sa} + (s + j\omega_1) \cdot \bar{\lambda}_{ma} \quad (9-31)$$

在式（9-31）中， ω_1 是一般化磁链空间相量 $\bar{\lambda}_{ma}$ 的瞬时速度， \bar{i}_{sa} 和 \bar{V}_{sa} 也都是在一

化磁链坐标系中表示的。现在, 图 9-8 中的电流解耦网络模块已经将电流空间相量 \bar{i}_{sa}^* 算出来了, 电压解耦的任务则是, 把输出电流空间相量 \bar{i}_{sa}^* 所需的电压空间相量 \bar{V}_{sa} 计算出来。需要注意的是, 电压解耦网络只有在定子磁链定向时 (即 $\alpha = L_s/L_m$ 、 $\bar{\lambda}_{ma} = \bar{\lambda}_s$ 时) 才能得到简化, 相应的简化形式如图 9-9 所示。此时, 式 (9-31) 变为

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + (s + j\omega_1) \bar{\lambda}_s \quad (9-32)$$

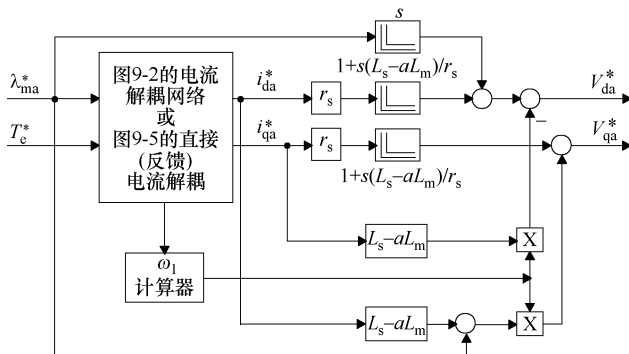


图 9-8 一般化磁链定向的电压解耦网络

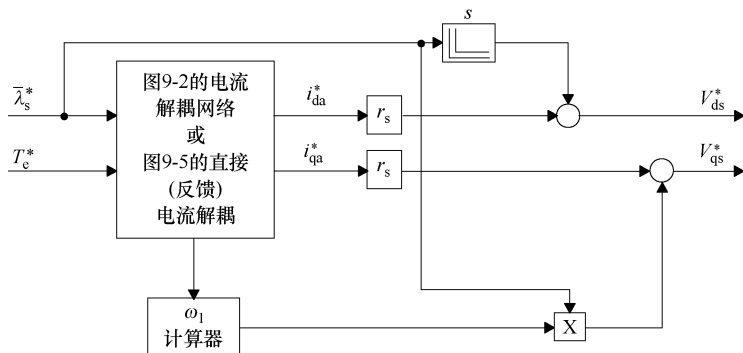


图 9-9 定子磁链定向时的电压解耦网络

因此可以认为, 对矢量电流控制而言, 转子磁链定向是比较简单的, 而对电压矢量控制来讲, 则是定子磁链定向比较好。

请注意, 即使在采用直流电流控制器 (见图 9-7) 的矢量电流控制中, 也要进行电压 (开环) 控制 (PWM 控制), 这种电压控制中没有电动势 (电压) 解耦 (或补偿)。因此, 在基速以上, 由于电压恒定, 如果所需的电压高于实际能够获得的电压水平, 就难以保证传动系统不失去控制。

因此, 在基速以上, 为了获得良好的控制性能, 必须进行电压解耦。在具体实现时, 通常仅考虑动生电动势 E (即令图 9-8 中的 $s=0$):

$$\bar{E} = j\omega_1 [\bar{\lambda}_{ma} + (L_s - aL_m) \bar{i}_{sa}] = j\omega_1 \bar{\lambda}_s \quad (9-33)$$

这样一来, 就得到了混合的电压—电流矢量控制。但只有采用图 9-7 中那样的直

流电流控制器时，才能得到图 9-10 所示的实用方案。

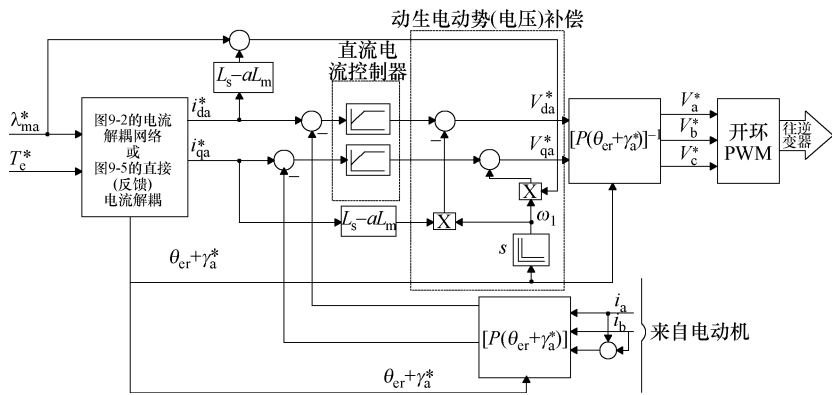


图 9-10 一般化磁链定向时，间接（或直接）的混合矢量电压和直流电流控制

宽调速范围的控制常采用转子（或定子）磁链定向的矢量电压和直流电流控制，这种方法实际上意味着在低速下采用直流电流闭环控制，在高速弱磁区域则用开环电压控制取而代之。

在弱磁区，由于受逆变器的限制，最大电压为 V_{smax} ，即

$$\sqrt{(V_{\text{da}}^*)^2 + (V_{\text{qa}}^*)^2} \leq V_{\text{smax}}$$

(9-34)

到此为止，我们所介绍的矢量控制实现方法有（见表 9-1）：

- ① 间接（前馈）控制——利用参考磁链和参考转矩来计算磁链定向；
- ② 直接（反馈）控制——利用观测器由电动机电压、电流及转子转速来计算磁链定向。

以上两种方法都可以采用以下的实现方案：

- ① 矢量电流控制，采用交流电流控制器或直流（同步）电流控制器来实现；
- ② 矢量电压-直流电流控制，采用直流电流控制器和反电势（电压）解耦及开环（电压）PWM 控制来实现。

表 9-1 感应电动机矢量控制的最佳策略汇总

磁链定向	电流控制		电压和直流 电流控制	间接方法	直接方法	恒功率调速范围	
	交流	直流				小	大
转子磁链	X	XX	XX	XX	XXX	XXX	XX
定子磁链		X	XXX		XX		XXX
气隙磁链	X				X	X	

注：X—满意；XX—良好；XXX—很好。

矢量电压—直流电流控制由于具有前馈动生电动势补偿，因而受转子时间常数 τ_r 及磁饱和等变化的影响较小，用于 0.1 倍基速以上的控制。在速度低于 0.1 倍基速时，若采用间接电流解耦，则由于此时的动生电动势相当低，因而响应会严重依赖 τ_r 及磁

饱和。因此,若采用间接矢量控制,那么起码在进行转矩控制时应对转子时间常数 τ_r 进行校正。

9.8 电压和电流对转矩和速度控制范围的限制

电动机和 PEC 都有电压和电流限制或 kVA 限制。但从转速—转矩的包络线的角度来看,这种限制则取决于矢量控制充分利用驱动电源的具体方法。对于速度从 ω_b 到 ω_{\max} ($\omega_{\max}/\omega_b = 2 \sim 4$) 的恒功率运行来讲,情况尤其如此^[12-13]。在转子磁链定向中,电压—电流限制很容易跟踪。

稳态时(转子磁链定向、 $s=0$),根据式(9-15)可得:

$$\lambda_r = L_m i_d; i_q = s\omega_1 \tau_r i_d \quad (9-35)$$

$$T_e = \frac{3}{2}p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_d i_q \quad (9-36)$$

式(9-35)告诉我们的是 i_d 是磁场电流。利用式(9-33)可得:

$$\bar{\lambda}_s = \bar{\lambda}_{ma} + (L_s - aL_m) \bar{i}_{sa} \quad (9-37)$$

转子磁链定向时有 $a = L_m/L_r$, 因此

$$L_s - \frac{L_m^2}{L_r} = (L_m + L_{sc}) - \frac{L_m^2}{(L_m + L_{lr})} \approx L_{ls} + L_{lr} = L_{sc} \quad (9-38)$$

利用式(9-15)和式(9-38),式(9-37)变为

$$\begin{aligned} \bar{\lambda}_s &= \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_r + L_{sc} \bar{i}_s = \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_d + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) (i_d + j i_q) \\ &= L_s i_d + j L_{sc} i_q = \lambda_d + j \lambda_q \end{aligned} \quad (9-39)$$

以上的数学处理可以用图 9-11 来说明。

将式(9-39)用于式(9-36),可得一个新的转矩表达式:

$$T_e = \frac{3}{2}p \cdot (L_s - L_{sc}) \cdot i_d i_q \quad (9-40)$$

式(9-40)可以解读为恒转子磁链下的感应电动机,就像一个 d 轴电感 L_d 等于 L_s 、 q 轴电感 L_q 等于 L_{sc} 、且 $L_d \gg L_q$ (即 $L_s \gg L_{sc}$) 的磁阻同步电动机。

在稳态期间,转子磁链必然是恒定的。根据式(9-31)和式(9-39),定子电压为

$$\bar{V}_s = r_s (i_d + j i_q) + j\omega_1 (L_s i_d + j L_{sc} i_q) \quad (9-41)$$

或

$$V_d = r_s i_d - \omega_1 L_{sc} i_q$$

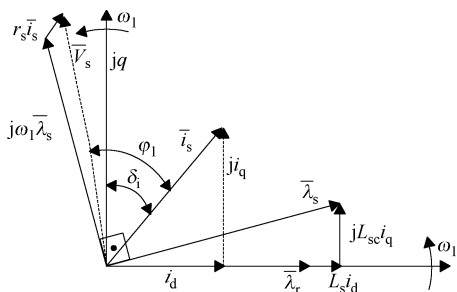


图 9-11 转子磁链坐标系中的定子磁链和电压

$$V_q = r_s i_q + \omega_1 L_s i_d \quad (9-42)$$

请注意, 这里的空载电感 $L_s = L_{ls} + L_m$ 是跟磁路的饱和程度相关的, 因为其中的 L_m 对应主磁路, L_{ls} 对应漏磁路。

从某种程度上讲, 基速 ω_b 只是一个由设计决定的参数, 这是因为: 一方面最大磁通水平 λ_{smax} 影响着电动机的尺寸; 另一方面, 同一个电动机又必须能在额定温度和可获得最大电压 V_{smax} 的限制下, 提供连续工作的功率 (包括恒转矩运行和恒功率运行)。因此:

$$\omega_b \approx \frac{V_{smax}}{\lambda_{smax}} \quad (9-43)$$

及

$$i_{dn}^2 + i_{qn}^2 = i_{sn}^2 \quad (9-44)$$

式中, i_{sn} 是额定电流。

在大多数商用传动系统中, 可以短时提供 1.5 倍甚至 2.0 倍的额定电流 i_{sn} 。这当然意味着必须适当地选择电动机和 PEC 的定额。在远低于基速时, 由于 PEC 拥有充足的电压余量, 因此必须对传动系统的电流进行限制, 但在基速附近或高于基速时, 为了获得可靠的控制, 则必须注意遵从严格的电压限制。

有一个问题是, 在基速时依靠有限的 V_{smax} , 不仅要能长期输出 i_{sn} 的电流, 而且还要能在短期内输出 $(1.5 \sim 2.0) i_{sn}$ 的电流和较高的转矩, 这如何才能做得到呢? 为了解决这个问题, 我们必须计算在 V_{smax} 和 $\omega_1 = \omega_b$ 时能够获得的最大转矩。

在式 (9-42) 中, 忽略 r_s (即令 $r_s = 0$), 可得

$$\frac{V_{smax}^2}{\omega_b^2} = \lambda_{smax}^2 = [(L_s i_d)^2 + (L_{sc} i_q)^2] \quad (9-45)$$

在这些条件下, 最大转矩 T_{ek} 可由以下方法获得

$$\left(\frac{\partial T_e}{\partial i_d} \right) = 0 \quad (9-46)$$

及

$$i_q = \frac{1}{\omega_b L_{sc}} \sqrt{V_{smax}^2 - \omega_b^2 (L_s i_d)^2} \quad (9-47)$$

最后得

$$i_{dk} = \frac{\lambda_{smax}}{\sqrt{2} L_s}; i_{qk} = \frac{\lambda_{smax}}{\sqrt{2} L_{sc}} \quad (9-48)$$

$$T_{ek} = \frac{3}{2} p \left(1 - \frac{L_{sc}}{L_s} \right) \cdot \frac{\lambda_{smax}^2}{2 L_{sc}}; i_{sk} = \frac{\lambda_{smax}}{\sqrt{2} (L_s^2 + L_{sc}^2)} \quad (9-49)$$

可见, 为了获得高的峰值转矩数值, 应该设计较小的短路电感 (瞬态电感)。另外请注意, 式 (9-48) 意味着:

$$\lambda_{dk} = \lambda_{qk} = \frac{\lambda_{smax}}{\sqrt{2}}; \frac{i_{dk}}{i_{qk}} = \frac{L_{sc}}{L_s} \quad (9-50)$$

$$(S\omega_1)_k = \frac{i_q}{i_d \tau_r} = \frac{L_s r_r}{L_{sc} L_r} \approx \frac{r_r}{L_{sc}} \quad (9-51)$$

图 9-11 中的功率因数角 φ_1 为

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{i_d}{i_q} + \tan^{-1} \frac{L_{sc} i_q}{L_s i_d} \quad (9-52)$$

峰值电流 i_{sk} 决定电动机的定额和尺寸。 i_d 、 i_q 电流分量受磁通限制方程式 (9-45) 的限制, 该方程代表的是一个椭圆, 其轴长随着基速的增大而减小。

另一方面, i_d 、 i_q 受电流限制方程式 (9-44) 中额定电流 i_{sn} 和峰值电流 i_{sk} 的限制, 该式代表的是一个圆, 如图 9-12 所示。

在图 9-12 中, 点 A_k 对应于在基速 ω_b 时有峰值转矩 T_{ek} 、峰值电流 i_{sk} 、全电压 V_{smax} , 且

$$\tan \delta_{ik} = \frac{i_{dk}}{i_{qk}} = \frac{L_{sc}}{L_s} \quad (9-53)$$

对应的功率因数角 φ_{1k} 为

$$\varphi_{1k} = \tan^{-1} \left(\frac{i_{dk}}{i_{qk}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{L_{sc} i_{qk}}{L_s i_{dk}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{L_{sc}}{L_s} \right) + 45^\circ \quad (9-54)$$

因此, 对于最大转矩每单位磁通控制来讲, 在给定的全电压和基速下, 功率因数稍低于 0.707 ($\cos \varphi_{1k} < 0.707$)。

利用额定转矩 (基准转矩) T_{eb} 下的式 (9-40), 以及额定电流 i_{sn} 下的式 (9-44), 可以得到额定转矩和额定电流下的电流角 δ_{in} 。

对于给定的电动机, L_s 和 L_{sc} 都是设计在某种较为合理的饱和程度下的。如果 i_{dn} 、 i_{qn} 的数值在图 9-12 中的对应点位于阴影区域之外, 例如象点 A' 那样, 那就意味着这样的电流数值不能实现。

对于新设计的电动机, 在最大功率因数下选择额定条件 (额定点) 是合理的:

$$\frac{\partial \varphi_1}{\partial (i_d/i_q)} = 0 \quad (9-55)$$

根据式 (9-54) ~ 式 (9-55), 有:

$$\tan \delta_{in} = \frac{i_{dn}}{i_{qn}} = \sqrt{\frac{L_{sc}}{L_s}} \quad (9-56)$$

$$(\cos \varphi_1)_{\max} = \frac{1 - L_{sc}/L_s}{1 + L_{sc}/L_s} \quad (9-57)$$

以上的约束条件是专为调速传动用感应电动机的设计引入的。在基速 ω_b 以上, 对于恒定的功率 P_e 和给定的最大定子电流 i_{sk} , 我们需要满足以下的条件:

$$P_{eb} = T_{eb} \cdot \frac{\omega_b}{p} = T_e \cdot \frac{\omega_1}{p} = \frac{3}{2} \omega_1 (L_s - L_{sc}) i_d i_q; \omega_1 > \omega_b \quad (9-58)$$

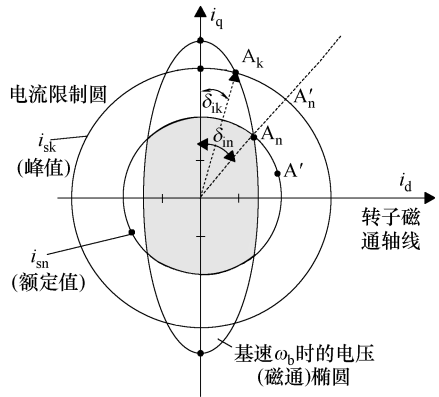


图 9-12 电流限制的边界

及

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{sk}^2; S\omega_1 \leq \frac{i_q}{i_d \tau_r} \quad (9-59)$$

我们要从基速时的初始点（图 9-12 中的点 A_n ）出发，根据式（9-58）~ 式（9-59），并遵从以下的电压限制，来计算频率 ω_1 增大后的 i_d 、 i_q 、 $S\omega_1$ ：

$$(L_s i_d)^2 + (L_{sc} i_q)^2 \leq (V_{smax}/\omega_1)^2; \omega_1 > \omega_b \quad (9-60)$$

当 ω_1 增大时， $S\omega_1$ 也增大，其极限就是式（9-51）所给的对应最大转矩每单位磁通条件的临界值。高于该点之后，尽管速度更高，但 $S\omega_1$ 保持不变，仍为临界值 $(S\omega_1)_k \approx r_r/L_{sc}$ 。从点 A_k (δ_{ik}) 处开始恒功率调速是不可取的，因为从此处开始， δ_i 将保持为 δ_{ik} 不变，实际上无法得到恒功率的调速范围。但若从图 9-12 中的点 A'_n 出发（该点对应于短时峰值转矩和峰值电流），则可以获得一个（短时的）恒峰值功率调速范围。因此，可以将 $\omega_1 > \omega_b$ 的弱磁区分为两个区域。第一个区域的范围为 $\omega_b < \omega_1 < \omega_{max1}$ ，电动机输出恒定的电磁功率 P_{eb} ，其特点是电流角 δ_i 从 δ_m 减小到 δ_{ik} ，同时 $S\omega_1$ 从 $(S\omega_1)_b$ 增大到 $(S\omega_1)_k$ 。

第二个区域的范围为 $\omega_{max1} < \omega_1 < \omega_{max2}$ ，电动机工作于恒定的电流角 δ_{ik} （对应 $(S\omega_1)_k = r_r/L_{sc}$ ），再也不能产生恒定的功率，如图 9-13 所示。

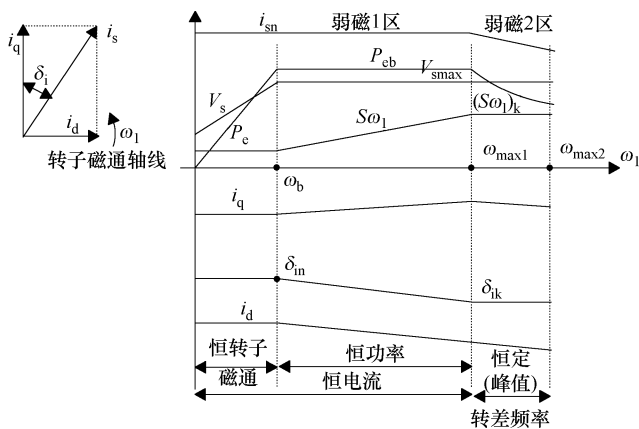


图 9-13 弱磁区及恒功率子区域

临界电流角 δ_{ik} 越小，临界转差频率 $(S\omega_1)_k$ 就越高。或者说，短路电感 L_{sc} 越小（对给定的转子电阻而言），恒功率范围就越宽。

温度及磁饱和的变化对以上的近似分析有一定的影响，不过这种影响的分析超出了我们的范围，因此不予介绍。从转矩瞬态来看，在弱磁区间里，转子磁链定向和定子磁链定向两种矢量控制方法的性能是相似的。

例 9-1

考虑一个标准的感应电动机，参数如下： $r_s = r_r = 0.2\Omega$ ， $L_{ls} = L_{lr} = 0.005H$ ， $L_m = 0.075H$ ，定子星形接法，额定线电压有效值为 220V，额定频率 $\omega_b = 2\pi \times 60\text{rad/s}$ ，额

定转差率 $S_n = 0.02$, 极对数 $p = 2$ 。请确定理想空载电流有效值 I_{0n} ; 当 $i_{dn} = \sqrt{2}I_{0n}$ 时 (即 i_{dn} 保持为理想空载电流), 计算额定转差率时的 i_{qn} , 以及转子磁链、定子磁链分量和额定电磁转矩 T_{eb} 及功率 P_{eb} ; 计算可以产生恒定电磁功率 P_{eb} 的最大频率 ω_{max1} 。

解答:

根据第 8 章图 8-11 的等效电路, 当 $S = 0$ 时有:

$$\bar{V}_{sn} = \bar{i}_{s0} (r_s + j\omega_b L_s) \quad (9-61)$$

忽略 r_s 得 i_{s0} (A):

$$i_{s0} = i_{dn} = \frac{V_{sn}}{\omega_b L_s} = \frac{(220/\sqrt{3}) \times \sqrt{2}}{2\pi \times 60 \times 0.08} = 5.948 \quad (9-62)$$

因此, 理想空载相电流 I_{0n} (有效值) (A) 为

$$I_{0n} = \frac{i_{dn}}{\sqrt{2}} = \frac{5.948}{1.41} = 4.218 \quad (9-63)$$

根据式 (9-15), 转子磁链定向时的转矩电流 i_{qn} (A) 为

$$i_{qn} = S_n \cdot \omega_1 \cdot \tau_r \cdot i_{dn} = 0.02 \times 2\pi \times 60 \times \frac{0.08}{0.2} \times 5.948 = 17.929 \quad (9-64)$$

根据式 (9-15), 转子磁链 λ_m (Wb) 为

$$\lambda_m = L_m i_{dn} = 0.075 \times 5.948 = 0.4461 \quad (9-65)$$

根据式 (9-39), 定子磁链 $\bar{\lambda}_s$ 为

$$\bar{\lambda}_{sn} = L_s i_{dn} + jL_{sc} i_{qn} = 0.080 \times 5.948 + j \times 0.01 \times 17.929 = 0.4758 + j \times 0.1793 \quad (9-66)$$

根据式 (9-40), 额定电磁转矩 T_{eb} (Nm) 为

$$T_{eb} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_s - L_{sc}) \cdot i_{dn} i_{qn} = \frac{3}{2} \times 2 \times (0.08 - 0.01) \times 5.948 \times 17.929 = 22.3947 \quad (9-67)$$

根据式 (9-58), 电磁功率 P_{eb} (W) 为

$$P_{eb} = T_{eb} \cdot \frac{\omega_b}{p} = 22.3947 \times \frac{2\pi \times 60}{2} \approx 4220 \quad (9-68)$$

由图 9-13 可见, 在 ω_{max1} 时, 达到转差频率的临界值 $(S\omega_1)_k$ (rad/s), 具体由式 (9-51) 确定为

$$(S\omega_1)_k = \frac{r_r}{L_{sc}} = \frac{0.2}{0.01} = 20 \quad (9-69)$$

在 ω_{max1} (rad/s) 时, 相应的电磁功率 P_{eb} 由式 (9-58) 给定为

$$P_{eb} = T_{ek} \cdot \frac{\omega_{max1}}{p} = \frac{3}{2} p \left(1 - \frac{L_{sc}}{L_m} \right) \cdot \frac{V_{sn}^2}{\omega_{max1}^2} \cdot \frac{1}{2L_{sc}} \cdot \frac{\omega_{max1}}{p} \quad (9-70)$$

$$\omega_{max1} = V_{sn}^2 \cdot \frac{3 \times \left(1 - \frac{L_{sc}}{L_s} \right)}{4L_{sc} P_{eb}} = \left(\frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \right)^2 \times \frac{3 \times \left(1 - \frac{0.01}{0.08} \right)}{4 \times 0.01 \times 4220} = 501.77 \quad (9-71)$$

注意, 基频为 $\omega_b = 2\pi \times 60 = 376.8 \text{ rad/s}$, 因此恒功率区覆盖的速度比为 $\omega_{max1}/\omega_b =$

501.77/376.8 = 1.33。对应的电流 i_{dk} (A)、 i_{qk} (A) 如下:

$$i_{qk}/i_{dk} = \frac{L_s}{L_{sc}} = \frac{0.08}{0.01} = 8 \quad (9-72)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{smax} &= \frac{V_{sn}}{\omega_{maxl}} = i_{dk} \sqrt{L_s^2 + (L_{sc} i_{qk}/i_{dk})^2} \\ &= i_{dk} \sqrt{0.08^2 + (0.01 \times 8)^2} = 0.1128 \times i_{dk} \end{aligned} \quad (9-73)$$

$$i_{dk} = \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3} \times 501.77} \times \frac{1}{0.1128} = 3.1679 \quad (9-74)$$

$$i_{qk} = 8 \times i_{dk} = 8 \times 3.1679 = 25.34 \quad (9-75)$$

基速下的额定电流 i_{sn} (A) 及 ω_{maxl} 时的电流 i_{sk} (A) 分别为:

$$i_{sn} = \sqrt{i_{dn}^2 + i_{qn}^2} = \sqrt{5.948^2 + 17.929^2} = 18.89 \quad (9-76)$$

$$i_{sk} = \sqrt{i_{dk}^2 + i_{qk}^2} = \sqrt{3.1679^2 + 25.34^2} = 25.537 \quad (9-77)$$

可见,即便是如此狭窄的恒功率调速范围 $\omega_{maxl}/\omega_b = 1.33$,其获得也很不容易,要付出高定子电流的代价(这意味着较低的功率因数,很可能效率也较低)。降低 L_{sc} 肯定可以增大式(9-71)给出的 ω_{maxl} 数值,因而获得较宽广的恒功率速度范围。在基速时保留一部分电压,或者将电动机的绕组从星形联结切换到三角形联结,这是两种实用的增大恒功率调速范围的方法。

9.9 采用 PWM 技术来实现电压和电流波形

如前所述,对矢量控制来讲,要么采用 PWM 闭环控制,即如图 9-6 所示的交流电流控制器的驱动方法,要么采用开环 PWM 控制,即如图 9-10 所示的电压波形驱动方法。因此, PWM 技术是采用电压源逆变器的矢量控制技术的一个关键部分,它不仅已经获得了广泛的研究^[15],而且拥有很多商用的实现方案。

9.9.1 开关状态电压矢量

如图 9-14 所示,如果 PWM 电压源逆变器导通的每个开关状态(三相开关状态的组合)都持续 60° 电角度,那么它施加在交流电动机端口的就是对称的矩形电位 V_{ap} 、 V_{bp} 、 V_{cp} 。这时,电动机在每个周期中获得的电压有 6 个脉冲,或者说每个周期中逆变器仅开关 6 次。

电动机的中点电位 V_{np} 有时为正,有时为负:当逆变器的上桥臂有两个开关导通时为正,当下桥臂有两个开关导通时为负。 V_{np} 的电平切换频率是基频的三倍,因此其中只包含三的倍数次谐波,所以不会出现在相电压 V_{an} 、 V_{bn} 、 V_{cn} 中。这一结论也适用于每个开关状态的导通角小于 60° 的 PWM 调制(这种调制用于调节电动机的相电压)。

当采用 6 脉冲开关时,可获得最大的输出电压基波 $V_{1six-step}$ 。若 PWM 调制输出的基波电压为 V_1 ,则调制度 m 为

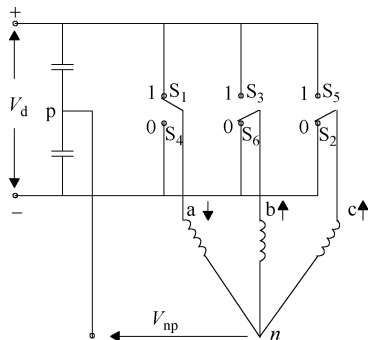


图 9-14 PWM 电压源逆变器：任何时刻每桥都有一个开关导通

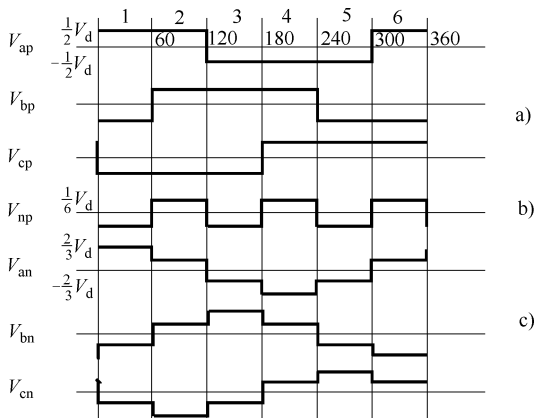


图 9-15 每个周期 6 次开关的电压波形
a) 电动机端口的电位 b) 中点电位 c) 相电压

$$m = \frac{V_1}{V_{1\text{six-step}}}; 0 \leq m \leq 1 \quad (9-78)$$

由图 9-15a 可得：

$$V_{1\text{six-step}} = \frac{2}{\pi} V_d \quad (9-79)$$

理想的最大调制度等于 1。对于各种 PWM 方案，都有最大调制度 $m_{\max} < 1$ 。由于逆变器的最大 kVA 要根据电动机端口所需的最大电压来选择，因此 m_{\max} 是一个重要的性能指标。

PWM 电压源逆变器可以由 6 个全控型功率开关构成的三相全桥结构构成，如图 9-14 所示。它可以产生 6 个非零电压空间矢量 (100, 110, 010, 011, 001, 101) 和两个零电压空间矢量 (111, 000)。

我们可以用空间相量来描述 6 个非零开关状态：

$$\bar{V}_s(t) = \frac{2}{3} (V_{an}(t) + V_{bn}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn}(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (9-80)$$

利用图 9-15c 中的 V_{an} 、 V_{bn} 、 V_{cn} (用 V_{ap} 、 V_{bp} 、 V_{cp} 也可以得到同样的结果，因为代入上式后，3 的倍数次谐波分量会彼此抵消)，可得 6 个空间相量，它们依次相隔 60° ，如图 9-16 所示。

如何确定 8 个电压空间矢量 V_1 、 \dots 、 V_8 的时间长短，实际上是 PWM 的关键所在。在矢量控制策略中，电压命令的施加可以直接采用开环 PWM 控制。但用同样的电压空间矢量来施加电流命令，则需要使用闭环 PWM 控制。在电力电子参考文献 [15-16] 中得到广泛研究的各种 PWM 方法中，我们这里只介绍最具代表性的两种开环 PWM 策略和两种闭环 PWM 策略。

9.9.2 开环空间矢量 PWM

在空间矢量 PWM 控制中，电动机的参考电压空间矢量是作为一个整体直接处理

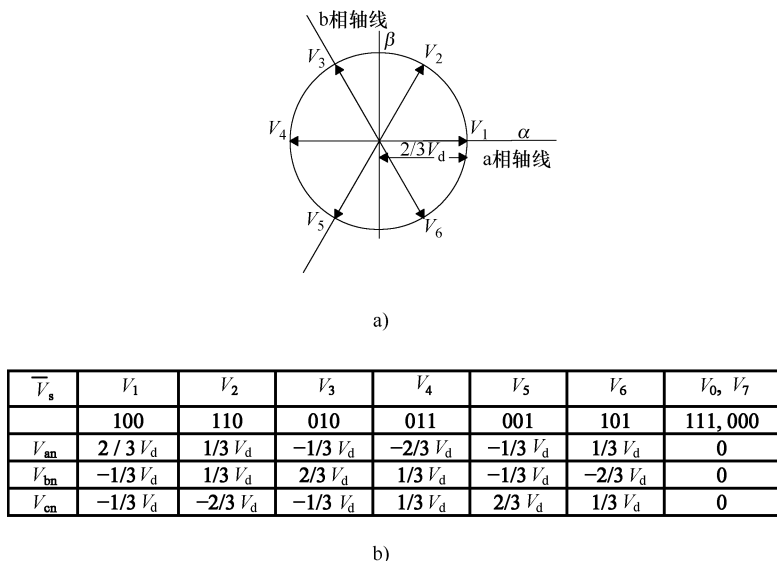


图 9-16 电压空间相量及其对应的相电压
a) 电压空间相量 b) 各相量对应的相电压

的，而不是一相一相地处理的。具体的处理方法是，先以固定的时钟频率 $2f_s$ 对参考电压空间矢量 V_s^* 进行采样，如图 9-17a 所示，然后，再从逆变器的非零电压空间矢量 V_1 到 V_6 中，选取相邻的某两个矢量，它们与零电压空间矢量 V_0 和 V_7 一起，各作用恰当的时间，从而构建出参考电压空间矢量 V_s^* ，如图 9-17b 所示。各矢量作用时间的确定方法如下：

$$2f_s(t_1 V_i + t_2 V_{i+1}) = V_s^*(t) \quad (9-81)$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_1 - t_2 \quad (9-82)$$

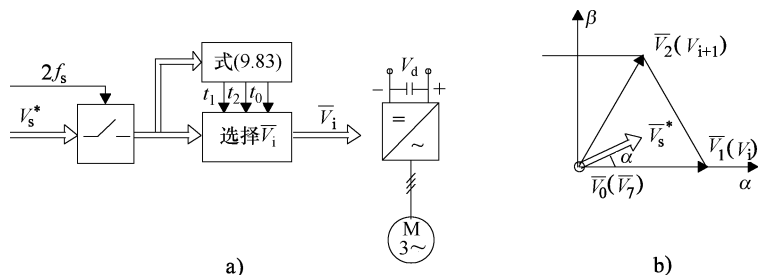


图 9-17 开环空间矢量 PWM
a) 结构示意图 b) 第一扇区中的电压空间矢量

作用时间 t_1 、 t_2 分别为

$$t_1 = \frac{1}{2f_s} V_s^*(t) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin(60^\circ - \alpha) \quad (9-83)$$

$$t_2 = \frac{1}{2f_s} V_s^*(t) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin\alpha \quad (9-84)$$

事实上,这一技术产生的是 V_i 、 V_{i+1} 和 V_0 (V_7) 这三个电压空间矢量在半个采样周期 (子周期) $T = 1/2f_s$ 中的 (时间加权) 平均电压矢量。

为了使换向次数最小,当 V_s^* 位于第一扇区时 (位于其他扇区时依次类推),采用的开关顺序为

前半采样周期 (奇数子周期) 内:

$$V_0(t_0/2) \cdots V_1(t_1) \cdots V_2(t_2) \cdots V_7(t_0/2) \cdots \quad (9-85)$$

后半采样周期 (偶数子周期) 内:

$$V_7(t_0/2) \cdots V_2(t_2) \cdots V_1(t_1) \cdots V_0(t_0/2) \quad (9-86)$$

也可以考虑其他的开关顺序^[17]。例如在每个扇区中只使用一种零矢量的方案:

$$V_0(t_0) \cdots V_1(t_1) \cdots V_2(t_2) \cdots V_2(t_2) \cdots V_1(t_1) \cdots V_0(t_0) \quad (9-87)$$

这种方案称作改进的空间矢量 PWM,其损耗系数要比式 (9-85) ~ 式 (9-86) 的方案的小。

空间矢量 PWM 可以获得很高的性能,但它要求对参考电压空间矢量 $V_s^*(t)$ 进行预测 (即在线计算)。

在基于载波的 PWM (或定频 PWM) 中,存在着选择性的谐波,在载波频率的附近,谐波尤甚,这会导致电动机的噪音增大。将谐波能量分散到一个很宽的频段上,可以降低噪音。图 9-18 所示的随机 PWM 就是以这个原理为基础的。

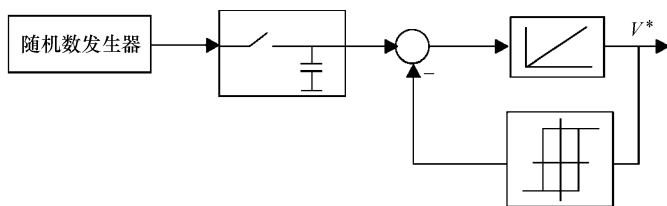


图 9-18 随机 PWM 的原理

在图 9-18 的随机 PWM 中,当载波信号 V^* 到达其任何一个峰值时,滞环模块将使载波信号的斜率变反,同时从随机数发生器中取出一个随机数,以使载波信号的斜率 (积分器的输入) 产生额外的改变。它以这种方式来确定每个子周期的持续时间,使得子周期的长短是不固定的,但平均开关频率仍保持恒定。

过调制

在空间矢量 PWM 中,随着参考电压的增大,零电压的时间不断缩短。这意味着参考电压 \bar{V}_s^* 往逆变器的 6 个非零空间矢量 $\bar{V}_{1,\dots,6}$ 构成的外部正六边形靠近,并将最终触及该正六边形,如图 9-17b 所示。

当 \bar{V}_s^* 触及该正六边形时,调制度达到 $m_{\max 1} \approx 0.9$,再继续增大下去则将变成 6 脉冲

运行。要想平滑地切换并最终达到 $m_{\max 2} = 1$, 必须采用特殊的过调制技术^[15]。为了进一步提高性能, 人们引入了一些优化的开环 PWM 方法, 特别是低开关频率的方法 (用于 GTO 器件的驱动)^[15]。

死区时间: 影响及补偿

为了防止逆变器同一相的上下桥臂发生短路, 在一个开关关断和另一个开关导通之间, 应该设置一段阻断时间 T_d 。 T_d 应该大于电力电子开关的最大粒子存储时间 T_{st} 。阻断时间 T_d 会影响参考电压 V_s^* 的构建, 使其产生一个畸变量 ΔV :

$$V_{av} = V_s^* - \Delta V; \Delta V = \frac{T_d - T_{st}}{T_d} \text{sig } \bar{i}_s \quad (9-88)$$

电压畸变量 ΔV 随着电流空间矢量的变化而改变符号, 具体由 $\text{sig } \bar{i}_s$ 函数确定:

$$\text{sig } \bar{i}_s = \frac{2}{3} [\text{sign}(i_a) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \text{sign}(i_b) + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \text{sign}(i_c)] \quad (9-89)$$

此外, ΔV 还与安全时间 $T_d - T_{st}$ 成正比。

畸变电压 ΔV 可以理解为上桥臂的导通时间在正电流期间缩短了 $T_d - T_{st}$ 的时间, 在负电流期间则延长了同样的时间。

当采用闭环 (电流控制器) PWM 时, 可以不必使用死区补偿器来对死区进行补偿。

但对于开环 PWM 来讲, 为了避免电压畸变在低频 (低速) 下引起机电不稳定, 必须进行死区补偿。由于在每一个 PWM 周期中都存在死区导致的延迟, 随着速度 (频率) 的升高, 其引起的误差也会增大, 因此在高速下也需要进行死区补偿。

可以采用硬件或软件来进行死区补偿^[16]。补偿量添加在死区位置之前。对于正电流, 补偿措施是延长上桥臂脉冲的时长, 对于负电流, 补偿措施是缩短上桥臂脉冲的时长。

9.9.3 闭环 PWM

闭环 PWM 往往涉及电流或磁通的闭环控制, 这可以是非优化的或实时优化的。

滞环电流控制是一种典型的闭环 PWM, 它既可以采用图 9-19 所示的三个独立的交

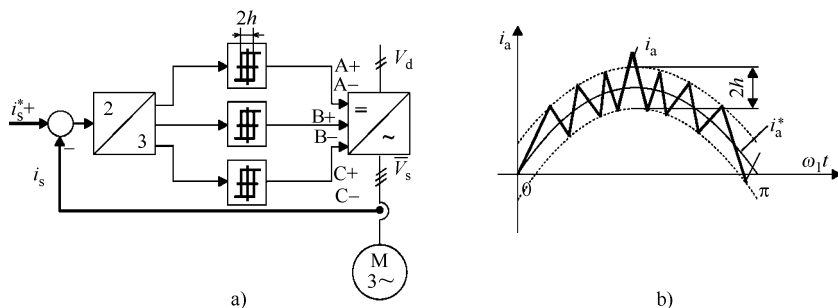


图 9-19 独立的滞环电流控制

a) 信号流示意图 b) 相电流波形

流（相）电流控制器来实现，也可以在（交流）定子坐标系中，通过对电流空间相量的误差 $\Delta \bar{i}_s$ 进行协调控制来实现。

当 a 相的电流误差 $\Delta i_a = i_a^* - i_a > +h$ 时，逆变器的上桥臂开关（A+）开通，而当 $\Delta i_a < -h$ 时，则下桥臂开关（A-）开通。b 相和 c 相也独立地遵从同样的程序。显然，按照这种程序，零电压空间矢量 V_0 (V_7) 是无处施加的。此外，PWM 的开关频率 f_s 也是变化的，平均开关频率跟滞环宽度 $2h$ 、电动机的参数以及速度有关。可以通过对 h 的数值进行调整，使平均开关频率维持在可接受的限度内，从而限制电流谐波、噪音等。零电压矢量的缺失使得在较低的基波频率下（也即低电压幅值、低速时）需要很高的开关频率，此外还有可能出现次谐波问题。

为了降低开关频率，并减小电流谐波，可以基于电流相量误差 $\Delta \bar{i}_s$ 及其导数 $d\Delta \bar{i}_s/dt$ 所在的扇区（6 个 60° 宽度的扇区之一），并配合负载端口上的反电动势矢量 \bar{E} 及已有的电压矢量 \bar{V}_i 所在的扇区，给逆变器施加恰当的非零或零电压矢量。

为此，可以以定子坐标系中的以下电动机方程为基础，定义一个优化的开关表^[19]：

$$L_{sc} \frac{d\Delta \bar{i}_s}{dt} \approx \bar{E} - \bar{V}_i; \quad \Delta \bar{i}_s = \bar{i}_s^* - \bar{i}_s \quad (9-90)$$

$$\bar{E} = \bar{E}_0 + L_{sc} \frac{d\bar{i}_s^*}{dt} + r_s \bar{i}_s^* \quad (9-91)$$

式中， \bar{E}_0 是负载内部的感应电动势矢量， \bar{E} 则是当 $\bar{i}_s = \bar{i}_s^*$ 时，负载端口上的一个反电动势。

式（9-90）表明， $d\Delta \bar{i}_s/dt$ 是由 \bar{V}_i 的选择唯一决定的。 \bar{E} 位于图 9-20 中的 6 个扇区之一，只需知道 $\Delta \bar{i}_s$ 的位置以及已施加的 \bar{V}_i 的位置，就可以找到 \bar{E} 所在的扇区（见图 9-20a、b）。

施加到逆变器上的新电压矢量 \bar{V}_i ，在稳态运行时应提供最小的 $\Delta \bar{i}_s$ ，以降低电流谐波，而在瞬态过程时则应提供最大的 $\Delta \bar{i}_s$ ，以产生快速的电流和转矩响应，如图 9-20c 所示。参考文献 [19] 针对一个 1.5kW 的电动机，对以上控制方法的结果与采用独立的滞环控制器的结果进行了对比，结果表明两种方法具有相当的快速响应特性，但以上的控制方法具有更低的谐波含量和噪声水平。

不过，实践证明，交流电流控制器是依赖负载、电动机参数以及频率（速度）的，直流（ $d-q$ ）电流控制器则对频率和交叉耦合效应相当不敏感^[11]。直流（同步或 $d-q$ ）电流控制器不仅较好，而且它还可以在定子坐标系中进行实现，这只需将其在磁通坐标系中的以下 PI 控制器形式的方程进行坐标变换^[11]：

$$\bar{V}_s^e = K \left(\tau_i + \frac{1}{s} \right) (\bar{i}_s^{e*} - \bar{i}_s^e) \quad (9-92)$$

即施加 Park 变换 $e^{-j\theta_1}$ ，变换成以下的最终形式即可：

$$\bar{V}_s = \bar{x}_s + K\tau_i (\bar{i}_s^* - \bar{i}_s); \quad \frac{d\theta_1}{dt} = \omega_1 \quad (9-93)$$

$$s\bar{x}_s = K(\bar{i}_s^* - \bar{i}_s) + j\omega_1 \bar{x}_s \quad (9-94)$$

上面这些方程可以很方便地实现，其不足之处是，为了对交叉耦合进行补偿，需

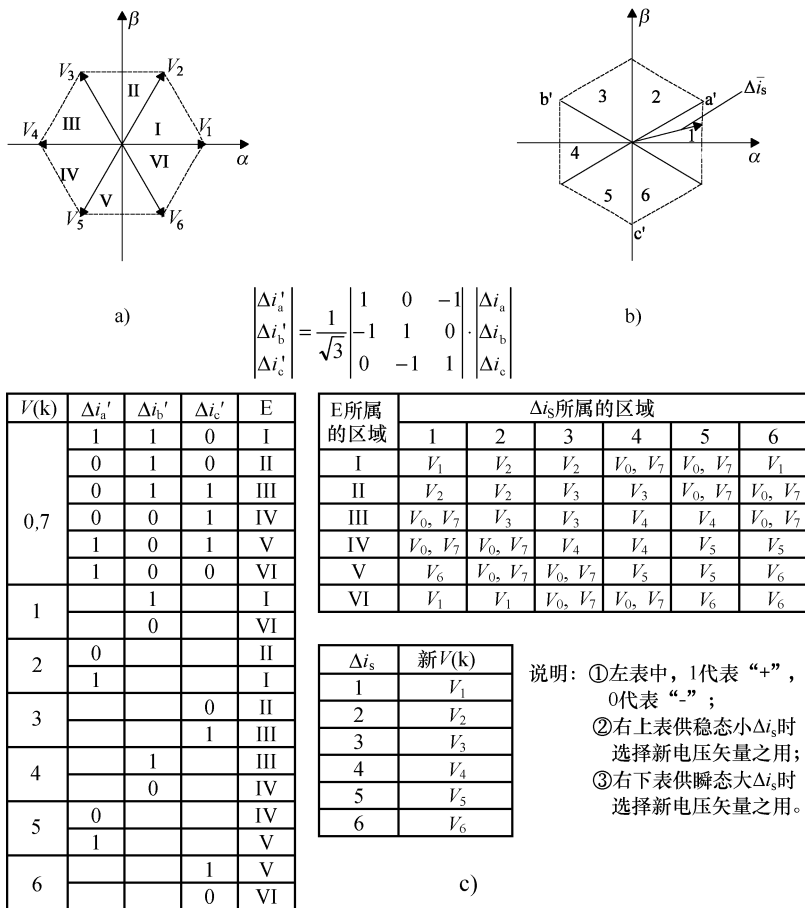


图 9-20 电流矢量滞环控制

a、b) \bar{E} 区的侦测 c) 基于参考文献 [19] 的开关表

要计算磁通旋转的速度 $\omega_1^{[11,17]}$ 。

注意：本章稍后将说明，可以将直接转矩和磁通控制（DFTC）吸收到 $d-q$ （同步）电流和电压闭环随机 PWM 控制中，从而在低速和高速（弱磁区， $\omega_1 > \omega_b$ ）下都能提供很高的性能。

上面已经介绍了大部分有关间接矢量控制的知识，下面介绍一个完整的数值实例。

9.10 间接矢量交流电流控制——实例分析

这里介绍一个感应电动机前馈（间接）矢量控制系统仿真的例子。实例使用 MATLAB/Simulink 仿真程序完成。电动机模型集成在两个模块中，第一个为 $d-q$ 轴中的电流和磁通计算模块，第二个为转矩、速度和位置计算模块。

对不同参数的电动机进行仿真时,电动机参数的更改做到了尽可能简单。点击相应的模块,就会出现一个对话框,修改其缺省值即可改变模块的参数。

电流解耦网络集成在一个单独的模块中。在其第一个输入处,用户需要设置磁通 ψ_{sim}^* 的值。用户可以修改速度调节器 (PI 调节器) 的参数 (包括放大系数、积分时间常数, 它们的缺省值为 $K_i = 10$, $T_i = 0.8s$), 以研究系统的行为。我们在程序中添加了一个换向频率模块 (来控制换向频率), 以满足采样条件。积分步长可以使用 Simulink 的 Simulation (仿真)/Parameters (参数) 功能菜单进行修改。

为了查看以上介绍的各个模块的结构, 可以使用菜单 Options (选项)/Unmask (打开封装) 来打开它们的封装。Park 轴变换集成在 Park 变换模块中。

该电气传动系统的模块结构如图 9-21 ~ 图 9-23 所示。

该仿真所用的电动机参数如下: $P_n = 1100W$, $V_{nf} = 220V$, $2p = 4$, $r_s = 9.53\Omega$, $r_r = 5.619\Omega$, $L_{sc} = 0.136H$, $L_r = 0.505H$, $L_m = 0.447H$, $J = 0.0026kgfm^2$ 。

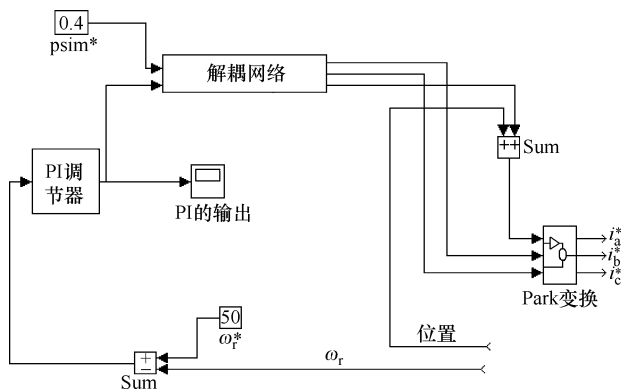


图 9-21 感应电动机的间接矢量交流电流控制系统

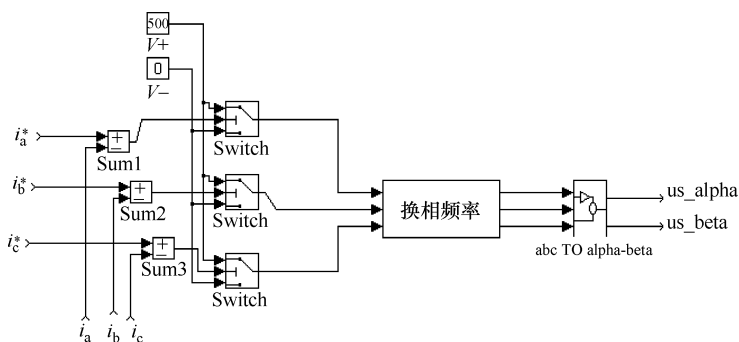


图 9-22 交流电流控制器

以下给出的曲线为起动过程以及在 0.4s 处施加负载转矩时的转速、转矩、电流以及磁通等的瞬态响应曲线。

图 9-24 所示为速度的瞬态响应曲线, 可见它快速而平滑, 即使在 $t = 0.4s$ 处施加

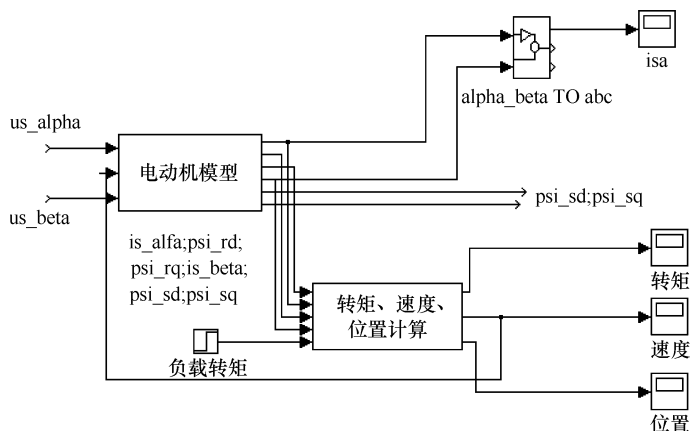


图 9-23 电动机的空间相量模型

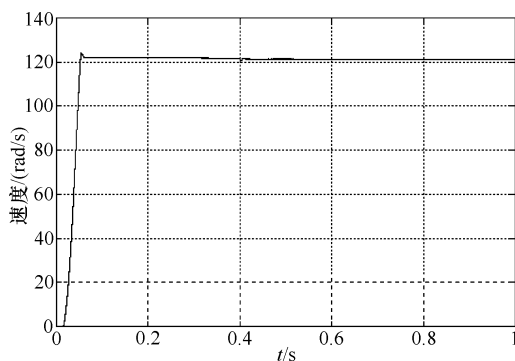


图 9-24 速度的瞬态响应

了负载转矩之后的瞬间也是如此。图 9-25 所示为转矩的响应曲线，转矩响应也很快速，对于 $f_0 = 8\text{kHz}$ 的开关频率来讲，转矩脉动是适中的。图 9-26 所示为相电流波形，看起来也比较平滑，谐波含量适中。定子磁链响应（见图 9-27）和转子磁链响应（见图 9-28）的曲线有点相似，但是转子磁链的瞬态响应较慢，跟我们的预期一致。

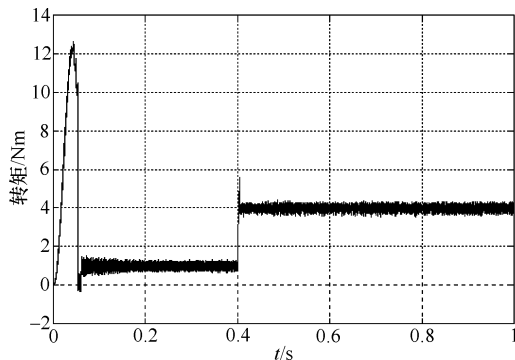


图 9-25 转矩响应

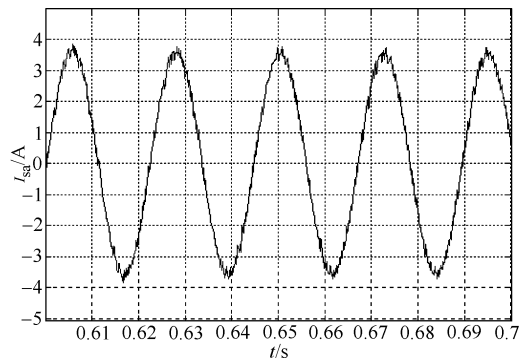


图 9-26 稳态时的相电流波形

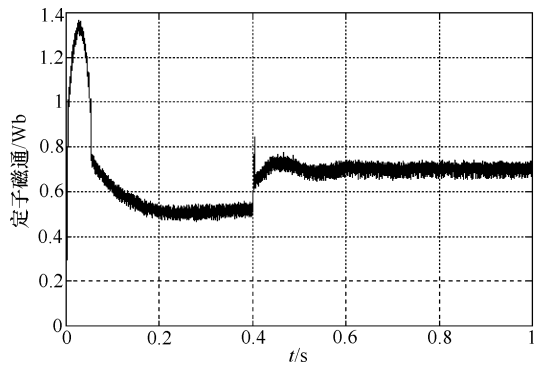


图 9-27 定子磁链的幅值

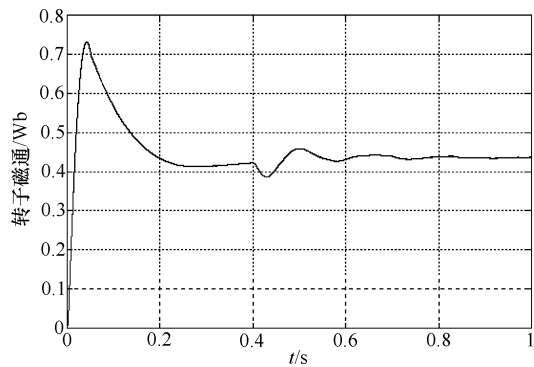


图 9-28 转子磁链的幅值

当从零电流和零速度起动起来之后，在 $t=0.4\text{s}$ 处施加负载转矩时，转子磁链在调整到其参考值的过程中所产生的动态瞬变量是很小的。

需要指出的是，这里的参数都是已经调整好的。当然也可以研究参数失调的影响，但这已经超出这个实例的范围了。

9.11 有运动传感器的直接矢量控制中的磁链观测器

在直接矢量控制中,必须基于测得的电动机电压、电流以及转子速度(如果可能的话),在线计算电动机定子或气隙的磁链空间相量幅值 λ_{ma} 及其相对于定子a相绕组轴线的瞬时位置 $\theta_{\text{er}} + \gamma_{\text{a}}^*$ 。转矩则可以从磁链和电流的空间相量计算而得,所以只要算得磁链,并且测出了定子的电流,那么计算转矩的问题就解决了。

因此,对直接矢量控制来讲,磁链观测器是极其重要的。磁链观测器可以是开环的,也可以是闭环的,我们将从简单到复杂,介绍几种磁链观测器的实现方案。

9.11.1 开环磁链观测器

开环磁链观测器是以电压模型或电流模型为基础的。电压模型利用定子坐标系中的定子电压方程,即在式(9-32)中令 $\omega_l = 0$,得:

$$\bar{V}_s^s = r_s \bar{i}_s^s + s \bar{\lambda}_s^s \quad (9-95)$$

在式(9-37)中,令 $a = L_m/L_r$ 得:

$$\bar{\lambda}_r^s = \frac{L_r}{L_m} (\bar{\lambda}_s^s - L_{sc} \bar{i}_s^s) \quad (9-96)$$

因此,从原理上讲,定子和转子的磁链空间相量 $\bar{\lambda}_s^s$ 和 $\bar{\lambda}_r^s$ 都可以基于测得的 \bar{V}_s^s 和 \bar{i}_s^s 来进行计算,相应的信号流图如图9-29所示。

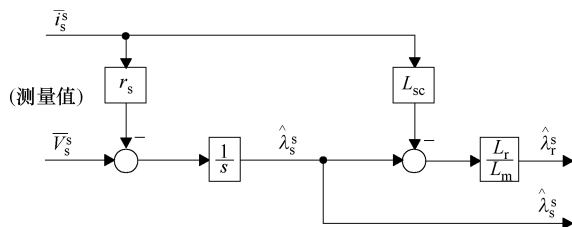


图9-29 (定子坐标系中的) 基于电压模型的开环磁链观测器

不幸的是,由于模型中的积分项以及定子电阻随温度的变化,除非采用特殊的校正措施,否则这个观测器难以工作到2Hz以下。

另一方面,基于电流模型的转子磁链空间相量,则以转子坐标系($\omega_b = \omega_r$)中的转子方程为基础:

$$-r_r \bar{i}_r^r + (r_r + sL_r) \frac{\bar{\lambda}_r^r}{L_m} = 0 \quad (9-97)$$

为了获得在定子坐标系中的结果,这个模型需进行两次坐标变换,一次针对电流,另一次针对转子磁通。这个观测器的优点是工作频率低,甚至可以工作在零频率下,但它对温度与磁饱和变化所导致的参数失调(L_m 和 τ_r 的失调)十分敏感。此外,它还要求使用转子速度或位置传感器。参数自适应是解决这类问题的一个办法。

基于电流模型的磁链观测器的信号流程图如图 9-30 所示。

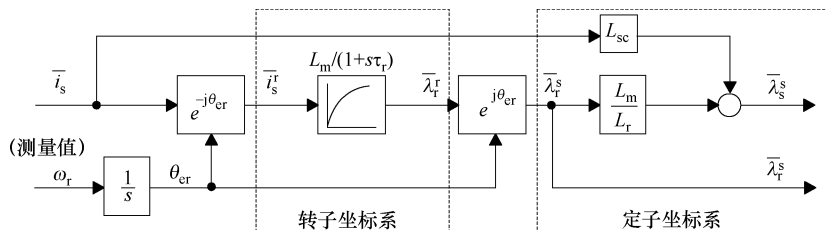


图 9-30 电流控制的开环磁链观测器

更好的方法是采用闭环磁链观测器。

9.11.2 闭环磁链观测器

我们将电压模型和电流模型结合到一起，取长补短，得到如图 9-31 所示的混合模型。在高速下，定子电阻的影响小，因此电压模型较好；在低速下，则是电流模型较好，因为它甚至可以工作于零频率下（用于直流制动的控制）。利用两个系数 K_1 和 K_2 来决定两个模型间的切换，以使在零频率下仅由电流模型起作用，在高频下则由电压模型起主导作用。

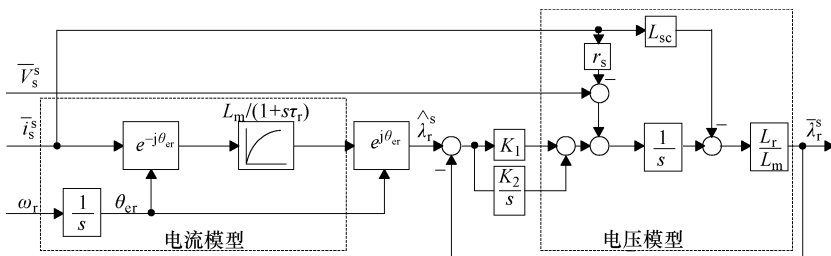


图 9-31 基于闭环电压和电流模型的转子磁链观测器

定子磁链可以简单地由式 (9-96) 的转子磁链表达式算得。选取 $K_1 = 33\text{rad/s}$ 、 $K_2 = 90(\text{rad/s})^2$ 是较为可行的。

有关以上两种磁链观测器的深入知识，请参考文献 [20]。人们还提出了许多其他类型的磁链观测器，如三次谐波磁链（电压）估算器^[21]、Gopinath 观测器^[22]、模型参考自适应与 Kalman 滤波观测器等。这些磁链观测器都需要大量的在线计算，并需要知道感应电动机的参数。因此，它们似乎更适合于与速度观测器一起在无传感器的感应电动机驱动中使用，这方面的内容将在下一个实例分析完成之后，再予以介绍。

9.12 有速度传感器的间接矢量同步电流控制——实例分析

下面给出图 9-7 所示基于直流电流控制的感应电动机矢量控制系统的仿真结果。

仿真在 MATLAB/Simulink 平台下实现。电动机的模型集成为两个模块，第一个为 d - q 轴中的电流和磁链计算模块（见图 9-32），第二个为转矩、速度和位置计算模块（见图 9-33）。

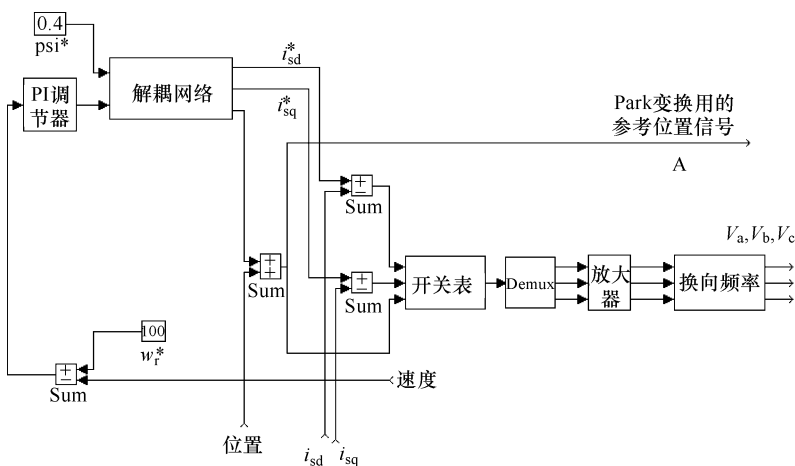


图 9-32 间接矢量电流控制系统

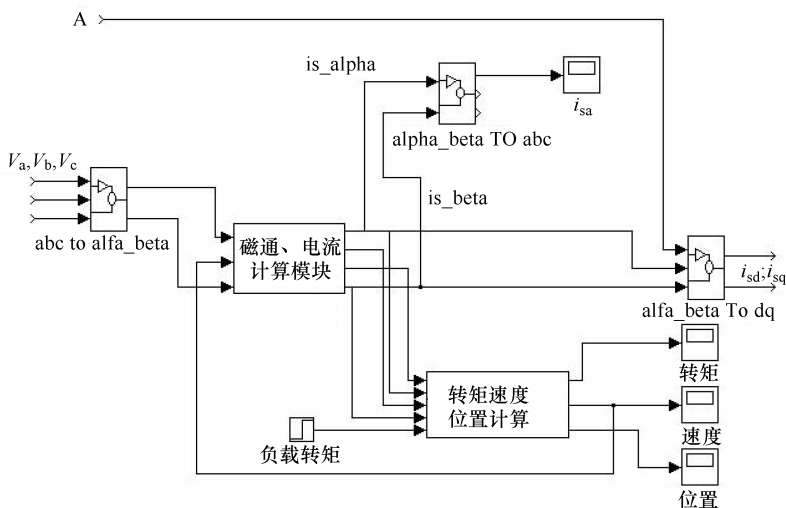


图 9-33 电动机的空间矢量 (d - q) 模型

换向表采用 MATLAB 函数来实现。针对不同仿真的电动机参数更改起来十分简单。只需点击这些模块，就会出现一个对话框，修改模块的缺省值就可以改变这些模块的参数。

电流解耦网络由一个单独的模块来实现。在其第一个输入处，需要设置磁链 λ_r^* 的数值。也可以修改速度调节器（PI 调节器）的参数（包括放大系数和积分时间常数，

它们的缺省值分别是 $K_i = 10$ 、 $T_i = 0.8\text{s}$), 来研究系统的行为。我们添加了一个换向频率模块 (来控制换向频率), 以满足采样条件。积分步长的缺省值是 $50\mu\text{s}$, 可以使用 Simulink 的 Simulation (仿真)/Parameters (参数) 功能菜单进行修改。

要查看以上介绍的各个模块的结构, 可以使用菜单 Options (选项)/Unmask (打开封装) 来打开它们的封装。

利用一个可实现某种空间矢量电压 PWM 算法的换向表 (开关表), 直接将 d - q 轴电流的误差 $i_d^* - i_d$ 和 $i_q^* - i_q$ 转换成逆变器中的电压矢量 (也可以使用 PI 调节器, 由 d - q 轴电流误差生成逆变器的电压矢量)。

这个仿真所用的电动机参数如下: $P_n = 1100\text{W}$, $V_{\text{nf}} = 220\text{V}$, $2p = 4$, $r_s = 9.53\Omega$, $r_r = 5.619\Omega$, $L_{sc} = 0.136\text{H}$, $L_r = 0.505\text{H}$, $L_m = 0.447\text{H}$, $J = 0.0026\text{kgfm}^2$ 。

图 9-34 ~ 图 9-38 给出的是起动过程以及在 0.4s 处开始施加负载转矩时, 速度、转矩、电流以及磁链的动态响应曲线。负载转矩的数值为 4Nm 。

图 9-34 所示为速度响应曲线, 它快速而平滑。图 9-35 所示的转矩响应曲线也是如此, 其中只有适中的转矩脉动。图 9-36 所示的电流波形的谐波含量较少, 负载转矩的施加没有引起大的电流瞬变, 与我们的预期一致。图 9-37 ~ 9-38 所示为定子和转子的磁链响应曲线, 它们与 9.10 节的对应曲线十分相似。

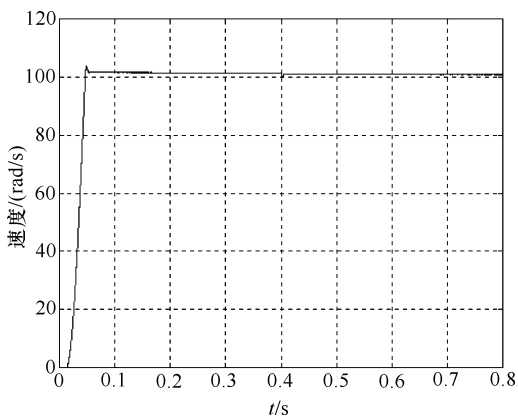


图 9-34 速度瞬态响应曲线

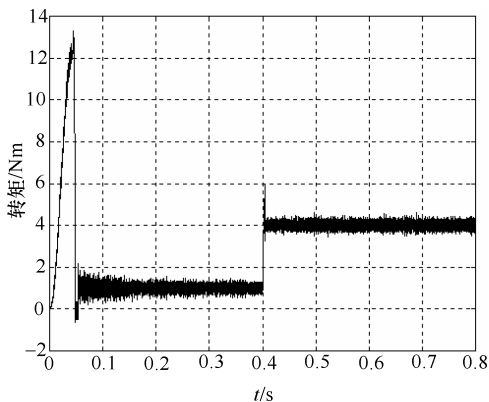


图 9-35 转矩响应曲线

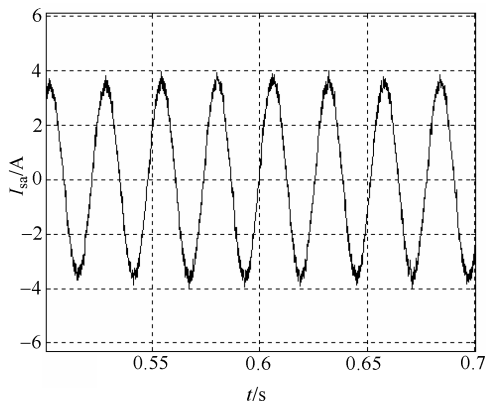


图 9-36 相电流波形

实现开关表的 MATLAB 文件的内容如下:

```
function[ sys,x0 ] = tab3( t,x,u,flag,zindex,table)
```

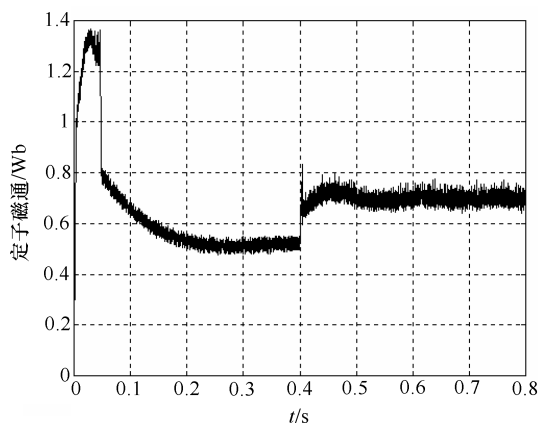


图 9-37 定子磁链幅值

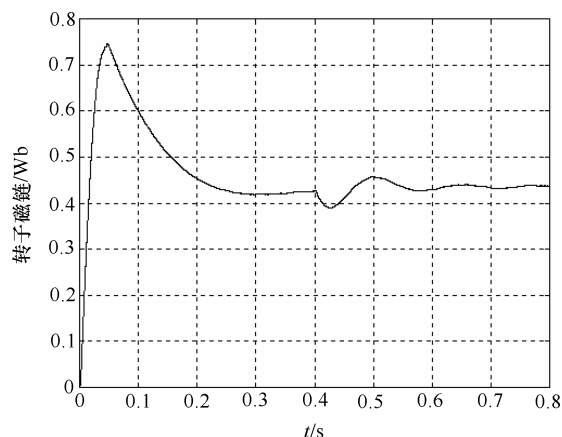


图 9-38 转子磁链幅值

```
% *****
% Here starts the switching table lookup routine. . .
% *****

if flag == 3, Perform the desired table lookup
V0 = [0 0 0];
V1 = [1 0 0];
V2 = [1 1 0];
V3 = [0 1 0];
V4 = [0 1 1];
V5 = [0 0 1];
V6 = [1 0 1];
```

```
V7 = [ 1 1 1 ] ;
```

```
sq = 0.866025404 ;
x0 = u(1) ;
y0 = u(2) ;
z0 = u(3) ;
if( x0 > 0 ) , x0 = 1 ; end ;
if( x0 < 0 ) , x0 = - 1 ; end ;
if( x0 == 0 ) , x0 = 0 ; end ;
if( y0 > = 0 ) , y0 = 1 ; end ;
if( y0 < 0 ) , y0 = - 1 ; end ;
if( x0 == 1 ) & ( y0 == 1 ) , xf = 1 ; end ;
if( x0 == 1 ) & ( y0 == - 1 ) , xf = 2 ; end ;
if( x0 == - 1 ) & ( y0 == 1 ) , xf = 3 ; end ;
if( x0 == - 1 ) & ( y0 == - 1 ) , xf = 4 ; end ;
if( x0 == 0 ) , xf = 5 ; end ;
if( cos( z0 ) > sq ) , zf = 1 ; end ;
if( cos( z0 ) < = sq ) & ( cos( z0 ) > 0 ) & ( sin( z0 ) > = 0 ) , zf = 2 ; end ;
if( cos( z0 ) > - sq ) & ( cos( z0 ) < = 0 ) & ( sin( z0 ) > = 0 ) , zf = 3 ; end ;
if( cos( z0 ) < - sq ) , zf = 4 ; end ;
if( cos( z0 ) > = - sq ) & ( cos( z0 ) < 0 ) & ( sin( z0 ) < 0 ) , zf = 5 ; end ;
if( cos( z0 ) < = sq ) & ( cos( z0 ) > = 0 ) & ( sin( z0 ) < 0 ) , zf = 6 ; end ;
r = table( xf , zf ) ;
if r == 0 , sys = V0 ; end ;
if r == 1 , sys = V1 ; end ;
if r == 2 , sys = V2 ; end ;
if r == 3 , sys = V3 ; end ;
if r == 4 , sys = V4 ; end ;
if r == 5 , sys = V5 ; end ;
if r == 6 , sys = V6 ; end ;
if r == 7 , sys = V7 ; end ;
% *****
% Here ends the switching table lookup routine...
% *****
elseif flag == 0 ,
    % This part takes care of all initialization ; it is used only once.
    x0 = [ ] ;
```



```

% The system has no states,three outputs,and three inputs.
sys = [0 0 3 3 0 1]';
else
% Flags not considered here are treated as unimportant.
% Output is set to [].
sys = [];
end.

```

9.13 无运动传感器传动中的磁链和速度观测器

在调速范围要求高达 100:1 的场合,无传感器传动已经开始流行,这种趋势甚至已经进入到要求快速转矩响应(额定阶跃输入的响应时间为 1~5ms)的场合。这方面的文献十分丰富,已出现了好多的解决方案^[23,24],其中有些方案已经进入世界范围的市场。从本质上讲,它们都可以归为两类:

- ① 无信号注入的方法;
- ② 有信号注入的方法。

9.13.1 性能指标

在评估无传感器传动中的各种磁链和速度观测器的性能时,普遍使用下述性能指标:

- ① 稳态误差;
- ② 转矩响应快速性;
- ③ 低速行为(调速范围);
- ④ 对噪声及电动机参数失调的敏感性;
- ⑤ 动态鲁棒性;
- ⑥ 相对于性能的复杂度。

9.13.2 速度观测器的分类

速度估计(观测)的基本原理有以下几种:

- A. 速度估算器;
- B. 模型参考自适应系统;
- C. Luenberger 速度观测器;
- D. Kalman 滤波器法;
- E. 转子齿磁导纹波法。

除转子齿磁导纹波方法外,其他方法都要使用磁通观测器来计算电动机的速度。

9.13.3 速度估算器

速度估算器往往基于转子转速 $\hat{\omega}_r$ 的经典定义:

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_1 - (S \hat{\omega}_1) \quad (9-98)$$

式中, ω_1 是转子磁链矢量的瞬时速度; $(S\omega_1)$ 是转子磁链的滑移速度 (即转差频率)。可以在定子坐标系中基于以下公式来计算 ω_1 :

$$\hat{\omega}_1 = \frac{d}{dt} [\text{Arg}(\bar{\lambda}_r^s)]; \bar{\lambda}_r^s = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} \quad (9-99)$$

或

$$\hat{\omega}_1 = \frac{\dot{\lambda}_{qr}^s \lambda_{dr}^s - \dot{\lambda}_{dr}^s \lambda_{qr}^s}{(\lambda_r^s)^2} \quad (9-100)$$

式中, $\dot{\lambda}_{qr}^s, \lambda_{dr}^s, \dot{\lambda}_{dr}^s, \lambda_{qr}^s$ 需要使用磁通观测器来确定 (譬如采用图 9-31 那样的转子磁链观测器)。另一方面, 根据式 (9-23), 转差频率 $(S\omega_1)$ 为

$$(S \hat{\omega}_1) = \frac{\frac{3}{2} p \cdot (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) L_m}{\frac{3}{2} p \cdot (\lambda_r^2 / r_r) L_r} = \frac{(\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \cdot L_m}{\lambda_r^2 \tau_r} \quad (9-101)$$

请注意, $(S \hat{\omega}_1)$ 仅跟转子电阻 r_r 强烈相关, 因为 L_m/L_r 几乎跟磁饱和没有关系。同样, 若要求在低速下获得较高的精度, 那就必须对转子电阻进行校正。这个转差频率公式既适合稳态, 也适合暂态, 由其可以快速估算出 $\hat{\omega}_r$, 从而获得快速的转矩响应。

这样的速度估算器甚至可以工作在 20r/min 的低速下, 但它们在低速下对转矩扰动的动态抵抗能力较为有限。

对大多数速度观测器来讲, 似乎都存在以上同样的问题。不过, 不对称的 Luenberger 观测器由于采用机械模型, 具有转子电阻校正及磁链观测角鲁棒性高的特点, 实践证明其在无信号注入的情况下在低至 3r/min 的低速下都具有较高的动态鲁棒性。

9.13.4 模型参考自适应系统

模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive Systems, MRAS) 以两个系统的比较为基础。其中一个系统不含速度, 称作参考模型。另一个系统包含速度, 称作可调模型。利用这两个系统之间的误差导出一个自适应模型, 由它来为可调模型产生估算的速度 $\hat{\omega}_r$ 。

为了消除定子电阻的影响, 选取维持气隙磁场的磁化电流的无功功率 q_m 作为两个模型的输出^[25]:

$$q_m = \bar{i}_s \otimes \left(\bar{V}_s - L_{sc} \frac{d \bar{i}_s^*}{dt} \right) \quad (9-102)$$

$$\hat{q}_m = L_m \left[(\hat{i}_m \cdot \hat{i}_s) \hat{\omega}_r + \frac{1}{\tau_r} (\hat{i}_m \otimes \hat{i}_s) \right] \quad (9-103)$$

利用转子电压方程式 (9-4) (令 $\omega_1 = 0$), 可得转子磁链的磁化电流 $\hat{i}_m (= \hat{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \hat{i}_r)$

在定子坐标系中的方程为

$$\frac{d\hat{i}_m}{dt} = \hat{\omega}_r \otimes \hat{i}_m + (\hat{i}_s - \hat{i}_m) \frac{1}{\tau_r} \quad (9-104)$$

选用以下的速度自适应机制：

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (q_m - \hat{q}_m) \quad (9-105)$$

从而得到图 9-39 所示信号流图的 MRAS 速度估算器。

在这个速度估算器中，转子时间常数 τ_r 变动的影响仍然存在，这将影响到速度的估算。不过，如果将该速度估算器与间接矢量电流控制一起使用的话，那么由于同样的（错误的） τ_r 也将进入到转差频率的计算中，因此至少可以保证转子磁场定向免受 τ_r 变动的影响。

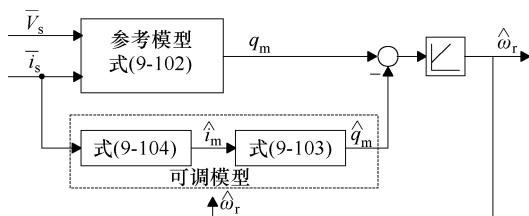


图 9-39 基于气隙无功功率误差的 MRAS 速度估算器

MRAS 速度估算器中不含积分，因此甚至在定子零频率下也可以工作（如图 9-40a 所示的直流制动），且不受定子电阻 r_s 的影响。图 9-40b 是它工作在 20r/min 时的速度波形^[25]。

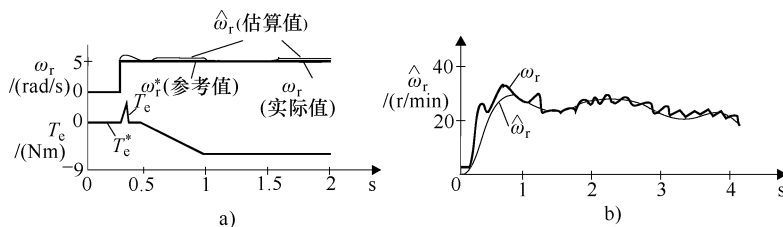


图 9-40 MRAS 速度估算器

a) 定子零频率运行（直流制动） b) 在低速下的运行情况

9.13.5 Luenberger 磁通和速度观测器

首先，基于定子坐标系中的定、转子方程，应用全阶 Luenberger 观测器来计算定子电流和转子磁链：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s^s \\ \bar{\lambda}_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_s^s \\ \bar{\lambda}_r^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \bar{V}_s \quad (9-106)$$

其中

$$\bar{i}_s^s = [i_d \quad i_q]^T; \bar{V}_s^s = [V_d \quad V_q]^T; \bar{\lambda}_r^s = [\lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T; \quad (9-107)$$

分块矩阵 A_{11} 、 A_{12} 、 A_{21} 、 A_{22} 则由式（9-5）~ 式（9-6）中令 $\omega_1 = 0$ 、 $a = L_m/L_r$ 来

确定:

$$\begin{aligned}
 A_{11} &= -\frac{r_r}{L_{sc}} \left(1 + \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) \cdot I = a_{r11} \cdot I; \quad B_1 = \frac{1}{L_{sc}} \cdot I \\
 A_{12} &= \frac{L_m}{L_r L_{sc}} \left(\frac{1}{\tau_r} I - \hat{\omega}_r I' \right) = a_{r12} \cdot I + a_{i12} \cdot I' \\
 A_{21} &= \frac{L_m}{\tau_r} I = a_{i21} I; \quad A_{22} = \frac{1}{\tau_r} I + \hat{\omega}_r I' \\
 I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad I' = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{9-108}$$

令

$$\hat{x} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T \tag{9-109}$$

则全阶 Luenberger 观测器可写成

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + B\hat{V}_s + G(\hat{i}_s - i_s) \tag{9-110}$$

矩阵 G 的选择应使观测器稳定。取

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \tag{9-111}$$

其中

$$\begin{aligned}
 g_1 &= (K-1)(a_{r11} + a_{i22}); \quad g_2 = (K-1)a_{i22}; \quad g_4 = -c(K-1)a_{i12} \\
 g_3 &= (K^2-1)(ca_{r11} + a_{i21}) - c(K-1)(a_{r11} + a_{i22}); \quad c = L_{sc} \\
 a_{i22} &= 1/\tau_r; \quad a_{i22} = \hat{\omega}_r
 \end{aligned} \tag{9-112}$$

这样得到的速度估算器是一个基于转子磁链 $\hat{\lambda}_r^s$ 和定子电流 \hat{i}_s 的估算器:

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \text{Im} [(\hat{i}_s - i_s^*) \hat{\lambda}_r^s] \tag{9-113}$$

从本质上讲, 该速度估算器是以某种转矩误差为基础的。

如果必须估算转子电阻 r_r 的话, 那么要在参考磁通电流 i_{ds}^* 中额外叠加一个高频参考电流 i_{da}^* 。这样一来, 就可以用下式来估算转子电阻^[26]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\tau_r} \right) = -\hat{\lambda}_r [(\hat{i}_{ds} - i_{ds}^*) \cdot i_{da}^*] \tag{9-114}$$

采用这种方法, 可以在低至 30r/min 的最小速度下, 获得令人惊异的结果。

额外注入一个高频 (10 倍额定频率) 磁通电流的方法, 既可用于确定转子速度, 又可用于确定转子时间常数 τ_r ^[27]。

基于扩展 Kalman 滤波器的速度和磁通观测器^[28]也可工作在低至 20 ~ 25r/min 的速度下作速度估算, 不过这类方法需要的在线计算时间相当可观。

9.13.6 转子齿磁导纹波速度估算器

转子齿磁导纹波速度估算器基于这样一个事实: 转子槽开口引起的定子电压和电

流谐波的角频率 $\omega_{sl,2}$ 与转子角速度 $\hat{\omega}_r$ 、转子槽数 N_r 以及同步角速度 $\hat{\omega}_1$ 的关系为

$$\hat{\omega}_{sl,2} = N_r \hat{\omega}_r \pm \hat{\omega}_1 \quad (9-115)$$

可以利用以转子齿磁导谐波频率 $\hat{\omega}_{sl,2}$ 为频率中心的带通滤波器, 来分离 $\hat{\omega}_{sl,2}$, 再由式 (9-115) 来计算 $\hat{\omega}_r$ 。此外, 人们也提出了其他一些类似的方法来获得 $\hat{\omega}_{sl,2}$, 并改善瞬态性能。这类方法尽管具有对电动机参数的免疫能力, 但响应都相当慢, 主要应用于一些要求宽调速范围、但不存在大的动态变化的中、高功率的场合^[27]。

在有信号注入 (或无信号注入) 的感应电动机无速度传感器控制方面, 想了解更多、更新内容的读者, 请参考文献 [30]。

9.14 直接转矩与磁链控制

直接转矩与磁链控制 (Direct Torque and FLux Control, DTFC) 是一个商用缩略语, 代表所谓的直接自控制 (direct self control), 最早由参考文献 [32-33] 针对 PWM 电压源逆变器供电的感应电动机提出, 后来被文献 [4] 推广为一般化的转矩矢量控制 (Torque Vector Control, TVC), 适用于由电压源或电流源逆变器供电的所有交流电动机的驱动。

事实上, 以定子磁链矢量的幅值、转矩误差的正负符号及其相对值、以及定子磁链矢量在一个周期的 6 个 (或 12 个) 扇区之一上面的位置为基础, 可以将一个确定的电压矢量 (或电压矢量的组合) 按某个平均化的时长直接施加到逆变器上。

为了确定定子磁链空间相量以及转矩误差, 必须对相应的变量进行估算。可以说, 适用于直接矢量控制的各种磁链 (转矩) 估算器或速度观测器也都适用于 DTFC。直接矢量控制和 DTFC 的基本结构分别如图 9-41a、b 所示。

由图 9-41 可见, DTFC 控制是一种直接矢量直流 (同步) 电流控制。

图 9-41 中的两种控制策略都需要磁链和转矩观测器, (如果是无传感器的运动控制, 则还需要速度观测器)。但 DTFC 本身具有恰当的比例定标, 因此无需为直流电流 (i_{da} 、 i_{qa}) 设计 PI 控制器。此外, 它利用一个开关表 (TOS) 来代替矢量旋转变换及开环 PWM。由于这两个方面的简化, 使得 DTFC 控制仅因磁链—转矩—速度观测器的原因而与电动机参数相关。最后, DTFC 依靠定子磁链而非转子磁链来工作。

从动态性质来看, 这两种控制方法有着某种相似之处。不过, 直接矢量控制的磁链动态响应要慢一些, 因为它往往忽略了转子磁链与 d 轴电流之间的以下动态关系:

$$i_d = (1 + s\tau_r) \frac{\lambda_r}{L_m} \quad (9-116)$$

当然, 也可以将式 (9-116) 添加到直接矢量控制中去, 但这个运算的引入也就暗示着需要某种转子时间常数 τ_r 的自适应机制。因此, 有一点是很清楚的, 就是 DTFC 其实是一种结构更简单、更鲁棒, 但却仍然在宽广的调速范围上保留了很高的转矩动态响应特性的一种间接的直接矢量控制。

可以用滑模或模糊逻辑来代替图 9-41b 中的三位滞环磁通控制器和两位滞环转矩控制器。在任何时刻都已知定子磁链的幅值和位置, 就可以应付短时电源电压冲击

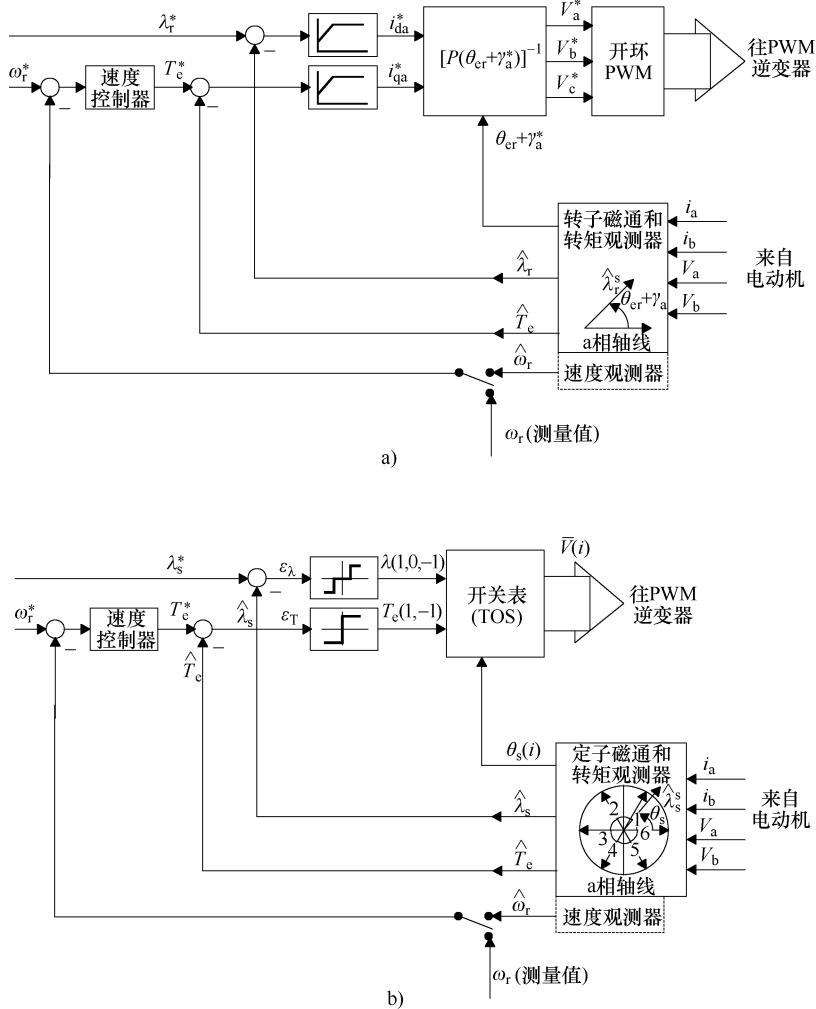


图 9-41

a) 直接矢量电流控制 b) DTFC 控制

(10 ~ 20ms 时长)，从而提供内在的（故障电压）穿越能力。

由于 DTFC 的上述优势十分明显，因此 DTFC 成了一种通用的（适用于各种应用的）感应电动机驱动方案，推向市场的既有含运动传感器的方案，也有无运动传感器的方案^[33]。当采用数字控制时，只需一个控制板就可以实现全部控制功能。

接下来介绍两个方面的内容：DTFC 的原理与性能，感应电动机 DTFC 无传感器控制的实例分析。

9.14.1 DTFC 的原理

尽管图 9-41 已经揭示了 DTFC 的原理, 但只有弄清楚开关表是如何生成的, 才能使 DTFC 系统成功地运行起来。

基于以下的定子坐标系中的定子电压方程, 来给逆变器选择适当的电压矢量 $\bar{V}_s(i)$ (其中 i 为电压空间矢量的序号):

$$\frac{d\bar{\lambda}_s^s}{dt} = \bar{V}_s^s - r_s \bar{i}_s^s \quad (9-117)$$

积分可得:

$$\Delta \bar{\lambda}_s^s = \bar{\lambda}_s^s - \bar{\lambda}_{s0}^s = \int_0^{T_i} (\bar{V}_s^s - r_s \bar{i}_s^s) \cdot dt \approx \bar{V}_s(i) T_i \quad (9-118)$$

从本质上讲, 可以用定子磁链的加速或减速来抵消转矩的误差 ε_T 。为了降低磁链的误差, 根据式 (9-118) 来选择适当的电压矢量, 并驱使磁链轨迹沿着该电压矢量的方向行进, 使磁链的幅值增大或减小。

当需要增大磁链幅值时 (磁链误差 $\varepsilon_\lambda > h/2$), 施加一个到当前磁链矢量 $\bar{\lambda}_{s0}^s$ 的投影为正的电压矢量。相反, 当需要减小磁链幅值时 (磁链误差 $\varepsilon_\lambda < -h/2$), 施加一个投影为负的电压矢量。当需要使磁链前行时 (转矩误差 $\varepsilon_T > 0$), 选择正向的电压矢量; 当需要使磁链逆行时 (转矩误差 $\varepsilon_T < 0$), 选择反向的电压矢量; 当需要使磁链暂时不动时 (磁链误差等于 0 时), 选择零电压矢量。

对于第 1 扇区的磁链空间相量, 电压矢量的选择如图 9-42b 所示。

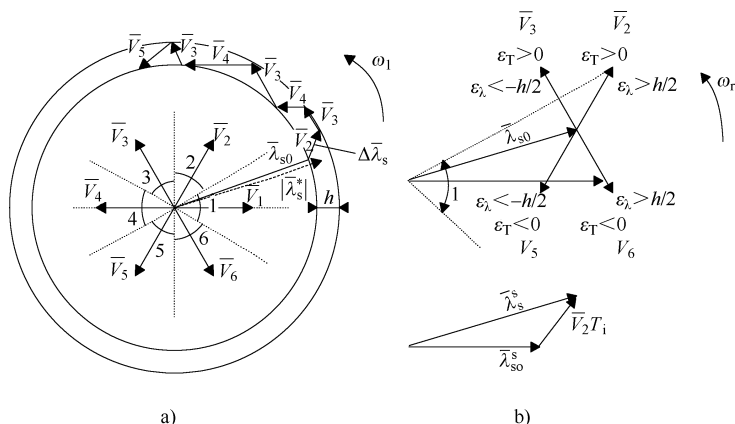


图 9-42

a) 定子磁链空间相量的轨迹 b) 磁链位于第 1 扇区时 ($-30^\circ \sim +30^\circ$) 电压矢量的正确选择

完整的优化开关如表 9-2 所示。

在 DTFC 中, 既可以利用滞环宽度来确定每个电压矢量的作用时间, 也可以保持每个电压矢量的作用时间恒定, 开关频率也恒定。对于前一种情况, 可以对磁链和转矩两个滞环宽度进行优化, 以使平均开关频率保持恒定。

表 9-2 DTFC 中，基本电压矢量的选择

$\theta_s(i)$		$\theta_s(1)$	$\theta_s(2)$	$\theta_s(3)$	$\theta_s(4)$	$\theta_s(5)$	$\theta_s(6)$
λ	T						
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
0	-1	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
-1	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

这样看来，DTFC 似乎很简单。不过，这个方法需要对定子磁链进行观测，若要求在低至 0.5Hz 的频率下获得良好的性能的话，则起码应使用图 9-31 所示的复合电压—电流模型来对定子磁链进行观测。

一旦定子磁链已知，转矩就可以简单地算得：

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2}p\text{Re}(\mathbf{j} \bar{\lambda}_s^* \dot{\lambda}_s^*) \tag{9-119}$$

不出我们所料的是，这一方法的转矩响应不仅相当快速（跟矢量控制一样），而且在 1~2Hz 以上具有不受转子电阻影响的特点，如图 9-43 所示^[2]。

此外也可以看到，转矩脉动也得到了直接的控制，铁耗和噪声则可以通过选择定子磁链水平来控制。

如 9.13 节所述，若要实现无传感器控制，则需要磁链和转速两种观测器，这可以获得 1~5ms 的转矩响应时间（跟有运动传感器时一样快速），且拥有 100:1 的调速范围、0.1% 的额定速度误差。这种性能在无传感器 DTFC 传动目前已经商品化^[31]。

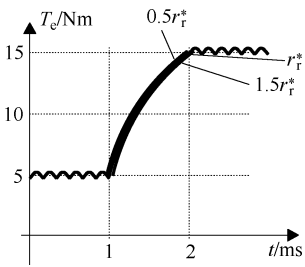


图 9-43 转矩矢量控制（TVC）的转矩响应

9.15 无速度传感器的 DTFC 传动——实例分析

以下介绍感应电动机 DTFC 传动系统的仿真结果。本例在 MATLAB/Simulink 平台下实现，如图 9-44 所示。电动机模型集成为两个模块，第一个为 d - q 轴坐标系中的电流和磁链计算模块，第二个为转矩、转速和位置计算模块，如图 9-45 所示。

换向表（开关表）用 MATLAB 函数来实现，用来选择正确的逆变器电压矢量。这个表的输入值为：来自电动机模型的两个定子磁链值（ λ_{sd} 和 λ_{sq} ），用以求取磁链的位置；（来自转矩估算模块的）转矩估算值与（速度调节器输出的）转矩参考值之间比较所得的误差；算得的定子磁链与其参考值（恒值）之间比较所得的误差。

做不同的仿真项目时，电动机参数的更改十分简单。只需点击这些模块，就会出

现一个对话框，修改模块的缺省值就可以改变这些模块的参数。

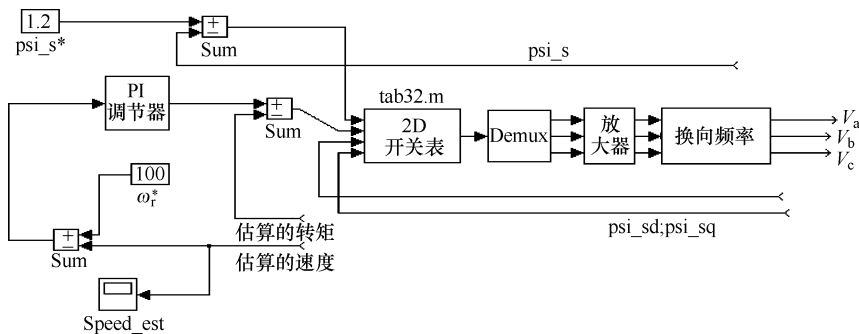


图 9-44 DTFC 系统

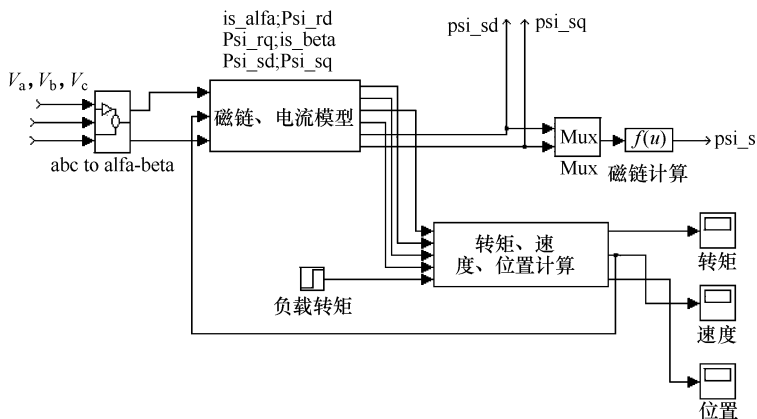


图 9-45 感应电动机的模型

可以修改速度调节器（PI 调节器）的参数（包括放大系数、积分时间常数，它们的缺省值分别为： $K_i = 10$ ， $T_i = 0.8s$ ），来研究系统的行为。我们添加了一个换向频率模块（来控制换向频率），以满足采样条件。积分步长的缺省值是 $25\mu s$ ，可以使用 Simulink 中的 Simulation（仿真）/Parameters（参数）功能菜单进行修改，如图 9-46。

要查看以上介绍的各个模块的结构，可以使用菜单 Options（选项）/Unmask（打开封装）来打开它们的封装。

本仿真所用的电动机参数如下： $P_n = 1100W$ ， $U_{nf} = 220V$ ， $2p = 4$ ， $r_s = 9.53\Omega$ ，

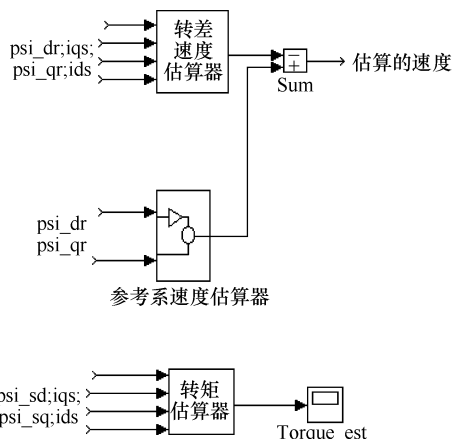


图 9-46 转速和转矩观测器

$r_r = 5.619\Omega$, $L_{sc} = 0.136H$, $L_r = 0.505H$, $L_m = 0.447H$, $J = 0.0026\text{kgfm}^2$ 。

图9-47~图9-51为在0.4s时施加负载转矩的起动过程中的转速、电流、转矩及磁链的动态响应曲线。负载转矩的数值为8Nm。

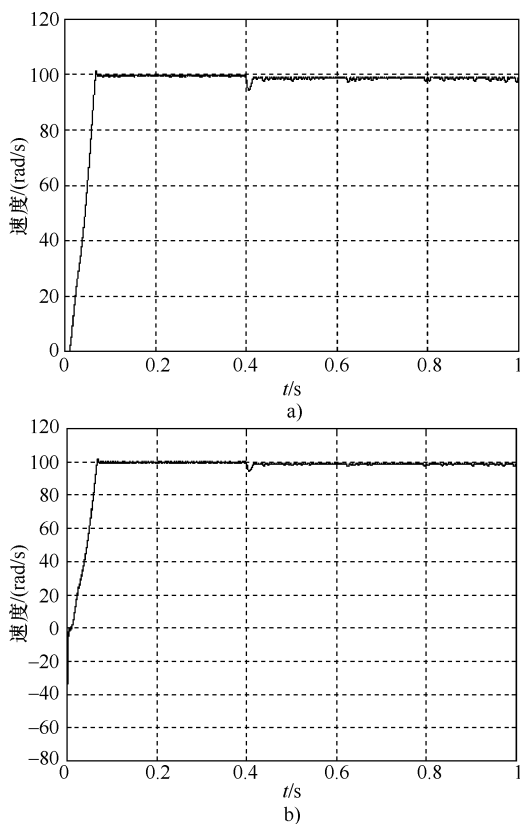


图9-47 速度的动态响应（测量值与估算值）

a) 测量值 b) 估算值

图9-47a为测得的速度，图9-47b为估算的速度，可见二者彼此十分接近。

图9-48所示为相电流波形，它与间接矢量交流或直流电流控制所得电流稍有不同。

图9-49为转矩响应曲线，可见，转矩计算器（观测器）也相当不错。图9-50和图9-51分别为定、转子磁链的幅值曲线。可见，定子磁链的响应快速而稳定，转子磁链仅在瞬态期间才有

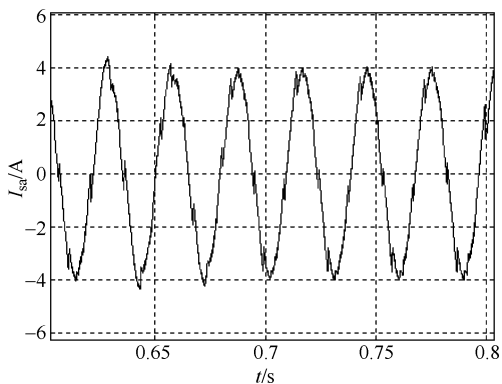


图9-48 相电流波形（稳态）

变化。请记住，在 DTFC 中，定子磁链的幅值是直接控制的。

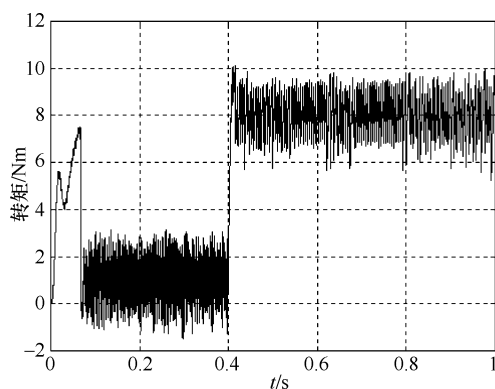


图 9-49 转矩响应曲线的估算值（测量值与此很相近）

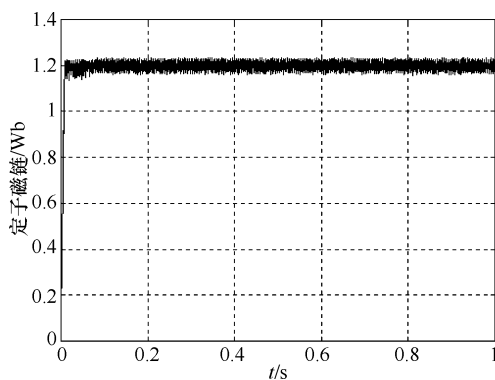


图 9-50 定子磁链的幅值

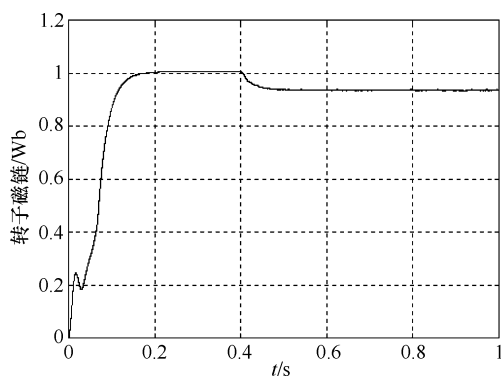


图 9-51 转子磁链的幅值

开关表的 MATLAB 文件（tab32. m）的内容如下：

```

function[ sys,x0 ] = tab3( t,x,u,flag,zindex,table)
% *****
% Here starts the switching table lookup routine. . .
% *****
if flag == 3,
% Perform the desired 2D table lookup

V0 = [ 0 0 0 ]; V1 = [ 1 0 0 ]; V2 = [ 1 1 0 ]; V3 = [ 0 1 0 ];
V4 = [ 0 1 1 ]; V5 = [ 0 0 1 ]; V6 = [ 1 0 1 ]; V7 = [ 1 1 1 ];

x0 = u(1);
y0 = u(2);
z0 = u(3);
z1 = u(4);

if (x0 > 0.01), x0 = 1; end;
if (x0 < -0.01), x0 = -1; end;
if (x0 < 0.01) & (x0 > -0.01), x0 = 0; end;
if (y0 > = 0), y0 = 1; end;
if (y0 < 0), y0 = -1; end;
if (x0 == 1) & (y0 == 1), xf = 1; end;
if (x0 == 1) & (y0 == -1), xf = 2; end;
if (x0 == -1) & (y0 == 1), xf = 3; end;
if (x0 == -1) & (y0 == -1), xf = 4; end;
if (x0 == 0), xf = 5; end;

if (sign(z0) > = 0) & (sign(z1) > = 0) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) ==
-1) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) == -1), zf = 1; end;
if (sign(z0) > = 0) & (sign(z1) > = 0) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) > =
0) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) == -1), zf = 2; end;
if (sign(z0) > = 0) & (sign(z1) > = 0) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) > =
0) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) > = 0), zf = 2; end;
if (sign(z0) == -1) & (sign(z1) > = 0) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) >
= 0) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) > = 0), zf = 3; end;
if (sign(z0) == -1) & (sign(z1) > = 0) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) >
= 0) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) == -1), zf = 3; end;
if (sign(z0) == -1) & (sign(z1) > = 0) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) ==
-1) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) == -1), zf = 4; end;
if (sign(z0) == -1) & (sign(z1) == -1) & (sign(sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0)) =
= -1) & (sign(abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0)) == -1), zf = 4; end;

```

```

    if ( sign(z0) == -1 ) & ( sign(z1) == -1 ) & ( sign( sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0) )
> = 0 ) & ( sign( abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0) ) == -1 ), zf = 5; end;
    if ( sign(z0) == -1 ) & ( sign(z1) == -1 ) & ( sign( sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0) )
> = 0 ) & ( sign( abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0) ) > 0 ), zf = 5; end;
    if ( sign(z0) > 0 ) & ( sign(z1) == -1 ) & ( sign( sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0) ) >
= 0 ) & ( sign( abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0) ) > 0 ), zf = 6; end;
    if ( sign(z0) > 0 ) & ( sign(z1) == -1 ) & ( sign( sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0) ) >
= 0 ) & ( sign( abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0) ) == -1 ), zf = 6; end;
    if ( sign(z0) > 0 ) & ( sign(z1) == -1 ) & ( sign( sqrt(3) * abs(z1) - abs(z0) ) =
= -1 ) & ( sign( abs(z1) - sqrt(3) * abs(z0) ) == -1 ), zf = 1; end;
    r = table( xf, zf );
    if r == 0, sys = V0; end; if r == 1, sys = V1; end;
    if r == 2, sys = V2; end; if r == 3, sys = V3; end;
    if r == 4, sys = V4; end; if r == 5, sys = V5; end;
    if r == 6, sys = V6; end; if r == 7, sys = V7; end;
% Here ends the switching table lookup routine. . .
% *****
elseif flag == 0,
    % This part takes care of all initialization; it is used only once.
    x0 = [ ];
    % The system has no states, three outputs, and four inputs.
    sys = [ 0 0 3 4 0 1 ]';
else
    % Flags not considered here are treated as unimportant.
    % Output is set to [ ].
    sys = [ ];
end

```

9.15.1 基于空间矢量调制的 DTFC

在上面的仿真结果图 9-48 ~ 图 9-49 中, 可以看到转矩和电流的显著脉动。

目前有丰富的文献处理以上的问题^[39-43]。

本质上讲, 有两种主要的方法来降低 DTFC 感应电动机传动中的转矩纹波和电流谐波:

① 将 PWM 变频器的开关频率从 5 ~ 15kHz 增大到 20 ~ 40kHz;

② 在有限的开关频率下, 在定子磁链矢量行进的每个 60° 区间中, 增加所用的电压矢量的数目。

对目前流行的基于 IGBT 器件的 PWM 电压源变频器来讲, 后一种方法似乎更为实用。

在有限开关频率的场合,可以采用 9.9.2 节介绍的开环空间矢量调制来实现较低的转矩纹波。

为了使用开环 SVM,必须实时计算定子坐标系中的参考电压矢量(需要的电压矢量) \bar{V}_s^* 。

除了所谓的定子磁链矢量控制方法^[4]外,还有很多其他的磁链和转矩控制器可用于产生开环 SVM 所需的参考电压 \bar{V}_s^* 。

线性变结构的^[43]或线性与变结构混合的转矩和磁链控制器在解决这个问题上已经得到实际应用^[40,42]。

这里介绍一下线性加滑模的 SVM-DTFC 算法^[39]。它基于定子磁链和转矩的误差 ($\varepsilon_{\lambda s}$ 、 ε_{Te}),来定义滑模(变结构)面 $S_{\lambda s}$ 、 S_{Te} :

$$\begin{aligned} S_{\lambda s} &= \varepsilon_{\lambda s} + C_{\lambda s} \frac{d\varepsilon_{\lambda s}}{dt} \\ S_{Te} &= \varepsilon_{Te} + C_{Te} \frac{d\varepsilon_{Te}}{dt} \end{aligned} \quad (9-120)$$

那么,在定子磁链坐标系 ($\theta_{\lambda s}$) 中, d - q 轴参考电压(指令电压) \bar{V}_{sd}^* 、 \bar{V}_{sq}^* 为

$$\begin{aligned} \bar{V}_{sd}^* &= \left(k_{p\lambda} + k_{i\lambda} \frac{1}{s} \right) \text{sgn}(S_{\lambda s}) \\ \bar{V}_{sq}^* &= \left(k_{pT} + k_{iT} \frac{1}{s} \right) \text{sgn}(S_{Te}) + \hat{\omega}_{\lambda s} \hat{\lambda}_s \end{aligned} \quad (9-121)$$

式中, $\hat{\omega}_{\lambda s}$ 、 $\hat{\lambda}_s$ 为估算的定子磁链的速度和幅值。

再将 d - q 轴电压 Park 变换到定子坐标系,以得到具有恒定增益的滞环 DTFC (relay with constant gains DTFC, RCG)^[39],如图 9-52 所示。

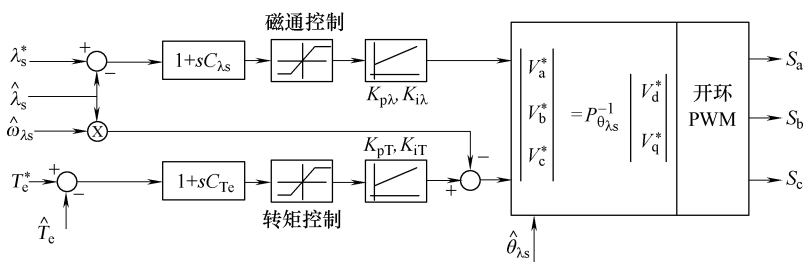


图 9-52 线性 + 滑模的 SVM-DTFC 算法

由式 (9-121) 及图 9-52 可见:

- ① 需要进行一次从定子磁链坐标系到定子坐标系的 Park 变换。
- ② 另外还进行了电动势补偿,以改善高速的转矩动态响应特性。
- ③ 线性 (PI) 控制器环节保证了较低的转矩和电流纹波。
- ④ 滑模控制器环节提供了对抗转矩、转动惯量及电动机参数失调的高鲁棒性。
- ⑤ 为了降低稳态时在目标变量值周围的颤振,可用以下边界层为 $2h$ 的饱和函数来代替符号函数:

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} \text{sgn}x & (|x| > h) \\ \frac{x}{h} & (|x| < h) \end{cases} \quad (9-122)$$

在该边界层之内,控制器为高增益的 PI 型,以迫使误差为零。在该边界层之外,原有 DTFC 的滑模鲁棒性及快速响应的特点都得以保留。

⑥ 需要采用状态观测器来估算定子磁链的幅值 $\hat{\lambda}_s$ 、角度 $\hat{\theta}_{\lambda s}$ 、电磁转矩 \hat{T}_e 以及定子磁链矢量的速度 $\hat{\omega}_{\lambda s}$ 。

⑦ 为了进行速度闭环控制,需要有转速观测器。

下面再次利用滑模的概念,为定、转子磁链观测器推导一个一般化的电压/电流模型,它具有内在的无运动传感器的特点。这只需简单地利用定子坐标系、转子磁链坐标系中的定、转子电压方程式 (8-44) ~ 式 (8-45) 及磁链方程式 (8-52) ~ 式 (8-53),即可得到:

$$\frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} = -r_s \bar{i}_s + \bar{V}_s + k_1 \text{sgn}(\bar{i}_s - \hat{i}_s) + k'_1 (\bar{i}_s - \hat{i}_s) \quad (9-123)$$

$$\frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} \approx \frac{L_m r_r \bar{\lambda}_s}{L_s L_{sc}} - \frac{r_r \bar{\lambda}_r}{L_{sc}} + k_2 \text{sgn}(\bar{i}_s - \hat{i}_s) + k'_2 (\bar{i}_s - \hat{i}_s) \quad (9-124)$$

$$L_{sc} = L_s - L_m^2/L_r; T_r = L_r/r_r$$

式中, L_s 、 L_r 分别为定、转子的电感; r_s 、 r_r 分别为定、转子的电阻; \bar{i}_s 、 \hat{i}_s 分别为定子坐标系中的定子电流矢量的实际值和估算值; \bar{i}_s^r 、 \hat{i}_s^r 分别为转子磁链坐标系中的定子电流矢量的实际值和估算值。

由于定、转子的电阻 r_s 、 r_r 跟温度有关,因此必须对它们进行在线校正。通常有 $r_s = k_{sr} r_r$, 故只需对定子电阻进行校正。

在式 (9-123)、式 (9-124) 中, Sgn 函数对应的非线性项反映的是滑模的贡献。此外,还添加了一个线性的比例环节 (P 环节)。

根据定子坐标系中定、转子磁链的定义,可得电流观测器为

$$\hat{i}_s \approx \frac{L_r}{L_s L_{sc}} \bar{\lambda}_s - \frac{L_m}{L_s L_{sc}} \bar{\lambda}_r \quad (9-125)$$

在定子坐标系中,转子磁链和定子磁链之间的关系可写成:

$$\bar{\lambda}_r \approx \frac{L_r}{L_m} \hat{\lambda}_s - L_{sc} \bar{i}_s; L_{sc} = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \approx L_{sl} + L_{rl} \quad (9-126)$$

在以上的定子电流及转子磁链观测器中,磁饱和的影响较小。这是因为,对半闭口槽或开口槽的电动机,当电流大于 2 ~ 3 倍额定电流时, L_{sc} 的变化只有几个百分点,而比值 L_r/L_m 、 L_r/L_m 、 L_r/L_s 也只是受磁饱和的轻度影响。

很容易得到电磁转矩观测器为

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} p \text{Re}(j \bar{\lambda}_s \hat{i}_s^*) \quad (9-127)$$

以上 (线性 + 滑模) 混合的磁链观测器的结构框图如图 9-53 所示。

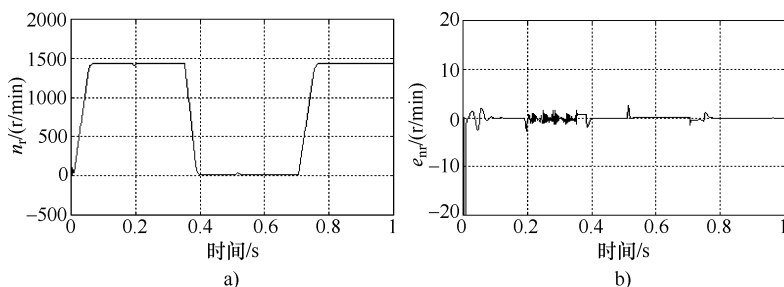


图 9-55 非对称 Luenberger 速度观测器的结果

a) 估算的瞬时速度响应 b) 速度估算的误差

当 SVM-DTFC 采用上述的速度和磁链观测器时，在零速度下的转矩纹波得到了降低，如图 9-56 所示。

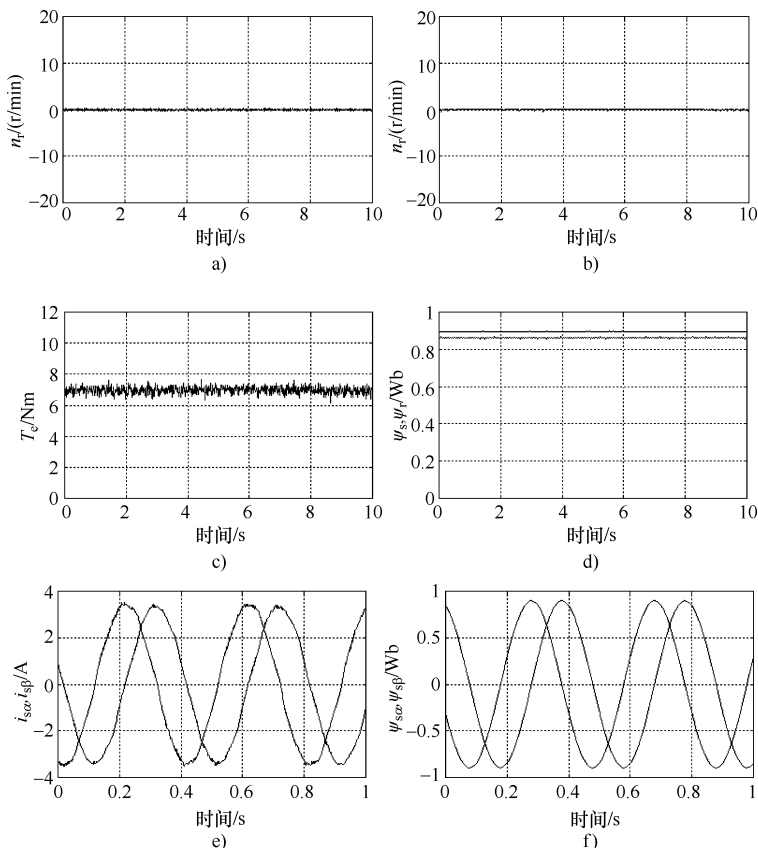


图 9-56 在零速度下的转速、电流、转矩和磁链曲线

a) 估算的转子速度 b) 测得的转子速度 c) 估算的转矩
d) 估算的定、转子磁链 e) 测得的 (α, β) 轴定子电流 f) 估算的 (α, β) 轴定子磁链

由图 9-57 明显可以看出，在静止状态下，转矩响应相当快速，磁链和转矩控制器

具有较大的 PI 增益^[42]。

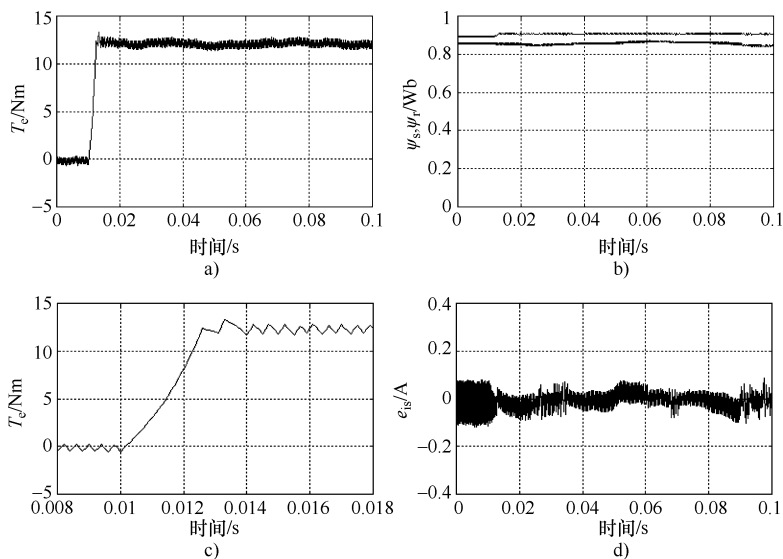


图 9-57 静止状态下, RCG 控制的转矩瞬态响应

- a) 估算的转矩 b) 估算的定、转子磁链
c) 估算的转矩 (时间片段放大) d) 电流估算值的误差

负载时稳定控制在 3r/min 转速下的结果如图 9-58 所示。

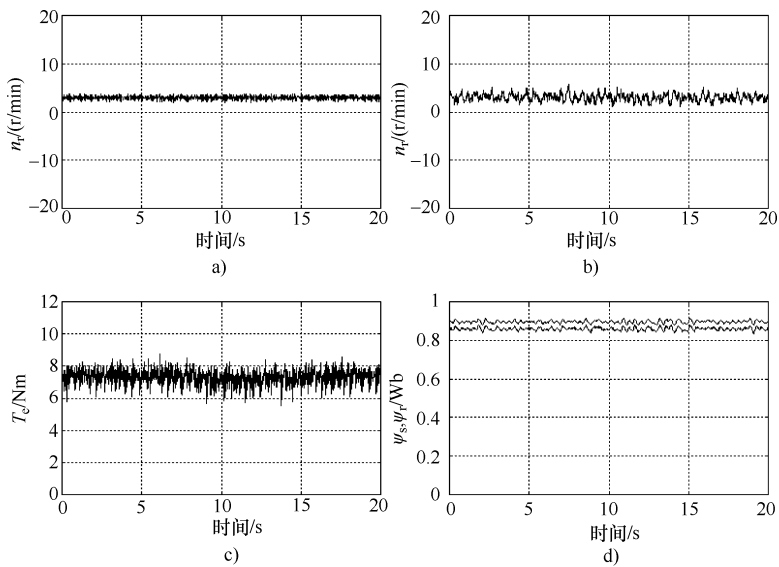


图 9-58 DTFC 实现极低速 (3r/min)——基于滑模观测器及转矩、磁通控制器的空间矢量调制(SVM)感应电动机传动方案

- a) 估算的转子速度 b) 测得的转子速度 c) 估算的转矩 d) 估算的定、转子磁链

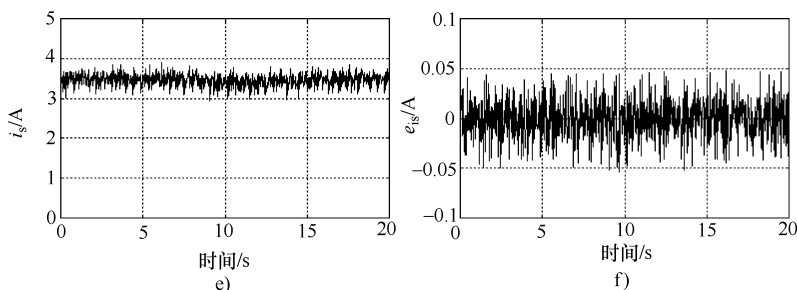


图 9-58 DTFC 实现极低速 (3r/min)——基于滑模观测器及转矩、磁通控制器的空间矢量调制(SVM)感应电动机传动方案 (续)
e) 估算的定子电流幅值 f) 定子电流估算值的误差

在图 9-58f 中, 可以看到较小的电流误差 (纹波)。

在图 9-58c 中, 仍然可以看到转矩的纹波, 这些纹波主要源于电刷的摩擦, 因为我们采用了一台直流有刷永磁电动机, 反向运行在电动状态 (相当于反接制动) 来给系统加载。

以上方法并不是唯一一个不使用信号注入方法却可以很好地工作在极低速下的例子。例如, 参考文献 [44] 采用矢量控制, 没有信号注入, 却工作到了 5r/min 的低速。

实践证明, 感应电动机 SVM 控制采用无传感器 DTFC 方案时, 在各方面都可以获得跟高级矢量控制同样的性能, 但所需的在线计算量却要少一些。

注意: 当速度低于 3r/min 时, 无运动传感器的控制方法需要使用更好的速度和磁链观测器, 可能不得不使用信号注入技术^[30]。

9.16 反馈线性化控制

发明矢量控制的目的是, 为了对磁链和转矩进行独立的控制, 因为在直流有刷电动机中, 就隐含着这种分开控制的能力。

大家也知道, 在磁链和转矩解耦之后, 当磁链恒定时, 转矩正比于转矩电流, 得到的是一个线性的转矩—转速特性。在感应电动机的方程中, 要获得这样的人工解耦及线性化效果, 原则上可以通过一些其他的非线性变换来实现。反馈线性化控制^[5-7]就是这种方法之一。

反馈线性化要用到的仍然是定子坐标系中的式 (9-106) ~ 式 (9-108), 以及定子电流和转子磁链的 d - q 轴分量, 再加上表示转矩平衡的运动方程式。

选取转子磁链的平方 $\Phi_1(x) = \lambda_r^2$ 以及转子的速度 $\Phi_2(x) = \omega_r$ 作为新的输出变量。

这样就得到了感应电动机的反馈线性化控制系统, 其基本信号流程图如图 9-59 所示^[7]。

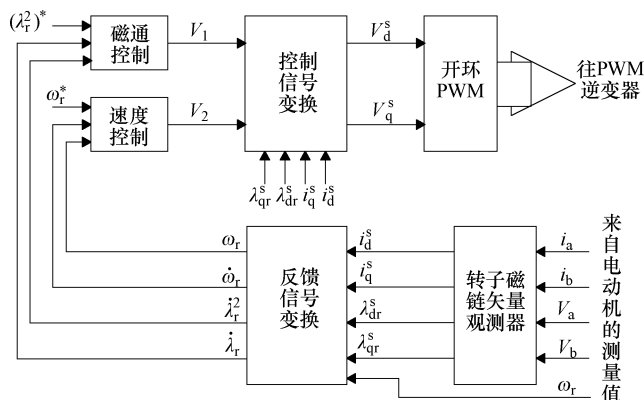


图 9-59 反馈线性化控制

需要注意的是，反馈线性化控制的计算量要大于矢量控制和 DTFC 控制，并且需要完全知道电动机的参数。参考文献 [32] 表明，反馈线性化可以获得与高级矢量控制及 DTFC 控制十分相似的动态性能。

由于存在高级矢量控制、DTFC 控制这两个强劲的对手，要预言反馈线性化控制的工业应用前景有点难度。

9.17 标量 (V_1/f_1) 控制

泵类、风机类应用的调速范围一般仅为 3:1，最多为 10:1。这类传动都避免使用运动（速度）传感器。

传统的标量 (V_1/f_1) 开环控制是这类应用的首选。从本质上讲，这种控制的电压幅值 V_1 和频率 f_1 满足以下关系：

$$V_1^* = V_0^* + K_f f_1^* \quad (9-131)$$

式中， V_0^* 称作电压提升量，是低速下电动机能够正常运行所必需的。

定子频率按人们所希望的斜坡函数变化，并根据式 (9-131)，用开环 PWM 程序来控制 PWM 逆变器，如图 9-60 所示。

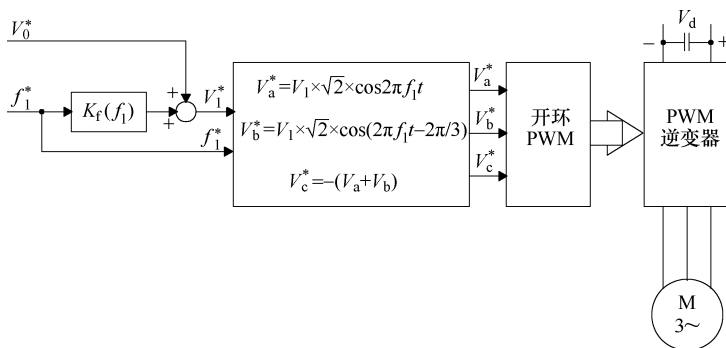
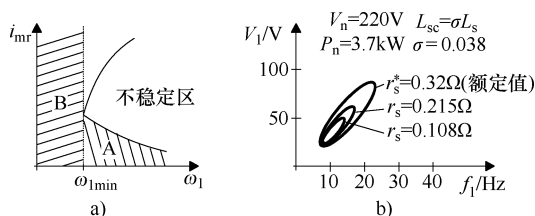
频率的斜坡形变化应相当缓慢，以确保稳定。在稳态点的附近，可以对感应电动机的方程作线性化处理，以便人们可以用实验的（工业的）方法，找出 i_m-f_1 平面上不稳定的开区域以及 V_1-f_1 平面上不稳定的椭圆区域^[33]，如图 9-61 所示。这里的 i_m 为转子磁链的磁化电流。

通常有^[33]：

$$\omega_{1\min} > 2/\tau_r \quad (9-132)$$

式中， τ_r 为转子时间常数。

此外，参考文献 [33] 也证明，发生不稳定的品质因数 f_m 为


 图 9-60 V_1/f_1 开环（标量）控制

 图 9-61 V_1/f_1 开环标量控制的不稳定区域

a) $i_{mr}-\omega_1$ 平面上不稳定的开区域 b) V_1-f_1 平面上不稳定的椭圆形区域

$$f_m = \frac{\tau_m}{\tau_r} < 0.5 \quad (9-133)$$

式中, τ_m 为机械时间常数。

图 9-61a 中的两根渐近线的斜率是直接和 τ_r 和 τ_m 相关的。图 9-62 给出了几台极数分别为 2、4、6 极的电动机的品质因数 f_m 的数值^[33]。

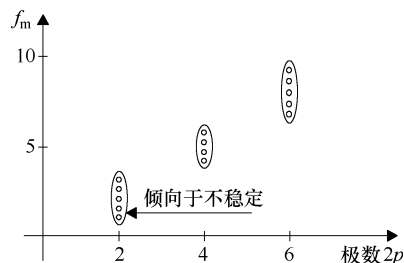
2 极电动机倾向于不稳定 ($f_m < 0.5$), 4 极和 6 极的电动机对不稳定则较不敏感。需要指出的是, 从品质因数的角度看, 拥有较大的短路电感 L_{sc} 相对值比较有利。

开环标量 (V_1/f_1) 传动除了倾向于不稳定外, 还容易受到快速斜坡加速、快速而 (或) 巨大的转矩扰动的破坏。此外, 负载的增加会引起速度 ω_r 的降低:

$$\omega_r = \omega_1 - (S\omega_1) \quad (9-134)$$

在低速 (低频率) 下, 负载增大引起的速度降低具有很大的影响, 有可能无法承受。按照负载情况对转差频率 ($S\omega_1$) 进行补偿, 是解决这个问题一个实用方法。

补偿转差频率的做法是在稳态下进行的, 此时, 转子磁链实际上不随时间变化,


 图 9-62 式 (9-133) 定义的品质因数 f_m

是恒定的, 所以, 根据式 (9-15) 的转矩 T_e 的表达式, 有:

$$T_e = H(\omega_1 - \omega_r) = HS\omega_1 \quad (9-135)$$

其中:

$$H = \frac{3}{2}p \cdot \frac{\lambda_r^2}{r_r} \quad (9-136)$$

运动方程为

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load} \quad (9-137)$$

假定机械的动态过程变化较慢, 转子磁链可以看成是恒定的。在如此慢的动态变化下, ω_r 的解为

$$\omega_r = \left(\omega_{r0} - \omega_1 + \frac{T_{load}}{H} \right) e^{-\frac{t}{\tau_m}} + \omega_1 - \frac{T_{load}}{H} \quad (9-138)$$

$$\tau_m = \frac{J}{pH} \quad (9-139)$$

当转子磁链恒定时, 转矩—转速曲线为一条直线, 因此可以期望得到式 (9-138) 这样的稳定的速度响应。

然而, 假若 r_r (τ_r) 发生 25% 的变化, 则将引起转差频率产生 25% 的误差。对额定速度而言, 这个误差相对较低, 但在低速下, 它却会表现为高达 25% 的速度误差。

转差频率补偿方法的原理^[34]如图 9-63 所示: 对于给定的转矩, 在参考转速 (给定转速) ω_r^* 中增加一个估算的转差频率 $(S\omega_1)^*$, 使原本要从点 A 移到点 B 的工作点移动到点 C, 从而使得 ω_r 与负载无关。

图 9-64 为相应算法的信号流程图。可见, 它是利用电压模型来估算转子磁链的。

电压模型仅可用于 2Hz 以上, 这对 V_1/f_1 传动来讲是可以接受的。

根据式 (9-135)、式 (9-137) 以及图 9-64, 可

以得到图 9-65 的信号流程图。

根据图 9-65, 可以很简单地得到 ω_r/ω_r^* 对应的传递函数 G_0 为

$$G_0 = \frac{pH(1 + s\tau_2)}{J\tau_2 s^2 + (J + pH\tau_2 - JHK_1)s + pH} \quad (9-140)$$

G_0 能够提供稳定响应的前提为

$$HK_1 < 1 + pH\tau_2/J \quad (9-141)$$

另一方面, ω_r 和 T_{load} 之间的传递函数 G_1 为

$$G_1 = \frac{p(HK_1 - s\tau_2 - 1)}{J\tau_2 s^2 + (J + pH\tau_2 - JHK_1)s + pH} \quad (9-142)$$

式 (9-142) 意味着, 在稳态下, 即当式 (9-142) 中的 $s=0$ 时, 单位阶跃负载转

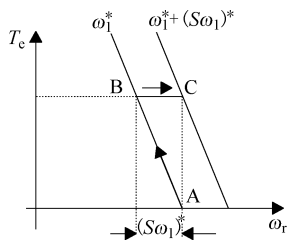


图 9-63 转差频率补偿的原理

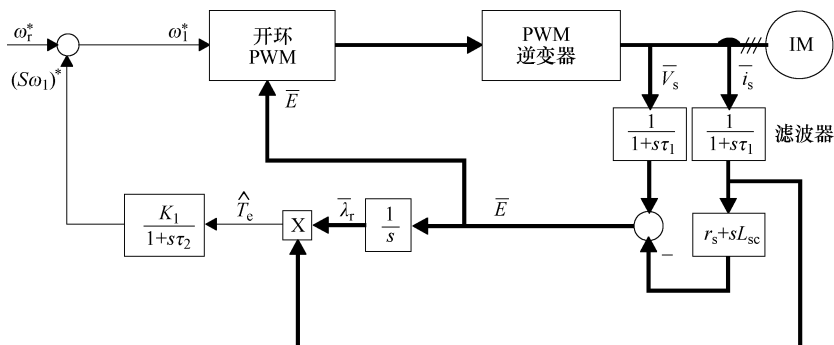
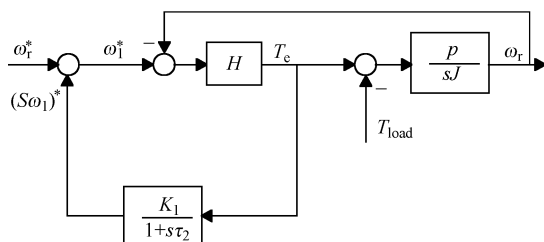

 图 9-64 带转差频率前馈补偿的 V_1/f_1 标量控制


图 9-65 转差频率补偿的信号流程图

矩对应的 $\Delta\omega_r$ 为

$$\Delta\omega_r = \frac{HK_1 - 1}{H} \quad (9-143)$$

因此,

$$\Delta\omega_r \begin{cases} < 0 & (HK_1 \leq 1) \\ = 0 & (HK_1 = 1) \\ > 0 & (HK_1 > 1) \end{cases} \quad (9-144)$$

全补偿时有 $\Delta\omega_r = 0$, 故 $HK_1 = 1$, 这对应于图 9-63 中的点 C。在这种情况下, 式 (9-141) 是自动满足的。在特殊的情况下, 例如, 当存在随机摩擦转矩扰动时, 为了保证稳定运行, 低速时会出现 $\Delta\omega_r < 0$ ($HK_1 \leq 1$)。参考文献 [34] 表明, 这种方法在低至 100r/min 的转速下都可以获得良好的性能。

注意: 在轻载弱磁时 (为了降低铁耗), 必须根据预定的轻载转子磁链水平来选择图 9-65 中的滤波器增益 K_1 ($K_1 = 1/H$)。

这种传动的一个很好、很典型的应用场合, 是负载转矩仅为速度的函数的场合, 此时, λ_r (和 H) 的数值也仅为速度的函数。

同样要提醒的是, 带转差频率补偿的无速度传感器控制的 V_1/f_1 传动可以在低至 100r/min 的转速下提供满意的精度, 但它只适合于低动态的应用场合 (如泵、风机及类似的应用)。

① 必须估算定子电阻 r_s 以及瞬态时间常数 $\tau' = L_{sc}/(r_s + r_r)$ ，并以这些值为基础，来标定电流控制器；

② 在电流控制器投入运行之后，对转子时间常数 τ_r 进行估算，并将其用于转子磁链观测器中（见图 9-66b），进而对磁链控制器进行标定；

③ 对参考转子磁链水平以及对应的磁化电流 \hat{i}_{mr} 进行标定；

④ 通过空载加速试验，根据式（9-139）计算机械时间常数 τ_m 。

估算感应电动机参数 r_s 、 L_{sc} 、 L_m 、 τ_r 、 J 的方法很多，可归类如下：

① 静止下的阶跃电压响应试验；

② 静止下的频率响应试验；

③ 动态试验（非零速度）。

静止下的阶跃电压试验相当容易做，因为 PWM 可以输出任何给定时的电压脉冲。这种方法在实际的自运行中仍然占绝大多数。

不过，最近人们发现，阶跃电压响应受笼型转子趋肤效应的影响太大，当电动机的功率增大时尤其如此。和实际运行情况相比，这样算得的短路电感 L_{sc} 会被低估^[35]。

实践证明，静止下的频率试验在很宽的功率范围内（1 ~ 500kW）都可以提供较好的结果^[35]。

下面仍以静止下的阶跃电压响应方法来介绍自运行的原理^[36]。自运行过程始于电动机参数的输入：额定电压、额定电流、额定频率及极对数 p 。

首先进行直流试验，已知直流母线电压和调制度 m_d （我们的情况下没有电压传感器），计算出定子电阻。

为了考虑逆变器死区的影响，针对两个不同的调制度 m_{d1} 和 m_{d2} 进行测量，按下式来计算定子电阻：

$$r_s = \frac{V_1 (m_{d1} - m_{d2})}{i_{s1} - i_{s2}} \quad (9-145)$$

到此为止，可以说只是对电流控制器做了粗略的标定。用到了两个电流水平，分别是 50% 和 100% 的额定电流，但仅用了—个电压矢量（例如，仅用了 V_1 ）。为了估算电动机的瞬态时间常数 τ' ，通过一个内建调制器的二进制端口来控制逆变器导通若干个微秒，记录下峰值电流 i_{peak} 和相应的时刻 t_{peak} ，如图 9-67 所示。

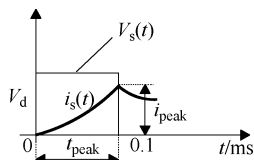


图 9-67 静止下的阶跃电压响应

由于导通时间很短，主磁通尚未产生，因此电动机的方程为

$$\bar{V}_s = (r_s + r_r) \bar{i}_s + L_{sc} \frac{d \bar{i}_s}{dt} \quad (9-146)$$

$$\tau' = \frac{L_{sc}}{r_s + r_r} = \frac{V_d t_{peak}}{(r_s + r_r) i_{peak}} \quad (9-147)$$

算出几次试验所得 τ' 的平均值。

基于以上结果, 可以对图 9-68 所示的电流控制器的参数进行标定, 图中的 T_s 为采样时间。

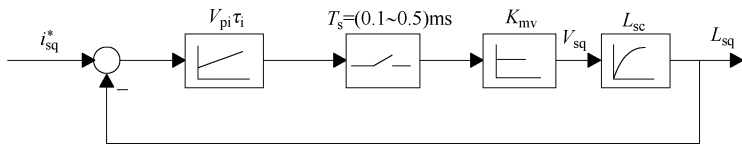


图 9-68 直流（同步）电流控制器

根据优化增益方法^[36], PI 控制器中的常数为

$$V_{\text{pi}} = \frac{\tau'}{2T_s V_d K_{\text{inv}}}; \quad \tau_i = \tau' \quad (9-148)$$

更进一步, 我们还要估算转子的时间常数。在电动机静止下, 让逆变器输出直流电流 (采用 PWM 方法施加电压空间矢量 V_1), 然后断开逆变器 (使定子开路), 记录定子感应的电压, 它满足以下方程:

$$\bar{V}_{s0}(t) = L_m \frac{d\bar{i}_r}{dt} \quad (9-149)$$

$$0 = \bar{i}_r + \tau_r \frac{d\bar{i}_r}{dt} \quad (9-150)$$

当两个记录时刻满足 $t_2 - t_1 \ll \tau_r$ 时, 转子时间常数 τ_r 近似为

$$\tau_r \approx \frac{V_{s0}(t)}{V_{s0}(t_1) - V_{s0}(t_2)}(t_1 - t_2); \quad t_1 < t < t_2 \quad (9-151)$$

直接测得的未衰减的 V_{s0} 的数值较小。一旦 τ_r 已知, 就可以确定额定的转子磁化电流 i_{ms}^* 。

为了确定 i_{ms}^* , 我们将传动系统运行在 V_1/f_1 开环模式下, 频率为 10% 的额定频率, 并将电动机的空载电流转换到同步坐标系中。只有同步坐标系中的电流 i_q 等于零时, 转子时间常数 τ_r 才为前面测得的数值, 否则会有偏移。 i_q 等于零时的 d 轴电流就是额定磁化电流 i_{mo}^* (若 V_1/f_1 比值为额定值的话)^[36]。

在额定电压下, 针对额定频率以上的频率进行同样的试验, 以便获得 $i_{mr}(\omega_r)$ 的数值。

在这个过程中, 还要求取 $L_m = \lambda_r / i_{mr}$ 。然后就可以对图 9-66 中的磁链控制器进行标定, 如图 9-69 所示。

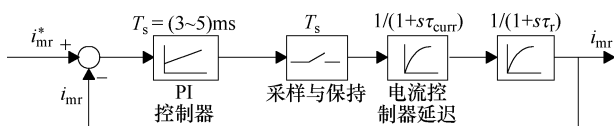


图 9-69 转子磁链环的控制器

利用恒转矩 (i_{mr} 、 i_q 恒定) 时的转子磁场定向加速试验, 可以计算出机械时间常

数 τ_m 。请注意在经过时间 t_a 后, 转速达到 ω_a , 因此机械时间常数可以利用以下的运动方程来求取:

$$\frac{Jd\omega_r}{pdt} = \frac{3}{2}p \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} i_q \quad (9-152)$$

$$J = \frac{3}{2}p^2 \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} i_q \frac{t_a}{\omega_a} \quad (9-153)$$

利用式 (9-139) 的 τ_m 表达式和式 (9-153) 中的 J , 可得

$$\tau_m = \frac{J}{pH} = \frac{1}{\tau_r} \frac{t_a}{\omega_a} \frac{i_q}{i_{mr}} \quad (9-144)$$

接下来就可以利用标准的方法, 来对速度控制器进行标定了。

参考文献 [36] 对自运行过程的时序进行了归纳, 如图 9-70 所示。

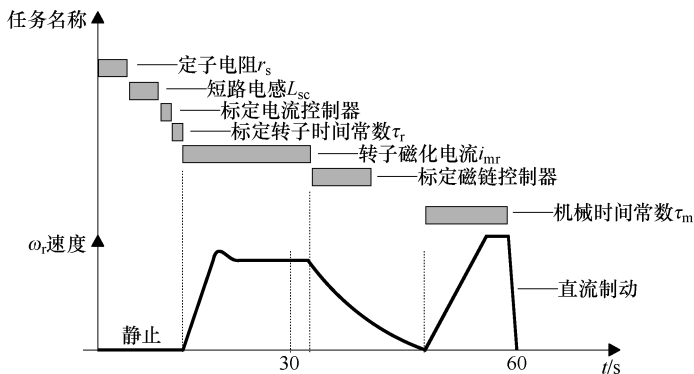


图 9-70 自运行时序

整个过程持续约 60s。此后, 传动系统就可以全力投入运行。对于无传感器运行来讲, 自运行要求的技术稍有差异。

在高性能传动中, 采用模型参考自适应方法 (MRAC)、在线自适应方法或在线观测器来进行电动机参数整定。这些内容^[37,38]不在本书的范围之内。

9.19 小结

① 感应电动机传动可用于转矩、速度或位置的控制。这种控制可以使用运动传感器, 以满足高性能响应场合的要求, 或者不使用运动传感器。

② 传统上, 无运动传感器的协调电压/频率 (V_1/f_1) 开环 (标量) 控制被用于中等性能需求的场合, 可提供高达 10:1 的调速范围。

③ 然而, 在要求快速的转矩动态响应的场合, 需要对转矩—转速曲线作线性化处理以及进行磁链和转矩的解耦控制。

④ 矢量控制 (VC)、直接转矩和磁链控制 (DTFC) 以及反馈线性化控制 (FLC) 都可以让调速感应电动机提供高性能的快速转矩动态响应。

⑤ 矢量控制在磁链定向以及恒定的磁链水平下进行, 可以获得快速的转矩控制。其中, 磁场电流和转矩电流的控制必须是解耦的。

⑥ 尽管一般化的磁场定向在原理上是可行的, 但只有转子磁链定向能够得到简化的电流解耦网络, 定子磁链定向导致的是简化的电压解耦网络。

⑦ 在矢量电流控制中, 电动机参数失调对转子磁链定向的影响十分严重, 因此, 至少在进行转矩控制时, 需要对转子时间常数进行校正。

⑧ 磁场定向既可以间接(前馈)实现, 也可以直接(反馈)实现。在后一种情况下, 需要使用磁链观测器(估算器)。

⑨ 从抗频率及电动机参数失调的鲁棒性来讲, 直流(同步 $d-q$ 轴)电流控制器要好过交流电流控制器。

⑩ 在矢量控制中, 低速下适合进行电流控制, 高速下适合使用电压控制。

⑪ 扩展转矩—转速曲线的工作范围可以通过弱磁来实现, 在基速 ω_b 以上有两个运行区域。第一个区间为恒功率区间, 其中, $d-q$ 轴电流(磁链)的角度(随着速度的升高)会一直变化到单位磁链最大转矩的角度, 转差频率也会变化到最大值。在第二个区间里, 转差频率保持为常数 $(S\omega_1)_k = 1/\tau_r$, 功率不再恒定。

⑫ 电气传动在低速下是电流受限的, 在高速下是电压(磁链)受限的。

⑬ 要想获得宽的恒功率范围 ($\omega_{1\max}/\omega_b > 2$), 应使用低瞬态电感 L_{sc} 的电动机。

⑭ 在电压源逆变器中, 是靠 PWM 技术来实现按指令值来控制电压或电流的。这种控制既可以是开环的, 也可以是闭环的。

⑮ 在开环 PWM 中, 必须对逆变器同一相上下桥臂中要断开的开关和接下来要开通的开关之间的闭锁时间 T_d (死区时间) 进行补偿, 以避免低频(低速)运行时发生电压(电流)畸变。

⑯ 在直接矢量控制中, 需要使用闭环磁链观测器。常使用全阶的或简化的观测器。采用这种技术的商用传动系统, 已经成功实现了高达 100:1 的调速范围, 以及快速的转矩响应(在零速度下额定转矩的阶跃响应时间为 1~5ms)。

⑰ 直接转矩及磁链控制(DTFC)意味着直接对定子磁链和转矩误差进行控制, 来触发 PWM 电压源逆变器中的优化开关表中的选项。

⑱ DTFC 是一种结构更简单、更鲁棒的复合电流和电压矢量控制, 同时又保持了很高的稳态性能和动态性能。

⑲ 标量开环 (V_1/f_1) 控制在 V_1-f_1 平面的某些区域中存在着不稳定的倾向, 当使用两极电动机时尤其如此。

⑳ 在 (V_1/f_1) 传动中, 转差频率补偿是低速下提高速度控制精度的典型解决方案。在低转矩动态的场合, 它可以获得小于(接近) 15:1 的调速比。

㉑ 自运行意味着由传动系统自己在应用现场对参数进行估算、并依次对各种闭环参数进行标定。它是现代电气传动的一个基本功能。典型的自运行只需 1~2min 时间。然后, 传动系统就可以全力运行了。

9.20 习题

9.1 有一个转子磁链定向电流解耦网络, 请针对 a、b 两种情况, 计算转矩和磁链失调的影响。

- $L_m/L_m^* = \beta = 0.812$, $S\omega_1 \tau_r = 0.3$ 、 0.5 , 转子时间常数为额定值 $\tau_r^* = 40\text{ms}$;
- 转子电阻发生 $\pm 50\%$ 的变化, $S\omega_1 \tau_r = 0.5$, 不存在饱和影响 ($\beta = 1$);
- 基于转子磁链失调的单调函数关系 (见图 9-4) 以及转子磁链误差, 使用转子磁链观测器, 来引入一个 PI 控制器, 以对转子磁链定向电流解耦网络 (见图 9-4) 中的转子时间常数 τ_r 进行校正, 绘出这种情况下对应的信号流程图。

9.2 一个矢量控制感应电动机传动系统, 采用转子磁链定向, 运行于弱磁模式。电动机的磁化电感 L_m 随转子坐标系中的磁场电流 i_d 线性变化:

$$L_m = 0.1\text{H} \quad (0 < i_d \leq 3\text{A 时})$$

$$L_m = 0.1 - 0.015i_d/3 \quad (i_d > 3\text{A 时})$$

漏感 $L_{ls} = L_{lr} = 0.005\text{H}$, $r_r = r_s = 0.35\Omega$, 额定相电压有效值 $V_{1n} = 120\text{V}$, $p = 2$, $\omega_{1b} = 2\pi \times 60 \text{ rad/s}$, 额定转差频率 $(S\omega_1)_{\text{rated}} = 3\pi \text{ rad/s}$ 。

请计算:

- 额定的空载相电流、额定电流;
- 额定的定、转子及气隙磁通幅值;
- 额定电磁转矩 T_{en} ;
- $2\omega_b$ 时的最大转矩。

9.3 一个感应电动机, 采用 9.17 节的标量 (V_1/f_1) 控制, 电动机的数据为: 极对数 $p = 2$, $\omega_1 = 2\pi \times 60$, $\lambda_r = 1\text{Wb}$, $r_r = 0.4\Omega$, $J = 0.1\text{kgm}^2$, $\tau_r = 0.1\text{s}$, $S_n = 0.01$ 。在恒定转子磁链且慢瞬态的情况下, 当负载转矩发生 10Nm 的阶跃增大时, 计算相应的速度响应。

9.21 参考文献

- F. Blaschke**, The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, Siemens Review, vol.34, 1972, pp.217-220 (in german).
- I. Takahashi, T. Noguchi**, A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor, Record of IEEE-IAS-1985, Annual Meeting, pp.496-502.
- M. Depenbrock**, Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine, IEEE Trans. vol.PE-3, no.4, 1988, pp.420-429.
- I. Boldea, S.A. Nasar**, Torque vector control (TVC) a class of fast and robust torque, speed and position digital controllers for electric drives, EMPS-vol.15, 1988, pp.135-148.
- R. Marino, R. Peresada, P. Valigi**, Adaptive partial feedback linearization of induction motors, Proceedings of the 29th Conference on Decision and Control, Honolulu, Hawaii, 1990, pp.3313-3318.

6. **M. Bodson, J. Chiarsson, R. Novotnak**, High performance induction motor control via input-output linearization, IEEE Control Systems, 1994, pp.25-33.
7. **D.L. Sobczuk**, Nonlinear control of PWM inverter fed induction motor drives, Record of ISIE '96, Warsaw, Poland, vol.2., pp.958-962.
8. **R.De Doncker, D.W. Novotny**, The universal field oriented controller, Rec. IEEE-IAS, Annual Meeting, 1988, pp.450-456.
9. **I. Boldea, S.A. Nasar**, Vector control of a.c. drives, Chapter 3, CRC Press, Florida, USA, 1992.
10. **R. Krishnan, F.C. Doran**, Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drives, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1984, pp.510-524.
11. **T.R.Rowan, R.J. Kerkman**, A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters, IEEE Trans. Vol.IA-22, 1986, pp. 678-690.
12. **S.H. Kim, S.K. Sul**, Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region, IEEE Trans.vol.IA-31, no.4, 1995, pp.784-794.
13. **R. Krishnan**, Review of flux weakening in high performance vector controlled induction motor drives, Record of ISIE'96, Warsaw Poland, vol.2, pp.917-922.
14. **H. Grotstollen, A. Bünte**, Control of induction motor with orientation on rotor flux or on stator flux in a very wide field weakening region - experimental results, IBID, pp.911-916.
15. **J. Holtz**, Pulsewidth modulation for electronic power conversion, Proc. IEEE, vol.82, no.8, 1994, pp.1194-1214.
16. **D. Legatte, R.J. Kerkman**, Pulse-based dead-time compensation for PWM voltage inverters, IEEE Trans.vol.IE-44, no.2, 1997, pp.191-197.
17. **J. Holtz, E. Bube**, Field oriented asynchronous PWM for high performance a.c. machine drives operating at low switching frequency, IEEE Trans, vol.IA-27, no.3, 1991, pp.574-581.
18. **A.M. Trzynadlowski**, An overview of modern PWM techniques for three phase-voltage-controlled voltage-source inverters, Record of ISIE-96, Warsaw, Poland, vol.1, pp25-39.
19. **A. Nabae, S.Ogasawara, H.Akagi**, A novel control scheme for current controlled PWM inverters, IEEE Trans, vol.IA-22, 1986, pp.697-701.
20. **P.L. Jansen, R.D. Lorenz, D.W. Novotny**, Observer based direct filed orientation and comparison of alternative methods, IEEE Trans, vol.IA-30, no.4, 1994, pp.945-953.
21. **L. Kwindler, J.C. Moreira, A. Testa, T.A. Lipo**, Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonics, IEEE Trans., Vol.IA-30, no.2, 1994, pp.441-447.
22. **Y. Hori, T. Umeno**, Implementation of robust flux observer based field orientation controller for induction machines, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1989, pp.523-528.
23. **J. Holtz**, Methods for speed sensorless control of a.c. drives, Record of IEEE-PCC-Yokohama, 1993, pp.415-420.
24. **C. Has, A. Betini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo**, Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives, Record of IEEE-IECON, 1994, pp.1579-1588.
25. **F.Z. Peng, T. Fukao, J.S. Lai**, Low speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tacholeless vector control of induction motors, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1994, pp.509-514.
26. **H. Kubota, K. Matsuse**, Speed sensorless, field oriented control of induction motor with rotor resistance adaption, IEEE Trans., vol.IA-30, no.5, 1994, pp.1219-1224.
27. **S.I. Yong, J.W. Choi, S.K. Sul**, Sensorless vector control of induction machine using high frequency current injection, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1994.
28. **Y.R. Kim, S.K. Sul, M.H. Park**, Speed sensorless control of an induction motor using an extended Kalman Filter, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1992, Part I, pp.594-599.
29. **K.D. Hurst, T.G. Habetler, G. Griva, F. Profumo**, Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonics spectral estimation, Record of

- IEEE-IAS, Annual Meeting, 1994.
30. **J. Holtz**, "Sensorless control of induction machines – with and without signal injection", Keynote address at OPTIM 2002, Poiana Brasov, Romania.
31. **P. Tiitinen, P. Pohjalainen, J. Lahu**, The next generation motor control method-direct torque control, DTC, in Proc. EPE Chapter Symp., Lausanne, Switzerland, 1994.
32. **M.P. Kazmierkowski**, Control philosophies of PWM inverter-fed induction motors, University of Aalborg lecture, Febr. 1997, DK.
33. **R. Ueda, T. Sonada, K. Koga, M. Ichikawa**, Stability analysis in induction motor driven V / f controlled general-purpose inverter, IEEE Trans. Vol.IA-28, no.2, 1992, pp.472-481.
34. **K. Koga, R. Ueda, T. Sonada**, Constitution of V / f control for reducing the steady-state error to zero in induction motor drive system, IEEE Trans., vol.IA-28, no.2, 1992, pp.463-471.
35. **R.J. Kerkman, J.D. Thunes, T.W. Rowan, D.W. Schlegel**, A frequency based determination of transient inductance and rotor resistance for field commissioning purposes. IEEE Trans.vol.IA-32, no.3, 1996, pp.577-584.
36. **A.M. Klambadkone, J. Holtz**, Vector controlled induction motor drive with a selfcommissioning scheme, IEEE Trans. Vol.IE-38, no.5, 1991, pp.322-327.
37. **M. Ruff, A. Bünte, H. Grotstolen**, A new selfcommissioning scheme for an asynchronous motor drive system, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1994, part.I., pp.616-623.
38. **R.J. Kerkman et al.**, A new flux and stator resistance identifier for a.c. drives, IEEE Trans., vol.IA-32, no.3, 1996, pp.585-593.
39. **C. Lascu**, "Direct torque control of sensorless IM drives", Ph.D. Thesis, 2002, University Politehnica Timisoara, Romania.
40. **C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg**, "Variable-structure direct torque control – a class of fast and robust controllers for induction machine drives", IEEE Trans. Vol. IE – 51, 2004, pp. 785-792.
41. **D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani**, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control", IEEE Trans. Vol PE – 17, 2002, pp. 779-787.
42. **C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg**, "Direct torque control of sensorless induction motor drives – a sliding mode approach", IEEE Trans. Vol. IA – 40, no. 2, 2004, pp. 582 – 590.
43. **I. Boldea, A. Trica**, "Torque vector control (TVC) voltage – fed induction motor drives – very low speed performance via sliding mode", Record of ICEM – 1990, vol. 3, pp. 1212-1217.
44. **J. Holtz, J. Quan**, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameters identification", IEEE Trans., Vol. IA – 38, no. 4, 2002, pp. 1087-1095.

第 10 章 电气传动用同步电动机

10.1 引言

同步电动机 (SM) 的定子通常由三相交流供电, 转子由直流 (或永磁体) 励磁。定子电流产生一个旋转磁动势, 其旋转的电角速度 ω_1 为

$$\omega_1 = 2\pi f_1, \quad (10-1)$$

转子磁动势 (或永磁体) 是固定在转子上的, 转子旋转的电角速度 ω_r 为

$$\omega_r = \omega_1 = 2\pi n p, \quad (10-2)$$

这样, 定、转子的两个磁动势才能彼此相对静止。只有这样, 转子每旋转一圈才能产生出非零的平均转矩。

换一种说法就是, 电动机磁共能 W_{co} 随着转子位置的变化, 产生了非零的平均转矩:

$$T_e = \left(\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right)_{i_i = \text{恒定}}; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{p} \quad (10-3)$$

式中, θ_r 是转子的几何位置角。

因此, 也可以使用具有磁各向异性、但没有励磁的转子 (即磁阻转子)。但不管是哪种转子情况, 定子的极对数都应该等于转子的极对数, 这样才能产生出非零的平均转矩。

在小功率 (甚至中等功率) 的场合 (一般最高到 50 ~ 300kW), 通常都使用永磁转子或磁阻转子, 而在中等功率和大功率的场合 (高达数百 kW、MW 甚至数十 MW 时), 则使用电励磁转子。

由于同步电动机的速度跟定子的频率有着严格的比例关系, 因此, 完全是得益于 (能够提供变压变频电源的) 功率电子变换器技术的发展, 同步电动机才得以适合于调速传动。

调速同步电动机传动的主要优点在于高效率、高功率密度及高单机功率水平。

10.2 同步电动机的结构

与其他电动机一样, 同步电动机也有一个定子和一个转子。定子由均匀开槽的硅钢片叠成铁心。与感应电动机一样, 同步电动机的定子槽中一般也装设三相的单层或双层绕组。

通常, 每极每相槽数 $q \geq 2$, 因此, 耦合电感随转子位置是近似正弦变化的。然而,

在小功率的永磁同步电动机中,有可能使用集中绕组(每极每相槽数 $q=1$),此时就失去了正弦性^[1,2]。

另一方面,同步电动机的转子可以分为

- ① 有励磁的:电励磁的;永磁体励磁的;
- ② 无励磁的:磁阻各向异性度极高的(变磁阻的)。

电励磁转子和永磁转子都可以是凸极的或非凸极的,也就是磁路各向异性的或磁路各向同性的。

另外,电励磁同步电动机的转子上可能会设置一个鼠笼,以降低电流源变频器调速传动中的换向电感。

图 10-1 所示为凸极的同步电动机,其中图 10-1a 是电励磁的,图 10-1b 是永磁体励磁的。图 10-2 所示则为非凸极的同步电动机。

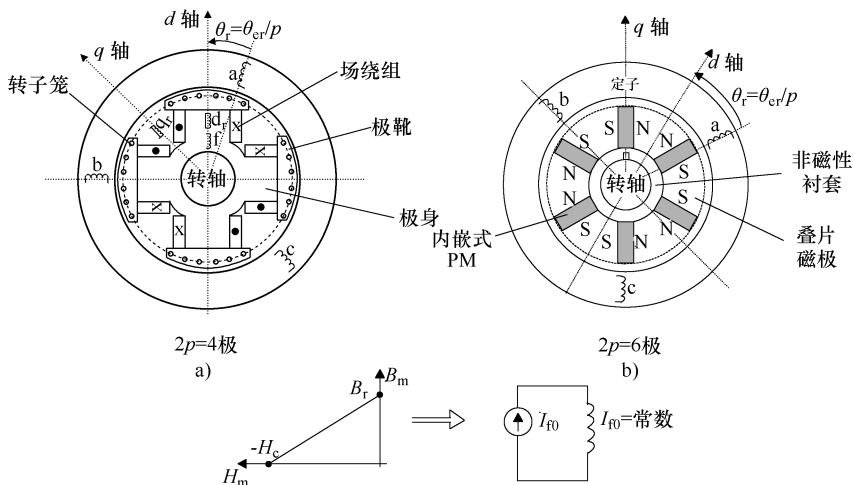


图 10-1 转子有励磁的凸极同步电动机

a) 电励磁转子 b) 永磁体内嵌式

如图 10-1c 所示,高能永磁体在第二象限具有线性度相当好的去磁特性曲线,因此,在室温下这类永磁体可以看成是恒电流的理想磁场线圈或人工超导线圈。

这种永磁体一旦被若干个(持续时长数毫秒、能产生 $2 \sim 3H_c$ 和 $2 \sim 3B_r$ 的强磁场的)大电流脉冲磁化,那么只要不发生超大定子电流的去磁事故,存储在其中的磁能就可以保持很多年。

永磁体磁化所消耗的能量与一个等效的磁场线圈在同样的寿命期内(4~5年或更长)消耗的电能相比,是微乎其微的。不过永磁体的成本也要远高于磁场线圈。但考虑到节能所带来的运行成本的节省,使用永磁体的额外投资用不了2到3年就可以收回。

在高圆周速度的场合,电励磁转子以采用非凸极的结构更为合适,永磁转子则正好相反,高速下一般更倾向于采用永磁体内嵌式结构,因为这可以使永磁体免受大的

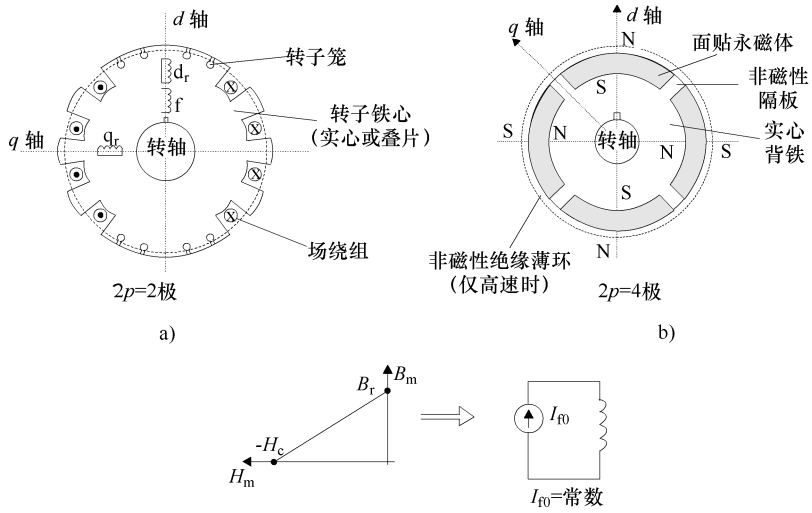


图 10-2 有励磁的非凸极转子同步电动机
a) 电励磁转子 b) 表面永磁转子

离心力和径向电磁力的破坏。由于永磁转子和定子铁心间存在着径向吸引力，对表面永磁转子而言，这种吸引力是直接作用在面贴永磁体上的，但对永磁体内嵌式转子而言，只是作用在叠片磁极上。需要注意的是，所有的永磁体都有相当严格的温度限制（NdFeB 一般是 100°C ， SmCo_5 是 150°C ），因此，恶劣环境是使用永磁体的不利因素。

无励磁转子的特征则在于磁路具有极高的各向异性（或高凸极性）。这既可以用传统方法来实现，也可以用轴向叠片来实现，分别如图 10-3a、b 所示。如图 10-3a 所示，多重磁通路障可以增大传统转子的凸极性。如图 10-3b 所示，将轴向叠片与隔磁片交替放置，可以很容易地达到同样的目的。

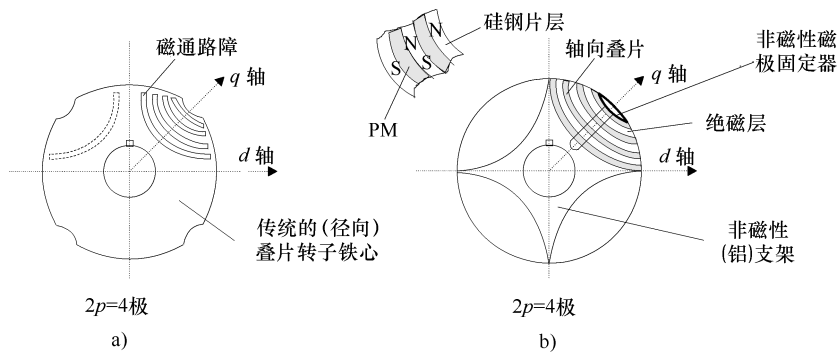


图 10-3 同步电动机的无励磁各向异性（磁阻）转子
a) 多重磁通路障转子 b) 轴向叠片各向异性 (ALA) 转子

在轴向叠片各向异性（ALA）转子中，需要采用特殊的措施来降低转子铁心中的

谐波损耗^[3]。

ALA 转子已经实现了高达 10:1 的凸极比（在额定条件下），这使得磁阻同步电动机（RSM）的性能接近感应电动机的水平^[3]。显然，由于缺少笼型转子，永磁同步电动机（PMSM）和磁阻同步电动机（RSM）完全离不开电力电子变换器（PEC）。

在图 10-3b 所示的 ALA 转子磁阻同步电动机中，绝磁层可以用 q 轴方向的永磁体来代替，以提高转矩密度。此外，若给永磁转子和变磁阻转子加上鼠笼，那么就可以直接起动，并且能够在恒定的电压和频率下做定速运行。

10.3 脉动转矩

大家都知道，一台具有正弦波磁动势和均匀气隙的理想同步电动机，当定子由频率为 $\omega_1 = \omega_r$ （ ω_r 为转子电角速度）的正弦波电流供电时，会产生一个恒定的转矩。

在实际的同步电动机中，引起脉动转矩的主要原因有：

- a. 定子（及转子）槽开口；
- b. 磁通谐波引起的磁饱和；
- c. 电流波形；
- d. 定子槽开口引起的永磁场脉动（齿槽转矩的来源）。

以上 a、b、c 三项引起的转矩脉动称作电磁脉动转矩，第 d 项引起的则是零定子电流转矩，也称齿槽转矩。

有很多方法可以将上述的寄生转矩（基本上都是磁阻转矩）^[4]降低到额定转矩的 1% 以下，具体的方法包括：转子极宽（或永磁体宽度）与定子槽开口宽关系的选择，定子斜槽，斜永磁极，分数槽（每极每相槽数 q 为分数），以及通过 PEC 控制来实现特殊的电流波形等。这样就可以实现转矩平滑的高性能传动，当进行无传感器控制时，可以运行到低至 20r/min 的速度，而在有位置传感器的情况下，则可运行到低至 1r/min 的速度。

注意：在大多数情况下，脉动转矩的分析需要使用二维、准二维或三维有限元技术^[4]。

10.4 相坐标系模型

同步电动机的相坐标系模型是以定子和转子各相电路的方程为基础的。对于每极每相槽数 $q \geq 2$ 的分布式绕组，电感矩阵中包含有转子角的正弦项。下面以凸极转子为例进行分析（因为非凸极转子是凸极转子的特殊情况）。

参考图 10-1 和图 10-2，相电感矩阵 $[L]$ 为

$$[L] = \begin{matrix} & \begin{matrix} a & b & c & f & d_r & q_r \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ f \\ d_r \\ q_r \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{ad_r} & L_{aq_r} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bd_r} & L_{bq_r} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cd_r} & L_{cq_r} \\ L_{af} & L_{bf} & L_{cf} & L_{ff} & L_{fd_r} & 0 \\ L_{ad_r} & L_{bd_r} & L_{cd_r} & L_{fd_r} & L_{d_r d_r} & 0 \\ L_{aq_r} & L_{bq_r} & L_{cq_r} & 0 & 0 & L_{q_r q_r} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (10-4)$$

对于分布式绕组 ($q \geq 2$)，定子的所有自感、互感，以及定—转子间的所有互感都跟转子位置 θ_{er} 有关，即

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{sl} + L_0 + L_2 \cos 2\theta_{er} \\ L_{bb} &= L_{sl} + L_0 + L_2 \cos(2\theta_{er} + 2\pi/3) \\ L_{cc} &= L_{sl} + L_0 + L_2 \cos(2\theta_{er} - 2\pi/3) \\ L_{bc} &= -L_0/2 + L_2 \cos 2\theta_{er} \\ L_{ac} &= -L_0/2 + L_2 \cos(2\theta_{er} + 2\pi/3) \\ L_{ab} &= -L_0/2 + L_2 \cos(2\theta_{er} - 2\pi/3) \\ L_{ad_r} &= L_{sd_r} \cos \theta_{er}, & L_{bd_r} &= L_{sd_r} \cos(\theta_{er} - 2\pi/3), \\ L_{cd_r} &= L_{sd_r} \cos(\theta_{er} + 2\pi/3) \\ L_{af} &= L_{sf} \cos \theta_{er}, & L_{bf} &= L_{sf} \cos(\theta_{er} - 2\pi/3), \\ L_{cf} &= L_{sf} \cos(\theta_{er} + 2\pi/3) \\ L_{aq_r} &= -L_{sq_r} \sin \theta_{er}, & L_{bq_r} &= -L_{sq_r} \sin(\theta_{er} - 2\pi/3), \\ L_{cq_r} &= -L_{sq_r} \sin(\theta_{er} + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (10-5)$$

由于凸极性存在于转子本身，因此转子电感显然与转子位置无关，所以：

$$\begin{aligned} L_{ff} &= L_{\Pi} + L_{fm} \\ L_{d_r d_r} &= L_{d_r l} + L_{d_r m}, L_{q_r q_r} = L_{q_r l} + L_{q_r m} \end{aligned} \quad (10-6)$$

式中， L_{Π} ， $L_{d_r l}$ ， $L_{q_r l}$ 是漏感，其他则都与主磁通路径有关。

对于集中绕组 ($q = 1$) 且转子为非凸极永磁结构的情况，需要特别处理。这时，定子的所有电感都跟转子位置无关。这种转子一般也不使用鼠笼，相关的电感项被消除。但永磁体的恒定场电流等效电路绕组与定子绕组间的互感仍跟运动有关，所以与转子位置相关。因此有：

$$[L]_{pq \times q} = \begin{bmatrix} L_s & L_{ab} & L_{ab} & L_{af}(\theta_{er}) \\ L_{ab} & L_s & L_{ab} & L_{bf}(\theta_{er}) \\ L_{ab} & L_{ab} & L_s & L_{cf}(\theta_{er}) \\ L_{af}(\theta_{er}) & L_{bf}(\theta_{er}) & L_{cf}(\theta_{er}) & 0 \end{bmatrix} \quad (10-7)$$

其中，各相的定子自感都为 L_s ；定子绕组之间的互感都为 L_{ab} ，而不是针对非凸极结构

令式 (10-5) 中的 $L_2 = 0$ 所得到的 $-L_0/2$ 。作为一阶近似, $L_{ab} = -L_0/3^{[1]}$ 。

在相坐标系中 (定子量为定子坐标系, 转子量为转子坐标系), 一般性的凸极同步电动机的电压—电流的矩阵方程为

$$[V] = [r] \cdot [i] + \frac{d[\lambda]}{dt} \quad (10-8)$$

其中

$$[\lambda] = [L(\theta_{er})] \cdot [i] \quad (10-9)$$

$$[i] = [i_a, i_b, i_c, i_f, i_{dr}, i_{qr}]^T \quad (10-10)$$

$$[r] = \text{Diag}[r_s, r_s, r_s, r_f, r_{d_r}, r_{q_r}] \quad (10-11)$$

$$[\lambda] = [\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c, \lambda_f, \lambda_{d_r}, \lambda_{q_r}]^T \quad (10-12)$$

最后, 求磁共能对转子位置的导数, 可得电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{dW_{co}}{d(\theta_{er})} = \frac{d}{d(\theta_{er})} \int_0^{[i]} [\lambda] d[i]^T \quad (10-13)$$

忽略磁饱和后, 对式 (10-8) 左乘 $[i]^T$, 可得:

$$\begin{aligned} [i]^T \cdot [V] &= [i]^T \cdot [r] \cdot [i] + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [i]^T \cdot [L] \cdot [i] \right) \\ &+ \frac{1}{2} \cdot [i]^T \cdot \frac{\partial [L(\theta_{er})]}{\partial (\theta_{er})} \cdot [i] \cdot \frac{d(\theta_{er})}{dt} \end{aligned} \quad (10-14)$$

其中最后一项为电磁功率 P_{elm} , 相应的电磁转矩为

$$T_e = \frac{P_{elm} \cdot p}{\omega_r} = \frac{p}{2} \cdot [i]^T \cdot \frac{\partial}{\partial \theta_{er}} [L(\theta_{er})] \cdot [i] \quad (10-15)$$

运动方程为

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load}; \quad \frac{d(\theta_{er})}{dt} = \frac{\omega_r}{p} \quad (10-16)$$

与感应电动机一样, 我们最终得到了一组共 8 个具有时变系数 (主要是时变电感) 的非线性微分方程。这种时变系数的非线性方程主要用于特殊的情况, 譬如不对称的电动机, 或供电电压不对称的时候。

但对于定子集中绕组 ($q=1$) 且非凸极、无鼠笼的永磁转子同步电动机 (即典型的 BLDC) 来讲, 这种相变量模型是其唯一能用的模型, 因为其 $L_{af}(\theta_{er})$ 、 $L_{bf}(\theta_{er})$ 和 $L_{cf}(\theta_{er})$ 偏离正弦函数太远了。而对于 $q \geq 2$ 的情况, 为了消除电感对转子位置的依赖关系, 则需要采用空间相量 (d - q 轴) 模型。

10.5 空间相量 (d - q 轴) 模型

跟感应电动机的处理方法一样, 可以在定子坐标系中定义同步电动机的定子电流空间相量 \bar{i}_s :

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} \cdot (i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c) \quad (10-17)$$

另一方面, 利用式 (10-4), 由式 (10-9) 可得 a 相的磁链 λ_a 为

$$\lambda_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{af}i_f + L_{ad}i_d + L_{aq}i_q \quad (10-18)$$

利用式 (10-5) 的电感定义, 可得:

$$\begin{aligned} \lambda_a = & L_{sl} \operatorname{Re}(\bar{i}_s) + \frac{3}{2} L_0 \operatorname{Re}(\bar{i}_s) + \frac{3}{2} L_2 \operatorname{Re}(\bar{i}_s^* e^{2j\theta_{er}}) \\ & + L_{sf} \operatorname{Re}(i_f^r e^{j\theta_{er}}) + L_{sd} \operatorname{Re}(i_d^r e^{j\theta_{er}}) - \operatorname{Re}(jL_{sq}^r i_q^r e^{j\theta_{er}}) \end{aligned} \quad (10-19)$$

定子磁链空间相量 $\bar{\lambda}_s$ 为

$$\bar{\lambda}_s = \frac{2}{3} (\lambda_a + a\lambda_b + a^2\lambda_c) \quad (10-20)$$

利用 λ_b 和 λ_c 的形如式 (10-18) 的公式, 则式 (10-20) 成为

$$\bar{\lambda}_s = L_{sl}\bar{i}_s + \frac{3}{2}L_0\bar{i}_s + \frac{3}{2}L_2\bar{i}_s^* e^{2j\theta_{er}} + L_{sf}i_f^r e^{j\theta_{er}} + L_{sd}i_d^r e^{j\theta_{er}} + L_{sq}j i_q^r e^{j\theta_{er}} \quad (10-21)$$

将式 (10-21) 中的各项乘以 $e^{-j\theta_{er}}$, 得

$$\bar{\lambda}_s e^{-j\theta_{er}} = \left(L_{sl} + \frac{3}{2} L_0 \right) \bar{i}_s e^{-j\theta_{er}} + \frac{3}{2} L_2 (\bar{i}_s e^{-j\theta_{er}})^* + L_{sf} i_f^r + L_{sd} i_d^r + j L_{sq} i_q^r \quad (10-22)$$

由此可见:

$$\bar{\lambda}_s = \bar{\lambda}_s^s e^{-j\theta_{er}}; \bar{i}_s = \bar{i}_s^s e^{-j\theta_{er}} \quad (10-23)$$

是定子磁链和电流在转子坐标系 (与转子 d 轴对齐, 即 d - q 坐标系) 中的空间相量。

利用式 (10-23), 式 (10-22) 变为

$$\bar{\lambda}_s = \left(L_{sl} + \frac{3}{2} L_0 \right) \bar{i}_s + \frac{3}{2} L_2 \bar{i}_s^* + L_{sf} i_f^r + L_{sd} i_d^r + j L_{sq} i_q^r \quad (10-24)$$

而在定子坐标系中, 定子各相的电压方程为

$$\begin{aligned} r_s i_a - V_a &= -\frac{d\lambda_a}{dt} \\ r_s i_b - V_b &= -\frac{d\lambda_b}{dt} \\ r_s i_c - V_c &= -\frac{d\lambda_c}{dt} \end{aligned} \quad (10-25)$$

将其转换成空间相量形式, 得

$$r_s \bar{i}_s - \bar{V}_s = -\frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} = -\frac{d}{dt}(\bar{\lambda}_s^s e^{j\theta_{er}}) = -e^{j\theta_{er}} \frac{d\bar{\lambda}_s^s}{dt} - j\omega_r \bar{\lambda}_s^s e^{j\theta_{er}} \quad (10-26)$$

式 (10-26) 在转子坐标系中的最终形式为

$$r_s \bar{i}_s - \bar{V}_s = -\frac{d\bar{\lambda}_s^s}{dt} - j\omega_r \bar{\lambda}_s^s; \omega_r = \frac{d\theta_{er}}{dt} \quad (10-27)$$

及

$$V_0 = r_s i_0 + L_{sl} \frac{di_0}{dt}; i_0 = (i_a + i_b + i_c)/3 \quad (10-28)$$

式 (10-27) 实际上与感应电动机的相应方程相同。但是定子磁链的表达式

(10-24) 与感应电动机的有差别, 它可进一步表示为

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q; \lambda_d = L_{sl}i_d + \lambda_{dm}; \lambda_{dm} = L_{dm}i_d^r + L_{sl}i_f^r + L_{sd}i_{d_l}^r \quad (10-29)$$

$$\lambda_q = L_{sl}i_q + \lambda_{qm}; \lambda_{qm} = L_{qm}i_q + L_{sq}i_{q_l}^r \quad (10-30)$$

其中, L_{dm} 和 L_{qm} 分别称作 d - q 轴的磁化电感, 且:

$$L_{dm} = \frac{3}{2}(L_0 + L_2)$$

$$L_{qm} = \frac{3}{2}(L_0 - L_2) \quad (10-31)$$

可以将转子电流折算到定子侧:

$$\frac{i_f}{i_f^r} = \frac{L_{sf}}{L_{dm}} = K_f; \frac{i_{d_l}}{i_{d_l}^r} = \frac{L_{sd}}{L_{dm}} = K_d; \frac{i_{q_l}}{i_{q_l}^r} = \frac{L_{sq}}{L_{dm}} = K_q; \quad (10-32)$$

$$\lambda_{dm} = L_{dm}i_{dm}; i_{dm} = i_d + i_f + i_{d_l}$$

$$\lambda_{qm} = L_{qm}i_{qm}; i_{qm} = i_q + i_{q_l}; i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2} \quad (10-33)$$

通过计算或测量单值函数 $\lambda_{dm}(i_m)$ 和 $\lambda_{qm}(i_m)$, 可确定是否存在磁饱和^[5]。

在 d - q 轴坐标系中, 定子方程式 (10-27) 变为

$$V_d = r_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_r \lambda_q \quad (10-34)$$

$$V_q = r_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r \lambda_d \quad (10-35)$$

下面, 再将转子坐标系中的转子方程补充进来。由于转子绕组有的沿着 d 轴, 有的沿着 q 轴, 是不对称的绕组, 因此有:

$$V_f = r_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt}; \lambda_f = L_{ff}i_f + \lambda_{dm} \quad (10-36)$$

$$0 = r_{d_l} i_{d_l} + \frac{d\lambda_{d_l}}{dt}; \lambda_{d_l} = L_{d_l l} i_{d_l} + \lambda_{dm} \quad (10-37)$$

$$0 = r_{q_l} i_{q_l} + \frac{d\lambda_{q_l}}{dt}; \lambda_{q_l} = L_{q_l l} i_{q_l} + \lambda_{qm} \quad (10-38)$$

转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{3}{2}p \cdot \text{Re}(j \bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*) = \frac{3}{2}p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (10-39)$$

最后, d - q 轴坐标系中的变量与 abc 坐标系中的变量由以下的 Park 变换联系在一起:

$$\bar{V}_s = V_d + jV_q = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \cdot e^{-j\theta_{er}}; a = e^{j2\pi/3} \quad (10-40)$$

请注意, 上面所有的转子量都是折算到定子侧的:

$$V_f = V_f^r/K_f; r_f = r_f^r/K_f^2; L_{ff} = L_{ff}^r/K_f^2 \quad (10-41)$$

$$r_{d_l} = r_{d_l}^r/K_d^2; L_{d_l l} = L_{d_l l}^r/K_d^2 \quad (10-42)$$

$$r_{q_l} = r_{q_l}^r/K_q^2; L_{q_l l} = L_{q_l l}^r/K_q^2 \quad (10-43)$$

再加上运动方程式 (10-16)，就得到了同步电动机的 d - q 轴模型，它同样是一个 8 阶的模型，本质上也是非线性的，但其系数跟位置（及时间）没有关系。 d - q 轴模型的信号流图如图 10-4 所示。

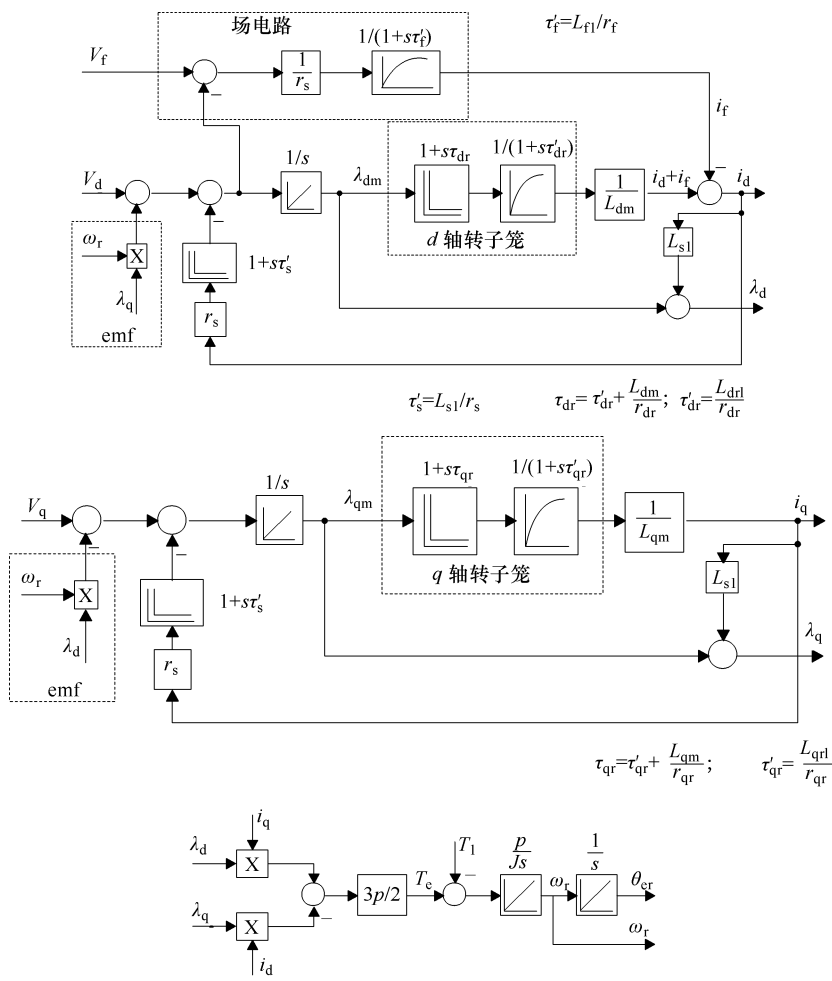


图 10-4 同步电动机 d - q 轴模型的信号流图

在调速传动中，永磁同步电动机、磁阻转子同步电动机（RSM）都没有励磁绕组，且 i_f = 常数（RSM 的 i_f 为 0）。它们一般也没有阻尼绕组（ $\tau_{dr} = \tau_{rl}' = \tau_{qr} = \tau_{qr}' = 0$ ）。相应的信号流图如图 10-5 所示。

可以将同步电动机 d - q 轴模型的信号流图 10-4 和图 10-5 整理成图 10-6 所示的等效电路。

在图 10-6 中，当电机为永磁同步电动机时，场绕组电路用一个理想的（恒定的）电流源 i_0 来代替（当 $i_0 = 0$ 时，则表示 RSM）。

当转子无鼠笼时， $r_{dr} = r_{qr} = \infty$ （ $i_{dr} = i_{qr} = 0$ ）。

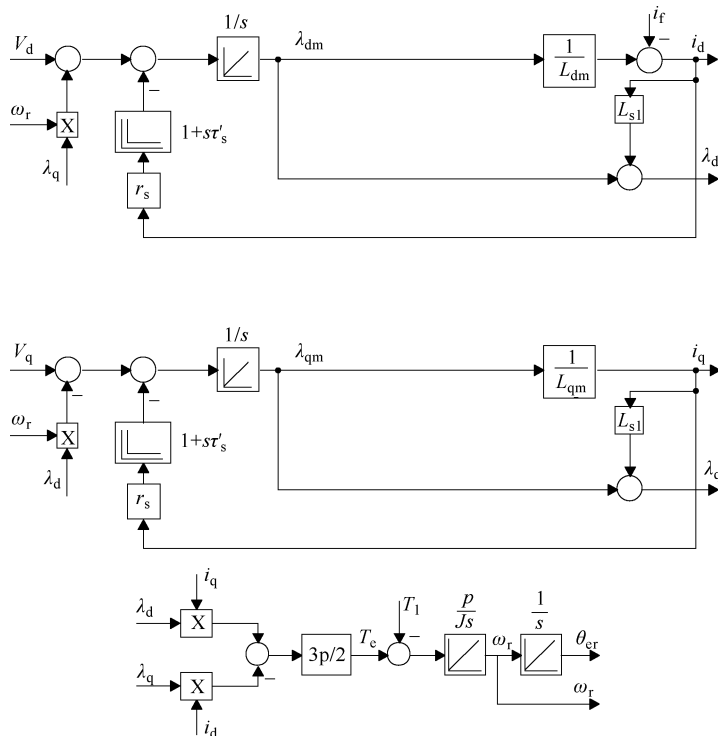
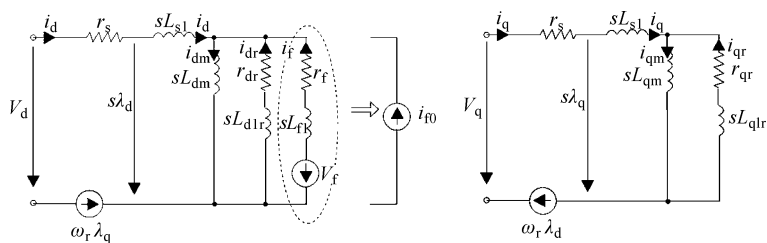

 图 10-5 (转子无阻尼绕组的) 永磁同步和磁阻同步电动机 d - q 轴模型的信号流图


图 10-6 同步电动机的等效电路

稳态时，只需简单地令 $s = 0$ 即可，这将在下一节介绍。

10.6 稳态运行分析

稳态时，定子相电压为

$$V_{abc} = \sqrt{2}V \times \cos \left[\omega_1 t - (i-1) \times \frac{2\pi}{3} \right]; i = 1, 2, 3 \quad (10-44)$$

式中， ω_1 = 常数，因此转子位置 θ_{er} 为

$$\theta_{er} = \int \omega_r dt = \int \omega_1 dt = \omega_1 t + \theta_0 \quad (10-45)$$

请注意, 稳态时有 $\omega_r = \omega_{r0} = \omega_1$ 。

根据式 (10-40), 转子坐标系中的 d - q 轴电压分量 V_d 、 V_q 为

$$\bar{V}_s = V_d + jV_q = V \times \sqrt{2} \times \cos\theta_0 - jV \times \sqrt{2} \times \sin\theta_0 \quad (10-46)$$

由于 V_d 、 V_q 与时间无关, 因此定子电流 i_d 、 i_q 也将与时间无关。此外, 由于 $d/dt = 0$ ($s=0$), 因此, 根据式 (10-38), 有 $i_{d_1} = i_{q_1} = 0$ (阻尼笼的电流为零)、 $i_f = i_0 = V_f/r_f = \text{常数}$ 。

由于定子电路及磁路上都是对称的, 因此, 定子的 d 、 q 轴电压式 (10-34) ~ 式 (10-35) 可以写成空间相量形式, 并由此绘出空间相量图, 如图 10-7 所示:

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + j\omega_r \bar{\lambda}_s; \quad \omega_r = \omega_1 \quad (10-47)$$

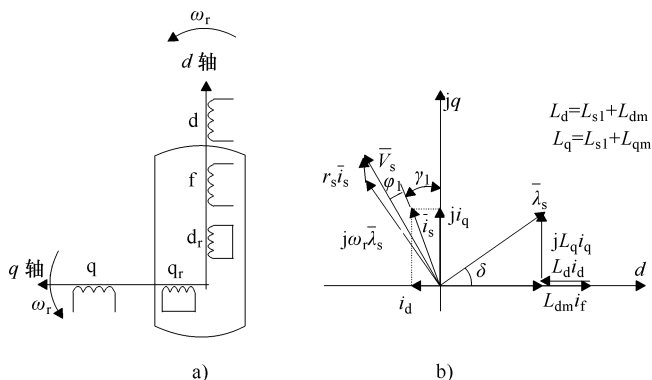


图 10-7 电励磁或永磁体励磁的同步电动机的稳态模型和相量图

a) d - q 轴模型 b) 空间相量图

稳态时, 空间相量模型 (或 d - q 轴模型) 中的所有变量都是直流量。空间的角度被转换成了相坐标系中定子量之间的时间移相角 (就跟功率因数角 φ_1 一样)。

因此, 使用 d - q 轴模型进行速度控制就很理想, 因为稳态就意味着直流。

10.7 要变速, 必变频

由于同步电动机的转子磁动势 (如果存在的话) 具有直流或永磁的特点, 因此其转子的转速和频率之间有严格的关系:

$$n = f_1/p; \quad \omega_r = \omega_1; \quad \Omega_r = \omega_r/p \quad (10-48)$$

在同步电动机中, 改变极对数 p 极其少见, 因此要变速的话, 必须改变频率。如何相对于定子的电压 V_s 、转子的磁场电流 i_f 或励磁电压 V_{ex} (如果有的话) 来调节频率, 以获得满足各种应用需要的稳态和 (或) 动态性能, 是同步电动机传动控制中的一个关键问题。

以上问题将在后续的几章中进行详细介绍,下面先用 3 个数值实例来说明其主要原理。

例 10-1 单位功率因数和恒定定子磁链。

考虑一台励磁同步电动机,定子为星形联结,线电压 $V_n = 660\text{V}$ (有效值), $I_n = 500/\sqrt{2}\text{A}$ (有效值), $r_s = 0.016\Omega$, $L_d = 2L_q = 0.0056\text{H}$, $L_{sl} = 0.1L_d$, $\omega_1 = 2\pi \times 60 \text{ rad/s}$, 极对数 $p = 2$ 。

a) 绘制单位功率因数 ($\varphi_1 = 0$) 时的稳态空间相量图。

b) 当单位功率因数且额定电流 I_n 时, 计算 i_f 、 i_d 、 i_q 数值。

c) 计算 $\varphi_1 = 0$ 时的转矩。

d) 定子电压恒定、频率变化时, 推导并绘制额定定子磁链、0.5 倍额定定子磁链等两种情况下的转矩—转速曲线。

解答:

a) 根据图 10-7b, 令 $\varphi_1 = 0$, 可得单位功率因数时的空间相量图, 如图 10-8 所示。

b) 根据图 10-8, 可得:

$$V_s = r_s i_s + \omega_1 \lambda_s \quad (10-49)$$

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q = L_d i_d + L_{dm} i_f + jL_q i_q \quad (10-50)$$

空载时, 有:

$$V_{s0} = \omega_r L_{dm} i_f; (i_d = i_q = 0); \omega_r = \omega_1 \quad (10-51)$$

额定时, 有:

$$V_s = \frac{660\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 537.92; i_s = i_n \times \sqrt{2} = \frac{500}{\sqrt{2}} \times \sqrt{2} = 500 \quad (10-52)$$

根据式 (10-49), 额定定子磁链 λ_s (Wb) 为

$$\lambda_s = \frac{V_s - r_s i_s}{\omega_r} = \frac{537.92 - 0.016 \times 500}{2\pi \times 60} = 1.406 \quad (10-53)$$

$$i_q = i_s \cos \delta \quad (10-54)$$

$$L_q i_q = \lambda_s \sin \delta \quad (10-55)$$

因此:

$$\lambda_s \tan \delta = L_q i_s \quad (10-56)$$

$$\tan \delta = \frac{L_q i_s}{\lambda_s} = \frac{0.0028 \times 500}{1.406} \approx 1 \Rightarrow \delta = 45^\circ \quad (10-57)$$

$$-i_d = i_q = \frac{i_s}{\sqrt{2}} = \frac{500}{\sqrt{2}} = 354.61 \quad (10-58)$$

$$\lambda_d = \lambda_q = \frac{\lambda_s}{\sqrt{2}} = \frac{1.406}{\sqrt{2}} = 0.997 \quad (10-59)$$

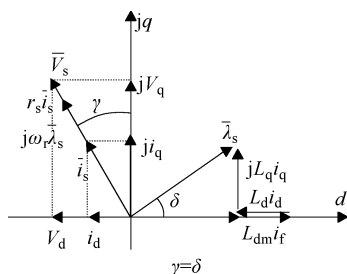


图 10-8 单位功率因数时的空间相量图

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{dm} i_f \quad (10-60)$$

(折算到定子的) 场电流 i_f (A) 为

$$i_f = \frac{\lambda_d - L_d i_d}{L_d - L_{sl}} = \frac{0.997 - 0.0056 \times (-354.61)}{0.0056 \times (1 - 0.1)} = 591.82 \quad (10-61)$$

c) 电磁转矩 T_e (Nm) 为

$$T_e = \frac{3}{2} p \times (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \times 2 \times [0.997 \times 354.61 - 0.997 \times (-354.61)] = 2121 \quad (10-62)$$

注意, 当 $\cos\varphi_1 = 1$ 时, 转矩表达式 (10-39) 可以写成:

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_s i_s \quad (10-63)$$

这是因为在 $\cos\varphi_1 = 1$ 时, 定子磁链和定子电流的空间相量是相互垂直的, 跟直流电动机一样。因此, 当定子磁链 λ_s 恒定不变时, 转矩跟定子电流成正比。

改变频率 $\omega_1 = \omega_r$, 同时保持 $\lambda_s =$ 常数、 $\cos\varphi_1 = 1$, 是一种优化的同步电动机速度控制方法。

d) 在式 (10-49) 中, 利用式 (10-63) 来消除定子电流 i_s , 可以推得转矩—转速的关系表达式:

$$i_s = \frac{2T_e}{3p\lambda_s} \quad (10-64)$$

$$V_s = \omega_r \lambda_s + \frac{2r_s T_e}{3p\lambda_s} \quad (10-65)$$

由于 $\omega_1 = \omega_r$, 调速就意味着频率的改变。

当 V_s 不变时, 式 (10-65) 的转矩—转速曲线是一条直线, 跟他励直流有刷电动机一样。理想空载 ($T_e = 0$) 转速 ω_{i0} 为

$$\omega_{i0} = \frac{V_s}{\lambda_s} \quad (10-66)$$

在额定磁链和全电压 V_{sn} 时, 转速 ω_r 达到基速 ω_b 。高于基速时, ω_r 的提升只能通过弱磁来实现, 这跟直流有刷电动机的情况是一样的。磁通减半则理想空载速度 ω_{i0} 加倍。转矩—转速曲线如图 10-9 所示。

四象限运行是调速同步电动机固有的能力, 因为要使频率和速度 $\omega_1 = \omega_r$ 变负, 只需将变频器 (PEC) 给定子供电的相序由正序变成负序 (由 $a \rightarrow b \rightarrow c$ 变成 $a \rightarrow c \rightarrow b$) 即可。

请注意, 为了维持单位功率因数, 场电流必须随转矩 (功率) 一起增大, 如图 10-9 所示 (图 10-9 中的虚线 i_f)。

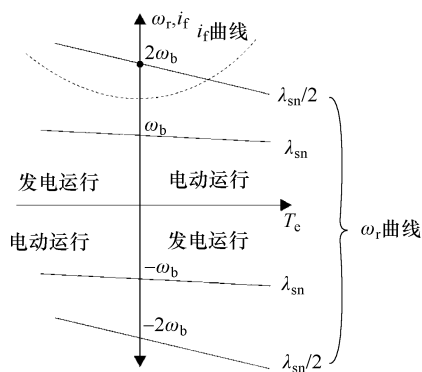


图 10-9 恒磁链且单位功率因数时的转速—转矩曲线

为了维持上述条件,需要对定子和转子的电流进行严格的协调控制。一旦这种协调控制得以实现——通过使用矢量控制,就可以得到理想的(线性的)转矩—转速曲线。

由周波变换器供电的低速大功率同步电动机,往往就运行在上述条件下,多用于水泥研磨机或类似的场合。这方面的内容将在第 14 章作进一步的介绍。

例 10-2 超前功率因数与恒定定子磁链。

考虑一台电励磁的同步电动机,数据同例 10-1。

a) 有超前的额定功率因数角 $\varphi_1 = -12^\circ$ 时,请绘制稳态空间相量图;

b) 有额定电流、且 $\varphi_1 = -12^\circ$ 时,请计算额定的 i_r 、 i_d 、 i_q 的数值;

c) 计算额定的定子磁链 λ_s , 其分量 λ_d 和 λ_q , 及额定电磁转矩 T_e ;

d) 当 $\varphi_1 = -12^\circ$ 时,绘制额定定子磁通、0.5 倍额定定子磁通两种情况下的转矩—转速曲线。

解答:

a) 针对(超前额定功率因数角) $\varphi_1 = -12^\circ$,重新绘制图 10-7 的空间相量图,如图 10-10 所示。

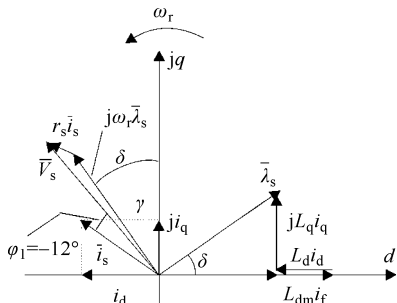


图 10-10 超前功率因数及恒定定子磁链时的相量图

根据图 10-10,可近似写出:

$$V_s \approx r_s i_s \cos \varphi_1 + \omega_r \lambda_s \quad (10-67)$$

b)、c) 电磁转矩 T_e 的计算公式为

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \operatorname{Re}(\bar{j} \bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*) = \frac{3}{2} p \lambda_s i_s \cos(\gamma - \delta) \approx \frac{3}{2} p \lambda_s i_s \cos \varphi_1 \quad (10-68)$$

$$\lambda_s \approx \frac{V_s - r_s i_s \cos \varphi_1}{\omega_r} = \frac{537.92 - 500 \times 0.016 \times \cos(-12^\circ)}{2\pi 60} = 1.4068 \quad (10-69)$$

对应的电磁转矩 T_e (Nm) 为

$$T_e = \frac{3}{2} \times 2 \times 1.4068 \times 500 \times 0.978 = 2063.83 \quad (10-70)$$

$$i_q \approx i_s \cos(\delta + |\varphi_1|) \quad (10-71)$$

$$L_q i_q = \lambda_s \sin \delta \quad (10-72)$$

因此:

$$\frac{\sin \delta}{\cos(\delta + |\varphi_1|)} = \frac{L_q i_s}{\lambda_s} = \frac{0.0028 \times 500}{1.4068} = 0.99 \quad (10-73)$$

得 $\delta = 39^\circ$ (在例 10-1 中,当 $\cos \varphi_1 = 1$ 时, $\delta = 45^\circ$)。所以,有

$$i_q = 500 \times \cos(39^\circ + 12^\circ) = 314.66 \quad (10-74)$$

$$i_d = -500 \times \sin(39^\circ + 12^\circ) = -388.57 \quad (10-75)$$

$$\lambda_q = L_q i_q = 0.0028 \times 314.66 = 0.881 \quad (10-76)$$

$$\lambda_d = \lambda_s \cos \delta = 1.4068 \times \cos 39^\circ = 1.09388 \quad (10-77)$$

最后, 由式 (10-58) 得到场电流 i_f (A) 为

$$i_f = \frac{\lambda_d - L_d i_d}{L_{dm}} = \frac{1.09388 - 0.0056 \times (-388.57)}{0.0056 \times 0.9} = 648.78 \quad (10-78)$$

大家应该比较一下这个场电流与式 (10-61) 给出的 $\cos \varphi_1 = 1$ 时的场电流 $i_f = 591.82\text{A}$, 想想它们大小不同的原因。

d) 转矩-转速关系可以由式 (10-67) ~ 式 (10-68) 得到, 形式如下:

$$V_s = \omega_r \lambda_s + \frac{2r_s T_e}{3p\lambda_s} \quad (10-79)$$

可见, 这个转矩—转速表达式跟式 (10-65) 给出的 $\cos \varphi_1 = 1$ 时的转矩—转速表达式是一样的, 其曲线也类似图 10-9。

这两种情况的主要差别在于: 对于相同的定子电流、相同的定子电压和速度, 现在所得的转矩稍小, 但却需要更大的场电流来获得超前的功率因数角 $\varphi_1 < 0$ 。如果对场电流进行连续调节, 就可以在各种不同的负载下维持 $\varphi_1 = -12^\circ$ (< 0) 不变。目前, 这种类型的频率—定子磁链—场电流协调控制方法已经在电流源逆变器供电的高速大功率电励磁同步电动机传动中得到应用。这将在专门讲述大功率传动的第 14 章作进一步的介绍。

例 10-3 永磁同步电动机在恒定的直轴电流 i_d 下运行。

一台永磁内理式转子永磁同步电动机, 数据如下: 定子三相星形连结, 线电压有效值 $V_n = 180\text{V}$, $L_d = 0.4L_q = 0.05\text{H}$, $r_s = 1\Omega$, 在 $n_n = 1500\text{r/min}$ ($f_1 = 60\text{Hz}$) 时, 空载线电压有效值为 $V_{on} = 180\text{V}$ 。

请完成:

- 确定永磁链 λ_{PM} ;
- 确定 $i_d = 0$ 、 $i_d = \pm 5\text{A}$ 等三种情况下的转矩—转速曲线及理想空载时的转速和定子磁链, 以及 $i_q = 10\text{A}$ 时的转矩;
- 绘出稳态时的 d - q 轴等效电路, 并在电路模型中考虑铁耗。

解答:

- 空载电压 V_{on} 翻译成空间矢量术语, 就是 V_{s0} (V):

$$V_{s0} = \frac{V_{on} \times \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = \frac{180 \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 146.7 \quad (10-80)$$

根据式 (10-50) 有:

$$(\lambda_d)_{i_d=0} = L_{dm} i_{f0} = \lambda_{PM} \quad (10-81)$$

$$(\lambda_q)_{i_q=0} = 0 \quad (10-82)$$

$$V_{s0} = \omega_r L_{dm} i_{f0} = \omega_r \lambda_{PM} \quad (10-83)$$

$$\lambda_{PM} = \frac{V_{s0}}{\omega_r} = \frac{146.70}{2\pi \times 60} = 0.389 \quad (10-84)$$

- 由于:

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM} \quad \lambda_q = L_q i_q \quad (10-85)$$

电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} p [\lambda_{PM} + (L_d - L_q) i_d] \cdot i_q \quad (10-86)$$

在式 (10-34) ~ 式 (10-35) 中, 令 $d/dt=0$, 得 d - q 轴电压分量为

$$\begin{aligned} V_d &= r_s i_d - \omega_r \lambda_q \\ V_q &= r_s i_q + \omega_r \lambda_d \end{aligned} \quad (10-87)$$

现将式 (10-85) 代入式 (10-87), 得

$$\begin{aligned} V_d^2 + V_q^2 &= V_s^2 = r_s^2 (i_d^2 + i_q^2) + 2\omega_r r_s (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \\ &\quad + \omega_r^2 [(L_d i_d + \lambda_{PM})^2 + (L_q i_q)^2] \end{aligned} \quad (10-88)$$

再利用式 (10-86), 消除上式中的 i_q , 得

$$\begin{aligned} V_s^2 &= r_s^2 i_d^2 + (r_s^2 + \omega_r^2 L_q^2) \times \frac{4}{9} \times \frac{T_e^2}{p^2} \frac{1}{[\lambda_{PM} + (L_d - L_q) i_d]^2} \\ &\quad + \frac{4}{3} \times \frac{\omega_r}{p} \times r_s T_e + \omega_r^2 (L_d i_d + \lambda_{PM})^2 \end{aligned} \quad (10-89)$$

理想空载 ($T_e=0$) 转速 ω_{r0} 为

$$\omega_{r0} = \frac{\sqrt{V_s^2 - r_s^2 i_d^2}}{L_d i_d + \lambda_{PM}} \quad (10-90)$$

当 $i_d=0$ 时, ω_{r0} (rad/s) 为

$$(\omega_{r0})_{i_d=0} = \frac{V_{sn}}{\lambda_{PM}} = \frac{180 \sqrt{2}}{0.389 \sqrt{3}} = 377.13 \quad (10-91)$$

同理可得:

$$(\omega_{r0})_{i_d=-5A} = \frac{\sqrt{146.30^2 - (1 \times 5)^2}}{(0.05 \times (-5) + 0.389)} \approx 984 \quad (10-92)$$

$$(\omega_{r0})_{i_d=5A} = \frac{\sqrt{146.30^2 - (1 \times 5)^2}}{(0.05 \times 5 + 0.389)} \approx 229 \quad (10-93)$$

请注意, $i_d < 0$ 意味着存在去磁效应。不过, 转矩表达式 (10-86) 表明, 当 $L_d < L_q$ 时, 只有 $i_d < 0$ 才会产生正的转矩贡献。

$i_d < 0$ 带来的正的转矩贡献伴随着定子磁链的降低, 因为:

$$(\lambda_s)_{i_q=0, i_d=-5A} = \lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM} = -0.05 \times 5 + 0.389 = 0.149 \quad (10-94)$$

$$(\lambda_s)_{i_q=0, i_d=5A} = 0.05 \times 5 + 0.389 = 0.639 \quad (10-95)$$

在 $i_d=0$ 、 $-5A$ 、 $+5A$ 等三种情况下, $i_q=10A$ 对应的转矩分别为

$$(T_e)_{i_d=0, i_q=10A} = \frac{3}{2} p \lambda_{PM} i_q = \frac{3}{2} \times 2 \times 0.389 \times 10 = 11.67 \quad (10-96)$$

$$(T_e)_{i_d=-5A, i_q=10A} = \frac{3}{2} \times 2 \times (0.389 + (0.05 - 0.125) \times (-5)) \times 10 = 22.92 \quad (10-97)$$

$$(T_e)_{i_d=5A, i_q=10A} = \frac{3}{2} \times 2 \times (0.389 + (0.05 - 0.125) \times 5) \times 10 = 0.42 \quad (10-98)$$

正值的 i_d 应该予以避免, 因为这将增大磁通水平, 显著降低转矩。

c) 稳态 ($s=0$) 时的 d - q 轴等效电路如图 10-11 所示, 它实际上反映了式 (10-87) 的 d - q 轴电压方程。

尽管铁耗是跟主磁通分量相关的, 但我们假定其是由定子磁通产生的。

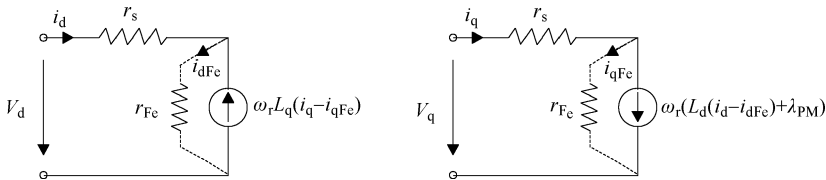


图 10-11 永磁同步电动机考虑铁耗的稳态 d - q 轴等效电路

定子铁心中产生的铁耗用一个电阻 r_{Fe} 来考虑, 这个电阻可以通过测量来确定。

由于包括了铁耗, 因此式 (10-87) 不再严格成立了, 但我们可以简单地基于等效电路对该式作出修正。由于引入的 r_{Fe} 是并联在电动势上的, 因此随着频率的变化, 其数值应基本不变。

例 10-4 磁阻同步电动机 (RSM) 的稳态运行。

一台高性能 RSM, 参数如下: $L_d = 10L_q = 0.1\text{H}$, $p = 2$, $r_s = 1\Omega$, $f_1 = 60\text{Hz}$ 。

试完成:

- 绘制空间相量图;
- 求单位定子电流的最大转矩、单位定子磁链的最大转矩;
- 在 q 轴上添加永磁体, 以降低 q 轴磁通。绘出新的空间相量图, 并进行讨论。在有、无永磁通 ($\lambda_{PM} = -L_q i_q$) 等两种情况下, 计算 $i_d = 3\text{A}$ 、 $i_q = 15\text{A}$ 时的转矩。
- 计算产生以上转矩时的定子磁链。

解答:

a) 在一般化的相量图 10-7 中, 简单地令 $i_f = 0$ 及 $L_d \gg L_q$, 即可得到空间相量图, 如图 10-12 所示。

由于 $i_f = 0$ 、 $L_d \gg L_q$, 故转矩表达式 (10-86) 变为

$$T_e = \frac{3}{2}p(L_d - L_q) \cdot i_d i_q \quad (10-99)$$

电压方程式 (10-87) 变为

$$\begin{aligned} V_d &= r_s i_d - \omega_r L_q i_q \\ V_q &= r_s i_q + \omega_r L_d i_d \end{aligned} \quad (10-100)$$

定子磁链 $\bar{\lambda}_s$ 和定子电流 \bar{i}_s 为

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q = L_d i_d + jL_q i_q \quad (10-101)$$

$$\bar{i}_s = i_d + j i_q \quad (10-102)$$

对于给定的定子电流 i_s :

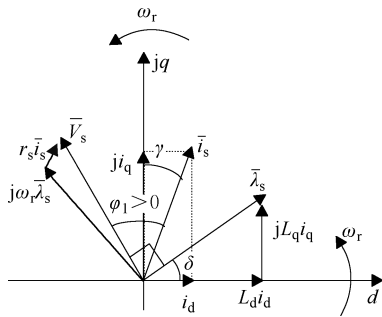


图 10-12 RSM 的空间相量图

定子磁链:

$$(T_e)_{\lambda_{\text{PM}_q}=0} = \frac{3}{2} \times p(L_d - L_q) \cdot i_d i_q = \frac{3}{2} \times 2 \times 0.1 \times \left(1 - \frac{1}{10}\right) \times 3 \times 15 = 12.15 \quad (10-110)$$

$$\lambda_s = \sqrt{L_d^2 i_d^2 + L_q^2 i_q^2} = \sqrt{0.1^2 \times 3^2 + \left(\frac{0.1}{10} \times 15\right)^2} = 0.335 \quad (10-111)$$

$$(T_e)_{\lambda_{\text{PM}_q} \neq 0} = \frac{3}{2} \times 2 \times \left(0.1 \times \left(1 - \frac{1}{10}\right) \times 15 + \frac{0.1}{10} \times 15\right) \times 3 = 13.15 \quad (10-112)$$

$$\lambda_s = L_d i_d = 0.1 \times 3 = 0.3 \quad (10-113)$$

可见, q 轴添加永磁体后, 获得了大约 10% 的转矩增大, 和 10% 的磁通水平的降低。

在较易制造的低凸性 ($L_d/L_q = 5 \sim 8$) 电动机中, 这种改进更为可观。

10.8 齿槽转矩和绕齿永磁同步电动机

在永磁同步电动机中, 当定子存在槽开口时, 由于永磁体的磁共能随着转子位置而变化, 因此即使没有定子电流, 也会产生脉动转矩。

这种零电流下的转矩称作齿槽转矩, 它在 360° 的周期内的平均值为零。

齿槽转矩的根源在于定子槽开口导致气隙中的永磁磁密发生变化。但它还存在其他的影响因素, 例如:

- ① 永磁体的形状、位置;
- ② 定子槽数和转子极数 $2p$ 。

参考文献 [6] 针对一台定子 27 槽、转子 6 个永磁极的永磁同步电动机, 利用有限元分析 (FEA) 获得了气隙中央的永磁磁密波形, 如图 10-14 所示。

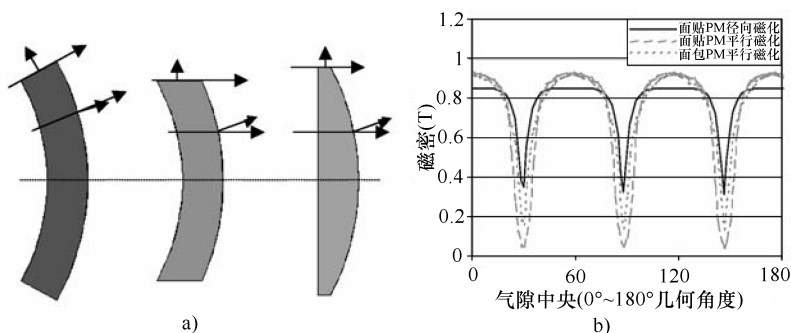


图 10-14

a) 永磁体的形状 b) 假定定子内圆周光滑时, 相应的气隙磁密^[6]

在有限元分析中, 可以用磁共能方法或 Maxwell 应力方法来计算齿槽转矩。

表 10-1 给出了对应图 10-14 的同一个永磁同步电动机 ($N_s = 27$ 槽、 $2p = 6$ 极) 采

用面贴径向充磁永磁体 (SR)、面贴平行充磁永磁体 (SP) 以及面包形永磁体平行充磁 (BL) 等三种情况的齿槽转矩和电动势谐波含量。可见, 电动势谐波的含量与齿槽转矩之间存在着明显的关系。

表 10-1 齿槽转矩和电动势谐波^[6]

永磁体形状	$T_{\text{cogpp}} / \text{mNm}$	1000r/min 时的线电动势 (有效值)		
		基波/V	5 次谐波/V	7 次谐波/V
表面径向 (SR)	47.88	2.857	0.05604	0.012256
表面平行 (SP)	15.63	2.8681	0.00648	0.008132
面包形 (BL)	5.562	2.8691	0.03459	0.004897

尽管三种情况的电动势基波都相同, 因而在给定正弦波电流下的电磁转矩也都相同, 但采用面包形永磁体时, 所得的齿槽转矩明显要小得多。电动势的波形及齿槽转矩随位置变化的关系曲线还与每极每相槽数 q 有关。图 10-15 所示为一个 $q=1$ ($N_s=24$, $2p=8$ 极) 的永磁同步电动机的电动势、齿槽转矩波形以及在正弦波电流下的电磁转矩波形。

显然, 齿槽转矩的基本周期 N 等于槽数 N_s 和极数 $2p$ 的最小公倍数:

$$N = \text{LCM}(N_s, 2p) \quad (10-114)$$

N 越大, 齿槽转矩的峰值就越小。在图 10-15 的情况下, $N = N_s = 24$ 。

有些应用, 譬如汽车助力转向系统, 要求总的转矩脉动远小于电动机峰值电磁转矩的 1%。

转矩脉动除了包括齿槽转矩外, 也有源于电动势与电流时间谐波的成分。磁路的饱和在转矩脉动中也起着很重要的作用^[6]。

降低齿槽转矩的方法很多, 值得提及的主要有三种:

- 采用较高的 $N = \text{LCM}(N_s, 2p)$;
- 永磁体形状和宽度的优化 (见图 10-16);
- 定子斜槽或转子斜永磁体 (电磁转矩也被削弱)。

特别值得介绍的是所谓的绕齿 (tooth-wound) 绕组, 它是节距为 1 的绕组, 它一方面可以降低绕组端部连接的长度, 从而降低了定子铜耗; 另一方面增大了 $N = \text{LCM}(N_s, 2p)$ 的数值, 从而降低了齿槽转矩。这种绕组也是一种分数槽绕组, 因为其每极每相槽数 $q < 1$ 。

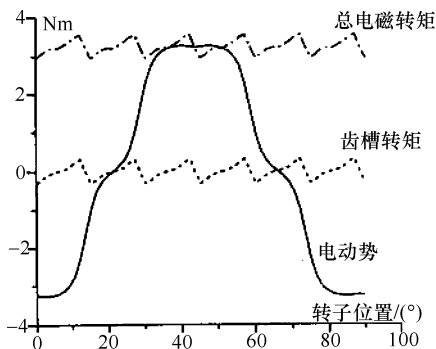


图 10-15 正弦波电流时, 电动势、齿槽转矩、总转矩随转子位置变化的关系曲线 ($N_s=24$, $2p=8$ 极)^[7]

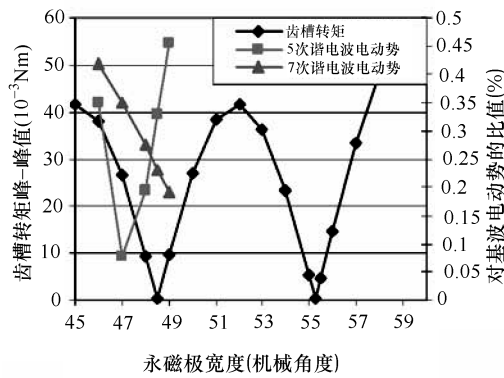


图 10-16 齿槽转矩及线电势谐波含量与面贴径向磁化永磁体（SR）的永磁极角度的关系（ $N_s=27, 2p=6$ ）：有两个永磁极宽度的齿槽转矩为零，电势谐波在这些位置并不为零，但也较小

绕齿绕组如图 10-18 所示，它既可以是单层的，也可以是双层的。

表 10-2 基波绕组因数：单层绕齿绕组^[8]

N_s	$2p$							
	2	4	6	8	10	12	14	16
3	*	*	*	*	*	*	*	*
6	*	0.866	*	0.866	0.500	*	*	*
9	*	0.736	0.667	0.960	0.960	0.667	0.218	0.177
12	*	*	*	0.866	0.966	*	0.966	0.866
15	*	*	0.247	0.383	0.866	0.808	0.957	0.957
18	*	*	*	0.473	0.676	0.866	0.844	0.960
21	*	*	*	0.248	0.397	0.622	0.866	0.793
24	*	*	*	*	0.430	*	0.561	0.866

表 10-3 基波绕组因数：双层绕齿绕组^[8]

N_s	$2p$							
	2	4	6	8	10	12	14	16
3	0.866	0.866	*	*	*	*	*	*
6	*	0.866	*	0.866	0.500	*	*	*
9	*	0.617	0.866	0.945	0.945	0.764	0.473	0.175
12	*	*	*	0.866	0.933	*	0.933	0.866
15	*	*	0.481	0.621	0.866	0.906	0.951	0.951
18	*	*	*	0.543	0.647	0.866	0.902	0.931
21	*	*	*	0.468	0.565	0.521	0.866	0.851
24	*	*	*	*	0.463	*	0.760	0.866

图 10-17 所示为一台 6 槽 4 极的双层绕齿绕组永磁同步电动机的电动势波形及齿槽转矩。其电动势几乎为正弦波，完整的几何数据如表 10-4 所示^[9]。

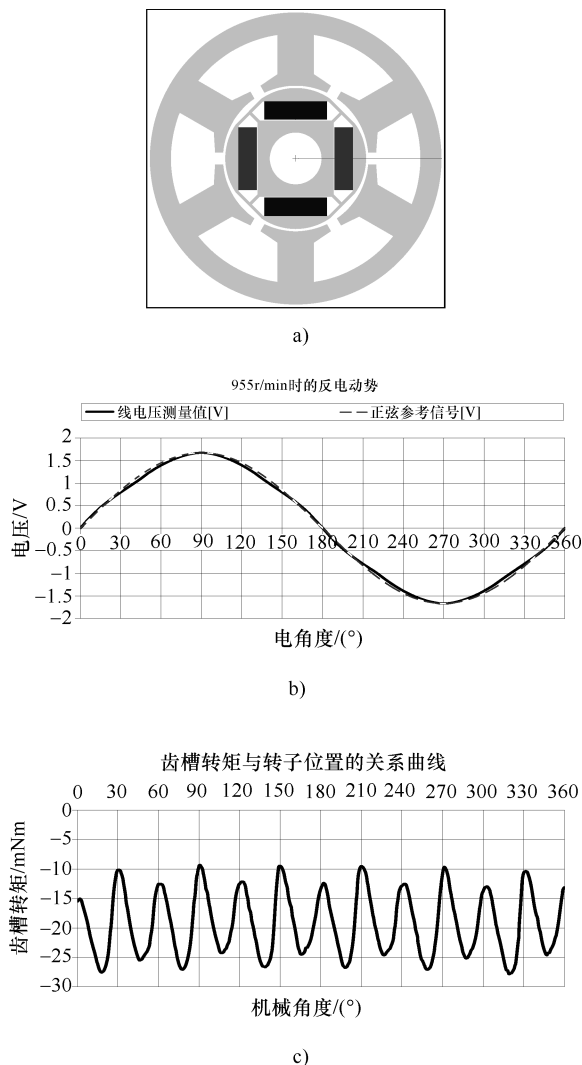


图 10-17 6 槽 4 极的双层绕齿绕组永磁同步电动机的电动势、齿槽转矩

a) 永磁内嵌式同步电动机 (IPMSM) 的横截面

b) 955r/min 时的反电动势波形 c) 齿槽转矩与转子位置角关系

无论采用永磁体表面安装的转子，还是采用永磁体内嵌的转子，虽然它们的气隙永磁磁密几乎都为矩形波分布，但经过几何优化，它们在绕齿绕组中产生的电动势都可以达到很高的正弦度^[9]。另外，使用两种齿宽的单层齿绕绕组则可以获得梯形波的电动势^[9,10]。

表 10-4 6 槽/4 极双层绕齿绕组永磁同步电动机的尺寸和特性

参数	数值	单位
结构	内转子永磁内嵌式同步电动机（IPMSM）	
相数	3	—
定子槽数	6	—
转子极数	4	—
几何尺寸		
定子外径	56	mm
定子内径	28	mm
气隙长（最小处）	0.5	mm
铁心叠长	45	mm
永磁体宽	12	mm
永磁体高	3.5	mm
绕组		
每极每相槽数	0.5	—
绕组层数	2	—
每相匝数	20	—
材料		
铁心材料	M800-50A	
永磁类型	NdFeB（1.2 T）	

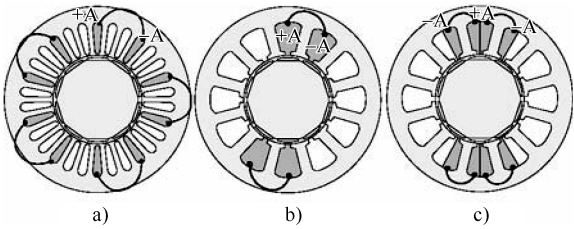


图 10-18 $2p=10$ 极电动机的绕组

- a) 传统绕组, $N_s=30, q=1$ b) 单层绕齿结构, $N_s=12, q=0.4$
c) 双层绕齿结构, $N_s=12, q=0.4$

为了保证有大的电动势基波，绕齿绕组的基波绕组因数 K_{w1} 应足够大（ >0.866 ）。绕齿绕组作为一种分数槽绕组，设其每极每相槽数 $q = N_s/2pm = z/n$ （ $z、n$ 为互质

的整数), 则绕组产生的磁动势空间谐波次数为

$$\nu = \pm \frac{1}{n}(2mk+2); k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \quad (\text{当 } n \text{ 为偶数时})$$

$$\nu = \pm \frac{1}{n}(2mk+1); k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \quad (\text{当 } n \text{ 为奇数时})$$

可见, 既有整数次谐波, 又有分数次谐波 (次谐波)。

磁动势空间谐波除了会在绕齿永磁同步电动机的线圈中产生额外的漏磁链分量外, 其中的次谐波还会产生低频的转矩脉动。

人们发现, 双层的绕齿绕组具有较低的次谐波。

对于单层和双层绕齿的永磁同步电动机, 定子槽数 N_s 和极数 $2p$ 的主要组合的基波绕组因数见表 10-2、表 10-3。

总的来讲, 绕齿永磁同步电动机不仅具有较高的效率 (因为其线圈端部较短), 而且既可以进行正弦波电流控制, 又可以进行矩形波电流控制。

绕齿绕组已经在工业领域得到成功的应用, 包括伺服驱动用电动机 (例如硬盘驱动、汽车车轮转向控制等)、低速高转矩的电动机/发电机等。

注意: 人们近来也提出了其他一些非叠绕组的永磁无刷电动机结构, 但还很少有市场化的。这包括:

- ① 轴向磁通永磁无刷电动机 (TFM)^[11,12,13], 它针对大的极数采用环形线圈。
- ② 爪极定子复合磁芯永磁无刷电动机结构^[14], 用以降低小型电动机的制造成本。
- ③ 磁通反向永磁无刷电动机 (FRM)^[15], 它通常采用标准的硅钢叠片和定子永磁结构, 以降低中、大转矩低速电动机的制造成本。
- ④ 轴向气隙 (盘式) 永磁同步电动机, 用于各种需要增大转矩/体积密度的应用^[16]。

10.9 单相永磁同步电动机

在小功率 (譬如低于 500W) 的家用和汽车传动机构的应用场合, 有时采用单相永磁同步电动机, 通过减少功率开关器件的数目, 从而达到降低调速用 PEC 成本的目的。

图 10-19 为一个典型的旋转式单相永磁电动机。

定子磁心由 (0.5mm 或更薄的) 硅钢片叠成。

正极性电流使用每极的一半线圈, 负极性电流使用每极的另外一半线圈。这样就得到了所谓的双线绕组。尽管它增大了铜耗, 但所需的功率开关及控制器的数目少 (详见

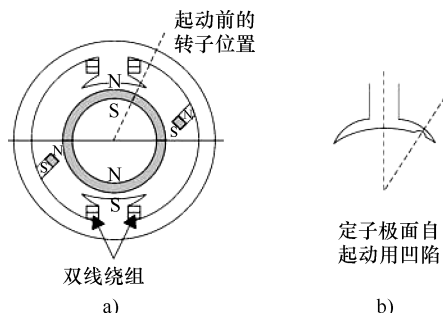


图 10-19 采用双线定子绕组的单相永磁同步电动机

第 11 章)。

2 槽/2 极的结构导致齿槽转矩每转变化 2 个周波。

在初始位置处, 永磁体和定子极是对齐的, 定、转子间相互作用的电磁转矩为零, 因此这种电动机没有起动能力。

为了获得非零电磁转矩的起动位置, 有几种措施可供选择: 或者在主极之间稍偏离主极的地方放置一对定位磁铁, 如图 10-19a 所示; 或者在定子极靠气隙的表面上设置一个非对称的凹陷, 如图 10-19b 所示; 也可以让定子极面沿气隙圆周方向做梯级变化, 使极面下的气隙不是均匀的。

以上的所有方案都只能提供单向运动。不过, 若所使用的 PEC 能够为线圈提供交流电流的话, 那么一旦电动机沿着固定的方向起动起来, 就可以基于霍尔接近传感器的信号, 对电动机进行制动, 最终甚至可以运行到相反的方向上 (见第 11 章)。

10.10 单相永磁同步电动机的稳态性能分析

单相永磁无刷电动机实际上是一个同步电动机, 至少在电动势为正弦波时是如此。因此, 本章已经建立起来的所有方程在它身上都成立, 但是其定子电路只有单相。

稳态时, 可以直接写出定子电压方程的相量形式为

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \bar{E}_s + j\omega L_s \bar{I}_s; \quad \bar{E}_s = j\omega_r \lambda_{PM} \quad (10-115)$$

式中, 电动势 E_s 具有以下的正弦形式:

$$E_s(t) = E_{s1} \cos(\omega_r t) \quad (10-116)$$

V_s 、 I_s 则分别为定子电压和电流; L_s 为定子电感 (表面永磁体转子的 L_s 与转子位置无关); λ_{PM} 为永磁磁链; r_s 为定子电阻。

稳态时, 有:

$$I_s(t) = I_{s1} \cos(\omega_r t - \gamma) \quad (10-117)$$

电磁 (相互作用) 转矩为

$$T_e = p \frac{E_s(t) I(t)}{\omega_r} = \frac{p}{\omega_r} \frac{E_{s1} I_{s1}}{2} [\cos \gamma + \cos(2\omega_r t - \gamma)] \quad (10-118)$$

跟单相感应电动机和交流有刷电动机一样, 电磁转矩是以定子电流频率 (电角速度) 的二倍频脉动的。

由于电动机的槽数 $N_s = 2$ 、极数 $2p = 2$, 所以齿槽转矩具有 $N = \text{LCM}(2, 2) = 2$ 的周期:

$$T_{\text{cogg}} \approx T_{\text{cogmax}} \cos(2\omega_r t - \gamma_{\text{cog}}) \quad (10-119)$$

对于这种变化规律的齿槽转矩, 可以设法使 $\gamma_{\text{cog}} = \gamma$, 并在某个负载转矩 (例如额定负载转矩) 下使下式成立:

$$T_{\text{cogmax}} = -\frac{pE_{s1} I_{s1}}{2\omega_r} \quad (10-120)$$

那么,两种来源的转矩脉动就会相互抵消。不仅如此,式(10-120)对应的较大的齿槽转矩还可用来将转子驻留在某个适当的角度,以确保能够安全起动。

由于转矩脉动的完全抵消仅仅发生在额定负载时,因此在较低的负载时,总转矩中将存在较大的脉动。

对应式(10-115)的相量图如图 10-20 所示。

铁耗 p_{iron} 可以表示为与速度和定子磁通二者的二次方成正比的形式:

$$p_{\text{iron}} \approx \frac{\omega_r^2 \lambda_s^2}{r_{\text{iron}}} \quad (10-121)$$

式中, r_{iron} 可以测得或在设计阶段计算而得。

一般来讲,铜耗要大于铁耗,可以在后面计算,然后添加到效率公式中去。

在给定的电压功角 δ_v 、定子电压 V_{s1} 和 ω_r ($E_s = \omega_r \lambda_{\text{PM}}$ 也相应给定) 下,进行稳态性能计算,可得:

$$I_s = \frac{\sqrt{V_s^2 + E_s^2 - 2V_s E_s \cos \delta_v}}{Z} \quad (10-122)$$

$$Z = \sqrt{r_s^2 + \omega_r^2 L_s^2}; \tan \xi = \frac{r_s}{\omega_r L_s}; \cos(\varphi + \xi) = \frac{E}{I \cdot Z} \sin \delta_v \quad (10-123)$$

$$\lambda_s^2 = \lambda_{\text{PM}}^2 + L_s^2 i_s^2 - 2\lambda_{\text{PM}} L_s i_s \sin(\delta_v - \varphi) \quad (10-124)$$

输出的机械功率 P_{mec} 为

$$P_{\text{mec}} \approx V_s I_s \cos \varphi - I_s^2 r_s - \frac{\omega_r^2 \lambda_s^2}{r_{\text{core}}} - P_{\text{mec}} \quad (10-125)$$

式中, P_{mec} 为机械损耗。

效率 η 为

$$\eta = \frac{P_{\text{mec}}}{V_s I_s \cos \varphi} \quad (10-126)$$

图 10-21 所示为一台 150W 的单相永磁同步电动机在定子电阻 r_s 为零和非零两种情况下,电磁转矩 T_e 与功角的关系曲线(标么值)。

显然,不可以忽略定子电阻,否则的话,峰值转矩(发生在 $\delta_v = 90^\circ$ 处)会被高估。

在采用 V/f 标量控制进行调速传动时,负载转矩不应超过实际的峰值转矩,最好有个显著的差距(保留 30%~40% 的余量),以确保在适度的负载转矩扰动下都能相当稳定地运行。图 10-22 为 150W 电动机的典型效率和功率因数曲线^[17],可见其性能还不错。

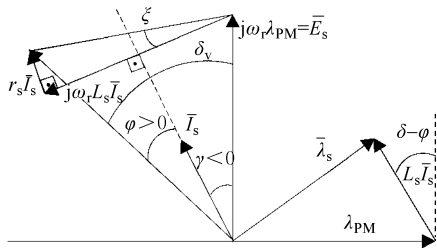


图 10-20 单相永磁同步电动机的稳态相量图

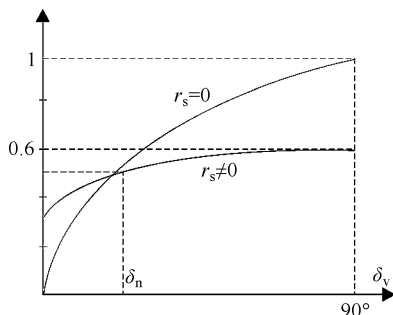
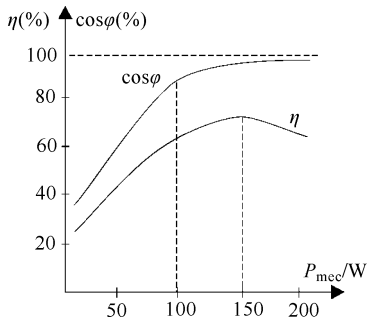


图 10-21 转矩与 (电压) 功角的关系曲线

图 10-22 效率、功率因数与输出功率 P_{mec} 的关系曲线**例10-5**

一台单相永磁同步电动机, 由 $V_{sn} = 120V$ (有效值)、 $f_1 = 60Hz$ 的电源供电, 转子极数 $2p = 2$ 。当电动机由外力拖动到额定速度时, 空载电压 $E_s = 0.95V_{sn}$ 。定子电阻 $r_s = 5\Omega$, 定子电感 $L_s = 0.05H$ 。请计算:

- $f_1 = 60Hz$ 时的转速;
- $\delta_v = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 时的定子电流;
- 功率因数与 δ_v 的关系;
- 电压功角 $\delta_v = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 时的平均转矩 (忽略铁耗和机械损耗)。

解答:

- a) 转速 n 为

$$n = f_1 / p = 60 / 1 = 60 \text{ r/s} = 3600 \text{ r/min}$$

- b) 根据式 (10-122), 定子电流 I_s (A) 为

$$I_s = \frac{\sqrt{V_s^2 + E_s^2 - 2V_s E_s \cos \delta_v}}{Z}$$

$$= \frac{\sqrt{120^2 + (120 \times 0.95)^2 - 2 \times 120 \times 120 \times 0.95 \times \cos \delta_v}}{Z}$$

$$= \begin{cases} 18/19.5 = 0.92 & (\delta_v = 0) \\ \frac{86.583}{19.5} = 4.44 & (\delta_v = 45^\circ) \\ \frac{157.49}{19.5} = 8.07 & (\delta_v = 90^\circ) \end{cases}$$

其中, $Z = \sqrt{5^2 + (2\pi \times 60 \times 0.05)^2} = 19.5\Omega$ 。

- c) 根据式 (10-123), 可求取功率因数角 φ :

$$\xi = \tan^{-1} \frac{R_s}{\omega L_s} = \tan^{-1} \frac{5}{377 \times 0.05} = 14.38^\circ$$

$$\cos(\varphi + \xi) = \frac{E_s}{Z \cdot I_s} \sin \delta_v$$

当 $\delta_v = 0^\circ$ 时: $(\varphi + \xi) = 90^\circ$, $\varphi = 90 - 14.38 = 75.32^\circ$;

当 $\delta_v = 45^\circ$ 时: $\cos(\varphi + \xi) = 0.833$, $(\varphi + \xi) = 33.6^\circ$, $\varphi = 33.6 - 14.38 = 19.20^\circ$;

当 $\delta_v = 90^\circ$ 时: $\cos(\varphi + \xi) = 0.648$, $(\varphi + \xi) = 49.59^\circ$, $\varphi = 49.59 - 14.38 = 35.21^\circ$ 。

d) 电磁转矩 T_e (Nm) 为

$$T_e = \frac{pE_s I_s \cos(\delta_v - \varphi)}{\omega_r}$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{377} \times 102 \times 0.92 \times \cos(0^\circ - 75.62^\circ) = 0.0618 & (\delta_v = 0^\circ) \\ \frac{1}{377} \times 102 \times 4.44 \times \cos(45^\circ - 19.20^\circ) = 1.0815 & (\delta_v = 45^\circ) \\ \frac{1}{377} \times 102 \times 8.07 \times \cos(90^\circ - 35.21^\circ) = 1.2589 & (\delta_v = 90^\circ) \end{cases}$$

从 $\delta_v = 45^\circ$ 到 $\delta_v = 90^\circ$, 转矩的增加不到 25%, 其部分原因在于定子存在电阻 (如果没有电阻, 增加量将达 30%)。

10.11 小结

① 同步电动机 (SM) 通常为三相交流电动机, 其转子可为电励磁转子、永磁体励磁转子或变磁阻转子。

② 由于定子磁动势以 $n_1 = f_1/p$ (f_1 ——定子频率, p ——极对数) 的速度作圆周运动, 所以转子也将以同样的速度转动, 这是因为只有当定、转子的两个磁动势相对静止时, 才能产生非零的平均转矩。

③ 变速意味着变频。

④ 电励磁转子同步电动机的转子需要铜环和电刷来连接到直流可控电源。另一种方案是, 在转子侧安装带二极管的旋转变压器 (二次侧), 来为励磁绕组 (磁场绕组) 提供无刷励磁。

⑤ 在变频供电的各种同步电动机中, 只有由电流源变频器供电的电励磁同步电动机才在转子上使用鼠笼 (如第 14 章所示), 以降低电动机的换向电感。

⑥ 在调速调转矩的传动中, 只有电励磁的同步电动机, 才能通过连续的场电流的控制, 来实现单位功率因数或超前功率因数运行, 使输入电动机的无功功率为零 (或很小)。在这种情况下, 如果定子磁通也保持恒定, 那么速度—转矩曲线将是线性的, 跟他励直流有刷电动机一样。在基速以上则进行弱磁运行。

⑦ 对于永磁转子同步电动机来讲, 只需在 d - q 轴正交坐标系中, 对其电流 i_d 、 i_q 与所需的转矩、速度之间的关系进行恰当的协调控制, 即可实现调速运行。当 $L_d < L_q$ 时, 为了产生正的磁阻转矩, 需要负的 (去磁性的) i_d 。

⑧ 磁阻同步电动机 (RSM) 采用传统叠片的多磁通路障转子或轴向叠片转子 (ALA), 有时还在转子的 q 轴 (拥有最高磁阻的方向, $L_d > L_q$) 上放置永磁体。实践表明, 这种同步电动机的功率因数和效率跟使用相同定子的感应电动机差不多。

⑨ 可以说, 同步电动机的 d - q 轴模型 (空间相量模型) 是同步电动机调速传动的设计和分析最为合适的工具。

⑩ 绕齿绕组可以降低永磁同步电动机的铜耗和外形尺寸, 已经在从硬盘驱动、工业伺服驱动到车辆主动助力转向的各种场合得到应用。

⑪ 单相永磁同步电动机主要用于低功率、低系统成本的家用电器和汽车电力作动器等方面。

⑫ 下一章将介绍由 PWM-IGBT 变频器供电的中、低功率 (最高数百 kW) 的永磁同步电动机和磁阻同步电动机的传动。大功率工业传动中使用的电励磁同步电动机由于需要特殊的 PEC, 将于第 14 章介绍。

10.12 习题

10.1 一台永磁体内嵌式转子永磁同步电动机 ($L_d < L_q$), 在其 q 轴上施加一个阶跃电压 ΔV_q , 并保持 $V_d = \text{常数}$ 、速度 = 常数。试利用式 (10-34) ~ 式 (10-35) 和图 10-5, 确定电流 Δi_d 、 Δi_q 及转矩响应的拉氏变换。

10.2 一台永磁体面贴转子的永磁同步电动机, $q \geq 2$, 数据如下: $L_d = L_q = 0.01\text{H}$, $r_s = 0.5\Omega$, 极对数 $p = 2$, 额定相电流有效值 $I_n = 10\text{A}$, 空载相电压有效值 ($n_0 = 1800\text{r/min}$ 时) $V_0 = 80\text{V}$ 。

请计算:

- d - q 轴模型中的永磁磁链 λ_{PM} ;
- 额定电流且 $i_d = 0$ 时的转矩, 以及对应的额定端电压 ($n = 1800\text{r/min}$);
- i_d 为额定电流且 $i_q = 0$ 时的理想空载转速;
- 转速 $n = 3600\text{r/min}$ 时, 在额定电流和额定电压下的转矩。

10.3 一台磁阻同步电动机, 数据如下: 额定相电压有效值 $V_n = 120\text{V}$, $\omega_{1n} = 120\text{rad/s}$, 额定相电流有效值 $I_{sn} = 20\text{A}$; 电感、电阻的标么值为 $l_d = 3$, $l_q = 0.3$, $r_s = 0.5$; 极对数 $p = 2$ 。

请完成:

- 如果 $l(\text{p. u.}) = L \left(\frac{V_n}{I_n \omega_{1n}} \right)^{-1}$, 求 L_d 、 L_q 、 r_s 的实际值。

b. 当 $i_d/i_q = \sqrt{L_q/L_d}$ 、且有额定电流和额定电压时, 确定基速 ω_b 、转矩、输入功率和功率因数角 φ_1 。

c. 在 q 轴上添加永磁体 (与 i_q 的磁通反向), 使得基速下的空载电压为 $e_0 = 0.15$, 计算 i_q 为额定电流时的理想空载转速。

10.13 参考文献

1. **T.J.E. Miller**, Brushless permanent magnet and reluctance motor drives, OUP, 1989.
2. **S.A. Nasar, I. Boldea, L. Unnewehr**, Permanent magnet, reluctance and self-synchronous motors, CRC Press, Florida, 1993.
3. **I. Boldea**, Reluctance synchronous machines and drives, OUP, 1996.
4. **R.P. Deodhar, D.A. Staton, T.M. Jahns, T.J.E. Miller**, Prediction of cogging torque using the flux - m.m.f. diagram technique, IEEE Trans., vol.IA-32, no.3, 1996, pp.569-576.
5. **I. Boldea and S.A. Nasar**, Unified treatment of core losses and saturation in orthogonal axis model of electric machines, Proc.IEE, vol.134, Part.B, 1987, pp.355-363.
6. **M.S. Islam, S. Mir, T. Sebastian, S. Underwood**, "Design consideration of sinusoidal excited permanent magnet machines for low torque ripple applications", Record of IEEE – IAS – 2004, Seattle, USA.
7. **J. Cross, P. Viarouge**, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings", IEEE Trans. Vol. EC-17, no. 2, 2002, pp. 248-253.
8. **F. Magnussen, C. Sadarangani**, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings", Record of IEEE – IEMDC – 2003, vol. 1, pp. 333-339.
9. **D. Iles – Klumpner, I. Boldea**, "Optimization design of an interior permanent magnet synchronous motor for an automotive active steering system", Record of OPTIM 2004, vol. 2, pp. 129-134.
10. **D. Ishak, Z.Q. Zhu, D. Howe**, "Permanent magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers", Record of IEEE – IAS – 2004, Seattle, USA.
11. **H. Weh, H. May**, "Achievable force densities for permanent magnet excited machines in new configurations", Record of IEM – 1986, vol. 3, pp. 1107-1111.
12. **E. Henneberger, I.A. Viorel**, Variable reluctance electrical machines, Shaker Verlag, Aachen, 2001.
13. **I. Luo, S. Huang, S. Chen, T. Lipo**, "Design and experiments of a novel axial circumferential current permanent magnet (AFCC) machine with radial airgap", Record of IEEE – IAS – 2001.
14. **I. Cross, P. Viarouge**, "New structure of polyphase claw pole machines", IEEE Trans. Vol. IA – 40, no. 1, 2004, pp. 113-120.
15. **I. Boldea, I. Zhang, S.A. Nasar**, "Theoretical characterization of flux reversal machine in low speed servodrives – the pole – PM configuration", IEEE Trans. Vol. IA 38, no. 6, 2002, pp. 1549-1557.
16. **M. Cerchio, G. Griva, F. Profumo, A. Tenconi**, "'Plastic' axial flux machines: design and prototyping of a multidisk PM synchronous motor for aircraft applications", Record of ICEMS – 2004, Je Ju Island, Korea.
17. **V. Ostovic**, "Performance comparison of U core and round stator single phase PM motors for pump applications", IEEE Trans. Vol. IA – 38, no. 2, 2002, pp. 476-482.

第 11 章 永磁同步与磁阻同步电动机传动

11.1 引言

在调速传动中, 永磁同步电动机 (PMSM) 和磁阻同步电动机 (RSM) 是和 PWM 电压源逆变器一起使用的。

目前, PMSM 传动已在全球范围内拥有了广阔的市场, 但就 RSM 来讲, 尽管近年来 q 轴上安装永磁体的高凸极性高性能 RSM 已被成功引入宽广恒功率调速范围的场合 (例如主轴驱动), 但 RSM 仍然只在低功率的应用中占有一小部分的市场份额。

高性能的应用一般采用 PMSM 传动。RSM 传动则用在一般性的场合, 因为它的成本要比 PMSM 的低, 往往与性能相似的感应电动机传动的成本接近。

接下来, 我们将先介绍 PMSM 传动, 然后再介绍 RSM 传动。之后, 再介绍这两种同步电动机的恒功率运行的控制。单相 PMSM 的控制将留在本章最后介绍。

11.2 PMSM 传动的分类

PMSM 传动可从三个主要的方面进行分类: 按电流波形分类; 按电压—频率关系分类; 按有无运动传感器分类。

从电流波形的角度, PMSM 传动可分为:

① 矩形波控制: 如图 11-1a 所示, 即所谓的无刷直流 (BLDC) 传动, 每极每相槽数 $q=1$, 转子为面贴永磁体结构;

② 正弦波电流控制: 如图 11-1b 所示, 即所谓的无刷交流 (BLAC) 传动, 每极每相槽数 $q \geq 2$ 。

从是否存在运动传感器的角度, 可分为:

① 有运动传感器的传动;

② 无运动传感器的 (sensorless) 传动。

最后, 正弦交流 (BLAC) 传动又可分为:

① 标量 (V/f) 控制: 转子上要求有阻尼笼;

② (电流或电流和电压的) 矢量控制;

③ 直接转矩与磁链控制 (DTFC)。

如图 11-1 所示, 不管 PMSM 的定子电流是矩形波还是正弦波, 它们都必须与转子位置同步。要达到这种目的, 只需根据定子绕组轴线相对转子的位置 θ_r 来开通和关断 PWM 逆变器中的可控开关即可。

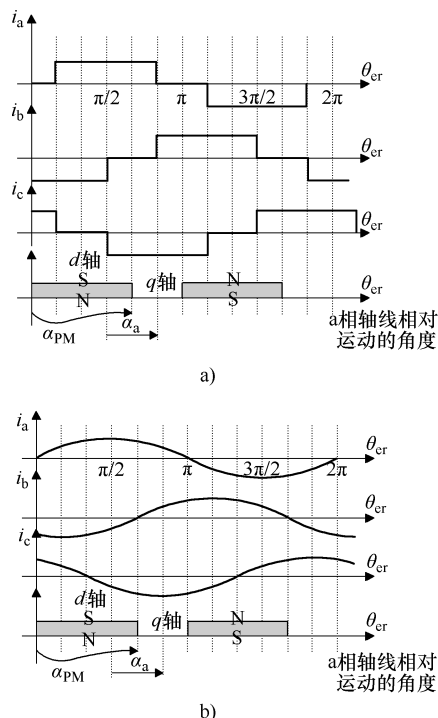


图 11-1 矩形波或正弦波电流控制 (α_a —超前角, 图中 $\alpha_a = 60^\circ$, 即电流超前永磁电动势 60° 的情况, 若 $\alpha_a = 0^\circ$, 则 a 相电流的波幅应位于图中 q 轴处, 电流与电动势同相位; θ_{cr} —a 相绕组轴线与转子上永磁 S 极的左侧边沿之间的夹角, $\theta_{cr} = \omega_1 t$)

a) 矩形波电流控制 b) 正弦波电流控制

通常, 为了补偿电动势随转速的增大以及电动机电感对电流变化的延迟作用, 要提前一个角度 α_a 换向, 且应使提前角度随速度的升高而增大。电流波形的控制则由电流控制器来实现。

当定子绕组是 $q = 1$ 的集中线圈时, 永磁电动势不是正弦波, 而是梯形波, 这种情况推荐使用矩形波电流控制, 这一方面可以降低转矩脉动, 另一方面可以使用较为简单的位置 (接近) 传感器或估算器。

标量 (V/f) 控制通常采用无运动传感器 (无传感器) 的正弦电流控制方式, 如图 11-2 所示。

其中, 要估算转矩角的增量 $\Delta\theta$, 并使参考频率增加 Δf^* , 以补偿转矩的变动, 使电动机的电流在瞬态过程中保持与转子

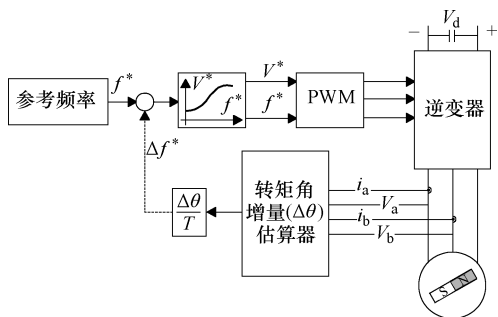


图 11-2 PMSM (及 RSM) 带转矩角增量补偿的标量 (V/f) 控制

同步。由于频率变化的斜率大小（即频率变化的速度）是有限度的，因此在转子上装鼠笼对抑制振荡是有益处的。

低动态性的应用可以使用上述简单的传动解决方案，快速动态的应用场合则需使用图 11-3 所示的矢量控制。

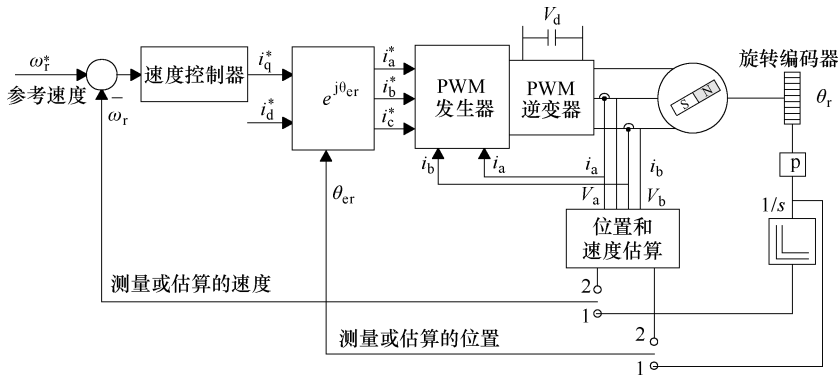


图 11-3 PMSM（或 RSM）的矢量控制基本方案
1—有运动传感器 2—无传感器

在 PMSM 的矢量控制中，转子的速度和位置要么由测量得到，要么由估算得到（无传感器时），二者分别被用作速度反馈（ ω_r ）和矢量旋转器（ θ_{er} ），来产生参考相电流。它采用闭环或开环 PWM 来构建与转子同步锁定的电流（或电压）波形。具体的控制是在转子坐标系中应用 $d-q$ 轴模型来进行的，其中的控制量在稳态时都是直流量（详见第 10 章）。

如何关联 i_d^* 和 i_q^* 是一个优化问题，这要遵循某些准则。与 V/f 控制相比，矢量控制要复杂得多，但其所能获得的动态性能也要好得多（其本质上是一种更为快速的转矩控制）。

为了简化电动机的控制，参考文献 [10] 把直接转矩和磁链控制（感应电动机的 DTFC 控制）拓展到了 PMSM 以及 RSM 的控制，即所谓的转矩矢量控制（TVC），如图 11-4 所示。

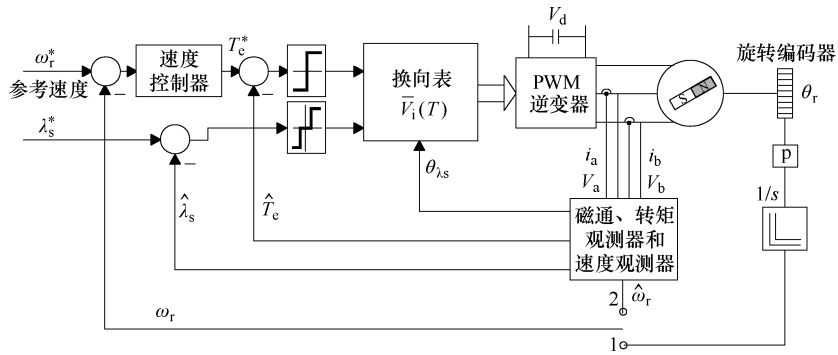


图 11-4 PMSM 及 RSM 的直接转矩和磁通控制

直接转矩和定子磁链控制带给我们的是一个电压开关表（电压矢量序列）。它省去了矢量旋转的环节，但需要转矩和磁链观测器。尽管需要进行速度观测，但在无传感器控制时无需对转子位置进行估算。

与异步电机的 DTFC 控制一样，即使是无传感器控制，同步电机 DTFC 控制也照样可以获得快速的磁链与转矩控制效果。

在接下来的有/无运动传感器的控制中，我们将详细介绍矩形波电流控制、正弦波电流控制在矢量控制或 DTFC 控制中的具体应用。

11.3 矩形波电流控制（BLDC 传动）

矩形波电流控制用于永磁电动势波形不是正弦波（而是梯形波）的 PMSM，尤其是用于定子集中绕组的 PMSM（即每极三槽、 $q=1$ 的 PMSM）。在这种 PMSM 中，为了降低转矩脉动，需要矩形波的电流。不过，当电流为矩形波时，由于产生磁阻转矩的效率不高，因此首选非凸极性的转子方案（即面贴永磁转子）。

对于 $q=1$ 的非凸极 PMSM，相电感 L_a 为^[1]

$$L_a = L_{sl} + L_{ag} \quad (11-1)$$

$$L_{ag} \approx \frac{\mu_0 W_1^2 L \tau}{2 p g_c}; \quad g_c \approx K_c g + h_{PM} / \mu_{rec} \quad (11-2)$$

式中， W_1 为每相的匝数； L 为叠厚； τ 为极距； g 为气隙长； K_c 为卡特系数； h_{PM} 为永磁体径向厚度； p 为极对数； L_{sl} 为漏感。相间互感 L_{ab} 为

$$L_{ab} \approx -L_{ag} / 3 \quad (11-3)$$

因此，两相串联导通时（星形联结）每相的等效电感（cyclic inductance）为

$$L_s = L_a - L_{ab} = L_{sl} + \frac{4}{3} L_{ag} \quad (11-4)$$

11.3.1 理想 BLDC 的波形

从原理上看，永磁体面贴转子的永磁体极弧电角度 α_{PM} 小于 180° （ 180° 对应于图 11-1 所示的一个极距）。 α_{PM} 有两个极限，分别是下限 $2\pi/3$ 和上限 π 。

对于 α_{PM} 取上限的极端情况，即 $\alpha_{PM} = 180^\circ$ 时，若假定永磁体在 180° 范围内产生的气隙磁密是矩形波（见图 11-5a），并且定子相电流的磁动势也是矩形波，即对应 $q=1$ （每极三槽）的情况，那么，定子绕组的永磁磁链 $\lambda_{PM}(\theta_{er})$ 随着转子位置的变化是线性的三角波形（见

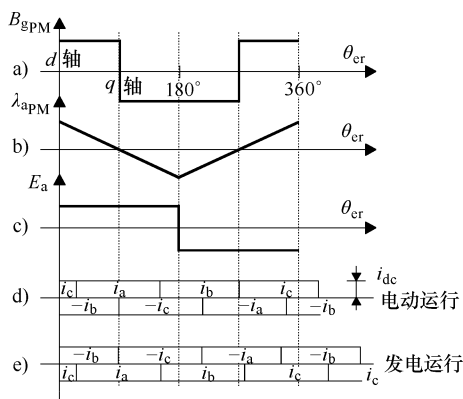


图 11-5 绕组星形联结的无刷直流电动机（BLDC）的波形

a) 永磁气隙磁密 b) a 相永磁磁链 c) a 相电动势
d) 电动状态时的理想电流 e) 发电状态时的理想电流

图 11-5b), 相电动势 E_a 则是随转子位置变化的方波 (见图 11-5c)。

电动状态时, 若 (图 11-1 中定义的) 超前角 $\alpha_a = 0$, 那么相电流 i_a 与相电动势 E_a 同相, 如图 11-5d 所示。

若假定电流换相在瞬间完成, 则在任意瞬间仅有两相导通。此时, 宽度为 180° 电角度的永磁体, 仅有三分之二得到利用, 转矩也比实际需要大 50%。

另一种极端情况是, 将电流扩展到 180° (任一时刻都有三相导通), 同时将永磁体的宽度缩小到 120° 。此时, 产生同样的转矩, 需要多消耗约 50% 的铜耗。

实际上, 在永磁体宽度为 120° 时, 采用三角形连结的绕组; 在永磁体宽度为 180° 时, 采用星形连结的绕组。但通常为了降低相邻永磁极间的边沿磁通 (漏磁通), 永磁体的极弧宽度选在 $150^\circ \sim 160^\circ$ 电角度之间。

下面对图 11-5b 所示相磁链随转子位置线性变化的情况进行分析。此时有:

$$\lambda_{aPM}(\theta_{er}) = \left(1 - \frac{2}{\pi}\theta_{er}\right) \cdot \lambda_{PM} \quad (11-5)$$

每相的最大磁链 λ_{PM} 为

$$\lambda_{PM} = W_l B_{gPM} \tau L \quad (11-6)$$

相电动势 E_a 为

$$E_a = - \frac{d\lambda_{aPM}(\theta_{er})}{d\theta_{er}} \cdot \frac{d\theta_{er}}{dt} = \frac{2}{\pi} \lambda_{PM} \omega_r \quad (11-7)$$

式中, ω_r 为电角速度。

由于任何时刻都是两相导通, 因此理想的转矩 T_e 是不随时间变化的:

$$T_e = 2E_a i_{dc} \frac{p}{\omega_r} = \frac{4}{\pi} \lambda_{PM} p i_{dc} \quad (11-8)$$

在任何相邻的两次电流瞬间换相之间, 相电流为常数 ($i_d = i_{dc}$), 因此电压方程为

$$V_d = 2r_s i_{dc} + 2E_a = 2r_s i_{dc} + \frac{4}{\pi} \lambda_{PM} \omega_r \quad (11-9)$$

根据式 (11-9) 和式 (11-8), 可得:

$$\omega_r = \omega_{r0} \left(1 - \frac{T_e}{T_{esc}}\right) \quad (11-10)$$

其中:

$$\omega_{r0} = \frac{\pi}{4} \times \frac{V_d}{\lambda_{PM}}; T_{esc} = \frac{4}{\pi} \lambda_{PM} p i_{sc}; i_{sc} = \frac{V_d}{2r_s} \quad (11-11)$$

可见, 理想的转速—转矩曲线是线性的, 如图 11-6 所示。这跟直流有刷永磁电动机是一样的。

如图 11-6 所示, 要降低 BLDC 的速度、改变其转向, 就需要降低直流电压的大小、改变直流电压的极性, 这需要通过 PWM 逆变器给每相提供适当的换相来实现。电流的大小则要靠斩波方法来降低。

使超前角 $\alpha_a \neq 0$, 则相电流超前, 这可以使一相有效的最大磁链 λ_{PM} 降低。另一方面, 若超前角 $\alpha_a = \pi$, 则电磁功率变负, 从而得到再生制动运行模式, 如图 11-5e 所示。

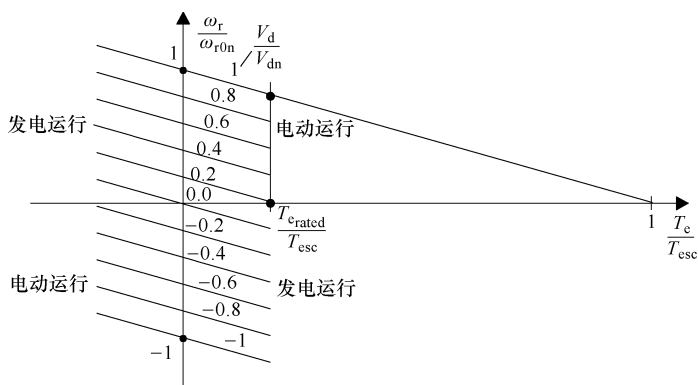


图 11-6 BLDC 的理想转速—转矩曲线

11.3.2 矩形波电流控制系统

矩形波电流控制系统一般由 BLDC 电动机、PWM 逆变器、速度和电流控制器、位置（速度）传感器（或用于无传感器控制的估算器）以及电流传感器构成，如图 11-7 所示。

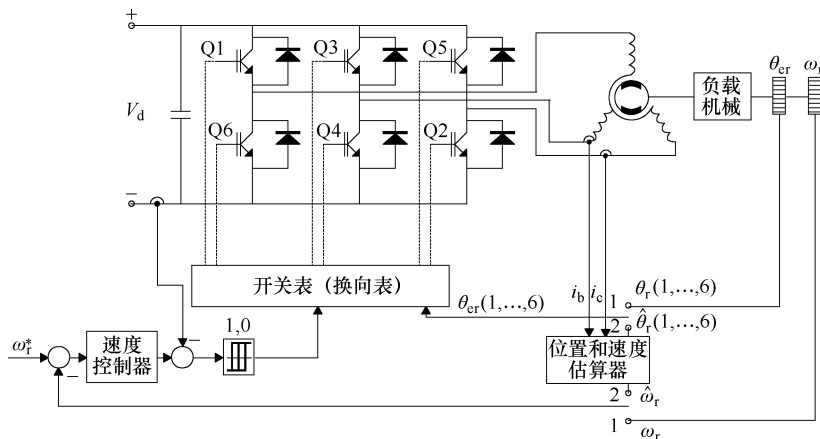


图 11-7 BLDC 的矩形波电流控制

通过逆变器的适当控制，可以获得所需的电流相序及 120° 的电流波形，如图 11-8 所示。在图 11-8b 中，还针对零超前角（ $\alpha_a = 0$ ）的情况，绘出了检测梯形波磁场过零点的 6 个接近传感器单元相对 a 相轴线的位置。可见，沿着转子运动的方向，6 个接近传感器 P（a+、a-、b+、b-、c+、c-）依次与所属相的绕组轴线相差 90° 电角度（此时，P 检测出的就是相绕组永磁电动势的过零点，实际的换相发生在 30° 电角度之后）。

在两相导通期间，随着转子的旋转，定子电流的合成磁动势轴线与同极性的转子磁极轴线之间的夹角将从最初的 60° 增大到最后的 120° （换一种说法，即与异极性的转子磁极轴线之间的夹角将从最初的 120° 减小到最后的 60° ）。逆变器的任何一次换

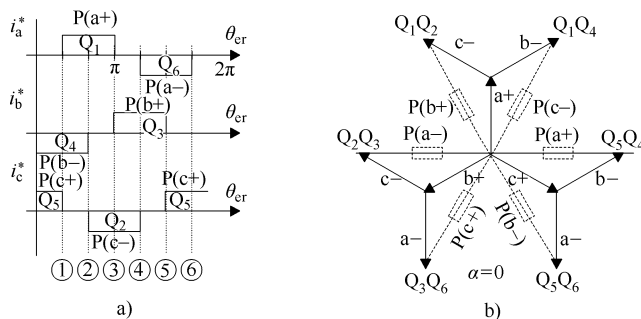


图 11-8

- a) 电流时序 (电流脉冲上的 P、Q 代表相应的接近传感器及其触发的 IGBT) b) 相间连接 (a+、b+、c+ 代表三相的相轴, 也代表对应相正电流的磁动势轴线; 接近传感器 P 与相轴相差 90° ; 6 个接近传感器的轴线对应着定子电流合成磁动势的 6 个轴线)

相, 图 11-8b 中的合成磁动势矢量 (也是合成电流矢量以及合成电压矢量) 也会跳跃 60° 。采用 120° 导通的控制策略时, 每 180° 中每相只导通 120° 。

为了使速度反向, 接近传感器单元所作用的 IGBT 地址 (或编号) 要移位 180° , 即同一相的两个传感器要对调所作用的 IGBT: $P(a+) \leftrightarrow P(a-)$ 、 $P(b+) \leftrightarrow P(b-)$ 、 $P(c+) \leftrightarrow P(c-)$ 。接近传感器放置的位置对应于零超前角的换相位置, 以便正、反转都能获得相同的性能。不过, 可以通过电路, 随着速度的升高而使超前角增大, 以削弱定子相的有效峰值永磁磁通, 从而使高速时在有限的电压下能获得更大的转矩。

同一套硬件, 可以在高速下进行 180° 导通控制, 使任一时刻三相都同时导通。

11.3.3 滞环电流控制器

BLDC 常采用直流电流控制, 这只需使用一个电流传感器, 放置在直流母线上, 来调节母线电流。对于 120° 导通的情况来讲, 在任一时刻, 电流到底分布在六种两相组合的哪一个组合中, 是由接近位置传感器的触发来决定的。

对于 180° 导通的情况来讲, 由于同一时刻有三相工作, 安装在直流母线上的单个电流传感器可能无法完全表示三相电流, 尤其是当逆变器的死区时间没有得到恰当补偿的时候。

电流控制可用的控制器相当多。我们这里介绍滞环控制器, 因为它可以让我们快速理解电动机—逆变器的相互作用^[2]。电流滞环控制的原理是: 一旦某相受到接近传感器的触发, 就开始产生电流, 且电流会一直增大, 直到所设置的最大值 i_{\max} ; 然后, 施加在该相上的正向电源被断开, 电流开始下降, 直到所设置的最小值 i_{\min} 时, 再次接通该相的正向电源。这种通、断所持续的时间 t_{on} 和 t_{off} 是由滞环宽度 ($i_{\max} - i_{\min}$) 决定的, 如图 11-9 所示。

让我们来分析可控开关 Q_1 和 Q_4 以及续流二极管 D_1 和 D_4 导通时 (即 a+ 相和 b-

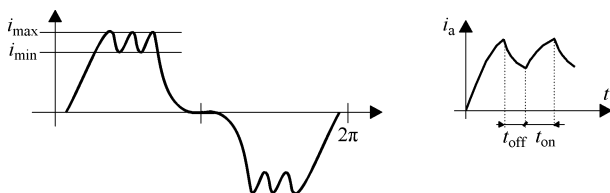


图 11-9 电流滞环控制—电流斩波

相一起导通时)，在正向电源通、断的时间间隔 t_{on} 和 t_{off} 内的电动机方程。

Q_1 和 Q_4 导通期间，电路如图 11-10a 所示，a +、b - 两相组合的方程为

$$V_d = 2r_s i + 2L_s \frac{di}{dt} + E_a - E_b \quad (11-12)$$

$$E_a - E_b \approx 2E_a = E_0 = \text{常数} \quad (11-13)$$

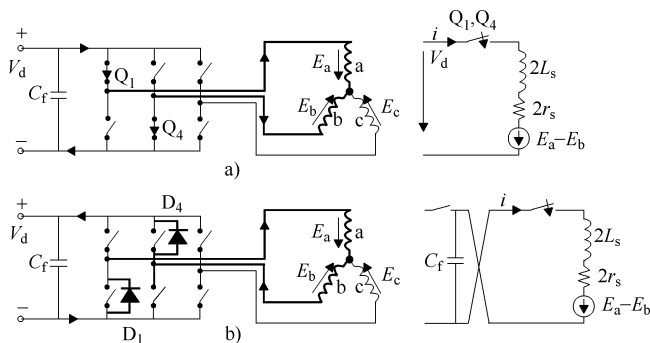


图 11-10 a + 相和 b - 相一起导通

a) $Q_1 Q_4$ 导通的电路 b) $Q_1 Q_4$ 断开、由 $D_1 D_4$ 导通的电路

请注意，如果导通超前一个角度 α_a ，那么在导通的部分时间里（导通初期），有 $E_a - E_b = 0$ ，这可以实现电流的快速增长。

式 (11-12) 的解为

$$i(t) = \frac{V_d - E_0}{2r_s} (1 - e^{-\frac{r_s}{L_s} t}) + i_{\min} e^{-\frac{r_s}{L_s} t} \quad (11-14)$$

为了使电流上升，要求 $V_d > E_0$ 。当转速高于某个速度时，有 $V_d < E_0$ ，电流斩波不再可行。此时，电流波形中仅包含由接近传感器（或估算器）触发的单个通—断脉冲。

在 Q_1 和 Q_4 断开期间，续流二极管 D_1 和 D_4 导通，电路如图 11-10b 所示，电压方程为

$$0 = 2r_s i + 2L_s \frac{di}{dt} + (E_a - E_b) + \frac{1}{C_f} \int i dt + V_{c0} \quad (11-15)$$

式中， V_{c0} 是导通期间 t_{on} 结束时刻（或断开期间 t_{off} 开始时刻）电容器 C_f 上的电压。

令 $t' = t - t_{\text{on}}$ ，则式 (11-15) 的解答为

$$i(t') = -\frac{V_{c0} + E_0}{2\omega L_s} \cdot e^{-\alpha t'} \cdot \sin \omega t' - i_{\max} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha t'} \cdot \sin(\omega t' - \phi) \quad (11-16)$$

其中：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2C_f L_s}}; \alpha_1 = \frac{r_s}{2L_s}; \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha_1^2}; \phi = \tan^{-1} \frac{\omega}{\alpha_1} \quad (11-17)$$

转矩 $T_e(t)$ 的表达式为

$$T_e = \frac{(E_a - E_b)i(t)}{\frac{\omega_r}{p}} \quad (11-18)$$

因此, 如果电动势不随时间变化的话, 那么介于最小值 i_{\min} 和最大值 i_{\max} 之间的电流脉动也将重现在电磁转矩中。

例 11-1

一台 BLDC 电动机, 由 PWM 逆变器供电, 直流母线电压为 $V_d = 300\text{V}$ 。采用矩形波电流控制, 运行在 $\omega_r = 2\pi \times 10\text{rad/s}$ 的电角速度下。在 ω_r 时的空载线电压恒定为 $E_0 = 48\text{V}$ 。每相的等效电感为 $L_s = 0.5\text{mH}$, $r_s = 0.1\Omega$, 定子绕组每极每相槽数 $q = 1$, 极数 $2p = 2$ 。

滤波电容器 $C_f = 10\text{mF}$, 电流斩波频率 $f_c = 1.25\text{kHz}$, $t_{\text{on}}/t_{\text{off}} = 5/3$ 。

请确定:

- 电流斩波期间的最小和最大电流值 i_{\min} 、 i_{\max} ;
- 求转矩表达式, 并绘制其曲线。

解答:

a) 为了求得 i_{\min} 和 i_{\max} , 必须应用式 (11-14) 的约束 $i(t = t_{\text{on}}) = i_{\max}$, 以及式 (11-16) 的约束 $i(t' = t_{\text{off}}) = i_{\min}$:

$$i_{\max} = \frac{(300 - 48)}{2 \times 0.1} (1 - e^{-0.5 \times 10^{-3} \times 0.1 / (0.5 \times 10^{-3})}) + i_{\min} e^{-0.5 \times 10^{-3} \times 0.1 / (0.5 \times 10^{-3})} \quad (11-19)$$

注意 $t_{\text{on}}(\text{ms})$ 、 $t_{\text{off}}(\text{ms})$ 分别为

$$t_{\text{on}} = 0.5, t_{\text{off}} = 0.3 \quad (11-20)$$

根据式 (11-17), 有:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 10^{-2}} = 10^5; \alpha_1 = \frac{0.1}{2 \times 0.5 \times 10^{-3}} = 100 \quad (11-21)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha_1^2} = \sqrt{10^5 - 100^2} = 300 \quad (11-22)$$

$$\phi = \tan^{-1}(300/100) = 71.56^\circ \quad (11-23)$$

$$i_{\min} = -\frac{(300 + 48)}{2 \times 300 \times 0.5 \times 10^{-3}} \times e^{-100 \times 0.3 \times 10^{-3}} \times \sin(300 \times 0.3 \times 10^{-3}) - i_{\max} \times \frac{316.22}{300} \times e^{-100 \times 0.3 \times 10^{-3}} \times \sin(300 \times 0.3 \times 10^{-3} - 71.56 \times \pi/180) \quad (11-24)$$

根据式 (11-19) 和式 (11-24), 可算得 $I_{\max}(\text{A})$ 和 $I_{\min}(\text{A})$ 为

$$I_{\max} = 186.77 \quad I_{\min} = 73.90 \quad (11-25)$$

平均电流 $I_0(\text{A})$ 为

$$I_0 = (I_{\max} + I_{\min})/2 \approx 130$$

b) 平均转矩 T_{av} 为

$$T_{av} = \frac{2E_0 I_0}{\frac{\omega_r}{p}} = \frac{2 \cdot 48 \cdot 130}{2 \cdot \pi \cdot \frac{10}{1}} = 198.72 \text{ Nm} \quad (11-26)$$

由式 (11-18) 可知, 瞬时转矩中包含有跟电流表达式 (11-14)、式 (11-16) 一样的脉动, 如图 11-11 所示。

需要注意的是, 在题目给定的速度下, $E_0 \ll V_d$, 由于斩波频率较低, 因此电流和转矩的脉动较大。

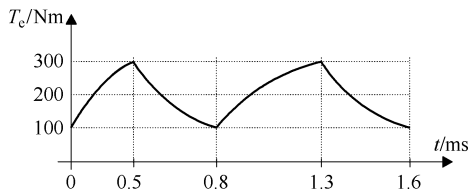


图 11-11 由于电流斩波引起的转矩脉动

增大斩波频率将降低这种脉动。为了使电流误差带宽 ($I_{\max} - I_{\min}$) 保持在合理的限度内, 斩波频率应随转速变化 (低速时采用较高的频率, 中速时采用较低的频率)。尽管电动机的转速不会随着电流斩波引起的高频转矩脉动而脉动, 但电流斩波会产生磁密脉动, 从而产生显著的附加铁耗和铜耗 (因为只有平均电流 I_0 才是有用的)。

11.3.4 实际性能

前面的分析都没有考虑换相的瞬态过程, 即忽略了电流的重叠。实际上, 这种电流重叠也会引起显著的转矩脉动, 其脉动频率为 $6\omega_r$, 这要比电流斩波引起的脉动转矩频率低得多, 如图 11-12 所示。为了考虑其影响, 需要进行完整的仿真或试验^[3]。

当某两相换相时, 另外一相正常导通的电流中会出现一些电流尖峰, 如图 11-12 中的点 A 和点 B 所示。

在图 11-11 和图 11-12 的转矩脉动波形中, 并没有绘出零电流时由开槽及转子永磁体引起的齿槽转矩。在高性能的传动中, 需要采用特殊措施, 以将齿槽转矩降低到小于额定转矩的 2%~5%。

在低速下可以进行电流斩波, 来逼近给定的电流。在高速下, 不再需要电流斩波来限制电流, 此时, 每半个周期只有一个电流脉冲。随着速度的继续升高, 实际电流将无法达到需要的电流, 即电流控制器出现了饱和现象, 如图 11-13 所示。

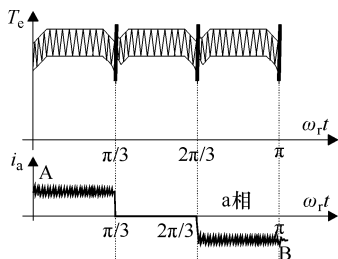


图 11-12 换相引起的转矩脉动

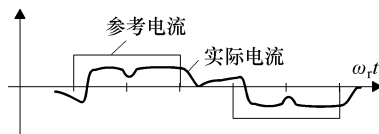


图 11-13 高速时的电流波形

当超前角为零时 ($\alpha_a = 0$), 由于电流的建立需要时间, 所以实际电流会出现延迟, 即当电动势与参考电流同相时, 实际电流会滞后于电动势, 从而引起转矩的进一步降低。

11.3.5 扩展转矩—速度范围

对于 BLDC 传动来讲, 扩展转矩—速度范围的一个办法是, 根据速度的高低, 来选择换相超前的角度 α_a , 使电流超前换相, 从而使电流在电动势出现以前快速地升上去 (假定永磁体的极弧角 $\alpha_{PM} < 150^\circ \sim 160^\circ$)。

对于 120° 导通方式来讲, 超前角 α_a 的一个近似估算方法是, 把电流由 0 到 I 的变化看成是线性上升的^[4], 即

$$(\alpha_a)_{120^\circ} = \omega_r \frac{L_s I}{V_{dc}}; \omega_r = 2pn\pi \quad (11-27)$$

式中, n 为转子每秒钟的转速, 单位为 r/s。

若将电流从 120° 导通 (两相同时工作) 切换到 180° 导通 (三相同同时工作), 则可以在更高的转速下输出转矩。在这种情况下, 电流的波形会发生变化, 当电流存在超前时尤甚, 如图 11-14 所示。

在 180° 导通的场合, 可以将电动势看成梯形波, 这是符合实际的。

为了计算高速下 180° 导通的超前角, 可以假定电动势和电流为正弦变化^[4], 从而得到:

$$(\alpha_a)_{180^\circ} = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_r L_s}{r_s} \right) \quad (11-28)$$

参考文献 [3, 4] 已经阐明, 从低速到基速之间, 120° 导通方式较为有利, 而在高速下, 则是带超前角的 180° 导通方式较为有利, 如图 11-15 所示。

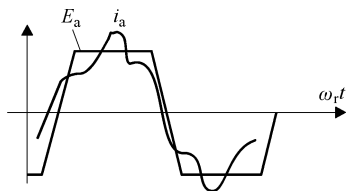


图 11-14 高速下存在超前角时的 180° 导通

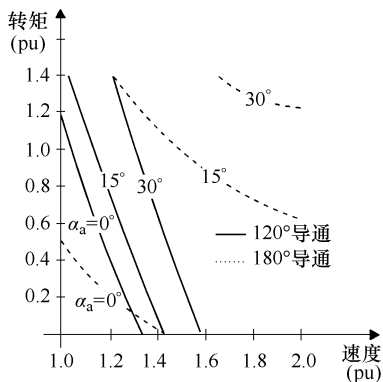


图 11-15 不同超前角 α_a 的转矩—转速曲线

为了充分利用 BLDC 传动的转矩—转速能力,需要在 120° 导通和 180° 导通方式之间进行平滑的切换。

例 11-2 BLDC 传动的数字仿真。



这里给出一个永磁 BLDC 传动的仿真结果。根据第 10 章式 (10-6), 电动机的方程为

$$L_s \cdot s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a(\theta_{er}) \\ e_b(\theta_{er}) \\ e_c(\theta_{er}) \end{bmatrix} \quad (11-29)$$

其中两相导通时的相绕组等效电感 L_s 为

$$L_s = L_a + M \quad (11-30)$$

式中, L_a 、 M 分别为自感和互感。引入直流母线的零点 (0) 作为电位参考点, 则星形联结 (中点 n 不引出) 的三相绕组电压为

$$\begin{cases} V_a = V_{a0} - V_{n0} \\ V_b = V_{b0} - V_{n0} \\ V_c = V_{c0} - V_{n0} \end{cases} \quad (11-31)$$

式中, V_{a0} 、 V_{b0} 、 V_{c0} 是三相端口到零点的电压, 可以很容易地用直流母线电压和逆变器的状态来表示; V_{n0} 是中点 n 的电位:

$$V_{n0} = [(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) - (e_a + e_b + e_c)]/3 \quad (11-32)$$

在 MATLAB/Simulink 环境中对这个传动系统进行了仿真。电动机的模型集成在模块 PM_SM 中。

做不同仿真项目时, 电动机参数的更改相当简单。只需点击相应的模块, 就会出现一个对话框, 修改其缺省值即可改变模块的参数。

该传动系统的仿真文件包括 PI 速度控制器 ($K_i = 20$ 、 $T_i = 0.05s$)、参考电流计算模块、滞环控制器和电动机模块等。我们的目的是要检验系统在起动、负载扰动及速度反转时的行为。电动机在给定的速度下运行, 相电流作为转子位置的函数, 由滞后控制器调节, 被限制在给定的滞环宽度内, 围绕着参考电流变化。

积分步长的缺省值为 $50\mu s$, 可以在 Simulink 的仿真/参数 (Simulation/Parameters) 菜单命令中进行修改。

为了查看各个模块的结构, 可以使用 Options (选项)/Unmask (打开封装) 菜单命令来打开它们的封装。每个封装的模块都有一个简明的帮助窗口, 用于模块的描述, 可在 inputs (输入)/outputs (输出)/parameters (参数) 菜单命令中打开。

传动系统的仿真模块结构如图 11-16 所示, 电动机的模块框图如图 11-17 所示。

本仿真所用的传动系统及电动机的参数为: $V_{dc} = 220V$, $2p = 2$, $r_s = 1\Omega$, $L_s = 0.02H$, $M = -0.006667H$, $J = 0.005kgm^2$, $K = 0.763$, 滞环宽度 $hb = 0.2$ 。

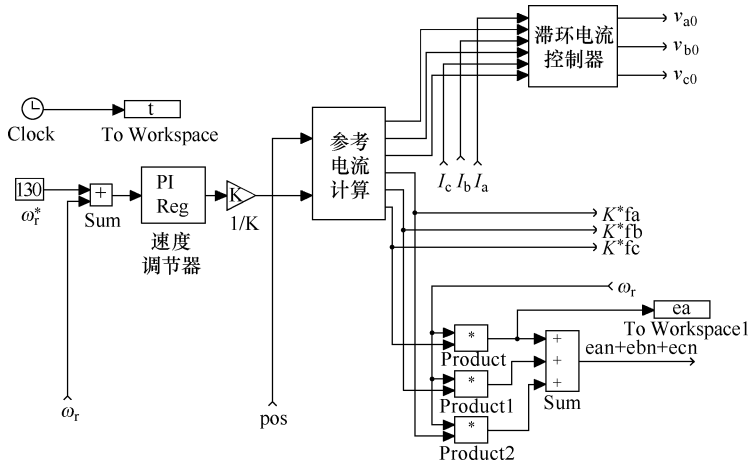


图 11-16 BLDC 的矩形波电流驱动控制器

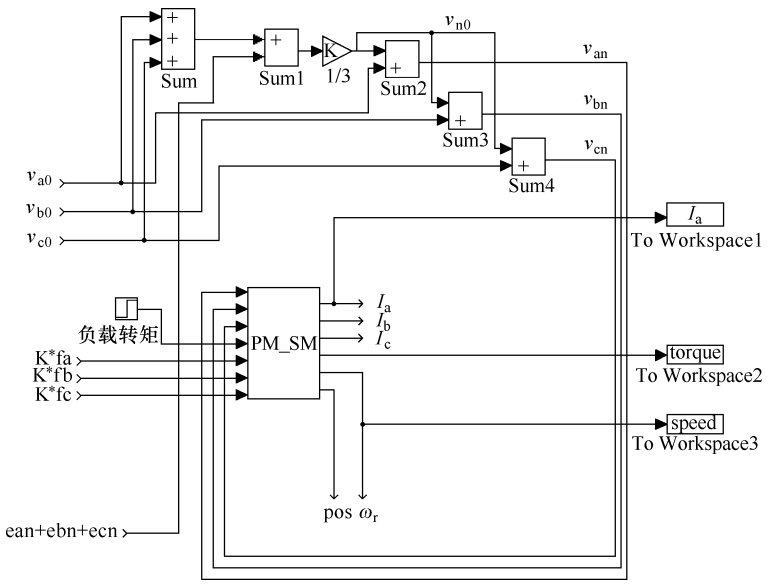


图 11-17 BLDC 电动机模块框图

图 11-18 ~ 图 11-21 给出了系统依次经过起动、在 0.2s 时加载 6Nm、在 0.4s 时卸载、在 0.5s 时速度反转、在 0.8s 时再次加载 6Nm 等过程的速度响应 (见图 11-18)、转矩响应 (见图 11-19)、电流响应 (见图 11-20), 以及电势波形 (见图 11-21)。

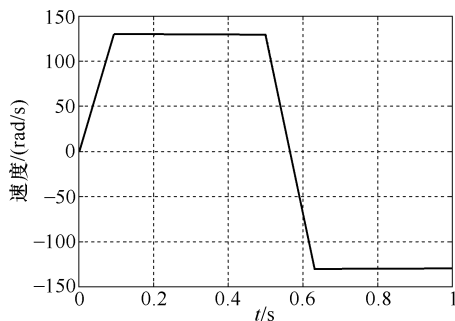


图 11-18 速度瞬态响应

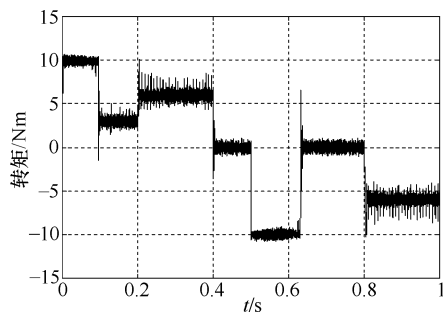
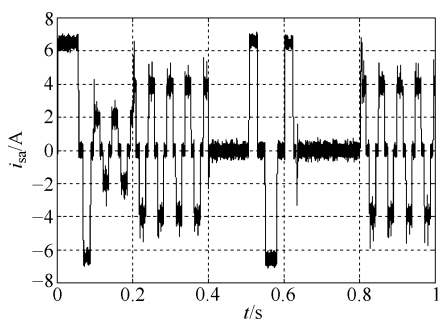
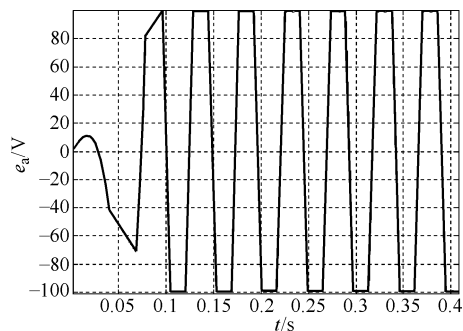


图 11-19 转矩响应

图 11-20 电流波形 (i_a)图 11-21 感应电压波形 (e_a)

为了方便参考，下面的清单 1 给出了部分仿真程序的细节：

清单 1：

```
function[ sys, x0 ] = blde0( t,x,u,flag,K)
if flag == 3,
% Inputs: position, speedcontroller output/K (reference current amplitude);
sq3 = 1.732050808;
pos = u(1);
ir = u(2);
sq = 0.866025;
per = fix( pos/2/pi ) * 360;
% Sector selection from 0 degrees (0-60;60-120...);
if( sin( pos ) < sq3/2 ) & ( cos( pos ) > 0.5 ) & ( sin( pos ) >= 0 ), iar = ir;ibr = -ir;icr = 0;fa = 1;fb = -1;fc = ( ( per - pos * 180/pi )/30 + 1 );end;
if( sin( pos ) > sq3/2 ) & ( abs( cos( pos ) ) < 0.5 ), iar = ir;ibr = 0;icr = -ir;fa = 1;fb = ( ( pos * 180/pi - 60 - per )/30 - 1 );fc = -1;end;
if( sin( pos ) < sq3/2 ) & ( cos( pos ) < -0.5 ) & ( sin( pos ) >= 0 ), iar = 0;ibr = ir;icr = -ir;fa = ( ( per + 120 - pos * 180/pi )/30 + 1 );fb = 1;fc = -1;end;
```

```

if( sin(pos) > -sq3/2 ) & ( cos(pos) < -0.5 ) & ( sin(pos) < 0 ), iar = -ir; ibr = ir; icr =
0; fa = -1; fb = 1; fc = ( ( pos * 180/pi - 180 - per ) / 30 - 1 ); end;
if( sin(pos) < -sq3/2 ) & ( abs( cos(pos) ) < = 0.5 ), iar = -ir; ibr = 0; icr = ir; fa =
-1; fb = ( ( per + 240 - pos * 180/pi ) / 30 + 1 ); fc = 1; end;
if( sin(pos) > -sq3/2 ) & ( cos(pos) > 0.5 ) & ( sin(pos) < 0 ), iar = 0; ibr = -ir; icr =
ir; fa = ( ( pos * 180/pi - 300 - per ) / 30 - 1 ); fb = -1; fc = 1; end;
ean = K * fa;
ebn = K * fb;
ecn = K * fc;
sys = [ iar ibr icr ean ebn ecn ];
elseif flag == 0,
x0 = [ ];
sys = [ 0 0 6 2 0 1 ];
else sys = [ ];
end

```

11.4 矢量（正弦波）控制

PMSM 的矢量控制（正弦波控制）既适合于永磁体表面安装的转子，又适合于永磁体内嵌式的转子，定子则要求为分布绕组（ $q \geq 2$ ）。

根据第 10 章，PMSM 电磁转矩的表达式为

$$T_e = \frac{3}{2}p[\lambda_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (11-33)$$

空间矢量方程（见第 10 章）为

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + j\omega_r \bar{\lambda}_s \quad (11-34)$$

$$\bar{V}_s = V_d + jV_q; \bar{i}_s = i_d + ji_q; \bar{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q \quad (11-35)$$

$$\lambda_d = \lambda_{PM} + L_d i_d; \lambda_q = L_q i_q \quad (11-36)$$

通常有 $L_d \leq L_q$ ，因此只有当 $i_d \leq 0$ 时，式 (11-33) 中的第二个转矩分量（反应式转矩）才为正。当 $i_d \leq 0$ 时， i_d 的磁动势会削弱永磁磁通，如图 11-22 所示。为了避免永磁体完全去磁，永磁通应始终占优势。

采用矢量控制的 PMSM，转子一般无阻尼绕组，因此也就没有转子电路，其直接结果是：与感应电动机不同，PMSM 的矢量控制无需电流解耦网络。

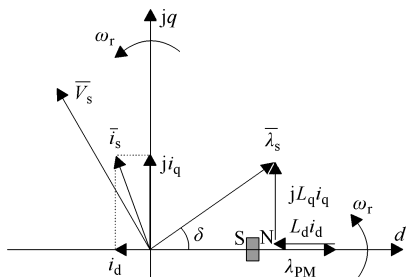


图 11-22 i_d 为负 ($i_d < 0$) 时，
永磁同步电动机的空间相量图

PMSM 的矢量控制是在 $d-q$ 坐标系中进行控制的, 然后再将 (控制运算所得的) $d-q$ 轴参考电流 (或电压) 通过矢量旋转 (反向 Park 变换) 转换到定子坐标系, 然后再用 PWM 技术由逆变器来具体实现。

11.4.1 i_d-i_q 的优化关系

由于没有了电流解耦网络, 并且速度 (或速度和位置) 控制器所需的控制指令量是参考转矩 T_e^* , 因此, 我们应该从转矩方程式 (11-33) 来选择 i_d^* 和 i_q^* 。显然, 还需要多一个方程才行。这个额外的信息可以由优化约束提供, 例如: 最大转矩每单位电流约束, 最大转矩每单位磁通约束, 或最大效率约束等。

由于传动系统在低速下电流是受限的, 在基速 ω_b 以上则是磁通受限的, 因此, 我们可以将这两条限制准则结合起来, 以获得高性能的传动。利用式 (11-34), 并按以下的步骤操作, 可使单位电流最大转矩约束准则得以实施:

$$i_s^* = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} \quad (11-37)$$

$$T_e^* = \frac{3}{2}p[\lambda_{PM} + (L_d - L_q)i_d^*] \sqrt{i_s^{*2} - i_d^{*2}} \quad (11-38)$$

求转矩对直轴参考电流的导数, 并令其等于 0, 则有:

$$2i_{di}^2 + i_{di} \frac{\lambda_{PM}}{L_d - L_q} - i_{si}^2 = 0 \quad (11-39)$$

若 $L_d = L_q$, 则从式 (11-33) 出发, 可得

$$(i_{di})_{L_d=L_q} = 0 \quad (11-40)$$

另一方面, 对于最大转矩每单位磁通控制, 因:

$$\lambda_s^* = \sqrt{(\lambda_{PM} + L_d i_{di})^2 + (L_q i_{qi})^2} \quad (11-41)$$

类似前面的处理, 可得一个关于 i_{di} 和 i_{qi} 之间的新关系式:

$$2(L_d - L_q)(\lambda_{PM} + L_d i_{di})^2 + L_q \lambda_{PM}(\lambda_{PM} + L_d i_{di}) - (L_d - L_q)\lambda_s^{*2} = 0 \quad (11-42)$$

其中:

$$\lambda_s^* \approx \frac{V_s^*}{\omega_r} \quad (11-43)$$

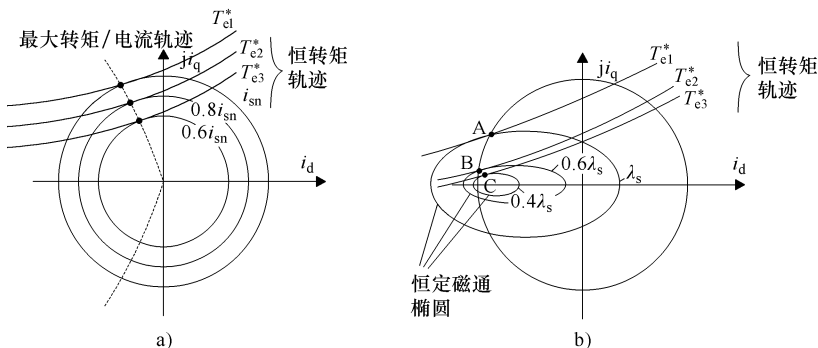
若 $L_d = L_q$, 从式 (11-33) 出发重新推算, 则由式 (11-41) 可得:

$$(i_{di})_{L_d=L_q} = -\frac{\lambda_{PM}}{L_d} \quad (11-44)$$

式 (11-44) 意味着完全抵消永磁通。不过, 永磁体仍然不会被完全去磁, 因为 $L_d i_{di}$ 中有一部分是漏磁通, 不会通过永磁体。另外请注意, 恒定电流 i_s 意味着 i_d-i_q 平面上的一个圆, 恒定定子磁通 λ_s 则意味着一个椭圆。

现在, 我们将式 (11-38)、式 (11-39)、式 (11-41) 以及式 (11-42) 表示在图 11-23 中。

由上可见, 对于任何一个参考转矩数值 T_e^* , 从以上两个优化准则中的任何一个出发, 都可以得到一组唯一的 i_d^* 和 i_q^* 值 (但有一个前提, 就是不能超过电流 i_s^* 的极限

图 11-23 i_d - i_q 轨迹a) 给定电流 i_s^* b) 给定磁通 λ_s^*

和磁通 λ_s^* 的极限)。

请注意, 从式 (11-43) 可以看出, 磁通的限制实际跟转速 ω_r 有关。因此, 转矩 T_e^* 实际上是受定子电流和磁通 (转速) 限制的 (见图 11-24a), 即

$$i_d^* = f_{d,\lambda}(T_e^*) \quad (11-45)$$

$$i_q^* = f_{q,\lambda}(T_e^*) \quad (11-46)$$

T_e^* 的上限取决于速度, 如图 11-24b 所示。

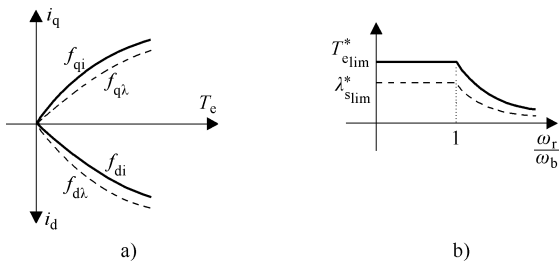


图 11-24

a) i_d - i_q 的优化关系 b) 转矩、磁通极限与转速的关系

例 11-3 一台 PMSM, $V_{sn} = 120\sqrt{2}\text{V}$, $i_{sn} = 20\text{A}$, $l_d = 0.6\text{pu.}$, 空载电压 $e_0 = 0.7\text{pu.}$, $l_q = 1.2\text{pu.}$, $n_n = 15\text{r/s}$, 极对数 $p = 1$, $r_s = 0$ 。以单位电流最大转矩准则进行控制, 若新的额定电流为 10A , 求新基速 ω_b 以及新的基速以下的转矩 T_{ei} 。

解答:

首先, 必须计算 l_d 、 l_q 、 e_0 的实际值 $L_d(\text{H})$ 、 $L_q(\text{H})$ 、 $E_0(\text{V})$:

$$L_d = l_d \cdot \frac{V_{sn}}{i_{sn} \cdot \omega_n} = \frac{0.6 \times 120\sqrt{2}}{2\pi 15 \times 20} \approx 0.0539 \quad (11-47)$$

$$L_q = l_q \cdot \frac{V_{sn}}{i_{sn} \cdot \omega_n} = \frac{1.2 \times 120\sqrt{2}}{2\pi 15 \times 20} \approx 0.1077 \quad (11-48)$$

$$E_0 = e_0 \cdot V_{sn} = 0.7 \times 120\sqrt{2} = 118.44 \quad (11-49)$$

永磁磁通 $\lambda_{PM}(\text{Wb})$ 为

$$\lambda_{PM} = \frac{E_0}{\omega_b} = \frac{118.44}{2\pi 15} = 1.257 \quad (11-50)$$

利用式 (11-39) 和式 (11-50), 得:

$$2i_{di}^2 + i_{di} \cdot \frac{1.257}{0.0539 - 0.1077} - 10^2 = 0 \quad (11-51)$$

$$i_{di} = -3.645 \quad (11-52)$$

$$i_{qi} = \sqrt{100 - 3.645^2} = 9.312 \quad (11-53)$$

相应的转矩 T_{ei} (Nm) 为

$$\begin{aligned} T_{ei} &= \frac{3}{2} p [\lambda_{PM} + (L_d - L_q) i_d] \cdot i_q \\ &= \frac{3}{2} \times 1 \times [1.257 + (0.0539 - 0.1077) \times (-3.645)] \times 9.312 = 20.3 \end{aligned} \quad (11-54)$$

现在, 求该转矩可以达到的最大速度:

$$\begin{aligned} \lambda_{di} &= \lambda_{PM} + L_d i_d = 1.257 + 0.0539 \times (-3.645) = 1.06 \\ \lambda_{qi} &= L_q i_q = 0.1077 \times 9.312 = 1.00 \end{aligned} \quad (11-55)$$

$$\lambda_{si} = \sqrt{\lambda_{di}^2 + \lambda_{qi}^2} = \sqrt{1.06^2 + 1.00^2} = 1.457 \quad (11-56)$$

因此, 在额定电压下 (逆变器的最大电压), 新的基速 ω_b (rad/s) 为

$$\omega_b = \frac{V_{sn}}{\lambda_{si}} = \frac{120\sqrt{2}}{1.457} = 116.108 \quad (11-57)$$

$$n_b = \frac{\omega_b}{2\pi p} = \frac{116.108}{2\pi \times 1} = 18.454 \text{ r/s} \approx 1110 \text{ r/min} \quad (11-58)$$

类似地, 可以用最大转矩每单位磁通准则, 来处理基速以上的情况。

注意: 想在新的基速以上继续输出 T_{ei} 数值的转矩是不可能的, 因为在新基速的时候就已经没有任何额外的电压可供加速了。

以上介绍的只是永磁同步电动机调速传动中的一个小议题, 但也足以说明高性能传动系统设计上的复杂性。

11.4.2 间接矢量电流控制

间接矢量电流控制实际上意味着: 先利用预先算好的 $f_{d, \lambda}$ 和 $f_{q, \lambda}$ 和电磁转矩 T_e 之间的关系, 即式 (11-45) ~ 式 (11-46), 来产生 d - q 轴参考电流 i_d^* 、 i_q^* ; 然后再利用 Park 变换和参考相电流控制器, 来产生逆变器所需的 PWM 驱动信号。间接矢量控制需要使用转子位置传感器来提供位置和速度反馈信号, 如图 11-25 所示。

跟感应电动机的控制一样, 也可以用转子坐标系中的直流电流控制器来代替交流电流控制器, 以改善性能, 尤其是改善高速时的性能。从原理上讲, 虽然直接矢量控制也有可能实现, 但却很不实用 (除非采用无传感器控制)。

11.4.3 间接电压和电流矢量控制

大家知道, 随着速度的升高, 电动势也会增大, 从而导致电流的动态过程变慢, 这种效应是矢量电流控制所无法应对的。使用定子电压方程对电压进行解耦, 可以解

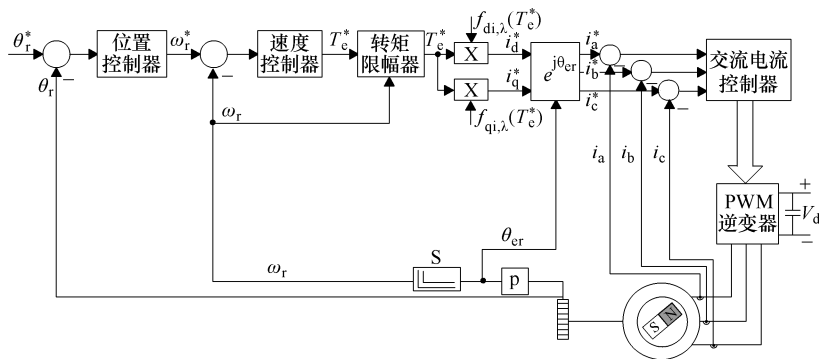


图 11-25 PMSM 的间接矢量电流控制

决以上问题：

$$V_d^* = (r_s + sL_d) i_d^* - \omega_r L_q i_q^* \quad (11-59)$$

$$V_q^* = (r_s + sL_q) i_q^* + \omega_r (\lambda_{PM} + L_d i_d^*) \quad (11-60)$$

式 (11-59) ~ 式 (11-60) 中的第一项可以用直流电流控制器来替换，因此仅需对运动电动势项进行前馈。然后再进行开环 PWM 控制，驱动 PWM 逆变器产生电动机端口所需的相电压，如图 11-26 所示。

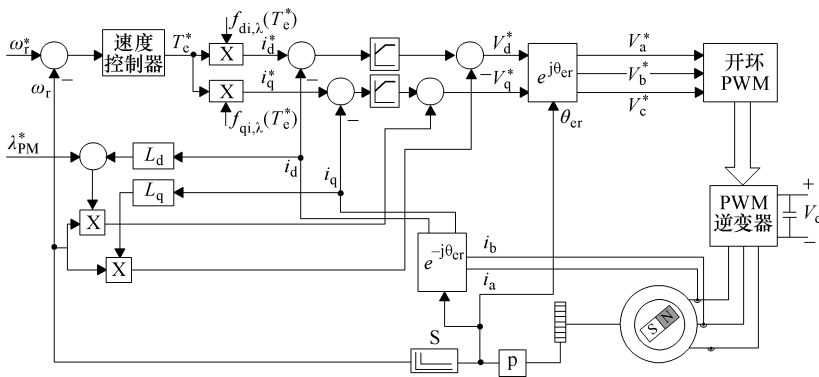
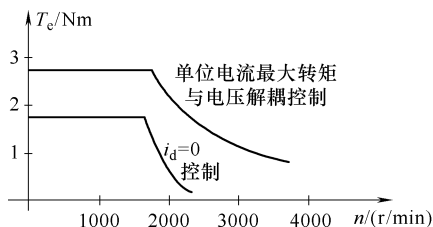


图 11-26 采用 d-q 轴（直流）电流控制器的 PMSM 间接电压和电流矢量控制

显然，开环（电压）PWM 控制必须注意电压的极限：

$$(V_d^*)^2 + (V_q^*)^2 \leq V_{sn}^2 \quad (11-61)$$

这个方法中，在低速时主要是电流控制器起主要作用，在高速时，则是电压解耦器起主要作用。参考文献 [5] 利用这一方法，并基于 \$f_{di}\$、\$f_{qi}\$（即单位电流最大转矩准则），获得了如图 11-27 所

图 11-27 $i_d=0$ 控制、单位电流最大转矩与电压解耦控制二者的转矩—转速极限范围对比

示的转矩—转速极限包络线结果,可见,相对 $i_d = 0$ 控制,这一方法的转矩—转速极限范围得到了显著扩大。

注意:也可以基于 d 轴控制器的饱和程度,按给定的时间间隔对 i_q 控制器进行去饱和处理,来解决间接电流矢量控制的电动势补偿问题^[6]。这样得到的结果跟图 11-27 类似,但所需的在线计算时间却少得多。

11.4.4 快速响应的 PMSM 传动: 永磁体面贴转子 PMSM 的预测控制

前面介绍的主要是永磁体内嵌式 PMSM (IPMSM) 的矢量控制。由于 IPMSM 的 L_q 相当高,因此,至少其 i_q 的响应要比感应电动机传动的慢很多。永磁体面贴转子 PMSM 则不同,其 $L_d = L_q = L_s$, 且数值很小,因而可以获得快速的电流(和转矩)响应。

由于电流增量 $\Delta \bar{i}_s$ 可表示为

$$\Delta \bar{i}_s(t) \approx \frac{\bar{V}_s - \bar{E}}{L_s} \Delta t$$

$$\Delta \bar{i}_s = \bar{i}_s^* - \bar{i}_s \quad (11-62)$$

因此,电流控制器的误差 $\Delta \bar{i}_s$ 和估算的电动势空间矢量 \bar{E} 一起,可以用来计算所需的定子电压矢量(可称作定子电压矢量的预测值),然后再利用开环 PWM 技术来控制传动系统。

这种经典的方法^[7]在采用位置传感器(位置编码器)的时候,结果如图 11-28 所示,其效果令人惊讶。

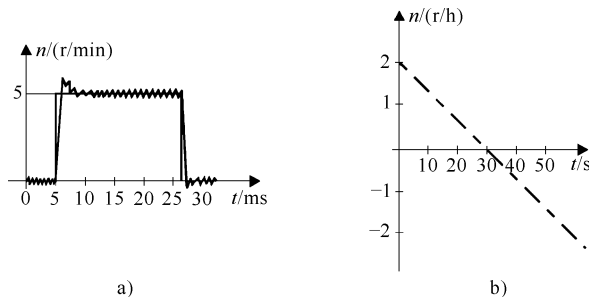


图 11-28 低速时的速度响应

a) 速度的阶跃响应 b) 超低速时,线性变化的速度响应

它通过采用特殊措施,将总转矩脉动降低到额定转矩的 1.5% 以下,在超低速下实现了速度随时间的线性变化,如图 11-28b 所示^[7]。

例 11-4 数字仿真: 间接矢量交流电流控制。

针对例 11-3 中的 PMSM 电动机,利用图 11-25 的间接矢量电流控制系统,进行数字仿真。

仿真在 MATLAB/Simulink 下实现。电动机的模型集成在 PM_SM 模块中,如图 11-31 所示。

当需要对仿真的传动系统作出更改时,电动机参数的更改十分简单。只需点击相应的模块,就会出现一个对话框,修改其缺省值即可改变模块的参数。



电流分量 (i_d^* 和 i_q^*) 的参考值由转矩—电流准则的表达式 (11-39) 提供。也可以修改速度调节器 (PI 调节器) 的参数 (包括放大系数和积分时间常数), 来分析系统的行为。仿真模型中有一个换相频率模块, 用来控制换相频率, 以满足采样准则。积分步长可以在 Simulink 的菜单命令 Simulation (仿真)/Parameters (参数) 中进行修改。

为了查看各个模块的结构, 可以使用菜单 Options (选项)/Unmask (打开封装) 来打开它们的封装。模块 abc_to_alfabeta 和模块 alfabeta_to_dq 的功能是进行坐标变换。

该电气传动系统的模块结构图如图 11-29 ~ 图 11-31 所示。

本仿真所用的电动机参数为 $P_n = 900\text{W}$, $U_n = 220\text{V}$, $2p = 4$, $n = 1700\text{r/min}$; $I_n = 3\text{A}$, $\lambda_{PM} = 0.272\text{Wb}$, $r_s = 4.3\Omega$, $L_d = 0.027\text{H}$, $L_q = 0.067\text{H}$, $J = 0.00179\text{kgm}^2$ 。

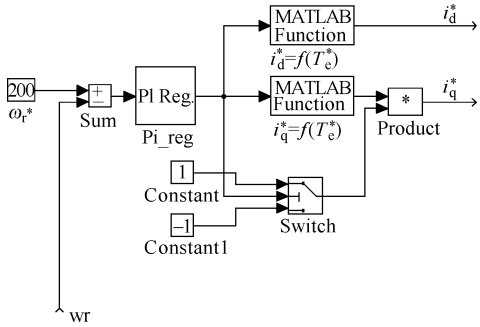


图 11-29 参考值 i_d^* 、 i_q^* 生成模块

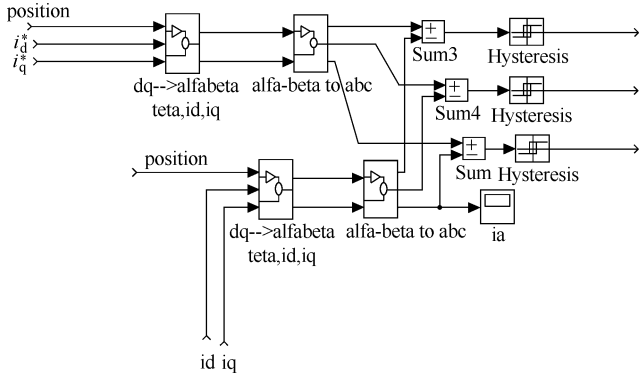


图 11-30 交流电流控制器

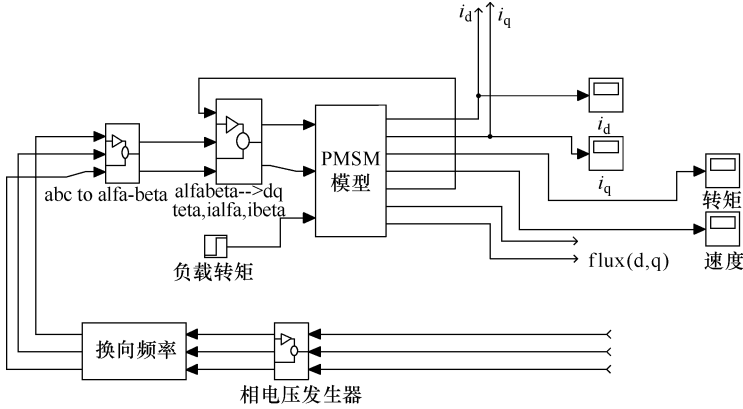


图 11-31 PMSM 系统模块图

起动以及在 0.4s 处施加 2Nm 负载转矩时, 相关的波形如图 11-32 (速度响应)、图 11-33 (转矩响应)、图 11-34 (电流波形) 所示。

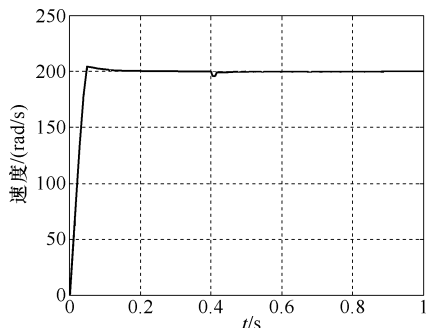


图 11-32 速度动态响应

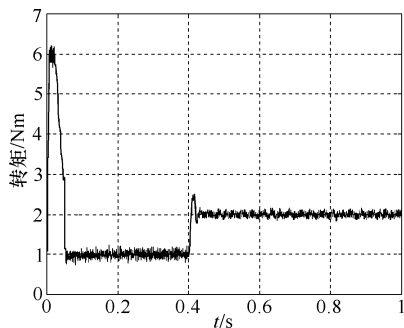


图 11-33 转矩响应

单位电流最大转矩控制时, d - q 轴参考电流与转矩的关系如图 11-35 所示。

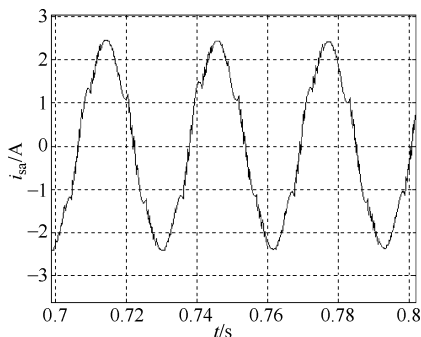


图 11-34 稳态时的电流波形 (i_a)

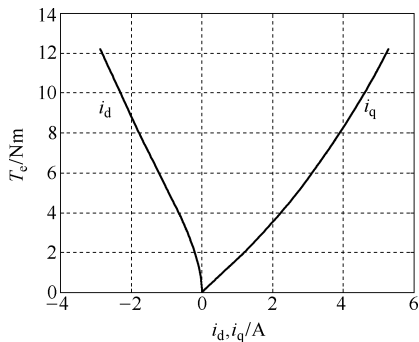


图 11-35 d - q 轴电流与转矩的关系曲线

例 11-5 数字仿真: PMSM 的间接矢量直流电流控制。

仿真在 MATLAB/Simulink 下实现, 仿真模型如图 11-36, 图中的 d - q 轴电流误差控制着 2D 开关表, 根据逆变器的需要, 产生恰当的电压矢量。电动机的模型则集成在图 11-37 中的 PM_SM 模块里。

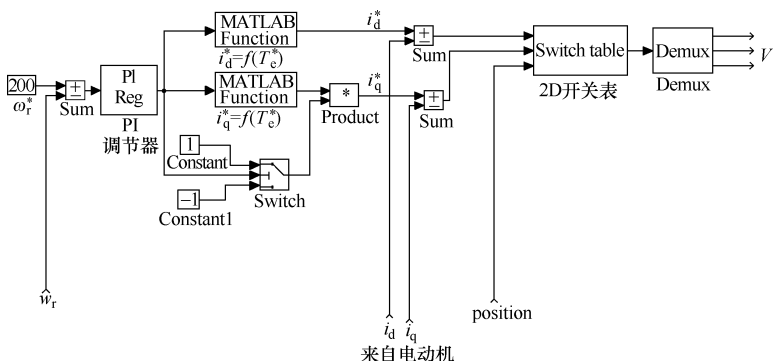


图 11-36 间接矢量直流电流控制器

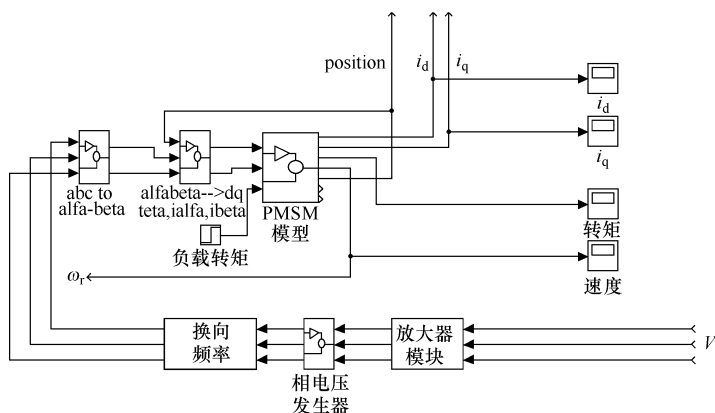


图 11-37 PMSM 系统模块图

进行不同任务的仿真时,电动机参数的修改相当简单。只需点击相应的模块,就会出现一个对话框,修改其缺省值即可改变模块的参数。

电流分量 (i_d^* 和 i_q^*) 的参考值由转矩—电流准则的表达式 (11-39) 提供。这部分的仿真功能由清单 2 所列的 MATLAB 程序来实现,参考电流与转矩的关系如图 11-38 所示。

可以修改速度调节器 (PI 调节器) 的参数 (包括放大系数和积分时间常数) 来分析系统的行为。仿真模型中有一个换向频率模块,用来控制换向频率,以满足采样准则。积分步长可以在 Simulink 的菜单命令 Simulation (仿真)/Parameters (参数) 中进行修改。

为了查看各个模块的结构,可以使用菜单 Options (选项)/Unmask (打开封装) 来打开它们的封装。模块 abc_to_alfabeta 和模块 alfabeta_to_dq 的功能是进行坐标变换。

本仿真所用的电动机参数为: $P_n = 900\text{W}$, $U_n = 220\text{V}$, $2p = 4$, $n = 1700\text{r/min}$; $I_n = 3\text{A}$, $\lambda_{PM} = 0.272\text{Wb}$, $r_s = 4.3\Omega$, $L_d = 0.027\text{H}$, $L_q = 0.067\text{H}$, $J = 0.000179\text{kgm}^2$ 。

起动和在 0.4s 时施加 2Nm 负载转矩时,对应的曲线如图 11-39 (速度响应)、图 11-40 (转矩响应)、图 11-41 (i_d 波形) 和图 11-42 (i_q 波形) 所示。

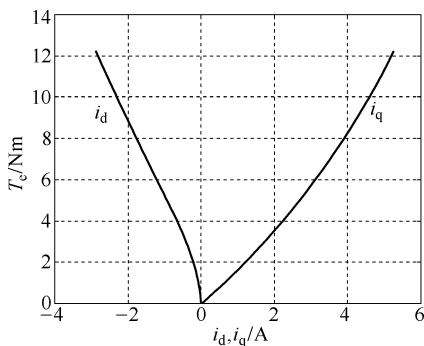


图 11-38 采用单位电流最大转矩准则时, 电流 i_d 、 i_q 的参考值与转矩的关系

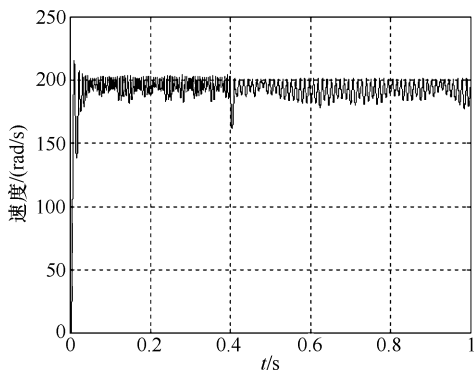


图 11-39 速度瞬态响应

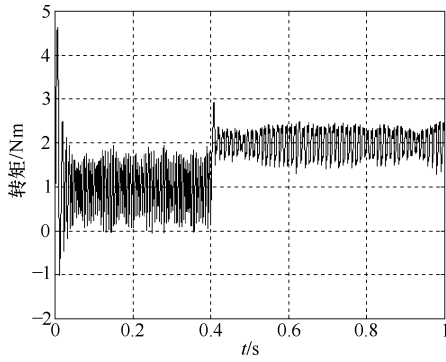
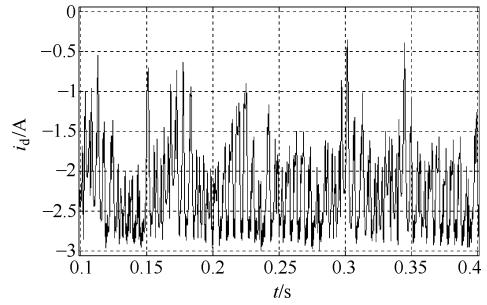
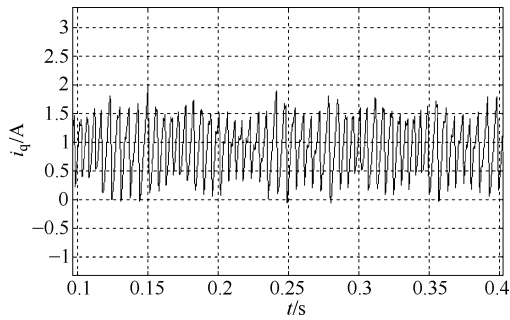


图 11-40 转矩响应


 图 11-41 稳态时的电流波形 (i_d)

 图 11-42 稳态时的电流波形 (i_q)

清单 2:

% This program creates the table for $id^* = f(Te^*)$ and $iq^* = f(Te^*)$.

% Variable definition

clear;

IPM=0.272;

Ld=0.027;

Lq=0.067;

p1=4;

Isn=6;

k=1;

for is=0:0.1:Isn

p=[2*IPM/(Ld-Lq)-is*is];

R=roots(p);

if (R(1)<R(2)), id=R(1);

else

id=R(2);

```

end
iq1 = sqrt( is * is - id * id );
iq2 = -iq1;
Te1 = 1.5 * p1 * (LPM + (Ld - Lq) * id) * iq1;
Te2 = -Te1;
Vid(k) = id;
Viq1(k) = iq1;
Viq2(k) = iq2;
VTe1(k) = Te1;
VTe2(k) = Te2;
i = is;
k = k + 1;
end
M1 = [ VTe1; Vid ]';
M21 = [ VTe1; Viq1 ]';
M22 = [ VTe2; Viq2 ]';
plot( Vid, VTe1, ' - ', Viq1, VTe1, ' - g' )
xlabel( 'id, iq' )
ylabel( 'Te' )
title( 'Variation of Id & Iq with Te' )

```

11.5 PMSM 的直接转矩和磁通控制

跟在感应电动机传动中介绍的一样，PMSM 的 DTFC 控制意味着：直接去触发 PWM 电压源逆变器的某个电压矢量（或电压矢量的某个组合），施加到 PMSM 端口上，从而实现直接的转矩和定子磁通的控制。

PMSM 的 DTFC 控制系统的一般配置如图 11-43 所示。

优化开关表（TOS）的生成原则是这样的：定子磁链空间矢量的增量位于所施加的电压空间矢量的方向上，即

$$\bar{\lambda}_s \approx \bar{\lambda}_{s0} + \bar{V}(i) \cdot T \quad (11-63)$$

当需要增大转矩时，应让磁链矢量沿着转子运动的方向前进。而磁链的增大则意味着 $\bar{V}(i)$ 到 $\bar{\lambda}_{s0}$ 的投影为正（或二者首尾相连时的夹角大于 90° ）。因此，必须基于起始磁链矢量所在的 60° 宽的扇区（ θ_i ），选择适当的电压矢量来满足以上的要求，如图 11-44 所示。

整个优化开关表（TOS）跟感应电动机的是一样的，就是第 9 章的表 9-2。由于对 TOS 的访问是以固定的频率进行的，因此也就要求开关频率恒定。

在低速下，由于选定的非零矢量的持续时间短，零矢量持续的时间长，因此，让

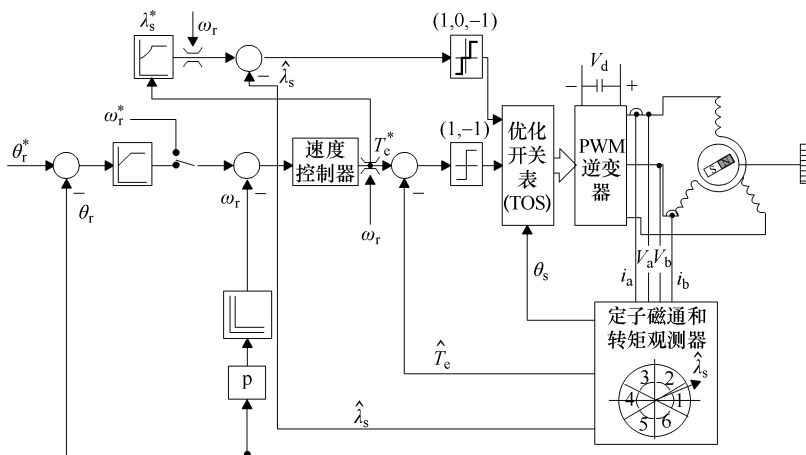


图 11-43 PMSM 的 DTFC 控制系统

所有电压矢量都持续同样的（恒定的）时长 $T = 1/f_c$ 并不是恰当的做法。

为此，可以使用速度来决定非零矢量导通的时长 T_{on} ，只要确定出时长落在 $T_{min} < T_{on} < T$ 的范围内即可（其中 T_{min} 为允许的最小导通时间）。另外，如果能够估算出定子磁链的精确位置 $\hat{\theta}_s$ ，那么就可以预测出所需的电压矢量 \bar{V}_s^* ，即

$$\bar{V}_s^* = r_s \bar{i}_s^* + \Delta \bar{\lambda}_s / T \quad (11-64)$$

这要求提供磁链空间矢量的增量（不仅是增量的幅值，还包括方向）。一旦算得 \bar{V}_s^* ，就可以利用空间矢量调制技术，来计算相邻电压矢量 $V(i)$ 、 $V(i+1)$ 的作用时长 t_1 、 t_2 ，以及零矢量 V_0 （和 V_7 ）的作用时长 t_0 ：

$$\bar{V}_s^* = \bar{V}(i) \cdot t_1 + \bar{V}(i+1) \cdot t_2 + V_0 \cdot t_0 \quad (11-65)$$

$$t_0 + t_1 + t_2 = T \quad (11-66)$$

这样一来，就可以在固定的换相频率下，获得平滑的转矩和磁链控制。图 11-43 中所需的磁链—转矩关系是直接从单位电流最大转矩以及单位磁通最大转矩准则推导出来的。

此外，为了保证电流和电压在可获得的极限范围内，需利用速度来限制最大参考磁通和转矩。

DTFC 控制中的一个关键环节是如图 11-45 所示的定子磁通和转矩观测器，这是 DTFC 控制简单而鲁棒所需付出的代价。

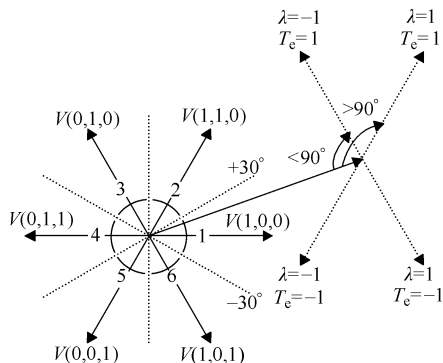


图 11-44 当起始磁链位于第一扇区时，电压矢量的选择

11.5.1 定子磁通和转矩观测器

一般都假定定子电流 i_a 、 i_b 及电压 V_a 、 V_b （或直流母线电压 V_d ）是测得的。此外，在所有高性能的传动中，还需要一个编码器来提供转子位置 θ_r 和速度反馈^[8]。在感应电动机传动中曾经考虑过的那些观测器也可以用在里，其中的电压—电流模型、全阶观测器、Kalman 滤波器以及模型参考自适应系统等闭环配置的观测器在我们这里比较实用。

下面对电压—电流闭环观测器做稍微详细的介绍。

定子坐标系中的电压模型为

$$\frac{d\bar{\lambda}_{sv}^s}{dt} = \bar{V}_s - r_s \bar{i}_s^r \quad (11-67)$$

转子坐标系中的电流模型为

$$\bar{\lambda}_{dq} = \bar{\lambda}_{si}^r = L_d \bar{i}_d + \lambda_{PM} + jL_q \bar{i}_q; \quad \bar{i}_{dq}^r = \bar{i}_s^r = \bar{i}_d + j\bar{i}_q \quad (11-68)$$

转子坐标系中的电流 \bar{i}_s^r 为

$$\bar{i}_s^r = \bar{i}_s^s e^{-j\theta_{er}} \quad (11-69)$$

将定子磁链 $\bar{\lambda}_{si}^r$ 转换回定子坐标系中，得：

$$\bar{\lambda}_{si}^s = \bar{\lambda}_{si}^r e^{j\theta_{er}} \quad (11-70)$$

由上可知，在低频下，定子电阻的误差及积分漂移显然会降低电压模型的性能。而电流模型则会受位置误差以及磁饱和引起的参数失调的影响，不过它的优点是可以从零速（零频率）开始工作。

基于以上原因，我们可以设计一个带 PI 补偿器的组合模型，在低速下由电流模型起主导作用，在高速下则由电压模型取代电流模型的工作，如图 11-45 所示。

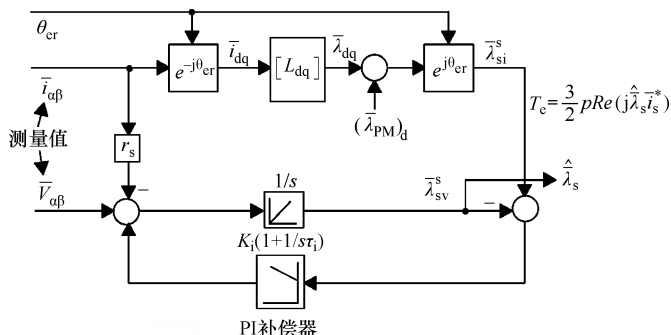


图 11-45 基于定子电压和电流的定子磁通观测器

PI 补偿器在组合模型中起着切换的作用。切换的频带由 K_i 和 τ_i 来确定， K_i 和 τ_i 的恰当选择则基于所选的观测器负实数极点 ω_1 和 ω_2 ^[9]：

$$K_i = -(\omega_1 + \omega_2); \quad \tau_i = \frac{|K_i|}{\omega_1 \omega_2} \quad (11-71)$$

ω_1 和 ω_2 的典型数值为: $\omega_1 = -(3 \sim 10) \text{ rad/s}$, $\omega_2 = -(3 \sim 10) |\omega_1|$ 。

参考文献 [9] 给出了 PMSM 的 DTFC 传动系统在低速下的速度响应和转矩响应的曲线, 如图 11-46 所示。该文献采用上述基于定子电压和电流模型的磁通和转矩观测器来估算磁通和转矩, 采用滑模速度控制器来控制速度, 有关参数为 $L_d = 4.1 \text{ mH}$, $L_q = 8.2 \text{ mH}$, $\lambda_{PM} = 0.2 \text{ Wb}$, $r_s = 0.6 \Omega$, $J = 0.005 \text{ kgm}^2$, 极对数 $p = 4$, $f_c = 10 \text{ kHz}$, $V_d = 200 \text{ V}$, $T_{\text{emax}} = 12 \text{ Nm}$; 磁通和转矩滞环的环宽分别为 0.5% 和 1%。

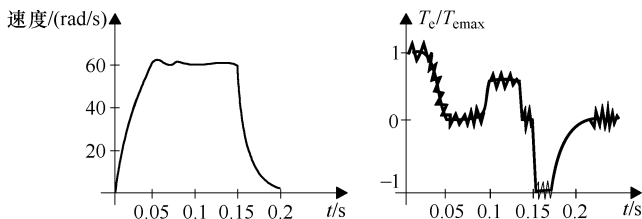


图 11-46 PMSM 采用 DTFC 控制时, 低速下的速度、转矩动态响应

由图 11-46 可见, 转矩的控制十分快速, 其数值是根据图 11-45 中的公式, 很简单地由磁通和电流算出来的; 速度则没有超调, 这一点应归功于速度滑模控制器的使用。

由于 PMSM 的 DTFC 控制不仅提供了良好的低速和高速运行性能, 而且比矢量电压和电流控制更为简单和鲁棒, 因此是后者的强劲竞争对手。

11.6 PMSM 的无传感器控制

对于调速范围需求小于 100:1 的调速传动场合, 实现 PMSM 的无传感器控制是一个很现实的需求。这可以降低硬件成本, 提高机械可靠性。而对于高性能的传动——调速范围大于 100:1 的场合以及精确位置控制的场合, 则仍然需要运动传感器来进行反馈。然而, 不幸的是, 即使是在仅需速度控制的场合, 对 PMSM 进行矢量控制也离不开转子的位置信息。

与感应电动机的无传感器控制一样, PMSM 的无传感器控制也可以是开环的或闭环的。开环 (V/f) 控制会遇到稳定性的问题, 适合于最大只需要 10:1 的调速范围但却要求良好精度的低动态性的应用场合。这样的传动要求转子带阻尼笼, 以提高稳定性。

对于 PMSM 的开环 (V/f) 控制, 即使象图 11-2 那样, 增加前馈转矩补偿, 也仅能轻微地改善动态响应。相反, 闭环无传感器的 PMSM 或 BLDC 传动则只需要转子速度和位置观测器, 却有可能提供高达 100:1 的速度控制范围和快速的动态响应。因此, 以下介绍闭环的无传感器控制。

无传感器的 BLDC 传动 (采用永磁体面贴转子, 具有梯形波的电动势, 采用矩形波电流控制) 需要特殊的接近 (位置) 估算算法。这类估算算法包括开路相电动势过零点检测法、反电势积分法、三次谐波法、PWM 逆变器中的二极管导通时间法等。在参考文献 [10] 的第 2 节中, 汇总了大量关于 BLDC 无传感器控制的文献清单。无传感器的 BLDC 传动一般只有 10:1 的速度控制范围, 其主要原因在于低速下利用估算的

位置再来估算速度是很不精确的。另一方面,无传感器的 PMSM 矢量控制则需要使用电压和电流模型或全阶观测器、Kalman 滤波器或模型参考自适应系统 (MRAS) 等方法来进行位置和速度的估算。

PMSM 的 DTFC 控制则比较特别,它本身就需要磁链和转矩观测器,因此,在进行无传感器控制时,只需增加速度的估算就可以了。需要注意的是,DTFC 在进行速度控制时,无需明确的转子位置,但矢量控制却需要明确的转子位置来进行矢量的旋转变换。不过,DTFC 还是需要隐含的转子位置来进行速度估算的。

对照图 11-47,可以为 DTFC 设计以下的速度估算方法:

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_{\lambda s}}{dt} - \frac{d\hat{\delta}}{dt} \quad (11-72)$$

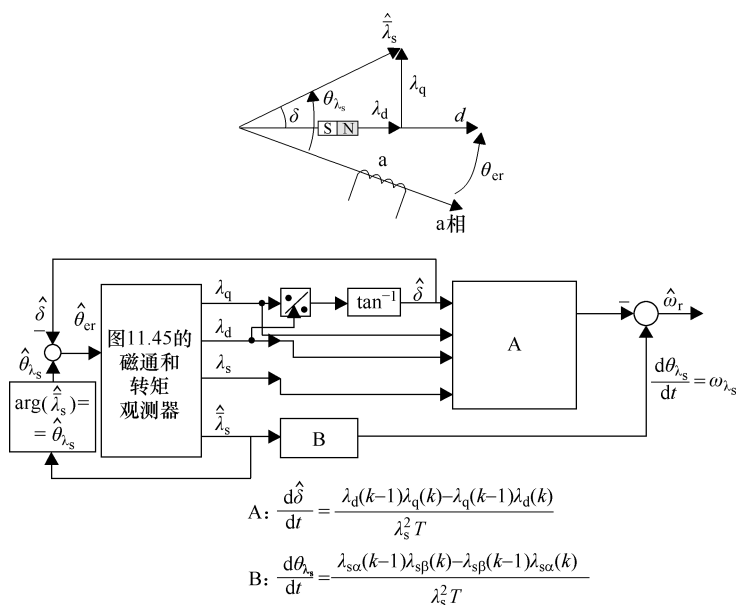


图 11-47 PMSM 进行 DTFC 控制时的转速估算器

由于 d - q 轴磁通角 δ 只在第一象限和第四象限变化 (为防止失磁, $\lambda_d \geq 0$), 因此 δ 角的估算很简单。(估算转子速度 $\hat{\omega}_r$ 所需用到的) δ 角导数的计算则以 $\sin\delta$ 和 $\cos\delta$ 的导数性质为基础, 以离散的形式来进行计算 (按采样周期 T 进行离散, 请参考后面的式 (11-92)), 具体如图 11-47 中的模块 A、B 所示。

注意: 这个速度估算方法没有用到转动惯量, 因而就没有用到运动方程。运动方程可用于负载转矩扰动的辨识或用于对由电路方程估算出的速度进行某种形式的校正。

11.6.1 转子初始位置的检测

大多数的位置和速度观测器没有检测初始转子位置的能力。为了安全、稳定地启动, 需要一种无需把转子移动到某个已知位置的特殊启动方法或初始转子位置辨识方

法。初始转子位置的辨识可以由传动系统自身来进行,其做法是依次发送时长为几个微秒的短暂电压矢量信号 V_1 、 V_3 、 V_5 ,直到相电流达到某个极限。对于采用永磁体内嵌式转子的 PMSM,从这三种情况下电流上升所需的时间,根据电感的正弦波位置依赖关系,可以获得相当精确的初始转子位置;另一方面,对于永磁体面贴式转子的 PMSM,则还需要分别施加电压矢量 V_2 、 V_4 、 V_6 对应的三种情况的磁动势,以便根据永磁体(在正向磁动势时)轻微的磁饱和及(在反向磁动势时)轻微的欠饱和,来找出转子到底是位于哪一个 60° 宽度的扇区^[11]。

另外一种方法是,在施加一个非零电压矢量并断开之后,比较各个续流二极管两端电压(或其中流过的电流)的衰减,从而找出转子位置所在的 60° 宽的扇区。

DTFC 无传感器控制系统无论转子的初始位置如何,在施加某个电压矢量后,转子会经历短暂的强烈振荡,直到磁通第一次超过磁通参考值为止,然后通常都能自启动起来。

对于要求能从任何位置无振荡地启动起来的电气传动,以及需要极低速度的高性能电气传动(速度低于 10r/min ,速度误差低,转矩响应快),人们引入了信号注入方法,来进行转子位置的估算(包括初始位置的估算)。

这类方法是以跟踪电动机的自然凸极性或磁饱和产生的凸极性为基础的。

在高级解决方案中,需要使用带永磁体极性在线辨识的特殊凸极性跟踪观测器。

为此,采用高于驱动系统额定频率的某个频率,来进行旋转载波信号注入或交流载波信号注入,同时要检测这些信号的电流响应,查找其中对应于转子位置信息的分量^[21]。

当用这种方法来估算初始转子位置时,很容易达到几度的机械角精度。

当转速高于某个低速时,必须移除注入电压信号,而需要另一种不同的、基于基波电压的转子位置估算技术。从一种位置观测器切换到另一种位置观测器时必须平滑而无振荡^[22,23,24]。

处理这个问题的另一种方法是,施加特殊的 PWM 电压序列,分析其电流瞬态响应,从而发现初始转子位置和低速下的转子位置。

具有 100:1 的速度控制范围、速度精度为 1% 额定速度、转矩响应快速(毫秒级)的无传感器 PMSM 传动技术已经基本成熟,在不远的将来,在这方面将有望取得更大的进展。

11.7 磁阻同步电动机传动

磁阻同步电动机(RSM)的特点是转子无电流,并采用图 11-48a、b 所示的有多重磁通路障的普通叠片结构或各向异性轴向叠片(ALA)结构的转子,具有很高的 L_d/L_q 比值,其转矩密度(Nm/kg)、功率因数以及效率跟感应电动机差不多,甚至略有超过。当 $L_d/L_q > 8$ 时,RSM 完全可以同感应电动机相媲美。由于转子上没用电流,尤其是在由编码器来提供转子位置反馈时,RSM 传动的控制要比感应电动机传动简单很多。

由于理想情况下的转子铁耗为零(实际上存在一些谐波磁通损耗),因此 RSM 可以安全地工作在低速大转矩下,只需给定子做恰当的冷却即可;但另一方面,由于其转子较易破碎,这限制了其转子的圆周速度,大约在 $50 \sim 60\text{m/s}$ 以下。因此,RSM 可

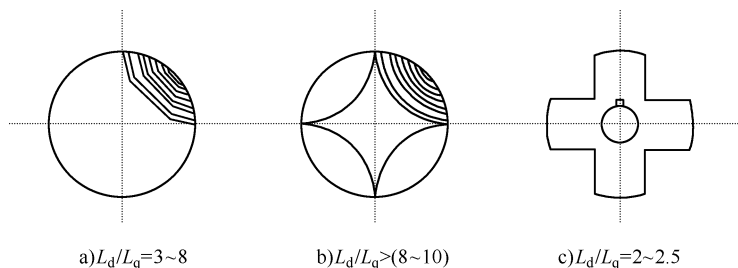


图 11-48 RSM 电动机的转子

a) 多重磁通路障 b) ALA c) 传统结构

应用的容量范围大约在 100W ~ 1MW。

对于图 11-48c 所示传统叠片的磁路各向异性转子, 其 $L_d/L_q < 3$, 它固然可以在较高的圆周速度下运行, 但功率因数较低 (大约 0.45 ~ 0.50), 输出的功率也较小。

11.7.1 RSM 的矢量控制原理

RSM 可以看成是一个输出定子磁链 $\bar{\lambda}_s$ 和转矩 T_e 的非线性系统。根据第 10 章的式 (10-116)、式 (10-117), 有:

$$\begin{aligned}\bar{\lambda}_s &= L_d i_d + j(L_q i_q - \lambda_{PMq}) \\ T_e &= \frac{3}{2} p [\lambda_{PMq} + (L_d - L_q) i_q] \cdot i_d\end{aligned}\quad (11-73)$$

式中考虑了在 q 轴 (电感较小的轴) 上添加永磁体的情况。

需要注意的是, 所添加的永磁通方向与 $L_q i_q$ 的方向相反, 且大于 $L_q i_q$, 即 $\lambda_{PMq} \geq L_q i_q$ 。

另外, 在有永磁体时, 若希望磁阻转矩为正, 则 i_q 不可以改变符号。转矩由正变负是通过改变 i_d 的符号来实现的。相反, 若 $\lambda_{PMq} = 0$, 则改变转矩的符号通常通过改变 i_q 的极性来实现。由于 $L_d > L_q$, i_d 的瞬态过程要比 i_q 慢, 因此, 通过对 i_q 进行控制可以获得较快的转矩响应。

由于转子上没有电流, 也就不需要电流解耦网络。但找出 i_d 、 i_q 与转矩的关系是至关重要的。这要基于性能优化准则来实现, 已在本章稍前有关 PMSM 的内容中作了解释。

实用的优化准则包括在低速下进行单位电流最大转矩控制, 在高速下进行单位磁通最大转矩控制, 以及最大功率因数或最大效率控制。

对于纯 RSM ($\lambda_{PMq} = 0$), 下面分别介绍三种基本的准则。

对于单位电流最大转矩准则, 根据式 (11-73), 可得:

$$\begin{aligned}i_{di} &= i_{qi} = i_s / \sqrt{2} \\ T_{ei} &= \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \cdot i_{di}^2\end{aligned}\quad (11-74)$$

为了避免过大的磁饱和, 一般取 $i_{di} < 0.5 \times I_n \times \sqrt{2}$ (I_n ——额定相电流有效值), 因

此, 采用这个准则有望获得大约一半的额定转矩。

最大功率因数准则 ($r_s = 0$) 是以下面的定义为基础的:

$$\tan\varphi_1 = \frac{L_d i_d^2/2 + L_q i_q^2/2}{(L_d - L_q) \cdot i_d i_q} \quad (11-75)$$

令 $d\tan\varphi_1/d(i_d/i_q) = 0$, 可得:

$$\left(\frac{i_d}{i_q}\right)_{\varphi_{1\min}} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (11-76)$$

对于同样的 d 轴电流 $i_d = i_{di}$, 有:

$$T_{e\varphi_1} = \frac{3}{2}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{di}^2 \cdot \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} \quad (11-77)$$

$$(\cos\varphi_1)_{\max} = \frac{1 - L_q/L_d}{1 + L_q/L_d} \quad (11-78)$$

对于单位磁通最大转矩准则, 有:

$$\frac{i_{d\lambda}}{i_{q\lambda}} = \frac{L_q}{L_d}; \lambda_{d\lambda} = \lambda_{q\lambda} = \lambda_s/\sqrt{2} \quad (11-79)$$

对于同样的 d 轴电流 $i_{d\lambda} = i_{di}$, 有:

$$T_{e\lambda} = \frac{3}{2}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{di}^2 \cdot \frac{L_d}{L_q} \quad (11-80)$$

或

$$T_{e\lambda} = \frac{3}{2}p \cdot (L_d - L_q) \cdot \frac{\lambda_s^2}{2L_d L_q} \quad (11-81)$$

可见, 对于相同的 d 轴电流, 在各种控制准则中, 单位磁通最大转矩准则可以获得最高的转矩, 但其功率因数也最低 (稍低于 0.707)。能够输出最大转矩的基速 ω_b 定义为

$$\omega_b = \frac{V_{sn}}{L_d i_{di} \cdot \sqrt{2}} \quad (11-82)$$

参考文献 [12] 对 RSM 的稳态和瞬态转矩能力进行了更为详尽的分析, 可供感兴趣的读者参考。

本质上讲, 对于既不需要恒功率 (弱磁) 运行区间, 又不需要快速响应的伺服驱动, 稳态下的控制可以采用最大功率因数准则; 而在需要快速瞬态响应的场合, 则比较适合采用单位磁通最大转矩控制。显然, 为了获得快速的速度瞬态响应, PWM 逆变器必须配备相当高的额定电流。

图 11-49 所示为上述三种主要控制策略的 i_d - i_q 电流轨迹以及 λ_d - λ_q 磁通轨迹。

实践证明, 在最大功率因数控制中, 磁饱和的影响 (主要是 L_d 的) 比较小^[13]。

相反, 在单位磁通最大转矩控制中, 磁饱和对性能的影响则十分显著。因此, 在小转矩和基速以下, 可以控制系统使之跟踪 d - q 电流的轨迹 OA_mB_m , 而在基速以上进行恒功率控制时, 则可以控制系统使之跟踪电流轨迹 OB_mC_m 。当然, 对于给定的转矩 (及速度), 所需电流的角度 γ :

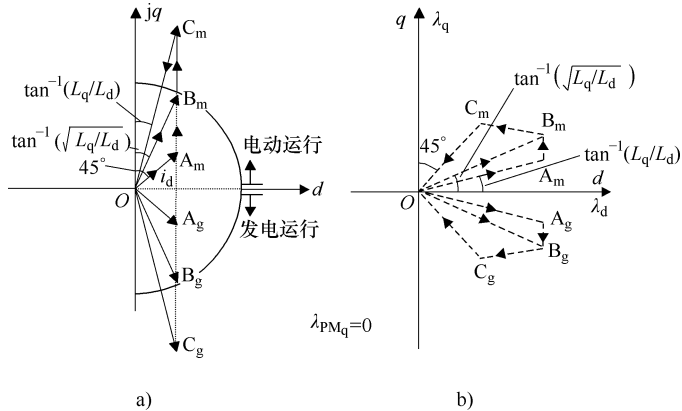


图 11-49 电流和磁通随着速度增加的轨迹

$$\gamma = \tan^{-1} \frac{i_d}{i_q} \quad (11-83)$$

必须可以达到才行。从 d - q 轴的磁链来看（见图 11-49b），也存在类似的磁链角约束条件。

一般来讲，为了获得宽的恒功率范围（ $\omega_{\max}/\omega_b > 2$ ），应该在 RSM 的 q 轴上添加永磁体^[14]。

当 RSM 低速运行时，比较适合采用矢量电流控制，而在基速以上运行时，则采用矢量电压控制较为合适。为了获得宽调速范围，比较实用的做法是将两种不同的控制策略组合起来。因此，有人提出了将矢量电流控制^[15,16]与 d - q 轴定向的或定子磁链定向的电压解耦控制结合起来的方法^[17]。这类组合方法跟 PMSM 控制中介绍的对应方法是十分相似的。接下来，我们将详细介绍 RSM 的一种矢量控制，即 d - q 轴电流矢量控制，其中， i_d 在基速 ω_b 以下保持为常数，在 ω_b 以上则随速度调节^[18]。另外，我们也将介绍一下 RSM 的直接转矩和磁通控制（DTFC）^[19]。

11.7.2 RSM 的间接矢量电流控制

间接矢量电流控制方法如图 11-50 所示，这与 PMSM 的类似。

它既可以进行速度控制，也可以进行位置控制。在基速 ω_b 以下，其参考磁化电流 i_d^* 维持为常数，在 ω_b 以上，则随速度成反比变化。

下面对 RSM 的滑模（SM）速度控制器的仿真和测试结果做一个详细的介绍。SM 速度控制器的输出为参考转矩电流 i_q^* ，其最简单的控制律为

$$i_q^* = \begin{cases} +i_{qk} & (s_\omega > \omega_h, \text{或 } |s_\omega| < \omega_h \text{ 且 } \dot{s}_\omega < 0) \\ -i_{qk} & (s_\omega \leq -\omega_h, \text{或 } |s_\omega| < \omega_h \text{ 且 } \dot{s}_\omega > 0) \end{cases} \quad (11-84)$$

式中， ω_h 是控制器的滞环宽度； s_ω 是滑模函数，且：

$$s_\omega = K_{p\omega} (\omega_r^* - \omega_r) - K_{d\omega} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (11-85)$$

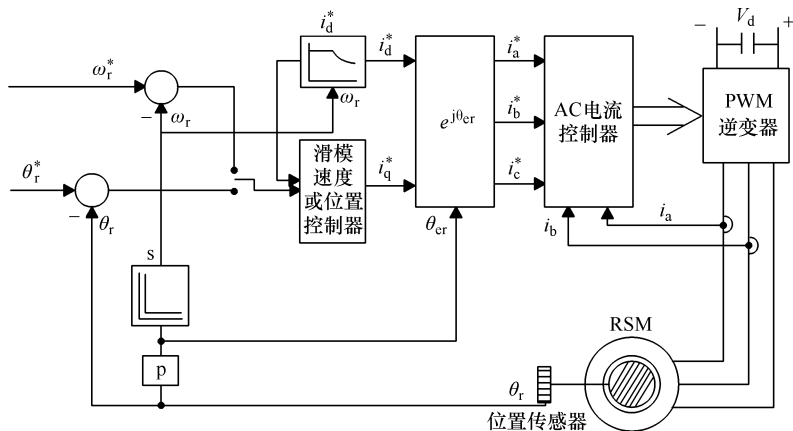


图 11-50 RSM 的间接矢量电流控制

这个滑模函数应能在状态空间平面上触及到直线 $s_\omega = 0$, 并且 $K_{p\omega}$ 和 $K_{d\omega}$ 应为已知的值。为了确定 $K_{p\omega}$ 和 $K_{d\omega}$, 我们假定 i_q 随时间线性变化, 这样一来, 只需 s_ω 改变一次符号, 目标速度 ω_r^* 就必能被达到, 如图 11-51 所示。

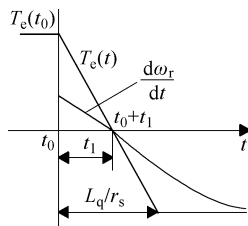
先确定比值 $K_\omega = K_{d\omega}/K_{p\omega}$ 。

对于式 (11-85), 假定在 $t = t_0$ 处, $s_\omega = 0$ 且为空载, 则:

$$\omega_r^* - \omega_r(t_0) = K_\omega \frac{d\omega_r}{dt} = K_\omega \frac{p}{J} T_e(t_0) \quad (11-86)$$

式中, T_e 为电磁转矩; J 为转动惯量; p 为极对数。

如果 i_q 线性变化, 则转矩 T_e 也是线性变化的 (因为 $i_d = \text{常数}$), 因此, 在 t_0 到 $t_0 + t_1$ 之间 (见图 11-51) 有:


 图 11-51 i_d 恒定, i_q (即 T_e) 线性变化时, 理想的瞬态响应

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} T_e(t_0) \cdot \left[1 - \frac{t - t_0}{t_1} \right] \quad (11-87)$$

对式 (11-87) 积分到 $t = t_0 + t_1$, 可得:

$$\omega_r^* - \omega_r(t_0) = \frac{p}{2J} t_1 T_e(t_0) \quad (11-88)$$

与式 (11-86) 比较, 得:

$$K_\omega = t_1/2 \quad (11-89)$$

一个很好的近似是 $t_1 = L_q/2r_s$ 。此时, 有:

$$K_\omega = L_q/4r_s \quad (11-90)$$

从限制稳态误差的角度, 可以得到第二个关系, 用以计算具体的 $K_{p\omega}$ 和 $K_{d\omega}$, 从而彻底完成 SM 控制器的设计。

对于制动期间的线性减速,可以采用类似的方法来设计一个 SM 位置控制器,其中对应的常数是 $K_{p\theta}$ 和 $K_{d\theta}$ [18]。

有一台 RSM, $2p=6$, $V_0=80\text{V}$, 开关频率 $f_c=5\text{kHz}$, $J=0.0157\text{kgm}^2$, $r_s=0.8\Omega$, $L_q=24\text{mH}$, 当 $i_d^*=3\text{A}$ 时, $L_d=88\text{mH}$ 。当 $i_{dm}^*=3\text{A}$ 、 $i_{qm}^*=5\text{A}$ 时,设计速度控制器的参数为 $\omega_h=5\text{rad/s}$, $K_{p\omega}=5$, $K_\omega=L_q/4/r_s=7.5\times 10^{-3}\text{s}$, 取 $K_{d\omega}=0.01\text{s}<K_{p\omega}\cdot K_\omega=3.75\times 10^{-2}\text{s}$ 。当 $J_{\max}=5\text{J}$ 时,设计位置控制器的参数为 $\theta_h=3\pi/50\text{rad}$, $K_{p\theta}=5$, $K_{d\theta}=0.75$ 。在图 11-52 和图 11-53 中,同时给出了数字仿真和测试的结果,以便对比。

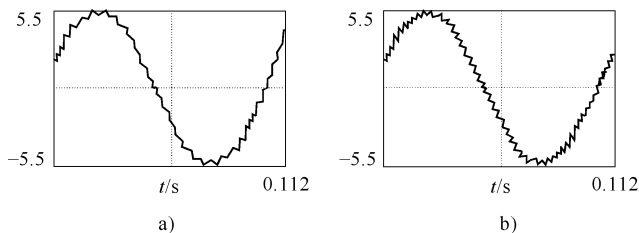


图 11-52 稳态的相电流

a) 数字仿真结果 b) 测试结果

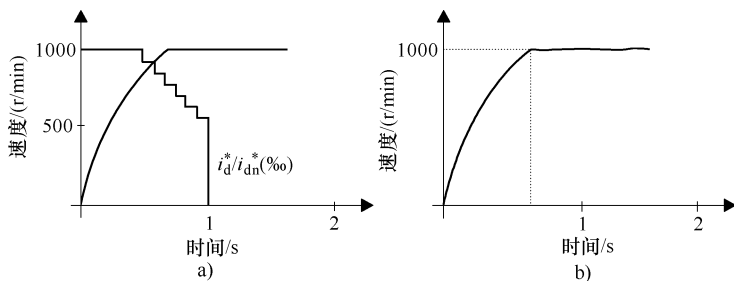


图 11-53 阶跃速度影响

a) 数字仿真结果 b) 测试结果

注意,在 500r/min 以上,加速度随着速度的增加而降低,这是因为, i_d 的控制是阶梯状的,随速度的增大而降低,如图 11-53a 所示。

由于位置 SM 控制器是针对 5J 设计的,因此可以看到 J 和 5J 两种情况下的动态响应没有显著的差别,如图 11-54 所示。这种高鲁棒性、无超调、快速响应的特征是 SM 控制器固有的优点。

注意:这里之所以没有给出完整的仿真程序,是因为这种情况的 RSM 可以看成是以前给出的

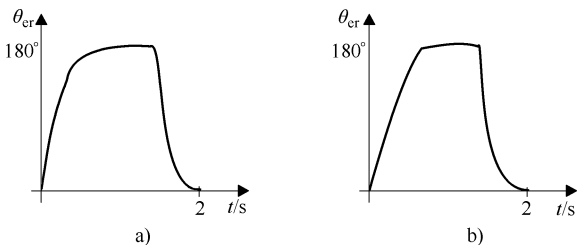


图 11-54 (计算的)位置响应

a) 额定转动惯量 J 时 b) 转动惯量为 5J 时

PMSM 程序的特例。

11.7.3 RSM 的直接转矩和磁通控制

RSM 的 DTFC 控制跟 PMSM 的类似，其基本结构如图 11-55 所示。

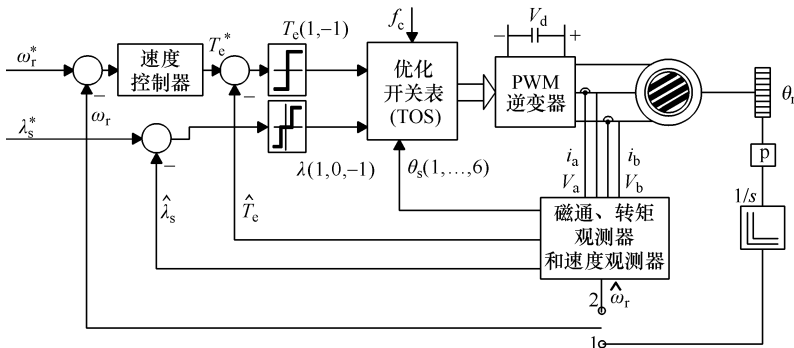


图 11-55 RSM 的直接转矩和磁通控制：1. 有运动传感器；2. 无传感器

在 DTFC 控制中，磁通和转矩观测器很关键。对于无传感器控制，还需要一个速度观测器（或估算程序），如图 11-55 所示。在 11.5 节中建立的 PMSM 控制的优化开关表和原理，这里仍然适用。只是磁通和转矩观测器有点特别，就好像是 d 轴上丢掉了永磁通（见图 11-45），最后却还要在 q 轴上减掉（如果 q 轴上安装有永磁体的话）。此外还有 $L_d > L_q$ 。

图 11-56、图 11-57 所示为一个 DTFC 控制系统的数字仿真结果^[19]。RSM 的参数为 1.5kW、2 极， $L_d = 140.77\text{mH}$ ， $L_q = 7.366\text{mH}$ ， $r_s = 0.955\Omega$ ， $J = 2.5 \times 10^{-3}\text{kgm}^2$ ，开关频率 $f_c = 15\text{kHz}$ 。速度 SM 控制器函数 s_ω 为

$$s_\omega = (\omega_r^* - \omega_r) - \tau_s \frac{d\omega_r}{dt} \quad (11-91)$$

其中的时间常数 $\tau_s = 1.2\text{ms}$ 。

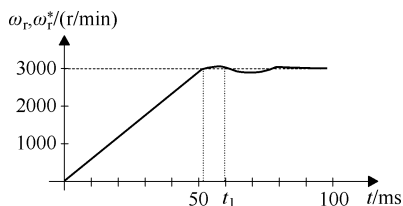


图 11-56 在 $t_1 = 60\text{ms}$ 处施加阶跃负载 3Nm 时的速度阶跃响应

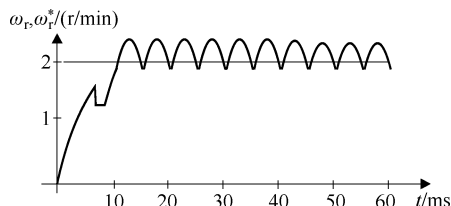


图 11-57 低速阶跃响应

由图 11-56 和图 11-57 可见，无论是在低速下还是在高速下，系统的速度都具有无超调的快速响应。

11.7.4 RSM 的无传感器控制

尽管在对负载转矩角作适当的补偿之后, 可以实现 RSM 无传感器 (V/f 或标量控制) 开环控制, 如图 11-2 所示, 但无传感器闭环矢量控制更受欢迎, 因为其具有特别好的动态性能和很宽的调速范围 (可高达 100:1)。

要对 RSM 进行无传感器的矢量控制, 就必须同时估算或观测转子的位置 θ_r 和速度 ω_r 。为此, 人们提出了各种方法, 文献 [10] 第 3 节汇总了多篇相关的文献。

这些方法主要基于混合的电压和电流观测器、电流斜率、电感测量、三次谐波磁通、以及相电流过零检测法的扩展等。

这里仅介绍磁通和转矩观测器的电压和电流模型, 对应于图 11-45 中 $\lambda_{PM} = 0$ 、 $L_d > L_q$ 的情况。此外, 还必须在图 11-45 中加入图 11-47 所示的转子速度估算器和一个位置反馈, 如图 11-58 所示。

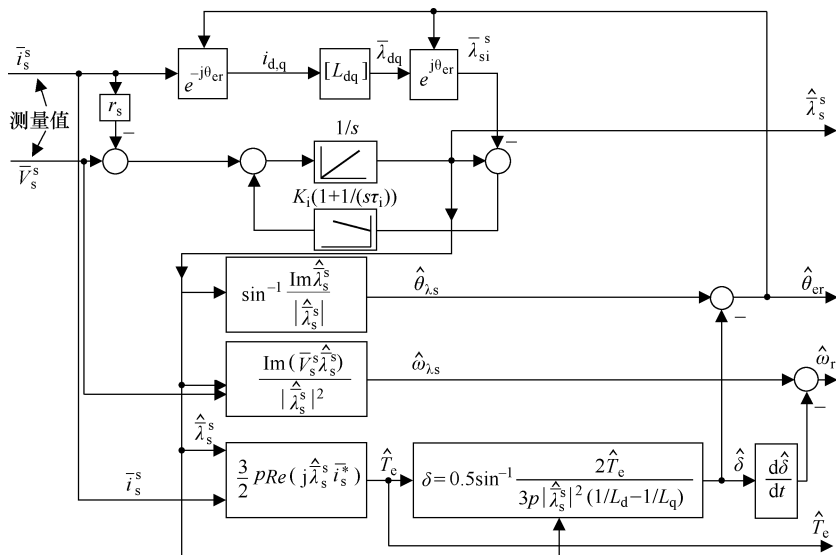


图 11-58 用于宽调速范围 RSM 的位置、速度、磁通和转矩观测器

在图 11-58 中, 牵涉很广的 $\hat{\theta}_{er}$ 观测器是 DTFC 控制中确定转子位置所必需的。此处, 这个转子位置仅用在磁通观测器的电流模型部分, 用于转子速度 $\hat{\omega}_r$ 的计算, 并最终用于磁通以及转矩的计算。在图 11-58 中, 有:

$$\frac{d\delta}{dt} \approx (\cos\delta(k-1)\sin\delta(k) - \sin\delta(k-1)\cos\delta(k))/T \quad (11-92)$$

如果 $L_d \gg L_q$, 那么整个观测器对电动机参数的依赖性是相当轻微的。不过, 为了对参数变动有较高的免疫力, 仍然可以加入校正措施, 来应对定子电阻受温度的影响以及 L_d 和 L_q 受定子电流 i_d 和 i_q 的影响。

以上的观测器可以用于大多数的矢量控制方案。

11.7.5 RSM 的 DTFC-SVM 无传感器控制——基本实现方法

DTFC-SVM 表示采用直接转矩和磁通控制 (DTFC) 方法来控制 RSM, 并采用空间矢量调制 (SVM) 的 PWM 变频器来给 RSM 供电。PMSM 也可采用类似的控制方法。

图 11-59 为基本的无传感器 RSM 传动系统的方框图^[25], 它包括以下几个部分:

① RSM 及电压源逆变器 (型号为 VLT 3008-Danfoss), 并具备电流和直流母线电压测量功能 (这是磁通、转矩和速度观测器所需要的, 当然这些观测器还要求已知逆变器的开关状态);

② 定子磁通和转矩观测器;

③ 基于 Kalman 滤波器的速度观测器;

④ PI 速度控制器;

⑤ 直接转矩控制开关表 (DTC SW TABLE) 及空间矢量调制 (SVM) 开关与电压的选择表;

⑥ 定子磁通和转矩误差的滞环控制器和 PI 控制器 (两种控制器分别在不同情况下起作用);

⑦ 参考速度、参考定子磁通作为输入。

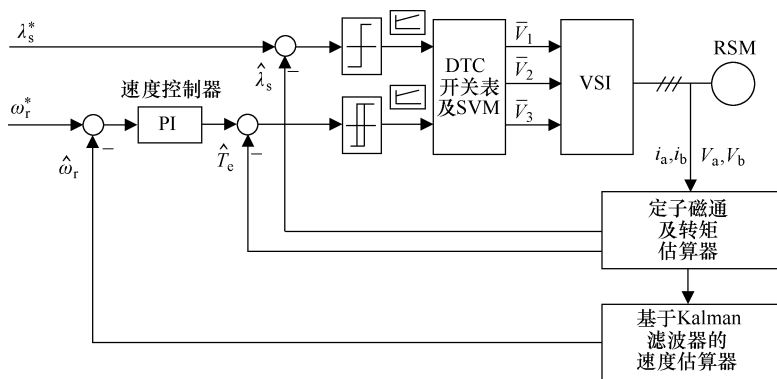


图 11-59 无传感器 RSM 传动

在 d - q 轴坐标系中, RSM 模型为

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_r \lambda_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r \lambda_d \end{cases} \quad (11-93)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (11-94)$$

式中, ω_r 为转子的空间电角速度 (rad/s), λ_d 为 d 轴定子磁通 ($L_d i_d$), λ_q 为 q 轴定子磁通 ($L_q i_q$), i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴定子电流, p 为极对数, 且有:

$$\begin{cases} \lambda_d = L_{s\sigma} i_d + L_{md} i_d \\ V_q = L_{s\sigma} i_q + L_{mq} i_q \end{cases} \quad (11-95)$$

式中, $L_{s\sigma}$ 、 L_{md} 、 L_{mq} 分别为漏电感以及 d - q 轴的磁化电感。

为了获得良好的估算结果, 必须精确地测量电流和电压。在我们这里, 可供测量的变量是直流母线电压和某两相的电流 (绕组星形联结)。相电压可根据直流母线电压的测量值以及逆变器的开关状态计算而得。

A) 估算器

(1) 磁通估算器

磁通估算器是以 RSM 定子磁通的混合电压—电流模型为基础的。图 11-60 为该估算器的模块原理图。

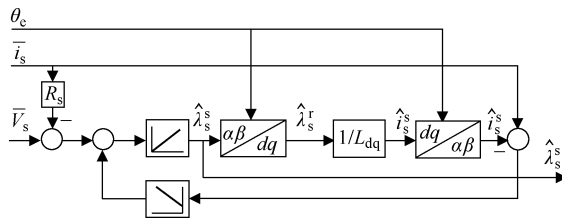


图 11-60 定子磁通估算器

在高速下使用电压模型, 在低速区域则使用电流模型。两个模型之间的平滑切换是在中等速度下进行的, 靠一个 PI 调节器根据电流误差来切换。电流模型还需用到基于定子磁通位置的转子位置角 θ_e 。

这种磁通估算器的描述方程为

$$\hat{\lambda}_s^s = \int (\bar{V}_s - r_s \cdot \bar{i}_s + U_{\text{comp}}) dt \quad (11-96)$$

$$U_{\text{comp}} = (K_p + K_i/s) (\hat{i}_s^s - \bar{i}_s) \quad (11-97)$$

系数 K_p 和 K_i 的确定原则是: 在零频率时, 应由电流模型单独起作用, 在高频下, 则由电压模型占主导地位。可选:

$$K_p = \omega_1 + \omega_2, \quad K_i = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (11-98)$$

为了能在两个模型间实现平滑的切换, 取 $\omega_1 = 2 \sim 3 \text{ rad/s}$ 、 $\omega_2 = 20 \sim 30 \text{ rad/s}$ 是比较实用的。在我们的实验中, 选 $K_p = 50$ 、 $K_i = 30$ 。

(2) 转矩估算器

转矩的估算要利用在定子坐标系中已经估算出的定子磁通和测得的定子电流:

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{s\alpha} i_{s\beta} - \lambda_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (11-99)$$

(3) 速度估算器

速度估算器以 Kalman 滤波器为基础, 以转子位置为输入。这样可以避免计算位置的导数。

相应的方程为

$$\begin{cases} \varepsilon_k = \sin\theta_e \cdot \cos\theta_k - \sin\theta_k \cdot \cos\theta_e \\ \theta_k = \theta_k + T_e \cdot \hat{\omega}_r + K_1 \cdot \varepsilon_k \\ \text{若 } \theta_k > \pi \Rightarrow \theta_k = -\pi \\ \text{若 } \theta_k < -\pi \Rightarrow \theta_k = \pi \\ \hat{\omega}_r = \hat{\omega}_r + w_k + K_2 \cdot \varepsilon_k \\ w_k = w_{k-1} + K_3 \cdot \varepsilon_k \end{cases} \quad (11-100)$$

式中, K_1 、 K_2 、 K_3 是 Kalman 滤波器参数; $\hat{\omega}_r$ 是估算的转子速度; θ_e 是估算的转子位置, 它已经根据定子磁链的位置算出。

B) DTFC 和 SVM

数字 PI 速度控制器为

$$T_e^* = (K_{ps} + 1/s/T_{is}) \cdot \varepsilon_\omega \quad (11-101)$$

式中, $\varepsilon_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}_r$ 。速度控制器的输出是参考转矩。根据速度误差的不同, 将 PI 参数分作三段: $K_{ps} = 10$ 、 3 、 1 , $T_{is} = 0.01$ 、 0.1 、 0.5 , 分别对应于 $\text{abs}(\varepsilon_\omega) \geq 1$ 、 $\text{abs}(\varepsilon_\omega) < 1$ 、 $\text{abs}(\varepsilon_\omega) \leq 0.5$ 等三种情况。PI 控制器的输出限幅为 $\pm 15\text{Nm}$ 。

现在, 我们已经拥有定子磁通及转矩的参考值、估算值, 令它们的参考值与估算值之间的差值分别为 ε_{λ_s} 、 ε_{T_e} :

$$\varepsilon_{\lambda_s} = \lambda_s^* - \hat{\lambda}_s \quad (11-102)$$

$$\varepsilon_{T_e} = T_e^* - \hat{T}_e \quad (11-103)$$

用一个双位的滞环比较器来比较磁通误差的大小, 用一个三位的滞环比较器来比较转矩误差的大小。由这两个比较器产生出转矩和磁通变化的命令规则 λ_s 和 T_e :

$$\begin{cases} \lambda_s = +1 & (\varepsilon_{\lambda_s} > 0) \\ \lambda_s = -1 & (\varepsilon_{\lambda_s} < 0) \\ T_e = +1 & (\varepsilon_{T_e} > h_m) \\ T_e = 0 & (|\varepsilon_{T_e}| < h_m) \\ T_e = -1 & (\varepsilon_{T_e} < -h_m) \end{cases} \quad (11-104)$$

式中, 滞环宽度 h_m 是相对额定转矩的数值, 约为几个百分点。

磁通和转矩命令的离散值 $+1$ 表示要增大磁通 (或转矩), -1 表示要降低磁通 (或转矩), 0 则意味着给逆变器施加 0 电压矢量。

为了正确地判断出逆变器所需的电压矢量, 还需要知道定子磁链矢量到底属于 (从定子 a 相轴线开始计算的) 6 个 60° 宽的扇区中哪一个扇区。

在 DTFC 控制的每个开关周期中, 仅在电动机上施加一个电压矢量, 并计算出一个新的电压矢量, 用于下一个开关周期。

此处介绍的实现方法采用组合的 DTFC-SVM 控制策略, 目的是为了改善传动系统

的稳态运行性能,即降低 DTFC 控制引起的转矩和电流纹波。

DTFC-SVM 控制的原理是这样的:由 DTFC 控制方法从开关表(SW TABLE)中选出的每一个电压矢量,在施加到逆变器上之前,都要先经过 SVM 单元的调制。

SVM 调制方法的原理为:在一个开关周期中,在两个相邻的非零矢量和零矢量之间进行切换,以等效所需的电压矢量,如图 11-61 所示。任何一个电压矢量 \bar{V} (设其长度为 V , 相角为 α), 都可以由其相邻的两个非零矢量 $\bar{V}_a(V_a, \alpha_a)$ 和 $\bar{V}_b(V_b, \alpha_b)$ 以及(在必要的时候)一个零矢量 V_0 或 V_7 来合成。每个非零矢量的占空比 D_a 和 D_b 可由以下的复数方程求解而算得:

$$V(\cos\alpha + j\sin\alpha) = D_a V_a(\cos\alpha_a + j\sin\alpha_a) + D_b V_b(\cos\alpha_b + j\sin\alpha_b) \quad (11-105)$$

$$D_a = M_{\text{index}} \sin(\alpha_b - \alpha) \quad (11-106)$$

$$D_b = M_{\text{index}} \sin(\alpha - \alpha_a) = \frac{\sqrt{3}}{2} M_{\text{index}} \cos(\alpha_b - \alpha) - \frac{1}{2} D_a \quad (11-107)$$

其中调制度 M_{index} 为

$$M_{\text{index}} = \frac{\sqrt{3}V}{V_{\text{dc}}} \quad (11-108)$$

由于 \bar{V}_a 和 \bar{V}_b 是相邻的电压矢量,因此 $\alpha_b = \alpha_a + \pi/3$ 。

零矢量的占空比等于开关周期内剩余时间的比值:

$$D_0 = 1 - D_a - D_b \quad (11-109)$$

在一个开关周期中,各矢量的顺序及时长为

$$\begin{array}{ccccccc} V_0 & \bar{V}_a & \bar{V}_b & V_7 & \bar{V}_b & \bar{V}_a & V_0 \\ 1/4D_0 & 1/2D_a & 1/2D_b & 1/2D_0 & 1/2D_b & 1/2D_a & 1/4D_0 \end{array} \quad (11-110)$$

这个顺序保证了在一个 SVM 开关周期内,逆变器中的每个晶体管仅开关各一次(且必开关各一次)。这样一来,就可以实现逆变器开关频率的严格控制。

根据式(11-110)和图 11-61,每个桥臂的占空比也可以很容易地计算出来。

在 SVM 控制中,电压矢量的参考值由磁通误差和转矩误差后面的两个 PI 控制器的输出 u_d^* 和 u_q^* 来确定:

$$\bar{V}^* = V^*(\cos\alpha + j\sin\alpha) \quad (11-111)$$

$$V^* = \sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2}} \quad (11-112)$$

$$\alpha = \arctg \frac{u_q^*}{u_d^*} \quad (11-113)$$

如果转矩和/或磁通的误差大,那么直接采用 DTC 控制策略,在一个开关周期内只施加单个电压矢量。而当转矩和/或磁通误差小的时候,则根据上面提及的两个 PI 控制器的结果,来激活 SVM 策略。

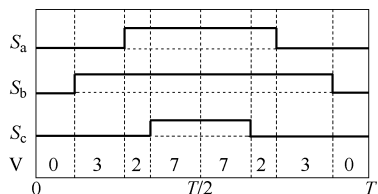


图 11-61 SVM 的开关模式实例

DTFC 控制策略适合于瞬态过程的控制, 因为其响应快速; 而 SVM 控制则适合于稳态和小动态的过程, 因为其转矩纹波小。SVM 时开关频率增大, 但传动的噪声也得到了降低。

C) 实验装置和测试结果

文献 [25] 介绍了 DTFC-SVM 无传感器控制的实验。该实验使用了一台电压源逆变器, 型号为 Danfoss VLT 3008, 7kVA, 工作的开关频率为 9kHz。所用 RSM 的参数为: $P_N = 2.2\text{kW}$, $V_N = 380/220\text{V} (Y/\Delta)$, $I_N = 4.98/8.5\text{A}$, $f_N = 50\text{Hz}$, $r_s = 3\Omega$, $L_d = 0.32\text{H}$, $L_q = 0.1\text{H}$ 。

下面给出在不同的控制策略 (DTFC 和/或 SVM 控制策略) 下, 在不同速度的时候以及在瞬态过程中的时候 (速度阶跃响应、速度反向), RSM 无传感器控制的仿真结果和试验结果。

图 11-62 所示为基于 DTFC-SVM 控制策略的 RSM 无传感器传动的试验装置。

控制系统中使用了一个 32 位的浮点 DSP 和一个 16 位的微处理器。整个数字控制系统由一台 PC 机来监控, 状态估算及控制策略的计算由 ADSP-21062 DSP 来完成, 逆变器的指令信号 (空间矢量调制) 则由 SAB 80C167 微处理产生。

估算及控制算法采用 ANSI-C 语言编程实现。采用以下的双线性近似, 将所有的微分方程转换为数字离散形式:

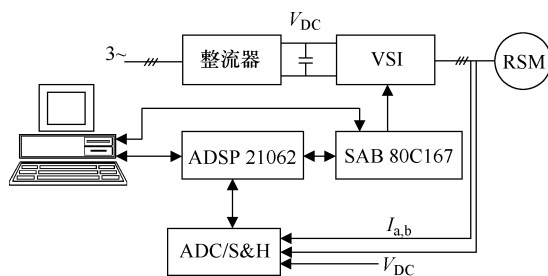


图 11-62 试验装置

$$s = \frac{2}{T_e} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (11-114)$$

式中, 采样时间 $T_e = 111\mu\text{s}$, 相当于 9kHz 的开关频率。所有的计算都由 DSP 完成。

电流和电压的采样使用一个 12 位、 $3.4\mu\text{s}$ 的模-数转换器 (ADC) 和一个 8 通道的同步采样与保持电路来实现。采用霍尔电流传感器来测量电流。为了避免频率混叠一类的问题, 还在电流测量通道上设置一个时间常数为 $300\mu\text{s}$ 的模拟滤波器。采样周期与开关周期相同, 并在每个开关周期的起始时刻开始采样。由于开关模态具有对称性, 这一技术可以降低采样的噪声。

为了进行速度比较, 采用分辨率为每转 1024 个增量的增量编码器来测量速度, 并利用一个时间常数为 $300\mu\text{s}$ 的模拟滤波器来对测得的速度进行滤波。

为了消除逆变器产生的非线性效应, 引入了死区补偿。逆变器的死区时间为 $2.0\mu\text{s}$ 。

图 11-63 和图 11-64 所示分别为 RSM 传动在 DTFC 和 DTFC-SVM 等两种控制策略下的稳态性能曲线 (转速为 150r/min), 包括相电流、估算的转矩、测量的及估算的速度等。

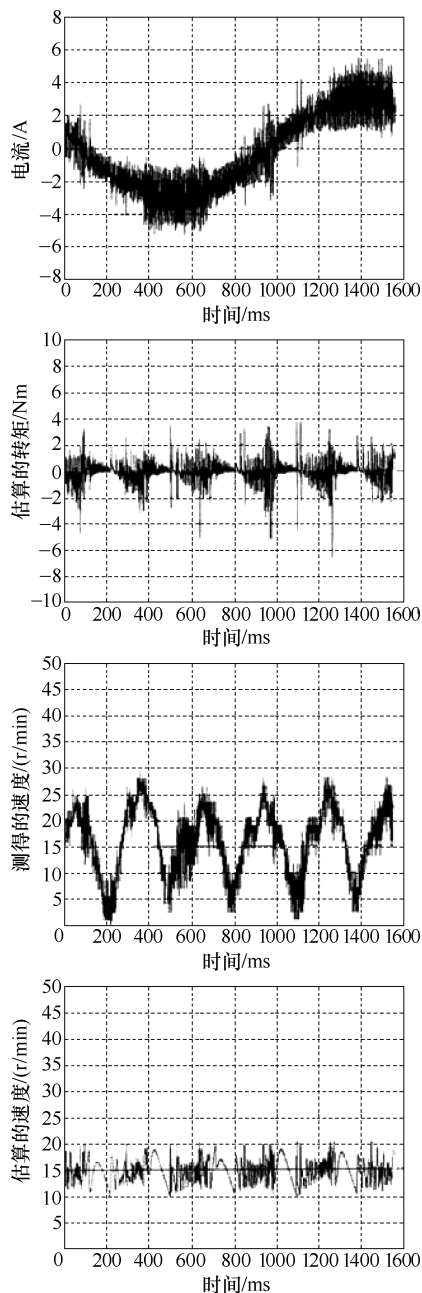


图11-63 RSM 的 DTFC 控制: 15r/min 稳态、空载运行

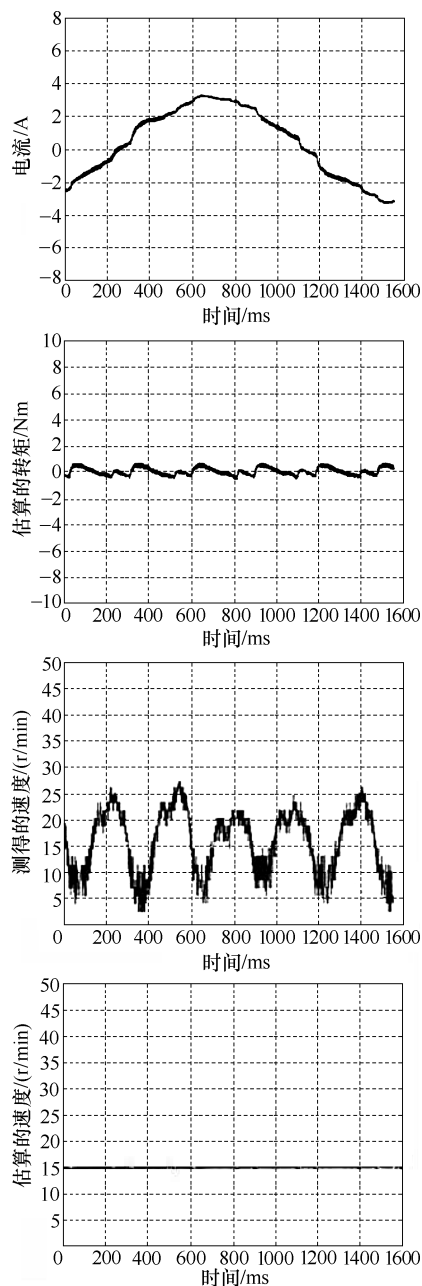


图 11-64 RSM 的 DTFC-SVM 控制: 15r/min 稳态、空载运行

显而易见, SVM 明显降低了转矩和电流的纹波。

在参考速度从 450r/min 阶跃到 30r/min 的动态过程中, DTFC 和 DTFC-SVM 两种控制策

略的结果对比如图 11-65 和图 11-66 所示。可见, DTFC 控制策略具有稍快的转矩响应。

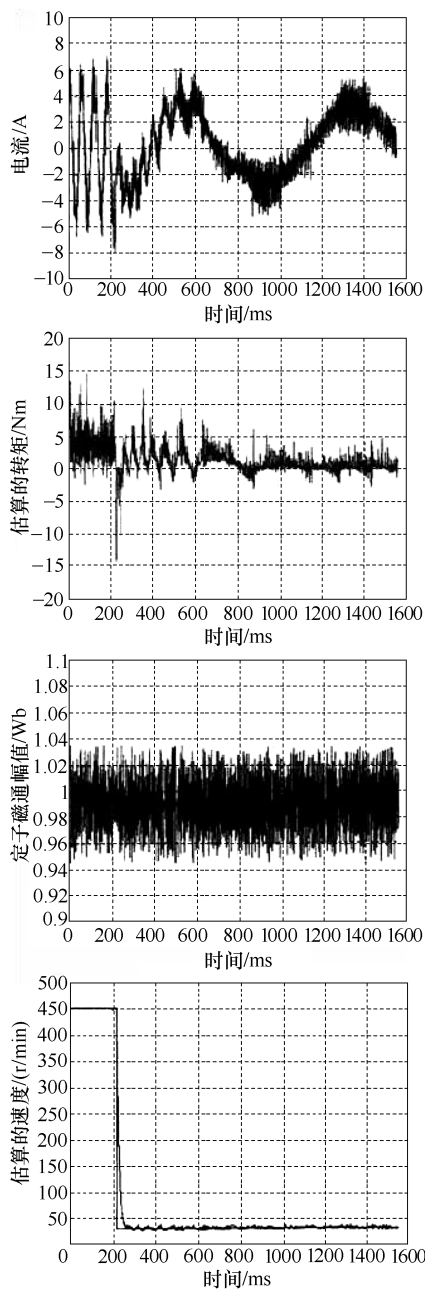


图 11-65 DTFC 控制时, 空载从 450r/min 减速到 30r/min 时, 速度、转矩、定子磁通和电流的瞬态响应

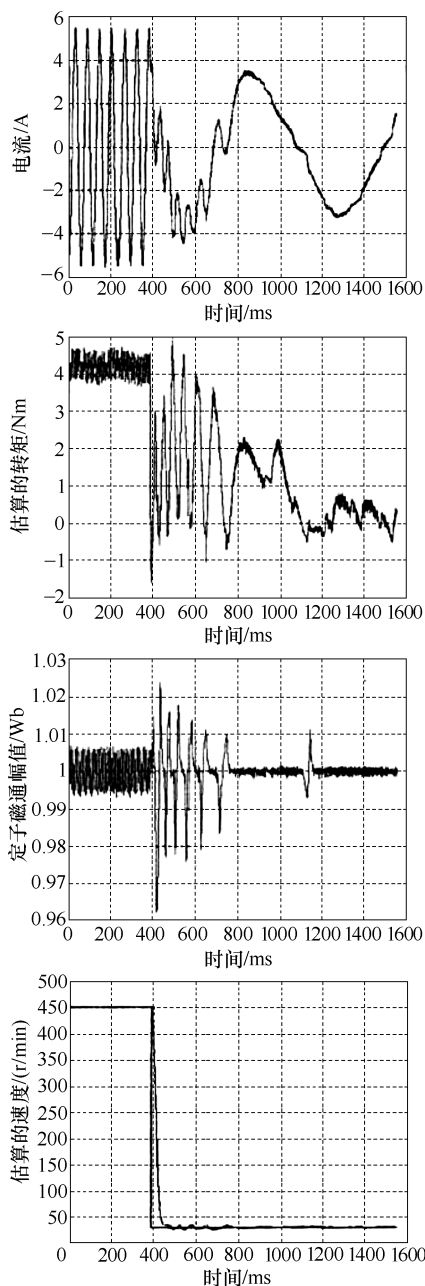


图 11-66 DTFC-SVM 控制时, 空载从 450r/min 减速到 30r/min 时, 速度、转矩、定子磁通和电流的瞬态响应

采用 DTFC 控制策略, 在 150r/min 的速度下进行速度反转, 对应的仿真结果和测试结果分别如图 11-67 和图 11-68 所示。

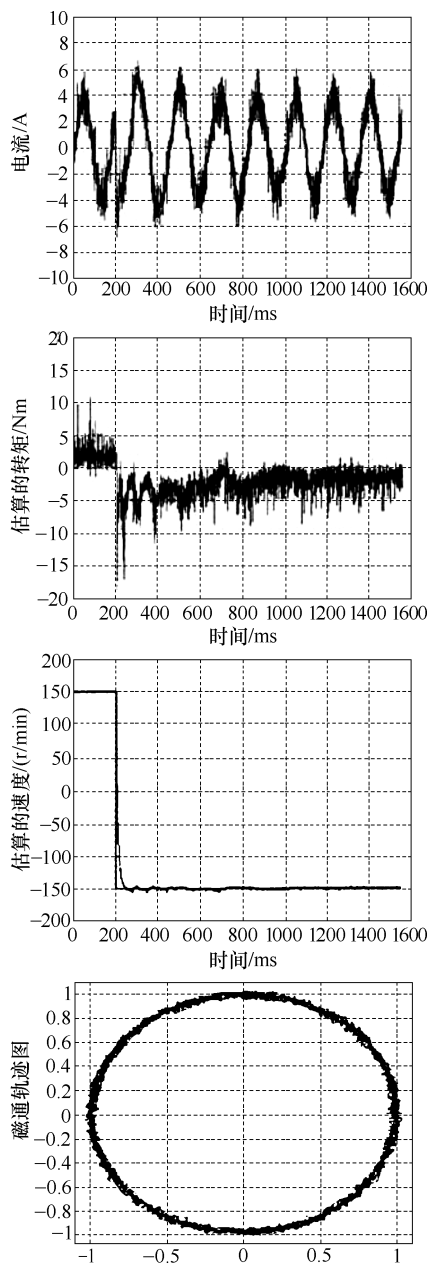


图 11-67 DTFC 控制时, 150r/min 下速度反向的动态响应测试结果

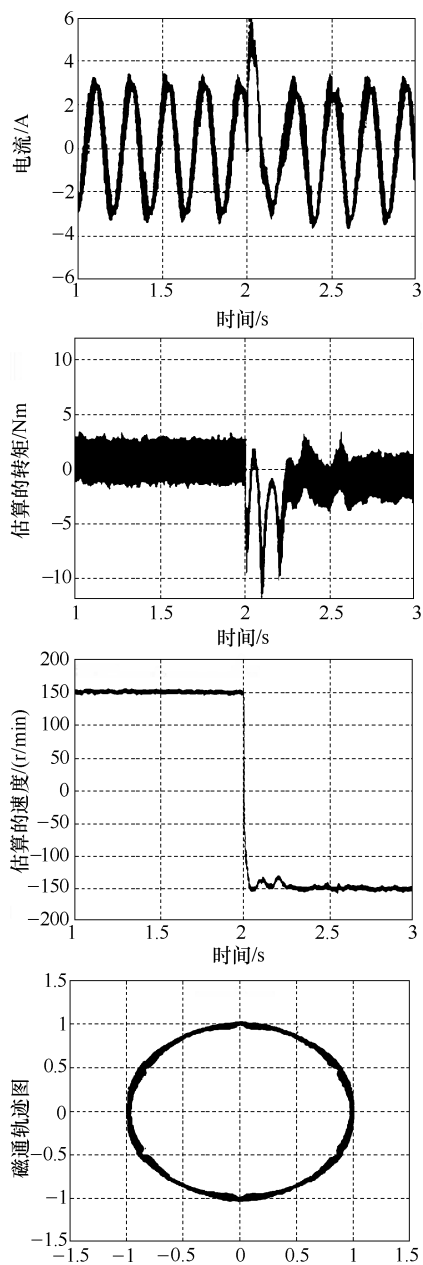


图 11-68 DTFC 控制时, 150r/min 下速度反向的动态响应仿真结果

当采用 DTFC-SVM 组合策略时, RSM 的转矩纹波很低。为了让 RSM 获得极快的动态响应, 有必要进一步改进转子位置的估算算法。DTFC 控制策略的最高开关频率只有 9kHz, 但 DTFC-SVM 控制策略真正的换相频率则要高得多, 相应地, 其转矩脉动和电流谐波也明显降低。

11.8 高频 (高速) PMSM 传动

这里的高频是指基频在 500Hz 以上, 此时, 10 ~ 15kHz 的 IGBT 开关频率已经难以产生 PMSM 所需的接近正弦的电流波形。此外, 在线计算的周期 (必须在 5°电角度以内) 也变得太短了, 难以完成复杂的在线计算控制。

高频 (高速) PMSM 主要应用在牙钻、压缩机或汽轮发电/电动机的场合。在后一种应用场合, 现已达到 70000r/min、150kW (速度较低时功率较高: 15000r/min、3MW) 的水平。即使是在 15000r/min 的稍低速度下, 由于需要采用较多的极数来使大功率电动机的尺寸得到进一步的减小, 因此基波频率也可高达 1 ~ 1.5kHz。

高频 (高速) PMSM 的控制主要有三种方法:

- ① 直流母线电压可变的矩形波电流控制;
- ② 带稳定环的 V/f 标量控制;
- ③ 矢量控制。

以上各种控制策略都采用无运动传感器的方式, 不过可以使用 3 个低成本的霍尔接近传感器, 这是矩形波电流控制的标准配置。

A) 矩形波电流控制

由于高速 (高频) 传动中的电流延迟随速度增大而增大, 因此, 在矩形波电流控制中, 可以让直流母线电压随速度的升高而升高, 系统结构如图 11-69 所示^[26]。

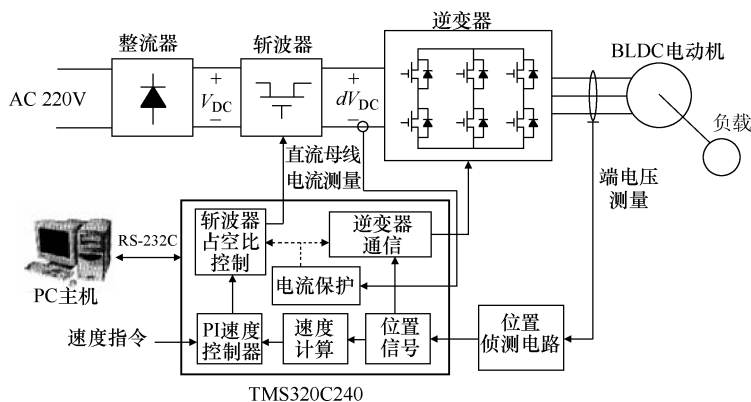


图 11-69 变直流母线电压的 PWM 变频器

在该系统中, 降压型 DC-DC 变换器的直流母线输出电压很简单, 即

$$V_0 = dV_{DC} \quad (11-115)$$

式中, V_{DC} 是输入直流电压; d 是占空比。

可以让 d 的数值与速度误差 $\omega_r^* - \omega_r$ 相关联, 即

$$d = (\omega_r^* - \omega_r) \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (11-116)$$

这是一个 PI 控制器。它要求先计算 (或估算) 速度 ω_r (若使用了霍尔传感器, 那么对转子位置的离散信息做适当的滤波, 就可以求得近似的 ω_r)。

式 (11-116) 的离散形式变为

$$\begin{aligned} d(k) &= d(k-1) + K_p [\varepsilon(k) - \varepsilon(k-1)] + K_i T_s \varepsilon(k-1) \\ 0 \leq d(k) \leq 1; \varepsilon &= \omega_r^* - \omega_r \end{aligned} \quad (11-117)$$

式中, T_s 为采样周期。

在这种控制方式中, 速度仅由直流母线电压 V_0 来调节, PWM 逆变器所做的则是每隔 60° 电角度进行一次换相。结果, PWM 逆变器的换向损耗显著降低 (当然, 这是用付出 DC-DC 变换器损耗的代价换来的)。

参考文献 [26] 针对一个 2 极 BLDC 电动机的控制结果如图 11-70 所示。可见, 在直流母线上利用 DC-DC 变换器来进行电流控制, 对改善 PMSM 电流控制系统的电流脉冲波形有很大的好处。在 50000r/min (820Hz) 时矩形波电流的陡峭上升和下降, 清楚地表明系统具有极佳的性能。

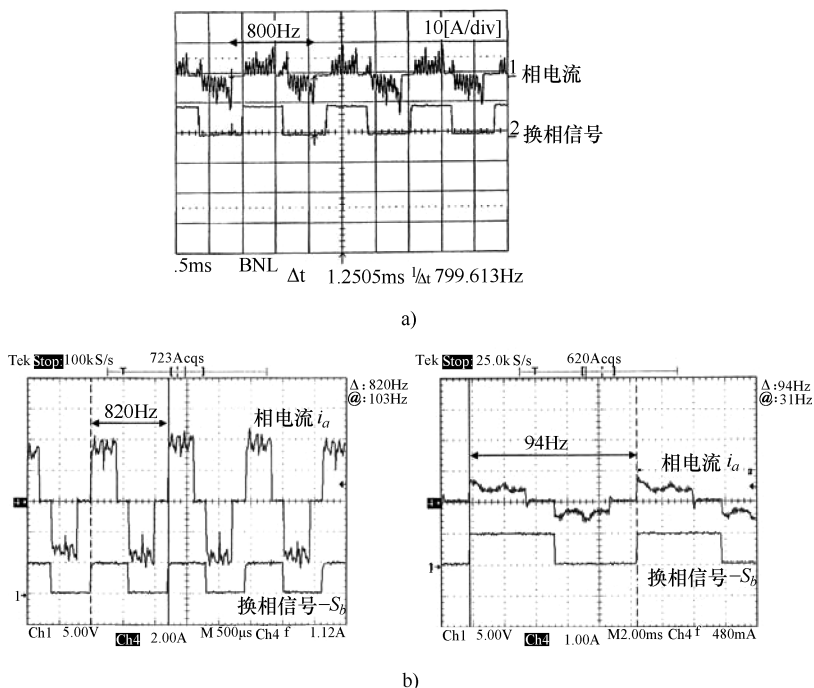


图 11-70 由 PWM 变频器控制的 PMSM 的电流波形和换相信号波形

a) 无 DC-DC 变换器时 b) 有 DC-DC 变换器时

B) 带稳定环的 V/f 控制

随着基波频率的增大, 可得的在线计算时间缩短, 因而要求更为简单的控制算法。幸运的是, 高速传动对转矩响应的快速性要求往往不是很高。

V/f 开环控制是相当简单的, 但它需要一个稳定环。这可以是一个电流稳定环, 或者是一个能够以前馈的方式来调整参考频率 f^* 的有功扰动阻尼环^[27]。

此外, 也可以构造图 11-71 所示的双稳定环控制:

- ① 一个基于参考电压的幅值, 用于对定子磁通的幅值进行控制;
- ② 另一个基于参考电压的相角, 用于对电流矢量与永磁磁链矢量间的电流角 γ 进行闭环控制。

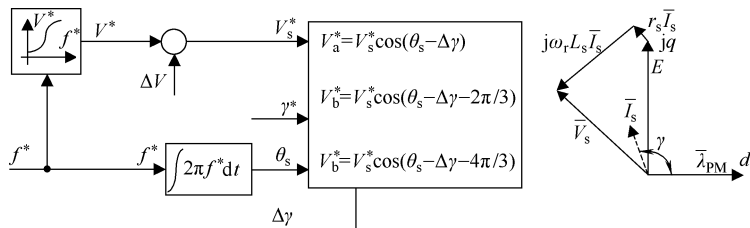


图 11-71 带磁链幅值和转矩角稳定环的 V/f 控制

在图 11-71 中:

$$\begin{aligned}\Delta V &= (\lambda_s^* - \lambda_s) \cdot \left(K_{p\lambda} + \frac{K_{i\lambda}}{s} \right) \\ \Delta \gamma &= (\gamma^* - \gamma) \cdot \left(K_{p\gamma} + \frac{K_{i\gamma}}{s} \right)\end{aligned}\quad (11-118)$$

注意: 对于永磁体面贴转子 ($L_d = L_q$), 单位电流最大转矩发生在永磁电动势与电流同相位时, 因此 γ 角的指令值取为 $\gamma^* = \pi/2$ 。

永磁体产生的磁链 λ_{PM} 可直接写出为

$$\bar{\lambda}_{PM} = -L_s \bar{I}_s + \bar{\lambda}_s \quad (11-119)$$

定子磁链 $\bar{\lambda}_s$ 则为

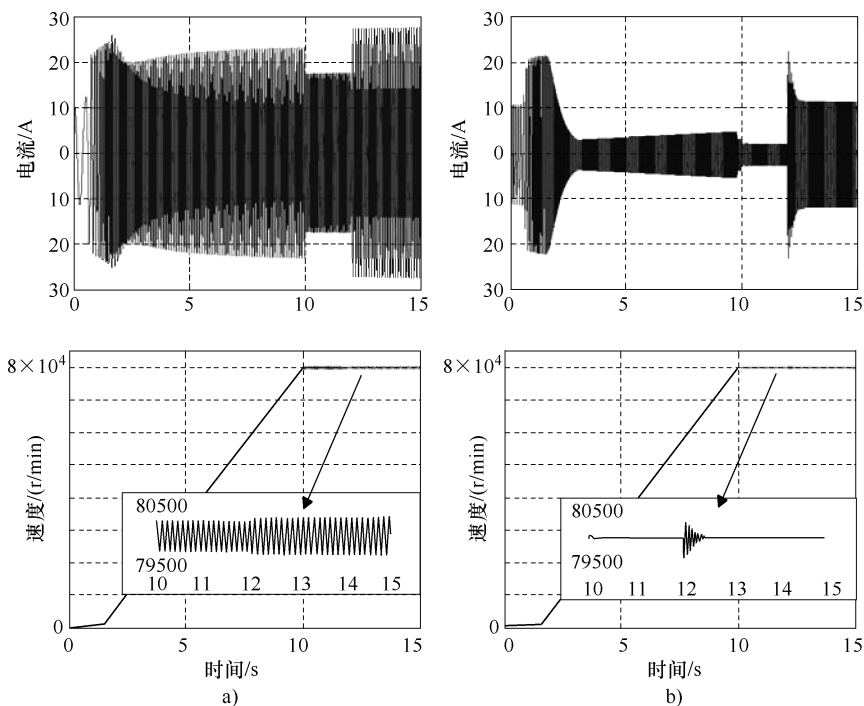
$$\bar{\lambda}_s = \int (\bar{V}_s - r_s \bar{I}_s) \cdot dt \quad (11-120)$$

式 (11-119) ~ 式 (11-120) 即为永磁链和定子磁链的估算器。由于速度高, 因此电压模型是足够的, 但必须消除积分中的残余误差。

这一控制方案的典型数字仿真结果如图 11-72 所示 (对应阶跃负载、80000r/min 的高速)。功角控制的引入, 使传动系统变得稳定, 而磁通闭环控制只是改善了能量转换的效率。

C) 矢量控制

如果速度和转子位置角 θ_{er} 可以由简单的观测器观测得到, 那么即使是矢量控制也可以实现高达 70000 ~ 100000r/min 的速度。

图 11-72 V/f 控制的 PMSM 在 80000r/min 时的稳态性能对比

a) 无稳定环时 b) 有稳定环时

参考文献 [28] 介绍的 PMSM 无传感器矢量控制在本质上是带电动势补偿的混合电压—电流矢量控制。其部分实验结果如图 11-73 所示。

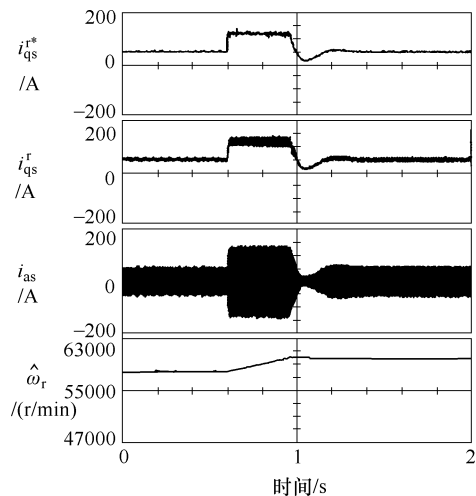


图 11-73 PMSM 无传感器矢量控制从 58000 到 60000r/min 的加速特性

高频（高速）PMSM 传动的一个问题是，同步电感 L_s 有不够大的倾向，因此，在有限的开关频率下，电流纹波有变大的趋势。

在每相外部串联一个电感，可以降低电流纹波^[28]。此外，对于定子半闭口槽，也可以采用仅在槽底部放置线圈导体的做法，来增大槽漏感。最后，对于永磁体面贴式高速转子，为了降低由定子时空谐波磁场引起的转子铁耗，应设置 0.5 ~ 0.7mm 厚的铜屏蔽层，并在这个屏蔽层外面包裹一层树脂。这个铜屏蔽层也可以使定子电流纹波得到衰减。

11.9 单相 PMSM 的控制

低功率电气传动主要应用在家用电器和汽车上。空气净化器、空调散热风扇、车内温度测量与控制、真空泵、电气遥控镜、自动调速泵、可伸缩灯、散热器冷却风扇、油冷却风扇、调节阀的控制、天窗、可调减振器、自动门锁、燃料泵、后雨刷、挡风玻璃雨刷等都是典型的汽车小功率电气传动应用。

永磁无刷电动机是这类低功率传动的一个解决方案。由于本章前面部分已经介绍了三相 PMSM 传动的控制，因此这里仅介绍一个典型的单相 PMSM 传动控制方案。

可控开关、电阻器及电容器的使用数量较少的功率电子控制方案，尤其是和单相 PMSM 一起使用，可能是 50 ~ 100W 以下场合获得较低传动系统总体成本的一个解决之道。使用定子线圈数目少、且带有安全自启动转子停止位的（见第 10 章）径向或轴向气隙单相 PMSM，是这种低功率传动的典型选择。

1. 典型变换器拓扑

这种传动的功率变换器的典型构成包括一个二极管整流器和一个包含 4 个可关断开关的单相 PWM 全桥逆变器，如图 11-74a 所示。

图 11-74b 所示则为一个具有较低开关数目（2 个）的 PWM 变频器方案，它采用了半桥二极管整流器、分裂的直流电容器和倍压器。为了能够获得跟图 11-74a 所示典型的 4 开关 PWM 单相全桥变频器相同的直流电压，这个电路中必需要有倍压器（通过图 11-74b 中的 L_d 来实现）。这个变频器也可用于图 11-74b' 所示的电容运转两相 PMSM 的双向运行。

图 11-74c 所示的方案主要是为了简化双线绕组单相 PMSM 的驱动电源而设计的（消除电压移相），它将下桥臂的两个有源开关 T_1 和 T_2 分别与双线交流绕组的两部分（每部分各负责一个方向的电流）相串联。另外，它使用了第三个开关 T_3 、储能电容 C_d 及一个高频变压器，为 T_1 和 T_2 关断期间的能量提供续流通路，从而使输入的交流电流具有正弦波形。其中， C_d 的耐压值被设计为额定直流电压的两倍，以便能快速断开相绕组电流。

图 11-74d 是另一种低成本的变频器选择，它使用两个晶闸管 T_1 、 T_2 来提供换相，并使用另一个快速开关 T_3 来构成 DC-DC 变换器，以恢复交流输入电流的正弦性，从而满足有关标准的要求（例如 D 类设备的 IEC 1000-3-2 标准）。

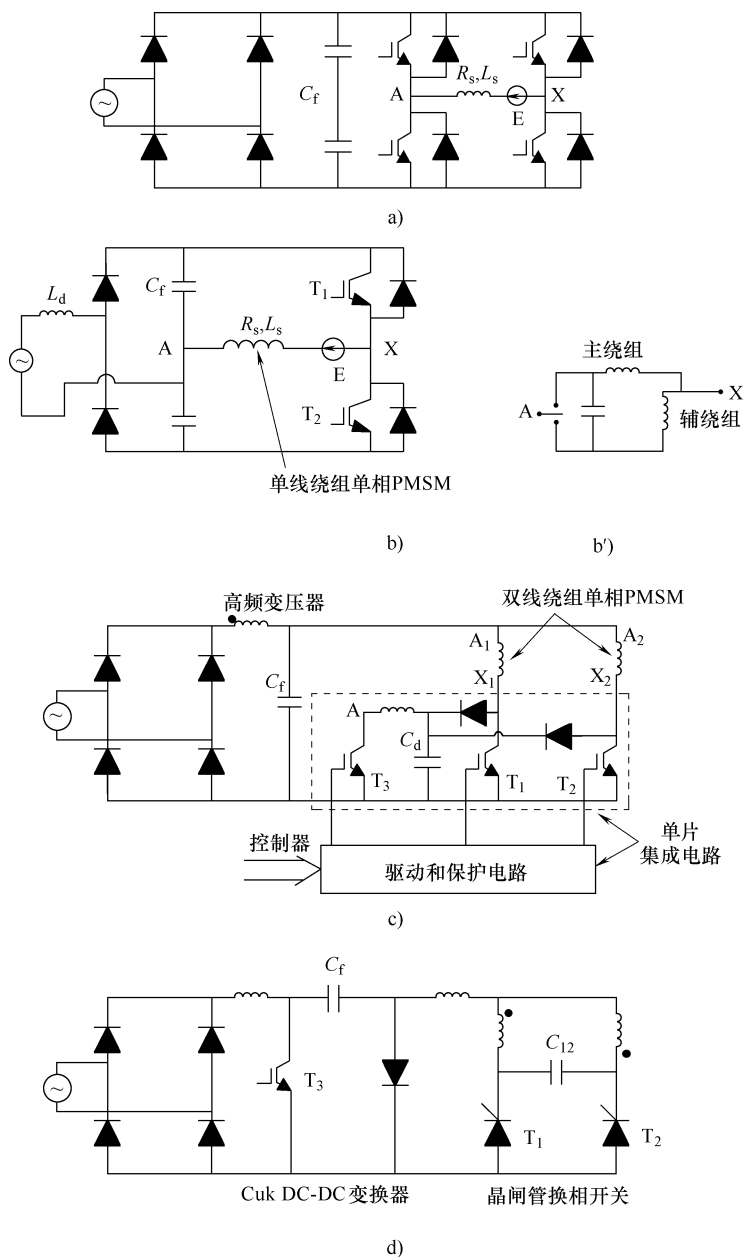


图 11-74 单相 PMSM 传动的典型功率电子变换器

- a) 二极管整流的 4 开关 PWM 单相全桥逆变器
- b) 带二极管半桥和倍压器的 2 开关 PWM 单相变换器 b') 两相电容器 PMSM 连接
- c) 二极管整流、双线单相绕组 PMSM、带 C_{dump} 和高频变压器以保证交流电源侧电流为正弦的
双主开关 PWM 变换器 d) 二极管整流器、Cuk 斩波器、晶闸管换相器构成的三级电路

2. 状态空间模型

研究单相 PMSM 的电力电子开环或闭环速度控制, 需要用到单相 PMSM 的状态空间模型:

$$\begin{aligned} i_s R_s - V_s &= -L_s \frac{di_s}{dt} - \omega_r \lambda_{PM}(\theta_{er}) \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} &= T_e + T_{cog} - T_{load} \\ T_e &= p \lambda_{PM}(\theta_{er}) i_s(t); \frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r \end{aligned} \quad (11-121)$$

式中, $T_{cog}(\theta_{er})$ 是齿槽转矩, 也即零电流时的转矩, 需要预先确定出来。齿槽转矩同时还为可靠的自启动提供停止位。

对一台定子极下具有渐变气隙、转子采用面贴永磁极的两极单相 PMSM 进行了 FEM 分析, 结果如图 11-75 所示。

显然, 如果转子驻留在 A 点或 B 点的话, 那么, 在一个正电压脉冲的作用下, 将有足够的电磁转矩 T_e 和时间来使转子沿着单个方向 (从左往右) 运动起来。

3. 控制策略

可以在定子上安装一到两个低成本的霍尔传感器, 用以检测转子的趋近。其中一个可用于检测定子电动势的过零点 (或者说最大永磁磁链位置)。

经过一次起动程序后, 永磁链 $\lambda_{PM}(\theta_{er})$ 可估算如下:

$$\lambda_{PM}(\theta_{er}) = \int (V_s - R_s i_s) \cdot dt - L_s i_s \quad (11-122)$$

使用这种方法可以估算出转子的位置 $\hat{\theta}_{er}$, 进而估算出速度。可以使用霍尔传感器来对这个转子位置估算器进行校正。

图 11-76 所示为一个典型的 (正弦波或梯形波) 电流与电动势同相位的控制系统。

根据永磁磁通的估算结果, 可以求得 $\cos\theta_{er}$ 和 $\cos 3\theta_{er}$ 。但定子电流应该移相 90° , 因此其中包含着 $\sin\theta_{er}$ 和 $\sin 3\theta_{er}$ 的项, 这也可以简单地得到。在图 11-76 中, DC-DC 变换器使用单个电流闭环控制器来产生所需的电流幅值和波形; 由于两个晶闸管各负责双线绕组的一半, 因此具有在电流过零点换相的能力。

为了简化控制, 通过仔细设置维持同步的速度变化率, 可以构建起一个单相 I/f 开环速度控制器, 并可利用稳定环来抑制转矩扰动引起的速度振荡。

4. 实例分析

一个单相 PMSM 正弦波电流控制系统, 带有转子位置编码器, 其中单相 PMSM 的数据为 $V_n = 200V$, $f_n = 50Hz$, $P_n = 200W$, $n_n = 3000r/min$, $2p = 2$, $\eta_n = 0.8$, $\cos\varphi_n =$

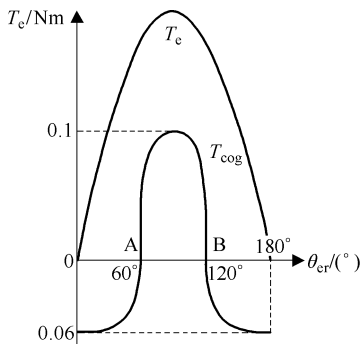


图 11-75 定子极下气隙连续增大时, 齿槽转矩 T_{cog} 及恒电流时的电磁转矩 T_e 与转子位置的关系

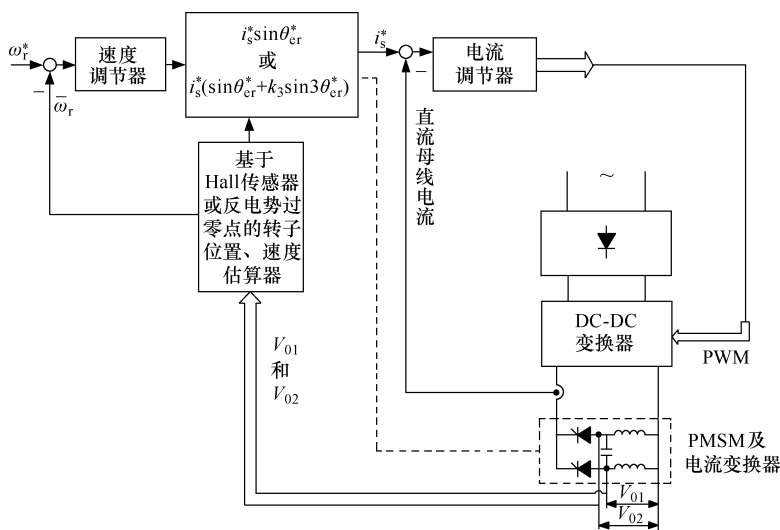


图 11-76 双线绕组单相 PMSM 基本的（电流与电动势同相位的）
正弦波或梯形波电流矢量控制

$$0.8, E_n = 0.8V_n, J = 10^{-3} \text{kgm}^2, T_{\text{cog}} \approx T_{\text{cogmax}} \cos(2\theta_{er} + \gamma), T_{\text{cogmax}} \approx 0.3T_{en\odot}$$

针对图 11-74a 所示的单相全桥变频器方案，以及图 11-74d 所示 2 个晶闸管 + (1 个快速开关的) DC-DC 变换器的方案，进行传动性能的数字仿真。

在 MATLAB/Simulink 平台下编制的计算机仿真程序包括电动机、与传感器一起的变频器、控制系统等部分。在本书所附 CD 中，给出了单相全桥仿真的程序（对应于 single phase PMSM），单相双线 PMSM + 晶闸管的仿真程序，作为留给读者的一个小练习。

图 11-77 所示为起动过程以及施加 0.2Nm 的阶跃负载时（单相全桥的方案在 1s 处

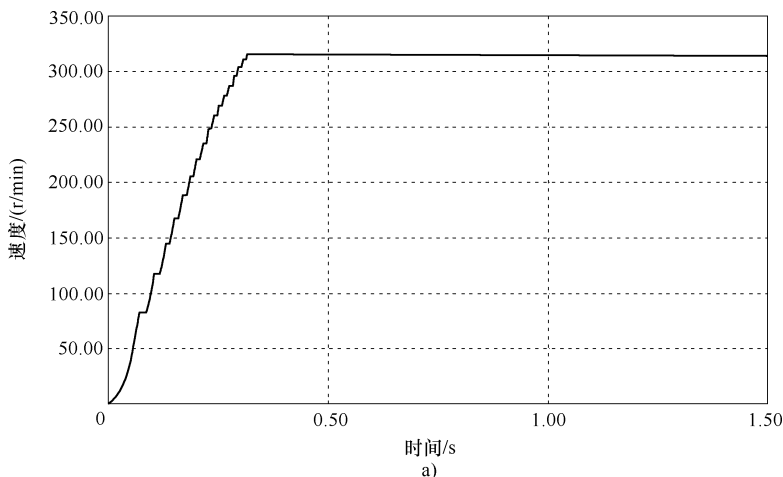


图 11-77 起动过程的速度 (rad/s) 响应
a) 单相全桥变频器方案

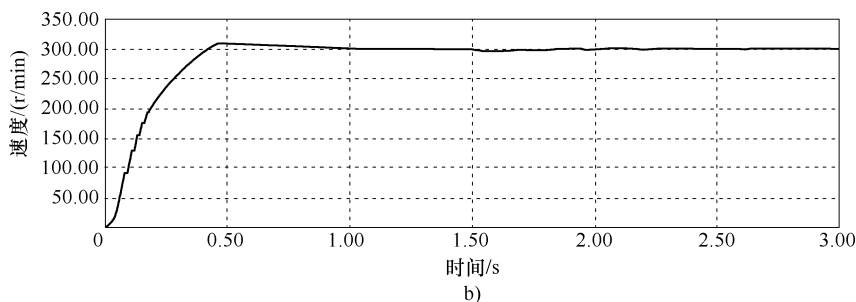


图 11-77 起动过程的速度 (rad/s) 响应 (续)

b) 双线绕组 PMSM、2 个晶闸管 + DC-DC 变换器方案

施加, 两个晶闸管的方案在 1.5s 处施加), 整个过程的速度动态响应曲线。可见, 这两个控制系统都具有可以接受的机械性能。

但另一方面, 这两种方案在稳态空载及阶跃负载时的转矩和电流响应曲线却具有显著的差异, 如图 11-78 所示。

在图 11-74d 的两个晶闸管 + DC-DC 变换器的方案里, 由于在双线绕组之间引入了电容器 C_{12} , 使得双线绕组的每个部分在所有时间里都具有正确的电流极性。这样一来, 就使得双线绕组的铜的利用率低的缺点就有所缓解, 转矩脉动也显著降低。

从系统总体成本来看, 与 4 个可关断开关的全桥 PWM 变频器相比, 两个晶闸管 + DC-DC 变换器的方案需要增加一些无源器件, 这似乎抵消了其快速开关 (IGBT) 数目较少的好处。但还应该看到, 图 11-74d 的晶闸管方案还节省了全桥逆变器所需的滤波电容器 C_f 。

由图 11-78 可以看到晶闸管方案的转矩纹波降低情况。在平均转矩为 0.2Nm 的情况下, 峰值转矩从图 11-78a 的 0.6Nm 降低到了 0.35Nm。相电流也由图 11-78a 的 1.1A 降低到了图 11-78b 的 0.55A。

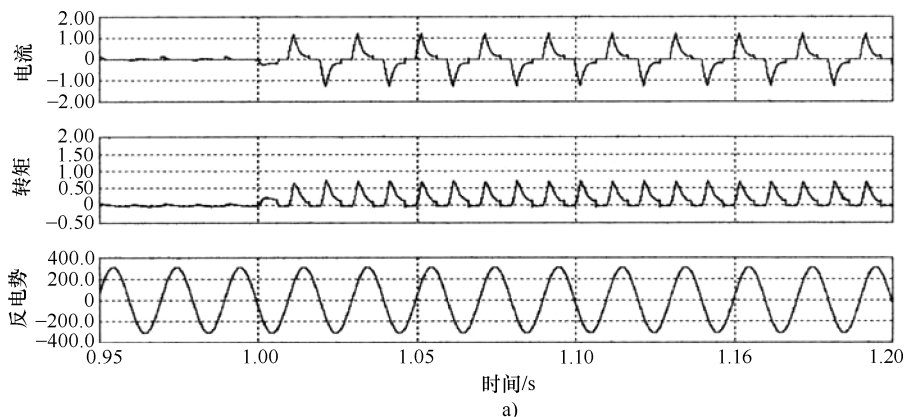


图 11-78 3000r/min 时, 电动机的电流、转矩和反电势

a) 单相全桥变频器的方案 (1s 处施加 0.2N 阶跃负载)

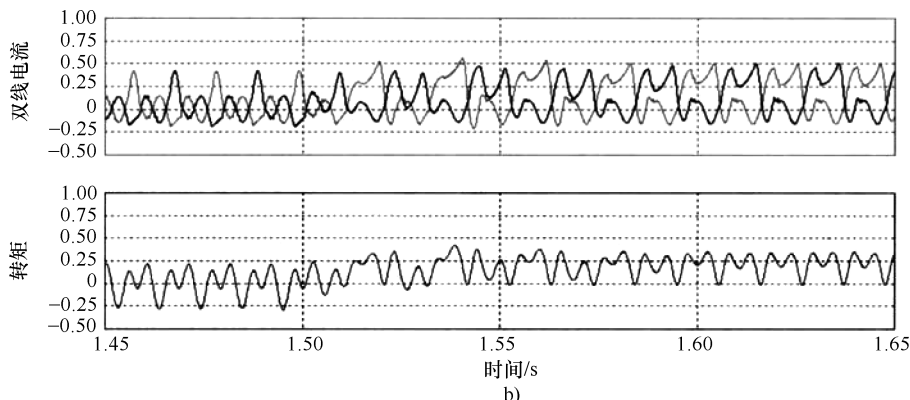


图 11-78 3000r/min 时, 电动机的电流、转矩和反电势 (续)

b) 双线绕组、2 个晶闸管 + DC-DC 变换器的方案 (在 1.5s 处施加 0.2N 阶跃负载)

两种方案在交流电源侧的电流波形是基本相同的。

最后, 在两晶闸管 + DC-DC 变换器的方案中, 电流的测量和控制都是针对直流母线电流进行的。

11.10 小结

① 永磁转子和磁阻转子交流 (同步) 电动机与 PWM 电压源逆变器配合使用, 用于高性能传动。这类电动机的主要优点是效率高、转矩密度高。

② 永磁交流 (同步) 电动机可以进行矩形波 (梯形波) 电流控制, 或者进行正弦波电流控制。

③ 正弦波电流控制用于分布绕组 (每极每相槽数 $q \geq 2$) 的 PMSM 以及磁阻同步电动机 (RSM)。RSM 的 $L_d > L_q$, 其 q 轴上可以安装永磁体, 也可以不安装永磁体。

④ 具有正弦波或梯形波电动势的绕齿 PMSM 具有较低的电动机成本和铜耗。

⑤ 矩形波电流控制 (用于 $q = 1$ 的永磁交流电动机, 即所谓的无刷直流电动机) 较为简单, 因为当采用有速度传感器的方案时, 使用接近位置传感器 (作速度传感器) 就足够了。在低速下, 采用每相每极导通 120° 电流比较合适; 在高速下, 从获得尽可能大的转矩考虑, 采用 180° 电流导通较好。

⑥ 有运动传感器的矢量控制 PMSM 传动特别适合于高性能位置伺服或要求宽广调速范围 (从 100:1 到 10000:1) 的应用。要求快速转矩响应的场合主要采用永磁体面贴转子。

⑦ 为了获得高的稳态和动态性能, 需要对 i_d/i_q (或 λ_d/λ_q) 与转矩的关系进行特殊的优化控制。

⑧ 与 PMSM 相比, RSM 的成本较低, 但控制系统类似, 也具有接近 PMSM 的良好性能。

⑨ 调速范围高达 100:1 的无传感器传动技术已经存在。无传感器矢量控制牵涉到使用磁通、转矩、速度和位置观测器。

⑩ 无论是有运动传感器的场合, 还是无运动传感器的场合, 直接转矩和磁通控制 (DTFC) 都可以用于 PMSM 和 RSM, 以构成更简单和高鲁棒性的控制系统, 来实现高性能的传动。

⑪ PMSM 以及带永磁体的 RSM 都拥有宽广的恒功率调速范围。

⑫ 额定功率下的恒功率调速范围 K_{cpr} 为^[5,20]

$$K_{\text{cpr}} \approx 0.7\omega_c - 1$$

$$\omega_c = \frac{1}{e_0 - x_d} \quad (11-123)$$

式中, ω_c 是临界 (零转矩) 速度的相对值 (速度的基准为基速 ω_b); e_0 是永磁 (空载) 电压的相对值 (电压的基准为额定电压的幅值); x_d 为 d 轴同步电抗的相对值。

⑬ 如果跟 PMSM 一样, 将 RSM 的 d 轴定在较低磁导的磁路上 (即交换其传统上的 d 、 q 轴位置), 那么以上的 ω_c 也适合于带永磁体的 RSM。

⑭ 理论上, 当满足下式时, 式 (11-123) 的恒功率调速范围可以达到无穷:

$$e_0 - x_d = 0, \quad (11-124)$$

但输出的功率水平 (即功率因数) 较低。

⑮ 满足条件式 (11-124) 时, 传统 PMSM 一般要求 $e_0 > 0.5$, 以便能获得可以接受的功率因数; q 轴上使用廉价永磁体的 RSM, 则在较小的 e_0 ($e_0 < 0.3$) 下具有良好的功率因数。

⑯ 恒功率区间的要求与在基速 ω_b 以下的稳态和动态高转矩的要求之间存在着一定的矛盾。

⑰ 超高速 PMSM 传动的特点是基频高于 600Hz, 可高达 2.4kHz。在这种情况下, 由于 IGBT 变频器的开关频率有限, 因此优先考虑的是同步电流矢量控制或带稳定环的 V/f 控制以及开环 PWM 技术。此外, 为了降低相电流中的时间谐波, 必须增大电动机的电感。要想维持严密的控制, 通常应将在线计算周期限制在几个电角度以下, 因此, 必须对高速下的控制进行简化。

⑱ 在低功率水平的场合 (通常低于 100W), 除了三相传动, 从系统成本考虑, 转子拥有自启动停止位的单相 PMSM 传动是较为实用的方案。

⑲ 低功率单相 PMSM 电气传动的典型应用是家用电器和汽车用传动机构的场合。

⑳ 在低功率场合, 降低变换器中的可控 (主) 开关数目是降低成本的需要。

㉑ 本章数字仿真分析过的两个晶闸管 + (使用 1 个 IGBT 的) DC-DC 变换器的双线绕组单相 PMSM 传动方案, 是实用的低成本解决方案的一个很好的实例。

㉒ 带稳定环的无运动传感器的开环 V/f 或 I/f 控制, 可用在需要降低 DSP 成本的场合, 以及用在需要降低电力电子控制装置成本的极小功率的传动场合。

11.11 习题

11.1 一台无刷直流电动机, 数据为每相永磁链幅值 $\lambda_{PM} = 1.25 \text{ Wb}$, 极对数 $p = 2$, 定子电阻 $r_s = 2 \Omega$, 逆变器直流输入电压 $V_d = 500 \text{ V}$ 。电流超前角为零, 波形为矩形波, 大小为 $i_{dc} = 10 \text{ A}$, 请确定:

- (1) 任一时刻只有两相导通时, 求气隙转矩 (电磁转矩);
- (2) 理想空载转速;
- (3) 绘出所得的速度—转矩曲线。

11.2 一台永磁体嵌入式转子 PMSM, 数据为 $L_d = 0.06 \text{ H}$, $L_q = 0.10 \text{ H}$, $V_{sn} = 300 \text{ V}$, $p = 2$, $r_s \approx 0$, $I_{sn} = 10 \text{ A}$, $\lambda_{PM} = 1 \text{ Wb}$ 。请确定:

- (1) 采用单位电流最大转矩准则, 求基速 ω_b (电压为 V_{sn} 、电流为 I_{sn}) 时的电流分量 i_d 、 i_q 和转矩。
- (2) 基于单位磁通最大转矩条件式 (11-42), 确定 $3\omega_b$ 速度时的定子磁链水平 λ_s^* 、 i_d 、 i_q 及转矩和功率。

11.3 对于在 11.7.2 节介绍的 RSM 间接矢量电流控制, 在 Pspice 或 MATLAB/Simulink 下, 编写一个计算机程序, 重现本书的结果。

11.4 对于在 11.7.3 节中介绍的 RSM 的 DTFC 控制, 在 Pspice 或 MATLAB/Simulink 下, 编写一个计算机程序, 重现本书的结果, 并增加一些其他的输出数据。

11.12 参考文献

1. I. Boldea, S.A. Nasar, "Torque vector control (TVC) - a class of fast and robust torque, speed and position digital controllers for electric drives", EMPS, vol.15, 1988, pp.135-148.
2. B.V. Murty, "Fast response reversible brushless d.c. drive with regenerative braking", Record of IEEE-IAS-1984 Annual Meeting, pp.475-480.
3. T.M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation", IEEE Trans.vol.IA-20, n.4, 1984, pp.803-813.
4. S.K. Safi, P.P. Acarnley, A.G. Jack, "Analysis and simulation of the high - speed torque performance of brushless d.c. motor drives", IEE Proc. Vol. EPA-142, no.3, 1995, pp.191-200.
5. S. Morimoto, M. Sonoda, Y. Takeda, "Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator", IEEE Trans vol.IA-30, no.4, 1994, pp.920-925.
6. T. Jahns, "Flux weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Trans vol.IA-23, 1987, pp.681-687.
7. G. Pfaff et al., "Design and experimental results of a brushless a.c. drive", IEEE Trans. Vol.IA-20, no.2, 1984, pp.814-821.
8. I. Boldea, S.A. Nasar, "Vector control of a.c. drives", Chapter 10, CRC Press, Florida, USA, 1992.
9. G.D. Andreescu, "Robust direct torque vector control system with stator flux observer for PM-SM drives", Record of OPTIM-1996, Brasov, Romania, vol.5.

10. **K. Rajashekara, A.Kawamura, K.Matsuse (editors)**, "Sensorless control of a.c. motor drives", IEEE Press, 1996 Section 2, pp.259-379.
11. **L. Cardoletti, A.Cassat, M.Jufer**, "Sensorless position and speed control of a brushless d.c. motor from start-up to nominal speed", EPE Journal, vol.2, no.1, 1988, pp.25-34.
12. **I. Boldea**, Reluctance synchronous machines and drives, book, OUP, Oxford, U.K., 1996.
13. **R.E. Betz**, Theoretical aspects in control of synchronous reluctance machines, Proc IEE, vol.B-139, no.4, 1992, pp.355-364.
14. **A. Fratta, A. Vagati, F. Villata**, "Design criteria of an IPM machine suitable for field weakening operation", Record of ICEM-1990, Cambridge MA, 1990, Part III, pp.1059-1065.
15. **L. Xu, X. Xu, T.A. Lipo, D.W. Novotny**, "Vector control of a reluctance synchronous motor including saturation and iron losses", IEEE Trans. vol.IA-27, no.5, 1991, pp.977-985.
16. **I. Boldea, Z.X. Fu, S.A. Nasar**, "Digital simulation of a vector controlled ALA rotor synchronous motor servodrive", EMPS, vol.19, 1991, pp.415-424.
17. **A. Fratta, A. Vagati, F. Villata**, "Permanent magnet assisted synchronous reluctance drives for constant power applications: Comparative analysis and control requirements", PCIM Europe, 1992, Nurnberg, Germany, pp.187-203.
18. **I. Boldea, N. Munteanu, S.A. Nasar**, "Robust low cost implementation of vector control for reluctance synchronous machines", IEE Proc EPA vol.141, no.1., 1994, pp.1-6.
19. **I. Boldea, Z. Fu, S.A. Nasar**, "Torque vector control (TVC) of ALA rotor reluctance synchronous motors", EMPS vol.19, 1991, pp.381-398.
20. **S. Morimoto, M. Sonoda, Y. Takeda**, Inverter driven synchronous motors for constant power, IA Magazine, vol.2, no.6, 1996, pp.18-24.
21. **H. Kim, K.K. Huh, R.D. Lorenz, T.M. Jahns**, "A novel method for initial rotor position estimation of IPM synchronous machine drives", IEEE Trans. Vol. IA-40, no. 5, 2004, pp. 1369-1378.
22. **Y. Yeong, R.D. Lorenz, T.M. Jahns, S. Sul**, "Initial rotor position estimation of IPM motor", Record of IEEE – IEMDC – 2003, pp. 1218-1223.
23. **S. Shinnaka**, "New mirror - phase vector control for sensorless drive of PMSM with pole saliency", IEEE Trans. Vol. IA – 40, no. 2, 2004, pp. 599-606.
24. **M. Linke, R. Kennel, J. Holtz**, "Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier signal injection", Record of IEEE – IEMDC – 2003, vol. 2, pp. 1211-1217.
25. **I. Boldea, L. Janosi, F. Blaabjerg**, "A modified direct torque control (DTC) of reluctance synchronous motor sensorless drive", EMPS Journal, Taylor & Francis, Vol. 28, no. 2, 2000, pp. 115-128.
26. **K.-H. Kim, M.J. Youn**, "DSP – based high speed sensorless control of a brushless d.c. motor using d.c. link voltage control", EMPS Journal, Taylor & Francis, Vol. 30, no. 2, 2002, pp. 889-906.
27. **P.D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, P. Thorgersen**, "A sensorless, stable V/f control method for PMSM drives", IEEE Trans. Vol. IA – 39, no. 3, 2003, pp. 783-791.
28. **B.-H. Bae, S.-K. Sul, J.-H. Kwon, Ji –S. Byeon**, "Implementation of sensorless vector control of superhigh speed PMSM for turbo-compressor", IEEE Trans. Vol. IA – 39, no. 3, 2003, pp. 811-818.

第 12 章 开关磁阻电动机传动^{*}

12.1 引言

开关磁阻电动机 (SRM) 是双凸极结构、单边励磁、转子无源 (无绕组) 的电动机, 它采用集中式相绕组, 靠直流电压脉冲来使各相绕组依次导通并流过单极性的电流, 从而产生转矩。

由于 SRM 结构简单、牢固, 在过去的二三十年里, 它获得了广泛的关注, 人们希望它能够各种从低级到高级的无刷电动机传动提供一个低成本的选择, 并达到跟交流 (感应或同步) 电动机传动相当的性能。

在写作本书的时候, SRM 传动还只是刚开始进入市场, 但可以预期, 在不远的将来, 它会拥有世界范围的市场。SRM 的额定功率小可至数瓦, 高可达上千 kW, 既可用于调速范围不宽、动态性不高的场合, 也可用于高级伺服的场合, 尤其是高温、高化学危险性的恶劣环境。

以下先介绍 SRM 的结构特点, 再依次讨论一些原理上的细节问题。当 SRM 中存在磁路饱和时, 无论是采用开环电压 PWM 控制, 还是采用闭环电流 PWM 控制, 要想对实际上每次只有一相导通的 SRM 进行运行分析, 是离不开精心设计的数字仿真方法的。

此外, 我们也将对 SRM 速度和位置控制的各种基本控制策略做一定程度的详细介绍, 这既包括低品质的, 也包括高品质的, 既包括有运动传感器的, 也包括无运动传感器的; 我们还将提供一些数字实例, 以帮助读者快速入门和了解 SRM 的实际性能。

12.2 SRM 的结构和原理

SRM 采用叠片定子和转子铁心, 定子具有 $N_s = 2mq$ 极 (m 为相数), 转子具有 N_r 极。定子每一相的绕组由绕在 $2q$ 个定子极上的集中式线圈构成。

在 SRM 的各种定、转子极数组合中, 最常用的配置是三相 6/4 极和四相 8/6 极, 分别如图 12-1a、b 所示。这两种配置对应的 $q = 1$ (即每相有一对定子极和一对线圈)。对于三相电动机, q 也可以等于 2 或 3, 从而得到 12/8 极或 18/12 极的结构, 这既可用于低速大转矩的直接传动, 也可用于航空上的高速起动机—发电机系统^[2]。为了避免

* 译者注: 因原著直接沿用了不同参考文献的符号, 导致部分符号前后意义不一致。译者从方便的角度, 做了统一处理: 将主开关的触发角统一为开通角 θ_{on} ; 将主开关的关断角统一为断压角 θ_e ; 将相绕组电流减小到零的角度统一为断流角 θ_{off} 。

出现零转矩区，定子和转子的极弧角度 β_s 和 β_r 往往几乎相等。

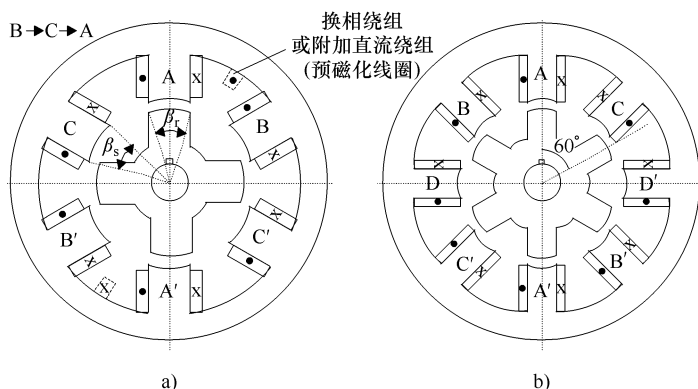


图 12-1 SRM 的典型结构配置

磁路的对称性使得 SRM 的相与相之间的互感磁链几乎为零，即使在饱和的条件下也是如此。这就意味着 SRM 可以工作在 $m-1$ 相下（即丢相的故障模式下），因为短路相中不会出现感应电压或电流。因此，SRM 耐受故障的能力（容错能力）要比任何交流电动机都强（因为在交流电动机中，相与相之间的相互作用往往是其运行原理的核心）。因此，每相的自感在 SRM 转矩的产生中独立地起着关键作用。

当磁路不饱和时，相绕组的自感随着转子位置线性变化，但当磁路饱和时，相绕组自感与转子位置之间就不再是线性的关系，如图 12-2 所示。

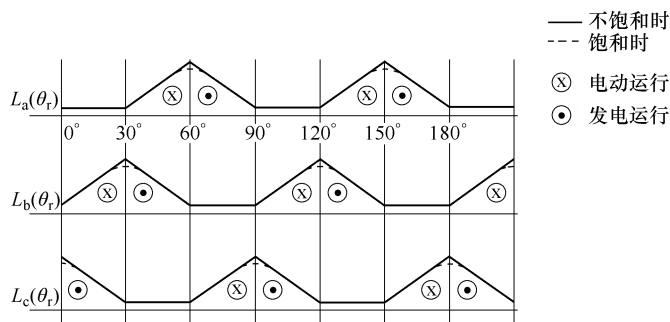


图 12-2 三相 6/4 极 SRM 的相电感及运行模式

如果将不同转子位置时的相磁链 λ 与电流的关系曲线计算出来，并绘制成曲线，那么就可以得到如图 12-3 所示的 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族。

图 12-3 表现出了明显的磁饱和影响。在设计良好的 SRM 中，这种饱和影响不仅是实际存在的，而且是提高能量转换比所必需的，这一点在本节后面还会作进一步的说明。

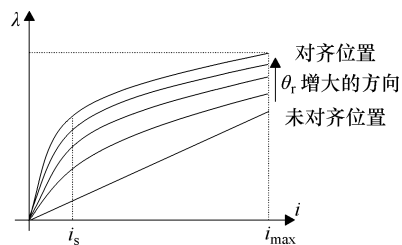


图 12-3 磁通/电流/位置曲线族

通过大家熟知的磁共能 $W_{mc}(\theta_r)$ 的公式,可以得到每相的瞬时转矩 $T_e(i)$ 为

$$T_e(i) = \left(\frac{\partial W_{mc}(\theta_r)}{\partial \theta_r} \right)_{i=\text{常数}}; W_{mc} = \int_0^i \lambda(\theta_r, i) di \quad (12-1)$$

上式表明,必须通过计算或测试,先得到 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族,然后才能得到转矩。

总的瞬时转矩为

$$T_e = \sum_{k=1}^m T_e(i_k) \quad (12-2)$$

如果磁路不饱和,则可以将瞬时转矩写成:

$$T_e = \sum_{k=1}^m \frac{1}{2} i_k^2 \frac{\partial \lambda_k(\theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (12-3)$$

如图 12-4 所示,在理想情况下,当有转子极落在相邻的定子极之间的 $\theta_{on}=0$ 处时(即处于非对齐位置时),其中位于运动方向前方的定子极上的一相绕组(即对应于电动运行模式的一相绕组)将被开通。在图 12-4 中,在加压期 $\theta_w = \theta_c - \theta_{on}$ 内,仅施加一个电压脉冲。在这一期间,若忽略电阻压降,则速度 ω_r 恒定时一相的最大磁链 λ_{max} 为

$$\lambda_{max} = \int_0^t V_d dt = V_d \frac{\theta_w}{\omega_r} \quad (12-4)$$

当 $\theta_{on}=0$ 时(开通角零超前时),加压期 θ_w 的最大值由电动机设计来确定,为

$$\theta_{wmax} = \theta_m = \frac{\pi}{N_r} \quad (12-5)$$

基速 ω_b 和最大加压期 θ_{wmax} 以及具有最大磁链 λ_{max} 的单个电压脉冲幅值 V_d ,这是由电动机设计以及磁路的饱和水平决定的。根据式(12-4),要增大基速,就必须增大 SRM 磁路的饱和程度。

在基速 ω_b 以上,为了获得较高的速度 ω_r ,可以略微减小 θ_w 的数值,但确定无疑的是,必须减小磁链的最大值 λ_{max} 。这称作弱磁。在基速 ω_b 以上,也可以使开通角 θ_{on} 超前,以便在较小的断压角 θ_c 处达到可得的最大磁链 λ_{max} ,从而使电流的最大值变得更大、并且能够更快地达到(在 θ_{mc} 处),进而产生出更大的转矩。这样一来,速度—转矩的包络线(范围)就可以扩大。另外要注意,每相的关断过程开始于 $\theta_c \leq \theta_m$,终止于发电区(再生制动区)中的断流角 θ_{off} 处。

$\theta_{off} - \theta_m$ 越小,一相关断时负值转矩的贡献就越小。实际上,当转子处于 $\theta_r = \theta_m$ (对齐位置)的时候,若相应的电流 i_m 已经小于峰值电流 i_{max} 的 25%~30%,那么负值转矩(发电转矩)的影响将会比较小。

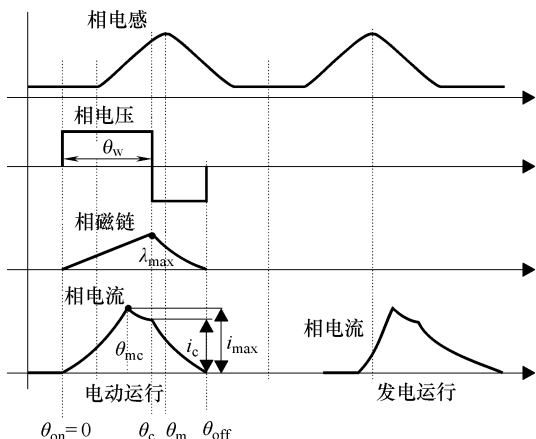


图 12-4 相电感、电压、磁链及电流的波形

当在 θ_c 处断开导通相的电压时, 同时开通下一相。这样一来, 下一相贡献出来的正转矩, 可以补偿导通相在关断过程中的转矩降低, 从而使总的转矩脉动减小。

显然, 对每相而言, 在每个导通周期中, 伴随着电能与机械能之间的转换, 有一个总磁能的泵入和泵出的能量循环过程。泵出的能量, 一部分经过 PEC 转移到了下一个导通的相, 其余部分则被储存在 PEC 的滤波电容器上。机械上每转一周, 就有 mN_r 个这样的能量循环。

在基速 ω_b 以下, 采用 PWM 技术来控制 and 限制电流, 如图 12-5 所示。需要注意的是, 此时的相绕组导通时间被延长了, 断压角 θ_c 接近于 θ_m 的位置 (即相电感最大的位置)。就高速而言, 上面已经讲过, 相绕组的开通角 θ_{on} 是超前的, 断压角 θ_c 也是如此。

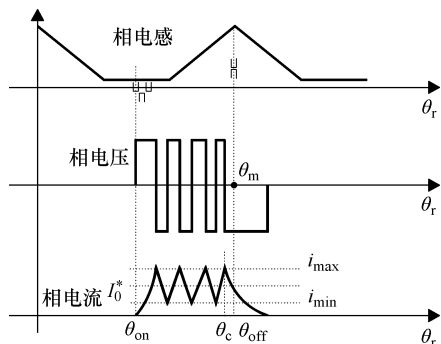


图 12-5 基速以下的 PWM 控制

12.3 平均转矩和能量转换率

图 12-6a、b、c 从能量循环的角度, 对图 12-4 所示的单电压脉冲运行模式、以及图 12-5 所示的电流斩波运行模式, 用 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族来进行了表示。

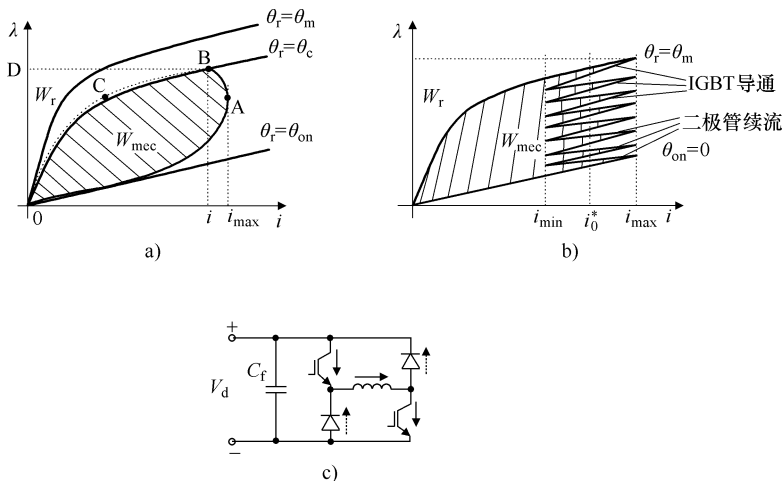


图 12-6 一相的能量循环

- a) 高速时 (对应图 12-4 的单电压脉冲模式) b) 低速时 (对应图 12-5 的电流斩波模式)
c) PEC 的一相的电路 (提供单极性电流)

由于平均转矩 T_{eav} 正比于图 12-6a、b 中的阴影部分的面积 W_{mec} , 因此, 当 SRM 的

定子为 m 相、转子为 N_r 极时, 在转速恒定、同一时刻只有单相通电的情况下, 电动机的平均电磁转矩 T_{eav} 为

$$T_{\text{eav}} = \frac{W_{\text{mec}} m N_r}{\theta_c - \theta_{\text{on}}} \quad (12-6)$$

此外, 可以定义能量转换比 EC (kW/kVA) 如下:

$$\text{EC} = \frac{\overline{\text{OABCO 的面积}}}{\overline{\text{OABDO 的面积}}} = \frac{W_{\text{mec}}}{W_{\text{mec}} + W_r} \quad (12-7)$$

W_r 作为二极管导通期间回送到电源的能量, 它随磁饱和的增加而减小, 因此 EC 随着磁饱和程度的增大而增大。所以, 磁饱和可以降低 PEC 的额定容量 (kVA) 需求 (其大小取决于 $W_{\text{mec}} + W_r$)。当磁通—电流曲线为线性时 (即没有磁饱和时), EC 仅为 0.5, 而在有磁饱和时, 这个比值可高达 0.65 ~ 0.67。另外, 为了维持较高的 W_{mec} , 与线性情况相比, 应减小气隙, 以便在同样的电流水平下, 可以让大多数的转子位置都具有适当的磁饱和水平。通过这种方式, 就可以获得中等程度的转矩水平。

请注意, 磁饱和会降低每相的最大磁通和最大电感。因而电流的换相会变得更快速, 在同样的电压下, 获得的基速也会更高。

采用直流预磁化技术, 即如图 12-1a 那样, 将一个跨度 180° 的线圈与所有相的绕组串联, 可以进一步提高能量转换比 EC^[3]。

如图 12-7 所示, 在预磁化等效电流 $i_0 N_0 / N$ 的作用下 (其中 N_0 为预磁化线圈的匝数, N 为相绕组的匝数), 能量循环的轨迹右移。机械能的增加量约等于多边形 AA'B'B 的面积减去多边形 AA'A''A''' 的面积; 在去磁期间, 回送的能量 W_r 的降低量则约等于多边形 OCD'D 的面积。这样一来, 能量转换比 EC 显著增加 (在参考文献 [3] 中, EC 从 0.64 增加到了 0.74), 代价则是预磁化绕组的铜耗 (19% 的额外铜耗^[3])。

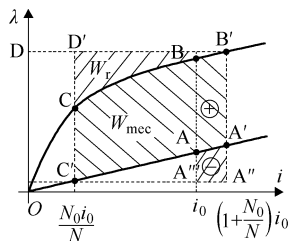


图 12-7 采用预磁化技术的能量循环状态图

12.4 kW/峰值 kVA 比值

峰值 kVA/kW 比值在 1.9 节已经给出详细定义, 这里择其要点, 再介绍一下。根据文献 [4], 峰值 kVA/kW 比值为

$$\text{kW/峰值 kVA} = \frac{\beta_s N_r Q}{8\pi} \quad (12-8)$$

式中, β_s 为定子极弧角, 它与定子极距之比通常为 0.4 ~ 0.5; Q 为

$$Q \approx C \left(2 - \frac{C}{C_s} \right) \quad (12-9)$$

式中, C 是主开关的导通角 (加压机) 的定子极下部分与定子极弧角 β_s 之比。通常, 速度为零时 $C = 1$, 基速时降低到 $C = 0.65$ 。

另外:

$$C_s = \frac{\lambda_u - 1}{\lambda_u \sigma - 1}; \lambda_u = \frac{L_a^u}{L_u} \approx (4 \sim 10); \sigma = \frac{L_a^s}{L_a^u} \approx (0.3 \sim 0.4) \quad (12-10)$$

式中, L_u 为非对齐位置的电感, L_a^u 和 L_a^s 分别是对齐位置相电感的不饱和值与饱和值。

变换器中开关的峰值视在功率 S_1 为

$$S_1 = 2mV_d I_{\text{peak}} \quad (12-11)$$

式中, V_d 是直流电源的电压; I_{peak} 是峰值电流。

而由逆变器供电的感应电动机传动, kW/峰值 kVA 比值则为

$$(\text{kW/峰值 kVA})_{\text{IM}} = \frac{3}{\pi} \frac{V_d I \cdot \text{PF}}{K(6V_d I)} = \frac{3}{\pi} \frac{\text{PF}}{6K} \quad (12-12)$$

式中, K 是由逆变器供电时感应电动机的峰值电流 I_{peak} 和基波电流的峰值之比 (对于 6 脉冲的工作模式, $K = 1.1 \sim 1.15$); PF 是功率因数。

例 12-1

一个 6/4 极的 SRM, 参数为: $\sigma = L_a^s/L_a^u = 0.4$, $\lambda_u = L_a^u/L_u = 6$, $C = 1$, $\beta_s = 0.4\text{rad}$ 。请计算 kW/峰值 kVA 比值。

解答:

由于 $\sigma = 0.4$ 、 $\lambda_u = 6$, 根据式 (12-10), 系数 C_s 为

$$C_s = \frac{\lambda_u - 1}{\lambda_u \sigma - 1} = \frac{6 - 1}{6 \times 0.4 - 1} = \frac{5}{1.4} = 3.57 \quad (12-13)$$

进一步根据式 (12-9), 可得 Q 为

$$Q = C \left(2 - \frac{C}{C_s} \right) = 1 \times \left(2 - \frac{1}{3.57} \right) = 1.72 \quad (12-14)$$

因此, 根据式 (12-8) 有:

$$\text{kW/峰值 kVA} = \frac{\beta_s N_r Q}{8\pi} = \frac{0.4 \times 4 \times 1.72}{8\pi} = 0.1095 \quad (12-15)$$

对于一台 PF = 0.85、 $K = 1.12$ 的感应电动机, 则有:

$$(\text{kW/峰值 kVA})_{\text{IM}} = \frac{3}{\pi} \times \frac{0.85}{6 \times 1.12} = 0.1208 \quad (12-16)$$

可见, 从逆变器定额的角度来看, 一台功率因数相当不错的感应电动机只是比相同效率下输出相同功率的 SRM 好 10% ~ 20% 而已。

12.5 绕组换相

在电动运行时, 必须对关断过程持续的角度 $\theta_{\text{off}} - \theta_c$ (时间) 进行限制。一般来讲, 仅满足 $\theta_{\text{off}} - \theta_c < \beta_s$ 的条件是不够的 (β_s 为定子极弧角), 因为这会产生一个很强的反向 (发电) 转矩。

相反,在发电运行时,则必须将开通过程提前到电动区间(电感斜率为正的区域),但又不能超前太多,以免出现强烈的电动转矩影响。

无论是电动状态还是发电状态,在所有速度下都要求 $\theta_{\text{off}} - \theta_m < 3^\circ \sim 4^\circ$ 。使用高度的磁饱和(减小气隙),以及使开通角 θ_{on} 和断压角 θ_e 超前等措施,可以直到某个高速为止,将 $\theta_{\text{off}} - \theta_m$ 控制在以上很具挑战性的极限之下,其代价是会有较大的转矩脉动。

另一种做法是,每当一个工作相进入去磁阶段时,就将图 12-1a 所示的预磁化直径线圈开通。这样一来,去磁的相绕组的部分磁能将转移到这个换相线圈上。当去磁的相绕组的电流变成零之后,再将换相线圈关断。这可以显著减小关断时间,效果如图 12-8 所示^[6]。

换相线圈对相电流关断过程的影响十分明显,它还会使能量转换比 EC 获得几个百分点的提高,但我们也应看到,获得这种改进效果是要付出代价的:要多一个线圈,PEC 也要多一相电路,还要付出相应的损耗。此外,换相绕组会与故障相(短路相)互相作用,显著降低传统 SRM 所声称的高容错性。会降低传统 SRM 所声称的高容错性的措施还包括整距绕组和分布绕组 SRM 方案^[7,8],人们提出这种方案的目的是增大转矩密度(转子的 Nm/kg),它对 SRM 的效率提高其实没有多大作用。

由于 6/4 极和 8/6 极 SRM 是最基本的、最具代表性的,因此下面介绍它们的建模、数字仿真及控制。

12.6 SRM 建模

由于磁路饱和对 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族的影响很大,因此 SRM 的数学模型是高度非线性的。不过,由于 SRM 相间的相互作用极小,因此可以对各相转矩进行叠加。

由于 SRM 具有双凸性,所以建模必须在定子(相)坐标系中进行。

SRM 的相电压方程为

$$V_{a,b,c,d} = r_s i_{a,b,c,d} + \frac{d\lambda_{a,b,c,d}(\theta_r, i_{a,b,c,d})}{dt} \quad (12-17)$$

由于 SRM 的周期为 π/N_s , 因此曲线族 $\lambda_{a,b,c,d}(\theta_r, i_{a,b,c,d})$ 仅需针对一相进行计算,这既可以采用理论方法,也可以通过测试获得。通常选择解析法或有限元法进行计算,但不管是哪种情况,都必须考虑磁饱和以及气隙的边沿效应。

运动方程为

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{\text{load}}; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (12-18)$$

其中:

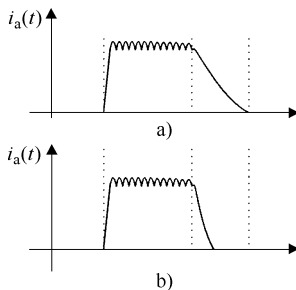


图 12-8 相电流的波形

a) 传统无换相线圈的电流波形

b) 有换相线圈的电流波形

$$T_e = \sum_{a,b,c,d} T_{e a,b,c,d}; \quad T_{e a,b,c,d} = \frac{\partial}{\partial \theta_r} \int_0^{i_{a,b,c,d}} \lambda_{a,b,c,d}(\theta_r, i_{a,b,c,d}) di_{a,b,c,d} \quad (12-19)$$

以下用下标 k 来代表正在工作的相。

式 (12-16) 可以写成:

$$V_k = r_s i_k + \frac{\partial \lambda_k}{\partial i_k} \cdot \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial \lambda_k}{\partial \theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \quad (12-20)$$

记 $\frac{\partial \lambda_k}{\partial i_k}$ 为瞬态电感, 用 L_t 表示, 即

$$L_t(\theta_r, i_k) = \frac{\partial \lambda_k(\theta_r, i_k)}{\partial i_k} \quad (12-21)$$

式 (12-20) 中的最后一项是运动电动势 E_k :

$$E_k = \frac{\partial \lambda_k}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r \quad (12-22)$$

因此, 式 (12-20) 变为

$$V_k = r_s i_k + L_t(\theta_r, i_k) \frac{di_k}{dt} + E_k(\omega_r, \theta_r, i_k) \quad (12-23)$$

以式 (12-23) 为基础, 可以得到一个具有时变参数的 SRM 等效电路, 如图 12-9 所示。

由于假定只有主磁通才产生铁耗, 因此在图 12-9 中, 用与电动势 E_k 并联的可变电阻 R_{cs} 和 R_{cr} 来表示定子和转子的铁耗。之所以需要同时考虑定、转子的铁耗, 是因为 SRM 不是简单地靠旋转磁场原理来运行的^[9,10]。

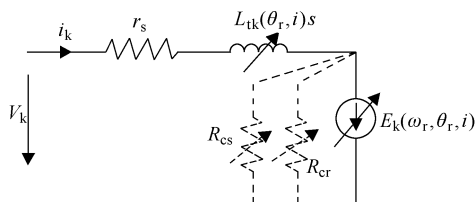


图 12-9 考虑铁耗的 SRM 等效电路

在 SRM 分析中, 不仅在计算效率时要考虑铁耗, 在估算瞬态电流响应时也要考虑铁耗的影响, 在高速应用的场合尤其如此 (当高于 6000r/min 时)。

注意: 只有在线性的情况下 (无磁饱和时), 瞬态转矩 $T_e(t)$ 才可以写成:

$$T_e(t) = \sum \frac{1}{2} \times \frac{E_k(\omega_r, \theta_r, i_k) i_k}{\omega_r} \quad (12-24)$$

在一般的情况下, 由于存在着严重的磁饱和, 式 (12-22) 中的 $E_k(\omega_r, \theta_r, i_k)$ 只是一个伪运动电动势, 因为其中还包含着跟磁能变化相关的分量。由于这一原因, SRM 的转矩只能用磁共能公式来计算。

有关 SRM 建模的更多细节, 请参阅文献 [11]。

12.7 磁通—电流—位置曲线的拟合

为了数字仿真和控制的需要, 必须已知相绕组磁链 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族。最保险的办

法是实测——在静止状态或电动机旋转时进行测量。有限元计算是第二个较好的方法。一旦完成了这项工作,接下来要做的就是确定其反函数 $i(\lambda_k, \theta_r)$, 并最后确定 $\theta_r(\lambda_i, i_i)$ 。求 $\lambda_k(\theta_r, i)$ 的反函数 $i(\lambda_k, \theta_r)$ 或 $\theta_r(\lambda_k, i_k)$ 有两种主要方法。

一种方法是使用解析函数近似(多项式或指数函数)^[12,13]。第二种方法是采用直接近似方法,例如,模糊逻辑^[14]或其他曲线拟和方法。对于数字仿真来讲,计算时间不是特别重要。但在控制的场合,一相转矩 $T_{ek}(\lambda_k, \theta_r, i_k)$ 的计算或 $\theta_r(\lambda_k, i_k)$ 的估算都是在线进行的,计算时间很重要。

当采用指数近似时^[12,13], 相绕组磁链 $\lambda_k(\theta_r, i)$ 可表示为

$$\lambda_k(\theta_r, i) = a_1(\theta_r)(1 - e^{-a_2(\theta_r)i}) + a_3(\theta_r)i \quad (12-25)$$

函数 λ 的周期性是隐含在上式的函数 $a_{1,2,3}(\theta_r)$ 中的, 它们可表示为付氏级数的形式:

$$a_m = \sum_{k=0}^{\infty} A_{mk} \cos(k\alpha\theta_r) \quad (12-26)$$

式中, 6/4 极电动机的 $\alpha=4$, 8/6 极电机的 $\alpha=6$; A_{mk} 是 a_m 的第 k 阶付氏系数。

还有一些以近似线性位置关系为基础的解析方法, 尽管相当繁琐, 但也是可行的^[15]。

例如, 图 12-10 这种线性近似, 它假定饱和发生在固定的电流水平 i_s 处, 而与转子位置无关。由于 SRM 的气隙很小, 在严重饱和的电动机中, 定、转子极的重叠区饱和得很快, 因此, 磁链的变化跟转子的位置成线性关系(不过请注意: 这种近似模型在靠近对齐位置时有点不合适):

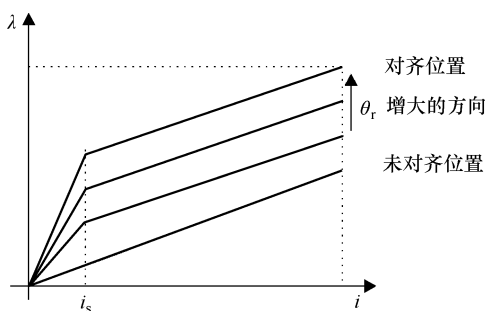


图 12-10 $\lambda_k(\theta_r, i)$ 的线性近似

$$\lambda = i \left(L_u + \frac{K_s(\theta_r - \theta_0)}{i_s} \right) \quad (i \leq i_s) \quad (12-27)$$

$$\lambda = L_u i + K_s(\theta_r - \theta_0) \quad (i \geq i_s) \quad (12-28)$$

式中, L_u 是非对齐位置的电感; K_s 是需要从 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族求取的唯一一个系数(显然, 有某个中间位置的 $\lambda(\theta_r, i)$ 的信息就足够了); θ_0 是转子极开始进入定子极时的转子位置角 θ_r (即上式中 θ_r 适用的下限); $\theta_{\max} = \theta_m$, 是转子极开始离开定子极时的转子位置角 θ_r (即 θ_r 适用的上限)。

12.8 SRM 传动

SRM 传动可以根据不同的标准来分类普通的 SRM 传动如图 12-11。例如:

① 有运动(位置、速度)传感器的;

② 无运动传感器的（无传感器的）。

也可以分：

① 一般的——用于低动态场合的（中等调速范围、成本适中）；

② 高品质的（高性能的）——用于伺服。

不同的 SRM 传动方案的复杂度不同，成本和性能也不同。SRM 的性能指标主要包括能量转换比、调速范围、精度以及转矩响应速度等。

在伺服应用的场合，需要精确的速度或位置控制和快速的转矩响应（在毫秒范围内）。但在历史上，低成本的 SRM 传动采用接近（霍尔）位置传感器来触发进入相的导通以及导通相的关闭。对于只需恒速运行的场合，甚至可以由估算来获得两个接近传感器之间的位置角信号。

对于这种使用接近传感器或进行位置角估算的 SRM 传动来讲，只有在稳态或低动态的时候，才可以进行开通角和断压角的超前控制。此外，带负载起动也很成问题，因为三个（或四个）接近传感器信号只能告诉我们应该开通哪一相，而不会告诉我们精确的起始位置。为了能够带负载安全起动，需要有独立的速度信号。

在下面的几节中，我们将讨论三个 SRM 传动方案，一个是最新的通用的传动技术，一个是带精确编码器位置反馈的传动，还有一个是高级的无运动传感器传动。

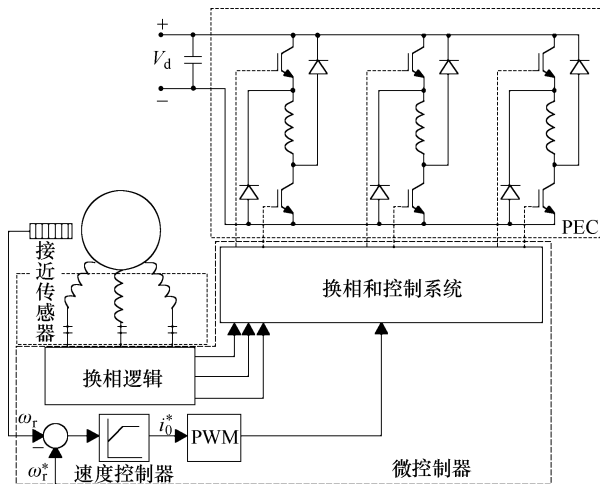


图 12-11 基本的（传统的）SRM 传动

12.9 有位置传感器的通用 SRM 传动

对于调速范围要求很宽但能量转换比和动态性要求一般的场合，将使用一个精确的位置传感器，以便在低至几个 r/min 的速度下帮助换相，如图 12-12 所示。在这种情况下，速度由位置信号计算而得。

图 12-12 所示通用目的 SRM 传动的核心问题是如何设定（电动状态以及发电状态的）开通角 θ_{on} 及断压角 θ_c 与速度之间的依赖关系。

线性关系是最简单的选择。如图 12-13a 所示，可以将调速范围分为三个区间：

① 低速区（恒转矩区）： $\theta_{on} = \text{常数}$ ， $\theta_c = \text{常数}$ ， $\omega_r < \omega_b$ ；

② 恒功率区， $T_c \omega_r = \text{常数}$ ： θ_{on} 和 θ_c 随速度升高而降低， $\omega_r > \omega_b$ ；

③ $T_c \omega_r^2 = \text{常数}$ 区：速度高于 ω_{m1} 。

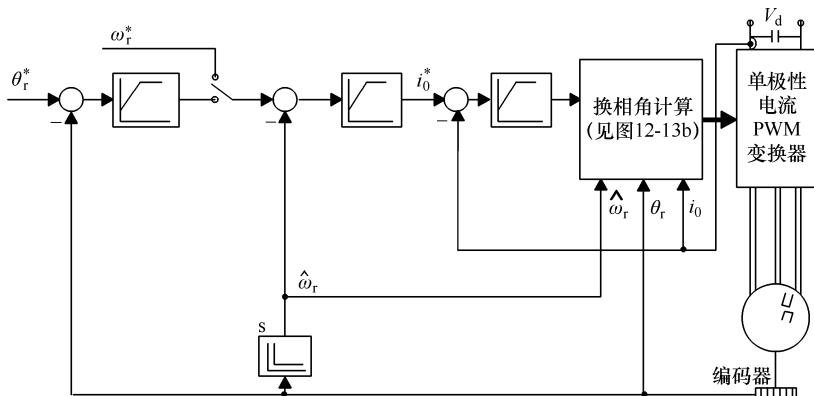


图 12-12 带编码器的通用目的 SRM 传动系统

具体的控制思路：在基速以下，利用闭环（电流控制）PWM，控制电流为平顶波；在基速以上，当已经没有电压富余时（电动势已经超过直流母线电压 V_d ），电流控制再也行不通了，则采用单电压脉冲控制。

很容易看出来，如果能采用试探法获得 $(\theta_{on})_{min}$ 和 $(\theta_c)_{min}$ 的话，那么这种通用的控制方法就不需要电动机磁通/电流/位置的关系曲线之类的复杂数据了。有关这种传动的细节，请参考文献 [16]。

这种通用目的 SRM 传动可以在宽广的调速范围里获得中等水平的性能，但不能保证具有快速的转矩响应、优化的能量转换比或最大的转矩/速度范围。

不过，有很多的应用，只需使用通用目的 SRM 传动就足够满足要求了。

例 12-2

一台 6/4 极三相 SRM，数据如下：定、转子极弧角 $\beta_s = \beta_r = 30^\circ$ ， $J = 0.002 \text{ kgm}^2$ ，最大电流 $i_{max} = 10 \text{ A}$ ，直流母线电压 $V_d = 300 \text{ V}$ ， $r_s = 1.5 \Omega$ ，最大磁通（对齐位置） $\lambda_{max} = 0.8 \text{ Wb}$ ，最小磁通 $\lambda_{min} = 0.16 \text{ Wb}$ 。假定磁通-电流曲线具有式 (12-27) ~ 式 (12-28) 的线性形式， $i_s = 2 \text{ A}$ ，如图 12-10 所示。

采用 1024 脉冲每转的位置传感器。

请计算：

① 未对齐位置的电感，式 (12-27) ~ 式 (12-28) 中的系数 K_s ，以及在零速度下 $i_{max} = 10 \text{ A}$ 所能获得的最大平均转矩。

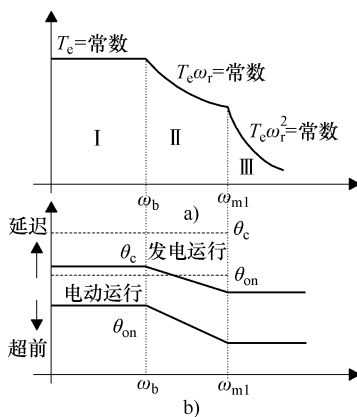


图 12-13

a) 转矩/速度分区 b) 电动状态及发电状态的开角 θ_{on} 和关角 θ_{off}

② 使用 Matlab/Simulink 运行针对通用目的 SRM 传动的数字仿真程序 (见图 12-14), 并选择开通角、断压角, 以探索起动的动态响应以及阶跃负载和阶跃速度的响应。

解答:

在零速度下, $\theta_0 = 0$ 时 (主开关) 的导通角度 (加压期) 为 $\theta_{\text{rmax}} - \theta_0 = \beta_s = 30^\circ = \pi/6$, 故对齐位置的 $\theta_{\text{rmax}} = 30^\circ$ 。

在未对齐位置, $\theta_r = \theta_0$, 根据式 (12-27) 可得:

$$\lambda_{\min} = i_{\max} L_u \quad (12-29)$$

因此未对齐电感 L_u 为

$$L_u = \frac{\lambda_{\min}}{i_{\max}} = \frac{0.16}{10} = 0.016 \text{ H} \quad (12-30)$$

此外, 根据式 (12-28), λ_{\max} (Wb/rad) 为

$$\lambda_{\max} = i_{\max} L_u + K_s \beta_s \quad (12-31)$$

$$K_s = \frac{0.8 - 0.16}{\pi/6} = 1.223 \quad (12-32)$$

下面给出 PEC 驱动该 SRM 电动机的仿真结果。电动机模型集成为一个模块, 如图 12-14 中的 SRM 所示。

改变电动机参数只需点击该模块, 即会出现一个对话框, 修改其中的缺省值即可修改各参数。

驱动系统包括 PI 速度控制器 ($K_i = 10$ 、 $T_i = 0.05 \text{ s}$)、电动机模块 (各相的电压方程式和运动方程式 (12-18) ~ 式 (12-20))、角度选择和超前模块, 以及 (以 θ_r 和相电流为变量的) 矩阵计算的三个模块 A、B、C (对应于方程式 (12-33) ~ 式 (12-35)):

$$\frac{\partial \lambda}{\partial i} = \begin{bmatrix} L_u & L_u \\ L_u + \frac{K_s}{i_s}(\theta_r - \theta_0) & L_u \\ L_u + \frac{K_s}{i_s}(\theta_0 + \pi/3 - \theta_r) & L_u \end{bmatrix} \quad (12-33)$$

$$\frac{\partial \lambda}{\partial \theta_r} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K_s}{i_s} i & K_s \\ -\frac{K_s}{i_s} i & -K_s \end{bmatrix} \quad (12-34)$$

$$\frac{\partial \left(\int \lambda di \right)}{\partial \theta_r} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K_s}{2i_s} i^2 & K_s i \\ -\frac{K_s}{2i_s} i^2 & -K_s i \end{bmatrix} \quad (12-35)$$

这些矩阵的每一行都是以式 (12-27) ~ 式 (12-28) 为基础的一相的电感分支函

数, 三行分别对应于图 12-2 中一相的 3 个运行区间 (电感不变区、电感上升区、电感下降区)。两列则分别代表 $i \leq i_s$ 和 $i \geq i_s$ 等两种电流情况。

角度选择和超前模块则在 θ_{on} 角运行到 θ_e 角期间产生电压 PWM, 以及在 θ_e 角运行到 θ_{off} 角 (此处工作相的电流变成零) 期间提供负电压, 如图 12-5 所示。这个模块以转子位置信息为变量, 用函数的形式来选择每相的触发角。

对 SRM 传动系统在起动、负载扰动、电动模式以及发电模式下的行为进行了分析。

积分步长缺省值为 $50\mu s$, 可以在 Simulink 的 Simulation (仿真)/Parameters (参数) 菜单命令中进行修改。

为了查看以上介绍的各个模块的结构, 可以使用 Options (选项)/Unmask (打开封装) 菜单命令打开它们的封装。每个封装的模块都包含一个快捷帮助窗口, 用于了解该模块的功能, 对应的菜单命令是 inputs (输入)/outputs (输出)/parameters (参数)。

图 12-14 为该电气传动系统的仿真模块图。

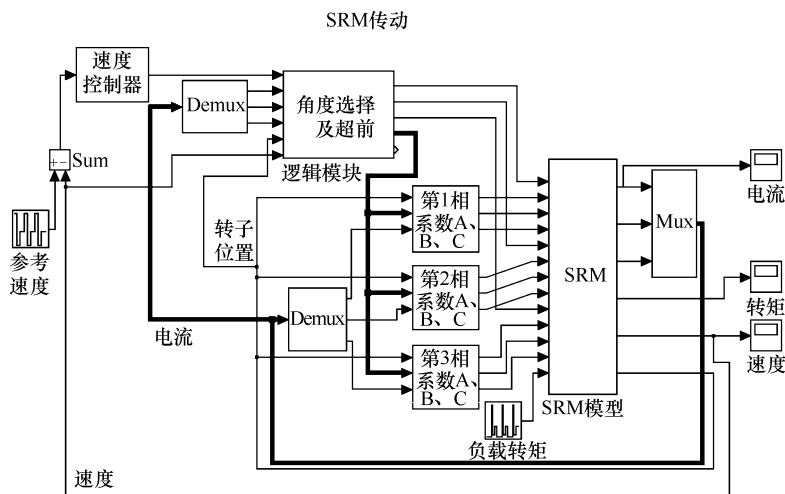


图 12-14 仿真的 SRM 传动系统的模块图

仿真从 0s 开始, 参考速度从 0 阶跃到 700rad/s (500rad/s 之后使用 5° 的超前角); 在 0.3s 处, 参考速度从 700rad/s 阶跃到 150rad/s (电机工作在发电制动状态直到其到达参考速度); 在 0.5s 处施加负载转矩 8Nm ; 在 0.6s 处去掉负载, 同时将参考速度调为 400rad/s ; 在 0.8s 处重新加载 3Nm 。图 12-15 ~ 图 12-17 为对应的仿真结果, 其中图 12-15 为速度响应曲线, 图 12-16 为转矩响应曲线, 图 12-17 为对应速

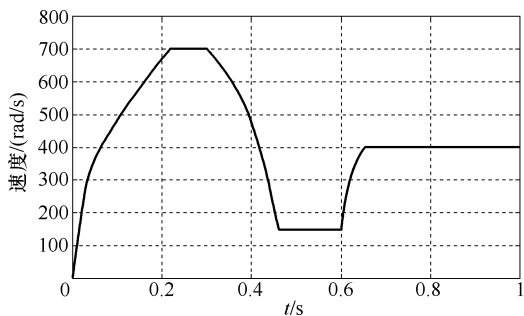


图 12-15 SRM 的速度响应

度阶跃过程的电流波形。

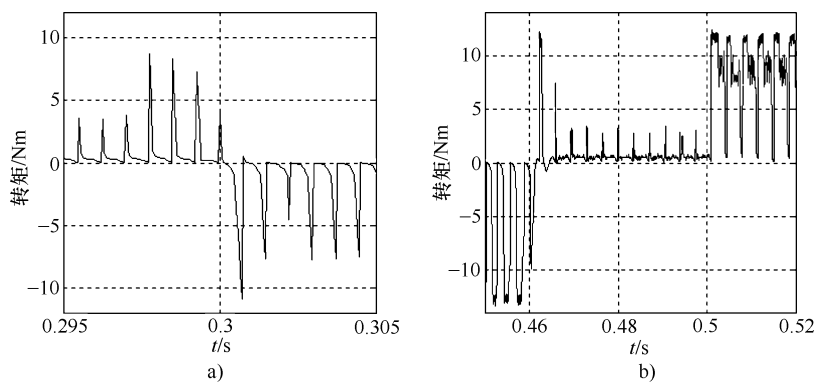


图 12-16 SRM 的转矩响应

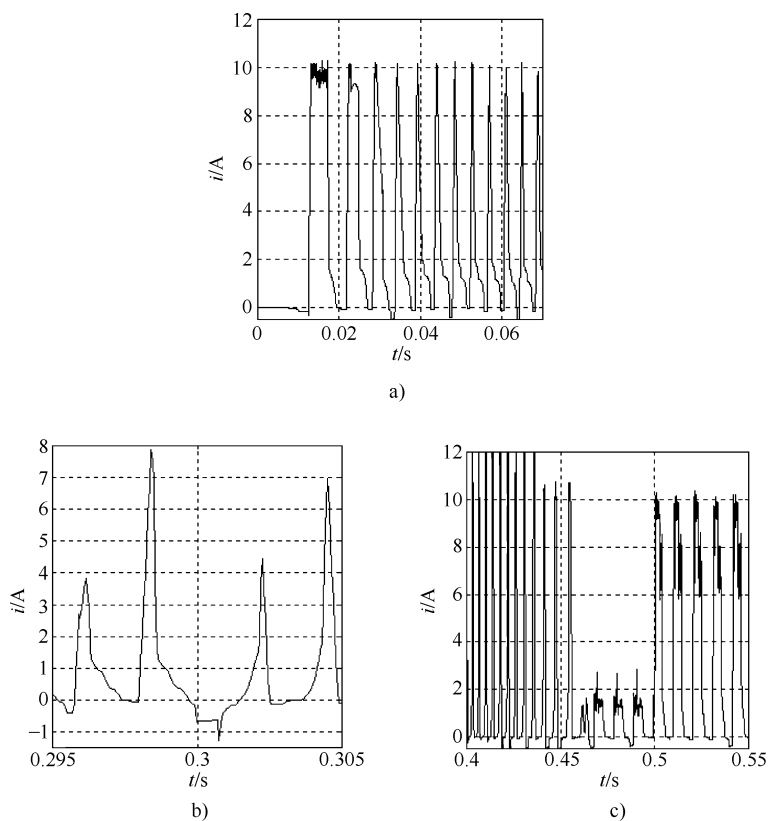


图 12-17 对应图 12-15 所示瞬态过程的电流波形

12.10 高性能（伺服）SRM 传动

高性能（伺服）传动要求具有很强的位置、速度或转矩控制的能力，特点是能量转换比高、精度高、鲁棒性高、转矩控制快速、有很宽的调速范围。传统上，伺服传动采用直流有刷传动、无刷（PMSM）传动或（近来）高级控制的感应电动机传动。

SRM 在磁通—电流—位置曲线以及转矩—电流—位置曲线方面，具有强烈的非线性，这使得其在原理上似乎不适合于伺服应用。然而，SRM 的简单性、坚固性，又使得我们无法忽视其可能给伺服应用带来的好处。

构建 SRM 伺服传动的尝试应该从 SRM 转矩产生的原理入手——转矩的分配与电流的定形。

在伺服传动中，如果要获得平滑（精确）的转矩控制，就应该将转矩的脉动降低到额定转矩的 1% 以下。如果每一时刻只有一相能产生转矩（在正电感斜率段），那降低转矩脉动的可能性就很小，当需要限制绕组损耗时尤其如此。

4 相（8/6 极）的 SRM 具有在同一时刻两相同时产生转矩的能力，但三相（6/4 极）的 SRM 在任何时刻都只能有一相产生转矩。因此，要达到伺服传动的性能，就需要 4 相。而且要将传统的由单相产生转矩的控制替换为由两相同时产生转矩的控制，以获得低的损耗和低的转矩脉动。如图 12-18 所示，总转矩 T_e 是各相转矩 T_{ej} 之和：

$$T_e = \sum_{j=1}^m T_{ej}(i_j, \theta_{ij}) \quad (j = 1, \dots, m; m = 4) \quad (12-36)$$

转矩响应的时间基本上等于电动机达到最大磁通水平所需的时间，对于 kW 级别功率范围的 SRM，数量为毫秒级。

如何触发和关断各相，并控制电流的形状，以使转矩纹波最小化，其解答不是唯一的。

为了使解答唯一，还需第二个约束条件。可以施加实现转矩优化分配的以下两个准则，来确定 SRM 的磁通—转矩关系：

① 在基速以下，进行单位绕组损耗最大转矩控制；

② 在基速以上，进行单位（在容许范围内的）磁通最大转矩控制。

这两个准则有一个共同的关键问题，即何时从一相切换到下一相。在参考文献 [17] 中，第一个准则的切换角或 θ_c^i 和第二个准则的切换角 θ_c^e 的确定方法为：在满足准则的条件下，在两相转矩值彼此相等（且各等于参考转矩的一半，即 $T_e^*/2$ ）处进行切换，电流或磁通水平也两相彼此相等，如图 12-18 所示。

按照 SRM 电动机特性所需的电流上升方式，来计算开通角 θ_{on} 。在 θ_c^i （或 θ_c^e ）之前，以转矩较大的一相为主，在此之后，则以换入的一相在转矩的产生中占主导地位。

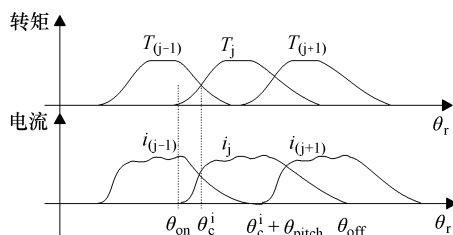


图 12-18 各相的转矩分量以及相电流的形状

但问题是,如何才能找到不同速度和不同参考转矩下随转子位置变化的电流形状。要完成这个任务,确定无疑地需要完全已知 $\lambda(i, \theta_r)$ 曲线,然后才能求其反函数,从而得到 $i_i(\omega_r, T_i, \theta_r)$ 函数。这可以使用由试验确定出来的 $\lambda_i(i_i, \theta_r)$ 函数的各种数学近似^[17],例如:

$$\lambda(i, \theta_k) = a_0(\theta_k) \tan^{-1}(a_1(\theta_k)i) + a_2(\theta_k)i \quad (12-37)$$

式中, θ_k 是离散的转子位置。

相应的转矩可以用磁共能公式来计算。转矩的分配函数可以采用前馈的方式来实现,实际上就是利用各相的参考电流和电流控制器,来确保各相的实际电流能够紧密跟踪参考电流,如图 12-19 所示。

为了存储各种速度下的波形,将需要很大的内存。为此,参考文献 [17] 采用的方法是仅保存最高速度下的波形。因为当运行在较低的速度时,所需的相电压(磁通)总比最大速度时所需的小。

由图 12-19 可以看出,必须基于前面提及的优化准则预先算出切换角(低速下为 θ_c^l ,高速下为 θ_c^h)。一般来讲,希望 $\theta_c^l > \theta_c^h$ 。

参考文献 [17, 18] 做到了从 0.5 ~ 5000r/min 的转速范围内,转矩脉动小于 4%,并且具有良好的定位性能。同时还表明,单位损耗最大转矩准则可以让低速产生更多的功率,单位磁通最大转矩准则则可以扩大恒功率速度—转矩的包络范围。

自运行模式是目前交流电动机已经解决、但 SRM 尚未圆满解决的一个问题。对 SRM 传动来讲,所谓的自运行就是要在系统标定之前,传动系统自己能够在一分钟内,收集、处理 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族所需的所有数据。

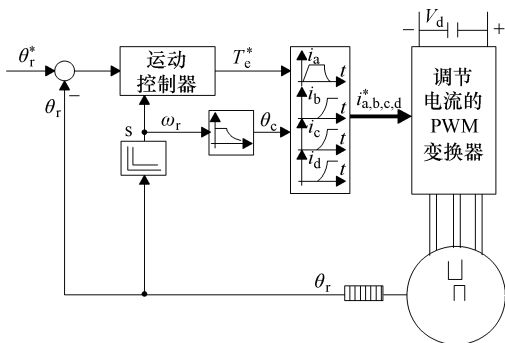


图 12-19 采用前馈转矩分配优化技术的高性能 SRM 传动

12.11 无传感器的 SRM 传动

无传感器的 SRM 传动的速度(或位置)控制可以是开环的,也可以是闭环的。开环无传感器驱动意味着主开关的导通角(加压期) $\theta_w = (\theta_c - \theta_{on})$ 控制为恒定,在这种控制中,同步化的实现方法跟步进电动机是一样的^[18],如图 12-20 所示。增大(加压期)可增加稳定性,但效率降低。为了解决这个问题,可以让(加压期)随直流母线电流(通常也就是负载)一起增大。这尽管简单,但它存在稳定性的问题,能够获得的动态性较低,调速范围有限。

因此,在今天看来,开环无传感器传动方案的提出尽管有一定的历史意义,但却不实用。

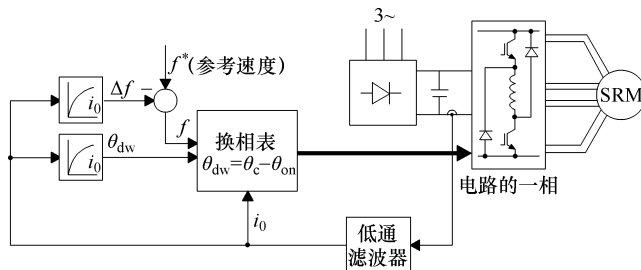


图 12-20 基本的开环无传感器 SRM 传动

闭环无传感器 SRM 传动的提出，是为了与目前已经商品化的交流无传感器传动相竞争，这要求至少应该具有 100:1 的调速范围、毫秒级的转矩响应以及良好的速度精度（误差小于 0.2% ~ 0.3% 额定速度）。

闭环无传感器 SRM 传动要想有竞争力，必须具备很高的性能，不仅如此，它还应该通过转子位置 $\hat{\theta}_r$ 和速度 $\hat{\omega}_r$ 的准确估算（或观测），产生出高的鲁棒性和实时性。在各种位置和速度估算的闭环策略中，值得提及的策略包括有源相绕组的增量电感估算器、有源相和无源相的诊断脉冲注入方法、互感估算、观测器等。文献 [19] 的第 4 节汇总了相关的论文，请有兴趣的读者参阅。

就我们所知，在本书写作之时，尚没有闭环无传感器控制的 SRM 传动产品上市。以下仅对两种有潜力的方案做少许介绍：基于电压—电流混合模型的观测器方案，以及基于模糊逻辑（基于规则）的观测器方案^[14]。

12.12 基于电压—电流模型的位置和速度观测器

作为这种观测器的基本要求，相电压和电流都应采用带光电隔离的宽频传感器和快速模数转换器（2μs 左右）来测量。并且无论哪种情况， $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族都必须已经事先测量出来，或者已经用 FEM 方法计算出来，并已用可导函数进行了曲线拟合。

电压模型由 SRM 的定子相电压方程构成：

$$\frac{d\lambda}{dt} = V - r_s i \quad (12-38)$$

这个模型可以用来估算磁通，但在低速下，由于积分漂移、电压和电流测量噪声以及定子电阻随温度变动等原因，其结果是不确定的。

根据 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线，利用在前一时步中测得的电流和估算得的 $\hat{\theta}_r$ ，以及电流的误差 $\Delta i(k)$ ，可以往回估算电流 \hat{i} 。然后进行一次位置校正，校正量为 $\Delta\theta_r(k)$ ，以驱使电流误差为零。在位置校正中，需要同时用到电压模型和电流模型的结果，即^[20]

$$\Delta\theta(k) = - \left(\frac{\partial\lambda}{\partial i} \right) \Delta i(k) / \frac{\partial\lambda}{\partial\theta_r(k)} \quad (12-39)$$

对来自 m 相的 m 个位置校正进行平均（或加权），可得：

$$\Delta\theta_r = \frac{(\Delta\theta_a + \Delta\theta_b + \Delta\theta_c + \cdots)}{m} \quad (12-40)$$

因此，估算的位置 $\theta^e(k)$ 为

$$\theta^e(k) = \theta_p(k) + \Delta\theta_r \quad (12-41)$$

式中， $\theta_p(k)$ 是在上一时步中估算出的转子位置值。

最后，再利用在三个时步 $k-2$ 、 $k-1$ 、 k 的转子位置估算值以及二次型预测方法，可预测出转子的位置为^[20]

$$\theta_p(k+1) = 3\theta^e(k) - 3\theta^e(k-1) + \theta^e(k-2) \quad (12-42)$$

现在，可以利用新得到的位置 $\theta^e(k)$ 以及由电压模型预测得到的磁通值，再次估算出一个新的电流，并再次得到一个新的电流误差 $\Delta'i$ 。然后再根据 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线，可得到一相磁通的校正量 $\Delta\lambda$ 为

$$\Delta\lambda = \frac{\partial\lambda}{\partial i} \Delta'i \quad (12-43)$$

校正后一相的估算磁通为

$$\lambda^e(k) = \lambda(k) + \Delta\lambda \quad (12-44)$$

在这个观测器模型中，磁通校正降低了积分器的漂移。它不仅无需机械负载的参数，磁饱和也已经被 $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线考虑进去了。但还需要加入（利用位置信息的）速度估算器。需要注意的是，这个模型需要大量的计算。TMS310C31 DSP 可以提供快至 $100\mu\text{s}$ 的计算（和控制）周期，足以胜任这个工作。参考文献 [20] 介绍了这个观测器用于位置控制的结果，表明在低至 30r/min 的速度下都具有良好的性能。

要实现高性能的无传感器 SRM 传动，还须将 SRM 传动的高性能控制系统和图 12-21 所示的电压—电流模型的位置（以及速度）观测器结合起来才行。

以上电压—电流混合模型的观测器也可以用模糊逻辑来进行类似的实现。从本质上，这就是用模糊逻辑的方法，来近似（或拟合） $\lambda(\theta_r, i)$ 曲线族，从而避免上面介绍的解析近似。数字仿真表明^[14]，这样的系统的位置估算误差可

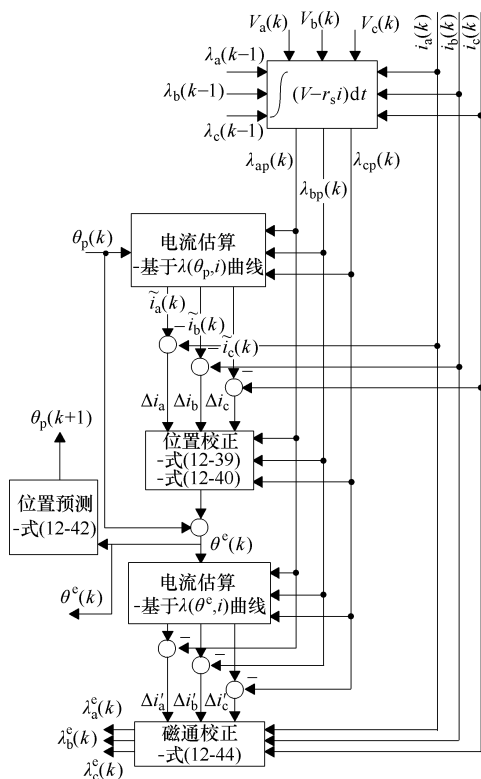


图 12-21 电压—电流模型的位置观测器

小于 0.4 度。

此外,参考文献[21]表明,基于给定的 $L_s(\lambda_s, \theta_r)$ 曲线、并且带有磁通估算器的滑模转子位置和速度估算器,也可以实现性能良好的无运动传感器控制。为了扩展恒功率调速范围,它从单位电流最大转矩准则切换到单位磁通最大转矩准则来估算优化的开通角 θ_{on} 和断压角 θ_c ,实现了5:1的恒功率调速范围。参考文献[22]则介绍了一种SRM直接平均转矩控制方法,它对转矩指令与估算转矩之间的误差进行无差拍的PI控制,并用其输出对离线算得的参考电流和参考角度 θ_{on}^* 及 θ_c^* 进行在线校正,获得了动态性很好的转矩响应。

想了解更多有关无位置传感器控制的读者,请参考文献[23-25]。

显然,无传感器SRM传动要同时达到拥有高达100:1的调速范围、低于0.3%的额定速度误差、快速的转矩响应的目标,还有很长的一段路要走。

12.13 单相SRM的控制

具有相同的定、转子极数(2/2或4/4)以及自起动停止位的单相SRM,由于只需一个可关断开关,可获得较低的传动成本,在转矩低于1Nm的家用户电及汽车传动机构的应用场合,很有吸引力。

此外,在有些情况下,定、转子极数为6/6极、4/4极、甚至2/2极的单相SRM的转矩密度可以设计得比3相SRM还高,因为3相SRM在任何时刻都只有一相在起作用。

单相SRM的自起动停止位可以采用以下方法来得到:

- ① 在特设的极间极的顶部安装驻留永磁体,如图12-22a所示。
- ② 定子极下采用图12-22b所示的阶梯式气隙($g_2/g_1 = 1.5 \sim 2.5$)或采用蜗轮形状的转子。
- ③ 如图12-22c所示^[26],使转子极大约一半的面积(开槽的区域)磁饱和,另一半则具有双倍的气隙($g_2 \approx 2g_1$, g_1 为饱和区齿部的气隙长)。
- ④ 额外增加一个起动相,当工作相断电时,让起动相自动开通,即使在零速度下运行,也可以由这个辅助相产生一些额外的转矩,如图12-22d所示^[27,28]。

需要注意的是,所有这些提供自起动位置的方法基本上都只容许从静止开始沿着单个方向运行。

不过,当电动机往一个方向起动起来之后,在有两个霍尔传感器的(通常)情况下,有可能对转子进行再生制动,从而旋转到相反的方向。通过这种方式,单相SRM可以实现双向运行(或四象限运行)^[28]。

无起动相、有起动相的单相SRM驱动的基本电力电子变换器分别如图12-23a、b所示。

单相SRM的主绕组A通常仅在大约一半的时间里工作,因为只有这段时间里转矩才是单方向的(正方向或负方向)。

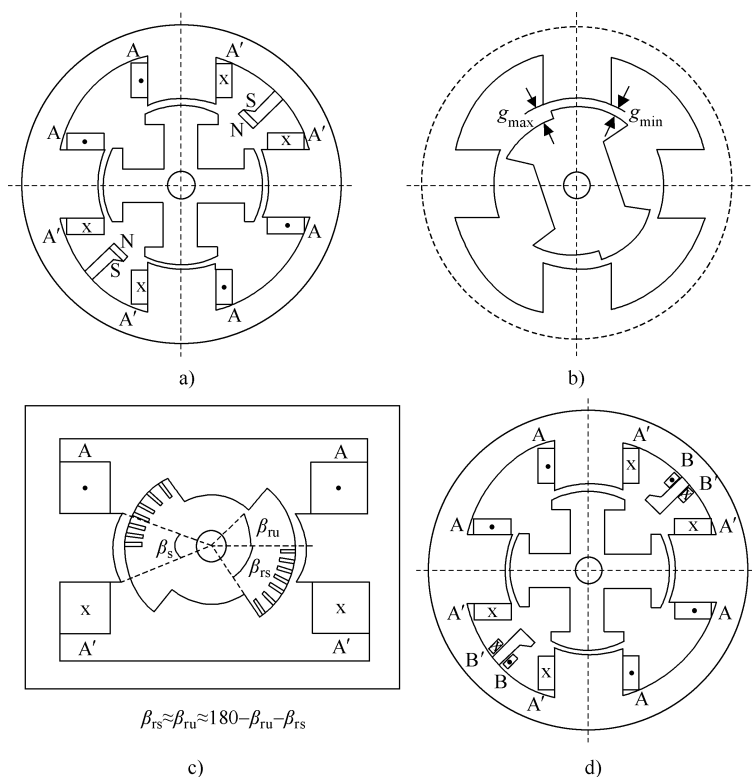


图 12-22 自启动停止位的实现方法

a) 驻留永磁体 b) 阶梯气隙 c) 半个转子极饱和 + 阶梯气隙 d) 抽能起动相

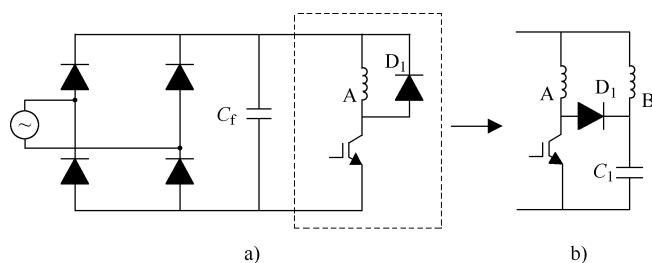


图 12-23 单个 IGBT (或 MOSFET) 变换器

a) 用于单相 SRM b) 用于带抽能起动相的单相 SRM

不过, 参考文献 [26] 声称, 图 12-22c 所示半极饱和的阶梯气隙 SRM, 其电动区间的时长 (图 12-24 中的负转矩部分) 可比发电区间的宽。

如图 12-24 所示, 除了在零度和 180° 处的零转矩位置外, 在该单相 SRM 的转矩周期中还有另外两个零转矩位置, 一个在 75° 处, 另一个在 110° 处。此外, 小电流时, $75^\circ \sim 110^\circ$ 之间的转矩为正, 而在大电流时, 则为负 (电动)。

如果转子位于 $\theta_r = 75^\circ$ 处, 那么当通以小电流时, 转子将沿着期望的反方向往 $\theta_r =$

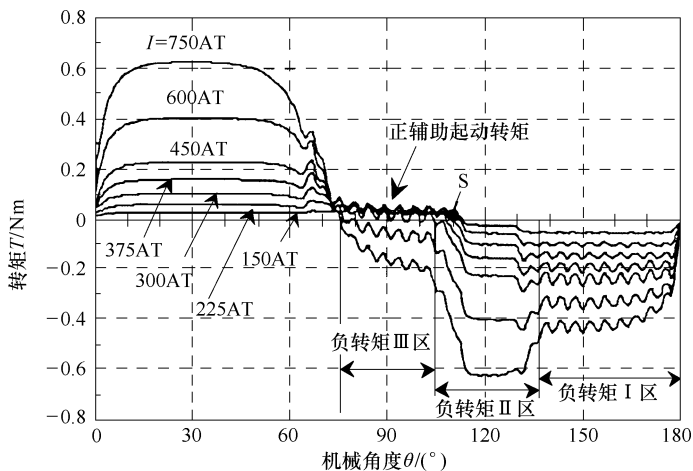


图 12-24 图 12-22c 所示单相 SRM 的转矩区间

110°的位置移动。

更进一步，若在 110°的转子位置处施加大电流，那么大的负转矩将有能力把转子往左移动到 $\theta_r = 0$ 处，此处又有负转矩可得，因而可使电动机连续加速。

对磁饱和区（由半个转子极上的槽和齿构成）进行精心设计，可以将小电流下的起动转矩提高到额定转矩的 10%，以满足易于起动的要求。显然，重载起动是不可能的。

另一方面，对于图 12-22d 这种有起动相（B 相）的情况，如果转子最初和主相 A 的极对齐，那么尽管主相中的第一个电流脉冲将无法使转子移动，但当主相 A 断开时，由于会通过起动相 B 泄能，因而会产生出一个使转子试图与 B 相轴线对齐的力。这样一来，当第二个电流脉冲施加到主相时，就应该可以使转子从起动相 B 的轴线位置向主相 A 的轴线位置运动，从而自启动起来。一旦电动机沿着需要的方向运动起来，若有两个霍尔接近传感器的话，就可以对电动机进行再生制动，然后就可以自由地控制其沿着运动的相反方向加速，如图 12-25 所示。因此，这种有起动相的单相 SRM 可实现四象限运行^[28]。

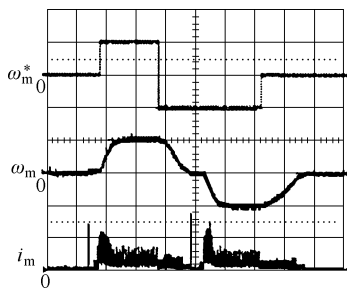


图 12-25 有起动相的单相 SRM 的四象限运行（15000r/min/div、5s/div）

毫无疑问，即使是这个方案，重载直接双向起动也是不可能的。

12.14 小结

① SRM 是一种单相或多相的双凸极电动机，其转子无源（无绕组），简单而坚固。

- ② SRM 的各相由 PWM 电压脉冲来依次供电。
- ③ SRM 的换相由转子位置决定。
- ④ 由于磁饱和, SRM 的转矩必须用磁共能导数的方法来计算。
- ⑤ 通常, SRM 电动机的相绕组之间的相互作用几乎为零, 因此说 SRM 具有高容错能力。
- ⑥ SRM 是一种完全要靠提供单极性电流的两象限多相斩波器来工作的电动机。
- ⑦ SRM 在同一时刻只有一相 (或最多只有两相) 导通。
- ⑧ SRM 的转矩脉动可以用转矩分配和电流定形技术来降低, 这需要使用精确的位置传感器 (或估算器)。
- ⑨ 尽管低性能的通用目的 SRM 不难控制, 但高性能的 (伺服) SRM 传动则需要很大的在线 (和离线) 计算量。
- ⑩ 无论有无运动传感器, 高性能 (伺服) SRM 传动都需要磁通—电流—位置曲线族。
- ⑪ 这些曲线族要么采用 FEM 计算而得, 要么在静止时或在运行 (动态) 试验中通过测量而得。另外, 还需要采用解析函数方法对它们进行曲线拟合或采用模糊逻辑方法对它们进行曲线映射。
- ⑫ SRM 简单而坚固, 可以经受高温等恶劣环境 (例如航空电子设备、冶金等场合), 因此, 尽管它们需要更复杂的控制来获得高性能, 但却前景光明。SRM 传动已经开始市场化, 其市场化的步伐正迈得越来越大。
- ⑬ 低功率单个可控开关的单相 SRM 传动可以四象限运行, 可用于轻载起动的家用电器和汽车传动机构的场合。

12.15 习题

12.1 一个 6/4 极的三相 SRM, 数据如下: 最大电流 $i_{\max} = 10\text{A}$, 非对齐电感 $L_u = 10\text{mH}$, 对齐电感 $L_a^* = 6L_u$; 磁通—电流—位置曲线假定为如图 12-26b 所示的分段线性函数; 定子极弧宽度角 $\beta_s = 30^\circ$; 极间宽度角为 $\beta_i = 30^\circ$; 单极性电流 PWM 变换器的直流母线电压为 $V_d = 300\text{V}$ 。

请确定:

- (1) 最大磁链;
- (2) 零超前角 ($\theta_0 = 0^\circ$) 时的基速 ω_b ;
- (3) 零速时的最大平均转矩;
- (4) 恒定电流 $i_{\text{av}} = 5\text{A}$ 时的转矩—位置曲线;
- (5) 当开通角 $\theta_0 = -5^\circ$ 、断压角 $\theta_c = 22^\circ$ 时, 计算速度为 $2\omega_b$ 时的最大磁通水平, 并根据图 12-26b 所示的磁通—电流—位置曲线, 确定对应的电流。

12.2 对于习题 12.1 的 SRM, 采用例 12-5 的控制器, 进行恒定开通角和断压角 $\theta_{\text{on}} = \theta_0 = 0^\circ$ 、 $\theta_c = 24^\circ$ 控制。请用 Simulink 分析带 50% 最大平均转矩从零速到基速的起动态过程。

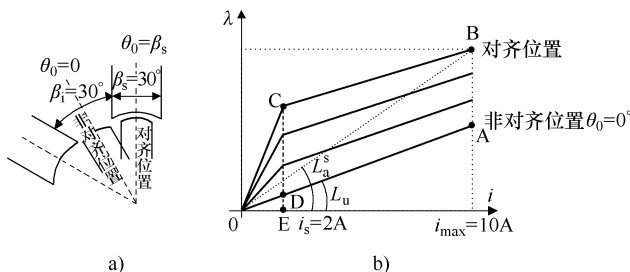


图 12-26

a) 非对齐位置、对齐位置 b) 分段线性的磁通—电流曲线

12.16 参考文献

1. T.J.E. Miller, Switched reluctance motors and their control, OUP, 1993.
2. C. Ferreira, E. Richter, About channel independence for multichannel switching reluctance generating systems, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1996, pp.816-821.
3. D.A. Philips, Switched reluctance drive, new aspects, IEE Trans., vol.PE-5, no.4, 1990, pp.454-458.
4. T.J.E. Miller, Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive, IEEE Trans., vol.IA-21, no.5, 1985, pp.1136-1144.
5. W.F. Ray, P.L. Lawrenson et al., High performance switched reluctance brushless drives, IBID, vol.IA-22, no.4, 1986, pp.722-730.
6. F. Liang, Y. Liao and T.A. Lipo, A new variable reluctance motor utilizing an auxiliary commutation winding, IBID, 1993.
7. H.Y. Li, Y.Zhao, T.A. Lipo and F. Liang, A doubly salient doubly excited variable reluctance motor, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1992.
8. B.C. Mecrow, New winding configurations of doubly salient reluctance machines, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1992, Part.I, pp.249-256.
9. P. Materu, R. Krishnan, Estimation of switched reluctance motor losses, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1988, vol.I, pp.176-187.
10. Y. Hayashi, T.J.E. Miller, A new approach to calculating core losses in the SRM, IBID, 1994, vol.I, pp.322-328.
11. V.V. Athani, V.N. Walivadeker, Equivalent circuit for switched reluctance motor, EMPS vol.22, no.4, 1994, pp.533-543.
12. I.A. Byrne, J.B. O'Dwyer, Saturable variable reluctance machine simulation using exponential functions, Proc. of Int. Conf. on Stepping motors and systems, University of Leeds, July 1976, pp.11-16.
13. D. Torrey, An experimentally verified variable reluctance machine model implemented in the SaberTM circuit simulation, EMPS Journal, vol.23, 1995.
14. A. Cheok, N. Ertugrul, A model-free fuzzy-logic-based rotor position sensorless switched reluctance motor drive, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1996, vol.I, pp.76-83.
15. A. Radun, Design considerations for the switched reluctance motor, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1994, vol.I, pp.290-297.
16. B.K. Bose, T.J.E. Miller, Microcomputer control of switched reluctance motor, Record of

- IEEE-IAS, Annual Meeting, 1985, pp.542-547.
17. **P.C. Kjaer, J.J. Gribble, T.J.E. Miller**, High grade control of switched reluctance machines, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1996, vol.I, pp.92-100.
 18. **J.T. Buss, M. Eshani, T.J.E. Miller**, Robust torque control of SRM without a shaft-position sensor, IEEE Trans., vol.IA-33, no.3, 1996, pp.212-216.
 19. **K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse** (editors), Sensorless control of a.c. drives, IEEE Press, 1996, pp.433-485.
 20. **P.P. Acarnley, C.D. French, I.H. Al-Bahadly**, Position estimation in switched-reluctance drives, Record of EPE-95, Sevilla, Spain, pp.3765-3770.
 21. **M.S. Islam, M.M. Anwar, I. Husain**, "A sensorless wide-speed range SRM drive with optimally designed critical rotor angles", Record of IEEE – IAS – 2000 Annual Meeting.
 22. **R.B. Inderca, R.W. De Doncker**, "High dynamic direct torque control for switched reluctance drives", Record of IEEE – IAS – 2001 Annual Meeting.
 23. **M. Eshani, B. Fahimi**, "Position sensorless control of switched reluctance motor drives", IEEE Trans. Vol. IE – 49, no. 1, 2002, pp.40-48.
 24. **B. Fahimi, A. Emadi, R.B. Sepe**, "Position sensorless control", IEEE – IAS Applications Magazine, vol. 10, 2004, pp. 40-47.
 25. **R. Krishnan**, Switched reluctance motor drives, book, CRC Press, Florida, 2002.
 26. **T. Higuchi, J.O. Fiedler, R.W. De Doncker**, "On the design of a single-phase switched reluctance motor", Record of IEEE – IEMDC – 2003, pp. 561-567.
 27. **R. Krishnan, A.M. Staley, K. Sitapati**, "A novel single phase switched reluctance motor drive", Record of IEEE – IECON – 2001, pp. 1488-1493.
 28. **R. Krishnan, S.T. Park, K. Ha**, "Theory and operation of a four quadrant SRM drive with a single controllable switch – the lowest cost four quadrant brushless motor drive", Record of IEEE – IAS – 2004 Annual Meeting.

第 13 章 基于 PWM 变频器的 电气传动的实际问题

13.1 引言

感应电动机 (IM)、永磁交流同步电动机 (PMSM)、磁阻同步电动机 (RSM) 以及开关磁阻电动机 (SRM) 都是由 PWM 电压源变频器供电的无刷多相电动机, 其中除 SRM 要由单极性电流的变换器供电外, 其余的电动机都需要由双极性电流的变换器来供电。在这些电动机传动中, 电网侧的变换器通常仍采用二极管整流器, 直流母线上则带电容滤波器。

基于 PWM 变频器的电气传动的一个特点是, 给电动机供电的都是超快速的 (通常为 $1 \sim 3 \mu\text{s}$ 甚至更窄的) 电压脉冲, 这些电压脉冲往往要经过一定长度的电缆 (有时可长达数百米) 才能送到电动机端口。这种传动场合对电动机本身以及对环境会有什么样的影响?

下面是这种影响的一些例子:

- ① 由于电流及磁通谐波的存在, 会在电动机中产生附加损耗;
- ② 电流谐波会注入到交流电源中去, 因此需要在供电电源侧安装滤波器;
- ③ 由于开关频率相当高 (IGBT 的场合可高达 20kHz , 单机容量可高达数百 kW), 会引起电磁干扰;
- ④ 高频漏电流会影响电动机电流的控制, 并影响断路器;
- ⑤ 由于 PWM 变频器的波反射效应 (需要特殊的滤波器来滤去), 会在电动机定子线圈的第一匝上产生过电压; 较长的电缆会进一步放大这种过电压;
- ⑥ 前沿陡峭的电压脉冲会在轴承中引起电磁杂散电流 (电压) 和静电杂散电流 (电压), 从而耗蚀轴承 (除非采取特殊的措施)。

以上这类问题都归结为实际问题, 因为在每天使用这类传动多个小时的所有场合, 都会发生这样的问题。

13.2 PWM 变频器传动的基本形式

PWM 变频器交流电动机 (或 SRM) 传动系统的基本形式由一个 PEC、一根电缆和一个电动机构成, 如图 13-1 所示。

由于调速传动应用于各种工业领域, 相应的 (热、化学等方面的) 环境、电动机与 PEC 间的距离、以及负载周期等会因应用的不同而存在很大的差异。调速传动既可

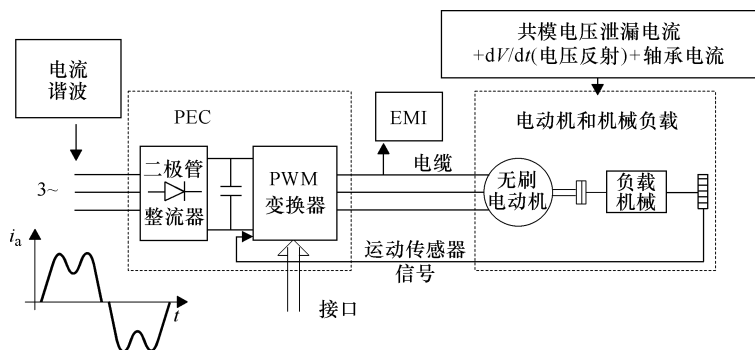


图 13-1 PWM 变频器传动的形式

以作为全新的传动系统（包括 PEC 和电动机）引入，也可以针对旧有的电动机（感应电动机或同步电动机）引入。在后一种情况下，旧有的电动机虽是专为固定频率的正弦波供电电源设计的，但无需做改变，只需针对 PEC 供电以及新的速度控制范围，进行重新定额即可。

二极管整流器的电源侧电流谐波、长电缆对电动机端口电压反射（及 dV/dt ）的影响、轴承电流以及漏电流等，都有一个共同的原因，就是 PWM 变频器产生的电压脉冲的上升时间太短了。

13.3 线电流谐波

在泵、鼓风机、风扇以及其他工业应用中，应用 PWM 变频器驱动的情况越来越多，这会在电力系统中注入显著的电流谐波。

因此引出了一些问题：

- ① 是否需要谐波滤波器？
- ② 需要哪种类型的滤波器（是 5 次、7 次、11 次、13 次，还是它们的组合）？
- ③ 如何设计这类滤波器（确定其额定值）？

采用二极管整流的 PWM 六脉冲变频器会在电力系统中产生 5、7、11、13、17 次谐波电流。从原理上讲，每个 PEC 都有其独特的谐波构成，可称作谐波签名。

参考文献 [1] 针对变频传动，定义了以下的电流谐波签名因数（HS）：

$$HS = \frac{\sqrt{\sum_{v=5,7,11,\dots} v^2 I_v^2}}{I_1} \quad (13-1)$$

HS 的大小取决于 PWM 变频器是由单相供电还是由三相供电、是否有网侧电抗器、是否有隔离变压器等因素。在 0~400kW（或更高）的功率范围内，当采用 IGBT 器件时，三相交流供电的 HS 在 2%~4% 的范围内，单相交流供电的 HS 最高可达 12%。

可以证明，HS 与电压总谐波畸变 THD 的关系为

$$\text{THD} = \text{HS} \cdot \frac{\text{传动 kVA}}{\text{SckVA}} \cdot 100\% \quad (13-2)$$

其中, 传动 kVA 为传动系统的额定 kVA (额定容量), SckVA 是电力系统在传动系统接入点处的短路 kVA (短路容量)。

通常要求将电压 THD 限制在 5% 以下 (IEEE-519-1992 和 IEC 61000-3-2 (3) 标准的要求)。如果能够满足这一要求, 网侧线路上就不需要滤波器了。但一般都满足不了这个要求, 因此滤波器是必需的。

谐波滤波器由若干个单调谐的 (或双调谐的) 串联 LC 谐振电路构成, 如图 13-2 所示。

建议给每个 15kW 以上的传动配置独立的滤波器。但对于有多个传动的节点, 也可以集中配置滤波器, 当大多数的传动在大部分时间里都不会满负载工作时尤其应该如此。

当实际谐波频率稍低于谐振频率时, 串联 LC 滤波器表现为电容性质, 这时滤波器有可能与电网的短路电抗在相应的谐波源下发生并联谐振。为此, 可在稍低的频率下 (0.95 倍谐波频率) 进行滤波器的设计, 以避免温度或老化带来的元件参数改变而引起并联谐振。

单调谐滤波器的谐振频率 f_r 为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad \alpha = \frac{f_r}{f_n} \quad (13-3)$$

式中, α 为失调系数; f_n 为滤波器的标称谐振频率, $f_n = \nu f_1$ 。

对于 ν 次谐波, 滤波器的阻抗 $Z_i(\nu)$ 为

$$Z_i(\nu) = R_i + j[2\pi f_1 \nu L - 1/(2\pi f_1 \nu C)] \quad (13-4)$$

60Hz 时, 滤波器中电容器的无功 kVAF (三相) 为

$$\text{kVAF} = 2\pi f_1 10^{-3} C V_{LL}^2 = 0.3777 C V_{LL}^2 \quad (13-5)$$

式中, V_{LL} 是线电压有效值; 电容 C 的单位为法拉。滤波器中电容器的 kVA 大约是传动的额定 kVA 的 25% ~ 30%。谐波滤波器会使接入点的所有谐波电压产生衰减, 但最接近谐振频率的谐波电压产生的衰减最大。

ν 次谐波滤波器对 h 次谐波产生的衰减系数 $a_\nu(h)$ 为

$$a_\nu(h) = \frac{V(h)}{V_i(h)} \quad (13-6)$$

$$V(h) = \% I(h) \times h \times (\text{传动 kVA} / \text{SckVA}) \quad (13-7)$$

式中, $V(h)$ 为无滤波器时的 h 次谐波电压, $V_i(h)$ 为有 ν 次谐波滤波器时的 h 次谐波电压。

忽略滤波器的电阻时, 有:

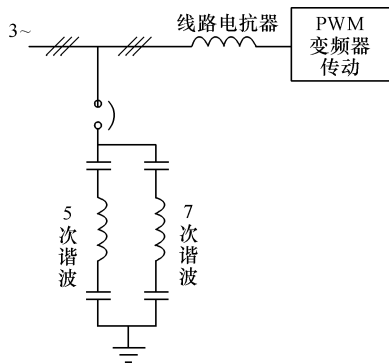


图 13-2 网侧线路滤波器

$$a_v(h) = 1 + \frac{(\nu\alpha)^2}{1 - (\nu\alpha/h)^2} \frac{\text{kVAF}}{\text{SCkVA}} \quad (13-8)$$

通常, $a_v(h)$ 应大于 1.0, 以提供一定程度的衰减。

为了限制电压 THD, 应利用式 (13-7) 算得的 $V(h)$, 来求取 $V_i(h)$ 。

滤波器的设计应保证电压 THD 小于 5%。容许的电流 THD 则随着接入点的短路 (电流) 比 R_{sc} 的增大而增大, 当 $R_{sc} \leq 20$ 时为 5%, 当 $R_{sc} > 1000$ 时, 为 20%^[2]。这里的 R_{sc} 为

$$R_{sc} = \frac{\text{电网的最大短路电流}}{\text{传动的最大基波电流需求}} \quad (13-9)$$

图 13-3d 所示为使用 5 次谐波滤波器前、后的网侧电流, 可见传动系统的网侧电流波形发生了显著的改变。接入滤波器后, 尽管峰值电流增大, 但由于消除了 5 次谐波电流, 电流更接近正弦波了。

当局部电网接有多台 PWM 变频器时, 为其设计合适的网侧滤波器是一个相当复杂的问题, 其答案还跟电源的阻抗有关 (这个关系是通过短路比 R_{sc} 或通过传动 kVA/SC kVA 比值建立起来的)。

随着 PWM 变频器传动所占比重的不断增大, 人们制订的电能质量标准也变得越来越有挑战性, 为每一个传动系统配置独立的网侧滤波器来满足某些严格的标准要求似乎已成了一种趋势。

在一些就地供电很少但却大量使用 PWM 变频器传动的热点区域, 可以在共同接入点配置额外的滤波器。

谈到 PWM 变频器, 我们曾做了两点结论: 交流电动机传动使用电压源逆变器, SRM 传动则使用多相斩波器。

有些文献报导, 在某些快速的交流电动机传动控制系统中 (直接转矩和磁通控制—DTFC 控制系统)^[3] 以及一些采用直流斩波器供电的电动机传动中^[4], 网侧滤波器的存在导致了线电压的不稳定。在设计和制造搭配有网侧滤波器的传动系统时, 必须认真对待这个问题。

例 13-1 网侧滤波器容量的确定

考虑一个 PWM 变频器感应电动机传动系统, 容量为 100kVA, 所连接的局部电网的短路容量 SCkVA = 1000kVA。线电流中 5 次、7 次和 11 次谐波分别为 $i_5 = 0.15I_1$ 、 $I_7 = 0.03I_1$ 、 $I_{11} = 0.01I_1$, 电网频率为 $f_1 = 60\text{Hz}$, 线电压有效值为 $V_{LL} = 440\text{V}$ 。

请计算:

- ① 网侧电流的谐波签名因数 HS;
- ② 电流的总畸变系数 THD;
- ③ 失调系数为 $\alpha = 0.95$ 时, 5 次谐波滤波器的滤波电容值 C 和对应的电感值 L_f ;
- ④ 5 次、7 次和 11 次谐波的电压衰减系数 $a_5(h)$;
- ⑤ 有、无 LC 滤波器时的电压总谐波畸变系数 THD。

解答:

根据式 (13-1), HS 为

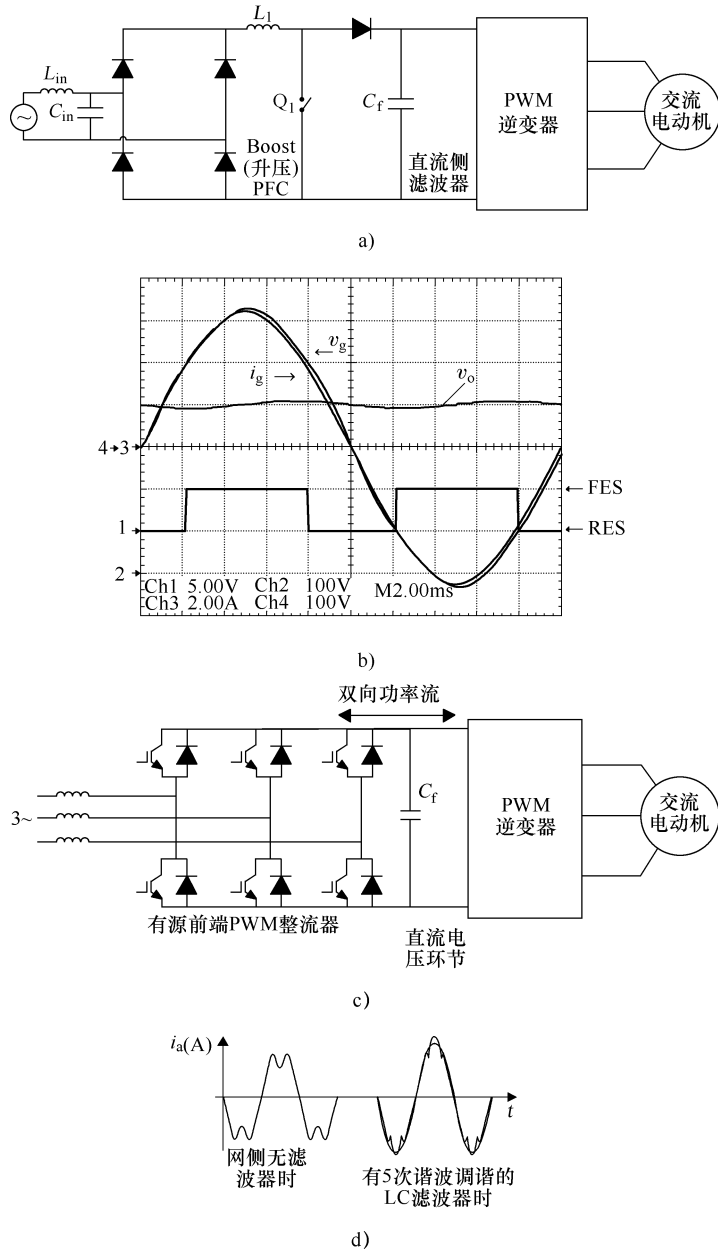


图 13-3 二极管整流 + 升压 PFC、三相有源前端 PWM 整流、
二极管整流 + LC 滤波的效果比较

- a) 二极管整流 + 升压 PFC 的结构 b) 图 a 的网侧输入电压和电流
- c) 三相有源前端 PWM 整流取代二极管整流器及网侧滤波器的变频器结构
- d) 仅有二极管整流时，网侧接入 5 次谐波滤波器前、后的电流波形

$$HS = \frac{\sqrt{\sum_{5,7,11} v^2 I_v^2}}{I_1} = \sqrt{(5 \times 0.15)^2 + (7 \times 0.03)^2 + (11 \times 0.01)^2}$$

$$= 0.7865 \quad (13-10)$$

根据式 (13-2), 电压 THD 为

$$THD = HS \cdot \frac{\text{传动 kVA}}{S_{ckVA}} \cdot 100\% = 0.7865 \times \frac{100}{1000} \times 100\% = 7.865\% \quad (13-11)$$

由于电压 THD 大于短路比为 ≤ 20 (传动 kVA/SckVA = 1/10) 时的推荐值 5%, 因此需要配置滤波器。

配置 5 次谐波滤波器, 选用失调系数 $\alpha = 0.95$, 因此, 根据式 (13-3) 可得

$$LC = \frac{1}{4\pi^2 (f_n \alpha v)^2} = \frac{1}{4\pi^2 (60 \times 0.95 \times 5)^2} = \frac{0.1308 \times 10^{-6}}{25} s^2 \quad (13-12)$$

此外, 电容器的 kVA 为

$$kVAF = 0.3 \times \text{Drive kVA} = 0.3 \times 100 = 30kVA \quad (13-13)$$

根据式 (13-5), C 为

$$C = \frac{kVAF}{0.377 \times V_{LL}^2} = \frac{30}{0.377 \times 440^2} = 411 \times 10^{-6} F = 411 \mu F \quad (13-14)$$

根据式 (13-7), 可求得无滤波器时电源中的谐波电压 $V(h)$ 的百分值为

$$V(5) = \% (I(5)) \times 5 \times \frac{100}{1000} = 15 \times 5 \times \frac{100}{1000} = 7.5\%$$

$$V(7) = \% (I(7)) \times 7 \times \frac{100}{1000} = 3 \times 7 \times \frac{100}{1000} = 2.1\%$$

$$V(11) = \% (I(11)) \times 11 \times \frac{100}{1000} = 1 \times 11 \times \frac{100}{1000} = 1.1\% \quad (13-15)$$

可以算得滤波前的电压 THD 为

$$THD(\%) = \sqrt{(V(5))^2 + (V(7))^2 + (V(11))^2}$$

$$= \sqrt{(7.5)^2 + (2.1)^2 + (1.1)^2} = 7.8657\% \quad (13-16)$$

这与根据式 (13-2) 计算所得的式 (13-11) 的结果是一样的。

电压衰减系数为

$$a_5(5) = 1 + \frac{(5 \times 0.95)^2}{1 - (5 \times 0.95/5)^2} \times \frac{0.3}{10} = 7.9423$$

$$a_5(7) = 1 + \frac{(5 \times 0.95)^2}{1 - (5 \times 0.95/7)^2} \times \frac{0.3}{10} = 2.2545$$

$$a_5(11) = 1 + \frac{(5 \times 0.95)^2}{1 - (5 \times 0.95/11)^2} \times \frac{0.3}{10} = 1.8320 \quad (13-17)$$

根据 $a_v(h)$ 的定义式 (13-6), 可以计算出 $V_t(5)$ 、 $V_t(7)$ 、 $V_t(11)$, 因而可算得新的 (有滤波器的) 电压 THD_t 为

$$THD_t = \sqrt{(V(5)/a_5(5))^2 + (V(7)/a_5(7))^2 + (V(11)/a_5(11))^2}$$

$$= \sqrt{(7.5/7.9423)^2 + (2.1/2.2545)^2 + (1.1/1.8320)^2} = 1.456\% \quad (13-18)$$

这验证了5次谐波滤波器的好处：电压THD从7.865%降低到了1.456%。其实，在这个例子中，7次和11次谐波电流被夸大了，如果不夸大的话，实际的 THD_i 将更小。此外，局部电网的短路容量也太小了，这很少见。增大局部电网的短路容量可以改善结果。

除了使用无源输入滤波器之外，也可以使用混合的（有源—无源）滤波器来补偿输入电流和电压谐波，从而解决好交流电源中的短时电压暂降问题。

图13-3a所示用于单相整流的升压PFC电路（功率因数校正电路）是这类设备的典型代表^[18,20]。升压PFC电路运行于电流连续模式，再配以适当的控制，就可以使输入电流变成为与交流电源电压同相位的正弦波电流，如图13-3b所示^[18]。

为了获得输入电流滤波及单位功率因数的效果，也可以使用图13-3c所示的有源前端PWM整流器-逆变器的结构，来代替二极管整流+无源输入滤波器的结构^[21-23]。

有源前端PWM变频器提供了好些功能：

- ① 可稳定交流线路电压，使之能承受一定限度的过载，以及承受交流电源短暂的（三相、两相、单相）电压暂降；
- ② 提供正弦度相当高的输入电流，且能够限流，使功率因数角可控；
- ③ 提供完全的功率双向流动，这是要求快速制动的传动（例如电梯）极其需要的一个功能。

13.4 电动机长电缆的影响：电压反射和衰减

在许多新的和改造的工业应用中，PWM变频器与电动机必须分开放置在不同的地方，因而需要使用很长的电缆连接电动机。在IGBT逆变器中，典型的电压上升率（ dV/dt ）高达6000V/ μs ，这不仅对电动机的绝缘有不利影响，还会在轴承中产生静电引起的电流。长电缆L-C参数的分布性特征也会引起过电压，从而导致绝缘承受更高的电压。此外，长电缆的行为类似信号传输线，其两端会发生电压反射，电压反射的情况取决于逆变器脉冲的升上时间 t_r （在0.1~5 μs 左右）以及电缆的长度。

PWM电压脉冲沿着电缆传播的速度约为光速的一半（ $U^* = 150 \sim 200m/\mu s$ ），如果脉冲从变频器传播到电动机的时间长于上升时间的三分之一，就会发生全反射，电动机端子上的电压脉冲水平就会翻倍。

让我们来考虑电缆长度有限、但电压脉冲的 dV/dt 无限时的电压波（脉冲）在变频器与电动机之间的传播问题。对于如此快的电压脉冲来讲，电动机相当于一个高阻抗。在这种情况下，电动机的行为类似一个等效的未充电的电容器。脉冲到达电动机端子后，入射波受到反射（电容器充电）。反射波加上入射波使得电动机的端电压翻倍（ $2E$ ）。反射波所到之处，线路也被充电到 $2E$ ，但在发射端，逆变器的输出电压仍为 E 。当反射波到达发射端后（即达到逆变器端后），又产生负反射，这样就又有一

个 $-E$ 的波由逆变器向电动机传播,其所到之处,线路电压又恢复为 E 。因此,当脉冲在电缆线的长度上跑完三趟时,电动机端的电压又变成 E (见图 13-4)。正因为如此,所以才说:如果脉冲从逆变器传输到电动机的时间 t_{travel} 大于脉冲上升时间 t_r 的三分之一,那么经过反射后的电动机端电压为 $2E$ 。

因此,我们可以按下式来计算电动机端的理想峰值线电压 $V_{\text{LL}}^{[5,6]}$:

$$V_{\text{LL}} = \begin{cases} \frac{3l_c \cdot E}{U^* \cdot t_r} \cdot \Gamma_m + E & (\text{当 } t_{\text{travel}} < t_r/3 \text{ 时}) \\ E \cdot \Gamma_m + E & (\text{当 } t_{\text{travel}} > t_r/3 \text{ 时}) \end{cases} \quad (13-19)$$

式中, Γ_m 是根据传输线理论推导出来的电动机实际反射系数:

$$\Gamma_m = \frac{Z_{\text{motor}} - Z_{0c}}{Z_{\text{motor}} + Z_{0c}} \quad (13-20)$$

式中, Z_{motor} 是电动机的等效阻抗; Z_{0c} 是长度为 l_c 的电缆的波阻抗:

$$Z_{0c} = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \quad (13-21)$$

式中, L_c 是电缆单位长度的电感; C_c 是电缆单位长度的电容。

在 PWM 变频器的输出侧,也可以定义一个类似的反射系数 Γ_c 。在图 13-4 的定性分析中, $Z_{\text{motor}} = \infty$, 因此 $\Gamma_m = 1$ 。实际上,电动机的阻抗要比 Z_{0c} 大 10~100 倍,因此, $\Gamma_m \cong 1$ 。

当 $\Gamma_m = 1$ 时,为了将过电压降低到几乎为零,根据 $t_{\text{travel}} < t_r/3$ 时的 V_{LL} 表达式,可取:

$$\frac{3l_c \cdot E}{U^* \cdot t_r} \cdot \Gamma_m \leq 0.2E \quad (13-22)$$

式 (13-22) 为选择电缆长度 l_c 提供了一个约束条件。在式 (13-22) 中,若将 0.2 改为 1,则对应于有效电压翻倍的情况,相应的电缆长度称为临界长度 l_{cr} 。以直流母线电压 $E = 650\text{V}$ (对应 480V 的交流系统)、 $\Gamma_m = 0.9$ 、 $U^* = 165\text{m}/\mu\text{s}$ 的情况为例,电缆的临界长度 l_{cr} 可根据式 (13-22) 计算如下:

$$\frac{3l_{\text{cr}} \cdot E}{U^* \cdot t_r} \cdot \Gamma_m = E \quad (13-23)$$

$$l_{\text{cr}} = \frac{U^* \cdot t_r}{3\Gamma_m} = \frac{165}{3 \times 0.9} \times t_r = (61.11 \times t_r [\mu\text{s}]) \text{ m} \quad (13-24)$$

为了将电动机的过电压降低到额定电压的 20% 以下,即满足式 (13-22) 的约束,则电缆的长度应该比图 13-5 所示的临界长度 l_{cr} 的五分之一还短。许多的应用并不满足后面这个条件。

对于长电缆,解决这一问题的办法是降低电动机端的反射系数 Γ_m (Z_m) (对应

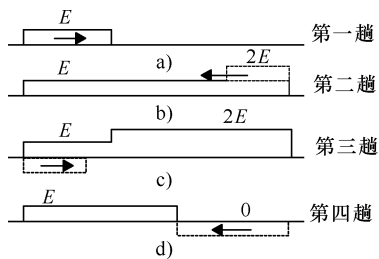
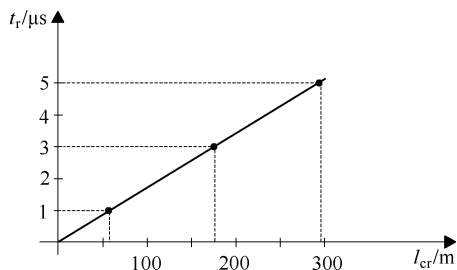


图 13-4 反射波的周期

a) 入射波 b) 第一次反射

c) 第二个人入射波-负反射 d) 第二次反射

图 13-5 电压上升时间 t_r 与电缆临界长度 l_{cr} 的关系

式 (13-20)) 以及降低变频器输出侧的反射系数 $\Gamma_c(Z_c)$ 。例如, 可以在电动机端增加一个滤波器, 使 Z_m 降低, 从而降低 $\Gamma_m(Z_m)$, 如图 13-6a 所示。此外, 在变频器的输出端接一个低通滤波器, 使电压脉冲的上升时间增大, 也可以容许使用较长的电缆 (长于前面定义的临界长度 l_{cr}), 如图 13-6b 所示。

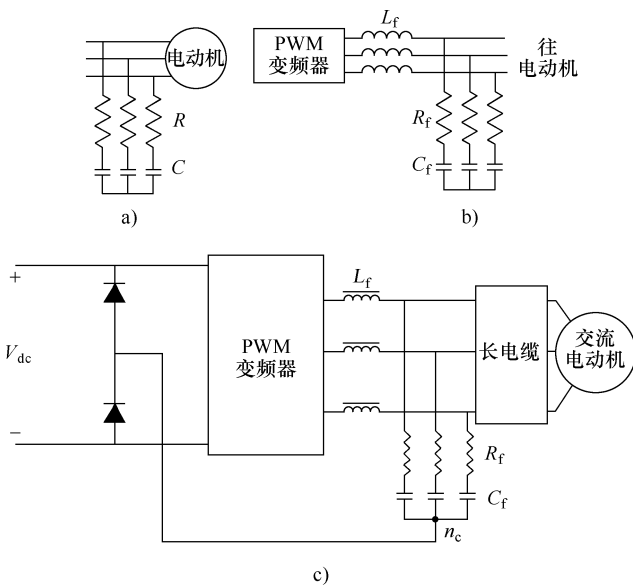


图 13-6 用一阶滤波器来延长容许的电缆长度

- a) 接在电动机端 b) 在变频器的输出端接低通滤波器
c) 在变频器的输出端接二极管钳位的 LRC 滤波器

根据参考文献 [6], 电动机端的 RC 滤波器上的总电压 E_r 为

$$E_r = 2E \left(1 - \frac{Z_{0c}}{R + Z_{0c}} e^{-\frac{t}{(R + Z_{0c})C}} \right); \quad R = Z_{0c} \quad (13-25)$$

在设计该滤波器时, 可以将 $t = t_r$ (上升时间) 时的 E_r 限制为 $1.2E_0$ (即 20% 的过电压):

$$1.2E = 2E \left(1 - \frac{Z_{0c}}{R + Z_{0c}} e^{-\frac{t_r}{2Z_{0c}C}} \right) \quad (13-26)$$

这样一来,若取电阻 $R = Z_{0c}$ (Z_{0c} ——电缆的波阻抗),就可以计算出滤波器的电容 C 。另一方面,接在逆变器输出侧的低通滤波器的影响可以表示为一个电压延迟:

$$V(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (13-27)$$

$$\tau = \sqrt{L_f C_f} \quad (13-28)$$

式中, τ 是滤波器的时间常数。显然有:

$$\tau \geq t_r \quad (13-29)$$

电容器的选择应使 $C_f > l_{cr} \times 10^{-10} (\text{F})$; L_f 则可利用 τ 的约束,根据式 (13-28) 来计算;电阻 R_f 则由假定电路为过阻尼来确定:

$$R_f \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \quad (13-30)$$

在电动机端接滤波器以及在逆变器输出端接滤波器的典型结果分别如图 13-7a 和 13-7b 所示。

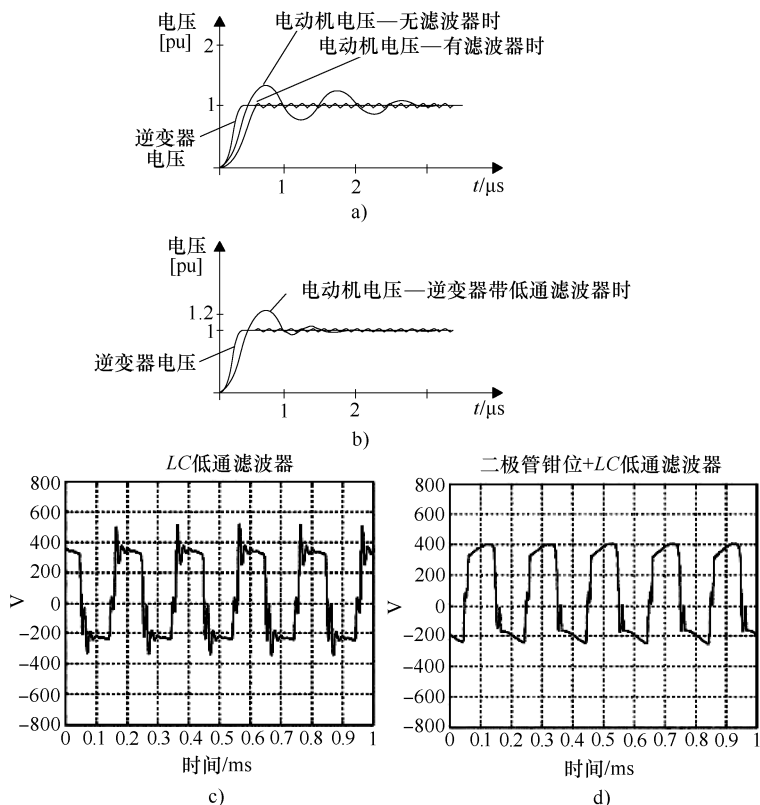


图 13-7 电动机端的电压

a) 电动机端使用 RC 滤波器时 b) 逆变器输出侧使用低通滤波器时

c) 2.2kW 感应电动机在逆变器侧带低通滤波器 ($L_f = 2.6\text{mH}$ 、 $C_f = 1.4\mu\text{F}$) 时

d) 2.2kW 感应电动机在逆变器侧带低通滤波器 ($L_f = 2.6\text{mH}$ 、 $C_f = 1.4\mu\text{F}$) 及二极管钳位时

注意：端电压上升时间的增大可能会使工作在电动机参数辨识模式（进行参数整定）的控制系统性能受到影响。在进行传动系统设计时，必须仔细考虑这个因素。

参考文献 [7] 报导，在有些 PWM 模式下，过电压会高达直流母线电压 E 的 3 倍（高于理想反射倍压效应时的过电压），但在利用脉冲消除技术对这些 PWM 模态进行修改之后，可以将理想过电压降低到 E 值的两倍。

有一个成本相当低的方案，可以显著降低本小节前面所述由高 dV/dt 在电缆上传播引起的电动机端的过电压，就是如图 13-6c 那样，在直流母线上添加两个二极管，并将它们的中点与差模滤波器（低通滤波器）中电容器的零点相连。

此时，LC 滤波器仍然工作在差模滤波状态，以降低 dV/dt ，但每当电压振荡引起过电压时，就会产生二极管钳位效应。每当电容器零点 n_c 的电压超过 $\pm V_{dc}/2$ 时，对应的（上部的或下部的）二极管就开始导通，从而被钳位于直流母线的电压。以 2.2kW 的传动系统为例，取 $L_f = 2.6\text{mH}$ 、 $C_f = 1.4\mu\text{F}$ 是合适的^[24]。

在基波频率为 8Hz、开关频率为 $f_{sw} = 4.5\text{kHz}$ 时，对 LRC 滤波器有和没有钳位二极管等两种情况的电动机端电压进行了仿真，结果如图 13-7c、d 所示，可见，有二极管钳位时电动机端的过电压进一步降低了 15%~20%。实验完全验证了这些结果^[24]。

在中、大型感应电动机中，由电压源（高 dV/dt 和过电压）引起的绕组故障时有发生^[25]。这些故障到底是由绕组绝缘缺陷引起，还是由电缆长度或类型（全屏蔽的或仅作绑扎的）方面的原因引起，抑或是由变频器中的 PWM 控制策略所引起，这并不总是能直接知道的，而需要做深入的研究才能找出实际的原因。

对于以上的问题，添加一个带二极管钳位的 LC 滤波器似乎是一个相当实用的解决方案，尤其是在需要保留旧有的电动机而仅新增变频器驱动的时候。

13.5 超高频下的电动机模型

对于快速上升的 PWM 电压脉冲来讲，电动机端口处的电动机的行为就像一个由自感、互感、绕组匝间电容 C_s 、绕组间电容以及绕组对地电容 C_p 等串、并联构成的一个复杂网络，如图 13-8 所示。

电动机的高频模型除了图 13-8 所示的定子部分的模型之外，还需要加上转子绕组部分的模型（如果有转子绕组的话）。由于并联电容 C_p 和 C_{p12} 的存在，在最初的几个纳秒里，施加到电动机端口（a、b、c）上的电压脉冲沿绕组长度上的分布并不是均匀的。因此，即使在定子绕组中点 n 为孤立的情况下，绕组最前面的几个线圈也必须承受电压脉冲幅度的 60%~70% 以上的电压。其结果是，首端的这几个线圈存在着严重的过电压，它们的绝缘有可能很快老化。增大电动机端口处的电压上升时间，可以降低上述的电压应力，因而甚至可以现有的直接起动电动机在 PWM 变频器供电下长期运行。

解决以上的问题也有其他的选择，就是在电动机绕组中使用特殊的薄绝缘（从而

增大匝间电容), 或者 (也可以同时) 使用散嵌绕组, 使得高 dV/dt 的初始电压脉冲沿绕组随机分布。

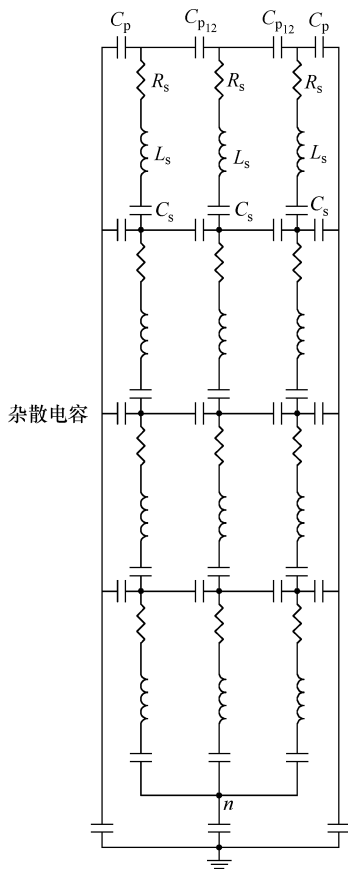


图 13-8 超高频下的电动机 RLC 等效电路 (仅考虑了定子)

13.6 共模电压：电动机模型及后果

PWM 逆变器传动的结构如图 13-9 所示。

假定负载 (电动机) 的零序阻抗为 Z_0 。零序电压 V_0 为

$$V_0 = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} - V_n \quad (13-31)$$

零序电流为

$$i_0 = \frac{i_a + i_b + i_c}{3} \quad (13-32)$$

V_0 和 i_0 的关系为

$$V_0 = Z_0 i_0 \quad (13-33)$$

因此, 在零点的共模电流 i_n 和共模电压 V_n 为

$$i_n = i_a + i_b + i_c = \frac{3}{Z_0 + 3Z_n} \cdot \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (13-34)$$

$$V_n = \frac{3Z_n}{Z_0 + 3Z_n} \cdot \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (13-35)$$

众所周知, 共模电流与差模电流是解耦的 (共模电流不牵涉平衡相阻抗 Z_m)。

因此, 等效的共模输入电压 V_{0in} 为

$$V_{0in} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (13-36)$$

对应的电动机 (共模) 阻抗如式 (13-34) 以及图 13-10 所示。

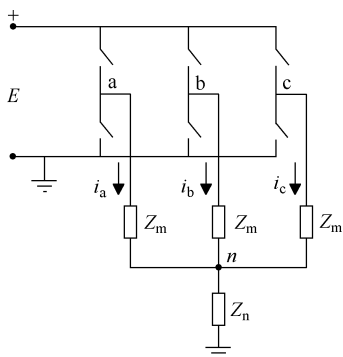


图 13-9 带电动机负载、具有共模阻抗 Z_n 的 PWM 逆变器的等效电路 (零点孤立)

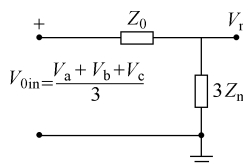


图 13-10 电动机的共模输入电压的模型

变频器每经过一次换向, 共模输入电压 V_{0in} 大约变化 $E/3$ (E 为直流母线电压)。对于快速的共模电压脉冲来讲, 电动机的行为类似于定子绕组和定子硅钢片之间的杂散电容 C_{sf} (即定子和机座之间的等效电容) 与经过气隙到转轴的电容 C_{sr} (即从定子到转子的等效电容) 的并联, 以及与从零点经过轴承到共地点的电容 C_{rf} (即转子硅钢片和机座之间的等效电容) 的并联, 且 C_{sr} 和 C_{rf} 二者是串联的关系, 如图 13-11 所示^[8,9]。

请注意, 电缆、共模扼流圈 (后面将详细介绍) 以及线路电抗器可以表示为连接在逆变器和电动机之间的串、并联的共模阻抗 Z_s 和 Z_p 。

此外, 阻抗 $3Z_n$ 也可以用相关的电容以及转轴对地电压 V_{rg} 的等效电路来代替, 如图 13-11 所示。

在图 13-11 中, 轴承电路由轴承电阻 R_b 和轴承电容 C_b 相串联构成, 其中轴承电容上还并联有一个非线性阻抗 Z_{nb} , 用来表示在电压脉冲的作用下, 轴承膜发生击穿从而导致电容 C_b 出现间歇性短路的效果。

前面已经提到, 每当逆变器发生开关切换时, 来自逆变器的电压脉冲会产生一个 $E/3$ 的共模电压 V_{0in} 。这个共模电压会导致很高的共模漏电流 i_n 。如果这个共模 (漏)

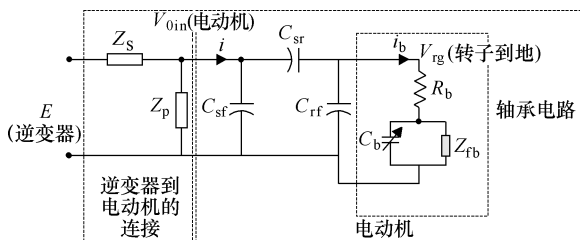


图 13-11 电动机高频时的共模电路模型

电流过大的话，就会影响到零序保护系统。要降低 i_n ，就意味着要降低轴电压 V_{rg} 和轴承中的非环路型电流 i_b [9]。尽管 $i_b \ll i_n$ ，但它会引起润滑油膜击穿从而导致轴承性能恶化。

在有些情况下，定子共模（漏）电流 i_n 的数值可高达额定电流的水平，因此下面先介绍定子共模（漏）电流 i_n 的降低方法。

13.7 共模定子（漏）电流的降低

由于现在我们关心的仅仅是漏电流 $i_l(t)$ ，因此可以将电动机和电流集中成一个串联的 RLC 电路，其参数可以用图 13-12a 所示的试验电路来确定，即由变频器施加一个脉冲，然后测量漏电流 i_l ，测得的电流波形如图 13-12b 所示。

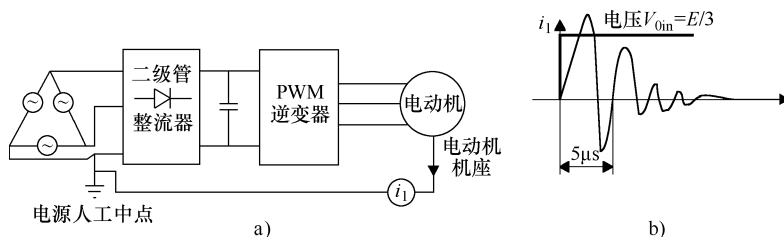


图 13-12 漏电流的测量

a) 测试电路 b) 阶跃电压的电流响应

该漏电流响应类似这样一个 RLC 电路的响应，其 L 跟电缆的电感相关， C 是绕组和机座之间的杂散电容， R 仅跟电动机有关。

在电动机的端口添加如图 13-13a 所示的共模扼流线圈 L_c 之后，可得到如图 13-13b 所示的等效电路。

由图 13-13b 可见，共模扼流线圈的存在使得峰值电流显著降低，但电流的有效值并没有得到大的降低。

根据参考文献 [10]，如图 13-14a 所示，在共模扼流铁心上放置一个次级线圈（外接电阻器 R_l ），可以同时显著降低漏电流的峰值和有效值，如图 13-14b 所示。

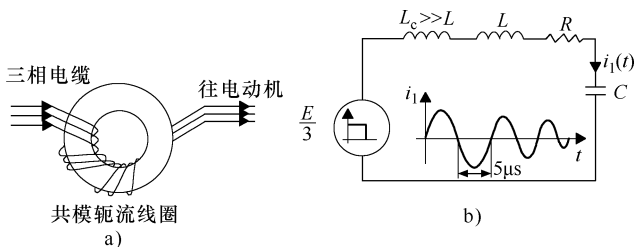


图 13-13 共模扼流线圈

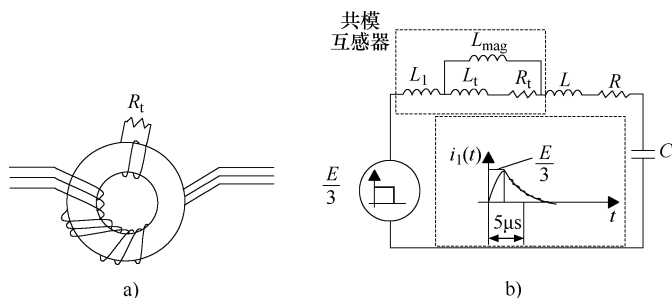
a) 等效电路 b) 等效电路及漏电流 $i_1(t)$ 

图 13-14

a) 共模互感器 b) 等效电路及其漏电流响应

与共模扼流线圈相比, 次级接电阻器 R_l 的共模互感器 (其中 L_1 为初级的漏感, L_{mag} 为磁化电感, L_t 和 R_l 为次级漏感和电阻归算到初级的值) 降低了主磁通。因此, 可以大幅减小铁氧体磁芯的尺寸^[10]。

漏电流有效值的大幅减小, 降低了漏电断路器不正确运行的风险。这同时也意味着轴电压 V_{rg} 和轴承电流在一定程度上得到了降低。不过, 仍然有必要进一步地降低轴承电流, 以防止润滑油膜静电击穿而导致轴承过早受损。

13.8 环路型轴承电流

如前所述, 非环路型共模轴承电流是共模电压脉冲引起的结果, 如图 13-11 中的 i_b 所示。

后来, 人们发现了另一个轴承电流分量, 即环路型轴承电流, 它是由于在定子线圈边的电流中, 叠加着一个泄漏到硅钢片铁心中的静电电流分量 (见图 13-15a), 即在各相线圈边的电流中, 存在着一个沿轴向的不平衡电流 $2\Delta i_a$ 、 $2\Delta i_b$ 、 $2\Delta i_c$, 从而产生出来的一个电流^[9]。

这些不平衡的轴向电流会产生一个环形的净磁通, 从而在机座和轴承中引起附加的环路型的轴承电流, 如图 13-15b 所示。

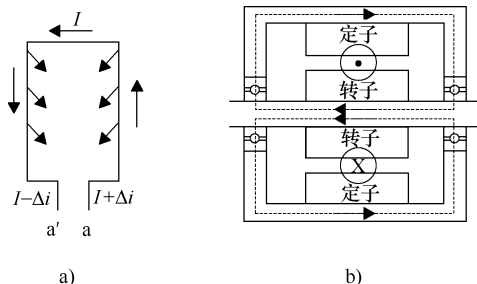


图 13-15

a) 电流不平衡 b) 净磁通和轴承环路型电流

13.9 轴承电流的降低

通过对一些仅仅投运了几个月就发生轴承故障的 PWM 变频器传动系统的检查, 观察到了由电火花加工 (EDM) 机理引起的轴承沟蚀现象。轴承的沟蚀表现为轴承座圈上出现了横向凹槽或深坑。图 13-11 所示的轴电压 V_{rg} 是存在轴承电流的一个强力指示。

如果薄润滑油膜中的电场强度超过 $15\text{V}(\text{峰值})/\mu\text{m}$, 就会发生电火花加工机理引起的沟蚀现象。对于 $0.2 \sim 2\mu\text{m}$ 的油膜来讲, $15\text{V}/\mu\text{m}$ 意味着 $3 \sim 30\text{V}$ 的峰值轴电压 V_{rg} 。

在人们提出的各种降低轴电压 V_{rg} (因而降低轴承磨损) 的措施中, 有以下几种值得一提:

- ① 在外座圈设置绝缘层, 如图 13-16a 所示;
- ② 对气隙进行电介质层—金属层法拉第屏蔽, 或进行完全的金属箔屏蔽, 如图 13-16b 所示; 或对定子沿着长度方向涂上导电涂料并接地^[8];
- ③ 槽楔镀铜并单点接地, 如图 13-16c 所示^[8];
- ④ 让一端轴承绝缘, 使转轴通过电刷接地, 并使电动机从电动机到机械负载、以及从电动机到逆变器 (驱动器) 的两条路径都具有良好的高频接地, 如图 13-16d 所示。

实际上, 所有的方法都在图 13-11 所示的轴承电路中引入了一个串联的小电容, 人们正是寄望于这个小电容最终能够降低轴承电流。轴承绝缘室似乎是必需的。只有在给定子和绕组添加导电箔或导电涂层之类的屏蔽之后, 轴电压才可能被降低到小于其初始值 (即传统电动机的数值) 的 5%, 即降低到 $1 \sim 1.2\text{V}$ (峰值) 的水平。此外, 尽管在这些导电屏蔽层中会感应出涡流, 但定子的温度不会因导电屏蔽层的添加而发生显著的改变, 因此这类方法可以安全使用^[8]。作为一个例子, 在使用共模扼流线圈时 (见 13.8 节), 轴电压的原始值大约为 30V 。当加上图 13-16b 所示的全法拉第屏蔽时, 轴电压进一步降低到小于 1.5V ^[8]。

值得期待的是, 若共模互感器能将发生轴承耗损的危险降到足够小, 那就可以消除或降低对法拉第屏蔽方法的使用。

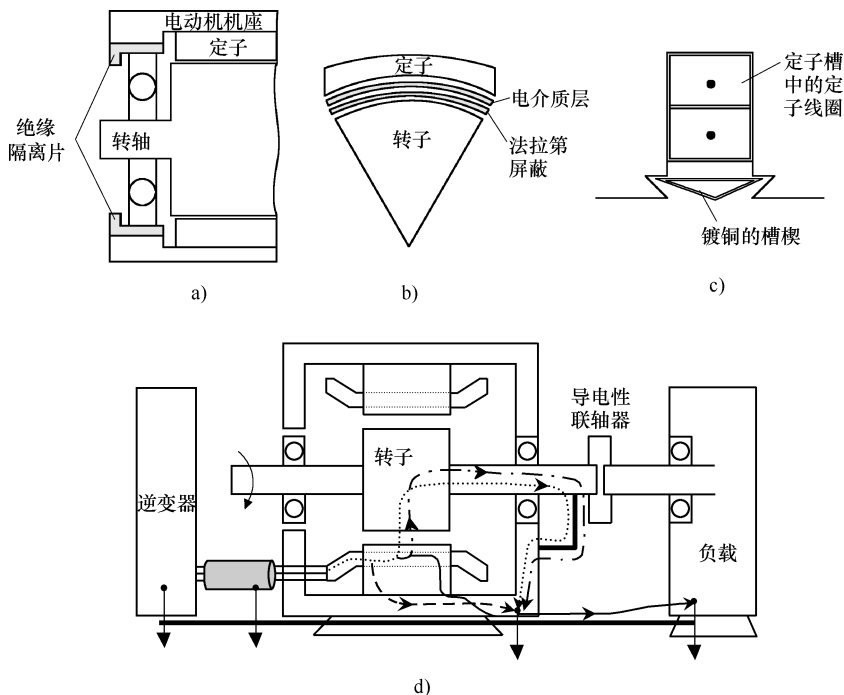


图 13-16 降低轴承电流的方法

- a) 采用轴承绝缘室 b) 采用导电箔或导电涂料构成法拉第屏蔽
 c) 槽楔贴导电膜构成法拉第屏蔽 d) 一端轴承绝缘、转轴经电刷接地，且从电动机到负载、从电动机到驱动器都具有良好的高频接地

13.10 电磁干扰

在 PWM 逆变器中，每当发生一次开关状态的改变时，由 IGBT 的快速开关动作引起的电压阶跃变化，不仅会产生出正常模态的电流，还会作用在电动机中寄生的杂散电容上，从而产生出高频共模电流（见 13.7 节）。

频率从 100kHz 到几 MHz 的高频振荡电流会向环境中辐射电磁干扰（EMI）场（噪声），影响各种电子设备，如 AM 收音机、医疗设备等的正常运行。

图 13-17 所示为一个电动机模型，其中包含了杂散电容以及对应的共模电流和正常模态电流的路径。

一般来讲，使用屏蔽的三芯电缆（将屏蔽作为接地导线）通常都可以将 EMI 噪声降低到国际标准规定的限度以内（小于 $40\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ）。

另外，使用 13.7 节介绍的共模互感器以及图 13-18 所示的正常模态滤波器 $R_F L_F$ 来让正常模态的电流通过，也可以将（由三根馈线和一根地线绑扎而成的）传统电缆所产生的 EMI 噪声限制在可接受的范围内^[11]。

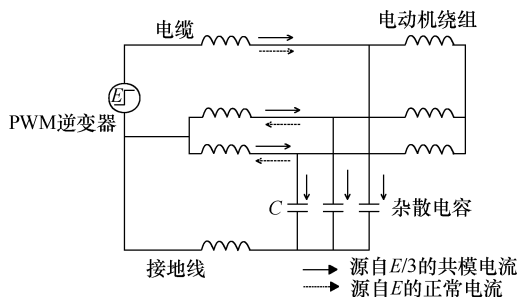


图 13-17 考虑杂散电容的交流电动机模型

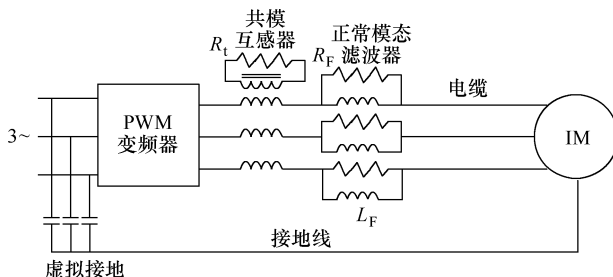


图 13-18 在逆变器的输出端装设共模互感器和正常模式滤波器，以降低 EMI

13.11 可听噪声

可听噪声实际上是 EMI 频谱的一部分（从 15Hz 到大约 18kHz），它是电气传动的一个主要性能指标。在 PWM 电气传动中，可听噪声的标准、降低措施、测量方法等（ISO3740 ~ 3746 标准）是一个广受关注而又富有争议的议题^[12]。一般来讲，与直接连接在电网上的电动机相比，电气传动中的 PWM 供电会增大噪声水平。

降低 PWM 引起的噪音的方法有：在电动机端使用 LC 滤波器，改变开关频率到 18kHz 以上，使用随机 PWM 技术^[13]，或设法使 PWM 驱动的噪声变得悦耳甚至像某种音乐。

以感应电动机为例，其噪音辐射需遵循的标准有：ISO1680，IEC60034-9，NEMA M61-12.49 等。

13.12 PWM 变频传动中的损耗

在 PWM 变频传动中，电动机和 PEC 都会产生损耗。由于 PEC 会在电动机中产生电流谐波和磁通谐波，因此，在 PWM 变频传动中，还存在着附加的绕组损耗和铁心损耗^[14]。PWM 变频器的损耗则包括导通损耗和换向损耗（开关损耗）^[15]。

尽管有关电动机和 PWM 变频器损耗建模的文献很多,但考虑到损耗现象的复杂性,实验研究仍至关重要。随着开关频率的升高,PEC 的损耗会增加,但电动机的损耗却只会轻微降低。

以一台 2kW 的电动机为例,当开关频率从 2kHz 变化到 10kHz 时,总的传动损耗只是略微增加。较大功率的机组意味着较低的开关频率;经验表明,当电动机效率较高时,PEC 的效率也会较高。

让磁通随着转矩增大而增大,可使传动的效率最大化,实现这个目标的控制方法是相当多的。当采用矢量控制或 DTFC 控制时,只需采用恰当的磁通/转矩参考关系,就可以相当圆满地实现效率最大化。然而,在这种场合,在阶跃型的转矩增大参考信号出现后的最初几个毫秒里,即在电动机的磁通按照转矩参考信号的要求达到较高的水平之前,速度的响应将是相当缓慢的。

13.13 小结

① 目前,在电动机单机功率高达 500kW 甚至更高的电气传动场合,由于采用网侧二极管整流的大功率 PWM 变频器来进行变频调速,不仅获得了可观的节能效果,还提高了生产率。

② 然而,实际应用往往要求使用长电缆来连接电动机和 PWM 变频器,由于 PWM 变频器的开关频率高达 20kHz,其产生的超快速的电压脉冲在通过这样长的电缆传递到电动机时,会产生一些副作用。

③ 电磁干扰 (EMI) 是指通过电源的传导性干扰或频率从 100kHz 到数 MHz 的电磁辐射干扰,它会在邻近的数字设备中产生串扰,或干扰周围电子设备的通信 (例如无线电通信等)。电力电子书籍对此有大量的论述,不过现在它已成为一个专门的学科领域。

④ 线电流中会出现 5 次、7 次、11 次、等谐波。在强制性的国际或国家标准限制中,用电源产生的谐波电压总畸变率 (THD) 来衡量谐波的大小。无源线路滤波器可以解决谐波问题,但在高性能 PWM 变频传动的场合,必须认真校核,以防滤波电压出现不稳定。

⑤ 如果 PWM 变频器和电动机之间的电缆长度超过临界长度 l_{cr} (l_{cr} 对应于大约以光速一半的速度、在电压脉冲上升时间 t_r ($t_r = 0.1 \sim 5 \mu s$) 的 $1/3$ 的时间里,电压脉冲所传播的距离),那么电动机端的电压就会因反射而翻倍。这个快速的高电压脉冲在最初主要是施加在定子绕组最前面的几个线圈上,因此有可能损坏电动机的绝缘。所以,对于电缆长度 $l_c > l_{cr}$ 的情况,必须设法降低过电压,这既可以在逆变器侧使用低通滤波器来实现,也可以在电动机端使用滤波器来实现。

⑥ 也可以增大电压上升时间来解决以上的问题,但是这可能会妨碍某些自运行策略,因为现在有些商用的电气传动系统就是基于阶跃电压响应试验等自运行策略来进

行电动机参数辨识的。

⑦ 有些 PWM 策略可能会导致电动机端的电压幅值升高到逆变器电压脉冲幅值的三倍,不过可以采用特殊的 PWM 脉冲消除方法来使之降低到传统的双倍电压的水平,这种情况需要特别注意。

⑧ 电机中存在共模(零序)电压脉冲,它们会在电动机中产生泄漏到机座中的静电泄漏电流。由于频率很高,需要使用电动机的分布电容模型。在这种情况下,电动机的轴承也要作为电路的一部分来进行精细考虑。共模定子漏电流可能达到额定电流的水平,这有可能妨碍漏电流断路器的正常运作,产生显著的轴电压和轴承电流。

⑨ 人们提出了用共模扼流线圈和共模互感器来降低漏电流、轴电压以及轴承电流的方法。显然,这不足以保证轴承的长期安全运行。

⑩ 轴承电流的存在跟存在着相当高的轴电压(在 5~30V 的峰值水平)有关,将这个轴电压降低到 1~2V,就可以避免 2 μm 厚度的轴承润滑油膜静电击穿,从而降低轴承损坏的几率。这可以通过对定子全长以及绕组端部连接进行法拉第全屏蔽(喷涂)或其他类似的方法来实现。

⑪ 未来会怎样呢?要么改进现有的针对 PWM 副作用的措施,要么生产一种接近正弦波输入和输出的变频器,其中所有的副作用问题都自然不存在,但代价是需要更为复杂的变频器控制方法和更高的成本。

13.14 习题

13.1 网侧滤波器:一个 PWM 变频器传动,传动容量 $\text{kVA} = 25\text{kVA}$,电网连接点的短路容量 $\text{SckVA} = 500\text{kVA}$,测得的线电流谐波为 $i_5 = 25\%$, $i_7 = 5\%$, $i_{11} = 1.5\%$; $f_1 = 60\text{Hz}$,线电压有效值 $V_{\text{LL}} = 220\text{V}$ 。请完成:

(1) 计算线电流的谐波签名因数 HS;

(2) 针对 5 次谐波,求调谐的滤波器的滤波电容 C 和电感 L (取失调因数 $\alpha = 0.95$);

(3) 引入滤波器后,求电压的总谐波畸变率 THD_f 。

13.2 电压反射:一个 PWM 变频器传动,额定容量为 10kVA,最大相电压有效值 $V_n = 120\text{V}$,频率为 60Hz,给电动机供电的电缆的波阻抗 $Z_0 = Z_n/10$,其中 Z_n 是电动机的额定负载阻抗。PEC 中 IGBT 的电压脉冲上升时间为 $t_r = 0.5\mu\text{s}$ 。电磁波沿着电缆传播的速度为 $U^* = 160\text{m}/\mu\text{s}$ 。请完成:

(1) 求电动机端的反射系数 Γ_m ,以及当反射电压仅为直流母线电压 20% 时的电动机负载阻抗 Z_n ;

(2) 求电缆的临界长度 l_{cr} ;

(3) 对于反射波为 20% 的情况,求电动机端所需的 RC 滤波器的参数。

13.15 参考文献

1. **S.M. Peeran, C.W.P. Cascadden**, "Application, design and specification of harmonic filters for variable frequency drives", *IEEE Trans.vol.IA-31*, no.4, 1995, pp.841-847.
2. **J.W. Gray, F.J. Haydock**, "Industrial power quality considerations when installing adjustable speed drive systems", *IBID vol.32*, no.3, 1996, pp.646-652.
3. **A.M. Walczynna, K. Hasse, R. Czarnecki**, "Input filter stability of drives fed from voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods", *Proc. IEE*, vol.EPA-143, no.5, 1996, pp.396-401.
4. **B. Mollit, J. Allan**, "Stability characteristics of a constant power chopper controller for traction drives", *Proc IEE.vol.B*, no.1(3), 1978, pp.100-104.
5. **A. von Jouanne, D.A. Rendusora, P.M. Enjeti, J.W. Gray**, "Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter fed a.c. motor drive systems", *IEEE Trans.vol.IA-32*, 1996, pp.919-925.
6. **A.von Jouanne, P. Enjeti, W. Gray**, "Application issues for PWM adjustable speed a.c. motor drives", *IEEE-I.A. magazine*, vol.2, no.5, 1996, pp.10-18.
7. **R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski**, "Interaction of drive modulation and cable parameters on a.c. motor transients", *Record of IEEE-IAS, Annual meeting*, vol.1, 1996, pp.143-152.
8. **D. Busse et al**, "An evaluation of electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage build-up and bearing current", *IBID*, vol.I, pp.610-617.
9. **S. Chen, T.A. Lipo, D.W. Novotny**, "Circulating type bearing current in inverter drives", *IBID*, vol.1, pp.162-167.
10. **S. Ogasawara, H. Akagi**, "Modeling and damping of high frequency leakage current in PWM inverter fed AC motor drive systems", *IEEE Trans.vol.IA-32*, no.5, 1996, pp.1105-1114.
11. **S. Ogasawara, H. Ayano, H. Akagi**, "Measurement and reduction of EMI radiated by a PWM inverter-fed AC motor drive system", *IEEE Trans.*, vol.IA-33, no.4, 1997, pp.1019-1026.
12. **P. Enjeti, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen**, *Adjustable speed AC motor drives, application workbook*, EPE 1997, Trondheim, Norway.
13. **F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, L. Oesterguard, R.L. Kirlin, A.M. Trzynadlowski, S.Logowski**, "Optimized and nonoptimized random modulation techniques for VSI drives", *Proc of EPE-95*, vol.1, 1995, pp.19-26.
14. **A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzani, M. Pastorelli**, "Energetic behavior of induction motors fed by inverter supply", *Record of IEEE-IAS, Annual Meeting*, 1993, pp.331-335.
15. **F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. Munk-Nielsen, J.K. Pedersen**, "Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices", *IEEE Trans.vol.IE-10*, no.3, 1995, pp.358-367.
16. **I. Abrahamsen, J.K. Pedersen, F. Blaaberg**, "State of the art of optimal efficiency control of induction motor drives", *Proc. of PEMC-96*, vol.2, 1996, pp.163-170.
17. **F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen**, "On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications", *Record of IEEE-IAS, Annual Meeting*, 1997, vol.1., pp.612-628.
18. **D.M. Van de Syde, K. De Gusseme, A.P. Van den Bossche, J.A.A. Melkebeek**, "Sampling algorithm for digitally controlled boost PFC converters", *IEEE Trans. Vol. PE* – 19, no. 3, 2004, pp. 649-657.

19. **S. Chattopadhyay, V. Ramanarayanan, V. Iyashankan**, “A predictive switching modulator for current mode control of high power factor boost rectifier”, IEEE Trans. Vol. PE-18, no. 1, 2003, pp. 114-123.
20. **I. Zhang, F.C. Lee, M.M. Iovanovic**, “An improved CCM single phase PFC converter with a low frequency auxiliary switch”, IEEE Trans. Vol. PE – 18, no.1, 2003, pp. 44-50.
21. **S. Chattopadhyay, V. Ramanarayanan**, “Digital implementation of a line current shapping algorithm for three phase high power factor boost rectifier without voltage input sensing”, IEEE Trans. Vol. PE – 19, no. 3, 2004, pp. 709-721.
22. **M. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg**, (editors), Control in Power Electronics, book, Academic Press, New York, 2003.
23. **K. Stockman, M. Didden, F. D’Hulster, R. Belmans**, “Bag the sags” IEEE – IA Magazine, vol. 10, no. 5, 2004, pp. 59-65.
24. **N.Hanigovszki, J. Poulsen, F. Blaabjerg**, “Novel output filter topology to reduce motor overvoltage”, IEEE Trans. Vol. IA – 40, no. 3, 2004, pp. 845-852.
25. **M. Fenger, S.R. Campbell, J. Pedersen**, “Motor winding problems caused by inverter drives”, IEEE – IA Magazine, Vol. 9, no. 4, 2003, pp. 22-31.

第 14 章 大功率电气传动

14.1 功率和速度的极限不断提高

所谓大功率电气传动,是指这样一类电气传动,它们的功率水平已经超出了以 IGBT 为开关器件的(高开关频率的)低电压的(交流电源电压最高只有 660V 的) PWM 电压源逆变器所能达到的功率范围。两电平 IGBT—逆变器的单机功率极限在过去的十来年里有了稳步的增长,在本书写作的时候,已经可以通过 4 台 500kW 的单机并联来实现 2MW 的功率输出。就电压等级而言,通过每相 3~5 个 IGBT 功率单元(即二极管整流器+单相 PWM 逆变器)的串联,在进行适当的彼此绝缘及接地之后,已经可以做到高达 4.5kV 的电压有效值,并输出 1MW 的功率和驱动更多的交流电动机^[1]。

因此,功率高于 1~2MW、且使用 GTO 或晶闸管来作为功率变换器的开关器件的电气传动,可以称作大功率电气传动。采用晶闸管整流器—电流源逆变器的同步电动机,单机已经达到的高功率实例有:在高达 3000r/min 的转速下输出 100MW; 6000r/min 下 30MW; 18000r/min 下 3MW。在低速应用方面,例如水泥研磨机(最高速度 20r/min, 5~6Hz)以及功率高达 11MW 的场合^[2],晶闸管周波变换器—同步电动机传动占据着主流地位。

由三电平 GTO 电压源逆变器(15MW、60Hz、6kV 的线电压有效值)驱动同步电动机已经被引入到轧钢机主传动中^[3]。这个突破已经戏剧性地改变了大功率电气传动技术的组成种类。

在有限速度控制的场合(额定速度上下 $\pm 20\%$),由降压变压器—周波变换器给转子电路供电的双馈感应电动机传动已经被成功应用于抽水蓄能电厂,功率高达 400MW。在这种应用中,在非用电高峰期间,电动机工作于电动状态进行抽水蓄能,而在用电高峰则发电运行^[4]。调速对于降低电动状态的能耗以及在发电模式时使水轮机能以最大效率发电来讲,都极其有用。

就双馈感应电动机传动来讲,转子变频器的功率是与速度控制的范围(最高达 20%)成正比的,成本也是如此。在电动运行时,仍然要求接电阻起动。

注意:目前,功率高达 6MW 的电力(或内燃-电力)多电动机推进系统可采用的方案有:2 电平 GTO(将来会采用 IGBT)电压源逆变器+感应电动机方案;周波变换器+感应电动机(或同步电动机)方案;晶闸管可控整流电流源逆变器(+交流电动机)方案。船电推进则以低速的周波变换器+同步电动机的传动方案占主流地位。请注意,所有这些方案跟上面已经介绍的那些大功率电气传动是类似的。

据报道,有一个较新的大功率传动方案,就是采用二极管整流器+采用集成门极

换流晶闸管 IGCT 的电压源逆变器的方案，它在 4.16kV 的电压下可实现高达 5MW 的功率。最后，还有一个多电平有源前端双向 PWM 变频器 + 同步电动机的传动方案，其高压定子绕组采用电缆制作，在 60kV 时的单机功率为 50MW，专用于水下气体压缩泵的驱动。

表 14-1 汇总了 6 种主要的大功率电气传动技术。

表 14-1 大功率电气传动

变频器类型	电动机类型	功率范围	速度范围	电能质量	功率流
三电平 GTO 整流器—电压源逆变器	同步电动机（无转子阻尼绕组）	10MVA（最大输出 15MVA/1min）	6Hz	单位功率因数，低电网谐波，采用再生制动 GTO 缓冲电路实现高效率	双向
晶闸管周波变换器	同步电动机（无转子阻尼绕组）	10MW	6Hz	功率因数相当低	双向
整流器—电压源逆变器 a) 采用晶闸管 b) 采用 GTO	a) 同步电动机（有转子阻尼绕组） b) 感应电动机、同步电动机（有转子阻尼绕组）	a) 30MW 100MW 3MW b) 1 ~ 4MW	a) 120Hz（6000r/min） 60Hz（3600r/min） 300Hz（18000r/min） b) 最高 300Hz	a) 低速下功率因数低、网侧电流谐波含量高 b) 单位功率因数、网侧电流谐波低	双向
转子侧采用降压变压器和周波变换器	双馈感应电动机	最高可达 100 ~ 200MVA	频率：转子在 ±20Hz 内变化；定子为 50（60）Hz 恒定	尽管有可能进行定子有功、无功控制，但通常功率因数相当低	双向
转子侧采用二极管整流 + 电压源逆变器 + 变压器	双馈感应电动机	高达 10MW 或更高	60Hz	低功率因数	单向
二极管整流 + 集成门极换流晶闸管（IGCT）的电压源逆变器	笼型转子感应电动机	5MW 4kV	3000r/min	网侧功率因数接近 1，但需要很大的输入电流滤波器（变压器）	单向

14.2 电压源变频器同步电动机传动

三电平的 GTO 逆变器跟周波变换器一样，实际上都是进行负载电流控制的电压源型 PEC，它们驱动电励磁转子的同步电动机运行于单位功率因数以及额定转速 5% 以上的速度下。由于二者都是电压源型的，因此同步电动机的转子可以是无阻尼笼的，这

是一个显著的简化,可带来可观的成本降低。

此外,周波变换器的矢量控制系统也跟 PWM-IGBT 变频器的类似。这两种变频器的主要差别在于输出基波频率的限制,标准的周波变换器的输出基波频率上限是 $f_1/3$ 。

相反,电压源逆变器的频率则仅受变频器中的开关频率的限制,对于目前的大功率 GTO 来讲,大约为 300Hz。

另外,周波变换器要便宜得多,但在电动机频率远低于额定频率的时候,其功率因数相当低。

图 14-1 所示为一个三电平的 GTO 逆变器系统。

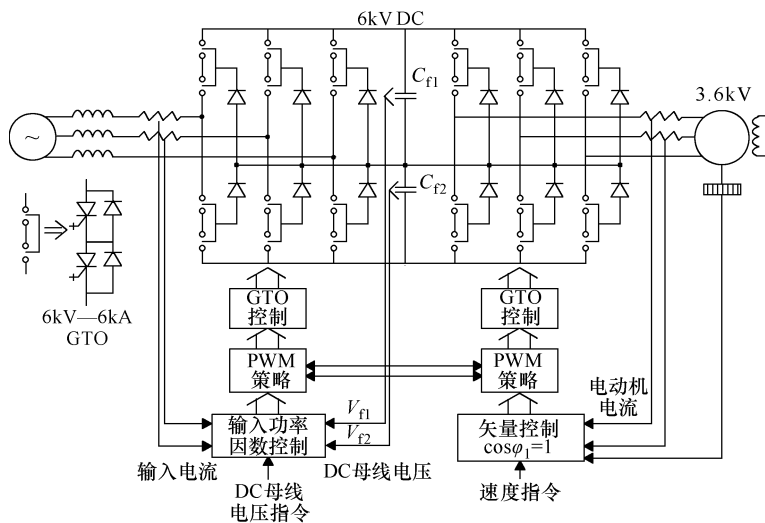


图 14-1 三电平 GTO 逆变器—同步电动机传动

该系统使用了一个再生制动缓冲电路拓扑结构,来降低 GTO 中的损耗;并使用空间矢量电压 PWM 技术,来充分利用直流母线上获得的三电平电压,达到改善电动机电流波形的目的。

通过对直流母线电压(滤波电容器电压)的控制,可以实现对电动机侧功率因数的控制以及网侧功率因数为 1 的控制。

图 14-2 所示则为一个大功率的周波变换器加同步电动机的传动方案。

该方案的每相都由一个双重整流桥供电,每重桥各负责一个电流极性,从而可以在相位角控制下实现四象限运行(正、负的输出电压和电流)。输出电压的波形是由固定频率 f_1 的输入电源的三相电压波形中恰当的电压片段(即极性相同、数值最高的片段)组合起来的形状(或者说是由这些电压片段雕刻出来的形状),如图 14-3 所示。这就是输出频率小于输入频率(仅为输入频率的若干分之几)的原因。

其电动机的电流相当接近正弦波,但电压(以及电动机的磁通)则有较多的谐波,谐波的阶数跟输出频率 f_2 与输入频率 f_1 的比值有关。理论上讲, $f_{2\max} = f_1/2$ 。不幸的是,输入的电流比较接近矩形波,甚至不完全对称,如图 14-4 所示。

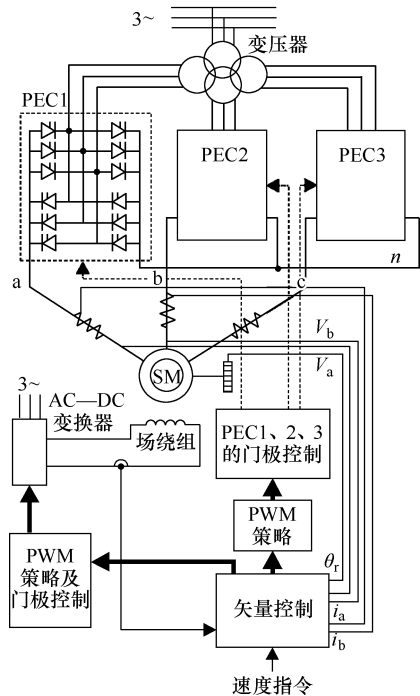


图 14-2 周波变换器 + 同步电动机的传动方案

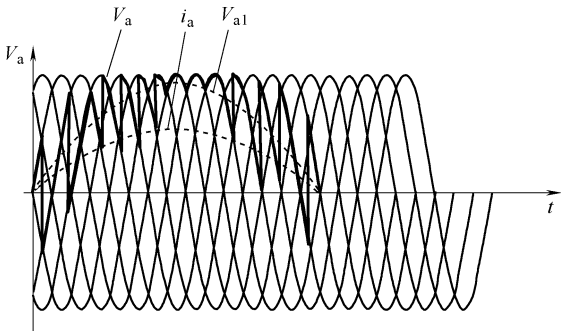


图 14-3 当同步电动机做单位功率因数运行时，周波变换器的输出电压 V_a 及理想的电流 i_a 波形

当晶闸管采用网侧（输入电源）换相时，获得的功率因数是滞后的。

为了使三相晶闸管的换相过程解耦，必须将网侧变压器大部分的漏感集中到二次侧来处理。

周波变换器传动方案虽然相当简单且十分可靠，但其网侧电流的谐波大、输入功率因数滞后（并且随电动机转速降低而降低）是一个很严重的缺点。

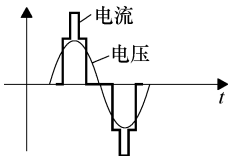


图 14-4 周波变换器输入的相电压和电流

由于周波变换器也是电压源型的, 因此跟 3 电平 GTO 逆变器一样, 二者的矢量控制也是相似的, 只不过周波变换器通常用于低频传动 ($f_2 < 6\text{Hz}$), 后者则用在高达 60Hz (甚至更高) 的场合。

14.3 电压源变频器同步电动机传动的矢量控制

一般来讲, 同步电动机的矢量控制要么在 d - q 轴转子坐标系上进行, 要么在定子磁通坐标系上进行。由第 10 章可知, 无阻尼笼的凸极转子同步电动机的 d - q 模型方程为

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + j\omega_r \bar{\lambda}_s \quad (14-1)$$

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q; \quad \bar{i}_s = i_d + ji_q; \quad \bar{V}_s = V_d + jV_q; \quad (14-2)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{dm} i_F; \quad L_d = L_{dm} + L_{sl} \quad (14-3)$$

$$\lambda_q = L_q i_q; \quad L_q = L_{qm} + L_{sl} \quad (14-4)$$

$$\frac{d\lambda_F}{dt} = V_f - r_f i_F \quad (14-5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (14-6)$$

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{\text{load}} \quad (14-7)$$

在稳态 ($d/dt = 0$) 且单位功率因数下, 根据式 (14-1) ~ 式 (14-4), 可得图 14-5 所示的空间矢量图。

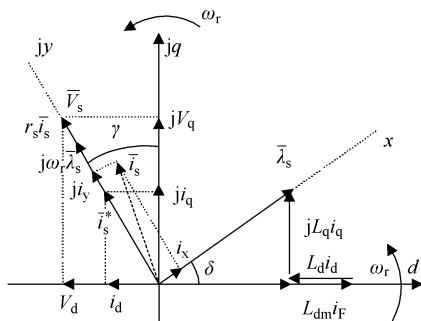


图 14-5 同步电动机在稳态和单位功率因数 ($\varphi_1 = 0$) 下的空间矢量图

在矢量控制过程中, 实际的定子电流空间矢量 \bar{i}_s 与参考空间矢量 \bar{i}_s^* 之间存在差别。因此, 可以在磁通 (M , T) 坐标系中 (图 14-5 中分别以 x 、 y 表示 M 、 T 轴) 将实际电流 \bar{i}_s 写成

$$\bar{i}_s = i_x + ji_y \quad (14-8)$$

显然, 对于单位功率因数控制来讲 (\bar{V}_s^* 和 \bar{i}_s^* 之间的夹角 φ_1 为零), i_x^* 应该为零。但实际上, 至少在瞬态过程中, 由于为了维持定子磁通恒定而对场电流 i_F 进行的校正过程是相当缓慢的, 因此在短暂的时间里不使用单位功率因数约束, 所以会用到非零的参考电流分量 i_x^* 。

如何近似地计算出参考磁通电流 i_x^* 并不是一件简单的事情, 除非电动机具有非凸性的转子 (即 $L_d = L_q$)。让我们根据式 (14-6) 和式 (14-3) ~ 式 (14-4) 来计算转矩:

$$T_e = \frac{3}{2}p[L_{dm}i_F + (L_d - L_q) \cdot i_d] \cdot i_q \quad (14-9)$$

由于 $L_d \geq L_q$ 、 $i_d < 0$ (单位功率因数时 i_d 具有去磁效应), 磁阻转矩是负的 (尽管量值可能比较小)。因此, 采用无阻尼笼的非凸极转子同步电动机是合适的。这对于转子极数为 2 极 (或 4 极) 的高速应用来讲, 是可行的; 对于功率高达 11MW、运行频率只有 5 ~ 6Hz、转子极距为 0.66m 的一个多极转子 (4 极或 6 极) 同步电动机, 似乎也仍然可行。

定子磁通可以写为

$$\lambda_s^* = L_{dm} i_M^* \quad (14-10)$$

其中:

$$i_M^* \approx i_F \cos \delta + i_x^* \cdot \frac{L_d}{L_{dm}} \quad (14-11)$$

在 $L_d = L_q$ 时, 上式左右两边严格相等。

当 $L_d = L_q$ 时, 根据式 (14-6) 可得转矩为

$$T_e = \frac{3}{2}p\lambda_s i_T \quad (14-12)$$

式中 i_T 的参考值为

$$i_T^* = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2}p\lambda_s^*} = i_y^* \quad (14-13)$$

根据式 (14-11), 可以算得 i_x 的参考值为

$$i_x^* = (i_M^* - i_F \cos \delta) \frac{L_{dm}}{L_d} \quad (14-14)$$

定子磁通必须直接由场电流来控制, 但前提是要先对定子磁通进行估算。

让我们再次借助混合的 (定子坐标系中的) 电压和 (转子坐标系中的) 电流模型:

$$\hat{\lambda}_{sv}^* = \int (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) \cdot dt + \bar{\lambda}_{s0} \quad (14-15)$$

$$\hat{\lambda}_{si}^* = L_{sl} i_d + L_{dm} (i_d + i_F) + jL_q i_q \quad (14-16)$$

$$\hat{\lambda}_s^* = \hat{\lambda}_{sv}^* \cdot \frac{T_c}{1 + sT_c} + \hat{\lambda}_{si}^* e^{j\theta_{cr}} \frac{1}{1 + sT_c} \quad (14-17)$$

图 14-6 中实现的磁通控制由于采用了非零的瞬态磁通电流参考值 i_x^* 来进行延迟补偿, 因而能够使 MW 级功率的电动机具有快速的响应能力。

此外, 实践也表明, 采用矢量电流控制可以很好地实现快速的速度控制和反向运行。

在图 14-6 中, 当传动的负载仅仅跟速度有关时, 参考磁通的开关接 1 的位置, 而当负载转矩在任何速度下都会变化时, 则接 2 的位置。磁通水平必须随转矩的增大而增加, 以便在变化的负载下保持单位功率因数。

参考文献 [3] 报道, 一个 11MW、采用三电平 GTO 逆变器的传动系统, 其转矩和速度控制获得了高于 600rad/s 的频率响应。一台 2500kW 的周波变换器同步电动机传动系统, 也获得了相似的结果^[6]。

除了带电压解耦器的矢量电流控制外, 也可以进行单位功率因数的直接转矩和磁通控制 (DTFC), 这可以在保持快速响应的同时, 获得更简单、更鲁棒的控制。

14.4 直接转矩和磁通控制

上一节介绍的矢量电流控制所做的就是直接磁通控制, 但它没有进行直接转矩控制。此外, 它还进行了电流矢量的旋转变换。

其实, 我们可以简单地对矢量电流控制的定子磁通估算方程式 (14-15) ~ 式 (14-19) 进行扩充, 使之也可以进行转矩的估算, 如图 14-8 所示。

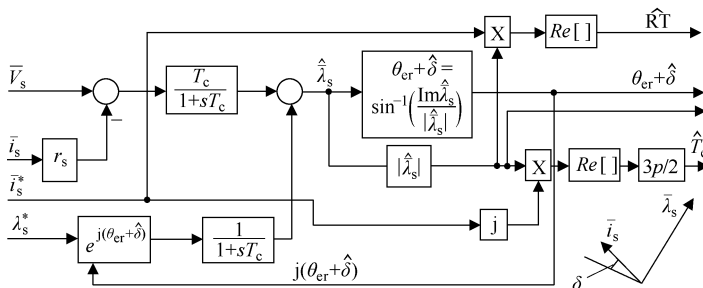


图 14-8 磁通和转矩观测器

单位功率因数时, 定子磁通和电流的夹角为 90° 。此外, 定义无功转矩 RT 如下:

$$\text{RT} = Q_1 / \omega_1 \quad (14-22)$$

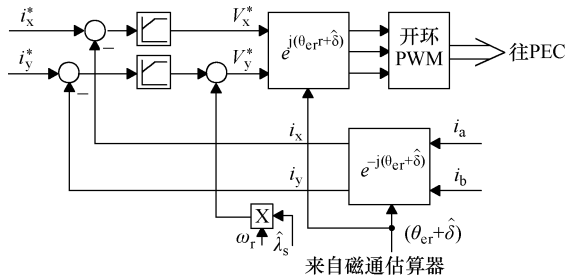


图 14-7 定子磁通坐标系中的电压解耦器
以及直流电流控制器

其中:

$$\text{sign}(\cos \hat{\delta}) = \text{sign}(\hat{T}_e) \quad (14-25)$$

因此:

$$\cos \hat{\delta} \approx \frac{2 \hat{T}_e}{3pL_{dm}i_Fi_s}; \quad \sin \hat{\delta} = \sqrt{1 - \cos^2 \hat{\delta}} \quad (14-26)$$

式中, i_F 和 i_s 可由测量得到, 而 L_{dm} 则必须为已知。

由于

$$\frac{d\hat{\delta}}{dt} = \cos \hat{\delta} \frac{d(\sin \hat{\delta})}{dt} - \sin \hat{\delta} \frac{d(\cos \hat{\delta})}{dt} \quad (14-27)$$

式 (14-27) 为一个恒等式, 它可以作为 $\frac{d\hat{\delta}}{dt}$ 的一个估算器。另一方面, 根据第 11 章的有关内容, 定子磁通的速度 $\hat{\omega}_1$ 为

$$\hat{\omega}_1 = \frac{\hat{\lambda}_{s\alpha}(k-1) \cdot \hat{\lambda}_{s\beta}(k) - \hat{\lambda}_{s\beta}(k-1) \cdot \hat{\lambda}_{s\alpha}(k)}{|\bar{\lambda}_s|^2 T} \quad (14-28)$$

式中, T 为采样时间。

参照式 (14-28), 可得式 (14-27) 的差分格式为

$$\frac{d\hat{\delta}}{dt} = (\cos \hat{\delta}(k-1) \sin \hat{\delta}(k) - \sin \hat{\delta}(k-1) \cos \hat{\delta}(k)) / T \quad (14-29)$$

在稳态的时候, 由于 $\hat{\delta}$ 恒定, 因此 $\frac{d\hat{\delta}}{dt} = 0$ 。

14.5 大功率电动机传动: 还是每天短时工作的好

大功率传动一般不会一天 24h 都在工作 (但还是有许多接近这个数值的例子)。以水泥研磨机为例, 假定配置一台 5MW 的球磨电气传动, 每年工作 8000h, 即每年工作 365 天、每天工作大约 22h (平均), 那么一年的能耗约为 45000MWh。

而若配置一台 16MW 的传动每年工作 4000h 的话, 消耗的能量大约为 44000MWh, 相比前者没有少多少。但是, 16MW 的传动可以仅在非用电高峰期工作。

若电价政策是每天用电高峰期的 6h 电价为 0.12 美元/kWh, 正常期的 8h 是 0.09 美元/kWh, 用电低谷期的 10h 是 0.04 美元/kWh。

由于 16MW 较大功率的传动平均工作 11h/天/365 天 (在剔除全国性假期后约为 12h/天), 它可以充分利用低谷电价的 10h, 只需在正常电价下工作 2h。

而较低功率的那个传动则至少需要在高峰电价下工作 4h。尽管二者消耗的能量差不多, 但每年的能量成本却可以从较小功率的 3700000 美元降低到较大功率的 1700000 美元, 节约电费大于 50%。

- ③ 一个负载换相的电流源逆变器 (CSI);
- ④ 一个转子位置传感器 (γ_0) 或者一个端电压过零传感器 (γ);
- ⑤ 一个超前角 (γ 和 γ_0 随着负载 I_{dc} 增加而增加的) 控制器, 用以实现恒定的超前功率因数角和安全换相 (有限的重叠角 u);
- ⑥ 一个带电流限幅的速度控制器;
- ⑦ 一个直流电流控制器;
- ⑧ 一个用于磁场绕组的交流-直流功率变换器 (整流器)。

采用超前角 $\gamma_0(\gamma)$ 控制, 仅能给 CSI 提供转子位置和 120° 宽度的定子电流块之间的同步能力。

为了进行速度控制, 利用可控整流器对直流母线 (以及定子) 的电流水平进行调节, 也就是对转矩进行调节。

由整流器产生的直流母线电压 V_d 在电动状态时为正, 在发电状态时为负。通过恰当地改变逆变器的触发顺序, 可以实现再生制动和速度反向。只有当速度高于 5% 的额定速度时, 才能够获得足够高的电动势 (场电流感应出的定子动生电动势) 来关断 CSI 的晶闸管。

14.7 负载换相的整流器—CSI—同步电动机传动: 稳态分析

假定电动机运行在 5% 的额定速度以上。因此, 场电流能够提供足够高的电动势来实现安全的负载换相。所谓换相, 我们这里指的是电动机相电流的开通和关断。在理想情况下, 直流母线的电流在时间上是恒定不变的 (因为有一个大的滤波电感 L_f)。因此, 逆变器的作用就是把直流母线上的直流电流变换成极性交替的 120° 宽度的块状电流, 分配给成对的定子相。在瞬间 (理想) 换相的情况下, 理想的电流波形如图 14-11 所示。

由于同步电动机绕组有电感, 因此, 图 14-11 所示的瞬间换相中所隐含的相电流突变在实际上是不可能存在的。

凭直觉, 在换相的过程中, 电动机的电感应该会导致换相电流出现某种程度的指数变化 (或几乎线性的变化)。因此, 实际电流为梯形波而不是矩形波。

由于相对于电流周期来讲, 换相过程是相当快的, 因此, 电动机的行为可以近似地看成是由图 14-12 中的超瞬变电感 L'' 后面的电压 V_1 决定的 (图中单独分离出来的 sL'' 用于考虑换相的超瞬变过程)^[7]。

如果忽略相电阻的话, 超瞬变电感 L'' 后面的电压 V_1 实际上是端电压的基波。空载电压 (电动势) E_1 也是正弦的。针对 $L-L''$ 中的电流基波 (其中 L 为沿着 $d-q$ 轴的同步电感, L'' 为沿着 $d-q$ 轴的超瞬变电感), 可以绘制空间矢量图 (或相量图),

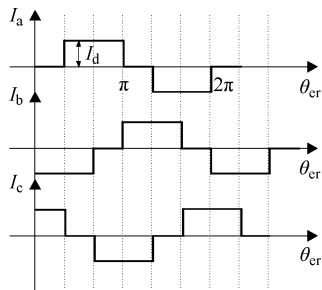


图 14-11 理想的定子电流波形

如图 14-13 所示^[7]。

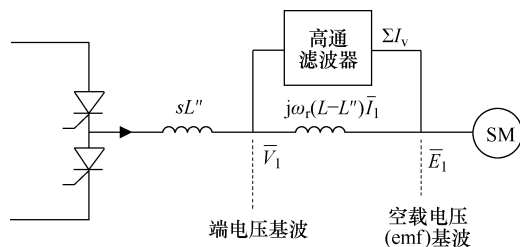


图 14-12 机械稳态时的换相等效电路

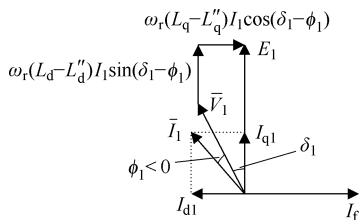


图 14-13 超瞬变电感 L'' 后面的电压 V_1 的空间矢量图 (或相量图)

由图 14-13 可得:

$$V_1 \cos \delta_1 = E_1 - \omega_r (L_d - L_d'') I_1 \sin(\delta_1 - \phi_1) \quad (14-30)$$

$$V_1 \sin \delta_1 = \omega_r (L_q - L_q'') \cdot I_1 \cos(\delta_1 - \phi_1) \quad (14-31)$$

一般来讲, 这里使用的电动机都会有凸极性 ($L_d \neq L_q$), 且肯定会有阻尼绕组 ($L_d'' \ll L_d$ 、 $L_q'' \ll L_q$)。此外, 这里还忽略了由定子电流中的非正弦分量在阻尼绕组中感应的电流。

在换相期间, 电机中的超瞬变电感会起作用。一般考虑 d - q 轴超瞬变电感 L_d'' 和 L_q'' 的平均值, 称作所谓的换相电感 L_c , 即

$$L'' = L_c \approx \frac{1}{2} (L_d'' + L_q'') \quad (14-32)$$

14.7.1 换相和稳态方程

为了分析换相过程, 假定换相开始于 $t=0$ 时刻, 此时, a 相和 c 相是导通的 (T_1 、 T_2 导通), 如图 14-14 所示。即

$$t=0: I_a = +I_d, I_c = -I_d, I_b = 0 \quad (14-33)$$

在超前角控制中, 换相时要求定子电流空间矢量发生 60° 的逆时针跳跃。也就是说, 在 $T_1 T_2$ 导通之后, 应该让 $T_2 T_3$ 导通, 即要让 $-c$ 相继续导通, 而将 $+a$ 相切换到 $+b$ 相。

在上述的换相过程中, $+a$ 相和 $+b$ 相二者是并联同时导通 (换相) 的, $-c$ 相则继续导通, 如图 14-15 所示。

在图 14-15 中, a 、 b 相并联的回路具有以下的方程:

$$L_c \frac{di_a}{dt} + V_{a1} = L_c \frac{di_b}{dt} + V_{b1} \quad (14-34)$$

$$i_d = i_a + i_b \quad (14-35)$$

在换相结束时 ($t=t_c$), b 相完全导通, 即:

$$t=t_c: i_a = 0, i_b = I_d \quad (14-36)$$

如前所述, 电压 V_{a1} 和 V_{b1} 代表的是超瞬变电感 L_c 后面的电压, 因此可以认为是时

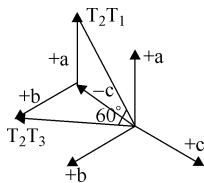


图 14-14 从 T_1T_2 导通切换到 T_2T_3 导通时，
定子磁动势发生 60° 的跳跃

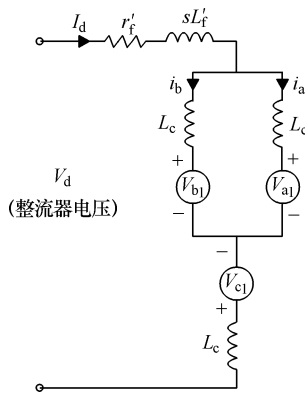


图 14-15 换相的等效电路

间的正弦函数。

从式 (14-34) ~ 式 (14-35) 中消除 i_b ，得：

$$2L_c \frac{di_a}{dt} = -(V_{al} - V_{bl}) \quad (14-37)$$

为了成功换相，a 相电流应该在换相期内能降低到零（即要求 $di_a/dt < 0$ ）。因此，在电流从 +a 相切换到 +b 相时，线电压 V_{abl} （本质上近似为电机的线电动势）必须为正，如图 14-16 所示。

如果换相过程能够在 V_{abl} 由正值变成零之前足够早地触发，那么 a 相电流 i_a 将被强迫变到零。

在 V_{abl} 变成零之前，还应有一段 $i_a = 0$ 的时间 $t_{off} (= \delta_{off}/\omega_r)$ ，以便让晶闸管 T_1 中的电荷重新结合。

根据图 14-16， V_{abl} 的瞬时表达式为

$$V_{abl} = V_{al} - V_{bl} = -V_1 \times \sqrt{6} \times \sin(\omega_r t - \gamma); \quad 0 < \omega_r t < \gamma \quad (14-38)$$

式中， V_1 是相电压基波的有效值。对式 (14-38) 的两端从 $t=0$ 到 $t_c = u/\omega_r$ 积分，可得：

$$V_1 \times \sqrt{6} \times (\cos(\gamma - u) - \cos\gamma) = 2L_c I_d \omega_r \quad (14-39)$$

式中，角度 u 是电流 i_a 和 i_b 重叠的时间电角度。当 $I_d = 0$ 时，有 $u = 0$ 。为了成功换相， γ 应该大于 u 。在理想的情况下， $\gamma - u = \delta_{off}$ 应保持为常数，而让 γ 和 u 随着电流的增大而增大。

目前已经清楚的是，能够安全换相的最大电流（发生在 $\gamma_{max} = 60^\circ$ 处）是跟换相电感 L_c 成反比的。 L_c 越低越好，因此，采用有阻尼绕组的转子是很有必要的。

相电流基波的有效值与直流电流 I_d 的关系为

$$I_1 \approx \frac{\sqrt{6}}{\pi} \times \frac{\sin(u/2)}{(u/2)} \times I_d \approx \frac{\sqrt{6}}{\pi} \times I_d \quad (14-40)$$

这是应用图 14-16 的梯形波电流推导出来的。如图 14-17 所示， V_1 和 I_1 之间的功率因

数角 ϕ_1 近似为^[7]

$$\phi_1 \approx \gamma - u/2 \quad (14-41)$$

逆变器直流侧电压 V_1 。以下桥臂 b 相到 c 相换相结束为计时起点, 以上桥臂 a 相到 b 相换相结束为计时终点, 其间的 V_1 可表示为是由电动机端的线电压片段组成的 (这些线电压片段只在换相期间进行分配或说切换):

$$V_1(t) = V_{a1}(t) - V_{c1}(t); 0 \leq \omega_r t \leq (\pi/3 - u) \quad (14-42)$$

$$V_1(t) = V_{a1}(t) - V_{c1}(t) + L_c \frac{di_a}{dt}; (\pi/3 - u) \leq \omega_r t \leq \pi/3 \quad (14-43)$$

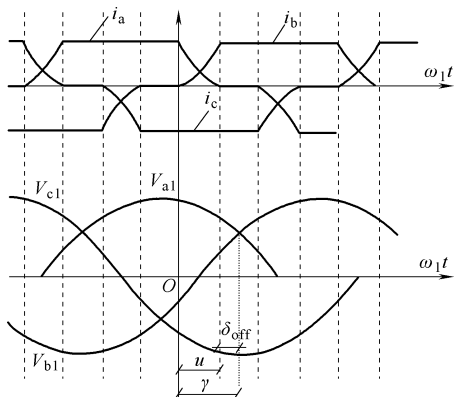


图 14-16 换相过程

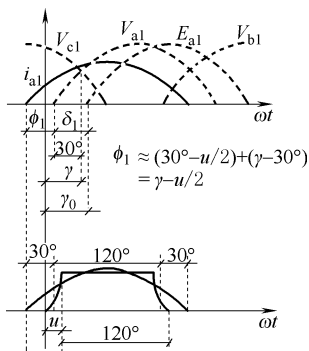


图 14-17 相电流和电压基波的相位关系

最后, 利用式 (14-37) ~ 式 (14-43), 可得平均逆变器直流侧电压 V_{lav} 为

$$V_{lav} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} V_1(t) d(\omega_r t) = \frac{3}{\pi} \times (V_1 \times \sqrt{6} \times \cos \gamma - L_c I_d \omega_r) \quad (14-44)$$

这就是说, 对于给定的相电压基波 V_1 , 换相过程将使电动机的端电压平均值 V_{lav} 降低 $L_c I_d \omega_r$ 的数值。

忽略 CSI 和电动机中的功率损耗, 有:

$$I_{dc} V_{lav} = 3 \times V_1 I_1 \cos \phi_1 = T_{eav} \cdot \frac{\omega_r}{p}; I_1 = I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (14-45)$$

可以料到的是, 瞬时转矩 $T_e(t)$ 为

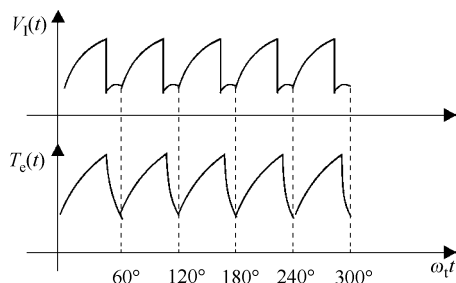
$$T_e(t) = \frac{I_{dc} V_1(t)}{\omega_r / p} \quad (14-46)$$

因此, 转矩跟逆变器电压一样, 也是脉动的, 如图 14-18 所示。

在图 14-18 中, 换相期间的转矩脉动与电压脉动之间存在差异, 这主要是由电动机转子阻尼绕组的滤波效应引起的。

14.7.2 理想空载速度

为了计算理想空载速度 (零电流 I_d 、零转矩时的速度), 需要用到由式 (14-30) ~ 式 (14-31) 开始的本节所有的方程式。首先可得:

图 14-18 逆变器电压 $V_i(t)$ 以及稳态时的电动机转矩脉动

$$\delta_1 = 0, V_1 = E_1, u = 0, \gamma = \gamma_0;$$

$$V_1 = L_{dm} I_F \omega_{i0} / \sqrt{2} \quad (14-47)$$

最后, 由式 (14-39) ~ 式 (14-44) 可得:

$$\omega_{i0} = \frac{V_{lav0} \pi}{3 \sqrt{3} \times L_{dm} I_F \cos \gamma_0} \quad (14-48)$$

另外, 整流器的直流电压 V_r 和逆变器的直流电压 V_i 间的关系为

$$V_{rav} = V_{lav} + r_f I_d = V_{lav}; (I_d = 0) \quad (14-49)$$

14.7.3 可选的速度控制方案

为了调速, 就必须改变理想空载转速。可供选择的方案有:

- ① 通过改变整流器的电压 (直到最大可获得的电压) 来改变逆变器的电压;
- ② 降低场电流 i_F (弱磁);
- ③ 调节控制角 γ_0 。由于 γ_0 的取值区间是 $0^\circ \sim 60^\circ$, 因此不要指望这能产生显著的速度变化。然而, 通过调节 γ (或 γ_0), 可使功率因数角 ϕ_1 保持在相当恒定的水平 ($\phi_1 \approx \gamma - u/2$), 或者可以保持 $\delta_{off} = \text{常数}$, 以保证安全换相。

例 14-1 一套整流器—CSI—同步电动机传动系统, 供电电源的线电压有效值为 $V_L = 4.8 \text{ kV}$, 电动机的磁化电感 $L_{dm} = 0.05 \text{ H}$, 额定场电流 (归算到定子侧) $i_{Fn} = 200 \text{ A}$ 。

请确定:

- ① 可获得的最大平均整流器电压;
- ② $\gamma_0 = 0$ 时的理想空载转速 ω_{i0} ;
- ③ 当 $L_c/L_{dm} = 0.3$ 、 $\gamma = 45^\circ$ 、 $I_d = 100 \text{ A}$ 、 $\omega_r/\omega_{i0} = 0.95$ 时, 计算基波电压 V_1 和相应的重叠角 u 。

解答:

根据第 5 章的式 (5-52), 全控整流器产生的平均电压 V_r 为

$$V_r = \frac{3 \times V_L \times \sqrt{2}}{\pi} \times \cos \alpha \quad (14-50)$$

因此, V_{rmax} (V) 为

$$V_{rmax} = \frac{3 \times 4800 \times \sqrt{2}}{\pi} \times 1 = 6466 \quad (14-51)$$

根据式 (14-48), 理想空载转速 ω_{r0} (rad/s) 为

$$\omega_{r0} = \frac{6466 \times \pi}{3 \sqrt{3} \times 0.05 \times 200 \times 1} = 390 \quad (14-52)$$

根据式 (14-44), 电压基波 V_1 (V) 为

$$V_1 = \frac{6646 \times \pi/3 + 0.95 \times 390 \times 0.3 \times 0.05 \times 100}{\sqrt{6} \times \cos 45^\circ} = 4336 \quad (14-53)$$

再根据式 (14-39), 可得重叠角 u 为

$$4336 \sqrt{6} \times (\cos(\gamma - u) - \cos \gamma) = 2 \times 0.3 \times 0.05 \times 390 \times 0.95 \times 100 = 1111.5$$

$$\cos(\gamma - u) = 0.807; u = 4.8^\circ \quad (14-54)$$

该重叠角 u 很小, 表明存在很不寻常的强阻尼绕组。实际情况的 u 值较高。

14.7.4 稳态速度—转矩曲线

由上面已经知道, 整流器—CSI—同步电动机传动的理想空载速度是有限的, 这一点很像他励直流有刷电动机。

不过, 最重要的是, 对于给定的逆变器电压 V_{lav} , 速度是否会随转矩的变化而增加或减小。速度随转矩增大而增大意味着速度—转矩特性不稳定, 速度随转矩增大而减小则是一种静态稳定的特性。

整流器—CSI—同步电动机传动既可以工作在 $\gamma_0 = \text{常数}$ 下 (需要直接的位置传感器), 也可以工作在 $\phi_1 = \text{常数} = \gamma - u/2$ 下, 但前提是一样的, 即必须能够在所有的负载转矩下 (直到所需的最大转矩) 都能成功换相。

前面已经获得的关系已足以计算理想的电动机速度—转矩 (或速度— I_d) 曲线以及重叠角 u 随负载 I_d 变化的曲线。

当工作在 $\gamma_0 = \text{常数}$ 时, 其速度—转矩曲线是稳定的, 如图 14-19a 所示。但进行 $\gamma = \text{常数}$ 空制则不稳定, 如图 14-19b 所示。

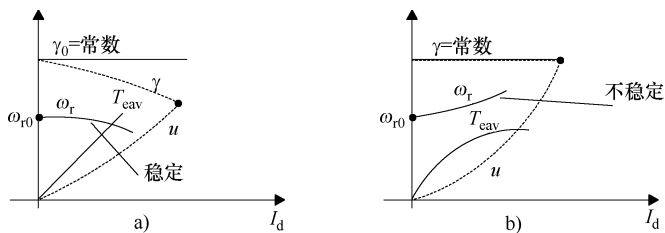


图 14-19 稳态曲线 ($V_{lav} = \text{常数}$, $i_F = \text{常数}$)

a) 恒定 γ_0 控制 (需要位置传感器)

b) 恒定 γ 控制 (端电压过零点的角度为 0)

以上考虑的是场电流恒定不随负载 I_d 变化的情况。如果让场电流随负载增大以保持功率因数恒定 ($\phi_1 = \text{常数} = \gamma - u/2$), 则意味着应该让 γ 角随负载一起增大 (因为重叠角总是随负载的增大而增大的, 如图 14-19 所示)。这样一来, 速度就会随着负载

的增大而降低, 其带来的一个好处是, 系统变得静态稳定了, 如图 14-20 所示。

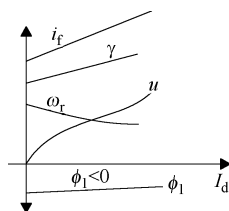


图 14-20 稳态曲线 ($V_{lav} = \text{常数}$, $i_f - \text{可变}$),

$$\phi_1 = \text{常数} = \gamma - u/2$$

由图 14-20 的结果自然可以引出这样一个结论, 即在高性能的变速控制中, γ 角和场电流 i_f 都应该随负载一起增大, 以保证恒定功率因数和安安全换相。在本章稍后有关动态性能和控制的内容中, 这一结论将被充分利用。

14.7.5 起动时的电网换相

前面已经提到, 在低速下 (低于额定速度的 5% 时), 电动势不够高, 不足以产生超前的功率因数 (无法使 $\phi_1 < 0$) 来确保负载换相的安全 (电阻性的压降相对较高)。为了能够起动, 需要采用电网换相或利用额外硬件来实现某种形式的强迫换相^[4]。

为了起动起来, 选择 $\gamma(\gamma_0)$ 角为零, 以使单位电流产生的转矩最大。当换相过程开始之后, 要先关断前面导通的两个晶闸管, 具体做法是将整流器的延迟角增大到约为 $150^\circ \sim 160^\circ$ 、从而使电动机端子上承受一个负电压。另外, 为了加快直流母线电流衰减到零的速度, 用起动晶闸管来将直流扼流电感短路, 如图 14-10 所示。

这样一来, 直流电流会产生凹陷, 转矩脉动会略有降低, 电动机则得以平滑加速。

14.7.6 驱动的控制回路

尽管控制系统的基本结构仍跟图 14-10 一样, 但我们还是要简短地介绍一下速度 ω_r 、电流 I_d 、超前角 γ 以及场电压等控制的一些实用方案。

在动态期间可以提供安全换相的一个典型的速度控制系统如图 14-21 所示, 其中包含有直流母线电流控制器、参考角度 γ^* 控制以及提供场电流的电压参考值 V_f^* 的控制等。

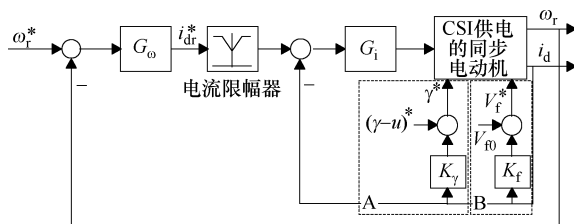


图 14-21 整流器—CSI—同步电动机传动的速度控制系统

速度调节一般采用 PI 控制器:

$$I_d^* = (\omega_r^* - \omega_r) G_\omega \quad (14-55)$$

式中:

$$G_\omega = K_{c\omega} [1 + 1/T_{i\omega} s] \quad (14-56)$$

式中, $K_{c\omega}$ 为增益; $T_{i\omega}$ 为积分时间常数。通常要求在高达 150% 的额定电流下都能安全换相。这需要用到一个电流限幅器。在电流限幅器饱和期间, 速度控制器的积分部分不起作用。具体做法是, 只要电流高于某个限值, 就抑制速度控制器的积分部分。

电流控制器也可以采用 PI 型控制器:

$$V_r^* = G_i (I_d^* - I_d) \quad (14-57)$$

其中:

$$G_i = K_{ci} [1 + 1/T_{ii} s] \quad (14-58)$$

我们希望 $T_{ii} \ll T_{i\omega}$, 且一般有 $T_{i\omega} > 4T_{ii}$ 。超前角 γ^* 将按照前面建议的那样, 随负载电流增大, 即

$$\gamma^* = (\gamma - u)^* + K_\gamma I_d \quad (14-59)$$

初始角度可以取 $(\gamma - u)^* \approx 15^\circ \sim 25^\circ$, 以提供足够大的安全换相裕度, 这是慢速、标准的 (低成本的) 晶闸管所要求的:

$$(\gamma - u)^* \geq \omega_{\text{rmax}} t_{\text{off}}; t_{\text{off}} = 0.3 \sim 0.5 \text{ms} \quad (14-60)$$

尽管这只是一个线性的 (直觉的) 近似, 但实践证明它是符合实际的。跟大多数 CSI—同步电动机传动一样, 这种传动对响应的快速性要求一般不高, 因此用以下的场电压参考信号 (V_f^*) 给定器来代替场电流控制器就足够了:

$$V_f^* = V_{f0} + K_f I_d \quad (14-61)$$

这样一来, 就可以在负载增大时获得相当恒定的安全裕度角 $(\gamma - u)^*$ 和恒定的功率因数 (超前功率因数角在 $\phi_1 = -(8^\circ \sim 10^\circ)$ 的范围)。参考文献 [8] 介绍了一个控制实例, 并给出了一些具体的数值细节。这种类型的传动目前已经成为单机功率最高达 30MW (5500r/min) 的工业应用中的标准方案^[9]。

为了改善 (加快) 高速下的电流响应, 可以在直流母线电流控制器中添加一个电动势 V_c 补偿器。该电动势可以利用换相电感 L_c 后面的磁链 λ'' (姑且称作超瞬变磁链) 来确定:

$$\bar{\lambda}'' = \int (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) \cdot dt - L_c \bar{i}_s \quad (14-62)$$

$$V_c = |\bar{V}_c| = |j\omega_r \lambda''| \quad (14-63)$$

当速度高于额定速度的 5% 时, 即使仅基于电压模型, 这样的 $\bar{\lambda}''$ 计算器也是相当不错的。这样将 V_c 前馈到直流母线电流控制器上, 可以获得显著的电流响应提速效果。

以上的控制系统实际上属于间接矢量电流型控制, 看起来相当简单, 但其可靠性却严重依赖于已知的电动机数据和参数。参考文献 [10] 提出了一个更为直接、鲁棒的直接矢量控方法。

小化。这时,电动机实际的电流 I_0 为零,直流母线的电流则将由扼制交流的扼流线圈来限制。

超瞬变磁通估算器的构建方法很多。采用电压方程式 (14-62) 和电流模型的组合是一个显而易见的办法,这可以搭建起一个宽调速范围的超瞬变磁通估算器。也可以考虑无传感器控制,但另外还需要添加一个速度估算器。

14.8 次同步和超同步感应电动机串级传动

14.8.1 以较低的 PEC 容量获得有限的调速范围

在很多应用中,譬如大功率泵、风扇的场合,需要的调速范围有限。在电动机额定速度附近约 20% ~ 30% 的范围内进行速度控制,意味着需要变频控制。

若进行定子频率控制的话,无论是针对同步电动机还是针对感应电动机,也不管调速范围有多宽,都需要配备全电动机功率的 PEC,因此成本很高。大家知道,绕线转子感应电动机的功率平衡满足以下的转差功率关系:

$$SP_{\text{elm}} = p_{\text{Co2}} + P_r; S = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1}; \omega_1 = 2\pi f \quad (14-64)$$

式中, P_{elm} 是跨过气隙的电磁功率 (有功功率), 或称感应电动机转子和定子之间的转换功率; p_{Co2} 是转子绕组的损耗; P_r 是以电的方式从转子绕组中提取的或注入到转子绕组中的有功功率。

暂时忽略转子绕组的损耗 (即令 $p_{\text{Co2}} = 0$), 则以转差频率 $f_2 = Sf_1$ 注入到转子中的电功率为

$$P_r \approx SP_{\text{elm}} = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} P_{\text{elm}} \quad (14-65)$$

可以用最小速度 ω_{min} 或最大转差率 S_{max} 来表示速度控制的范围:

$$S_{\text{max}} = \frac{\omega_1 - \omega_{\text{min}}}{\omega_1} \quad (14-66)$$

因此,注入到绕线转子的最大有功电功率为

$$P_{\text{rmax}} \approx S_{\text{max}} P_{\text{elm}} \quad (14-67)$$

当速度控制范围为 20% 时, $S_{\text{max}} = 0.2$, 因此,处理转子注入功率 P_{rmax} 所需的 PEC 应按 S_{max} 来确定额定容量,大约是电动机额定功率的 20% ~ 30%。

通常,由于转子转差频率 $f_{2\text{max}} = S_{\text{max}} f_1$ 低,因此转子所需的电压也低,这就要求安装一台升压变压器,才能与同时也给定子绕组供电的电网交换能量,如图 14-24 所示。

从原理上讲, P_r 可正可负,因此 (在电动状态下) 进行次同步运行和超同步运行都是可行的,但有一个前提,就是转子侧的 PEC 必须既能产生正序电压,又能产生负序电压,即

$$f_1 = f_2 + \frac{\omega_r}{2\pi}; f_2 = Sf_1 \geq 0 \quad (14-68)$$

超同步时, $S < 0$ 、 $f_2 < 0$, 此时转子需要负序电压。由于电动机是可逆的, 因此超同步时既可以做电动运行, 也可以做发电运行, 但前提是转子侧的 PEC 能够容许双向功率流通 (若转子功率只能经 PEC 流出, 则次同步只能电动, 超同步只能发电)。

此外, 要次同步、超同步都能运行, 还要求 PEC 必须能在 $S = 0$ 的两侧进行平滑的切换。当 $S = 0$ 时, 定子与转子达到同步, $f_2 = 0$, 此时必须往转子注入一个直流电流 (磁动势)。这种挑战性的约束, 使得转子侧只能使用直接 AC—AC 变换型的 PEC。

在这种情况下, 适合使用的 PEC 包括周波变换器、矩阵变换器以及背靠背的两个电压源 PWM 逆变器。

说明: 所谓的转差能量回收方案虽然简单, 但由于它仅允许单向的转子功率流向 (从电动机转子侧流向电网), 因此只能工作在次同步电动状态或超同步发电状态。更为重要的是, 它的电动机总体功率因数相当低, 因此这里不打算对其作进一步的介绍。

请注意, 次同步和超同步感应电动机串级运行两者都既可以工作在电动状态, 又可以工作在发电状态, 超同步时转速高于 f_1/p , 次同步时转速低于 f_1/p , 因此在抽水蓄能电站得到了应用。在抽水蓄能的应用中, 当工作在电动状态时, 水轮机通常要改变转向, 作为水泵来运行。这就是在图 14-24 中需要有电源开关 1、2 的原因。此外, 为了保护转子侧的变频器免受定子侧故障 (短路等) 感应的过电压和过电流的影响, 以及为了起动的需要, 还在转子端口引入一个可控电阻, 如图 14-24 所示。

14.8.2 次同步和超同步运行模式

根据第 8 章式 (8-50) ~ 式 (8-52), 在定子磁场 (同步) 坐标系中, 感应电机的方程为

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + j\omega_1 \bar{\lambda}_s \quad (14-69)$$

$$\bar{V}_r = r_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} + jS\omega_1 \bar{\lambda}_r \quad (14-70)$$

$$\bar{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r; \quad \bar{\lambda}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \quad (14-71)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Re}(\bar{j} \bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*) = -\frac{3}{2} p \operatorname{Re}(\bar{j} \bar{\lambda}_r \bar{i}_r^*) \quad (14-72)$$

在串级调速中, 转子电路由三相电压 (和电流) 供电, 因此 \bar{V}_r 不等于零。

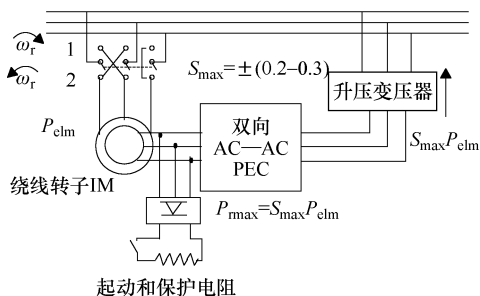


图 14-24 次同步和超同步感应电动机串级系统

请注意, 式 (14-69) ~ 式 (14-70) 中的 \bar{V}_r 和 \bar{i}_r 是归算到定子、并且在同步坐标系中表示的。在稳态时, \bar{V}_r 、 \bar{i}_r 是以定子频率 ω_1 表示的量, 而在实际电动机中, 它们的频率是 $\omega_2 = S\omega_1$ 。

稳态时 ($d/dt=0$), 式 (14-70) 变为

$$\bar{V}_r = r_r \bar{i}_r + jS\omega_1 \bar{\lambda}_r \quad (14-73)$$

当转子电流为零时, 对应于理想空载速度 ω_{r0} , 因此:

$$\bar{V}_r = j(\omega_1 - \omega_{r0}) \bar{\lambda}_r \quad (14-74)$$

在式 (14-69) 中, 令 $\bar{i}_r = 0$ 、 $d/dt=0$, 可得:

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_{s0} + j\omega_1 L_s \bar{i}_{s0}; \quad \bar{\lambda}_{r0} = L_m \bar{i}_{s0} \quad (14-75)$$

忽略 r_s ($r_s=0$), 得:

$$\bar{\lambda}_{r0} = \bar{\lambda}_{s0} \cdot \frac{L_m}{L_s} = \frac{\bar{V}_s L_m}{j\omega_1 L_s} \quad (14-76)$$

将式 (14-76) 代入式 (14-74) 可得:

$$\bar{V}_{r0} = \bar{V}_{s0} \cdot S \frac{L_m}{L_s} \quad (14-77)$$

理想空载时, 定子和转子的稳态电压在同步坐标系中都是直流量, 因此式 (14-77) 可以写成:

$$V_{r0} = V_{s0} \left(\frac{\omega_1 - \omega_{r0}}{\omega_1} \right) \cdot \frac{L_m}{L_s} \quad (14-78)$$

$$\omega_{r0} = \omega_1 \left(1 - \frac{V_{r0}}{V_{s0}} \cdot \frac{L_s}{L_m} \right) \quad (14-79)$$

当 $V_{r0} > 0$ 、 $V_{s0} > 0$ 时 (二者之间无相移), 有 $\omega_{r0} < \omega_1$, 所以获得的是次同步运行。相反, 当 $V_{r0} < 0$ 、 $V_{s0} > 0$ 时 (二者反相), 有 $\omega_{r0} > \omega_1$, 所以获得的是超同步运行。

另一方面, 对转子电压表达式 (14-73) 乘以 $3/2i_r^*$, 并提取实部, 可得注入转子的有功电功率为

$$P_{\text{rotor}} = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{V}_r \bar{i}_r^*) = \frac{3}{2} r_r i_r^2 - S \frac{\omega_1}{p} T_e \quad (14-80)$$

大家知道, $\omega_1 T_e / p = P_{\text{elm}}$ 是通过气隙从定子传递到转子的电磁功率 (气隙功率), 所以:

$$P_{\text{rotor}} = \frac{3}{2} r_r i_r^2 - S P_{\text{elm}} \quad (14-81)$$

显而易见, 无论是在正的转差率下, 还是在负的转差率下, 即无论是在次同步运行时, 还是在超同步运行时, 我们都可以使 $P_{\text{elm}} > 0$ (电动运行) 或使 $P_{\text{elm}} < 0$ (发电运行), 但前提是注入到转子的有功电功率 P_{rotor} 既能为正, 又能为负。

根据转差频率 ω_2 的定义

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_r = S\omega_1 \quad (14-82)$$

可见, 当 $S < 0$ (即 $\omega_r > \omega_1$) 时, $\omega_2 < 0$, 即此时的转子相序相对于定子而言为负序。

同样,对转子电压表达式(14-73)乘以 $3/2\bar{i}_r^*$,但提取虚部,可得注入转子的无功功率为:

$$Q_{\text{rotor}} = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{V}_r \bar{i}_r^*) = S\omega_1 \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{j}\bar{\lambda}_r \bar{i}_r^*) \quad (14-83)$$

在定子电压表达式(14-69)中,忽略定子电阻和激磁电流,考虑稳态情况,利用 $\bar{\lambda}_r$ 消除 $\bar{\lambda}_s$ ($\bar{i}_s = -\bar{i}_r$ 、 $\bar{\lambda}_r \approx \bar{\lambda}_s - L_{sc}\bar{i}_s$ 、 $\bar{V}_s = j\omega_1 \bar{\lambda}_s$),再乘以 $3/2\bar{i}_s^*$,可得注入定子的无功功率为

$$Q_1 = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{V}_s \bar{i}_s^*) = \frac{3}{2} \omega_1 L_{sc} \bar{i}_s^2 - \frac{Q_{\text{rotor}}}{|S|} \quad (14-84)$$

这就是说,如果往转子注入无功功率,那么需要往定子注入的无功功率就将减少。随着转子注入无功的增大,最后可以使定子获得超前的功率因数 ($Q_1 < 0$),当然,这需付出转子功率因数滞后的代价。如果转子侧的 PEC 本身具有通过电容器产生无功 Q_{rotor} 的能力,那么总的功率因数(包含转子总功率因数以及整个电动机的功率因数这两层含义)可以接近于 1 甚至于可以稍微超前。不过,由于转子电压相当低,通过电容器来产生无功很不现实。

另一方面,转子侧的 PEC 既可以是电压源型的,也可以是电流源型的。但是,在进行转子电压控制时,似乎只有次同步模式下的电动运行才是稳定的,只有超同步模式下的发电运行才是稳定的。而在进行转子电流控制时,次同步下和超同步下的电动机运行和发电运行都是稳定的^[11]。

14.8.3 次同步和超同步感应电动机串级控制

次同步和超同步感应电动机串级传动的电路结构如图 14-24 所示。该控制系统表面上涉及速度控制,但实质上最终涉及的则是电动运行时定子无功的控制以及发电运行时定子有功和无功的控制。

由于电磁功率 P_{elm} 是从固定的定子频率获得的,因此电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{P_{\text{elm}}}{\omega_1} p \quad (14-85)$$

不过转矩也可以用定子磁通来估算:

$$T_e = \frac{3}{2} p \text{Re}(\bar{j}\bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*) = \frac{3}{2} p \lambda_s i_{sT} \quad (14-86)$$

可以针对定子定义一个无功转矩:

$$T_{Q_s} = \frac{Q_1}{\omega_1} \quad (14-87)$$

$$T_{Q_s} = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{j}\bar{\lambda}_s \bar{i}_s^*) = \frac{3}{2} \lambda_s i_{sQ} \quad (14-88)$$

$$(\bar{i}_s)_{\text{ref}} = i_{sT} - j i_{sQ} \quad (14-89)$$

由于 f_1 (或 ω_1) 的数值相当大,因此可以利用电压模型来估算定子磁通:

$$\bar{\lambda}_s = \int (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt + \bar{\lambda}_{s0} \quad (14-90)$$

$$\bar{\lambda}_s \approx (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) \frac{T_c}{1 + sT_c} + \bar{\lambda}_{s0} \quad (14-91)$$

从原理上讲, 应该通过控制系统来重现参考定子电流 $(\bar{i}_s)_{\text{ref}}$, 但实际上我们需要控制的却是转子电流 $(\bar{i}_r)_{\text{ref}}$:

$$(\bar{i}_r)_{\text{ref}} = -(\bar{i}_s)_{\text{ref}} - j\bar{I}_\mu = -i_{sT} - j(\bar{I}_\mu - i_{sQ}) \quad (14-92)$$

式中, \bar{I}_μ 是最大磁化电流, 只有在近似的情况下才有:

$$\bar{I}_\mu = \frac{\bar{\lambda}_s}{L_s} \quad (14-93)$$

$(\bar{i}_r)_{\text{ref}}$ 仍是定子坐标系中的量, 必须将其转换到转子坐标系中:

$$(\bar{i}_r)_{\text{ref}}^r = e^{-j(\theta_{\text{er}} - \omega_1 t)} |(\bar{i}_r)_{\text{ref}}| \quad (14-94)$$

因此, 需要有转子位置传感器。一旦已知了参考转子电流, 就可以在转子侧的 PEC 中使用交流电流 PWM 控制器, 来产生转差频率为 $S\omega_1$ 的正弦波电流。

注意: 以上考虑的是经测量获得转子位置角 θ_{er} 和转子速度的情况, 实际上也可以由估算得到, 从而实现无运动传感器传动。

图 14-25 给出的感应电动机串级调速控制系统框图, 综合了上面介绍的具有电动和发电两种选项的控制器功能, 并采用独立的定子转矩控制和无功(转矩)控制。

发电运行时, 必须输入定子的有功指令, 但由于 $\omega_1 = \text{常数}$, 参考转矩 T_s^* 可以得到, 因此, 电动运行和发电运行的控制是类似的。再生制动只在传动控制模式(电动模式)时进行考虑。

定子的参考无功 Q_1^* 被转换成参考无功转矩 T_Q^* 来处理。实际上, 当定子磁通 λ_s 恒定时, 定子电流中的有功(转矩)分量 i_{sT} 和无功分量 i_{sQ} 分别与 P_{elm} 和 Q_1 成比例。

该控制系统需要使用转子位置传感器(例如旋转变压器), 若要进行无传感器控制, 则需要使用转子位置观测器。

在起动时, 由于会出现高电压和大电流, 因此必须将转子 PEC 从转子上分开。请记住该 PEC 的设计定额仅为电动机全功率(及电压)的 20%~30%。另外, 该传动系统也可以采用定子短路、由转子侧供电的方式来起动。然后, 再断开定子, 通过(在设计转差速度范围内的)调速, 可以很快达到自同步的条件。实现自同步以后, 就可以加负载。

参考文献[4]表明, 定子中的电流故障(短路故障)会在转子中产生过电压。定子电压的变动会在转子中感应过电流。在所有这些情况下, 都可以连上起动电阻来进行保护。

对于有限调速范围的电动和发电应用来讲, 次同步和超同步感应电动机串级调速可以说是一种相当普遍(通用)的解决方法。除了各种容量(原理上讲可高达单机 400MW)的抽水蓄能电站这类显而易见的应用之外, 有一些工厂设备采用这种传动也具有明显的性价比优势。

图 14-26 所示为日本大川池抽水蓄能电站的一台单机 400MW 的矢量控制双馈感应电动机在电动模式下的瞬态特性曲线^[14]。可见, 其不仅平稳地穿越了传统的同步速度

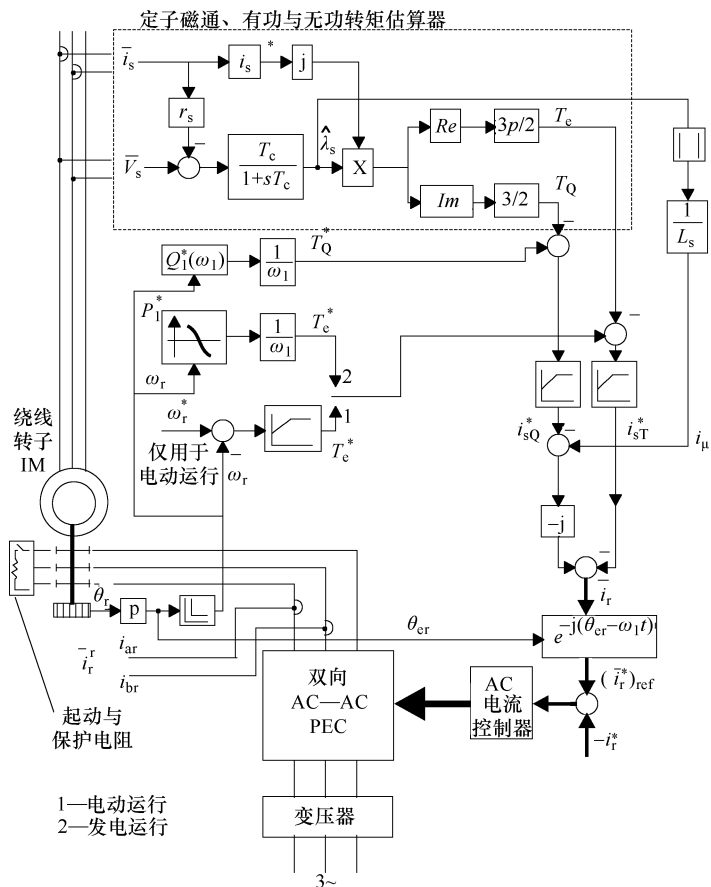


图 14-25 基于次同步和超同步感应电动机串级调速原理的
固定定子频率电动—发电控制

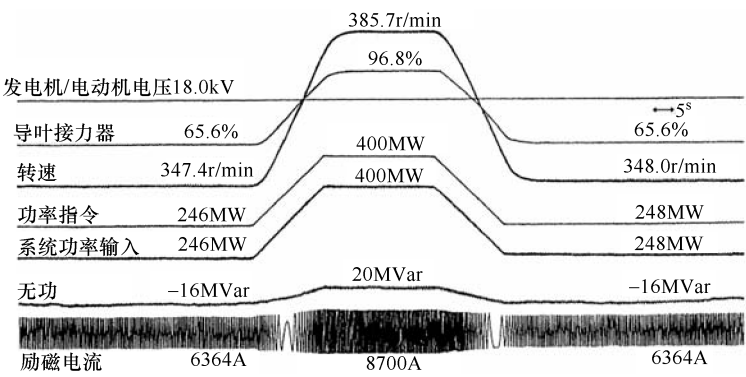


图 14-26 单机 400MW 的双馈感应电动机在电动模式下平稳地
穿越传统的同步速度时的瞬态响应曲线

($n_1 = f_1/p$)，而且具有很快的有功（转矩）响应，无功变动则较小。这个特别的例子显然是迄今为止容量最大的电动机传动的应用实例。

14.9 小结

① 高功率意味着功率等级超出了 IGBT PWM 变频器所能达到的功率极限。这个极限每年都在提高，2005 年的时候大约为 6MW。

② GTO（门极关断晶闸管）和晶闸管是大功率工业传动中使用的标准可控硅整流器件。但是 IGCT（集成门极换流晶闸管）正在迎头赶上。

③ 典型的大功率变换器既可以是电压源型的，也可以是电流源型的。

④ 用于高速场合的三电平 GTO（或 IGCT）2 级 PWM 交—交电压源变频器以及用于低速场合的周波变换器是电流控制的电压源型变频器的典型代表，用于无阻尼笼的同步电机传动。

⑤ 相移（相控）整流器—电流源逆变器（CSI）是电流源型的变频器，用于有阻尼笼的同步电动机传动。

⑥ 单位功率因数的矢量电流控制又分为间接控制和直接控制两种版本，用于电压源型的交—交变频器—同步电动机传动中，以对其电流进行控制。

⑦ 在高速下，可以加入电动势补偿或电压解耦器，以获得更好的响应。

⑧ 直接转矩和磁通控制（DTFC）可用于电压源交—交 PEC—同步电动机传动中，以实现更简单、更鲁棒的系统。

⑨ 就相延整流器—电流源逆变器（CSI）—同步电动机传动而言，尽管其中的同步电动机工作在超前功率因数下，CSI 是负载（电动势）换相的，但由于整流器的原因，低速下网侧的输入功率因数很低。矢量电流控制、DTFC 控制都适合于这类传动系统的控制。有一些方法可用于改善其网侧输入功率因数，降低网侧电流谐波。

⑩ 对于有限调速范围（ $\pm(20\% \sim 30\%)$ ）的应用，采用转子侧配 PEC 的绕线型感应电动机，PEC 再通过升压变压器连接到电网，进行串级调速。

⑪ 次同步和超同步感应电动机串级系统适合于有限调速范围的控制（ $20\% \sim 30\%$ ），它除了需要在转子侧配置升压变压器和交—交变频器外，还需要配起动和保护电阻器。

⑫ 利用周波变换器或矩阵变换器作为转子侧 PEC，可以使系统在次同步和超同步两种速度（既可高于、也可低于由定子频率 ω_1 确定的传统同步速度）下都能实现电动运行和发电运行。

⑬ 尽管转子侧的变频器可以处理双向的无功功率流动，但系统的总体功率因数一般略有滞后（除非在直流母线上添加较大的滤波电容器）。

⑭ 这类系统使用矢量电流控制或 DTFC 控制来获得快速、精确、高鲁棒性的速度（功率）控制效果。

⑮ 人们还提出了定子采用两套绕组, 转子采用恰当极数组合的单一短路绕组 (或称嵌套绕组) 或各向异性的转子磁路结构, 仅对定子的一套绕组进行变频器供电的方案, 用于中等功率水平的应用, 但仍然处于试验阶段^[12,13]。

14.10 习题

14.1 单位功率因数同步电动机传动: 一台非凸极大型同步电动机, 由一台三电平 PWM 电压源逆变器供电, $\omega_r = 376.7 \text{ rad/s}$, $p = 2$, 线电压有效值为 $V_L = 4.6 \text{ kV}$ 。电动机的额定相电流有效值为 $I_n = 1000 \text{ A}$, 同步电感标么值为 $l_d = l_q = 0.75$ 。传动系统工作于单位功率因数, 定子绕组星形联结, 漏感 $l_{sl} = 0.17$ 。忽略定子电阻, 请确定:

- (1) 定子磁通空间矢量的幅值;
- (2) 当 d - q 轴磁通角 $\delta = 30^\circ$ 且有额定电流时, 求电流的 i_d 、 i_q 分量;
- (3) 求场电流 i_F 和对应的转矩 T_e 。

14.2 一套感应电动机串级调速传动系统, 设计的速度控制范围为同步速度上下 $\pm 20\%$ 。已知 $L_m/L_s = 0.93$, 定子星形联结, 线电压有效值 $V_{sn} = 5 \text{ kV}$, $I_{sn} = 1000 \text{ A}$, $L_{sc} = 0.05 V_{sn} / (i_{sn} \omega_1)$; $\omega_1 = 2\pi \times 60 \text{ rad/s}$ 。请确定:

- (1) 空载且 $\omega_0 = (1 \pm 0.2) \omega_1$ 时, 同步坐标系中转子电压 V_{r0} 的数值和符号;
- (2) 在 $\omega_r = 0.8 \omega_1$ ($S = 0.2$) 时, 为了使定子侧为单位功率因数, 需要往转子侧注入的无功功率大小;
- (3) 确定转子侧的周波变换器以及升压变压器的定额。

14.11 参考文献

1. P.H. Hammond, A new approach to enhance power quality for medium voltage a.c. drives, IEEE Trans.vol.IA-33, no.1, 1997, pp.202-208.
2. R.A. Errath, 15000HP gearless ball mill drive in cement - why not, IEEE Trans.vol.IA-32, no.3, 1996, pp.663-669.
3. H. Okayama, Large capacity high performance 3 level GTO inverter system for steel main rolling mill drives, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1996, vol.I., pp.174-179.
4. H. Stemmler, High power industrial drives, Proc. IEEE vol.82, nr.8, 1994, pp.1266-1286.
5. S. Nonaka, Y. Ueda, A PWM GTO current source converter - inverter system with sinusoidal input and output, Record of IEEE-IAS, 1987, Annual Meeting, vol.I, pp.247-252.
6. T. Nakama, H. Ohsawa, K. Endoh, A high performance cycloconverter-fed synchronous machine drive system, IEEE Trans., vol.IA-20, no.5, 1984, pp.1278-1284.
7. J. Rosa, Utilization and rating of machine commutated inverter - synchronous motor drives, IEEE Trans., vol.IA-15, no.2, 1979, pp.395-404.
8. S. Nishikata, T. Kataoka, Dynamic control of a selfcontrolled synchronous motor drive system, IEEE Trans. Vol.IA-20, no.3, 1984, pp.598-604.
9. M. Miyazaki, et.al., New application of thyristor motor drive system, Record of IEEE-IAS, Annual Meeting, 1984, pp.649-654.

10. **L. Boyter, L. Schmidt**, Microprocessor controlled converter fed synchronous motor using subtransient flux model, Record of IEEE, 1990, MIT, Cambridge, Part 2., pp.427-433.
11. **A. Masmoudi, M.B.H. Kamoun and M. Poloujadoff**, A comparison between voltage and current controls of doubly fed synchronous machine with emphasis on steady-state characteristics, Record of ICEM-1996, Vigo-Spain, vol. 3., pp.212-217.
12. **W.R. Brassfield, R. Spee, T.G. Habetler**, Direct torque control of brushless doubly-fed machines, IEEE Trans., vol.IA-32, no.5, 1996, pp.1098-1104.
13. **Y. Liao, L. Xu, Li Zhen**, Design of a doubly fed reluctance motor for adjustable speed drives, IBID, pp.1195-1203.
14. **T. Kawabara, A. Shibuya, H. Furata**, "Design and dynamic response characteristics of 400 MW adjustable speed pump storage unit for Ohkawachi power station", IEEE Trans. Vol. EC – 11, no. 2, 1996, pp. 376-394.

第 15 章 发电机的控制

15.1 引言

除了太阳能电池发电之外，几乎所有的电能都是由原动机驱动的发电机生产出来的。

原动机产生机械能的方式很多，可以从水能和风能中提取机械能，也可以通过在锅炉中燃烧油、煤等燃料（或利用核能）来产生高温蒸汽，然后再从蒸汽的热能中提取机械能，也可以通过在内燃机、燃气轮机中燃烧汽油或其他燃料，然后从燃气的热能中提取机械能。

原动机有风机、水轮机、汽轮机、燃气轮机以及内燃机等许多种，标准的电能生产方式是使用汽轮机来发电，用速度调节器来控制燃料输入的速率，以使汽轮机的速度几乎保持为恒定。

在标准的电力系统中，使用同步发电机发电，单机容量最高可达 1400MVA。通过对转子上的直流励磁电流进行控制，可以使同步发电机发出可控的恒定电压，而通过对原动机速度的控制，则可以使同步发电机输出恒定的频率 ($f_n = n_p$)。

通过同步发电机的并联，已经出现了区域性的、全国性的以及全洲性的电力系统。

在旋转发电机储备容量的规模可调的刚性电力系统中，同步发电机的频率（有功）和电压（无功）之间几乎解耦的（耦合相当弱）的控制方式工作得很好。

新近兴起来的电力市场导致了发电、输电、配电相分离的趋势。此外，电能生产的分散性正在增加，这带来了更为分散的电力系统，出现了分布式的电力系统。

每日发电的峰值尽可能接近电能消耗量的发展趋势，导致了单机容量较小但输出功率可调的发电机组的出现。

越来越严格的环保标准则要求大力发展可再生能源发电系统。风力发电（单机已高达 4MW）和水力发电（单机已高达 770MW）是对环境影响较小的典型的可再生能源发电方式。

在分布式电力系统中，人们提出了采用超高速的燃气轮机—发电机组（在 15000r/min 时单机容量高达 3MVA，在 70000r/min 时单机容量高达 100kVA）来同时生产热和电的产能模式（热—电联产）。小公司、村庄或城镇的片区可以从这类高效率的分散式产能方案中得益。

自治发电机组，主要由燃气轮机或内燃机驱动，甚至于由小型水轮机或风机驱动，其单机容量可达数百 kW，常用在电信、医院、银行等场合，作为应急电源或备用电源。

最后,在标准的内燃机汽车中,以及新近发展起来的混合动力汽车(HEV)中,为了获得更好的舒适度和更高的里程数/单位油耗,车辆所使用的电能越来越多。HEV中的动力电机的功率高达100kW甚至更高,既要能在电动机状态下工作,提供辅助的驱动力,又要能在发电机状态下工作,供电池充电和提供刹车能力。

在电力系统中,大功率和中等功率的同步发电机的控制所涉及的是电压(无功)的控制,而频率(速度)和有功的控制则是通过原动机的机械调速器来进行的。

在未来的分布式电力系统中,如果允许发电机变速的话,应该可以实现更快速的有功和电压的控制。

调速发电机意味着利用PEC作为发电机和电网之间的接口,来产生恒定的电压和频率。

风力发电机和小型水轮发电机是典型的代表,它们几乎必须采用变速控制。

一种调速发电方案是,采用全定额的(100%额定功率的)PEC,配以电励磁或永磁体励磁的同步发电机,或配以笼型转子的异步发电机,功率可高达4~10MW。

另一种调速发电方案是,采用部分定额(20%~30%额定功率)的PEC,配以绕线转子异步发电机,PEC连接在转子上。这种方案已经被成功用于抽水蓄能发电,可在高达400MVA的容量下提供有限的调速范围(在额定速度的周围约 $\pm(5\% \sim 20\%)$ 的范围)。

全定额的PEC配开关磁阻发电机的调速发电方案,则被认为可以在航空(高达250kW)和HEV(高达100kW)等方面发挥作用。

此外,全定额的PEC配永磁无刷发电机/电动机的方案,已经在混合动力汽车和电动车中用作起动机—发电机,功率可高达100kW甚至更高。

接下来我们将集中介绍发电机的几种基本控制,并建议有兴趣的读者去阅读参考文献[1],学习其中的相关内容。

以下将要介绍的主要内容有:

- ① 连接到电力系统的同步发电机的恒频(有功)控制和电压(无功)控制;
- ② 有限调速范围的绕线转子异步发电机的控制;
- ③ 调速永磁同步发电机的全功率PEC控制;
- ④ 调速笼型转子异步发电机的全功率PEC控制;
- ⑤ 汽车爪极交流发电机的控制;
- ⑥ HEV上的永磁体内埋式转子同步起动机—交流发电机的控制;
- ⑦ 调速运行的开关磁阻发电机的输出控制。

15.2 电力系统中同步发电机的控制

交流电力系统运行良好的表现是频率和电压几乎保持为恒定,因为在这种情况下,当其所带的有功和无功负载发生改变时,只需对原动机进行有限和可控的调节就可以了。

有功潮流跟发电机（原动机）的速度控制有关，通过调节原动机燃料的流量，可以控制发电机的速度在几个百分点的范围内变动。

另一方面，无功潮流跟发电机端电压的控制有关，通过调节转子励磁绕组的直流电流，可以控制发电机的端电压在几个百分点的范围内变化。

当出现过大的电力负载时，速度（频率）有可能崩溃。同样，过大的无功负载可能导致电压崩溃。

当一台同步发电机（SG）单独带负载时（例如多台发电机组中的单台工作时），或者当其为电网中容量最大的机组时，应当对其进行恒速控制（同步速度控制）。

相反，当一台同步发电机运行在一个大电网中时，负载的功率是由许多同步发电机共同分担的。在这种情况下，必须控制发电机使之具有转速降（speed droop）特性。

在进行电压控制时，则必须要求具有电压降（voltage droop）的特性，或者提供在 SG 之间进行无功分配的机制。

自动发电量控制（AGC）在同步发电机之间进行发电量的分配，而自动无功控制（AQC）则在这些同步发电机之间进行无功贡献的分配。

由于在 P （有功）和 Q （无功）的控制之间存在某种程度的耦合，特别是在弱电力系统的情况下，为了对此进行解耦，需要增加电力系统稳定器（PSS）。

在图 15-1 所示的一般化同步发电机控制系统中，可以看到以上提及的所有控制原理。

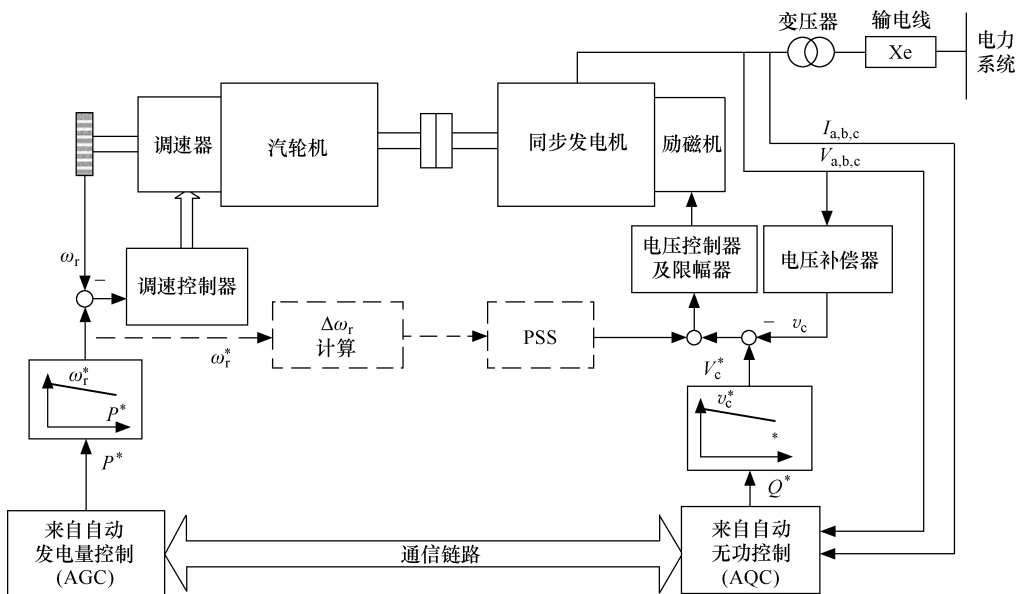


图 15-1 一般化的同步发电机控制系统

调速器及其控制器以及频率（转速）—功率降曲线用于控制速度，从而产生所需的有功功率 P^* 。

转速降曲线可以是上升的或下降的,以降低或增大相应发电机的发电功率份额。

在发电机侧,电压控制器和限幅器作用在电压误差 $V_e^* - V_e$ 以及 PSS 的输出上。图中还有一个电压负载补偿器。对大型电力系统中一台同步发电机的整个多层次的控制系统进行全面介绍的任务已经超出了本书的范围,请有兴趣的读者参阅参考文献 [1] 的第 2 章。

以下的介绍将主要集中在同步发电机的励磁机以及自动电压调节器 (AVR) 上。

15.2.1 同步发电机的励磁机

励磁机是一个电源,它给同步发电机的场绕组提供可控的供电,以使同步发电机的端电压在所设计的有功和无功负载变化范围内获得满意的控制。

在如今的同步发电机制造中,主要有两种类型的励磁机:

- ① 交流无刷励磁机;
- ② 静止励磁机。

15.2.2 交流无刷励磁机

图 15-2 所示为标准的交流无刷励磁机,它是一个内外调换的小型同步发电机(即旋转电枢式同步发电机),容量约为 SG 的额定容量的 3%,其定子上放置直流磁场绕组,转子上放置三相电枢绕组以及直接给 SG 的场绕组供电的二极管整流器。定子上的励磁绕组的直流电流由一个小功率的静止功率变换器 (PEC) 来控制,以控制 SG 的端电压。

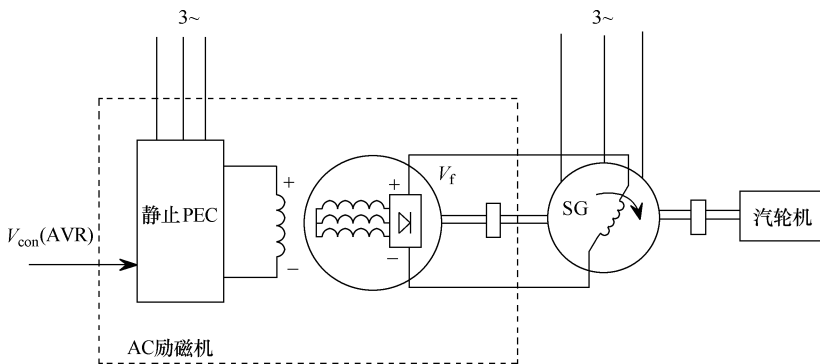


图 15-2 交流无刷励磁机

显然,SG 和交流无刷励磁机的时间常数以及传递函数嵌入在电压调节器输出的指令电压 V_{con} 和 SG 的受控的端电压之间的信号链路上。

由于没有简单的方法来测量 SG 的场电流或场电压中的任何变动,因此需要使用鲁棒性特别高的 AVR。

根据有关标准的要求,场绕组电压 V_f 从 0 上升到 95% 的允许时间额定值限定为几十个毫秒。另一方面,为了使 SG 的端电压对干扰的响应足够快(快到可接受的程

度), 需要迫使励磁电压 V_f 在短时内能上升到高达其额定值 V_{fn} 的 1.5 ~ 3 倍的水平。

交流无刷励磁机的一个固有优点是对 SG 的故障具有相当好的免疫力。在图 15-2 中, 如果小功率的静止 PEC 具有备用电源或者由可充电电池供电的话, 那么当 SG 发生故障而导致端电压显著下降时, 交流无刷励磁机将不受影响而能继续工作。

图 15-3 所示为交流励磁机 (该交流发电机无阻尼笼) 的一个近似模型。

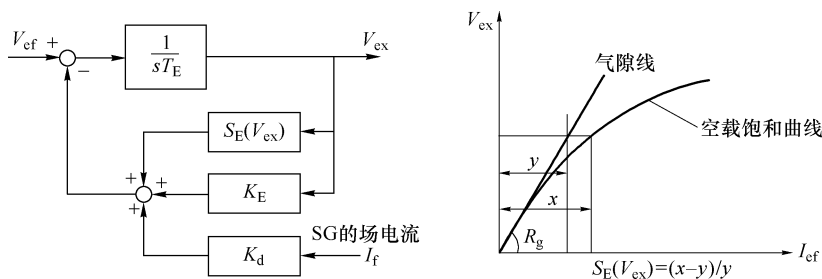


图 15-3 交流励磁发电机的控制结构图

交流励磁发电机的负载体现在 SG 场绕组的励磁电流 I_f 上, 该负载电流会在交流励磁机中产生电枢反应。由于二极管整流器的功率因数几乎为 1, 因此 I_f 对 V_{ex} 调节的影响是十分直接的, 如图 15-3 所示。

在图 15-3 中, $S_E(V_{ex})$ 的引入用以考虑交流励磁机的磁饱和和对 V_{ex} 上限的影响; T_E 是交流励磁发电机的励磁时间常数。

如图 15-4a 所示, 由于二极管整流器引入了附加的电压调节, 因此也需要考虑其模型。

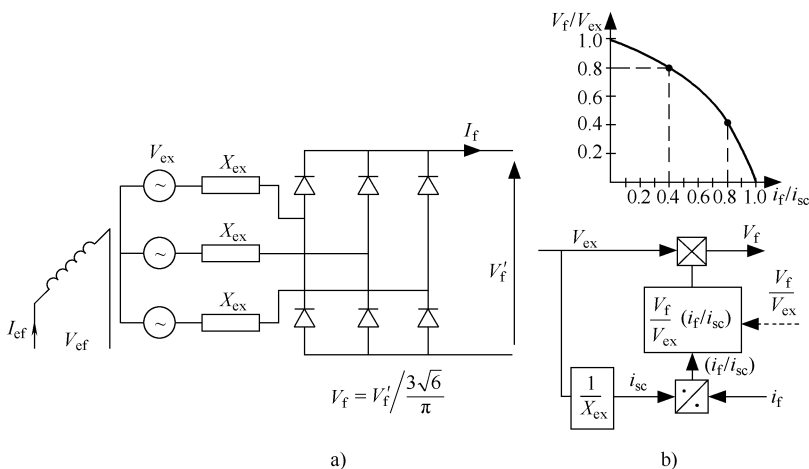


图 15-4 交流励磁发电机 + 二极管整流器

图 15-4b 示意性地绘制了 $V_f(I_f)$ 输出特性曲线 (请注意这里的 V_f 与前面图 15-2 中的 V_f 的差异), 并给出了代表二极管整流器的非线性结构框图。可见, $V_f(I_f)$ 的非线性度

非常高,它严重依赖二极管的换相重叠时间。在二极管的换相过程中,交流励磁机的电抗(X_{ex})起着主要作用。

可以发现,交流励磁机有三种主要的运行模式:

模式 1: 2 个二极管导通 (低负载时)

$$\frac{V_f}{V_{\text{ex}}} \approx 1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{I_f}{I_{\text{sc}}} \quad \left(\text{当 } \frac{I_f}{I_{\text{sc}}} < 1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \text{ 时} \right) \quad (15-1)$$

其中:

$$I_{\text{sc}} = \frac{V_{\text{ex}} \times \sqrt{2}}{X_{\text{ex}}} \quad (15-2)$$

模式 2: 每个二极管仅在同一桥的另一桥臂的二极管停止导通后才导通 (中等负载时):

$$\frac{V_f}{V_{\text{ex}}} = \sqrt{\frac{3}{4} - \left(\frac{I_f}{I_{\text{sc}}} \right)^2} \quad \left(\text{当 } 1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \leq \frac{I_f}{I_{\text{sc}}} \leq \frac{3}{4} \text{ 时} \right) \quad (15-3)$$

模式 3: 任何时刻都有 4 个二极管导通:

$$\frac{V_f}{V_{\text{ex}}} = \sqrt{3} \times \left(1 - \frac{I_f}{I_{\text{sc}}} \right) \quad \left(\text{当 } \frac{3}{4} \leq \frac{I_f}{I_{\text{sc}}} \leq 1 \text{ 时} \right) \quad (15-4)$$

图 15-4b 中的 $V_f(I_f)$ 曲线是和式 (15-1) ~ 式 (15-4) 相对应的。

15.2.3 静止励磁机

SG 的标准静止励磁机是三相全桥可控整流器 (见第 5 章), 如图 15-5 所示, 其中 V_{ex} 、 X_{ex} 分别代表静止励磁机的供电电源 (通常是一台变压器) 的电压和内电抗 (瞬态电抗)。静止励磁机安装在地面上, 需要利用电刷和铜质滑环将励磁功率传送到 SG 的场绕组去。

如第 5 章所述, 可控制整流器的输出电压 V_f' 为

$$V_f' = \frac{3\sqrt{2} \times V_{\text{ex}} \times \sqrt{3} \times \cos\alpha}{\pi} - \frac{3}{\pi} X_{\text{ex}} I_f; \quad I_{\text{sc}} = \frac{V_{\text{ex}} \times \sqrt{2}}{X_{\text{ex}}} \quad (15-5)$$

因此:

$$\frac{V_f}{V_{\text{ex}}} = \cos\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{I_f}{I_{\text{sc}}}; \quad V_f = V_f' / \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \quad (15-6)$$

当 $\alpha=0$ 时 (延迟触发角为 0 时), 式 (15-6) 退化为式 (15-1), 即变成为二极管整流器。

以上已经建立了励磁机主要部分的模型, 因此, 还需要自动电压调节器 (AVR) 的模型, 就可以完成整个励磁系统的模型。

标准的励磁 AVR 系统, 例如 IEEE 1992 AC1A (用于交流无刷励磁机) 和 IEEE 1992 ST1A (用于静止励磁机) 等 AVR 系统, 基本上都是模拟系统, 但我们下面将要介绍的是一个数字 PID AVR 系统。

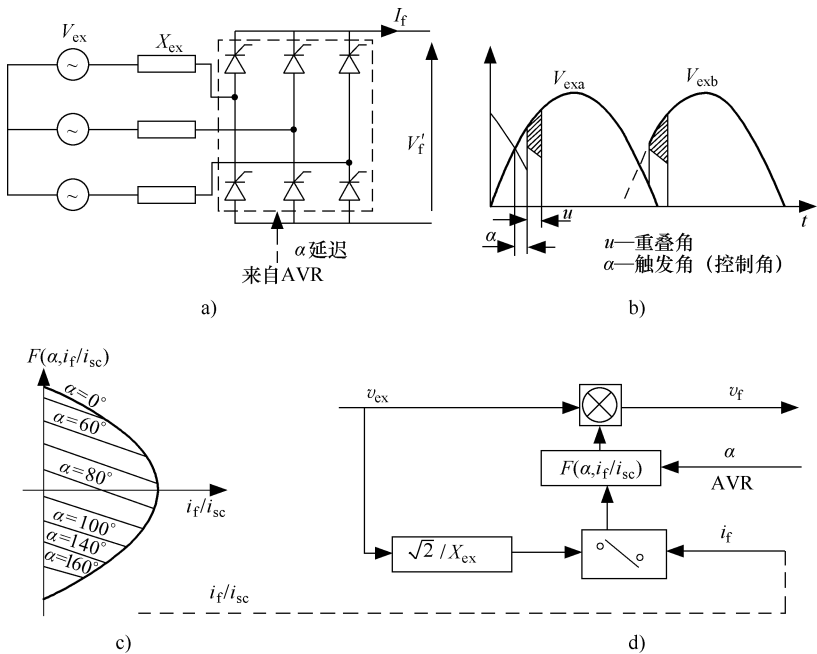


图 15-5

a) 静止励磁机—全控整流器 b) 输出电压波形
c) 电压/电流曲线 d) 非线性结构图

15.2.4 数字 PID AVR 系统

对交流励磁机的模型进行简化（忽略电枢反应），将二极管整流器表示为一个增益，并使用比例—微分—积分（PID）电压调节器来调节励磁电压，如图 15-6 所示。

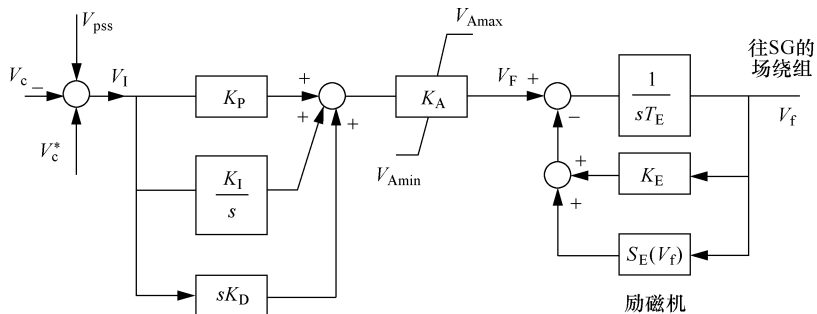


图 15-6 SG 的 PID 电压调节器

当采样频率为闭环系统衰减频率的 20 倍以上时，就可以将数字 PID 控制器当作连续 PID 系统来设计，即

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (15-7)$$

式中, K_p 为比例增益; K_I 为积分增益; K_D 为微分增益。

由于励磁机采用一阶模型 (仅有一个时间常数 T_E), 因此, 在恒速和小偏差的瞬间情况下, SG 也可以用励磁时间常数为 T'_{d0} 的一个一阶系统来建模。

这样一来, 交流励磁机加上 SG 后, 共同呈现出来的就是一个简单的二阶传递函数 $G(s)$:

$$G(s) = \frac{l_{dm} / [r_f (S_E + K_E)]}{(1 + sT'_{d0}) \cdot (1 + sT_e)}; \quad T_e = \frac{T_E}{S_E + K_E}; \quad T'_{d0} = \frac{l_{dm} + l_{\Pi}}{\omega_b \cdot r_f} \quad (15-8)$$

式中, l_{dm} 是 SG 磁化电感的标幺值; r_f 是 SG 场绕组电阻的标幺值; l_{Π} 是 SG 场绕组漏电感的标幺值; ω_b 是 SG 的额定角频率。

加入 PID 控制器之后, 该闭环系统的特征方程为

$$G(s) \cdot G_c(s) + 1 = 0 \quad (15-9)$$

为简单起见, 下面考虑 $l_{dm} / [r_f (S_E + K_E)] = 1$ 的情况。

将式 (15-7)、式 (15-8) 代入式 (15-9), 可得:

$$K_D s^2 + K_p s + K_I = -s(1 + sT'_{d0})(1 + sT_e) \quad (15-10)$$

由于针对二阶系统进行设计更为有利, 所以先选定一个左半平面的负极点 $s_3 = c$ 。另外两个极点则选为共轭复数: $s_{1,2} = a \pm jb$ 。

可以使用超调量、调节时间等约束或其他的极点配置方法来求式 (15-10) 中其余的两个未知数 $s_{1,2}$, 从而求得控制器的增益 K_p 、 K_I 、 K_D 。

PID 控制器的增益带来了两个零点, 这有可能对瞬态响应产生不利的影响, 因此还需用试探法确定 K_p 、 K_I 、 K_D 的最终数值。

作为一个例子, 取 $T'_{d0} = 1.5s$, $T_e = 0.3s$, $f_1 = 60Hz$, 调节时间 $= 1.5s$, 超调量 $= 10\%$, 可以得到模拟 PID 控制器的一组比较满意的增益: $K_p = 39.3$, $K_I = 76.5$, $K_D = 5.4^{[3]}$ 。

可以利用以下的梯形积分公式 (一阶向后差分法、双线性变换法二者的混合应用), 将上面的连续 PID 控制器转换成离散形式:

$$s \rightarrow \frac{1 - z^{-1}}{T}; \quad \frac{1}{s} \rightarrow \frac{T}{2} \times \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (15-11)$$

式中, z^{-1} 为单位延迟。这样, 就得到了 PID 控制器的离散传递函数 $G_c(z)$:

$$G_c(z) = \left[K_{PD} + \frac{K_{ID}}{1 - z^{-1}} + K_{DD}(1 - z^{-1}) \right] \cdot K_{AA} = \frac{\Delta V_F(z)}{\Delta V_1(z)} \quad (15-12)$$

式中, $K_{PD} = K_p - K_I (T/2)$, $K_{ID} = K_I T$, $K_{DD} = K_D/T$; K_{AA} 是新结合进去的一个增益 (对应图 15-6 中的 K_A)。

利用 z 变换的性质 $z^{-1}X(k) = X(k-1)$, 可以得到 PID 电压控制器 (不包括增益 K_{AA} 时) 的输出 $\Delta F(k)$ 的离散形式为

$$\Delta F(k) = \Delta F(k-1) + (K_{PD} + K_{ID} + K_{DD}) \Delta V_1(k)$$

$$-(K_{PD} + 2K_{DD})\Delta V_1(k-1) + K_{DD}\Delta V_1(k-2) \quad (15-13)$$

式中, ΔV_1 为 SG 的电压误差, 如图 15-7 的 ΔV_{gen} 所示。

一台 75kVA、208V、功率因数为 0.8 (滞后) 的 SG, $T = 12.5\text{ms}$, $K_{PD} = 777$, $K_{ID} = 19$, $K_{DD} = 8640$, $K_{AA} = 7.00$, 带 50kVAR 的感性无功负载, 其加载负载和甩负载时的电压响应如图 15-7a 所示。阶跃参考电压时的电压响应 (上升和下降) 如图 15-7b 所示。

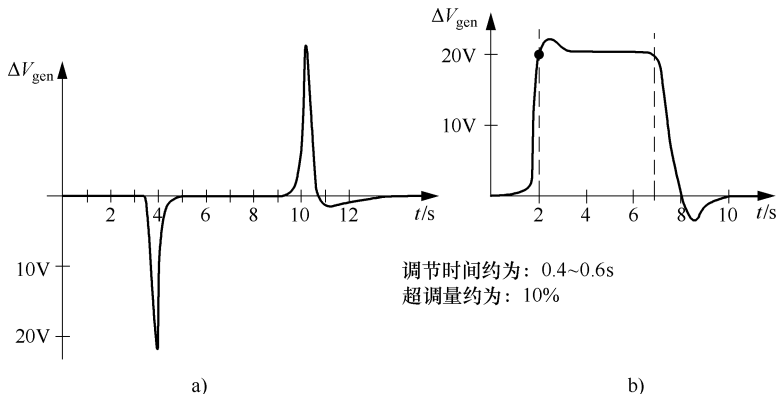


图 15-7 采用 PID AVR 的 SG 的电压响应

可见, 在严重的无功冲击下, 电压响应的稳定是显而易见的。

注意: 以上的 PID 电压调节器仅是 AVR 的一个例子, 人们已经提出了许多其他鲁棒性更高的方案。其中, 基于滑模以及模糊逻辑的方案显得更为突出和实用。

15.3 有限调速范围的绕线转子感应发电机的控制

第 14 章介绍了绕线转子感应电动机 (WRIM) 有限调速范围的大功率传动应用。第 14 章介绍的 WRIM 稳态定、转子有功平衡关系在 WRIG 中仍然成立:

$$P_s \approx -p_{\text{Cos}} + P_{\text{elm}}; P_{\text{elm}} = \frac{T_e \omega_1}{p} \quad (15-14)$$

$$P_r \approx -p_{\text{Cor}} - SP_{\text{elm}}; S = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_r} \quad (15-15)$$

式中, p_{Cos} 、 p_{Cor} 分别为定、转子绕组的损耗。

若 P_s 或 P_r 为正, 则意味着相应的一侧向电网发出 (输出) 电功率; S 为转差率, 次同步运行时 ($\omega_r < \omega_1$ 时) 为正, 超同步运行时 ($\omega_r > \omega_1$ 时) 为负。

P_{elm} 是电磁功率, 在发电运行模式时为正。转矩 T_e 也是在发电模式时为正 ($\omega_1 = 2\pi f_1$, f_1 为定子频率, p 为极对数)。

对于次同步运行的发电模式, $P_s > 0$ 、 $P_r < 0$; 对于超同步运行的发电模式, 则有 $P_s > 0$ 、 $P_r > 0$, 如图 15-8 所示。

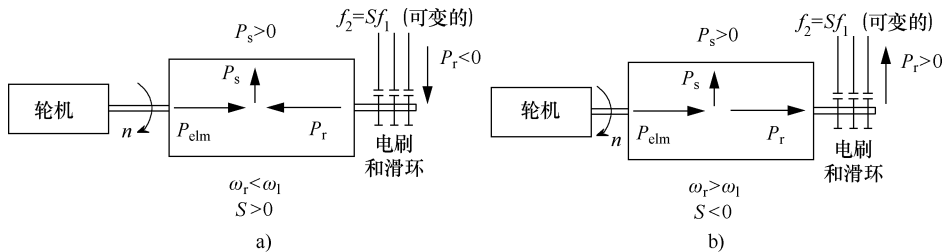


图 15-8 WRIG 的功率平衡

a) 次同步发电模式 b) 超同步发电模式

为了清楚明了起见, 图 15-8 中忽略了铁耗和机械损耗。

需要注意的是, 定子功率 P_s 的频率为 f_1 , 而转子电功率 P_r 的频率是 $f_2 = S f_1$, 通常有 $|f_2| < 0.2 f_1$ 。

另外, $f_1 = \text{常数}$, f_2 则是随速度变化的:

$$f_1 = f_2 + n p \quad (n \text{ 为速度, r/s}) \quad (15-16)$$

在超同步运行时, $n > f_1/p$ 、 $f_2 < 0$, 这意味着通过静止 PEC 供电的转子相绕组的相序从 abc 变成了 acb。

在超同步运行时, 例如当 $S_{\max} = -0.25$ 时, 发电时的 $P_r > 0$, 若忽略铜耗, 则 WRIG 的发电总功率为:

$$P_{\max} = P_{\text{elm}} + |S_{\max}| \cdot P_{\text{elm}} \quad (15-17)$$

由于 WRIG 是针对 P_{elm} 和同步速度 $n_1 = f_1/p$ 进行电磁设计的, 但它却运行在较高的速度 $n_{\max} = n(1 + |S_{\max}|)$ 下, 通过转子产生了额外的电功率 $P_r = |S_{\max}| P_{\text{elm}}$ 。这被看成是 WRIG 的一个显著的成本优势。

WRIG 的无功潮流跟转差率的符号无关, 我们既可以从转子侧 (通过静止 PEC) 对电机励磁、也可以从定子侧对电机励磁。另外, 如果转子侧的静止 PEC 能够提供无功的话, 那么让电机工作在由定子或转子发出无功的状态也是简单易行的。很幸运的是, 在定子上产生无功 Q_s (频率为 f_1) 与所需消耗的转子无功 Q_r (频率为 f_2) 之间的比值为

$$\frac{Q_r}{Q_s} = \frac{f_2}{f_1} = S \quad (15-18)$$

这是因为磁场能是守恒的, 只跟电流大小有关, 而与频率高低 (电压大小) 无关。

为了限制转子侧静止 PEC 的成本, WRIG 一般运行在定子侧为单位功率因数的最佳状态下。在此种情况下, 为了给转子提供无功功率来给电机励磁, 转子侧的静止 PEC 需要增加的电流不会超过 $|S_{\max}| P_{\text{elm}}$ 所对应的有功电流的 10% ~ 15%。

在这种场合使用的典型的静止 PEC 有:

- ① 背靠背的电压源两电平 (或多电平) PWM 变频器;
- ② 周波变换器;
- ③ 矩阵变换器。

如图 15-9 所示, 以上所列的 PEC 都可以提供四象限运行, 但是, 只有背靠背的 PWM 变频器以及矩阵变换器才有足够的转子侧频率范围, 才能实现抽水蓄能一类的应用所需的起动方法, 即将电机的定子侧短路, 在转子侧供电, 把电机当作电动机来起动。

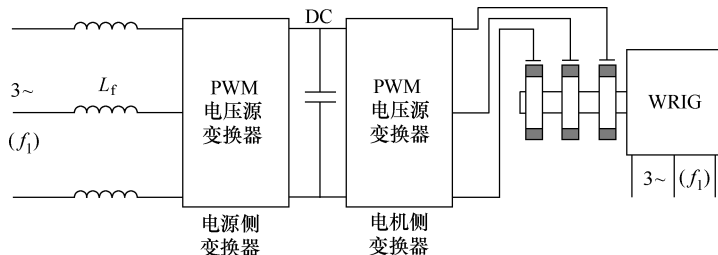


图 15-9 用于 WRIG 转子的双向背靠背 PWM 变频器

图 15-9 中的两个变换器实际上是一样的, 就是交流传动中使用的典型的两电平 (或多电平) 的电压源 PWM 逆变器/整流器。

在图 15-9 中, 电源侧配有滤波电感 L_f , 但没有使用电压匹配变压器而是直接连接电源。去掉电压匹配变压器是可行的, 这只需将 WRIG 设计好, 使最大转差率 $|S_{\max}|$ 时的转子电压 $V_{r\max}$ 近似等于恒定的定子电压 V_s 即可, 即

$$V_{r\max} \approx V_s \quad (15-19)$$

由于定子电动势 E_s 、转子电动势 E_r (当 $S = S_{\max}$ 时为 $E_{r\max}$) 之间满足以下的关系:

$$S_{\max} E_s \frac{W_r K_{Wr}}{W_s K_{Ws}} = E_{r\max} = V_{r\max} \quad (15-20)$$

式中, W_s 、 W_r 分别是定、转子每条电流支路的线圈匝数; K_{Ws} 、 K_{Wr} 是对应的绕组因数。可见, 满足式 (15-19) 时, $|S_{\max}| W_r K_{Wr} / (W_s K_{Ws})$ 应等于 1。例如, 若 $|S_{\max}| = 0.25$, 且绕组因数相同 ($K_{Ws} = K_{Wr}$), 则应取 $W_r / W_s = 4/1$ 。此时, 相应的转子额定电流 I_r 将降低为定子额定电流 I_s 的 $1/4$ ($\cong I_r / I_s$)。

15.3.1 WRIG 的空间相量模型

由于 WRIG 是典型的感应电机, 因此, 第 8 章建立的感应电机的空间相量模型在此仍然成立:

$$\begin{aligned} \bar{I}_s R_s + \bar{V}_s &= -\frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} - j\omega_b \bar{\lambda}_s; \quad \bar{\lambda}_s = L_{sl} \bar{I}_s + L_m \bar{I}_m; \quad \bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \\ \bar{I}_r R_r + \bar{V}_r &= -\frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} - j(\omega_b - \omega_r) \bar{\lambda}_r; \quad \bar{\lambda}_r = L_{rl} \bar{I}_r + L_m \bar{I}_m \end{aligned} \quad (15-21)$$

电磁转矩 T_e (发电状态时 $T_e > 0$) 为

$$T_e = \frac{3}{2} p \times \text{Im}(\bar{\lambda}_s \bar{I}_s^*) = \frac{3}{2} p (\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (15-22)$$

令 $d/dt = s$, 则式 (15-21) 变为

$$\begin{aligned}
 (R_s + (s + j\omega_b)L_{sl}) \cdot \bar{I}_s + \bar{V}_s &= -L_{ml}s(\bar{I}_s + \bar{I}_r) - j\omega_b L_m(\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\
 (R_r + (s + j(\omega_b - \omega_r))L_{rl}) \cdot \bar{I}_r + \bar{V}_r &= -L_{ml}s(\bar{I}_s + \bar{I}_r) - j(\omega_b - \omega_r)L_m(\bar{I}_s + \bar{I}_r)
 \end{aligned} \quad (15-23)$$

式中, L_{ml} 是瞬态磁化电感, L_m 是稳态磁化电感, 由于存在磁饱和, 因此二者都跟磁化电流 I_m 有关。

根据式 (15-23), 可以得到图 15-10 所示的等效电路。

参考坐标系的速度 ω_b 可以自由选择, 但是根据应用的不同, 常选用的坐标系可以是定子坐标系 ($\omega_b = 0$)、转子坐标系 ($\omega_b = \omega_r$) 或同步坐标系 ($\omega_b = \omega_1$)。

稳态时, $s \rightarrow j(\omega_1 - \omega_b)$, 其中 ω_1 是实际的定子变量 (定子电流、电压) 的频率。

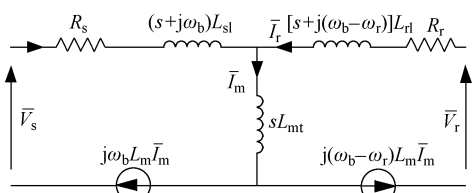


图 15-10 WRIG 的空间相量等效电路

根据第 8 章, 可以再加上跟空间相量分量无关的定、转子零轴分量的电压方程:

$$\begin{aligned}
 I_{s0}R_s + V_{s0} &\approx -L_{sl}\frac{dI_{s0}}{dt} \\
 I_{r0}R_r + V_{r0} &\approx -L_{rl}\frac{dI_{r0}}{dt}
 \end{aligned} \quad (15-24)$$

注意: 在以上的所有方程中, 转子变量都是归算到定子侧的。

稳态时, 对称情况下的定、转子电压在各自的相坐标系中的方程为

$$\begin{aligned}
 V_{abc}(t) &= V_s \times \sqrt{2} \times \cos[\omega_1 t - (i-1) \times \frac{2\pi}{3}] \\
 V_{ar \ br \ cr}(t) &= V_r \times \sqrt{2} \times \cos[(\omega_1 - \omega_r)t + \gamma_v - (i-1) \times \frac{2\pi}{3}]
 \end{aligned} \quad (15-25)$$

同样针对稳态情况, 令式 (15-23) 中的 $s \rightarrow j(\omega_1 - \omega_b)$, 可以画出简化的相量图。当 WRIG 次同步运行、且定子为单位功率因数时, 相应的简化相量图如图 15-11 所示。

关于图 15-11 的几点说明:

① 由于定子的功率因数为 1, 因此电机的励磁来自转子, 所以转子磁通幅值 λ_r 大于定子磁通幅值 λ_s ;

② 此外, 转子功率因数角 φ_2 在 $180^\circ \sim 270^\circ$ 之间, 以提供负值的 (吸收) 有功功率和无功率;

③ 在零转差率时 (传统的同步速度 $\omega_1 = \omega_r$), 相量图仍然成立, 但此时 $\bar{V}_r = \bar{I}_r R_r$, 转子磁通 λ_r 在解释电机行为方面不再具有重要作用。

由于 WRIG 的定子电压和频率 (或定子磁通) 是相当恒定的, 因此可以将坐标系固定在定子电压 \bar{V}_s 或定子磁通 $\bar{\lambda}_s$ 上, 来进行矢量控制。

15.3.2 矢量控制的原理

让坐标系沿定子磁通 $\bar{\lambda}_s$ 取向, 即:

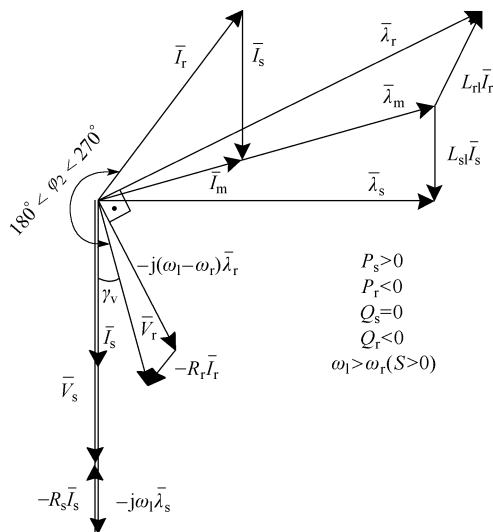


图 15-11 次同步运行 ($\omega_1 - \omega_b > 0$) 且定子单位功率因数时, WRIG 的稳态相量图

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_s = \lambda_d; \lambda_q = 0; \frac{d\lambda_q}{dt} = 0 \quad (15-26)$$

在 d - q 坐标系中, 当 λ_s 近似为常数、 R_s 近似为 0 时, 定子方程式 (15-21) 变为

$$\begin{aligned} V_d &= 0; \lambda_q = L_s I_q + L_m I_{qr} = 0 \\ V_q &= -\omega_1 \lambda_d; \lambda_d = L_s I_d + L_m I_{dr} \end{aligned} \quad (15-27)$$

因此, 定子的有功 P_s 、无功 Q_s 分别为

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) = \frac{3}{2} V_q I_q \approx \frac{3}{2} \omega_1 \lambda_d \frac{L_m I_{qr}}{L_s} \\ Q_s &= \frac{3}{2} (V_d I_q - V_q I_d) = \frac{3}{2} \omega_1 \lambda_d I_d = \frac{3}{2} \omega_1 \frac{\lambda_d}{L_s} (\lambda_d - L_m I_{dr}) \end{aligned} \quad (15-28)$$

显然, 在定子磁通幅值 λ_d 恒定的情况下, 可以通过控制转子 q 轴电流 I_{qr} 来控制定子的有功 P_s , 通过控制转子 d 轴电流 I_{dr} 来控制定子无功 Q_s 。这实际上就是电流矢量控制的原理。

在前述条件下, 转子的稳态电压方程变得很简单, 即:

$$V_{dr} = -R_r I_{dr} + L_{sc} S \omega_1 I_{qr} \quad (15-29)$$

$$V_{qr} = -R_r I_{qr} - S \omega_1 \left(\frac{L_m}{L_s} \lambda_d + L_{sc} I_{dr} \right) \quad (15-30)$$

式 (15-29) ~ 式 (15-30) 表示的是电压的解耦条件, 这为进行混合的电压/电流矢量控制铺平了道路。

15.3.3 电动机侧变换器的矢量控制

根据式 (15-28) ~ 式 (15-30), 可以很直接地得到混合的电压/电流矢量控制方案, 如图 15-12 所示, 其中还添加了有功 P_s 和无功 Q_s 的控制器, θ_s 是定子磁通相对于定子 a 相轴线的位置电角度, θ_{cr} 则是转子 a_r 相轴线相对于定子 a 相轴向的位置电角度。

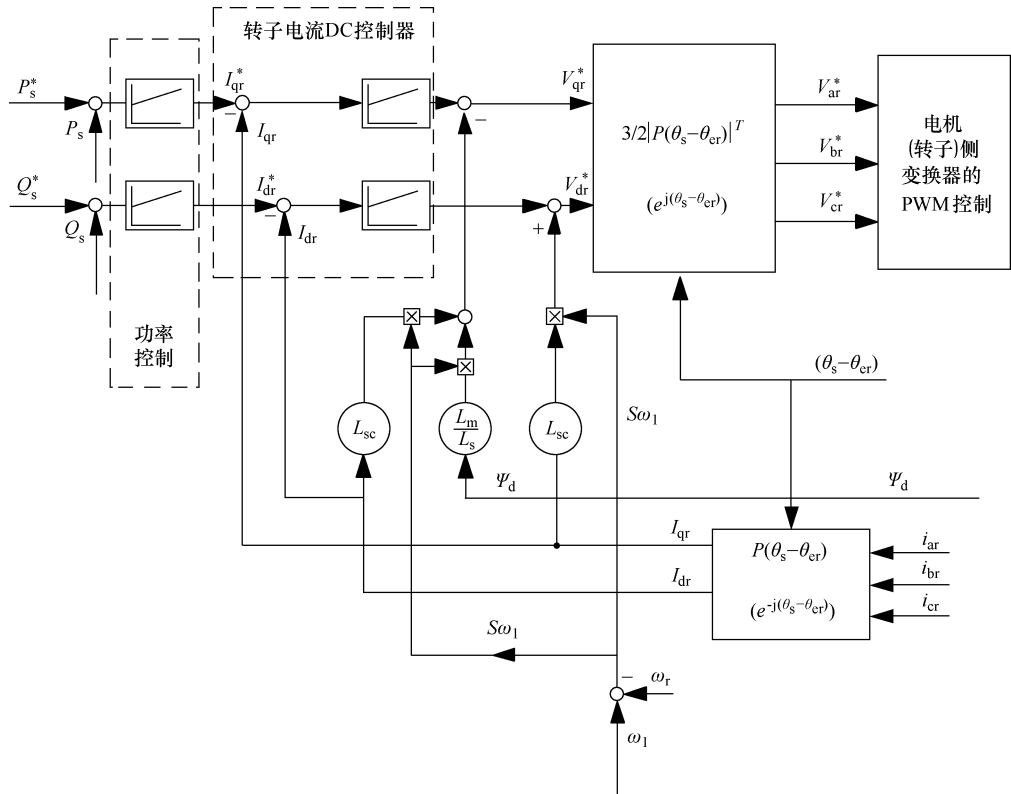


图 15-12 WRIG 侧变换器的 P_s 、 Q_s 矢量控制

需进行双 Park 变换, 先将转子电流变换到定子磁通坐标系中, 再将转子电压参考值 V_{dr}^* 、 V_{qr}^* 转换到转子坐标系上。

显然, 必须测量定子电压、定子电流和转子电流。然后可以直接构建出以下的定子磁通估算器:

$$\bar{\lambda}_s = \bar{\lambda}_{s0} - \int (V_s + R_s I_s) \cdot dt \quad (15-31)$$

要小心对待这个积分器产生的偏移。可以用一阶延迟环节来代替这个积分器, 从而解决这个问题。这样, 我们就得到了定子磁通的幅值 $\lambda_s = \lambda_d$ 以及角度 θ_s 。

转子的位置 θ_{cr} 要么用一个精确且高鲁棒性的编码器来测量得到, 要么通过估算得到以供无运动传感器控制之用。

15.3.4 转子位置的估算

为了估算转子位置 θ_{er} ，应首先研究清楚转子轴线位置角 θ_{er} 、定子磁通位置角 θ_s 以及转子电流矢量三者之间的关系，如图 15-13 所示。

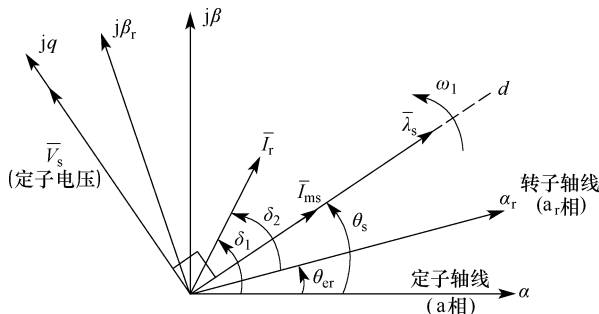


图 15-13 转子电流矢量 \bar{I}_r 的位置

让我们考虑电机（转子开路的）磁化曲线已知的情况，譬如说为 $I_m(\lambda_s)$ ，并从某个给定的（定子）磁化电流 I_{ms} 开始分析。

显然，根据图 15-13 可得 I_{ms} 的 $\alpha\beta$ 分量为

$$\begin{aligned} I_{ms\alpha} &= I_{ms} \cos\theta_s \\ I_{ms\beta} &= I_{ms} \sin\theta_s \end{aligned} \quad (15-32)$$

那么，在定子坐标系中，利用磁通 λ_s 与定、转子电流的关系 $\bar{\lambda}_s = L_s \bar{I}_{ms} = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r$ （请注意 I_m 和 I_{ms} 的差别， I_{ms} 表示当定子绕组交链的总磁通 λ_s 全由定子电流产生时所需的电流，即空载磁化曲线上查得的电流，而 I_m 是产生气隙合成磁通所需的励磁电流），可推得转子电流分量为

$$\begin{aligned} I_{r\alpha} &= (I_{ms\alpha} - I_{s\alpha}) \frac{L_s}{L_m}; \quad I_{s\alpha} = I_a \\ I_{r\beta} &= (I_{ms\beta} - I_{s\beta}) \frac{L_s}{L_m}; \quad I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times (2I_b + I_a) \\ I_r &= \sqrt{I_{r\alpha}^2 + I_{r\beta}^2} \\ \cos\delta_1 &= \frac{I_{r\alpha}}{I_r}, \quad \sin\delta_1 = \frac{I_{r\beta}}{I_r} \end{aligned} \quad (15-33)$$

然而，实际的转子电流是在转子坐标系中测得的，设各分量为 $I_{r\alpha r}$ 、 $I_{r\beta r}$ （归算到定子绕组匝数），它们满足以下关系：

$$\begin{aligned} \cos\delta_2 &= \frac{I_{r\alpha r}}{I_r}, \quad \sin\delta_2 = \frac{I_{r\beta r}}{I_r} \\ I_{r\alpha r} &= I_{ar}; \quad I_{r\beta r} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times (2I_{br} + I_{ar}) \end{aligned} \quad (15-34)$$

由于 $\hat{\theta}_{er} = \delta_1 - \delta_2$ ，因此，

$$\sin \hat{\theta}_{er} = \sin(\delta_1 - \delta_2) = \sin \delta_1 \cos \delta_2 - \cos \delta_1 \sin \delta_2 = \frac{I_{r\beta} I_{rar} - I_{ra} I_{r\beta r}}{I_r^2} \quad (15-35)$$

$$\cos \hat{\theta}_{er} = \cos(\delta_1 - \delta_2) = \frac{I_{ra} I_{rar} + I_{r\beta} I_{r\beta r}}{I_r^2}$$

当已知 $\cos \hat{\theta}_{er}$ 和 $\sin \hat{\theta}_{er}$ 时, 就可以用下式并结合数字滤波方法来获得转子的速度 $\hat{\omega}_r$:

$$\frac{d\hat{\theta}_{er}}{dt} = \hat{\omega}_r = -\sin \hat{\theta}_{er} \frac{d}{dt}(\cos \hat{\theta}_{er}) + \cos \hat{\theta}_{er} \frac{d}{dt}(\sin \hat{\theta}_{er}) \quad (15-36)$$

为了考虑磁饱和的变化 (尤其是在故障中当定子电压和磁通发生显著变化时), 我们将使用某个初值 I_{ms} (通常是额定值) 来开始位置的在线计算循环, 然后, 我们将分两步, 在每次计算循环结束之后, 再对磁化电流重算一次, 记作 $I'_{ms\alpha}(k)$ 、 $I'_{ms\beta}(k)$ (即磁化电流是用前一步的位置信息计算的, 在时间上晚了一步, 但这是可以接受的)^[4]:

$$I'_{ms\alpha}(k) = I_{s\alpha}(k) + \frac{L_m}{L_s} I'_{ra}(k)$$

$$I'_{ms\beta}(k) = I_{s\beta}(k) + \frac{L_m}{L_s} I'_{r\beta}(k) \quad (15-37)$$

其中:

$$I'_{ra}(k) = I_{rar}(k) \cos \hat{\theta}_{er}(k-1) - I_{r\beta r}(k) \sin \hat{\theta}_{er}(k-1)$$

$$I'_{r\beta}(k) = I_{r\beta r}(k) \cos \hat{\theta}_{er}(k-1) + I_{rar}(k) \sin \hat{\theta}_{er}(k-1) \quad (15-38)$$

15.3.5 电源侧变换器的矢量控制

电源侧的 PWM 变换器如图 15-14 所示, 其中至少有一个 LR 滤波器, 以降低电源侧的电流谐波。

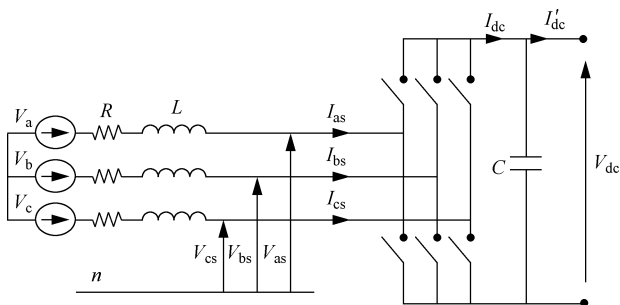


图 15-14 带 LR 滤波器的电源侧变换器

先列出 LR 滤波器的方程:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (15-39)$$

将其转换到 d - q 轴同步坐标系, 并将 d 轴定向在电源电压上 (即 $V_d = V_s$ 、 $V_q = 0$), 那么式 (15-39) 将变成:

$$\begin{cases} V_d = RI_{ds} + L \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_1 LI_{qs} + V_{ds} \\ V_q = RI_{qs} + L \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_1 LI_{ds} + V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (15-40)$$

式中, ω_1 是交流供电电压的频率。

忽略电机以及变换器中的所有损耗, 应有:

$$V_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} V_d I_d = P_r; \quad V_q = 0 \quad (15-41)$$

当 PWM 的调制深度为 m_1 时, 有:

$$V_d = \frac{m_1}{2\sqrt{2}} V_{dc} \quad (15-42)$$

将式 (15-42) 代入式 (15-41), 可得:

$$I_{dc} = \frac{3m_1 I_d}{4\sqrt{2}} \quad (15-43)$$

在直流母线上有:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} - I'_{dc} = \frac{3m_1 I_d}{4\sqrt{2}} - I'_{dc} \quad (15-44)$$

显然, 可以通过控制电流 I_d 来控制直流母线电压。

转子端口 (与电网交换) 的无功 Q_r 为

$$Q_r = \frac{3}{2} (V_d I_q - V_q I_d) = V_d I_q; \quad V_q = 0 \quad (15-45)$$

所以, 可以通过控制电流 I_q 来控制转子与电网交换的无功潮流。

再加入以下的电压解耦器:

$$\begin{aligned} V'_{ds} &= V_d + \omega_1 LI_q \\ V'_{qs} &= -\omega_1 LI_d \end{aligned} \quad (15-46)$$

就得到了一个混合的电压/电流矢量控制系统, 如图 15-15 所示 (见参考文献 [1] 的第 2 部分第 2 章)。

由于该变换器运行在电网侧, 所以要控制直流电压 V_{dc} 保持恒定。在该矢量控制系统中, Park 变换需要分两步进行 (由 abc 到 $\alpha\beta$ 、再由 $\alpha\beta$ 到 d - q), 并由测得的 I_a 、 I_b 、 V_a 、 V_b 来计算 I_d 、 I_q 、 V_d 以及电压矢量角 θ_e 。参考文献 [5] 对这种矢量控制系统的设计进行了相当完整的介绍。

15.3.6 WRIG 的控制——实例分析

一台风机驱动一台 2.0MW 的 WRIG, 电机参数如下:

线电压有效值 $V_{SN} = 690V$, $2p = 4$, $f_N = 50Hz$; 标么值 $l_m = 3.658$ 、 $l_{sl} = 0.0634$ 、 $l_{rl} =$

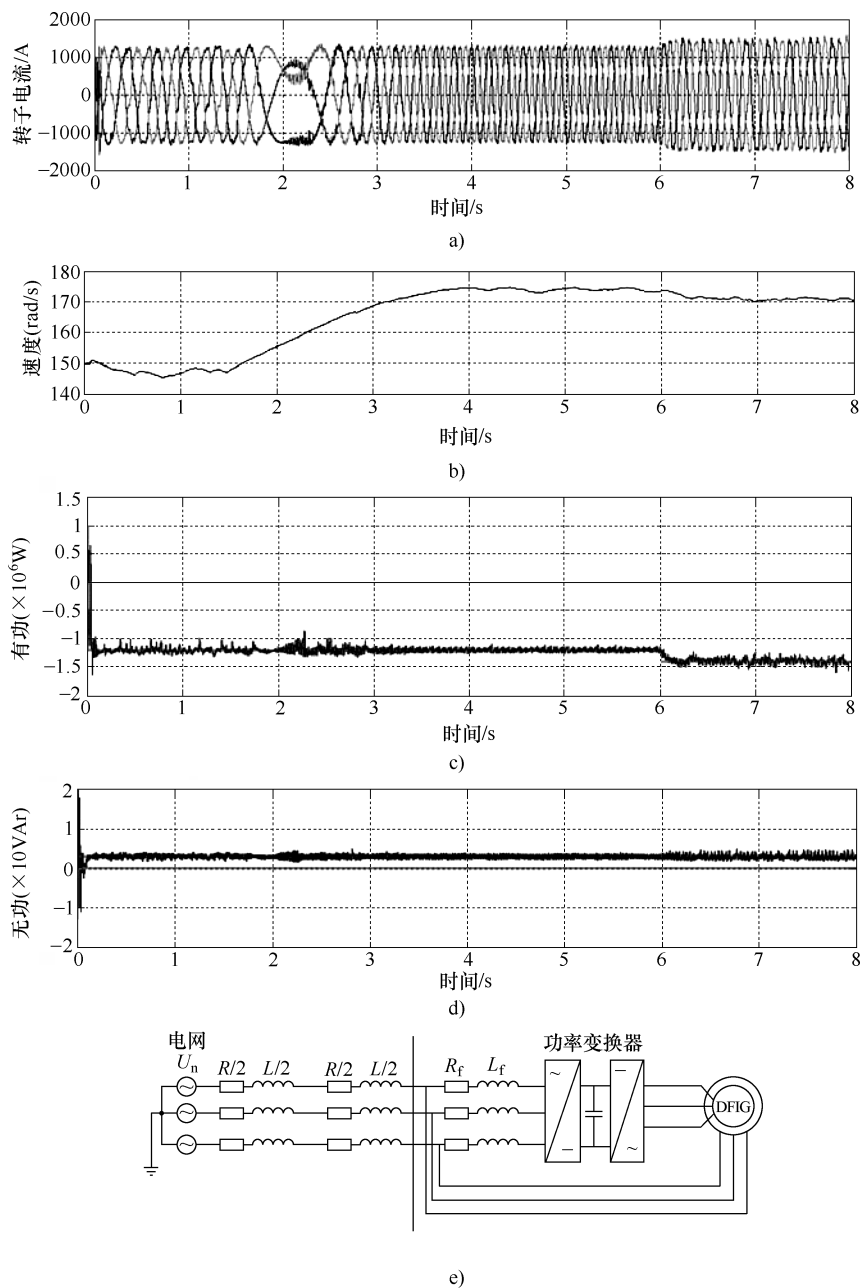


图 15-16 一台 2MW 的 WRIG 的瞬态响应

a) 转子电流 b) 发电机速度 c) 有功 d) 无功 e) 系统结构

开始时，另一个发生在短路结束时。
简单地限制电动机侧变换器的电流控制器的输出，例如将其限制为额定值的

150%，可以降低短路电流的峰值。这样处理的好处是，可以让 WRIG 在短路期间继续连接在电网上，为短路排除后的电压恢复发挥作用。

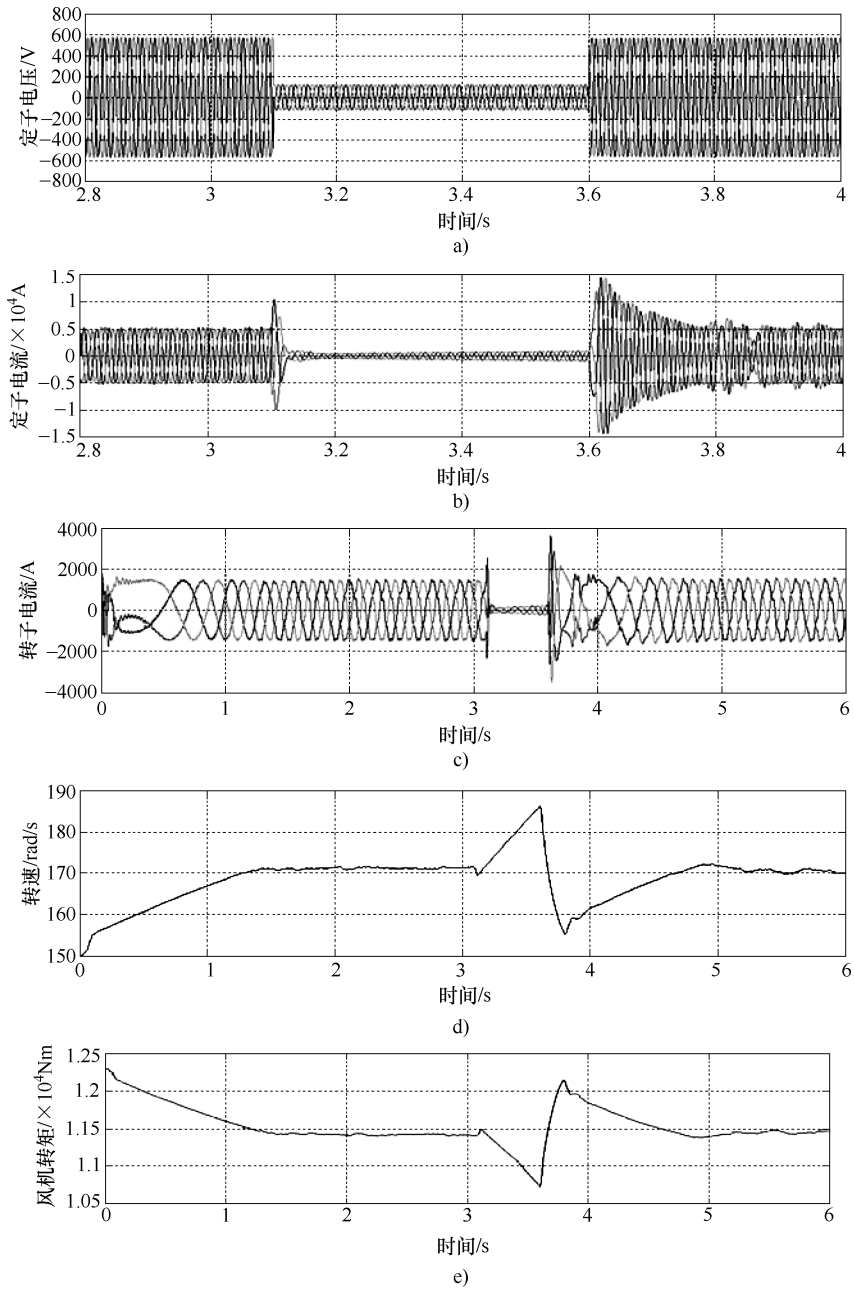


图 15-17 网侧三相短路

a) 定子电压 b) 定子电流 c) 转子电流 d) 速度 e) 风机的转矩

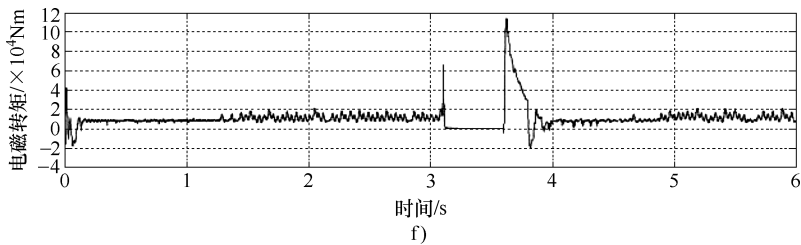


图 15-17 网侧三相短路 (续)
f) 电磁转矩

15.4 变速电励磁自治同步发电机的控制

直流电励磁同步发电机可以作为自治电源，运行在恒速恒压下，作为标准的备用应急电源或机组来使用，一般由内燃机驱动。不过，这种情况的速度（频率）和电压是独立控制的，就跟联在电网上运行的控制一样，要由原动机（内燃机）的调速器来控制电机的速度保持恒定，由场电流的控制来控制电压为恒定。

由于恒速控制的情况已经在 15.2 节中介绍过了，因此下面只简单介绍一下直流电励磁自治同步发电机的变速控制。

这也分两种主要情况：

- ① 电池备用和直流输出时的控制（用作汽车交流发电机）；
- ② 交流恒压恒频输出时的控制。

以下对这两种情况稍作介绍。

15.4.1 汽车交流发电机的控制

传统汽车工业中使用的交流发电机具有单一的爪极结构：Lundell-Rice 结构，如图 15-18所示。该结构的转子采用单个环形线圈，由滑环和电刷提供直流励磁电流，来建立多极气隙磁场（ $2p = 10、12、14、16、18$ ）。在转子环形线圈的四周，围绕着一些实心的铁爪（称作爪极），用以帮助气隙多极磁场的建立。

其定子铁心由均匀开槽的标准旋转电机硅钢片构成，定子槽内嵌放单层三相绕组，每极每相的槽数 $q = 1$ 。

其转子爪极由实心的铁块构成，可以起到相当弱的阻尼笼的作用，不过作为一阶近似，可以忽略这种阻尼作用。

其 d - q 轴电抗 X_d 和 X_q 彼此不同（ $X_d > X_q$ ）。

爪极交流发电机的用途主要是给电池提供直流电，电池则作为汽车负载的备用电源。

因此，在爪极交流发电机的定子输出端和电池之间要接一个全额功率的二极管整流器，此外还要使用一个直流励磁电流控制器。

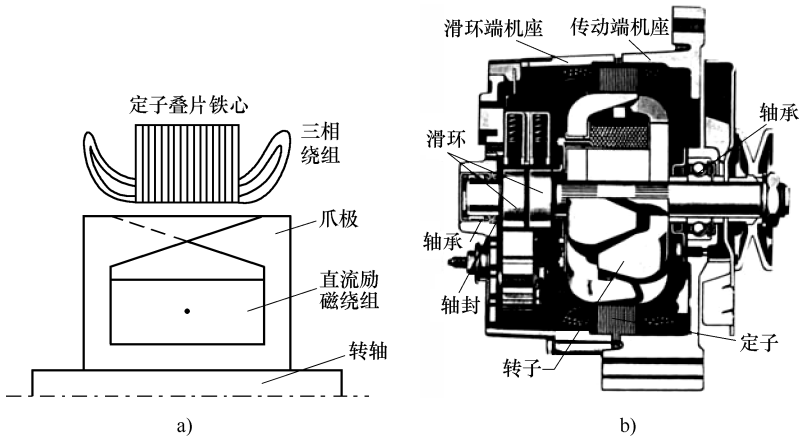


图 15-18 Lundell-Rice 汽车交流发电机
a) 横截面图 b) 主视图

励磁绕组由交流发电机的输出端经独立的三个上桥臂二极管整流、再经一个 DC-DC 变换器来供电，如图 15-19a 所示。

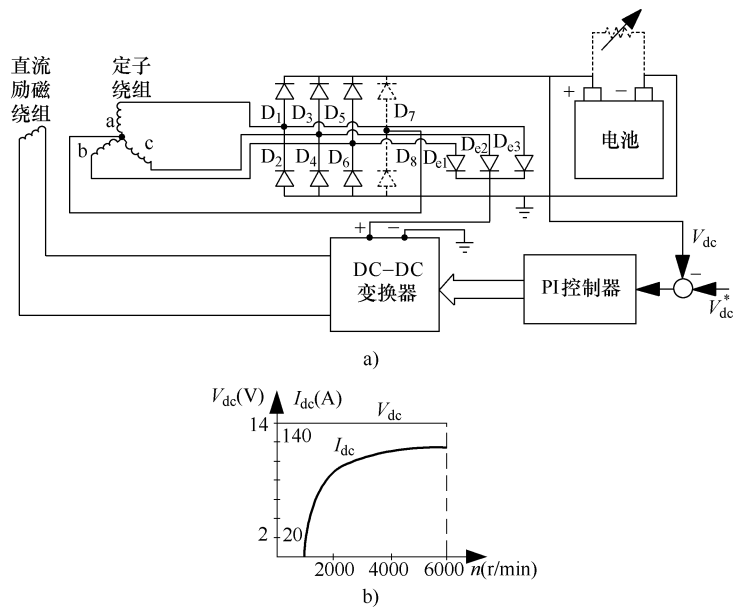


图 15-19 典型的汽车交流发电机控制系统

尽管图 15-19a 所示的交流发电机控制系统是针对汽车应用的，但实际上这个控制系统适用于任何给备用电池提供直流电的调速交流发电机控制。

该系统有一个电压闭环控制器。在最大的场电流下，直流输出电流 I_{dc} 随着速度的升高而增大，如图 15-19b 所示。当速度稍低于发动机的怠速时，直流电流 I_{dc} 为零。

这是因为此时交流发电机的电动势不足，二极管整流器的能量流通路无法打开。

由于实心铁块转子爪极的阻尼作用微弱，因此电机的瞬态电感 L'_d 、 L'_q 相当大，这使得输出的直流电流对负载功率阶跃增加的响应不是很快。

由于二极管整流器的功率因数几乎为 1，因此，在 $L_d \approx L_q$ 时，爪极交流发电机的相量图变得十分简单，如图 15-20 所示。此时，

$$\bar{I}_1 R_s + \bar{V}_1 = \bar{E}_1 - jX_s \bar{I}_1 \quad (15-47)$$

$$\bar{E}_1 = -j\omega_1 X_{dm} \bar{I}_F \quad (15-48)$$

在第 10 章曾经推导过式 (15-47) ~ 式 (15-48)，其实它们在这里是十分直接的，因为 \bar{E}_1 是电动势， R_s 、 X_s 分别是电阻和一个周期内平均的同步电抗。 \bar{I}_F 是从定子侧看到的场电流的等效相量，就跟式 (15-47) 一样，是在定子坐标系中列写的。

由功率平衡可得：

$$V_1 \approx \frac{V_{dc} I_{dc} + P_{diode}}{3I_1 \cos\varphi_1}; K_i = \frac{I_{dc}}{I_1} \approx \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \times \cos\varphi_1 \quad (15-49)$$

随着速度的升高，给定场电流下的 E_1 、 X_s 也相应增大，因此，电流 I_1 （和 I_{dc} ）是有上限的，且随速度的上升而向上限靠近。

根据相量图，当 R_s 接近于 0 时，电流 I_1 近似为

$$I_1 = \frac{\sqrt{E_1^2 - V_1^2}}{\omega_1 L_s} \quad (15-50)$$

在恒定场电流 I_F 下有：

$$\begin{aligned} E_1 &= K_E(I_F) \omega_1 W_1 \\ X_s &= K_X \omega_1 W_1^2 \end{aligned} \quad (15-51)$$

式中， W_1 为每相匝数， ω_1 为定子频率。

将式 (15-51) 代入式 (15-50)，可求得电流 I_1 的最大值，即优化的电流 I_{1opt} 。相应的匝数 W_{1opt} 和电动势 E_{1opt} 为

$$W_{1opt} = \frac{V_1 \times \sqrt{2}}{K_e \omega_1} \quad \text{或} \quad E_{1opt} = V_1 \times \sqrt{2} \quad (15-52)$$

在电流 I_{1opt} 下，图 15-20 中的 $\delta_v = \delta_i = \pi/4$ ， $X_s I_{1opt} = V_1$ 。

显然， W_{1opt} 需要随着速度 ω_1 的升高而降低，这样才能保证在速度升高时仍能维持最大的优化电流。

因此，为了增大爪极交流发电机在高速时的输出电流，采用多抽头的定子绕组或者在较高的电压下运行就成了实用的解决方案。另一种方案是采用图 15-21 所示的升压开关模式二极管整流器（半控整流器）。以传统的二极管整流直流 14V、额定功率 P_n 的爪极交流发电机为例，若采用升压开关模式二极管整流器，使其运行在高速直流 42V 下，那么几乎可以输出多达两倍的额定功率^[7]。

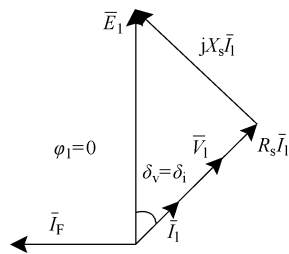


图 15-20 $L_d \approx L_q$ 且采用二极管整流的爪极交流发电机的简化相量图

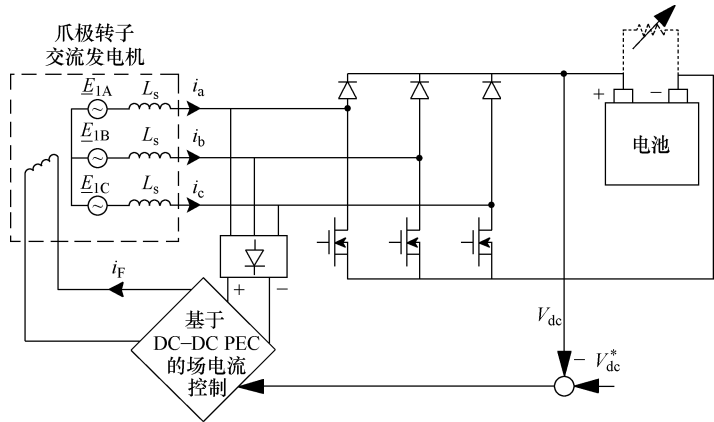


图 15-21 采用开关模式二极管整流器及电压控制器的交流发电机

让汽车交流发电机运行在较高的直流电压下，不仅输出功率可以翻倍，而且伴随着效率的提高，可使效率从小于 50% 提高到约为 70% [7]。

对于汽车交流发电机来讲，在出现甩负载时，必须提供适当的场电流控制（保护）措施，以便将最大电压限制在直流 80V 以下，来满足现有的汽车工业标准。直流 42V 的开关模态整流器方案的甩负载波形如图 15-22 所示，可见其性能良好，完全能够满足上述要求 [7]。

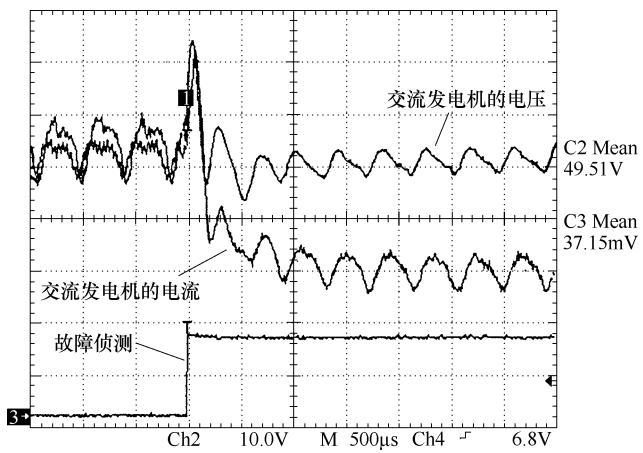


图 15-22 直流 42V 的开关模式二极管整流器在甩负载时的动态电压限幅

可见，在电动汽车和混合动力汽车的数量不断上升的今天，采用直流 42V 是必要的和更为有利的选择，因为相比现有的直流 14V 的交流发电系统，工作在直流 42V 的开关模式整流器系统，不仅可以输出两倍的额定功率，效率也更高。

在不断付出努力来改进爪极交流发电机的输出效率的同时，人们也提出了一些其他的直流励磁的交流发电机方案，例如一些具有较小电压调整率的 (L_q 较小、转子 q

轴上装永磁体的) 交流发电机方案^[8]。

15.4.2 交流输出的自治交流变速发电机的控制

自治交流发电机在变速的情况下也可以提供恒压恒频的输出, 如图 15-23 所示。这需要使用一台全功率的 PWM 逆变器。

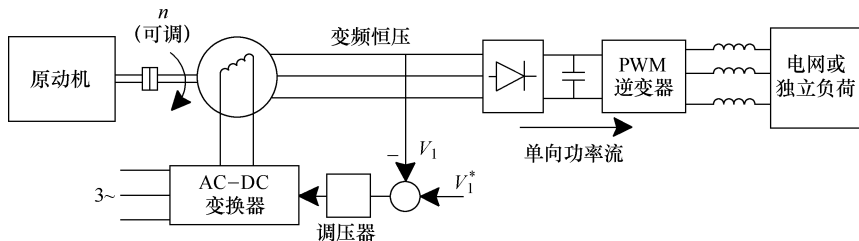


图 15-23 带全功率 PWM 变频器的交流变速发电机的控制

在这种场合, 励磁电路的设计及控制应保证交流发电机端电压的幅值 V_1 在整个速度范围内 (即在不同的频率下) 都能保持恒定。

此外, 需要一台标准的全功率二极管整流器 + 一台 PWM 电压源逆变器来为电网或为自治的 (独立的) 负载提供恒压恒频的交流输出。

这个 PEC 电路方案虽然只允许单向的功率流向, 即功率只能从交流发电机流向电网或流向负载, 但其成本较为适中, 因为标准的网侧 PWM 逆变器跟一个有源前端 PWM 整流器是类似的, 而电机侧采用二极管整流虽然功率不能双向流动, 但节省了很大一块成本^[9]。

对于自治负载, 当需要在一定的负载变化范围内控制 V 和 f 恒定时, 可以对网侧 PWM 逆变器进行标准的 V/f 控制。

也可以让一组交流发电机共用单一的直流电压母线, 这样一来, 所有这些发电机就只需要使用一台 PWM 逆变器。

通过控制各台交流发电机的励磁电流, 可以控制各台发电机分担的功率。

15.5 笼型转子感应发电机的控制

笼型转子感应发电机 (简称 IG) 的优点是结构坚固、成本低、性能相当不错。

在有些应用场合, 例如在风力或水力发电的场合 (单机高达 $1 \sim 2\text{MW}$), 需要发电机变速, 以便在风速变化或水头变化时能够跟踪最大可转换的风能或水能。此外, 在变速发电中, 发电功率随着发电机的速度增加而增大, 这可以获得更高的系统效率。这都是可以应用 IG 的地方。

IG 的一个缺点是需要外部的电源来励磁, 并且需要配之以无功的产生, 才能在恒定的频率下对电压进行控制。

无论是联网运行还是独立运行, 为了进行有功和无功的控制, IG 的定子都必须连

接在一个双向的 AC-AC 功率变换器上。若要实现 $\pm 100\%$ P_1 和 Q_1 的控制的话, 那么就需要一个如图 15-24 所示的背靠背的 PWM 电压源变频器。

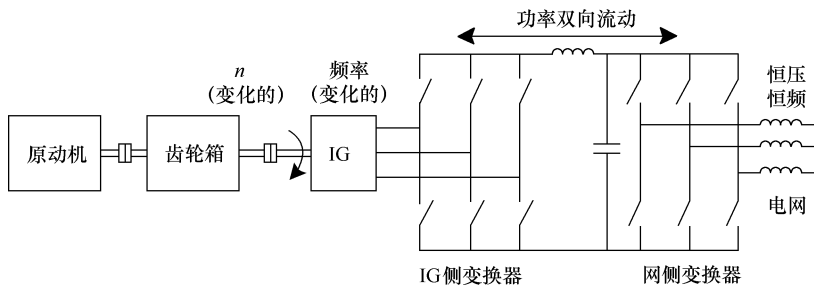


图 15-24 由背靠背 PWM 变频器连接电网的 IG，可以实现 $\pm 100\%$ P_1 和 Q_1 的控制

双向背靠背 PWM 变频器包括一个网侧变换器和一个 IG 侧变换器。IG 的网侧变换器的控制跟第 15.3 节中介绍的 WRIG 的网侧变换器的控制相同（WRIG 的转子是经变频器连接电网的）。从本质上讲，对于运行在电网侧的变换器，应在电网的电压坐标系中进行矢量控制，以便通过控制直流母线的电压来在 d 轴上控制有功潮流、在 q 轴上控制无功 Q_1 。但在我们这里，必须针对 $\pm 100\%$ 无功的控制来设计直流母线的电容器。通过这样的处理，IG 对负载的行为就跟同步发电机类似，将具有较快速的 $\pm 100\%$ 有功和无功的控制能力。

无论 IG 做电动运行还是发电运行，IG 侧的变换器都一样地既可以进行矢量控制，又可以进行直接转矩和磁通控制（DTFC），这在第 9 章有关感应电动机传动的内容中已经进行过广泛的讨论。

当 IG 工作在自治负载模式时，对负载侧的变换器进行矢量控制或进行 V/f 控制都可以，控制的目的是实现恒定的输出电压幅值控制（或电压幅值下垂控制）以及恒定的输出频率控制（欲了解更多细节的读者，请参阅参考文献 [1] 第 2 部第 5 章）。图 15-25 所

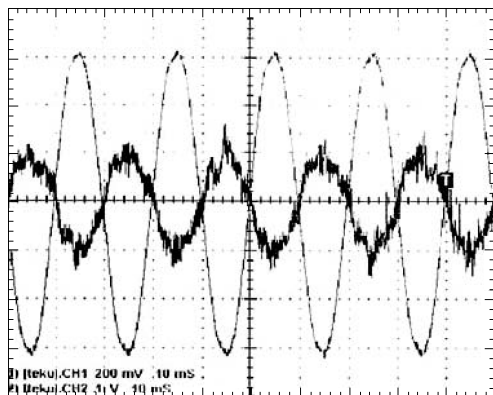


图 15-25 IG 运行在发电模式和 1500r/min 的转速下，进行 100% 有功和零无功控制时，网侧的交流电压和电流

示为一台 10kW 的 IG 在进行 100% 有功和零无功控制时的网侧交流电压和电流的典型波形，实验中使用了一台离架的、专为快速刹车的电气传动系统设计的双向背靠背的 PWM 变频器（见参考文献 [1] 第 2 部第 5 章）。

为了满足目前严格的谐波含量限制标准，还需对电流作进一步的滤波。

15.6 变速永磁同步发电机的控制

永磁同步发电机（PMSG）跟第 10 章介绍的永磁同步电动机（PMSM）一样，转子既可以采用永磁体面贴式结构，也可以采用永磁体嵌入式结构，气隙既可以是沿径向的，也可以是沿轴向的，定子绕组既可以采用有重叠的绕组（分布式绕组），也可以采用无重叠的绕组（节距为 1 的绕组）。

为方便起见，这里只给出气隙沿径向、定子采用分布式绕组、转子永磁体为磁极面贴式或磁极陷入式的结构，如图 15-26 所示。

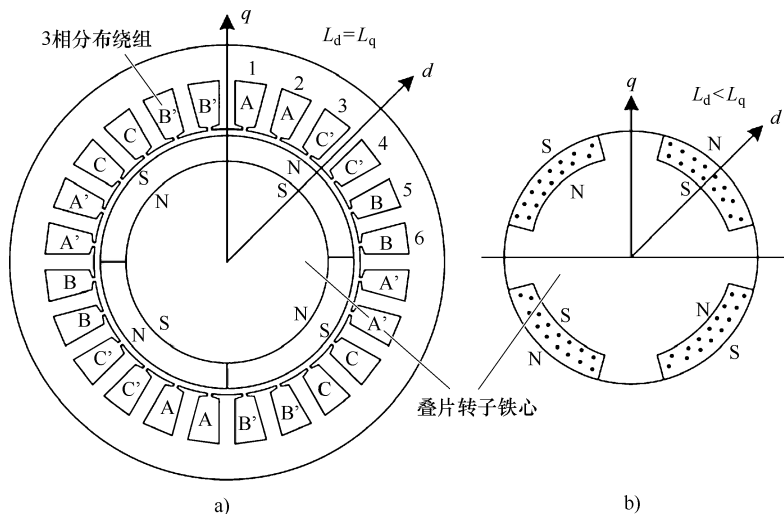


图 15-26 定子单层分布绕组的 PMSG ($2p_1 = 4$ 、 $N_c = 24$ 槽)

a) 永磁极面贴式转子 b) 永磁极陷入式转子

从本质上讲，图 15-26 所示的分布式三相绕组具有相电动势的正弦度相当高的特点。不过，由于它用的是单层绕组，因此三相定子电流的合成磁动势中存在着较大的 5 次、7 次空间谐波，这会在转子永磁体中产生显著的涡流损耗。

永磁极面贴式转子的特点是磁路的凸极性为零 ($L_d = L_q$)，但永磁体陷入式转子则不同，它的 $L_d < L_q$ ，利用这一特点可实现一种特殊的设计：在某个特定的速度下，可以使得 PMSG 在额定电阻性负载下的额定电压 V_{1N} 等于空载电压 E_1 ，即电压变化率为零，如图 15-27 所示。

这两种转子结构的相量图 15-27 是基于以下的相量方程绘制出来的：

$$\begin{aligned}\bar{I}_1 R_s + \bar{V}_1 &= \bar{E}_1 - jX_d \bar{I}_d - jX_q \bar{I}_q; \quad \bar{I}_1 = \bar{I}_d + \bar{I}_q \\ \bar{E}_1 &= -j\omega_1 \lambda_{PM}\end{aligned}\quad (15-53)$$

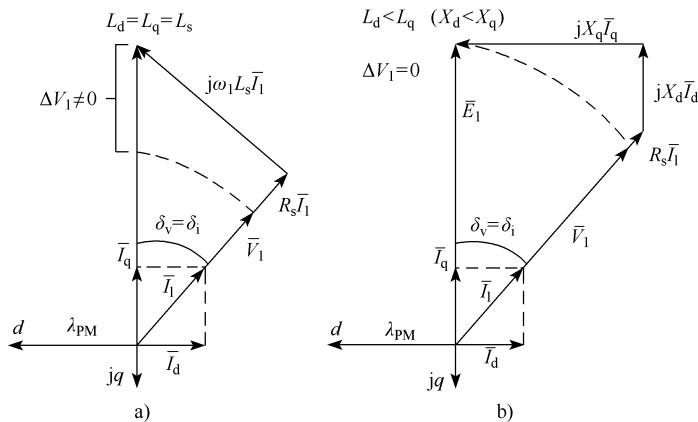


图 15-27 PMSG 在电阻性负载（或二极管整流器负载）下的相量图

a) 转子为永磁极面贴式 b) 转子为永磁体陷入式

实际上，PMSG 的 d - q 模型与第 10 章介绍的 PMSM 的模型是相同的，即

$$\begin{aligned}I_d R_s + V_d &= -L_d \frac{dI_d}{dt} + \omega_r \lambda_q; \quad \lambda_d = L_d I_d + \lambda_{PM} \\ I_q R_s + V_q &= -L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega_r \lambda_d; \quad \lambda_q = L_q I_q\end{aligned}\quad (15-54)$$

$$\begin{aligned}V_d &= \frac{2}{3} \left(V_a \cos(-\theta_{er}) + V_b \cos\left(-\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \cos\left(-\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ V_q &= \frac{2}{3} \left(V_a \sin(-\theta_{er}) + V_b \sin\left(-\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \sin\left(-\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}\right) \right)\end{aligned}\quad (15-55)$$

根据第 10 章，电磁转矩可写成：

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) = \frac{3}{2} p (\lambda_{PM} + (L_d - L_q) I_d) \cdot I_q \quad (15-56)$$

由于这个方程是针对发电机列出的，因此发电运行时的 T_e 为正 ($T_e > 0$)，负的转矩（电动运行）要由负的 I_q 来获得。

作为数学模型，还应加上运动方程：

$$\frac{J}{p} \times \frac{d\omega_r}{dt} = T_{mec} - T_e; \quad \frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r \quad (15-57)$$

式中， T_{mec} 为原动机的转矩，当 PMSG 运行在发电状态时， $T_{mec} > 0$ ，运行在电动状态时， T_{mec} 为负。

下面用一个数值实例来说明 PMSG 稳态性能的计算。

例 15-1

一台永磁极面贴转子 PMSG，数据为： $R_s = 0.1 \Omega$ ， $L_s = L_d = L_q = 0.005 \text{ H}$ ， $\lambda_{PM} =$

0.5Wb, 极对数 $p=2$ 。在 $n_1=1800\text{r/min}$ 的转速下, 给每相电阻为 $R_L=3\Omega$ 的三相电阻性负载供电。

a) 计算相电流、电压和功率;

b) 在同样的相电流下, 当转子为永磁体陷入式结构 ($L_q > L_d$)、且负载电压 $V_{lr} = E_1$ (电动势) 时, 求负载的电阻 R'_L 和功率。

解答:

a) 由于负载为纯电阻性, 因此稳态时有 $V_d = R_L I_d$ 、 $V_q = R_L I_q$ 、 $d/dt = 0$, 故直接由式 (15-54) 可得:

$$\begin{aligned}(R_s + R_L)I_d &= \omega_r L_q I_q \\ (R_s + R_L)I_q &= -\omega_r (\lambda_{PM} + L_d I_d)\end{aligned}$$

即

$$\begin{aligned}(0.1 + 3) \times I_d &= 2\pi \times 30 \times 2 \times 0.005 \times I_q & I_d &= -19.5766 \\ (0.1 + 3) \times I_q &= -2\pi \times 30 \times 2 \times (0.5 + 0.005 \times I_d) & I_q &= -53.664\end{aligned}$$

相电流有效值 I_1 (A) 为

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2} \times (I_d^2 + I_q^2)} = 40.3922$$

因此, 输出的功率 P_1 (kW) 为

$$P_1 = 3R_L I_1^2 = 14.683$$

相电压有效值 V_1 (V) 为

$$V_1 = R_L I_1 = 121.1766$$

b) 由于电压调整率为零, 因此相电压有效值为

$$V_{lr} = E_1 = 2\pi \times 30 \times 2 \times 0.5 = 188.5$$

如果相电流 I_1 还跟 a) 中的一样, 那么新的每相负载电阻 R'_L (Ω) 为

$$R'_L = \frac{V_{lr}}{I_1} = 4.6667$$

将已知的 R_s 、 R'_L 、 L_d 及 I_1 代回前面的方程中, 以求取 L_q 和 I_d :

$$(0.1 + 4.6667) \times I_q = -377 \times (0.5 + 0.005 \times I_d)$$

$$4.7667 I_d = 377 L_q I_q$$

利用 $I_q = \sqrt{(\sqrt{2} I_1)^2 - I_d^2} = \sqrt{3264 - I_d^2}$, 由上面的第一个方程可以算得:

$$I_d = -31.128$$

$$I_q = -47.906$$

因此, L_q (H) 为

$$L_q = \frac{4.7667 \times (-31.128)}{377 \times (-47.906)} = 0.00821$$

相应的 $L_q/L_d = 0.00821/0.005 = 1.643$ 。在永磁体陷入式的转子结构中, 只有当机械气隙较小的时候, 才有可能获得这样大的 L_q/L_d 比值。

现在送到负载的功率 P'_1 (kW) 为

$$P'_1 = 3R'_l I_1^2 = 23.153$$

可见，仅仅因为采用了永磁体陷入式的转子结构，几乎是同一个电机、同样的定子绕组损耗，但却获得了多 57.69% 的功率。因此，采用反凸性结构似乎是值得的。

15.6.1 PMSG 的控制方案

PMSG 既可以独立带负载，也可以接在电网上运行。对于接在电网上变速运行的情况，让我们来考虑图 15-28 所示的两种基本的电力电子控制方案。

图 15-28a 的方案利用有源升压开关 T_1 、电机的电感以及外加的电感 L_{dc} ，构成可控的升压电路，来升高直流母线的电压。

如果在发电机的最高速度 ω_{rmax} 下，仍有一定的升压空间来使直流母线电压得到一点点的升高，从而使 T_1 仍然能起作用，那么就可以在从最小速度 ω_{rmin} 到最高速度 ω_{rmax} 的整个速度范围内，确保直流母线电压的恒定。

该方案的网侧 PWM 逆变器的控制方法与 15.3 节介绍的 WRIG 的网侧逆变器的控制相同。

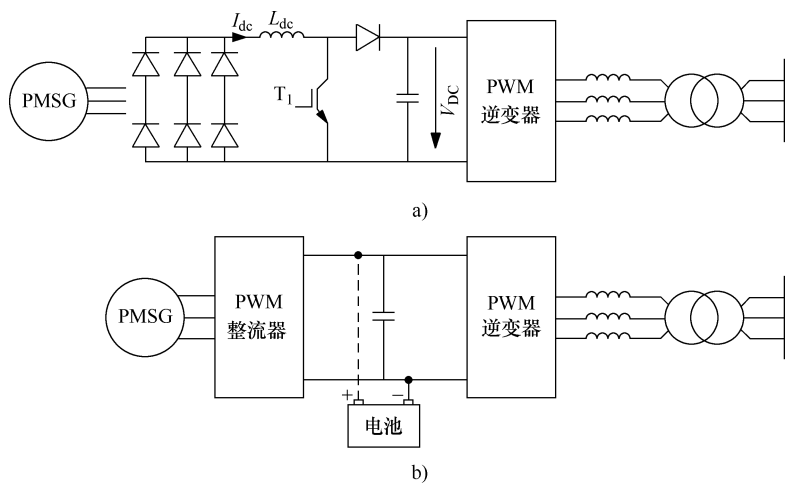


图 15-28 恒压恒频交流输出的变速 PMSG 系统

- a) 使用硬开关二极管整流器 + 升压 + PWM 逆变器的方案
- b) 使用有源前端整流器 + PWM 逆变器的方案

但如果还需要进行电动运行（用于起动原动机），那就需要像图 15-28b 那样，在电机侧使用有源前端整流器（PWM 变换器）。这个 PWM 变换器的控制跟驱动 PMSG 进行电动运行和再生制动运行的控制是一样的，可以采用第 11 章介绍的有或没有运动传感器的 PMSG 矢量控制或直接转矩（或功率）和磁通控制（DTFC）方法进行控制。

此外，PMSG 也可以作为独立的发电机运行，由中等速度的内燃机或高速的燃气轮机驱动。独立的应急供电以及偏远地区的发电都需要这种解决方案。跟 IG 的方案一样，负载侧的 PWM 变换器可以采用 V/f 控制或矢量控制，并配一台输出谐波功率滤

波器。

参考文献 [10] 介绍了一个较新的内燃机驱动 PMSG 的变速发电系统, 它不仅节省燃料, 而且能输出多种频率的单相和三相交流电源。

15.7 开关磁阻发电机的控制

开关磁阻电机 (SRM) 可以采用单相结构, 也可以采用多相结构, 既可以做电动机用, 也可以做发电机 (SRG) 用。

当用于起动原动机或用于辅助原动机的起动时 (例如在混合动力汽车的场合), 就要求 SRG 能够进行电动运行^[1,11-12]。

如果仅需发电运行, 那么使用单相 (用于小功率) 或三相的结构都是可以的。

第 12 章推导的 SRM 电路数学模型在 SRG 中仍然成立而无需重新推导。

下面重点介绍 SRG 在调速发电模式中的典型电流波形、典型的 PWM 变换器结构。

SRG 的电流波形, 如图 15-29a 所示。

在发电模式中, 主开关的触发角 (开通角) θ_{on} 和关断角 (断压角) θ_c 出现在比较早的时刻, 远早于导通相负电感斜率结束的时刻。

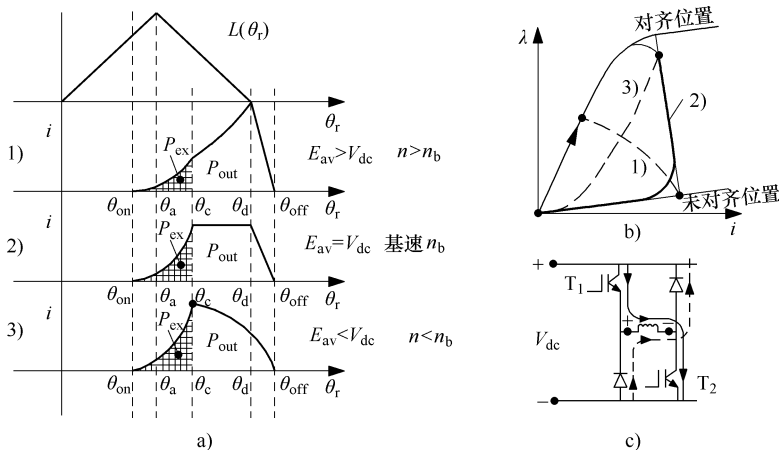


图 15-29 SRG

- a) 电感—位置曲线和三种运行情况的电流波形 b) 三种运行情况的能量循环
c) 典型的相绕组 PWM 变换器

第 i 相的电压方程为

$$V_i = R_s I_i + L_{ii}(I_i, \theta_r) \frac{dI_i}{dt} + K_E(I_i, \theta_r) \cdot 2\pi n \quad (15-58)$$

式中, K_E 为电动势系数, 定义如下:

$$E = K_E 2\pi n; \quad K_E(I_i, \theta_r) = I_i \frac{\partial L_{ii}}{\partial \theta_r} < 0 \quad (\text{发电模式}) \quad (15-59)$$

对于高度饱和的电机, 可以认为 $L_{ti} \cong L_u$ (未对齐电感) = 常数。

当在一相绕组上加电进行励磁时, 相电压为 $V_i = +V_{dc}$, 而当一相输出功率时 (即相绕组去磁时), 相电压为 $V_i = -V_{dc}$ 。

SRG 有三种发电机运行情况, 如图 15-29a、b 中的 1)、2)、3) 所示。

在发电状态中, 由于 $V_i = -V_{dc} < 0$ 、 $E < 0$, 因此, 当 $|E| > |V_{dc}|$ 时, 正电流会不断增大。这种情况对高速而言很典型, 因为高速时的转矩较小 (能量循环的面积较小), 如图 15-29b 中的循环曲线 1 所示。这是 SRG 发电运行的第 1 种情况, 即高速运行的情况, 记作模式 a1。

在图 15-29a 中的第 2 种发电运行情况下, 在关断角 θ_c 处, $|E| = V_{dc}$, 因此, 当 $R_s \approx 0$ 、 $di/dt = 0$ 时, 电流将保持不变, 直到转子运行到 θ_d 处、相电感达到最小值为止。这对应于图 15-29b 中的能量循环曲线 2, 记作运行模式 a2。

在图 15-29a 中的第 3 种发电情况下, 在 θ_c 处电流达到最大值之后, 由于 $|E| < V_{dc}$, 电流开始单调降低。这是低速运行的情况, 对应于图 15-29b 中的能量循环曲线 3, 记作模式 a3。

当在恒定的直流电压下进行功率传递时, 在每个能量循环周期中, 由外部供给的励磁能量 W_{exc} 为

$$W_{exc} \approx \frac{V_{dc}}{2\pi n} \int_{\theta_{on}}^{\theta_c} i d\theta_r \quad (15-60)$$

而在每个能量循环周期中输出的能量 W_{out} 为:

$$W_{out} \approx \frac{V_{dc}}{2\pi n} \int_{\theta_c}^{\theta_{off}} i d\theta_r \quad (15-61)$$

因此, 可以定义励磁损失率 ε :

$$\varepsilon = \frac{W_{exc}}{W_{out}} \quad (15-62)$$

$|E| > V_{dc}$ 时励磁损失率较小, 但相应的能量转换比却不一定是最高的, 最高的能量转换比似乎出现在 $|E| \approx V_{dc}$ 的时候。

不过, 要维持 $|E| \approx V_{dc}$ 这个条件, 就意味着要随着速度的升高而使 V_{dc} 增大 (因为 E 是随着速度一起增大的)。这就是说, 需要增加一个降压型的 DC—DC 变换器, 因为在 ω_{min} 到 ω_{max} 的整个速度范围内, 直流输出电压都是恒定的最高电压。

为了控制功率的输出, 应采用某种手段来改变主开关的开通角 θ_{on} 和关断角 θ_c 。

如果不使用上述的降压型直流变换器, 那么随着速度的升高, 发电机的运行模式将从模式 a3 ($|E| < V_{dc}$ 、低于基速) 演进到模式 a2 ($|E| = V_{dc}$) 和模式 a1 ($|E| > V_{dc}$), 如图 15-29 所示。这样一来, 进行恒定直流输出电压控制的速度范围将很有限。

从获得良好的能量转换比的角度考虑, $\varepsilon = 0.3 \sim 0.4$ 的励磁损失率是可以接受的, 尽管这会损失相当显著的储能。

$|E| = V_{dc}$ 的控制、以及随着速度的变化而改变 $|E|/V_{dc}$ 比值的控制, 二者所用的典型静止功率变换器分别如图 15-30a、b 所示。

如果需要 SRG 有电动运行的能力, 例如混合动力汽车中的起动机—交流发电机的情况, 那就需要给降压变换器 (Buck 变换器) 增加升压的能力, 如图 15-30a 所示。

在独立带负载的场合, 为了稳定输出电压, 使用一个独立的电池 (图 15-30b 左侧所示的电池) 来提供励磁功率比较合适。图中的二极管 D_{oe} 使得电池仅在发电模式期间起辅助作用, 所以电池的成本相当低。

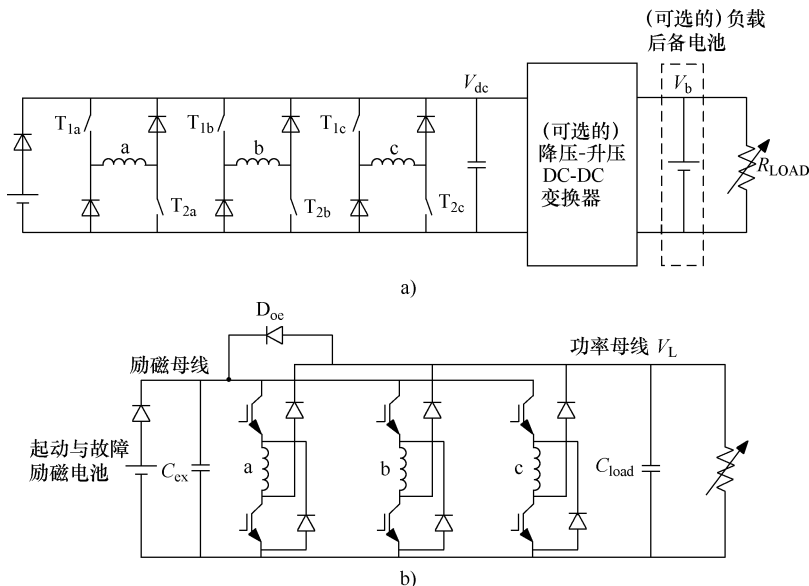


图 15-30 三相 SRG 的驱动电路方案

- a) 不对称 PWM 变换器 + DC-DC 变换器 + 电池自励或由负载后备电池励磁的方案
b) 具有独立励磁电源 (左侧) 母线和故障清除能力的方案

励磁电池使得 SRG 在负载故障期间也可以运行, 并且可以快速清除故障, 其效果如图 15-31 所示^[13]。

电动汽车上的变速 SRG 控制相当复杂, 参考文献 [14] 介绍了其前馈转矩控制, 参考文献 [15-17] 则介绍了直接转矩控制。

SRG 最突出的优点有两个, 一是坚固, 二是输出恒定直流电压时的恒功率调速范围很宽, 这很受电池后备的直流负载的青睐, 典型的应用包括汽车、船舶和飞行器等。

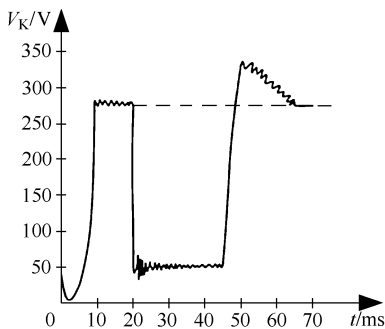


图 15-31 SRG 的电压先上升到额定值, 然后经历一次故障 (负载电阻快速降低到接近于零, 输出电压降低到励磁电池的电压水平), 最后故障排除, 电压快速地恢复到了额定值

15.8 小结

① 实际上,几乎所有的电能都是由原动机(水轮机、汽轮机或风机等)驱动发电机(从一次能源)生产出来的。

② 在目前的标准电力系统中,有许多同步发电机并列运行。

③ 它们的电压(无功)和速度(有功)是通过微小的电压降或转速降来进行控制的,以便在并列的同步发电机之间实现所希望的功率分配。

④ SG 的电压(无功)控制是通过对 SG 的励磁电流进行控制来实现的。这需要一个励磁电源,它可以是一台无刷交流励磁机,或一台静止励磁装置。为了获得快速的电压恢复响应,人们提出了各种各样的自动电压调节器,本章介绍了一个数字版本的 PID 自动电压调节器。

⑤ 虽然标准电力系统中的 SG 是利用小的转速降来进行控制的,但当 SG 独立带少量的负载时,其速度既可以控制为恒定,也可以自由变动(随着功率的降低而降低速度)以节省原动机的燃料。在后一种情况下,而当需要在整个速度变化范围内都能恒压恒频输出时,则需要一个全功率的变频器。

⑥ SG 作为汽车中的交流发电机,它靠全功率的二极管整流器来为电池提供直流电源。交流发电机使用一个闭环电压调节器和一个低功率的变换器来正确地控制直流励磁电流,从而使提供给电池的直流电流随着速度的升高而增大。

⑦ 在单机容量为 MW 级范围的变速风力发电或水力发电的场合,为了最大限度地提取一次能源以及获得较好的稳定性,使用双馈(绕线转子)感应发电机(WRIG)。

⑧ WRIG 中包含有一台双 PWM (AC-DC-AC) 双向变频器,通过电刷和滑环连接在绕线转子上。这台变频器给转子提供频率为 $f_2 = f_1 - np$ (>0 或 <0)、电压为 $V_r \leq V_s$ 的交流电(其中 V_r 、 V_s 分别为转子、定子的电压; f_2 、 f_1 分别为转子、定子的频率; n 为转速,单位为 r/s; p 为极对数)。速度变化范围由最大转差率 $S_{\max} = \pm(5 \sim 30)\% = f_2/f_1$ 确定,较大功率的场合往往使用较小的数值。

⑨ WRIG 中使用的 PWM 双向变频器的实用额定容量为 $|S_{\max}|P_n < 30\%P_n$, 因此具有较低的系统成本。

⑩ 在抽水蓄能发电的场合,WRIG 的单机容量已做到 400MW。从额定速度的 70% 一直到 130% 的速度范围内,WRIG 都可以灵活地实现快速的有功和无功的控制,这个优点是定速 SG 所缺乏的。WRIG 在其整个速度范围内本质上都是 SG,其实现与电网的同步是十分快速和安全的。

⑪ 定子上连接全功率双向 PWM 变频器的笼型转子感应发电机在单机功率高达 1 ~ 2MW 的风力发电、小型水力发电甚至于发电机组的场合,是一个有利的解决方案,因为这可以快速和平滑地连接到电网。从电网的角度来看,这种发电方式的行为类似于控制特性极其快速、但却运行在变速状态下的 SG。

⑫ 永磁同步发电机 (PMSG) 的特点是损耗低, 尤其是永磁体陷入式 (或永磁体内嵌式) 的转子结构, 其在电阻性额定负载下的电压调整率甚至可以为零。

⑬ 可以控制 PMSG 变速运行, 使之输出恒定的直流电压或输出恒定频率和恒定电压的交流。这需要一个全功率的电子变换器。PMSG 既可以运行在独立供电的方式 (汽车上的起动机/交流发电机), 也可以工作在电网上, 由高速燃气轮机来驱动, 可用于热电联产、应急供电、高峰供电等许多场合。

⑭ 开关磁阻电机发电是专门针对运行于变速状态的运载工具应用 (汽车和飞机的起动机/交流发电机) 提出来的, 用以给负载的备用电池提供直流电。

⑮ 不仅目前标准的 (和未来更加分散的) 电力系统中的发电机需要控制, 就是在车辆或地面应用中孤立运行的发电机, 也需要控制。分散、可控的电能生产一般要求使用变速发电, 在这种场合, 有功和无功的电力电子控制起着重要的作用。

⑯ 跟电动机运行模式的控制一样, 利用电力电子技术来获得更高的能量转换率和更高的电能质量的发电机数字控制也存在着许许多多的控制方法。

⑰ 变速发电机的控制可以通过对电气传动控制中的大量技术的继承和组合来实现, 并且在未来必将成为电气传动控制中的一项主要技术。

⑱ 本章只能算是发电机控制的一个小小的介绍, 要想深入了解这个领域的读者, 请参阅参考文献 [1]。

15.9 参考文献

1. **I. Boldea**, Electric generators Handbook, Part 1/2 and 2/2, Taylor and Francis, 2005.
2. **P. Kundur**, Power systems stability and control, MacGraw Hill, 1994.
3. **A. Godhwani, M.J. Bassler**, "A digital excitation control system for use on brushless excited synchronous generators", IEEE - Trans, Vol. EC - 11, no. 3, 1996, pp. 616-620.
4. **R. Datta, V.T. Ranganathan**, "A simple position - sensorless algorithm for rotor-side field oriented control of wound rotor induction machine", IEEE-Trans. Vol. IE - 48, no. 4, 2001, pp. 786-793.
5. **R. Rena, J.C. Clare, G.M. Asher**, "Doubly fed induction generator using back to back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation", Proc. IEE, Vol. EPA - 143, no. 3, 1996, pp. 231-241.
6. **I. Serban, F. Blaabjerg, I. Boldea, Z. Chen**, "A study of the double fed wind power generator under power system faults", Record of EPE-2003, Toulouse, France.
7. **D.J. Perreault, V. Caliskan**, "Automotive power generation and control", IEEE Trans. Vol. PE - 19, no. 3, 2004, pp. 618-630.
8. **S. Scridon, I. Boldea, L. Tutela, F. Blaabjerg, E. Ritchie**, "BEGA - a biaxial excitatic generator for automobiles: comprehensive characterization and test results", Record IEEE-IAS-2004, Seattle, USA.
9. **M. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg (editors)**, Control in power electronic Academic Press, Amsterdam, 2002.
10. **L.M. Tolbert, W.A. Peterson, T.J. Theiss, M.B. Sardiare**, "Gen-sets", IEEE-I Magazine, vol. 9, no. 2, 2003, pp. 48-54.
11. **J. Hussain**, Electric and hybrid vehicles, CRC Press, Florida, 2003.

12. **A. Emadi, M. Ehsani, J.M. Miller**, Vehicular electric power systems, Marcel Dekker, New York, 2004.
13. **A.V. Radun, C.A. Ferreira, E. Richter**, "Two channel switched reluctance starter-generator results", IEEE Trans. Vol. IA-34, no. 5, 1998, pp. 1106-1109.
14. **H. Bausch, A. Grief, K. Kanelis, A. Mickel**, "Torque control battery supplied switched reluctance drives for electrical vehicles", Record of ICEM – 1998, vol. 1, pp. 229-234.
15. **R.B. Inderka, R.W. De Doncker**, "Simple average torque estimation for control of switched reluctance machines", Record of EPE-PEMC-2000, Kosice, Vol. 5, pp. 176-181.
16. **S. Dixon, B. Fahimi**, "Enhancement of output electric power in SRGs", Record of IEEE-IEMDC-2003, Madison, Wi, Vol. 2, pp. 849-856.

本书特色

本书全面、系统地介绍了基于电力电子变换器的现代电气传动的各个方面。其内容不仅包括了直流电动机传动、感应电动机传动等一般电气传动教材的主要内容，还详细介绍了以下几个方面的内容：

- 普通的永磁同步电动机、无刷直流电动机、同步磁阻电动机、开关磁阻电动机的传动；
- 通用电动机、单相永磁同步电动机、单相磁阻电动机、单相异步电动机的传动；
- 大功率传动；
- 各种发电机控制技术；
- PWM变频传动的特殊问题。

本书针对各种电机传动控制，提供了大量的实例、习题以及10个MATLAB/ Simulink仿真程序，以帮助读者熟悉和掌握相关的内容。

电话服务

服务咨询热线：010-88361066
读者购书热线：010-68326294
010-88379203

网络服务

机工官网：www.cmpbook.com
机工微博：weibo.com/cmp1952
金书网：www.golden-book.com
教育服务网：www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

为中华崛起传播智慧

地址：北京市百万庄大街22号

邮政编码：100037

策划编辑◎江婧婧

国际电气工程先进技术译丛 传播国际最新技术成果 搭建电气工程技术平台

《现代电气传动》(原书第2版)
《现代电力电子学中的瞬态分析》
《光伏系统的PSpice建模》
《配电系统》
《风资源评估:风电项目开发实用导则》
《风力发电技术与工程应用》
《电池系统工程》
《微电网和主动配电网》
《双馈感应电机在风力发电中的建模与控制》
《高性能交流传动系统——模型分析与控制》
《光伏发电系统的优化——建模、仿真和控制》
《覆冰与污秽绝缘子》
《高压直流输电——功率变换在电力系统中的应用》
《MATLAB数值分析方法在电气工程中的应用》
《太阳能利用技术及工程应用》
《超级电容器的应用》
《小型风力机:分析、设计与应用》
《太阳能电池、LED和二极管的原理:PN结的作用》
《风力发电系统——技术与趋势》
《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
《大规模储能技术》
《风电系统电能质量和稳定性对策》
《传热学:电力电子器件热管理》
《现代电力电子学与交流传动》
《功率半导体器件:原理、特性和可靠性》
《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
《储能技术》
《光伏系统工程》(原书第3版)
《光伏与风力发电系统并网变换器》
《车辆能量管理:建模、控制与优化》
《纯电动及混合动力汽车设计基础》(原书第2版)
《电动汽车技术、政策与市场》
《永磁无刷电机及其驱动技术》
《先进电气驱动的分析、建模与控制》
《智能电网可再生能源系统设计》
《风力发电工程指南》
《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
《风电并网:联网与系统运行》
《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》
《光伏技术与工程手册》
《风力发电的模拟与控制》
《风电场并网稳定性技术》
《智能电网中的电力电子技术》
《高效可再生分布式发电系统》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》(原书第2版)
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》
《电力系统中的电磁兼容》
《超高压交流输电工程》(原书第3版)
《高压直流输电与柔性交流输电控制装置——静止换流器在电力系统中的应用》
《配电可靠性与电能质量》



机械工业出版社微信服务号



CRC Press
Taylor & Francis Group

上架指导 电工技术/电气传动

ISBN 978-7-111-47811-9

ISBN 978-7-111-47811-9



9 787111 478119 >

定价: 88.00元