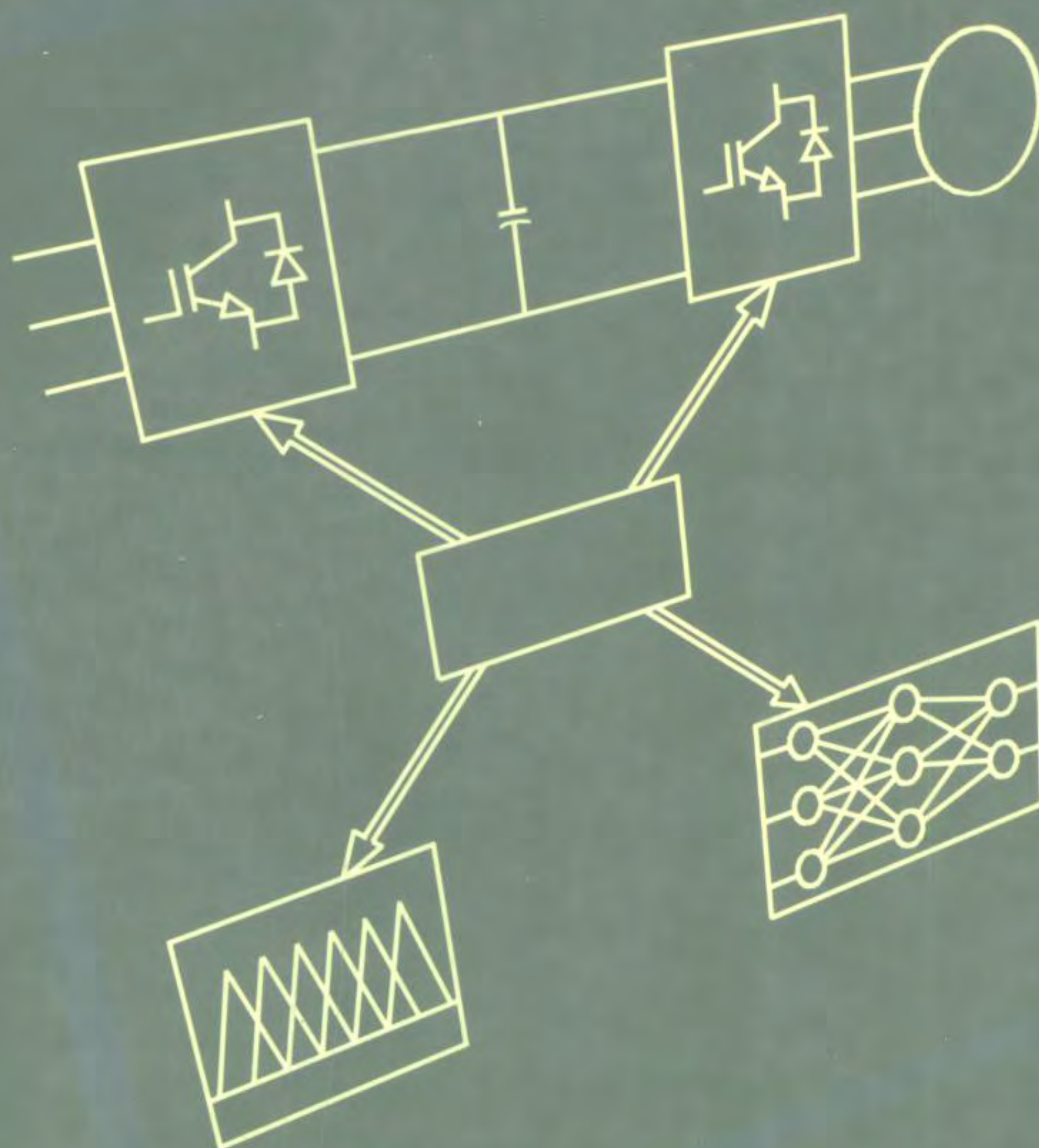


〔美〕B. K. 博斯 主编

姜建国 等译



电力电子学与变频传动 技术和应用

Power Electronics and Variable Frequency Drives
Technology and Applications

CUMTP

中国矿业大学出版社

B 85

457540

电力电子学与变频传动

技术和应用

Power Electronics and Variable Frequency Drives
Technology and Applications

〔美〕B. K. 博斯 主编

姜建国 等译



00457540

中国矿业大学出版社

©1997 IEEE. All rights reserved. No part of this book may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying, recording or by any information storage and retrieval system, without permission in writing from the Publisher.

责任编辑 王景华 李士峰

004 0

图书在版编目(CIP)数据

电力电子学与变频传动 技术和应用/(美)博斯 (Bose, B. K.)主编;姜建国等译. —徐州:中国矿业大学出版社, 1999. 9

ISBN 7-81070-053-7

I. 电… II. ①博… ②姜… III. ①电力电子学-文集 ②电力传动-文集 IV. TN01

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999)第 40442 号

中国矿业大学出版社出版发行

(江苏徐州 邮政编码 221008)

出版人 解京选

中国矿业大学印刷厂印刷 新华书店经销

开本 787×1092 1/16 印张 31.75 字数 760 千字

1999 年 9 月第 1 版 1999 年 9 月第 1 次印刷

印数 1~2000 册 定价 88.90 元

译者序

随着电力电子器件的发展,电力电子技术在电机传动领域得到了广泛应用。现代电力传动是电力电子与电机及其控制相结合的产物,其内容涉及电机、电力电子技术、控制理论、现代检测技术等学科,是一项综合性、交叉性学科研究领域。现代电力传动已有 30 多年的历史,随着新的电力电子器件不断涌现,电力电子装置的形式不断更新,用于电能变换的电力电子装置容量也在不断增大。现在的电力电子和电力传动已用于各个领域,小到一般的家用电器,大到上千千瓦(甚至上万千瓦)的电动机传动或电能变换。凡是电能的产生、输送、变换与控制以及新能源的应用等,都与电力电子和电力传动密切相关,它已成为国民经济发展的重要组成部分。变频传动是当前电力传动学科研究的热门课题。在我国,交流变频调速系统已得到广泛应用。交-交变频器-交流电动机调速系统已用于轧机主传动、矿井提升、大型风机等领域;变频调速技术已用于电气牵引、水泵、风机调速系统,都显示出良好的经济效益。本书集当前国际电力电子与变频传动方面的最新技术和动态,侧重于当前国际电力电子与变频传动学科研究领域带有方向性的热门课题和关键技术——如脉宽调制技术、高性能交流伺服系统、大功率工业传动、电力电子与电力传动控制的辨识和仿真技术、交流传动的全数字控制、无传感器控制和智能控制等。翻译本书的目的,就是将国际上该领域的最新研究成果介绍给我国从事电力电子与电力传动的科技工作者,以及从事电气工程领域教学和科研工作的高校师生,以推动该技术领域的进一步研究和发展。

本书是现代电力电子与电力传动方面的专著,是一本不可多得的教学参考书。它是作者多年从事教学、科研工作的最新研究成果。本书的主编是美国田纳西(Tennessee)大学博斯教授。他是美国诺克斯维尔(Knoxville)电力电子应用中心的首席科学家,长期从事电力电子与电力传动方面的教学和科研工作,在电力变换器、微机控制、交流传动方面造诣很深。博斯教授在国际上享有很高声誉,曾多次获得 IEEE 的大奖和出版奖。

正如博斯教授在本书原序中所说:“电力电子学与变频传动是电工学科中一个发展很快的多学科交叉的领域。实际上,要撰写出一本包括全部内容的著作,由一位专家是难以完成的。”本书的作者都是国际上从事电力电子与电力传动的知名专家和教授,有美国北卡罗来纳州立大学的 Baliga 教授,加拿大多伦多大学的 Slemon 教授,德国 Wuppertal 大学的 Holtz 教授,美国 Wisconsin 大学的 Lorenz 教授、Lipo 教授,瑞士联邦工学院的 Stemmler 教授,日本东京大学的堀余一教授等,他们都在各自的研究领域做出过突出贡献。他们的杰出著作无疑会给从事电力电子和电力传动方面研究的广大科技工作者以有益的启迪和帮助。

博斯教授对我国怀有十分友好的感情,曾多次来我国讲学和访问。为了加强和促进我校省重点学科——“电力电子与电力传动学科”建设,1996 年我们邀请了博斯教授来校讲学并聘为我校荣誉教授。在这次访问中,博斯教授把这部专著赠送给我校,并欣然同意译成中文在中国正式出版。经与 IEEE 出版社进行版权协商,中国矿业大学出版社取得了中文译本的

版权。经过近一年的努力,这本反映电力电子与电力传动学科当前最新成果和动态的专著终于和广大中国读者见面了。

参加本书翻译工作的,均系中国矿业大学和相关高校从事本专业领域教学和科研的专家。译著的分工如下:第1、2、3、6、7、8、9章内容,分别由中国矿业大学张同庄博士、陈昊博士、王聪副教授、黄章教授、伍小杰博士、姜建国教授、王义门教授负责;第4章由东南大学赵家璧教授负责;第10、11章由西安矿业学院杨仲平教授、马宪民副教授负责;第5章由上海大学曹云龙博士负责。中国矿业大学谢桂林教授负责译文的前言、致谢和导论部分,并对全部译稿在技术内容上做了详细而严格的审校,保证了译文的准确性。在此,谨向参与翻译和审校并为之付出辛劳的各位专家表示衷心感谢。

借此机会,愿向大力支持本译著出版的中国矿业大学出版社领导以及本书责任编辑王景华编审表示感谢。

由于时间仓促,译文中可能存在某些错误和不妥之处,敬请广大读者批评指正。

中国矿业大学 姜建国

1999年7月于江苏徐州

中文版序言

当我得知我的新作《电力电子学与变频传动的技术和应用》一书即将译成中文出版时,我是多么地激动。我确信,这是我的第三本译成中文出版的著作。在此,我谨向中国矿业大学的谢桂林博士和姜建国博士表示由衷的感谢,是他们在这么短的时间内完成了如此庞大的翻译工作,把我的书介绍给了中国读者。这本书如果对于中国的大学生、教育工作者、科研人员以及工程技术人员有所帮助的话,那么,作为作者和翻译者,我们的努力就取得了成功。

正如我们所了解的那样,当我们迎着 21 世纪的曙光前进之时,电力电子学与变频传动技术变得越发重要了。我很乐意提请诸位注意,在我开始从事我的专业时的 1958 年,当时晶闸管刚刚诞生,这正是现代电力电子时代的开始。我亲眼看到这项技术从萌芽到成长为枝繁叶茂大树的 40 年的发展历程,它在世界范围的工业文明发展中所起的关键作用可能仅次于计算机。我们期待电力电子技术在未来的工业自动化、能源领域、交通运输以及公用事业等方面的应用有巨大的发展。而事实上,它也将扩展到工业、商业、民用和军事系统的各个方面。从另一个侧面,即提高用电效率从而有助于环境污染控制这个具有广阔发展前景的领域来看,电力电子技术的重要性也正在日益显露出来。

作为一项复杂的多科性的技术领域,电力电子学正在迅速扩展其应用的范围。对今天从事电力电子技术应用研究的工程师来说,他们必须深入了解电力半导体器件、功率变换器、电机、电力传动以及先进的控制、仿真技术和数字信号处理等技术。新兴的人工智能技术,诸如专家系统、模糊逻辑和神经网络也正在踏进电力电子学的前沿,随着相关技术和工艺的进步,电力电子工程师们将面临更加严峻的挑战。

近些年来我所看到的中国的大学和工业界在电力电子学方面的发展,给我留下了深刻的印象。过去我曾有机会三次访问中国。通过我的多次讲座,指导、会议报告以及重点发言等都在事实上推动着这个发展。我相信,我的这本书也必将起着这个作用。如果以目前的速度持续发展的话,无疑,中国一定会在电力电子技术领域取得世界领先的地位。最后,我的这本书如若能为中国读者广泛接受的话,我将会感到无此的幸福。

B. K. 博斯

1999 年 6 月 10 日

序 言

现在我很自豪地把这本书献给全世界的电力电子界的朋友们。这本书与我以往的几本书不同,它不是一本论文集,而是一本统一构思的完整著作。众所周知,电力电子学与变频传动是电工学科中一个发展很快的多学科交叉的领域。实际上,要撰写一本包括全部内容的著作,由一位专家是难以完成的。为此,本人遴选了该领域中的几位主要专家,邀请他们各自撰写一章他们熟悉的那方面内容。实际上,本书各章内容是在美国电工电子学会 1994 年 8 月出版的汇刊专辑的基础上改写和补充而成的。

我们确实为我们有幸成为电力电子行业中的一员而感到无比自豪。我亲眼看着这个学术领域像一棵大树那样一寸一寸地成长起来,从晶闸管发展到大功率晶体管,到直流传动,到微处理器,到高级的变换器,到交流传动,到无速度传感器控制,到辨识,到智能控制等等。在我有生之年,我幸运地看到现代电力电子技术从生根到成长为枝繁叶茂树木的全过程,并得到广泛的承认。在 21 世纪,我们将会看到电力电子学对于工业自动化、交通运输、城市供电、节能、环境污染控制等方面发展所产生的巨大推动作用。从工业电子学诞生之日算起,电力电子学的发展已有近 100 年历史。要是它再早 100 年诞生或许就好了,那样我们就会感受到它的成熟和广泛应用。

现在让我做一全面的历史回顾。众所周知,世界工业文明大约起源于 200 多年前的 1785 年,那年瓦特发明了蒸汽机,这是工业革命的开始,人力逐渐被机械动力所代替。19 世纪末,内燃机的发明给了这个发展趋势以更大的推动。也就是在这个时期(1888 年),尼·特斯拉发明了工业用感应电动机。直流电机和同步电机也分别在其前后研制出来。随着电机的出现和电力的应用,新的电气化时代开始了。后来,在 1948 年,晶体管的发明(发明人是 Bardeen, Brattain 和 Shockley)标志现代电子时代的开始。接着,半导体电力电子器件、电子计算机、机器人、通讯等现代技术相继问世。半导体电力电子常被视为第二次电子革命,它的重要意义就在于电力电子学把机械时代、电气时代和电子时代开创的技术融合在一起。它确实是一门学科交叉的技术。

当我们即将跨入 21 世纪工业革命,人类社会正处在光辉顶峰并收获着现代科学技术的各种成果之际,我们必须看到,在魅力和丰硕果实的背后,还存在人们遭受苦难的阴暗面。具有讽刺意味的是,地球上 55 亿人口中有 85% 以上的人仍忍受着贫穷、饥饿和病痛的折磨。在少数人生活富裕而绝大多数人受苦的情况下,怎能说这个世界是个幸福、健康的乐园呢?地球母亲的资源看来还是丰富的,特别是在拥有现代科技的今天更是如此,足以为所有的人们提供良好的生存条件。我呼吁所有电力电子界的同行们,勇敢地前去以无私、仁慈、同情、怜悯和爱心来回报社会。这个社会为我们的成功而付出的太多太多。让我们在全世界电力电子是一家的旗帜下去完成这个神圣的使命吧。

下面让我介绍一下本书的概貌。本书可以说是关于电力电子学与变频传动领域发展现

状的最新评述。在这个多学科交叉领域中,包括有电力半导体器件、电机、变换器电路、脉宽调制技术、交流电机传动、仿真技术、估值与辨识、微处理器和人工智能技术等方面。我们的目标是使本书成为本学科领域工程技术人员必备的技术指南。本书的读者对象应当是已具备电力电子学与变频传动方面的基础知识的人。

本书的导论是由本人撰写的,它勾画了整个技术的轮廓。在一定意义上,它起着关联后续各章内容的作用。我们准备讨论任何基础性的内容,实际上,限于本书的写作目的,在各章中也不可能讨论那些基础性的东西。

第1章,“变频传动电力半导体器件”是由 Baliga 教授撰写的。本章对电力电子器件做了综述,这些器件有 MOSFET、IGBT、MOS 控制的晶闸管(MCT)、功率整流管以及智能化功率控制芯片等,特别着重介绍了传动应用方面的内容。文中特别突出地介绍了 MOS 控制型器件,这是由于近年来它在传动应用中具有重要作用。对于由传统的硬开关技术实现的变换器的损耗进行了分析,并对使用不同器件构成的桥臂的损耗进行了对比。如果采用软开关技术,特别是使用 MCT 这类的器件,损耗将会降低。目前的器件都是由清一色的硅材料制造的,新一代碳化硅材料表明,损耗可望有大幅度的降低。

第2章,“传动装置中的电机”是由 Slemon 教授撰写的。首先对用于变频传动的各种电机做了综述,如感应电机、永磁同步电机、永磁梯形电机、永磁磁阻电机、开关磁阻电机、绕线励磁同步电机等。对于直流电机的特点以及传统的调速传动问题进行了讨论。对各种类型电机的应用领域也做了详尽的评述。本章综合提出了合理选择拖动形式的建议和详细评估各种拖动形式的设计指标,诸如初期投资、运行费用、动态性能、可维修性、坚固性、重量、环境可接受性等。

第3章,“用于传动的电力电子变换器”是由 van Wyk 教授撰写的。本章重点对传动用变换器发展做了历史展望,综合分析了可能的拓扑结构并描述了其功能特性。文章从开关函数的一般性结果开始,概括了各种拓扑结构形式,其中包括现代的带谐振中间环节的变换器。本文还涉及缓冲电路、电磁学、冷却、保护以及变换器组装等方面的内容。本章最后还附有一个内容全面的参考文献目录。

第4章,“电子功率变换的脉宽调制技术”是由 Holtz 教授撰写的。本章讲述的是现代脉宽调制技术。综述了空间矢量原理并讨论了 PWM 的性能指标,如谐波电流及其频谱分布、谐波转矩、开关损耗以及动态性能等。PWM 技术大致可划分为开环或前馈方式和闭环或反馈方式两种。在开环方式中讨论了次振荡、改进型次振荡、空间矢量调制、同步载波调制、指定谐波消除、最优次谐波等方法。在闭环方式中讨论了电流滞环控制、次振荡电流控制、空间电流矢量控制、预测电流控制、轨迹跟踪控制等方法。

第5章,“感应电动机驱动的运动控制”是由 Lorenz、Lipo 和 Novotny 教授撰写的。本章首先介绍了用于感应电动机驱动电压源逆变器和电流源逆变器。文中特别着重地介绍了伺服系统最新的矢量或磁场定向控制方法。综合评述了通常用于矢量控制的基波电流控制 PWM 法。本章还讨论了磁通和转矩的估值及其控制,介绍了现代的传动系统自调定和自校正技术。

第6章,“永磁交流电机的变频传动”是由 Jahns 撰写的。本章对于梯形磁场和正弦波磁场永磁电机控制做了全面介绍。对于电机的工作原理、变换器、控制以及取消位置传感器等问题,结合应用实例做了深入的综合分析。最后对今后的技术发展趋势做了探讨。

第7章,“大功率工业传动”是由 Stemmler 教授撰写的。本章综述了大功率传动的主要形式:交交变频器供电的同步电动机传动、带转差功率回收的绕线转子感应电动机传动、由电压源逆变器和电流源逆变器供电的感应电动机和同步电动机传动等。讨论了传动系统的电机和变换器的选型、设计、性能以及应用范围等问题。对每种类型传动的未来发展前景均做了评述。

第8章,“电力电子与运动控制系统的仿真”是由 Mohan、Robbins、Aga、Rastogi 和 Naik 撰写的。本章首先讨论了对电力电子设施进行仿真的必要性,综合介绍了传统的仿真工具和广泛使用的数字仿真程序软件,如 SPICE、EMTP 和 MATLAB/SIMULINK。特别使人感兴趣的是利用 SIMULINK、PSPICE 和 ATP(EMTP 的一个版本)对矢量控制的感应电动机传动系统进行的仿真。最后讨论了对电力半导体器件建模问题的展望。

第9章,“交流传动的估值、辨识和无速度传感器控制”是由小西孝平、松井雪部野和堀余一撰写的。本章讨论的是目前研究开发的热点课题。讨论了反馈控制信号的估值问题(相当于无传感器控制)和变频传动系统中交流电机(感应电动机和永磁同步电动机)的参数辨识问题,还包括有机械扰动转矩的估值和控制等问题。

第10章,“电力电子与传动控制中的微处理器和数字集成电路”是由 Le-Huy 撰写的。本章全面论述了数字控制原理、微控制器(即单片机)、高级微处理器和 ASIC(专用集成电路)等技术。综述了硬件设计、软件设计、实际系统的系统测定。文中给出了永磁同步电机驱动的电动汽车和用并行微处理器控制的感应电动机驱动系统的应用实例。最后讨论了未来的发展趋向。

最后一章,第11章,“专家系统、模糊逻辑和神经网络在电力电子和传动系统中的应用”是由本人撰写的。基于人工智能技术的智能控制可能是电力电子学中的最活跃的领域,本章用简洁的语言讨论了专家系统、模糊逻辑和神经网络的原理,并附有若干应用实例,论述了各控制技术的设计方法。由于电力电子界对这部分内容较为生疏,故在本章末尾增加了一份详细的专业词汇表。我认为,神经模糊控制技术在不久的将来在电力电子领域将产生深刻而持久的影响。

B. K. 博斯

田纳西大学

致 谢

我谨向本书各章的作者表示衷心感谢。没有他们的热情响应、认真合作和按时交稿,本书是不可能完成的。如果本书被公认是一本好书,它将定期地由撰稿者进行修订,并齐心协力将最新的技术成果提供给读者。我对我的研究生们,特别是 Marcelo G. Simoes(现在巴西圣保罗大学任教)和 Sunil Chhaya(现在通用汽车公司任职)给予的帮助表示感谢。IEEE 出版社的 Savoula Amanatidis 为本书的出版给予了不同寻常的帮助,评审人员代表 IEEE 为审定全部手稿付出了艰苦的劳动。在此一并表示感谢。最后还要感谢我的家人给予的支持。

B. K. 博斯

田纳西大学

目 录

译者序	姜建国
中文版序言	B. K. 博斯
序 言	B. K. 博斯
致 谢	B. K. 博斯

电力电子学与传动导论	B. K. Bose 田纳西大学〔美〕 (1)

第 1 章 变频传动电力半导体器件	B. J. Baliga 北卡罗来纳州立大学〔美〕 (6)
1.1 引言	6
1.2 基本变频调速系统	8
1.3 功率场效应管	10
1.4 绝缘门极双极型晶体管	11
1.5 功率整流管	14
1.6 MOS 门控晶闸管	17
1.7 新型半导体材料	21
1.8 器件比较	23
1.9 智能功率控制芯片	24
2.0 结论	25
参考文献	26

第 2 章 传动装置中的电机	G. R. Slemon 多伦多大学〔加〕 (28)
2.1 引言	28
2.2 传动装置对电动机的要求	28
2.3 换向器电动机	29
2.3.1 转矩的产生	29
2.3.2 损耗与冷却	30
2.3.3 等值电路	30
2.3.4 恒功率运行	31
2.3.5 使用的局限性	31
2.4 感应电动机	31
2.4.1 转矩的产生	32
2.4.2 等值电路模型	32

2.4.3	极数	33
2.4.4	转矩表示式	34
2.4.5	损耗与效率	34
2.4.6	参数与尺寸的依赖关系	35
2.4.7	工业传动应用	35
2.4.8	恒功率运行	36
2.4.9	高性能传动的应用	36
2.4.10	传动设计中的若干问题	37
2.4.11	绕线转子电动机	37
2.5	永磁同步电动机	38
2.5.1	永磁材料	38
2.5.2	等值电路	39
2.5.3	运行特性	40
2.5.4	磁铁保护	41
2.5.5	损耗与效率	41
2.5.6	工业传动应用	42
2.5.7	恒功率应用	42
2.5.8	高性能传动的应用	43
2.6	开关永磁电动机或梯形永磁电动机	43
2.6.1	星形连接电动机	43
2.6.2	转矩的产生	44
2.6.3	损耗与效率	44
2.6.4	三角形连接电动机	45
2.6.5	设计特点	45
2.6.6	运行特性	45
2.7	同步磁阻电动机	46
2.7.1	等值电路	46
2.7.2	转矩	46
2.7.3	运行条件与功率因数	46
2.7.4	结构型式	47
2.7.5	损耗与效率	47
2.7.6	恒功率运行	47
2.8	永磁磁阻电动机	47
2.9	开关磁阻电动机	49
2.9.1	转矩关系	49
2.9.2	损耗与效率	50
2.9.3	设计与应用需考虑的问题	50
2.10	绕组励磁式同步电动机	51
2.11	直线电动机	51

2.12 结论	52
术语符号表	53
参考文献	53
第3章 用于传动的电力电子变换器	J. D. van Wyk 兰德非洲大学〔南非〕 (56)
3.1 引言	56
3.2 电力电子变换器的发展及其在传动领域的应用	56
3.2.1 关于实用电力电子变换器的系统综述	56
3.2.2 用于运动控制的电力电子变换器的发展历史	58
3.3 开关变换器的功能及其在变频传动中的应用	58
3.3.1 开关变换器的平均能量流的控制	59
3.3.2 电力电子变换器的拓扑和结构	63
3.3.3 开关变换器的基本制约关系	70
3.3.4 用于变频传动的变换器结构	71
3.4 幅值控制的电力电子变换器	73
3.4.1 直流-直流变换器	73
3.4.2 交流-直流变换器	74
3.5 用于变频传动的电力电子变换器	75
3.5.1 电流源逆变器传动装置所用交流-直流-交流变换器	76
3.5.2 电压源逆变器传动装置所用交流-直流-交流变换器	76
3.5.3 交流-直流-交流变换器对供电电源的影响	76
3.5.4 变换器的扩展类型	78
3.5.5 最小变换器拓扑	80
3.6 开关应用技术	82
3.6.1 电力电子开关的开通和关断	82
3.6.2 减少实用中的开关损耗	84
3.6.3 变换器的保护和散热	89
3.6.4 更深层的变换器应用技术	90
3.7 未来变换器的发展与电磁学的关系	90
3.7.1 开关变换器电磁学	91
3.7.2 电磁学与 EMI/EMC	91
3.8 结论	91
参考文献	93
第4章 电子功率变换的脉宽调制技术	J. Holtz 伍佩尔塔尔大学〔德〕 (102)
4.1 引言	102
4.2 直流-交流功率变换	102
4.2.1 功率放大原理	102
4.2.2 半导体开关	103

4.2.3	半桥拓扑	105
4.2.4	三相功率变换	106
4.3	空间矢量导论	107
4.3.1	定义	107
4.3.2	标么化	109
4.3.3	开关状态矢量	109
4.3.4	推广	109
4.4	性能指标	110
4.4.1	电流谐波	110
4.4.2	谐波频谱	110
4.4.3	空间矢量轨迹	111
4.4.4	最大调制度	111
4.4.5	谐波转矩	111
4.4.6	开关频率和开关损耗	112
4.4.7	极性一致原则	113
4.4.8	动态性能	113
4.5	开环系统	113
4.5.1	基于载波的 PWM	113
4.5.2	无载波 PWM	121
4.5.3	过调制	122
4.5.4	优化的开环 PWM	124
4.5.5	开关条件	127
4.6	闭环控制 PWM	132
4.6.1	非最优法	133
4.6.2	带实时最优的闭环 PWM	136
4.6.3	预优化脉冲模型的实时自适应	137
4.7	多电平变换器	143
4.7.1	12 阶梯工作	143
4.7.2	开关状态矢量	145
4.7.3	三电平脉宽调制	145
4.8	电流源逆变器	150
4.9	结论	151
	术语符号表	152
	参考文献	153

第 5 章 感应电动机驱动的运动控制 R. D. Lorenz, T. A. Lipo, D. W. Novotny 威斯康辛大学〔美〕 (157)

5.1	引言	157
5.2	调速用逆变器	157

5.2.1	基本的六阶梯电压源逆变器.....	158
5.2.2	脉宽调制电压源逆变器.....	160
5.2.3	电流源逆变器传动.....	164
5.3	运动控制系统	168
5.3.1	古典的、工业标准的 FO-IM 数字运动控制	168
5.3.2	状态变量, FO-IM 数字运动控制	170
5.3.3	零跟踪误差, 状态变量, FO-IM 数字运动控制	171
5.3.4	关于 FO-IM 运动控制的反馈传感器问题	171
5.3.5	关于 FO-IM 运动控制的基于观测器的反馈问题	174
5.3.6	状态变量, FO-IM, 带加速度反馈的数字运动控制	175
5.3.7	关于 FO-IM 运动控制要求的小结	177
5.4	感应电动机磁场定向(FO)控制原理	177
5.4.1	直接磁场定向	179
5.4.2	间接(前馈)磁场定向	179
5.4.3	参数误差的影响	179
5.4.4	磁通水平的选择	180
5.5	FO-IM 运动控制的电流调节器	180
5.5.1	滞环和砰-砰电流调节器	182
5.5.2	斜坡比较式 PI 电流控制, 固定频率 PWM	184
5.5.3	预测(最优)电流控制器	187
5.5.4	关于 FO-IM 运动控制电流调节器的小结	189
5.6	用于 FO-IM 运动控制的高性能磁通和转矩调节方法	190
5.6.1	磁通精度问题	190
5.6.2	零速下用于直接磁场定向的开环磁通观测器	190
5.6.3	间接磁场定向的开环磁通观测器	191
5.6.4	闭环磁通观测器和直接磁场定向——转子磁通	192
5.6.5	闭环磁通观测器和直接磁场定向——定子磁通	193
5.6.6	直接转子磁通定向、定子磁通调节和闭环磁通观测器	194
5.6.7	关于 FO-IM 运动控制的高性能磁通和转矩调节方法的小结	196
5.7	FO-IM 的自调试和连续自校正	196
5.7.1	参数估计的统计方法	196
5.7.2	统计回归模型——恒速下感应电动机的估计	197
5.7.3	转子时间常数和电阻、电感参数的提取	199
5.7.4	统计回归模型——机械负载参数	199
5.7.5	统计估计的运行条件和输入激励的限制	200
5.7.6	关于 FO-IM 统计方法的小结	201
5.7.7	FO-IM 参数估计的自适应控制方法	201
5.7.8	递推, 最小二乘	201
5.7.9	MRAC 方法	201

5.7.10 无差拍自适应控制方法	202
5.8 结论	205
致谢	206
术语符号表	207
参考文献	208
第6章 永磁交流电动机的变频传动	T. M. Jahns GE 公司〔美国〕 (212)
6.1 引言	212
6.1.1 背景	213
6.1.2 运动控制的性能要求	213
6.2 PMAC 电动机的控制基础	214
6.2.1 正弦与梯形 PMAC 电动机的对比	214
6.2.2 变换器的构成	215
6.2.3 位置同步	218
6.2.4 机械传动组合	219
6.2.5 PMAC 传动的控制结构	219
6.3 梯形 PMAC 电动机的控制	221
6.3.1 电动机的控制特性	221
6.3.2 基本控制方法	222
6.3.3 转矩脉动	226
6.3.4 高速运行	228
6.4 正弦 PMAC 电动机的控制	229
6.4.1 电动机的特性	229
6.4.2 基本控制方法	231
6.4.3 转矩脉动	234
6.4.4 高速运行	235
6.5 现代控制技术	238
6.5.1 取消位置传感器	238
6.5.2 取消电流传感器和新型调节器	240
6.5.3 鲁棒控制	241
6.6 PMAC 传动装置的应用	241
6.6.1 电动机传动的比较	241
6.6.2 PMAC 传动装置的发展方向	242
6.6.3 未来应用的展望	245
6.7 结论	246
参考文献	247
第7章 大功率工业传动	H. Stemmler 联邦工程技术学院〔瑞士〕 (254)
7.1 引言	254

7.2	按速度和功率定额分类	255
7.3	大功率传动发展的简要回顾	255
7.4	大功率传动电动机	256
7.4.1	电动机类型	256
7.4.2	交流电动机的数学描述	257
7.5	大功率传动变换器	263
7.5.1	基本电路	263
7.5.2	变换器的构成	265
7.6	由外部换流的电流源变换器供电的同步电动机	266
7.6.1	基本原理	267
7.6.2	工作模式	267
7.6.3	系统的实现	270
7.6.4	应用	272
7.6.5	展望	273
7.7	电流源变换器供电的感应电动机	275
7.7.1	基本原理	275
7.7.2	工作模式	275
7.7.3	谐振问题	277
7.7.4	如何避开谐振	277
7.7.5	基本控制结构	278
7.7.6	应用——实际实现	279
7.7.7	展望	279
7.8	周波变换器供电的同步电动机	279
7.8.1	基本原理	279
7.8.2	工作模式	279
7.8.3	系统的实际实现	282
7.8.4	应用	282
7.8.5	展望	283
7.9	大型电压源逆变器传动	284
7.9.1	目前电压源逆变器的特点	284
7.9.2	二电平逆变器传动	285
7.9.3	优化目标	286
7.9.4	三电平逆变器传动	288
7.9.5	低电感设计	288
7.9.6	控制	291
7.9.7	展望	291
7.10	转差功率可控的传动	292
7.10.1	概述	292
7.10.2	次/超同步串级调速	293

7.11 结论.....	299
术语符号表.....	300
参考文献.....	301

第8章 电力电子和运动控制系统仿真..... N. Mohan, W. P. Robbins, L. A. Aga, M. Rastogi, R. Naik 明尼苏达大学〔美〕 (304)

8.1 引言	304
8.1.1 电力电子环境.....	304
8.1.2 仿真的意义.....	304
8.2 设计过程的仿真	305
8.3 频域和时域分析	306
8.4 仿真面临的问题	306
8.4.1 对仿真程序的要求.....	306
8.4.2 仿真工具应用问题.....	307
8.5 仿真工具的分类及历史回顾	308
8.5.1 暂态网络分析仪和直流(高压直流)仿真器.....	308
8.5.2 模拟和混合计算机.....	309
8.5.3 数字仿真器.....	309
8.6 数值解问题	311
8.6.1 数值积分法.....	311
8.6.2 非线性微分方程.....	313
8.6.3 自动变步长控制.....	313
8.6.4 开关的处理.....	314
8.7 实用仿真程序综述	315
8.7.1 SPICE	315
8.7.2 EMTP	316
8.7.3 MATLAB/SIMULINK	316
8.8 仿真器能力举例说明	317
8.8.1 用 PSpice 再现开关动作	317
8.8.2 用 EMTP 再现晶闸管变换器	318
8.8.3 感应电动机传动的磁场定向控制.....	318
8.9 电路仿真的电力半导体器件模型	330
8.9.1 引言.....	330
8.9.2 现有应用模型及其缺点.....	330
8.9.3 模拟双极型器件的困难.....	331
8.9.4 双极型器件模型的改进.....	332
8.9.5 多数载流子器件的模拟问题.....	333
8.9.6 未来展望.....	335
8.10 结论.....	335

参考文献	336
附录	339
第9章 交流传动中的估计、辨识和无传感器控制 小西孝平, 庆应大学; 松井雪部野, 名古屋工程技术学院; 堀余一, 东京大学〔日〕 (345)	
9.1 引言	345
9.2 交流传动的参数估计	345
9.2.1 无刷电动机的参数辨识	345
9.2.2 感应电动机的参数辨识	350
9.3 交流电动机无传感器传动	354
9.3.1 无刷电动机的无传感器传动	354
9.3.2 矢量控制感应电动机的无传感器传动	355
9.4 借助机械参数估计实现的鲁棒运动控制	358
9.4.1 扰动转矩的估计	358
9.4.2 瞬时速度和变惯量的估计	360
9.5 结论	363
致谢	364
参考文献	365
第10章 电力电子及传动控制中的微处理器和数字集成 电路 H. Le-Huy 拉瓦尔大学〔加〕 (367)	
10.1 引言	367
10.2 电力电子系统的微机控制	368
10.2.1 电力电子系统的控制	368
10.2.2 电力电子系统的微机控制	370
10.2.3 处理器的选择	373
10.2.4 数字与模拟控制	374
10.3 微机基础	376
10.3.1 微机结构	376
10.3.2 微处理器	377
10.3.3 存储器	379
10.3.4 输入-输出	380
10.4 利用微机实现的实时控制	381
10.4.1 数字输入-输出	381
10.4.2 模拟输入-输出	381
10.4.3 中断控制器	384
10.4.4 定时处理器件	385
10.4.5 通信接口	386
10.5 微控制器(单片机)	388

10.5.1	Intel 系列微控制器	389
10.5.2	Motorola 系列微控制器	390
10.6	电力电子系统控制用高档微处理器	393
10.6.1	数字信号处理器(DSP)	393
10.6.2	简化指令系统计算处理器(RISC)	397
10.6.3	并行处理器: Transputer 和并行 DSP	401
10.7	电力电子系统控制的专用集成电路	404
10.7.1	ASIC 技术	405
10.7.2	ASIC 设计	405
10.7.3	现场可编程门阵列和可编程逻辑器件	406
10.7.4	电力电子系统控制中的 ASIC 应用举例	407
10.8	微处理器化控制系统的设计	408
10.8.1	研制过程	408
10.8.2	系统要求和初步设计	408
10.8.3	硬件和软件的分割与协调	409
10.8.4	硬件设计	409
10.8.5	软件设计	410
10.8.6	系统总成和性能评估	411
10.9	开发工具	411
10.9.1	开发系统	411
10.9.2	软件开发工具	413
10.10	应用示例	414
10.11	结论	416
	参考文献	418

第 11 章 专家系统、模糊逻辑和神经网络在电力电子及传动系统中的

应用 B. K. Bose 田纳西大学[美] (424)

11.1	引言	424
11.2	专家系统	425
11.2.1	专家系统原理	425
11.2.2	知识库	428
11.2.3	专家系统外壳	429
11.2.4	设计方法	432
11.2.5	在电力电子和传动系统中的应用	432
11.3	模糊逻辑	438
11.3.1	模糊逻辑原理	438
11.3.2	模糊控制	439
11.3.3	建模和估计	443
11.3.4	设计方法和控制实现	444

11.3.5	在电力电子和传动系统中的应用.....	445
11.4	神经网络.....	458
11.4.1	神经网络原理.....	458
11.4.2	前向神经网络的训练.....	460
11.4.3	模糊神经网络.....	463
11.4.4	设计方法和实现.....	464
11.4.5	在电力电子和传动系统中的应用.....	465
11.5	小结.....	474
11.6	词汇表.....	474
	参考文献.....	477
Bimal K. Bose	博士简历	481

电力电子学与传动导论

Bimal K. Bose

电力电子学与变频传动,最近已发展成为电气工程专业的主要课程。电力电子学主要讨论各种用途的功率变换及控制,譬如,直流和交流可调电源、加热控制和灯光控制、电气焊接、电化学过程控制、感应加热、有源滤波器和静态无功功率发生器、直流电机和交流电机的控制等。

电力传动(常定义为运动控制)是电力电子学中的一个特别迷人和具有挑战性的领域。这是因为,它的应用面很广泛,诸如计算机外围设备的传动、机床和电动工具、机器人和自动装置的传动、纺织厂和造纸厂的传动、电动汽车和电气火车传动、船舶传动、水泥窑和轧钢机传动等等。从当前全球工业自动化的发展趋势可以预见,电力电子和变频传动有着巨大的应用前景。电力电子的另一个很重要的作用近来变得日益明显,那就是节能,亦即抑制环境污染。根据粗略估算,若能在某些应用领域,诸如变频传动、日光灯的高频电子起辉器等推广使用电力电子技术,可节约发电量的10%~15%。此外,内含电力电子技术的太阳能和风能这些在环境方面更为洁净的能源,也展示了其光辉未来。世界上风能是具有巨大潜力的,据粗略估算,只开发出可用风能的10%甚至就能满足世界上全部的电能需求。太阳能在目前成本还太昂贵。

电力半导体器件,是现代电力电子设备的核心和灵魂。电力电子时代是从50年代末晶闸管(SCR)的出现开始的,后来陆续推出了其他种类的器件,诸如控制极可关断晶闸管(GTO),双极型大功率晶体管(BPT或BJT),功率MOS场效应晶体管(MOSFET),绝缘门极双极型晶体管(IGBT),静态感应晶体管(SIT),静态感应晶闸管(SITH),MOS控制的晶闸管(MCT)等。在这个不断的发展过程中,器件的电压、电流定额以及其他电气特性均得到很大的改善。从历史发展的角度看,电力电子学一般是跟随着电力半导体器件的发展前进的,而电力半导体器件又是跟随固体电子学的发展前进的。电力电子界的同仁特别应感谢固体电子学的研究人员,是他们不断改进半导体材料的处理方法、器件的加工工艺以及封装技术,才生产出今天这样高功率密度、高性能、高可靠性和高产率的、如此廉价的微电子芯片。这些成就同样有力地推动着今天的电力半导体器件的发展。固体电力电子学的时代,通常被称之为第二次电子革命。第一次电子革命,系指晶体管和集成电路的出现。

传统的二极管和相控晶闸管一开始便是电力电子学中的主角。随着二极管和相控晶闸管应用的飞速增长,给现在的供电系统所带来的严重供电质量问题,主要是由于线电流波形畸变造成的。近年来IEEE和IEC的谐波标准趋向于对这样的谐波畸变实行更加严格的限制。当然,采用电源动态补偿装置可以滤去线路谐波并可补偿功率因数,但成本比较昂贵。工业上更愿意使用MOS门极可控的高频电力电子开关,如MOSFET、IGBT和MCT等器件。

MOS 门极器件不仅使开关具有很高的功率增益,而且还能够把控制和保护电路集成在该器件的芯片上(常称之为智能功率模块 smart power)。功率 MOSFET 是一种适于低电压、小功率、高频应用场合的通用器件,诸如开关电源、可携式有刷和无刷的直流传动,将来也不用担心会有哪种器件能与之相抗衡。静态感应晶体管(SIT)基本上是固态真空三极管,它具有高电压和大电流的结型场效应管的特性。这种器件,通常用于高频大功率感应加热设备、AM/FM 发射装置等。对于电动机传动和其他中小容量(数百 kW 以下)的应用场合,广泛采用的则是 IGBT,其容量可扩展到 1000 kW。MCT 的优点是它具有和晶闸管一样的较低的通态正向压降,但与 IGBT 相比,其安全工作区(SOA)稍低一些,表明它更适于高效率的软开关应用场合。电力电子器件研制的耗资巨大且研制周期长。从发展来看,一种器件在刚研制出来时其功率常常有限。随着对它了解的积累,其性能会不断得到改进。电力电子学界渴望有一种类似于 MOS-GTO 的器件来替代目前的 GTO,像类似 MCT 这样的器件能否满足这一目标的要求,还需要一段长时间的观察。目前研究的动向集中在对碳化硅(和钻石)大功率半导体材料的研究上。这种材料具有高功率、高温、高频率、低导通压降和高辐射强度等特性,最终它必将对传统的基于硅材料的器件形成挑战,尽管我们还需要等待若干年才会有商用器件出现。大功率碳化硅 MOSFET 可能会成为第一个代替 GTO 的器件。当然,新近的大功率 IGBT 已经能够替代较低功率的 GTO。功率变换器的发展历史已经够令人眼花缭乱了,一种新器件的出现,或者它的容量等级有大幅度的提高,常常会激发对电路拓扑结构的开发研究,以期更合理地使用该器件的容量。尽管如此,目前仍然以桥式电路的使用最为普遍。如前所述,传统的二极管和相控变换器将逐渐被淘汰,这是由于它们对供电质量的影响所致的。除了改造工程应用有限之外,谐波和功率因数的动态补偿装置也是非常昂贵的。较为经济的办法是采用混合式的电源滤波装置,即有源滤波器和无源滤波器的组合,尤其是对大型变换器的负载更是如此。在电源侧变换器中使用全控型 MOS 门极器件很容易实现电源电流波形控制和功率因数校正。对于无再生制动的应用场合,在二极管整流器的后面接一个 PWM 升压斩波器(或降压斩波器),用以实现在功率因数等于 1 的同时使电源电流为正弦波。对于有再生制动的应用场合,电源侧变换器可以使用 PWM 控制的电压源或电流源变换器。对变频传动系统来说,电机侧变换器自然还需要用 PWM 逆变器。现在随着变换器价格的降低,双侧 PWM 电压源和电流源变换器系统将越来越多地用于四象限变频传动系统中。当然,从整体指标考虑,电压源拓扑结构优于电流源结构。在电压源变换器所使用的各种 PWM 技术中,以正弦 PWM(SPWM)技术的应用最为广泛。空间矢量 PWM 法较复杂,但能得到更优越的性能,将来会有较好的应用前景。双侧二电平电压源变换器可扩展为多电平(三电平或更多)拓扑结构(被称为中性点箝位拓扑形式),这种电路具有更高的电压等级和功率等级,并在受限的开关频率下可获得更好的 PWM 质量。基于 GTO 的三电平 PWM 变换器的容量已达兆瓦级,大功率变换器的不断改进,大功率、自关断和高开关频率器件的普遍应用,大功率传动中曾倍受欢迎的相控交-交变频器必将逐渐过时而被淘汰。对于特大型传动来说,由负载换流逆变器和相控整流器供电的带励磁绕组的同步电动机还很难有与之相抗衡者。多相整流可减少线路谐波的影响,但需要加设无功补偿器以提高其功率因数。虽然在开发研究矩阵变换器上已付出了巨大的努力,但工业上仍对该方案不大感兴趣,这是因为高开关频率的自关断 AC 开关在这里难以派上用场,而且电源侧还需加装交流电容器。由通用的单极器件构成交流开关是很不经济的,带交流谐振中间环节的变换器也因此而得不

到重视。关于这个问题下面再做简短的讨论。

近些年来,有人提出用软性(或称弛张)开关变换器代替传统的硬性(强制)开关变换器,在这方面已发表了很多文章。软性开关是在零电压或零电流下进行开关操作的,其优点是:(1)开关损耗可降至最低,因此提高了变换器的效率;(2)减轻了器件受到的冲击,因此提高了工作可靠性;(3)取消了缓冲电路;(4)减少了电磁干扰。软性开关是通过直流谐振中间环节(也可以是交流的)、谐振极点或准谐振技术实现的。直流谐振中间环节变换器利用的是零电压开闭法(ZVS),此时恒定的直流中间环节电压通过谐振电路转换成间断的电压脉冲。交流中间环节变换器的中间环节为高频交流电压,在电压自然过零时刻实现软性开闭动作。谐振极点变换器利用的是零电流开闭法(ZCS),借助接于变换电路的各极点或各桥臂上的辅助谐振回路实现零电流开闭动作。准谐振变换器与谐振中间环节变换器不同之处就在于后者是自由谐振,而前者是在某些选定时刻才允许出现谐振电压缺口,其目的是为了改善PWM的质量。双侧PWM变换器很容易利用这些原理来构成。软性开关除了有上述优点外,常常需要以如下方式付出代价:器件须降低电压或电流容量使用;需要增加一些器件;或者在谐振回路或负载回路中产生附加损耗。能量反馈型缓冲电路确实是一种提高变换器效率的好方法,尤其是对功率较大的变换装置。变换技术实际上已进入S形曲线的饱和阶段,因此在未来的发展中不能指望它有很强的上升活力。智能型变换器模块是一种集动力、控制和保护电路于一体的器件,并带有直接接受PWM逻辑信号的接口。这种智能化模块在未来将得到日益普遍的应用。根据用户要求,利用类似于VLSI(超大规模集成)电路设计用的自动化设计工具进行特制变换装置的非标准设计,将大大节省昂贵的工时。这一领域以及集成封装等方面的开发研究将日益受到重视。对中小容量等级的变频传动,变换器模块、控制和保护模块可能直接装在电动机的外壳上(称为神奇电机 smart machine)。电机在工业上已使用了一个多世纪之久,而它的改进曾是比较缓慢的,不像电力半导体器件、变换器和传动控制技术那样快。然而在此领域今天仍有大量论文在国内和国际会议上发表。电机是一个复杂的电气、机械和热的器件。早期的60 Hz(或50 Hz)交流电机的体积很大,且性能差。近年来,由于现代计算机技术的进步、电机建模的改进、计算机辅助设计(CAD)程序以及新材料的使用等,对提高电机的功率密度、效率、可靠性以及改进电机的机械设计和散热设计等方面均有重要意义。关于电机建模、状态估计、参数辨识、测量、仿真以及与变换器相互作用等方面的研究,依然是现今研究开发的热点课题。虽然传统的看法是直流电机在过去主要用于调速传动,今天它在调速传动中仍占多数,而到下个世纪直流传动将逐渐消声匿迹。在现在的变频传动中,使用笼形感应电动机的占多数,在将来也可能还是这种情况。带转差功率回收控制的双馈电机(即绕线转子感应电动机)过去用于大功率泵和风机类型的传动,其调速范围不大。但这种传动的缺点(即电机投资高、线路功率因数低且有谐波)随着自控型变换器价格的降低,使得这类变换器越来越失去了它的价值。在这里提一件很有意思的事,当初,19世纪大发明家托马斯·爱迪生曾是一位直流电机强有力的支持者,并且坚信感应电机是没有前途的。同步电机传动常常是感应电机传动的竞争者。大型数千千瓦功率等级的同步电机常用于泵、压缩机、水泥球磨机、船舶推进器等的传动上。同步电机虽然贵一些,但它的效率高、可工作在功率因数为1的工况下(因此变换器的需求容量可降低)。另外的好处是如果传动系统不要求快速响应,则可采用更为简单的负载换流变换器为其供电。最近永磁同步电机传动正在进入中小容量等级的传动(低于100 kW),这种传动比较贵,需要加装轴位置传

感器,而且不能工作在弱磁调速区,但是其高效率(没有转子铜耗)对降低长时运行费用则是有利的。铁氧体无刷直流传动(即使用永磁梯形同步电机和由位置传感器控制的变换器)在数千瓦以下功率范围的应用已相当普遍。大功率的钕铁硼永磁磁铁将替代铁氧体磁铁,尽管其价格较高,特别是对于要求低惯量和小尺寸的应用场合其优点尤为显著。反应式同步电机由于它的功率因数差和体积较大,与PM相比不具有优势,但近年来由于设计的改进被选用的机会有所增加,其成本和性能目前已能与感应电机相比较了。步进电机(可变磁阻或复合式)在传统上大都用于开环数字控制的传动上,其调速性能很差。另一种可变磁阻式电机是开关磁阻电机(SRM),在文献上受到了广泛的注意,并已付出巨大努力使之商品化以同感应电机相竞争。这种电机结构简单、价格低廉,但必须加装位置检测装置,转矩脉动和噪声是这种传动存在的主要问题。当然,近来也曾提出各种试图解决位置估计和转矩脉动消除的方法。在SRM传动中,变换器是必不可少的(电动机不能甩掉变换器单独使用),不能多电机并联运行,由电机电压和电流来估计反馈信号是非常困难的。由于这些原因,这种传动在一般工业应用中是否具有竞争力还是有疑问的。

可以预见,将来每一台电动机都将配有一个变频器为其提供正弦的线电流,而不管它的速度是可调的还是固定的。对于固定速度的60 Hz传动,这种变频式的起动器由于其价格低廉,谐波水平符合严格的标准要求,必将获得越来越多认同和采用。

关于变频传动的控制、估值和辨识是一个极有吸引力的研究领域,在文献上受到了广泛的注意。虽然在文献中发表过很多种标量和矢量*(或称磁场定向)控制的方法,但在工业上似乎还是在性能要求低的应用场合采用简单、经济的开环V/F控制方法,而在高性能的传动上采用复杂的矢量控制。采用矢量控制时,交流电机控制得犹如他励直流电机,因此具有(甚至超过)直流电机的全部优良控制性能。可喜的是,现代微型计算机的进步使得矢量控制在工业应用上生机勃勃。有关直接和间接矢量控制的传动系统的诸多问题,如参数估值、转差增益调整、速度和磁通估值以及基于在线参数优选的传动系统完全自调定等问题,在文献中受到广泛的重视。虽然转子磁通定向矢量控制能够实现解耦,并已获得广泛采用,但定子磁通定向的直接矢量控制具有易于解决小参数变动问题和实现无速传感器下可从零速度进行控制的优点。实际上,基于现代DSP控制实现的无速度和无磁通传感器的矢量控制,其复杂程序对用户来说是显而易见的,但它在结构上无异于开环V/F控制。可以预计,矢量控制必将成为一种通用的交流传动控制器。

当电机工作在额定磁通下,必将获得最优的动态响应。但在轻载条件下,其效率不是最优的,这是因为电机的铁损较大。利用磁通—转矩函数发生器或基于实时搜索方法,在轻载下可实现弱磁控制而使输入功率为最小,在任何暂态下电机仍然恢复到额定磁通。这样把两者结合起来的传动系统,既能得到最优运行效率,又具有最优的动态响应特点。

抗电机参数变动和负载扰动的鲁棒性(robust performance)对各种伺服系统都是非常重要的,这是一个长期以来一直在进行研究的课题。一个理想的传动系统要求其控制响应必须不受负载转矩(动态的和静态的)和系统参数(如惯性力矩)的影响。各种自适应控制方法,诸如基于参数和扰动转矩估值的自校正调节(STC),滑模或变结构系统(VSS),模型参考自适应控制(MRAC)以及 H_∞ 控制等在文献中都提出过。用微机实现内环矢量控制,这样易于通

* 作者力主采用标准化名词“矢量”替代“磁场定向”,因为前者更为通用,既可用于电机控制也可用于其他控制。

过外闭环来实现鲁棒控制,因为系统的模型类似于直流电机。

近来,人工智能(AI)技术——如专家系统、模糊逻辑和人工神经网络(ANN),正在显示出其实现传动的智能化适应控制(常称之为自组织或自学习控制)和估值的巨大希望所在。用以提高传动系统可靠性的复杂的在线诊断和容错控制是一个尚未受到足够重视的领域。譬如,三相感应电动机当器件发生故障时可工作在单相状态(如果负载条件允许的话),虽然此时有一些转矩损失,有一些性能指标下降,但能保持关键过程控制和运输传动装置运行的连续性。由于传感器的存在既增加了费用,又降低了可靠性,于是便出现了一股开发前述的无传感器的高性能传动的巨大推动力。电机的端电压和电流被检测出来并借助微处理器计算出速度、位置、磁通、转矩、功率以及其他反馈信号。由于电机参数的变化,结果使估计出来的信号不准确,这是始终存在的问题。通过对电机参数的准确辨识来补偿估值的误差将是一个很有发展前途的研究项目。此外,在近乎零速度(即近乎零频率)下,通过对电机电压直接积分来计算磁通也是一个困难的问题,这是因为积分器存在失调电压。电机的磁通在高速段通常由定子电压模型来估算,在低速段由转子电流模型(即 Blaschke 方程)来估算。磁通矢量信号的幅值用做磁通反馈控制,单位矢量用于前馈和反馈信号的矢量变换。速度可以用 MRAC 法进行估值,使之与来自定子电压模型和与速度相关的转子电流模型的磁通估计相匹配。磁通估计不用直接积分法而采用闭环,即基于观测器的计算可得到更为准确的估计结果,特别是对于低速。有人建议用速度自适应磁通观测器来改进速度估值。对于定子磁通定向的直接矢量控制,有人建议可采用基于串接低通滤波器的磁通综合法,这个系统可工作于零速下,并对电机参数不敏感。

微处理器和专用集成电路(ASIC)近年来有惊人的发展。实际上,今天的高性能的传动控制和估值技术,没有微处理器技术的进步是不可想象的。第一代微处理器始于 Intel 8080 系列的出现。随实时控制需求的增长,出现了诸如 8051 和 8096 系列微控制器。现代的数字信号处理器(DSP)带有 Harvard 流水线结构(如 TMS320C14、TMS320C25、TMS320C30 等等),具有很高的速度和很强的功能。简化指令系统计算机(RISC)型微处理器(如 Intel 860、960 等)主要适用于数据处理的应用场合,并行处理型微处理器(如 T414、T800 等 INMOS 器件)适用于模块化控制功能的并行处理。各种 ASIC 芯片,如 PWM 调制器、矢量旋转器或全功能控制器等,已广泛用于电力电子系统中。带有微处理器芯的混合(模拟及数字)ASIC 芯片有望在电力电子领域中获得广泛应用。在这样一块芯片中,外围控制硬件及其固定的控制功能将由 ASIC 实现,而受系统参数变化影响的可编程控制和估值软件则由微处理器完成。电力电子控制系统中的众多功能单元将由神经网络实现,并做在 ASIC 芯片上,最终整个电力电子控制系统必将集成于一片 ASIC 之中。

第1章 变频传动电力半导体器件

B. Jayant Baliga

1.1. 引言

变频传动系统性能的改善与使用优良电气特性的电力半导体器件有直接关系[1,2]。事实已经证明,电力半导体器件的性能直接决定着整个电力电子系统的成本、体积和重量。对于功率开关应用来说,一个理想的电力半导体器件应该具有这样的特性,即在关断状态下能承受高电压而漏电流可忽略不计,在导通状态下能承受大电流而导通压降很低,并且能够实现两种状态间的迅速转换。另外,对于功率器件来说,最好在开通时能够调节电流上升率,在故障工作条件下不用借助外部电路就能够限制故障电流。尽管为了实现这些目标取得了很大进展,但理想功率器件仍继续困惑着电力半导体器件设计者,因而强烈激发着这一领域的进一步研究和开发。

20 世纪 50 年代功率晶闸管的发明标志着以固态器件为基础的电力电子学革命的开始。从此,晶闸管额定容量及其工作频率的不断增长已经扩展了它在电机控制中的应用。晶闸管额定容量的增长进程如图 1-1 所示。从额定电压为 500 V 的管子开始,阻断电压已经达到了 6500 V。这种非常高的电压阻断能力,是通过均匀掺杂的高电阻率 N 型硅而得到的。高电阻率 N 型硅是用中子嬗变掺杂技术(NTD)处理的。NTD 处理,是使

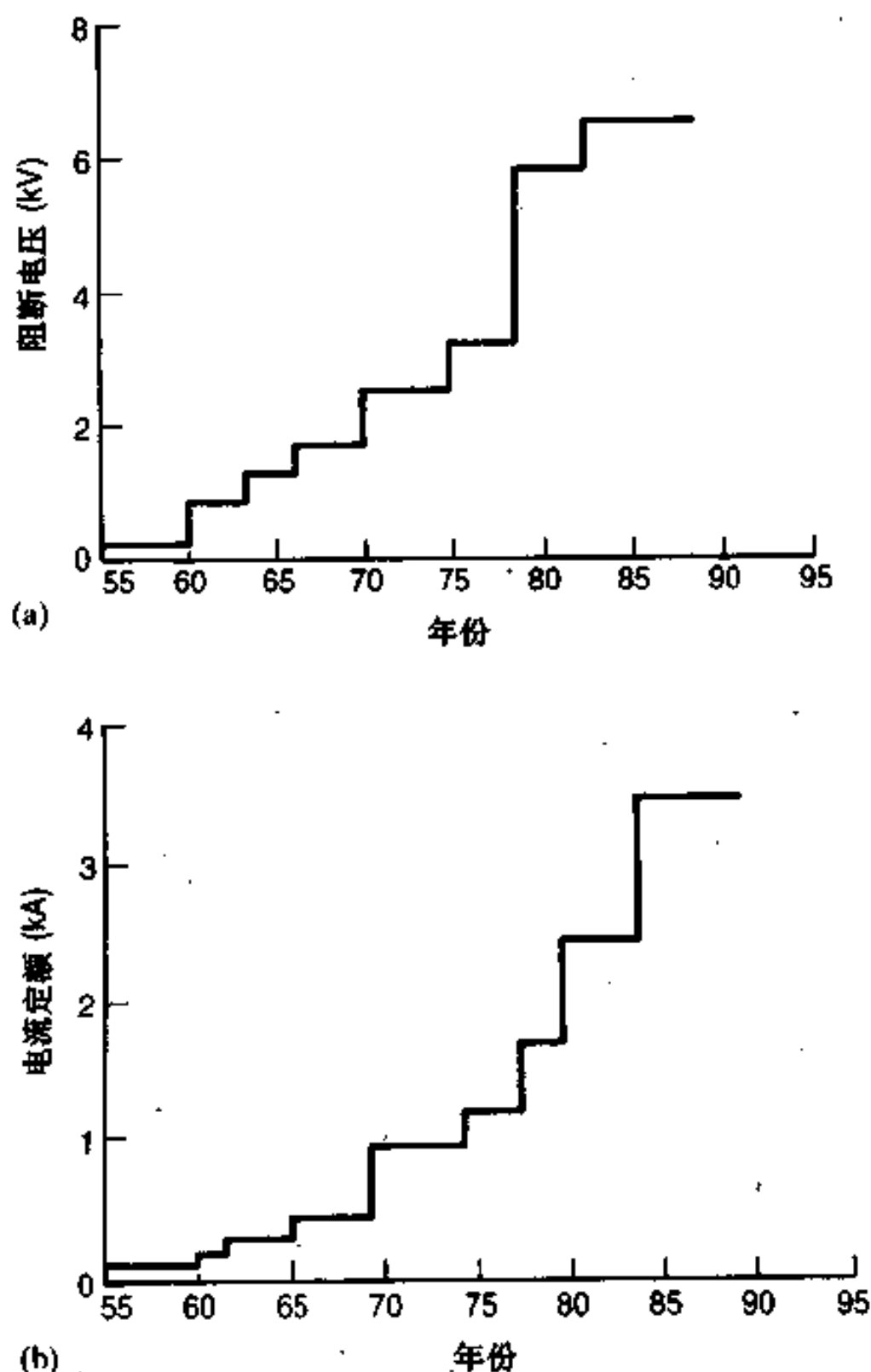


图 1-1 功率晶闸管额定容量增长进程
(a) 阻断电压 (b) 通态电流

硅同位素吸收一个热中子而转化为磷。如果能够得到均匀分布的中子束,则可在整个晶片中形成非常均匀的掺杂浓度。如图 1-1(a)所示,80 年代晶闸管的电压阻断能力之所以会骤然增加,就是由于使用了 NTD 硅片。图 1-1(b)则示出了功率晶闸管电流容量同步增长的情况。器件的通态电流密度多年没有改变,原因是器件封装的热电阻未发生变化,器件额定电流容量的增加只能通过使用大直径的硅晶片来实现。目前单个器件的晶片直径已达 4 英寸(10.16 厘米)。

自从 20 世纪 50 年代推出功率晶闸管之后,20 多年来又开发出了许许多多具有完善电气特性的双极型功率器件。其中,双极型功率晶体管是把动力系统的工作频率提高到 1 kHz 以上的关键器件。这些年里双极型功率晶体管的额定值在不断增加,直到器件具有 600 V 的阻断能力和几百安电流的控制能力,才达到能够使用的水平。这些器件已经广泛地用于电机控制应用上,而且具有 1500 V 阻断电压的双极型功率晶体管已经应用于电视机的偏转电路上。双极型功率晶体管的主要局限性在于它是一个电流控制型的器件。尽管在最大限度提高其电流增益方面做了许多努力,但是在典型通态电流密度下的电流增益仅为 10 左右,这在双极型功率晶体管的驱动上便产生了一个大问题。控制电路必须由分立元件组成,从而使其笨重、昂贵又难以制造。由于这个原因,在 20 世纪 90 年代双极型功率晶体管已由绝缘门极双极型晶体管(IGBT)所代替。

门极可关断型晶闸管(GTO)的开发是很多系统的额定功率扩展到兆瓦级的关键。GTO 在牵引传动(市内电车及电力机车)上获得了广泛的应用。该器件现在已经发展到阻断电压 8000 V、关断电流 1000 A 的水平。与功率晶体管的情况一样,GTO 也是一种电流控制型器件。为了能够关断阳极电流需要一个很大的门极电流,当使阻断电压达到最优化时,发现 GTO 的电流增益不到 5。另外,为了使器件在关断时不致损坏,需要有一个很大的吸收电路。由于需要较大功率的吸收电路和控制电路,从而使系统的成本增加。

20 世纪 70 年代,日本发明了被称做静电感应晶体管(SIT)和静电感应晶闸管(SITH)的电力电子器件。美国在这些器件方面也做了研究,他们称之为垂直结场效应晶体管(VFET)和场控二极管及场控晶闸管(ECD,FCT)[5]。虽然这些器件具有一些较有吸引力的特性,像较好的辐射容限和很高的截止频率,但是它们在变频传动领域却没有发现更多的商业前景。这里有两个主要原因,首先是这些器件一般高温下的阻断特性较差,二是为了实现快速关断需要一个很大的门极驱动电流(大约等于阳极电流)。

现代电力半导体技术是吸收了金属氧化物半导体技术(MOS)而发展起来的。金属氧化物半导体技术起始于开发 CMOS 集成电路。它首先导致了 20 世纪 70 年代的功率 MOS 门控场效应晶体管(MOSFET)的出现。虽然这些器件最初被工业界以能够展示理想器件的特性而加以推荐,但是在工作电压超过 300 V 的中功率应用领域,其性能并不能令人满意,因此有人将它们归类于低电压高频率的应用领域。

20 世纪 80 年代推出的绝缘门极双极型晶体管(IGBT),其目的就是为中功率应用提供一个较为理想的器件,它综合了双极型功率晶体管和 MOS 门控场效应晶体管的优点。虽然 IGBT 已经在电机控制领域获得了广泛的应用,但是其特性还没有接近理想器件的水平,这就推动了对 MOS 门控晶闸管结构的研究。MOS 门控晶闸管最近已被引入到大功率应用领域。更进一步的理论分析表明,由碳化硅制造的功率器件能够具有接近理想器件的电气特性。从长远来看,这些器件有可能完全取代硅器件而作为功率电子器件使用。

本章的目的是从电机调速系统应用的角度对电力半导体器件做一综述,并着眼于 MOS 门控功率器件对系统效率的影响方面。在这个理论分析中,讨论的可供商业应用的开关有:功率场效应晶体管(MOSFET),绝缘门极双极型晶体管以及 MOS 门控晶闸管(MCT)。为了评估当前硅器件技术研究的影响,分析也包含了基区电阻可控晶闸管(BRT)和发射区开关晶闸管(EST)。本章还说明了具有改进的高频开关特性的功率整流管的发展情况,这种器件是开发工作在音频以上的系统所急需的,这在减少环境噪声特别是在商业应用领域是非常重要的。可以预料,将来以碳化硅为基础的开关和整流管将会明显提高调速传动系统的性能,为此,本章又讨论了以碳化硅器件代替硅器件而减少功率损耗的问题。

1.2. 基本变频调速系统

最通用的调速传动技术是基于脉宽调制(PWM)的逆变器[1,2],它首先把交流(AC)线路功率整流成直流(DC)电源。电动机可变频率的 AC 电源是通过使用 6 只开关和回馈整流管提供的。开关以图 1-2 所示的推挽极形式联接。供给电动机的功率是通过调节功率开关的导通和关断的时间宽度来调整的。变频输出电流可利用正弦参考波形,通过使用远高于电动机工作频率的开关频率加以合成。为了减少来自电动机的音频噪声,需要将晶体管的开关频率增加到听觉范围以上(约在 15 kHz 以上)。

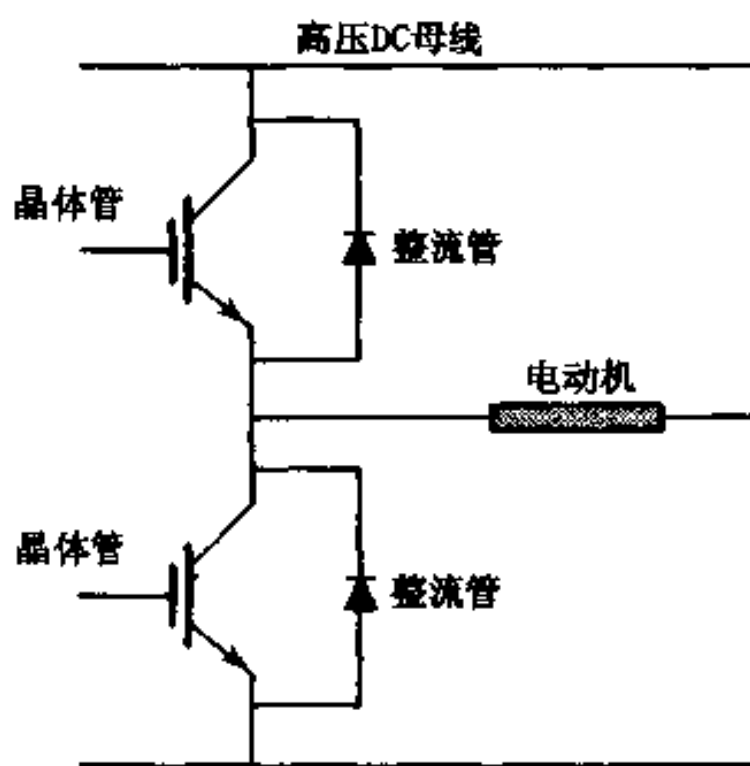


图 1-2 用于 PWM 电动机驱动的推挽极结构

图 1-3 给出了一组在一个开关周期内的典型电流和电压波形。为了简化功率损失分析,这些波形被直线化了。假定电机电流初始流过推挽极电路下部的回馈整流管。在 t_1 时刻,上部的晶体管以一个可控电流上升率的模式开通。在 t_1 时刻到 t_2 时刻的时间间隔中,电机电流从整流管转移到晶体管。遗憾的是,在这些电路中所使用的 PiN 型整流管不能立即从正向导通状态恢复到反向阻断状态。相反,在整流管恢复到能承受反向电压之前,有一个很大的峰值为 I_{PR} 的反向电流流过整流管。这个反向恢复电流流过晶体管。值得指出的是,在这个时间间隔里流过晶体管的电流是电机电流 I_M 和二极管反向恢复电流之和。而且,在这个时间间隔中,由于整流管还不能承受电压,整个 DC 母线电压全部由晶体管来承担。当功率开关转换成导通状态时,在开关内将产生很大的开关损耗,这被称为晶体管开通功率损耗。而且,由于晶体管同时承受一个很大的电流 I_{PT} 和很高的电压 V_s ,将使晶体管承受很大的应力。如果这个应力超过其安全工作区的极限,晶体管将永久损坏。在 t_2 时刻,整流管开始承受反向电压,并且在 t_2 到 t_3 期间整流管的反向电流减少到零。在此期间,晶体管电流下降到电机电流,由于二极管同时承受一个很高的电压和一个很大的反向电流,因此二极管内将产生很大的功耗。

另一个重要的开关期间是从 t_4 时刻到 t_6 时刻。在此期间,晶体管被关断,电机电流转换到整流管中。在这个期间的第一阶段,即 t_4 时刻到 t_5 时刻,加在晶体管两端的电压上升到

DC 母线电压,此时流过晶体管的电流基本上保持等于电机电流,这是因为存在一个较大的电机绕组电感。在第二阶段,即 t_5 时刻到 t_6 时刻,晶体管的电流减小到零,此时它承受的是 DC 母线电压。由于在这两个阶段中晶体管都承受较大的电流和电压,因此,在晶体管关断期间有一个很大的功率损失。

由于市场上的双极型晶体管和第一代 IGBT 的关断时间相对较长,因此人们很重视减少开关器件在其关断过程中的功率损耗。已经发现,能够减少开关器件关断时间的方法经常伴随着其在导通状态下压降的增加,这样也就增加了开关器件在 t_2 时刻到 t_4 时刻间的通态功率损耗。通常按照计算通态和关断过程中的功率损耗之和来比较功率开关器件。它是频率的函数[3]由下式给出:

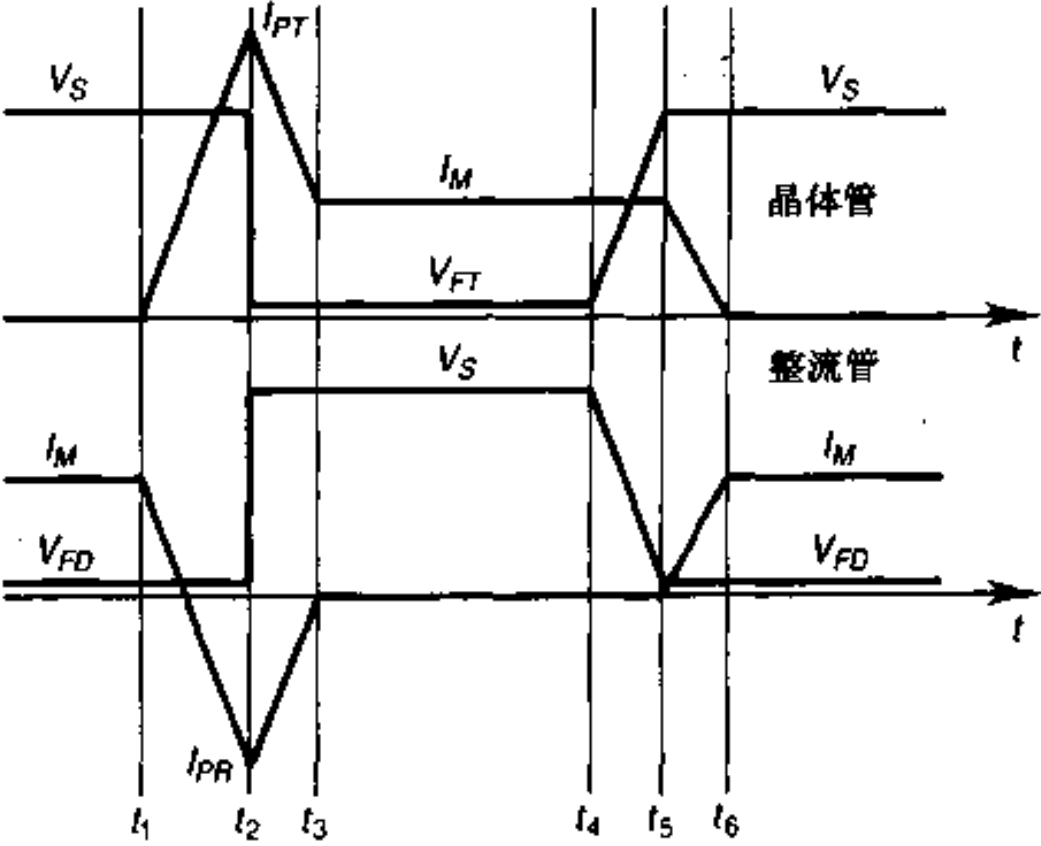


图 1-3 在开关器件和整流管上的电流和电压波形(折线化的)
 V_S ——直流电源电压; V_{FT} ——晶体管的通态压降;
 V_{FD} ——整流管的通态压降;
 I_M ——电动机电流(晶体管和整流管的通态电流);
 I_{PR} ——整流管的反向恢复电流峰值;
 I_{PT} ——晶体管的开通电流峰值

$$P_L = \delta I_F V_F + t_F I_F V_S f \tag{1.1}$$

这里, δ 为占空比; I_F 是通态电流; V_S 是 DC 母线电压; t_F 是开关的关断时间; f 是开关频率。图 1-4 给出了本章所讨论的开关器件的计算结果。这些计算是在下列条件下完成的,电机电

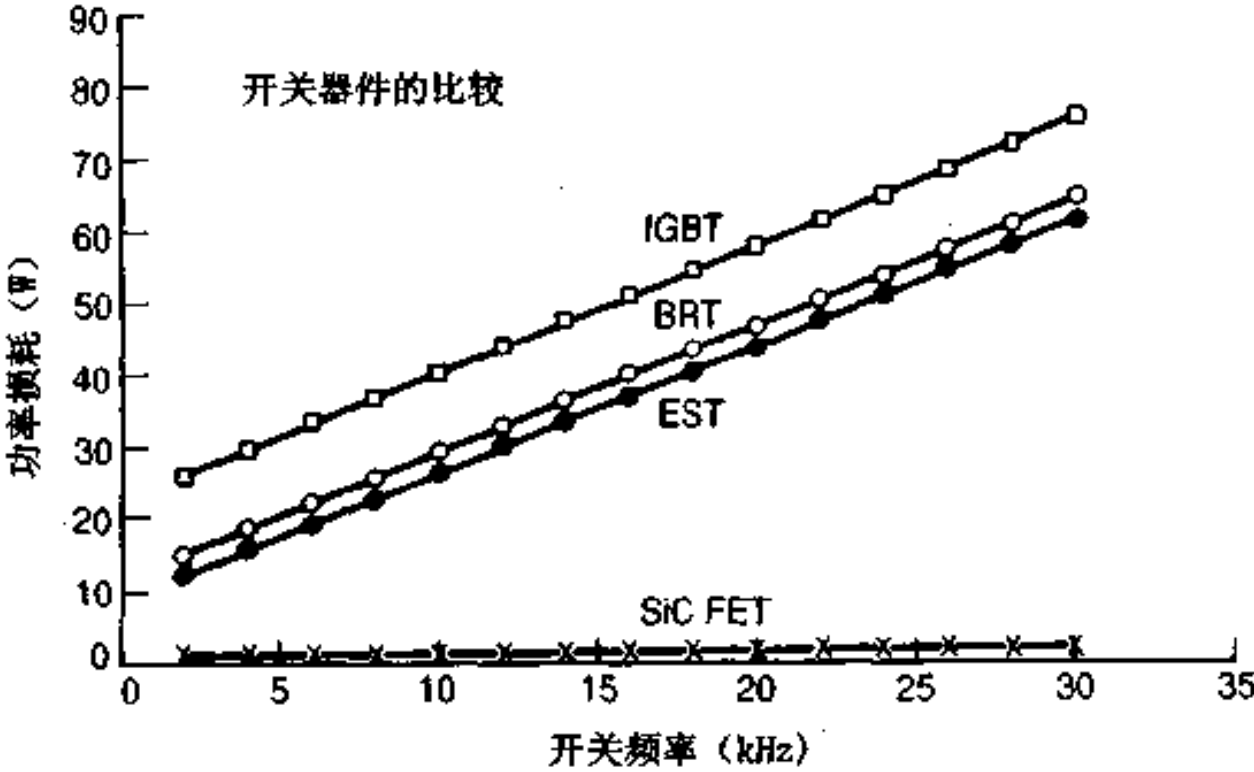


图 1-4 功率开关的功耗比较,只考虑通态和阻断损耗
 (假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

流为 15 A, DC 母线电压为 400 V, 占空比为 50%。计算所用器件的特性列在表 1-1 中。遗憾的是, 这个比较方法对电机传动电路中的功率损失估计很不足, 这是因为它没有计入开关器件的开通损耗和整流管中的损耗。因此, 在做功率损耗分析时必须考虑图 1-3 所示的整个开关周期中晶体管 and 整流管的全波形。用本章提供的方法计算出来的功率损耗, 说明整流管反向恢复特性对功率损耗有重大的影响。在计算以前, 先讨论各种开关和整流器件的基本结构和电气特性。由于在市场上最成功的功率器件都是具有高输入阻抗的 MOS 门控型功率器件, 因此, 本综述主要是指具有 MOS 门控型结构的功率半导体器件, 而不包括双极型晶体管器件在内。

表 1-1 功率损失计算用功率开关的特性*

器 件	正 向 压 降	电 流 密 度	关 断 时 间
IGBT	3.0 V	100 A/cm ²	0.3 μs
BRT/MCT	1.1 V	100 A/cm ²	0.3 μs
EST	1.5 V	100 A/cm ²	0.3 μs
SiC FET			
情况 1	0.1 V	100 A/cm ²	0.01 μs
情况 2	0.1 V	100 A/cm ²	0.05 μs

* 假定所有器件的击穿电压为 600 V。

1.3. 功率场效应管

功率 MOSFET 的发展基于 CMOS 逻辑电路的制造技术[4]。金属氧化物半导体结构在其门极和半导体之间有一个固有的绝缘层, 以便获得稳态条件下的高输入阻抗。图 1-5(a) 和(b)给出了功率 MOSFET 的结构。像单个的双极型功率器件一样, 采用竖式结构, 在晶片的两面上设置高电流电极(源极和漏极)以获得高的电流通过能力, 这样就避免了源极和漏极金属采用指裂结构引起的问题。另外, 门极为高熔点材料(一般为多晶硅), 因而可允许在制造这种器件时使用双扩散技术以形成图中所示的 DMOS 结构。这种亚微米通道长度的器件, 可通过调节 P-基区和 N+源区的相对扩散深度来加工, 而不需要昂贵的高分辨率的光刻工具。

竖式结构的 DMOS 器件在 P-基/源结上能承受很高的电压。最大的阻断电压是由该结或连接边缘出现的雪崩击穿决定的。为获得较高的阻断电压, 可以增加漂移区的长度和电阻率。当门极加上正向偏压时, 在 P-基区的表面形成一个反向层, 在源极区和漂移区间形成一个沟道, 电流将通过这个沟道流动。通态电流只利用多数载流子导通(n 沟道为电子)。与以前的双极型晶体管相比, 这种特性使得 MOSFET 具有非常快的开关特性。

功率 MOSFET 的额定电流由器件内部电阻消耗功率产生的热量来决定。在 MOSFET 的结构中有很多电阻成分[5]。其中, 最主要的是沟道电阻(R_{ch}); P-基扩散区电阻, 称为 JFET 电阻(R_J); 漂移区电阻(R_D)。为了减少通态电阻, 在最近 5 年中已经试验了具有槽形门极结构的功率 MOSFET[见图 1-5(b)]。在这种结构中, JFET 电阻被去掉了。而且, 槽形

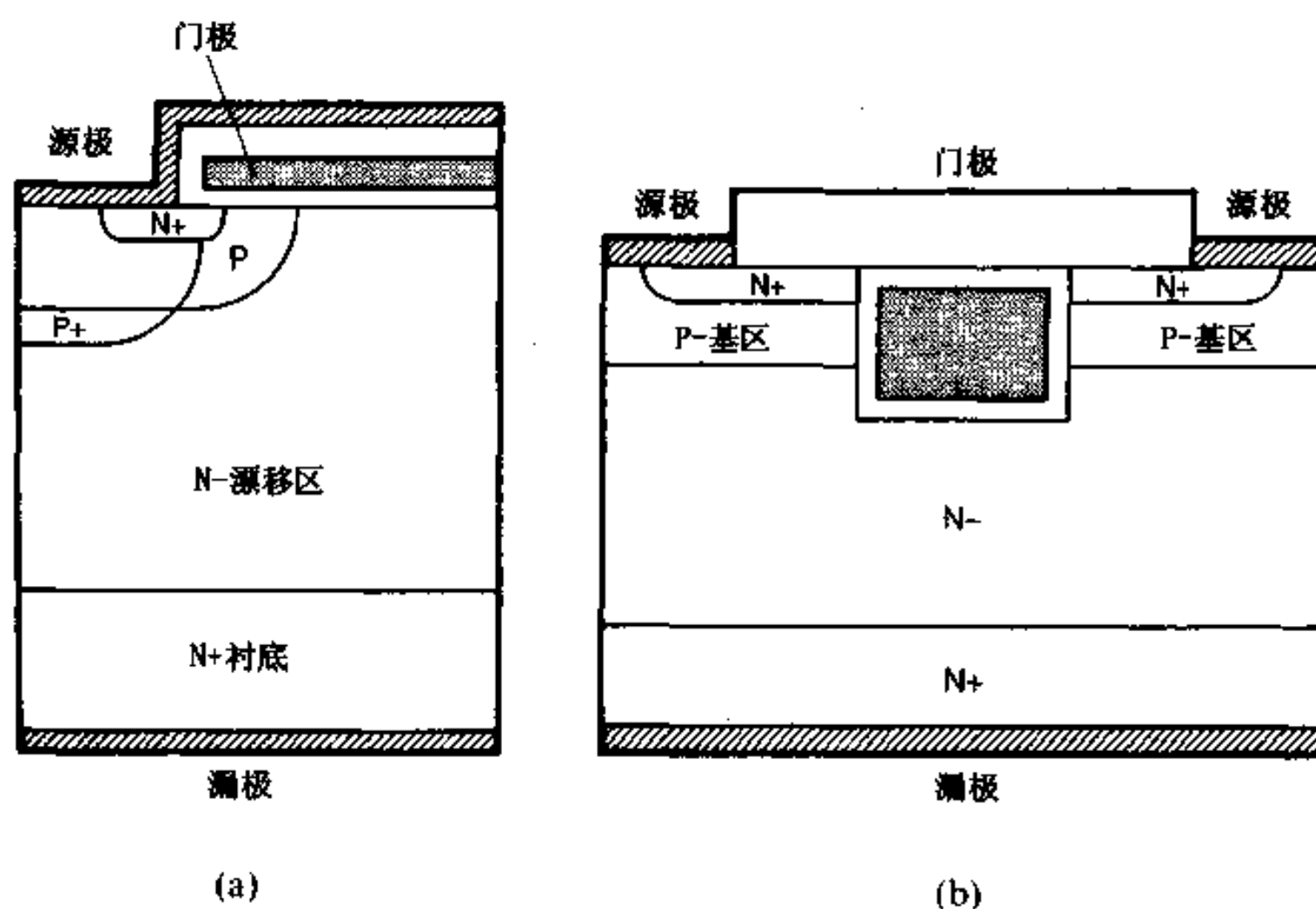


图 1-5

- (a) 由 DMOS 技术制造的功率 MOSFET 结构
(b) 由 UMos 技术制造的功率 MOSFET 结构

门极结构技术允许以 5 倍的比例增加 MOS 沟道浓度来使通态电阻减小。这对于具有低阻断电压能力($<100\text{ V}$)的功率 MOSFET 特别重要。在高电压的功率 MOSFET 的情况下,漂移区的电阻对于 DMOS 结构和 UMos 结构而言都是主要的电阻,随着阻断电压的升高其阻值迅速增大。由通态电流和通态电阻乘积决定的硅功率 MOSFET 的通态压降,对于本章所讨论的调速传动系统来说已变成为不能接受的了。因此,尽管功率 MOSFET 有很多吸引人的特性,但对于高电压的调速传动应用来说,它却是一种不适用的器件。这点从本章后面给出的功率损耗计算中得到验证。

1.4. 绝缘门极双极型晶体管

20 世纪 80 年代,为了给高电压应用环境提供一种高输入阻抗的器件,有人提出了绝缘门极双极型晶体管[6]。在 IGBT 中,用一个 MOS 门极区来控制宽基区的高电压双极型晶体管的电流传输,这就产生了一种具有功率 MOSFET 的高输入阻抗与双极型器件的优越通态特性相结合的非常诱人的器件。事实上,IGBT 的通态特性比高电压的晶体管的还好,接近晶闸管的通态特性[5]。

图 1-6 中给出了 IGBT 结构的断面图及其等效电路。其结构除了由 P+衬底取代了 N+衬底之外,其他方面均与功率 MOSFET 相似。这种结构上的相似性使这种器件得以迅速商品化,因为 IGBT 的制造技术与功率 MOSFET 的制造技术差不多是相同的。但是,它的工作

物理过程正如其等效电路所示的那样则很不相同。该电路所示,在集电极和发射极之间存在一个寄生晶闸管。这个晶闸管的掣合将导致门极控制的失效和 IGBT 的损坏。在商品化的器件中,这种掣合作用可使用诸如在 N+ 发射极下增加 P+ 区以减小电阻 R_p 这样的技术来加以扼制。这些方法的目标是阻止 NPN 晶体管的激活,以便使 IGBT 能够像一个由集成的 MOSFET 驱动的宽基区 PNP 晶体管那样工作。

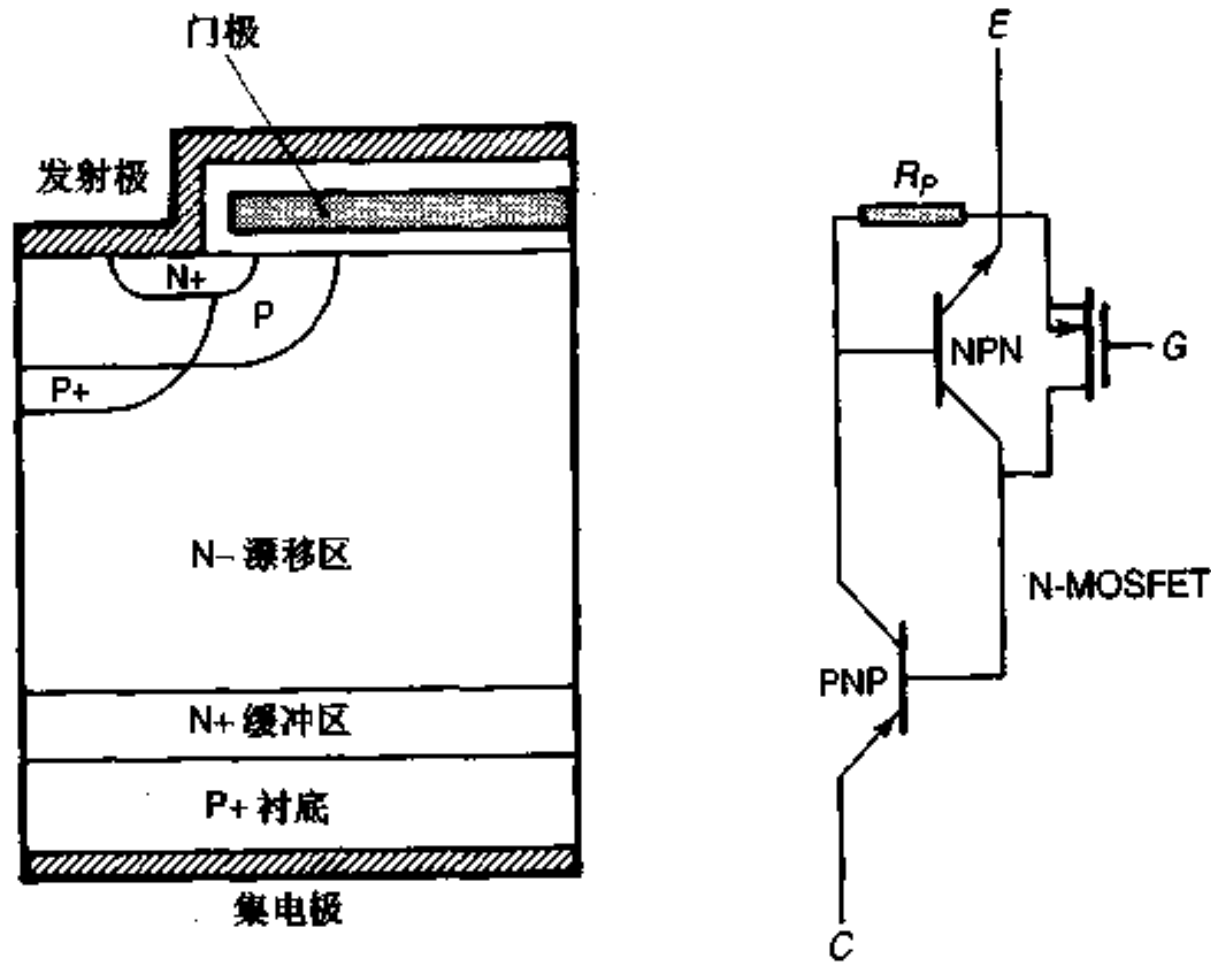


图 1-6 不对称绝缘门极型晶体管结构断面图及其等效电路

在 IGBT 结构中,正向阻断能力和反向阻断能力是固定的。因为这个电压,在正向时能被 P- 基区/N- 漂移区结反向偏置承受,在反向时能被 P+ 衬底/N- 漂移区结承受[5]。但是,商品化器件只具有正向的阻断能力,因为制造时在 N 漂移区和 P+ 衬底之间插入了一个 N+ 缓冲层,如图 1-6 所示。这种结构属于穿通(PT)结构,因为在正向阻断期间耗尽层完全扩展到了 N- 漂移层并穿透到 N+ 缓冲层。这种缓冲层结构为 DC 电路应用提供了良好的通态特性和安全工作区特性。一些制造商已经开发了如图 1-7 所示的使用非穿通结构的器件,但这种器件是为 DC 应用设计的。如果将下面的结加以适当限制,这种结构便能承受较高的反向电压[6]。将来,由 AC 电路应用所要求的具有对称阻断电压结构的器件一定能够得到供应。

IGBT 是通过施加一个正向门极偏置在 P- 基

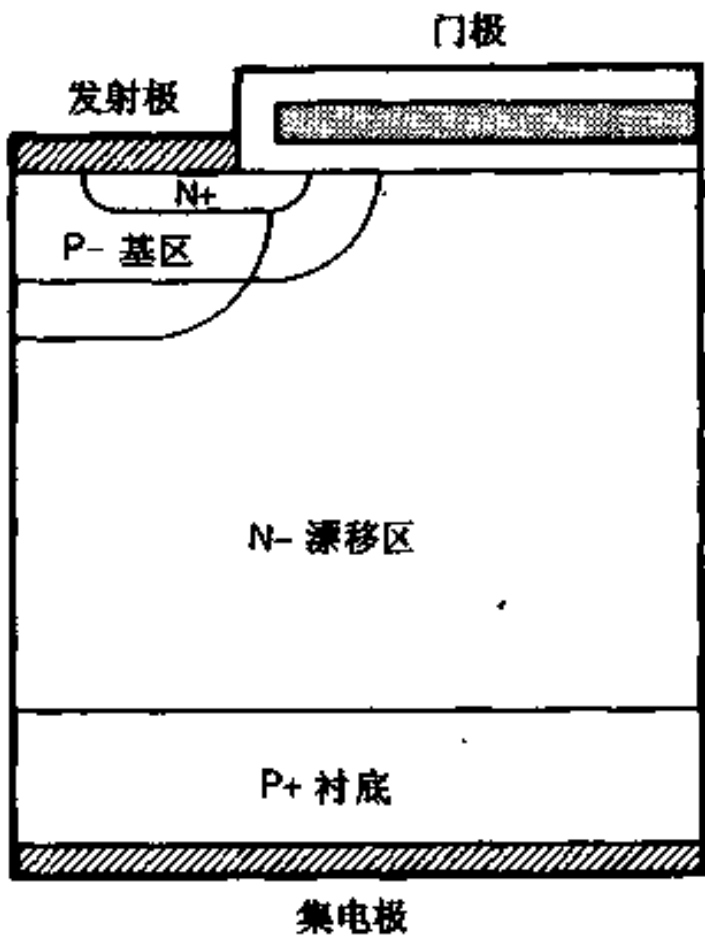


图 1-7 对称绝缘门极双极型晶体管结构断面图

区表面形成 n 沟道而实现导通的。在正向集电极电压下, 电流能够穿越正向偏置的 P+ 衬底/N- 漂移区结流动。正如图 1-6 所示, IGBT 的等效电路是由一个以达林顿形式连接的 MOSFET 驱动的宽基区 PNP 晶体管组成的。这就使 IGBT 在电流流通时具有很低的导通压降, 同时也保留了功率 MOSFET 门控电流的饱和特性。因为 IGBT 中的电流传输是由高浓度的少数载流子注入到 N- 漂移区而引发的, 因此, 其开关特性是由这些载流子在关断期间的迁移速率决定的。对于低频率的应用, 例如离线工作的仪器控制, 制成具有相对较长少子寿命 ($10\ \mu\text{s}$) 的器件是可以接受的。但是, 对于调速系统来说, 则希望其关断时间小于 $0.5\ \mu\text{s}$, 因此有必要利用电子照射来减少少子寿命[7]。可惜, 在所有双极型功率晶体管器件中, 凡具有较短关断时间的器件都有一个较大的通态压降。对于很多器件结构来说, 利用少子寿命控制来改变开关速度, 能够得到一个通态压降与关断时间关系的综合曲线。图 1-8 给出了具有对称结构 IGBT 和具有非对称结构 IGBT 的综合曲线的比较图。由图可以看出, 具有非对称结构 IGBT 的综合曲线对于 600 V 阻断电压来说是占优的。而对于非对称结构, 通过仔细调整漂移区少子寿命和缓冲层的掺杂, 可使 IGBT 结构优化并已生产出具有 $0.3\ \mu\text{s}$ 关断时间和 3 V 导通压降的商品化器件。目前, 可提供具有数百安培额定电流和 1500 V 阻断电压的商品化器件。可以预计, 通过增加管芯尺寸和阻断电压定额, IGBT 的额定值还会增大。

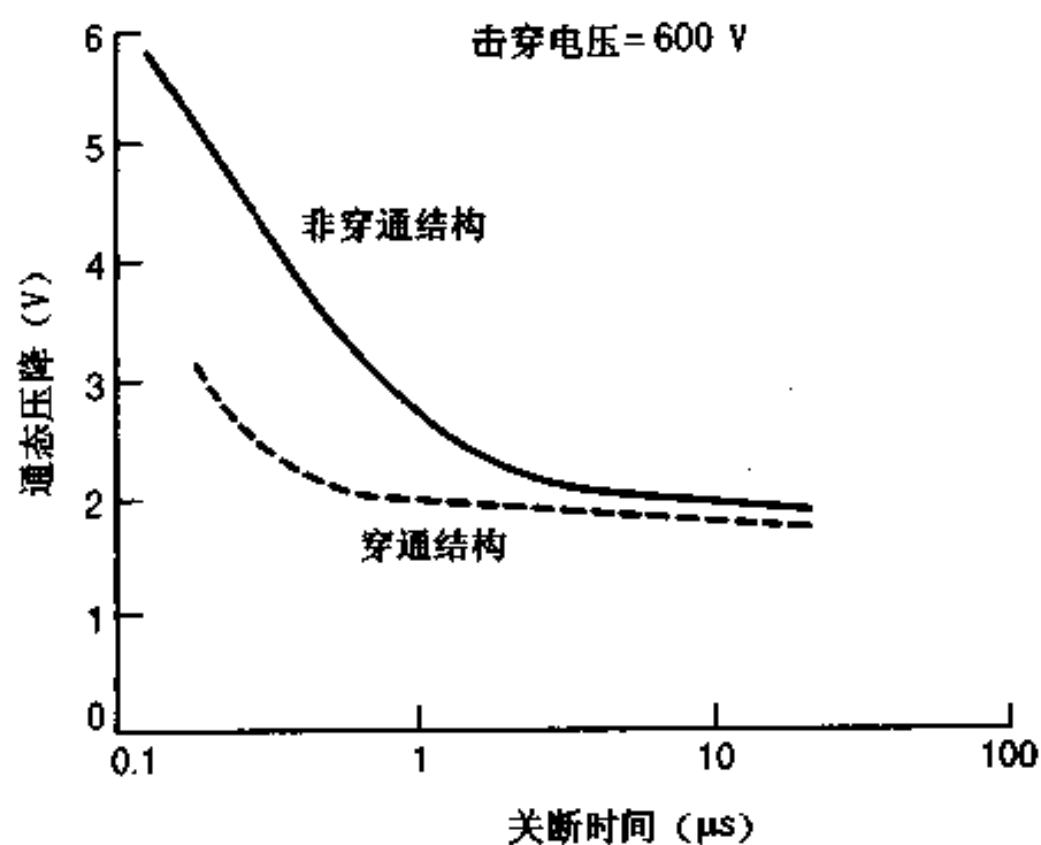


图 1-8 对称和不对称 IGBT 结构的通态压降与关断时间关系的对比曲线

高性能的 IGBT 已经成为调速系统中的可选器件之一。图 1-9 给出了带 PiN 整流管的 IGBT 工作在占空比为 50% 时的功率损耗计算结果。器件的电气特性由表 1-1 和表 1-2 给出。可以看出, 随着工作频率的增加功率损耗迅速增大, 这表明开关损耗比通态损耗更重要。分析 IGBT 在各个工作期间的功率损耗是很有意义的。图 1-10 给出了 IGBT 在通态、关断、开通等阶段的功率损耗以及 IGBT 的总功率损耗。应当指出, 虽然在工作频率低于 5 kHz 时 IGBT 中的通态功率损耗是主要的, 但当工作频率较高时开关功率损耗则变为主要的。更重要的一点是, 开通功率损耗显然是比关断功率损耗还大。这是因为, 在 IGBT 开通期间它需要通过一个很大的 PiN 整流管的反向恢复电流(见图 1-3)。从这些图中可以得出结论: 通过

改善功率整流管的反向恢复特性可以减少功率损耗。因此,为了得到高性能的变频调速系统,功率整流管的技术进步是非常重要的。

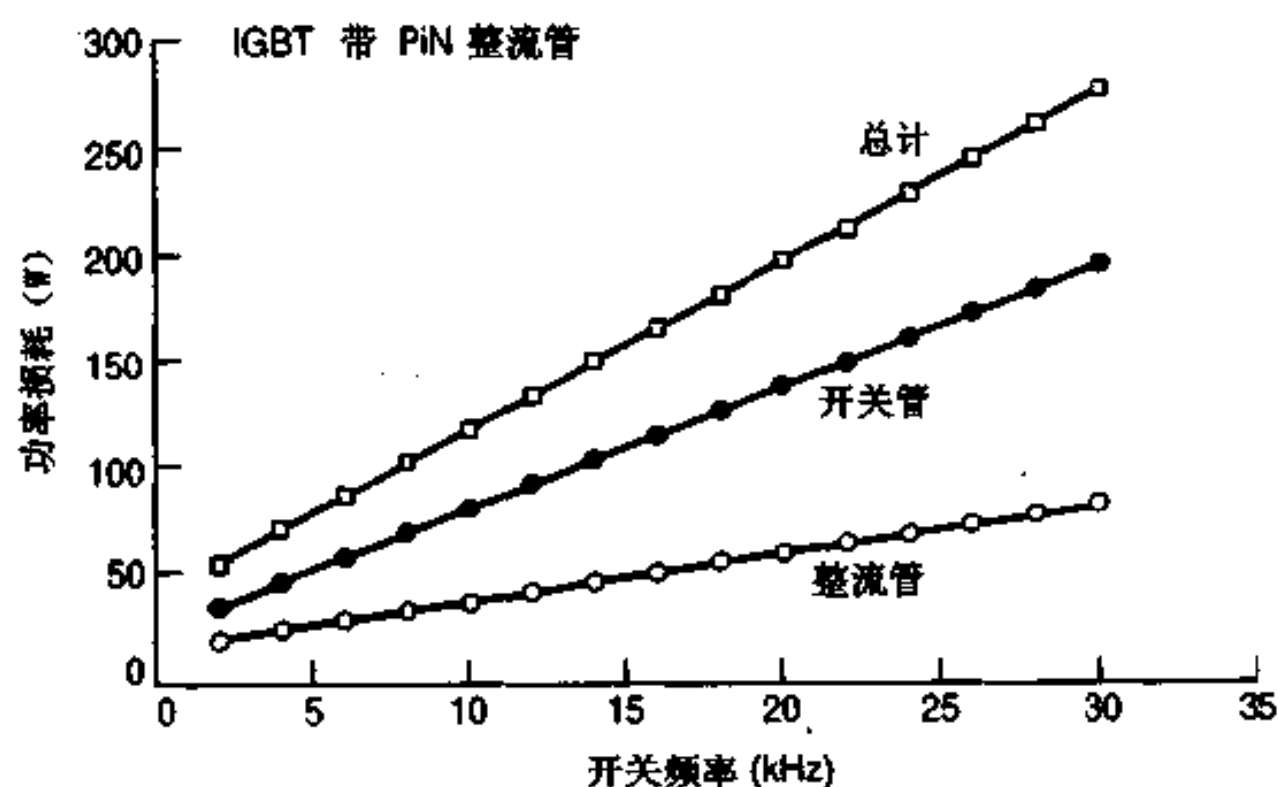


图 1-9 用 IGBT 和 PiN 整流管驱动的功耗
(假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

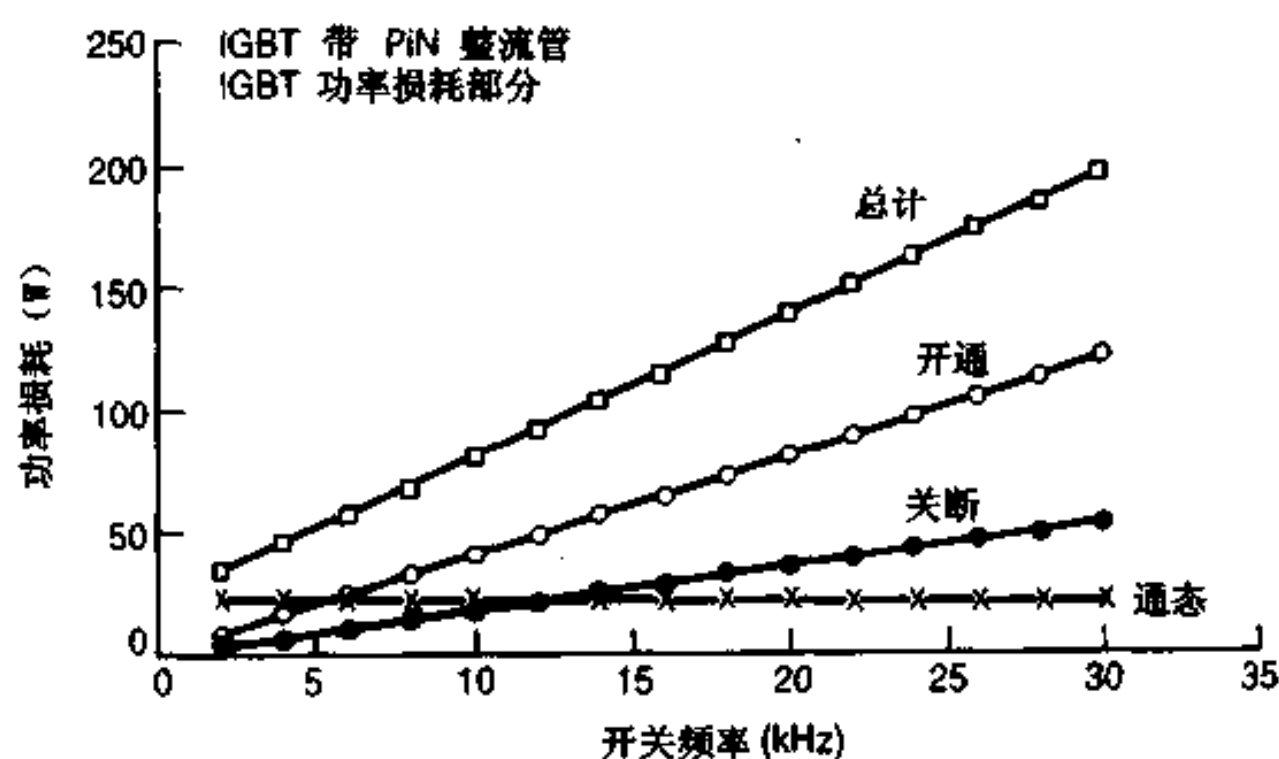


图 1-10 用 IGBT 和 PiN 整流管驱动时 IGBT 功耗的比较
(假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

1.5. 功率整流管

随着高性能功率开关的出现,比如 IGBT,开发具有良好高频率开关特性的功率整流管显得更为重要。除了具有高反向阻断能力之外,功率整流管的重要特性有:(1)低通态压降;(2)短反向阻断恢复时间;(3)小反向恢复电流峰值;(4)软反向恢复特性。其最后一项要求的原因是,如果反向恢复 di/dt 过大,必然会引起很高的电压尖峰。

表 1-2

功率损失计算用功率整流管的特性

器 件	正 向 压 降	电 流 密 度	反 向 恢 复 时 间	恢 复 电 流 峰 值
PiN	2.0 V	100 A/cm ²	0.5 μ s	45 A
MPS/SSD	1.0 V	100 A/cm ²	0.25 μ s	10 A
SiC				
情况 1	1.0 V	100 A/cm ²	0.01 μ s	0 A
情况 2	1.0 V	100 A/cm ²	0.05 μ s	0 A

* 假定所有器件的击穿电压为 600 V。

为了达到上述目标,已经提出和研究了很多种高电压功率整流管结构[8~13]。其中的三种是:点接触肖特基(MPS)整流管,自调整 P 发射极效率二极管(SPEED)和静电屏蔽二极管(SSD)。图 1-11 给出了它们和 PiN 整流管的结构,以便进行比较。在所有的这些结构中,目的是通过减少整流管上部 P+/N- 结的注入效率来降低在导通状态下 N- 漂移区内所

高电压整流管结构

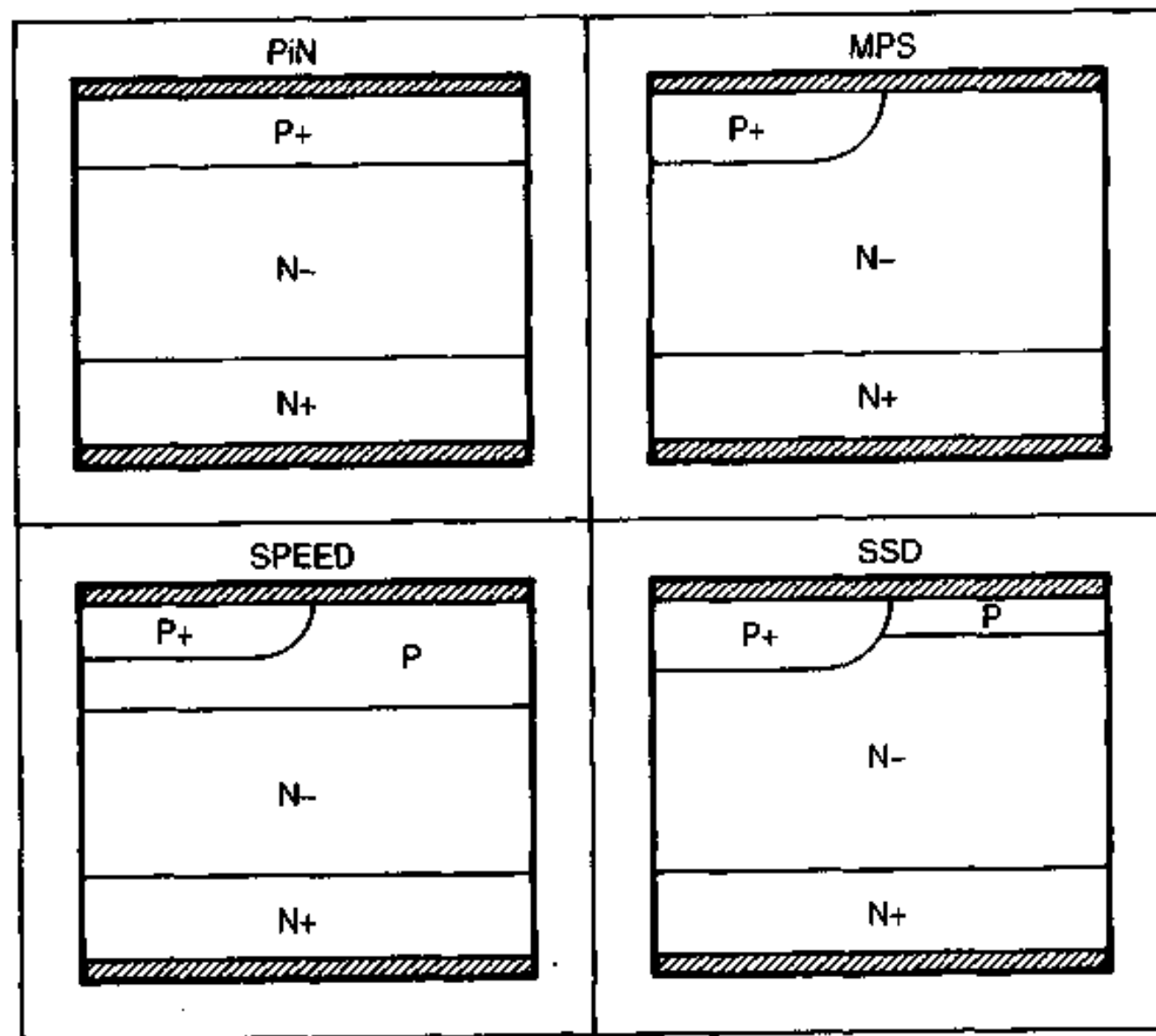


图 1-11 功率整流管的结构

存贮的电荷量。希望存贮电荷减少,是因为这样可以使反向恢复时间缩短、反向恢复电流峰值减小。现已发现,虽然它可以通过简单地减少 P+ 区的掺杂浓度来实现,但是这将使得导通状态下的压降变得很大。这种情况在 MPS 和 SSD 结构中不会发生,因为尽管所存贮的电荷虽可减少近 8 倍,但仍可在这种结构中使用高度掺杂的 P+ 区。上述所有整流管结构之间

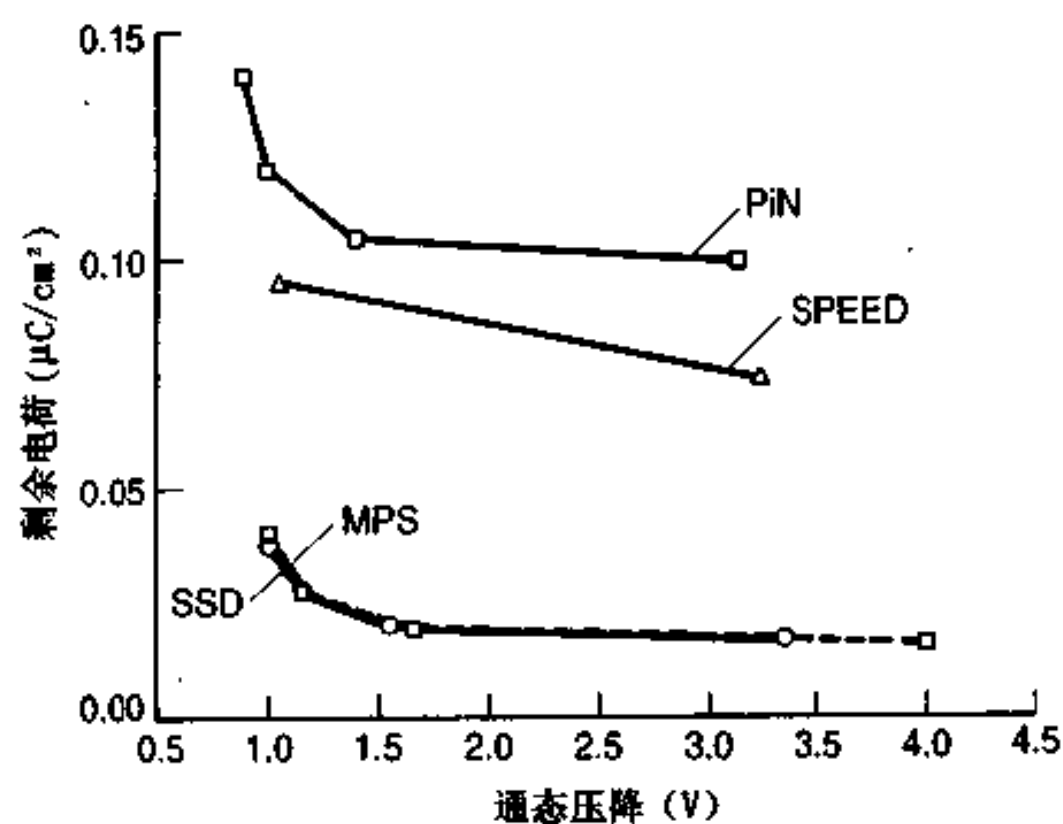


图 1-12 不同功率整流管结构的通态压降和剩余电荷的对比曲线

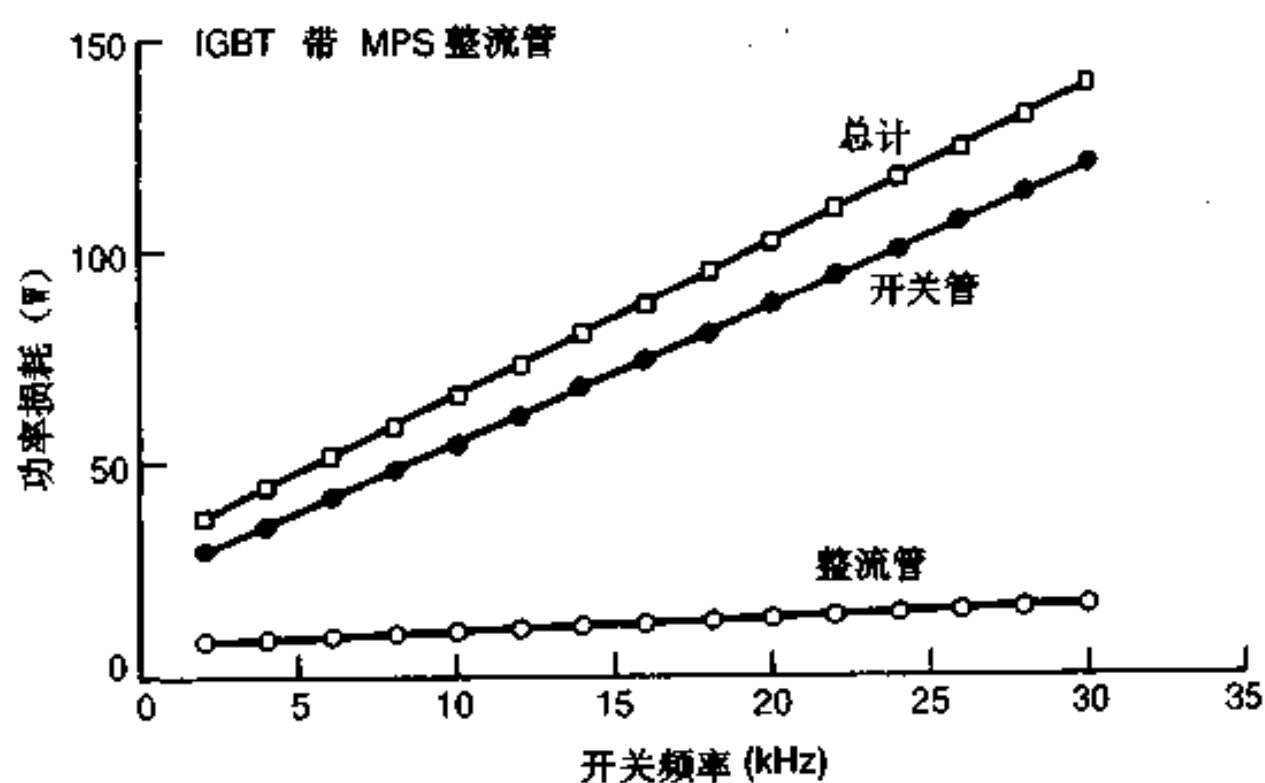


图 1-13 用 IGBT 和 MPS 整流管驱动的损耗
(假定直流母线电压为 400 V, 电动机电流为 15 A)

电气特性的详细比较均是在漂移区参数相同的情况下进行的[14]。图 1-12 给出了导通状态下的压降和存贮电荷(反向恢复特性的量度)之间的综合曲线。可以看出, MPS 和 SSD 两种结构可提供既减少存贮电荷又不大幅度增加通态压降的最好办法。利用这些结构, 可以获得具有 1 V 通态压降和只有 PiN 整流管反向恢复时间的一半及 PiN 整流管反向恢复电流峰值的三分之一的整流管。

图 1-13 中给出了用 MPS 整流管代替 PiN 整流管的效果, 提供了传动中的总功率损耗、IGBT 的功率损耗和功率整流管的功率损耗。与图 1-9 相比, 用 MPS 整流管代替 PiN 整流管后的总功率损耗减少了近两倍。其原因是, 不仅整流管的功率损耗较小, 而且 IGBT 的功率

损耗也较小。这一点从图 1-14 中也可明显看出,图 1-14 提供的是 IGBT 的功率损耗。通过与在 IGBT 和 PiN 整流管工作时获得的功率损耗(见图 1-10)相比,IGBT 开通损耗的减少是很明显的,它决定着 IGBT 特性的改善。这些图显示了整流管特性对于系统的性能起着重要的作用。

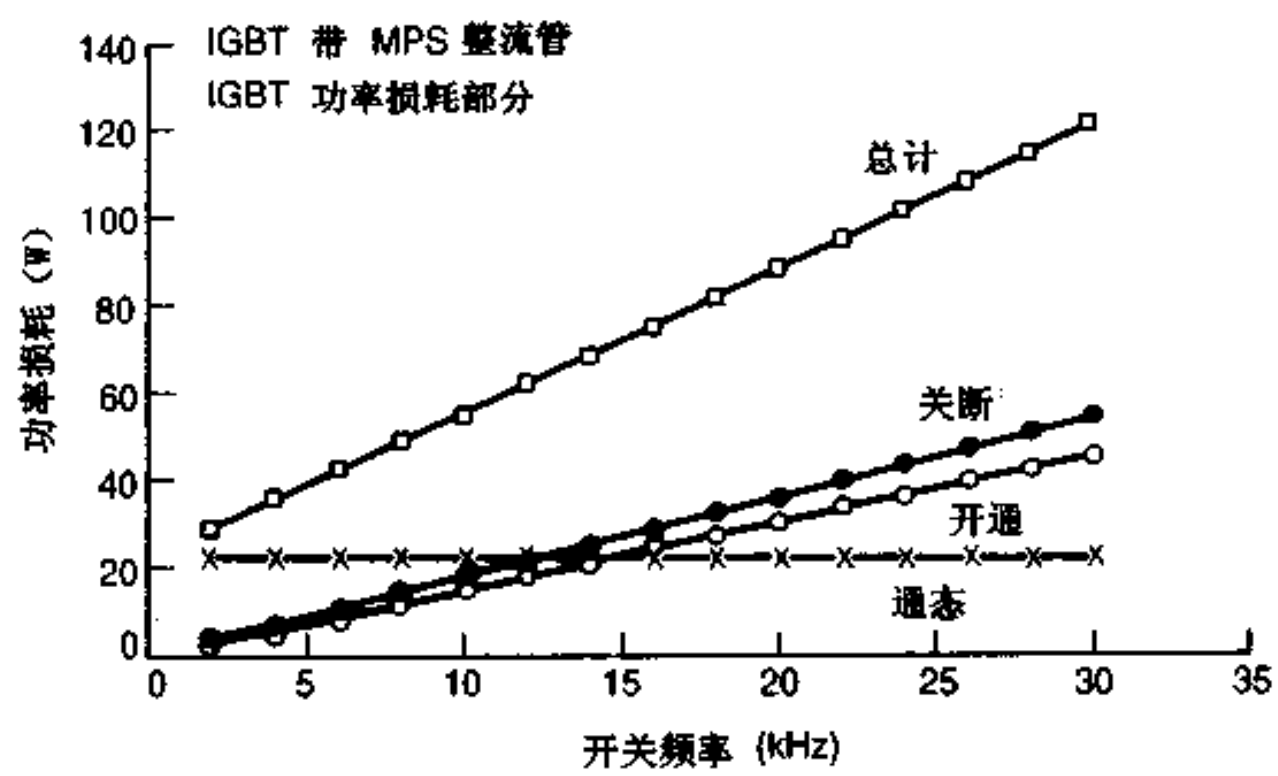


图 1-14 用 IGBT 和 MPS 整流管驱动时 IGBT 功耗比较
(假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

1.6. MOS 门控晶闸管

虽然在高阻断电压下,IGBT 的通态压降比功率 MOSFET 的小,但其通态压降随着开关速度的增加而增大[7]。众所周知,与双极型晶体管相比,功率晶闸管有优越的通态特性。因此,开发 MOS 门控晶闸管结构有着重要的意义。1979 年人们首次展示了一个 MOS 门控开通的竖式晶闸管结构[15],而且现在仍被所有 MOS 门控晶闸管结构所采用。使用 MOS 门控结构来关断晶闸管是非常困难的,原因是晶闸管内部存在正反馈作用。有一些很有希望的方法已经提出并通过实验展示了这个能力。在这些方法中,最有前途的是 MCT、BRT 和 EST

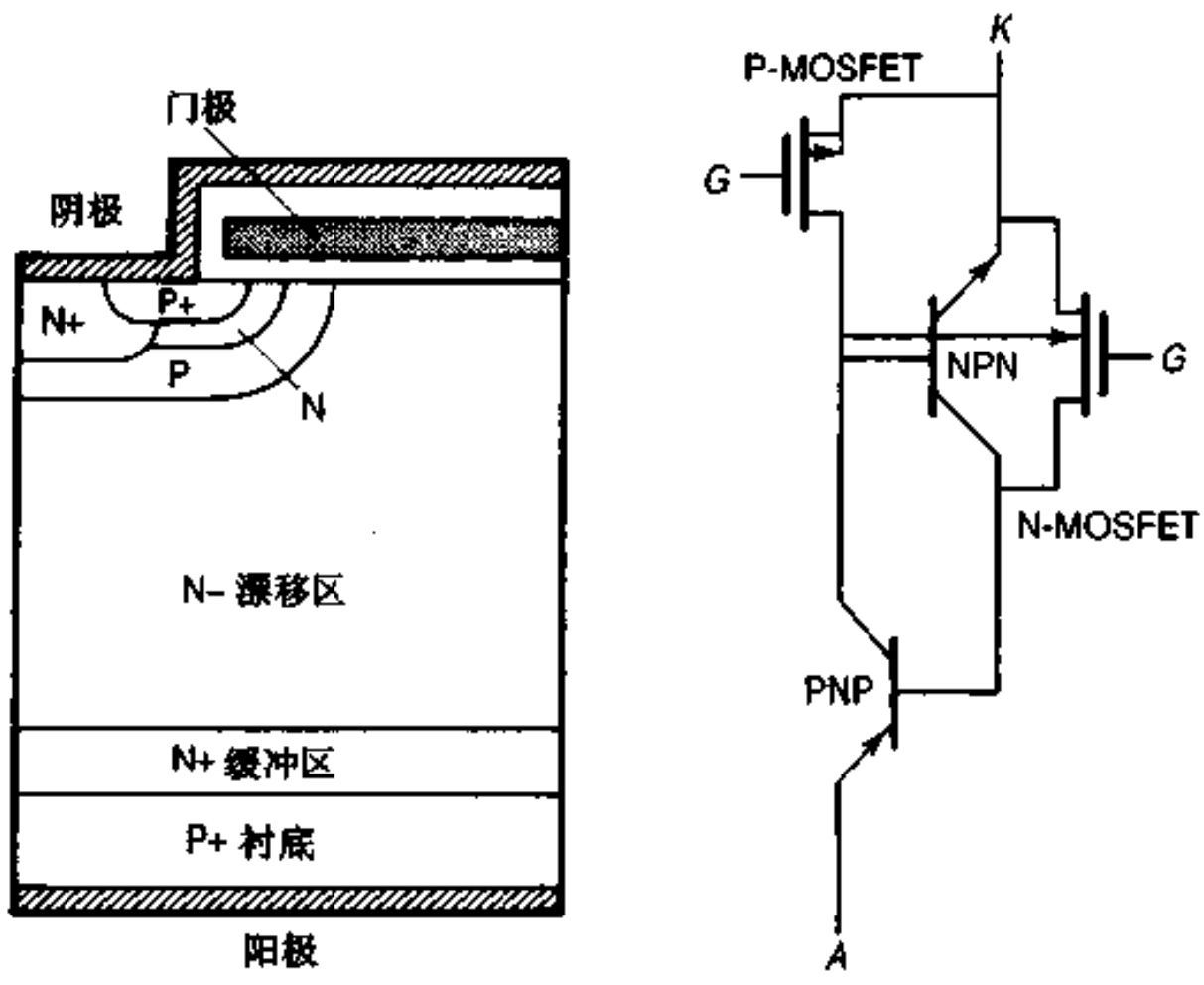


图 1-15 MOS 门控晶闸管断面图及其等效电路

结构。

图 1-15 给出了 MOS 门控晶闸管(MCT)结构及其等效电路[16~18]。承担通态电流的晶闸管是由一对耦合的 N+PN- 和 PN-N+P+ 晶体管形成的。MCT 能利用跨于 NPN 晶体管上的 n 沟道 MOSFET 导通[15],且具有很好的通态压降(约 1.1 V)。在导通状态下没有观察到电流饱和现象,也就是说,这种器件不呈现任何正向偏置的安全工作区(FBSOA)。这对于依靠器件本身来提供短路保护的驱动电路(像普通使用的 IGBT 那样)来说有可能是一个问题。但是,通过触发集成在 P-基区内的 p 沟道 MOSFET 来短路 N+ 发射极/P-基区结以切断晶闸管的正反馈作用。已经证明,能够制造出阻断电压为 3000 V 并具有很好的通态压降的器件。虽然小型实验用器件表明其最大可控电流密度是非常大的,但是对于大容量的多元功率器件,其电流密度在 200 A/cm² 范围内[19]。另外,也发现器件必须带吸收电路一起工作,原因是其反向偏置安全工作区是有限的[17]。这种 MCT 结构的缺点之一,是其三次扩散结要比 IGBT 的双扩散结的结构复杂得多,因此,其制造非常困难。尽管如此,具有 75 A 和 600 V 正向阻断能力的 MCT 最近已有商品化的器件可供选用。

谈到制造问题,曾提出了两种基于 DMOS 的制造技术的 MOS 门控晶闸管结构[20~21]。在图 1-16 所示的基区电阻可控晶闸管(BRT)结构中,用于关断的 MOSFET 是利用与制造 IGBT 一样的方法在靠近 P-基区形成的。在导通状态下,电流是通过由 N+PN- 和 PN-N+P+ 晶体管形成的竖式结构的晶闸管流通的。经过横向 p 沟道 MOSFET 将转移流进 P-基区的空穴导入阴极,从而阻止了晶闸管的正反馈作用。虽然在小器件中能够关断较高的电流密度,但是这种器件像 MCT 一样,也存在没有任何显著 FBSOA 的缺点。

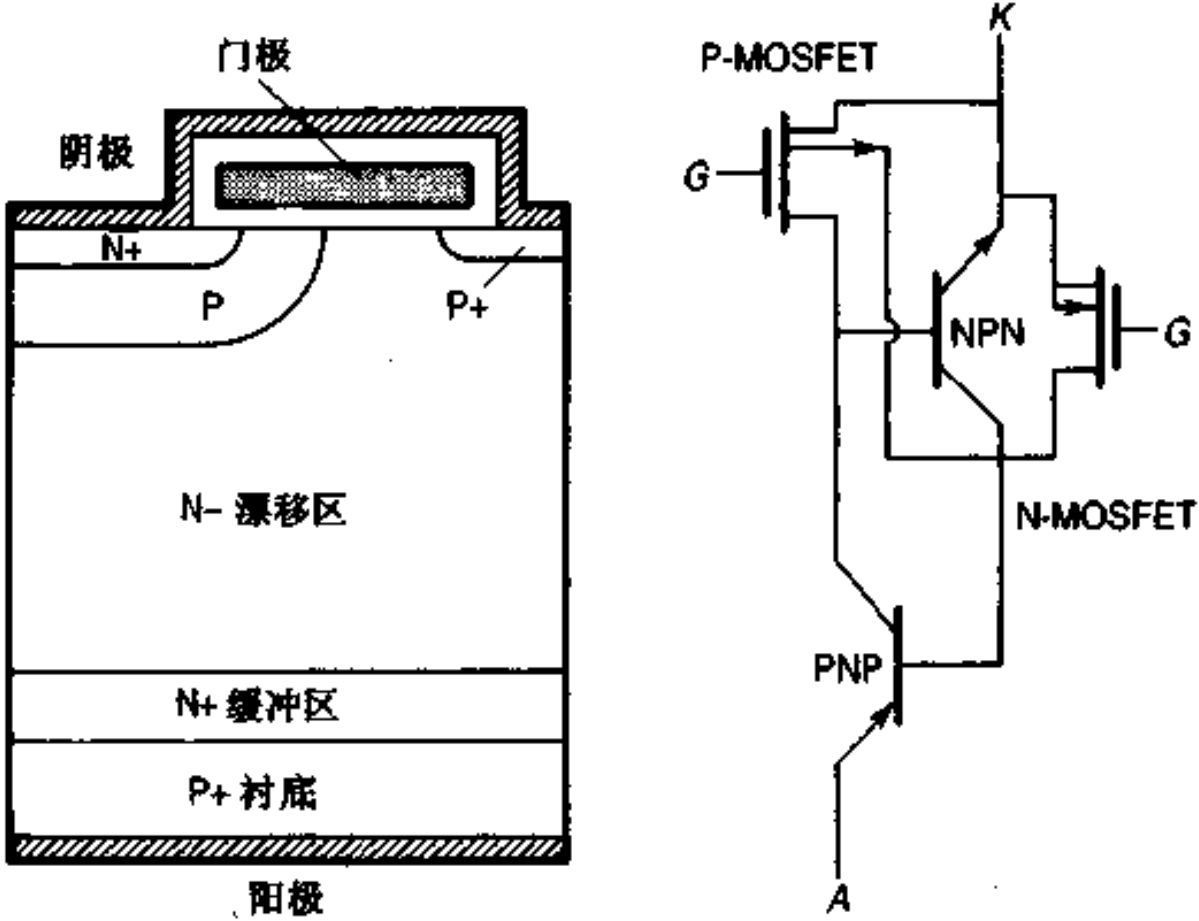


图 1-16 基区电阻可控晶闸管(BRT)结构断面图及其等效电路

与 IGBT 相比,对于相同的关断时间,MCT 和 BRT 具有更低的通态压降(见表 1-1)。当这种器件与 PiN 整流管或 MPS 整流管一起使用时,图 1-17 和图 1-18 给出了使用这种器件对降低电机驱动电路功率损耗的效果。与 IGBT 相比,虽然在较低工作频率时由于通态压降

的降低会取得总功率损耗减少的效果,但在较高工作频率时效果则比较小。这表明在电气传动中从减少功率损耗的观点来看,功率开关的选择不如功率整流管的选择那样重要。

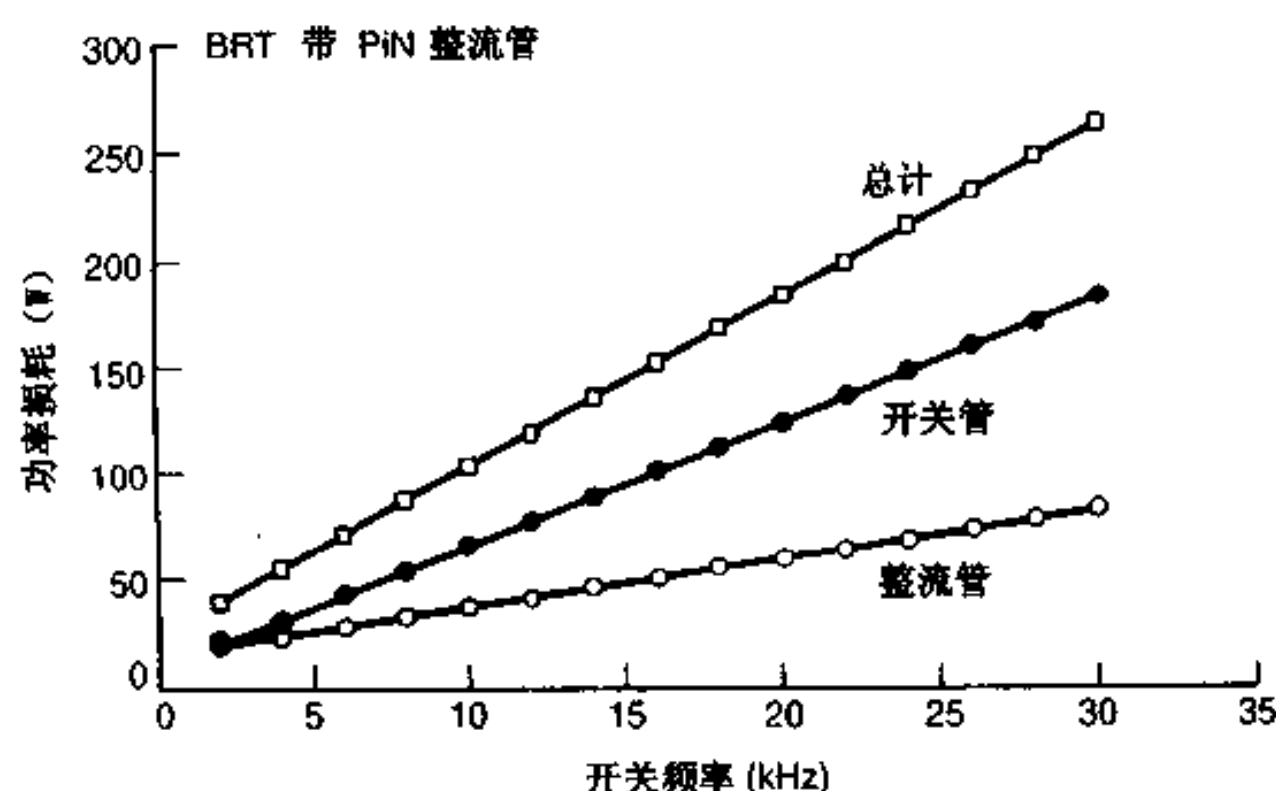


图 1-17 用 BRT(或 MCT)和 PiN 整流管驱动的功耗
(假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

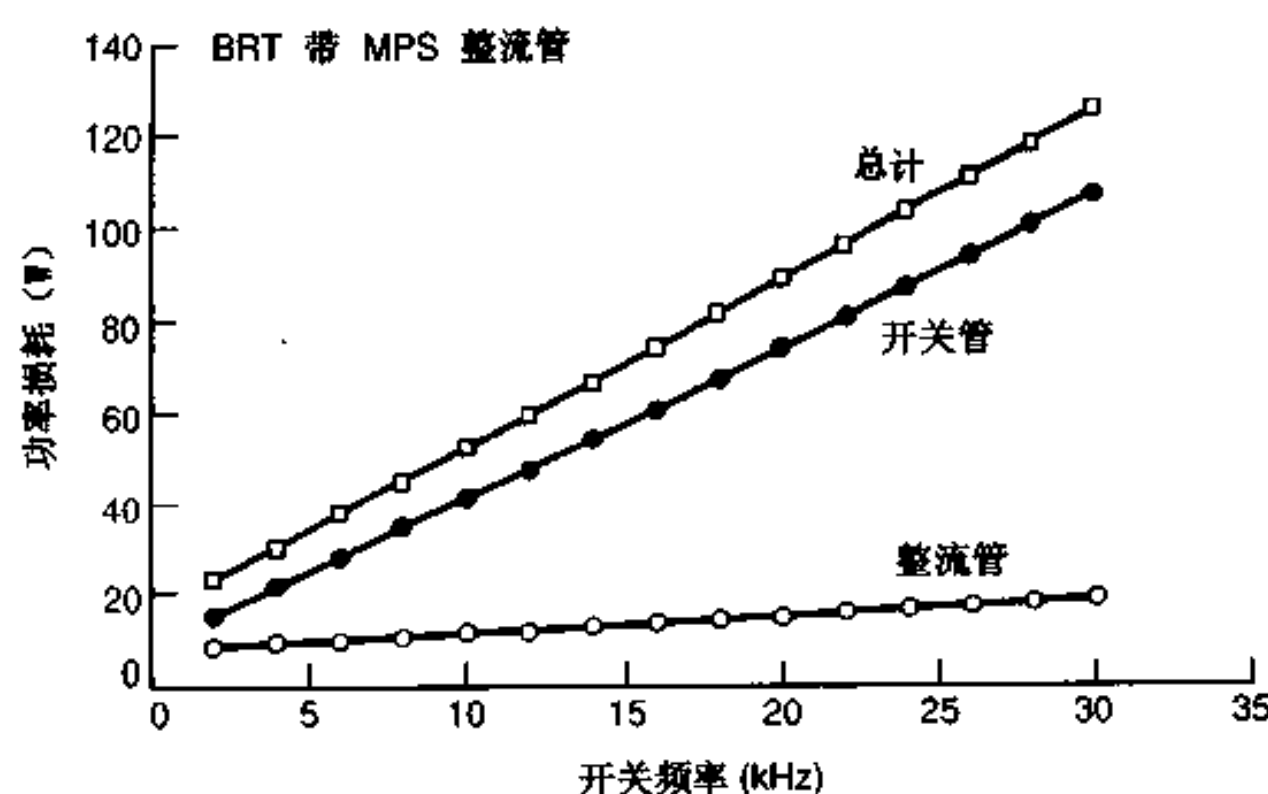


图 1-18 用 BRT(或 MCT)和 MPS 整流管驱动的功耗
(假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

图 1-19 给出了发射极开关晶闸管及其等效电路。就像它的名字所暗示的那样,在 EST 中,MOS 门控是通过强迫晶闸管电流流过一个 MOSFET 沟道来实现的。在 EST 结构中,MOSFET 是集成在晶闸管的 P-基区里的。这不仅能使 MOS 门控具有关断能力,而且首次在一个以晶闸管为基础的结构中允许电流饱和[22]。EST 的 FBSOA 已经显示出它与 IGBT 的 FBSOA 是可比的[23]。但是,由于 MOSFET 的压降叠加在晶闸管的压降上,如等效电路所示 MOSFET 和晶闸管是串联的,这种器件的正向压降略高于 MCT 和 BRT。对表 1-1 中所给出的关断时间为 $0.3 \mu\text{s}$ 的 EST 来说,典型的通态压降大约是 1.5 V 左右。

根据与 IGBT 一样的母线电压和负载的条件,计算 EST 与 PiN 整流管或 MPS 整流管一起工作时的电动机驱动电路中的功率损耗。为了能与 IGBT 和 BRT(MCT)的情况相比较,其结果画在了图 1-20 和图 1-21 中。在各种情况下,虽然功率损耗比 BRT(MCT)的功率损耗大一些,但是这种差别在较高工作频率时则变得很小。因此,可以得出结论,选择 EST 要比 BRT 或 MCT 更好一些,因为它有良好的 FBSOA。

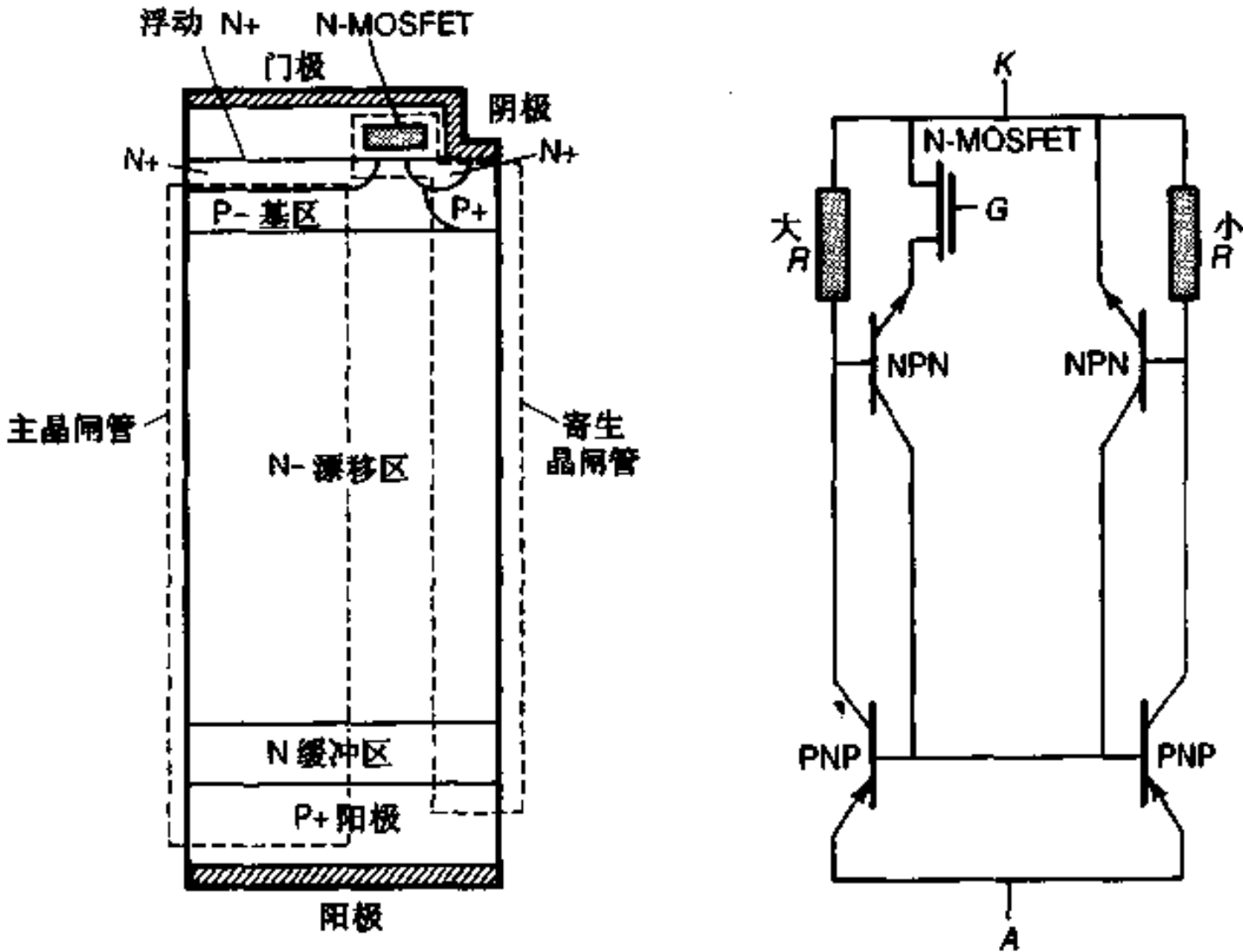


图 1-19 发射极开关晶闸管(EST)结构断面图及其等效电路

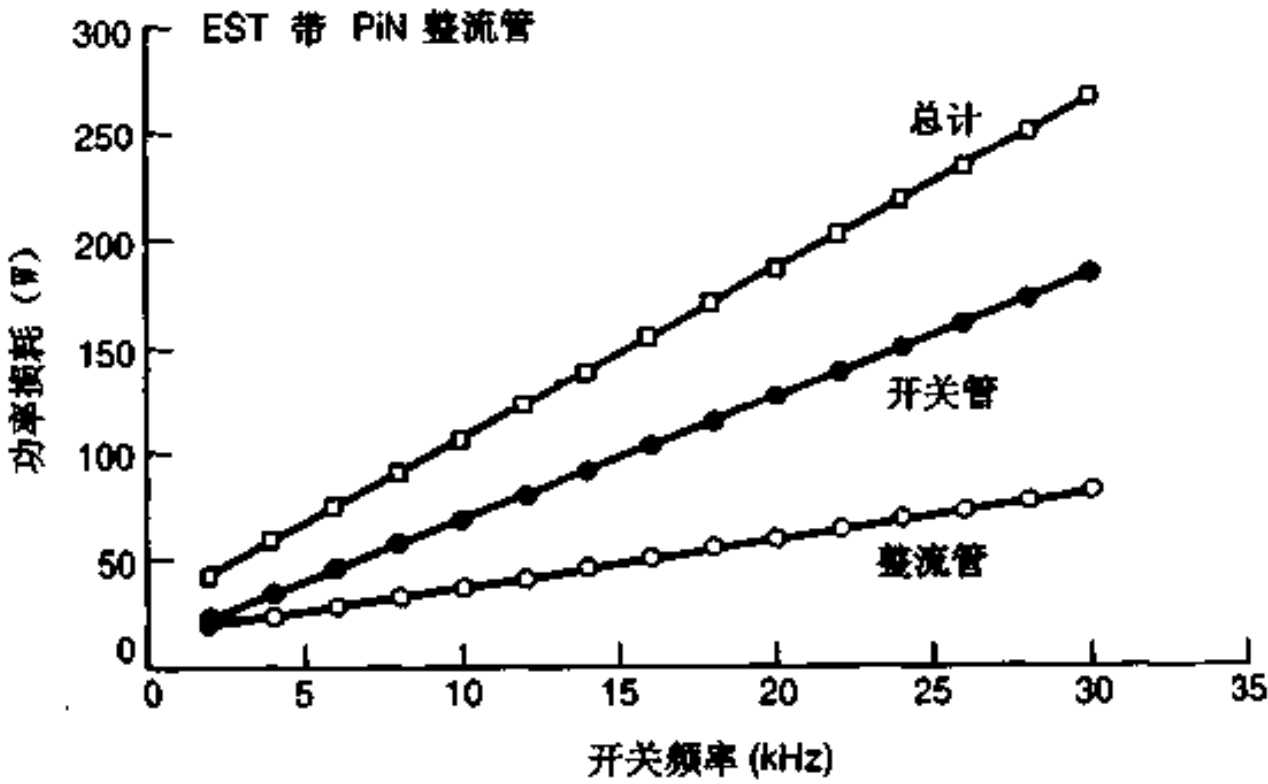


图 1-20 用 EST 和 PiN 整流管驱动的功耗
(假定直流母线电压为 400 V,电动机电流为 15 A)

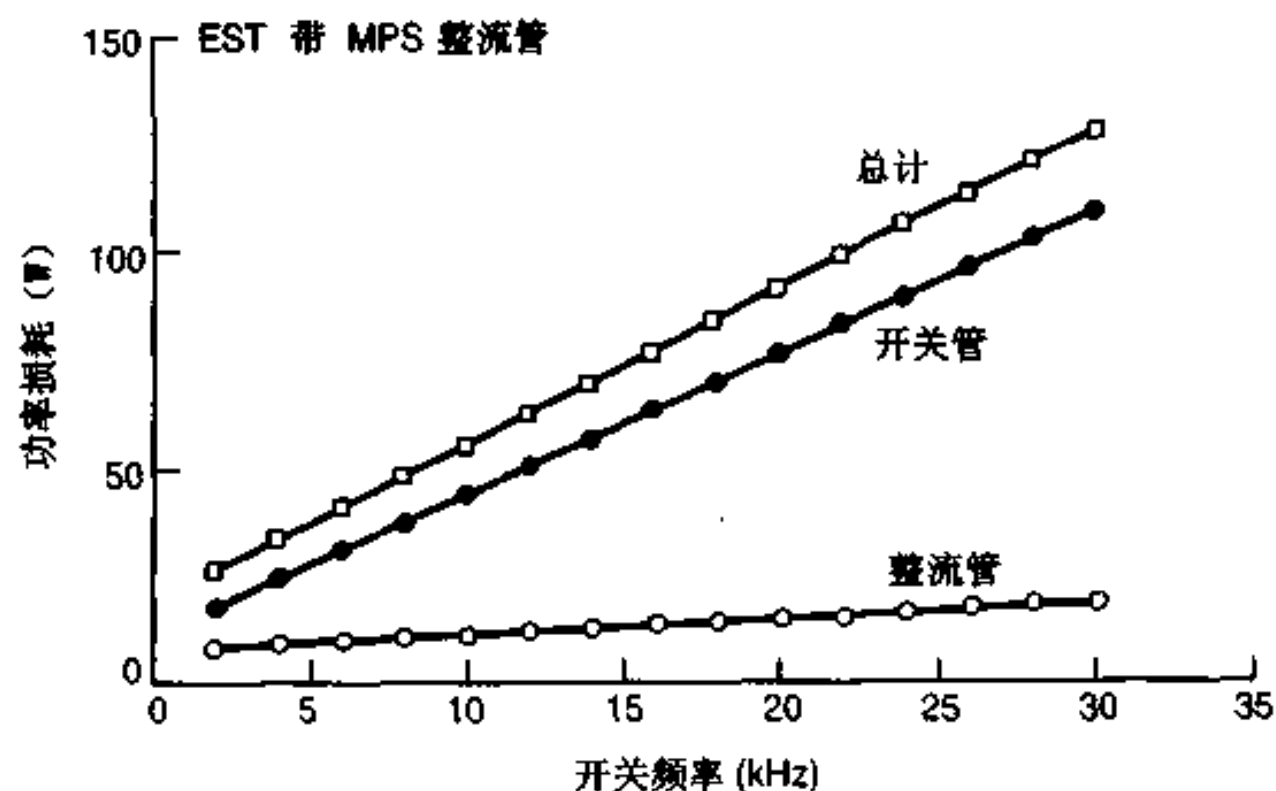


图 1-21 用 EST 和 MPS 整流管驱动的功耗
(假定直流母线电压为 400 V、电动机电流为 15 A)

1.7. 新型半导体材料

从上述的讨论中可以推断,传动系统中功率损耗的进一步降低只有通过减少功率开关和功率整流管的开关时间以及减少功率整流管的反向恢复电流峰值来达到。最近的理论分析[24~25]表明,极高性能的 FET 和肖特基整流管可以通过采用砷化镓、碳化硅或半导体性的金刚石代替硅来获得。在这些材料中,最有前途的是碳化硅,因为它的技术比金刚石更成熟,而且碳化硅器件的性能有望比砷化镓器件高一个数量级。碳化硅非常高的击穿电场强度可使漂移区的电阻减少 200 倍。漂移区电阻比较低,即使很高电压的 FET 的通态压降也要比表 1-1 中给出的单极型或双极型硅器件的通态压降低得多。这些开关可以预期在小于 10 ns 内关断,且有极好的 FBSOA。分析还指出,具有

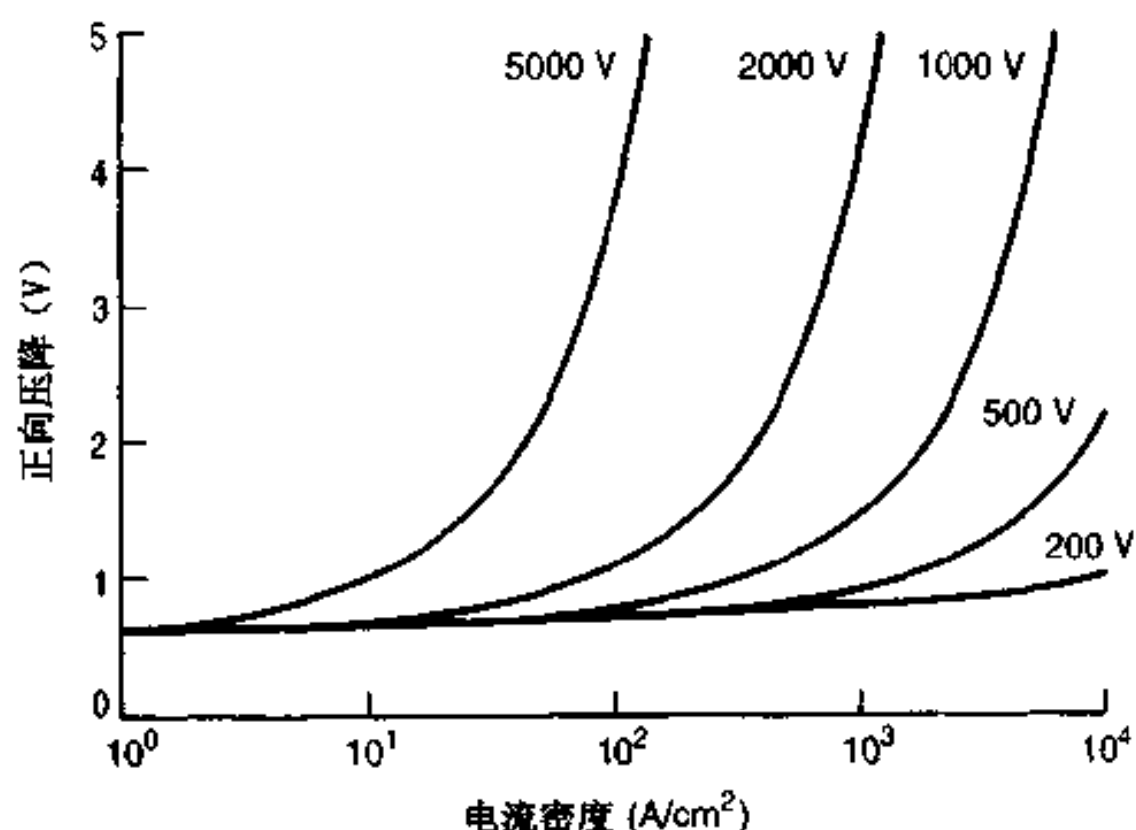


图 1-22 碳化硅肖特基势垒整流管的计算通态特性

接近 1 V 通态压降的肖特基势垒整流管也许将会没有反向恢复瞬变过程。图 1-22 给出了具有不同反向阻断能力的肖特基势垒整流管的通态特性曲线。从这些曲线可以得出结论:具有

接近 1 V 通态压降的 SiC 肖特基势垒整流管将有可能具有 2000 V 的反向阻断能力。最近, 这些理论推断已为具有 400 V 击穿电压的肖特基势垒整流管的研制成功所证实[26]。

碳化硅的低漂移区通态比电阻也有希望制造出具有非常低的通态压降的功率 FET。图 1-23 给出了三种主要的多型(3-C, 6-H 和 4-H)碳化硅的通态比电阻(器件 1 cm^2 面积的通态电阻)与硅的通态比电阻的比较结果。正像前面指出的那样, 所有三种多型 SiC 的通态比电阻预计均可有大约两个数量级的改善。值得指出的是, 尽管三种多型的极限击穿电场强度有所不同, 但是这三种情况下的通态比电阻却几乎是相同的, 其原因是电子迁移率上的差别可作为补偿因数。根据设计的漂移区通态比电阻, SiC FET 工作在通态电流密度为 100 A/cm^2 时, 计算通态压降仅有 10 mV。如果把竖式 FET 结构的附加电阻计算在内, 预计其通态压降也低于 0.1 V。因此, 在这一章的理论分析中, SiC FET 的功率损耗计算使用的通态压降为 0.1 V。最有吸引力的 SiC FET 结构, 是如图 1-5(b)所示的槽形门极器件。但是, 在 P-型 SiC 上用加热方法生成氧化物方面, 还没有获得良好的界面质量。目前, 为了制造功率 MOSFET, 对具有良好界面特性的门极绝缘层的形成方法正在大力开发之中。

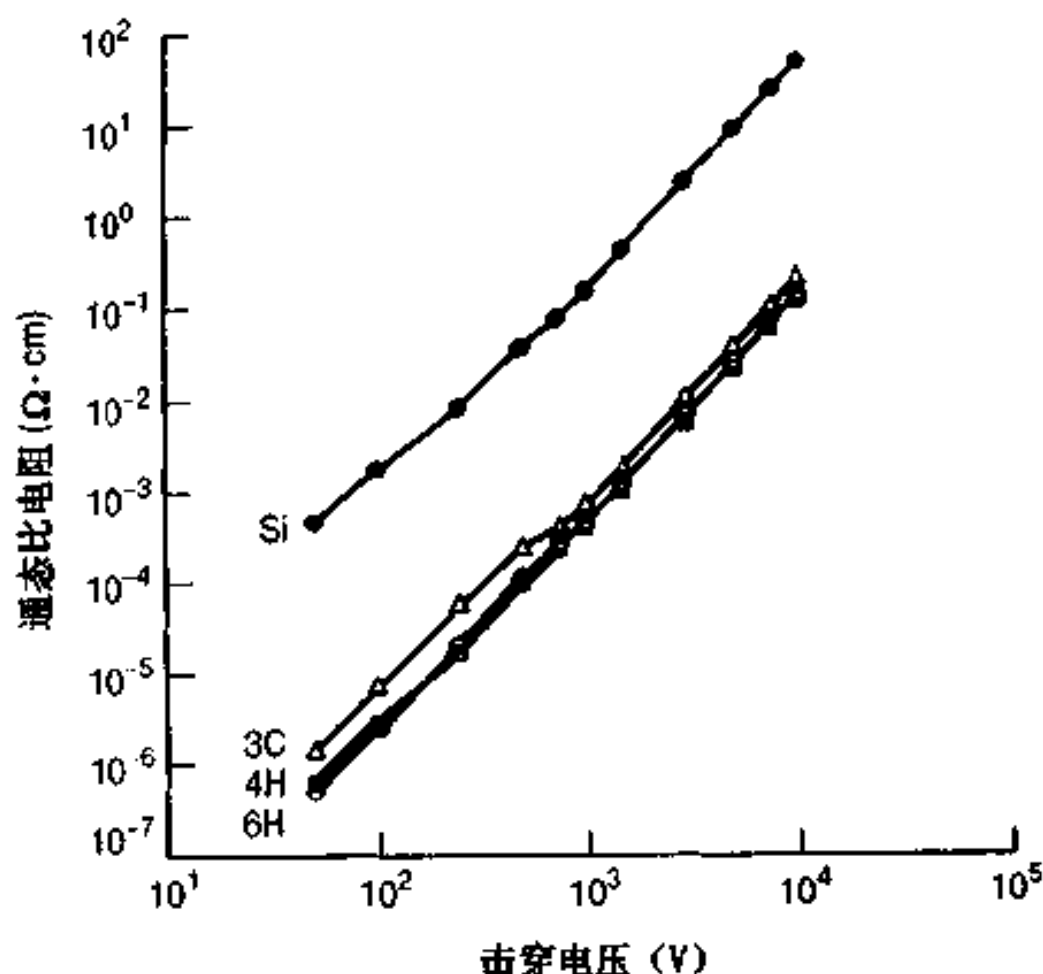


图 1-23 三种多型碳化硅漂移区的计算通态比电阻与硅的对比

如果硅功率开关及硅整流器件用碳化硅器件代替, 将使关断时间有可能减小到 10 ns 以下, 因为碳化硅开关和整流器件的特性接近于理想器件。为了与硅器件的功率损耗相比较, 图 1-24 给出了在这种情况下计算功率损耗。很明显, 在所有开关频率下的功率损耗都将大幅度减小。注意, 由于 SiC 整流管的通态压降比 SiC FET 的要大, 所以 SiC 整流管的功率损耗比 SiC FET 的功率损耗多。这些计算是假定在系统中不会出现严重的 di/dt 和 dv/dt 问题, 可以充分利用 SiC 器件很短的开关时间。如果这个问题存在的话, 那就有必要通过调整驱动 SiC FET 的门极波形来增加其开关时间。当关断时间由 10 ns 增加到 50 ns 时, 驱动电路中的计算功率损耗则如图 1-25 所示。与图 1-24 相比, 可以看出这导致了功率开关中的功率损耗的增加, 并使其总功率损耗增加 1 倍, 但其功率损耗仍然比硅器件低得多。

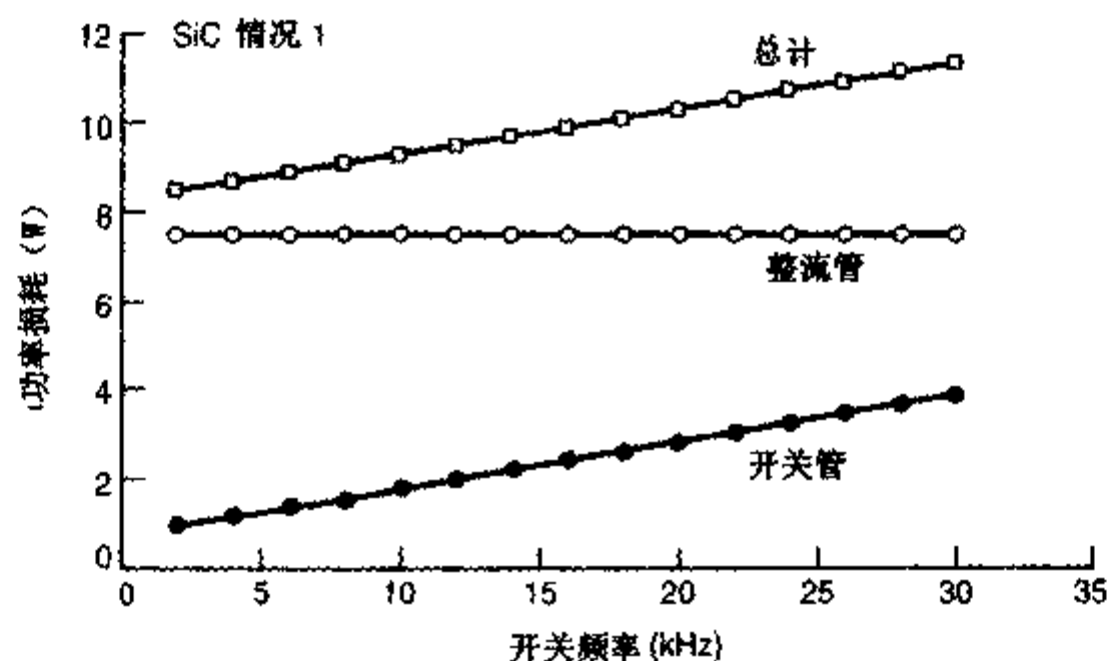


图 1-24 用碳化硅器件驱动的功耗(情况 1, 开关的关断时间为 10 ns)
(假定直流母线电压为 400 V, 电动机电流为 15 A)

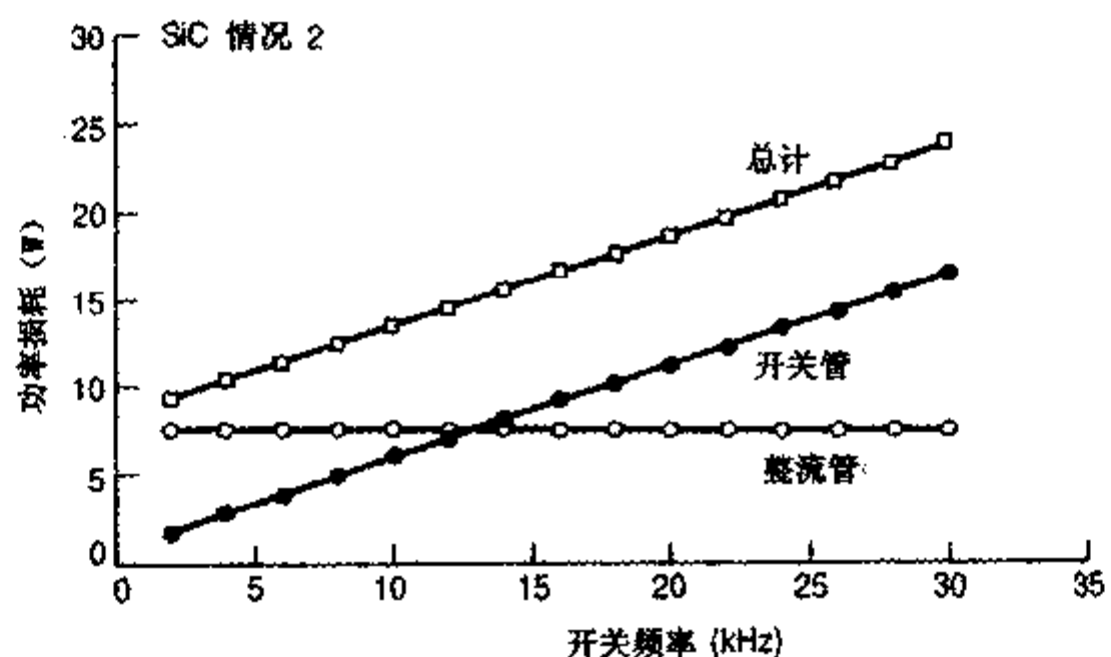


图 1-25 用碳化硅器件驱动的功耗(情况 2, 开关的关断时间为 50 ns)
(假定直流母线电压为 400 V, 电动机电流为 15 A)

1.8. 器件比较

本章前几节中讨论的器件功率损耗的比较可借助于图 1-26 加以说明。图中画出了各种情况下的总功率损耗。从该图中可以清楚地看到, 用 MPS 整流管(或任何其他具有快速反向恢复时间、较小反向恢复电流及可比的通态压降的整流管)代替 PiN 整流管的效果要比用 BRT(或任何其他具有 1 V 左右通态压降的 MOS 门控晶闸管)代替 IGBT 的效果大得多, 除非工作频率相对比较低。显然, 在电动机调速传动系统中, 为了减少功率损耗, 采用碳化硅器件是一个极具吸引力的选择。

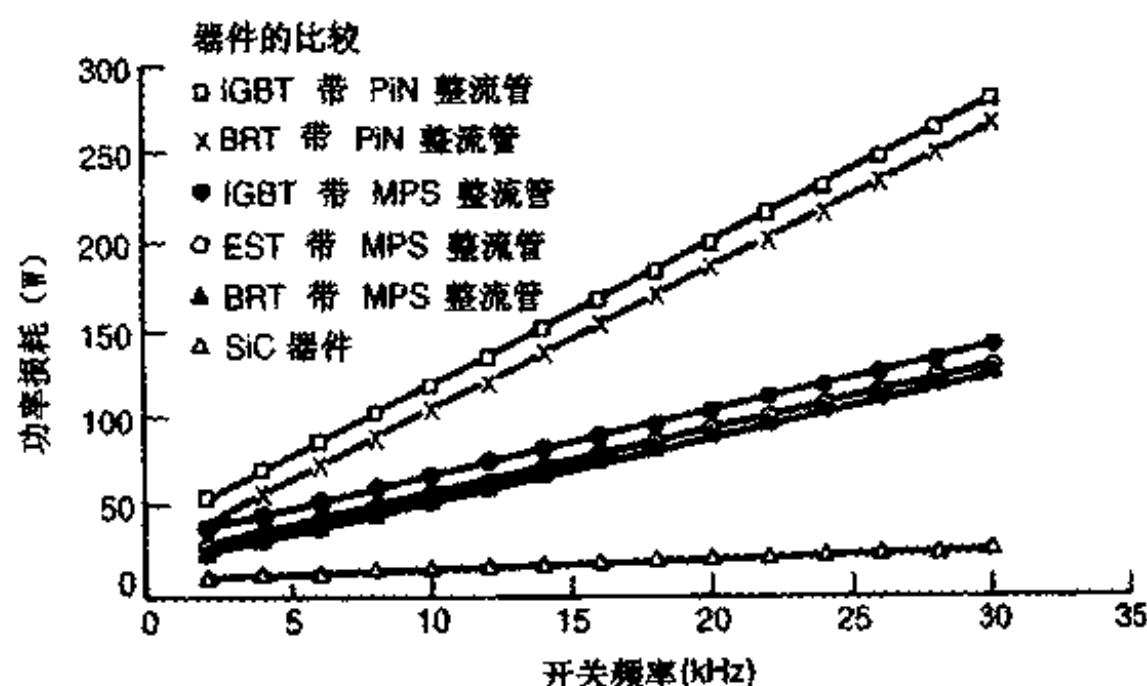


图 1-26 各种器件的总功率损耗的比较
(假定直流母线电压为 400 V, 电动机电流为 15 A, BRT 的结果也适用于 MCT)

1.9. 智能功率控制芯片

IGBT 的发展,使得门极驱动电路在电机传动应用中大大简化了。由于 IGBT 的门极驱动电路比双极型晶体管的基极驱动电路用的元器件少得多,而且相对来说控制 IGBT 所需的电流较小,因而使得把门极驱动电路集成在一个芯片内成为可能。同时,也为增加其他功能(例如针对各种不利工作条件下的保护)和与微机芯片的接口逻辑电路创造了条件。

在三相电机驱动电路中,有两种分割驱动电路的基本方法。一种方法是,所有推挽极下部开关的驱动电路集成在一个芯片上,而所有上部的三个开关的驱动电路则同时集成在另一个芯片上。这就避免了对于在集成芯片内电平变换能力的要求,但是为了实现这一特点则需要分离高压芯片。另一种方法是把驱动每一相的上部和下部开关的电路集成在一个芯片上。为了实现这一要求,已经开发了为上部开关用的电平变换电路的集成技术。为了开通上部开关,驱动电路也需要能够升高到 DC 母线电压的电位水平[27~28]。一个三相系统需要三个这样的芯片。

在智能功率控制芯片中,传感和保护电路通常都是用高速双极型晶体管的模拟电路实现的。这些电路必须能够检测下列不利的工作条件:超温、过流、过压及欠压。显然,超温和过流条件能够引起热逸散而导致器件损坏。而过电压则能导致雪崩注入引发的故障。低电压封锁功能也是必要的,因为在低母线电压下不能产生足够的门极驱动电压,其结果在输出晶体管中必然导致非常高的功率损耗。在系统起动时就是这种情况。因为在短路条件下有非常高的 di/dt ,所以在模拟部分所使用的双极型晶体管必须有很高的频率响应。当电流超过限幅阈值时,反馈环必须在很短的时间内响应,以阻止电流上升到损坏器件的水平。

今天所使用的新型功率芯片是利用结隔离技术制造的。在这些芯片中,高电压的电平变换晶体管通常是采用 RESURF 原理制造的横向结构,目的是在很薄的外延层晶体上获得很高的阻断电压。可以预料,介质隔离(DI)技术将代替现在大多数智能功率集成电路(IC)使

用的结隔离(JI)技术。介质隔离(DI)具有更低的寄生效应、更紧凑的隔离区,可望能集成出比横向 MOSFET 占据空间更少的 MOS 门控双极型晶体管器件。

2.0. 结 论

本章从综述的角度出发,介绍了与调速传动应用有关的功率开关和功率整流管。从对典型开关周期内的功率损耗的计算可以看出,功率整流管反向恢复特性的改善对于减少总功率损耗是至关重要的。虽然具有低通态压降的 MOS 门控功率开关对于减少工作在较低开关频率系统里的功率损耗是有效果的,但是对于系统工作在音频以上的高开关频率下它们就变得不那么重要了。还可看出,将来由碳化硅制造的功率开关和功率整流管,为减少功率损耗可提供有力保证。因此可以得出结论,电力半导体技术的进步仍将被视为改善传动系统性能的巨大希望。

参 考 文 献

- [1] Bose, B. K., "Power electronics and motion control—technology status and recent trends," *IEEE PESC Conf. Record*, pp. 3–10, 1992.
- [2] Mokrytzki, B., "Survey of adjustable frequency drive technology—1991," *IEEE IAS Conf. Record*, pp. 1118–1126, 1991.
- [3] Adler, M. S., and S. R. Westbrook, "Power semiconductor switching devices—a comparison based on inductive switching," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-29, pp. 947–952, 1982.
- [4] Baliga, B. J., "Evolution of MOS-bipolar power semiconductor technology," *Proc. IEEE*, pp. 408–418, 1988.
- [5] Baliga, B. J., *Modern Power Devices*, John Wiley and Sons Inc., New York, 1987.
- [6] Baliga, B. J., M. S. Adler, P. V. Gray, R. P. Love, and N. Zommer, "The insulated gate transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-31, pp. 821–828, 1984.
- [7] Baliga, B. J., "Switching speed enhancement in insulated gate transistors by electron irradiation," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-31, pp. 1790–1795, 1984.
- [8] Naito, M., H. Matsuzaki, and T. Ogawa, "High current characteristics of asymmetrical P-i-N diodes having low forward voltage drops," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-23, pp. 945–949, 1976.
- [9] Shimizu, Y., M. Naito, S. Murakami, and Y. Terasawa, "High speed low-loss P-N diode having a channel structure," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-31, pp. 1314–1319, 1984.
- [10] Tu, S. H. L., and B. J. Baliga, "Controlling the characteristics of the MPS rectifier by variation of area of Schottky region," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-40, pp. 1307–1315, 1993.
- [11] Schlangenotto, H., J. Serafin, and F. Kaussen, "Improved reverse recovery of self-adapting P-emitter efficiency diodes (SPEED)," *Archiv fur Electrotechnik*, 74, pp. 15–23, 1990.
- [12] Schlangenotto, H., J. Serafin, F. Sawitski, and H. Maeder, "Improved recovery of fast power diodes with self-adjusting P-emitter efficiency," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-10, pp. 322–324, 1989.
- [13] Nori, M., Y. Yasuda, N. Sakurai, and Y. Sugawara, "A novel soft and fast recovery diode (SFD) with thin P-layer formed by Al-Si electrode," *IEEE Int. Symp. Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 113–117, 1992.
- [14] Mehrotra M., and B. J. Baliga, "Comparison of high voltage power rectifier structures," *IEEE Int. Symp. Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 199–204, 1993.
- [15] Baliga, B. J., "Enhancement and depletion mode vertical channel MOS gated thyristors," *Electronics Letters*, Vol. 15, pp. 645–647, 1979.
- [16] Temple, V. A. K., "MOS controlled thyristors," *IEEE Int. Electron Devices Meeting Digest*, Abstr. 10.7, pp. 282–285, 1984.
- [17] Stoisiek, M., and H. Strack, "The MOS-GTO—a turn-off thyristor with MOS-controlled shorts," *IEEE Int. Electron Devices Meeting Digest*, Abstr. 6.5, pp. 158–161, 1985.

- [18] Bauer, F., P. Roggwiler, A. Aemmer, W. Fichtner, R. Vuilleumier, and J. M. Moret, "Design aspects of MOS controlled thyristor elements," *IEEE Int. Electron Devices Meeting Digest*, pp. 297-300, 1989.
- [19] Lendenmann, H., H. Dettmer, W. Fichtner, B. J. Baliga, F. Bauer, and T. Stockmeier, "Switching behavior and current handling performance of MCT-IGBT cell ensembles," *IEEE Int. Electron Devices Meeting Digest*, Abstr. 6.3.1, pp. 149-152, 1991.
- [20] Nandakumar, M., B. J. Baliga, M. S. Shekar, S. Tandon, and A. Reisman, "A new MOS-gated power thyristor structure with turn-off achieved by controlling the base resistance," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-12, pp. 227-229, 1991.
- [21] Shekar, M. S., B. J. Baliga, M. Nandakumar, S. Tandon, and A. Reisman, "Characteristics of the emitter switched thyristor," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-38, pp. 1619-1623, 1991.
- [22] Shekar, M. S., B. J. Baliga, M. Nandakumar, S. Tandon, and A. Reisman, "High voltage current saturation in emitter switched thyristors," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-12, pp. 387-389, 1991.
- [23] Iwamuro, N., M. S. Shekar, and B. J. Baliga, "A study of EST's short-circuit SOA," *IEEE Int. Symp. Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 71-76, 1993.
- [24] Baliga, B. J., "Power semiconductor device figure of merit for high frequency applications," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-10, pp. 455-457, 1989.
- [25] Bhatnagar, M., and B. J. Baliga, "Comparison of 6H-SiC, 3C-SiC, and Si for power devices," *IEEE Trans. Electron Device*, Vol. Ed-40, pp. 645-655, 1993.
- [26] Bhatnagar, M., P. K. McLarty, and B. J. Baliga, "Silicon carbide high voltage (400 V) Schottky barrier diodes," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-13, pp. 501-503, 1992.
- [27] Wildi, E., T. P. Chow, M. S. Adler, M. E. Cornell, and G. C. Pifer, "New high voltage IC technology," *IEEE Int. Electron Devices Meeting Digest*, Abstr. 10.2, pp. 262-265, 1984.
- [28] Baliga, B. J., "An overview of smart power technology," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-38, pp. 1568-1575, 1991.

第2章 传动装置中的电机

Gordon R. Slemon

2.1. 引言

本章旨在叙述和讨论变频及变速传动装置中广泛应用的各种类型的电动机。重点在于了解各种电动机的特性及其局限性,使传动系统的设计者能够针对不同的应用做出合理的选择。

由于感应电动机主要工作在恒频的交流电源上,既便捷又经济,所以整个 20 世纪,大多数工业加工、商用设备及家用电器上的传动装置基本上都设计成恒转速运行。对于许多机械负载已证实,若采用变速传动装置将会改善其性能、生产效率和用电效率。可是,直到最近,除了一些恒速传动不能采用的特殊应用之外,如电梯、造纸、轧钢、机床、机器人,变速传动仍被认为其成本太昂贵。

最近一二十年,电气传动经历了较大的变革,其原因有二:(1) 由于电力电子开关器件和微处理器控制的发展,使变频供电装置的应用成为可能,其成本不断降低;(2) 由于对目前与将来电能的成本和可利用性的关心不断增加。变速传动装置正日益被用于新系统和现有系统的改造,使系统产品和用电效率两方面更加优化。

本章首先介绍有换向器的或直流电动机这一传统变速传动装置。它们被继续应用但正逐渐被其他类型的电动机所取代。其次,介绍受当前大功率变速应用青睐的感应电动机。接着,介绍开关型和同步型的永磁电动机。这类永磁电动机正日益得到普及,可以预见在将来会占有优势。当前采用的和有前途的其他类型电机是开关磁阻电动机、多种同步磁阻电动机以及将永磁和磁阻特点相结合的混合式电动机。

2.2. 传动装置对电动机的要求

对于每一种传动装置的应用而言,被驱动的机械系统必然有一系列需要满足的条件。这些与转矩和转速相关的条件可以参照图 2-1 进行评价[1,2]。基本转矩 $T_b(N)$ 规定为在基本转速 $\omega_b(rad/s)$ 下所能提供的最大连续转矩。许多传动装置仅运行于图 2-1 所示的第一象限或只做正向运转。可是,对于要求四象限运行的装置,反向运转性能和再生制动性能也是所规定的要求。某些应用场合要求在基本转矩 T_b 下的连续负载,其他场合则规定一个有限的负载工作周期。只要不超过电动机的温度极限和不破坏该类型电动机的某些极限性能,在限定的工作周期内产生的转矩可高于 T_b 。

例如,用在牵引上的某些传动装置,从供电电源可获得的电能是有限的。在低速状态下要求有快速加速作用,此外,还要求能在较大转速范围内运行。假设具有理想的效率,电源供电功率的极限可设定为 $P_b = T_b \omega_b$ (W)。在基本速度以上至最大转速 $\hat{\omega} = \sigma \omega_b$ 的范围内,传动系统运行于恒功率状态下。要求的恒功率区的速度比 σ ,通常在 2 至 3 之间,而对于某些电力机车驱动 σ 则可达到 6。

对于高性能传动系统,如机器人,在基本转速 ω_b 下维持最大短时转矩 T ,以获得在正、反方向的快速加速和减速作用。该最大转矩取决于驱动系统工作周期,可以是允许连续转矩的几倍。对高于基本转速 ω_b 的恒功率区的速度范围可能也要有规定。

在技术说明中会遇到的其他要求或极限值是最大转矩/转子惯量(例如,在高性能传动装置中提供最大加速度),用电效率(例如,对于电动车辆),功率/质量比(例如,对于航空系统),转矩脉动(例如,对于位置控制系统),噪声、形状、体积、危险环境适应性、可靠性、工艺性、失效保护性能、初期成本以及以现在的价格估算的总运行费用,其中包括能耗费用。

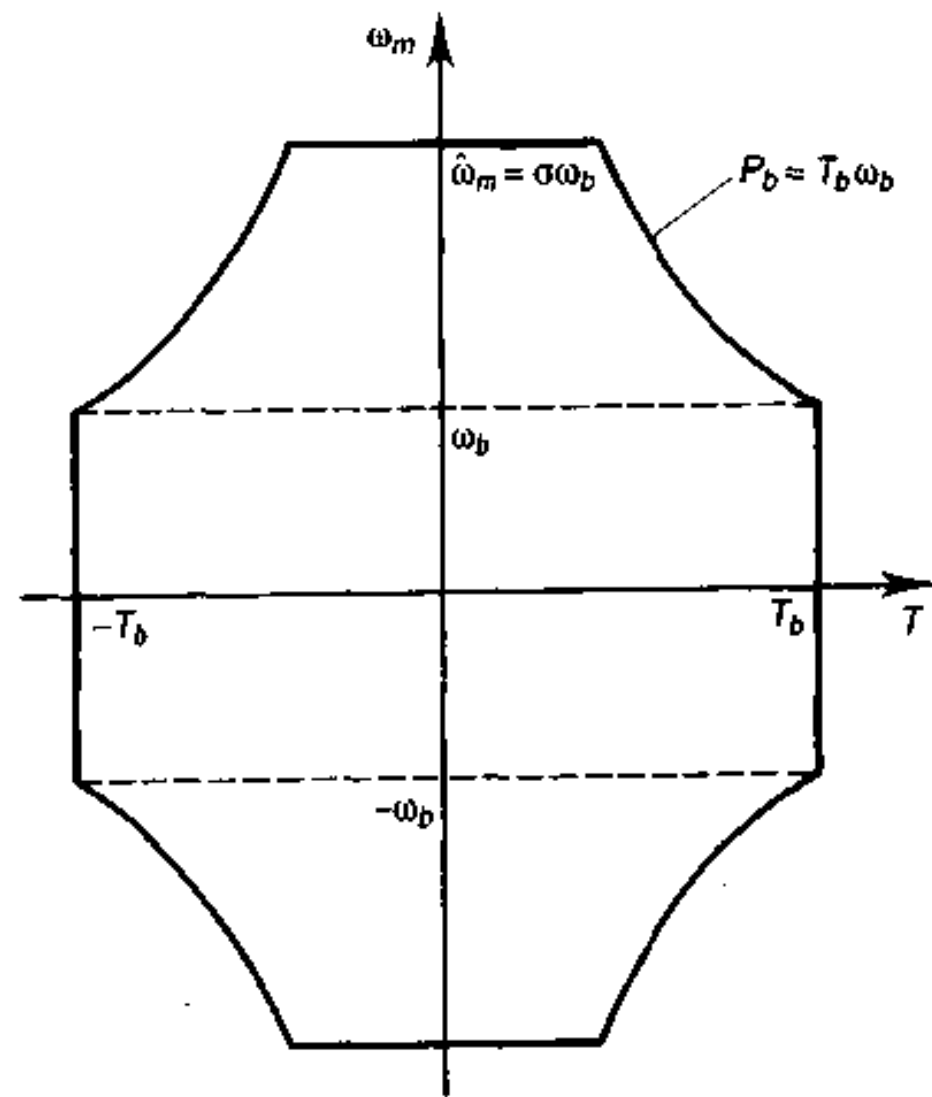


图 2-1 有恒功率调速范围的传动装置运行区域

2.3. 换向器电动机

众所周知,直流电动机是一种有换向器的电动机,多年来它已在众多变速驱动装置上得到广泛应用。由于它具有悠久的历史和广泛的可接受性,现从分析这类电动机某些关键性能入手,确立与其他变频类电机进行比较的基准,以便于后面的讨论。

图 2-2 给出了换向器电机的截面图。圆形铁轭向内突起 4 或 6 个磁极,每个磁极上绕有励磁线圈,这些线圈通常是依次反极性相串联的。给励磁线圈通电流,将在磁极和电枢之间的气隙中产生磁通。磁通通过相邻的反极性磁极闭合。电枢由铁心冲片叠成,其外表面加工有轴向槽,以嵌放载流导体。电枢绕组线圈与换向器(即装在轴上的片状机械开关)相连。换向器持续地切换电枢导体,使处于各磁极下的导体流过相同方向的电流。

大容量换向器电动机在其主磁极之间装有附加换向极,其绕组流过的是电枢回路电流。它有助于实现电枢线圈的无火花切换。同样,大容量电动机在磁极表面的槽中嵌有由导体组成的补偿绕组,以确保在带载状态下穿过磁极表面的磁通分布保持基本不变。这些附加的绕组对电动机的输出性能没有什么影响。一般情况,主磁极表面约占电枢表面的 70%。

2.3.1. 转矩的产生

轴向电枢电流和径向磁通的相互作用产生拉力,于是在轴上产生转矩。电枢表面单位面

积上产生的拉力为 $BK(\text{N/m}^2)$ 。其中, B (T) 是气隙中的径向磁密; $K(\text{A/m})$ 是电枢圆柱表面的线电流密度。于是, 作用在转子上的转矩可用下式表示

$$T = 2\pi r^2 l \gamma B K \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.1)$$

式中, r 是转子半径; l 是转子叠长; γ 是转子表面被磁极所覆盖的系数。

一般情况, 电枢槽约占电枢圆周的一半。电枢齿中的磁密由于磁场饱和的限制约为 $1.4 \sim 1.8 \text{ T}$, 因此, 磁极上的气隙磁密限制在 $0.7 \sim 0.9 \text{ T}$ 。

2.3.2. 损耗与冷却

线电流密度的连续值 K 主要受电枢绕组绝缘材料最大容许温度的限制。通过计算电枢表面单位面积上绕组的损耗 P_{sw} , 就可估算出允许的线电流密度

$$\frac{P_{sw}}{A} = \frac{\rho K^2}{d_e} \quad \text{W/m}^2 \quad (2.2)$$

式中, ρ 是电枢铜导线在运行温度下的电阻率。参数 d_e 是电枢导体材料的等效高度, 这里假设电枢导体在电枢表面是均匀分布的, 并且其高度是电枢槽深的 $0.2 \sim 0.3$ 。冷却空气从电枢表面带走的损耗功率, 主要取决于冷却空气的速度。电枢表面的每度温升或电枢表面和冷却空间之间每度温差的冷却系数在 $20 \sim 100 \text{ W/m}^2$ 范围之内[3]。

采用式(2.1)和式(2.2), 可初步近似确定转子的尺寸。例如, 一台连续工作的电动机, 在 2000 r/min (209 rad/s) 下的额定负载为 50 kW , 其冷却系数为 $50 \text{ W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$, 温升为 $60 ^\circ\text{C}$, 电枢导体的等效高度为 10 mm , 线电流密度约为 40 A/mm 。 l/r 选为 2, 则转子尺寸是 $r = 95 \text{ mm}$, $l = 190 \text{ mm}$ 。

换向器电动机除有电枢绕组损耗外, 还有转子铁心损耗、励磁线圈铜耗、补偿绕组和换向极绕组铜耗、换向器上约 2 V 压降引起的损耗、轴承和换向器的摩擦损耗, 以及风阻损耗等。 $5 \sim 150 \text{ kW}$ 换向器电动机满载条件下的标准效率为 $83\% \sim 93\%$ [2, 4]。小容量电动机的效率小于 50% 。电枢绕组损耗占总损耗的比例从 60% ——小容量电动机到 35% ——大容量电动机不等。

2.3.3. 等值电路

对于特定的传动系统, 就有一个来自供电电源的最大或基本电压 V_b 。供电电源通常是可控整流器或斩波器[2]。选择电枢绕组的匝数和线圈经换向器到碳刷的串并联接法, 可使在基本转速 ω_b 和最大磁通下, 由电枢产生的电压大致等于最大或基本供电电压 V_b 。那么, 忽略所有损耗不计, 额定或基本供电电流则为

$$I_b = \frac{T_b \omega_b}{V_b} \quad \text{A} \quad (2.3)$$

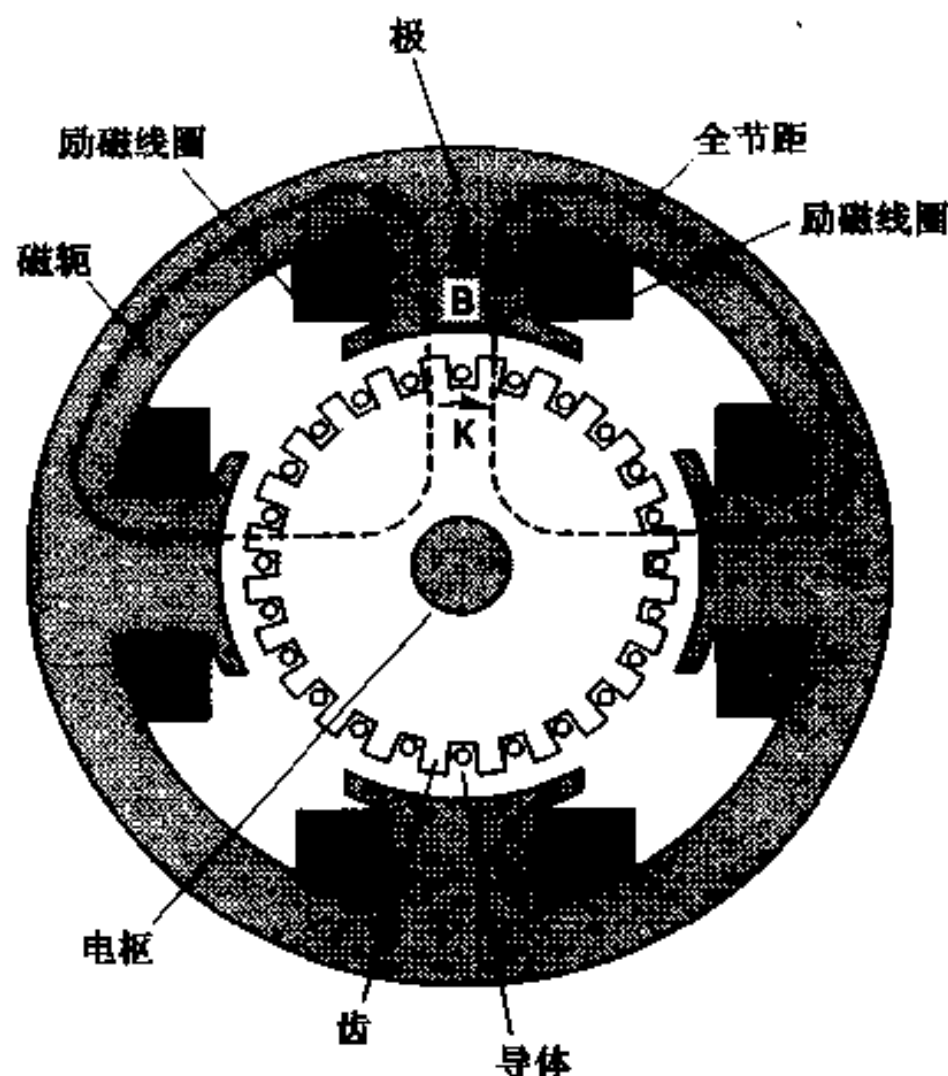


图 2-2 换向器电动机的截面图

用图 2-3 所示等值电路,可以预知换向器电动机的动态性能,该电路包括电枢电路的电阻和电感、励磁电路的电阻和电感。转矩 T 与电流 i 的比是系数 k_ϕ ,它与磁通及电枢绕组的匝数成正比。该常数还将产生的电压与转速联系了起来。励磁时间常数 $\tau_f = L_f/R_f(s)$ 远大于电枢时间常数 $\tau_a = L_a/R_a$ 。磁通保持恒定并为最大值时,电动机的转矩响应仅受电源提供的电枢电流 i_a 的限制。转子惯量被当做机械系统的一部分。

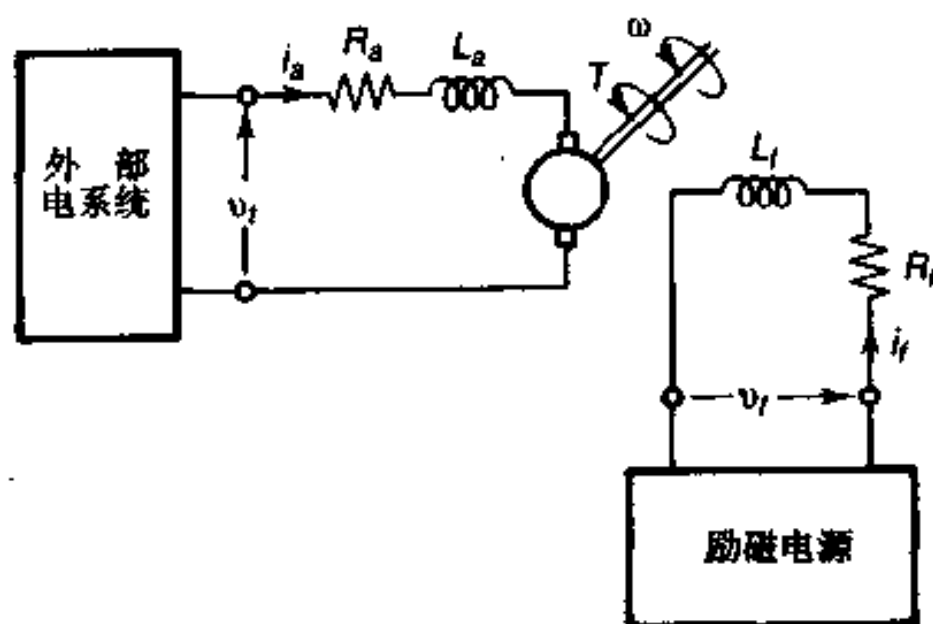


图 2-3 换向器电动机的等值电路

许多传动装置需要在图 2-1 所示的四象限内运行。通过设计合适的电源系统,电枢电流反向就可实现再生制动,供电电压反向就可实现转速反向。

2.3.4. 恒功率运行

控制励磁线圈中的电流,可调节气隙的磁通密度。一般在基速 ω_b 以下,磁通恒定且保持在最大值附近,以使每安培电枢电流能产生最大转矩,且绕组电阻损耗最小。

如图 2-1 所示,在基本转速 ω_b 以上,电动机保持恒功率运行,控制励磁电流使磁通与转速成反比,以保持电枢电压恒定在 V_b ,同时经换向器进入电枢绕组的电流恒为 I_b 。电流 I_b 产生的转矩正比于磁通,因此,转矩随转速上升而减小。

2.3.5. 使用的局限性

换向器电动机具有很理想的控制特性,但其应用受到下列因素的限制:

- 换向器需要定期维护;
- 转子较重,转动惯量大;
- 难以制成危险环境下应用的全封闭式结构;
- 由于受换向器机械强度的限制,最大转速相对较低;
- 成本相对较高。

对于大功率或大转矩应用,换向器电动机所能产生的最大转矩受换向器的无火花换流能力的限制。一般情况,不产生过大火花的切换电流值为额定电流的 2~5 倍[4]。

2.4. 感应电动机

多数感应电动机都是设计成工作于三相交流电源的[1,5,6]。对于高速驱动系统,其电源一般是逆变器。该逆变器利用固体开关产生幅值和频率可调、近似正弦的电压和电流。

图 2-4 是一个两极感应电动机的截面图。定子内周的槽中嵌有三相绕组 a, b, c 。绕组为分布式,使得定子绕组中的电流产生的磁通沿气隙周边呈正弦分布。当时间上按正弦变化且相间互差 120° 的三相电流流过三相对称放置的绕组时,产生的径向气隙磁通同样也沿气隙周边呈正弦分布,并以一定的角速度旋转,这个角速度与定子电流角频率 ω_s 相等。

最常见的感应电动机为笼型转子,其转子外周槽内浇注有铝导条。这些导条由铸铝的端环短接,端环还可充当风扇。大容量感应电动机采用铜或铜合金导条制作笼型转子绕组。

2.4.1. 转矩的产生

定子励磁电流产生的正弦分布磁通扫过转子导条时,在其中将产生电压。结果在转子各短路导条中产生大小按正弦分布的电流。由于这些短路导条的电阻小,磁通波的角速度 ω_s 与两极转子的机械角速度 ω_m 之间只需有一个较小相对角速度 ω_R 便足以产生所需要的转子电流。若相对角速度 ω_R (一般称为转差速度)较小,转子导体中按正弦分布的线电流密度(其有效值为 K_r)实际上与 ω_R 成正比,并在空间上与按正弦分布的气隙磁密(其有效值为 B_g)同相,它们相互作用在转子上产生的转矩[1]为

$$T = 2\pi r^2 l B_g K_r \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.4)$$

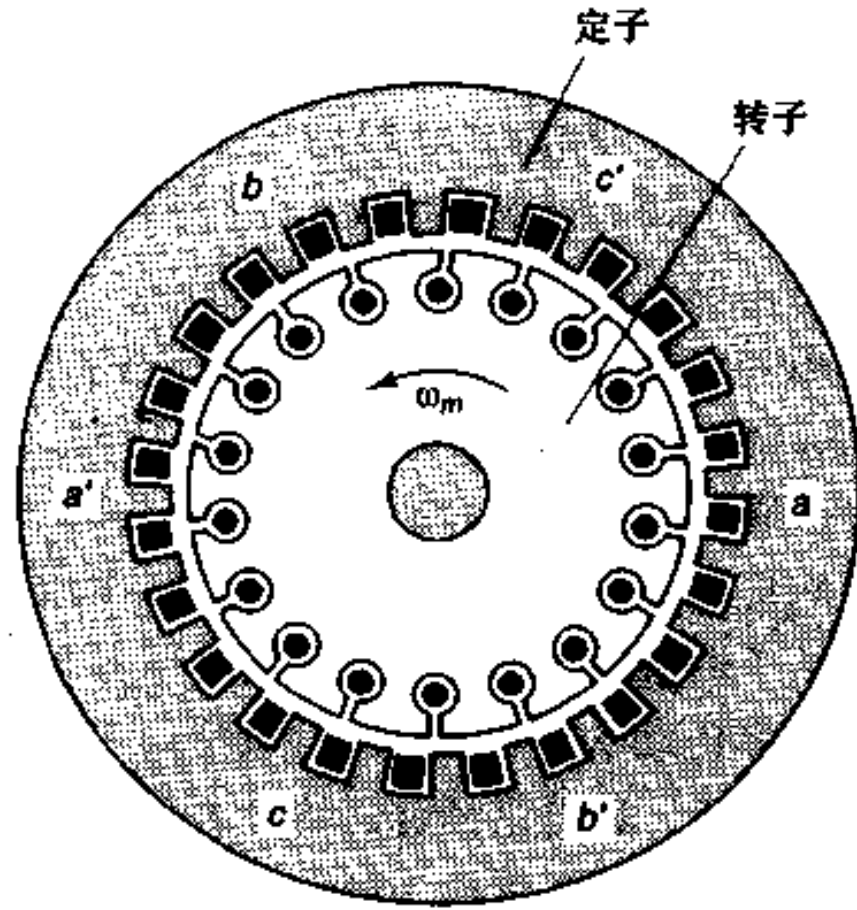


图 2-4 感应电动机的截面图

定子绕组中需要励磁电流来建立电机的磁通。此外,转子相对于磁通波的相对速度产生线密度为 K_r 的转子电流,定子必须产生一个与其大小相等方向相反的线电流密度分量,以保持励磁的最后效应不变。那么,可以认为定子中存在两个空间上彼此近乎正交、按正弦分布的分量。因此,定子线电流密度 K_s 多少要大于转子线电流密度。

可保持的有效磁密 B_g 受定、转子齿磁饱和的限制。与换向器电动机电枢类似,定子齿、槽大致上等宽,定子齿中最大的磁密限制在1.4~1.8 T之间。那么,最大气隙磁密约为0.7~0.9 T,因此,气隙磁密的有效值 B_g 通常为0.5~0.65 T。与换向器电动机所讨论的相同,其定、转子线电流密度的连续有效值 K_s 、 K_r 受散热因素的限制。磁通极限和电流密度极限是确定电动机基本连续转矩 T_b 的主要因素。在相同转子半径 r 和有效长度 l 条件下,感应电动机单位转子表面上的力及额定转矩与换向器电动机差不多。

根据所驱动的机械负载要求来确定电动机的基速 ω_b 。图 2-4 所示的两极电动机,所需的定子电流角频率 ω_s 与基速 ω_b 之间的差即为转子电流角频率 ω_R 。

图 2-5 给出了一组不同定子频率下电机角速度与转矩的关系。由于转差频率 ω_R 值较小,可以认为转矩与 ω_R 成比例。电动状态下, ω_R 为正值。当拖动负载的机械角速度大于定子角频率时, ω_R 值为负,于是出现转矩为负的再生状态,转子电流反相序。若定子电流反相序,即由 abc 变为 acb ,则电机反向旋转。

磁密波以角速度 ω_s 旋转,在定子绕组中产生随时间变化的正弦电压。确定每相绕组的匝数,使得在基频 $\omega_s = \omega_b$ 下的感应电势 E_s 与定子相电压 V_s 的基本或最大有效值 V_s 近似相等。在多数感应电动机传动装置中,磁通维持在或接近其最大值(受饱和影响),以使每安培定子电流产生的转矩最大。为达到此目的,可通过控制定子电压使其近似与定子频率成正比。更精确的表达是,使感应电势 E_s (与 V_s 的差仅为定子绕组电阻 R_s 上的电压降)与 ω_s 成正比,因而可保持定子磁链相量 $\Lambda_s = E_s / \omega_s$ (Wb)的幅值为常数。

2.4.2. 等值电路模型

正如定子线电流密度包含两个分量一样,定子电流相量 I_s 同样有两个分量,一个是滞

后定子电压 V_s 约 90° 的励磁分量 I_m , 另一个是功率分量, 在较小的转矩下它与定子电压近乎同相。

气隙两侧的转子电流与定子电流所产生的漏磁通大体上沿线圈间的路径形成闭路, 一部分在气隙中, 一部分跨过转子齿顶和定子齿, 一部分围绕线圈端部[1]。漏磁通减少了进入转子的磁通, 因而减少了转子的感应电流, 并使转子电流的空间波相对于磁通波产生相移。如图 2-5 所示, 当转矩达到最大值 T 时, 转矩不再随转差频率 ω_R 成比例增加, 而是随转差增大而减小。

图 2-6 所示等值电路[7]当用于变速传动感应电动机的稳态性能分析时具有良好的精度。其中, R_s 为定子相绕组电阻, L_m 为流过定子相电流 I_s 的励磁分量 I_m 的励磁电感, L_L 为漏感, R_R 为折算到定子侧的转子绕组电阻, 负载用电阻 $R_R \omega_0 / \omega_R$ 表示。

励磁电感 L_m 基本上为常数, 除非定、转子齿乃至定子轭的磁饱和很厉害。一般情况, 为了有效利用定、转子铁心, 电动机设计成在额定运行状态下的磁链为 Λ_s , 其中饱和效应使励磁电感减少达 30%。一般励磁电流为额定定子电流的 20%~50%。

2.4.3. 极数

虽然有某些变速传动装置采用两极的感应电动机, 但通用感应电动机一般采用四极或四极以上结构。一个 p 极电动机, 每相正弦分布的绕组沿定子一周呈 $p/2$ 个全波分布。零转矩下的转子机械角速度为

$$\omega_m = \frac{2}{p} \omega_s \quad \text{rad/s} \quad (2.5)$$

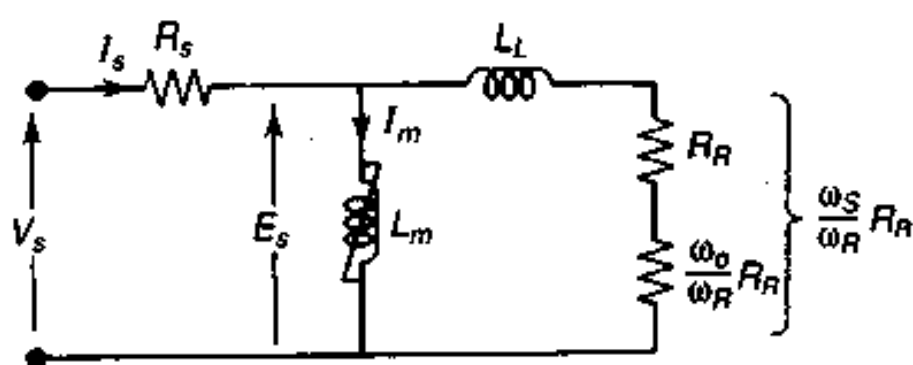


图 2-6 感应电动机稳态等值电路

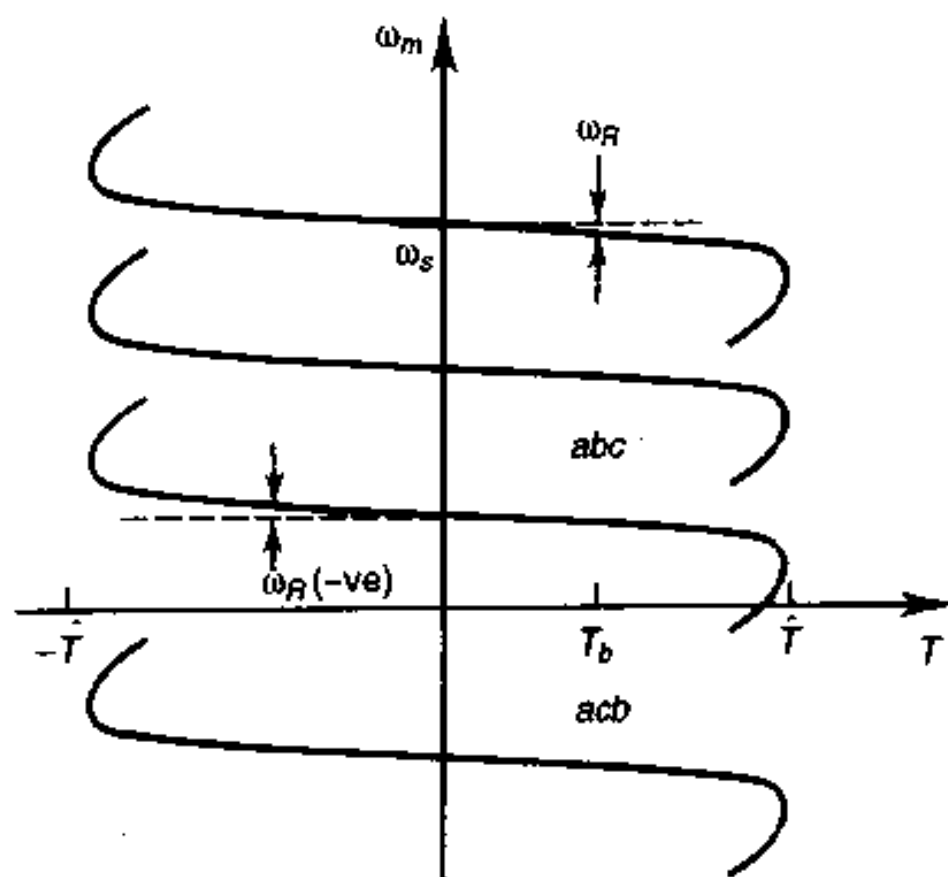


图 2-5 感应电动机速度与转矩的关系

图 2-6 所示等值电路中的 ω_0 代表以每秒电弧度表示的速度, 即 $\omega_0 = (p/2) \omega_m$ 。

极数不直接影响气隙磁密 B_g 或转子连续线电流密度 K_r 的极限值。公式(2.4)给出的电动机转矩不随极数的改变而改变。在相同转速下, 额定功率相对不变, 但为得到相同转速, 电源频率需要与极数成比例增加。

极数增加到多于两个时可使轭部厚度 (即定子槽后面的齿部径向磁通所需的闭合路径) 减少, 对于机座尺寸一定的电机会有较大的转子半径。那么, 在一定机座尺寸下, 增加电动机的极数即可增加其额定转矩。同时, 转子槽下面的铁心内部厚度也可减少。级数很多的电机, 可采用中空带辐条的转子, 以减小转子质量和惯量。

增加极数的缺点是, 在一定的长宽比 l/r 下, 定子电流励磁分量与极数的平方成正比例

增加。因此,电动机的功率因数降低,定子绕组损耗增加,所需的电源容量亦增加[8,9]。同样,随极数的增加,定、转子绕组之间的耦合略有减小,使漏感增大。相反,两极电动机往往在机械上不对称,使转子所受电磁力不平衡,造成轴和轴承不断变动以及其他的附带影响。为避免上述影响,与制造四极或四极以上的电动机相比,在加工上需要有更高的精度。在中小功率范围,最适用变速传动装置的感应电动机,通常采用两极或四极结构。在低速大功率应用场合,电动机采用较多的极数,同时长宽比 l/r 要小于 1。

2.4.4. 转矩表示式

假定控制逆变器给电动机的供电电压 V_s ,使定子绕组中感应电势 E_s 与电源频率 ω_s 保持正比关系,即在整个速度范围内定子磁链 Λ_s 保持恒定。采用图 2-6 所示等值电路,转矩等于三相有效负载电阻 $R_R\omega_s/\omega_R$ 所消耗的功率除以实际机械角速度 ω_m 。另外,转矩还可以用三相转子回路电阻 $R_R\omega_s/\omega_R$ 所消耗的功率除以同步速 $(2/p)\omega_s$ 来计算。单位漏感一般为 0.15~0.25。在较小的转子频率 ω_R 下,单位转子回路电阻大于 1.0。此时漏感的影响可忽略不计,转矩则表示为

$$T = 3E_s^2 \frac{\omega_R}{\omega_s R_R} \frac{p}{2\omega_s} = \frac{3p}{2} \Lambda_s^2 \frac{\omega_R}{R_R} \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.6)$$

其中,转矩与转差频率呈线性关系。随电动机负载的增加转子频率 ω_R 将增加,折合到定子侧的转子回路总电阻将减小,漏感的影响将增大,转子电流分布波形与磁通波形间的相移将增加。若磁链 Λ_s 恒定,当 $\omega_R = R_R/L_L$ 时会有最大功率传递到转子上,则最大转矩

$$\hat{T} = \frac{3p}{4} \frac{\Lambda_s^2}{L_L} \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.7)$$

这正好等于假定没有漏磁时在该转子频率下的转矩的一半。

在再生状态下,转差频率为负。在转差频率 $\omega_R = R_R/L_L$ 条件下,最大反向转矩与式 (2.7) 相同。在多数电动机设计中,最大转矩是连续基本转矩 T_b 的 2 至 3 倍。多数标准感应电动机是为在标准的恒压恒频供电电源条件下运行设计的。为使该电机具有足够的启动转矩,其转子常常设计成具有深槽或双笼型结构,这是为了当转子频率增加时其有效电阻也增大。当标准感应电动机用于变频驱动时,由于转子频率小,则不需要上述结构。在设计变频专用感应电动机时,其转子导条面积应尽量选大一些,以使转子电阻减到最小。

2.4.5. 损耗与效率

过去,电动机特别是应用于电器上的电动机多数是按最小初始成本设计的。如今,节能已成为设计的主题。由于感应电动机应用广泛,其效率受到了普遍关注。

由图 2-6 所示等值电路中的阻抗及电流,就可确定定、转子绕组的功率损耗。换句话说,(2.2) 式给出的损耗表达式适用于包括端部接线在内的绕组损耗计算。一般在额定负载条件下,绕组损耗占总损耗的 25%~30%[5]。此外,定子铁心叠片的齿部和轭部存在铁损耗,其一般按总损耗的 15%~20% 计算。还有散杂损耗,主要是由靠近气隙的定、转子齿磁通局部高频振荡引起的。在大电机中,靠近定子绕组端部的金属部分及定子磁轭有显著的涡流杂散损耗,大部分散杂损耗与定子电流的平方成正比。杂散损耗一般按总损耗的 10%~15% 计算。摩擦与风阻损耗一般占总损耗的 5%~10%[10]。

随着对电费和电能有效利用率重视程度的增加,必须重视对高效率感应电动机的设计和推广使用[11,12]。与标准感应电动机相比,这类电动机在定、转子中使用更多的导体材

料,使绕组电阻小、损耗小。其定子采用高性能铁心并工作在低磁密下,以减小铁心损耗[13],增加气隙以减小杂散损耗。在相同额定容量下,这类电动机与标准电动机保持相同的外径尺寸,但轴向加长,其成本只增加 25%。图 2-7 给出了四极 60 Hz 感应电动机标准型和高效率型的典型效率值。可见,高效率型电动机的损耗约减少了三分之一。

2.4.6. 参数与尺寸的依赖关系

电动机的特性及其参数相对值取决于电机的尺寸。假定电动机全部尺寸乘以系数 k ,而电动机的形状、转速、磁密及冷却系数均保持不变。根据 (2.2) 式,若仅考虑绕组的主要损耗,当线电流密度 K 与 $\sqrt{k}$ 成正比增加时,冷却表面单位面积上的功率损耗就能保持恒定。由 (2.4) 式可知,转矩和功率将以 $k^{3.5}$ 倍数增加。绕组主要的损耗仅以 k^2 倍数增加,铁损耗以 k^3 倍数增加,这与图 2-7 所示的趋势相符。

与电机的面积/长度成比例的电感参数以 k 倍增加,而与电机长度/面积成比例的绕组电阻则以 $1/k$ 减少[14]。那么,对于大电机漏感将增大。由 (2.7) 式可知,电机电感的增加会使最大有效转矩减小,同时随电阻的减小出现最大转矩时的转差频率也将减小。

大电机的励磁电感增大,因此其励磁电流所占供电电流的比例减小。如图 2-8 所示,电动机的功率因数随电机容量的增加而增加。而随电机极数的增多,其功率因数则将降低。

2.4.7. 工业传动应用

感应电动机结构比换向器电动机简单、坚固且可靠性高,几乎不需维护。可设计成全封闭式结构,适合在恶劣及爆炸环境中运行。其造价大大低于换向器电动机且两者效率相当。上述优点使感应电动机在工业传动应用上很有吸引力。

目前感应电动机基本上应用在恒速的传动装置上。但是,下面两个因素促使感应电动机的应用需要重新考虑:一是制造上的工艺质量和生产效率;二是电能消耗的费用。对风机、泵和加工过程的传动实施调速,即是基于上述两点考虑的。在多数工业应用场合,能够相对缓慢地进行速度调整就够用了。一般由速度传感器提供正比于角速度 ω_0 (电角度 rad/s) 的信号与代表转子角频率 ω_R 的信号相加,在给定磁链下产生期望的转矩。逆变器的供电频率 $\omega_s = \omega_0 + \omega_R$ 与供电电压成正比[15,16]。在额定负载下转子频率 $(\omega_R/2\pi)$ 的变化范围从小电机的约 5 Hz,到特大电机的小于 0.5 Hz。

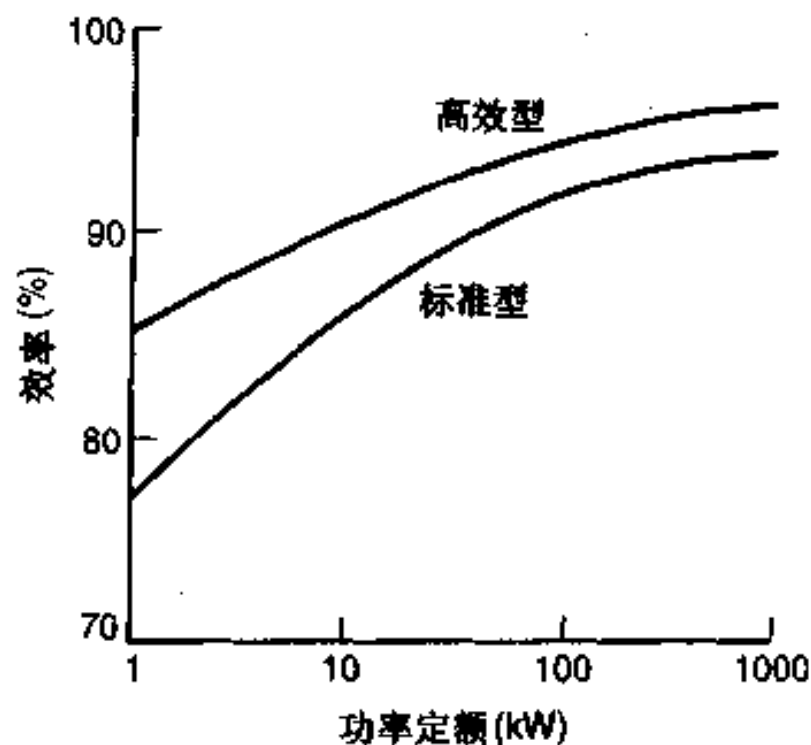


图 2-7 在一定额定功率范围内标准型和高效率型感应电动机的效率

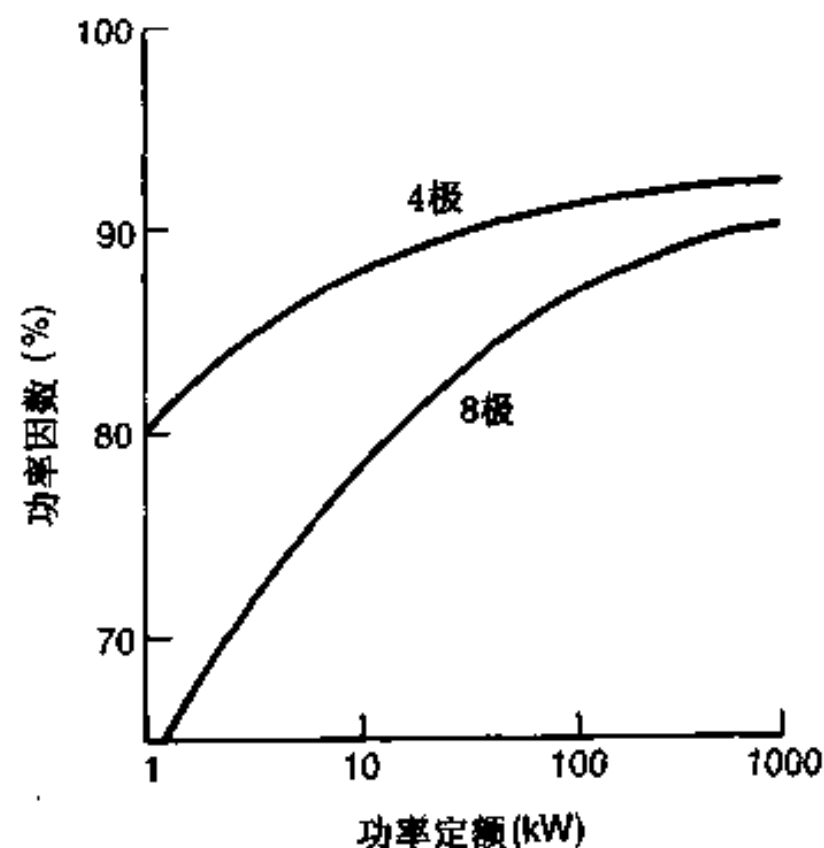


图 2-8 在一定额定功率范围内四极和八极感应电动机的典型功率因数

与标准感应电动机相比,采用高效率感应电动机可使传动装置的初期成本增加,但这可以从降低损耗和节能中得到补偿。一台 10 kW 的感应电动机高效率型的效率比标准型的可高 6%。若电动机以接近 80% 的额定负载运行,每年可节电 4200 kW·h,以每千瓦时 6 美分计,每年可节省 250 美元。而初期成本仅增加 150 美元。那么,所增加的初期投资在电动机运行 8 个月后即可收回。换句话说,一台具有 15 年寿命的电动机,目前所节约的电能以 6% 的利息计算,其节约的费用为 2450 美元,约为所增加的初期成本的 16 倍。

2.4.8. 恒功率运行

感应电动机能够运行在图 2-1 所示的恒功率范围。设逆变器电压可以控制到某最大值 V_b , 由于转速与供电电压成正比增加,所以额定磁链可保持恒定直到基本频率 ω_b , 或同步速 $(2/p)\omega_b$ 。如图 2-9 所示,转速在基本转速以下时,转矩可以达到(2.7)式所示的最大值。为得到更高转速,逆变器频率可以增加,但供电电压只能维持在可获得的最大供电电压上。这便导致了定子磁链 Λ_s 与频率成反比减小。

如(2.7)式所示,最大转矩正比于磁链的平方。图 2-9 给出了一些恒功率范围的速度-转矩曲线。一般感应电动机的连续额定转矩 T_b 设计成最大转矩 $\hat{T}$ 的 40%~50%。在恒功率下能达到的速度是在该速度下电机的最大转矩正好落在恒功率曲线上。恒功率的调速范围通常为 $\gamma=2\sim 2.5$ 。在该范围内,转子频率一直在增加直至最大速度,这时 $\omega_R=R_R/L_L$ 。感应电动机连续运行于该速度范围内不太合适,因为在极限速度下功率因数小于 0.7、定子电流高于额定值,电机过热,除非是负载持续率比较低。

近年来,感应电动机常被选用于电力机车的驱动[17]和某些电动汽车的驱动。

2.4.9. 高性能传动的应用

感应电动机同样可广泛应用于要求快速、精确的速度和位置控制的场合。采用矢量控制[18],至少可实现与换向器电动机相当的瞬态响应。

感应电动机的高性能作用可以用图 2-10[7]所示的反 Γ 型等值电路进行评价。电路中的电压、电流和磁链等变量为空间矢量,相的瞬时值可由矢量在三个互差 120° 径向轴上的投影获得。(在诸多关于感应电动机动态性能的文献中,将空间矢量分为实部分量和虚部分量,构成独立的直轴和交轴,且两轴具有相同的参数。)

图 2-10 中的参数与图 2-6 中的参数类似且容易由图 2-6 导出。机械负载由电压源 e_o' 代替,其正比于转速和转子磁链。电动机的瞬时转矩为

$$T = \frac{3p}{4} \lambda_R' i_R' \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.8)$$

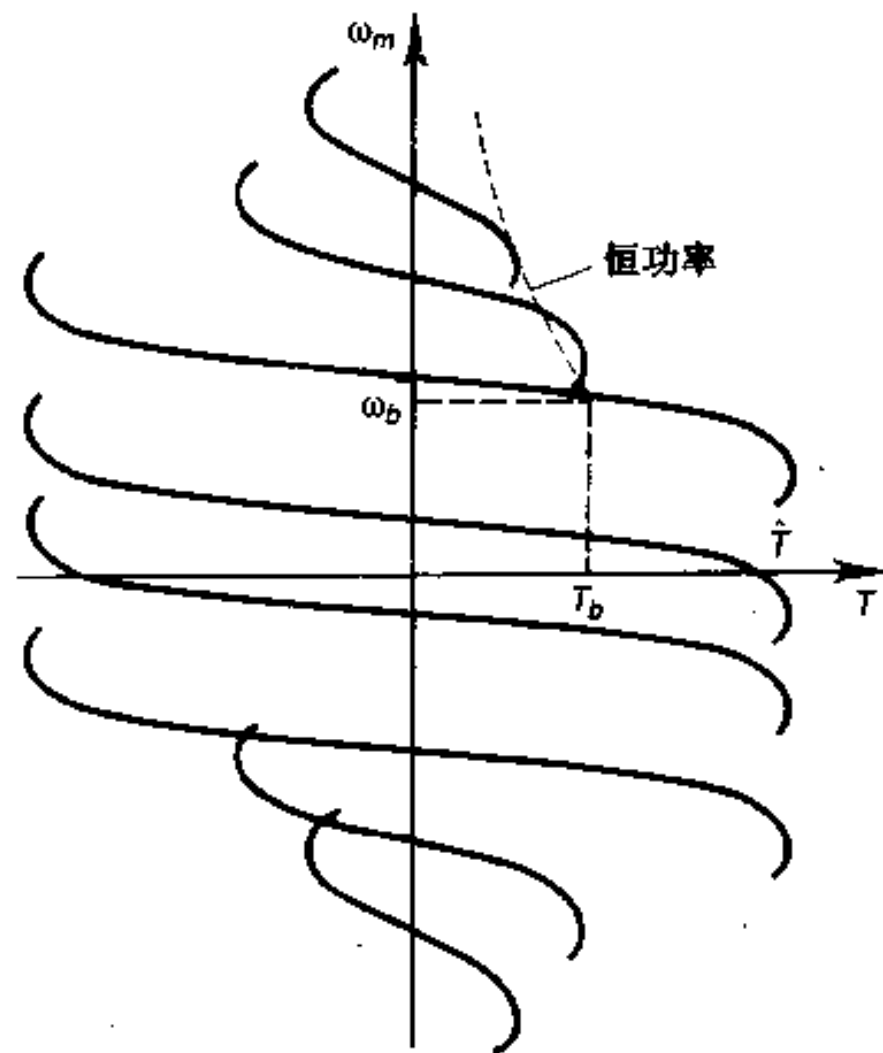


图 2-9 感应电动机恒功率运行时的转矩-速度关系

由于感应电动机的励磁电感 L'_m 较大, 所以其转子磁链 λ_R 变化较慢。矢量控制是基于保持瞬时励磁电流空间矢量 $\vec{i}_m$ 的大小为常数, 因而转子磁链维持恒定。电动机由逆变器供给一组瞬时控制的相电流, 其合成即为空间矢量 $\vec{i}_s$ 。它有二个分量, 第一分量即励磁空间矢量 $\vec{i}_m$, 控制其大小为常数以维持转子磁链恒定。

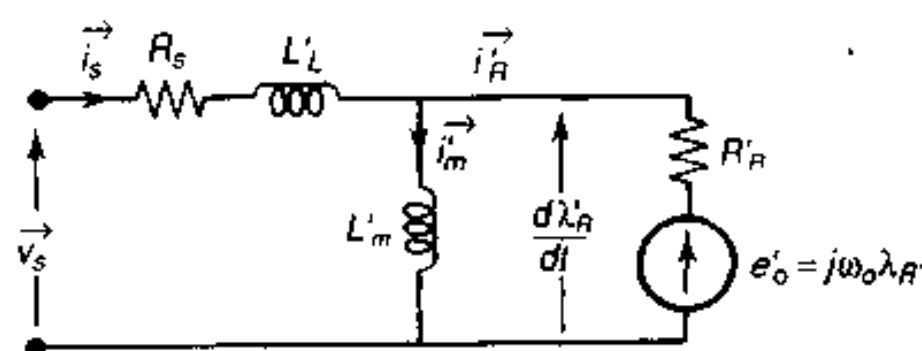


图 2-10 感应电动机瞬态等值电路

第二分量是空间上与 $\vec{i}_m$ 正交的 $\vec{i}'_R$, 瞬时控制该空间矢量, 使之与所需转矩成正比。只要逆变器能做到瞬时提供定子电流来满足上述两点要求, 电动机就能对所需转矩做到无延迟响应。上述特性与其转子惯量小的特点相结合, 从而使该电机驱动系统在高性能的控制系统中具有吸引力。

矢量控制需要有测量或估计转子磁链空间矢量 λ_R 的大小和相位角的措施。对其进行直接测量一般不太容易。在基于以可测电气端参数值进行估计的控制结构的开发设计方面, 现已取得飞速的进步[19]。这方面的论述详见第 5 章和第 9 章。

2.4.10. 传动设计中的若干问题

对很多传动装置尤其是那些小容量的, 采用高速开关逆变器能产生可变电压和可变频率且谐波含量很少。在这种应用场合下, 标准型或高效型感应电动机都可以做少降容或不降容使用。可是, 大容量传动采用的逆变器, 由于开关定额的限制, 其输出电压含有相当大的 3 次、5 次、11 次和 13 次等谐波。同时, 在定转子绕组中产生谐波电流及附加发热。这些谐波电流主要由漏感来限制。对于一个简单的六阶梯逆变器, 其附加功率损耗特别是在转子中的功率损耗可使电动机额定容量减小 10%~15%[20]。

如果电动机是靠转子上的风扇冷却的, 在连续低速下运行则必须降容使用。一般对于恒转矩负载, 在 20% 的额定转速下可容许承担额定负载的 80%, 而在很低的速度下则容许额定负载的 50%。采用辅助风扇对其强迫通风, 可避免上述降容使用。

数千千瓦级的大容量轧钢用电动机, 采用二组移相的定子绕组及 6 阶梯或 12 阶梯逆变器以减小谐波损耗。同样, 选用具有较大漏感的电动机可减小转子中的谐波电流[21]。

现有恒速传动装置上采用的感应电动机, 其容量常选得稍大一些。原有的感应电动机一般是能够改做变速运行的。以后的运行, 其负载和损耗多低于原电动机设计值。

感应电动机以其坚固的结构允许高速运行, 其最高速度受轴承寿命、风阻损耗及转子固有机械频率的限制。有不少电动机设计的转速范围已达 5000~50 000 r/min。

多数为感应电动机供电的逆变器采用脉宽调制产生电压波, 其低次谐波可忽略。该电压波由高频工作的开关切换直流电压源形成的脉冲列组成。运行于交流 2300 V 电源以上的大容量感应电动机, 绕组供电电压的快速变化可导致标准感应电动机出线口几匝线圈的绝缘降低和损坏。通过逆变器和电动机之间电缆又会增强脉冲的严重性。如专门为变速传动进行设计, 可通过适当加强绝缘以避免发生上述故障。

2.4.11. 绕线转子电动机

具有三个转子滑环的绕线转子感应电动机, 现已应用于调速传动很多年了。感应电动机的转矩等于穿过其气隙的功率除以同步机械转速。早期的绕线转子感应电动机传动装置, 经电动机传输的电能一部分消耗在与转子滑环相连的外加电阻上, 这导致驱动装置在大部分

速度区域内的运行效率低。多数现代有滑环的驱动装置,是用一个逆变器将转子电路中的电能回收并回馈给供电系统[1,2]。

转速范围限制在大约同步速的 70%~100% 时可满足风机和泵传动的要求。这些传动装置的功率与转速的三次方成正比,即在 70% 的转速下将产生 34% 的功率。由于与定子供电的感应电动机传动装置相比,绕线转子感应电动机的逆变器定额和成本低,因此,采用转子能量回收方式的绕线转子系统常具有良好的经济性。与笼型感应电动机相比,其缺点在于增加了电动机成本,滑环需要维护,难以在危险环境下运行,启动时需要可切换电阻。

2.5. 永磁同步电动机

尽管感应电动机和换向器式电动机在传动市场仍占据着主导地位,永磁电动机正受到普遍关注。这类电动机采用永磁体产生气隙磁场,而不是像换向器电动机那样用励磁线圈产生气隙磁场,也不像感应电动机那样用定子电流的励磁分量产生气隙磁场。其优点在于结构简单、损耗小、效率高。

永磁电动机通常分为两类:(1) 同步的(即有与感应电动机相同的匀速旋转的定子磁场);(2) 开关或梯形的(即具有不连续步进切换式定子磁场)。后一类将在 2.6 节论述。

永磁电动机具有多种结构。图 2-11 是一种较简单的永磁电动机截面图。其转子为实心铁心或由加工简单的冲制叠片组成。用粘合剂将薄的永磁体固定在转子铁心表面。不同磁性方向的磁体交替放置,以产生穿过气隙的径向磁通。该磁通与定子绕组中电流相互作用而产生转矩。

永磁电动机一般制成全封闭式转子。这可防止磁体上粘有冷却空气带入的铁屑,也可以隔绝其他污染。

在 2.3 节中已经指出,由于磁饱和的限制,定子齿磁密为 1.4~1.8 T,并且经优化设计常使齿、槽接近等宽。感应电动机最大气隙磁密通常为 0.7~0.9 T,那么,图 2-11 所示的同步永磁电动机若采用理想磁性材料,就能够产生峰值与感应电动机相同的气隙磁通。

2.5.1. 永磁材料

对主要永磁材料特性进行综合评估可为估计永磁电动机的潜力和极限提供依据。图 2-12 给出了当前电动机最普遍采用的磁性材料的励磁特性。所有永磁材料的磁畴都是排列一致的,使得励磁特性基本上呈线性关系,即便不是第二象限 $B-H$ 回环的全部。该特性的斜率可以这样认为,磁体如同一个恒流源,其外面包有相对导磁率仅稍大于空气导磁率的材料,即 $\mu_r \approx 1.05 \sim 1.07$ 。

磁体可工作在 $B-H$ 特性线性部的任意点上,且能保持持久不变。可是,若磁密减小到超

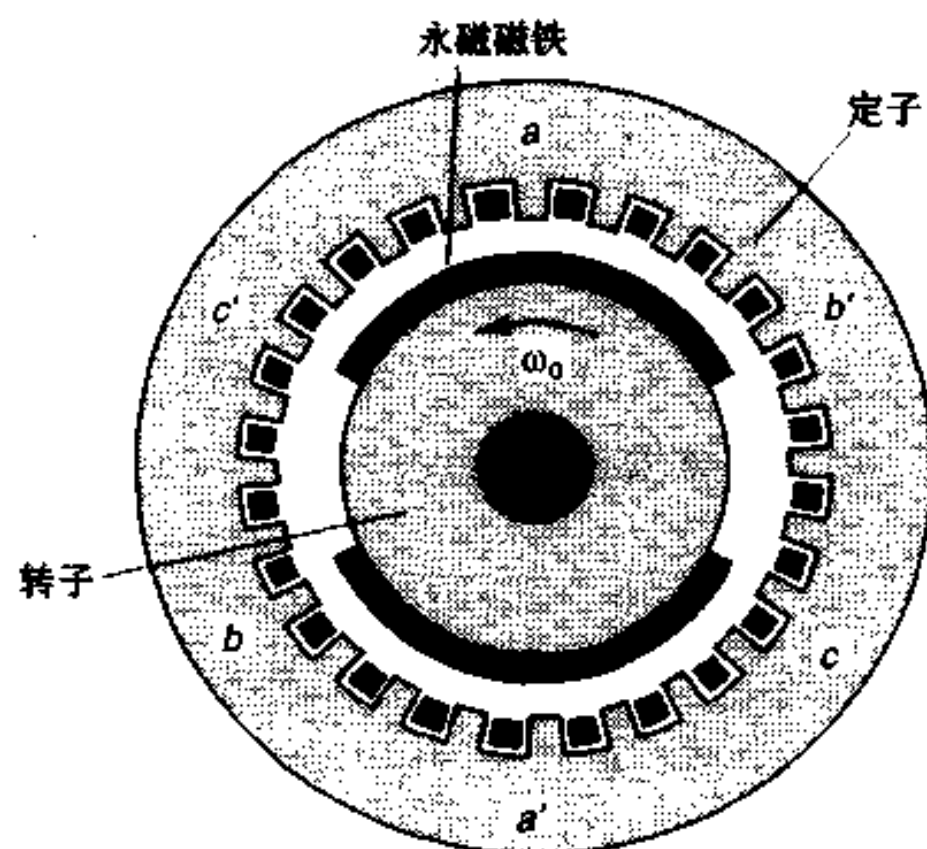


图 2-11 永磁电动机截面图

过特性的拐点(指磁密 B_D),某些磁性将永久消失。当移去超过上述极限的去磁场后,将得到一条新的线性 $B-H$ 特性,它平行但低于原来的 $B-H$ 特性。

铁氧体永磁材料已使用了数十年之久,其成本较低,但其剩余磁密 B_r 比所期望的气隙磁密低,仅为 $0.3 \sim 0.4$ T。此外,具有高剩余磁密 B_r 的铁氧体也具有较高的最小磁密值 B_D ,因而更容易被退磁。铁氧体具有较高的电阻率,所以由快速变化的磁通分量引起的铁心损耗小。铁氧体可在约 100°C 下工作。随着温度的上升剩余磁密增加,拐点磁密减小[22]。设计中应确保在低温大电流下不发生退磁。铁氧体磁性材料广泛应用于低成本的永磁电动机中。为此,应当使定子齿宽大大小于槽宽。

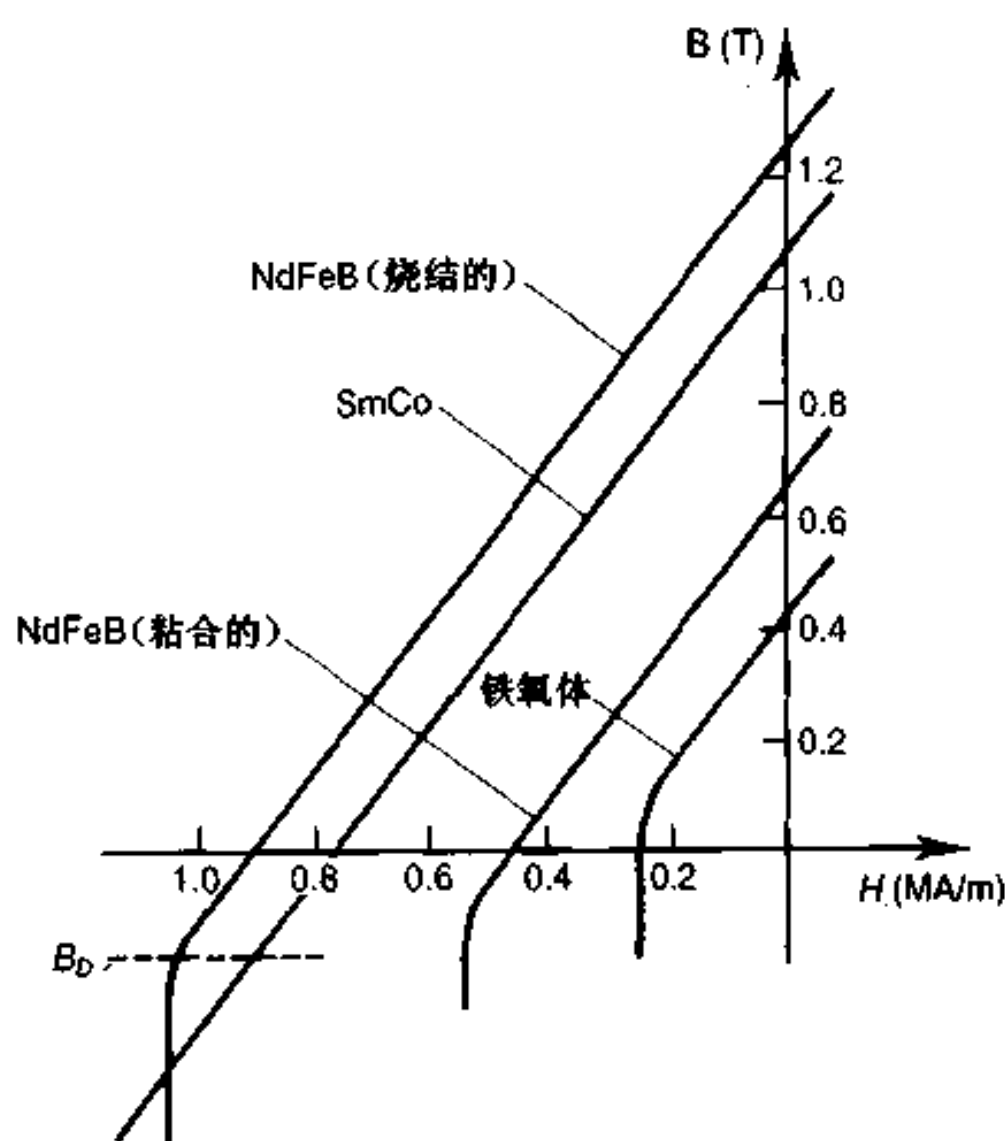


图 2-12 若干永磁材料的 $B-H$ 特性

钕钴磁体具有较高的剩余磁密 ($0.8 \sim 1.1$ T)。它具有较高的抗退磁性,其 B_D 值可深入 $B-H$ 曲线的第三象限很远。当剩余磁密 B_r 随温度的上升而减小时,拐点磁密 B_D 增加,这意味着退磁灵敏度随温度的上升而提高。其电阻率约为铜的 50 倍。该材料的成本相对高些,它反映了稀土元素钕和贵金属钴的成本。到目前为止,钕钴仍是高性能永磁电动机的首选磁性材料。

1983 年出现的钕铁硼(NdFeB)烧结材料很快便使用做了电动机的永磁体[23]。在室温下,其剩余磁密为 $1.1 \sim 1.5$ T。这适合在较大气隙中产生 $0.8 \sim 0.9$ T 的磁密。例如,其气隙为 1 mm,而磁体厚度仅约 $3 \sim 4$ mm。每升高 1 度温度,其剩余磁密约减小 0.1% 。拐点磁密随温度上升而迅速增加,因而限制了 NdFeB 的最高工作温度,其最高工作温度范围一般为 $100^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$,这取决于材料的构成成分。其电阻率约为铜的 85 倍。

NdFeB 烧结材料的成本也很高,一般为每千克 $150 \sim 175$ 美元,这主要是由于烧结处理的工艺复杂所致。可是,从使用其他材料的经验得知,随着用量的增加,这种材料的成本有可能降低,这是因为含量占 77% 的铁和含量占 8% 的硼的成本比较低,而钕也是储量较多的稀土元素之一。

粘合的 NdFeB 磁体的剩余磁密约为 $0.6 \sim 0.7$ T。其生产成本只有烧结 NdFeB 的一半,其磁密约为烧结材料的 75% 。这种形式的 NdFeB 与烧结式的相比,其优点在于磁体断面可做成多种形状和较大的尺寸。

2.5.2. 等值电路

图 2-11 所示为具有表面磁体的同步永磁电动机,其定子实质上与感应电动机的相同。三相绕组沿气隙周边产生接近正弦分布的线电流密度,于是时间上按正弦变化的相电流将建立沿气隙周边正弦分布且以电气角速度 ω_s (即机械角速度为 $(2/p)\omega_s$) 旋转的磁场。

每个磁体可等效为一个每毫米磁体厚度具有 800 B, 安培电流的无阻环路。该环路可看做是一个磁导率 μ 仅比气隙稍大一点的封闭空间。因此气隙磁密 B_g 近似为[24]

$$B_g \approx B_r \frac{l_m}{l_g} \quad \text{T} \quad (2.9)$$

式中, l_m 是磁体厚度; l_g 是转子铁心表面与定子之间适当考虑了定子开槽因素的气隙长度。

由磁体产生的磁密是一个大小相对恒定的、沿磁体表面分布的矩形波, 并且相邻极的极性是交替的。在定子绕组近似按正弦分布的条件下, 只有磁体磁密波的基波才能与定子绕组相匝链。该基波的大小与 $\sin \alpha$ 成正比, 其中 α 是磁体弧宽的一半(电弧度)。同步永磁电动机的 α 值一般约为 $\pi/3$ rad, 即磁体占转子表面面积的 2/3。在此状态下, 气隙磁密的有效值为其峰值的 0.78。

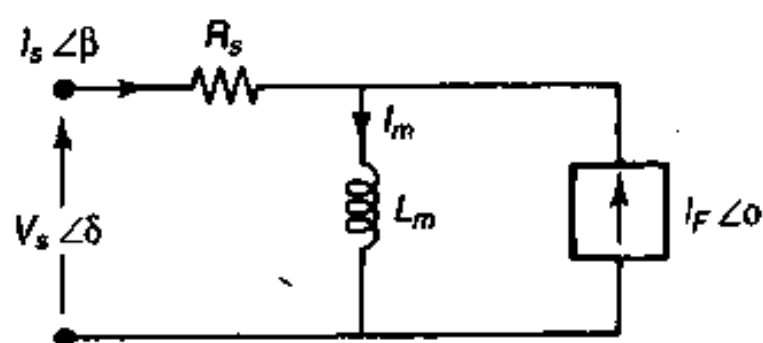


图 2-13 永磁电动机的等值电路

当转子以角速度 ω_m 旋转时, 由定子侧看, 转子的作用可认为是一个角频率为 $\omega_s = (p/2)\omega_m$ (p 为电动机极数) 的正弦电流源。在图 2-13 所示的稳态等值电路中, 相量 $I_F \angle 0$ 代表该电流, 定子电流相量为 $I_s \angle \beta$ 。其中, β 为定子磁场峰值位置超前于转子磁体中心线的角, 它与转子角位置有关[25]。

由于定子铁心与转子铁心之间的有效磁路气隙 l_g 较大, 磁性材料的导磁率与空气导磁率近似相等, 因而使得永磁电动机的励磁电感 L_m 大大小于具有相同定子的感应电动机的励磁电感。因此, 其励磁电流 I_m 是额定定子电流的 2~5 倍, 而感应电动机为 0.2~0.5 倍。一般电流 I_F 的大小是额定电流的 2~5 倍。在额定转速下, I_F 与 $\omega_s L_m$ 的乘积——即开路电压——等于额定值。

2.5.3. 运行特性

产生连续转矩的永磁电动机其转速仅与供电频率有关。电源可以是三相可控电压源或可控电流源。多数同步永磁电动机驱动装置均装有转子位置传感器, 以获得转子的角位置。逆变器开关控制的定子电压或电流具有所要求的波形和所要求的相位角。采用图 2-13 所示等值电路的电流源驱动系统, 转矩可以表示为全部的气隙能量除以其机械角速度, 即

$$T = \frac{3p}{2} L_m I_F I_s \sin \beta \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.10)$$

图 2-14 表明, 在恒定定子电流下, 表面永磁电动机的转矩是 β 角的函数。在某一给定定子电流下, 转子角度 $\beta = 90^\circ$ 时可得到最大转矩, 该状态下的电气相量图如图 2-15(a) 所示。该运行模式使每安培定子电流能够产生最大转矩, 因此具有高效率, 但电源功率因数小于 1。这种运行状态是切实可行的, 而且最好在逆变器达到极限电压时的速度范围内都在这种状态下运行。在

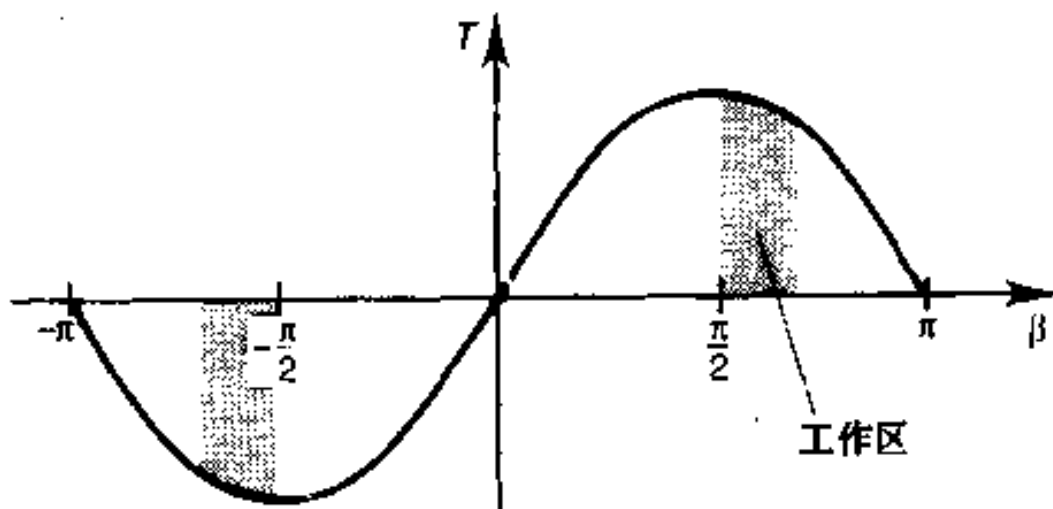


图 2-14 永磁电动机的转矩 - 角度关系

该转速以上的运行状态下功率因数为 1, 使逆变器的伏安定额得到最大利用。例如图

2-15(b)所示,通过增加电流超前相位角 β ,可实现上述运行状态。在图2-14所示的工作区内转矩降低很少,再生状态下 β 为负值。

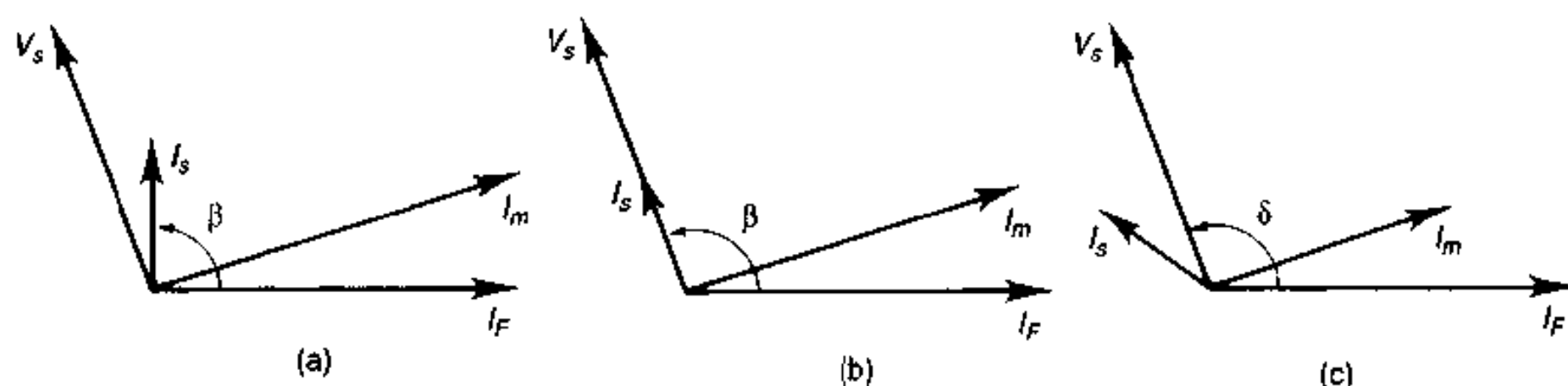


图 2-15 永磁电动机的相量图

(a) 每安培产生的最大转矩 (b) 功率因数为1 (c) 超前功率因数

电压型永磁电动机驱动系统的供电电压大小和频率正比于电动机的转速。运行状态与图2-15(a)和(b)的相当,可通过适当改变 δ 角使定子电压相量超前于磁场中心线。然而,如图2-15(c)所示,通过增加 δ 角电动机可运行于超前状态,即容性定子电流状态。这种状态特别适合于某些可以采用负载换流型逆变器的大容量传动装置。这种换流方式采用零电流关断法而不需要辅助的关断手段[2]。

2.5.4. 磁铁保护

图2-12所示的几种磁体材料,若其磁密小于拐点磁密 B_D ,将发生退磁。由于在电动机不解体情况下对磁体充磁是不可行的,所以退磁会导致转矩容量的永久性降低。

如图2-15相量图所示,在电动状态下定子电流一般超前于等效磁体电流 90° 或 90° 以上。该定子磁场的影响是,在靠近每个磁体前沿处使气隙磁通增加,靠近每个磁体后沿处使气隙磁通减小。定子电流为正常值下气隙磁通对转矩产生的作用不变。容许的定子电流极限值不会使磁体后沿的磁密减小到 B_D 的值。多数永磁电动机均设计成在承受过载电流下不致损坏磁体。安全的定子电流 I_s 值通常可大于励磁电流 I_m 而不会导致退磁[25];即一般为额定定子电流的2~5倍。

对磁体的主要威胁是来自逆变器故障所导致的定子端短路。特别是大容量电动机,其定子电阻在高速、高频状态下比较小,除这种影响外,其稳态短路电流将与等效磁体电流 I_F 相等。定子磁场与磁体磁场反向,导致磁体中央磁密大大降低。如果磁体磁密 B_D 的极限值为零或负数,则该稳态电流不会造成任何损伤[26]。可是,短路电流空间矢量的稳态分量伴随有瞬时幅值相等的瞬态空间矢量的初始分量。该瞬态值滞后的时间常数等于电感 L_m 除以定子电阻 R_s 。在小电机中,该时间常数相对最大基频半周期是很小的,所以影响很小。但在大电机中,该时间常数长达若干个基频周期,因而短路电流的退磁作用几乎要大1倍。采取的保护措施之一是增加定子漏感或外部串联电感。

2.5.5. 损耗与效率

同步永磁电动机的效率有可能高于感应电动机,因为它没有感应电动机的转子导条损耗。由于永磁电动机铁心之间气隙大,因此由定、转子齿之间磁耦合产生的杂散损耗被有效地消除了。随着磁性材料的不断改进,其电阻率使齿部气隙磁密脉动变化产生的损耗比较

小,只有当电动机运行于非常高的频率和速度时,这种损耗才较为明显。剩下的还有定子铁心损耗、定子绕组损耗和风阻摩擦损耗。

让我们对具有相同结构尺寸和形状的永磁电动机和感应电动机做一比较。在相同转速下,两种电动机的轴承摩擦损耗相同。永磁电动机的转子发热可忽略不计,电机可做成全封闭式而不需要内部风扇,以使永磁电动机的风阻损耗有所减小。在最大磁密相同条件下,永磁电动机磁体表面的铁心损耗的磁滞分量与感应电动机的相同,但其涡流分量较高。这主要是由于在定子齿下的磁体边沿进出齿时引起的磁密快速升降造成的[27]。通过合理选择铁心叠片材料和减少每极的齿数以增加齿宽,可减小铁心涡流损耗。此外,将磁体边沿削成斜角可减小齿部磁密的变化率。一般情况而言,永磁电动机的铁心损耗为具有近似正弦磁通电机的1.25~2.0倍。

永磁电动机的功率因数可为1,而感应电动机往往为滞后的功率因数,一般四极感应电动机的功率因数为0.8~0.9,且极数越多功率因数越低(图2-8所示)。在相同输入功率定额下,永磁电动机与感应电动机的定子电流之比等于感应电动机的功率因数,永磁电动机与感应电动机的定子绕组损耗之比等于感应电动机功率因数的平方。

在相同功率定额下,永磁电动机的总损耗一般约为感应电动机的50%~60%[28]。定额在10~100 kW的永磁电动机效率约为95%~97%,而感应电动机为90%~94%。永磁电动机效率随转速的降低而减小的趋势较感应电动机的小。由于逆变器的定额和损耗大体上与功率因数成比例地减小,所以驱动系统的总效率可进一步提高。

在永磁电动机中,定子极数可根据效率优化原则进行选择。极数增加,工作频率就要增加,那么定子每千克铁心的损耗也会增加。可是,定子轭的厚度和重量与极数近似成反比减小,这样可部分地补偿因频率增高而产生的影响。同样,在一定空间尺寸下,定子轭厚的减小可增加转子半径,在相同的转矩要求下可以减小电动机的轴向长度。增加极数还可缩短定子绕组的端部线圈,从而减小定子电阻和定子损耗。从提高效率的观点出发,永磁电动机优选的极数常常为8~12。

永磁电动机单位表面积上的功率损耗相对较低,因而它具有相当高的效率。在许多设计中,永磁电动机内部所达到的最高设计温度不是由磁性材料的极限温度限定的,除非是在特殊的环境下,如环境温度非常高。

2.5.6. 工业传动应用

永磁电动机在本质上具有替代感应电动机的潜在能力,它有较强的节能效果,可广泛地用做工业、商业及民用变速驱动的装置上。主要是由于磁性材料的成本高而使其初期成本比感应电动机的高。可是,效率每增加1%所节约的电能约为每千瓦电机容量50美元,这是在假设电价为每千瓦时0.06美元、永磁电动机连续工作在额定负载下、利息为6%和使用寿命为15年的条件下计算出来的。那么,功率范围在1~100 kW的永磁电动机的效率可提高约7%~3%,所节省的电能为每千瓦350~150美元。这是感应电动机本身售价的许多倍,亦超过了永磁电动机当前的估计生产成本。

2.5.7. 恒功率应用

在换向器电动机和感应电动机传动系统中,可通过减小磁通实现恒功率运行。本节讨论的表面磁极永磁电动机在本质上是恒磁通电动机。增加定子电流超前角 β 可得到有限的弱磁控制。产生转矩的是正比于 $\sin \beta$ 的定子电流分量,减小磁通的是正比于 $\cos \beta$ 的定子电流

分量。可是,表面永磁电动机通常难以达到实用的恒功率运行。需要较大的定子电流去磁分量以实现对磁通的削弱,这实质上增加了定子损耗。其他结构型式的永磁电动机,如 2.8 节的永磁磁阻电动机传动系统,具有弱磁的能力。

在某些牵引应用上,选用没有弱磁能力的表面永磁电动机也许是一个好方案[29]。电动机的尺寸由所需基本转矩来确定,其损耗基本上与定子绕组匝数无关。对于这种恒功率运行模式,定子绕组是按在最大转速下产生的感应电势与电源电压相平衡而不是按基速设计的。在低于基速 ω_b 的调整段,电动机效率与按照在基速 ω_b 下为额定电压设计的电动机效率基本上是相同的。对高于基速的运行,来自逆变器的定子电流将与速度成反比减小。在这种高速段运行方式下定子绕组的损耗,与磁通降低而电流保持恒定的电动机相比显著地减少了。但在逆变器中的损耗由于电流定额的增大却增加了。对必须携带储能装置的电动汽车来说,节约能耗比由于逆变器增大而成本增加更为重要。这种方法还有一个优点,就是当逆变器的直流供电电源失去时,加在逆变器开关元件上的开路电压将在其额定值 V_o 之内。

2.5.8. 高性能传动的应用

NdFeB 磁体表面永磁电动机,尤其适用于要求具有高加速度的传动装置上,如机器人和机床。这类电动机时常运行于短时高加速度状态及其之后的长时低转矩状态。在这样低的负载系数下,其散热能力通常不是一个限制条件,主要关注的是电动机可达到的最大加速度。表面永磁电动机所需的短时定子电流值受磁体保护的限制。负载持续率为 5% 的样机设计表明,最大转矩为 $40 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的电机可产生的加速度值大于 $100\,000 \text{ rad/s}^2$,转矩峰值为 $400 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的电机其加速度超过 $20\,000 \text{ rad/s}^2$ [30]。上述加速度值明显高于具有相同最大转矩定额的感应电动机或换向器电动机。此外,永磁电动机的质量和体积均大大小于其他类型的电动机。

2.6. 开关永磁电动机或梯形永磁电动机

其他类型的永磁电动机传动系统主要是梯形波励磁的永磁电动机或称无刷直流电动机,或简称为开关永磁电动机[31]。一般,其定子绕组由序列的近似梯形脉冲电流供电。

2.6.1. 星形连接电动机

图 2-16 给出了这种电机的截面图。在许多方面,这种开关式电动机在形式上与图 2-11 所示的同步永磁电动机是相似的。两极电动机的转子磁铁沿周长覆盖约 180° 。这种电机的定子绕组按图 2-17(a)所示为星形方式连接。除每相绕组的导体按全节距放置外,与一般感应电动机或同步电动机的绕组是一样的,即每相绕组导体均匀分布于两个跨距为 60° 的定子弧的槽内。

供电电源设计成按顺序向三相定子的两个端提供电流。在图 2-16 和图 2-17(a)所示的状态下,接通电流 i ,使其从 a 相流进、 c 相流出。在此后的 60° 逆时针旋转中,两个 120° 定子弧中电流相对均匀分布,其相对应的磁极的位置正好产生逆时针方向且大小相对恒定的驱动转矩。当上部磁铁的前沿转到 b 和 a' 绕组扇区的交接线时,电流 i 继续流过 c 相,但是从 b 相流进而不是从 a 相。

用安装在定子适当位置上的位置传感器(如 Hall 发生器)的信号可简便地实现按顺序的开关操作。两极电动机每周需进行 6 次开关切换。

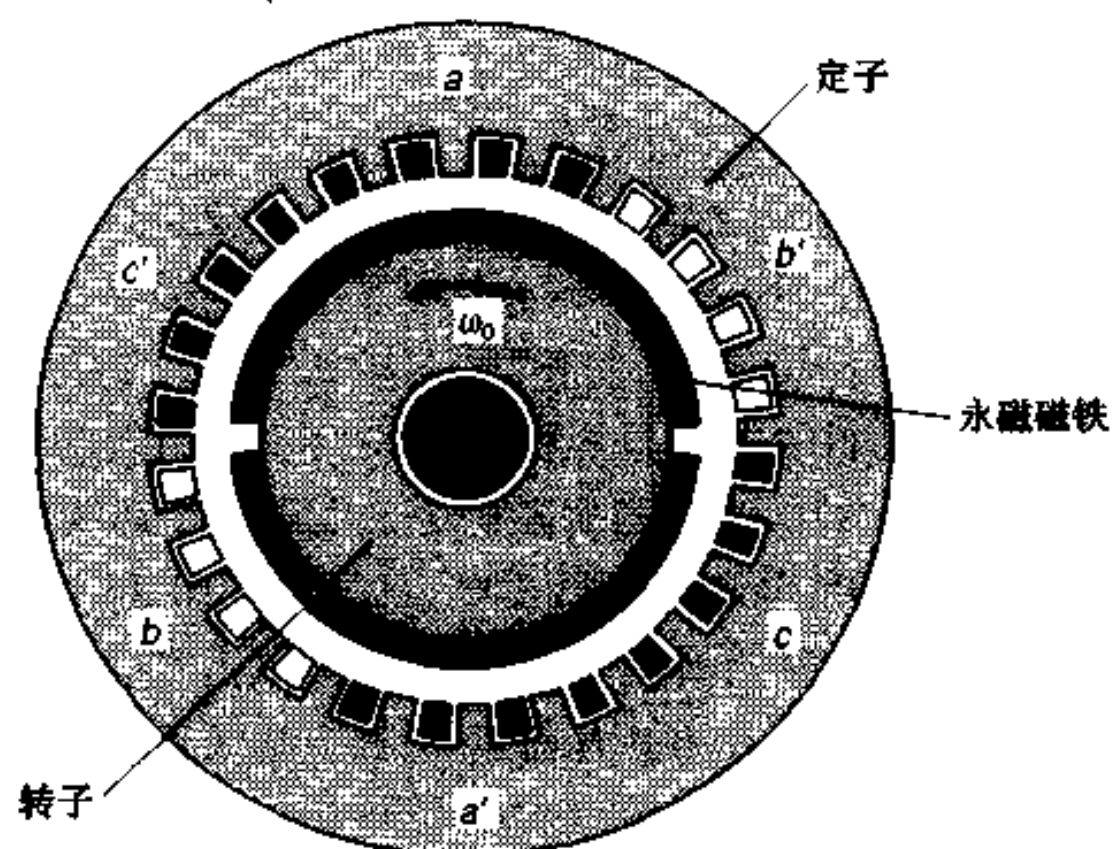


图 2-16 开关永磁电动机截面图

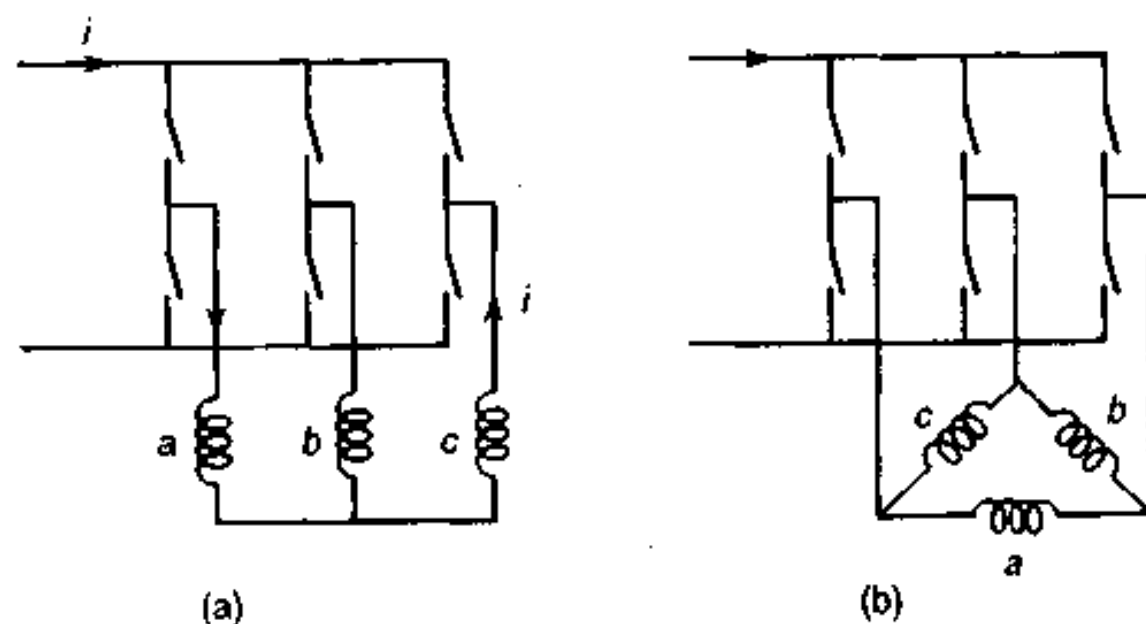


图 2-17 开关永磁电动机的电源及绕组接法

(a) 星形接法 (b) 三角形接法

2.6.2. 转矩的产生

每相绕组只有 $2/3$ 时间流过电流。所以,绕组的线电流密度的有效值 K_{rms} 是最大电流密度 $\hat{K}$ 的 $\sqrt{2/3}$ 。那么,该电机所产生的转矩则可表示为

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} 2\pi r^2 l B_g K_{rms} = k_\phi i \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.11)$$

其中, B_g 是气隙磁密。

常数 k_ϕ 正比于每相绕组匝数。由能量守恒原理可知,在任意瞬时两个串联绕组中的感应电势等于 $k_\phi \omega_0$, 其中 ω_0 是两极转子的角速度。可见,开关永磁电动机的性能与换向器电动机很相似。其空载速度近似正比于施加的直流电压,但其绕组电阻上的电压降使转速随转矩而稍许减少。

2.6.3. 损耗与效率

如果开关永磁电动机线电流密度的有效值与同步永磁电动机的相同,则两者的定子绕

组损耗也相同。在相同转子半径下,开关永磁电动机的转矩容量与具有 120° 磁极的同步永磁电动机相同。可是,由于开关永磁电动机的磁体较宽,所以其每极总磁通比较大,因此需要铁心轭部较厚以容纳该磁通。由于铁心体积的增加,其铁损耗略微高一些。但是上述两种电动机的效率差别并不明显。

2.6.4. 三角形连接电动机

另一种形式的开关永磁电动机,其磁极为 120° 宽而不是 180° [31],其定子绕组按角形连接,如图 2-17(b) 所示。顺序切换的电流从一个定子接线端流入,而从另一个接线端流出。在任意瞬时,该电流的约 $2/3$ 流过一相绕组,另 $1/3$ 流过其他两相串联的绕组。

在相同气隙磁密、相同线电流密度有效值及相同转子尺寸情况下,该电动机的转矩比星形接法电动机约小 13%。可是,三角形接法的电动机,其磁通仅是星形接法电动机的 $2/3$,所需铁心轭厚可成比例地减小。这与具有 $2/3$ 或 120° 宽磁极的同步永磁电动机相似。将总结构尺寸相同的星形接法电动机和三角形接法电动机相比较,由 (2.11) 式可知,三角形接法电动机的气隙半径一般大 10% 左右,这将使有效转矩增加。其总的效果两种电动机转矩容量的差别很小。

2.6.5. 设计特点

在同步永磁电动机和开关永磁电动机中,均采用环氧树脂粘合剂将磁铁粘在转子铁心上。粘合剂必须具有良好的抗老化性能和足够宽的温度范围。转子最大转速受离心力对粘合剂作用影响的限制。该离心力与 $r\omega_m^2$ 或 u^2/r 成正比,式中, u 是转子表面外缘的线速度 [9]。对于大容量高速电动机,在此应力下需要用玻璃纤维或碳素纤维捆扎转子。定子铁心和磁体表面之间的气隙必须做得相当大才能容纳上述捆扎带,但只要磁铁厚度成比例地加大,就不会使气隙磁通有明显减小。速度非常高时,应考虑采用筒壳式转子。

在理论上,永磁电机似乎没有最大转矩和功率定额的固有限制。大容量电动机中需采用较厚的磁极、增加气隙长度和增加极数以保护磁体不被退磁。磁体厚度的增加需要转子边缘速度按平方比例减小。如果转子半径与磁体厚度之比保持常数且 B_g 和 K_{rms} 为常数,则电动机单位额定转矩的磁铁体积和成本将保持恒定;若线电流密度 K_{rms} 增加,则电动机单位额定转矩的磁铁体积和成本将减少。可是,有一些实际问题限制了电动机尺寸。例如,随尺寸的增加,在电动机组装过程中用于平衡磁力的夹具要更为复杂,在小批量生产时其成本方面就不太合算。

由于磁体边沿与每个定子齿之间的相互作用,永磁电动机会产生脉动转矩。设计中可通过将定子槽或转子磁体斜过一个槽间距来消除该脉动转矩。但这增加了制造上的复杂性。另一种方法是,通过调整定子表面槽齿宽度比及磁体宽度来减小脉动转矩 [32]。开关永磁电动机产生脉动转矩的另一个原因是从一次接通转到下一次接通间隔了一段时间。此脉动量虽可以做得很小,但是开关永磁电动机的脉动转矩在整体上总是大于优化设计的同步永磁电动机。

2.6.6. 运行特性

在高性能传动装置应用上,开关永磁电动机与同步永磁电动机均具有非常快速的动态响应能力。由于磁性材料具有较高的电阻率,除非在频率很高的情况下,转子中的感应电流一般可以忽略不计,因此,电动机转矩对其定子电流的响应没有明显的固有延迟。该响应在本质上与供电逆变器提供的相电流可一样迅速。

开关永磁电动机的控制系统实际上要比同步永磁电动机的简单。对于各种类型的永磁电动机而言,在控制上比感应电动机的矢量控制要简单得多。

2.7. 同步磁阻电动机

图 2-18 给出了一台两极同步磁阻电动机的截面图[33],其定子与感应电动机和同步电动机相同。三相正弦电流流过近似正弦分布的定子绕组,产生正弦分布的旋转磁场。转子加工成直轴(d)气隙小、交轴(q)气隙大。此外,电动机转子由非磁性材料隔离的铁心叠片构成,以进一步增加磁通穿越交轴的磁阻。

2.7.1. 等值电路

当磁阻电动机的转子随定子磁场同步旋转而使磁通波的峰值与转子直轴对齐时,由定子绕组侧着进去的励磁电感为 L_d 。当磁通波的峰值与交轴对齐时,励磁电感为 L_q 。 $\Delta = L_d/L_q$ 定义为凸极系数。

用图 2-19 所示等值电路完全可以估算磁阻电动机的稳态运行特性,其中, R_s 为每相定子电阻,电感 L_r 为

$$L_r = \frac{L_q}{(1 - 1/\Delta)} \quad (2.12)$$

图中, δ 是旋转的定子波超前于转子直轴的角度[1]。该电路与图 2-6 所示的感应电动机等值电路在形式上相似,因此,预计其运行特性也相似。

2.7.2. 转矩

假定定子供电电压是可控的,在所有转速下使定子磁链的有效值 Λ_s 保持常数,此时电动机产生的转矩等于穿越气隙的能量除以同步机械速度,即

$$T = \frac{3p}{4} \frac{\Lambda_s^2}{L_r} \sin(2\delta) \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.13)$$

该式与(2.7)式比较表明,如果磁阻电动机的凸极系数较大且其交轴电感 L_q 和感应电动机的漏感 L_L 差不多大时,就会有与感应电动机相似的最大转矩。

2.7.3. 运行条件与功率因数

磁阻电动机额定功率角 δ 的选取要考虑电动机负载的功率因数对逆变器的影响。在磁阻电动机中所以强调凸极系数 Δ ,其意义就在于磁阻电动机的最大功率因数等于 $(\Delta - 1)/(\Delta + 1)$ 。凸极系数 $\Delta = 11$ 时,功率因数可达 0.85。

磁阻电动机一般设计成在最大功率因数下连续运行,以减小对电机或逆变器定额的需求。在最大功率因数下,转矩 T 与最大转矩 T' 之间的关系式如下:

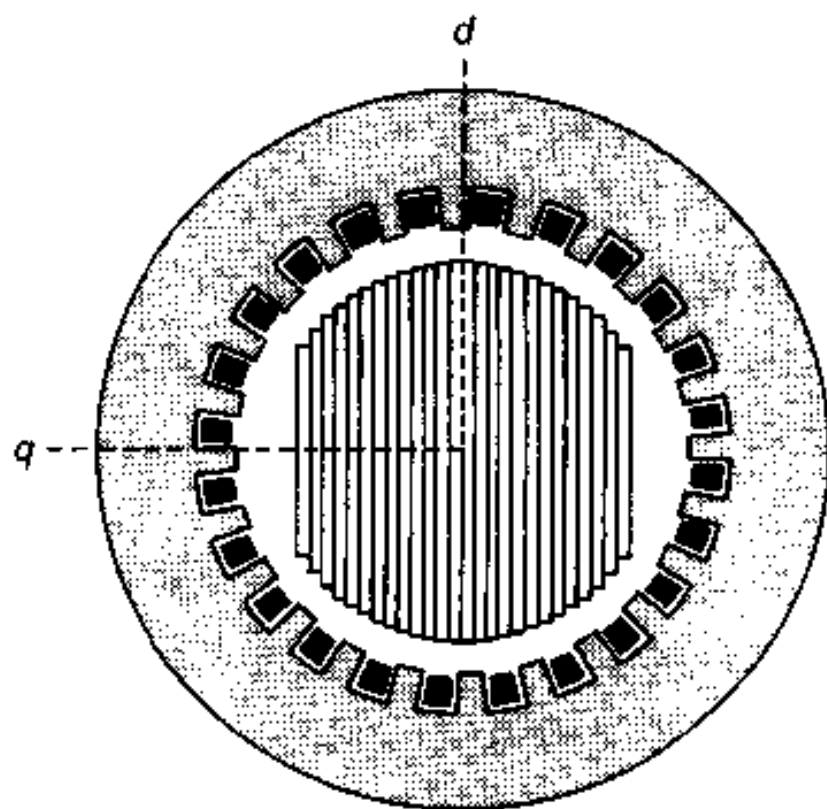


图 2-18 磁阻电动机截面图

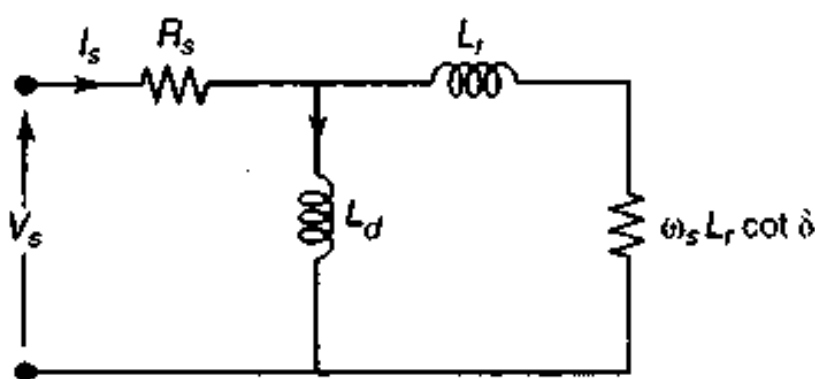


图 2-19 磁阻电动机等值电路

$$\frac{T}{\hat{T}} = \frac{2\sqrt{\Delta}}{\Delta+1} \quad (2.14)$$

当凸极系数增加时,该转矩比将减小。 $\Delta=11$ 时,转矩比为 0.55。 $\Delta=5$ 时,转矩比为 0.75,但功率因数仅为 0.67。这个转矩比可以与感应电动机的相比较,感应电动机的转矩比通常为 0.4~0.5。

2.7.4. 结构型式

图 2-18 所示的转子类型的不饱和凸极系数通常可做到 6~12[34]。可是,实际的凸极系数会因铁心磁饱和而减小。这类转子可采用弓形叠片(片间有非磁性垫片)做成 4 或 6 极结构。还提出有各种其他形式的结构。

磁阻电动机也可运行在与上述开关永磁电动机一样的开关模式下。它采用均匀分布的定子绕组,并对绕组依次提供电流脉冲。

2.7.5. 损耗与效率

同步磁阻电动机在效率上高于同定额的感应电动机[35]。转子损耗在感应电动机总损耗中约占 20%~30%,而在同步磁阻电动机中却很少或可忽略不计。如果凸极系数足以产生与感应电动机相等的功率因数,则其定子绕组损耗将与感应电动机的相同。同样,两类电动机的定子铁损耗也是相似的。

2.7.6. 恒功率运行

与 2.4.8 节所述感应电动机一样,磁阻电动机也具有运行于恒功率状态的能力,这是由于图 2-19 和图 2-6 的等值电路相类似。在基速以上,电源电压达到极限,磁链与转速成反比减小,且根据(2.13)式转矩与转速的平方成反比。

2.8. 永磁磁阻电动机

如 2.5 节所述,表面永磁电动机不适于以弱磁方式运行于恒功率范围内。可是,如果将

磁阻电动机的特性与永磁电动机的特性相结合,便可实现有效的弱磁。例如,图 2-20 为一种嵌入式永磁电动机的截面图,其磁铁被嵌入转子铁心[36]。永磁电动机的直轴与磁铁中心对齐。由于磁阻电机中磁性材料的相对导磁率接近 1,其直轴电感 L_d 很小。但是,由于在整个交轴区内铁心与铁心之间的气隙较小,其交轴电感 L_q 相对较大。

电流驱动的嵌入式永磁电动机典型的转矩-转子角度关系如图 2-21 所示。它包含有由磁体产生的正比于 $\sin \beta$ 的项和由凸极产生的正比于 $\sin 2\beta$ 的项。这两项的相对大小可通过改变磁体弧宽和交轴气隙来加以调整。其最大转矩产

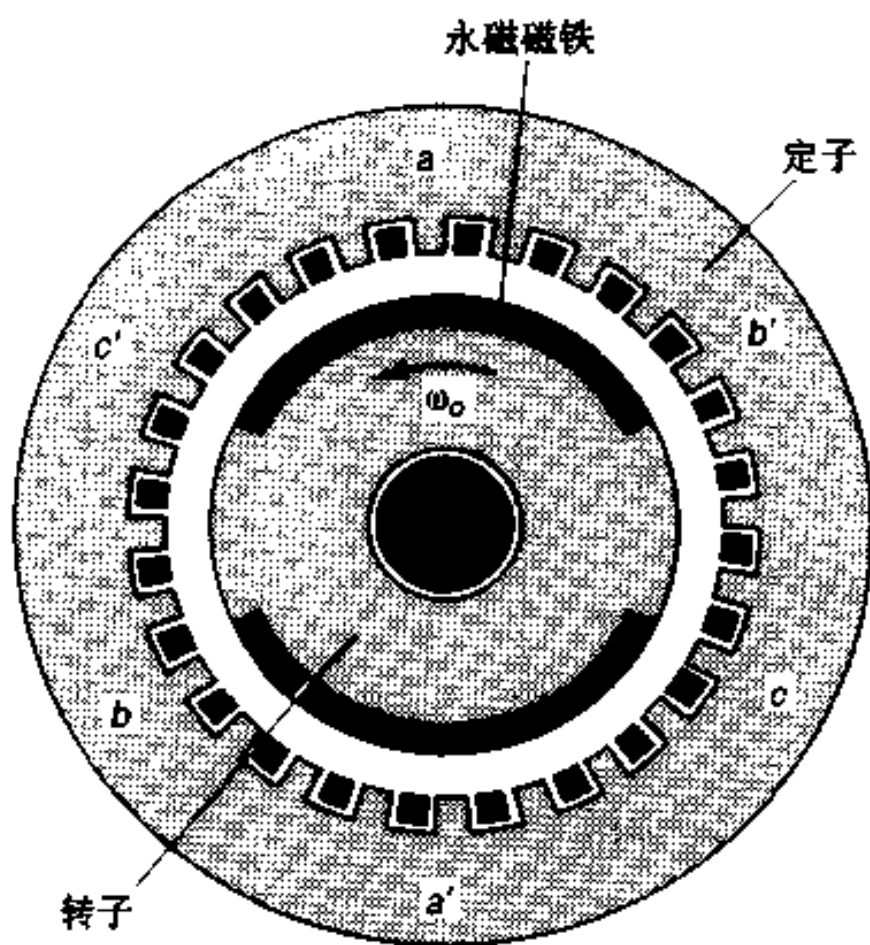


图 2-20 嵌入式永磁电动机截面图

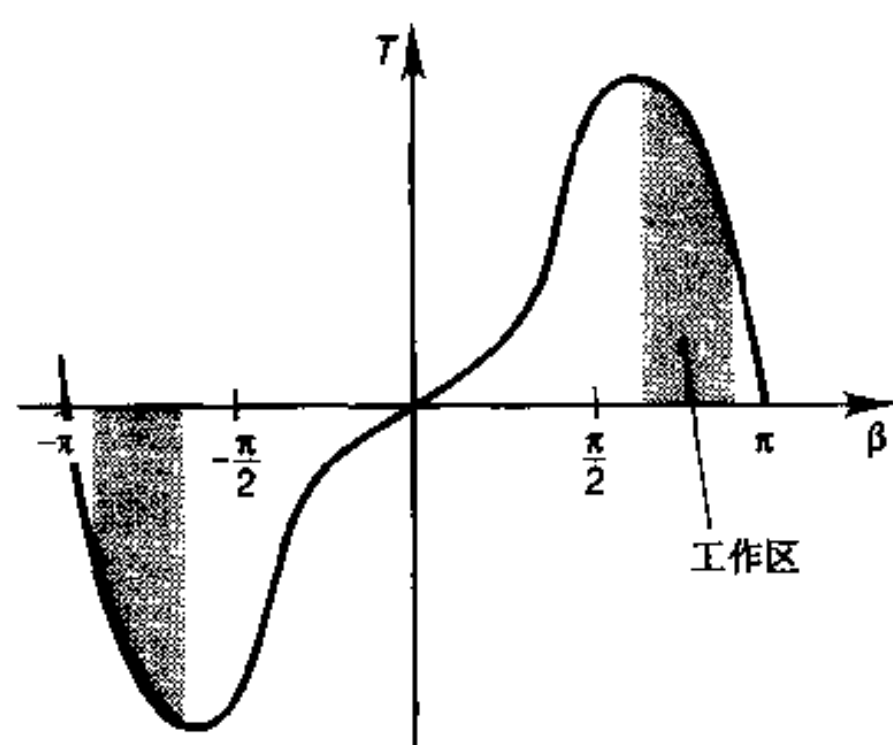


图 2-21 嵌入式永磁电动机转矩 - 角度关系

生在 β 角大于 90° 的位置上。

在做恒功率运行时,定子电流磁场相对转子直轴的超前角 β 还要继续移向 180° 。这样,转矩减小了,同时也产生了一个与永磁磁通方向相反的交轴磁通在定子磁链中的分量,使合成磁通减少到它所感应的电压正好等于限定的供电电压值。通过同时调节定子电流的大小和相位角,可控制电机的转矩和磁链。采用图 2-20 所示的电动机结构,可实现 2~5 倍的恒功率速度范围。

图 2-22 所示为另一种永磁磁阻电动机转子结构。在这种埋入式永磁电动机中,磁体沿

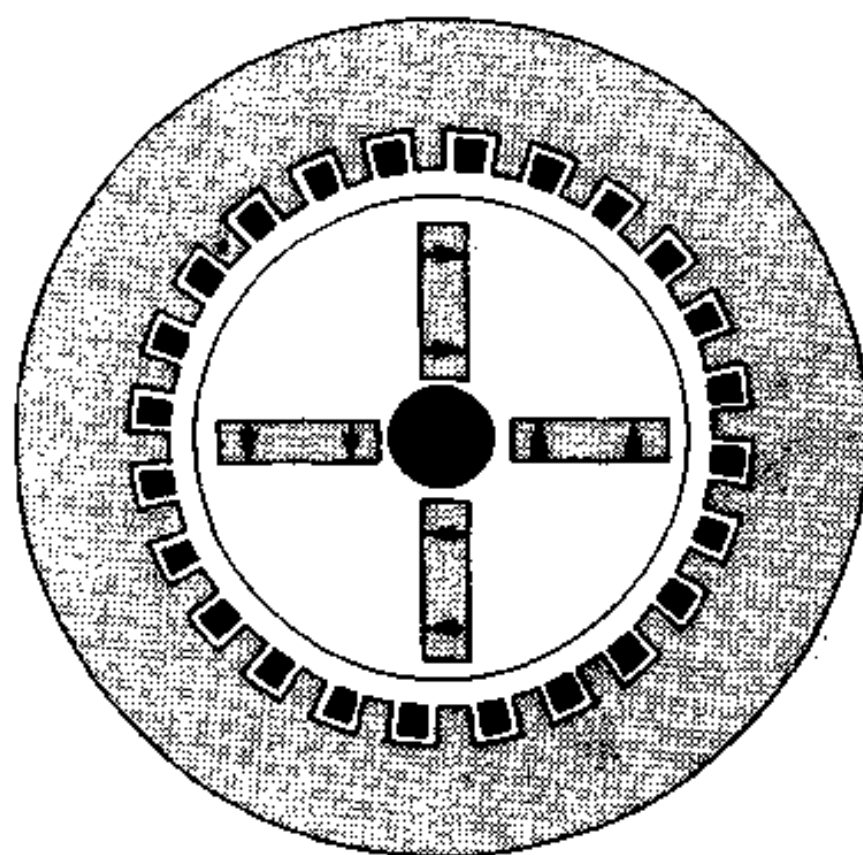


图 2-22 切向永磁电动机截面图

切线方向向磁极提供磁通,以产生径向气隙磁通。中心轴是非磁性的。这种结构类型的电动机广泛采用铁氧体磁性材料以获得令人满意的气隙磁密。由于其磁通路径大部分穿过低导

磁率的磁体, 所以其直轴电感很小。而交轴电感较大, 这是因为磁通可穿过各磁极的表面形成环路。文献[37, 38, 39]提出了多种埋入式磁极的派生结构, 其中有一些很适合高速运行。第 6 章将进一步论述永磁阻电动机的结构与控制。

2.9. 开关磁阻电动机

开关磁阻(SR)电动机具有双凸极结构[40]。图 2-23 所示为具有 6 个定子极和 4 个转子极的 6/4 结构电动机的截面图。每个定子极上绕有线圈, 且三相绕组中的每相绕组由两个径向相对的定子极线圈串联构成。三相绕组依次与功率变换器接通, 功率变换器一般由轴上的位置传感器触发。

在图 2-23 所示的转子位置下, 如果电源电流流过 a 相线圈, 将产生一个逆时针方向的转矩作用在与 a 相定子极邻近的一对转子极上, 使之与该定子极对齐。当对齐时, 电流再切换至 b 相, 则将继续产生逆时针方向的转矩。图 2-23 所示电机转子每步移动 $\pi/6$ 弧度, 那么每转需切换 12 次。线圈的电流方向无关紧要, 通过将电流反相序切换即 a, c, b , 电机才可变为顺时针方向旋转。

也可选择许多其他极数的结构, 特别是 8/6 结构(四相)和 10/8 结构(五相)。增加电机极数会增加开关频率以至增加铁心损耗, 并使最大电感与最小电感之比稍有减小。

2.9.1. 转矩关系

如果电动机运行于铁心无显著饱和的线性模式下, 转矩可表示为

$$T = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\beta} \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.15)$$

式中, i 为相电流; L 为相电感(这里 L 为激励相的电感); β 为转子角。在电感与重叠角成正比的条件下, 转矩基本上可认为是常数。表达式(2.15)^① 仅仅适用于电感与电流 i 无关时的情况。

在一定结构尺寸下, 为获得高转速和高功率, 多数开关磁阻电动机的运行模式是在激励相定子极与转子极对齐的位置上, 该定子极处于深度饱和。从对齐和不对齐位置下的相磁链 λ 与线圈电流 i 的激励特性关系, 可估算出该电动机所能产生的平均转矩[1]。图 2-24 是 6/4 结构电动机一组典型的关系曲线。

由该图可见, 每一步的平均转矩等于不对齐与完全对齐的曲线所包围的面积(单位为 J 或 $\text{Wb} \cdot \text{A}$)除以每步转角(如图 2-23 所示为 $\pi/6 \text{ rad}$)。为优化该平均转矩, 一方面可通过减

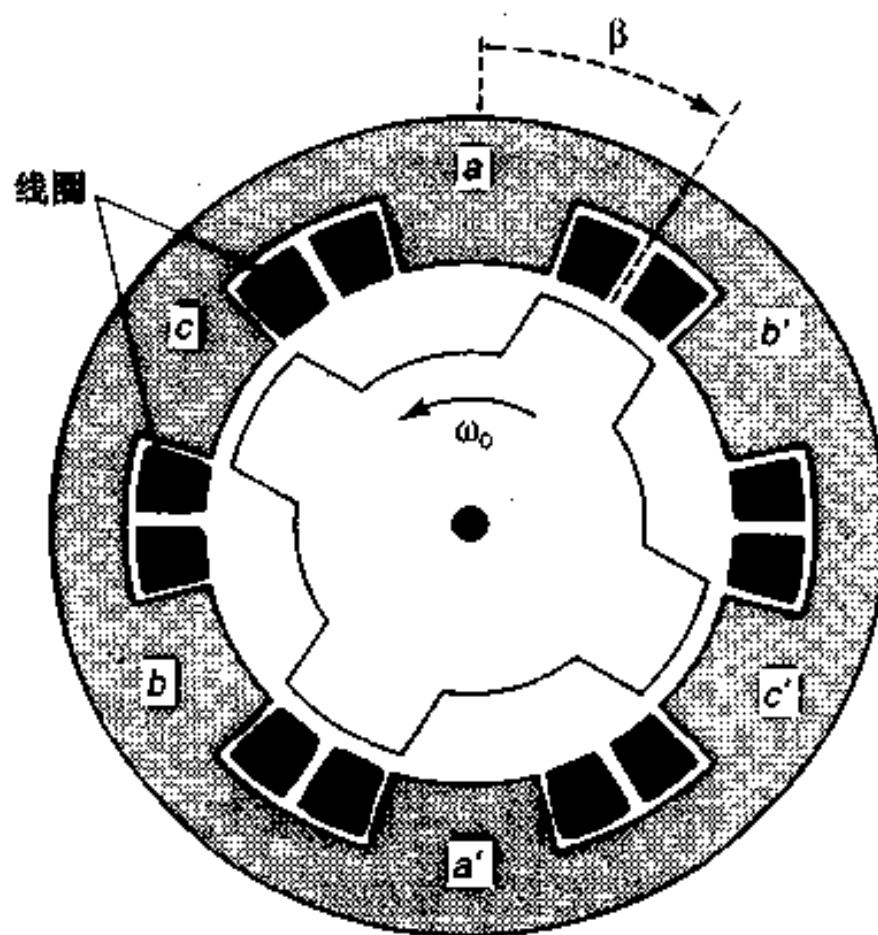


图 2-23 开关磁阻电动机截面图

① 原书误为图 2-15

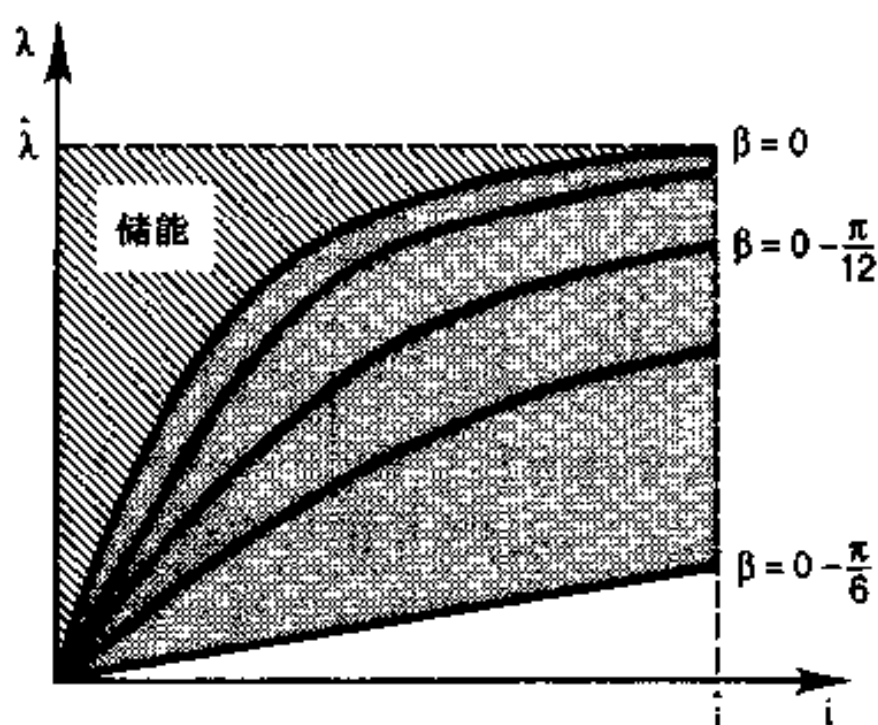


图 2-24 开关磁阻电动机磁链 - 电流特性

小定、转子极对齐时的气隙,以增加对齐位置下的特性曲线($\beta=0$)线性段的斜率;另一方面可通过改变定、转子极的相对宽度来调整不对齐位置下的特性曲线的斜率[42]。

从不对齐位置旋转到对齐位置所做的功 W 可表示为

$$W = k_r \hat{\lambda} \hat{i} \quad \text{J} \quad (2.16)$$

其中,系数 k_r 为从不饱和电动机的 0.45 到深度饱和电动机的 0.75 的范围内。假定为 6 个定子极,电机的定、转子极等宽为 $\pi/6$ rad,每个线圈为 N 匝,对齐位置的最大磁密

$$\hat{\lambda} = \frac{\pi}{3} r l N \hat{B} \quad \text{Wb} \quad (2.17)$$

线圈中电流 $\hat{i}$ 与电动机周边的定子线电流密度有效值的关系为

$$K_{\text{rms}} = \frac{2\sqrt{3} N \hat{i}}{\pi r} \quad \text{A/m} \quad (2.18)$$

注意,这里每个线圈导通 $1/3$ 周期。转矩可表达为

$$T = \frac{k_r}{\sqrt{3}} \pi r^2 l \hat{B} K_{\text{rms}} \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (2.19)$$

与(2.11)式的开关永磁电动机相比较可见,开关磁阻电动机的最大气隙磁密 B 约为定子有槽的电动机磁密有效值的 $2\sqrt{2}$ 倍。在相同的线电流有效值下,6 极开关磁阻电动机的转矩略比开关永磁电机的转矩小 k (分数)倍。优化极宽可以改进开关磁阻电动机与永磁电动机的转矩比。粗略近似时可认为连续转矩定额与极数无关[41]。

2.9.2. 损耗与效率

如图 2-24 所示,当定、转子极对齐时,磁场储存的能量可用对齐曲线($\beta=0$)与纵坐标轴所包围的阴影区域表示。功率变换器常设计成尽可能有效地将该磁场储能回馈给电源。

开关磁阻电动机的主要功率损耗在定子线圈中。这些线圈具有较大的截面和较高的线电流密度有效值。

定、转子中均产生铁损耗。对于低速电动机而言,其铁损耗较小,在高速状态下,由于开关频率高,其铁损耗实质上占总损耗的绝大部分。可是,开关磁阻电动机的用铁量较小。

其风阻和摩擦损耗与感应电动机的相似或小于感应电动机的,但在高速运行下风阻损耗要大。由于转子发热小,一般无需内部风扇。其效率可以与具有相同定额的高效率型感应电动机的相比[43]。

2.9.3. 设计与应用需考虑的问题

开关磁阻电动机制造的经济性好。但其气隙小,特别是小容量电机精度要求高,要求极弧与气隙之比约为 25~30。它不需要维护。其转子坚固,适于高速运行。由于转子极之间是空的,所以转子惯量小。其最大短时转矩一般为连续转矩的 2 倍。其动态响应速度快。

开关磁阻电动机的双凸极结构会产生较高的转矩脉动。由于电机磁路饱和,相绕组中的恒定电流不能产生恒定的瞬态转矩。从图 2-24 所示 λ/i 特性中可看出,五个等分的转子位置之间所包围的四个区域面积不等便可证实上述结论。当需要减小其转矩脉动时,需在每一步下合理控制线圈中的电流。

由于开关磁阻电动机的径向力随转子位置而变化,因此会产生较大的噪声[44]。在一定转速下,该径向力的高频分量可能与定子铁心的谐振频率产生共振。对功率变换器电流脉冲进行合理的时间控制,可减小在机械谐振转速下的噪声强度。

高性能的开关磁阻电动机,其电动机设计必须与功率变换器和控制系统设计相协调[41]。这种协调比在感应电动机和永磁电动机情况下的协调更为重要。开关磁阻电机在较宽的功率容量范围内均可制造。

2.10. 绕组励磁式同步电动机

在数千千瓦范围内的变速轧钢传动装置上,常选用由励磁绕组建立磁通的同步电动机[45,46]。对于中型电机,用可控直流电源通过滑环向电机提供励磁电流。而对于大容量电机,可通过旋转的变压器和固定在转子上的二极管整流器提供励磁电流。

通过调节励磁电流产生超前功率因数。供电逆变器可用电源换流,不需要强迫换流,除非是在低速状态下。

绕组励磁式同步电动机适用于要求较宽恒功率调速区的牵引装置上。在恒功率区内励磁电流的调节方法与换相器电动机的相似。

2.11. 直线电动机

在运输和很多工业应用场合,需要的是直线运动而不是旋转运动。这就需要一系列直线电动机[47]。将图 2-25(a)所示的感应电动机展开可用以说明直线感应电动机的主要性能。该电动机中,转子由铁心和环绕其上的铝环或铜环构成。假定电机沿虚线切开并展开,可得到图 2-25(b)所示的结构,它具有两极定子(原边)和可无限延伸的转子(副边)。

该直线感应电动机的同步速为

$$v_s = \frac{z\omega_s}{2\pi} \quad \text{m/s} \quad (2.20)$$

其中, z 为原边两极分段的波长, ω_s 为电源的角频率。

直线感应电动机一般具有 4 至 8 个极,但其极数不一定要为偶数甚至整数。除了若干因素引起的差别外,直线感应电动机的速度-转矩关系大致上与旋转式感应电动机的相似。当副边材料进入原边空间下面时,其中的感应电流试图阻止前端一二个极下气隙磁通的建立。同样,当材料已离开原边尾端磁极时,其中的副边电流试图继续维持。这些端部效应使直线电动机所需气隙超过 10 mm,因此,直线电动机的功率因数很低。

大容量直线感应电动机已应用于公共运输车辆、高速列车、材料加工、挤压加工及液体金属泵上。小容量直线电动机可应用于各种行业,如幕帘牵拉器和滑动门开闭装置。

直线同步电动机已经在一系列的低速公共运输系统及高速列车上进行了研究和试验

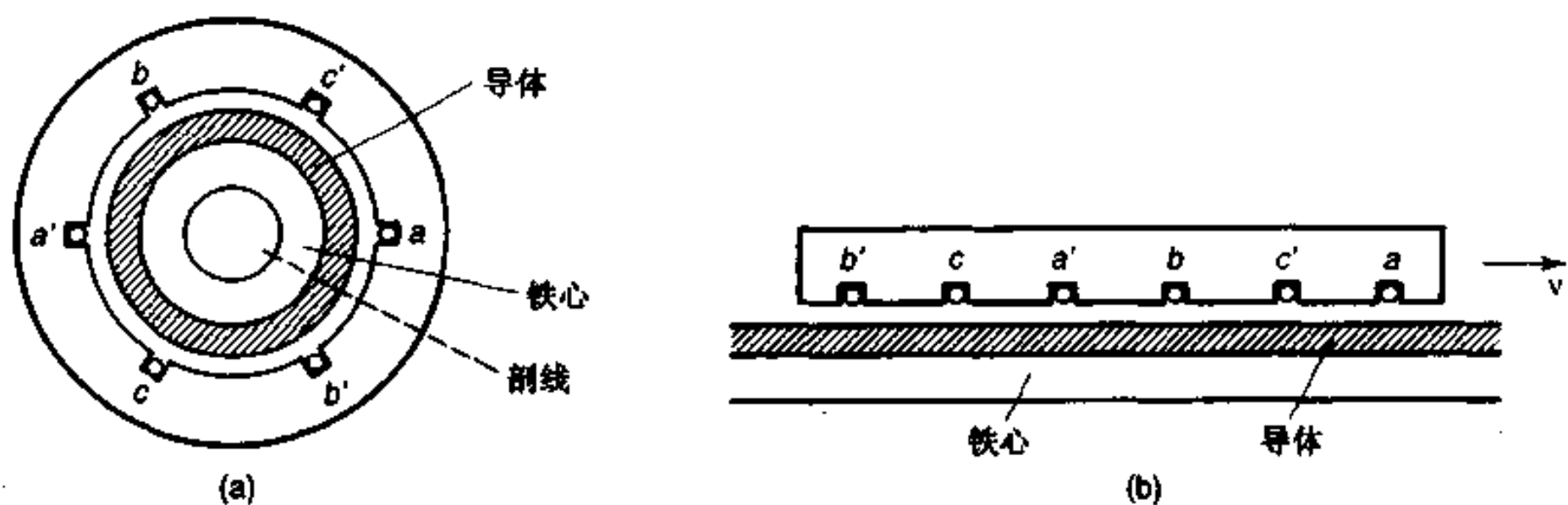


图 2-25 由旋转式感应电动机展开的直线感应电动机

[48,49]。这类电动机具有与图 2-25(b)所示三相定子相似的原边,副边可安放永磁体或超导磁体。磁体安装在车辆的底部与轨道上的原边励磁部件相互作用。其性能与旋转式同步机相似。

2.12. 结 论

目前有多种电动机可供变速传动、变频传动选用。没有任何一种电动机对所有应用场合都是理想的。对一特定传动系统的优化选择,取决于对重要的系统设计指标的详细评估,这些指标包括初期投资、运行费用、动态性能、制造难易、坚固性、重量以及环境的可接受性。希望本章所叙述的内容有助于作为电动机选择的综合参考。

术语符号表

A ——面积	p ——极数
B_D ——拐点磁密	q ——交轴
B_r ——剩余磁密	R_R ——等效转子电阻
B_g ——气隙磁密	R_s ——定子绕组电阻
d ——直轴	r ——转子半径
d_e ——导体等效高度	T ——转矩
E, e ——感应电势	V, v ——电压
I, i ——电流	α ——磁体的半弧角宽度
k ——尺寸系数	β ——定子磁场相对磁体轴的夹角
k_r ——开关磁阻电动机系数	γ ——磁极覆盖率
k_p ——开关永磁电动机磁通系数	Δ ——直轴与交轴电感比, 即突极系数
K_s, K_r ——线电流密度	δ ——定子电压相对磁体轴的夹角
L_m ——励磁电感	Λ, λ ——磁链
L_L ——漏感	μ ——相对导磁率
l_g ——定子铁心长度	v ——线速度
l_m ——磁体厚度	ρ ——电阻率
l ——转子长度	σ ——恒功率速度比
N ——匝数	ω ——角速度
P ——功率	

参 考 文 献

- [1] Slemon, G. R., *Electric Machines and Drives*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1992.
- [2] Dewan, S. B., G. R. Slemon, and A. Straughen, *Power Semiconductor Drives*, Wiley Interscience, New York, 1984.
- [3] Say, M. G., *The Performance and Design of Alternating Current Machines*, Pitman, London, U.K., 1948.
- [4] Kusko, A., *Solid-State DC Motor Drives*, MIT Press, Cambridge, MA, 1969.
- [5] Say, M. G., *Alternating Current Machines*, Pitman, London, U.K., 1976.
- [6] Fitzgerald, A. E., C. Kingsley, and S. D. Umans, *Electric Machinery*, 5th ed., McGraw-Hill, New York, 1990.
- [7] Slemon, G. R., "Modelling of induction machines for electric drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-25, No. 6, pp. 1126-1131, November/December 1989.
- [8] de Jong, H. C. J., *AC Motor Design with Conventional and Converter Supplies*, Clarendon, Oxford, 1976.
- [9] Levi, E., *Polyphase Motors*, John Wiley and Sons Inc., New York, 1984.
- [10] Gallant, T. A., "The selection of an efficient electrical machine," *IEE Conf. Electric Machines and Drives*, London, pp. 136-140, 1991.

- [11] Electric Power Research Institute, *Electric Motors: Markets, Trends and Applications*, EPRI, Palo Alto, CA, 1992.
- [12] Richter, E., and T. J. E. Miller, "Technology of high efficiency motors," *Int. Conf. Electric Machines*, Manchester, U.K., pp. 190–194, September 1992.
- [13] Werner, F. E., "Electrical Steels: 1970–1990," *TMS-AIME Conf. Energy Efficient Steels*, Pittsburgh, pp. 1–32, 1980.
- [14] Slemon, G. R., "Scale Factors for physical modelling of magnetic devices," *Electric Machines and Electromechanics*, Vol. 1, No. 1, pp. 1–9, October 1976.
- [15] Dubey, G. K., *Power Semiconductor Controlled Drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [16] Leonard, W., *Control of Electric Drives*, Springer-Verlag, New York, 1985.
- [17] Whiting, J. M. W., and J. A. Taufiq, "Recent development and future trends in traction propulsion drives," *Int. Conf. Electric Machines*, Manchester, U.K., pp. 195–199, September 1992.
- [18] Vas, P., *Vector Control of AC Machines*, Oxford University Press, Oxford, 1993.
- [19] Jansen, P. L., R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, "Observer-based field orientation: Analysis and comparison of alternative methods, IEEE Industry Applications Society, *Annual Meeting Conf. Rec.* Part 1, pp. 536–543, October 1993.
- [20] Wood, S. E., and D. Greenwood, "Forced ventilated motors—Advantages in fixed and variable speed applications," *IEE Conf. Electric Machines and Drives*, London, pp. 276–279, 1991.
- [21] Jackson, W. J., "Mill motors for adjustable speed AC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 3, pp. 566–572, May/June 1990.
- [22] Heck, C., *Magnetic Materials and Their Applications*, Crane, Russak, New York, 1974.
- [23] Sagawa, M., S. Fugimura, N. Togawa, H. Yamamoto, and Y. Maysuura, "New material for permanent magnets on a base of Nd and Fe," *J. Appl. Phys.*, Vol. 55, No. 6, pp. 2083–2087, 1984.
- [24] Slemon, G. R., and Xian Liu, "Modelling and design optimization of permanent magnet machines," *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 20, pp. 71–92, 1992.
- [25] Sebastian, T., and G. R. Slemon, "Operating limits of inverter driven permanent magnet motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, No. 2, pp. 327–333, March/April 1987.
- [26] Sebastian, T., and G. R. Slemon, "Transient torque and short circuit capabilities of variable speed permanent magnet motors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-23, No. 5, pp. 3619–3621, September 1987.
- [27] Slemon, G. R., and Liu Xian, "Core losses in permanent magnet motors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-26, No. 5, pp. 1653–1655, September 1990.
- [28] Slemon, G. R., "High-efficiency drives using permanent-magnet motors," *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Electronics*, Maui, Hawaii, pp. 725–730, November 1993.
- [29] Slemon, G. R., "Achieving a constant power speed range for PM drives," IEEE Industry Applications Society, *Annual Meeting Conf. Rec.*, Part 1, Toronto, pp. 43–50, October 1993.
- [30] Slemon, G. R., "On the design of high performance PM motors," *IEEE Industry Applications Society Conf. Rec.* pp. 279–287, October 1992.
- [31] Miller, T. J. E., *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford Science, Oxford, 1989.

- [32] Li, T., and G. R. Slemon, "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-24, No. 6, pp. 2901-2903, November, 1988.
- [33] Boldea, I., and S. A. Nasar, "Emerging electric machines with axially laminated anisotropic rotors," *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 19, No. 6, pp. 673-703, 1991.
- [34] Staton, D. A., T. J. E. Miller, and S. E. Wood, "Optimization of the synchronous reluctance motor geometry," *Electric Machines and Drives Conf.*, London, pp. 156-160, September 1991.
- [35] Lipo, T. A., "Synchronous reluctance machines--A viable alternative for AC drives," *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 19, No. 6, pp. 659-669, November/December 1991.
- [36] Sebastian, T., G. R. Slemon, and M. A. Rahman, "Modelling of Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-22, No. 5, pp. 1069-1071, September 1986.
- [37] Schofield, N., P. H. Mellor, and D. Howe, "Field weakening control of brushless permanent magnet motors," *Int. Conf. Electrical Machines*, Manchester, U.K., Part 1, pp. 269-272, September 1992.
- [38] Jack, A. G., and A. J. Mitcham, "Design and initial test results from a permanent magnet synchronous motor for a vehicle drive," *Int. Conf. Electric Machines*, Manchester, UK, pp. 751-757, September 1992.
- [39] Scholfield, N., P. H. Mellor, and D. Howe, "Field weakening of brushless permanent magnet motors," *Int. Conf. on Electric Machines*, Manchester, UK, pp. 269-272, September 1992.
- [40] Miller, T. J. E., *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Oxford Science, Oxford, 1993.
- [41] Lovatt, H. C., and J. M. Stephenson, "Influence of the number of poles per phase in switched reluctance motors," *IEE Proc.*, Vol. 139, No. 4, Part B, pp. 307-314, July 1992.
- [42] Miller, T. J. E., D. A. Staton, and S. E. Wood, "Optimization of synchronous reluctance motor Geometry," *IEE Int. Conf. Electric Machines and Drives*, pp. 156-160, September 13-15, 1991.
- [43] Lawrenson, P. J., "Switched reluctance drives: A perspective," *Int. Conf. Electric Machines*, Manchester, U.K., pp. 12-21, 1992.
- [44] Lang, J., et al., "Origin of acoustic noise in variable reluctance motors," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 108-115, October 1989.
- [45] Walker, J. H., *Large Synchronous Machines - Design, Manufacture and Operation*, Oxford Science, Clarendon Press, Oxford, 1981.
- [46] Jackson, W. J., "Mill motors for adjustable speed AC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 3, pp. 566-573, May/June 1993.
- [47] Nasar, S. A., and I. Bodea, *Linear Motion Electric Machines*, Wiley Interscience, New York, 1976.
- [48] Slemon, G. R., P. E. Burke, and N. Terzis, "A linear synchronous motor for urban transit using rare earth magnets," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-14, No. 5, pp. 921-923, 1978.
- [49] Atherton, D. L., et al., "The Canadian high speed magnetically levitated vehicle system," *Canadian Electr. Eng. J.*, Vol. 3, No. 2, pp. 3-26, 1978.

第3章 用于传动的电力电子变换器

J. D. van Wyk

3.1. 引言

本章将对用于控制交流电机的电力电子变换器技术迄今为止的整个发展历程做一回顾,并进行功能方面的综述。这里,将对采用开关方式控制平均功率的基本可能性进行讨论,同时引入开关函数、变换器拓扑和结构等概念。之后对如何使用更复杂的拓扑和结构以实现单一型和复合型变换器的系统方法进行讨论,并根据功率变换中的开关特性对运动控制变换器进行功能性分类,进而说明有关这种高效率功率控制方式的基本问题。

本章对在变频传动装置中使用电力电子变换器的各种可能性进行了系统回顾。这里并不想把所有的变换器电路及其变形电路都一一罗列出来,而是把重点放在一般性的问题和技术上。根据变换器工作于无缓冲、有缓冲、谐振转换等不同工作模式以及开关的驱动技术,说明了变换器采用的开关技术及其局限性。最后,讨论未来与开关变换器电磁学有关的一些基本可能性和其他问题。

3.2. 电力电子变换器的发展及其在传动领域的应用

本节对用于交流传动的电力电子变换器的发展做简要综述,更加详尽的内容可参阅其他文献[1~5]。在对使用电力电子技术控制的变频传动装置的由来进行追溯之后,将对变换器电路做系统概述。

3.2.1. 关于实用电力电子变换器的系统综述

从电力电子技术的发展历史看[1,5],明显地存在着大量的可能实现的开关变换器拓扑及其复合结构。如果考虑到能够实现所有可能开关功能(图3-1和图3-5)的现有的各种半导体开关器件,则上述的拓扑和结构的可能性就更多了。这使得采用开关变换器解决交流传动问题的方案多得令人感到无所适从。因此很有必要以综述作为本章节的开始。

图3-1给出了开关变换器拓扑和结构的功能性分类。在直流电机运动控制中可以采用各种各样结构形式的脉宽调制(PWM)斩波器[6~9]。在更特殊的、需要经过变压器隔离并要求具有更高功率密度的移动应用领域,则可采用具有高频链环节的直流-直流变换器[10,11]。可以得出这样的结论:在运动控制的直流-直流变换领域,直流耦合的变换器拓扑和高频变压器耦合的变换器结构,都是实用的结构。对于交流变速传动,应用最为广泛的输入变换器拓扑形式是交流-直流变换器,它们可能是供给电压型逆变器的二极管整流器电

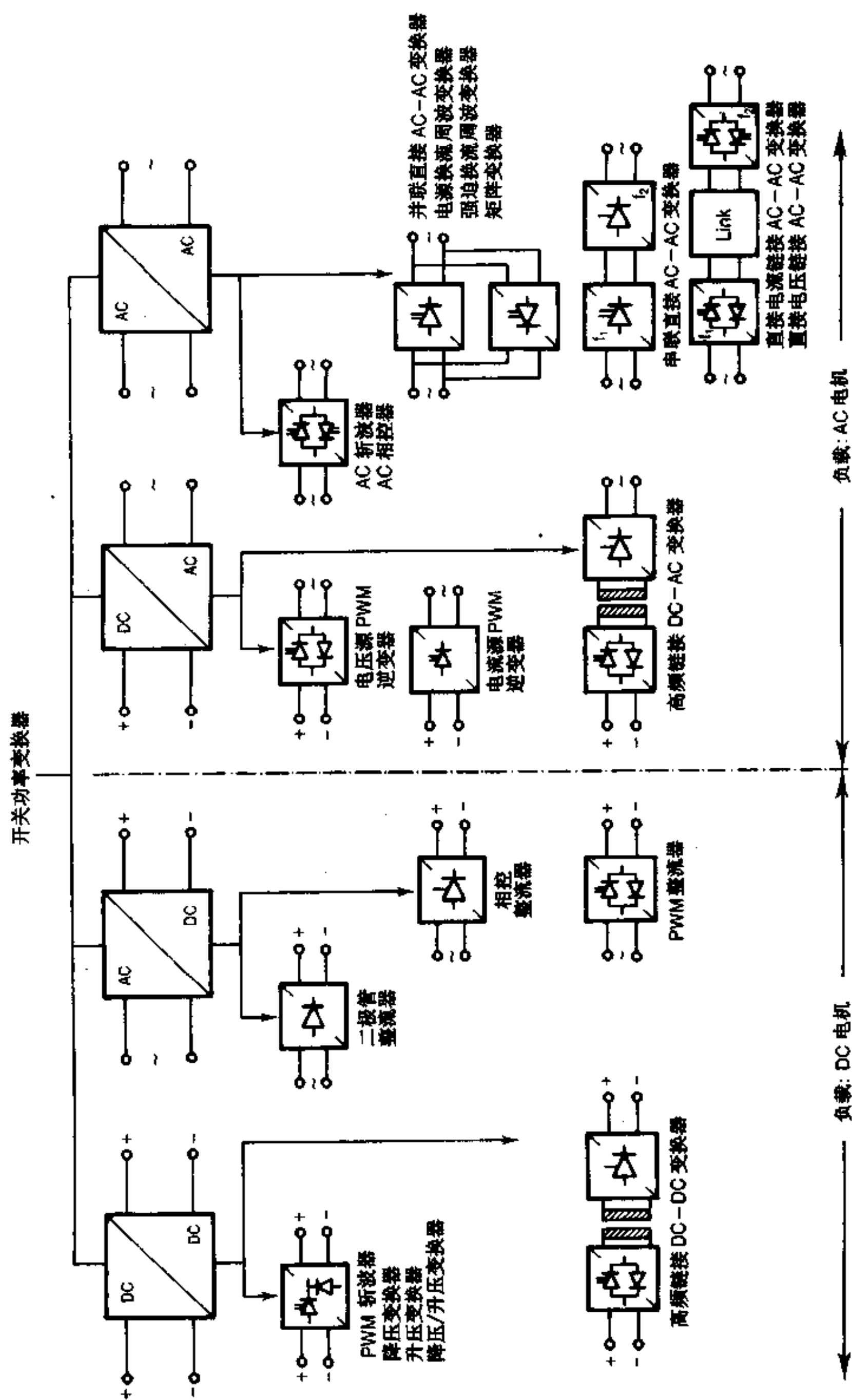


图 3-1 按应用领域对开关变换器拓扑和结构进行分类

路[12]、供给电流型逆变器的可控整流器电路[13],或是供给电力机车牵引装置中的 PWM 交流-直流变换器[14,15]。

在评价具有交流输出的开关型变换器家族时,可以发现有更多不同形式的电路。直流-交流变换器家族包括电流型和电压型 PWM 逆变器拓扑[16,17],而在一些需要变压器隔离和高功率密度的特殊应用中,具有高频链环节的变换器也是一种解决方案[18,19]。在交流-交流变换器的应用场合,现有的电路拓扑都是进行幅值控制的,一种是用于电压幅值控制的交流相控器[20~24],通常以感应电机为负载;另一种是交流斩波器[25~28]。已有的研究充分证明,交流斩波变换器以更复杂的电力电子电路为代价,克服了相控变换器在谐波产生和输入功率因数方面存在的问题[26,27]。如图 3-1 所示的其他交流-交流变换器,都属于较复杂的结构,它们或者以并联结构形式或者以串联的结构形式出现。

电源换流的周波变换器(交-交变频器)[29]已经使用了很长时间,随着现代电力半导体开关器件的诞生,又产生了强迫换流的直接变换器或矩阵变换器[13,29~32]。在该领域中,尽管有报道说最近已经出现了一些实用的、有生命力的方案,但开关技术和换流的复杂性仍然是达到预期的普遍应用的限制因素[32]。串联直接周波变换器[33],简化了交流-交流变换器结构中的某些换流问题,从而在用于运动控制的属于交流-交流变换结构的高频链混合型变换器中,产生了令人感兴趣的可能性和应用前景[19]。

交流-交流变换器结构的最后一类——即直流电压和直流电流链接环节——可能是目前所有用于运动控制的变换器结构中应用最广泛的一类[34,35,36]。在这种情况下,直流电压或电流这些链参数的优化给变换器家族的实际使用提出了一个最困难的问题[37,38]。

3.2.2. 用于运动控制的电力电子变换器的发展历史

对变换器发展历史的回顾[1,5]表明,尽管我们知道最早用于控制电机传动的开关是机械式的,但只是在固态开关实用化之后开关变换器技术才有了迅速的发展。最初用于直流电机的是机械式换向器(即整流子),接着是机械振动式开关装置用于控制发电机的励磁,之后气体阀展示了开关功能用以实现电机控制的前景[5]。半导体开关器件的诞生是以大功率整流器出现为开端的。此前开关技术的发展一直停留在机械金属整流器和饱和电抗器的阶段[5,39]。如今,硅功率器件技术已经发展到非常精细的程度,但我们仍然关心固态开关变换器的发展[2,40]。固态功率变换装置在可预见的未来仍将发挥着重要作用[3,4]。

3.3. 开关变换器的功能及其在变频传动中的应用

运动控制系统的结构示于图 3-2。根据这个结构我们将得出下面要讨论的不同概念。电力电子变换器赋予传动系统的特性取决于其本身的电路拓扑、开关所实现的开关功能以及所采用的控制类型。

在电源和终端的机械运动输出之间的能量流动控制,通常要依靠开关型电力电子变换器和作为驱动机构的电-机转换装置的结合来完成。开关功率变换器是可控部件,因此在这部分将讨论它的各种可能的电路拓扑和开关功能。应当牢记的是:用于运动控制的开关功率变换器,在工作中必须满足其操作条件和参数条件,这些条件都是由与它连接在一起的负载电机决定的。同时,这些条件在下述各方面可能有明显的不同,而这些不同的方面在确定电路拓扑、开关功能和控制类型时都是非常重要的因素:

- (1) 负载是感性的。
- (2) 负载是有源的,即负载包含有感
应电动势源。
- (3) 负载需要功率双向流动,因此通
过变换器的电流经常需要双向流动。
- (4) 负载是动态的,即它们需要的功
率大小和方向有较大的变化,这和具体的
运动控制有关(从超快速伺服机构到兆瓦
级的缓慢变速的大型轧机设备和机车牵
引装置)。

本节的讨论既包括使用功率开关控
制输出功率的基本思想,也包括关于电力
电子变换器的拓扑和结构这样的概念问
题。虽然对此还应补充一些关于控制策略
及其对整个系统传递特性影响的问题,
但这并不是本章讨论的主题。

3.3.1. 开关变换器的平均能量流的控制

在电力电子技术中,从效率和损耗的
要求考虑必须采用开关模式来控制功率。
作为一种系统的探讨,对某类型功率开关
的工艺技术及其工作机制的独特特性等细
节问题可以忽略。这些特性——如开关速
度,开关损耗,器件通态损耗,抗浪涌能
力,过压能力,温度特性以及功率增益——
在考虑实际应用开关器件的类型及其使
用时特别重要。但在这里从系统的观点看,
这些开关将被看做瞬时地从关断状态变
化到导通状态,或在任一规定时刻做相反
的变化,这样就有可能像图 3-3 所示的那
样控

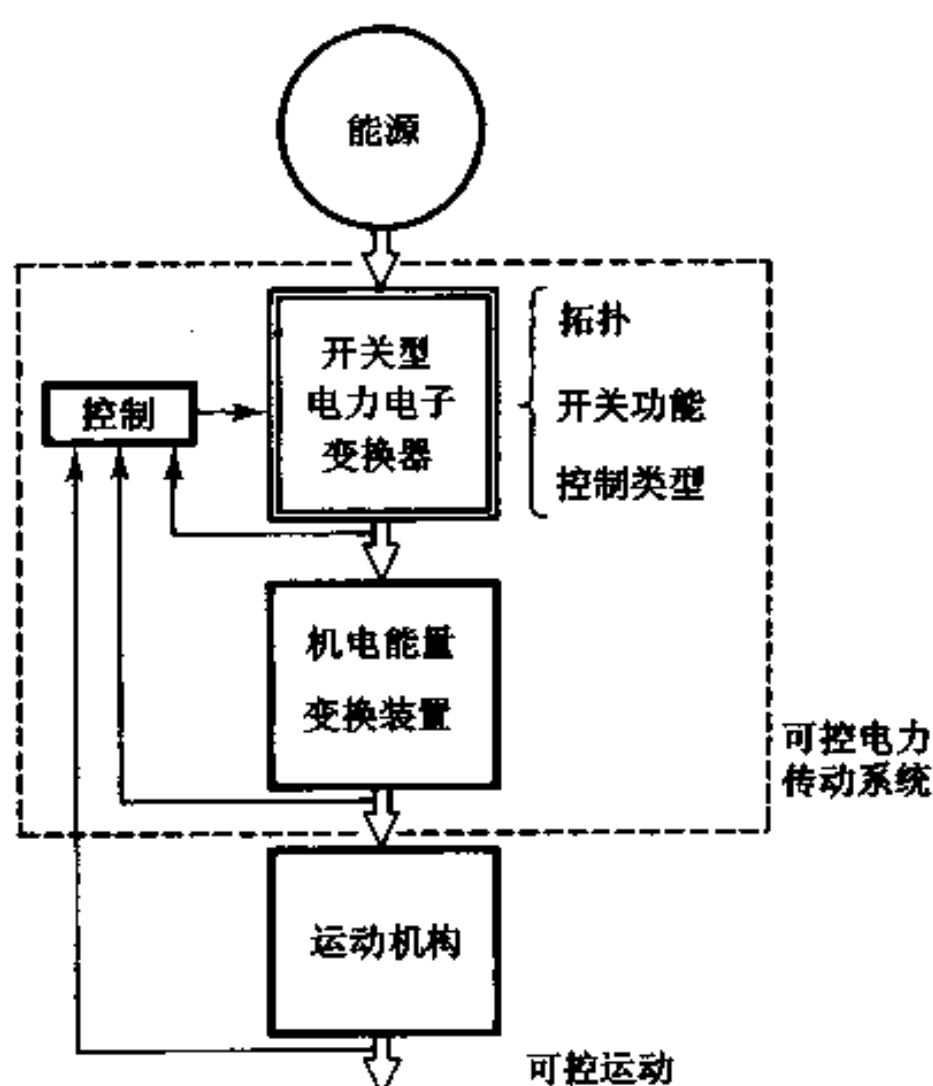


图 3-2 传动系统的结构

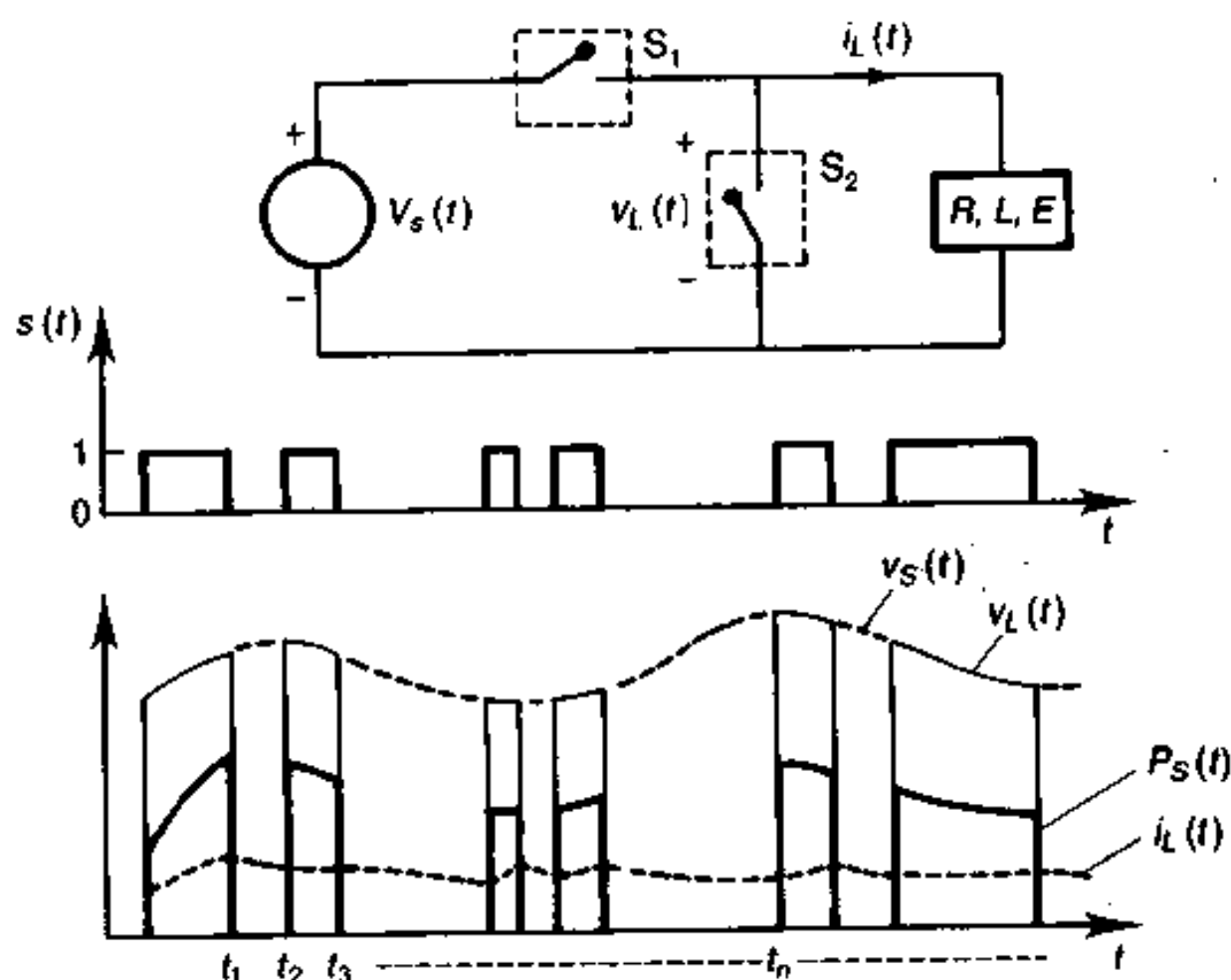


图 3-3 通过开关功能控制功率流动的基本可能性

制功率流动。通过开关 S_1 和 S_2 的操作,产生了开关函数 $s(t)$,因此负载电压为

$$u_L(t) = s(t)u_s(t) \quad (3.1)$$

由于负载是电机,它包含有电感和(或)感应电动势源。在必要的时候,通过 S_1, S_2 切换产生的开关函数 $s(t)$ 使负载电流得以循环或续流。这样在电源和负载之间流动的平均功率 $P_L(t)$ 即为 $s(t)$ 的函数。作为一种理想的情况,通过 S_1 和 S_2 的控制实现了功率的传输,而 S_1 和 S_2 本身却无任何的损耗。这是因为,对 S_1 和 S_2 来说,总是或两端电压为零,或通过的电流为零。

开关函数 脉宽调制(PWM)开关函数的产生在其他文献中[41,42]已有介绍,这里不做讨论。通常,实际的负载电压总是要求按照某个外部规定的调制函数形成而达到控制目的的,而负载的平均电压则要求尽可能不受开关函数的影响。相对于调制函数,只要开关频率足够高,因开关频率在负载电流中产生的纹波就会很小。同时,调制频率与开关频率之间相差很远,使后面很容易通过滤波来消除输出电压纹波——这种滤波作用通常是由电机电感实现的。从这一点我们似乎可以得出这样的结论,即对开关函数的唯一要求是开关频率要远远大于调制函数的频率。但是,在很多情况下实际开关器件本身的局限严重地限制了电力电子变换器的开关频率上限,在这些情况下常常使开关函数和调制函数之间具有某种关系,以消除输出电压中的某些谐波分量[41,42]。上述的这种考虑导致了开关控制的两大类技术,即同步调制技术和异步调制技术。如图 3-4 所示,虽然电源电压 $v_s(t)$ 可以是时间的任意函数,但在用于运动控制的电力电子变换器中碰到的几乎毫无例外的都是两类电压,即直流电压和正弦电压。因此,这里选择后者作为例子,如图 3-4(a)~(d)。图 3-4(a)为脉宽调制(PWM,开关频率 f_s 为恒定),其同步关系为:

$$f_s = n f \quad n = 2, 3, 4, \dots \quad (3.2)$$

当 $n=2$ 时,作为一种特例如图 3-4(c)所示,便构成了一类重要的同步调制电力电子开关函数。对于所有 $n \neq 2$ 的情况, t_p 和 n 的关系取决于 v_L 中希望消除的谐波成分,通常, n 大于 1。

图 3-4(b)所示的脉冲调频方式属于异步调制技术,尽管对 f_s 来说频率变化范围是已知的。这种方式下只有在开关频率总是远远大于调制频率时才能有效地消除谐波成分,这意味着要求极窄的脉冲宽度 t_p 。高的开关频率、窄的脉宽 t_p 以及 f_s 的大变化范围,给这种技术带来了许多缺点,因此在实际的运动控制变换器中很少采用这种方式。

在我们所讨论的图 3-4(a)(b)和(c)的例子中,函数 $s(t)$ 是预先确定的,它取决于参考电压 $v_r(t)$ 的数值大小。该数值可以从负载反馈得到,但它只能按预先确定的方式改变 f_s 和 t_p ,这是系统的特点之一。当采用如图 3-4(d)所示的负载相关 bang-bang 控制的开关函数时,将会产生一个完全任意的开关函数,如图所示。在负载已定的情况下,电流的偏差 Δi 决定着开关 S_1 和 S_2 两次连续开关周期的最短时间,这种调制方式是异步的和频率可变的。由于输出的电流源性质以及 i_r 和 i_m 的良好一致,使得这项技术在实际的运动控制变换器中得到了广泛应用。该系统的开关特性和控制特性在其他文献中[43~45]有更多的介绍。

很明显,由于产生 $s(t)$ 的方法不同而使那些采用同步或异步技术的变换器的特性在许多方面,如高频电磁辐射、传导干扰、电源反应、整个频谱的谐波分量以及输出滤波等,均有所不同。常常可以发现,正是这些约束条件决定着采用哪种技术来得到 $s(t)$ 。

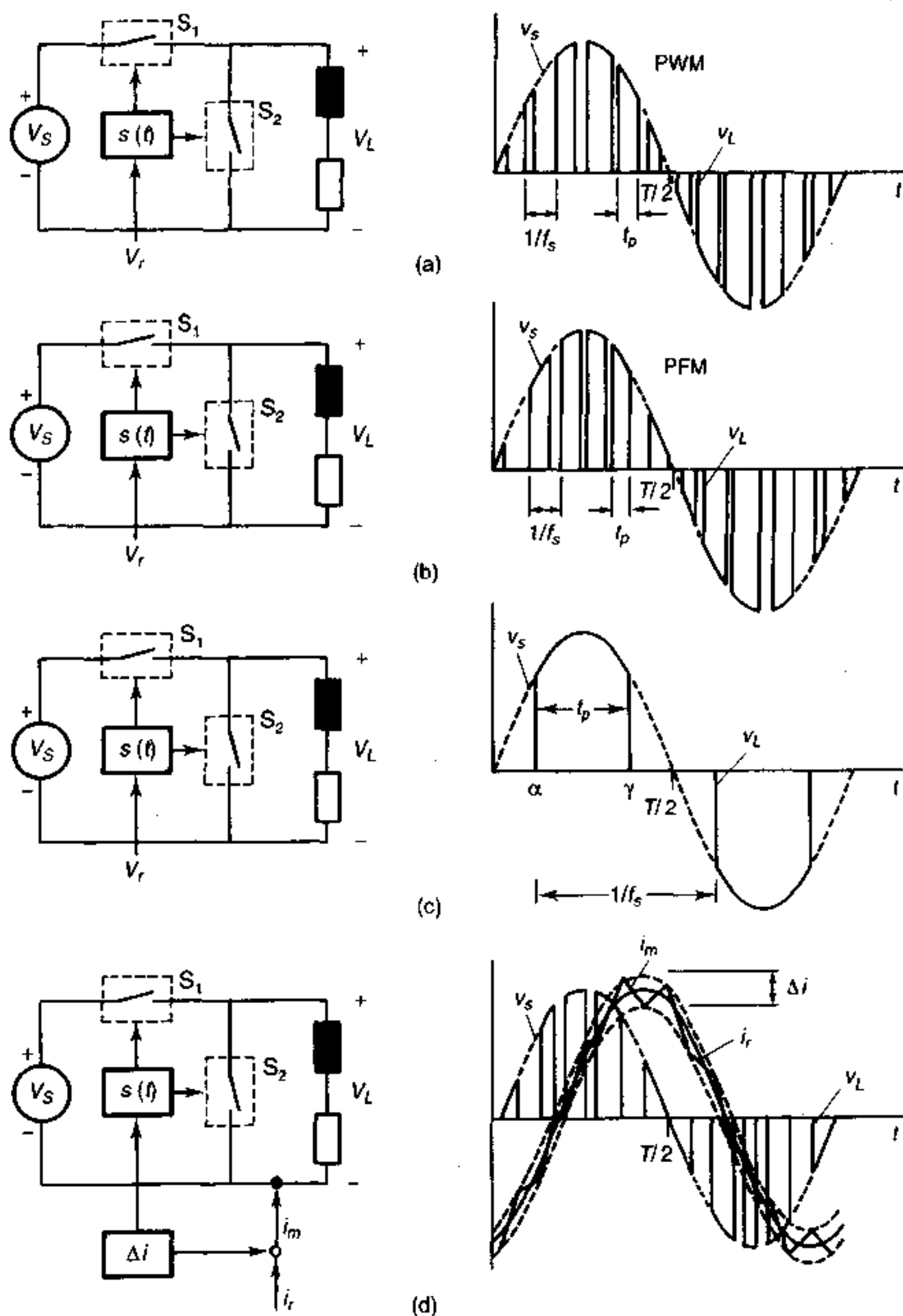


图 3-4 调制函数和开关函数之间的基本关系

从图 3-4 所示的例子可以注意到,调制函数的频率并不总是和电源电压的频率同步的。如果两者不同步,那么输出中就包含有这些频率及其之间的差拍成分,即包含有电源频率、调制频率和 $s(t)$ 频率及其差拍的成分。在电源电压为直流电压的场合,只有调制函数和开关函数影响输出成分。在许多情况下,当负载受直流电压控制时,例如直流电机负载,由于调制函数也成为恒定值,因而其输出只受 $s(t)$ 的影响。当这类负载由某种形式的交流电压源供电时,输出中将包含有电源和 $s(t)$ 的频率成分及其交叉调制成分。

前面讨论的系统都是电压源系统,输出电压如图 3-4 所示。当系统为电流源系统时,所有的技术都存在着完全的对偶性。例如,图 3-4(d)所示的异步调制技术也可以这样实现:电源为电流源 $i_s(t)$,通过检测负载电压产生开关函数 $s(t)$,然后用此开关函数调制成提供给负载的电流。

开关功能的实现 前面讨论的开关功能在实际电路中都必须用电力电子器件实现。通过把这些器件单独或结合在一起使用,可以实现各种不同的功能。图 3-5 给出了功率开关 S_1 和 S_2 可能的结构形式和相应的表示符号,同时还画出了可能的实现方式。按开关功能图中所给出的顺序,它们依次是:

(1) 单向导通或二极管功能。二极管两端为正向电压时管子导通。当系统的外电路使二极管两端电压为负时电流截止。这个外加电压可以由电源电压、负载电压或两者共同作用产生。

(2) 单向延时导通功能。虽然使流过开关的电流截止仍然由外部电源或负载所产生的

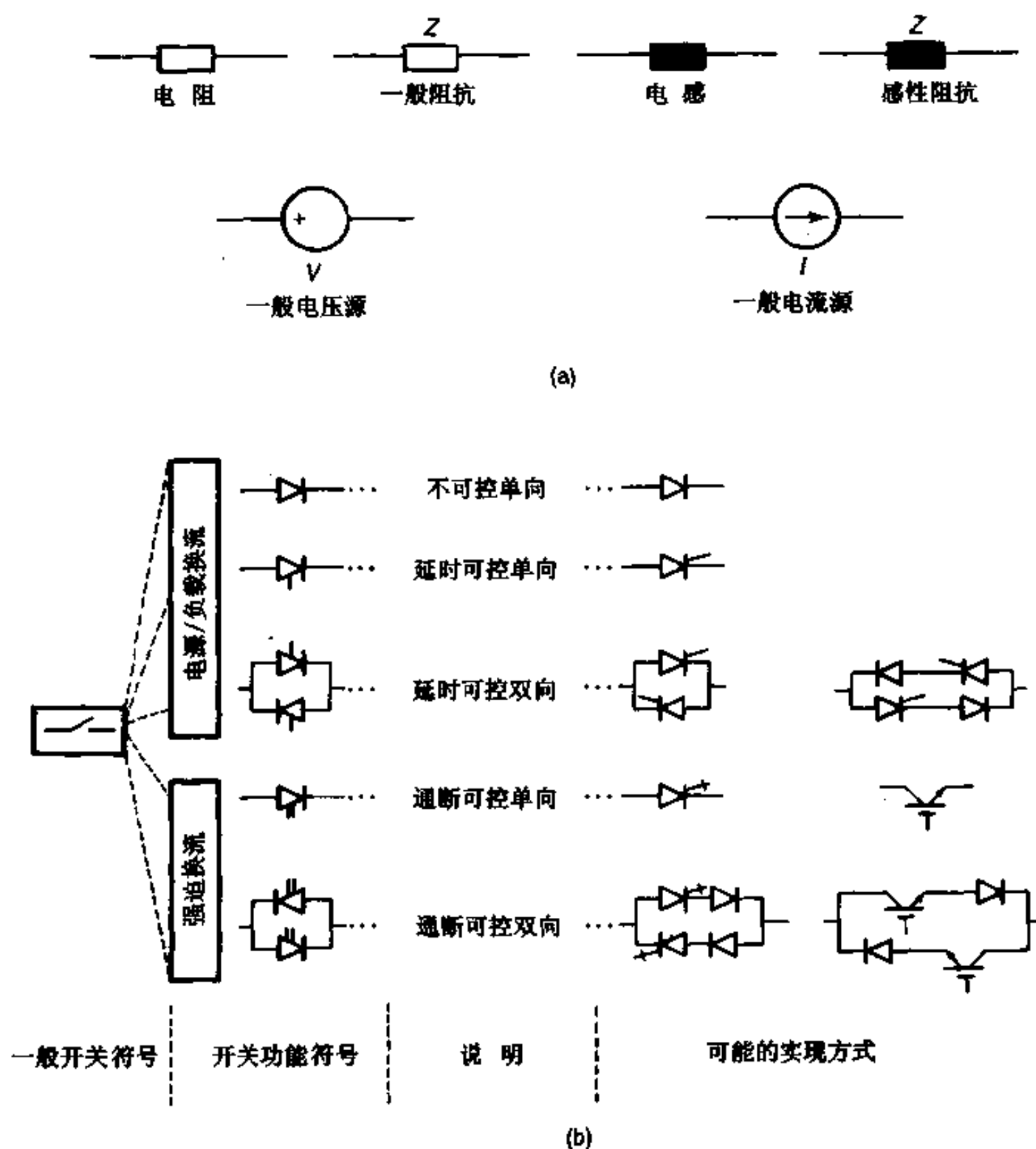


图 3-5 (a) 电路元件的定义 (b) 各种可实现的开关功能的符号

电压决定,但控制电路能使开关的导通过程滞后。图 3-4(c)中所示的开关函数 $s(t)$ 在这种情况下可以产生 $t_a \leq T/2$ 的滞后。这代表着一大类自然换流(电源或负载换流)的系统。这种系统过去使用的是栅控汞弧整流器、闸流管、磁放大器,而现在是晶闸管。

(3) 双向延时导通或反并联功能。这种功能,是在以前只能单方向输出的基础上增加了双向输出对称交流的功能,但是仍然有 $t_a \leq T/2$ 的限制。除使用反并联的栅控汞弧整流器、闸流管和晶闸管外,双向晶闸管也可以直接在这里使用。

(4) 单向可关断-导通或强迫换流功能。如图 3-4(a)~(d)所示,通过使用 S_1 和 S_2 的开关功能,可能实现脉宽调制(PWM)、脉频调制(PFM)和 bang-bang 控制。在这种方式中,开关的导通和关断都是可控的,而且关断电流与电源和负载电压无关。关断既可以靠器件本身的固有特性,也可以靠外加电压而使可延迟的导电过程结束。前者是指以双极型功率晶体管(BJT)、场效应管(FET)以及可关断晶闸管为开关器件的电路,后者指的则是以前所使用的各种晶闸管强迫换流电路。

(5) 双向可关断-导通或双向强迫换流功能。这是可实现的最一般性的电力电子开关功能,可以由上面讨论过的器件和功能经反向并联而获得。

3.3.2. 电力电子变换器的拓扑和结构

迄今为止,我们所讨论的都是最简单的变换器拓扑,即如图 3-3 所示的那种单电源、单负载、一个或两个开关。由于最简单的拓扑只适于很少的运动控制应用场合,所以下面我们将系统地探讨大量用于实际的电力电子变换器结构。如图 3-6 所示,当变换器是由相同的或不同的拓扑串联构成时,这种变换器被称为“复合型变换器”,而其构成的组件则被称为“单一型变换器”。

人们研究单一型变换器(singular converter)的着眼

点是“拓扑”,这个拓扑是由开关之间的连接方式和开关在电源与负载间的连接方式确定的。研究复合型变换器(composite converter)的着眼点是“结构”,其结构是由多个单一型变换器的连接方式确定的。最后,当具有相同的或不同结构的复合型变换器联接在一起时,这种结构就被称为“混合型变换器”(compound converter)。

单一型电力电子变换器的拓扑 那些由单电源、单负载、一个或一组功率开关连接在一起的拓扑被称为单一型电力电子变换器。图 3-7(a)所示是简单的单一型变换器。两个这样的拓扑相结合可以构成图 3-7(b)所示的双(分裂 split)电源变换器和图 3-7(c)所示的双负载

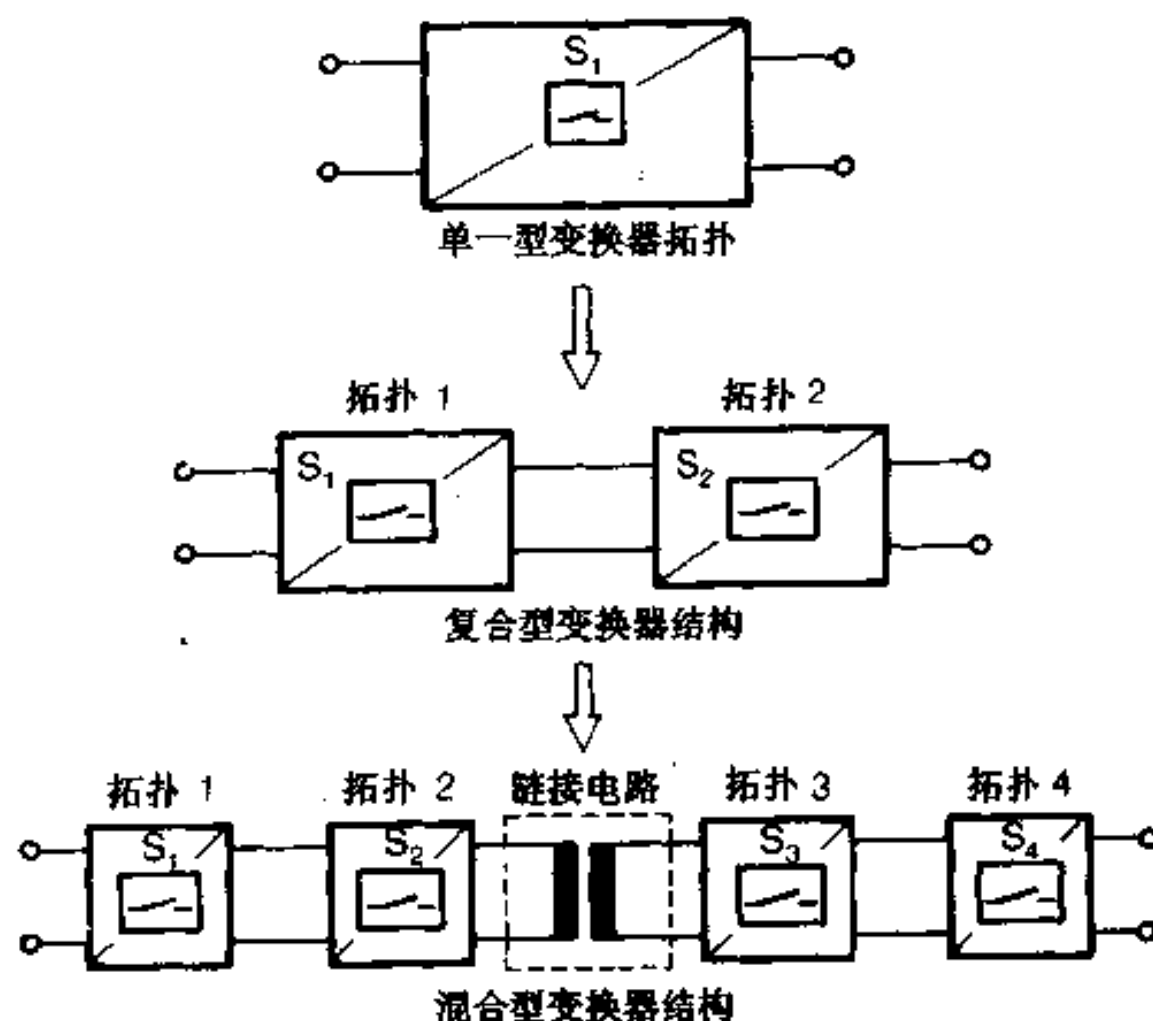


图 3-6 单一型、复合型和混合型变换器的拓扑和结构

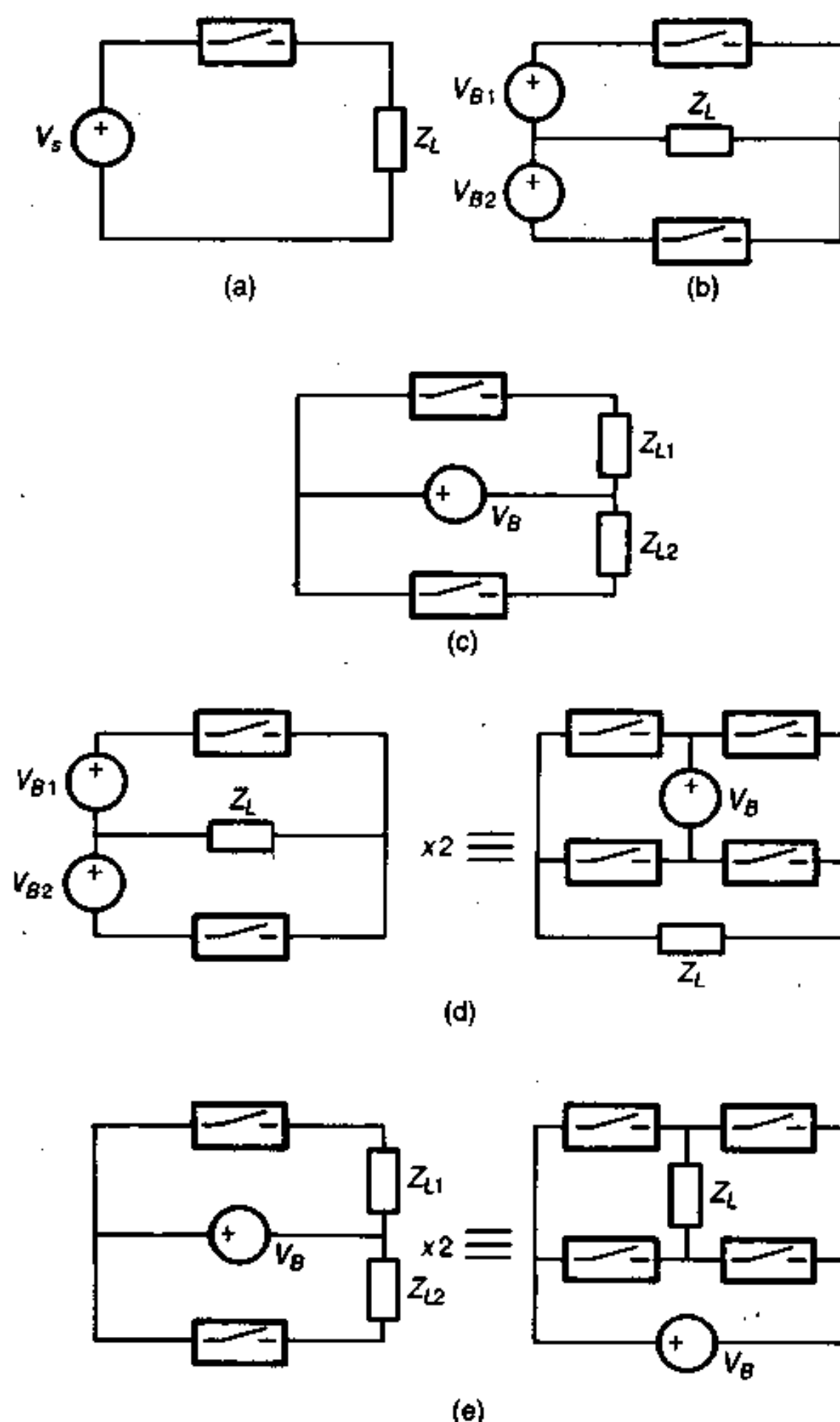


图 3-7 最简单的桥式变换器

(a) 单开关变换器 (b) 双电源变换器 (c) 双负载变换器
(d) 两个双电源变换器合并成一个电源桥式变换器 (e) 两个双负载变换器合并成一个负载桥式变换器

变换器。尽管图 3-7(a) 所示拓扑对电源和负载的位置具有不变性, 但后面两个可以通过互换电源和负载的位置而得到。进一步扩展双电源变换器或双负载变换器就能够得到桥式电路拓扑, 如图 3-7(d) 和 (e) 所示。两个双电源变换器的结合可以构成电源在桥臂之间的桥式电路拓扑, 而两个双负载变换器的结合可以构成负载在桥臂之间的桥式电路拓扑。通过详细的分析, 可知这两种拓扑结构是等同的。参考文献[46]对于这种被称为单相桥式电路拓扑的各种可能的特性曾进行过系统的研究。

图 3-7(d) 和 (e) 所示的拓扑被称为开关变换器的基本拓扑, 因为其他所有已知的电路拓扑都可以从其派生出来。这个过程可用图 3-8 加以说明。 n 个这种简单的拓扑组合可以派生

出两大类 n 相拓扑结构, $n=3$ 时的情况如图 3-8(a) 和 (b) 所示。对于这两大类多相拓扑中的任意一种, 两个组合在一起又可以得到两大类多相桥式拓扑, 它们或者具有 n 个电源一个负载, 或者具有 n 个负载一个电源, 图 3-9 即表示 $n=3$ 的情况。对图 3-7(d)(e) 和 3-8(a)(b) 所示对耦拓扑的分析表明, 它们可以用图 3-10 所示电路拓扑表示。将电源和负载位置从状态

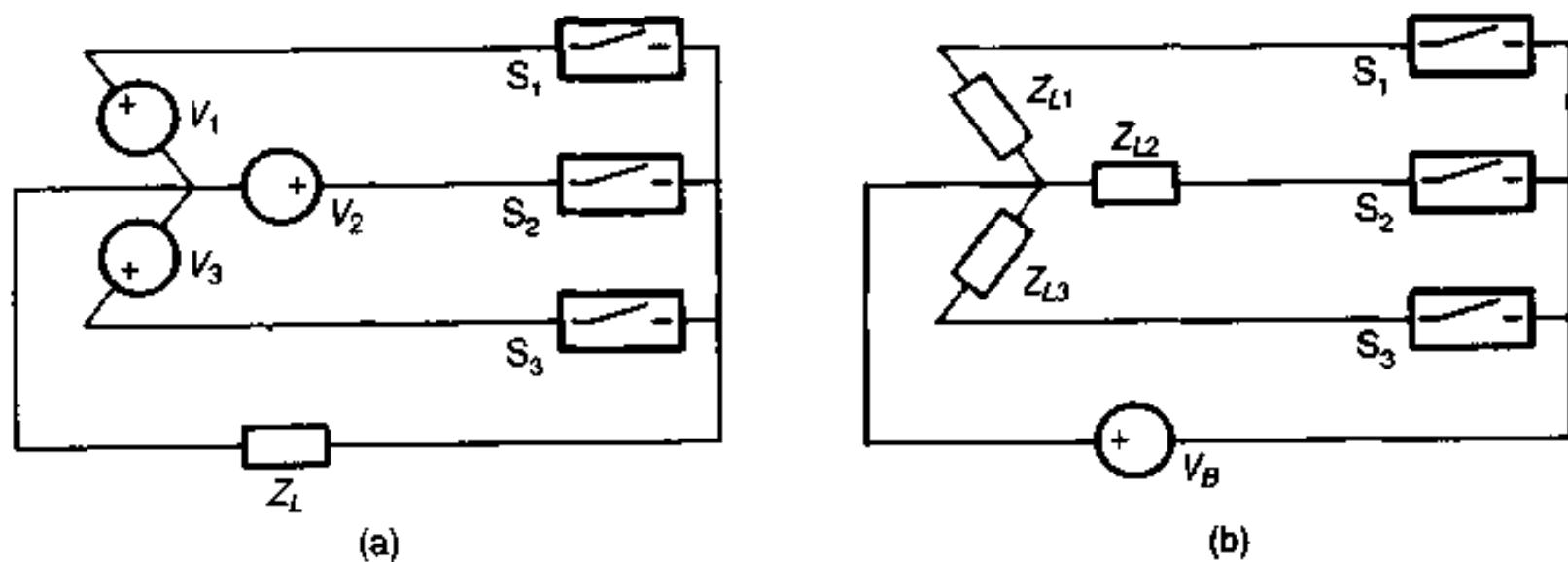


图 3-8 由图 3-7 单一型变换器得到的多相拓扑
(a) 三电源单负载变换器 (b) 三负载单电源变换器

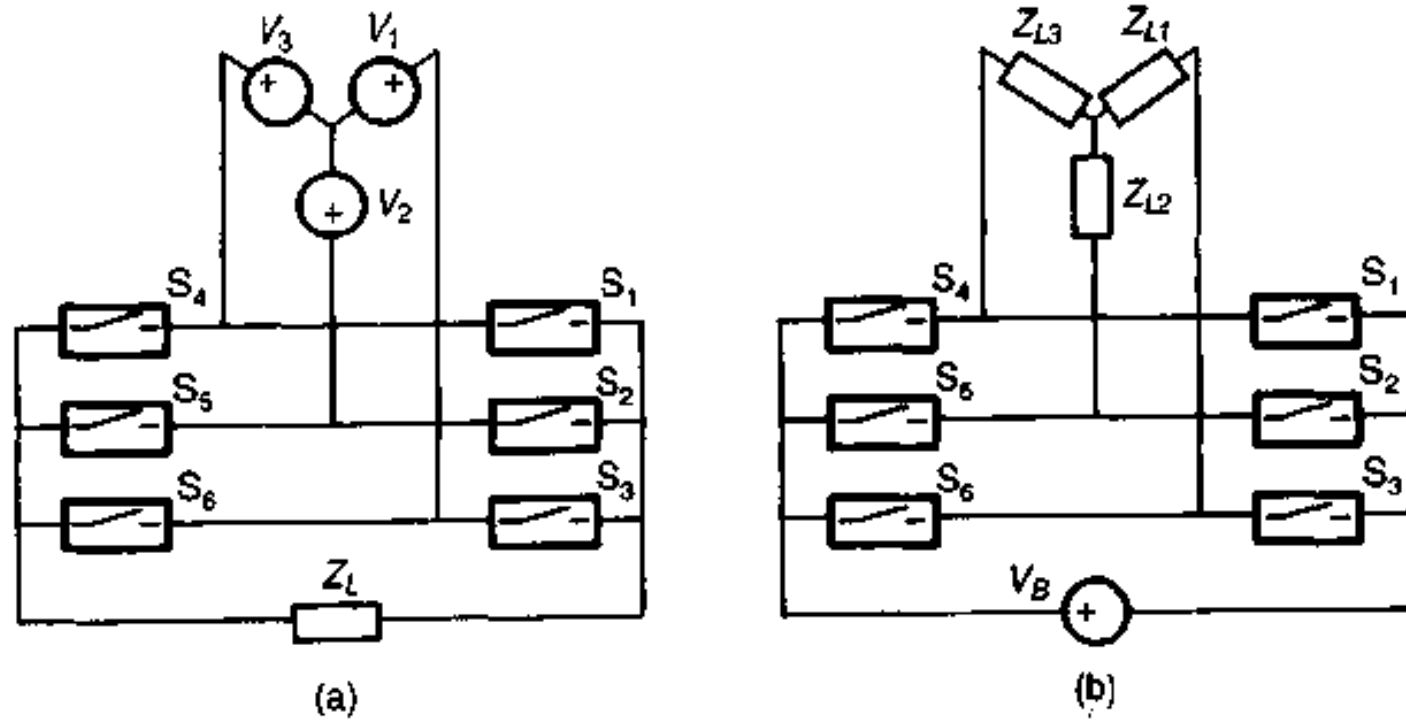


图 3-9 多相拓扑的产生
(a) 两个图 3-8(a) 所示的变换器合并成一个三相桥
(b) 两个图 3-8(b) 所示的变换器合并成一个三相桥

1 交换为状态 2, 就能得到众所周知的, 用于整流或逆变的单相桥式、三相半波和三相全桥拓扑。根据上面的讨论, 可以很清楚地看出获得图 3-9 拓扑的演变过程对任意多相变换器都是适用的。图 3-10(b) 的拓扑为星形连接, 图 3-10(c) 为角形连接。实际上, 对于任意多相拓扑来说, 或者是使用中心(星形)连接, 或者是使用环形(角形)连接。

单一型变换器实例 在从图 3-7 到图 3-10 的拓扑演变中, 对每个开关我们并没有考虑其开关功能的类型。在单一型变换器中, 开关功能的类型可以是图 3-5 所介绍的那些, 也可以是图 3-11(a) 中给出的那些开关组合。图 3-11(b) 是常见的双电源单相逆变器。图 3-11(c) 是变压器供电的三相周波变换器。其输出为较低频率的单相交流, 例如过去使用的三相

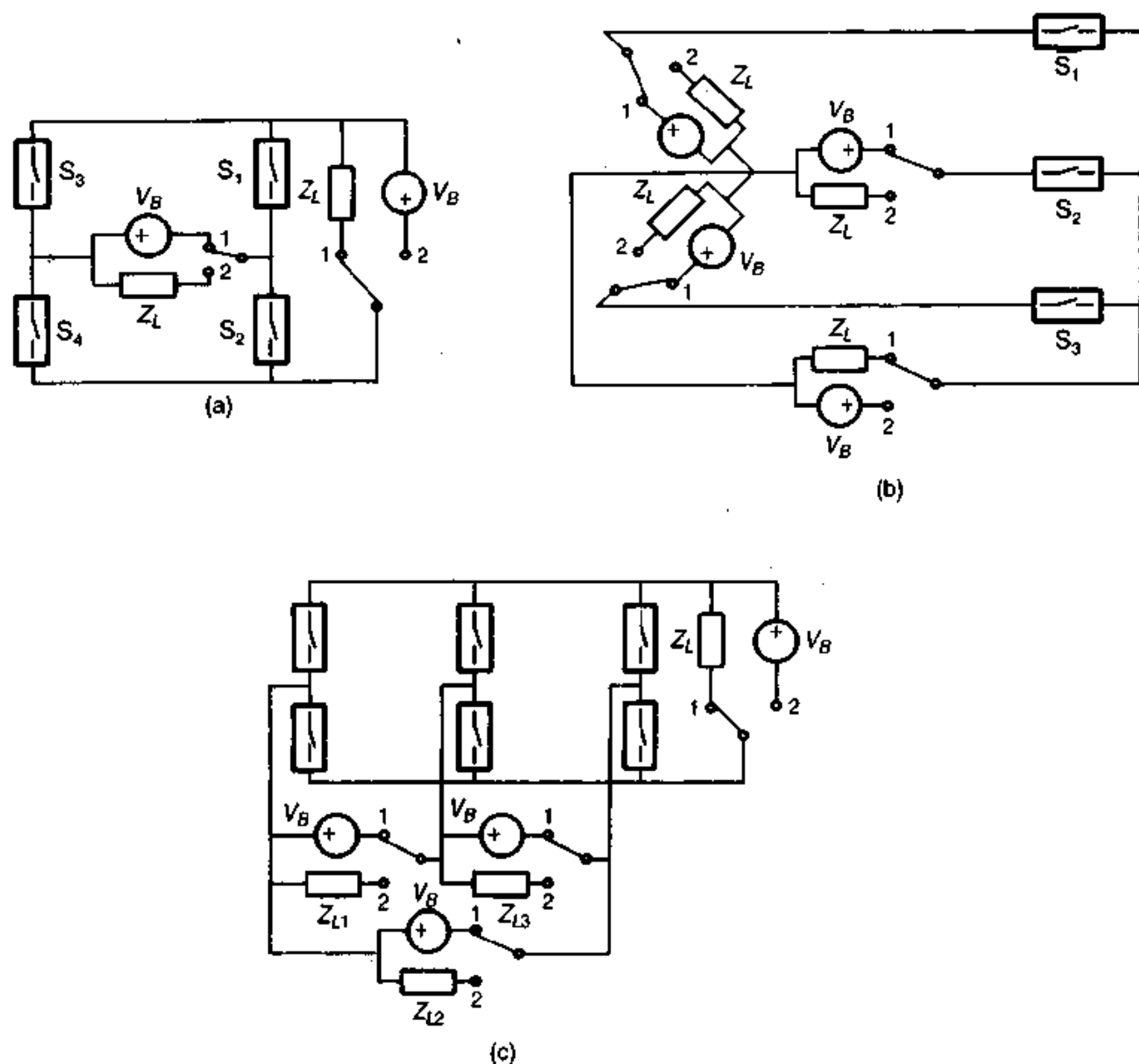


图 3-10 拓扑的统一

50 Hz 输入, 单相 $16 \frac{2}{3}$ Hz 输出, 用于机车牵引的供电装置。图 3-13 则是更复杂的例子, 其中在单一型变换器中使用了开关组合, 再把单一型变换器连接在一起构成复合型变换器。图 3-11(a) 所示为更接近于实际可实现的开关, 如图 3-13 中符号所指的是图 3-5 的具有强迫换流功能的功率场效应管和双极型晶体管。从 3.2.1 的讨论中可以很清楚看到, 大量的电路拓扑都是把各种各样的开关和开关组合连在一起而形成的。在实际应用中, 图 3-11(a) 所示的每种开关组合又可以在各种电路拓扑中以不同的形式出现, 因此存在着非常多的变换器拓扑和结构, 正如文献[1]所述。

复合型功率电子变换器的结构 各种不同拓扑结构的单一型变换器可以相互连接构成复合型变换器。图 3-12 所示为几种复合型变换器的基本结构。为了避免重复讨论单一型变换器的具体拓扑细节, 假设每个单一型变换器都是图 3-5 中双向开关符号所表示的 p 脉动变换器。根据定义, 我们把复合型变换器中左边的单一型变换器称为“初级变换器”、右边的称为“次级变换器”。使用双向通-断开关功能可以得到下列结果:

(1) 对初级和次级哪个是电源(负载)侧的, 没有限定。

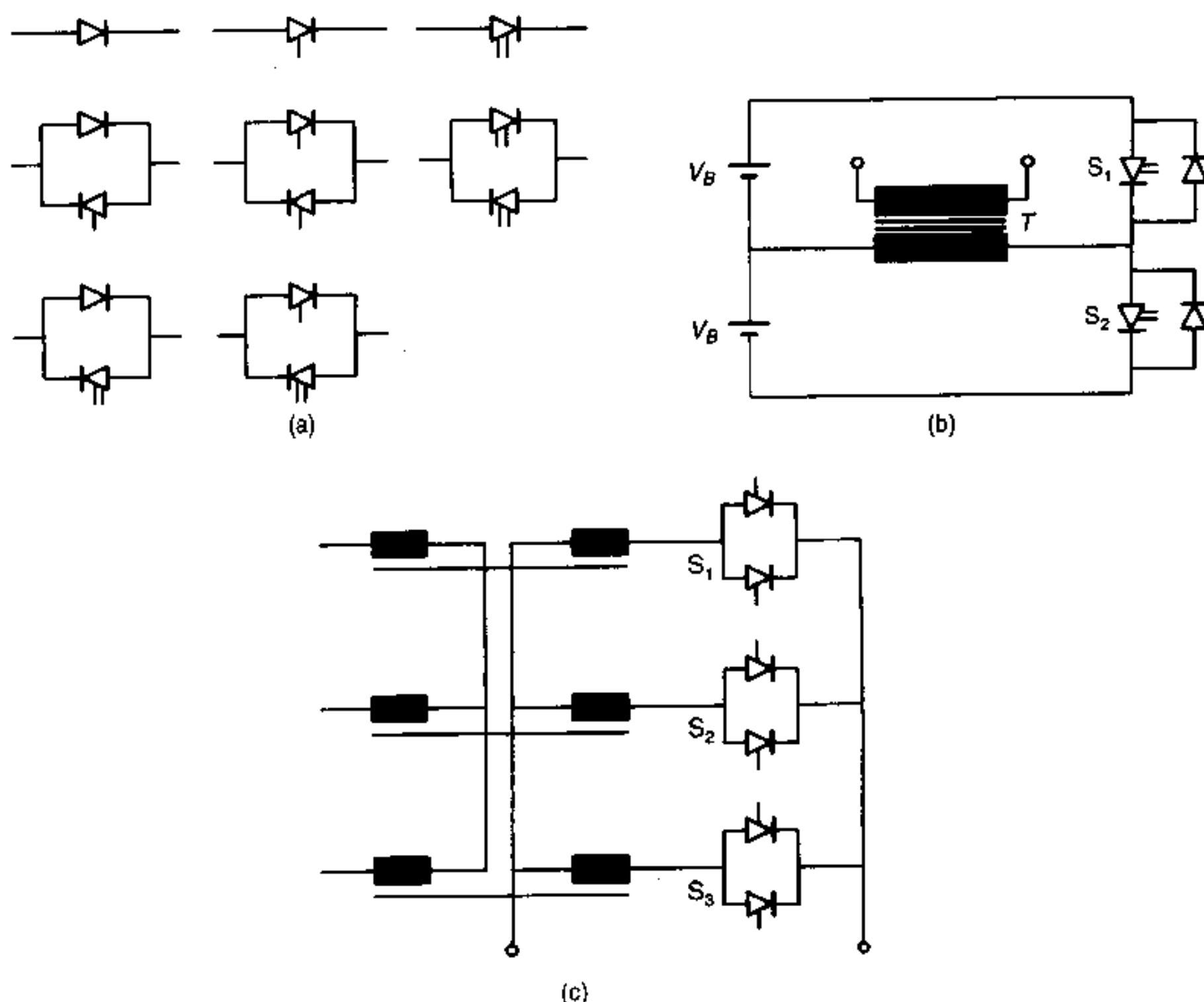


图 3-11 单一型变换器实例

(a) 在拓扑中使用的开关和开关组合 (b) 拓扑如图 3-7(b) 的单相双电源变换器
 (c) 拓扑如图 3-8(b) 的星形连接三相周波变换器

(2) 所有变换器的电流在输入和输出端都是双向流动的。

(3) 所有变换器都能双向传递功率。

一般情况,初级和次级变换器可以通过链接(link)电路连接,如图 3-12(a)~(d)所示,也可以像图 3-12(e)那样直接连接。图 3-12(a)和(b)分别是直流电压和直流电流链接型,而图 3-12(c)和(d)是经过变压器耦合的交变电压和交变电流链接型。在具有耦合变压器的复合型变换器中,一般链接电路的频率 $f_1 \gg f_p, f_s$,这样就可以采用尺寸较小的变压器。图 3-12(a)的直流电压链接复合型变换器,从理论上讲具有稳定的链接电压,而链接电流是交变的;图 3-12(b)的情况则刚好相反。图 3-12(c)是交变电压链接;图 3-12(d)是交变电流链接。这两种变换器也是复合型的,只是它们的链接电路是高频的交变电压和交变电流。作为一个基本原理,图 3-12 中任一种结构,在链接电路中的电压和电流,都是一个稳定的、一个是交变的。

构成图 3-12 中复合型变换器的那些单一型变换器有数百种拓扑,而图 3-5 中的开关功能又有多多种实现方式,因此具体电路结构的数量非常之多,在这里要做百科全书式的系统论

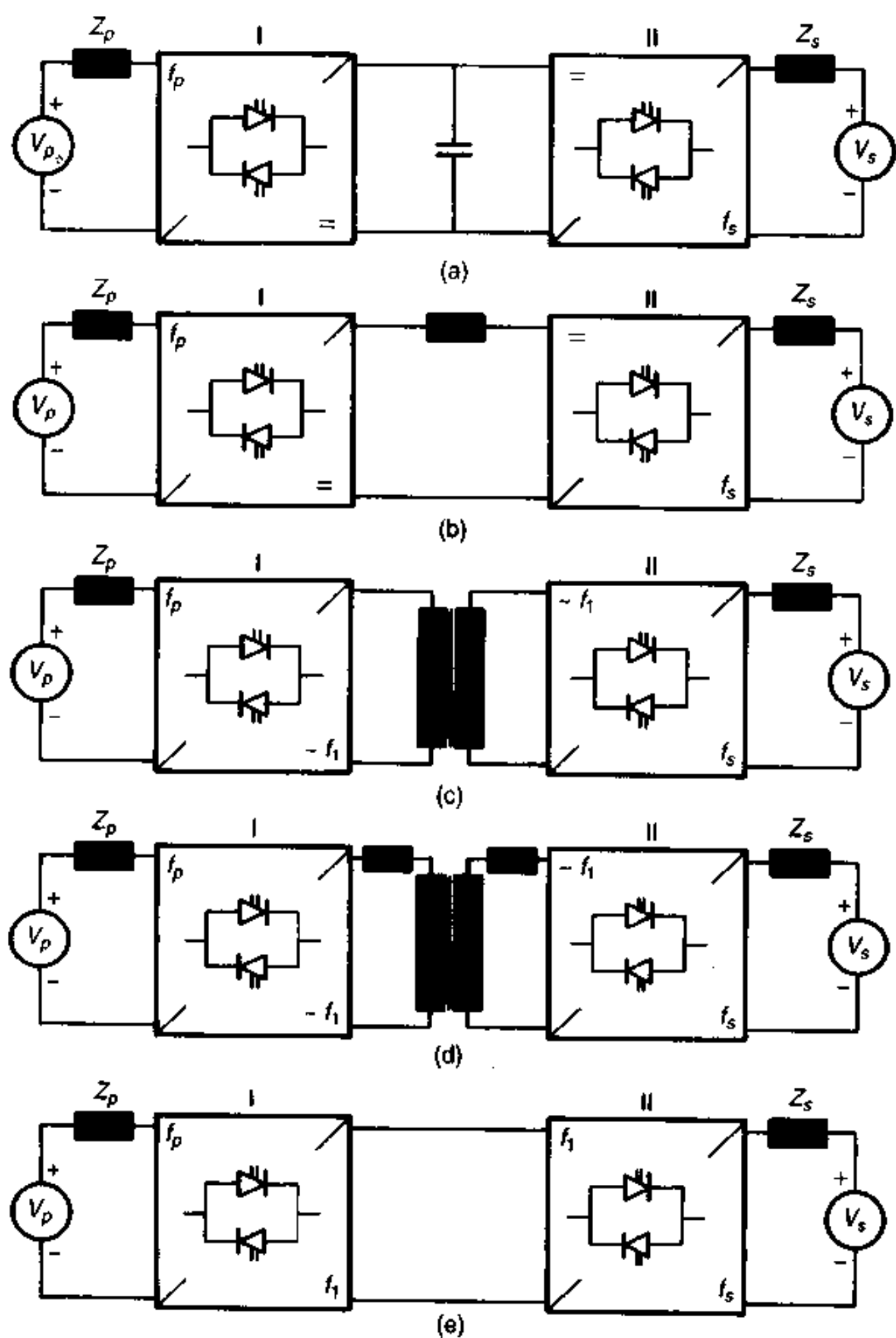


图 3-12 复合型变换器的结构

(a) 直流电压链接变换器 (b) 直流电流链接变换器 (c) 交变电压链接变换器
(d) 交变电流链接变换器 (e) 直接连接复合变换器

述显然是不可能的。当考虑更庞大的混合型变换器家族时,数量就更大了。在这些混合型变换器中,初级和次级变换器可以由直接连接的或通过链接电路连接的各种复合型变换器构成,而且在每种特定的应用中都可以选用具有不同开关功能的器件。

最后应当注意的是,虽然图 3-12 中所给出的典型电路都是单相的,但实际上输入和输出的相数可以是不同的。在不同构成中的单一型变换器相数 p 的变化均可带来更多的电路上的变化。

复合型功率电子变换器实例 图 3-13 所示的例子都是从参考文献中随意挑选的用于变频传动的实例,每一种均对应于图 3-12 中相应的结构。图 3-13(a)是一个由单相电源输入、所谓四象限控制器供电的电压型逆变器,用于机车牵引的驱动装置[14,15]。图 3-13(b)

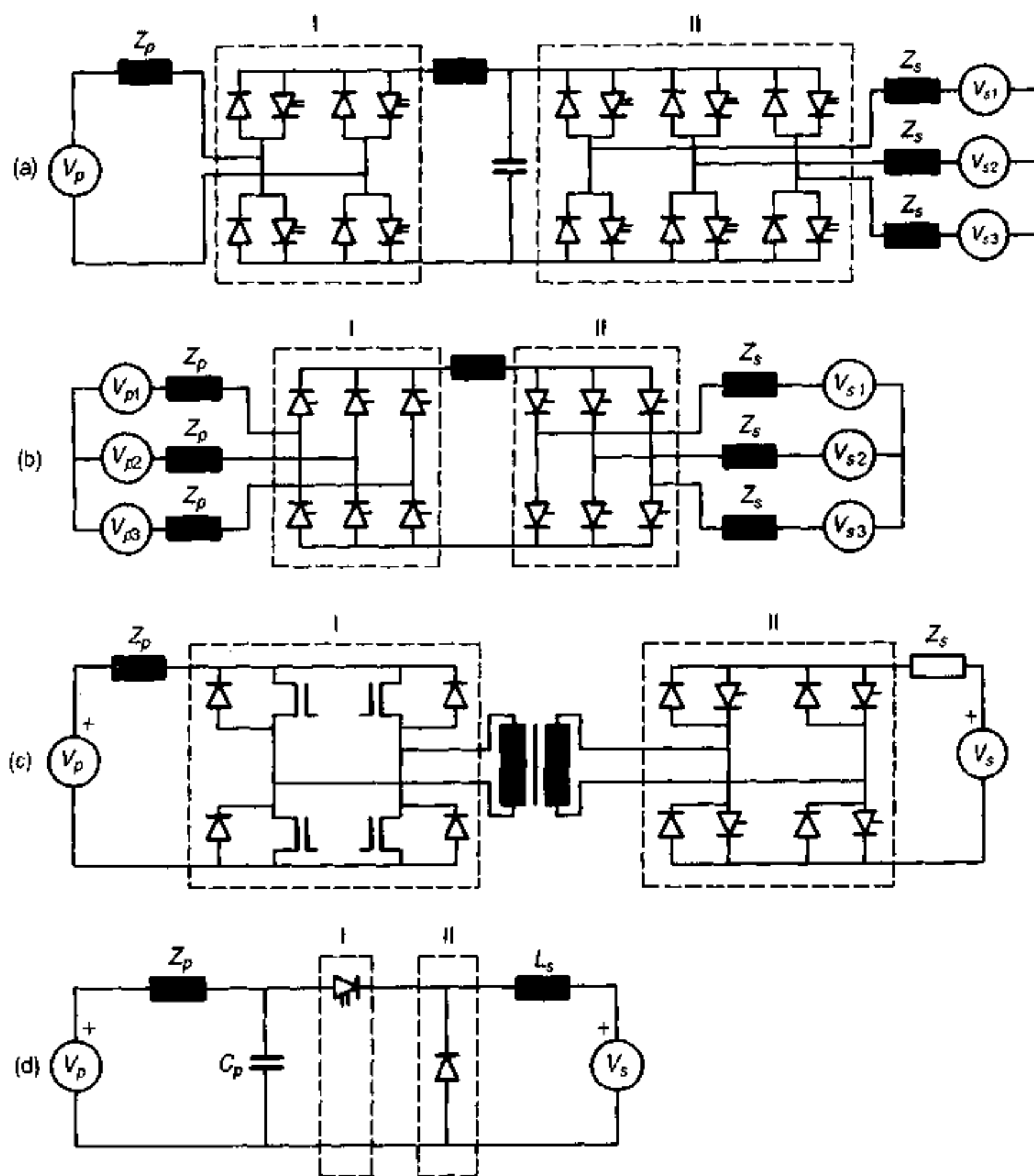


图 3-13 按图 3-12 定义的各种复合型开关变换器的例子
变换器所标的 I 和 II 是指图 3-12 中的初级变换器和次级变换器

是一个三相电源输入、三相负载换流逆变器输出的变频系统,用于高峰负荷发电的大型燃气轮机的起动。若本例中的单一型变换器 II 的开关器件改用单向通-断可控开关器件(例如强迫关断的晶闸管或 GTO),就构成了众所周知的电流型逆变器。图 3-13(c)是直流输入交流输出、具有高频交流链环节的结构。这种结构使整机重量大大减轻而体积变小[18],适用于移动设备的传动。图 3-13(d)为降压斩波器或 buck 变换器,可用于直流传动,或是作为复合型变换器中给逆变器供电的直流变换器。

更多的关于复合型变换器结构的例子则可以从那些已知的专业文献中找到。与前面介绍的单一型变换器的情况相类似,我们并不试图给出所有的类型,选择的每个实例都应看成是很多实用电路的代表。

3.3.3. 开关变换器的基本制约关系

在 3.3.1 节中已经指出,由于效率和功率损耗问题,在电力电子变换器中必须使用开关工作模式,之后的讨论就转到了如何通过开关工作模式控制平均能量的流动。但是,该开关功率网络的供电电源以及连接到变换器上的运动控制负载,都必然会受到变换器所产生的电压、电流(和功率)瞬时值的影响。有时电压、电流瞬时值会大大地偏离平均值,它们会对输入电源及负载产生很大的影响,问题可以归结如下(参考图 3-14)。

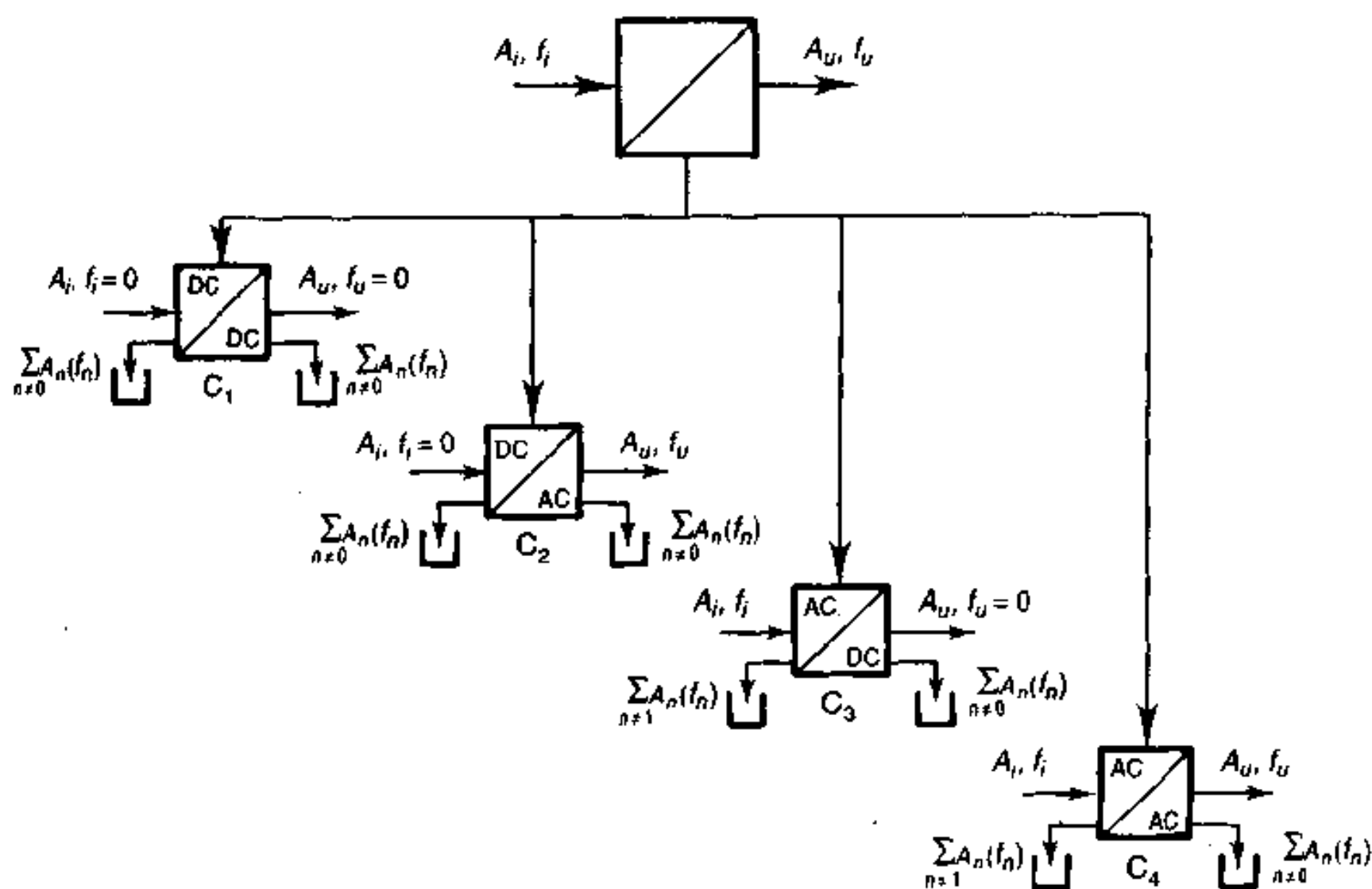


图 3-14 按功能、频率和幅值变换分类的变换器家族

由于在 C 上的损耗,在输入频率 f_i 下的输入幅值 A_i 总是大于在输出频率 f_u 下的输出幅值 A_u ,或

$$A_i > A_u \quad (3.3)$$

此外,在变换器工作之前,供电电源中并不存在的频率分量也会出现在变换器输入端和输出端,它们分别表示为

$$\sum_{n \neq 1} A_n(f_n) \quad (3.4)$$

和

$$\sum_{n \neq u} A_n(f_n) \quad (3.5)$$

所有这些频率分量之间的相互关系、输入输出频率分量之间的相互关系以及这些频率分量与输入输出频率之间的相互关系,都是由变换器的拓扑与结构、开关功能、所用器件的控制类型决定的。很多关于开关型变换器的文献中已经论及了如何确定这些谐波分量,如何

消除它们[42,47]和如何补偿它们所产生的影响[48]。这些谐波分量会在诸如损耗、稳定性、电磁兼容和电磁干扰(EMC/EMI)、噪声、转矩脉动以及其他方面产生重要的影响。图 3-14 给出了四种变换器电路,它们分别是交流-交流变换器(C_1)、直流-直流变换器(C_2)、交流-直流变换器(C_3)和交流-交流变换器(C_4)。

3.3.4. 用于变频传动的变换器结构

同步电机或感应电机定子供电频率的变化会改变气隙中磁场的旋转速度,从而改变机械传动轴的输出转速。由于当输入频率下降时,电机的磁通密度不能增加,因此变换器必需调整输出电压幅值以保证交流电机的输入电压和频率保持一定的比例关系。变换器的这种双重功能(即调频调压)在理论上需要一个复合型变换器结构。但是,在某些场合这两种功能可以通过适当的开关控制功能(如 PWM)集中由一个单一型变换器来实现。

在很多变频传动系统中,能量都是由固定频率的交流电网提供的,这就需要另一个变换器先完成交流-直流电能变换,然后将变换后的电能提供给逆变器作为输入电源,从而形成复合型变换器结构。图 3-15 和图 3-16 给出了驱动同步电机(SM)和异步感应电机(IM)

的几种可能的变换器结构。虽然还存在着其他一些结构形式,但图 3-15 和图 3-16 给出的都是最常见的结构。另外,无论在什么情况下电机的旋转方向都可以方便地通过改变逆变器开关的驱动顺序以改变逆变器三相输出的相序来实现。

用于同步电机传动的变换器结构 图 3-15(a)给出了一个直流供电的复合型变换器结构。因为同步电机只有在已旋转起来并产生反电动势之后负载换流变换器才能工作,因此必须首先启动电机,这通常是靠输入斩波器的开关操作实现的。为了实现能量再生,需要一个双向斩波器,如虚线所示,从而增加了控制和结构的复杂性。

图 3-15(b)所示为由交流电网经可控整流器供电的负载换流逆变器,是一个能量可完

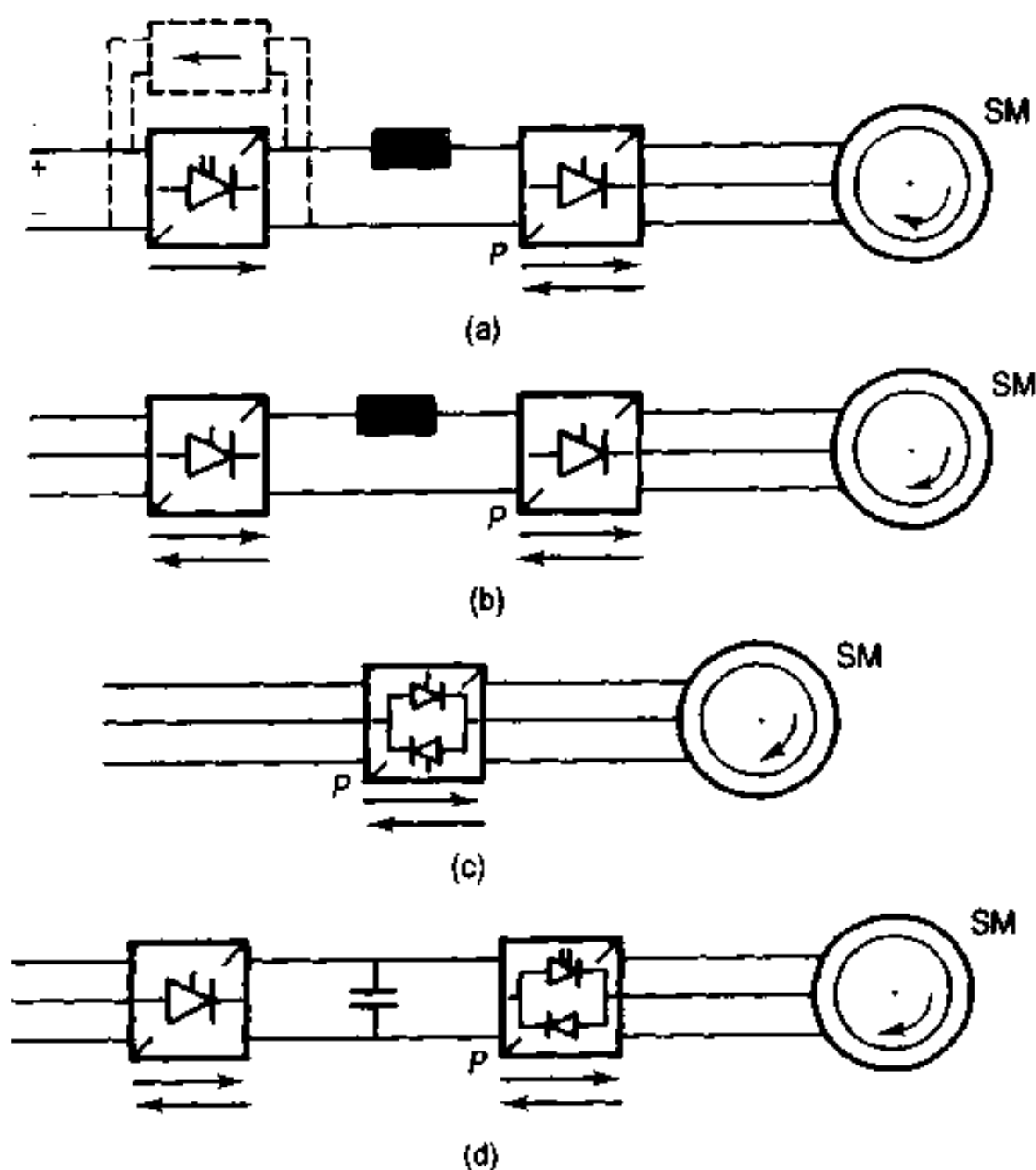


图 3-15 用于驱动同步电动机(SM)的一些通用电力电子变换器结构
 箭头指功率流向: (a)直流母线供电的斩波器和负载换流逆变器驱动(如要能量再生,则必需一个图中虚线所示的反向斩波器) (b)交流供电的可控整流器和负载换流逆变器驱动 (c)交流供电的自然换流周波变换器驱动 (d)交流供电的可控整流器和 PWM 电压型变换器驱动

全反馈的系统。与前述相似启动是一个问题,需要用可控整流器来启动电机。图 3-15(c)所示的自然换流周波变换器没有启动的问题,也能实现能量反馈,但是其最高输出频率受输入电网频率的限制。通过在逆变器中使用强迫换流器件和增加中间直流电压环节,可以得到图 3-15(d)的准方波电压型同步电机驱动装置。随着可关断器件(FET, IGBT, BJT, GTO)的实用化,该电路变得越来越有吸引力。采用以 PWM 方式工作的电压型逆变器可以实现传动系

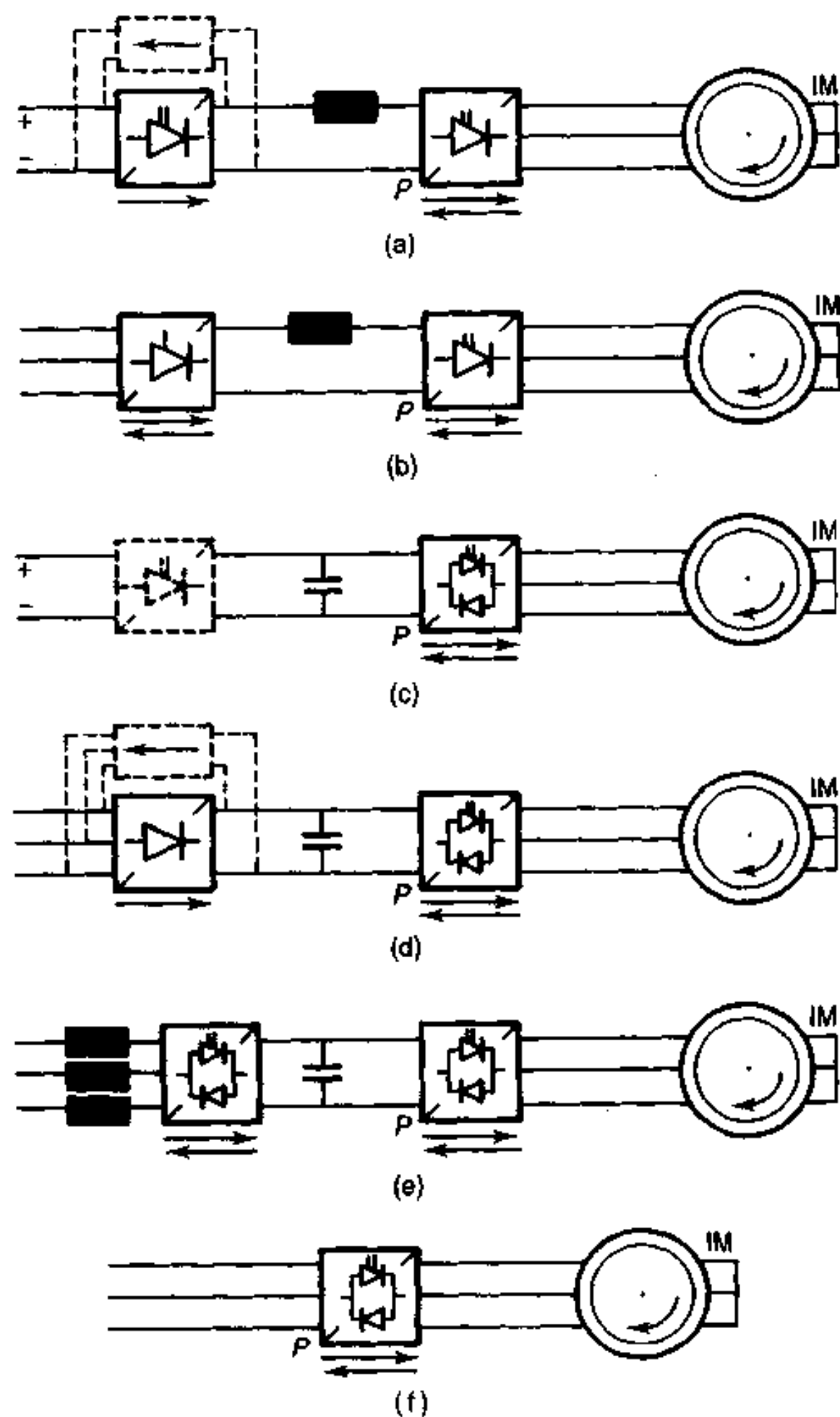


图 3-16 用于驱动异步电动机(IM)的一些通用电力电子变换器结构

- (a) 直流供电的斩波器和电流型逆变器驱动(如要能量再生,则必需一个图中虚线所示的反向斩波器)
 (b) 交流供电的可控整流器和电流型逆变器驱动(可以是 PWM)
 (c) 直流供电的电压型逆变器驱动,如果逆变器使用方波模式,则必需一个图中虚线所示的串联斩波器;如为 PWM 模式则不需要
 (d) 交流供电的 PWM 电压型逆变器驱动,如要能量再生,则必需一个图中虚线所示的变换器;如果逆变器为准方波逆变器,则必需一个可控整流器
 (e) 交流供电的 PWM 整流器和 PWM 逆变器驱动,这个结构能量完全可再生
 (f) 交流供电的强迫换流周波变换器驱动(矩阵变换器),本结构能量完全可再生

统的磁场定向控制[53]。

用于感应电动机传动的变换器结构 尽管图 3-16 所示的结构形式不可能包括所有的可能性,但它却给出了采用目前电力半导体技术可能构成的系统中的大多数情况。当采用直流供电的电流型逆变器驱动感应电机时,需使用图 3-16(a)所示的降压型斩波器。为了实现能量再生(指由电池供电的车辆),需使用双向斩波器(如图中虚线所示)。逆变器可以采用 PWM 或准方波工作方式。

具有可关断能力的开关器件(FET,BJT,IGBT 以及 GTO)的实用化使图 3-16(c)和(d)所示用于感应电机传动的电压型 PWM 变换器变得非常流行。将复合结构的初级变换器[图 3-16(e)]改用 PWM 整流器,不仅解决了能量再生的问题,也解决了线电流畸变的问题——当然是以更加复杂的结构和控制系统为代价的。

图 3-16(f)的强迫换流周波变换器(矩阵变换器)可能代表着当前最先进的结构,它具有很好的输入输出电流波形[31]。同时,去掉了中间直流环节,而输入输出的频率比又没有受到限制。我们将在本章后面的部分讨论这种电路。

3.4. 幅值控制的电力电子变换器

直流电动机的传动控制,必须根据电机运行的条件调整电机的供电电压幅值。在交流传动中,就功能而言,逆变器起着与直流电机中机械整流子相同的作用[5],因此在逆变器供电的各种变频传动中使用的是幅值控制变换器。由于交流变速传动的电动机工作于多相电压/电流系统,该系统多半是由直流-直流或交流-直流变换器供电的[4],因此在这些系统中使用的由直流或交流母线供电的变换器,都是复合型或混合型结构的变换器(见图 3-6 所示的定义)。

3.4.1. 直流-直流变换器

虽然自从第一个斩波电路被提出并经过实验后,图 3-17(a)(b)和(c)所示的 buck(降压)、boost(升压)和 buck-boost 型直流-直流变换器一直都在使用,但是降低开关损耗却一直是一个难题[49]。早期的晶闸管强迫换流电路[50~52]将开关的重复频率限制在一个很低的范围。现在使用现代功率半导体开关[53],开关频率有了很大的提高,但仍然受到开关 S 导通和关断过程中能量损耗的限制。然而在 3.6 节将要讨论:利用谐振、准谐振和谐振转换技术可能使开关 S 实现零电压切换(ZVS)和零电流切换(ZCS)[54,55],从而产生这样一种类型的变换器。但是,由于开关应力的增加,这类变换器只应用在低功率场合。这种直流-直流变换器用在功率较大的场合时[7],还需要用硬开关技术,并用吸收电路将开关应力减少到能够承受的水平。

在需要大功率或高功率密度的直流-直流变换器的应用中(航空航天方面的应用),软开关是一种必要的选择。在多种建议的方案中,高频链接的负载换流串联谐振变换器和移相式高频链接变换器,是在这种特殊应用中得到成功的少数几种变换器。从图 3-17(d)可明显看到,这种高频链接电路使输入和输出也得到隔离。只有图 3-17(e)所示的串联谐振系统容许使用晶闸管,但是将频率工作范围限制到 10~20 kHz[11]。当负载需要工作在再生发电状态时,副边的二极管必须换成品闸管。

图 3-17(f)所示的移相式高频链接变换器,使用极谐振的概念实现了软开通,用电容缓

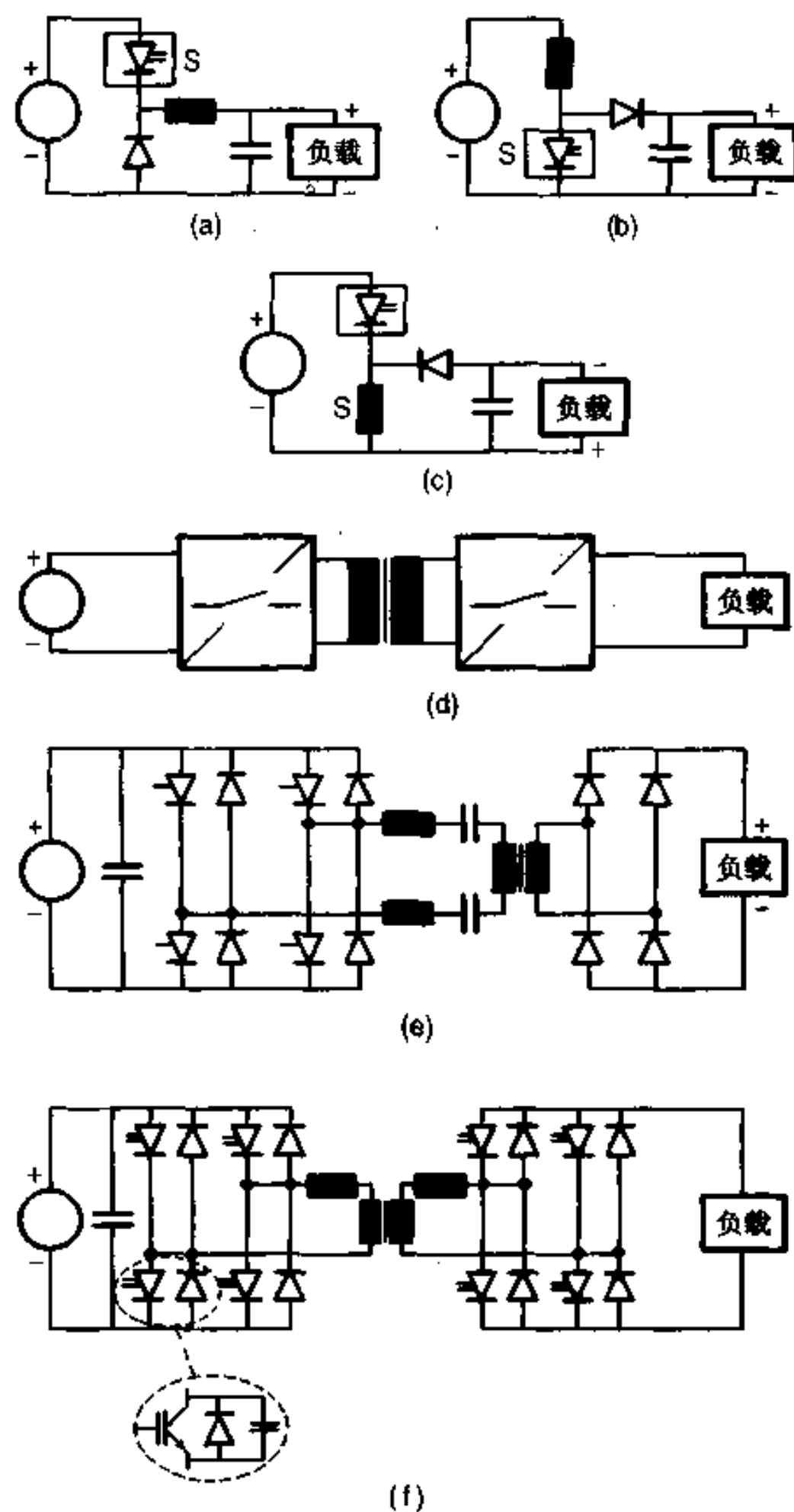


图 3-17 直流-直流变换器拓扑

(a) buck 斩波器 (b) boost 斩波器 (c) buck-boost 斩波器

(d) 用做直流-直流变换器的高频链变换器 (e) 用做直流-直流变换器的串联谐振高频链变换器

(f) 用做直流-直流变换器的移相式高频链变换器

冲电路来降低关断损耗。如果初级、次级变换器都采用三相拓扑结构,则可进一步提高这种系统的功率密度[10]。对于需要使用直流-直流变换器的实际工业传动应用来说,图 3-17 (a)(b)(c)所示的常规电路结构是首选的方案,除非实际应用要求原边、副边隔离或需要变换器的体积很小。

3.4.2. 交流-直流变换器

在所有的交流变频传动中,除由交-交直接变换器驱动外,交流-直流变换器是连接驱动端和交流母线的一个重要环节。这种应用,在过去通常是由不可控或可控整流桥来实现的

[53],其电路特性在教科书中已经做过广泛深入的讨论[56~58]。目前强调的是改善电源质量及功率因数,这就要求变换器能以更好的方式提供交流-直流功率变换。图 3-18(a)(b)(c)给出了一些变换器。单相电源供电并带有 boost 变换器的二极管单相整流器[59]的应用仅限于几个千瓦。图 3-18(c)所示带有输出斩波器的三相二极管整流电路[60],其输入电流脉冲(斩波器开关 S 以恒定的开关频率动作)是不连续的,这使得开关 S 必须工作在很高的频率下才能在输入端用一个很小的滤波器(图中没画出)滤波。所需要的高频率,限制了它在大功率等级中应用,因为用做开关 S 的器件只能是 FET 或 IGBT。

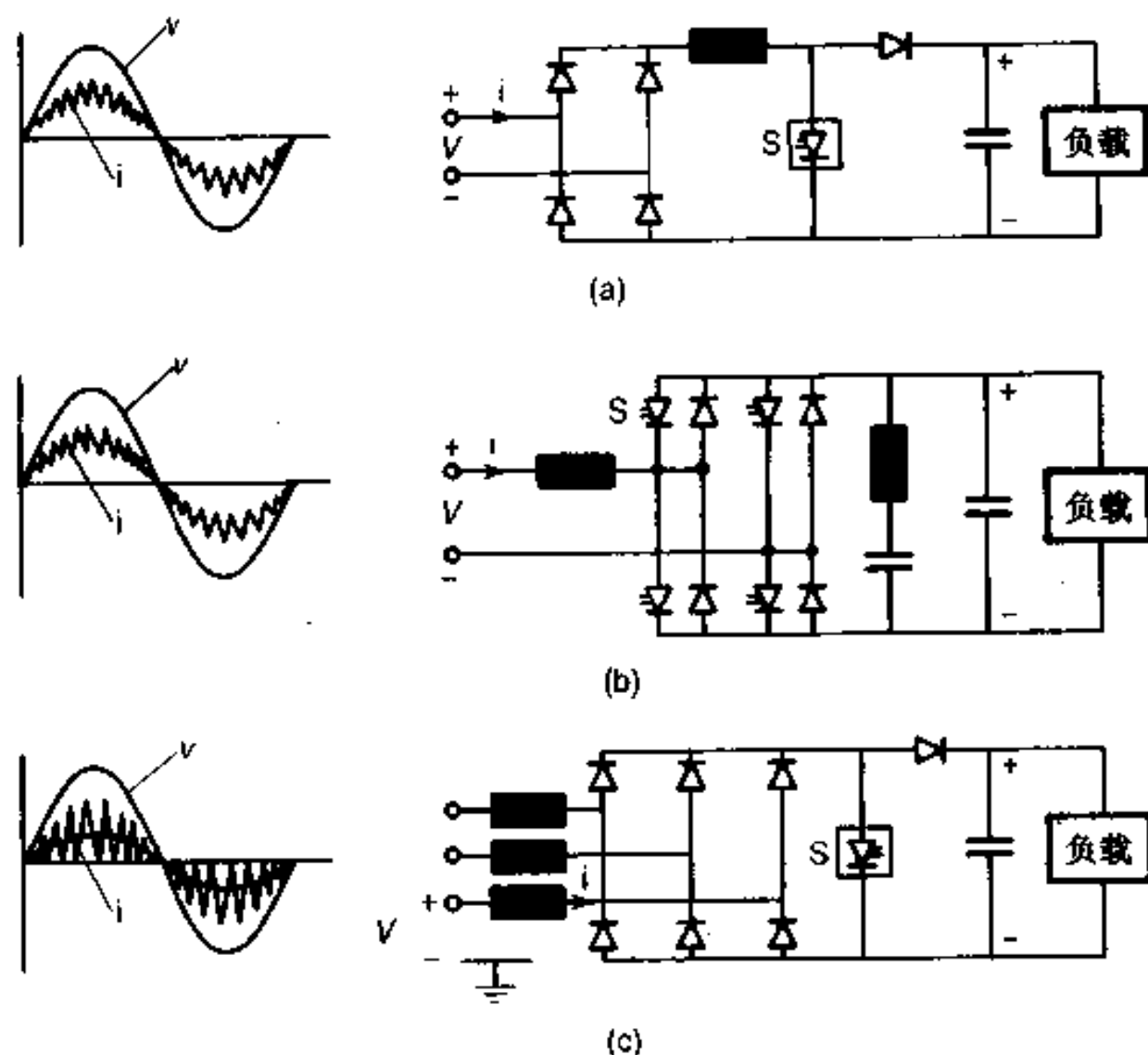


图 3-18 为改善输入电波形的交流-直流变换器
(a) 带有 boost 变换器的二极管整流器 (b) 用于单相运行的四象限变换器
(c) 带线电流整形的三相二极管整流电路

超过 1 兆瓦功率等级,应该采用图 3-18(b)所示的四象限工作的 PWM 变换器。这种变换器在 20 世纪 70 年代首次被开发出来[1,14,15]。它使用的是晶闸管强迫换流技术,后来改用 GTO。由于这种单一型变换器由单相(电力牵引)电源供电,其直流环节的设计必须特别注意二次谐波的吸收,以为后面的 PWM 逆变器提供一个稳定的直流电压。若采用移相多重化技术[14],即使开关频率只有几百赫兹其脉动成分也会减小到很低的程度,甚至可应用于数兆瓦级的功率。三相 PWM 整流器[如图 3-19(d)所示]是在此之后出现的,它可用于更大的功率等级。

3.5. 用于变频传动的电力电子变换器

在 3.3.4 节中,我们对于交流变频传动采用的变换器结构进行了全面讨论。由于电机

(负载)换流逆变器在文献[4,53]中已做了详尽阐述,这里不再讨论。然而对于以PWM变频方式运行的许多复合型变换器——主要以异步电动机作为负载的变换器——的综述仍然是必要的,特别是考虑到在大功率应用场合减少对电源的污染以及实现软开关操作的要求,使得这类变换器系统在拓扑和结构上有很多变化。在这里将主要讨论变换器的拓扑和结构,关于开关技术的研究将在3.6节中予以论述。

3.5.1. 电流源逆变器传动装置所用交流—直流—交流变换器

汞弧整流器投入使用后不久,强迫换流的逆变器技术便出现了[5],电压源和电流源的拓扑也随之产生。晶闸管诞生后,最初人们把注意力集中在电压源的拓扑上,后来电流源逆变器也受到重视[61],从而开发出了众所周知的自动顺序换流的电流源逆变器[69]。这种逆变器在实际中已得到广泛的应用[53],在教科书中也有详细描述[56]。图3-19(a)所示为电流源型交—直—交变换器的一般结构。在工业电气传动和机车牵引应用中,由于对短路电流承受能力强且可以工作在强干扰的环境中,这种电流源交—直—交变换器运行非常稳定、可靠。然而不管是用于异步机还是同步机,传动装置所产生的脉动转矩(逆变器工作频率的6倍频)会引发机械振荡、附加损耗以及其他一些问题。在以后的设计中可以看到,电流源逆变器的PWM控制能消除会引起电机转矩振荡的谐波电流成分[47],即使使用的是强迫换流的晶闸管。BJT、IGBT和GTO的出现使人们得以用其代替强迫换流的晶闸管,在异步电机输入端只需附加上小的滤波电容器[17,63],如图3-19(b)所示,就可大大改善电机的输入电压和电流波形,同时使逆变器开关器件的关断变得容易。另外,由于逆变器的输出电流为准正弦PWM电流,从而有效地解决了转矩脉动问题。然而电流源型逆变器需要具有对称电压阻断能力的器件,因此当使用IGBT或逆导型GTO时需要串联上一个二极管。由带电容滤波的GTO电流源逆变器自然会联想到在其输入端也加一个相似的拓扑,从而形成双PWM电流源型结构,如图3-19(b)所示[63]。这种结构代表着当今该方面的最新技术发展水平。

3.5.2. 电压源逆变器传动装置所用交流—直流—交流变换器

前面讨论过图3-16所示的电压源逆变器的发展过程,它与电力半导体器件的发展密切相关。虽然从原理上说电压源逆变器在较差的环境中比电流源逆变器存在着更多的可靠性问题(同一桥臂上两个器件瞬间同时导通是潜在的主要危险)。但是如果保护电路和控制电路的设计合理,是完全能够保证可靠应用的。电压源逆变器不需要用反向阻断器件,非常适合使用于像GTO和IGBT这些最新的电力电子器件。

采用晶闸管强迫换流技术的电压源逆变器现已发展到可以在很高功率等级的大型电力机车上应用的阶段。然而由于附加换流电路,这些变换器仍然存在着结构复杂的缺点。而FET、BJT和IGBT的出现,使得由二极管三相整流电路供电的PWM电压源逆变器可以应用于各种功率等级的交流异步电机传动,如图3-19(c)所示[2]。PWM技术能抑制输出电压的谐波,使电机输入波形接近正弦波而消除转矩脉动。在过去数年中,电流控制的电压源逆变器在工业应用中逐渐取代了电流源逆变器,特别是GTO的应用使得采用可关断器件的电压源逆变器也在特大功率等级中获得了应用。

3.5.3. 交流—直流—交流变换器对供电电源的影响

由于输入变换器通常都是由不可控或可控整流桥构成的(如图3-15、图3-16和图3-19所示),因此在整个功率范围内,交—直—交变换器对供电电源的影响一直是一个问题。在牵

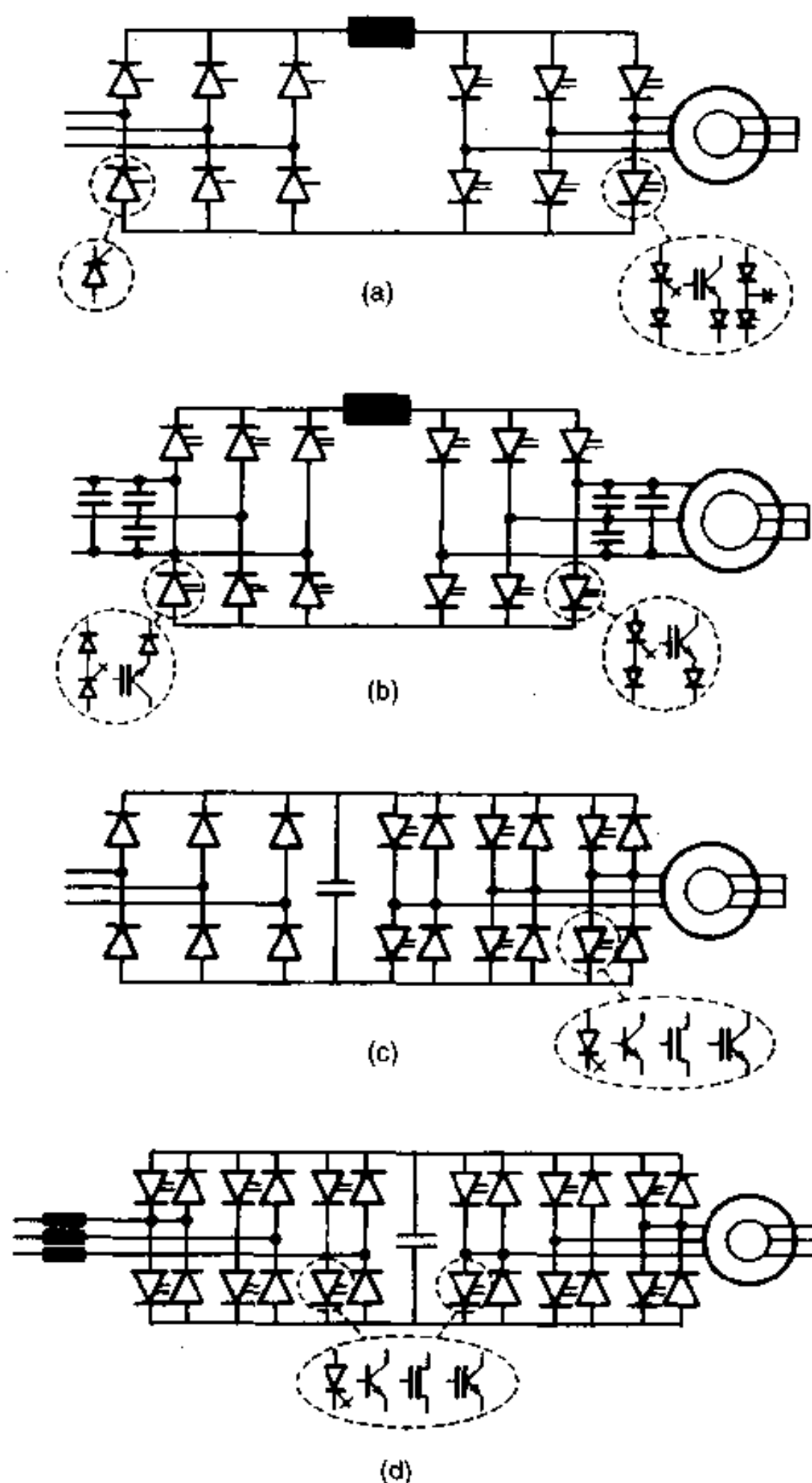


图 3-19 电流源复合型交-直-交变换器

- (a) 三相可控整流供电的电流型逆变器 (b) 电流型 PWM 整流器供电的电流型 PWM 逆变器
(c) 三相二极管整流供电的电压型 PWM 逆变器 (d) 三相 PWM 整流器供电的电压型 PWM 逆变器

引系统中,对供电电源的影响问题可采用前面讨论的图 3-18(b)所示的四象限变换器来解决。对较低功率等级的由三相交流供电的交-直-交变换器的应用场合,图 3-18(c)所示电路是一种合适的输入变换器结构。图 3-19(d)所示双 PWM 电压型结构代表了解决对供电电源影响的最新的电力电子技术,这一技术使得交-直-交变换器对供电电源及负载电机都有良好的特性。这种类型的系统可以利用现有的各种可关断器件(FET、BJT 或 IGBT)实现,然而作为普遍应用仍需进一步开发研究。

可控或不可控整流器对供电电源的影响是一项以前曾大量研究过的课题,而且自从使

用汞弧整流器和发现该问题以来[67],教科书[57,65,66]中曾广泛深入讨论过该问题。然而只是在最近,由于传动用交-直-交变换器和其他电力电子设备的迅速增长,才引起人们对电网非线性负载问题的特别关注,其中涉及建模、测量和对电源影响的补偿等问题[48]。

特别有意义的是,对逆变器在电网中造成日益增多的谐波进行控制的规程已进入国际化。特别是 IEEE-519,针对大型厂矿和设备[68,69,72]规定了其在公共耦合点的谐波注入限制。IEC-555-2 则针对较小功率范围应用(主要 15 A 以下)[71]规定了与交流供电系统相连的每一个设备所散发的谐波限制。因此很明显,用于传动的交-直-交变换器对供电电源的影响必将成为需重点考虑的事项,人们将会把更多的注意力放在图 3-18 和 3-19(d)所示电路的研究上。

3.5.4. 变换器的扩展类型

前面的讨论一直集中在单一型变换器的典型拓扑上。在讨论用于传动的变换器时,不可避免地要提及六脉动拓扑。由于变换器的拓扑和结构存在很多可能的方案,特别是对一些特殊的应用,所以用于传动的功率变换器领域一直为人们所关注。下面我们就讨论变换器的各种形式。

周波变换器 尽管自从可控开关器件得到应用以来[5],这种变换器已为人们所熟知,但功率半导体器件的发展更增加了其应用的可能性。图 3-20(a)所示为由 9 个交流开关组成的周波变换器结构[29]。用两个可延迟导通的开关(晶闸管)反并联组成交流开关,就可以构成广泛应用且众所周知的自然换流周波变换器。然而自从较简单的关断技术在变换器中得到应用以后,人们希望能够构造一种通用变换器,用以通过 9 个在任何瞬间可实现通断的交流开关而将两个多相交流电压连接起来[29~31]。这种变换器的应用可能性已经在最近得到了证实[32],将来也可能应用在更大的功率水平上。

带有特殊交流链环节的复合式变换器 当研究电压型逆变器的时候,总要考虑供电电源与逆变器之间的链接,通常首先考虑的是采用直流电压还是直流电流链环节,其次是组成链接电路的无源元件。在晶闸管强迫换流技术的早期发展阶段,曾提出过一些在链接电路中通过使用开关器件而使直流链环节电压或电流自动减小至零的方案并进行了试验[51,52],这种技术可以将逆变桥中的所有开关器件依次关断。对 BJT-晶闸管混合型逆变器也进行了研究,该逆变器中器件的开关转换都是在链接电路被激励的时候(如链电压反向或减小到零时[72])进行的。

新一代的软开关拓扑,例如带谐振直流链环节的逆变器[73]和谐振交流链环节的变换器[74],发展了这种思想,即在链接环节中充分利用电压变化以进一步优化变换器中开关器件的关断特性。为了做到这一点甚至采取了更进一步的措施——引入附加的有源器件,给变换器赋予需要的特性[86]。由于采取的措施会影响变换器的开关特性,因此在 3.6 节我们将对这一简单讨论给以更多的关注。

多级拓扑 在变换器拓扑中,增加功率开关(或单个的功率半导体元件)的数量,就像在本节前面部分讨论过的那样(如周波变换器)可实现更复杂的开关功能。然而增加功率开关的数量,也可以通过让它们各自执行相同的开关功能,然后相加,从而得到希望的结果[75]。当将变换器扩展到更大功率时,总需要回答增加变换器电流额定值(器件并联)还是增加电压额定值(器件串联)这样的基本问题。为了减小变换器的通态损耗,人们总是希望增加电压的额定值。这就更加说明了这样一个事实,随着功率等级的增加,交-直-交变换器的输入

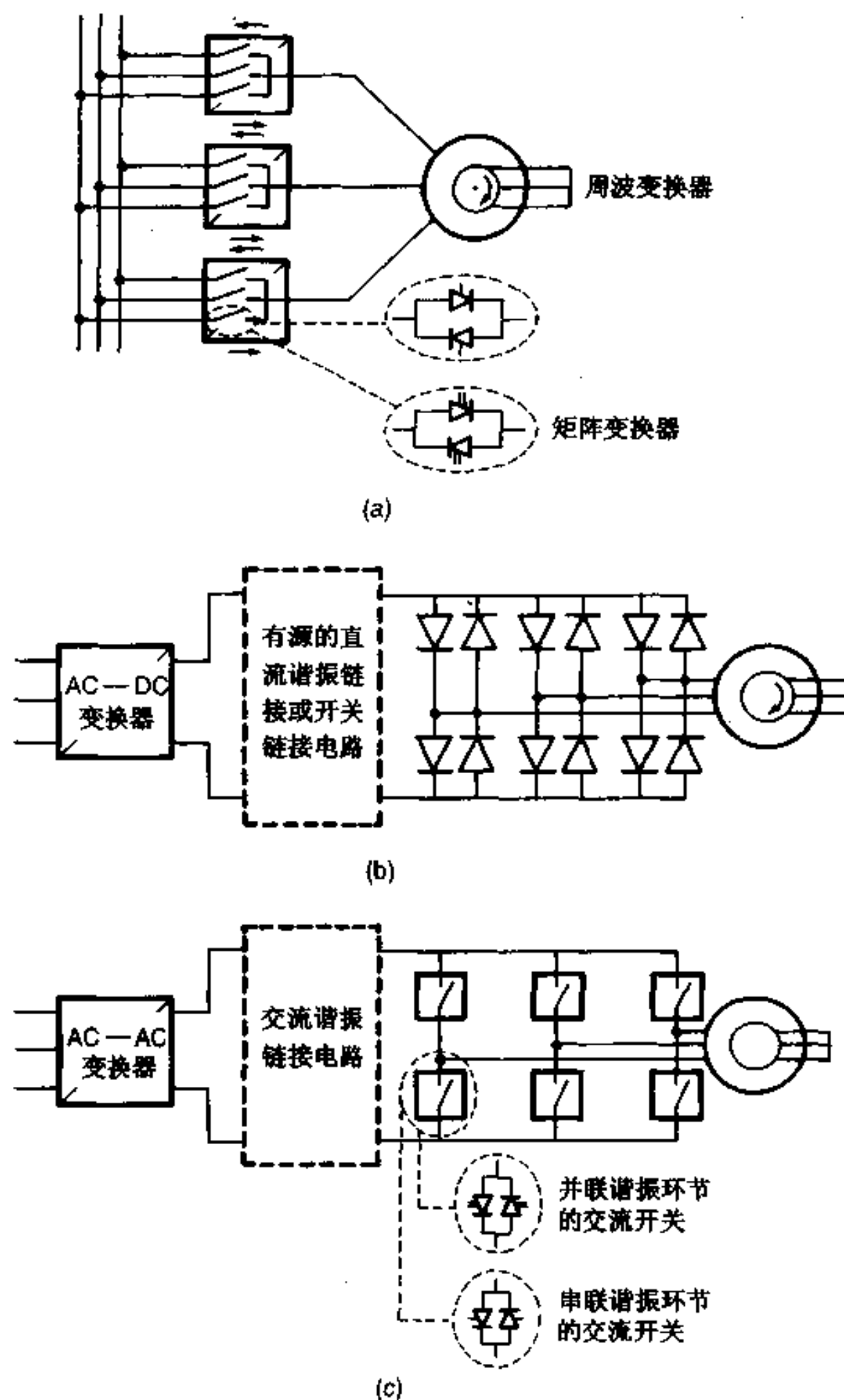


图 3-20 变换器的扩展类型

- (a) 周波变换器/矩阵变换器 (b) 带有源直流链的交—直—交变换器
(c) 带交流谐振链的交—交—交变换器和两个交—交变换器

电压也应随之提高。上述这些因素都进一步说明了使用多级变换器技术的必要性。在多级变换器中,串联的器件被用来构成串联连接的子变换器,变换器的输出由子变换器的开关作用相加而成[76,77]。如图 3-21(a)所示,多级变换器可以一般的方式构成,其开关单元的数量不受限制[78]。当使用 n 组开关单元串联时,必须对可能使用的同样数量的开关作用组合进行研究,首先从在每相支路中起相同开关作用的每个开关单元开始——而不论在时间上是否错开。

现在的多级逆变器技术起源于优化 PWM 输出波形的研究,通过在每个开关单元中使用同样的开关作用,形成了中点箝位型逆变器,如图 3-21(b)所示[75]。随着 PWM 逆变器在更大功率范围的应用,可使用有限耐压能力的 IGBT 和 GTO 来满足系统不断增加的功率要求。多级逆变器的拓扑提供了这样的可能性:既可以增加功率等级,又没有器件直接串联带来的问题。图 3-21(c)所示为在兆瓦功率级应用的三相三级变换器。在带有开式绕组的电机中,使用两个成对的这种变换器结构,其输出功率可提高 1 倍[77]。

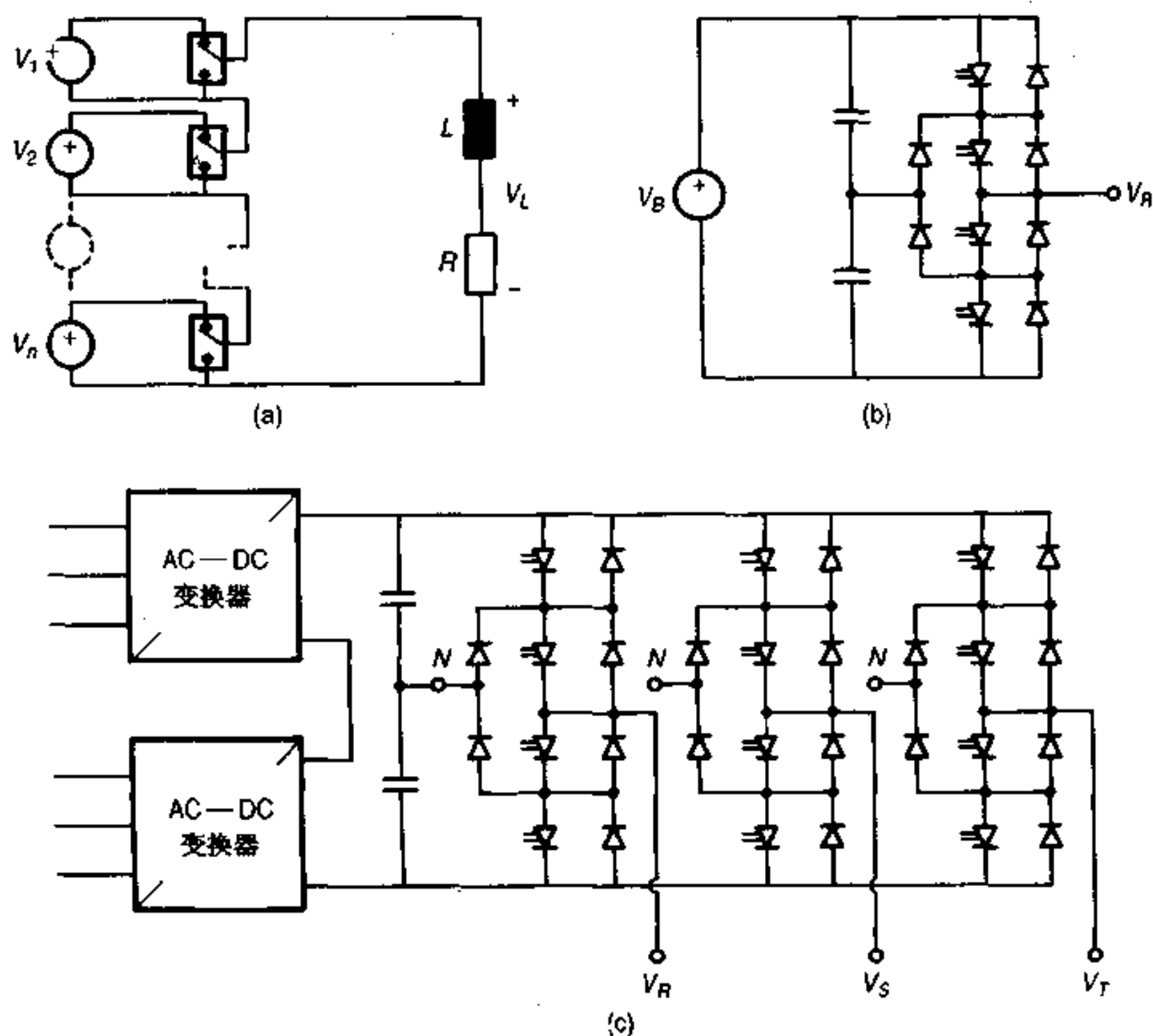


图 3-21 多级变换器

(a) 多级变换器的一般拓扑(负载电压只有单极性)

(b) 中点箝位逆变器的相支路拓扑 (c) 三相三电平逆变器的结构

3.5.5. 最小变换器拓扑

自从电力电子技术问世以来,不论是单相还是三相的交-交变换器,都需要相当多的开关器件,这就促使人们去研究设计使用最少数量器件的交-直和直-交变换器拓扑。特别是当功率开关(最初汞弧整流器、强迫换流晶闸管、双极型功率元件)的体积(和价格)占综合成本的相当大的一部分时,这种设计和研究是很有意义的。但在目前的技术发展水平下,功率半导体器件及其驱动电路的费用已经变得很小,因此应该着重评价的是这种设计和研究的缺点而不是它的优点。这种类型的变换器结构现在仍然是人们很感兴趣的[79,80]。

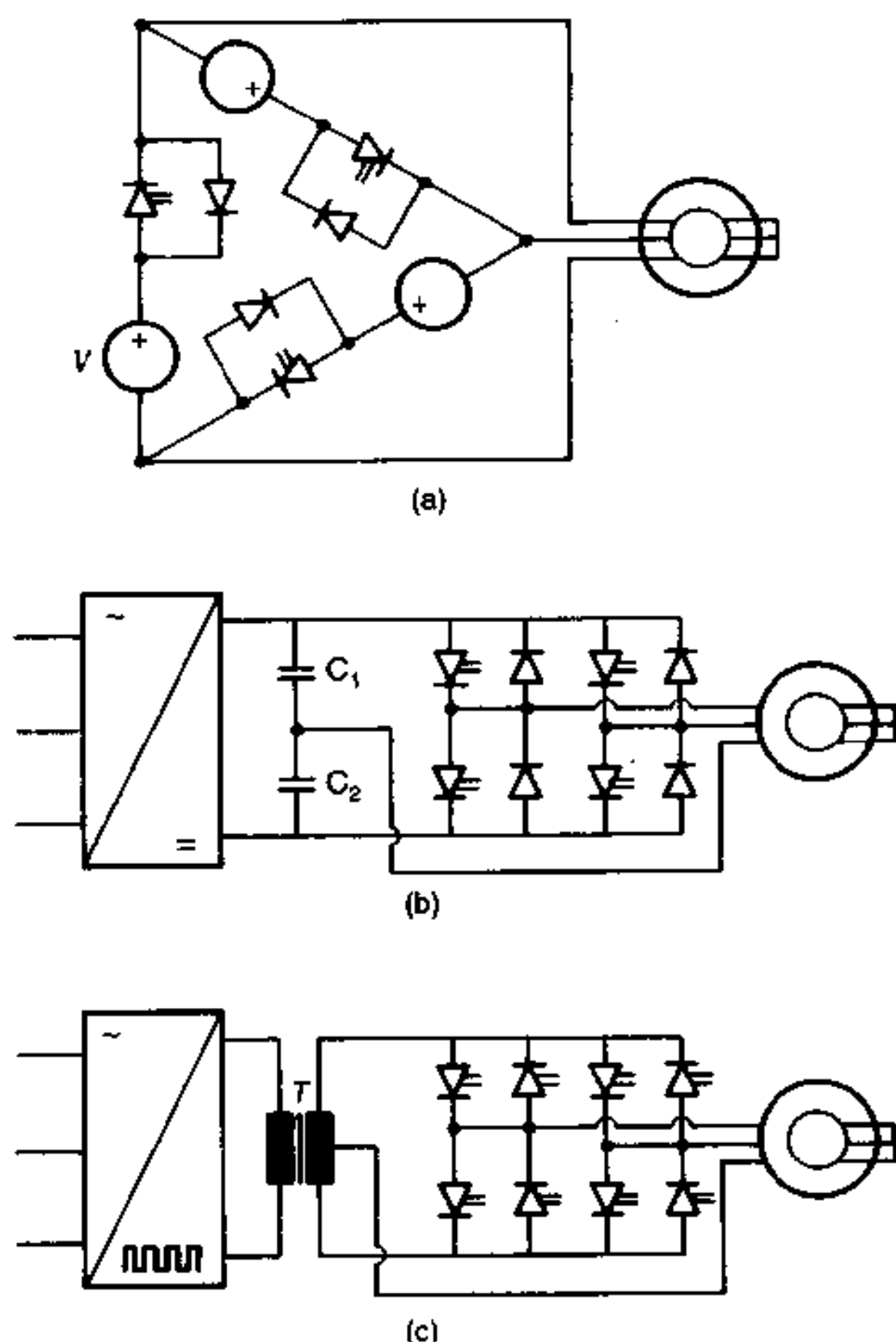


图 3-22 最少元件变换器的拓扑

(a) 三相负载的角形逆变器 (b) 三相负载的四开关电压型逆变器 (c) 三相负载的四开关高频链变换器

使用元件数量最少的复合型变换器结构[81],可以设计成为带有直流电压链、直流电流链或高频链环节的。在以晶闸管或双极型晶体管作为开关的时代提出的这种方法[81~85]现在仍然是有效的。图 3-22 给出了具有普通结构的直流电压链或高频链的例子,但没有规定开关作用的功能类型。对于不同的直流电压链接电路方案以及不同的高频链接电路方案,以前曾进行过全面的研究[81,85],并揭示出在这些复合型变换器中存在的一般问题是什么。接下来的讨论主要涉及作为输出变换器的一般的直-交变换器拓扑,以及从高频到低频的交流变换器拓扑(图 3-22 所示)。对于相反过程,其输入端的拓扑与上述是相同的,故图中没有给出。还应该注意的,开关作用的功能类型[5]没有确定——给出的是通用的开关表示。软开关方法也可像开关技术那样加以组合。对复合高频链结构的扩展——例如在输出变换器之前加一级交-直变换环节[80]——未做讨论,这只会加重这种变换器的缺点。

引用的研究表明,上述变换器家族在减少开关数量的同时需要付出代价如下:

- 常常会增加开关器件的电流定额值[81],在一些拓扑中还会同时增加开关的电压定

额值[85]。

- 为了使调制作用产生与六脉动 PWM 变换相同的 THD(总谐波畸变率),需要大大提高开关频率[81]。

- 增加了对变压器的要求和(或)变压器的数量及绕组数量。在高频链接的系统中大大增加了无功功率的传输,从而也增加了初级变换器开关的定额值。

对这些拓扑的评价表明,不仅因元件定额值的增加而使造价增加,而且还要用体积更大的电容或电感元件代替硅元件。与六脉动拓扑相比,还要承受更大的应力。因此,就目前电力电子变换器技术发展趋势来说,它并不是很好的方案,只能在某些特殊的场合应用。

3.6. 开关应用技术

前面各章节系统介绍了各种变换器的拓扑和结构(举了一些例子)以及变换器各种重要的可能应用场合。由此得出,用于运动控制系统的变换器(也包括一般的变换器)的一般限制系来自变换器内部开关的特性。同样地,也明确了所有类型变换器共有的应用技术问题,其重点是对变频用变换器的要求。这些内容还将在后面论述,因而没有必要对可以使用的所有变换器的拓扑和结构一一进行综述。这项杰出的工作已经由参考文献[86]完成,而后其他人也做了有意义的充实[2,4,13,36]。

变换器应用时应重点考虑的问题是:

- 电力电子开关的导通和关断(强迫换流或驱动开关通断)。
- 在实际开关应用中减少开关损耗(缓冲电路和谐振电路)。
- 实际开关的保护(瞬态电压的抑制和箝位、过电压和过电流的检测)。
- 实际开关的散热。

现通过干线电力机车运动控制的典型应用对开关应用技术做一简单的概括[87],如图 3-23 所示。图中给出了完整的复合型变换器结构。应该指出,在后面的讨论所用的等值电路中(见图 3-28~图 3-31),这个变换器被简化为一单个开关或一相支路。

在实际的开关变换器中,必须进一步考虑下面的条件——它们都与使用的元器件和变换器的开关操作有关:

- 功率半导体开关器件对瞬态 dv/dt 和 di/dt 值比较敏感,直接关系到开关元件的稳定性、工作特性和可靠性/失效[88,89]。
- 电压和电流的高次谐波通过电磁耦合和直接反送到供电电源中,以及经电机传导入大地,其值与变换器中的开关转换时间和开关模式有关。
- 加到负载上的瞬态 dv/dt 和 di/dt 取决于变换器中开关的转换过程,多数情况下负载对此比较敏感(譬如电机的绝缘)。
- 在固定开关频率下,开关的转换特性将决定变换器的开关损耗。一旦转换模式由变换器的设计和参数确定下来,这些开关损耗只能通过降低变换器内部的工作频率来减小。然而,内部工作频率降低所带来的巨大代价就是输入和输出脉动成分和电机损耗的增加。

3.6.1. 电力电子开关的开通和关断

无论从主电路还是从门极驱动电路来看,功率开关的开通与关断都需要复杂的技术。对于最初的晶闸管门极控制技术并不复杂,但关断却需要复杂的辅助电路。由于现代电力电子

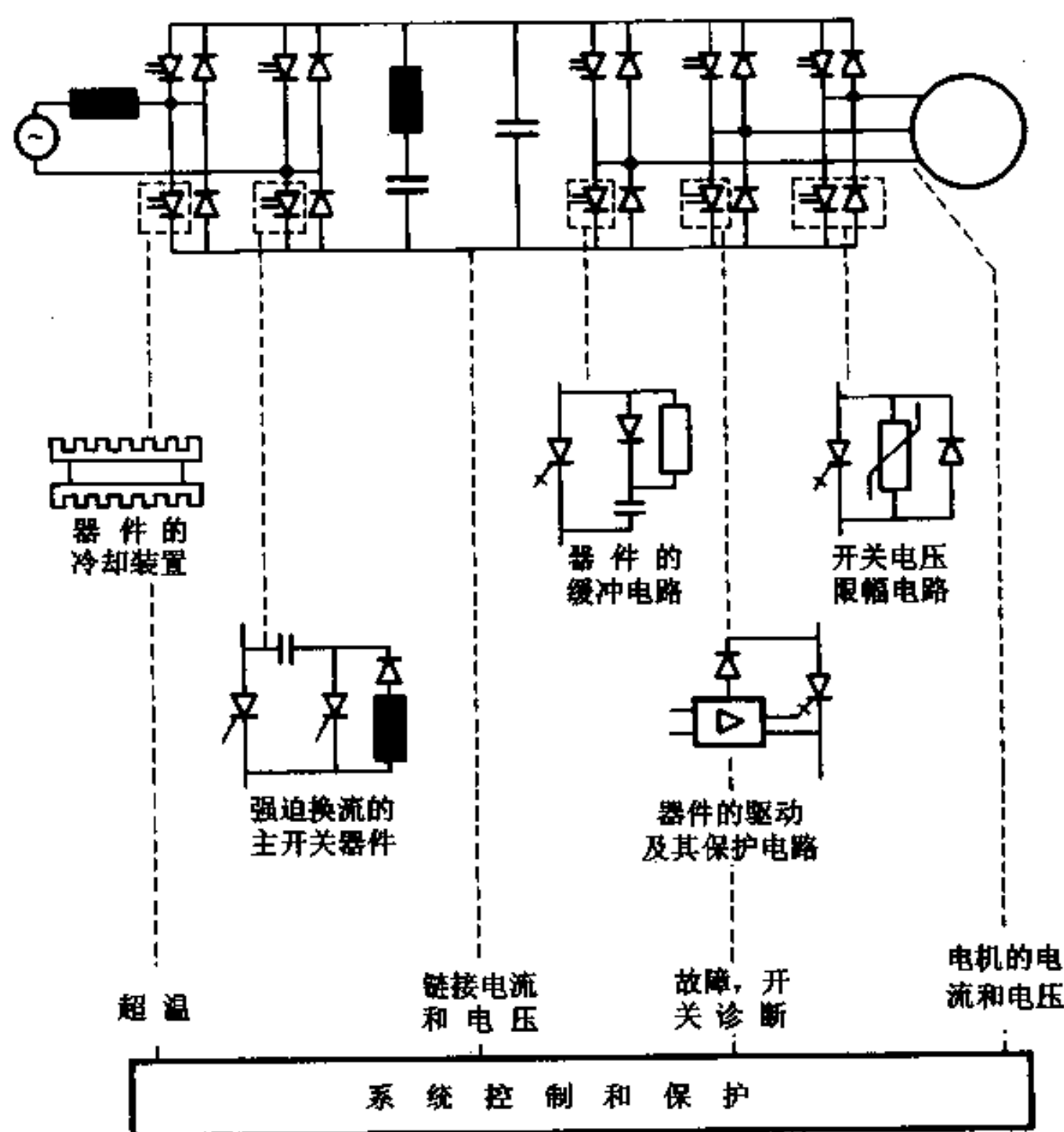


图 3-23 变换器应用中的重要技术,用图例说明交流电力机车运动控制的例子

开关本身都具有关断能力,所以最新的技术要求已转移到了门控技术方面。

晶闸管强迫换流技术 随着快速关断晶闸管的出现,使工作频率更高的变换器技术得以应用到许多新的传动设计上。在对各种各样的并联和串联的强迫换流电路研究上做了许多努力之后[50~52],最终研究出了 PWM 逆变器技术,并被证实可以成功应用在大功率的电力机车控制上[87]。电流型逆变器技术使得换流和保护问题变得相当容易,特别是在相序变换拓扑方面获得了极大关注,甚至可应用脉冲控制来消除传动中的转矩脉动[47]。然而现在出现的门极可关断技术使强迫换流逐渐被淘汰——在新的开发研制中肯定不会再使用了。因此,在这里再讨论这些比较复杂的问题已毫无意义。考虑到目前电流控制的电压型逆变器发展得如此迅速,各种电流型逆变器在运动控制中的应用可能也会遭到同样的被淘汰的命运。

开关变换器的开关驱动技术 在晶闸管作为第一个现代大功率半导体器件出现之后不久,人们就意识到对于这些开关的驱动需要予以特别注意。人们在对其开通过程进行全面研究[90~92]的同时,为其设计了便于使用的触发电路[93,94]。这种带有很小外部寄生特性的开关器件在变换器电路中已成为限制电流瞬时变化的主要因素,因此要用特别强的触发以便显著提高其开通性能。对于功率开关变换器,这种改进开关特性的方法最终要取决于经

济方面的因素(即:就系统花费、特性、可靠性和损耗来说,究竟是把钱花在精心设计驱动电路上值得,还是花在增加缓冲电路上值得)。上述考虑同样也适合于GTO的开关驱动[97]。

为了使大功率晶体管和达林顿管能实现可靠运行并具有高性能,必须对其驱动电路给予特别注意。过去已提出过许多种驱动技术——全面的综述可参考文献[98,101]。为大功率双极型晶体管开发的这些专门技术和方法,对于确定门极可关断晶闸管的驱动方法是有帮助的。在GTO的应用中正确的开关转换波形——取决于开关驱动电路和缓冲电路的相互作用——对开关的可靠运行是至关重要的[102,103],许多有意义的和有实用价值的技术已经展示过[104~106]。

MOS门控开关从另一不同方面对驱动提出了挑战[107],因为人们很快发现,这些开关的开关速度非常容易激起寄生电路的谐振。对于IGBT,器件的动态输入电容和驱动电路的相互作用,是改善其驱动技术需考虑的首要问题[108,109]。对于GTO、IGBT双极晶体管和达林顿管来说,这些开关在关断时的拖尾电流和开通时的拖尾电压是影响开关损耗的重要因素[110],在各种开关变换器的应用中,它们的驱动电路参数必须与缓冲电路、谐振电路以及在硬开关中的寄生电路一起仔细地加以优化。

3.6.2. 减少实用中的开关损耗

人们已经把很多的注意力投向了减小开关损耗的技术发展上,而在大功率的变频传动中这当然也是必不可少的。

在变换器中,开关的转换特性取决于功率半导体器件的驱动电路和外部的电磁回路元件的相互作用。作为惯例,对于这两种电路经常是分开进行讨论的,这里也将这样做。

由于现代功率半导体器件的开关转换过渡时间(开通时间和关断时间)均在毫秒到纳秒级,因此变换器电路中的寄生电感和寄生电容在开关过渡过程中通常是要起作用的。当变换器只有外部的电磁回路的寄生成分影响开关的过渡过程时,这种开关在使用中被称为硬开关。借助于附加的电感和电容来减缓开通和关断过程,这就叫做加缓冲电路。在开关过渡过程中,为了减小开关的应力而加大储存的电磁能量,从而造成在每一个开关过渡过程中储存的能量在下一个复原循环中不能比较经济地消耗掉,于是就发展了在后面将要讨论的馈能型缓冲电路技术。当储存在电磁元件中的能量进一步增大的时候,可以明显地观察到谐振现象,从而导致了谐振变换器技术的产生(见图3-24)。

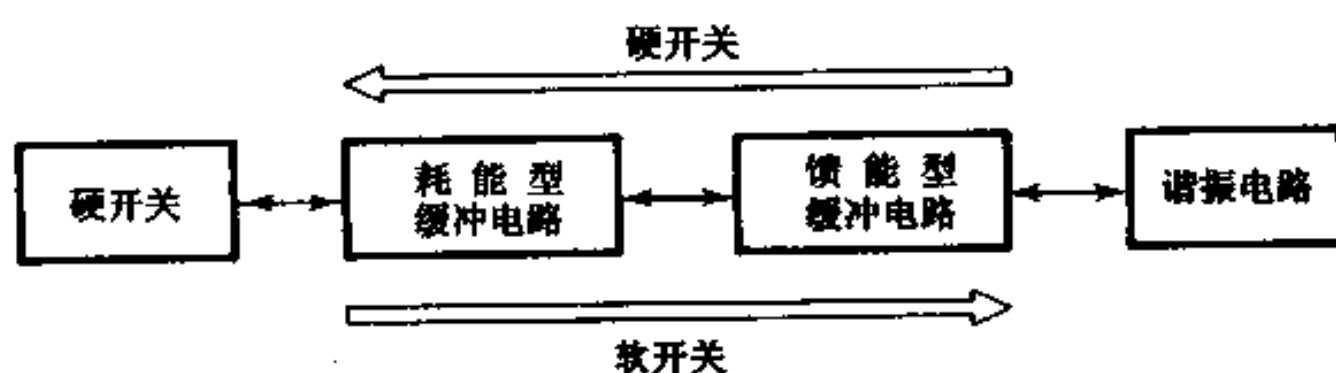


图 3-24 从硬开关到软开关到谐振开关变换器的发展过程

在开关转换过程中,影响电压电流波形的上述三个阶段实际上其响应形式的变化是连续的。下面将分别进行讨论。

变换器中的缓冲电路——耗能型 如前所述,当开关接通感性负载时,总会有一些杂散

电感 L_s 的影响,而当断开感性负载时又总会有杂散电容 C_s 的影响,这种情况在运动控制系统的应用中也同样会有。

有意识地使用电磁储能来减慢开关开通过程(电磁能)[111]或开关关断过程(电场能)[112],电感 L_s 和电容 C_s 至少要人为地增大一个数量级。当开关 S 开通时(电阻近似为零),在电流建立期间电源电压由 L_s 承受。当开关 S 断开时(电阻近似无穷大),电压的建立由于电流流过 C_s 而减慢,建立时间取决于电容 C 和负载电流的大小,如图 3-25(b)所示。开关开

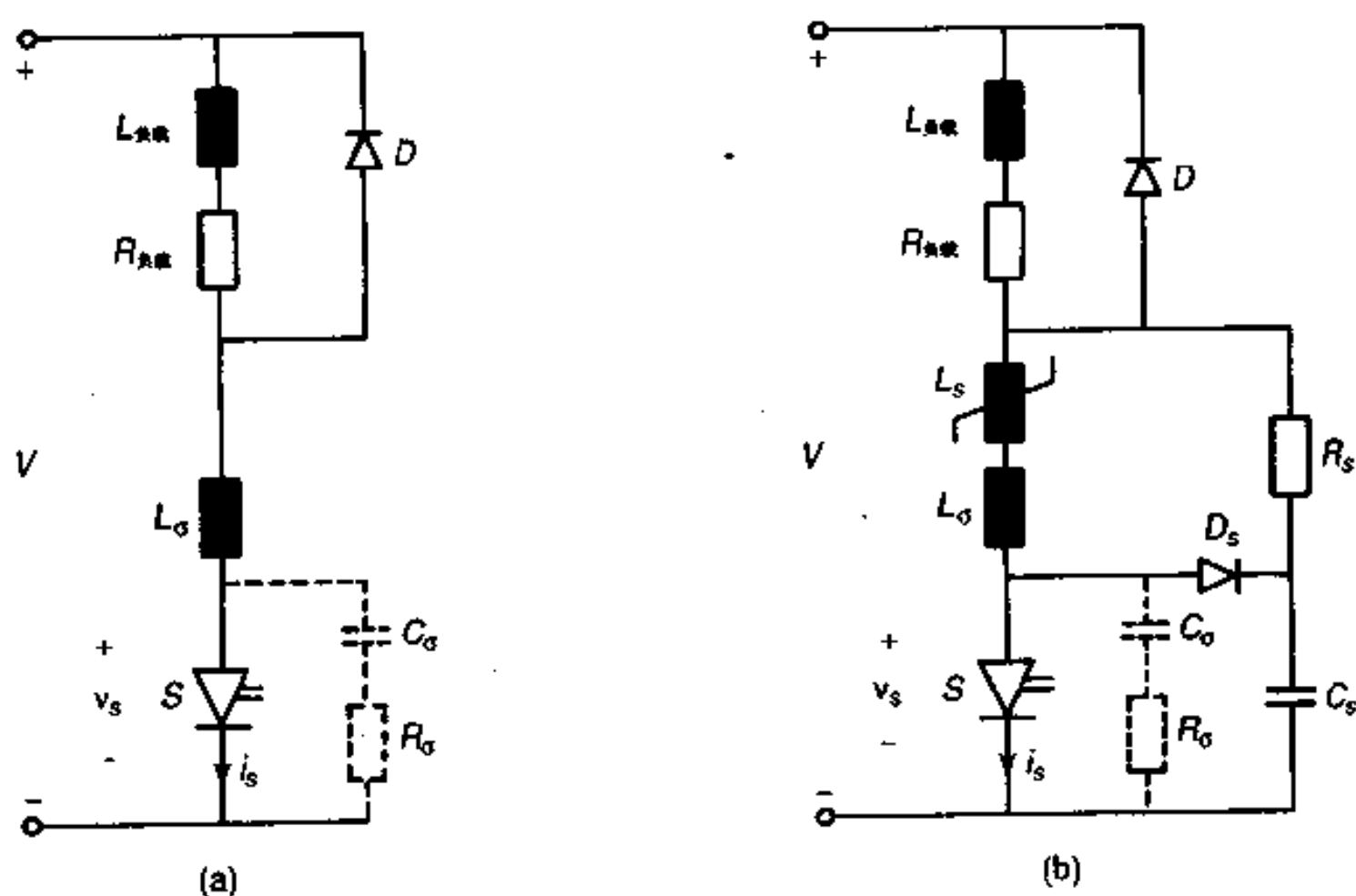


图 3-25 在开关变换器中考虑电磁缓冲元件的等效电路

(a) 在电路中只有剩余杂散电感和电容 (b) 加上电感开通缓冲电路和电容关断缓冲电路

通和关断过程中储存的能量将分别地消耗在电阻 R_s 上[113,114]。必须注意到开通和关断的缓冲电路之间不是相互独立的,虽然人们经常把它们按照独立电路进行分析[114]。从图 3-26(a)和(b)所示的电压和电流近似的线性下降时间可以注意到采用缓冲电路的代价是:

(1) 如图 3-26(b)所示 L_s 和 C_s 的增加减小了开关损耗,但是却增加了开关的过电压和过电流。

(2) 增加了消耗在电阻 R_s 上的能量。如后面将要讨论的,这一缺点引出了以后的用电压源代替电阻的馈能型缓冲电路技术。

最初对这个问题的仔细研究表明[113],通过使用缓冲电路可使总的开关损耗最小化。然而当开关的开通时间和关断时间由于电力半导体开关技术的进步而不断减小时,每一个开关周期中开通和关断能量损耗的绝对值减小了,从而产生了似乎不需要使总开关损耗最小化的印象。然而当每一个周期的开关损耗减少时,若开关的重复频率增加,则总开关损耗是差不多的,因此耗能型缓冲电路仍需进行损耗最小化[114]——但变换器因增加电路元件而变得复杂。在变换器中尽可能使用最少元器件的原则造成了目前的状况,即缓冲电路只用在那些没有缓冲电路变换器就不能工作的大功率场合。在小功率的情况下人们常省略缓冲电路,而不管这样做是否会使变换器开关损耗增加。

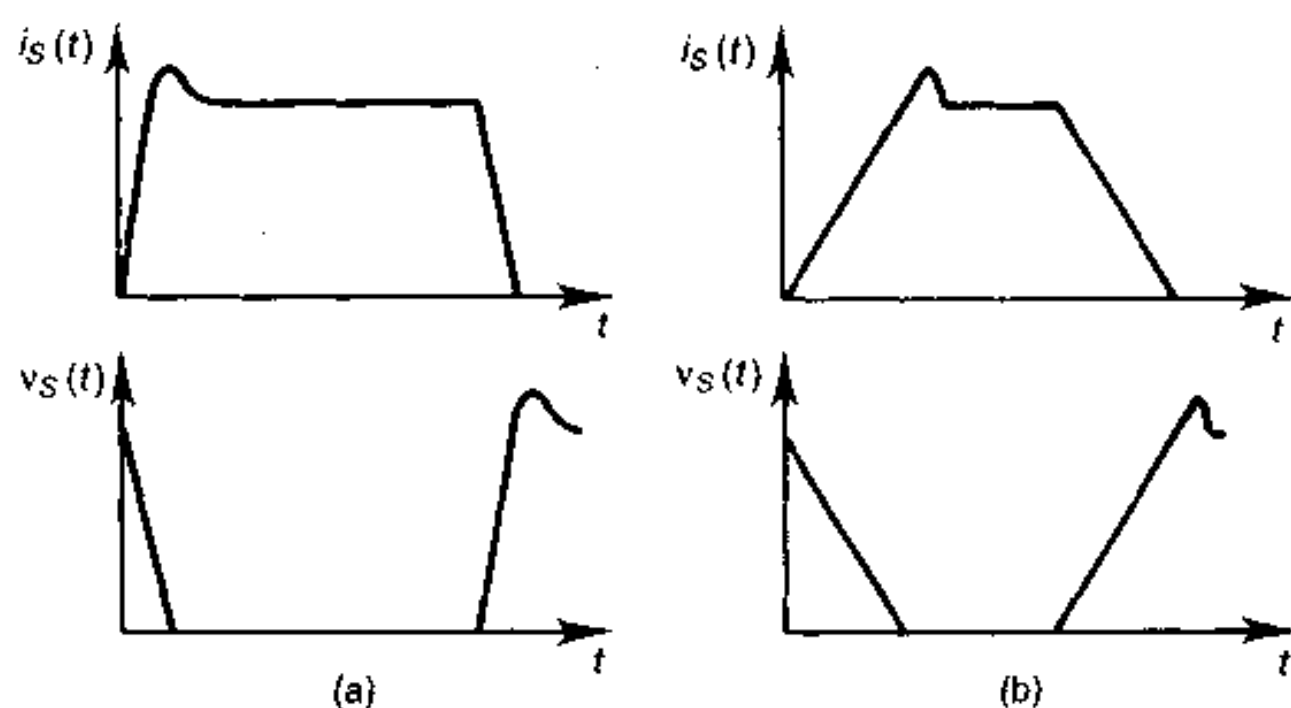
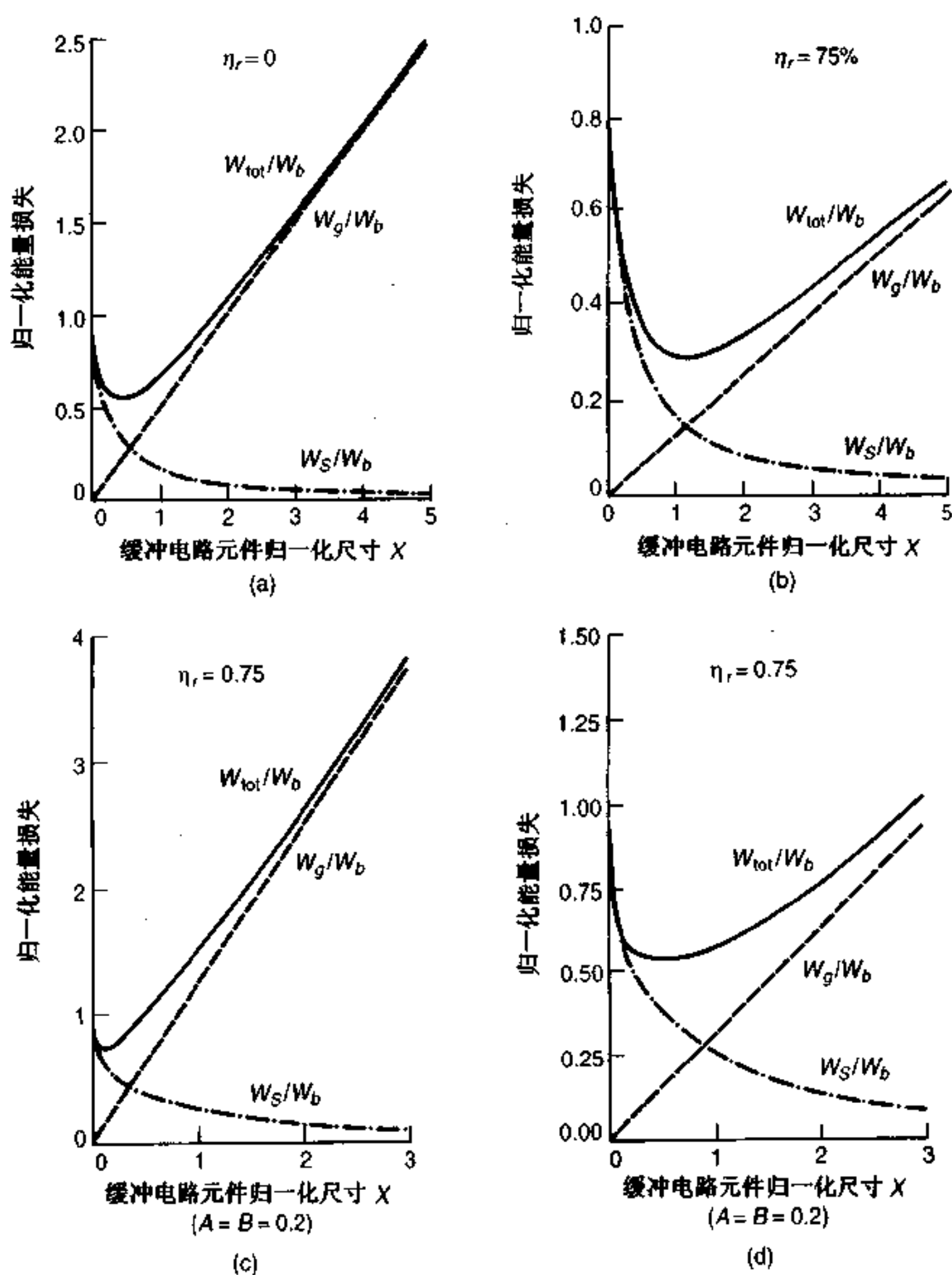


图 3-26 电路电磁元件对开关电压和电流的影响
(a) 在电路中只有寄生电感和电容 (b) 加入电感和电容的缓冲电路,增加了应力

变换器的缓冲电路——能量回馈型 当变换器的开关频率和功率等级提高时可以清楚地看到,通过缓冲电路的能量回馈可以使变换器在效率上得到很大好处。因此在大功率场合,回收储存在缓冲电路的电感和电容中的能量并且把它们送回变换器电源系统的技术得到了发展[115~120]。关断缓冲电路的一般研究[114]可以作为这种技术的一个例子。首先假定,在开关开通和关断期间,电压和电流的上升和下降随时间近似线性变化,能量回馈作用可以通过用能量回馈电路代替图 3-25(b)中电阻 R_s 来近似表示,在参考文献中可以找到许多种拓扑形式的能量回馈电路[121]。由于缓冲电路的回馈部分所用的电路元件——通常是一个较小的二次变换器——也会有损耗,要实现回馈能量超过 80% 是不容易的,图 3-27(b)所示为一个可以实现回馈能量 75% 的实际例子。与图 3-27(a)所示的耗能型缓冲电路的相比较(回馈效率 $\eta_r = 0$),可以看到曲线的最小值处没有图 3-27(a)的那么陡,同时总开关损耗最小值移向关断缓冲电路数值较大的地方,如图 3-27(b)所示。就减少功率半导体开关承受的最小热负荷来说[114],上述缓冲电路具有很大的优点,因为半导体开关器件上的功率峰值和功率损耗减小了一个数量级。

在分析缓冲电路时,开关上升和下降时间的线性化假设必须与现代功率半导体开关器件——如 GTO、IGBT 和 MCT 等——的特性相一致,才能得出实用的缓冲电路设计。这些开关器件在开通和关断的过程中,电压和电流下降的时间很短,但有明显的拖尾[110],从而显著地改变了开通和关断时开关损耗特性曲线——比较图 3-27(a)(c)即可看出。在这些分析中,开关的下降时间段和拖尾时间段的电压或电流波形假定用两个线性段来表示,由于考虑了拖尾电压或电流的复杂因素,分析问题的参数数量自然随之增加——图 3-27(c)(d)所示的特性曲线就是由一组可表征波形的实用参数计算得到的。参数 A 和 B 就是这种用以定义波形的实用参数,它们已通过实际测量进行了校准[110]。从图 3-27(a)和(c)的比较可以清楚地看到,当使用大容量的缓冲电路时(例如在 GTO 的应用技术中),设计点远高于最小功率损耗点,说明在这些缓冲电路中会产生较大的功率损耗。图 3-27(d)示出了 $\eta_r = 75\%$ 馈能型缓冲电路取得的显著效果。然而遗憾的是,由于附加馈能型缓冲电路使变换器复杂化,所以直到现在仍严重地妨碍其工业应用。到目前为止,在工业实际使用的运动控制的大功率



u_s ——电力电子开关元件的瞬时电压;
 W_b ——基本能量,即没有缓冲电路时开关过程的能量损失;
 W_c ——在 $u_c = U_B$ 时存储在缓冲元件电容中的能量;
 W_g ——每个循环中缓冲电路的能量损失;
 W_L ——在 $i_L = I_L$ 存储在缓冲电路电感中的能量;

W_r ——在每个循环中,由馈能电路回馈的能量;
 W_s ——下降段功率开关的能量损失;
 W_{tot} ——开通、关断总的能量损失 $W_{tot} = W_s + W_g$;
 $W_{tot(min)}$ ——最小总的能量损失(即 $X = X_{opt}$);
 X ——归一化缓冲元件尺寸(开通缓冲电路 $X = L/L_b$ 或关断缓冲电路 $X = C/C_b$)

图 3-27 在变换器开关中缓冲电路作用下的能量归一化损失 η 是给出的缓冲电路馈能效率。参数 A 和 B 定义了带有拖尾开通或关断的波形。计算选择的 A 和 B 的值与 IGBT 波形相一致

(a) 耗能型缓冲电路,线性下降段 (b) 馈能型缓冲电路,线性下降段
(c) 耗能型缓冲电路,包括拖尾阶段 (d) 馈能型缓冲电路,包括拖尾阶段

变换器中,要么不用缓冲电路(只是箝位),要么采用耗能型缓冲电路。

在缓冲电路中,减少开通和关断损耗的另外一种方法是使用非线性储能元件,即是说,将非线性电感用于开通缓冲电路,将非线性电容用于关断缓冲电路。在大容量的变换器中,当线性电感不能满足开通缓冲要求时,这种方法确实是一种可接受的方案。从能量损失的观点来看,使用非线性(饱和)电感[111],也是一种不错的解决方案。已经表明饱和电容在开关关断过程中是有效的[122],但是出于各种考虑,这种方法目前还没有得到广泛的实际应用[5]。

利用谐振转换(resonant transition)的变换器 缓冲电路可以看做是用来减小开关应力的辅助电路,而在谐振变换器中主电路起着减小开关应力的作用。已经有许多种类的谐振电路被提出[54,55]。然而,这种变换器在变频传动方面的应用受到了限制。连续谐振——正如这个名字所指明的那样——是覆盖整个周期的谐振,开关在整个周期中的某个合适的瞬间完成开通和关断,要求电机必须作为谐振电路的一部分。

对于要求开关频率在很大的范围内变化的应用,例如运动控制装置,人们开发了将谐振只限于在开关转换期间才出现的谐振变换器。这种半导体开关器件上的应力得到限制的谐振变换器,适合于在大功率等级的应用,有源箝位直流链接谐振变换器[73,123]和极谐振变换器家族就是这样的实例[124]。

在过去10年中,人们做出了很多努力,提出并研究了大量的谐振电路拓扑。然而由于多数拓扑在价格及功能方面缺乏足够的竞争力,因而工业上接受谐振技术很缓慢。现在大多数关于谐振电路的原理和拓扑已经形成,今后10年所面临的挑战将是如何减少谐振电路中元器件的数量和简化谐振变换器的结构。

直流链接谐振型(RL)和极谐振型(RP)逆变器的运行在许多方面是互补的,两者都使半导体开关器件承受高于两倍的应力。在RL电路情况下,电压应力约为2~2.5倍。在稳态条件下,电感两端的平均电压应该为零,直流链电压 V_{link} 必须能够到达零,以保证软开关的实现。如图3-28所示,稳态条件下要求面积1=面积2,这意味着电压应力大于2倍。同样,在RP逆变器情况下,稳态条件下输出电压的平均值不应该有变化,如图3-29所示,只有电感电流 I_L 曲线的面积1和面积2相等,才能实现电荷平衡,这意味着作用在开关上的电流应力大于2倍。在RL和RP逆变器中,作用在开关上的2~2.5倍的应力要求半导体元件有2倍的额定值。通过改变谐振电路可以减小这些应力,可有两种选择:一种方法是利用可控的开关改变谐振槽路的特性;另一种方法是使用非线性无源元件。

人们所熟知的非线性谐振逆变器,是图3-30(a)所示的有源箝位直流链接谐振(ACRL)逆变器。控制开关 S_a 在链电压的某一数值下动作,使与其相连的电容 C_2 和电容 C_1 并联,这表示谐振环节的电容有突变,如图3-30所示。通过引入两段电容,使电压 V_{link} 一般箝位1.4~1.8倍左右。

极谐振型逆变器家族是利用谐振电路电流转换到桥臂上的导通二极管来实现开关器件零电压开通的,这意味着谐振电路只有在开关半周期的末尾、当下面的二极管导通时才起动。通过把开关 S_a 和电感串联连接,使谐振电路只在二极管导通的周期结束时才和桥臂支路相连。这即是所谓的辅助换流的极谐振变换器,如图3-31所示[125]。 S_a 在二极管导通周期结束前开通,使电感电流 I_L 大于负载电流,以关断二极管。

同样的作用也可通过使用非线性电感或电容代替被切换的无功元件来得到,其优点是

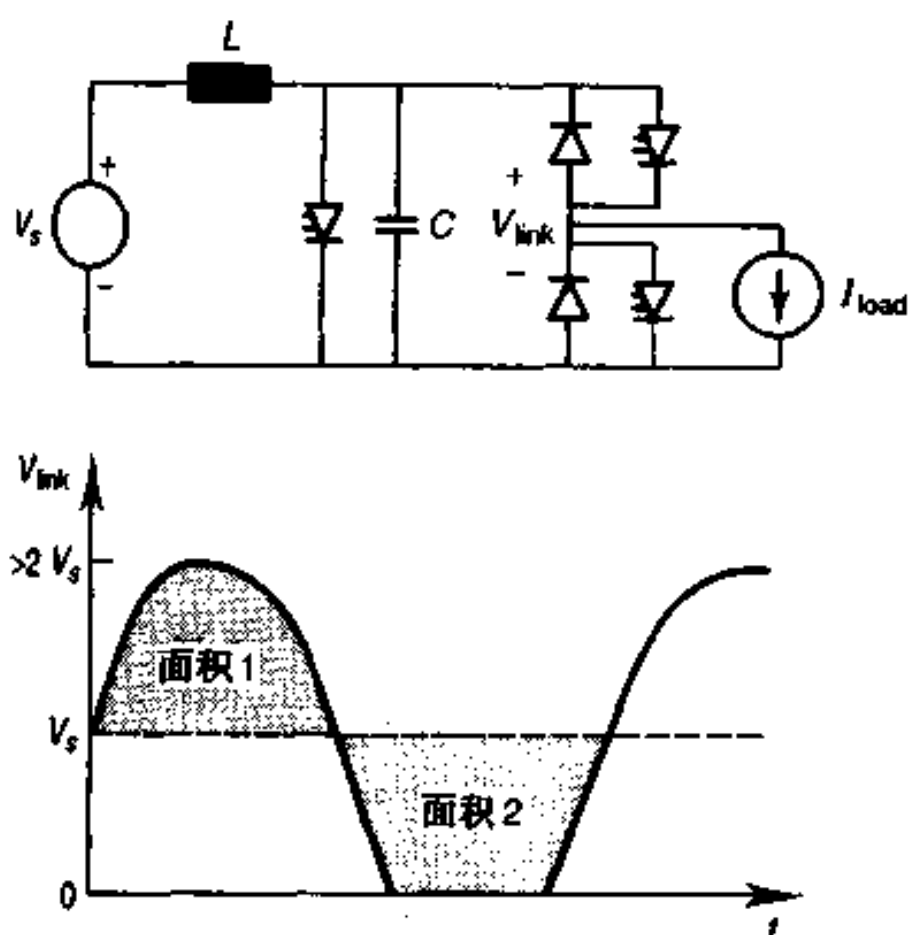


图 3-28 直流链接谐振逆变器

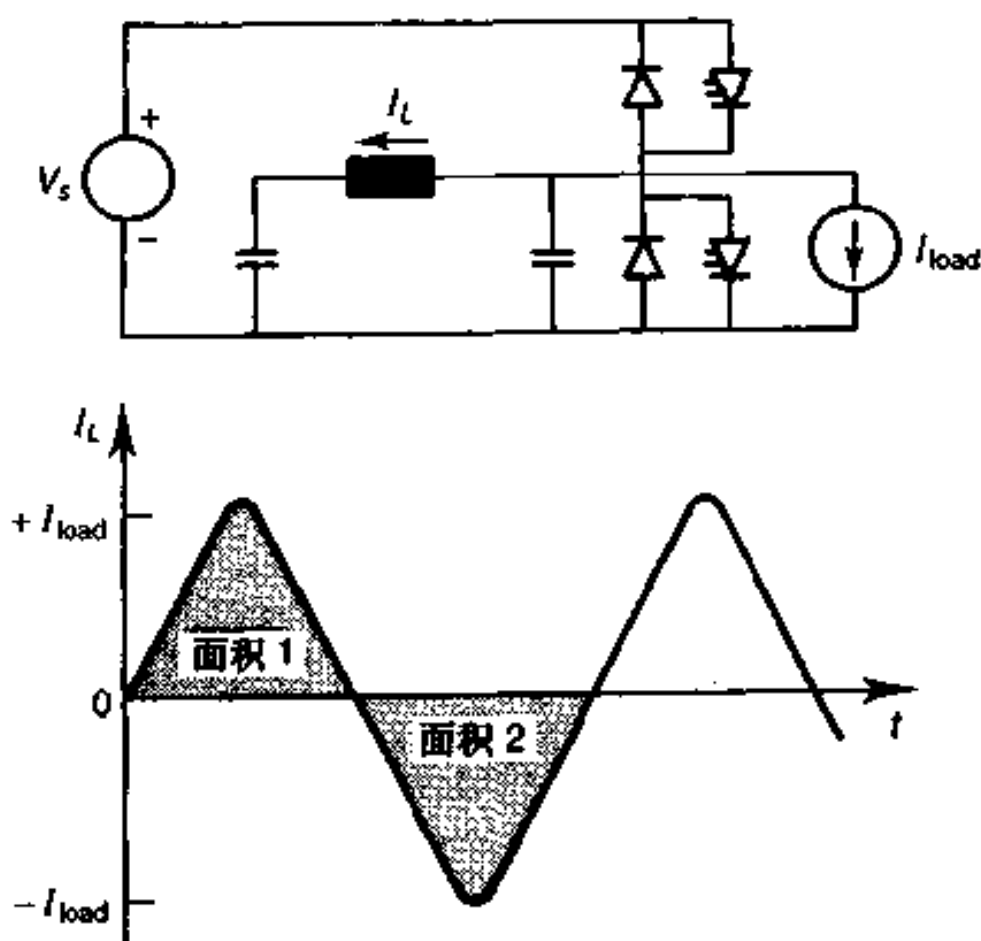


图 3-29 极谐振逆变器

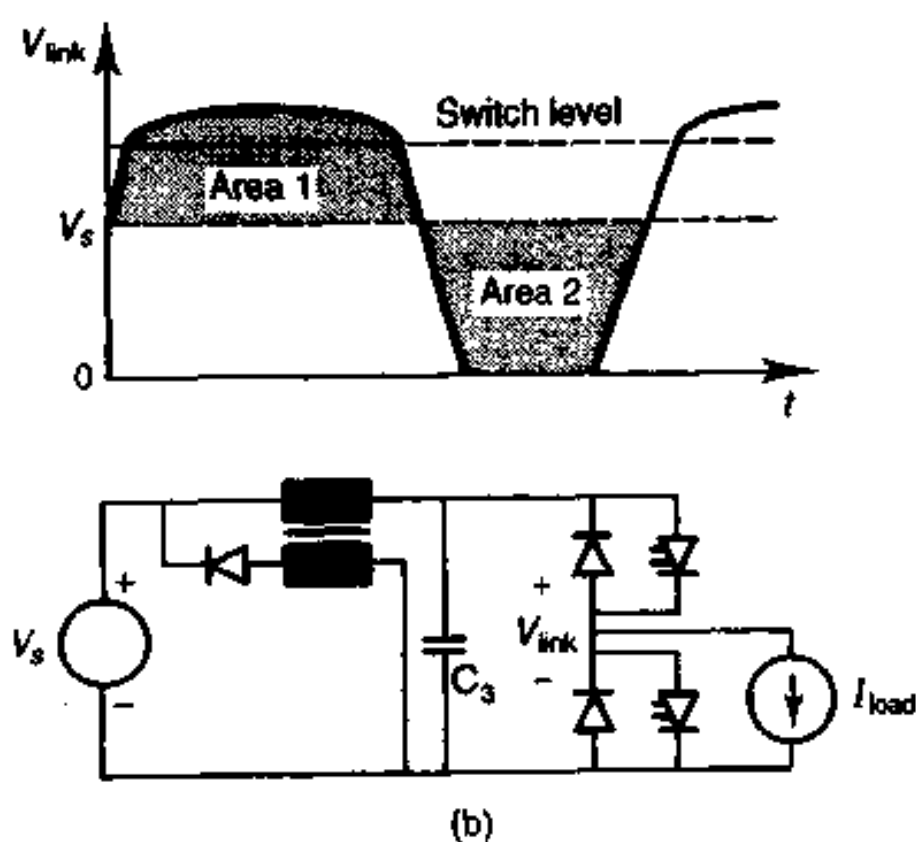
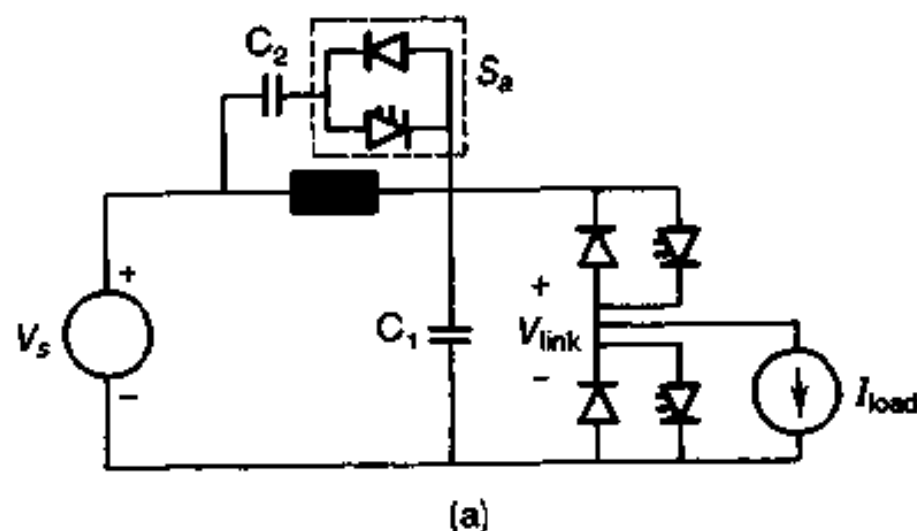


图 3-30 (a) 有源箝位直流链接谐振逆变器 (b) 无源箝位直流链接谐振逆变器

去掉了开关、减少了电路的复杂性。但同时也给电路设计过程带来了另外的问题,即在获得非线性饱和电抗元件的某种特性的同时,也会使系统产生自振荡——既有缺点也有优点。

3.6.3. 变换器的保护和散热

虽然保护和散热所涉及的范围很广,远远超出了传统的电力电子学的研究范围,但简单回顾一下有关变频传动变换器的要求就会知道,这是很重要的一项技术。虽然熔断器技术一直在低压配电中使用,但 1960 年以后由于体积小、功率密度高的半导体器件如晶闸管的出现便提出了一个特殊的问题,与其额定控制功率相比半导体器件的耐热能力明显太低。于是人们开发研制了专为半导体器件使用的各种规格的熔断器[127~130],特别是为一些较大功率的器件提供保护手段。然而,热容量和额定控制功率之间比值的不断减小,以及开关速

度的提高,使得对于有自关断能力的器件像 GTO 和 IGBT 等[109,131,132]必须使用高速检测方法,从而产生了相当复杂的变换器保护设计[133~136]。由于过电压起源于外部和过电压形成的不可控性[133~137],使得过电压的保护比过电流的保护存在更多的问题。为了解决这些问题,人们研究了应用特殊元件和措施来进行过电压保护方法[138~141]。总之,随着变换器的结构越来越复杂,带有智能诊断的设计正在成为合理使用保护的基本特征[142]。

与应用在其他地方的变换器相比,由于空间和机动性的要求,散热经常成为变换器在传动上应用的限制因素[143,144]。参考文献[143]在这方面提供了充分的背景材料。在将来可能实现的电磁集成的大功率变换器中,散热将会成为更关键的问题[145,146],因为在空间上集中的功率变换必然会导致产生热量的集中。而在常规结构的变换器中,其产生的热量可以向空间四处散发。

3.6.4. 更深层的变换器应用技术

从变频传动变换器的各种实际实现的可能性来看,在选择变换器时还有许多其他重要方面也需要加以考虑,这些考虑因素可以归纳如下:

- (1) 开关变换器的效率[147]。
- (2) 开关变换器的可靠性[148]。
- (3) 变换器的稳定性[149~152]。
- (4) 变换器的功率密度。
- (5) 变换器与环境噪声的相互作用[153~155]。
- (6) 变换器与电源的相互作用[48]。
- (7) 变换器和传动系统之间的相互作用,即转矩脉动、共振[156~159]。

在任何运动控制系统的应用中,上述问题与变换器的拓扑、结构以及开关技术具有同等的重要性。然而上面列举的文献对上述问题的讨论仅仅是个初步的开端,限于篇幅上述问题不能在这里展开讨论。

3.7. 未来变换器的发展与电磁学的关系

在前面引用的很多文献综述中,对未来电力电子学的进步与发展做过系统阐述,现归纳如下:

- (1) 新的器件,将扩大现有频率和功率的可能应用范围。
- (2) 用新材料制作现有结构的器件,将扩展其工作范围(频率、温度)。
- (3) 开关变换器新的拓扑和结构。

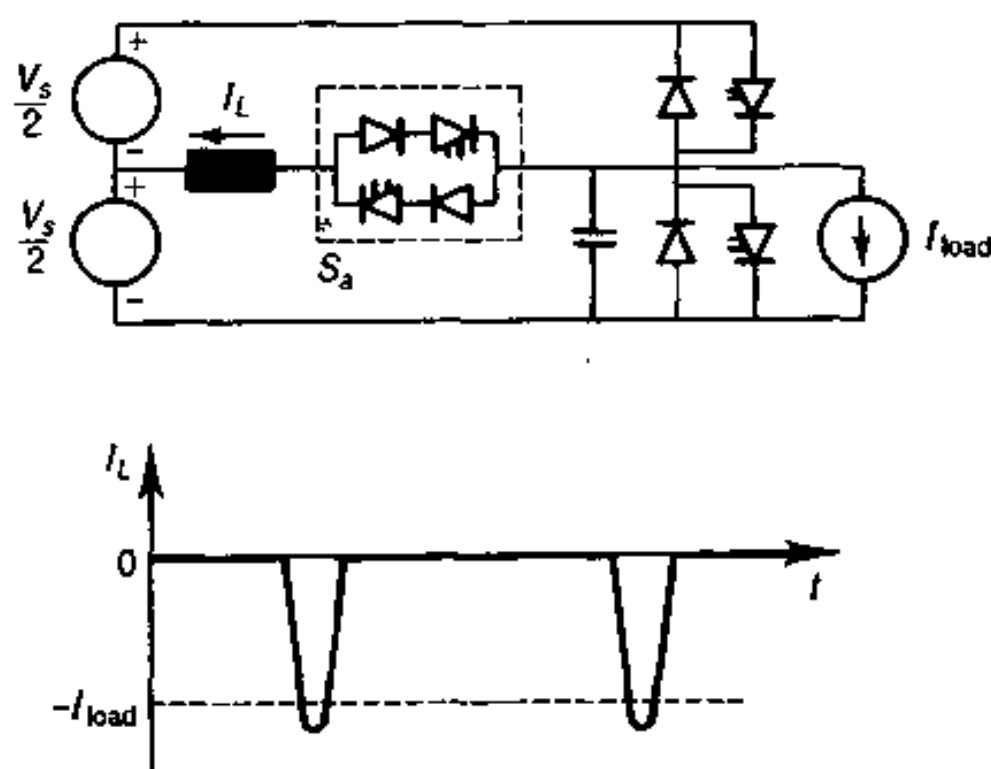


图 3-31 辅助换流极谐振逆变器

(4) 通过先进的微处理器技术和新的控制方法实现新的信号处理和控制在。

在变换器未来发展的方向上,或许有值得注意而至今尚未引起重视的新领域。如果没有对暂且称作“变换器电磁学”的新领域给予足够的重视,上述(1)~(4)条刺激发展的因素中便没有一条能够发挥其全部的潜在作用。

3.7.1. 开关变换器电磁学

在任何一种运动控制系统的应用中,理所当然地均可认为,作为输出执行机构的电机是一种电磁器件。人们总是传统地从电路拓扑/结构的观点看待电力电子变换器。然而,从前面的讨论中可以清楚地看到,“寄生的”和人为设计的电磁能量储存对于变换器实现其特有功能是至关重要的,这些元件照例被近似看做是集中的元件。

从历史上看,在电力电子学开始发展的初期,由于开关器件的局限性,系统的工作频率被限制在毫秒范围之内。之后的功率变换器技术上的每一次进步,在应用范围上都是功率-频率乘积的一次扩大。这就造成了目前的这种状况,即变换器内部功率-频率的乘积已达到这样的量级,其隐含的电磁关系已成为限制的因素,除非是进行专门的研究。

近来,高频变换器中的磁性元件受到了特殊注意——见参考文献[160]。全面考虑变换器的电磁设计和布局是非常必要的[160]。然而,目前采用这种研究方法的困难就正在于变换器传统的分散结构所造成的异常复杂的三维电磁场问题,它阻碍了变换器总体电磁设计的发展[161]。

3.7.2. 电磁学与EMI/EMC

在变换器的功率-频率乘积提高到目前水平的情况下,人们已认识到,电磁干扰/电磁兼容(EMI/EMC)问题将很快成为变换器在一些技术领域应用的制约因素。虽然人们一直知道变换器的电磁布局以其特有的方式与EMI特性相关[162,163],但这些问题在大部分情况下还是通过后加补救措施(设置滤波器和EMI隔离措施)解决的。越来越明显地看出——尤其是在较大功率应用场合——这种方法就价格、体积和复杂性来说正在成为变换器应用发展中内在的失败原因。EMI干扰源应当从电路拓扑、设计和开发过程中的电路布局[164,165]以及开关的转换(根据变换器设计及缓冲作用的要求确定的)中去追寻。对于较大的变换器,这个问题还与供电电源质量相关联,尤其是在电力机车上使用车载变换器时,更需要考虑通过牵引电网传输信号的问题。

3.8. 结 论

本章对可用于传动方面的一般变换器的拓扑和结构做了功能方面的概述,随之讨论了由开关变换器控制平均能量流动的基本问题。在实现开关功能方面,考虑了各种导通功能实现的可能性,即单向导通功能、单向延时导通功能、双向延时导通功能、单向通断功能以及双向通断功能。对电力电子变换器的拓扑和结构问题进行了讨论,并逐渐引到对单脉动、双脉动、三脉动、四脉动和六脉动变换器拓扑的系统综合分析。

对用于变频传动的变换器的结构在方框图的层面上进行了讨论,其中包括用于同步电机传动和感应电机传动的变换器。对变换器结构的讨论,包括直-直变换器,交-直变换器,交-直-交变换器(电流源型和电压源型),交-直变换器与供电电源的相互作用,进一步扩展的变换器种类(例如交流链接变换器、三电平变换器、周波变换器)以及最少元件变换器拓

扑等。

对开关应用技术进行了讨论,其中包括功率开关的开通和关断技术以及减少变换器开关损耗的技术。从对馈能型缓冲电路的讨论,引到对谐振变换器和谐振转换变换器的一般拓扑的讨论,讨论还涉及了谐振直流链、谐振极和辅助谐振极等概念。在对变换器开关应用技术的讨论的最后,还对变换器保护和散热问题进行了简短讨论,并对本章没有讨论到的其他方面进行了概述。本章的结尾考察了未来变换器的发展与电磁学的关系。

参 考 文 献

- [1] van Wyk, J. D., H.-Ch. Skudelny, and A. Müller Hellman, "Power electronics, control of the electromechanical energy conversion process and some applications," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 133, Part B, pp. 369-399, November 1986. Also in B. K. Bose (ed.), *Modern Power Electron.*, IEEE Press, New York, NY, pp. 43-73, 1992.
- [2] Bose, B. K., "Motion control technology—present and future," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 1A-21, No. 6, pp. 1337-1342, November 1985.
- [3] Bose, B. K., "Power electronics—an emerging technology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 36, No. 3, pp. 403-411, August 1989.
- [4] Bose, B. K., "Variable frequency drives—technology and applications," *Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electron. (ISIE)*, Budapest, pp. 1-18, June 1993.
- [5] van Wyk, J. D., "Power electronic converters for motion control," *Proc. IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp. 1164-1193, August 1994.
- [6] Heintze, K. and R. Wagner, "Elektronischer Gleichstromsteller zur Geschwindigkeitssteuerung von aus Fahrleitungen gespeisten Gleichstrom—Triebfahrzeugen," *Elektrotech Z-A*, Vol. 87, pp. 165-170, 1966.
- [7] Ohno, E., and M. Akamatsu, "High-voltage multiple phase thyristor chopper for motor control," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-3, pp. 232-236, 1967.
- [8] Bose, B. K., and R. L. Steigerwald, "A DC motor control system for electric vehicle drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 1A-14, pp. 565-572, 1978.
- [9] Allan, J., B. Melitt, and W. Y. Wu, "A gate-turn-off thyristor chopper for traction drives," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 132, Part B, pp. 245-250, 1985.
- [10] de Doncker, R. W., D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft switched high power density DC-to-DC converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, pp. 63-73, 1991.
- [11] Schwarz, F. C., and J. B. Klaassens, "A controllable 45kW current source for DC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, pp. 437-444, July-August 1979.
- [12] Heumann, K., "Power electronics—present status and future trends," *Proc. 6th Int. Conf. Power Electron. and Motion Control (PEMC)*, Budapest, Vol. 3, pp. 786-796, 1990.
- [13] Lipo, T. A., "Recent progress in the development of solid state AC motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 3, pp. 105-117, April 1988.
- [14] Kehrmann, H., W. Lienau, and R. Nill, "Vierquadrantensteller—eine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Drehstromantrieb," *Elektr. Bahnen*, Vol. 45, pp. 135-142, 1974.
- [15] Appun, P., and W. Lienau, "Der Vierquadrantensteller bei induktivem und kapazitivem Betrieb," *ETZ Arch.*, Vol. 6, pp. 3-8, 1984.
- [16] Phillips, K. P., "Current source converter for AC motor drives," *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.*, Vol. 8, pp. 679-683, 1972.
- [17] Hombu, M., S. Ueda, A. Ueda, and Y. Matsuda, "A new current source GTO—inverter with sinusoidal voltage and current," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 1A-21, pp. 1192-1198, September/October 1985.
- [18] van Wyk, J. D., and D. B. Snyman, "High frequency link systems for specialized power control applications," *Conf. Rec., IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 793-801, 1982.

- [19] Stielau, O. H., and J. D. van Wyk, "A high frequency link system with self-oscillating inverter and direct converter using ZTO's," *Conf. Rec., IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 735-741, 1988.
- [20] Erlicki, M. S., J. Ben-Uri, and Y. Wallach, "Switching drive of induction motors," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 110, pp. 1441-1450, 1963.
- [21] Lipo, T. A., "The analysis of induction motor voltage control by symmetrically triggered thyristors," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-90, pp. 515-525, 1971.
- [22] Rowan, T. R., and T. A. Lipo, "A quantitative analysis of induction motor performance improvement by SCR-voltage-control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, pp. 545-553, 1983.
- [23] Al-Kababjie, M. F., and W. Shepherd, "A speed and power factor controller for small three phase induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, pp. 1260-1266, 1984.
- [24] Sobczyk, T. J., and B. L. Sapinski, "Analysis of phase-controlled converters for induction motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, pp. 172-181, 1990.
- [25] Emanuel-Eigeles, A., and J. Appelbaum, "AC-voltage regulator by means of chopper circuits," *Electron. Letters*, Vol. 4, pp. 26-28, 1968.
- [26] Emanuel-Eigeles, A., and J. Appelbaum, "Analyse einer Regelungsschaltung für Wechselstromspannungen mittels Steller," *Arch. Elektrotech.*, Vol. 53, pp. 326-336, 1970.
- [27] Addoweesh, K. E., and A. L. Mohamadein, "Microprocessor based harmonic elimination in chopper type AC voltage regulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, pp. 191-200, 1990.
- [28] Hamed, S. A., "Steady-state modelling, analysis and performance of transistor controlled AC power conditioning systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, pp. 305-313, 1990.
- [29] Gyugi, L., and B. R. Pelly, *Static Power Frequency Changers*, Wiley Interscience, New York, 1976.
- [30] Venturini, M., "A new sinewave in sinewave out conversion technique eliminates reactive components," *Proc. Power Con.*, Vol. 7, pp. E3-1-E3-15, 1980.
- [31] Venturini, M., and A. Alesina, "The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," *Conf. Rec., IEEE PESC*, pp. 242-252, 1980.
- [32] Neft, C. L. and C. D. Schauder, "Theory and design of 30-hp matrix converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, pp. 546-551, 1992.
- [33] Emanuel, A. E., and R. A. Dziura, "A simplified dual cycloconverter," *IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum.*, Vol. IECI-28, pp. 249-252, 1981.
- [34] Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, 346 pp., Springer, Berlin, 1985.
- [35] Bose, B. K., "Power electronics—a technology review," *Proc. IEEE*, Vol. 80, pp. 1303-1334, August 1992.
- [36] Bose, B. K., "Recent advances in power electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 7, pp. 2-16, January 1992.
- [37] Rajashekara, K. S., V. Rajagopalan, A. Sevigny, and J. Vithayathil, "DC link filter design considerations in three phase voltage source inverter fed induction motor drive system," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, pp. 673-680, 1987.
- [38] Evans, P. D., and R. J. Hill-Cottingham, "DC-link current in PWM inverters," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Part B, Vol. 133, pp. 217-234, 1986.

- [39] Milnes, A. G., *Transducers and Magnetic Amplifiers*, 286 pp., London, Macmillan, 1957.
- [40] Baliga, B. J., "Power semiconductor devices for variable frequency drives," *Proc. IEEE*, Vol. 2, No. 8, pp. 1112-1122, August 1994.
- [41] Murphy, J. M. D., and M. G. Egan, "A comparison of PWM-strategies for inverter-fed induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, No. 3, pp. 363-369, 1983.
- [42] Bowes, S. R., "Advanced regular sampled PWM-control techniques for drives and static power converters," *Proc. IEEE, Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, Hawaii, pp. 662-669, November 15-19, 1993.
- [43] Brod, D. M., and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, pp. 562-570, May/June 1985.
- [44] Gaio, E., R. Piovani, and L. Malesani, "Evaluation of current control methods for voltage source inverters," *Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Pisa, pp. 345-350, 1988.
- [45] McMurray, W., "Modulation of the chopping frequency in DC choppers and PWM inverters having current-hysteresis controllers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, pp. 763-768, July/August 1984.
- [46] Müller-Hellmann, A., and H.-Ch Skudelny, "Beitrag zur Systematik der Einphasen Brückenschaltungen," *Elektrotech. Z. ETZ-A*, Vol. 98, No. 12, pp. 803-807, 1977.
- [47] Lienau, W., and A. Müller-Hellman, "Möglichkeiten zum Betrieb von Stromeinprägenden Wechselrichtern ohne niederfrequente Oberschwingungen," *Elektrotech. Z. ETZ-A*, Vol. 97, pp. 97-105, 1976.
- [48] van Wyk, J. D., "Power quality, power electronics and control," *Proc. 5th European Conf. on Power Electron. and Applications (EPE)*, Vol. 1, pp. 17-32, 1993.
- [49] Satpati, H., G. K. Dubey, and L. P. Singh, "A comparative study of some chopper commutation circuits," *Int. J. Electron.*, Vol. 53, No. 1, pp. 47-56, 1982.
- [50] Mapham, N. W., "The classification of SCR-inverter circuits," *IEEE Int. Conf. Rec.*, Part 4, pp. 99-105, 1964.
- [51] Abraham, L., and F. Koppelman, "Die Zwangskommütierung, ein neuer Zweig der Stromrichtertechnik," *Elektrotech. Z. ETZ-A*, Vol. 87, No. 18, pp. 649-658, 1966.
- [52] Heumann, K., "Elektrotechnische Grundlagen der Zwangskommütierung—neue Möglichkeiten der Stromrichtertechnik," *Elektrotech. Maschinenbau*, Vol. 84, No. 3, pp. 99-112, 1967.
- [53] Bose, B. K., "Introduction to power electronics," *Modern Power Electron.*, B. K. Bose (ed.), pp. 3-40, IEEE Press, New York, 1992.
- [54] Lee, F. C., "High frequency quasi-resonant converter topologies," *Proc. IEEE*, Vol. 76, pp. 377-390, 1988.
- [55] Bhat, A. K. S., "A unified approach to characterization of PWM and quasi-PWM switching converters: topological constraints, classification and synthesis," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 6, pp. 719-725, 1991.
- [56] Mohan, N., T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2nd Ed., 802 pp., Wiley, New York, 1995.
- [57] Wasserrab, Th., *Schaltungslehre der Stromrichtertechnik*, 466 pp., Springer.

Berlin, 1962.

- [58] Dewan, S. B., and A. Straughen, *Power Semiconductor Circuits*, 526 pp., Wiley, New York, 1975.
- [59] Morimoto, M., K. Oshitani, K. Sumito, S. Sato, M. Ishida, and S. Okuma, "New single-phase unity power factor PWM converter—inverter system," *Conf. Rec., IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC*, pp. 585–589, 1989.
- [60] Prasad, A. R., P. D. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three phase diode rectifiers," *Conf. Rec., IEEE PESC*, pp. 58–66, 1989.
- [61] Ward, E. E., "Inverter suitable for operation over a range of frequency," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 111, pp. 1423–1434, August 1964.
- [62] Kazumo, H., "Commutation of a three phase thyristor bridge with commutation capacitors and series diodes," *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 90, pp. 91–100, 1970.
- [63] Hombu, M., S. Ueda, and A. Ueda, "A current source GTO inverter with sinusoidal input and output," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, pp. 247–255, March/April 1987.
- [64] Kohlmeier, H., and D. Schröder, "Control of a double voltage fed inverter system coupling a three phase mains with an AC drive," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 593–599, 1987.
- [65] Arillaga, J., D. A. Bradley, and P. S. Bodger, *Power System Harmonics*, 336 pp., Wiley, New York, 1985.
- [66] Heydt, C. T., *Electric Power Quality*, 541 pp., Stars in a Circle Publications, Indianapolis, 1991.
- [67] Rissik, H., "The influence of mercury-arc rectifiers upon the power factor of the supply system," *Inst. Elec. Eng. J.*, Vol. 35, No. 5, pp. 435–455, 1935.
- [68] Groetzbach, M., W. Dirnberger, and R. Redmann, "Simplified predetermination of line current harmonics," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, Vol. 1, No. 2, pp. 17–27, March/April 1995.
- [69] Duffey, C. K., and R. P. Stratford, "Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1025, 1989.
- [70] Stratford, R. P., "Harmonic pollution on power systems—a change in philosophy," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 16, No. 5, pp. 617–623, 1980.
- [71] Redl, R., "Power factor correction in single phase switching mode power supplies—an overview," *Int. J. Electron.*, Vol. 77, No. 5, pp. 555–582, 1995.
- [72] Junge, G., J. Nestler, and H. Wrede, "Loeschung von Thyristoren mittels Leistungstransistoren in selbstgeführten Stromrichtern," *Elektrotech. Z. ETZ-A*, Vol. 99, pp. 678–681, 1987.
- [73] Divan, D. M., "Resonant DC link inverter—a new concept in static power conversion," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, pp. 317–325, 1989.
- [74] Sul, S. K., and T. A. Lipo, "Design and performance of a high-frequency link induction motor drive operating at unity power factor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, pp. 434–440, May/June 1990.
- [75] Nabae, A. I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-17, No. 5, pp. 518–523, September/October 1981.
- [76] Stemmler, H., "High-power industrial drives," *Proc. IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp. 1266–1286, August 1994.

- [77] Stemmler, H., and P. Guggenbach, "Configurations of high-power voltage source inverter drives," *Proc. 5th European Conf. Power Electron. and Appl. (EPE)*, Brighton, UK, Vol. 5 pp. 7-14, September 1993.
- [78] Rufer, A. C., "An aid in the teaching of multilevel inverters for high power applications," *Conf. Rec., IEEE, PESC*, Atlanta, GA, pp. 347-352, June 1995.
- [79] Enjeti, P. N., and A. Rahman, "A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 4, pp. 806-813, July/August 1993.
- [80] Da Silva, E. R. C., S. B. De Souza Filho, and F. A. Coelho, "A single to three phase soft-switched converter, isolated and with input current shaping," *Conference Rec., IEEE Power Electron. Specialists Conference, PESC*, Atlanta, GA, pp. 1252-1257, June 1995.
- [81] Van der Broeck, H. W., and J. D. Van Wyk, "A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, No. 2, pp. 309-320, March/April 1984.
- [82] Yair, A., and J. Ben-Uri, "New three phase inverters with three thyristors," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 127 Part B, pp. 333-340, 1980.
- [83] Eastham, J. F., A. R. Daniels, and R. T. Lipcynski, "A novel power inverter configuration," *Conf. Rec., IEEE IAS Ind. Appl. Society Annual Meeting*, pp. 748-751, 1980.
- [84] Evans, P. D., R. C. Dodson, and J. F. Eastham, "Delta inverter," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol 127, Part B, pp. 333-340, November 1980.
- [85] Stielau, O. H., J. D. Van Wyk, and J. J. Schoeman, "A high density three phase high frequency link system for variable frequency output," *Conf. Rec., IEEE-IAS Ind. Appl. Society Annual Meeting*, San Diego, CA, pp. 1031-1036, October 1989.
- [86] Bose, B. K., "Introduction to AC drives," *Adjustable Speed AC Drive Systems*, B. K. Bose, (ed.), IEEE Press, New York, pp. 1-21, 1981.
- [87] Appun, P., and J. Koerber, "Von der Lokomotive Baureihe 120 zum ICE," *Elektr. Bahnen*, Vol. 84, pp. 257-264, 1986.
- [88] Pelly, B. R., "Power semiconductor devices—a status review," *Proc. IEEE-IAS, Int. Semiconductor Power Converter Conf.*, Orlando, FL, pp. 1-19, May 1982.
- [89] Adler, M. S., and S. R. Westbrook, "Power semiconductor switching devices—a comparison based on inductive switching," *IEEE Trans. Electron. Devices*, Vol. ED-29, No. 6, pp. 947-952, 1982.
- [90] Bergman, G. D., "The gate triggered turn-on process in thyristors," *Solid-State Electron.*, Vol. 8, pp. 757-765, 1965.
- [91] Dodson, W. H., and R. L. Longini, "Probed determination of turn-on spread in thyristors," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-13, pp. 478-484, 1966.
- [92] Adler, M. S., "Details of the plasma spreading process in thyristors," *IEEE Trans.*, Vol. ED-27, pp. 495-502, 1980.
- [93] Turnbull, F. G., "A carrier frequency gating circuit for static inverters, converters and cycloconverters," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-2, pp. 14-17, 1966.
- [94] van Wyk, J. D., "On carrier frequency gating systems for static switching circuits," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-5, pp. 140-142, 1969.
- [95] Hudgins, J. L., and W. M. Portnoy, "Gating effects on thyristor anode current

- di/dt ," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-2, pp. 149-153, 1987.
- [96] Hudgins, J. L., and W. M. Portnoy, "High di/dt pulse switching of thyristors," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-2, pp. 143-148, 1987.
 - [97] Wirth, W. F., "High speed snubberless operation of GTOs using a new gate drive technique," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, pp. 127-131, 1988.
 - [98] Swanepoel, P. H., J. D. van Wyk, and J. J. Schoeman, "Transformer coupled direct base drive technology for high voltage high power bipolar transistor PWM converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, pp. 1158-1166, 1989.
 - [99] Antic, D., and J. Holtz, "High efficiency dual transistor base drive circuit based on the Cuk converter topology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 38, pp. 161-165, 1991.
 - [100] Biswas, S. K., and B. Basak, "Some aspects in the design of discrete MOS-bipolar Darlington power switches," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, pp. 340-345, 1991.
 - [101] Prest, R. B., and J. D. van Wyk, "Pulsed transformer base drives for high efficiency, high current low voltage switches," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 3, pp. 137-146, 1988.
 - [102] Johnson, C. M., and P. R. Palmer, "Influence of gate drive and anode circuit conditions on the turn-off performance of GTO-thyristors," *Proc. Inst. Elec. Eng.-B*, Vol. 139, pp. 62-70, 1992.
 - [103] Ho, E. Y. Y., and P. C. Sen, "Effect of gate drive circuits on GTO-thyristor characteristics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. IE-33, pp. 325-331, 1986.
 - [104] Harada, K., H. Sakamoto, and M. Shoyama, "On the effective turn-off of GTO by a small saturable core," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-2, pp. 20-27, 1987.
 - [105] Stielau, O. H., J. J. Schoeman, and J. D. van Wyk, "A high performance gate/base drive using a current source," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, pp. 933-939, 1993.
 - [106] Matsuo, H., F. Kurokawa, K. Iida, T. Koga, and T. Kishimoto, "A new gate amplifier for high power GTO thyristors," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 557-561, 1991.
 - [107] Hinchcliffe, S., and L. Hobson, "High frequency switching of power MOSfets," *Int. J. Electron.*, Vol. 65, pp. 127-138, 1988.
 - [108] Hefner, A. R., "An investigation of the drive requirements for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 6, pp. 208-219, 1991.
 - [109] Ackva, A., T. Reckhorn, and M. Poluszny, "Kurzschlussfestigkeit und system-eigene Sicherheit durch optimale Ansteuerung: Eine Treiberstufe für Bipolartransistoren und IGBT im Vergleich," *ETZ-Archiv.*, Vol. 12, pp. 291-295, 1990.
 - [110] Swanepoel, P. H., and J. D. van Wyk, "Analysis and optimization of regenerative linear snubbers applied to switches with voltage and current tails," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 9, No. 4, pp. 433-442, 1994.
 - [111] Paice, D. A., and P. Wood, "Nonlinear reactors as protective elements for thyristor circuits," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-3, pp. 228-232, 1967.
 - [112] Calkin, E. T., and B. H. Hamilton, "Circuit techniques for improving the switching loci of transistor switches in switching regulators," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-12, pp. 364-369, 1976.
 - [113] McMurray, W., "Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-16, pp. 513-

- 523, 1980.
- [114] Steyn, C. G., "Analysis and optimization of regenerative linear snubbers," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 4, pp. 362-370, 1986.
 - [115] McMurray, W., "Efficient snubbers for voltage-source GTO inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-2, pp. 264-272, 1987.
 - [116] Bendien, J. C., H. W. van der Broeck, and G. Fregien, "Recovery circuit for snubber energy in power electronic applications with high switching frequencies," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-3, pp. 26-30, 1988.
 - [117] Undeland, T. M., et al., "A snubber configuration for both power transistors and GTO PWM-inverters," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 42-53, 1984.
 - [118] Zach, F. C., et al., "New lossless turn-on and turn-off (snubber) networks for inverters, including circuits for blocking voltage limitation," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 34-41, 1984.
 - [119] Holtz, J., and S. F. Salama, "High power transistor PWM inverter drive with complete switching energy recovery," *Proc. Int. Conf. Electrical Machines (ICEM)*, pp. 995-998, 1986.
 - [120] Boehringer, A., and H. Knöll, "Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen," *Elektrotech. Z.*, Vol. 100, pp. 664-670, 1979.
 - [121] Ferraro, A., "An overview of low loss snubber technology for transistor inverters," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 466-477, 1982.
 - [122] Steyn, C. G., and J. D. van Wyk, "Optimum nonlinear turn-off snubbers: design and applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, pp. 298-306, 1989.
 - [123] Divan, D. M., and G. Skibinski, "Zero switching loss inverters for high power applications," *Conf. Rec., IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 626-639, 1987.
 - [124] Patterson, O. D., and D. M. Divan, "A pseudo-resonant full bridge DC-to-DC converter," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 424-430, 1987.
 - [125] De Doncker, R. W., and J. P. Lyons, "The auxiliary resonant commutated pole converter," *Conf. Rec., IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 1228-1235, 1990.
 - [126] Ferreira, J. A., A. van Ross, and J. D. van Wyk, "A hybrid phase arm module with nonlinear resonant tank," *Conf. Rec., IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 1679-1685, 1990.
 - [127] Gutzwiller, F. W., "The current limiting fuse as fault protection for semiconductor rectifiers," *AIEE Trans.*, Vol. 77, pp. 751-754, November 1958.
 - [128] Jacobs, P. C., "Fuse application to solid-state motor and power control," *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.*, Vol. IGA-2, pp. 281-285, 1966.
 - [129] Crnko, T. M., "Current limiting fuse update—a new style fuse for protection of semiconductor devices," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-15, pp. 308-312, May/June 1979.
 - [130] Howe, A. F., and P. G. Newbury, "Semiconductor fuses and their applications," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 127, Part B, pp. 155-168, May 1980.
 - [131] Dubhashi, A. U., H. J. Rathod, and T. K. Sundararajan, "Power transistor protection schemes," *Int. J. Electron.*, Vol. 59, pp. 397-403, 1985.
 - [132] Fregien, G., "Overcurrent protection for GTO-thyristors," *Proc. European Conf. Power Electron. and Appl. (EPE)*, pp. 431-436, September 1987.
 - [133] Berger, T., "Schutzmassnahmen gegen Schaltueberspannungen in Thyristor-anlagen," *Elektrie*, Vol. 21, pp. 207-210, June 1967.
 - [134] Tunia, H., and A. Wojciak, "Surge suppressor design by means of nomograms," *Proc. 2nd IFAC Symp. on Control in Power Electron. and Electrical Drives*, Duesseldorf, Germany, pp. 345-353, 1977.

- [135] Barili, A., A. Brambilla, E. Dallago, and R. Romano, "Computer aided design of protection networks for power SCR choppers," *Proc. European Conf. Power Electron. (EPE)*, pp. 27-30, September 1987.
- [136] Kawabata, T., T. Asaeda, M. Sigenobu, and T. Nakamura, "Protection of voltage source inverters," *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, Tokyo, pp. 882-893, 1983.
- [137] Skibinski, G. L., J. D. Thunes, and W. Mehlhorn, "Effective utilization of surge protection devices," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. IA-22, pp. 641-652, July/August 1986.
- [138] Wetzel, P., "Ueberspannungsschutzelemente fuer die Leistungselektronik," *Elektrotech. Z. ETZ*, Vol. 100, pp. 431-433, 549-551, 1979.
- [139] Wetzel, P., "Metalloxid-Varistoren schuetzen Leistungshalbleiterbauelemente," *BBC Nachrichten*, pp. 97-105, 1981.
- [140] Jinzenji, T., T. Kudor, H. Nishikawa, and T. Sakuma, "Application of zinc oxide varistors to DC low-voltage thyristor circuit breakers," *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, Tokyo, pp. 904-915, 1983.
- [141] Lawatsch, H. M., and J. Vitins, "Protection of thyristors against overvoltage with breakover diodes," *IEEE Trans Ind. Appl.*, Vol. 24, pp. 444-448, May/June 1988.
- [142] Berendsen, C. S., G. Champanois, J. Davoine, and G. Rostang, "How to detect and to localize a fault in a DC-to-DC converter," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron., Control and Instrumentation (IECON)*, San Diego, pp. 536-541, 1992.
- [143] Crees, D. E., G. Humpston, D. M. Jacobson, and D. Newcombe, "Silicon/heatsink assemblies for high power device applications: present technology and its applications," *GEC J. of Res.*, Vol. 6, pp. 71-79, 1988.
- [144] Noren, D., "Heatpipe/sink combination cools sealed power modules," *Power Conversion and Intelligent Motion*, pp. 15-18, June 1988.
- [145] Smit, M. C., J. A. Ferreira, J. D. van Wyk, and M. Ehsani, "Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications," *Proc. European Conf. Power Electron. and Appl. (EPE)*, Vol. 2, pp. 173-178, 1993.
- [146] Hofsajer, I. W., J. D. van Wyk, and J. A. Ferreira, "Functional component integration in a multikilowatt resonant converter," *Proc. European Conf. Power Electron. and Appl. (EPE)*, Vol. 2, pp. 125-130, 1993.
- [147] Reimers, E., "Power transfer in DC chopper motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-17, pp. 302-314, May/June 1981.
- [148] Ludbrook, A., and M. Ehsani, "Burndown prevention in static power converter equipment," *Conf. Rec., IEEE-IAS*, Toronto, pp. 899-904, 1985.
- [149] Ishida, M., and M. Ueda, "Stability of current-source induction motor drive system," *Elec. Eng. in Japan*, Vol. 98, No. 6, pp. 54-64, 1978.
- [150] Ahmed, M. M., J. A. Taufiq, C. J. Goodman, and M. Lockwood, "Electrical instability in a voltage source inverter-fed induction motor drive at constant speed," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 133, Part B, pp. 299-307, 1986.
- [151] Itoh, R., "Stability of a PWM current source rectifier/inverter fed induction motor drive," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 137, Part B, pp. 348-354, 1990.
- [152] Mutoh, N., A. Ueda, K. Sakai, M. Hattori, and K. Nandoh, "Stabilizing control method for suppressing oscillations of induction motors by PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 37, pp. 48-56, February 1990.
- [153] Takahashi, I., and H. Mochikawa, "Optimum PWM waveforms of an inverter

- for decreasing acoustic noise of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. IA-22, pp. 828-834, September/October 1986.
- [154] Belmans, R. J. M., L. d'Hondt, A. J. Vandenput, and W. Geysen, "Analysis of the audible noise of three-phase squirrel-cage induction motors supplied by inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. IA-23, pp. 842-847, September/October 1987.
 - [155] Habetler, T. G., and D. M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 665-671, 1989.
 - [156] Sattler, P. K., "Parasitaere Drehmomente von Stromrichtermotoren," *Elektrotech. Z. ETZ-A*, Vol. 88, pp. 89-93, February 1967.
 - [157] Harders, H., and B. Weidemann, "Pendelmomententwicklung bei der stromrichtergespeisten Asynchronmaschine mit Beruecksichtigung des welligen Zwischenkreisstromes," *Arch. f. Elektrotech.*, Vol. 64, pp. 297-305, 1982.
 - [158] Andresen, E., and K. Bieniek, "On the torques and losses of voltage- and current-source inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, pp. 321-327, March/April 1984.
 - [159] Wahsh, S., "Torque pulsation harmonics in PWM inverter induction motor drives," *ETZ Arch.*, Vol. 11, pp. 267-271, 1989.
 - [160] Ferreira, J. A., *Electromagnetic Modelling of Power Electronic Converters*, 192 pp., Kluwer, Boston, 1989.
 - [161] Van Wyk, J. D., and J. A. Ferreira, "Some present and future trends in power electronic converters," *Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, San Diego, Vol. 1, pp. 9-18, 1992.
 - [162] Ninomiya, T., and K. Harada, "Common mode noise generation in a DC-to-DC converter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron Syst.*, Vol. AES-16, pp. 130-137, 1980.
 - [163] Nakahara, M., T. Ninomiya, and K. Harada, "Surge and noise generation in a forward DC-to-DC converter," *IEEE Trans.*, Vol. AES-21, pp. 619-630, 1985.
 - [164] Sinclair, A. J., J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "A systematic study of EMI-reduction by physical converter layout and suppressive circuits," *Proc. IEEE Industrial Electron. Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, Hawaii, Vol. 2, pp. 1059-1065, 1993.
 - [165] Dos Reis, F. S., J. Sebastian, and J. Uceda, "Characterization of conducted noise generation for Sepic, Cuk, and Boost converters working as power factor preregulators," *Proc. IEEE Industrial Electron. Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, Hawaii, Vol. 2, pp. 965-970, 1993.
 - [166] Chew, W. M., P. D. Evans, and W. J. Heffernan, "High frequency inductor design concepts," *Conf. Rec., IEEE PESC*, pp. 673-678, 1991.

第4章 电子功率变换的脉宽调制技术

J. Holtz

4.1. 引言

电功率的有效和快速控制是现代自动化生产的关键技术,它是由电子功率变换器完成的。变换器利用半导体开关的快速重复接通和断开,将能量从电源转换为可控的离散值形式。产生开关函数的方法——脉宽调制技术——有各种各样的,从简单的取平均值到复杂的实时优化方法,本章将予以综述。其主要应用领域是交流调速传动。电机负载需要三相的变压变频电源,转子转速由供电频率控制;电机磁链由供电电压决定。功率要求的范围从几千瓦到几个兆瓦。它的功率一般取自直流电源,然后利用电子直流-交流变换器转换为三相交流。输入的直流电压大多为幅值恒定,从公用电源经整流而得到。另外亦可取自蓄电池,用于不间断电源和电动车辆传动。

4.2. 直流-交流功率变换

4.2.1. 功率放大原理

有两个基本原理可用于可控直流-交流变换。图4-1(a)表示一个线性功率放大器 V ,其输出电压正比于输入控制信号 $u^*(t)$,只要不超过最大直流电源电压 U_d 。因为负载电流 i_L 从电源流经放大器,所以理想放大器的损耗是:

$$P_L = (U_d - u_L) \cdot i_L > 0 \quad (4.1)$$

放大器损耗有可能达到和负载所消耗的功率同样大小,这样,功率等级超过一二百瓦的线性放大器就不经济了。

图4-1(b)所示的开关型放大器是另一种方案。在输入信号和电子功率开关之间加入一个脉宽调制放大器,调制器将输入的连续量 $u^*(t)$ 变换到瞬时开关时刻为 t_i 的脉冲序列。调制过程可由图4-2(a)说明。开关时刻决定于基准

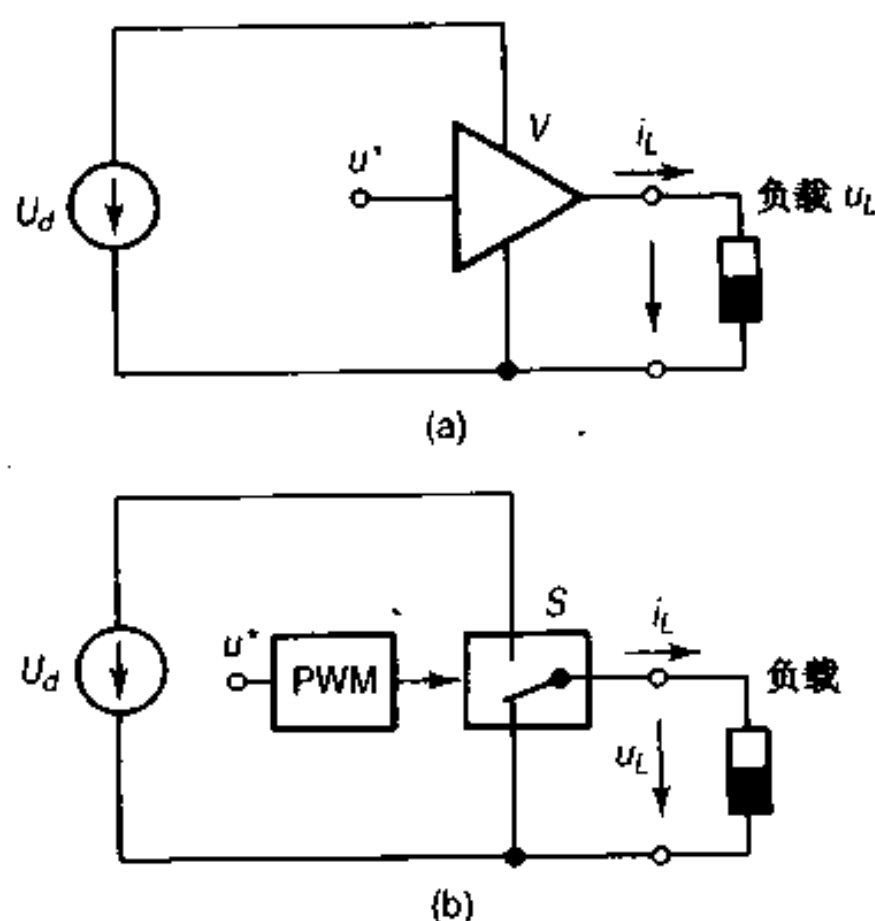


图4-1 直流功率变换为交流功率
(a) 线性放大器 (b) 开关型放大器

信号 $u^*(t)$ 和恒频 $f_s = 1/T_s$ 三角形载波信号 $u_{cr}(t)$ 的交点。 $u_{cr}(t)$ 的直线斜率保证了图 4-2 (b) 中开关状输出电压 u_L 的占空比

$$d = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (4.2)$$

与基准信号成正比。只要 f_s 足够大, 这个结果总是正确的。这样可以认为在 T_s 时间间隔内, $u^*(t)$ 是一个恒值。

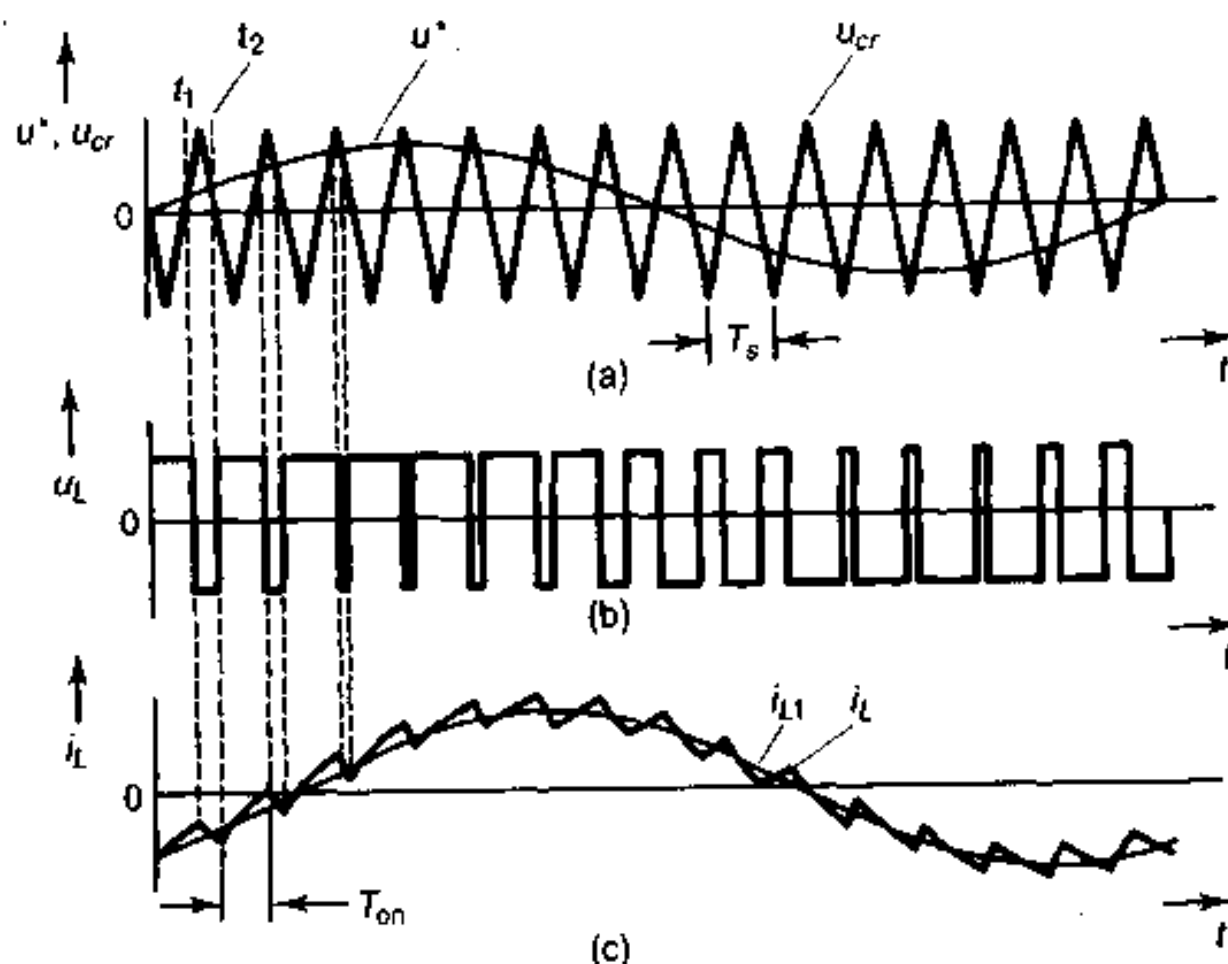


图 4-2 脉宽调制波形

(a) 基准信号与载波信号 (b) 负载电压 (c) 负载电流, 其波形对应于图 4-5 的拓朴

在多数情况下, 负载电路包含有感性成分, 结果在负载电压和负载电流之间呈低通特性。如果负载电路时间常数 $T_L = L_L/R_L$ 相对调制器开关周期很大时, $T_L \gg T_s$, 则负载电压中包含的开关谐波在负载电流中将被大大抑制, 基波电流与谐波分量相比则占主要成分。负载基波电压与基准信号成正比, $u_{L1}(t) \propto u^*(t)$, 这表明基波信号是线性放大的。

理想开关式放大器的损耗总是为零,

$$P_L = (U_d - u_L) \cdot i_L \equiv 0 \quad (4.3)$$

当开关闭合时, 跨于开关两端的电压 $U_d - u_L$ 为零, 而当开关断开时, 通过开关的电流为零。因此, 开关型放大器的损耗并不构成限制其控制功率量级的主要因素。实际上, 三相开关型变换器的功率在应用中已达数十兆瓦。

4.2.2. 半导体开关

现代半导体科学技术已可提供许多种类电子开关用于开关型变换器。图 4-3 给出了一些最重要的半导体器件的表示符号及其典型的功率规格。

功率场效应晶体管(MOSFET)器件虽然其可控容量有限, 但其允许的开关频率却最高。其通态电阻的增加倍数几乎是阻断电压增加倍数的 2.6 次方, 使得高电压 MOSFET 的

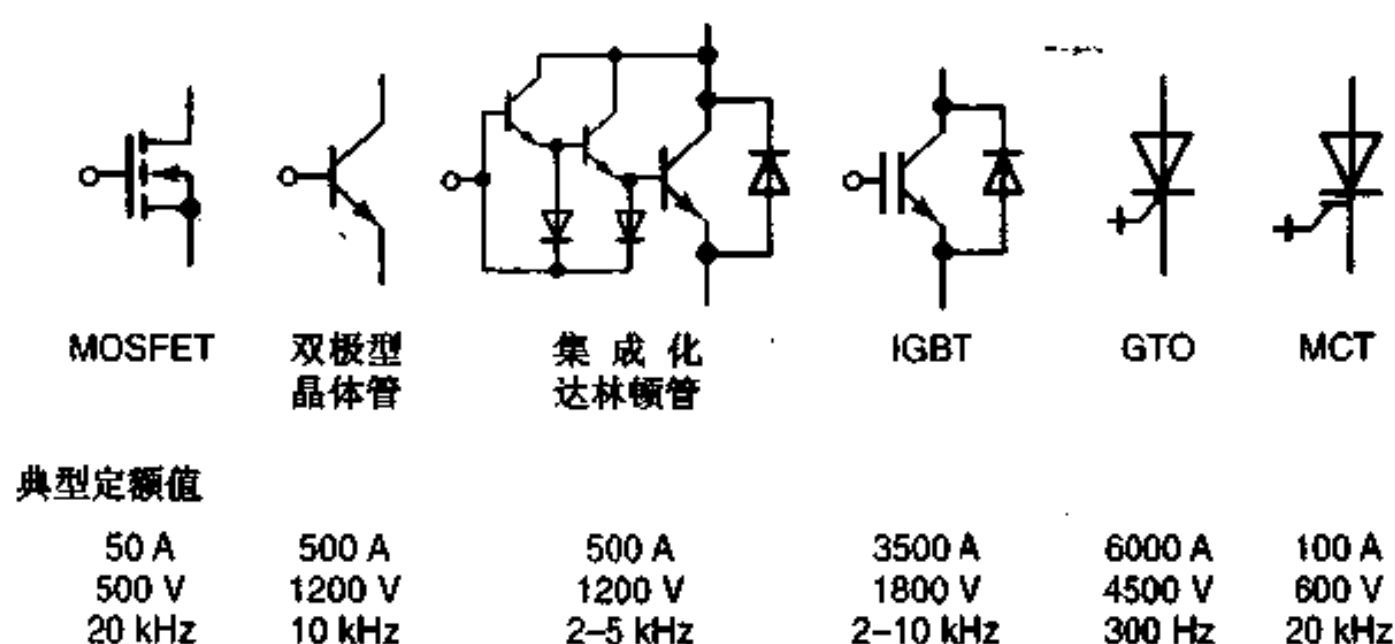


图 4-3 功率半导体开关和定额

效率很低。

门极绝缘双极型晶体管(IGBT)是一种新型并具有吸引力的器件,它可作为替代集成达林顿晶体管的一种更好的功率半导体开关。IGBT 综合了集成达林顿晶体管和场效应管(MOSFET)的长处,具有低开关损耗和低门极驱动功率的优点。器件的快速通断过程会产生很高的 dv/dt ,这就要求在变换器设计时特别注意沿连接(变换器和负载间)电缆的电磁辐射和传导发射,负载线圈要用特殊绝缘材料以耐受高 dv/dt 应力。IGBT 变换器的功率范围大约可覆盖到 1 兆瓦,器件并联时功率可更大。降容使用时,开关频率范围可提高到数千赫至 10 kHz。

功率范围超过 2~3 MW 属于可关断晶闸管(GTO)的应用领域。GTO 的内部为四层结构,由于存在与外部负载电流成正比的电荷载流子,因而可保持低通态电压。门极短时脉冲电流可使 GTO 转换为导通状态并吸收很大幅值的浪涌电流而与门极电流的大小无关。GTO 开关的转换时间较长,对开通时负载电流的突变和关断时电压的突变较为敏感,因此必须采用保护电路来分别限制 di/dt 和 dv/dt 。在开关转换中引发的高动态损耗,使得开关频率限制在几百赫。

MOS 控制晶闸管(MCT)是一种很有发展前途的高频率开关器件,但在大功率等级的开发应用上,尚未达到像现有器件那样成熟的水平。

图 4-4 所示为以最大导通电流 $I_{\max}$ 、最大阻断电压 $U_{\max}$ 、最大开关频率 $f_{s\max}$ 表示的功率半导体器件的电气特性。在所有动力系统中,通常的限制参数是最大热耗散功率。半导体的热损耗释放到散热器上,以保持器件的内部温度在安全范围之内。对大多数功率半导体而言,绝对的温度极限值大约是 125°C。可以预期,将来可借助于其他半导体材料替代硅而使温度极限值得到提高。

功率半导体的损耗可分成两个主要部分:开通损耗

$$P_{on} = f(u_{on}, i_L) \quad (4.4a)$$

动态损耗

$$P_{dyn} = f_s \cdot g(U_d, i_L) \quad (4.4b)$$

式中 u_{on} ——器件的正向压降。

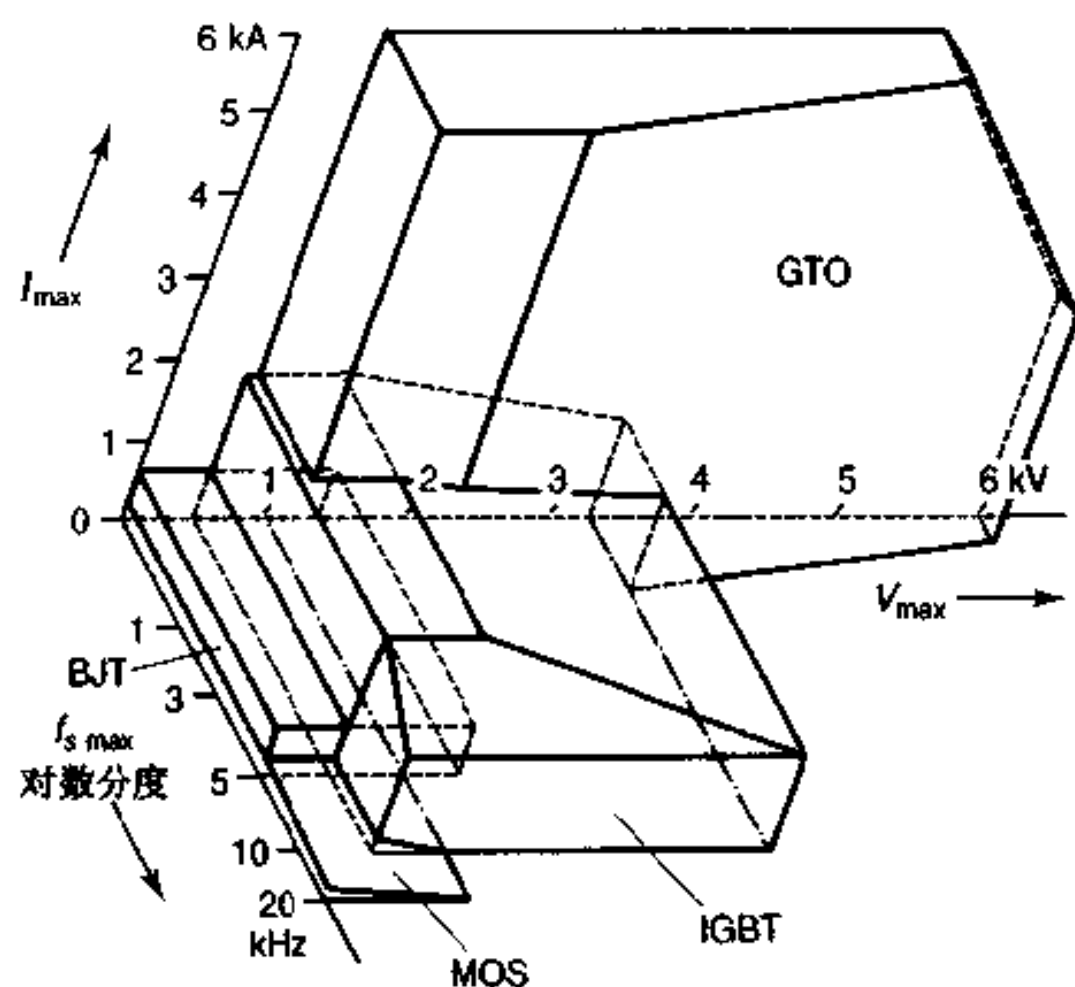


图 4-4 功率半导体开关特性

从公式(4.4a)和(4.4b)可见,功率等级一旦由直流供电电压 U_d 、最大负载电流 I_{Lmax} 确定之后,开关频率就成为主要的设计参数。在4.4.6节中将讨论到 f ,必须足够高,以保证开关谐波不会影响负载——例如交流电机——的特性。另一方面,开关损耗(式4.4b)与开关频率 f 成正比。更严重的是半导体器件的动态损耗将随额定功率值的增加而增大,这一点从图4.4中可明显看出,或者是频率高,或者是电压与电流乘积大。

上述矛盾可以藉选用成熟的脉宽调制方法来解决,目的在于减少开关谐波和器件的动态损耗。该方法的复杂性和成本的增加可以从减少谐波损耗和改善性能得到补偿,特别是在大功率等级时。

4.2.3. 半桥拓扑

现有的功率半导体开关都是单极性的,即全控开关的特性是电流单向流动的。在电压源结构中要控制双向交流电流就需要两个反并联的半导体开关,每个电流方向一个开关。图4-5所示半桥电路——这个构成电压源直流-交流变换器的基本部件——可满足这个要求。它有两个双向开关,构成相当于图4-1(b)的开关S。每个双向开关由一个全控功率半导体器件,如图4-5中所示的双极型晶体管T1(或T2)和一个反并联的二极管D1(或D2)组成。

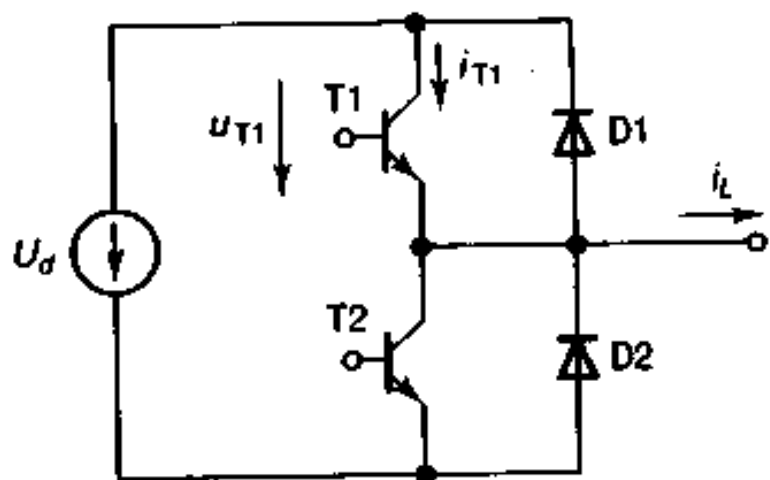


图 4-5 半桥结构

图4-5的半桥中各二极管并非全控。假设负载电流 i_L 为正,当T1导通时,它将流过上面的开关T1,或者当T1不导通时将流过下面的D2。当T1关断时,负载电流将从T1换流

到 D2。在此期间 T1 两端建立起电压 u_{T1} , 最后达到 $u_{T1} > U_d$, 因而电压 $L_s \frac{di_{T1}}{dt}$ 变负, i_{T1} 减小。 L_s 是换流电感, 它可以是集中参数的电路元件, 亦可以是功率电路拓扑中连接导体间分布的杂散电感。

当 T1 再次开通时, 电压源 U_d 强迫在回路 $U_d - T1 - D2$ 产生环流 i_c , 使 i_L 转移到 T1。当 $i_c > i_L$ 时, 二极管 D2 阻断。负载电流反向时的情况相同, T2 代替 T1, D1 代替 D2。

4.2.4. 三相功率变换

利用脉宽调制(PWM)的开关放大器产生单相交流波是相当简单的。很多单相负载具有中等功率, 允许在高开关频率下运行。在 4.5 节和 4.6 节将讨论的任何方法都能方便地用于单相运行。

当考虑 PWM 用于三相电压系统时, 问题就比较复杂了。优选的动力电路是由三个半桥电路组成的基本电压源拓扑结构, 如图 4-6 所示。根据相应的开关状态, 每个负载端点在给定的时间上可假定为电位 $+U_d/2$ 或 $-U_d/2$ 。

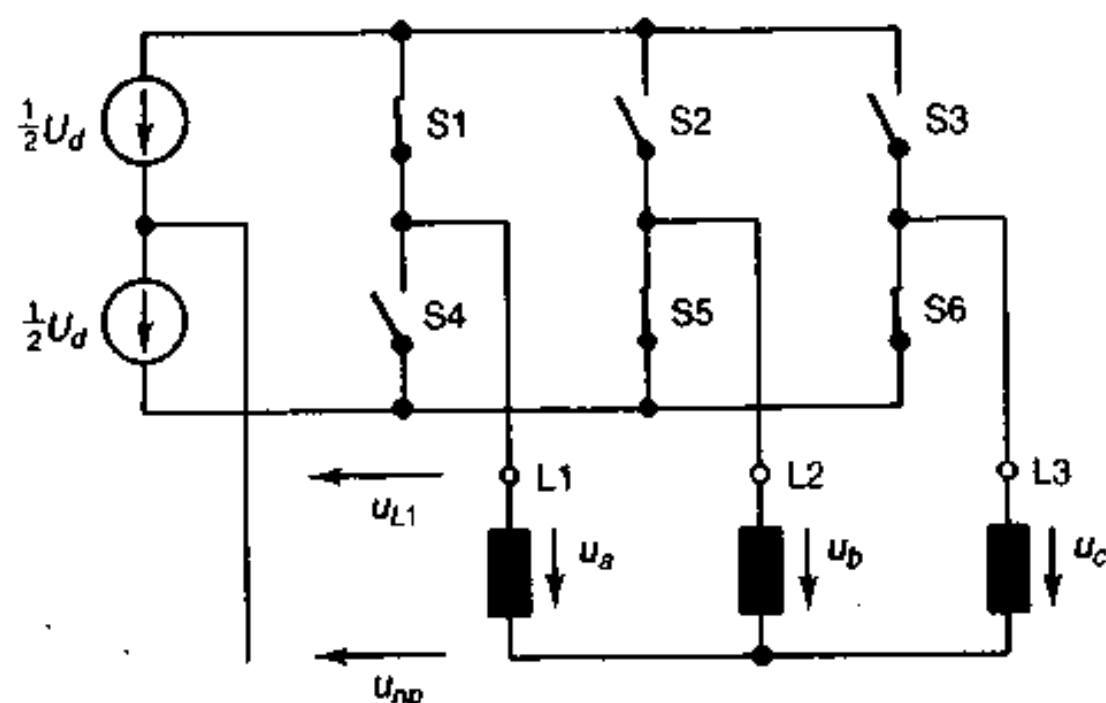


图 4-6 三相功率变换器

开关对 S1-S4(S2-S5, S3-S6)组成半桥, 每一时刻半桥中仅有一个开关闭合

电压波形如图 4-7(a)所示。根据三相半桥的开关时刻, 基本周期可分为 6 个相同的时间间隔, 运行六阶梯波模式, 功率开关的开关频率等于基波频率。

当上半桥有 1 个以上开关闭合时, 负载中性点电位 u_{np} 为正, 如图 4-7 所示; 当下半桥有 1 个以上开关闭合时, 中性点电位为负。图 4-7(b)中表示的电位图对应于对称负载阻抗的情况。

相电压 $u_a = u_{L1} - u_{np}$ 示于图 4-7(c)中的上图, 它与其他相电压 u_b, u_c 形成三相对称非正弦电压。因为 u_{np} 的频率是 u_{Li} ($i=1, 2, 3$) 频率的 3 倍, 而振幅正好等于 u_L 幅值的三分之一, 所以波形刚好包含全部 u_L 中的三倍频谐波。因为 $u_a = u_{Li} - u_{np}$, 所以在相电压中不再有三倍频谐波。一般情况, 平衡的三相 PWM 波形也是这样的。所有三倍频谐波构成的零序系统, 在电机绕组中不会产生零序电流, 只要与负载星形中点没有电气连接, 例如图 4-6 中 u_{np} 不被短接。

图 4-7 还表明, 任何半桥电位的改变总要影响其他两相, 因此在设计 PWM 策略和分析

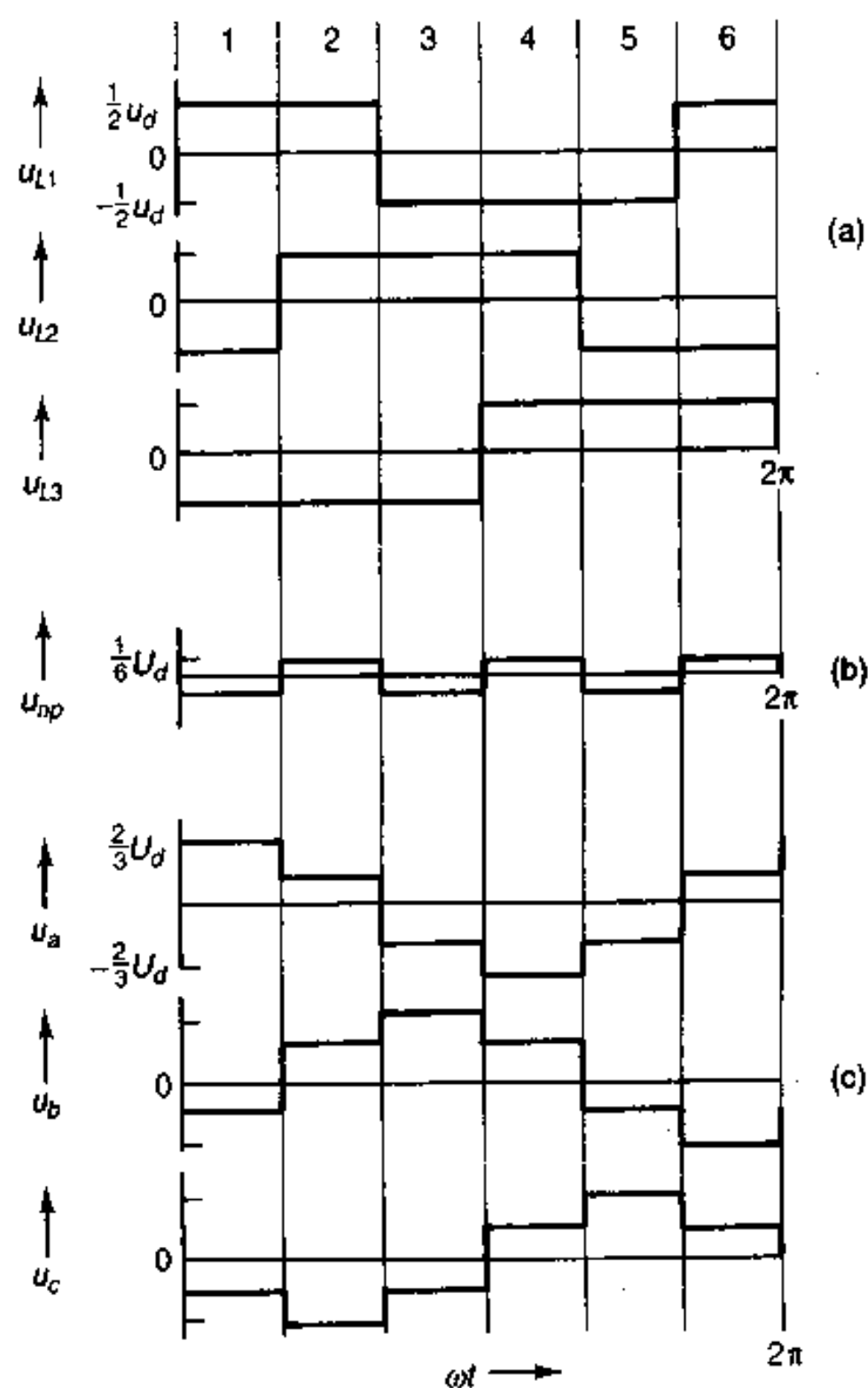


图 4-7 三相电压开关波形
(a) 逆变器端点的电位 (b) 负载的中性点电位 (c) 负载的相电压

PWM 波形时,最好是把三相的电压看做一个整体而不是分别着眼于各个相电压。

空间矢量方法完全符合这个要求。由于三相 PWM 主要用于三相交流传动控制,因此交流电机的定子绕组以后将作为典型的交流负载。

4.3. 空间矢量导论

4.3.1. 定义

一个三相对称绕组放在电机的定子中,如图 4-8(a)所示。三相轴线分别用单位矢量 1 、 a 、 a^2 表示,其中 $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 。图 4-8(b)是绕组的符号表示形式。略去空间谐波,相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 产生一个沿气隙按正弦分布的电流密度波(MMF 波),象征性地示于图 4-8(a)中。MMF 波以相电流的角频率旋转,同任何按时间或空间正弦分布的量一样,MMF 可以用一复数相量 A 表示,如图 4-8(a)所示。但 MMF 波不如用等值电流相量 i 表示更好,因为它直接与三相

电流 i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 相关联,并可直接从电机的端点测量到:

$$i_s = \frac{2}{3}(i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}) \quad (4.5)$$

下标 s 对应于电机的定子。

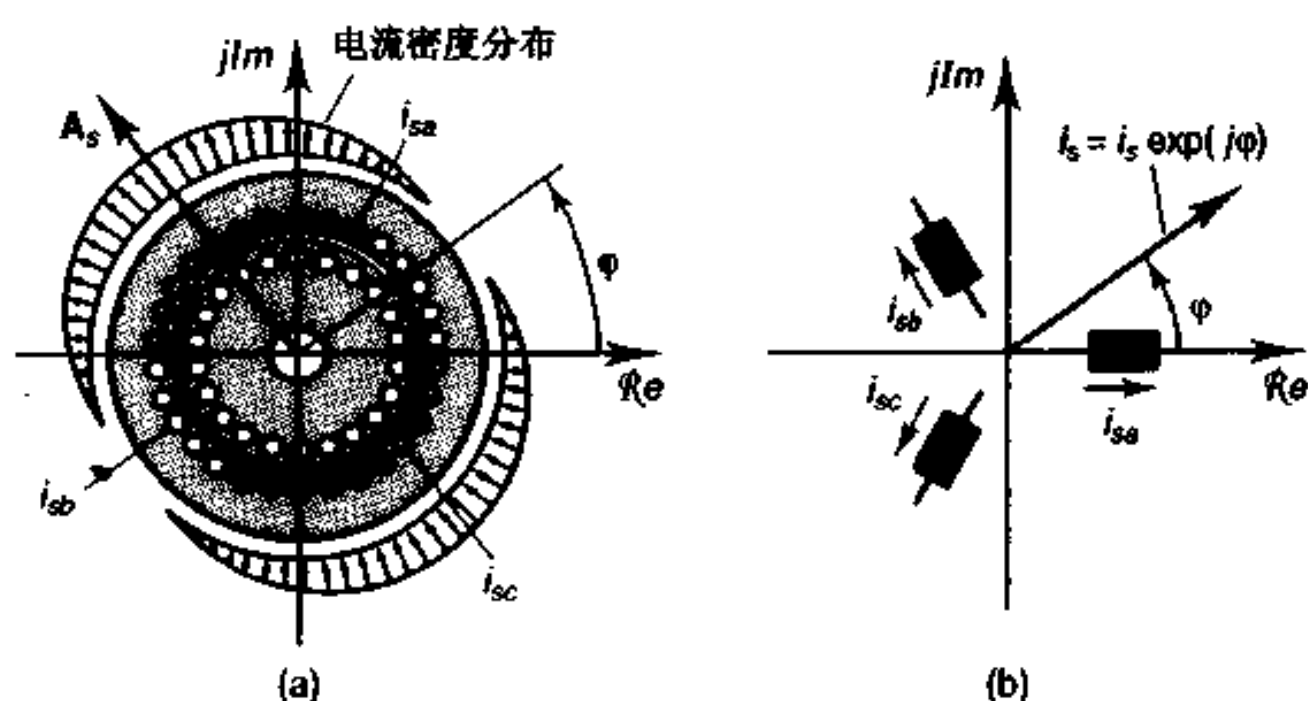


图 4-8 电流空间矢量定义

(a) 感应电动机的截面 (b) 在复平面上的定子绕组和定子电流空间矢量

方程式(4.5)中的复相量在文献中经常被称为电流空间矢量[1],它和 MMF 分布 A_s 产生的磁通密度波在空间有相同的方向。

同样,正弦磁通密度波可以用空间矢量表示,然而,更乐于选用一个特定三相绕组的磁链分布作为描述的量。例如,图 4-8 中定子绕组磁链空间矢量可写为

$$\Psi_s = l_s i_s \quad (4.6)$$

一般情况,当电机产生非零转矩,定子电流矢量 i_s 和转子矢量 i_r 都不是零,所产生的定子磁链是

$$\Psi_s = l_s i_s + l_h i_r \quad (4.7)$$

式中, $l_s = l_h + l_{so}$ 是定子绕组的三相电感; l_h 是定子和转子绕组间的三相互感; l_{so} 是定子漏感。三相电感是与三相电流所产生的磁链相关的电感值,例如,定子绕组三相电感 $l_s = \Psi_{sa} / i_{sa}$ 。式中, Ψ_{sa} 和 i_{sa} 分别是 a 相定子磁链和定子电流。然而,产生 Ψ_{sa} 的磁场是所有三相电流 i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 产生的,因此 $l_s = 3/2 L_{sh} + L_{so}$ 。式中, L_{sh} 是每相定子绕组的主电感, L_{so} 是每相的定子漏感。注意: $l_{so} = L_{so}$ [1]。

此外

$$i_r = \frac{2}{3}(i_{ra} + a i_{rb} + a^2 i_{rc}) \quad (4.8)$$

是转子电流空间矢量。 i_{ra} 、 i_{rb} 和 i_{rc} 是三相转子电流。注意,从方程式(4.6)或式(4.7)可以看出,磁链 Ψ_s 也是空间正弦分布的。

旋转磁链波在定子绕组中产生的感应电压,表示如下:

$$u_s = \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (4.9)$$

其中

$$u_s = \frac{2}{3}(u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) \quad (4.10)$$

是由三相定子电压 u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 定义的定子电压空间矢量。

与空间矢量有关的各相分量可以从该空间矢量在对应相的轴线上的投影得到。例如, 已知空间矢量 u_s , 我们可得到各相的电压为

$$\begin{aligned} u_{sa} &= \operatorname{Re}\{u_s\} \\ u_{sb} &= \operatorname{Re}\{a^2 \cdot u_s\} \\ u_{sc} &= \operatorname{Re}\{a \cdot u_s\} \end{aligned} \quad (4.11)$$

4.3.2. 标么化

本章均采用标么化的量(即标么值)。空间矢量以所接电机的额定值作为基准进行标么化, 其基准值分别为:

- 额定相电压最大值 $\sqrt{2} U_{phR}$
- 额定相电流最大值 $\sqrt{2} I_{phR}$
- 额定定子频率 ω_{sR}

根据 4.4.4 节给出的最大调制制度的定义, 直流母线电压的标么值为 $U_d = \pi/2$ 。

4.3.3. 开关状态矢量

由频率为 ω_s 的三相对称电压 u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 构成的空间矢量为

$$u_s = u_s \cdot e^{j\omega_s t} \quad (4.13)$$

将三相电压代入式(4.10), 即可得到此式。

由图 4-6 所示开关型功率变换器供电的三相电机, 其端电压为对称矩形三相电压, 如图 4-7 所示。在基波的 1/6 周期内, 三相的电位保持不变。将这些相电压代入方程(4.10), 可得到一组 6 个有效开关状态矢量 $u_1 \cdots u_6$, 如图 4-9 所示。

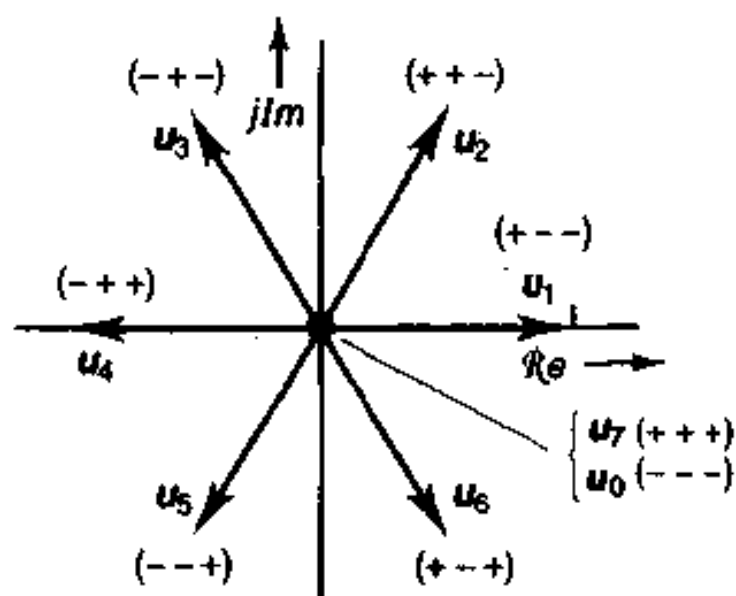


图 4-9 复平面上的开关状态矢量
括号内表示三个半桥的开关极性

在脉宽调制波形下工作时, 在图 4-9 的模型上增加两个零矢量 u_0 和 u_7 。零矢量分别对应于逆变器上半桥的开关全部闭合, 或者是下半桥的开关全部闭合, 此时电机的三个端点短接在一起, 电压矢量设定为零幅值。存在两个零矢量, 可以为 PWM 控制策略的设计增加一个自由度。

利用方程式(4.11), 可以根据图 4-9 开关状态模型来形成图 4-7(c)的三相电压。

4.3.4. 推广

在研究直流电源变换为三相交流的情况时, 在逆变器输出端可用滤波器和外接负载代替电动机。这种负载电路虽然不是空间分布的, 但所起作用完全和电机负载一样, 因此通常允许把空间矢量法推广到等值集中参数电路的分析。

4.4. 性能指标

在交流传动中,电机的漏电感和机械系统的惯性对于开关电压波形中的谐波分量具有低通滤波作用。以开关模式运行所引起的问题是电流波形畸变、变换器和负载中的谐波损耗和电机转矩的振动。这些不良影响可以用性能指标来估计[2~7]。这些指标可为不同PWM方法的品质比较和为特定应用选择脉宽调制器提供根据。

4.4.1. 电流谐波

谐波电流主要影响电机的铜耗,它是构成电机损耗的主要部分。谐波电流的有效值

$$I_{h\text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (4.14)$$

不仅与脉宽调制器性能有关,而且与电机内部的阻抗有关。如果用畸变因数作为评定品质的指标,这些影响就可以排除。这个量可从周期电流的谐波分量标么值推导而得

$$\frac{I_{h\text{ rms}}}{I_1} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_v^2} = \frac{\omega_1 L_\sigma}{U_1} \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} \left(\frac{U_v}{v \omega_1 L_\sigma} \right)^2} \quad (4.15)$$

其中, I_1 是基波电流有效值; I_v 是傅氏电流分量的有效值。

公式(4.15)是从图4-10的交流负载的简化等值电路求出的。假定负载由六阶梯波的逆变器供电, U_v 傅氏电压分量很容易从矩形波确定,并从方程式(4.15)求得

$$\frac{I_{h\text{ rms 六阶梯}}}{I_1} = 0.0464 \quad (4.16)$$

方程式(4.15)除以上述标么值,可得到畸变因数

$$d = \frac{I_{h\text{ rms}}}{I_{h\text{ rms 六阶梯}}} \quad (4.17)$$

在这个定义中,给定开关序列下的畸变电流 $I_{h\text{ rms}}$ [式(4.14)]被折算为同一交流负载运行在六阶梯波模式(即图4-7(c)的非脉冲式矩形波)下的畸变电流 $I_{h\text{ rms 六阶梯}}$ 。方程式(4.17)的定义用以评价PWM法在交流侧的电流畸变,它与负载的性质无关。根据定义,六阶梯波运行时 $d=1$ 。注意,脉冲式波形的畸变因数 d 可能比矩形波高得多,如图4-26所示。

电流空间矢量轨迹的谐波分量为

$$I_{h\text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)] \cdot [i(t) - i_1(t)]^* dt} \quad (4.18)$$

从上式和方程(4.17)可求出 d , 方程式(4.18)中的 $*$ 号表示共轭复数。

负载电路的铜耗与谐波电流的平方成正比: $P_{\text{Cu}} \propto d^2$ 。这里, d^2 有损耗因数的意义。

4.4.2. 谐波频谱

各频率分量在非正弦电流中所占的份额可用谐波电流谱来表达,它比总畸变因数 d 可提供更详细的说明。在同步PWM中,我们可得到离散电流频谱 $h_i(k \cdot f_1)$ 。其中,开关频率 $f_s = N \cdot f_1$ 是基频 f_1 的整倍数; N 是脉冲数或称频率比; k 是谐波分量的阶次。注意,本章中所有谐波频谱均为方程式(4.17)那样标么化的:

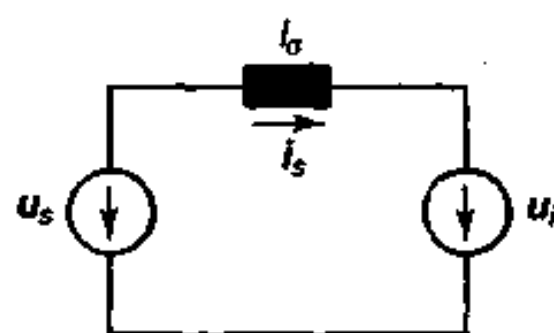


图 4-10 交流负载的简化等值电路,如感应电动机

$$h_i(k \cdot f_1) = \frac{I_{h \text{ rms}}(k \cdot f_1)}{I_{h \text{ rms 六阶梯}}} \quad (4.19)$$

上式说明,脉冲调制方法的特性与所接负载的参数无关。

非同步脉冲序列产生的谐波电流幅值密度谱 $h_d(f)$, 是频率的连续函数。所测频谱包括周期分量 $h_i(k \cdot f_1)$ 和非周期分量 $h_d(f)$ 。由于这些量有不同的物理量纲, 因此必须在纵坐标上用不同的刻度表示, 如图 4-46 所示。标么化离散谱 $h_i(k \cdot f_1)$ 没有物理量纲, 而幅值密度谱 $h_d(f)$ 的单位是 $\text{Hz}^{-1/2}$ 。

标么化的谐波电流方程式(4.17)可从离散谱方程式(4.19)计算而得

$$d = \sqrt{\sum_{k \neq 1} h_i^2(k \cdot f_1)} \quad (4.20)$$

如从幅值密度谱计算, 则得

$$d = \sqrt{\int_{0, f \neq f_1}^{\infty} h_d^2(f) df} \quad (4.21)$$

另一个评定 PWM 方法的品质指标是逆变器畸变因数与开关频率的乘积 $d \cdot f_s$ 。该值可用来比较在不同开关频率下工作的各种 PWM 方法。这个指标($d \cdot f_s$) 在脉冲数 N 大于 15 才有效, 因为 N 低于此数时关系是非线性的。

4.4.3. 空间矢量轨迹

PWM 方法也可直观地从复平面上电流和定子磁链矢量的轨迹来评价。这些轨迹可以在调制器和逆变器运行时实时地记录下来。电流矢量可根据所测相电流利用式(4.5)计算得出; 而磁链矢量可从所测电压经积分得出。磁链轨迹在较低基频时有误差, 这是由于忽略绕组上的电阻压降而造成的。

稳态轨迹的谐波含量可以从与基波分量轨迹圆的偏差观测出来, 虽然幅值的偏差容易辨别, 而相位的偏差也同样重要。图 4-11 示例给出了非最优调制方法[图 4-11(a)和图 4-11(b)]和相应的优化模型[图 4-11(c)和图 4-11(d)]的对比, 它们有较大的幅值和相位偏差。

4.4.4. 最大调制度

调制度, 即标么化的基波电压, 定义为:

$$m = \frac{u_1}{u_{1 \text{ 六阶梯}}} \quad (4.22)$$

其中, u_1 是被调制的开关序列波的基波电压; $u_{1 \text{ 六阶梯}} = \frac{2u_d}{\pi}$ 是六阶梯模式下运行时的基波电压。式中, $0 \leq m \leq 1$ 。因此, 根据定义单位调制度只有在六阶梯模式下才能达到。

调制度的最大值 $m_{\max}$ 可以有 25% 幅度的差别, 这取决于 PWM 方法。由于 PWM 逆变器的最大功率与交流侧的最大电压成正比, 因此最大调制度代表着设备的利用系数。

4.4.5. 谐波转矩

给定的开关序列在交流电机中产生的脉动转矩可用下式表示

$$\Delta T = \frac{T_{\max} - T_{av}}{T_R} \quad (4.23)$$

其中 $T_{\max}$ —— 最大气隙转矩;

T_{av} —— 气隙平均转矩;

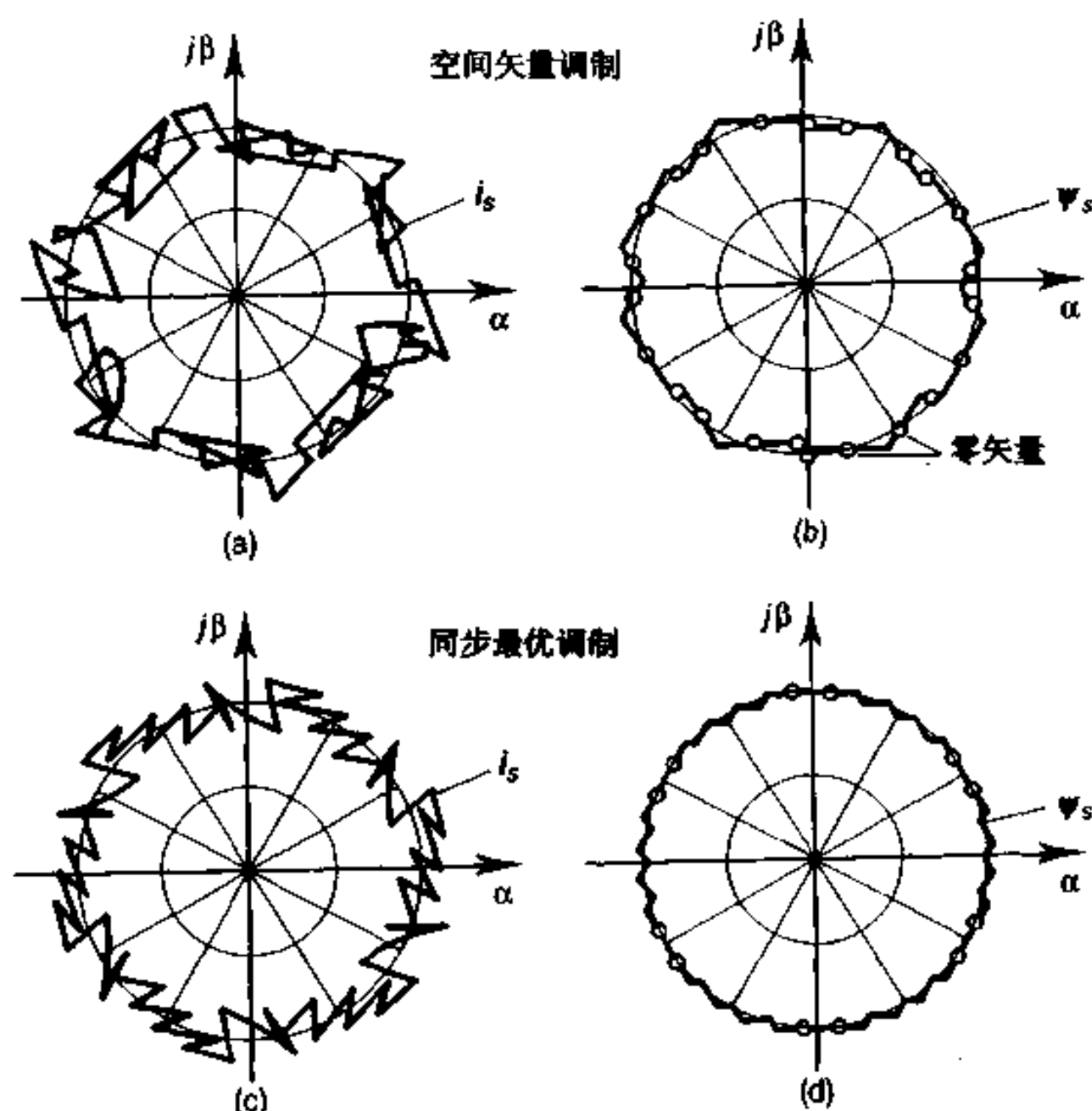


图 4-11 非最优空间矢量(上面图形)和优化调制技术(下面图形)
(a)和(c) 电流轨迹 (b)和(d) 定子磁链轨迹

T_R ——电机额定转矩。

虽然谐波转矩是由谐波电流产生的,但二者之间并没有精确的关系。

4.4.6. 开关频率和开关损耗

功率半导体的损耗可细分为两大部分:开通损耗

$$P_{on} = g_1(u_{on}, i_L) \quad (4.24a)$$

动态损耗

$$P_{dyn} = f_s \cdot g_2(U_d, i_L) \quad (4.24b)$$

其中, g_1 和 g_2 是表示特性的函数。

某一特定应用的额定功率是用直流供电电压 U_d 和最大负载电流 i_{Lmax} 表示的。当动态损耗式(4.24b)随频率升高而增加时,交流侧电流的谐波畸变以相同的比例减少。可是,频率不能随意增加,其理由是:

- 半导体器件的开关损耗与开关频率成正比。
- 大功率定额的半导体开关一般产生较大的开关损耗,因此开关频率必须相应减少。

GTO 兆瓦级的功率变换器的开关频率只有几百赫。

- 对开关频率大于 9 kHz 的功率变换器设备的电磁兼容性(EMC)有更加严格的规定[8]。

另一个与开关频率有关的重要方面是噪声的幅射。电流通断产生的电磁场快速变化使载流导体产生洛伦兹力,同时在铁磁材料中产生磁致伸缩的机械变形。特别是交流负载的磁

路受到听觉频率范围的机械激励,可在空心圆筒形弹性结构的定子铁芯或电机外壳的散热片上产生共振放大。

噪声辐射的主要频率成分与谐波电流的频谱分布和功率变换器的开关频率密切相关。人耳对 500 Hz 以下和 10 kHz 以上的频率不敏感,最大的敏感区在 1~2 kHz 左右。

4.4.7. 极性一致原则

三相功率变换器中一个半桥的通断也会影响其他两相的电压。这样的相互影响可从各个相电压看出,或从空间开关状态矢量的 α 和 β 分量看出。这些电压波最多由 5 个不同电压水平组成,而相电压假定只有 2 个电压水平。

在设计优秀的调制系统中,某一时刻的相电压不应与正弦参考电压相差太大。一般来说,开关电压的极性至少要与参考电压的极性一致。极性一致原则是根据 PWM 系统产生的电压波形来判断设计是否存在问题的一种手段。

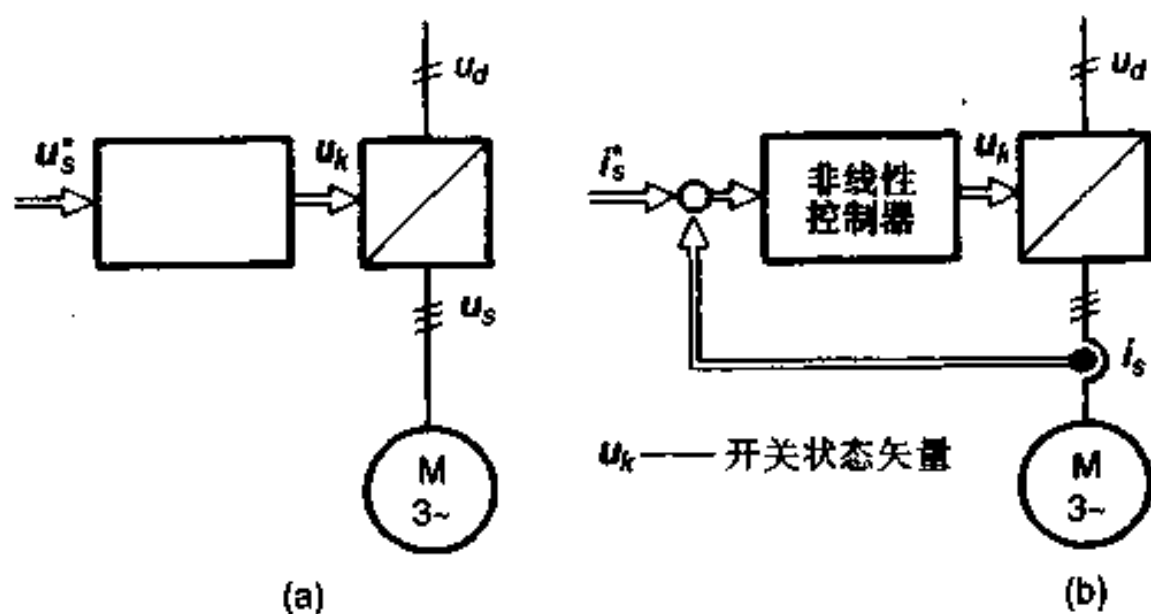


图 4-12 PWM 基本结构

(a) 开环系统 (b) 反馈系统

4.4.8. 动态性能

电流控制回路通常是围绕功率变换器的开关模式进行设计的,其响应时间基本上

决定了整个系统的动态性能。动态特性受到开关频率和/或所用 PWM 方法的影响。有些系统要求不含电流谐波的反馈信号,但反馈信号经过滤波会增加回路的响应时间[9]。

大多数电压源逆变器使用的 PWM 方法可以用来控制交流负载电路的电压或电流。各种方法决定了各自的动态性能,此外还影响附加控制系统的结构:第一类是开环工作方式,见图 4-12(a)。另一类是闭环 PWM 系统,它控制的是负载电流,并需要不同结构的控制系统,如图 4-12(b)所示。

4.5. 开环系统

开环系统,就是以空间参考矢量 $u^*(t)$ 作为输入信号产生三相开关调制的电压波形,其相应的标么化基波空间矢量 $u_{01}(t)$ 的平均值等于参考矢量的平均值。常用的开环系统结构如图 4-12(a)所示。

4.5.1. 基于载波的 PWM

PWM 用得最多的是基于载波的方法。其共同特点是有一个恒定持续时间的次周期波(subcycle),次周期波的持续时间定义为 $T_0 = 1/2f_s$ 。在此期间,任何一个逆变器半桥(例如图 4-6 中所示的 S1 和 S4)的两次连续的开关状态均表现为相反的电压极性。恒定持续时间的次周期工作情况反映在谐波频谱上,即为以载波频率为中心对称出现的边频带。此外,围绕载波频率整数倍的两边还有附加的频带。其中一例见图 4-24。

实现载波 PWM 有各种方法,下面将加以讨论。

次振荡法 该方法是,在三相的每相中使用单独的调制器[10]。次振荡调制器的信号流程图见图 4-13。相电压参考信号 u_a^* 、 u_b^* 、 u_c^* 是稳态正弦的三相对称系统,见图 4-14。它们得自参考电压矢量 u^* ,并根据方程式(4.11)分解为三相分量 u_a^* 、 u_b^* 、 u_c^* 。三个比较器和一个三相共用的三角波载波信号 u_{cr} 产生逻辑信号 u_a' 、 u_b' 和 u_c' ,用以控制功率变换器的半桥。

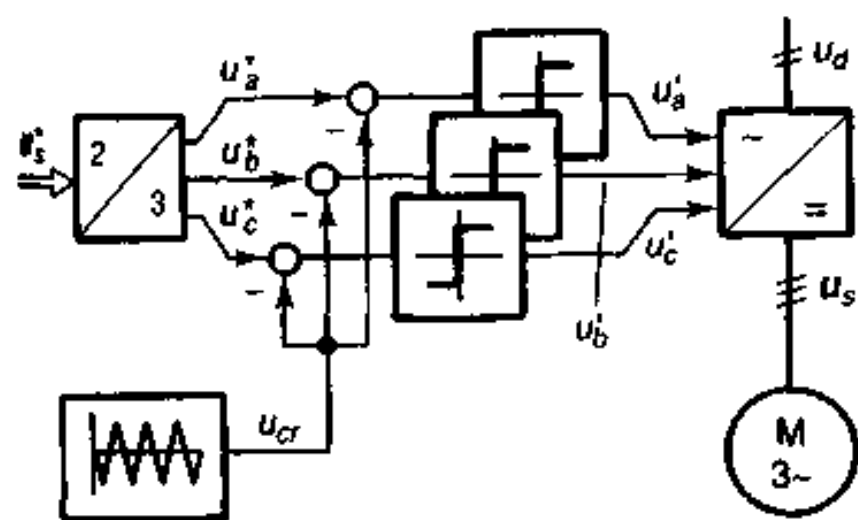


图 4-13 次振荡法的信号流程图

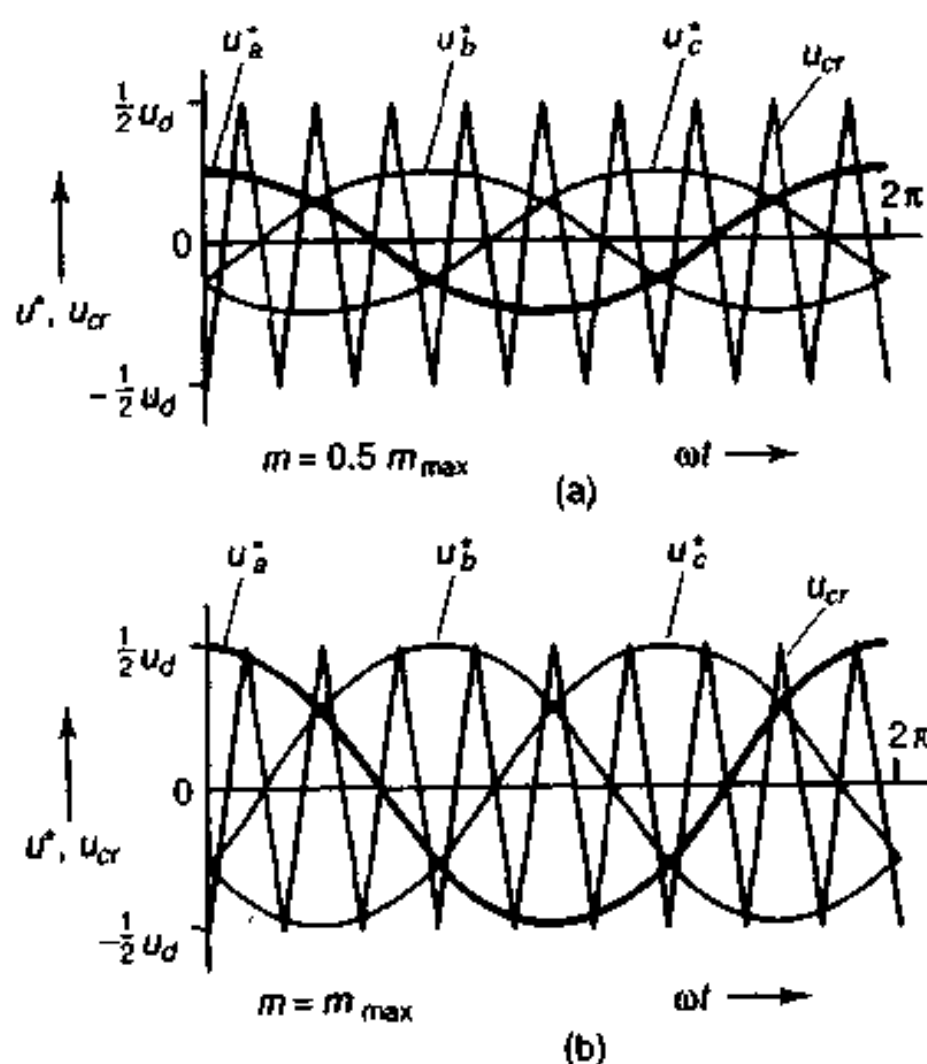


图 4-14 参考信号与载波信号
(a) 调制度 $m=0.5$ (b) 调制度 $m=m_{\max}$

为了详细说明调制过程,图 4-15 给出了两个次周期的时间间隔展开图。 T_0 为次周期持续时间。注意,三相电位 u_a' 、 u_b' 、 u_c' 在每个次周期的开始和末尾其幅值相等,因而三个线对线的电压为零,即 u_s 是零矢量。

仔细观察图 4-14,可发现次振荡法并不能充分利用直流母线电压。当参考信号和载波信号的幅值相等时,最大调制度 $m_{\max 1} = \pi/4 = 0.785$,如图 4-14(b) 所示。这个工作点上的最大计算线电压为 $u_a^*(t_1) - u_b^*(t_1) = \sqrt{3} \cdot u_d/2 = 0.866 u_d$ 。这明显比 a 相和 b 相分别接到两个半桥上相应的电压 $u_a = u_d/2$ 和 $u_b = -u_d/2$ 要小。此时的最大线电压为 u_d 。

所测得的次振荡法波形如图 4-16 所示,示波图是在开关频率为 1 kHz 和 $m \approx 0.75$ 下记录的。

改进的次振荡法 次振荡法固有的低调制度的缺陷可利用畸变的参考波形来解决。这个波形必须是:加

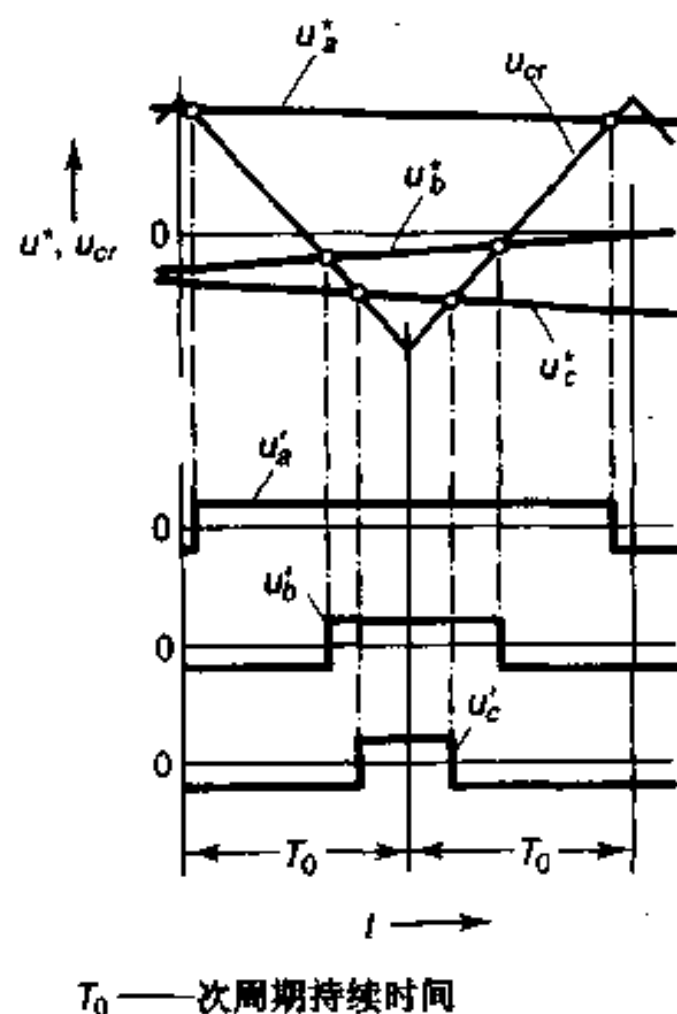


图 4-15 开关时刻的决定

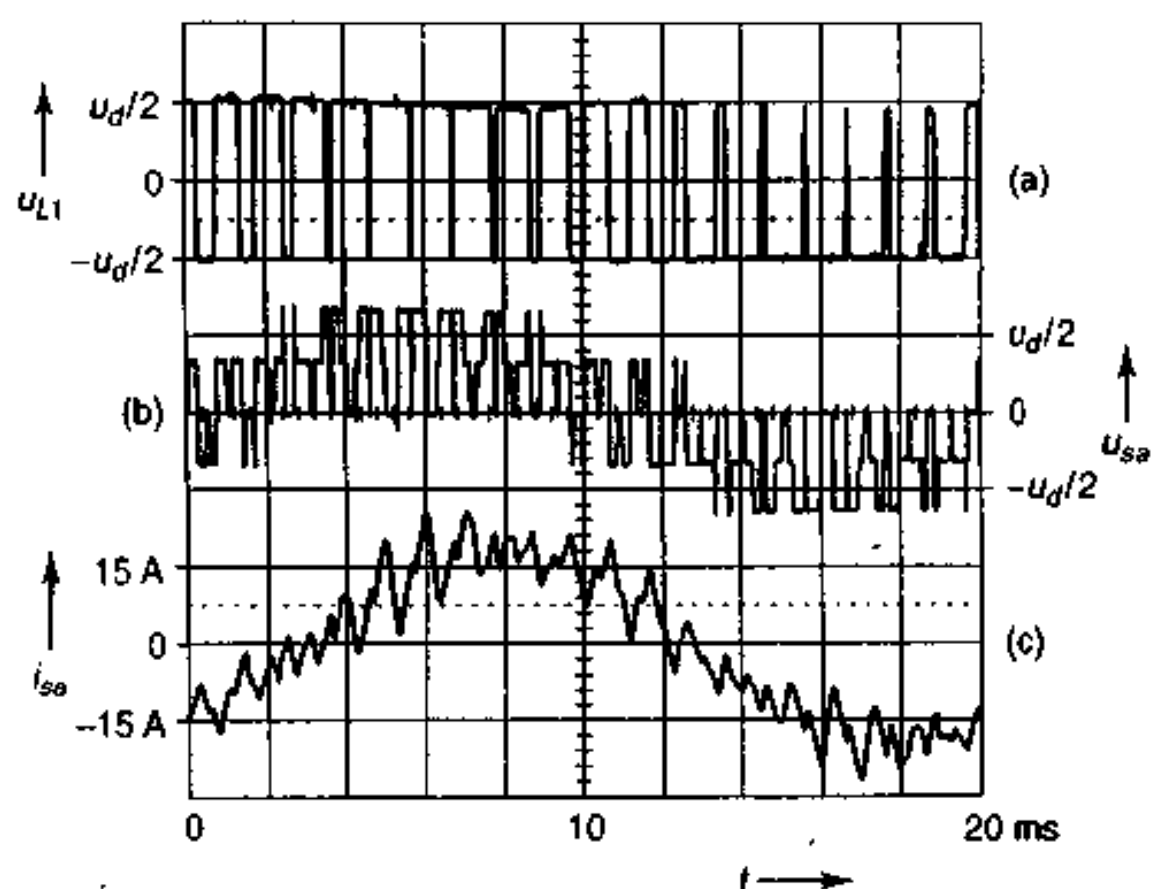


图 4-16 三相 PWM 示波图(次振荡法)
(a) 逆变器端电压 u_{L1} (b) 相电压 u_{sa} (c) 负载电流 i_{sa}

在基波上的只是零序而不包含其他阶次的谐波分量。图 4-17 所示一些波形说明了这个性质,它比相同峰值的正弦波有更大的基波分量。正如 4.2.4 节所述,这些畸变量并不会转移到负载电流中去。

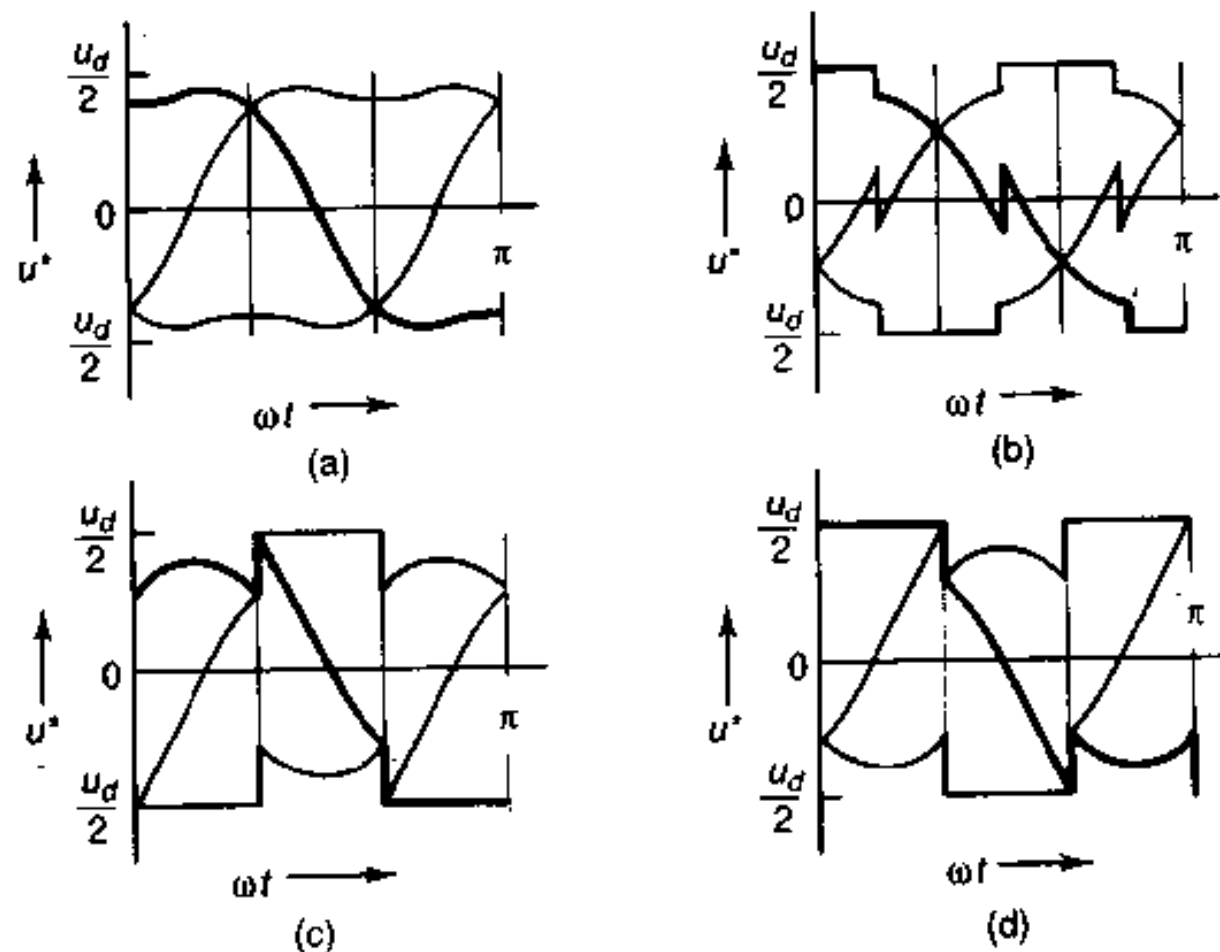


图 4-17 参考波形加零序分量
(a) 加三次谐波 (b)(c)(d) 加三倍基频的矩形信号

在基波上加零序分量的方法有无限多个。图 4-17(a)所示波形,其三次谐波是基波含量的 25%,最大调制度可增加到 $m_{\max} = 0.882$ [11]。给参考波加上三倍基频的矩形波如图 4-17(b)(c)(d)所示。此时极限值 $m_{\max 2} = \sqrt{3} \pi / 6 = 0.907$ 。这是采用参考信号加零序分量技术可

能达到的最大调制度[12,13]。

采样技术 次振荡法的硬件设施简单,采用模拟的积分器和比较器可产生三角形载波和开关的动作时刻。模拟电子器件的动作非常快,开关频率很容易达到几十千赫。

当采用基于微处理器的数字信号处理方法时,积分器用数字定时器代替。数字化参考信号与高重复频率的实际值定时器计数相比较,可获得需要的分辨率。图 4-18 说明有关自然采样的过程[14]。

为了减轻微处理器负担的对两个时变信号高重复频率的比较——这项很费时间的操作,可用一块芯片从硬件上实现信号处理。现代微控制器包括有截取/比较单元,或者波形发生器,由 CPU 输入相应的定时数据便可产生三相 PWM 数字控制信号[15]。

如果在硬件上没有可用的截取/比较的功能,可以采用另外的 PWM 采样法[16]。图 4-19(a)所示对称规则采样法中,给定波形可以很低的重复频率 f_s 采样, f_s 由开关频率决定。采样间隔 $1/f_s = 2T_0$, 包括两个次周期。各个采样时刻为 t_{sn} 。图 4-19(a)中虚线三角形载波并非实际存在的信号,时间间隔 T_1 和 T_2 (定义为开关时刻)纯粹是根据几何关系从相应的采样值 $u_a^*(t_s)$ 实时计算出来的

$$T_1 = \frac{1}{2}T_0[1 + u_a^*(t_s)] \quad (4.25a)$$

$$T_2 = T_0 + \frac{1}{2}T_0[1 - u_a^*(t_s)] \quad (4.25b)$$

上式是根据虚线三角形而参考建立的。

另外的方法称之为非对称规则采样[17],它是以两倍采样频率 $2f_s$ 工作的。如图 4-19(b)所示,每个次周期采样一次。此法可改善动态响应,并使负载电流的谐波畸变减少。

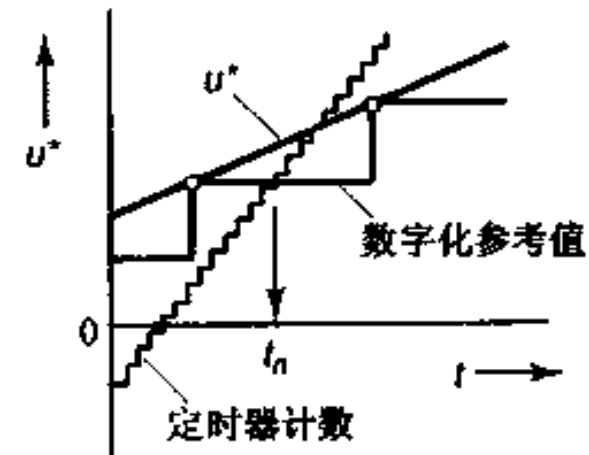


图 4-18 自然采样波形

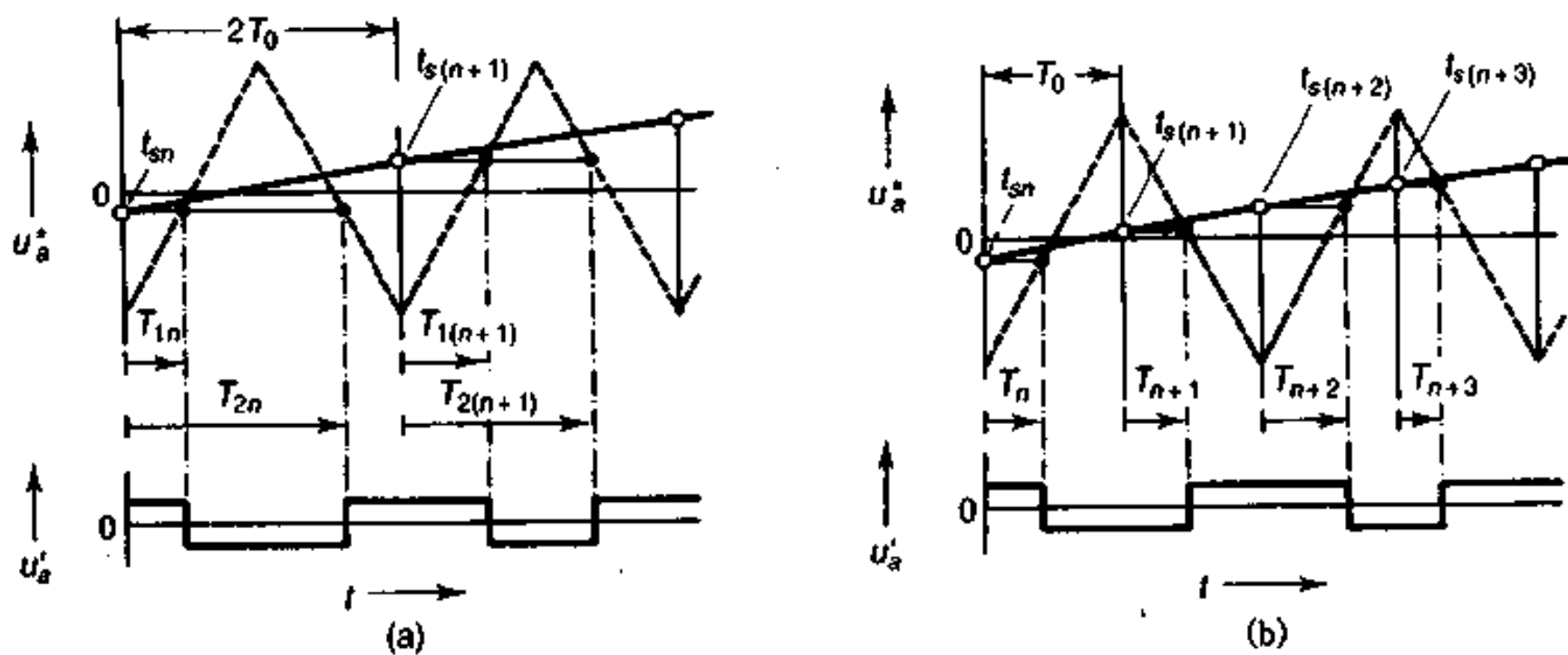


图 4-19 采样技术

(a) 对称规则采样 (b) 非对称规则采样

空间矢量调制 空间矢量调制技术与前述方法不同之处在于,它不需要在三相中每一相使用一个调制器,而是把综合电压矢量作为一个整体来处理[18,19]。其工作原理,如图

4-20(a)所示。参考矢量 u^* 以固定的时钟频率 $2f_s$ 采样。采样值 $u^*(t_s)$ 用来求解方程

$$2f_s \cdot (t_a u_a + t_b u_b) = u^*(t_s) \quad (4.26a)$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_a - t_b \quad (4.26b)$$

其中, u_a 和 u_b 是与参考矢量 u^* 空间相邻的两个开关状态矢量,如图 4-20(b)所示。方程式 (4.26) 的解是各开关状态矢量 u_a, u_b, u_0 的持续时间 t_a, t_b 和 t_0 , 分别为:

$$t_a = \frac{1}{2f_s} \cdot u^*(t_s) \frac{3}{\pi} (\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha) \quad (4.27a)$$

$$t_b = \frac{1}{2f_s} \cdot u^*(t_s) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha \quad (4.27b)$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_a - t_b \quad (4.27c)$$

式中, α 是参考矢量与 u_a 之间的夹角。

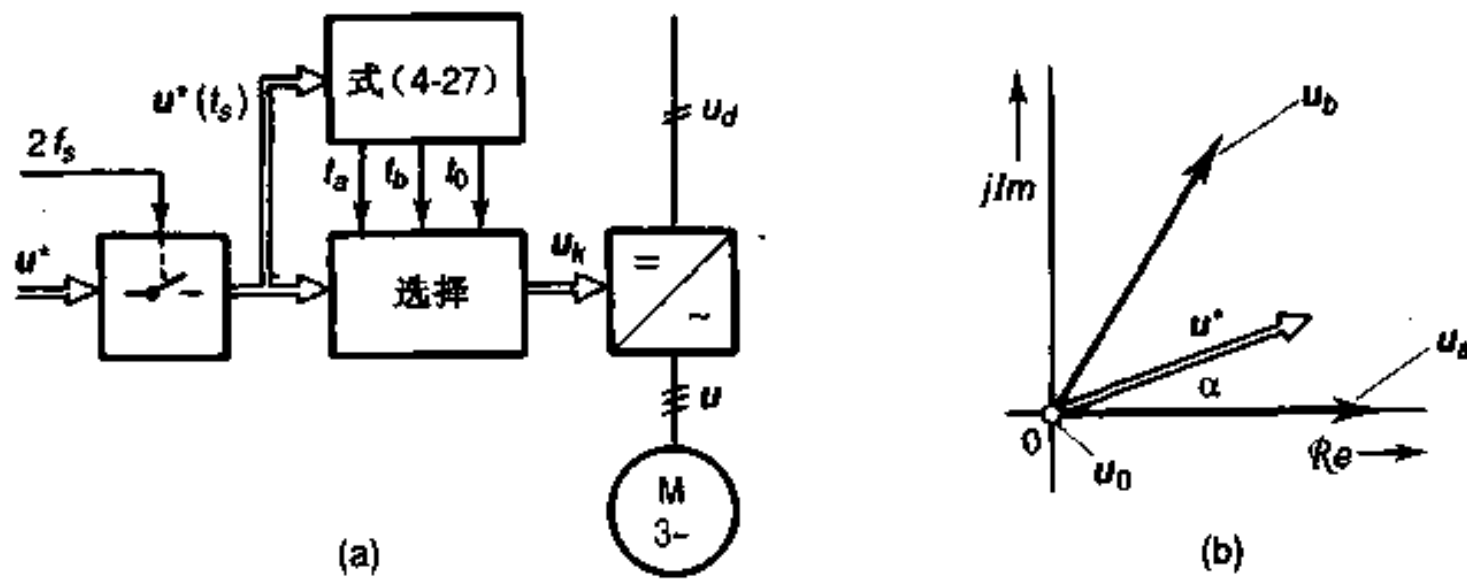


图 4-20 空间矢量调制

(a) 信号流程图 (b) 开关状态矢量,表示在第一个 60° 扇区

该技术实际上是在一个次周期持续时间 $T_0 = 1/2f_s$ 内,求取三个开关状态矢量的平均值,使之等于参考矢量 $u^*(t_s)$ 在次周期开始时的采样值。在图 4-20(b)中,假定参考矢量位于复数平面第一个 60° 扇区,与参考矢量相邻的开关状态矢量是 $u_a = u_1$ 和 $u_b = u_2$,见图 4-9。而参考矢量进入下一个扇区,则 $u_a = u_2$ 和 $u_b = u_3$,等等。当微处理器编程时,首先,参考矢量反向旋转 $n \cdot 60^\circ$,直到它落在第一扇区,然后用方程式(4.27)求值,最后,开关状态由此前暂定的 u_a 和 u_b 向前旋转 $n \cdot 60^\circ$ 的矢量来标志[20]。

计算出一个次周期中三个开关状态矢量的持续时间后,接着必须为这些矢量确定一个合适的时间顺序。在图 4-9 中,每一个开关状态矢量都与三个半桥的开关极性相关联,并在括号中示出。零矢量是冗余的,它可以是 $u_0(- - -)$,亦可以是 $u_7(+ + +)$ 。若前一个开关状态矢量是 u_1, u_3 或 u_5 ,就选用 u_0 ;若是 u_2, u_4 或 u_6 ,则选用 u_7 。这可以保证图 4-6 中有效的开关状态矢量(指 6 个有效矢量)与零矢量之间的过渡只需一个半桥参与切换。因此,最少切换次数的开关序列:在第一或所有奇数次周期为

$$u_0 \langle t_0/2 \rangle \cdots u_1 \langle t_1 \rangle \cdots u_2 \langle t_2 \rangle \cdots u_7 \langle t_0/2 \rangle \quad (4.28a)$$

在第二或所有偶数次周期为

$$u_7 \langle t_0/2 \rangle \cdots u_2 \langle t_2 \rangle \cdots u_1 \langle t_1 \rangle \cdots u_0 \langle t_0/2 \rangle \quad (4.28b)$$

式(4.28)中与每个开关状态矢量相关联的持续时间记在括号中。

改进的空间矢量调制 改进的空间矢量调制法[21,22,23]采用的开关序列是:

$$u_0 \langle t_0/3 \rangle \cdots u_1 \langle 2t_1/3 \rangle \cdots u_2 \langle t_2/3 \rangle \quad (4.29a)$$

$$u_2 \langle t_2/3 \rangle \cdots u_1 \langle 2t_1/3 \rangle \cdots u_0 \langle t_0/3 \rangle \quad (4.29b)$$

或者是式(4.28)和式(4.29)的组合。需要指出,序列方程(4.29)的次周期只包括两个开关状态,因为方程(4.29a)的最后状态和(4.29b)的第一个状态是相同的。同样,序列方程(4.28)的次周期只包括三个开关状态。为保持开关频率 f_s 为某一给定值,式(4.29)开关状态矢量的接通状态减少为式(4.28)的 $2/3$ 。

两个开关序列式(4.28)和式(4.29)之间的选择与参考矢量的值有关,应根据谐波电流的分析结果决定。根据图 4-10 的等值电路,微分方程

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_s - u_i) \quad (4.30)$$

可用来计算电流空间矢量 i_s 的轨迹,在式(4.30)中 u_s 是实际开关状态矢量。如果轨迹近似为直线,将得到图 4-21 闭合状图形,图形表示的是方程(4.28)和(4.29)的开关状态序列。图中,考虑了两个不同幅值的参考矢量 u_1^* 和 u_2^* 。用式(4.18)可确定轨迹的谐波分量。通过直接观查图 4-21 中的图形可证实如下结果:改进了的开关序列(4.29)在高调制度时,谐波分量较低;应用式(4.28)的开关序列在低调制度时,谐波分量较低。

图 4-23 示出了相应的损耗因数 d^2 的特性:曲线 svm 对应于式(4.28)序列;曲线 c 对应于式(4.29)序列。最大调制度两者均可扩大为 $m_{\max 2} = 0.907$ 。

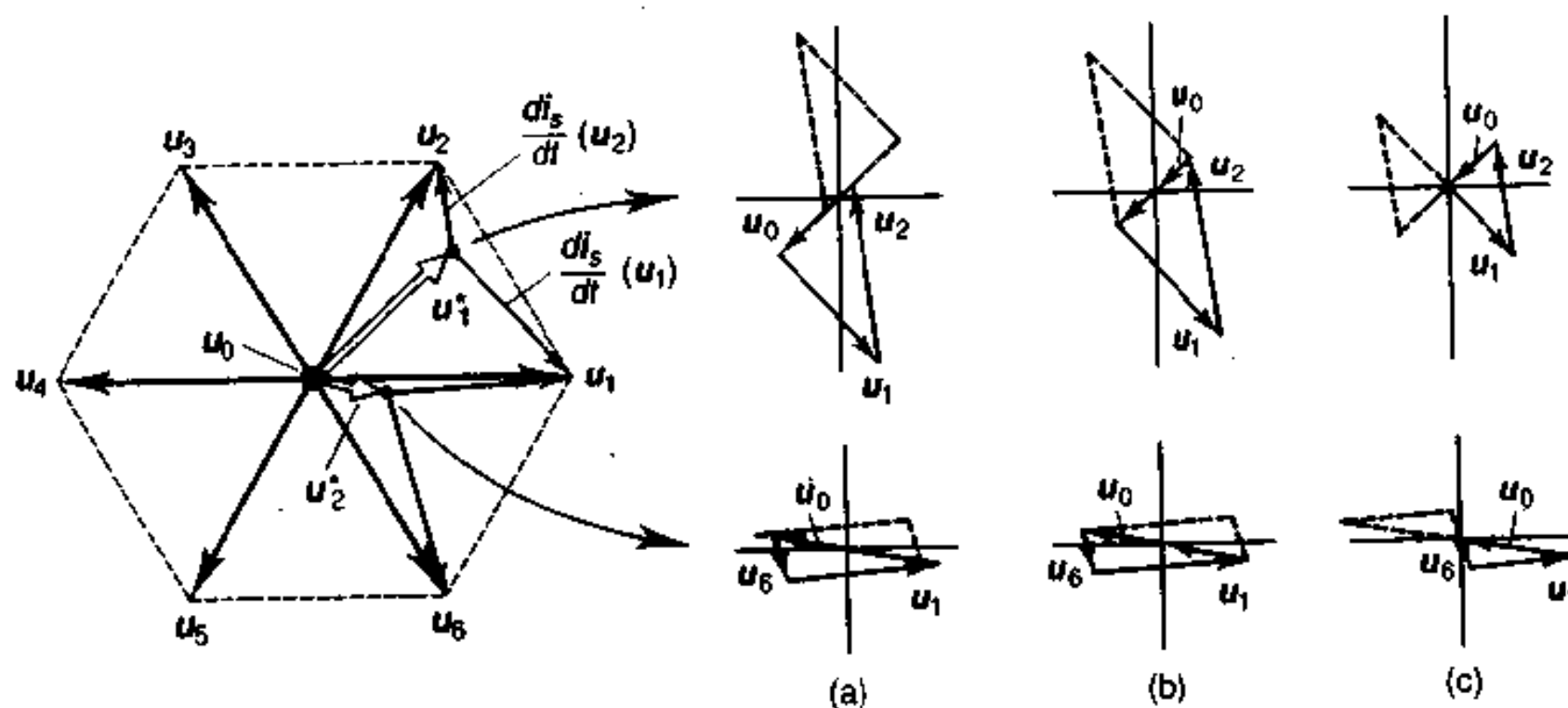


图 4-21 参考电压 u_1^* 和 u_2^* 的谐波电流线性化轨迹
(a) 次振荡法 (b) 空间矢量调制法 (c) 改进空间矢量调制法

同步载波调制 前面提到的方法是工作在载波频率不变而基波频率允许变化的情况。开关序列在原理上是非周期的,相应的傅氏频谱是连续的,它们亦包括低于最低载波边频带的频率,如图 4-24 所示。这些次谐波分量是不希望的,因为由此产生的低频谐波转矩会引发机械环节的共振,共振激励必将导致高机械应力和疲劳问题。载波频率与基频之间保持同步

即可避免这些缺点。当频率比或脉冲数较低时

$$N = \frac{f_s}{f_1} \quad (4.31)$$

这些缺点尤为突出。在同步调制时,脉冲数采用的只有整数[24]。

如果同步载波调制采用采样技术,得到的好处则是在基波周期内采样时刻 $t_m = n/(f_1 \cdot N)$, $n=1 \cdots N$ 事先可知。参考信号是 $u_a^*(t) = m/m_{\max} \cdot \sin 2\pi f_1 t$, 其采样值 $u_a^*(t_s)$ (见图 4-22) 形成的离散正弦函数可存于微处理器的存储器中。基于这些数值,开关时刻可利用方程式(4.25)在线计算。

基于载波 PWM 的性能 次振荡 PWM 损耗因数 d^2 与加在参考信号上的零序分量有关,开关频率为 2 kHz 时的比较如图 4-23 所示。图中,曲线 a~d 对应于图 4-17 的各参考波形。

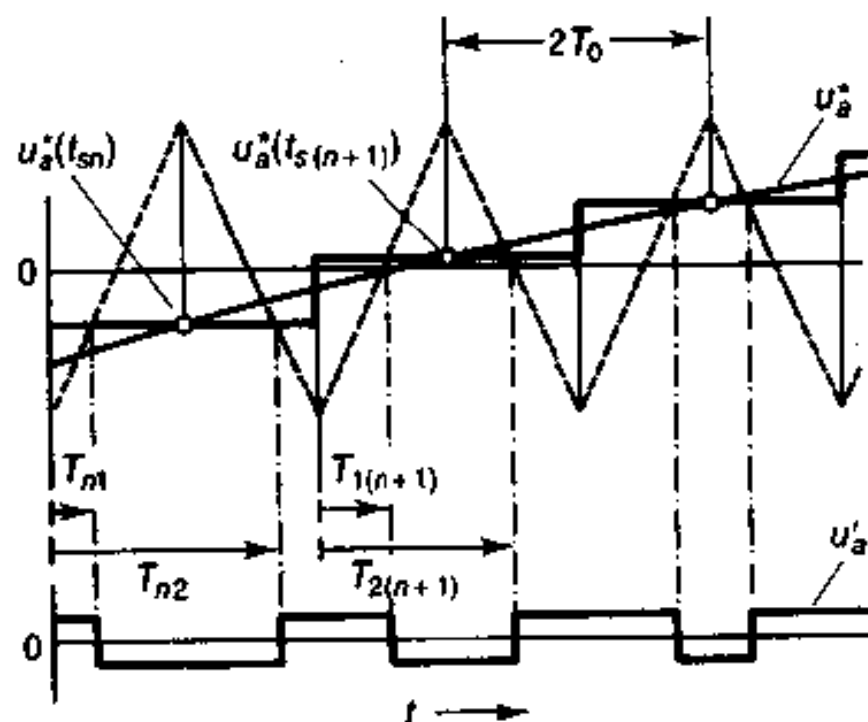


图 4-22 同步规则采样

空间矢量调制与正弦参考波的次振荡 方法相比,在 $m > 0.4$ 时有较好的损耗因数。比较图 4-21 中的谐波轨迹,其道理就清楚了。在次振荡方法的完整谐波图形中,零矢量在两个连续的周期中出现两次,一个较短,之后的一个较长。图 4-15 说明了零矢量是如何产生两个不同持续时间的。与此相对比,在空间矢量调制时,图 4-21(b)的两个连续零矢量的持续时间几乎相等。谐波图形的轮廓线趋向原点,说明谐波分量减少了。

在图 4-23 中,改进空间矢量调制的曲线 d 表明在高调制度时性能好, $m < 0.62$ 时,则性能变差。

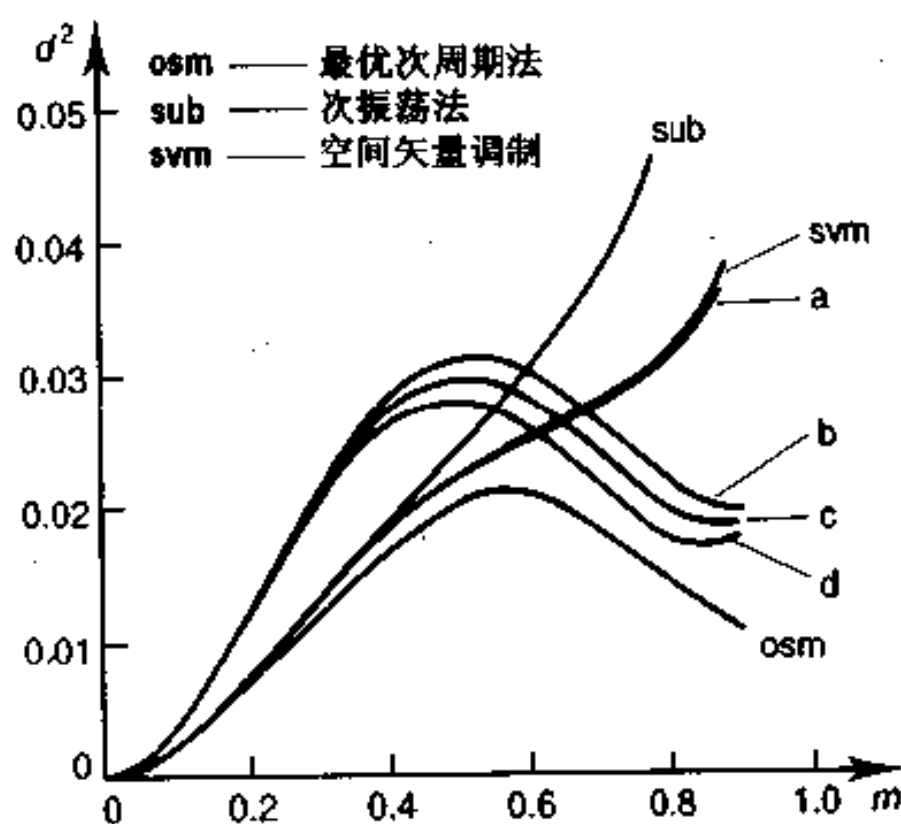


图 4-23 $f_s = 2$ kHz 时载波调制的性能
a~d 对应于图 4-17

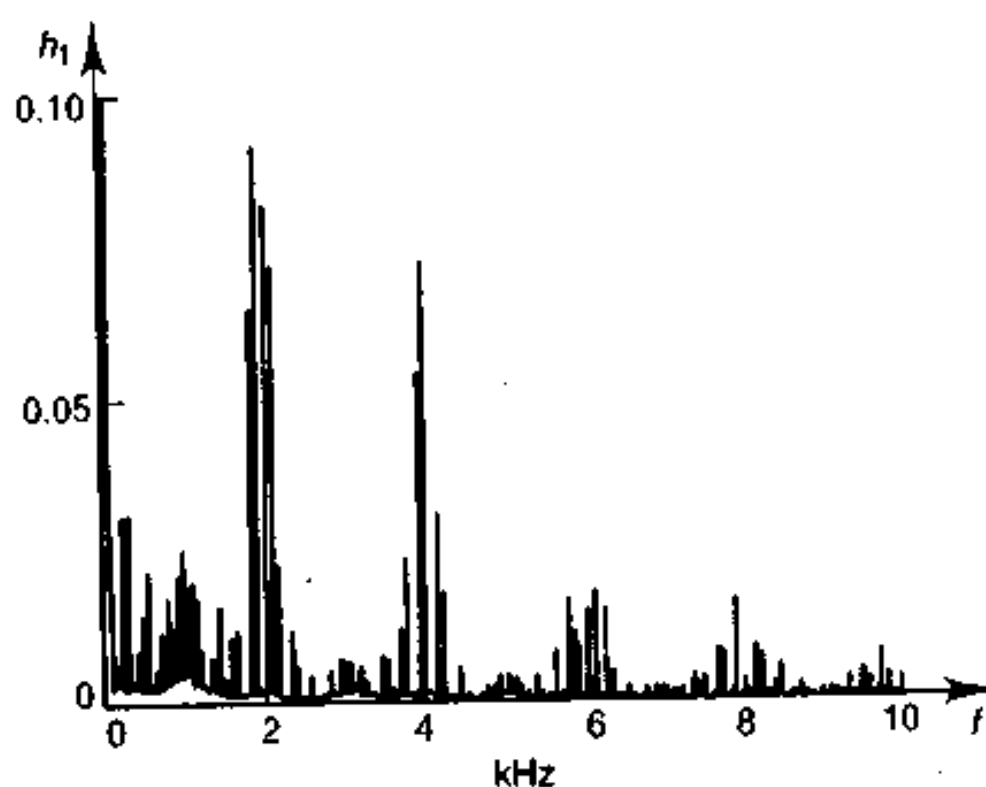


图 4-24 空间矢量调制的谐波频谱
(开关频率为 2 kHz)

空间矢量调制法测到的频谱示于图 4-24。载波频率及其整倍数确定了主要的谐波分量。相应的幅值随调制度而变。该趋势见于图 4-25 中所举的次振荡法示例。

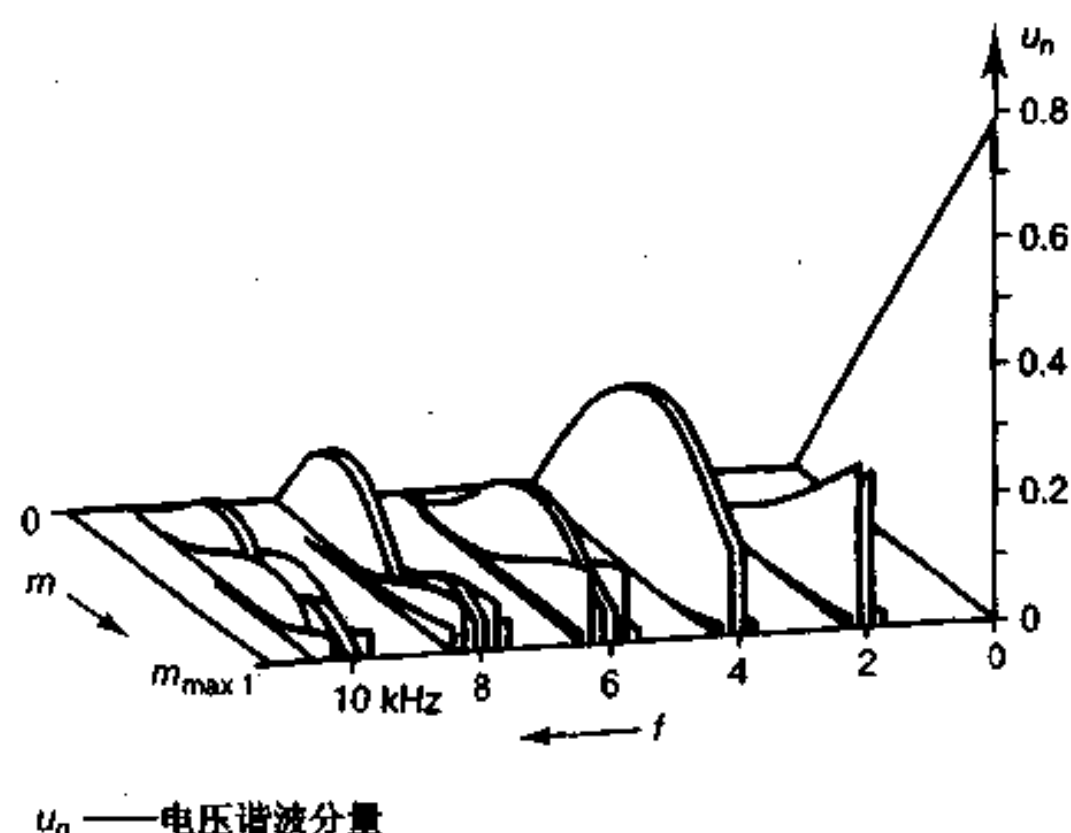


图 4-25 基于载波的 PWM 谱幅值与调制度的关系
(开关频率为 2 kHz)

次振荡技术和空间矢量调制的同步载波 PWM 的损耗曲线如图 4-26 所示。当脉冲数 N 较小时后者较优；当 N 增加时，差别变得就不明显了。曲线表明在低调制度下没有差别。对 v/f_1 恒定的负载允许较大的 N 值，在低调制度范围的实际应用很少。总之，如果 m 降低， d^2 将减少(图 4-23)。

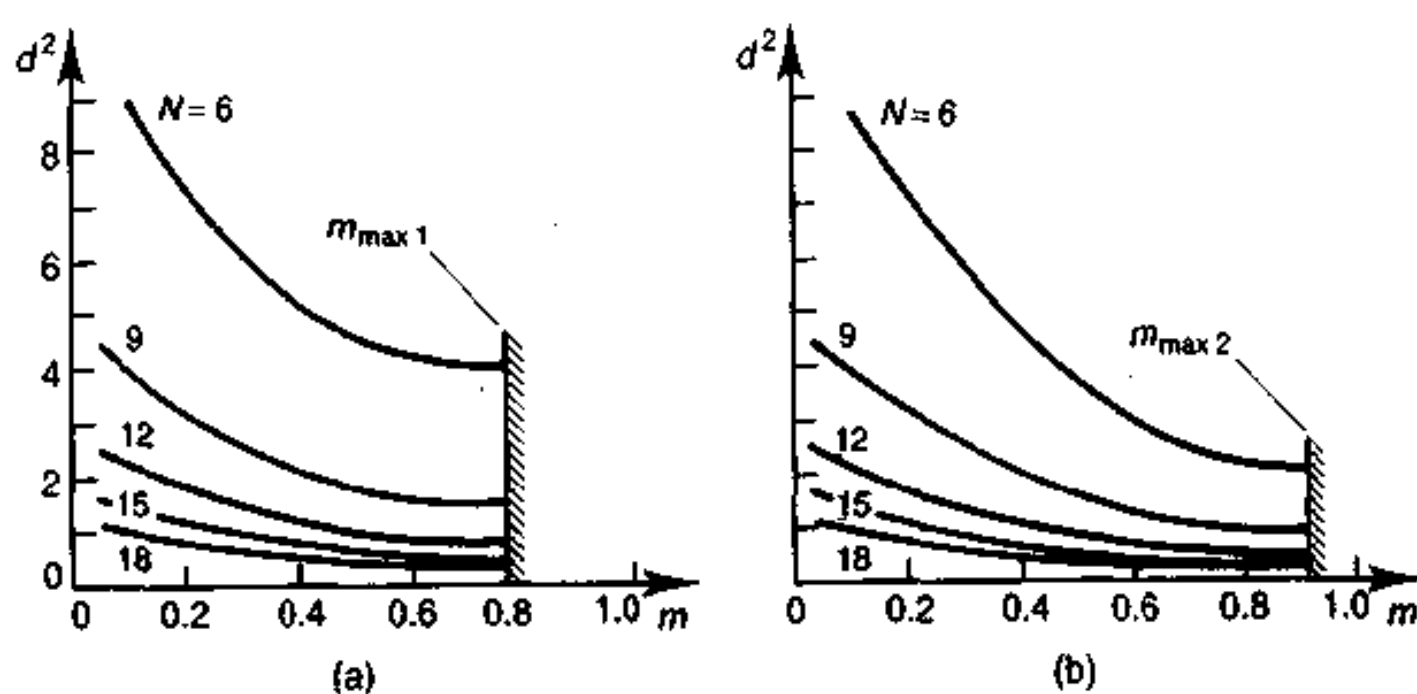


图 4-26 同步载波调制的损耗因数 d^2 与调制度的关系
(a) 次振荡方法 (b) 空间矢量调制

基于采样技术的 PWM 性能，仅在低脉冲数时比次振荡法稍差。

因为 f_1 与 f_s 是同步的，所以当调制度在大范围内变化时，脉冲数亦必然变化。这种变

化将使调制过程发生断续,通常会引起暂态电流,特别是在脉冲数较低时[25]。这种影响将在 4.5.4 节加以讨论。

4.5.2. 无载波 PWM

基于载波的 PWM 典型频谱,是围绕在载波频率及其谐波频率附近的谐波幅值显著凸出出来的,如图 3-24 所示。在这些频率下由于磁致伸缩效应而使噪声增加了,其振动由于机械共振而加剧。为了减少这些频率的激励作用,最好是将谐波能量分布在一个较大的范围而不是集中在载波频率附近。

这个思想可以采用随机改变载波频率的方式来实现。当该法用在次振荡技术时,三角形载波信号的斜率必须维持线性以保证调制器输入输出的线性关系。图 4-27 说明了随机载波频率信号是如何产生的。每当载波信号达到其中的一个峰值时,滞环单元将其斜率反向,并从随机信号发生器取得一个采样值,从而给斜率加上一个很小的变动。这样就可以随机方式改变次周期的持续时间[26]。由于平均开关频率保持不变,因此功率器件不会受到温度的影响。

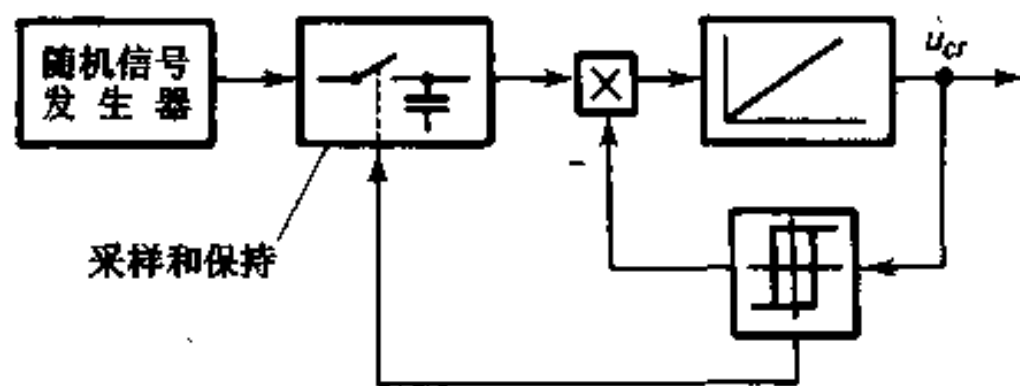


图 4-27 随机频率载波信号发生器

最优次周期方法(见 4.5.4 节)亦可归入无载波方法一类。另外的无载波 PWM 方法,如图 4-28 所示,则是基于空间矢量调制原理的。它不是像图 4-20(a)那样以恒定采样频率 $2f_s$ 工作的,而是每当实际开关状态矢量 u_{act} 的持续时间 t_{act} 结束时,就进行参考矢量的采样。 t_{act} 决定于下面方程的解

$$t_{act} u_{act} + t_1 u_1 + \left(\frac{1}{2f_s} - t_{act} - t_1 \right) u_2 = \frac{1}{2f_s} \cdot u^*(t) \quad (4.32)$$

其中, $u^*(t)$ 是参考矢量。该值与用在方程(4.26a)中的时间离散值 $u^*(t_s)$ 不同。由于方程(4.32)中的 $u^*(t)$ 被认为是连续时变信号,开关状态矢量 u_a 、 u_b 和 u_0 所对应的持续时间 t_{act} 、 t_1 和 $(1/2f_s - t_{act} - t_1)$ 与式(4.27)中的值不同,它考虑了希望的次周期长度的变化。要注意, t_1 是方程(4.32)的可不予考虑的另一个解。次周期的开关状态矢量如图 4-28(b)所示。为求解方程式(4.32),第一步将 u_1 选为 u_b , 将 u_2 选为 u_0 。一旦 u_{act} 的持续时间 t_{act} 结束, u_b 被选作为下一个开关周期的 u_{act} , u_1 变成 u_0 , u_2 变成 u_a , 周期过程便重新开始[27]。

图 4-28(c)给出的是基波周期中测到的次周期的持续时间的实例。图 4-28(d)同图 4-24 的谐波频谱比较表明,明显的谐波电流分量已经消失。

无载波 PWM 方法可使谐波能量的频谱分布均匀,但能量水平并未降低。降低可听见的机械共振干扰是有希望做到的。但问题是,仍然不好断定人们对一个纯单音调的骚扰易于耐受,还是对白噪声辐射易于耐受。

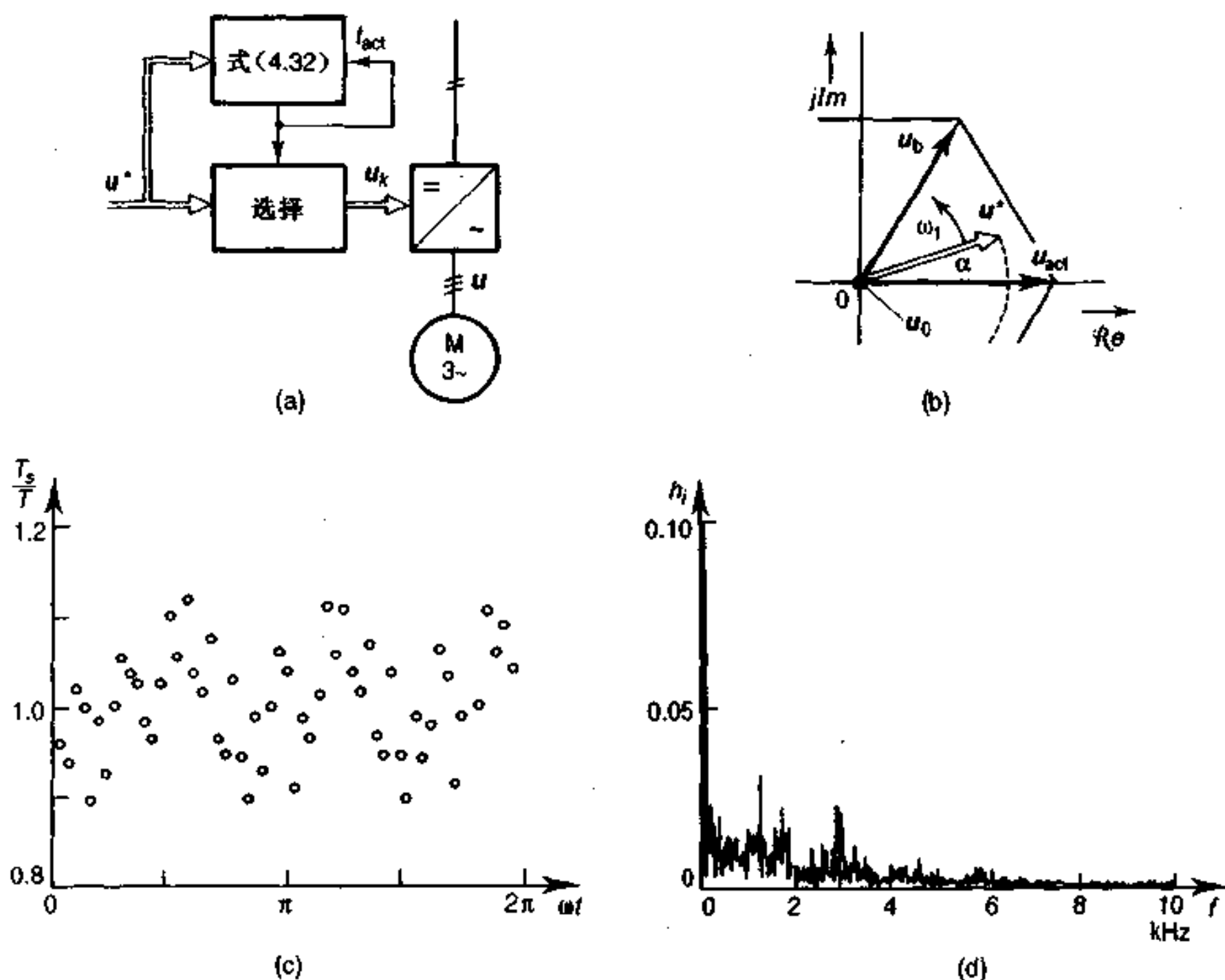


图 4-28 无载波 PWM

(a) 信号流程图 (b) 第一 60° 扇区开关状态矢量 (c) 测到的持续时间图; (d) 谐波频谱

4.5.3. 过调制

根据空间矢量调制技术这一平均方法可明显看出, 当调制度 m 增加时, 零矢量 u_0 (或 u_7) 的持续时间 t_0 将减少。当 $m = m_{\max 2}$ 时, 方程(4.27)中 t_0 值减少到零, 这意味着参考电压矢量 u^* 的圆轨迹开始接触到由 6 个有效开关状态矢量张开的外接六边形, 见图 4-29(a)。线性调制的可控范围就终止在这些点上。

在六阶梯模式中存在的另一个奇异工作点是开关序列为 $u_1 - u_2 - u_3 \cdots u_6$ 。在此模式下可产生对应于 $m=1$ 的最大基波输出电压。

中间范围 $m_{\max 2} < m < 1$ 的控制, 可以借助于过调制来实现[28]。对于输出电压矢量 u_k 序列, 取其一个次周期的平均值 u_{av} 作为一个表征特性的变量比较方便。过调制技术分为两种不同的模式。模式 I: 平均电压矢量 u_{av} 的轨迹沿着半径为 $m > m_{\max 2}$ 的圆, 只要该圆弧处在六边形内; 轨迹的其他部分沿着六边形的边, 如图 4-29(b) 所示。方程式(4.27a)~(4.27c)用于求取 u_{av} 在圆弧上的持续时间。当方程式(4.27a)~(4.27c)的一个解 $t_0 < 0$ 时, 就表明 u_{av} 在六边形的边上。此时, 持续时间 $t_0 = 0$, 和

$$t_a = T_0 \frac{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha} \quad (4.33a)$$

$$t_b = T_0 - t_a \quad (4.33b)$$

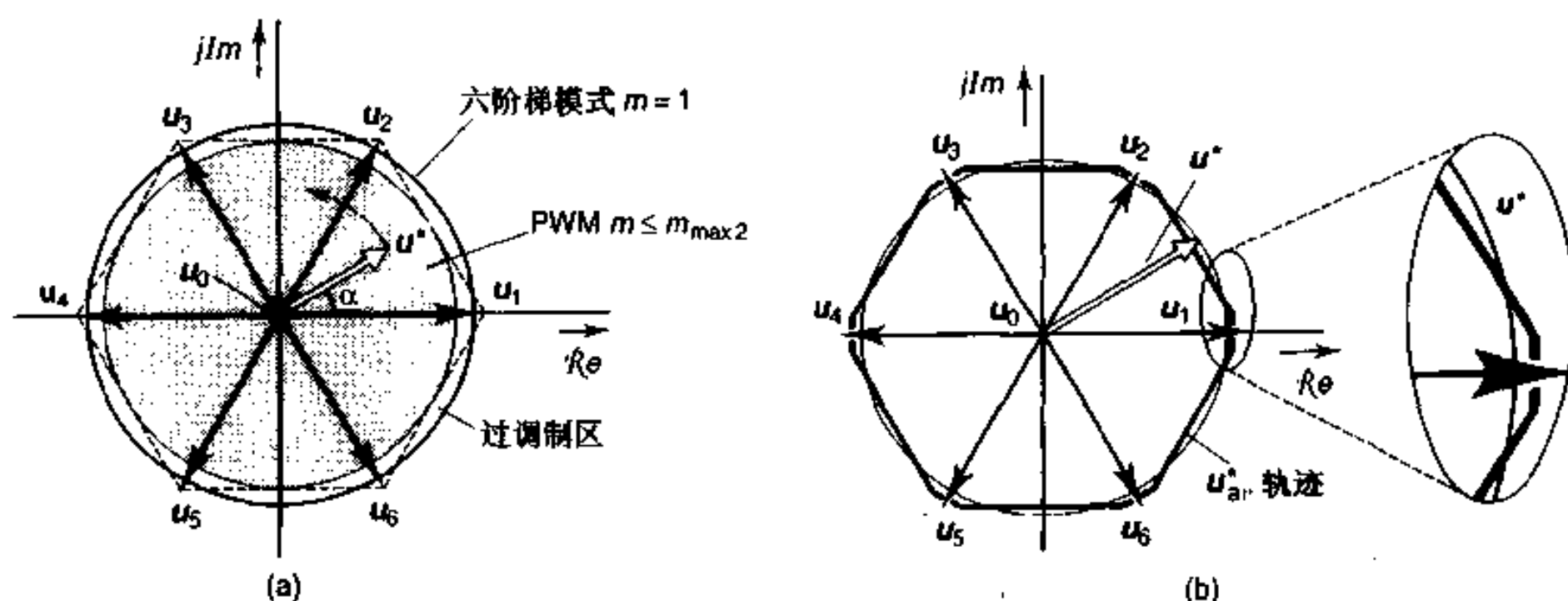


图 4-29 过调制

(a) 过调制范围的定义 (b) 过调制模式 I 的 u_{av} 轨迹

当弧长减小到零, u_{av} 的轨迹全部都是六边形时, 过调制模式 I 便达到了其上限, 即 $m = m_{\max 3} = 0.952$ 。

利用过调模式 II, 可使输出电压进一步增加。在该模式中, 平均电压沿着直线轨迹形成的外接六边形移动, 其速度靠改变与 u_{av} 相邻的两个开关状态矢量的占空比来控制。当 m 增加到超过 $m_{\max 3}$ 时, 在六边形边的中间部分速度逐渐加快而趋近六边形顶角时减慢, 最后达到顶角时便降为零速。平均电压矢量持续固定在六边形顶角处一段时间, 其持续时间的长短随着调制度增加而增加。图 4-30 所示为在六分之一基波周期内的工作情况: 等时间间隔的参考电压矢量 u^* 和平均电压矢量 u_{av} 的位置变动顺序。当 m 逐渐趋近 1 时, u_{av} 锁定在六边形顶角上的持续时间将逐渐增加, 锁定时间最后达到基波周期的六分之一。此时过调制模式 II 平滑地过渡到六阶梯工作模式, 沿着边的速度将趋于无限大。

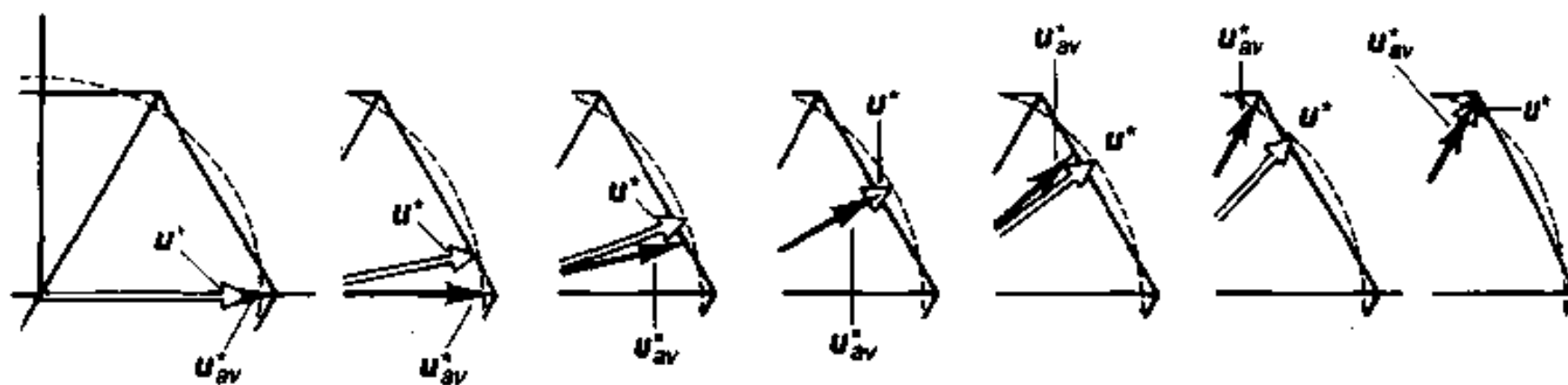


图 4-30 过调制模式 II, 等时间间隔序列的参考电压矢量和平均电压矢量的位置

在整个过调制模式 II 和部分模式 I 中, 次周期仅有两个开关状态矢量参与, 它们是确定 u_{av} 轨迹六边形边的两个矢量。因为开关频率通常为固定值, 所以在开关状态矢量数目减小的情况下, 次周期持续时间 T_0 必须减小。这说明了为什么在开始进入过调制范围时畸变因数减小了(图 4-31)。

图 4-32 所示一相平均电压波形,说明了通过加谐波分量使调制度增加直到超过线性调制极限的情况。所增加的谐波并不形成零序分量,这一点已在 4.5.1 节讨论过,它们充分反映在电流波形图 4-33 中,波形说明过调制属于非线性技术。

4.5.4. 优化的开环 PWM

大功率 PWM 逆变器工作在非常低的开关频率下以减少开关损耗。上限达兆瓦功率范围的频率通常为几百赫。如果采用开环技术,调制只能采用同步脉冲的系统以避免产生过多的次谐波分量。同样可应用在基波频率很高的传动系统,而其开关频率为较低的千赫范围。以上两种情况,由公式(4.31)定义的脉冲数都很小。每个基波周期内只有少数几个切换时刻 t_k ,相应切换

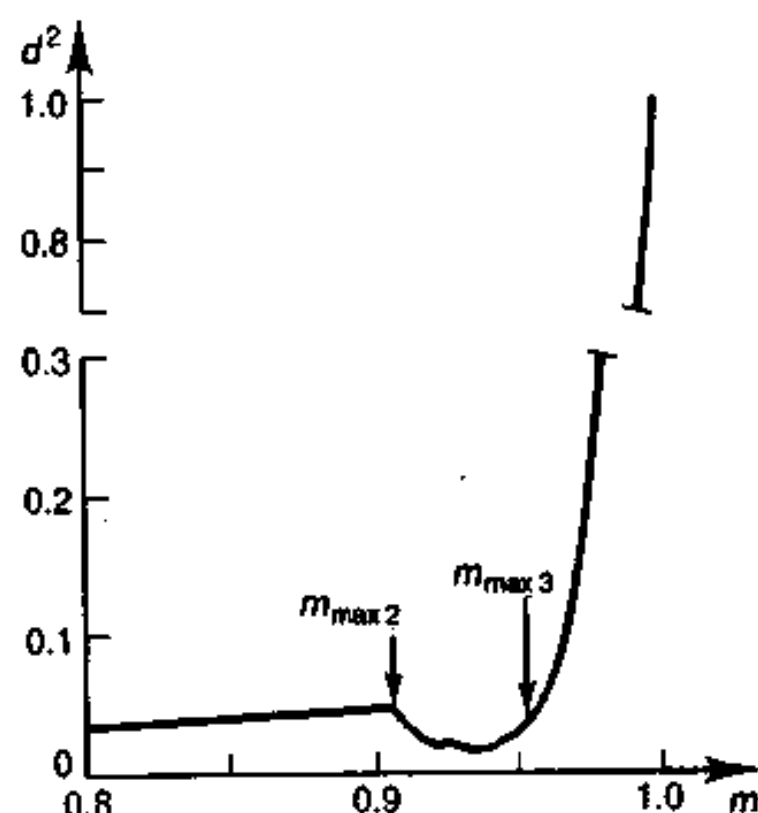


图 4-31 过调制损耗因数
(不同的 d^2 比例)

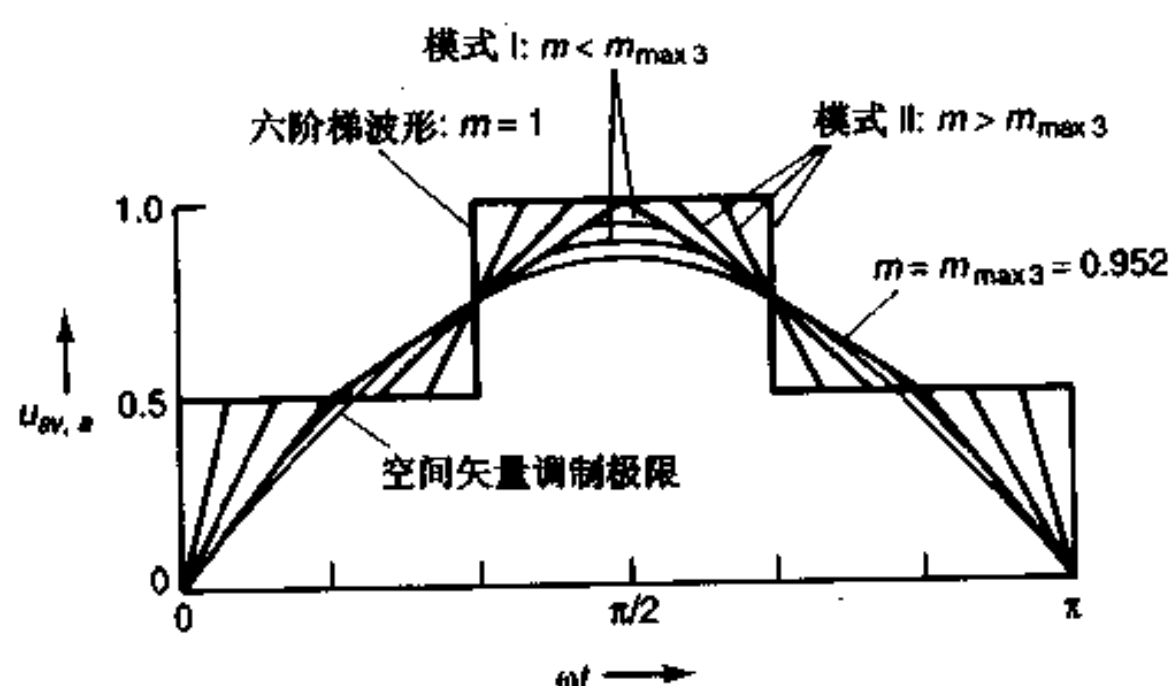


图 4-32 过调制模式 I 和过调制模式 II (其中包括六阶梯工作的 a 相电压波形)

角 $\alpha_k = 2\pi f_1 \cdot t_k$ 的很小变化对电机电流的谐波畸变会有显著的影响。

在此情况下,最好用优化法求出每个基波周期中数目有限的切换角。为了定义一个切合实际的最优化问题,必须把基波频率看做是常数,然后可以离线得到数字解,将预先计算好的优化开关模型存储于传动控制系统,以便在实时工作时查询[29]。

这个方法只限于在准稳态工作条件下应用。工作在暂态模式产生的波形畸变比非最优方法还差,见 5.6.3 节。

具有奇数脉冲数和四分之一周期对称的开关序列,可得到最好的优化结果,离线方法可根据不同的优化目标来分类[30]。

谐波消除 该项技术的目的是从离散频谱中消去为 $n_1 = (N-1)/2$ 个低阶次的谐波。当 $N=5$ 时,可消去全部 6 倍基频谐波转矩,或当 $N=7$ 时可消去所有 6 和 12 倍基频谐波转矩等[31]。此法用于消除指定谐波频率的机械转矩,以防止被驱动的机械系统(电机轴、

联轴节、齿轮、负载)发生共振扰动。该方法在其他性能指标方面属于准最优。

目标函数 一个普遍采用的方法是使损耗因数 d^2 最小化[32]。其中, d 是根据方程式(4.17)或(4.20)定义的。或者当脉冲数很少时可考虑把相电流的最高峰值作为一个量而使其最小化[33]。逆变器/电动机系统的最大效率则是另外的优化目标[34]。

为定义某一特定优化问题的目标函数,倾向于将其表示为大量的局部最小问题。即便使用今天最新的计算机求数值解亦非常耗时。一组使谐波电流最小的开关角($d \rightarrow$ 最小法)示于图4-34。图4-35是 $d \rightarrow$ 最小法与次振荡法和空间矢量法在 300 Hz 开关频率下的性能比较。

最优法的改进是由于在开关序列的编排上存在着根本差别,这些序列可以分别从图4-11(b)和图4-11(d)定子磁通矢量轨迹中分析出来。图4-36比较了图4-11的四分之一周期内产生相应轨迹的开关序列,在空间矢量调制法中,在一个次周期期间要始终保持伏-秒平衡。而最优法并不严格遵守这个规则,代之以仅仅两个开关状态矢量之间的反复切换。这说明,在大量连续通断的整个过程中持续存在的伏-秒误差较小,因而不

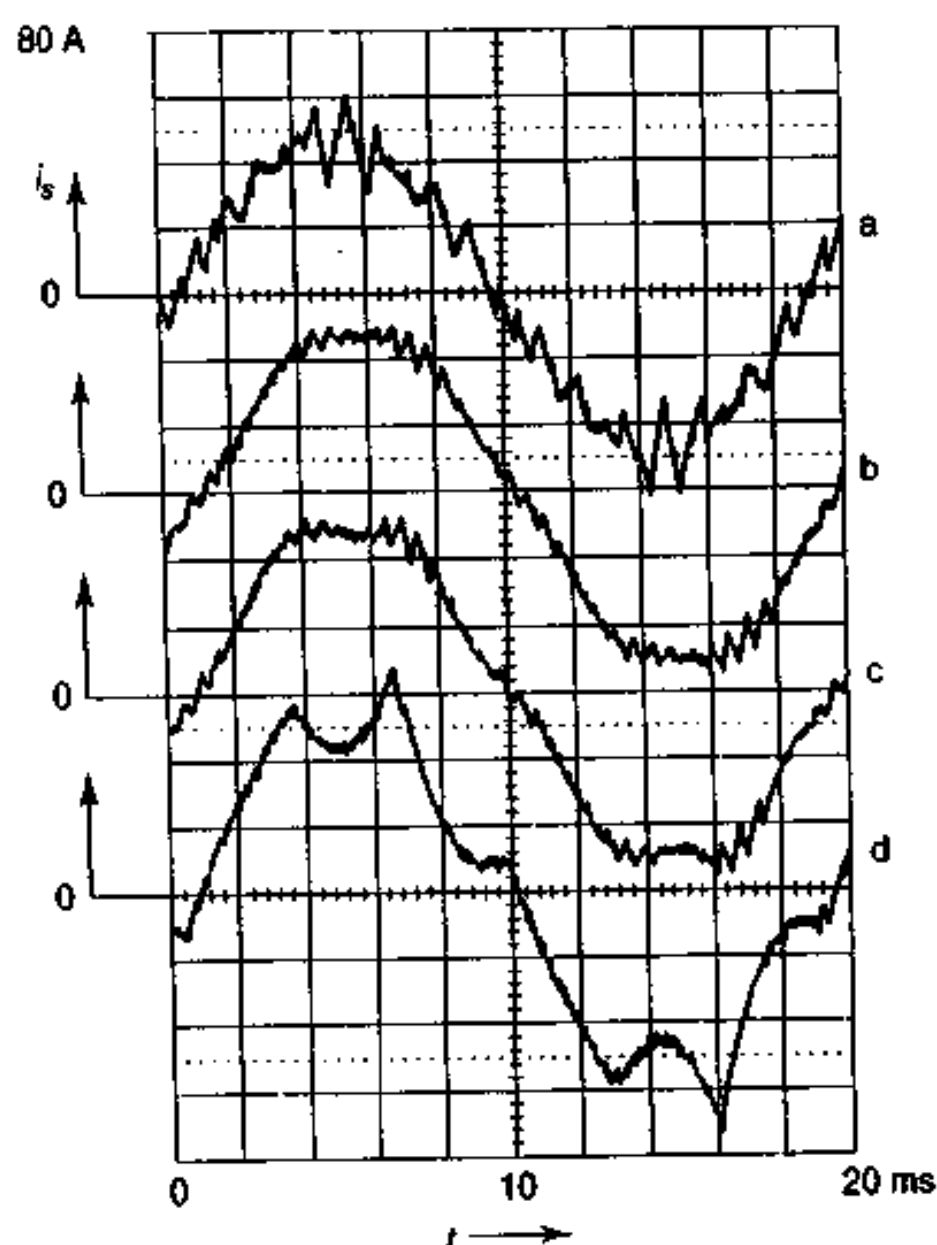


图 4-33 过调电流波形

- (a) 空间矢量调制在 $m = m_{\max 2}$
(b) 在模式 I 和模式 II 间的暂态
(c) 模式 II 过调制 (d) 接近六阶梯模式运行

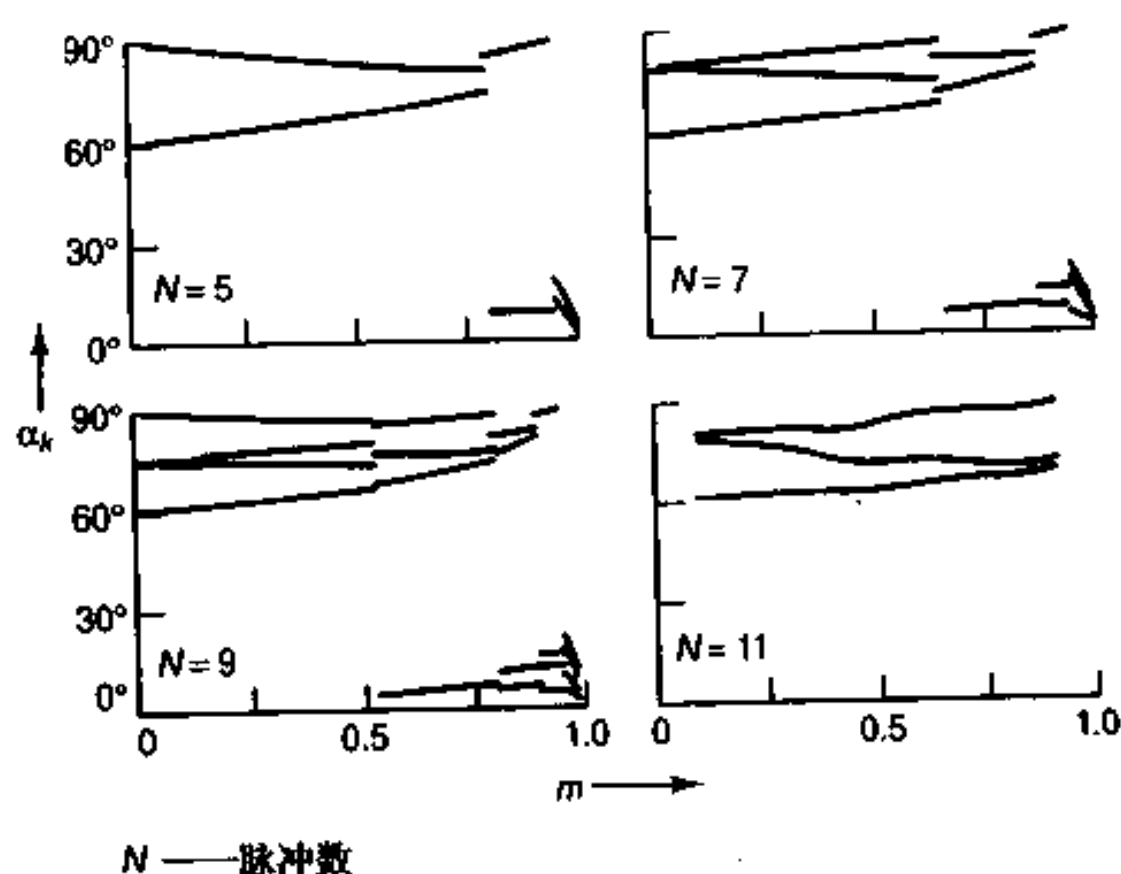


图 4-34 最优开关角与调制度的关系曲线

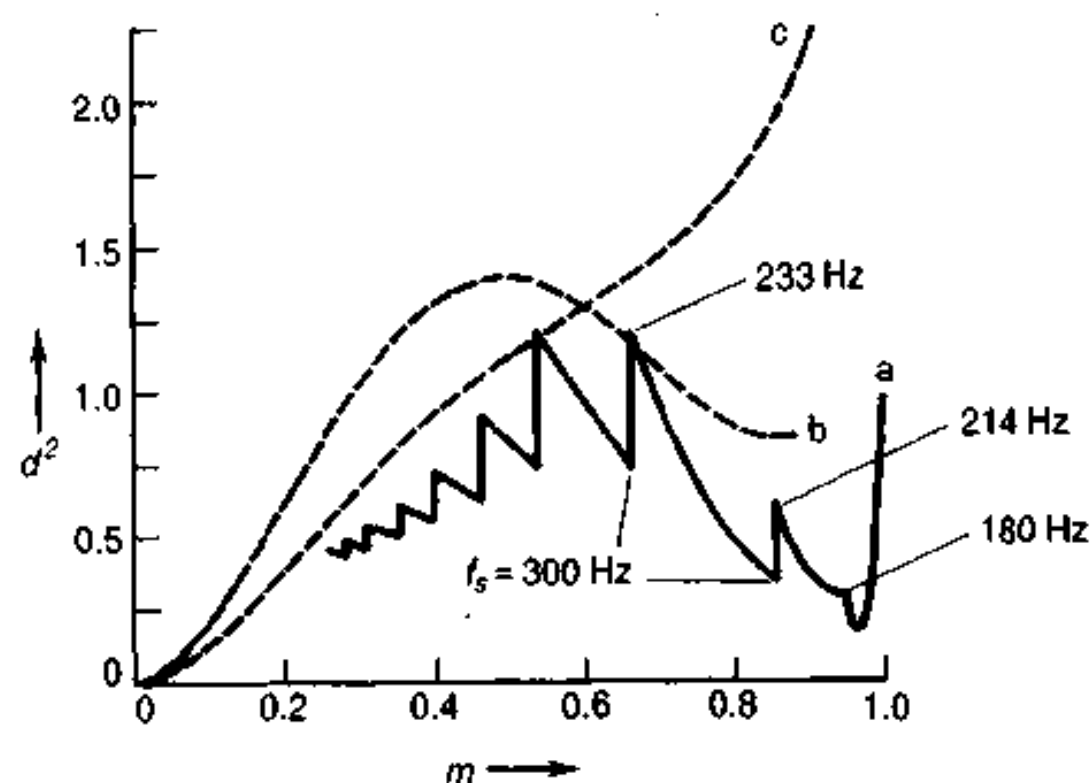


图 4-35 同步最优 PWM 的损耗因数

a——在 $f_s = 300$ Hz 比较 b——改进的空间矢量调制 c——空间矢量调制

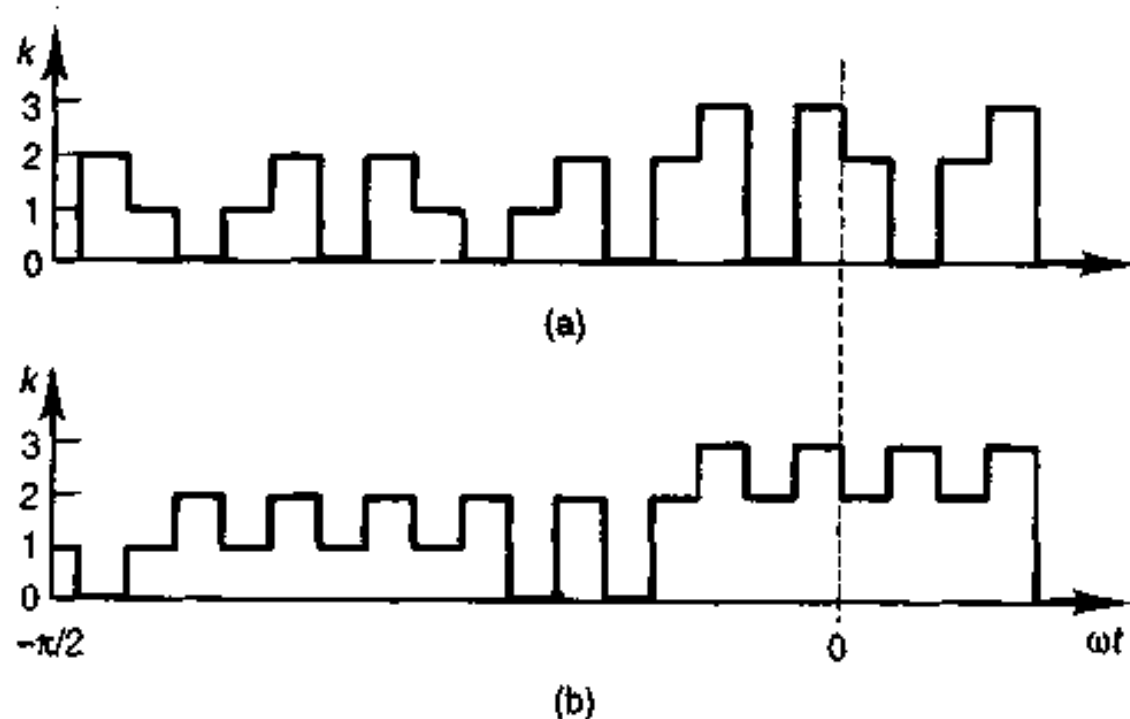


图 4-36 四分之一周期开关状态序列

(a) 空间矢量调制 (b) 同步最优调制 (k 对应于开关状态 u_k , 如图 4-9 中所定义, 时间轴未按比例)

需要用加入第三个开关状态来校正。该法优点在于不同方向形成的误差分量最终会减少而不需要外加校正。

同步最优 PWM 本来就限于稳态运行, 因为几乎不可能预先规定其动态条件。一种最优化开关模型产生的谐波畸变最小、轮廓清楚的稳态电流轨迹 $i_{ss}(t)$, 如图 4-37(a) 左半图所示。假定在 $t = t_1$ 工作点上改变不同的脉冲模型, 因之便产生不同的稳态电流轨迹。由于电流必须连续, 所以当 $t > t_1$ 时实际的轨迹在空间便出现了偏差, 如图 4-37(b) 所示。当一脉冲数变到另一脉冲数时, 很可能发生这种情况, 因为两个优化的稳态轨迹很少有相同的稳态电流值。这种空间偏差称为动态调制误差 $\delta(t)$ [53]。当偏离预先优化的稳态时, 就会瞬时出现这种误差。

动态调制误差在低开关频率时会变大, 因此几乎不可能采用同步最优 PWM 作为快速

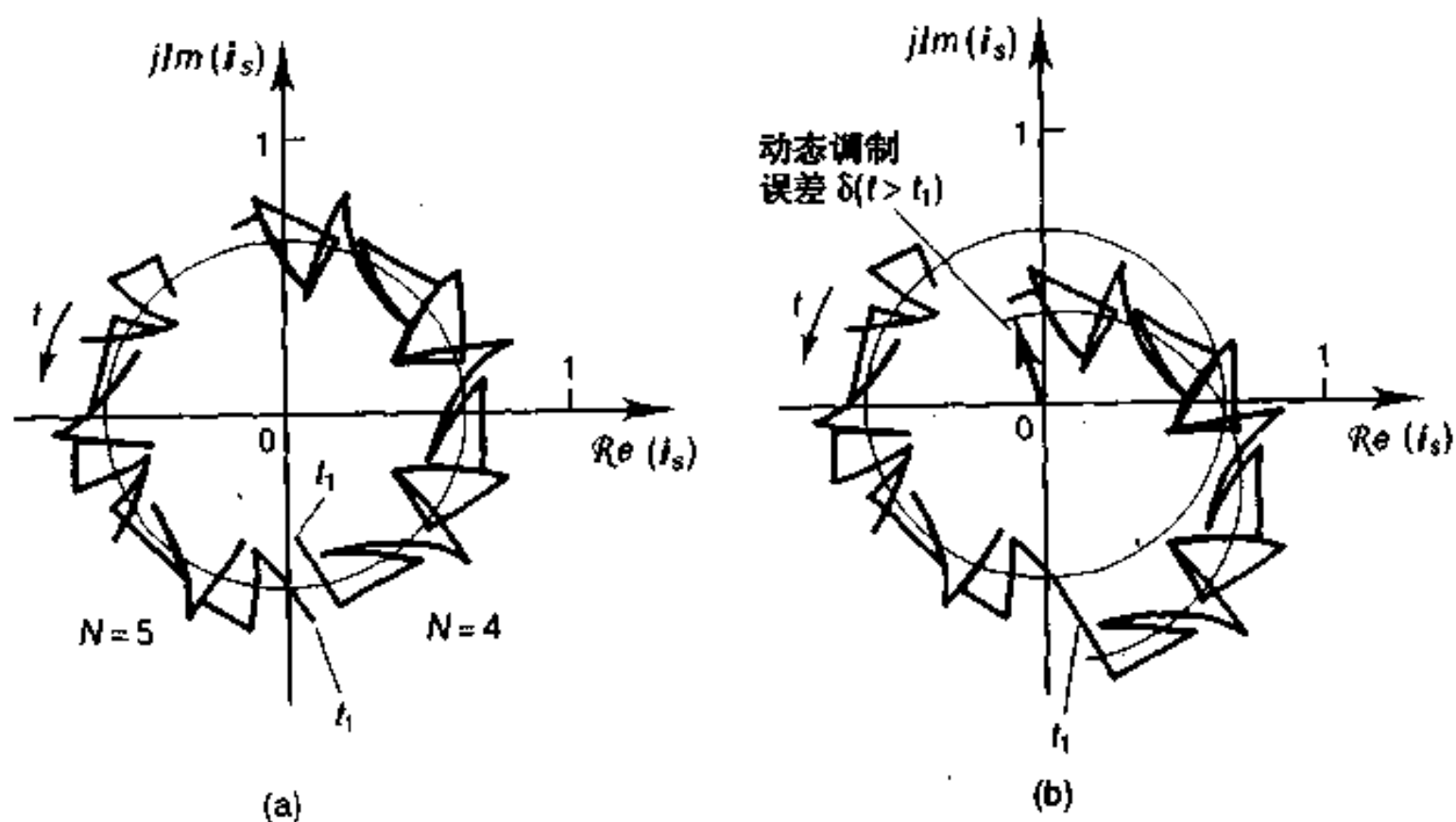


图 4-37

- (a) 两段具有不同脉冲数 N 的优化电流轨迹;
 (b) 当 $t=t_1$ 时脉冲数从 $N=5$ 改变到 $N=4$ 形成的电流轨迹

电流控制系统的一部分。高谐波电流分量反馈到调制器的输入,将严重扰乱预先优化的开关序列,有可能使预期的稳定运行产生谐波不稳定性。在暂态过程,情况变得尤为严重。此时调制器参考矢量的幅值和相角的变化很快。不同优化脉冲模型一段一段拚合在一起,组成一个实时脉冲序列,其中预先优化的电压-时间面积的平衡已不复存在。动态调制误差不断积累,产生的过电流可能使逆变器跳闸。图 4-62 给出一例。

优化次周期方法 该方法是将开关次周期的持续时间作为优化变量,次周期是三个连续开关状态矢量的时间序列。序列的排列是使瞬时畸变电流在次周期的开始和结束均为零,这样就能够按要求序列预先计算的最优次周期来组成开关波形,并且在动态条件下不会引起不希望的暂态电流。这个方法消除了基于预先计算开关角最优化 PWM 方法的缺陷。

图 4-38(a)表示一个优化次周期调制器的信号流程图。每当前一次次周期结束时,参考矢量 $u^*(t_s)$ 便在 $t=t_s$ 时被采样,然后从离线优化值的表中读出下一个次周期的持续时间 $T_s(u^*(t_s))$,如图 4-38(b)所示。曲线表明,当参考矢量接近有效开关状态矢量时,次周期的幅值和相角就增大,这意味着优化在高段调制范围尤其有价值。

调制过程本身系基于空间矢量方法并考虑了次周期长度的变化。因此,在方程(4.27)中用 T_s 代替 $T_0=1/2f_s$ 。用预测值 $u^*(t_s+1/2T_s(u^*(t_s)))$ 决定持续时间。预测时假定基频在次周期内不变,以消除可变时间间隔采样所造成的基波相位角的扰动[35]。

在图 4-39 中,给出了优化周期法与空间矢量调制技术的性能比较。傅氏频谱与图 4-28 相似,没有显著的载波频率,因而减少了来自负载的噪声辐射。

4.5.5. 开关条件

迄今为止,都假定逆变器的开关是理想的,而实际上几乎所有半导体器件均非如此。器件在开通和关断时其动作均滞后于控制信号,滞后的时间与器件的类型、电流与电压额定

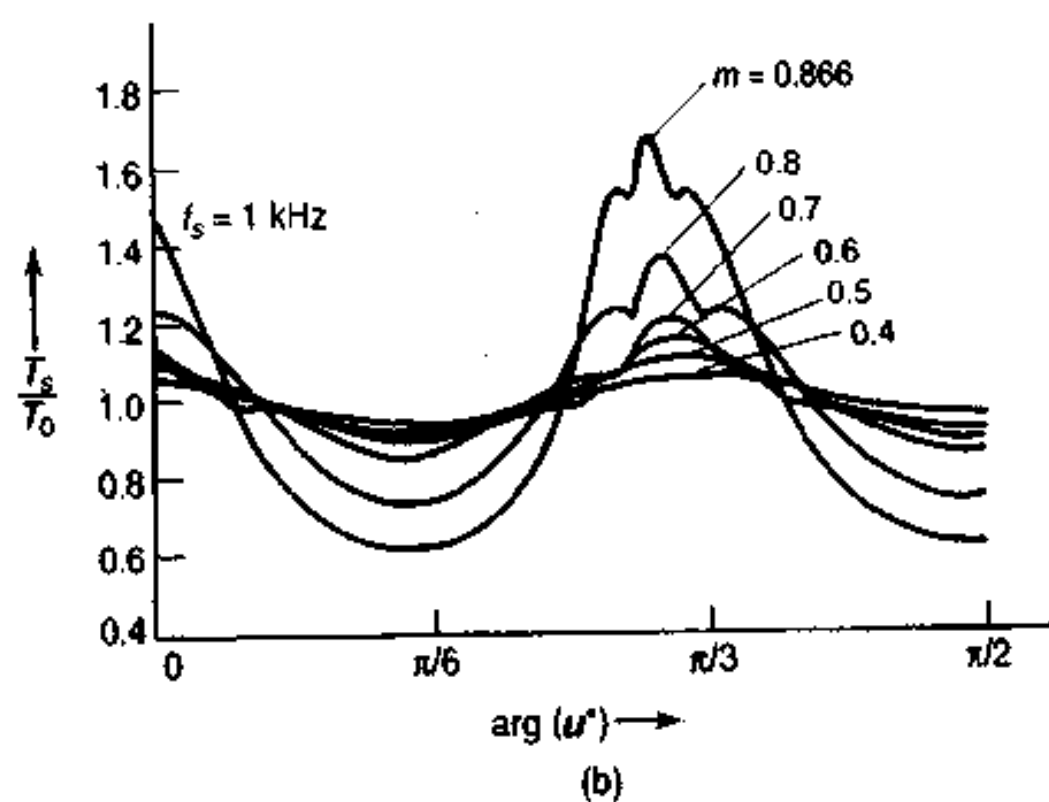
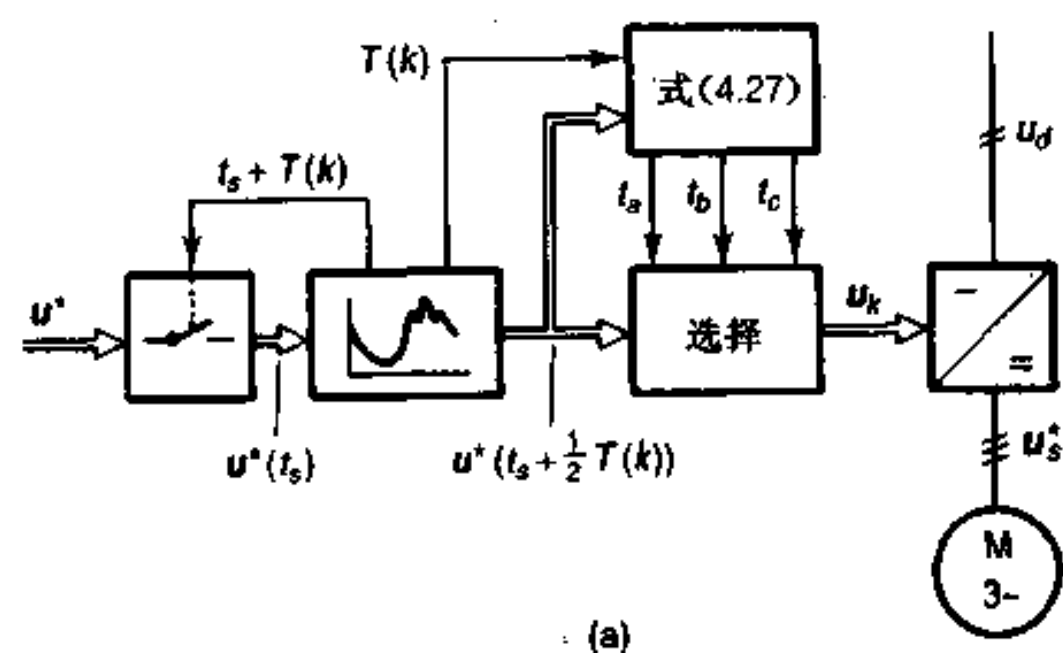


图 4-38 优化次周期 PWM

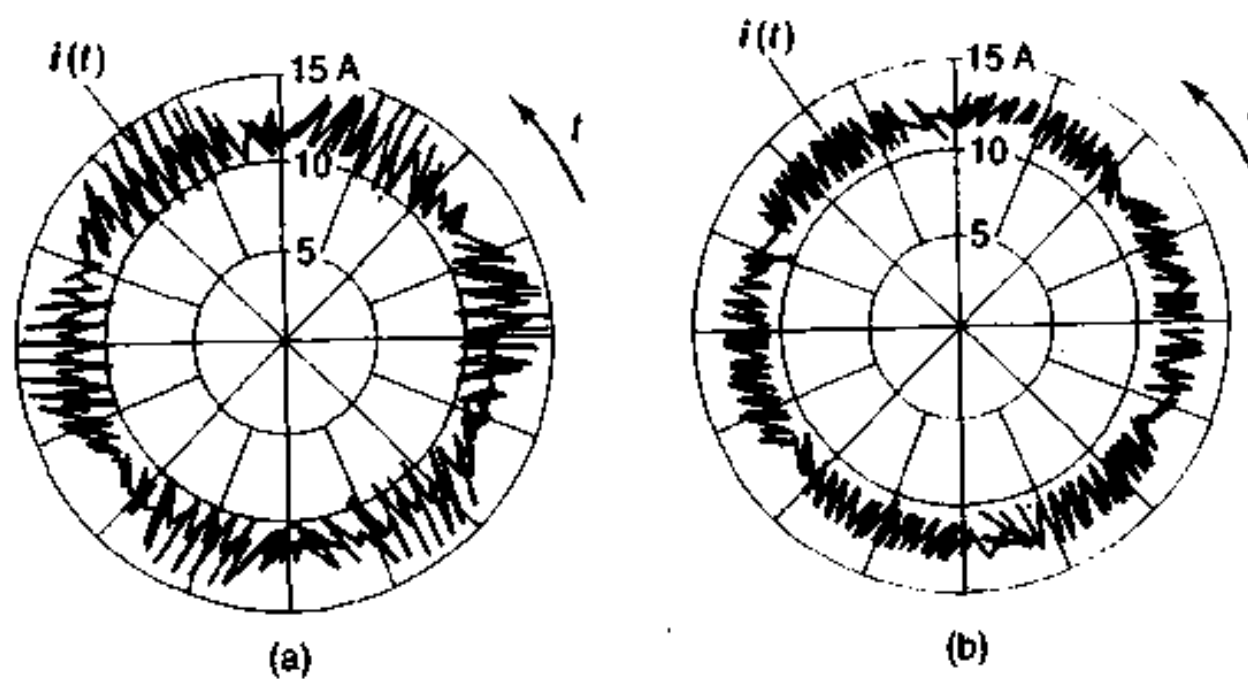


图 4-39 电流轨迹

值、控制极上的控制波形、器件温度以及实际的切换电流有关。

导通状态矢量的最小持续时间在 $1 \sim 100 \mu\text{s}$ 数量级, 与相应半导体开关的类型有关。在一个开环调制器中, 如果控制值比要求的最小值还小, 则相应的开关状态一定会延长时间或者被跳过(脉冲丢失[36]), 这将引起附加的电流波形畸变, 成为最大调制度的限制因素。4.5.3 节介绍的过调制技术可避开这个限制。

时间死区的影响 特别是少数载流子器件, 由于存储效应而存在着关断延迟。存储时间 T_s 随电流的大小和器件温度而变化。为了防止逆变器半桥发生短路, 逆变器控制必须引入封锁时间 T_d 。封锁时间是从半桥电路的一个半导体开关关断瞬时开始, 直到相反的开关导通为止, 封锁时间 T_d 决定于最大存储时间 T_s 加上附加的安全时间间隔。

现在有两种不同的情况, 如图 4-40(a) 所示, 在桥臂中流过正向负载电流。当调制器输出信号 k 变高, T1 基极驱动信号 k_1 延迟 T_d 后得到相电压 u_{ph} 的反向也延迟 T_d 。如果调制器输出信号变低, 基极驱动信号 k_1 立即变零, 但 T1 的实际关断由于器件存储时间而滞后 $T_s < T_d$ 。因此, 上桥臂的导通时间不能维持到控制信号 k 指令那样长, 要少一个时间差 $T_d < T_s$ [37]。

电流为负极性时出现类似情况。图 4-40(b) 表明上桥臂导通时间增加了 $T_d < T_s$, 因此半

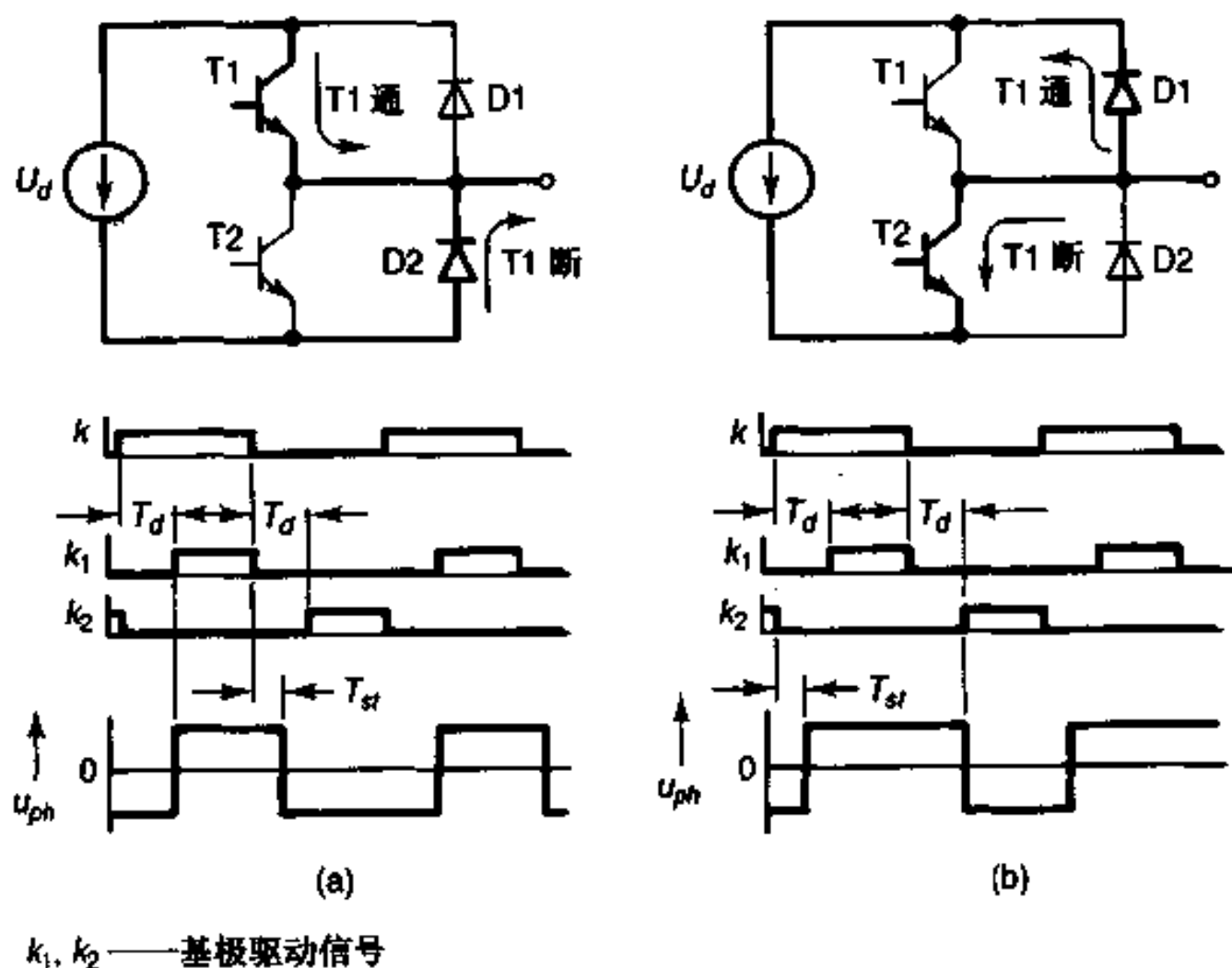


图 4-40 逆变器开关滞后
(a) 正向负载电流 (b) 负向负载电流

桥的工作周期常常和控制信号 k 不一样长, 根据负载电流的极性, 不是增加就是减少。其作用可用误差电压矢量来描述

$$\Delta u = \frac{T_d - T_s}{T_s} \text{sig}(i_s) \quad (4.34)$$

使逆变器输出从预定值 $u_{av} = u^*$ 变为

$$u_{av} = u^* - \Delta u \quad (4.35)$$

式中, u_{av} 是逆变器输出电压矢量一个次周期的平均值。误差幅值 Δu 与实际安全余量 $T_d -$

T_a 成正比;其方向按离散步变化,并与三相电流的相应极性有关。后者在方程(4.34)中用幅值恒定的极性矢量来表达

$$\text{sig}(i_s) = \frac{2}{3}[\text{sign}(i_a) + a \text{sign}(i_b) + a^2 \text{sign}(i_c)] \quad (4.36)$$

其中, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; i_s 为电流矢量;符号 $\text{sig}(i_s)$ 表示该复数非线性函数具有符号函数的性质。图 4-41(a) 所示 $\text{sig}(i_s)$ 对应于所有电流矢量 i_s 的可能值。空间矢量 $\text{sig}(i_s)$ 的幅值恒定且一直位于电流空间矢量所在的 60° 扇区的中心。三相电流用 i_a 、 i_b 和 i_c 表示。

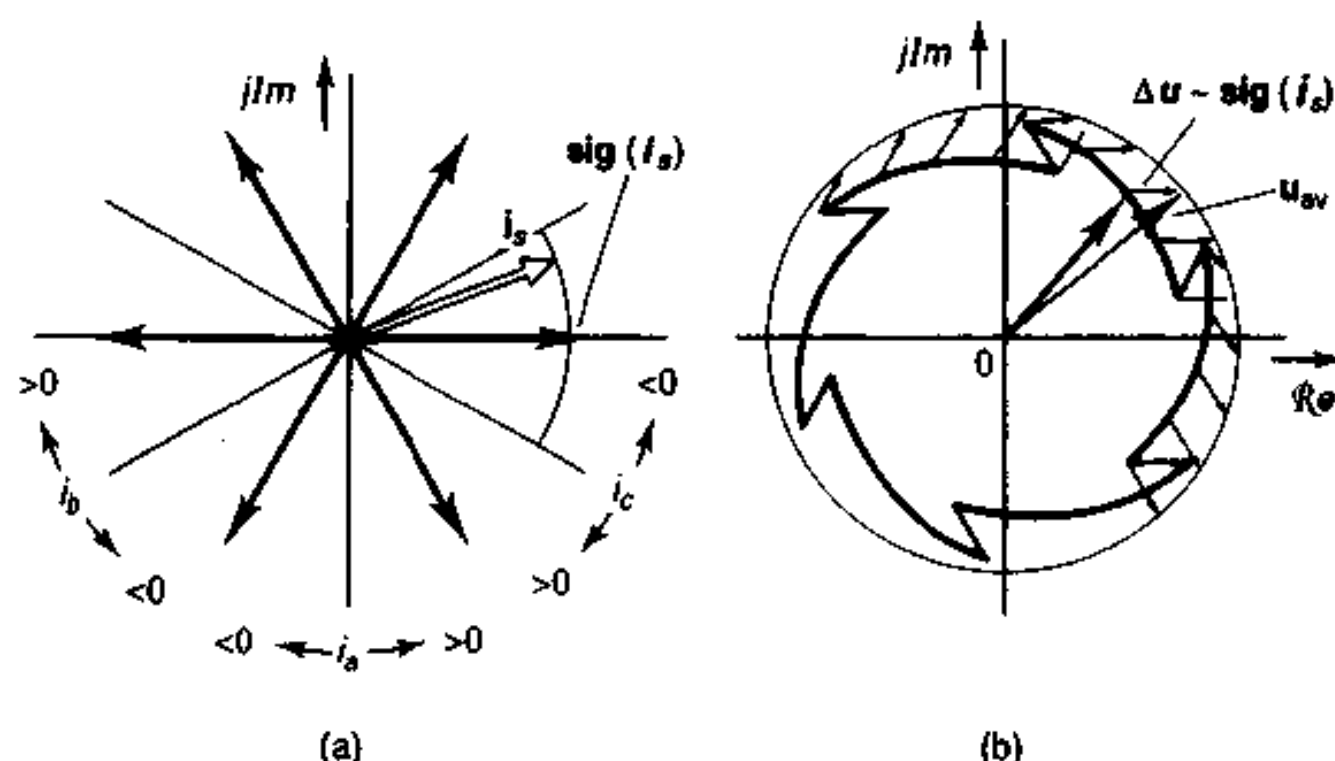


图 4-41 死区影响

(a) 极性矢量 $\text{sig}(i_s)$ 的位置 (b) 畸变电压 u_{av} 的轨迹

由方程式(4.34)~(4.36)描述的死区影响使平均电压矢量轨迹 u_{av} 产生非线性畸变。图 4-41(b) 给出了一个例子。畸变与基波电压幅值 u^* 无关,因此当低速范围 u^* 较小时,相对的影响就非常大。由于在低速范围的基频较低,负载电路的电感对电流波形的滤波作用很小。如图 4-42(a) 可清楚看到电压的突变。根据方程(4.36),当有一相电流改变符号时平均电压将出现减少,从而使得这些电流在过零点后有保持原值的趋势,见图 4-43(a)。当电机处于

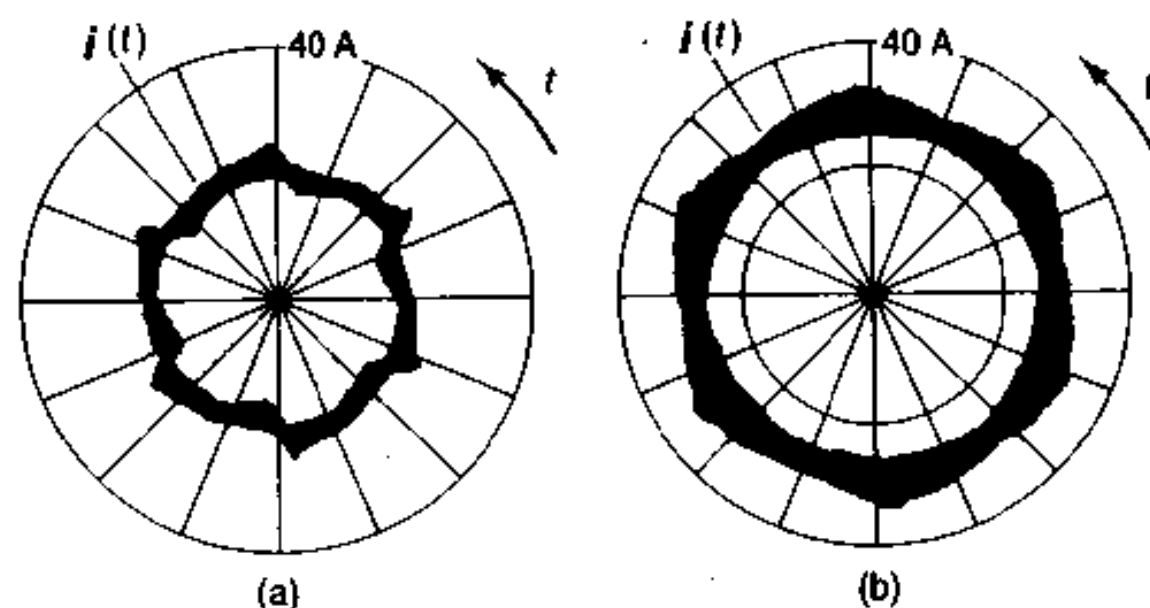


图 4-42 死区影响

(a) 六次谐波和低基波时测得的电流轨迹 (b) 同(a)有死区补偿($f_s = 200$ Hz)

发电状态时,情况就不同了。由于平均电压突然增加,将引起相电流过零后陡升。

在上述任何一种情况下电机的转矩均受影响,稳态时呈现六倍基频的脉动。如果这个频率相当低,则会导致机电稳定性问题。这种情况由图 4-43(b)所示,一相电流和速度信号处于持续不稳定状态。

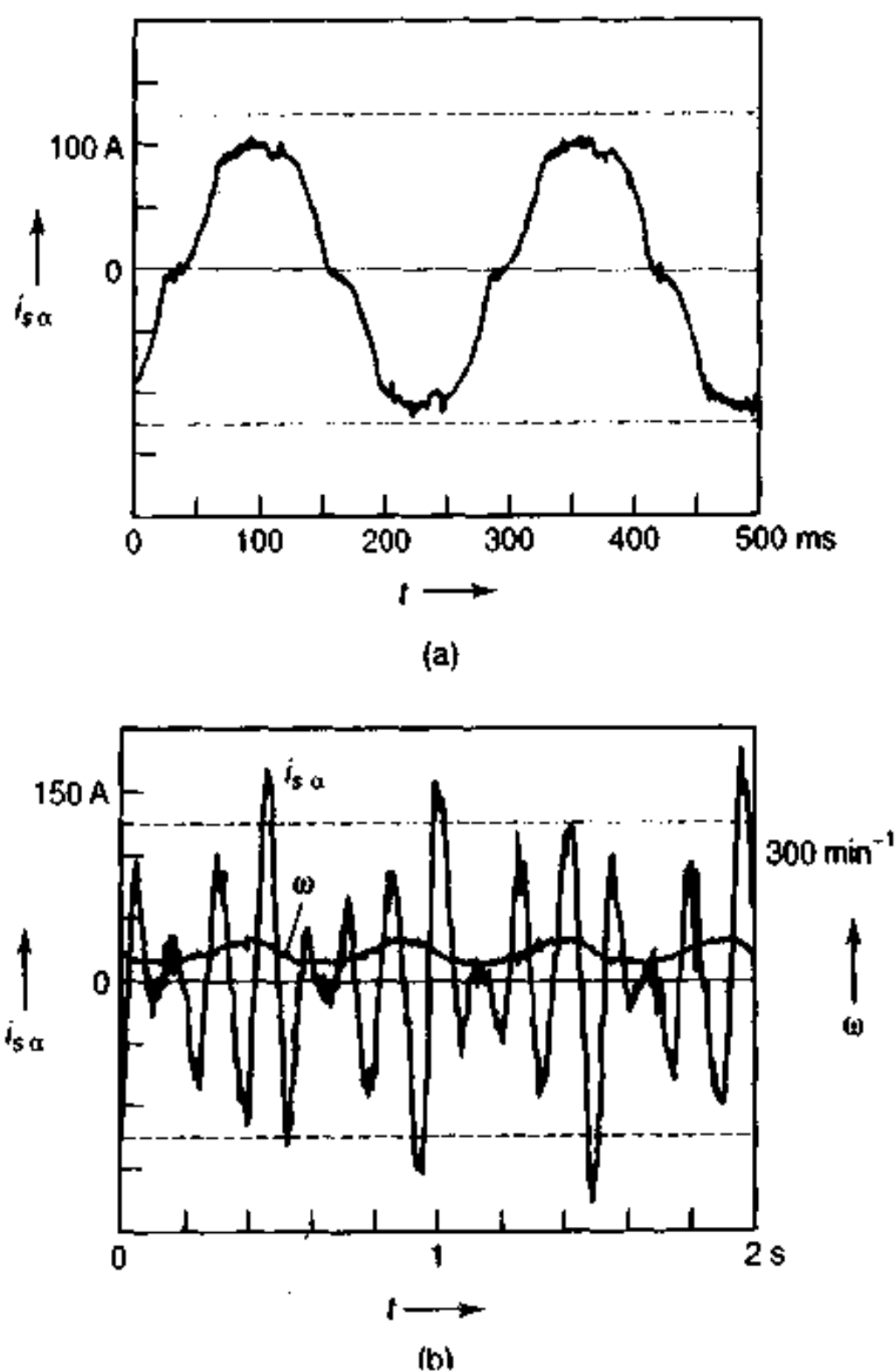


图 4-43 在两个不同工作频率下测得的死区影响
(a) $f_1 = 3.8 \text{ Hz}$ 时的相电流畸变 (b) $f_1 = 7.4 \text{ Hz}$ 时的机电不稳定性

死区补偿 如果由脉宽调制器和逆变器组成的系统自身带有宽频带电流控制环,则由死区造成的电流畸变可得到一定程度的补偿,这样便可省去单独的死区补偿器。当快速的电流控制不能使用或者要求电机转矩必须非常平滑时,就需要用补偿器。死区补偿器可以由硬件或软件实现。

图 4-44(a)所示为用于闭环控制的硬件补偿器[38]。每个桥臂配有相同的补偿电路,每个补偿器在脉冲调制器的逻辑输出信号 k 和实际的开关时刻之间加入一个固定的延时。为此,需要在逆变器输出检测相电压改变的时刻,得到的一个逻辑信号 $\text{sign}(u_{ph})$ 反馈回去控制一个加减计数器,然后再去控制桥。正方向计数控制负的相电压;反之亦然。

图 4-44(b)所示为在正负载电流下的信号。半桥起初输出为负, $\text{sign}(u_{ph}) = 0$, 计数器保

持着前一次切换时所测的存储时间 T_s 。当调制器输出 k 变高时,计数器开始以固定的时钟频率减数。在单元 T 中,逆变器控制逻辑经过 T_s 后接受到开通信号 k' ,然后在 k_1 使桥臂开通前加进锁定时间 T_d 。整个开通过程的滞后时间为 $T_d + T_s$ 。

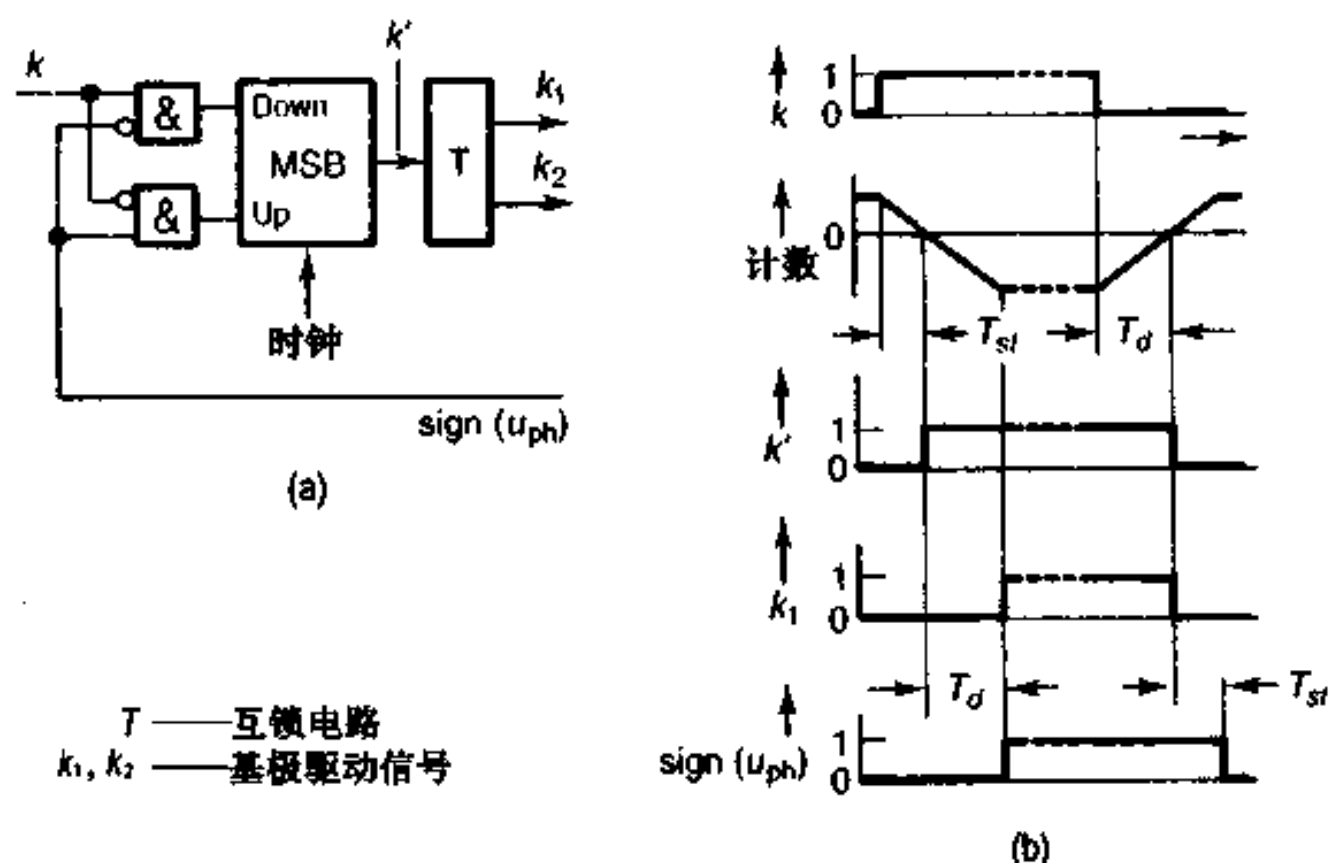


图 4-44 死区补偿

(a) 每相的补偿和滞后电路 (b) 信号波形图

当调制器输出 k 变低时,关断开始。计数器开始加数,经过 T_d 后,使信号 k' 变低, k_1 立即变为零。但是相关开关 T2 经过存储滞后时间 T_s 后便关断。这个过程总的时间滞后也是 $T_d + T_s$ 。因此,开关序列在时间上虽滞后,但工作周期却保持不变。

当电流极性改变 T_s 随之改变时, T_s 的初始置数就不对了,于是下一次切换将发生移位。此后,由于计数器以修改后的 T_s 值开始计数,工作周期再次保持不变。

软件补偿器大多设计成前馈模式,这就省去了逆变器输出电压的电位隔离测量。根据相应相电流的符号,给半桥的控制信号加上或不加固定的滞后时间 T_{s0} 。因为实际的存储滞后时间 T_s 并不知道,所以要完全补偿死区影响可能是做不到的。

误差电压矢量 Δu 变化的作用犹如对电流控制环的突加扰动,这些扰动只能在桥臂的下一个开关时刻得到校正。剩余的暂态误差对感应电动机传动系统基本上没什么影响;而对于同步电机则有不同的影响。同步电机由于有正弦的反电势,在轻载时往往会部分地工作在断续电流模式下,所以对这些影响较敏感,原因是在定子电流中没有励磁分量。当这些电机用于高性能运动控制系统时,要求有更完善的开关滞后补偿方法。另外的办法是可以给电机注入 d 轴电流分量,以缩短轻载时断续电流的时间间隔[39]。

4.6. 闭环控制 PWM

闭环 PWM 系统是在闭环控制回路内部产生开关序列,如图 4-12(b)所示。反馈回路可以按定子电流矢量建立,也可按定子磁通矢量建立。这些是电机的能观测和量测的状态变

量,它们反映着逆变器的开关作用。闭环控制相当快,足以补偿脉冲丢失和变开关延迟等非线性影响。

4.6.1. 非最优法

滞环电流控制 图 4-45(a)的信号流图给出了三个滞环控制器,每相一个。每个控制器决定一个逆变器桥臂的开关状态,从而使对应相的电流误差保持在滞环带内。滞环带的宽度是 $\pm \Delta i$ 。

实现控制的方法简单、动态特性很好,但也有以下一些固有的缺点[40]。

① 三相滞环控制器之间没有相互连系,因此没有办法产生零电压矢量。这样,在调制度较低时开关频率将会增加。

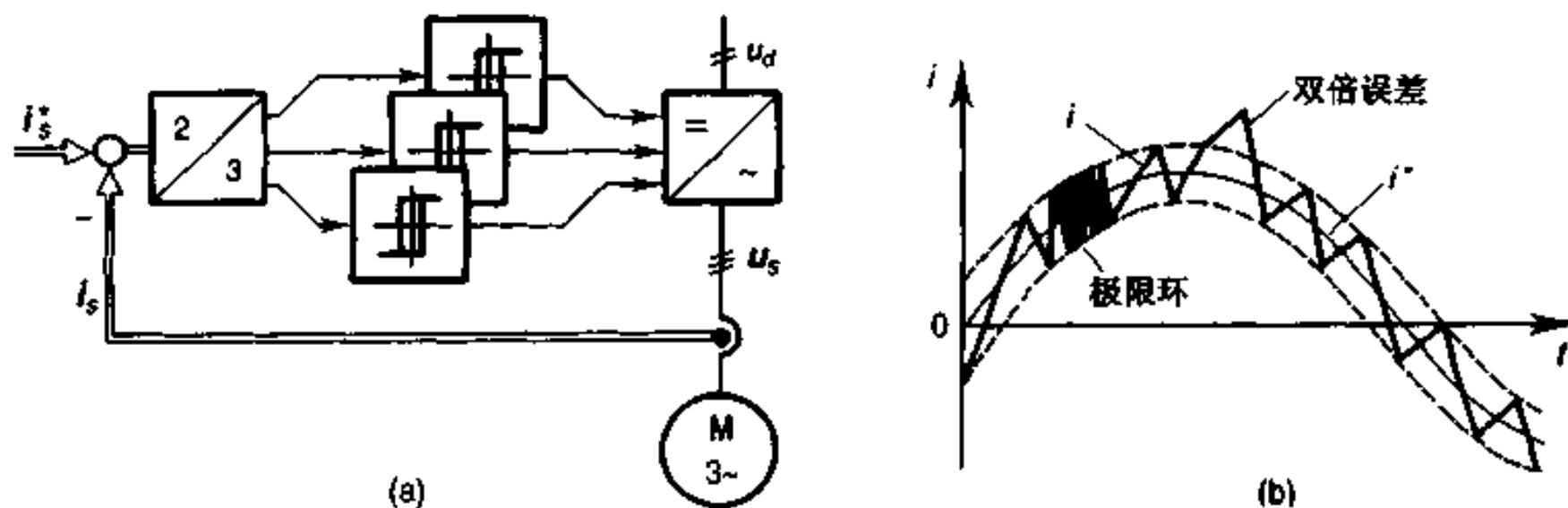


图 4-45 滞环电流控制
(a) 信号流图 (b) 基波电流波形

② 在低速下常锁定在高频切换的极限周期内,它只包含非零电压矢量[图 4-45(b)]。

③ 电流误差不是被严格限制的。每当零矢量出现,同时反电势矢量便有一个与前一个有效开关状态矢量相反的分量,信号将离开滞环带。最大的超调量是 $2\Delta i$,如图 4-45(b)所示。

④ 调制过程产生次谐波分量。

幅值密度谱 $h_d(f)$ 如图 4-46 所示,也包括次谐波频率的离散分量 h_i ($k \cdot f_1$),频谱几乎与调制度无关。滞环电流控制器的切换频率与调制度有很强的依赖关系。如果不考虑前面提到的个别影响,其关系具有类似于图 4-51 中曲线 a 那样的趋势。

该影响可参考图 4-21 加以说明。其解释是,当参考矢量 u^* 近似达到 7 个开关状态之一

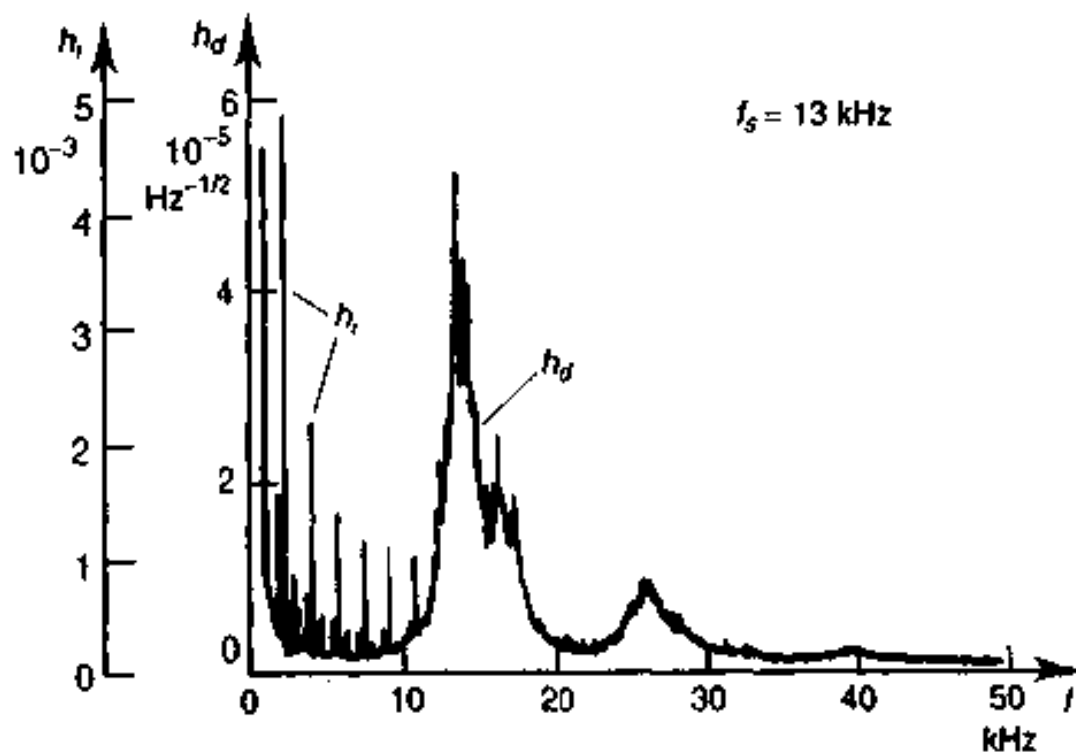


图 4-46 滞环电流控制,测得的谐波频谱图

时,电流畸变减少。在低调制度下, u^* 一直接近零矢量;高调制度下, u^* 暂时接近一个有效矢量。因此,滞环电流控制器的恒定谐波电流幅值使开关频率在 $m \approx 0$ 时降到接近零,在 $m \rightarrow m_{\max}$ 时接近较高的最小值。结果其工作情况基本上如图 4-51 中曲线所示的那样,这表明逆变器开关的能力并未充分利用。特别是在低调制度下,开关频率很低,次谐波更易于产生。

滞环控制器适于工作在较高频率下,因为这样可对其低劣的调制质量有所补偿。但开关损耗限制它只能在低功率等级中应用。改进的目标是消除该项使人感兴趣的调制技术的不足之处。采用附加补偿器和逻辑存储器可以消除电流超调和极限环的出现[41]。另外的方法是,使电流误差信号在作用到滞环控制器之前变换到同步坐标系[42]。选用合适的滞环带宽,可以工作在固定开关频率下。带宽必须基本上按照与图 4-51(a)的反函数成正比进行调速,这意味着线路将更为复杂[43,44]。

次振荡电流控制 基于载波的调制系统,作为电流控制环路的一部分可消除滞环控制器的基本缺点。图 4-47 给出的比例积分(PI 型)控制器用来从电流误差导出 PWM 的参考电压 u^* 。电机的反电势可以看做是电流控制环路中的扰动,该电压没有谐波和幅值、相角的不连续。因此,过 PI 控制器的 I 通道几乎能够补偿掉反电势的影响。然而,稳态跟踪误差必须继续存在,才能在控制器的输入端产生时变信号 u_s^* [45]。

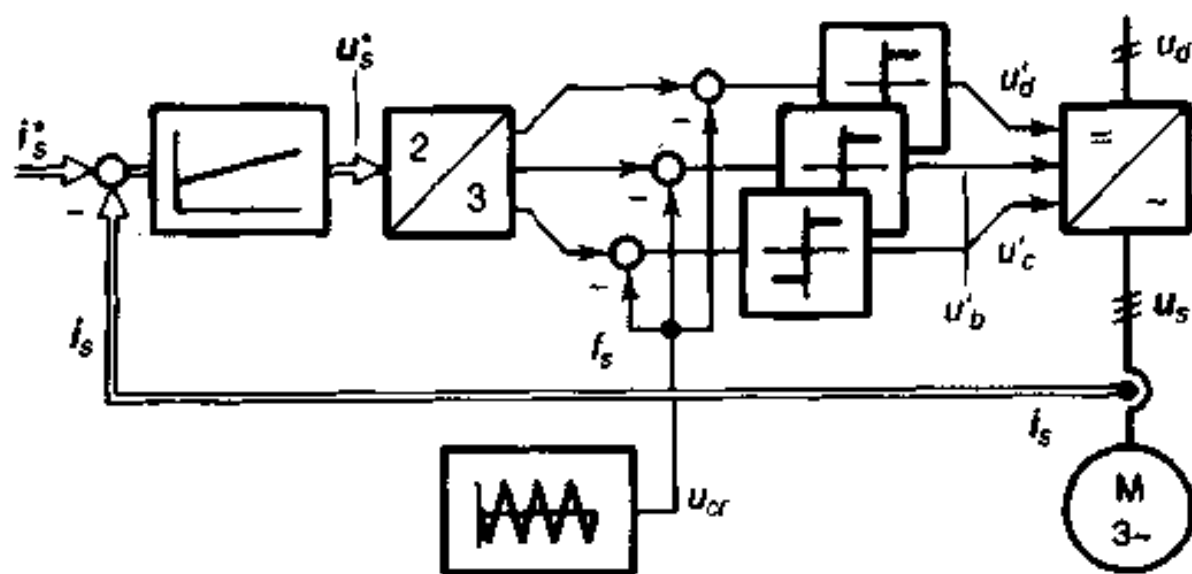


图 4-47 次振荡电流控制,信号流程图

选用高增益 PI 控制器,可保持较小的跟踪误差。然而,增益是有限制的,因为它同时也放大了谐波电流。为了不影响脉宽调制器的正常工作,电流误差信号的斜率必须始终小于三角形载波信号的斜率。

该系统不能简单地看做是具有附加电流控制环路的脉宽调制器。比较了谐波频谱(图 4-48(a))与空间矢量调制器的频谱图(图 4-24)之后,情况就显而易见了。它们的差别可从图 4-48(b)得到解释,即电流畸变对开关时刻会产生影响。这就说明了快速电流响应还是有好处的,只要调制器能对参考信号 u^* 的瞬时变化做出反应。因此,用模拟电路来实现次振荡方法是一种合适的做法。

当参考信号的幅值超出载波幅值时,脉宽调制会发生周期性中断并出现脉冲丢失。其有利的影响是基波输出电压超过比例控制,与过调制技术相比(4.5.3 节)由于其开关频率低,所以谐波畸变较大。

控制电流空间矢量 前述系统所固有的稳态非零电流误差,是高性能的矢量控制传动

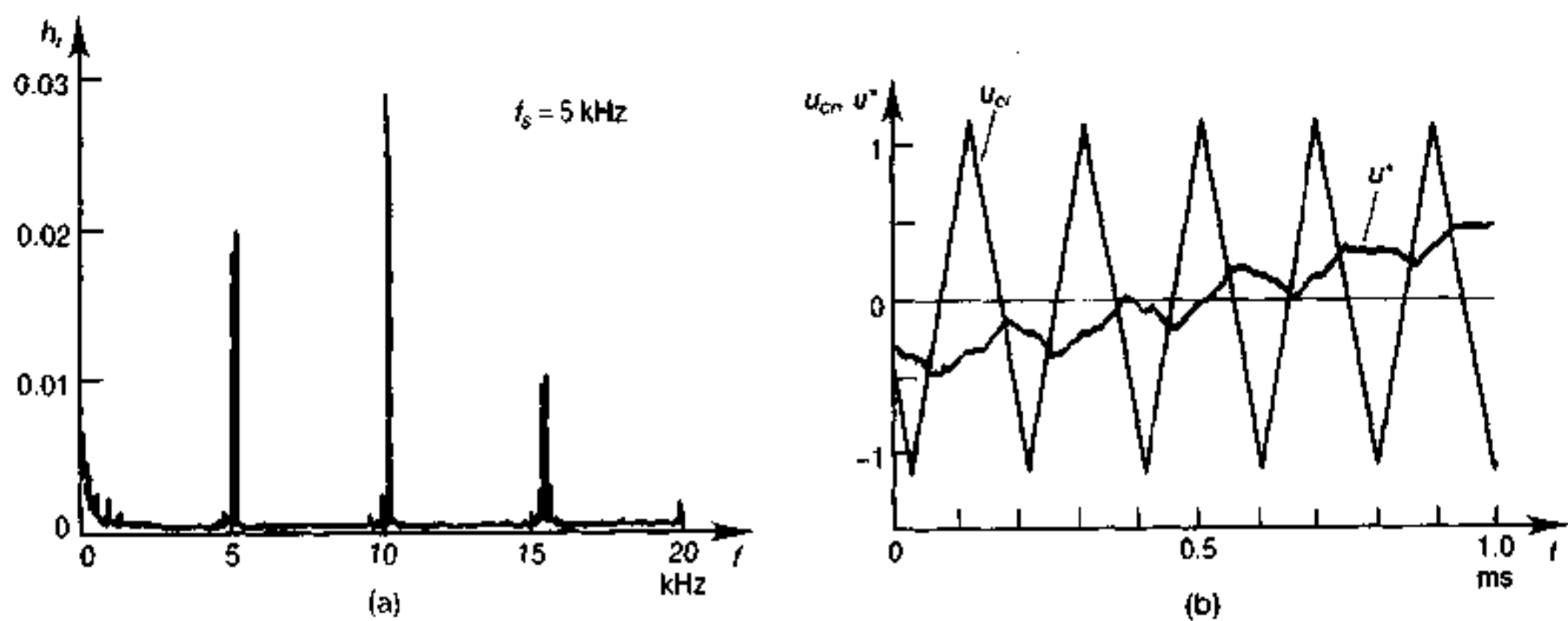


图 4-48 次振荡电流控制
(a) 谐波频谱 (b) 载波信号和参考信号

系统所不希望的。为消除这个误差,可以用电机的反电势电压 u_i 和漏感电压 $\sigma L_s di_s/dt$ 作为补偿作用的前馈信号(图 4-49)。参数估计基于电机模型。这时电流控制器的任务基本上减少到只对模型参数或模型结构不匹配所产生的误差进行校正。动态性能的改善是靠基于参考电流导数的前馈控制实现的。在这里,引入了漏感 σL_s 作为参数。

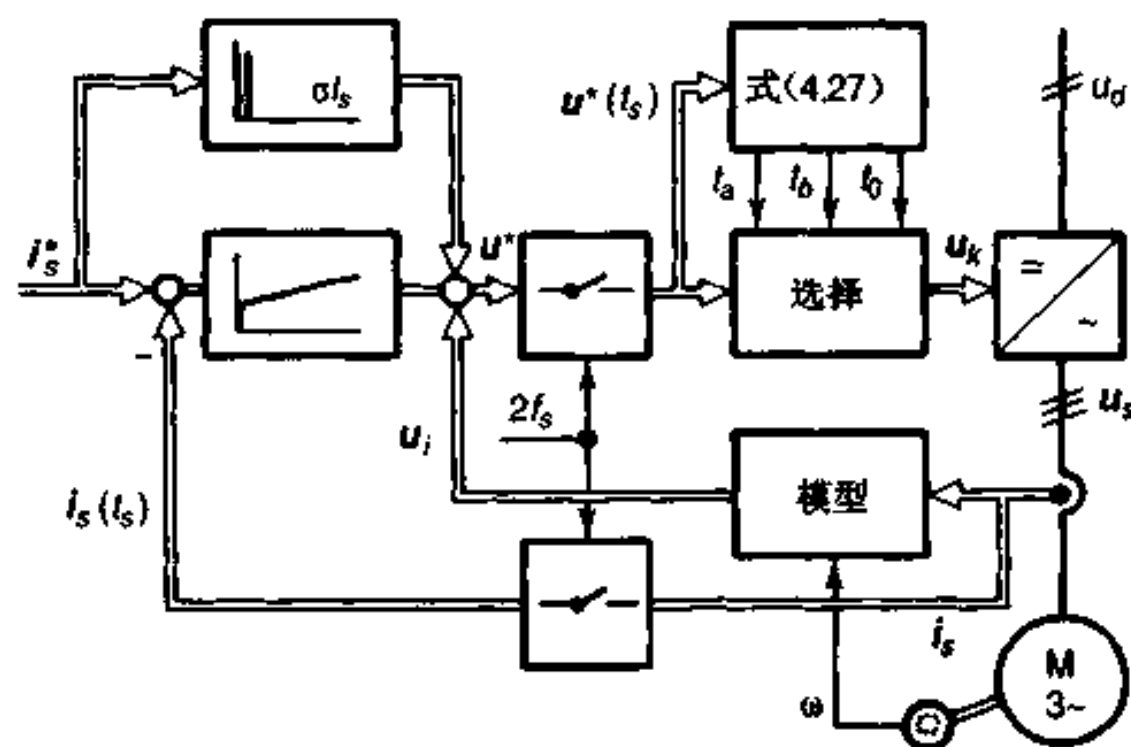


图 4-49 电流控制空间矢量,信号流图

在这个系统中,最好采用空间矢量调制器,因为参数信号 u^* 是周期性采样的,见图 4-49。在电流反馈的信号中,必须不含有谐波分量,这些谐波是靠与空间矢量调制器同步采样消除的。

图 4-21(b)和图 4-21(c)所示,当零矢量出现时谐波电流的矢量轨迹过零点,过零出现在零时间间隔的中点。相应的开关序列(4.28 和 4.29)在零矢量时间的一半开始,这样每个次周期都从零谐波电流开始。在这个时刻,被采样的电流反馈信号 $i_s(t_s)$ 等于基波电流 i_{s1} ,该时刻是事先由调制器决定的。这个方法需要宽频带 A-D 转换器,而且脉宽调制器的工作必

须与电流控制器的数字算法同步[19]。

要注意,次振荡法不能提供零谐波电流出现的时刻。从谐波模式[图 4-21(a)]和图 4-15 的波形图可以清楚看到,该时刻与相应的工作点有关,不能用简单的算法来确定。

查表法 在闭环控制系统中,适用的空间矢量信号是定子电流[46]或定子磁通矢量[47,48]。其误差亦是一个空间矢量,例如, $\Delta i(t) = i^*(t) - i(t)$ 。用预先确定的边界值限制误差矢量 $|\Delta i|$ 的幅值或误差矢量相应分量的幅值 Δi_α 和 Δi_β (或 $\Delta \Psi_\alpha$ 和 $\Delta \arg(\Psi_s)$), 是一个在 t_k 时刻使一个实际开关状态终止的方法。下一个开关状态矢量可从查表中读出。表的地址是误差矢量和/或其他状态变量,如反电势矢量和/或实际开关状态矢量(图 4-50)。

这些方法产生的是非同步脉冲序列。由于损耗因数 d^2 大多由预定的边界条件所确定,所以不同调制度下的性能均反映在开关频率上。这一点可以从磁通查表法(图 4-51 中的 a 曲线)得到证实[50]。

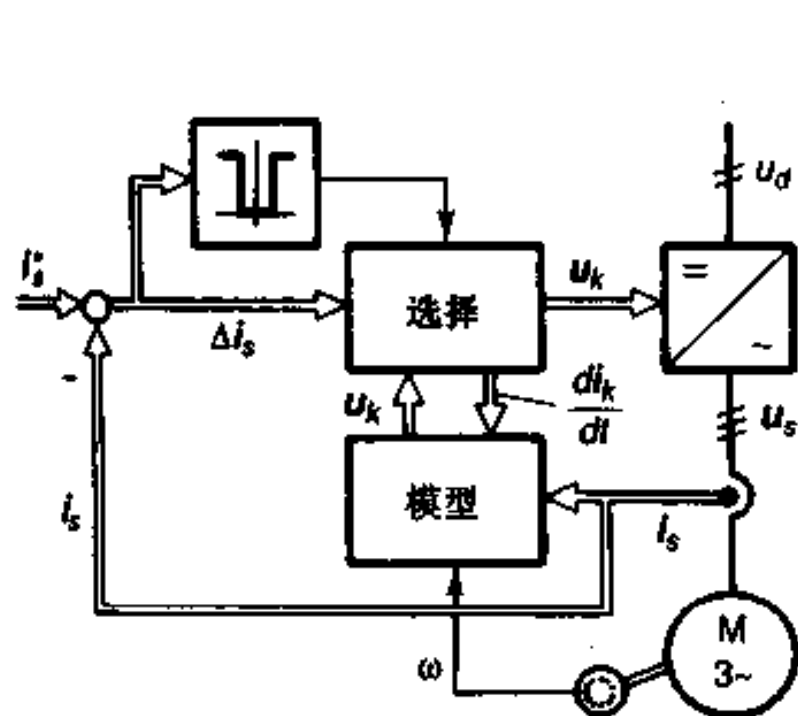


图 4-50 电流查表法, 信号流程图

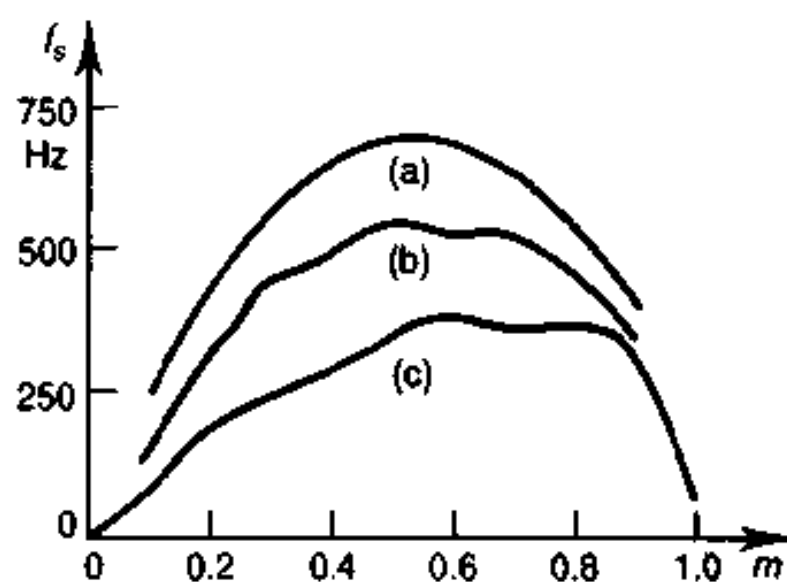


图 4-51 非线性控制器性能

a——磁通查表; b——预测控制, 圆误差边界;
c——磁场定向电流控制

4.6.2. 带实时最优的闭环 PWM

对于大功率的工业传动和电力牵引,特别是在 GTO 用做功率开关之后,最优 PWM 技术是富有吸引力的。开关频率限制在远低于 1 kHz 的值(见图 4-4),使开关谐波实现最小化是值得做的。这类应用的另一个重要问题是基波电流的快速控制——调制过程的一部分。

预测电流控制 预测电流控制的 PWM(图 4-52),与前面讨论过的查表法有相同的组成部分。在这两种方法中,切换时刻决定于合适的误差边界。图 4-53 给出了一个边界为圆形的例子,其边界位置受参考值 i_s^* 控制。当电流矢量 i_s 触及边界线时,便由预测和优化决定出下一个开关状态矢量。

然后,计算每个可能的开关状态的电流矢量轨迹,并预测再次达到误差边界的各时间间隔。其预测亦和误差边界的位置有关,它在复数平面上的移动可视为受预测参考电流的支配,其运动在图 4-53 中用虚线圆表示。切换时刻的预测基于简化的电机数学模型(图 4-10),最后选出产生最大持续时间的开关状态矢量。这相当于使开关频率的最小化[49]。优化能够延伸到包括后面的两个开关矢量[50]。

决定最优开关状态矢量的算法在数字信号处理器(DSP)上大约需 $20 \mu s$,这个延迟在较低的开关频率时是容许的。频率较高时可用双预测法进行处理,在到达边界前预测实际电流

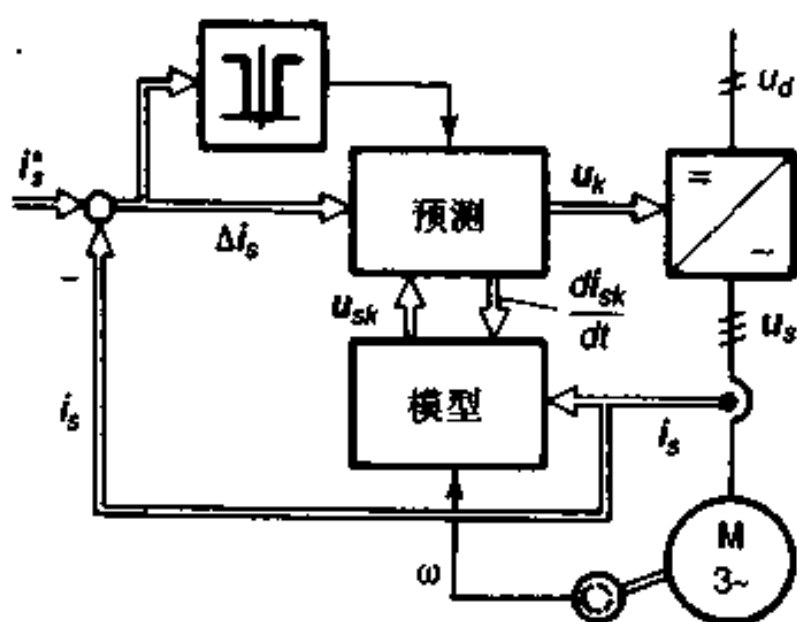


图 4-52 预测电流控制,信号简图

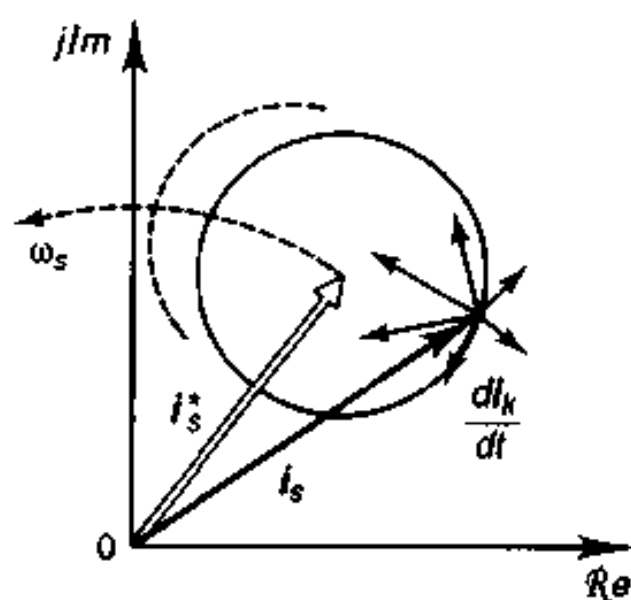


图 4-53 预测电流控制,信号简图

轨迹以确认未来可能发生边界转换的时刻。还要预测该时刻的反电势矢量,用来对未来时刻的开关状态矢量进行优选,其方法步骤前已论述。相应的信号如图 4-54 所示[51]。

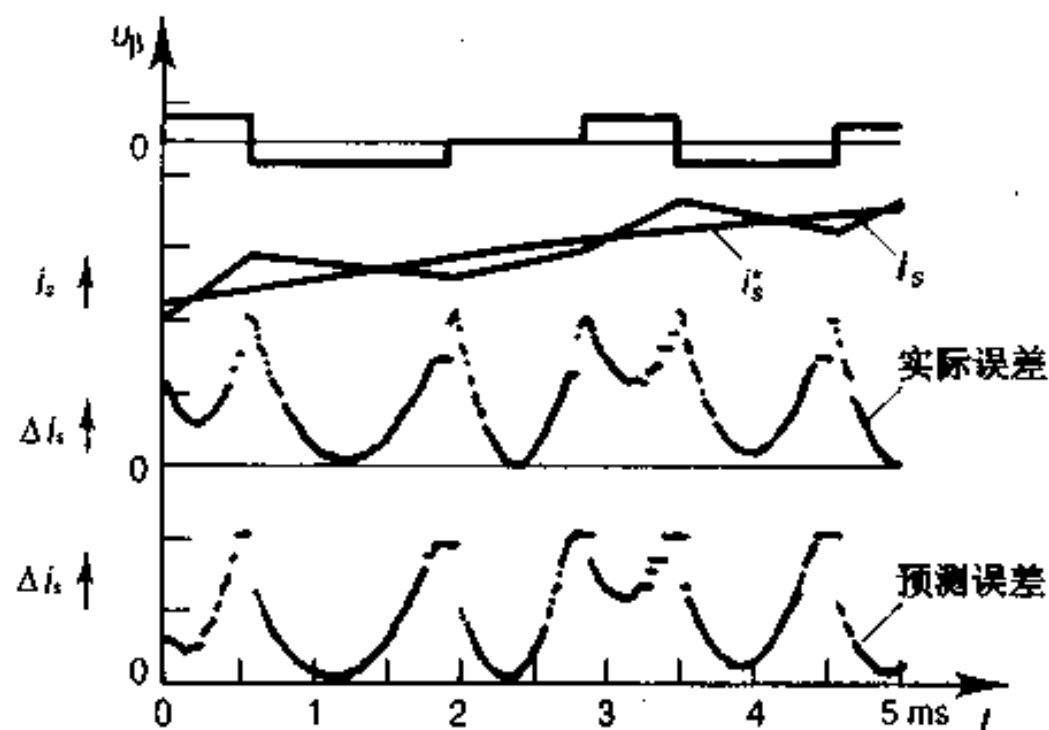


图 4-54 预测电流控制,用双预测法所测波形

预测电流控制方法可使紧接其后的两个开关状态矢量的持续时间最大化,其性能如图 4-51(b)所示。

有磁场定向的脉宽控制 在很大功率的应用场合需要进一步减少开关频率,这点可以通过定义一个矩形电流误差边界来实现。此矩形与电机的转子磁通矢量是对准的,见图 4-55。这样就将大部分不可避免的电流谐波转换到转子磁场轴线上,该轴上的谐波电流对电机转矩无直接影响;转子的大时间常数通过转子磁通消除其对转矩的间接影响。开关状态矢量的选择基于预测,满足的目标是:开关频率最小,尽可能避免在 d 轴电流边界通断,这可以从图 4-55 示波图看到。利用磁场坐标的矩形边界区域所取得的减少开关频率的效果,超过了用圆形边界区域(图 4-51 中的 c 曲线)[52]。由于 d 轴电流增加了,所以说转矩谐波的减少是以增加电流谐波为代价的。

4.6.3. 预优化脉冲模型的实时自适应

在线优化脉宽调制方法的目标是在有限的时间间隔内使目标函数最小化。它们仅取下

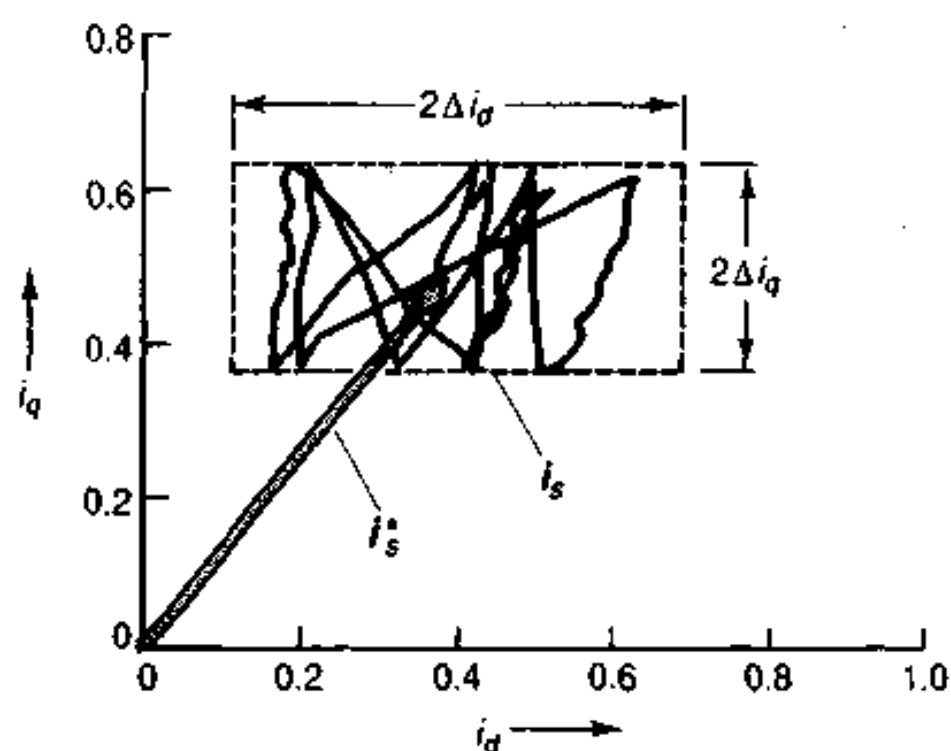


图 4-55 有磁场定向的脉宽调制, 电流轨迹及矩形误差边界

一次开关时刻(最多以下二次), 作为优化的基准, 因此只能得到条件最优。每个解均取决于实际的初始条件, 这些条件是前面时间间隔得出的优化结果。在一个时间间隔中优化指标的微小牺牲就可能对后续的时间间隔带来较大的收益。然而, 当这部分时间未包括在优化过程中时, 这些收益并不能实现。这说明了为什么得不到全局最优。

在线法亦无法提供同步开关动作。当脉冲数少时, 同步动作很重要, 否则会产生很大的次谐波电流, 导致低频脉动转矩。在线优化法最突出的优点是动态特性非常好。

与此相反, 离线优化法可提供全局优化, 而只要满足严格限制在稳态下工作的条件。就优化时间间隔而言不存在限制, 因此可以对一个基波周期内的整组开关时刻在闭合算法过程中进行优化。这就迫使开关频率与基波同步, 从而消除了次谐波电流和不希望有的电力传动机械系统谐振频率范围内的脉动转矩。但是, 限制在稳态下工作将会使动态性能变差, 使得这种系统几乎不能实用, 这在 4.5.4 节已详细讨论过。

轨迹跟踪控制 将稳态运行的离线优化和暂态运行的在线优化结合起来, 便可利用两种方法的优点[53]。同步优化脉宽调制器如图 4-56 上面部分所示。在给定工作点上用以控制逆变器的脉冲模型 $P(m, N)$ 是根据参考 u^* 幅值从储存的优化模型组中选出来的, 其中, $u^* \propto m$, 脉冲数 $N = f_s / f_1$ 。

重要的一点是, 只要系统处于稳态, 所使用的每个开关序列就是事先优化的序列。在传动系统中所建立的稳态条件, 正是离线模型优化的基准。要做到这一点, 调制器的控制信号 u^* 必须没有谐波, 其主要部分 u^* 是从准确的电机模型导出的平滑信号, 如图 4-57 所示。模型表示定子电流 i_s 和转子磁链 Ψ_r 基波分量间的相互作用, 图 4-57 中大转子时间常数 τ_r 用于消除被测定子电流 i_s 的谐波。模型还产生平滑的定子频率信号 $\hat{\omega}_{s,ss}$, 它不包括与转矩快速变化有关的 ω_s 。此信号用于将优化开关角 α_k 转换为开关时刻 $t_k = \alpha_k / \hat{\omega}_{s,ss}$, 见图 4-56。

电机基本模型用标么化信号 $i_s(i_1)/\hat{i}_s$ 以适应漏磁饱和的状态, 对参考电压 u^* 的剩余误差, 是利用基波电流分量 i_{s1} 的叠加控制环路进行补偿的。此环路成为电流控制系统平行通道的一部分, 将在下一章讨论。基波电流环如图 4-60 的上部所示。其动作很慢, 因为无需由它来改善动态性能。

用附加下标 ss 表示。因此,在实际应用中 $i_{h,ss}(t)$ 可以由优化脉冲模型来重构。根据定义,优化模型也属于稳态。动态调制误差可利用方程(4.37)由测量的电机电流 $i_s(t)$ 和指令值 $i_{s1}(t)$ 和 $i_{sr}(t)$ 确定。指令值可间接在参考电压 u^* 中得到。

图 4-56 下面部分表示动态调制误差估计的信号流程图。优化脉宽调制器的参考电压 u^* 代表电机的基波电压,它减去测到的定子电压矢量 u_s 即得到定子瞬时谐波电压矢量 u_h 。这个电压经过一个谐波电机模型,得出电机谐波电流估计值 $\hat{i}_h$ 。模型参数 $\hat{\tau}'$ 近似等于电机的暂态时间常数。可以证明,该值不需要十分准确。

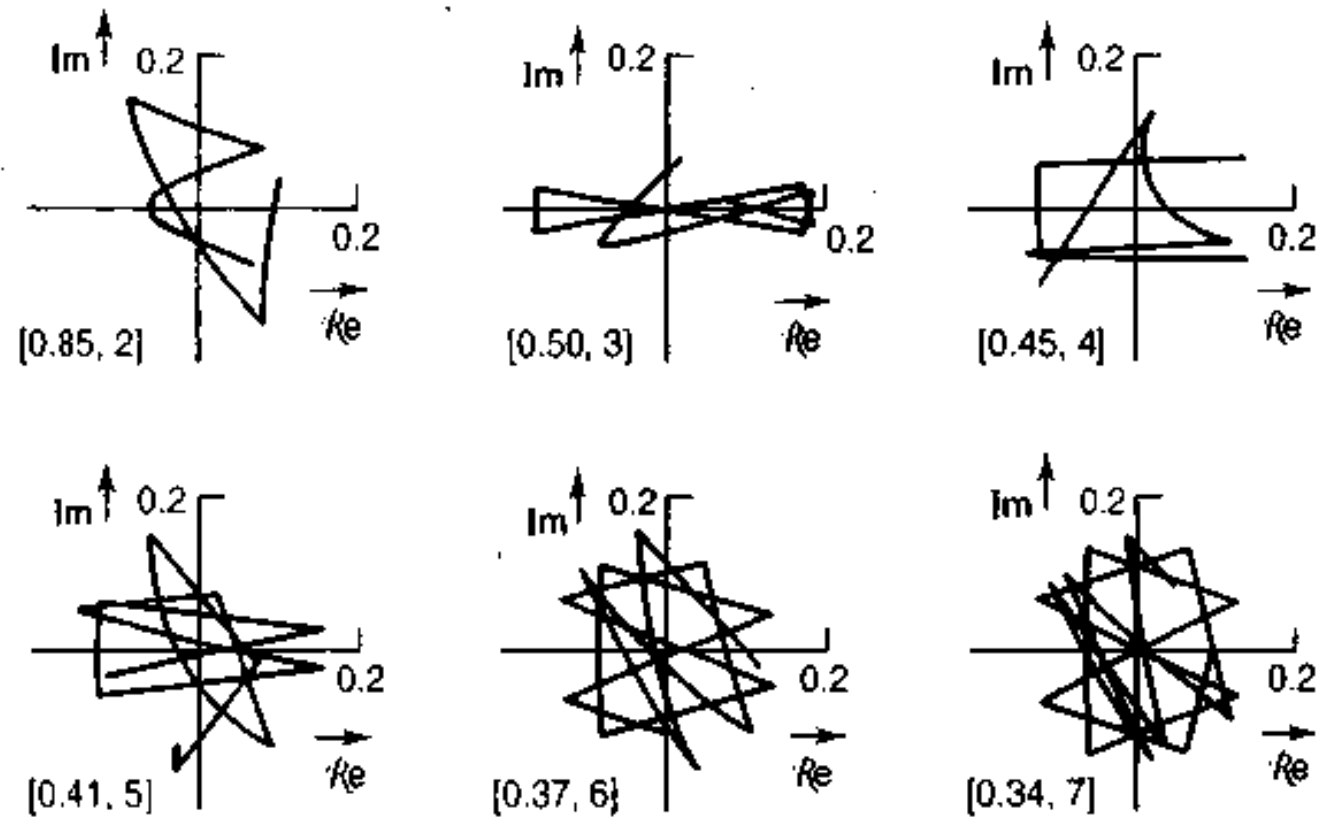


图 4-58 定子坐标系在不同参数值 $[m, N]$ 下的稳态谐波轨迹 $i_{h,ss}(\omega, t, m, N)$
只示出六分之一基波周期 ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$)

谐波电流矢量 $i_{h,ss}$ 在一个特定的稳态轨迹上移动,该轨迹与所选最优模型 $P(m, N)$ 有关。每一个脉冲模型有不同的稳态轨迹,当模型改变时轨迹之间的过渡是不连续的。图 4-58 给出了不同 m 和 N 时谐波的稳态轨迹。为了实时产生稳态轨迹,第一步,从所选开关模型 $P(m, N)$ 重构实际开关序列 u_{ss} 。减去参考电压 u^* 便得到稳态谐波电压 $u_{h,ss}$ 。利用电机的参考模型和已确定的初始电流值产生稳态谐波电流 $i_{h,ss}$ 。在每一时刻 t_c ,模型接受一次新的初始设定 $i_{h,ss}(t_c)$,此时另一个优化开关模型成为有效。

稳态谐波电流 $i_{h,ss}$ 是一个只含交流分量的合成波。与此相应,实际的谐波电流 $\hat{i}_h$ 包括电机暂态时的直流分量。电机暂态电流按照电机暂态时间常数 τ_r' 衰减。为了使估计的谐波电流 $\hat{i}_h$ 有同样的变化过程,在谐波模型中(图 4-56)加一反馈项 $\hat{i}_h r_{ss}$, 其中, $r_{ss} = r_s + l_s/l_r \cdot r_r$ 。而在参考模型中不要求有反馈项,因为输入信号只包括稳态谐波而其中不含有直流分量。应着重指出,在误差估计器中只处理谐波分量,估计本身与电机的变动负载的条件无关。

动态调制误差 $\delta(t)$ 是参考谐波轨迹 $\hat{i}_{h,ss}$ 与谐波电流 $\hat{i}_h$ 之差的估计值。如图 4-59 所示,误差 $\delta(t)$ 送到轨迹控制器。在非零误差下,为了快速动态响应,控制器使用无差拍算法修正所选的脉冲模型。修正用信号 ΔP 表示。它迫使动态调制误差为零,这意味着使电机电流的空间矢量跟踪预优化的动态轨迹上随时移动的参考点。这样可使不同脉冲数目(图 4-34)的轨迹间的转换得以无间隙地连接起来。而且在传动系统动态期间,当参考电压 u^* 的幅值和相

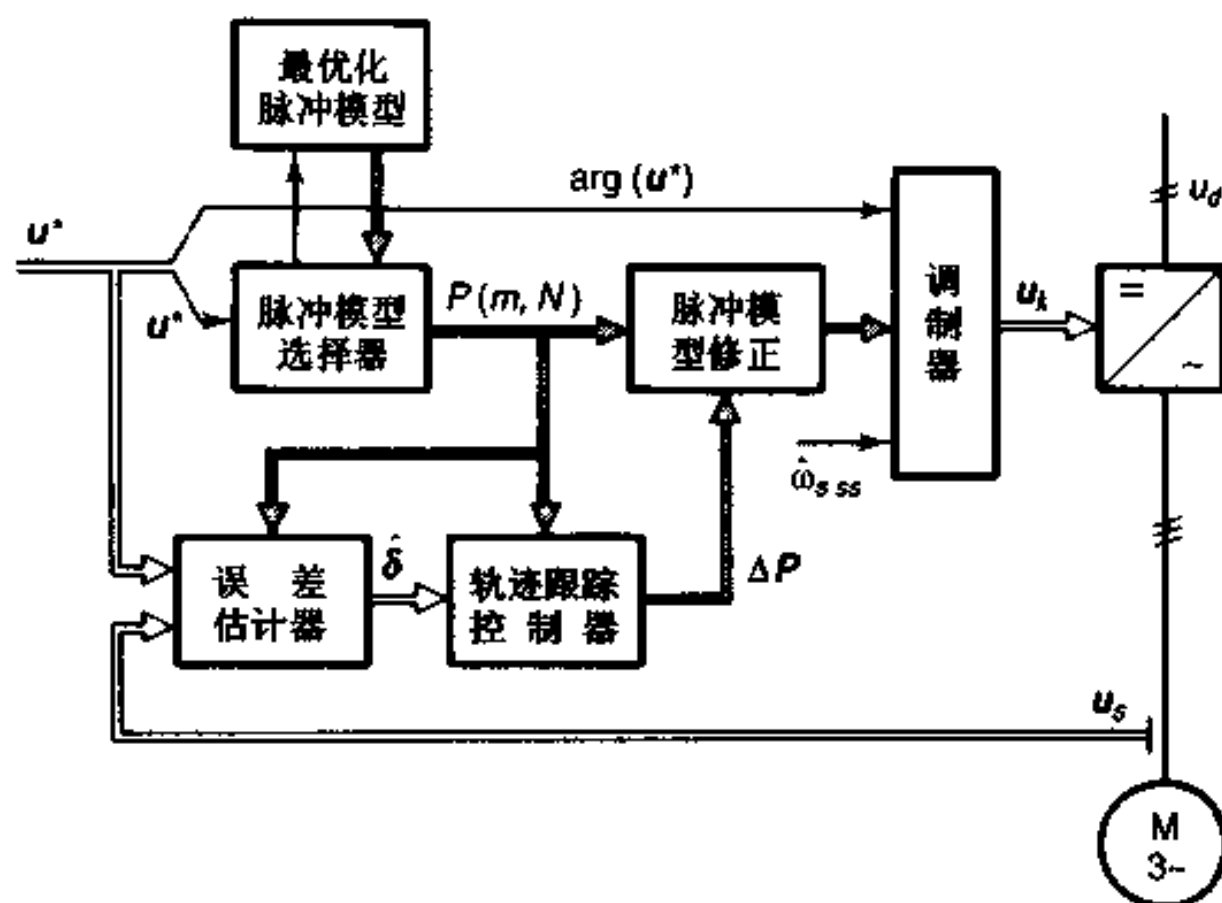


图 4-59 最优脉宽调制器和叠加轨迹控制系统

角剧烈变化时,亦可避免出现不希望的暂态过程。

在实际应用时,脉冲模型的修正必须依据电机的暂态时间常数。这里, $\hat{\tau}_v'$ 控制着动态调制误差 $\rightarrow$ 复杂的伏-秒差的变换;反过来,调制误差本身可用同样的时间常数由伏-秒差计算出来。如果 $\hat{\tau}_v'$ 值选择不准确,则修正无效果且谐波电流的控制与参数无关。这一点强调了一个事实,动态调制误差仅只是调制过程的不完善,负载对此没有影响。图 4-59 中轨迹跟踪系统要求在调制器输出端产生开关序列 u_k , 在控制回路中采用电机电压 u_m 作为反馈信号,包括逆变器。这样,就提供了另外一个优点——逆变器的非线性延迟被轨迹控制器补偿了,见 4.5.5 节。

并行通道电流控制 由于最优脉宽调制器的参考电压 u^* (没有谐波分量的光滑信号) 引自电机模型, 所以也就是图 4-60 的电机自身根据实际负载条件产生它需要的定子供电压。

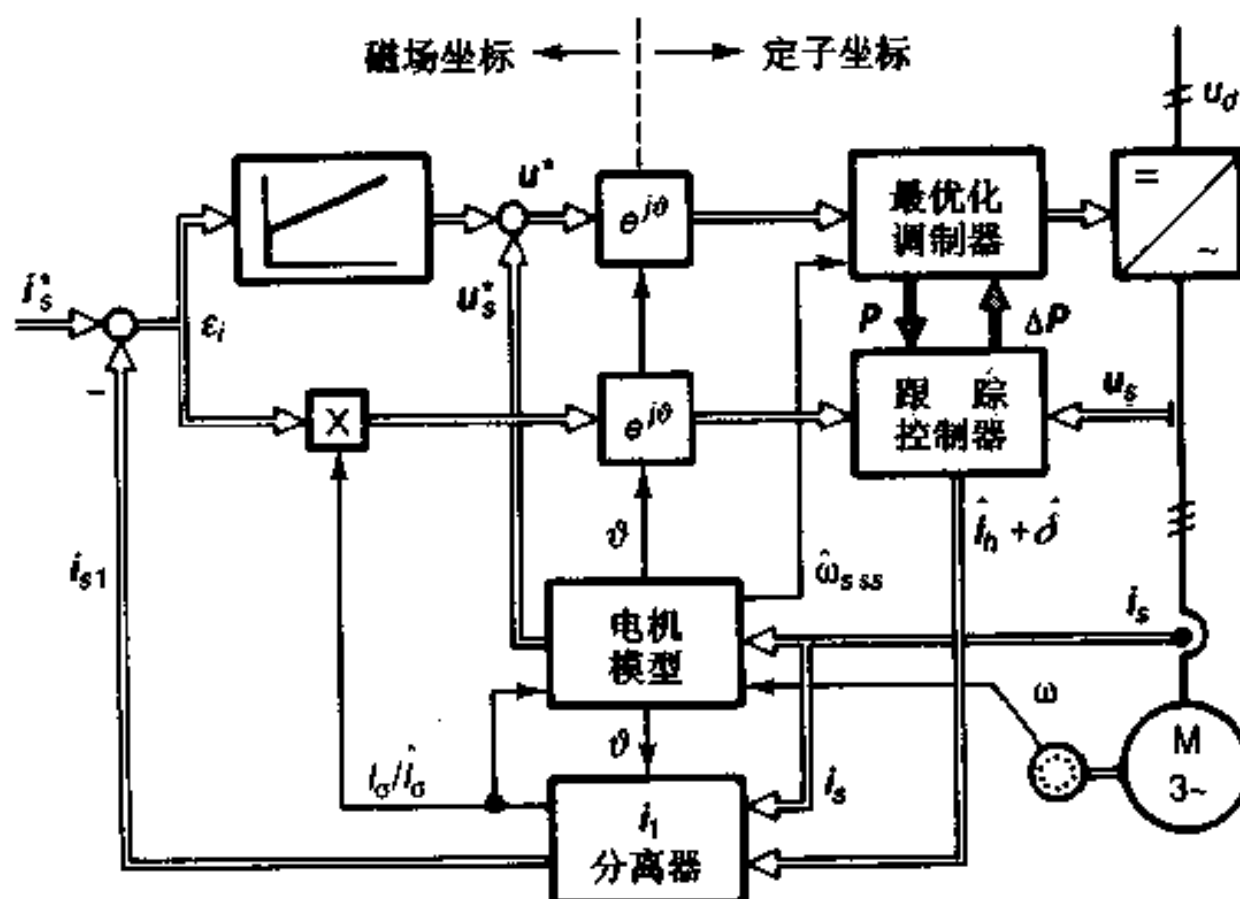


图 4-60 基于轨迹的并行通道控制系统

压。一旦建立,它就成为一个有自控作用的电机,可在任何速度下保持这种运行。需要的动态性能是靠附加的第二个电流控制通道作用得到的,见图 4-60 中下面的通道。电流误差 ϵ_i 乘上系数 $l_o(i_1)/\hat{l}_o$,以适应漏磁通的实际饱和状态。之后作用在跟踪控制器上并利用有效的快速无差拍控制算法。其输出就是电压模型的修正值 ΔP 。

其优点在于可从跟踪控制器得到谐波电流的估计值 $\hat{i}_h$ 。从这个波形和所测得的定子电流间的在线关系,得出谐波电流的估计值和实际值的幅值比。这个时变系数等同于 $l_o/\hat{l}_o$,表示的是电机漏感 l_o 的磁饱和程度。由图 4-60 下面的 i_{d1} -分离器计算出瞬时基波电流 $i_{d1}(t) = i_d(t) - l_o(i_1)/\hat{l}_o \cdot [\hat{i}_h(t) + \delta(t)]$,该信号反馈到控制系统的平行通道。这里,上面通道提供的是稳态的精确的未受干扰的同步最优脉宽调制,高动态性能是由下面通道保证的[54]。

图 4-61 所示为动态响应和分离出来的基波电流 i_{d1} 。图 4-61(b)所示为谐波模型 A 的示

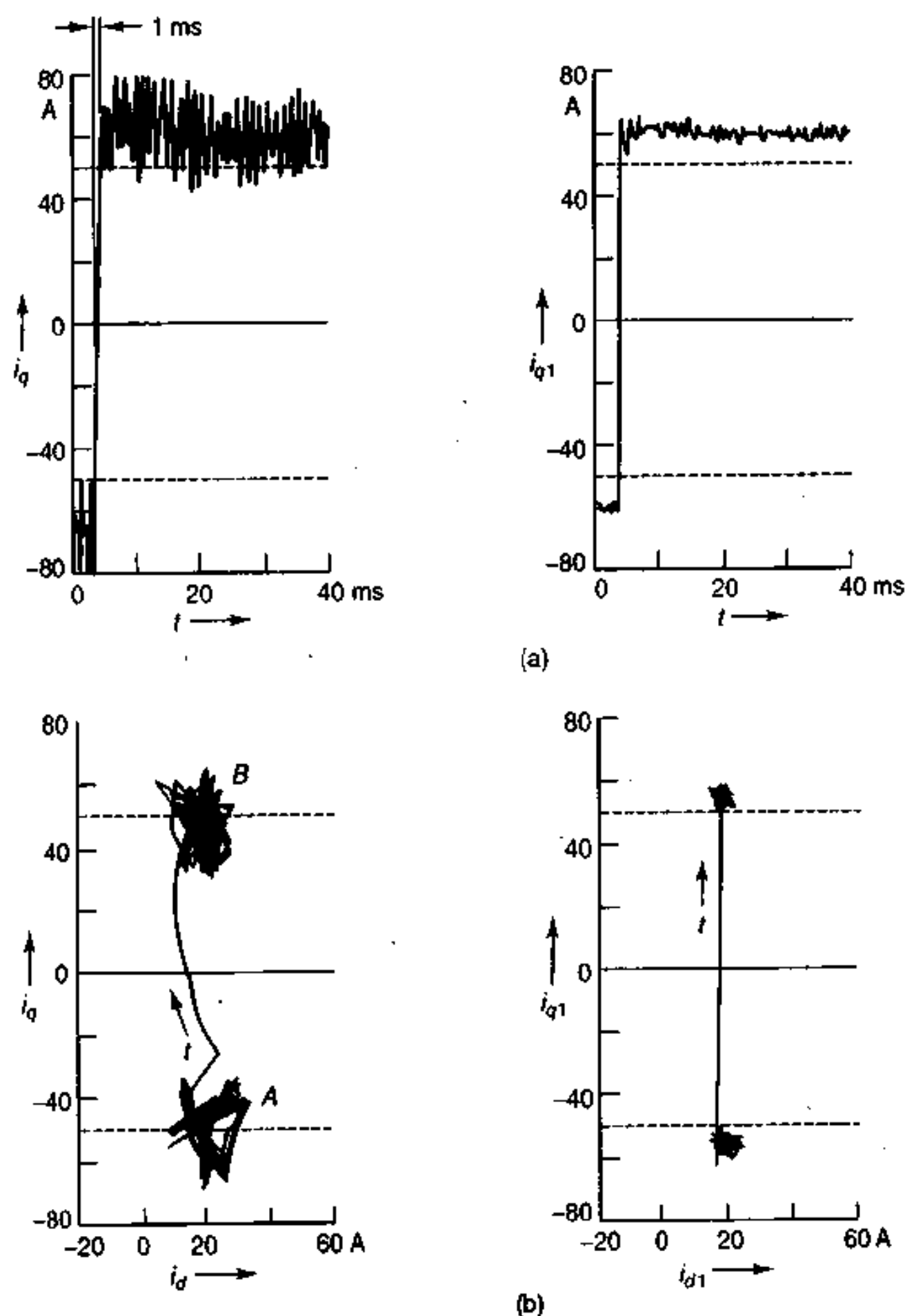


图 4-61 转矩反向

(a) 电流波形 (b) 电流轨迹(左图为转矩分量电流 i_q ; 右图为分离出的基波分量 i_{q1})

波图形,它证实了在阶跃前得到的是同步最优调制。图形B虽不是稳态但仍为最优,这是因为电机在阶跃后开始加速。图4-62中的C所示为当轨迹控制脱开时调制器即使处在稳态也得不到最优调制的情况。跃阶变化后,出现大的动态调制误差,接着引起逆变器跳闸,如图4-62中的D所示。

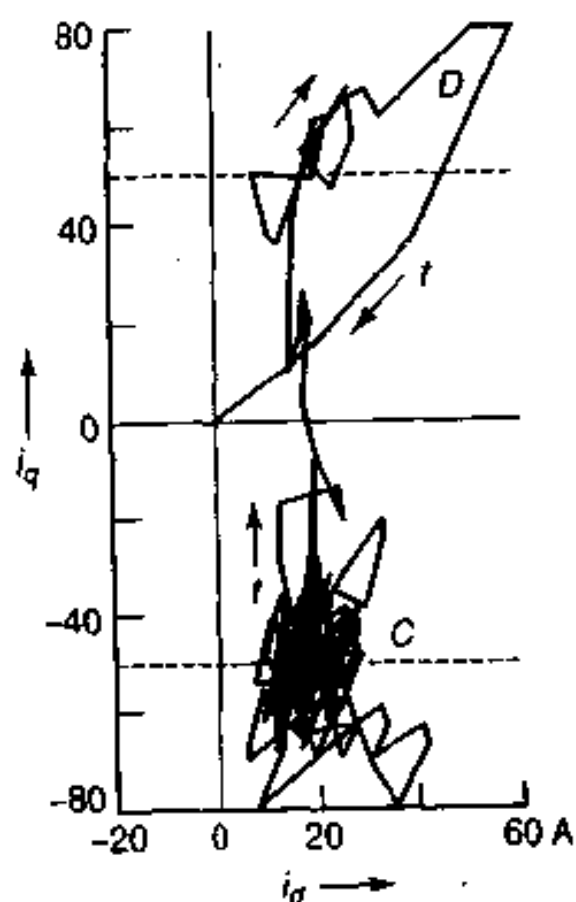


图 4-62 转矩反向同图 4-61,跟踪控制断开

4.7. 多电平变换器

4.7.1. 12 阶梯工作

多电平变换器是指直流侧馈电电源的电压多于一个,从而便可在交流侧产生三个或更多的电平。逆变器桥臂的输出不再限于纯矩形波,可能代之以阶梯式波形使之更接近所要求的连续波形,主要是正弦基波。交流侧电压的谐波便自然减少了。

多电平逆变器的代价是增加半导体开关的数目。图4-63表示的是三电平拓扑逆变器的一个桥臂,需要4个功率开关和6个二极管。逆变器桥臂相当于图4-5二电平逆变器的半桥。一个六脉动桥总共用三个逆变器桥臂,其简图如图4-64所示。三电平变换器的电路拓扑系统综述见参考文献[55]。

三相三电平功率逆变器在非脉冲工作下的输出电压[56,57]如图4-65(a)所示。在一个基波周期内有12次开关转换,每个功率开关在每一个基波周期正好动作一次,由此得到12阶梯工作的名称。和图4-7一样,中点电位 u_{np} 包括所有零序电压。由于零序分量不出现在负载

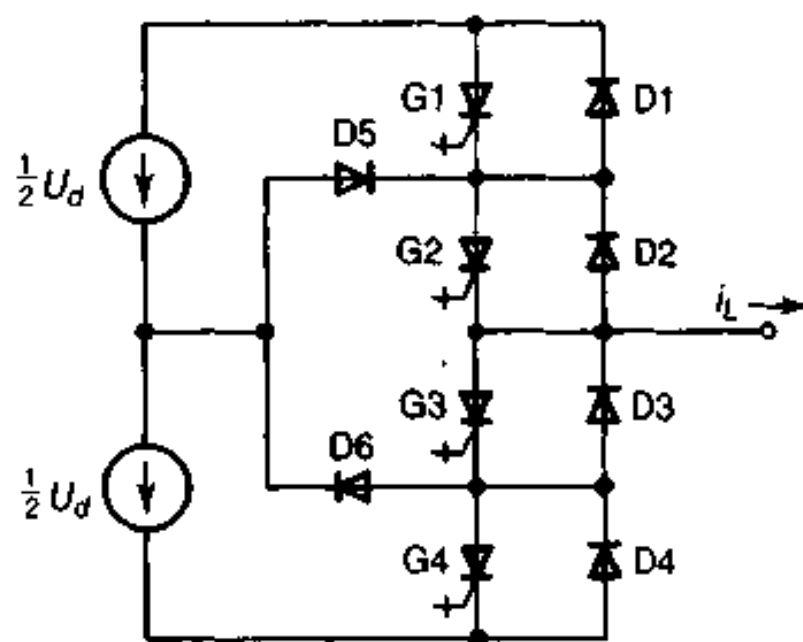


图 4-63 三电平拓扑的逆变器桥臂

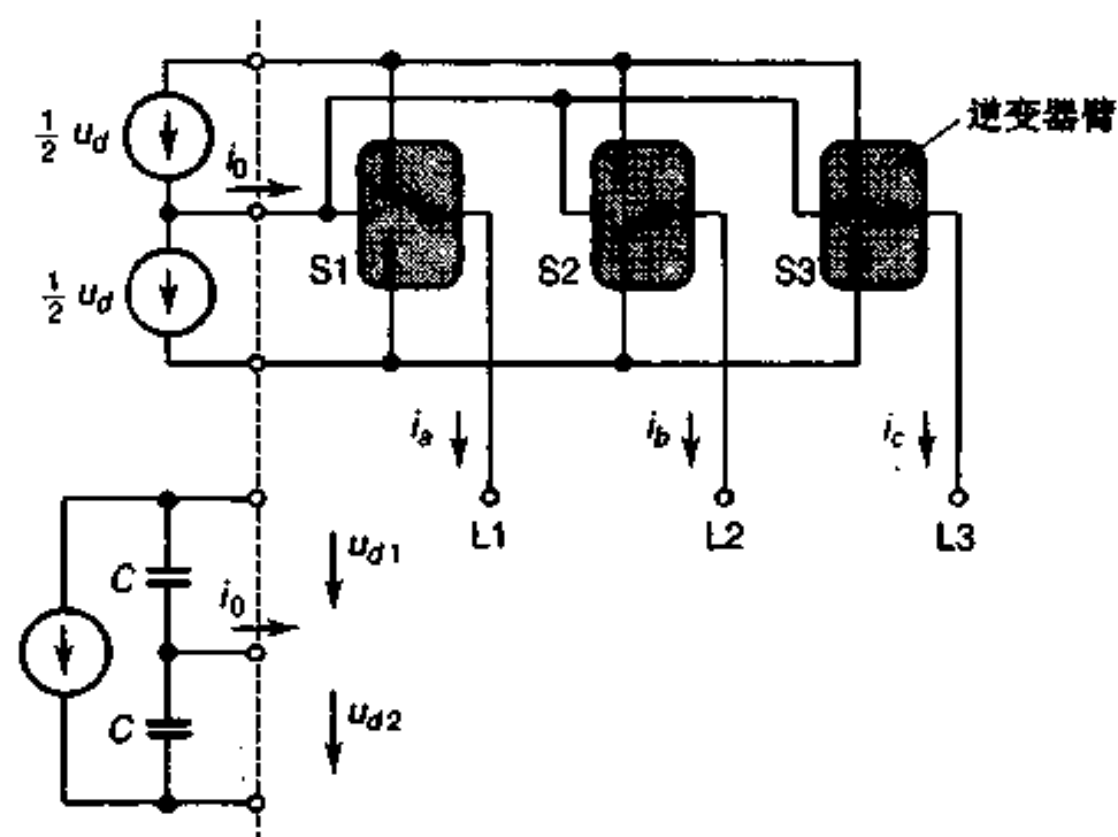


图 4-64 三电平六脉动桥简图
下面部分为单直流电源供电

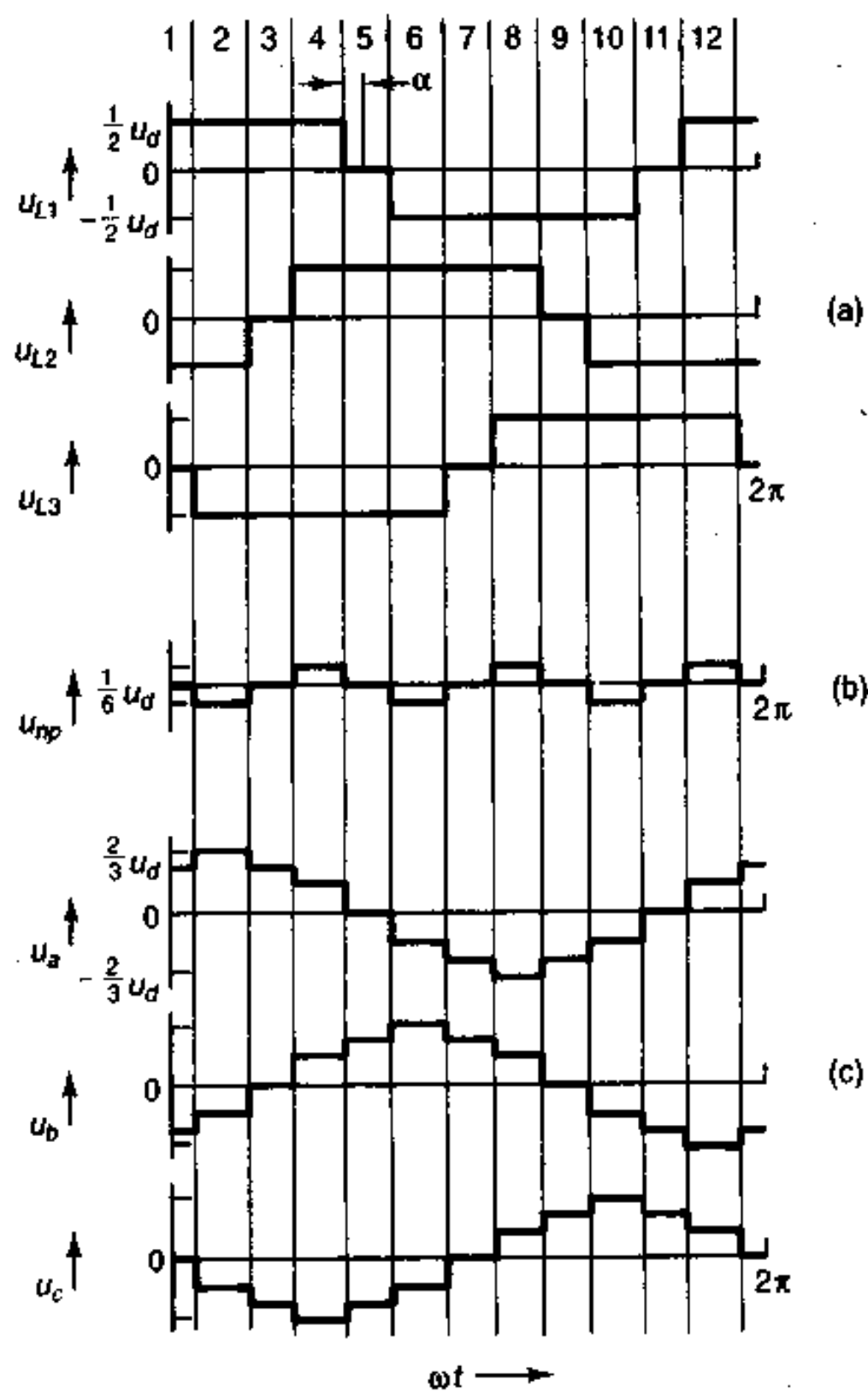


图 4-65 三相三电平功率变换器 12 阶梯工作电压波
(a) 逆变器端点电位 (b) 中点电位 (c) 负载相电压

的相电压中,所以谐波分量自然会减少。

12 阶梯波的基波分量靠改变控制角 α 来控制。电压基波和畸变因数随控制角变化的曲线见图 4-66。在图 4-66 中基波电压用调制度 m 表示,见式(4.22)定义。曲线表明,畸变因数 d 在 $m < 0.5$ 时急剧上升。在此范围需要用脉宽调制控制基波电压。

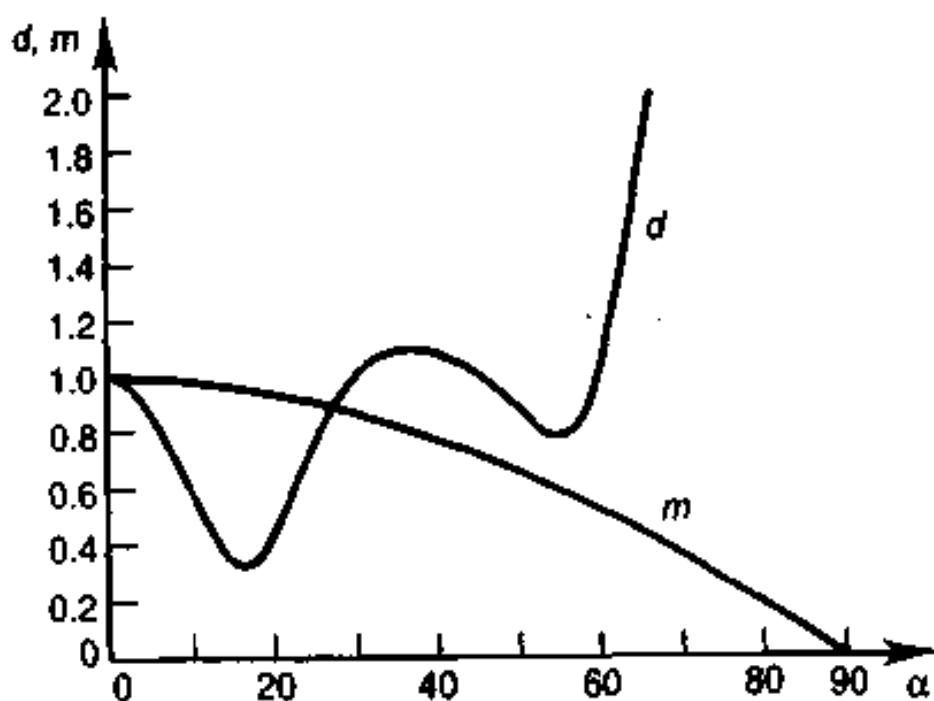


图 4-66 12 阶梯基波电压控制,基波电压标么值 m 和畸变因数 d 与控制角 α 的关系

4.7.2. 开关状态矢量

将图 4-65(a)或者图 4-65(c)所示电压波代入式(4.10),以确定 12 阶梯模式的各开关状态矢量。通常,三相三电平变换器总共可能有 $3^3=27$ 种不同的开关状态。开关状态矢量如图 4-67 所示,三个输出端电位的各个极性示于方括弧中。12 个开关状态矢量位于外 6 边形的周边,另外 6 个开关状态矢量指向内六边形的顶点。括弧中的极性表明此处存在冗余,某一开关状态矢量可由两种不同的开关状态构成。注意:三个输出端相对中点的电位之间的电压差可以定义为一个基波周期内的零序分量。

原点上的零电压矢量有三种不同的开关状态表达形式。

开关状态的冗余为 PWM 模式设计提供了额外的自由度,它们通常要满足条件

$$\int_0^T i_0 d\tau = 0 \quad (4.38)$$

其中, i_0 是直流电源中间抽头处流出的电流,见图 4-64。依据条件式(4.38)在直流侧可以用单一电源电压 $U_d = u_{d1} + u_{d2}$ 对三电平变换器供电。这样,中点抽头电压可用电容分压以保持 $u_{d1} = u_{d2}$,如图 4-64 下面部分所示。这是一个方便的办法,因为不管怎样在许多应用场合两个串联电容器总是需要的,工作电压要由电解电容器予以限制。

式(4.38)条件是这样满足的:每当在内六边形里面的一个开关状态为有效(动作)时,三相负载仅由上面直流电源 u_{d1} 供电,或者是仅由下面电源 u_{d2} 供电(见图 4-64),这取决于两个冗余开关状态矢量被选中了哪一个。相应的选择也决定着一个开关状态持续时间内的电流 i_0 的极性。选择是由闭环控制系统做出的,该系统接受两个直流电源之差 $u_{d1} - u_{d2}$ 作为偏差信号。

4.7.3. 三电平脉宽调制

多电平拓扑脉宽调制的设计原理与前面讨论过的情况相同。

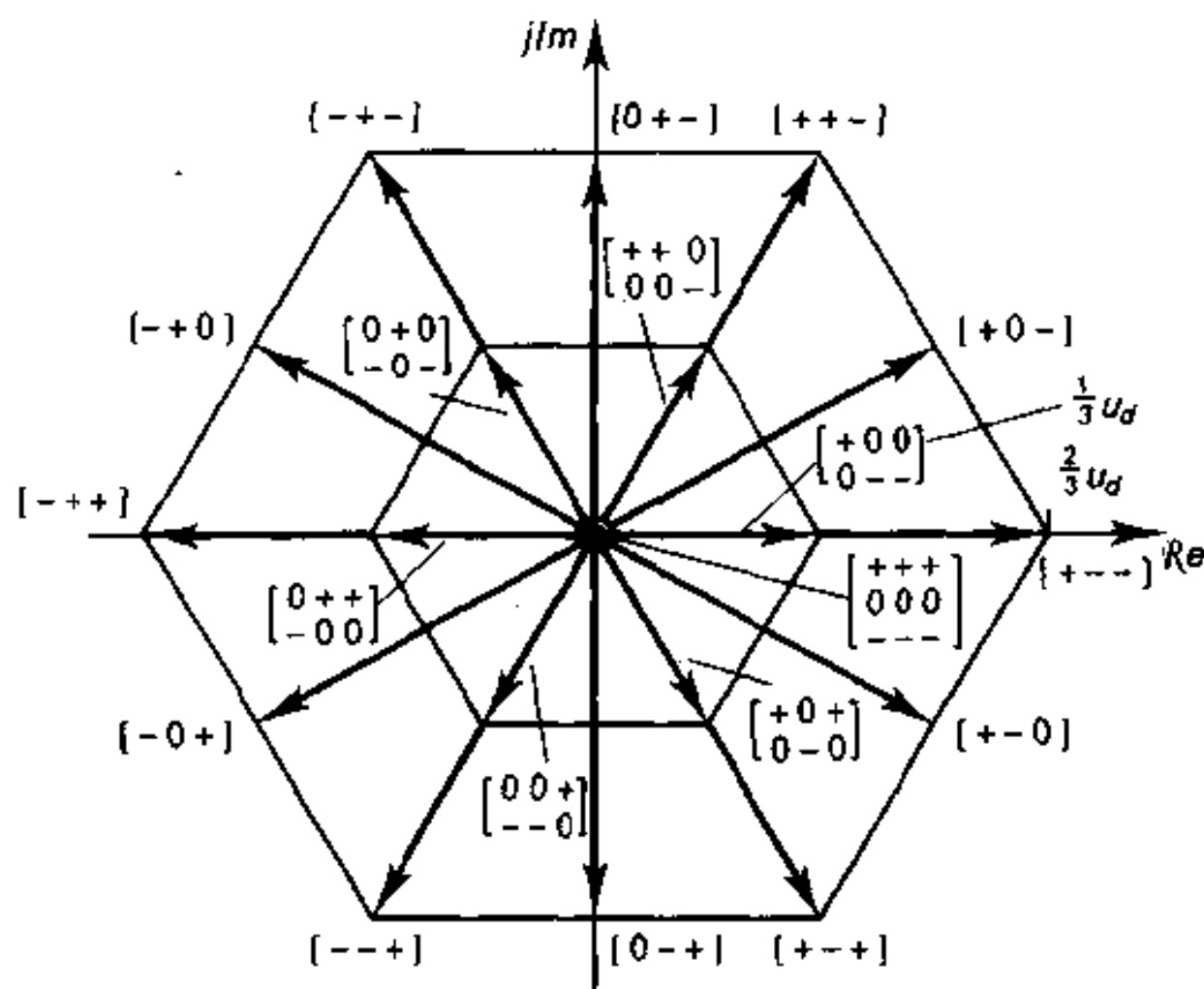


图 4-67 三相三电平功率变换器的开关状态矢量
(括弧内为三相端点的电压极性)

次振荡方法 在原理上,任何适用于两电平逆变器的 PWM 控制方法同样适用于三电平逆变器的控制。采用载波法譬如次振荡法时要特别注意。遵守极性一致性原则(4.4.7 节)很重要,在三电平逆变器情况下,这意味着在低电压水平之间的切换必须发生在相电压过零附近。图 4.72(b)即是一个设计很好的脉冲模式的例子。

当应用次振荡技术时,可以通过在正弦参考信号上加上适当的零序信号来降低谐波畸变。可行的零序信号如三角形波见图 4-68(b)[58]。这个信号幅值与调制度 m 成正比变化。将该信号加到图 4-68(a)的 u_a' 、 u_b' 和 u_c' 上,这些信号代表一组平衡的正弦三相电压,其幅值按正比于调制度进行调整。合成的信号构成参考电压组,其中两个如图 4-68(c)和(e)所示。载波信号与参考波形同步,以避免产生次谐波分量。要注意,每个载波信号相对于某一给定的参考信号有确定的相位关系,以确保调制过程中谐波畸变最小。正载波 u_{crb+} 与参考电压 u_b' 的交点决定 L2 相(图 4-64)端的正脉冲电压的开通时刻;同理,负的载波 u_{crb-} 产生负脉冲电压。而其他相则要用不同的载波,见图 4-68(e)。图 4-69(a)给出了最后得到的损耗因数与调制度 m 和脉冲数 N 的函数关系。

为了比较,现举出一个设计性能不好的三电平脉宽调制器。图 4-70 给出了一个次振荡调制器,其特点是三相正弦参考信号共用一个同步载波信号。图 4-69(b)表明,与 4-69(a)相比其谐波畸变更为严重。

空间矢量调制 空间矢量调制法同样能够应用于三电平逆变器的控制。在给定的采样时刻 t_s ,根据参考矢量 $u^*(t_s)$ 的位置,从图 4-67 模型中确定出最靠近参考矢量的那三个开关状态矢量,构成调制次周期的三个开关状态矢量,并定名为 u_a 、 u_b 和 u_c 。开关状态矢量 u_a 、 u_b 和 u_c 的导通持续时间 t_a 、 t_b 和 t_c 可从下式求解得出

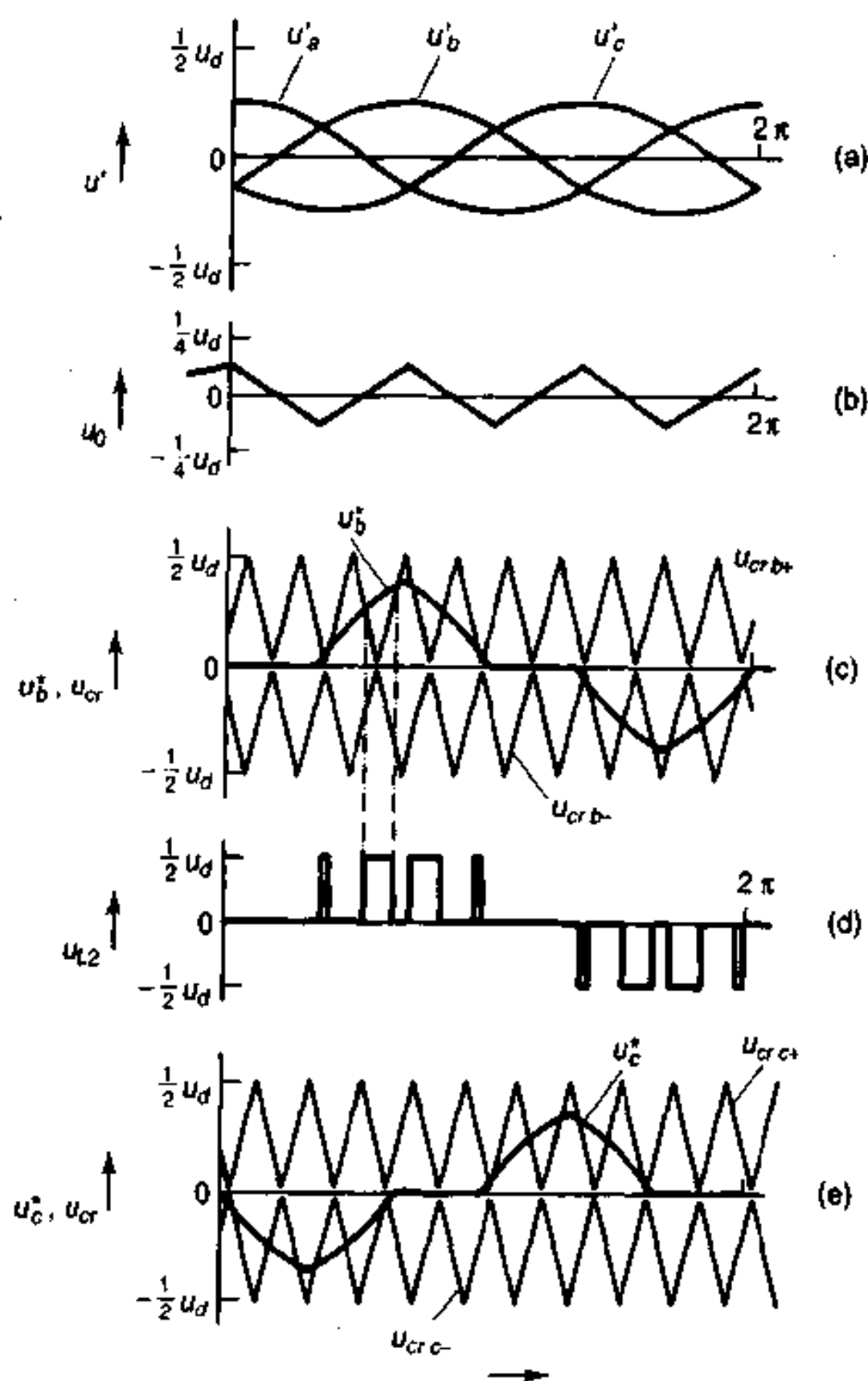


图 4-68 三电平次振荡法 ($N=4$)

(a) 三相正弦信号 (b) 零序信号 (c) b 相参考信号和载波信号 (d) 相电压 u_{L2} (e) c 相参考信号和载波信号

$$2f_s \cdot (t_a u_a + t_b u_b + t_c u_c) = u^*(t_s) \quad (4.39a)$$

$$t_c = \frac{1}{2f_s} - t_a - t_b \quad (4.39b)$$

开关状态矢量的顺序是由逆变桥的转换次数最少原则确定的,这种选择还充分利用了开关状态的冗余度。

最优脉宽调制 在大功率应用场合,三电平逆变器的功率开关器件数量多的特点正好得到充分发挥,因为功率输出近似与开关的数量成正比。由于大功率开关一般要求工作在较低开关频率下,所以采用优化 PWM 法是正确的选择。优化的方法同 4.5.4 节、4.6.2 节和 4.6.3 节所述。

利用 $d \rightarrow \min$ 优化指标可得出一组开关角 α_k ,它是调制度的函数,如图 4-71(a)所示。得到的畸变因数如图 4-71(b)所示。与其他两种同步 PWM 方法相比较,最优方法有两个明显

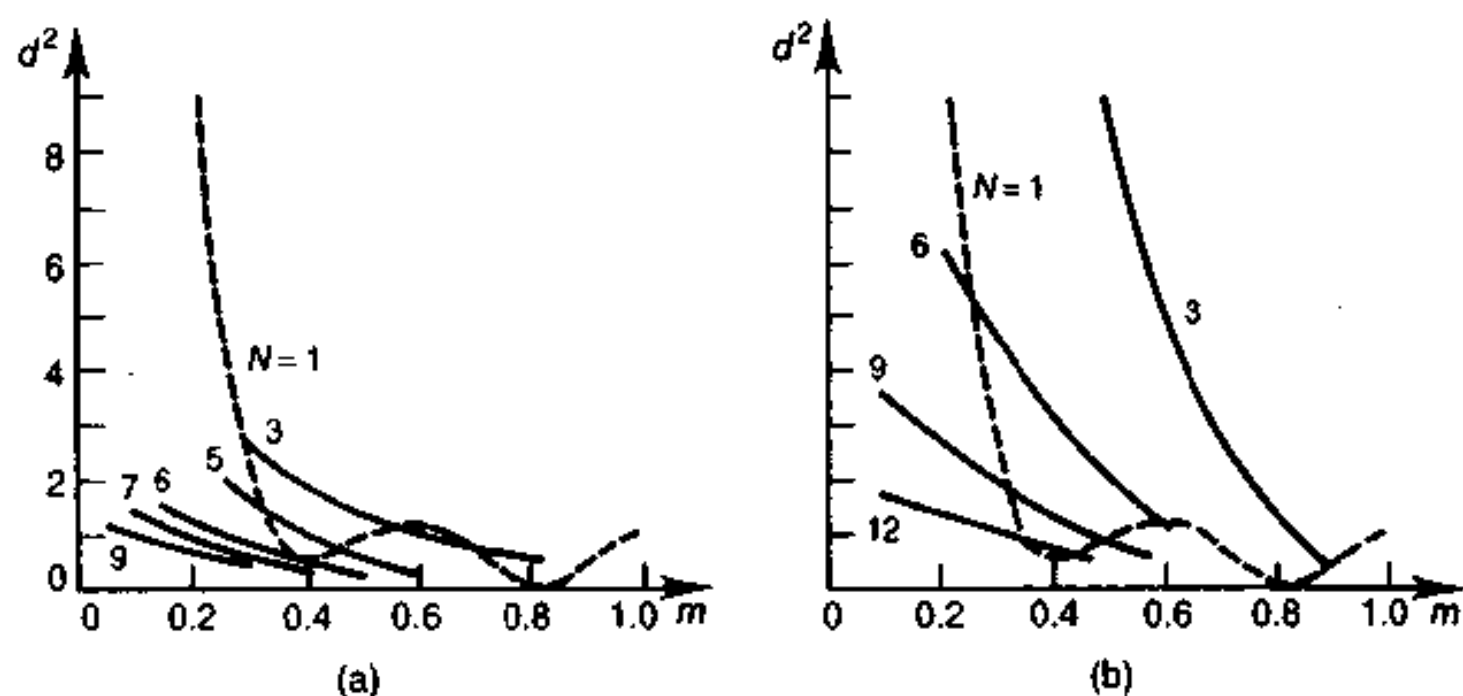


图 4-69 次振荡法损耗因数 d^2 与调制度 m 和脉冲数 N 的函数关系
(a) 加上零序信号和每相不同的载波信号 (b) 正弦参考信号和共用载波

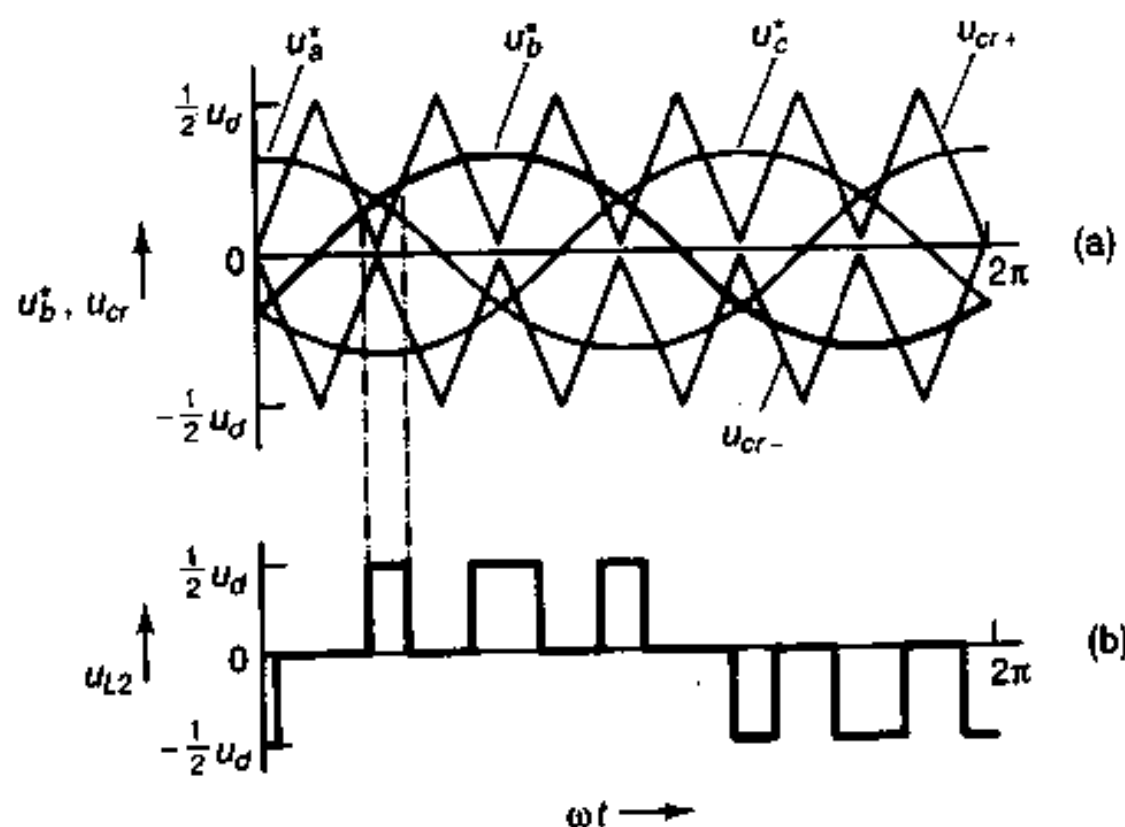


图 4-70 三电平次振荡法($N=3$), 正弦参考电压和共用载波
(a) 参考信号和载波信号 (b) 相电位 u_{L2}

的优点:

- 畸变因数很低, 特别是在高调制范围。
- 调制范围连续可扩展到理论上的极限 $m=1$, 这意味着能实现过调制运行。

图 4-72 给出了在同步优化三电平脉冲序列下的电压和电流波形。尽管开关频率低, 电流畸变仍旧是低的。电流波形〔图 4-72(c)〕和相应的轨迹〔图 4-73(a)〕说明, 这是由于开关时刻密集度的改变而取得的结果, 而基于载波 PWM 法则无法做到这一点。在同步坐标上表示的电流轨迹如图 4-73(b) 所示, 缩成为一个很小的圆域。图 4-74 的谐波频谱说明谐波幅值分布很广, 这样听觉的噪声最小。

以同步最优 PWM 调制器为基础, 附加快速电流控制的系统需要轨迹跟踪控制。这个方法可消除动态调制误差, 已在 4.6.3 节讨论过。另一个办法是, 电流控制器的工作必须相当

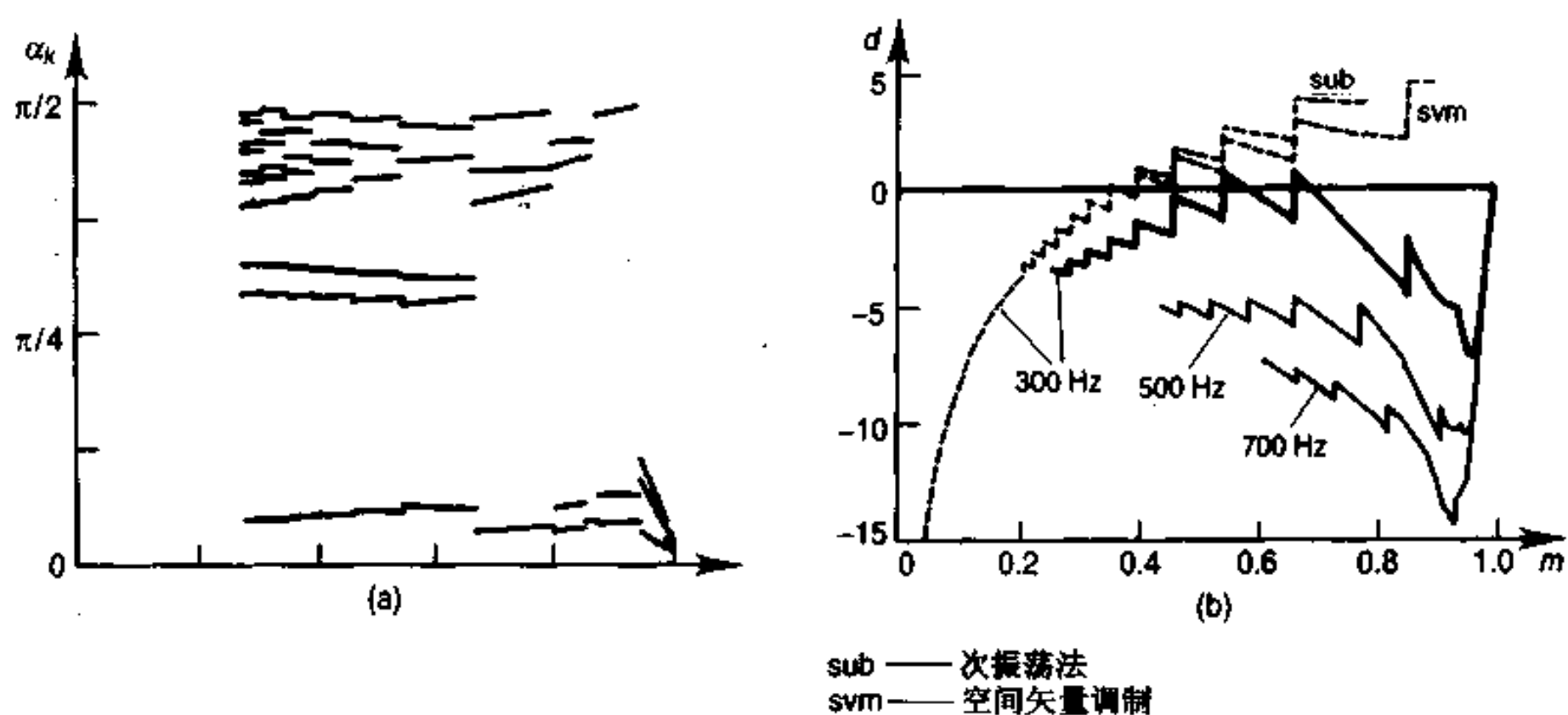


图 4-71 三电平同步最优 PWM
(a) 优选开关角 α_k (b) 畸变因数 d (分贝) 与调制度关系

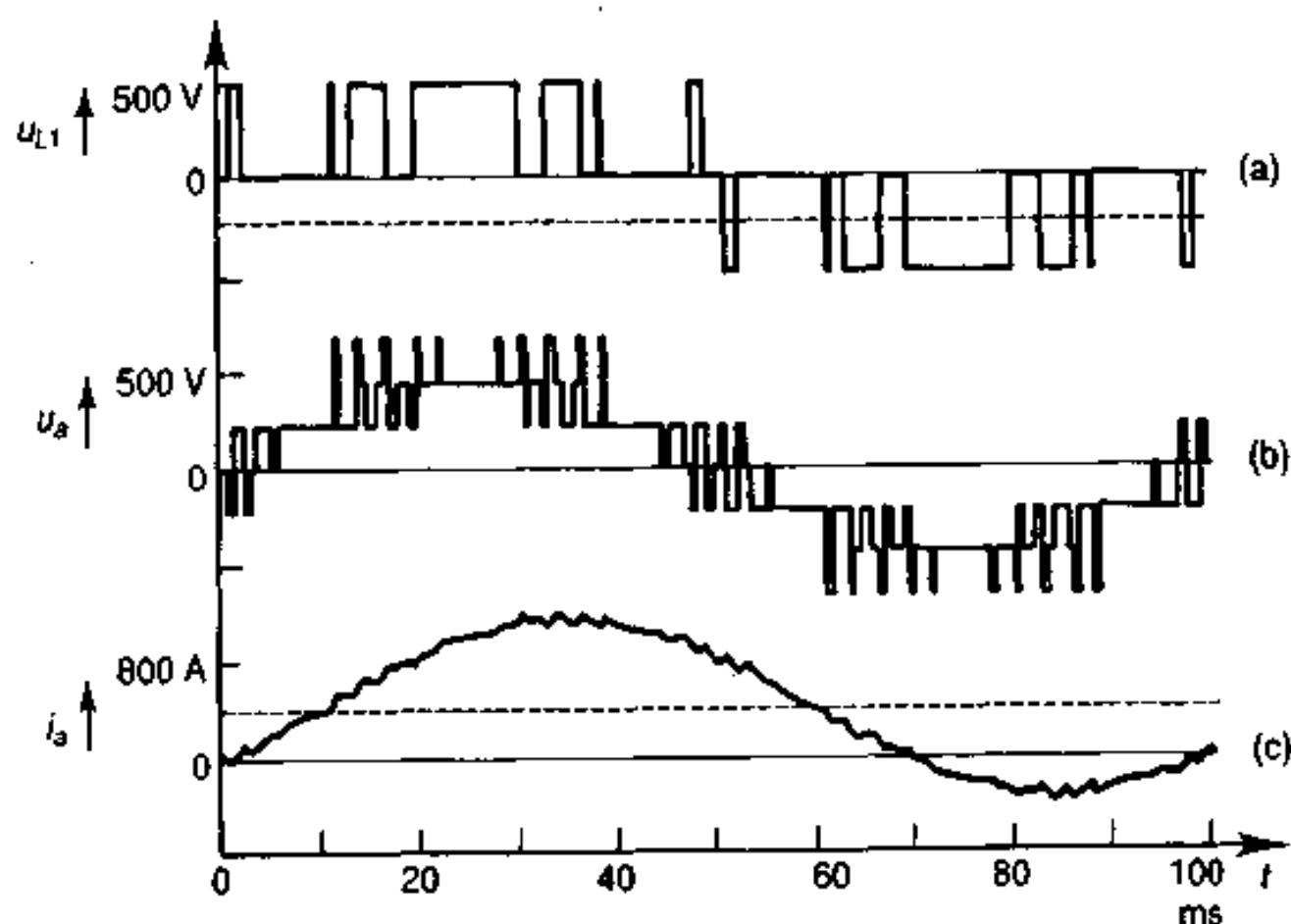


图 4-72 三电平同步优化 PWM, 稳态波形
(a) 逆变器的一个桥臂输出电位 (b) 相电压 (c) 相电流

慢, 以使脉宽调制能维持准稳态条件。

推论 超过三个电平的变换器并不多见。它们的开关状态与图 4-67 相似, 每多加一个电平就要多定义另一个六边形。指向最外层六边形的开关状态矢量是唯一的。再往里的内部六边形每进一层, 其开关状态矢量的冗余度就增加 1。最后到达零序矢量组, 例如一个五电平变换器就有 5 个不同的零矢量。

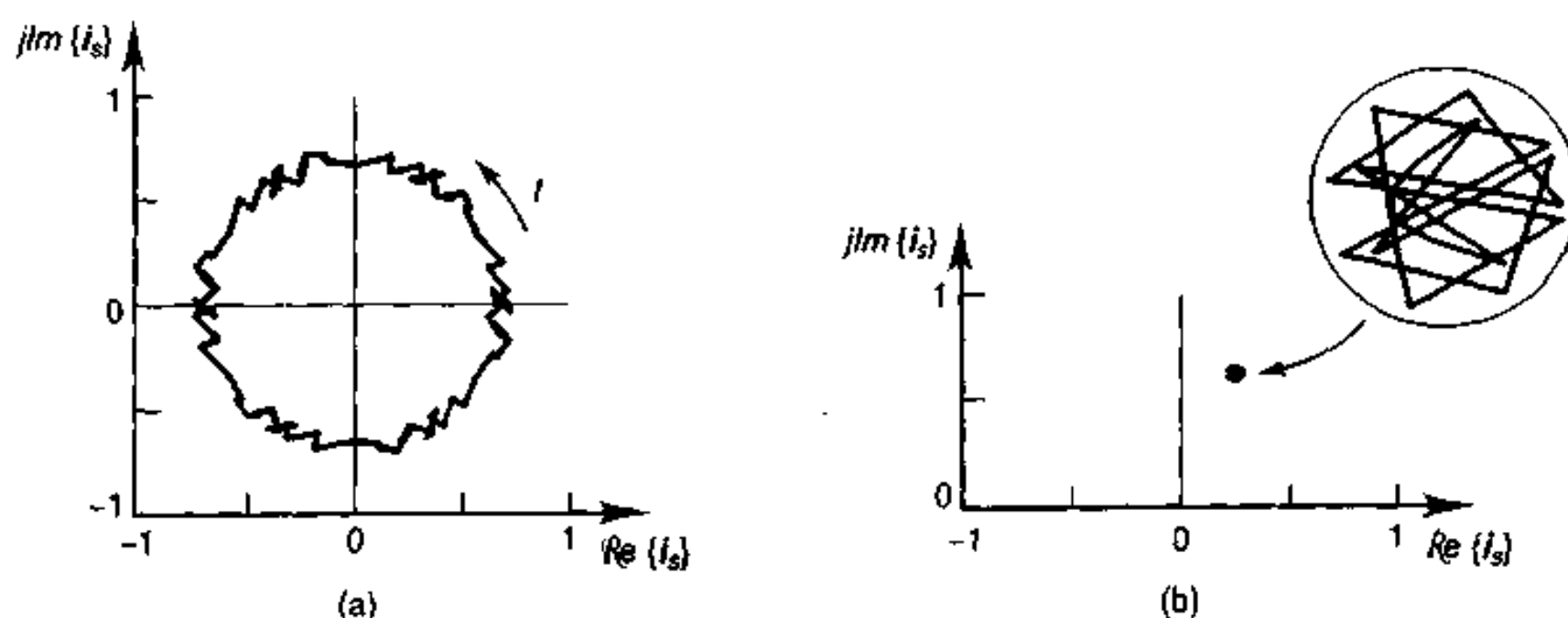


图 4-73 三电平同步优化 PWM, 稳态轨迹

(a) 静止坐标系 (b) 同步坐标系

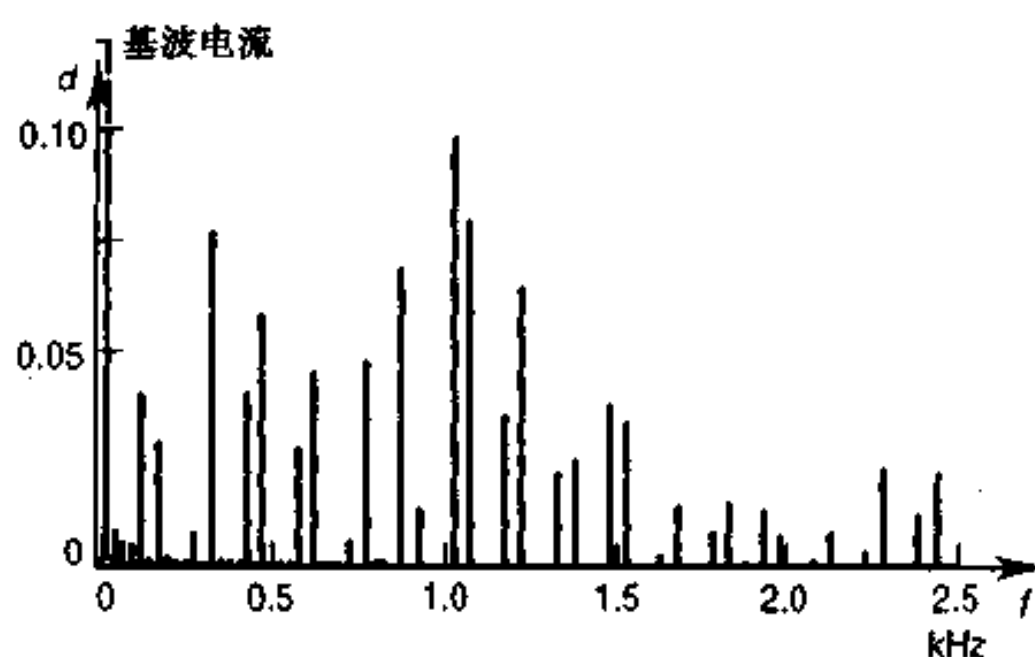


图 4-74 三电平同步优化 PWM(图 4-72(c)中波形的谐波频谱)

4.8. 电流源逆变器

在前面讨论脉宽调制技术时所涉及的一个功率电路结构,如图 4-6 所示,其中直流功率由电压源 U_d 提供。负载电路上施加的是矩形波电压,而电流波形取决于实际的负载阻抗。

与前述功率变换原理相对偶的另一种方法是电流源逆变器。一个矩形波电流注入负载,而电压波形是在负载阻抗的影响下生成的。基波频率由开关序列决定,完全和电压源逆变器的情况相同。

在电流源逆变器中,有两个不同的原理可用于控制基波电流幅值。用得最多的是直流电流源的幅值可变,这就取消了交流侧的电流控制,也不需要脉宽调制。另外的方法——虽然不经常用——是用脉宽调制来控制基波电流[59],和电压源逆变器的 PWM 非常相似,仅有一点点差别。

大多数应用是基于电压源原理的,这首先是由于现有的功率半导体开关的特性更适于这种应用。

4.9. 结 论

三相功率变换器的脉宽调制可有多种不同的实现方法。通过数学分析和对被控传动系统运行的实测结果,对它们的性能进行了讨论和比较。

对于某一特定的应用,可用性能指标来协助进行 PWM 方案的选择。一个重要的设计参数是开关频率,因为它决定系统的损耗。频率对小功率等级几乎不会成为限制因素。它允许用于需要高频开关动作的简单的调制方法。在这个功率范围内,重要的选择因素是实现的成本和动态性能。由于损耗迫使在大功率下必须采用较低的开关频率,因此更愿意采用复杂的离线和在线优化技术,以便使低开关频率和快速响应相互矛盾的要求能够同时得到满足。

术语符号表

a ——单位矢量
 d ——畸变因数
 d^2 ——损耗因数
 f_1 ——基波
 f_s ——开关频率
 h_d ——幅值密度谱
 h_i ——离散电流频谱
 i_h ——谐波电流
 i_s ——定子电流矢量
 i_r ——暂态电流
 l_h ——互感
 l_s ——定子电感
 l_{σ} ——定子漏感
 l_{σ} ——总漏感
 L ——每相电感
 m ——调制度
 N ——脉冲数
 P ——脉冲列模型 P
 $\text{sig}(i_s)$ ——极性矢量
 T ——机械转矩
 T_d ——锁定时间
 T_{on} ——开关导通时间
 t_0 ——次周期的恒定持续时间
 T_s ——次周期的可变持续时间
 T_{σ} ——存储时间
 T_0 ——次周期的恒定持续时间
 u_a —— a 相电压
 u_d ——直流母线电压标么值
 U_d ——直流母线电压
 u_h ——谐波电压
 u_i ——反电动势电压
 u_k ——开关状态矢量的离散序列

u_L ——相到中性点电压
 u_{np} ——中性点电位
 u_{ph} ——相电压
 u_s ——定子电压矢量
 $u_1 \cdots u_6$ ——开关状态矢量
 u^* ——参考电压矢量

希腊符号

α ——开关角
 δ ——动态调制误差
 σ ——总漏磁系数
 τ_r ——转子时间常数
 τ_{σ}' ——暂态时间常数
 ω_s ——定子频率
 ω_{ss} ——稳态定子频率
 Ψ ——磁链矢量

标志符号

a, b, c ——相
 av ——平均值
 1 ——基波量
 $\max$ ——最大值
 $\min$ ——最小值
 r ——转子
 R ——额定值
 s ——定子
 ss ——稳态值
 $\langle \cdots \rangle$ ——括号内为持续时间
 $\sim$ ——估计值

参 考 文 献

- [1] Kovács, P. K., *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Elsevier Science Publishers, Amsterdam, 1994.
- [2] Klingshirn, E. A., and H. E. Jordan, "A polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-87, pp. 624-631, March 1968.
- [3] Murphy, J. M. D., and M. G. Egan, "A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-19, no. 3, pp. 363-369, May/June 1983.
- [4] Boys, J. T., and P. G. Handley, "Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms," *IEE Proc.*, Vol. 137, Part B, no. 4, pp. 197-204, July 1990.
- [5] Zach, F. C., R. Martinez, S. Keplinger, and A. Seiser, "Dynamically optimal switching patterns for PWM inverter drives," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, pp. 975-986, July/August, 1985.
- [6] Lipo, T. A., P. C. Krause, and H. E. Jordan, "Harmonic torque and speed pulsations in a rectifier-inverter induction motor drive," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-88, pp. 579-587, May 1969.
- [7] Habetler, T. G., and D. M. Divan, "Performance characterization of new discrete pulse modulated current regulator," *IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meet.*, Pittsburgh, PA, 1988, pp. 395-405.
- [8] P519, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems*.
- [9] Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1985.
- [10] Schönung, A., and H. Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives," *Brown Boveri Rev.*, pp. 555-577, 1964.
- [11] Grant, D. A., and J. A. Houldsworth, "PWM AC motor drive employing ultrasonic carrier," *IEE Conf. Pow. Electronics Var. Speed Drives*, London, pp. 234-240, 1984.
- [12] Kolar, J. W., H. Ertl, and F. C. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, November/December 1991.
- [13] Dependbrock, M., "Pulse width control of a 3-phase inverter with nonsinusoidal phase voltages," *IEEE/IAS Int. Semicond. Power Conv. Conf.*, Orlando, FL, pp. 399-398, 1975.
- [14] Bowes, S. R., "New sinusoidal pulse width modulated inverter," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 122, Part B, pp. 1279-1285, November 1975.
- [15] Intel User's Manual 8XC196MC, Intel Corporation, 1992.
- [16] Bose, B. K., and H. A. Sutherland, "A high-performance pulse width modulator for an inverter-fed drive system using a microcomputer," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-19, no. 2, pp. 235-243, March/April 1983.
- [17] Bowes, S. R., and R. R. Clements, "Computer-aided design of PWM inverter systems," *IEE Proc. B*, Vol. 129, no. 1, pp. 1-17, January 1982.
- [18] Busse, A., and J. Holtz, "Multiloop control of a unity power factor fast-switching AC to DC converter," *IEEE Pow. Elec. Special. Conf.*, Cambridge, pp. 171-179, 1982.

- [19] Pfaff, G., A. Weschta, and A. Wick, "Design and experimental results of a brushless AC servo drive," *IEEE/IAS Annual Meeting*, San Francisco, pp. 692-697, 1982.
- [20] Holtz, J., P. Lammert, and W. Lotzkat, "High-speed drive system with ultrasonic MOSFET PWM inverter and single-chip microprocessor control," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-23, no. 6, pp. 1010-1015, November/December 1987.
- [21] Holtz, J., and E. Bube, "Field oriented asynchronous pulse width modulation for high performance AC machine drives operating at low switching frequency," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-27, no. 3, pp. 574-581, May/June 1991.
- [22] Ogasawara, O., H. Akagi, and A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Aachen, pp. 1197-1202, 1989.
- [23] Kolar, J. W., H. Ertl, and F. C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three-phase PWM converter systems with high pulse rate," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Aachen, pp. 1303-1312, 1989.
- [24] Heintze, K., et. al., "Pulse width modulating static inverters for the speed control of induction motors," *Siemens-Z.*, Vol. 45, no. 3, pp. 154-161, 1971.
- [25] Kliman, G. B., and A. B. Plunkett, "Development of a modulation strategy for a PWM inverter drive," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-15, no. 1, pp. 702-709, January/February, 1979.
- [26] Habetler, T. G., and D. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *IEEE Trans. Pow. Electr.*, Vol. 6, no. 3, pp. 356-363, July 1991.
- [27] Holtz, J., and L. Springob, "Reduced harmonics PWM controlled line-side converter for electric drives," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 29, no. 4, pp. 814-819, November 1993.
- [28] Holtz, J., W. Lotzkat, and A. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range with transition to the six-step mode," *IECON, 18th Ann. Conf. IEEE Industrial Elect. Soc.*, San Diego, pp. 307-312, 1992.
- [29] Jackson, S. P., "Multiple pulse modulation in static inverters reduces selected output harmonics and provides smooth adjustment of fundamentals," *IEEE Trans. Indust. and General Appl.*, Vol. IGA-6, no. 4, pp. 357-360, July/August 1970.
- [30] Holtz, J., "On the performance of optimal pulse width modulation techniques," *European Power Electronics*, Vol. 3, no. 1, pp. 17-26, March 1993.
- [31] Patel, H. S., and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May/June 1973.
- [32] Buja, G. S., and G. B. Indri, "Optimal pulse width modulation for feeding AC motors," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-13, no. 1, pp. 38-44, January/February 1977.
- [33] Holtz, J., S. Stadtfeld, and H.-P. Wurm, "A novel PWM technique minimizing the peak inverter current at steady-state and transient operation," *Elektr. Bahnen*, Vol. 81, pp. 55-61, 1983.
- [34] Zach, F. C., and H. Ertl, "Efficiency optimal control for AC drives with PWM

- inverters," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, pp. 987-1000, July/August 1985.
- [35] Holtz, J., and B. Beyer, "Optimal pulse width modulation for AC servos and low-cost industrial drives," *IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meeting*, Houston, pp. 1010-1017, 1992.
 - [36] Mutch, M., K. Sakai, et al., "Stabilizing methods at high frequency for an induction motor drives driven by a PWM inverter," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Florence, pp. 2/352-358, 1991.
 - [37] Klug, R. D., "Effects and correction of switching dead-times in 3-phase PWM inverter drives," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Aachen, pp. 1261-1266, 1989.
 - [38] Murai, Y., T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-23, no. 5, pp. 881-886, September/October 1987.
 - [39] Wang, Y., and H. Grotstollen, "Control strategies for the discontinuous current mode of AC drives with PWM inverters," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Florence, pp. 3/217-222, 1991.
 - [40] Brod, D. M., and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. IA-21, no. 3, pp. 562-570, May/June 1985.
 - [41] Salama, S., and S. Lennon, "Overshoot and limit cycle free current control method for PWM inverter," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Florence, pp. 3/247-251, 1991.
 - [42] Rodriguez, J., and G. Kastner, "Nonlinear current control of an inverter-fed induction machine," *ETZ Archiv.*, pp. 245-250, 1987.
 - [43] Malesani, L., and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current-controlled VSI-PWM inverters with constant modulation frequency," *IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meet.*, Atlanta, GA, pp. 851-855, 1987.
 - [44] Bose, B. K., "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, Vol. 37, no. 5, pp. 402-408, October 1990.
 - [45] Stefanovic, V. R., "Present trends in variable speed AC drives," *Int. Pow. Elec. Conf. IPEC*, Tokyo, pp. 438-449, 1983.
 - [46] Nabae, A., S. Ogasawara, and H. Akagi, "A novel control scheme for PWM controlled inverters," *IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meet.*, Toronto, pp. 473-478, 1985.
 - [47] Török, V. G., "Near-optimum on-line modulation for PWM inverters," *IFAC Symp.*, Lausanne, pp. 247-254, 1983.
 - [48] Takahashi, I., and N. Toshihiko, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meet.*, Toronto, pp. 820-827, 1985.
 - [49] Holtz, J., and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," *IPEC*, Tokyo, pp. 1665-1675, 1983.
 - [50] Boelkens, U., "Comparative study on trajectory-based pulse width modulation methods for three-phase converters feeding induction machines," Ph.D. Thesis (in German), Wuppertal University, 1989.
 - [51] Holtz, J., and S. Stadtfeld, "A PWM inverter drive system with on-line optimized pulse patterns," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Brussels, pp. 3.21-3.25, 1985.

- [52] Khambadkone, A., and J. Holtz, "Low switching frequency high-power inverter drive based on field-oriented pulse width modulation," *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Florence, pp. 4/672-677, 1991.
- [53] Holtz, J., and B. Beyer, "The trajectory tracking approach—a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 30, no. 4, pp. 1048-1057, July/August 1994.
- [54] Holtz, J., and B. Beyer, "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulse width modulation," *IEEE Trans. Industry Appl.*, 1995.
- [55] Meynard, T. A., and H. Foch, "Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage source inverters," *IEEE Ann. Pow. Electr. Specialists Conf. PESC*, pp. 397-403, 1992.
- [56] Holtz, J., "Self-commutated power converter with stair-cased output voltage for high power and high switching frequency," (in German, *Siemens Research and Development Reports*, Vol. 6, no. 3, pp. 164-171, 1977.
- [57] Nabae, A., I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Appl.*, pp. 518-523, 1981.
- [58] Wurm, H. P., "Increased utilization of high-power converters by the three-level approach," (in German), Ph.D. Thesis, Wuppertal University, 1983.
- [59] Amler, G., "A PWM current-source inverter for high quality drives," *EPE Journal*, Vol. 1, no. 1, pp. 21-32, July 1991.

第5章 感应电动机驱动的运动控制

R. D. Lorenz, T. A. Lipo, D. W. Novotny

5.1. 引言

在过去的几十年里,世界范围的工业进步的一个重要因素是工厂自动化先进程度的不断提高。工厂里的生产线一般包括一个或多个可变速的电机传动装置,用于大功率传送带、机器人、桥式吊车、钢材轧制生产线、造纸厂以及塑料和合成纤维生产线等。50年代以前,所有这些应用都需要使用直流电机传动,交流电机由于其固有的以同步或几乎同步于电源的频率运行,所以难以真正地调节或平滑地改变速度。然而,直流传动本身的缺点促使人们不断寻找更好的解决问题的办法。大多数仅要求逐渐改变速度的应用场合现在正被通用的交流传动所替代。一般来说,这样的交流传动与相当的直流传动相比通常有价格方面的优势,而且具有较少维护、较小的电机尺寸和更高的可靠性。然而,对这些传动系统可利用的控制灵活性是非常有限的,而且它们的应用主要局限在风机、泵和压风机等应用方面,其速度只需要粗略调节而对暂态响应和低速特性没有严格要求。

用于机床、纺锤、高速电梯、测功器、矿井提升机、轧机、玻璃浮法生产线等的传动装置,有更加复杂的要求,而且必须提供允许调节多个变量的灵活性,例如速度、位置、加速度和转矩等。这样的高性能应用,一般在速度闭环下要求高速段保持高于0.5%的调速精度和至少20:1的宽调速范围,以及高于50 rad/s的快速暂态响应。直到现在,这样的传动装置几乎全部是直流电机的应用领域,并根据具体应用的需要配置各种结构的AC-DC变换器。然而,采用适当控制的感应电动机传动在高性能应用上已胜过直流传动。在这一章我们将说明感应电动机的控制明显地要比对应的直流电动机复杂得多。然而,随着微电子技术的不断进步,这些控制的复杂性正在被迅速克服。不断替代直流传动装置的时代已经开始,例如,在机床传动中,感应电动机传动有希望在今后10年不断超过直流传动。直流传动是否会像所有其他整流子电机如旋转变流机、交磁放大机等那样最终将走进历史教科书,这样的断言还为时过早。然而,在下一个10年感应电动机传动应用的显著增加则将是毫无疑问的。

5.2. 调速用逆变器

将直流电转换为交流电的过程称之为逆变,能够从直流电源产生频率可变的用于感应电动机调速传动的装置称为逆变器[1]。通常,存在有两种特性完全不同的基本逆变器类型。电压源逆变器或VSI是较为常用的。这类逆变器在电机的端子上产生高低分明的开关电压

波形。稳定的直流母线电压由直流链接电路的大容量电容器维持。这样，电动机的最终电流主要由电动机的负载和速度来决定。VSI 一般有两种形式，即六阶梯逆变器和脉宽调制逆变器。

第二种类型的逆变器，即电流型逆变器(CSI)，在电机端子上提供的是开关电流波形。稳定的直流母线电流由直流链接电路的大电感维持。其电压波形现在主要由电动机的负载和速度决定。

5.2.1. 基本的六阶梯电压源逆变器

基本的三相电压源逆变器(VSI)桥的简图示于图 5-1。和直传动一样，整流器用于建立直流电势。此外，接入相对较大的电解电容器以增强链电压的负载能力并为逆变器输入端快速变化的电流提供通路。由纹波电流的有效值(rms)决定所使用电容器的值。尺寸和价格适当的电容器一般为 2000 到 20 000 μF ，它是系统成本中的主要一项。在整流器和交流电源之间通常也放置一些感性阻抗，用于限制故障电流和减少由整流器换流而产生的电压闪变的严重程度。串联电感也有助于衰减供电系统中的开关操作过电压或雷击经整流桥窜入的电压尖峰。

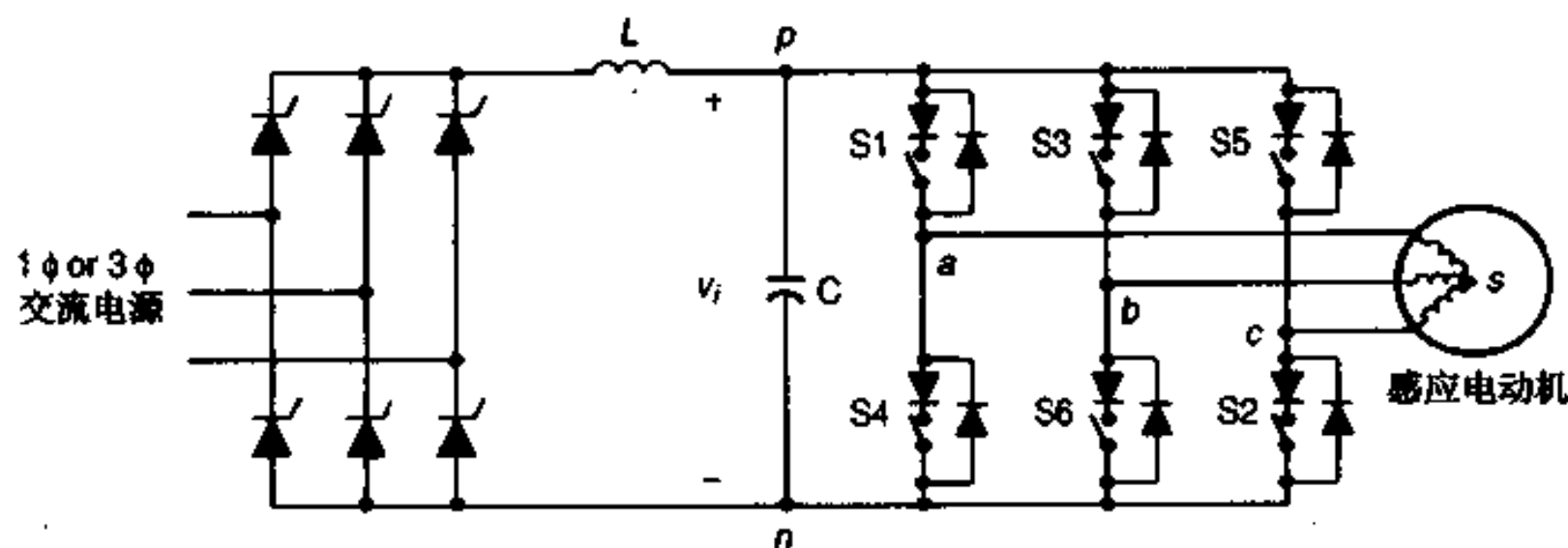


图 5-1 基本的三相电压源逆变器

逆变器的作用相当于装在直流电动机上的换向器，将直流电压转换为可变频率的交流电压。逆变器桥与直传动中的整流桥类似，只是晶闸管必须用具有关断和开通能力的器件替代，这是因为感应电机具有滞后的功率因数。现在的选择是：

- 晶闸管加外部换向电路
- 双极型晶体管(BJT)
- MOS 场效应晶体管(MOSFET)
- 绝缘门极双极型晶体管(IGBT)
- 门极可关断晶闸管(GTO)
- MOS 控制晶闸管(MCT)

由于晶闸管本身没有自关断能力，故需要外部的换流电路(在图 5-1 中没有画出)。换流电路的类型有很多种，但典型的是每相都需要一个附加“换流”晶闸管和一个电容器(或一对电容器)。由于电容器在准备换流时需要使其极性反向，所以使用称为“谐振反向”的技术，每相需要至少一个但常常是两个谐振反向电感。此外，附加的“缓冲”电路跨接和串接于每只晶

闸管上,以保证晶闸管的开通和关断能力在其规定的允许范围之内。其结果便形成一个元件众多的复杂电路,且需要精确定时的触发顺序以免发生意外短路。与晶体管相比,晶闸管的一个重要的优点是,在保护装置(熔断器或断路器)动作之前的短暂时间里能够经受得住相当大的故障电流。然而,目前有兴趣将其当做一个外部换向的可关断开关来用,多半是由于历史原因而非实际原因。

在 100 kW 以下的逆变器电路中,晶体管早已完全替代了晶闸管。额定值为 1200 V 的晶体管是可以得到的,而且器件本身具有能够关断和开通电流的优越性,因此不需要用于关断的附加元件。如果晶体管工作于最大限额附近,通常是经济上的需要,则缓冲电路仍然是必需的。在晶体管家族中,双极型晶体管或 BJT 是最廉价的,因此应用最为广泛。然而,需要驱动晶体管基极的电路却相对复杂,而且 BJT 通常做成达林顿结构以减小基极驱动电流的需求。在阻断状态下,在晶体管的基极上必须施加一个小的反向电压,而且在关断时通常需要从基极引出电流。IGBT 和 MOSFET 是最近加入到晶体管家族的,而且在较低功率的应用中 IGBT 实际上已经替代了 BJT。它们不能承受二次击穿,这是一种使双极型晶体管永久性失效的机理,因此必须小心地加以控制。由于这两种器件都是利用场效应技术来实现关断的,所以门极驱动电流很小,甚至可以由一个集成电路芯片来实现关断。即使器件仍然比 BJT 昂贵,但总的损耗、零件数量以及驱动器价格的显著降低,均使得这种器件越来越有竞争力。

门极可关断晶闸管和 MOS 控制晶闸管(一种相对较新的器件)具有晶闸管和晶体管两者的优点。GTO 的开通和关断都是通过施加短的门极电流脉冲而实现的。然而,它们需要类似于 BJT 那样的复杂门极电路。目前 GTO 可达到 3000 V 以上且广泛应用于中压等级(大于 1000 V)的逆变器中。当电机的额定功率超过几百马力时,需要这样的工作电压。

在图 5-1 中,除“可关断”元件被表示为理想的开关外,每个桥臂通常还有一个反并联二极管。这些二极管,称为续流或反馈二极管。当主功率器件关断时,可为感应电动机电流的连续提供一条另外的路径。当再生能量产生时,主功率器件和二极管的作用则正相反。在晶闸管流过无功电流的同时,二极管回馈再生能量到 DC 链接电路。电能回馈到直流链接电路将使链电压超过正常值。这时必须采取措施吸收这一再生电能以防止出现危险的链电压。典型的方法,是并联于 DC 链电容器上的电阻以开关的方式来吸收这个能量或者是通过增加第二个反并联桥来构成双向可逆输入桥。

六阶梯电压逆变器的基本工作原理,可以通过图 5-1 中所示的由 6 个理想开关等效组成的逆变器来理解。虽然依次只要有二个开关同时闭合就能为电机提供能量,但目前采用的是在任何时刻最好都有 3 个开关同时闭合,因为这种策略在任何运行条件下都能产生较高的输出电压[3]。第二种模式是在端子 a 、 b 和 c 上产生的相对于负的直流电位 n 的电压波形,如图 5-2 所示。在与波形对齐处所标的数字表示是哪些开关闭合。开关的顺序是 561、612、123、234、345、456,再回到 561。这样,线-线电压 V_{ab} 、 V_{bc} 、 V_{ca} 和线-中性点电压 V_{an} 、 V_{bn} 、 V_{cn} 的波形即如图 5-3 所示。线-线电压包含的基波分量的有效值是

$$V_{ll(rms\ fund)} = \frac{\sqrt{6} V_d}{\pi} \quad (5.1)$$

这样,460 V、60 Hz 的标准感应电动机在电机的端子上将需要直流 590 V 的电压,才能使电动机以额定的电压和速度运行。由于这个原因,在美国,600 V 的直流母线用于逆变器传动

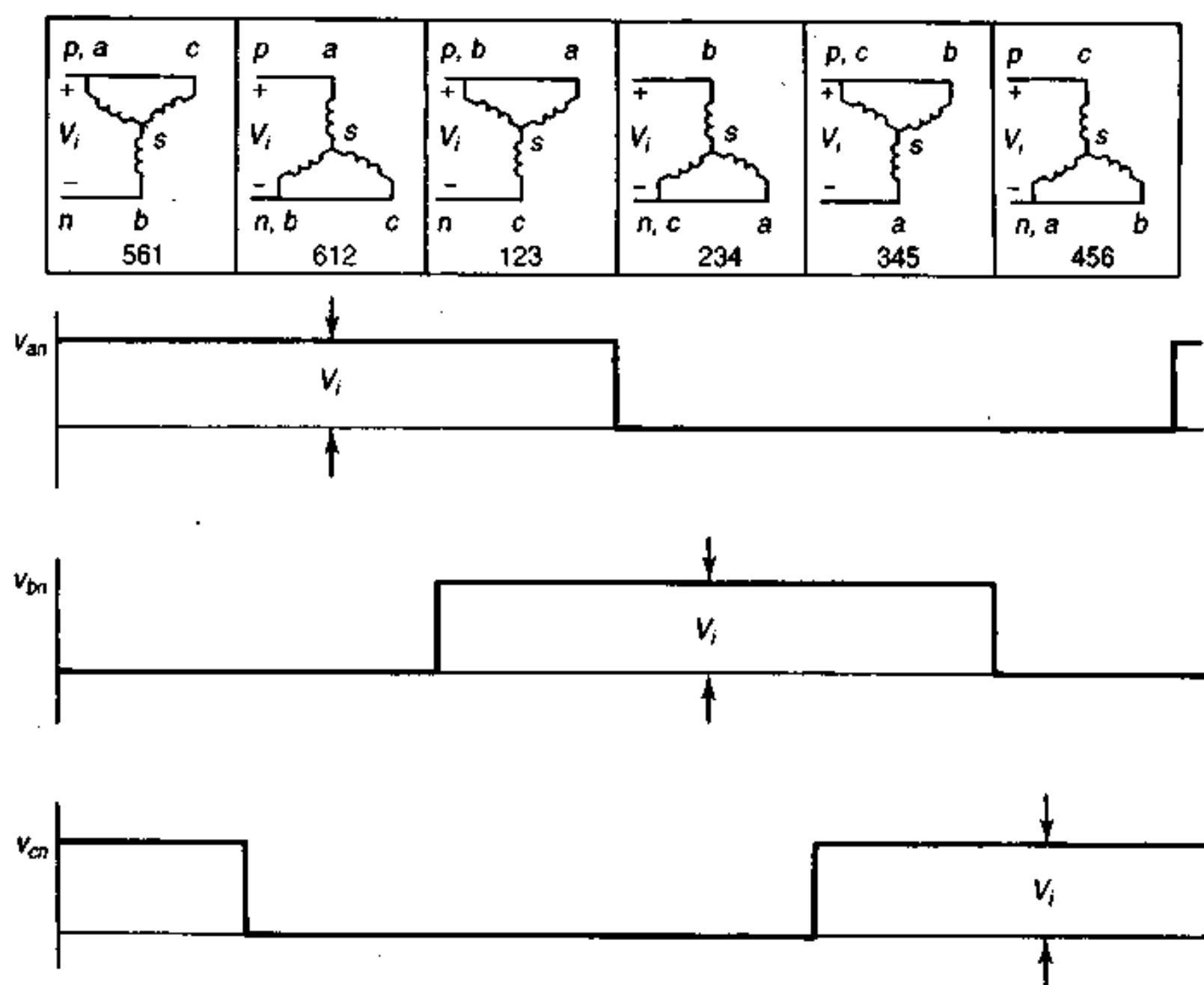


图 5-2 电压源逆变器开关按六阶梯动作时,感应电动机的 6 种接通方式的说明

时正好是标准的。

虽然感应电机是作为有源负载运行的而不是无源负载,但每相的有效阻抗还是“平衡”的。这样,只要当做电压降落来考虑,电机可以用 3 个等效的阻抗来表示,如图 5-2 中所示的 6 种可能的连接方式。注意,某一相被交替地从正极切换到负极,并且交替地与另外两个并联的相相串接,或者与两相中的一相并联后再与另一相相串接。因此,相电压降落总是直流母线电压的 $1/3$ 或 $2/3$,而相电压降落的极性则是由连接到正极还是负极来决定的。图 5-3 中也给出了三个电动机线-中性点电压的曲线。注意,三次谐波和三倍频谐波在线-线和线-中性点电压中是不存在的(因此在电流中也不存在)。在线-中性点电压波形中形成的六段阶梯正是称之为六阶梯逆变器的原因。这些波形的傅里叶分析指出,它们是谐波为几何级数的方波。这就是线-线和线-中性点波形中包含有 $1/5$ (5 次谐波), $1/7$ (7 次谐波), $1/11$ (11 次谐波)等。

5.2.2. 脉宽调制电压源逆变器

PWM 逆变器电源为几乎恒定的直流电压,而电压和频率两者的控制是在逆变器自身内完成的。它使用一个不可控的二极管整流器或一组蓄电池(或两者都有)来提供较为恒定的直流电压。在这种情况下,逆变器的功率开关以高的频率进行通断,实际上作为斩波器工作。通常,调制技术分为两类:一种是以固定的开关比率作为基本的开关频率(块或栅调制);

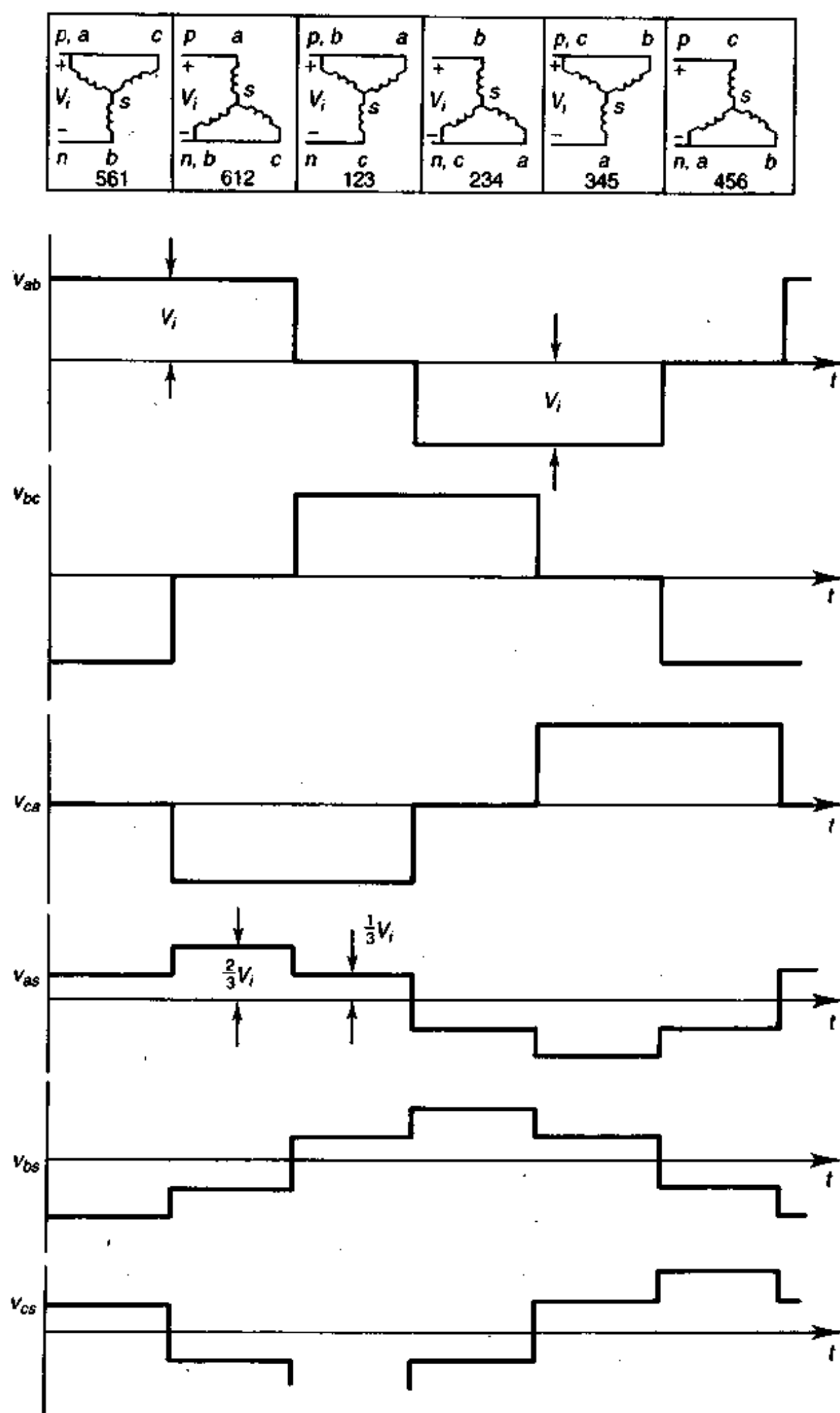


图 5-3 六阶梯电压源逆变器运行时感应电动机各相的线—线和线—中性点电压波形

另一种是开关比率是连续变化的,通常是按正弦变化,它将综合出一个更逼近于正弦波的电机电流(称为正弦波脉宽调制或正弦波 PWM)。

块调制(Block Modulation) 块调制是最简单的调制类型且最接近简单的六阶梯运行方式。它不是通过直流链接电路的电压变化来改变电机电压波形幅值,而是以固定开关比率开通和关断一个或两个逆变器晶闸管来调整所形成的脉冲缺口,从而控制电动机电压以适应其速度的。在预定的速度范围内,脉冲数是固定的,不过脉冲数可在事先规定的几个速度上进行分段改变。

块调制的简单形式表示在图 5-4 中,其斩波只限制在每个器件导通周期的中间 60° 内,使半导体开关处于最小的开关工作方式。尽管块调制和六阶梯方式类似,但在低速时的转矩脉动比六阶梯逆变器小得多。六阶梯逆变器的典型谐波在块调制中同样存在,但还会有更高的与斩波频率有关的谐波。然而,与更好的调制算法相比,电动机的损耗和噪声都是很大的,这种方法已不再广泛使用。

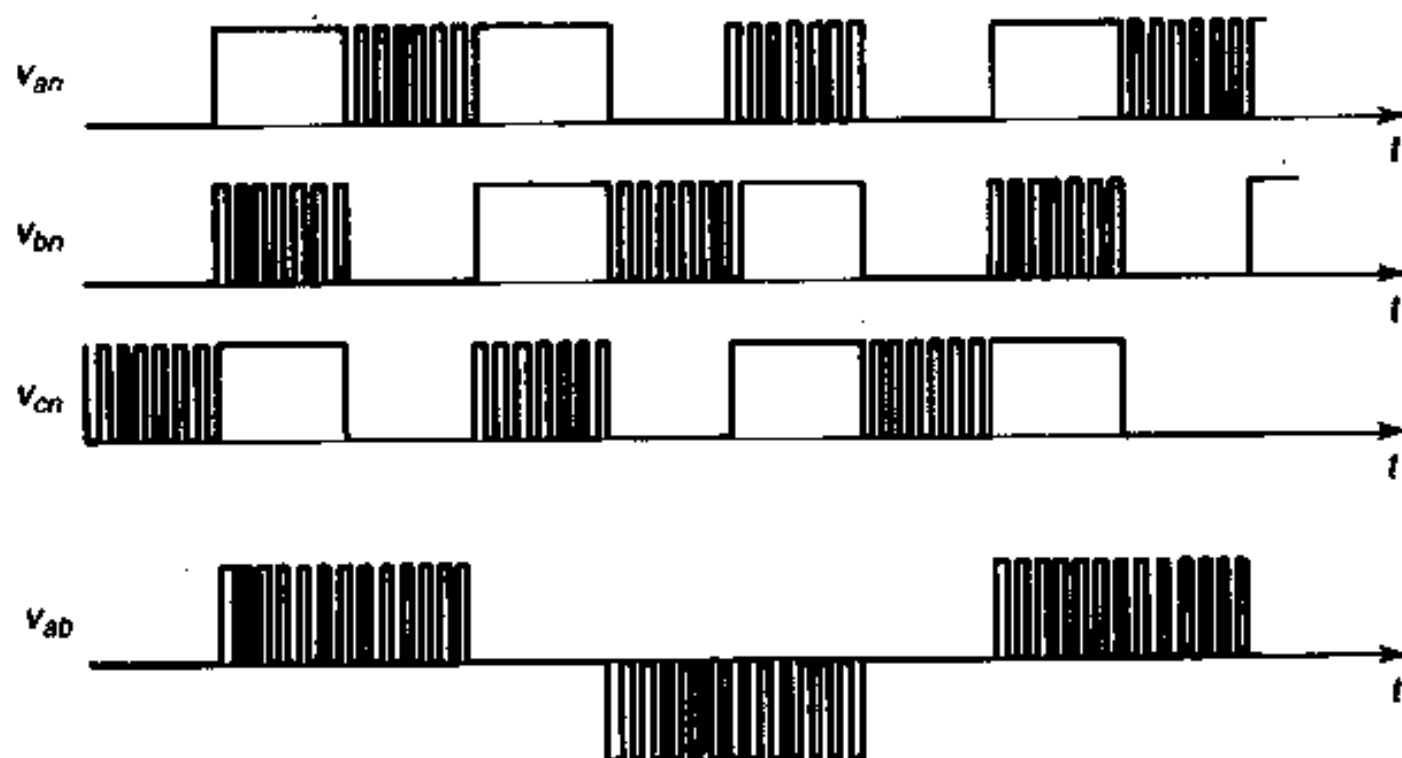


图 5-4 典型的块调制波形,线到 DC 负母线和线到线电压 V_{ab} 的波形

正弦波 PWM 调制 正弦波 PWM 的目标是尽可能经济地综合出更接近正弦波的电动机电流。较低次的电压谐波可被大大削弱,只剩下在斩波或载波频率基本幅值附近的 2 或 4 个谐波。这时电动机在低速时更加趋于平滑运转。转矩脉动基本消除,而且由逆变器产生的额外电机损耗明显降低。抵消这些优点的负面影响是逆变器的控制复杂,斩波频率比较高(通常 GTO 为 $500 \sim 2500$ Hz, BJT 晶体管要到 5000 Hz 或更高),而且逆变器的损耗比六阶梯运行模式要高。为了逼近正弦波,采用高频三角波与基波频率正弦波相比较的方法如图 5-5 所示。当使用相差 120° 的低频正弦波时,6 只逆变器元件的开关模式就确定了。

同步与异步调制 如果载波和调制波同步,则在每个调制周期中必须有固定的载波周期数。假如在低频时,比如说 1 Hz,为得到一个“好的”正弦电流波形,选定的载波频率与基波频率的比率为 $100 \sim 200$ 附近。由此,若同样的比率用于 100 Hz 的电动机频率,则斩波频率就是 $10 \sim 20$ kHz。这一开关频率远远高于正常的晶闸管逆变器,而且对双极型晶体管逆变器也显得过高。因此,在基波频率增加时,必然采取“有级变化”技术来逐步减小开关比率。现在已经有了使用 PWM 专用芯片构成的商品化系统[4]。在开关频率比率的每次变化中,必然含有滞区,这样,在一定速度下系统不会在两个不同的开关比率之间连续地反复倒换,

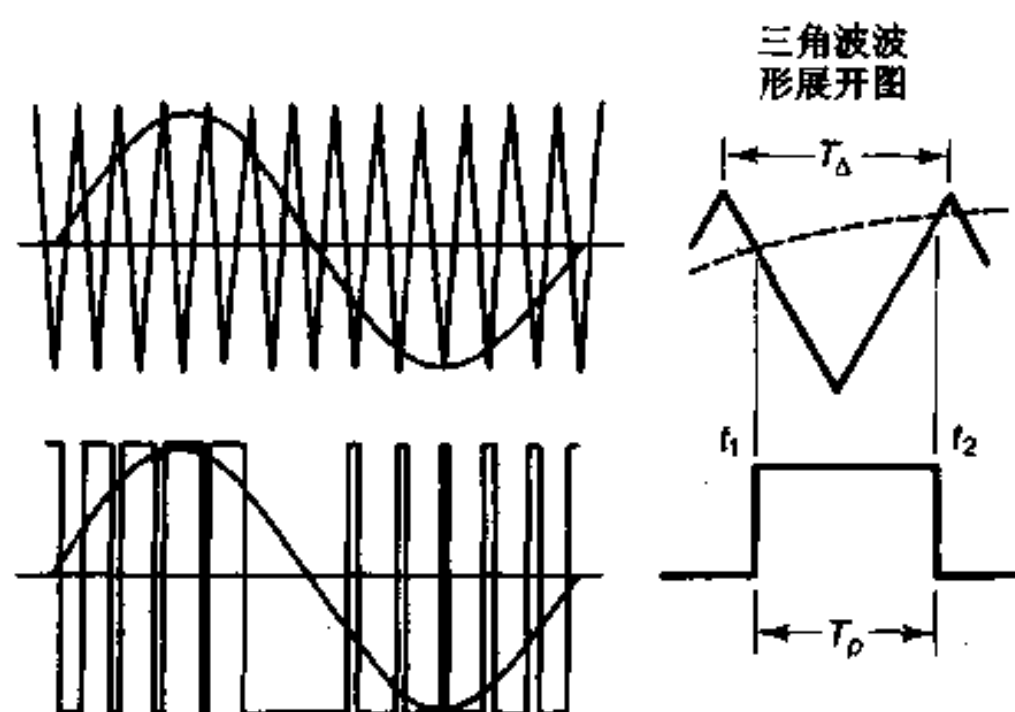


图 5-5 正弦脉宽调制技术原理图

如图 5-6 所示。虽然在中速和高速时载波频率必须与基波频率形成固定的比率以防止出现不期望的“次谐波”，而在低速时载波频率的异步运行是可以采用的，这时每个调制周期中不同载波周期数的影响很小。然而，在某些速度上需要切换到同步工作方式，并且为获得同步化必须引入某种类型的“锁相”技术。

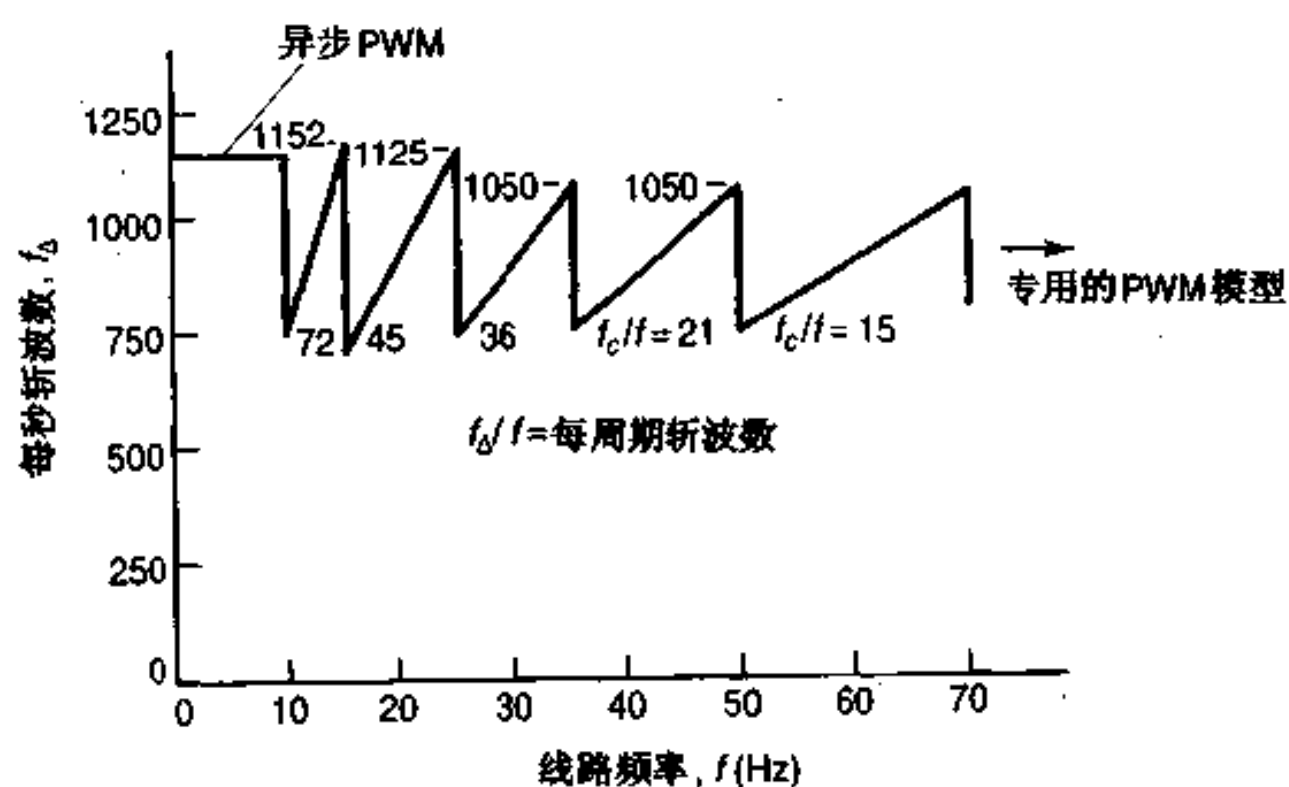


图 5-6 脉宽调制逆变器中“频比变化”原理图

图 5-5 提供了一个很好的描述调制过程的画面，可是一旦引入了使用微处理器的可能性，则由三角波和正弦波的交点而获得的“模拟”解就成了许多可能解中的一种。所谓的“自然调制”最好由“规则调制”替代，这里的调制波形为分段常数的阶梯波，即是说以载波频率采样构成的波形。图 5-7 给出了采用这种方案开关比率为 9 的载波和被调制的波形的一个例子[5]。

脉冲丢失 (Pulse Dropping) 参见图 5-7 可以发现 PWM 调制的中间脉冲比基波电压过零时的脉冲要窄。这些中间脉冲一般随着速度(和电压)增加而变得越来越窄。当导通脉冲

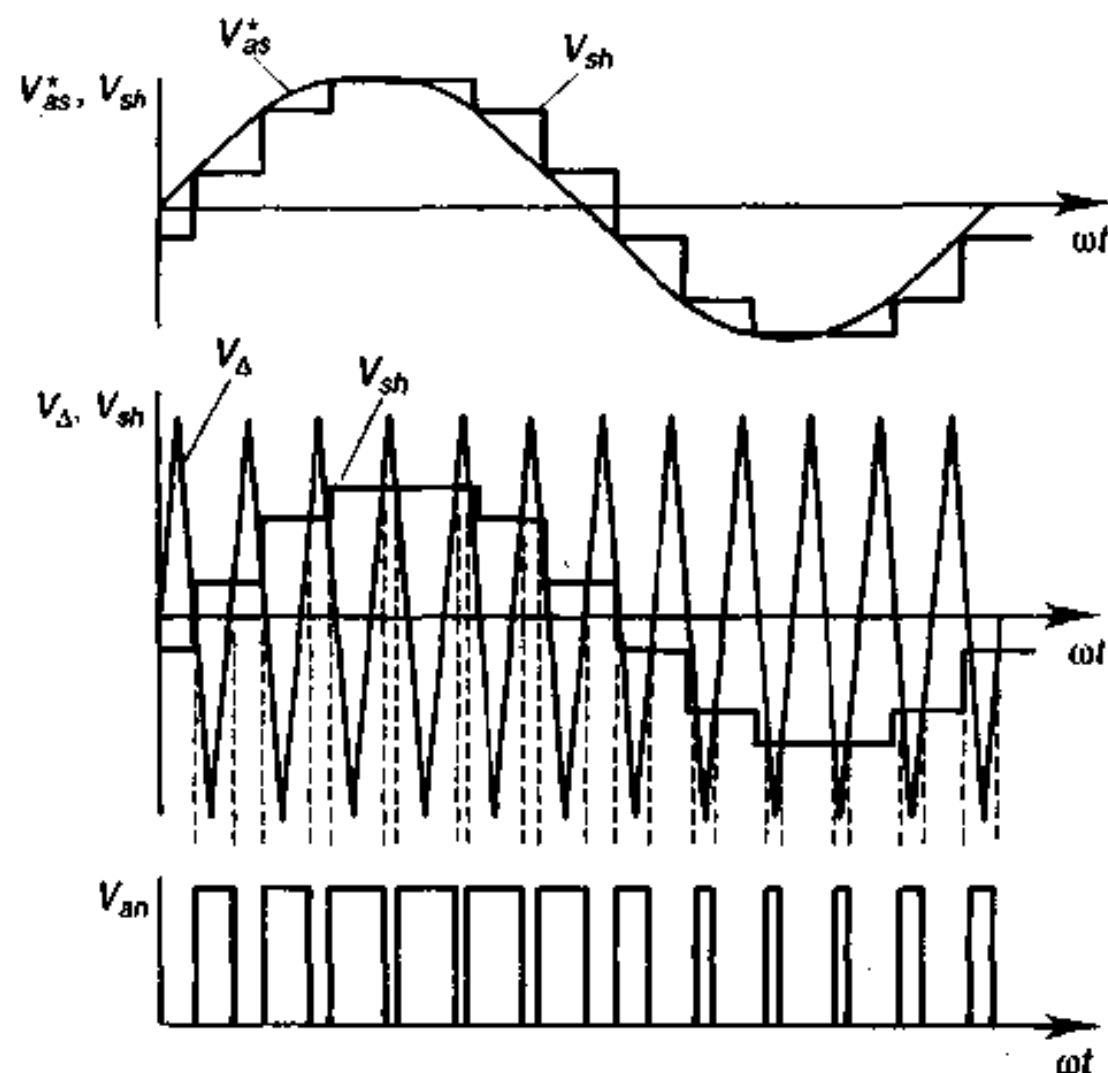


图 5-7 使用规则采样调制的开关模式原理图

变得很窄时,在强迫换向系统中给要关断的功率元件的反向偏置时间将不够长。因此,如果加在这个器件上的电压正向增长太快,则该器件会再次导通并且产生很高的损耗。因此如果调制系统要求的脉冲宽度小于这个最小时间,则这个脉冲必须略去且为修正基波分量的变化对邻近脉冲所做的调整也一并去掉。此外,脉冲丢失必须带有小的滞环以避免在阈值条件上重复循环。

切换到六阶梯模式 不采用脉冲丢失技术,显然正弦波调制将不可能使电动机端相电压达到其最大值($0.78V_T$),这是由于受固态开关器件的开关动作限制而不得不设置最小宽度的缺口,因而得不到基波全电压。以降低的“最大”基波电压的方式运行是不经济的,因为连带工作的电动机必须设计成较低电压,这意味着在给定的功率需求下有较大的电流。这一增加的电流又要影响到逆变器设计中所用开关器件的选择,其结果将导致系统更加昂贵。如果在高速时允许调制过程“饱和”,便可克服这一缺点,这样波形首先采取几种块调制波形,且最后是全六阶梯方式运行。在交替过程,即正弦波 PWM 经各种块模式过渡到方波运行的转换过程中,将存在附加的谐波并在电动机中造成额外发热。然而,由于电动机运行于额定速度附近,冷却条件良好,因此总的来说是有好处的。

5.2.3. 电流源逆变器传动

由于感应电动机传统上是按电压源供电设计的,所以最先开发和使用的是电压源逆变器,也就是因为在原理上它更接近电力系统提供给电动机的波形。而电流源逆变器则在概念上是完全不同的。电流源型逆变器的使用也只有 20 多年的历史。然而,它们却具有若干富有吸引力的特性,也存在一些不期望的影响。正如名称所指,CSI 逆变器的开关是由恒流源馈入的。真正的恒流源是不可能的,只能通过带电流闭环控制的整流器或斩波器和 DC 链接

电路中的大电感平滑而得到近似的恒流源。具体电路如图 5-8 所示。在这种情况下,电流顺序地经过逆变器的上半部开关到三相电动机的其中一相,并从另一相经过逆变器的下半部开关返回到直流链接电路。由于电流是恒定的,因此定子绕组自感上的压降为零而绕组电阻上的压降为常数。因此,电动机的端电压不是由逆变器决定而是决定于电机本身。

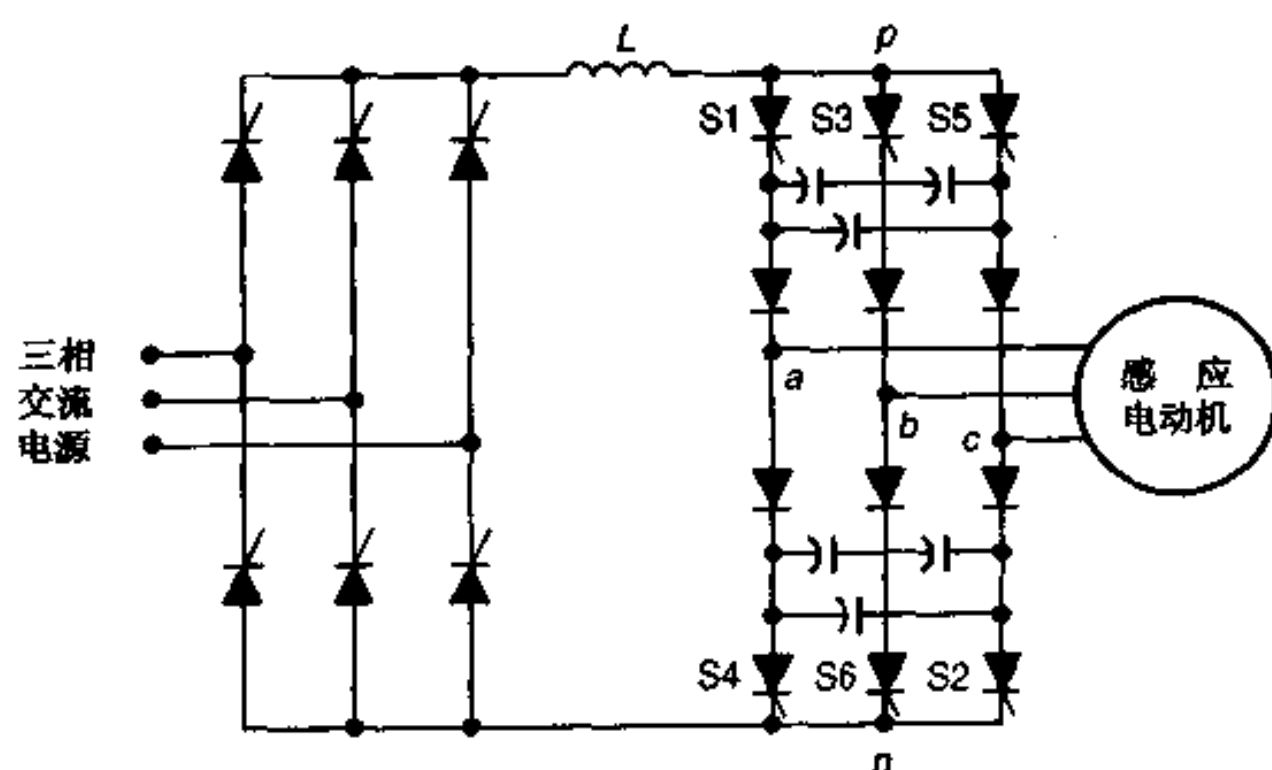


图 5-8 电流源逆变器传动系统图

因为电动机的绕组是正弦波分布绕组,结果出现在电动机端上的电压几乎为正弦波。理想情况是,电流波形应和六阶梯电压源逆变器的电压波形一样。实际上,电动机的电流不能瞬时改变,而且电流波形上的转换存在一个有限的斜率。在这些转换期间,借助 6 个换流电容器之一,电流从逆变器的一个晶闸管转换到下一个中去。图 5-9 所示为电动机电压和电流的原理波形图。

CSI 的一个非常有吸引力的特点是能够平安地度过换流失败并自然恢复到正常运行,而大多数的电压型逆变器则需要昂贵的保护措施。CSI 的另一个好处是通过简单地改变整流器直流输出电压的极性便可将再生能量反馈到电网。这与必须电流反向而不是直流电压反向的 VSI 形成对照,后者需要增加一组反并联的六脉动桥。这又是一个合乎需要、胜过 VSI 的优点。由于可控制改变的是链接电路的电流而不是链电压,所以当电动机以负的转差运行时将自动地使直流链电压反向,从而能量也自动地回馈到交流电网。

CSI 传动应用中一个重要限制是不可能按 VSI 的形式开环运行。图 5-10 给出了典型的感应电动机以电压源和电流源供电时的转矩-速度曲线。

在电流源逆变器情况下,明显地存在“尖峰”。观察转矩-速度曲线可知,有两个可能的工作点:一个是位于负斜率区域,通常认为是稳定的;另一个是位于正斜率区域,出现在该区域的速度低于最大转矩点(临界力矩)所对应的速度,通常是不稳定的(但这还取决于负载的转矩-速度特性)。仔细考查转矩-速度曲线稳定区的工作点表明,连续运行是不合理的,因为电机在这个点上的工作磁通很高,已处于饱和状态,因而会造成过大的激磁电流和铁损。另一方面,在另一工作点即所谓的不稳定点,电机中的磁通接近额定值而且损耗不大。(注意,这一点对应于额定电压下的转矩-速度曲线与额定电流下转矩-速度曲线的交点。在这

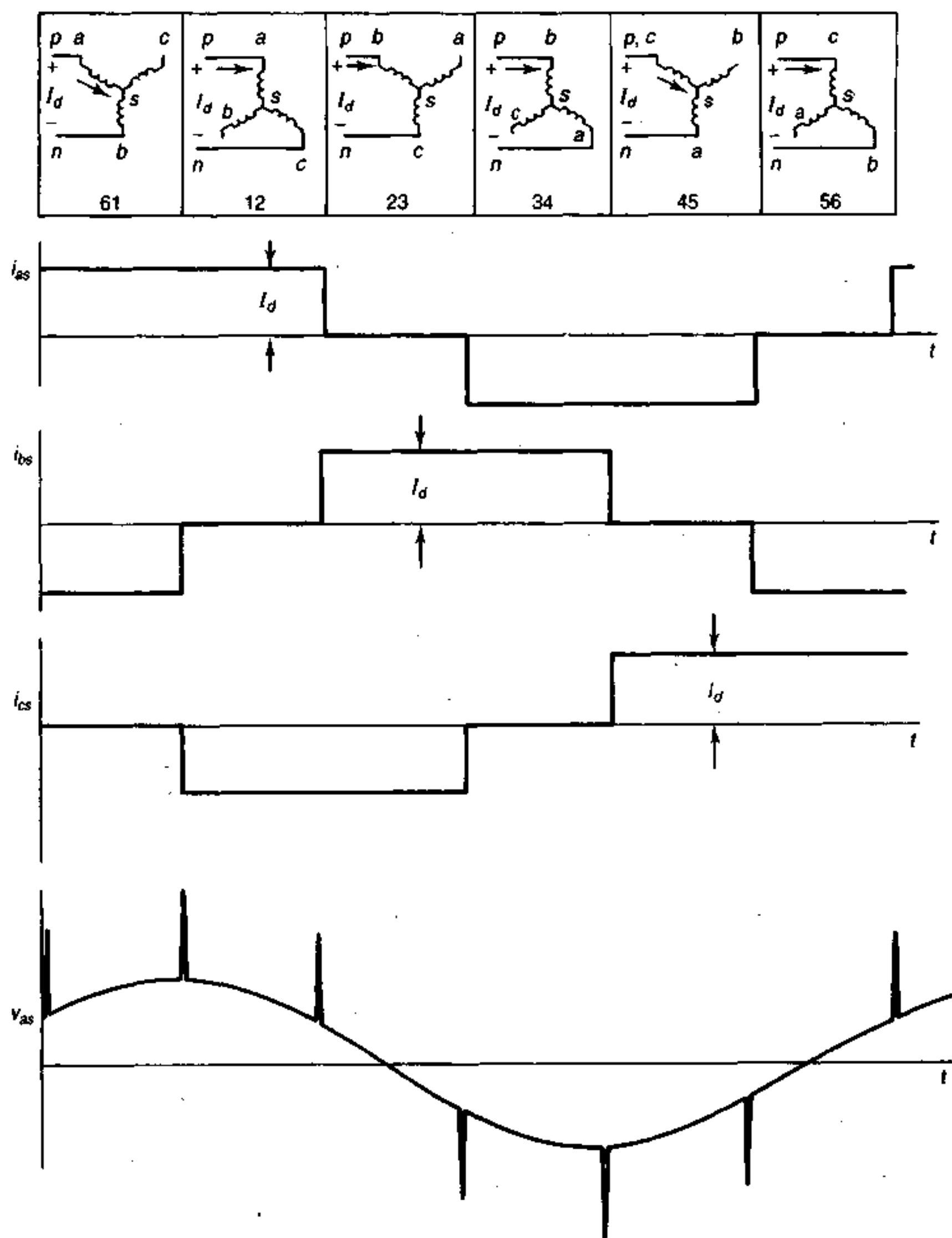


图 5-9 电流源逆变器开关按六阶梯动作时,感应电动机的 6 种连接示意图
图中绘出了电动机的线电流和一相相电压波形

点上,电压和电流都处于其额定值)。可惜在转矩-速度曲线的不稳定侧(对电流源而言)是不可能正常运行的,除非采取某种反馈控制迫使电机保持在该点运行。广泛使用的系统是电动机电压闭环控制,通过控制输入相控整流器(或直流链接斩波器)来调节电动机电压。这种类型的代表性方框图如图 5-11 所示。

一般采用内部电流环,以电压误差作为电流调节器的参考信号。通常还要增加 IR 压降

补偿,由于电动机电流和DC链电流是成比例的,所以这是很容易实现的。附加的补偿电路通常用于改善系统的动态性能。

AC换流电容器和DC链接电抗器的大小和价格以及需要高反压元件等,是这种逆变器的主要缺点。因为必须吸收电流换向时储存在绕组漏磁中的全部能量,所以电容器是很大的。为了保持这一能量交换为最小值,专门设计电动机是有好处的。特别是电动机设计成具有尽可能小的漏抗。不如人愿的是,这一要求与常规的电机设计是相背的,因为从连续定额的观点来看,小的漏抗意味着电机设计的余量过大。最后,在电路中使用的是晶闸管而不是晶体管或可关断晶闸管,这点值得提出。CSI也可以使用自关断能

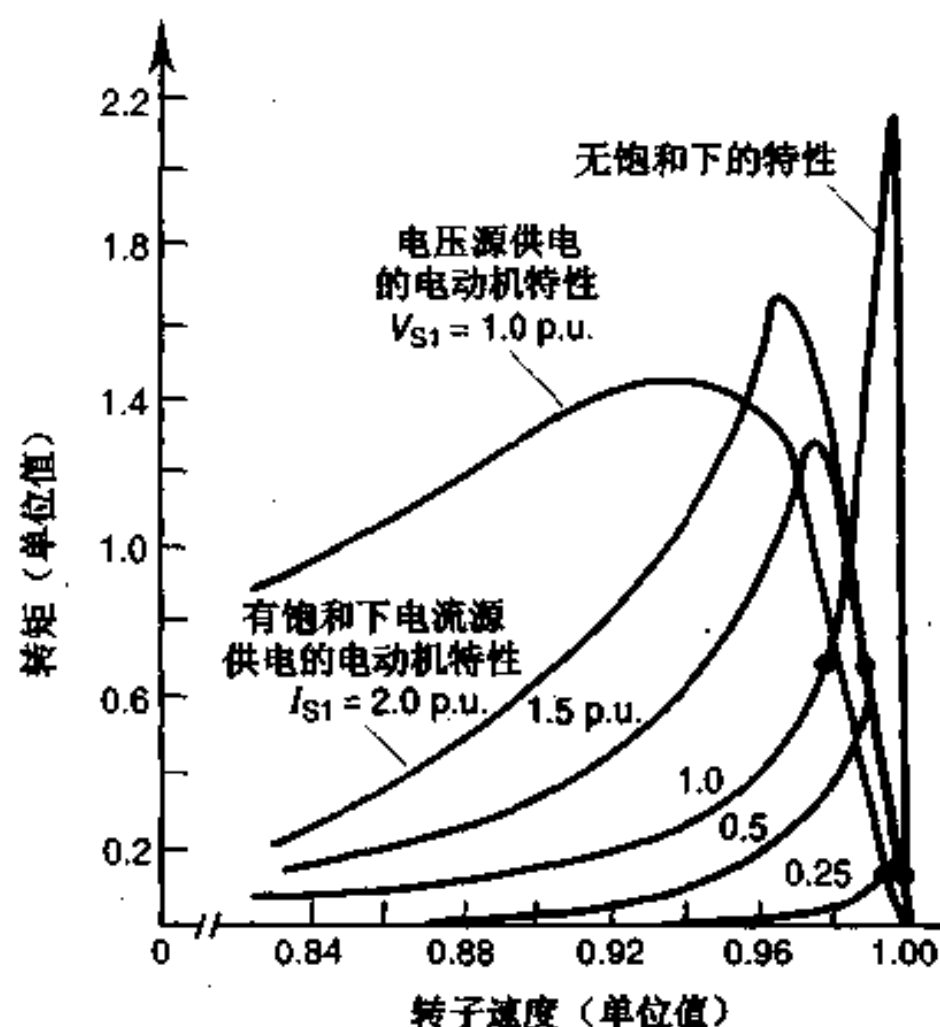


图 5-10 VSI 和 CSI 运行时的感应电动机转矩-速度曲线

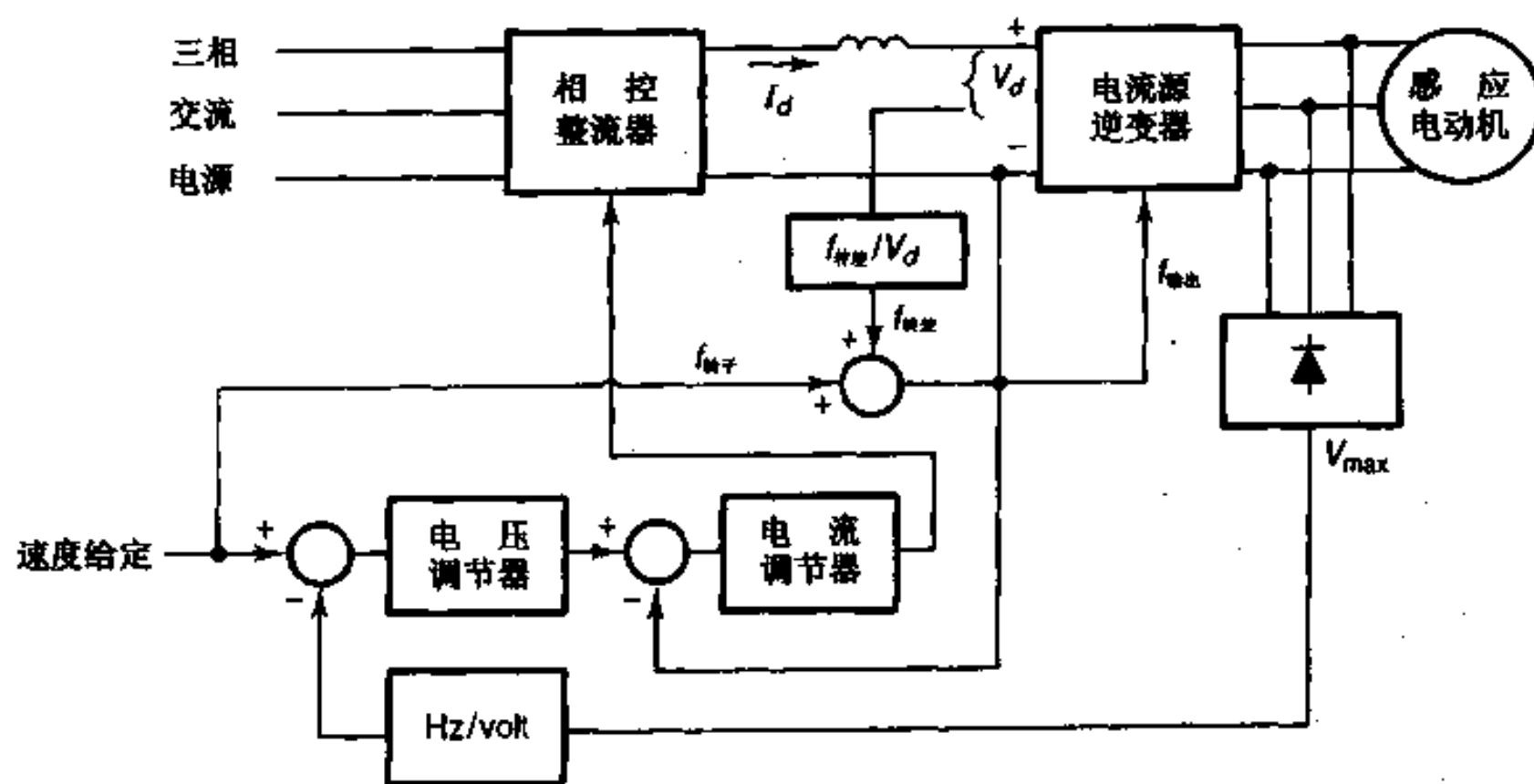


图 5-11 具有电动机电压闭环的 CSI-感应电动机传动系统方框图

力的开关,但它们并不能明显地增强变换器的性能,因为电动机电流的变化率以及电机侧电压上升率都由于电容器而保持固定不变。

如果电容器不做换流用而简单地放在电机的端子上,可将可关断器件用于电流源链接的结构中。图 5-12 所示为一个电动机传动系统的组成。该系统在大功率应用中越来越普遍。在这种情况下,3 个上部开关顺序地开通,在任何时刻只有一个将链电流馈入电动机/电容

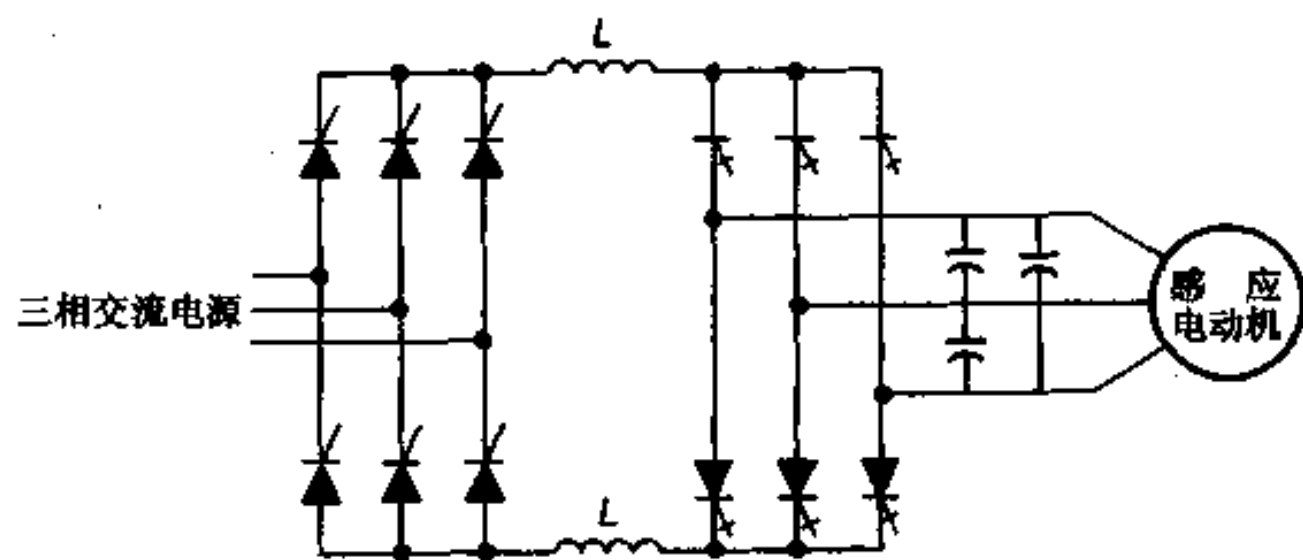


图 5-12 采用可关断器件的电流源逆变器传动系统(图中所示为 GTO)

器网络,并且由 3 个下部开关之一使电流返回到链接电路。现在所选用的电容器容量,仅根据吸收谐波电流的需要而不考虑用大容量的来吸收开关动作期间被关断相的全部能量。电动机电流比常规方案中作用于电动机的方波电流具有更好的正弦波形。还可采用脉宽调制以削弱在六阶梯运行方式中固有的低频 5 次和 7 次谐波的转矩脉动。该方案的主要缺点就在于电容器和电动机电感之间的潜在共振。必须注意避免当电流谐波进入电动机/电容器网络时可能引发系统某一频率下的谐振。通过仔细地调试脉宽调制可以避免这种可能性。然而,由于要实现这一目的必须知道电动机的参数,所以这种传动系统对于一般应用当前尚不普遍。

5.3. 运动控制系统

运动控制系统在传统上是由那些从事运动控制的机械系统的工程师开发的。这一情况导致了在过去 25 年里主要使用的是具有高带宽电流调节器的永磁直流伺服电动机,并且制定了运动控制伺服系统的高带宽电磁转矩控制的实用标准(de facto standard)。应当指出,所以能够达到这个水平,在很大程度上是得益于现代电力电子变换器的高开关频率和永磁电机的小暂态电感(这就允许在储能状态有很高的电流变化率)。由于感应电动机通常具有很小的暂态电感,所以这种类型的电动机也存在类似应用的可能性。然而,对广泛采用的直流永磁伺服电动机形成真正的威胁仅仅是最近才出现的。

实用转矩控制标准促进了运动控制算法的发展。该算法假定转矩控制几乎是瞬时的,而且不产生明显的低频转矩畸变,这样,与指令成比例的电磁转矩($T_{em} \approx T^*$)便可用于传动建模。这是对很多传动系统合理的正确假设。但是,这个假设仅仅与理想调整了的磁场定向感应电动机(FO-IM)伺服系统相一致,这点将在下面章节中叙述。当采用感应电动机运动控制来代替 DC PM 伺服系统时,这些要求确实是主要的问题。

有两种衡量运动控制系统性能的基本方法:(1)指令跟踪,(2)干扰抑制,将在本节中采用。这些方法还将扩大到研究运动传感器及其对 IM 运动控制的影响方面。

5.3.1. 古典的、工业标准的 FO-IM 数字运动控制

采用感应电动机的古典的、工业标准的运动控制,可设想为一个理想的、以串联控制拓扑构成的磁场定向转矩控制器。磁场定向的原理将在 5.4 节讨论。这种串联结构,假定转矩

控制环是最里面的环,并从速度环控制器接受给它的指令。对于运动控制,实用的工业标准是使用PI速度环和比例位置环,速度给定单独通过一般被称为“速度前馈”的通道馈入。图5-13所示为这样的FO-IM运动控制器的数字实现系统。这种FO-IM运动控制器通常使用光电编码器作为位置反馈装置。这是因为在5.4节将介绍的通用磁场定向算法还需要转子的增量位置。这样的增量式光电编码器和廉价的可复位计数器接口通常更胜于解算器反馈。因为速度反馈是速度内环所需要的,而且速度传感器较昂贵,所以工业标准方法是通过位置的数值微分估算速度(用 $\hat{\omega}(z)$ 表示)的,如图5-13所示。

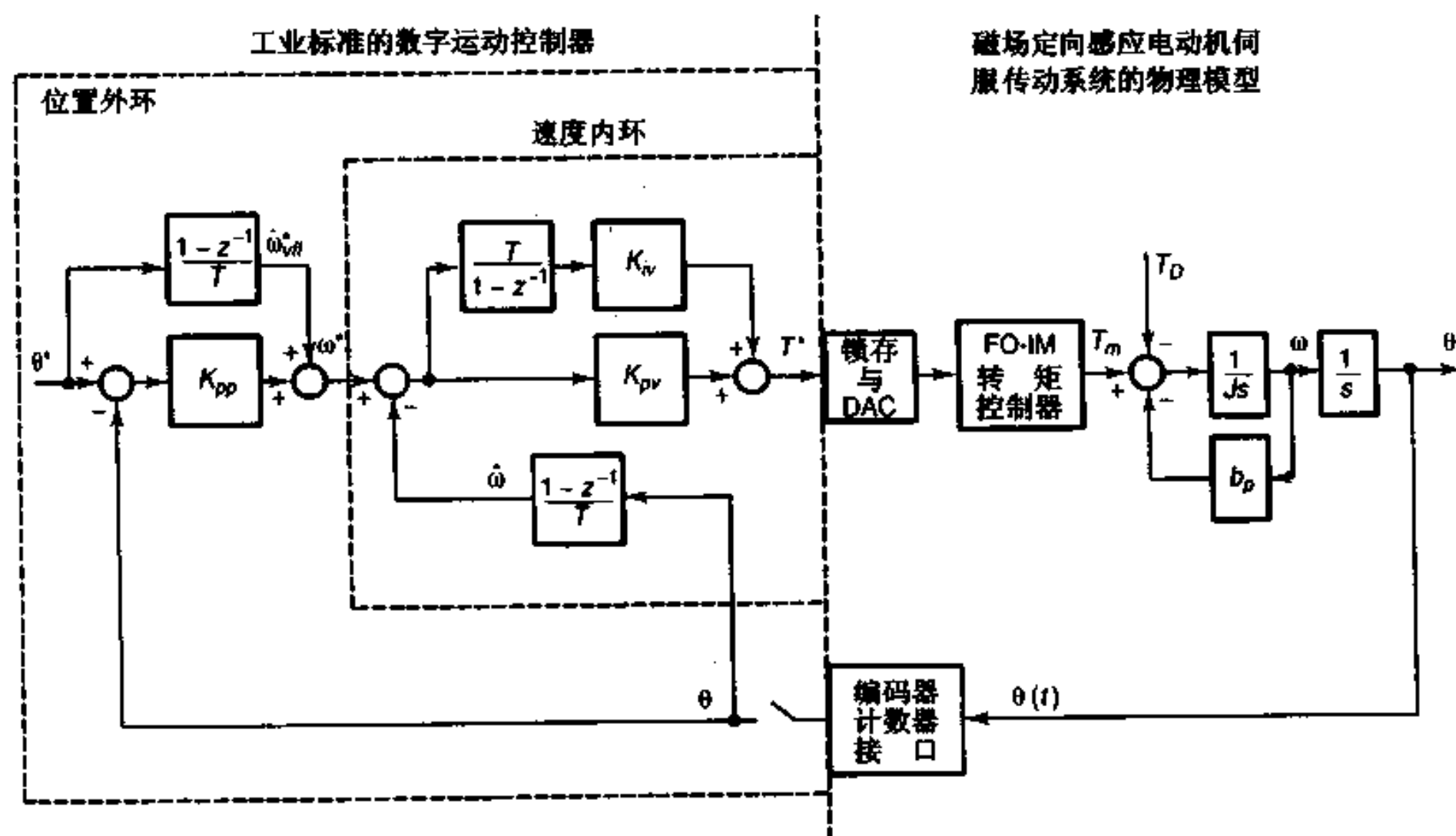


图 5-13 磁场定向感应电动机(FO-IM)的古典的工业运动控制器

古典运动控制的指令跟踪性能 对于这样的一个古典运动控制方法,假定为一个理想的FO-IM转矩控制器,则位置闭环传递函数是

$$\frac{\theta(z)}{\theta^*(z)} = \frac{\frac{\hat{\omega}(z)}{\omega^*(z)} + K_{pp} \frac{\hat{\omega}(z)}{\omega^*(z)} \left(\frac{T}{1-z^{-1}} \right)}{1 + K_{pp} \frac{\hat{\omega}(z)}{\omega^*(z)} \left(\frac{T}{1-z^{-1}} \right)} \quad (5.2)$$

从这个传递函数的公式可以看到,系统是有差的。这样,该系统的跟踪精度受到含有动态分量的指令的限制,这个动态量大大低于最外环的带宽(一般从0.5~10 Hz)。

古典运动控制的扰动抑制性能 使用这种古典的运动控制器方法,可以看出FO-IM运动控制器具有动态抗扰性(dynamic stiffness)的特性。这一特性最好是采用等效的状态变量控制结构来描述。

① 原文该式有误

5.3.2. 状态变量,FO-IM 数字运动控制

等效的状态变量 FO-IM 数字运动控制器如图 5-14 所示[6]。这种结构和图 5-13 是等同的,具有如下的增益关系:

$$\begin{aligned} b_a(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}/\text{s}) &= K_{pv} \\ K_{ia}(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}) &= K_{pp}K_{pv} + K_{iv} \\ K_{ia}(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad} \cdot \text{s}) &= K_{pp}K_{iv} \end{aligned} \quad (5.3)$$

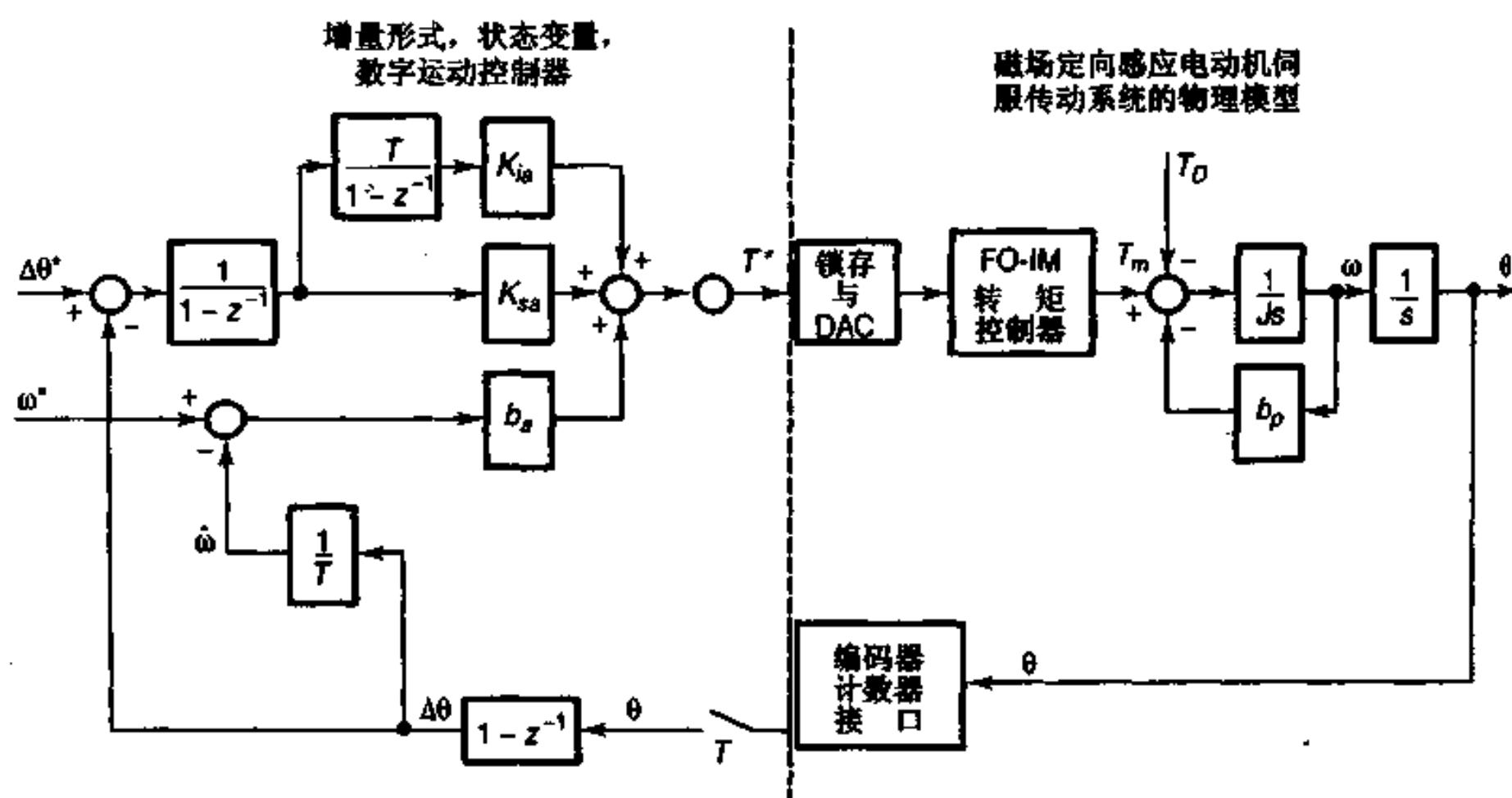


图 5-14 FO-IM 状态变量运动控制器(增量形式)

这种结构的一个直接好处是便于物理量比例的修改,它直接关系到图 5-15 所示系统的扰动抑制性能(动态抗扰性)[6]。从图 5-15 可以看到状态变量 FO-IM 运动控制的扰动抑制的动态特性具有可预测的特点,其中包括由位置误差积分状态提供的“无限静态抗扰性”。这种

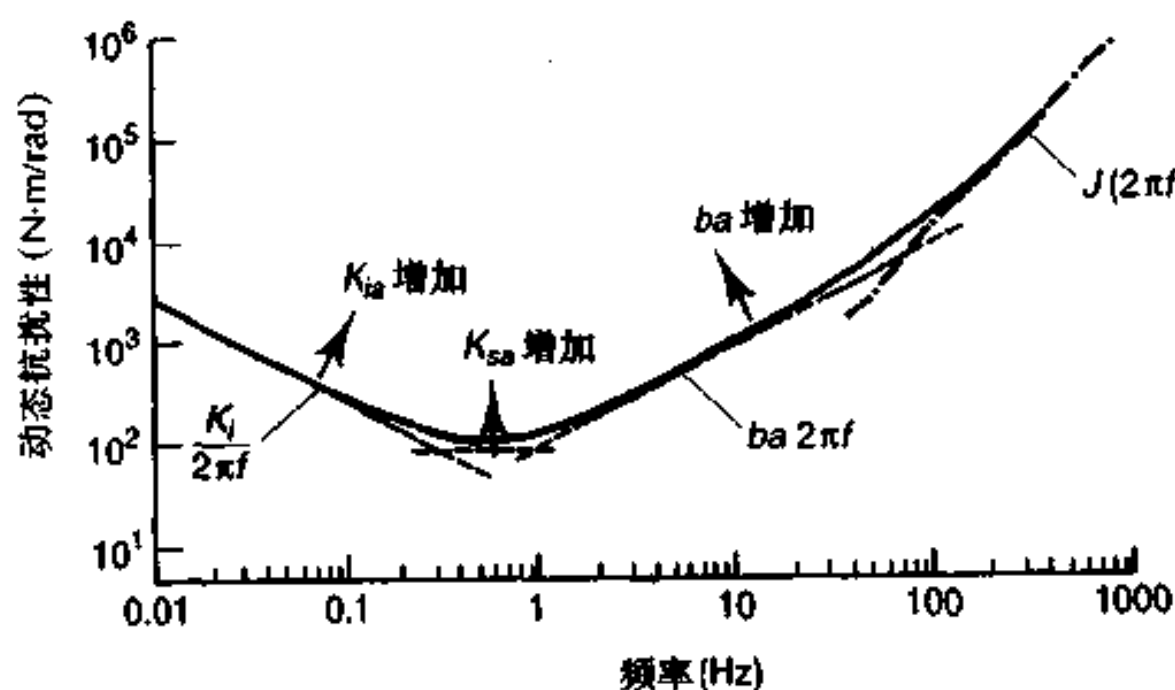


图 5-15 FO-IM 状态变量运动控制器的动态抗扰性

控制结构给系统提供了极高的对扰动输入的抗扰性。应当指出,图 5-14 的状态变量系统结构仍然是有差的,而且将产生动态跟踪误差。图 5-14 也表明了增量形式的典型应用,其中位置指令变量可用最大速度连续运行所需要的最小字长来实现。

5.3.3. 零跟踪误差, 状态变量, FO-IM 数字运动控制

状态变量方法本身很容易使指令跟踪问题从扰动抑制问题分离出来。例如,为了提供零跟踪误差,可由一状态前馈方法加以实现,而与状态反馈控制器没有什么关系[6],如图 5-16 所示。注意,这样的前馈(计算转矩)方法提供了实现非线性及线性系统零误差跟踪的手段。这种方法既不影响稳定性也不影响由状态反馈控制器提供的扰动抑制的动态性能。然而,这种计算转矩前馈方法必须对转矩精度和转矩动态性能更加注意。事实上,这些方法可使运动控制设计者通过获得零跟踪误差来验证是否已经达到精确、动态性能好和低畸变的转矩控制。这种性能要求对 FO-IM 传动确实是有挑战性的,将在 5.4 节^①关于参数误差灵敏度的问题中再做讨论。

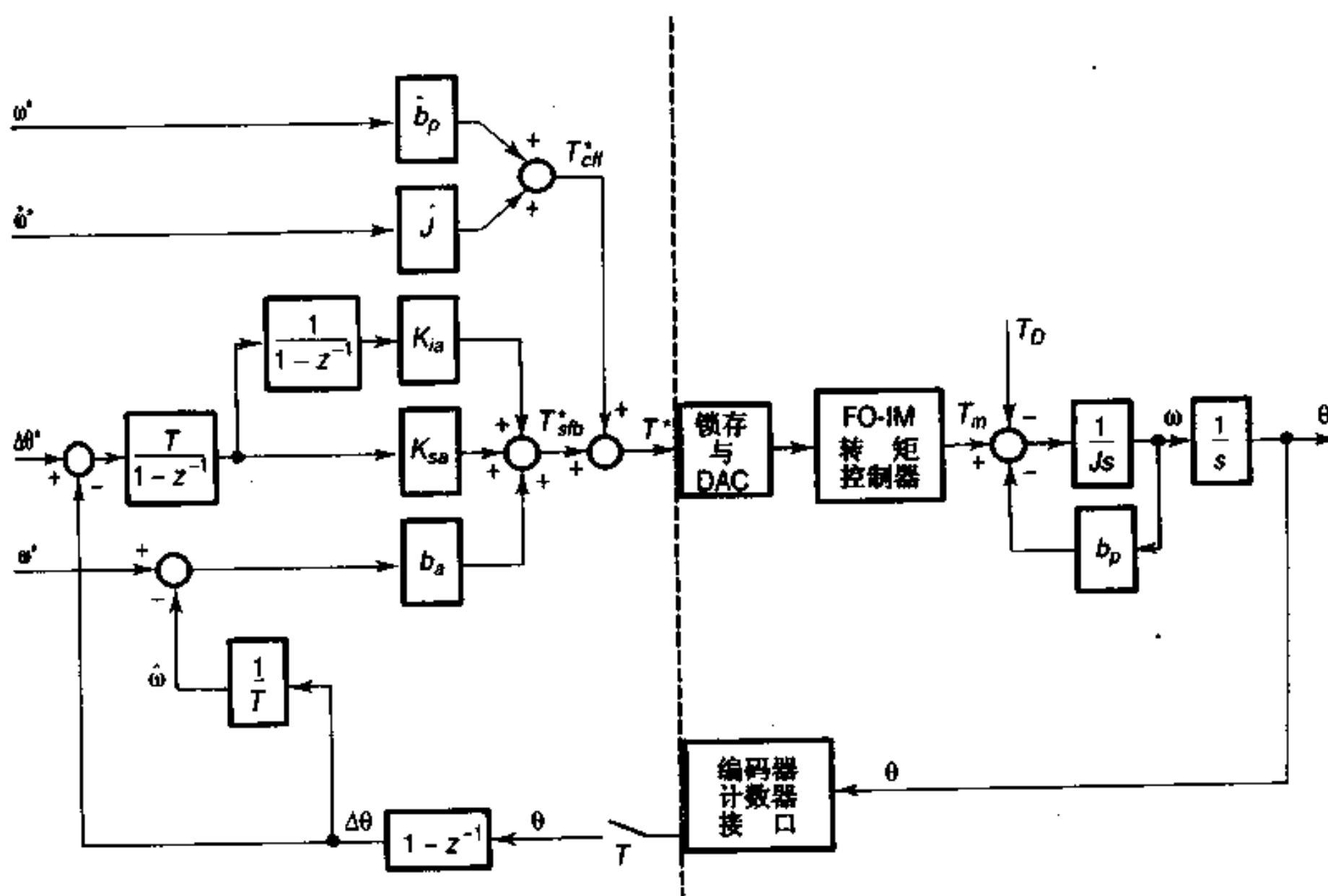


图 5-16 FO-IM 零跟踪误差状态变量运动控制器。

5.3.4. 关于 FO-IM 运动控制的反馈传感器问题

正如前面所讨论的,FO-IM 运动控制系统一般选用光电增量式编码器。光电编码器反馈的标准接口,在光电信号的两个通道上使用一位 A/D 转换器(Schmitt 触发器),以形成工

^① 原文误为 5.3 节

业标准“A 正交 B”输出。编码器的每条线空间形成 2 位码(四个状态)。这些输入脉冲送入带方向的增/减计数器,编码产生表示角位置的数字字。这样系统的位置分辨率是

$$\theta_{\text{res}} = \frac{2\pi \text{ rad}}{4 \times \text{编码器线数}} \quad (5.4)$$

尽管低的和高的分辨率都可用于某特定的应用场合,但一般的线数是从 512 到 4096。用于工业伺服传动典型的增量式位置分辨率是 1024 线(也可选为 1000 线)。

借助数字微分的速度估计(增量式编码脉冲计数) 应用这种反馈装置的困难在于它们在速度估计方法上的使用,特别是当使用数字微分方法时,如图 5-13、图 5-14 和图 5-16 所示。对于这些情况有

$$\hat{\omega}(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T} \quad (5.5)$$

这样的估计器有几个限制,这些限制被证实对 FO-IM 传动的运动控制是很重要的。第一个限制是可获得的速度分辨率的限制。即

$$\omega_{\text{分辨率}} = \frac{\theta_{\text{res}}}{T} = \frac{\text{数字位置分辨率}}{\text{采样周期}} \quad (5.6)$$

例如,一个典型的情况计算如下:

1024 线 $\Rightarrow$ 4096 ppr 在 1 kHz 采样速率下

$$\frac{1}{4096} \text{ rev} \cdot \frac{1}{0.001 \text{ s}} \cdot \frac{60 \text{ s}}{1 \text{ min}} = 14.6 \text{ r/min}$$

对于最大速度 $3 \times 1800 \text{ r/min} = 5400 \text{ r/min}$

$\Rightarrow$ 速度分辨率为 1:386, 即 ≈ 8 比特分辨率

这样粗糙的速度量值(也称为量化噪声),经过宽频带电流调节器将给出错误的 FO-IM 转矩指令,而且增加了有效(rms)电流和有效转矩,结果导致电机发热以及对 FO-IM 传动系统出现的更反常的电压和电流的限幅问题。一种解决办法是降低速度增益 b_v 。然而,这个办法同时也减少了动态抗扰性。

该方法的第二个问题是速度估计的滞后性。事实上,应该注意到这个估计器实际计算的是平均速度,即

$$\omega_{\text{平均}} \Big|_{k-1}^k \equiv \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T} \quad (5.7)$$

这个结果形成了滞后特性(相位随频率呈线性滞后),将使数字速度环比模拟速度环具有更低的带宽。然而,如果采样速率比所期望的闭环带宽更快时,该差别将是很小的。

借助时钟脉冲计算(定时)编码器脉冲间的时间而得到速度估计 对于低速运行来说,一种可选的反馈速度估计方法通常按图 5-17 所示实现[6]。该方法使用相对高的微处理器时钟的时间分辨率(一般为 25~100 ns)来测量数字位置传感器最新脉冲间的时间。如果基本的数字位置脉冲分辨率是 $\Delta\theta$ ^②,且计算机时钟周期是 T_{clk} ,则时钟脉冲反馈速度 ω_{cp} ^③ 计算

① 原文该式有误

② 原文误为 Δq

③ 原文误为 W_{cp}

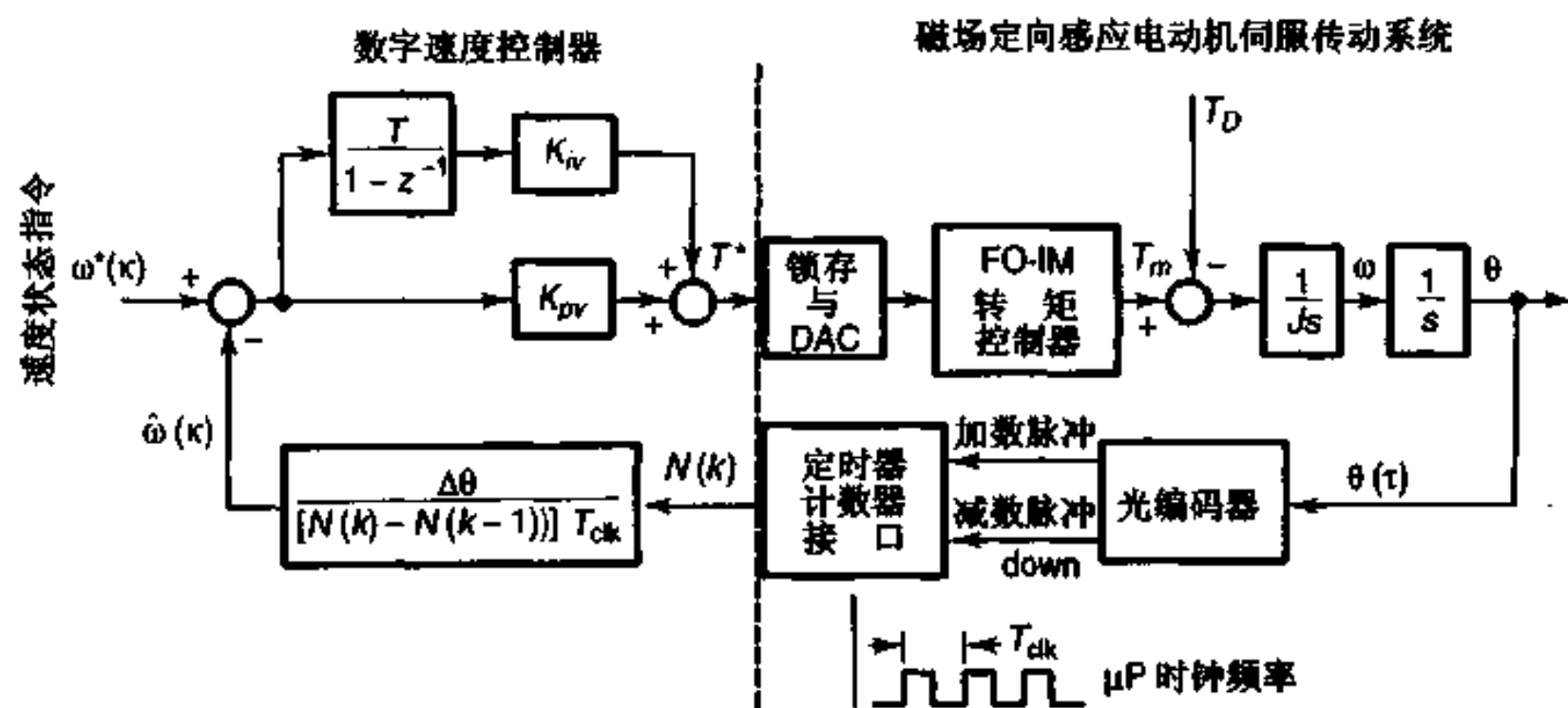


图 5-17 借助光电编码器的位置脉冲和利用时钟脉冲计算速度反馈的 FO-IM 传动的数字速度控制器

如下:

$$\omega_{cp}(k) = \frac{\Delta\theta}{[N(k) - N(k-1)] \cdot T_{clk}} = \frac{\Delta\theta}{\Delta N(k) T_{clk}} \quad (5.8)$$

或者相反,对于给定的速度 \$\omega\$ 时钟脉冲数增量是:

$$\Delta N(k) = \text{integer} \left(\frac{\Delta\theta}{T_{clk}} \frac{1}{\omega} \right) \quad (5.9)$$

这种时钟脉冲测量方法便从本质上改善了低速运行时速度测量的分辨率。速度分辨率增量由下式给出

$$\begin{aligned} \omega_{res-cp} &= \frac{\Delta\theta}{\Delta N(k) T_{clk}} - \frac{\Delta\theta}{[\Delta N(k) + 1] T_{clk}} = \frac{\Delta\theta}{\Delta N(k) T_{clk}} \left[\frac{1}{\Delta N(k) + 1} \right] \\ \omega_{res-cp} &= \omega_{cp}(k) \left[\frac{1}{\Delta N(k) + 1} \right] \end{aligned} \quad (5.10)$$

注意,对于这个方法,速度分辨率不依赖于计算机控制的采样周期 \$T\$,但与当前的速度有关。这样,对低速而言由于在脉冲之间的大量时钟脉冲,分辨率便得到了很大改善。

特别值得指出的是,这种速度测量技术可适用于相对较宽的速度范围。在什么速度以上位置脉冲方法式(5.6)将比时钟脉冲方法式(5.10)具有更高分辨率,该速度可由下面给出

$$\omega_{res-pp} \geq \omega_{res-cp}$$

从式(5.2)、(5.6)和式(5.7)可得到

$$\omega_{cp} \leq \omega_{res-pp} \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{T}{T_{clk}}} \right) \quad (5.11)$$

因为 \$T \gg T_{clk}\$,采用时钟脉冲方法(根据分辨率)的最高速度可近似为

$$\omega_{cp} \approx \omega_{res-pp} \sqrt{\frac{T}{T_{clk}}} \quad (5.12)$$

〔例〕 仍用前面的例子,设主时钟频率为 25 MHz,则 \$T_{clk}=40\$ ns。采样周期为 1 ms,位

置脉冲速度分辨率为 14.6 r/min, 则采用时钟脉冲方法可得到更高分辨率的最大速度为

$$\omega_{cp} \approx 14.6 \text{ r/min} \sqrt{\frac{1 \times 10^{-3}}{40 \times 10^{-9}}} = 14.6 \text{ r/min} \times 158.1 = 2308 \text{ r/min}$$

这样, 一直到基速的范围运行时脉冲方法都比位置脉冲计数方法有更高的分辨率。

时钟脉冲方法的速度测量的滞后性本身没有位置脉冲方法那么严重, 这是因为所获得的信息总是来自最新的位置脉冲(即正好先于实时采样周期中断)。这样, 延迟决不会比位置脉冲方法更糟糕。

这种时钟脉冲方法的主要限制是, 在低速时本身需要较长的字长和由于实际编码器的线间间隔不均匀(包括跳动)引起的精度问题。因为该方法测量的是两线之间的时间, 所以两线之间的间隔直接影响该方法的精度。间隔的任何不均匀在传动上都将表现为速度的跳动。这个技术要求对于目前的工业编码器是个困难问题。

5.3.5. 关于FO-IM 运动控制的基于观测器的反馈问题

应用基于观测器的速度估计方法可以方便地解决由数字微分获取速度反馈遇到的问题。这种方法可以由硬件或软件来实现[9]。图 5-18 示出了一个软件观测器, 它可以做到避免使用数字微分并可消除估计器的滞后[7]。图 5-19 所示的观测器其输入在带宽 f_b 内, 这样的闭环观测器对机械参数不敏感。然而, 它们对转矩的精度和转矩动态性能是相当敏感的。转矩误差将导致速度估计的误差, 因为观测器模型有转矩指令输入, 而实际电动机则要受到 FO-IM 算法的实际转矩控制的限制。

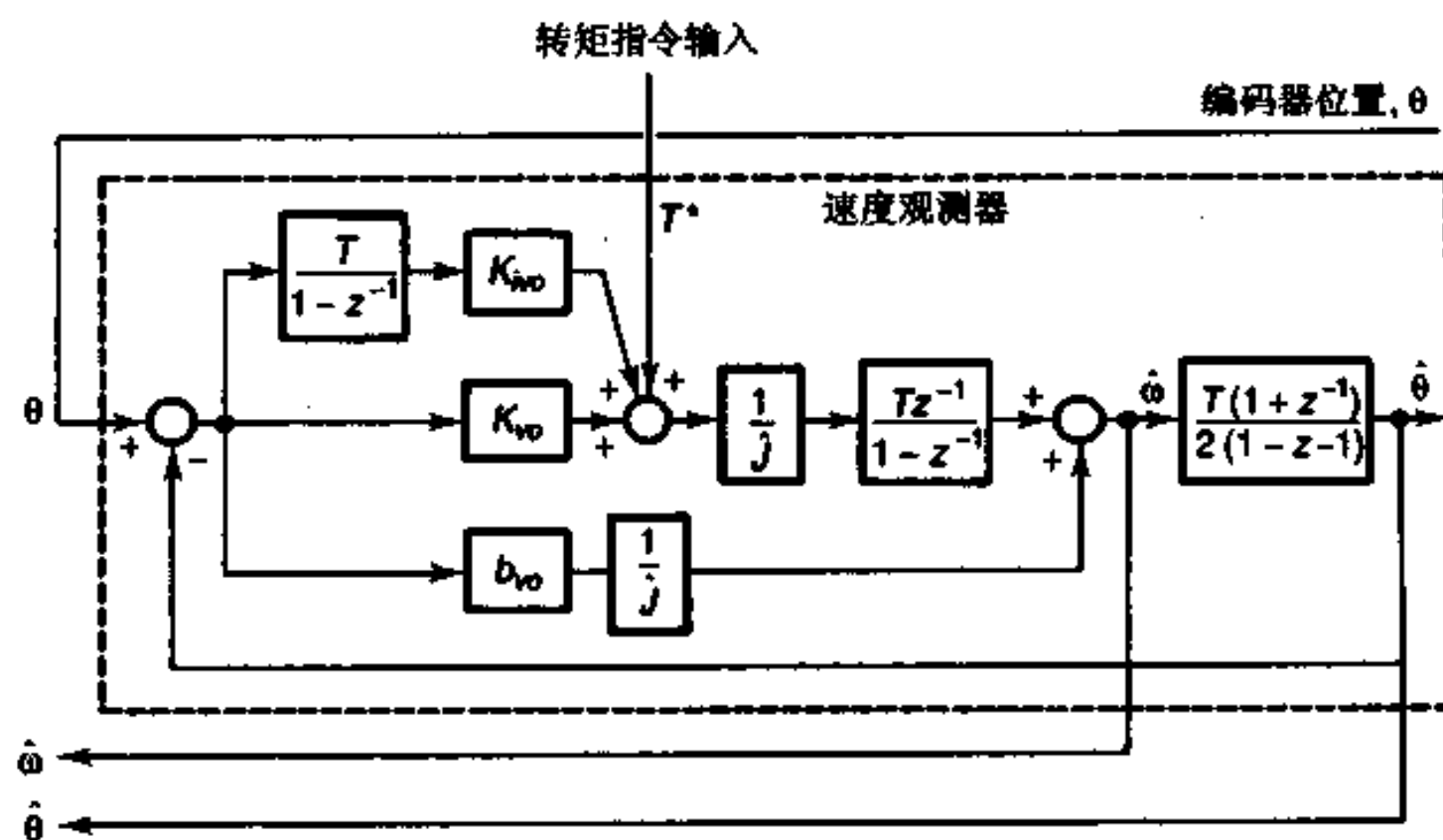


图 5-18 零滞后、高分辨率、闭环速度观测器

图 5-20 所示为这些 FO-IM 运动反馈估计器的使用[6]。图 5-20 的 FO-IM 运动控制器充分显示了量化误差和估计滞后所引起的问题已被大大削弱的情况。此外, 它仍然保留了由计算转矩指令前馈所提供的零跟踪误差特性。然而, 假设观测器的带宽足够宽, 则动态抗扰性将不减弱。必须指出, 这里所描述的观测器方法易于扩展, 可通过增加加速度反馈而使动态抗扰性(扰动抑制)得到进一步的改善。

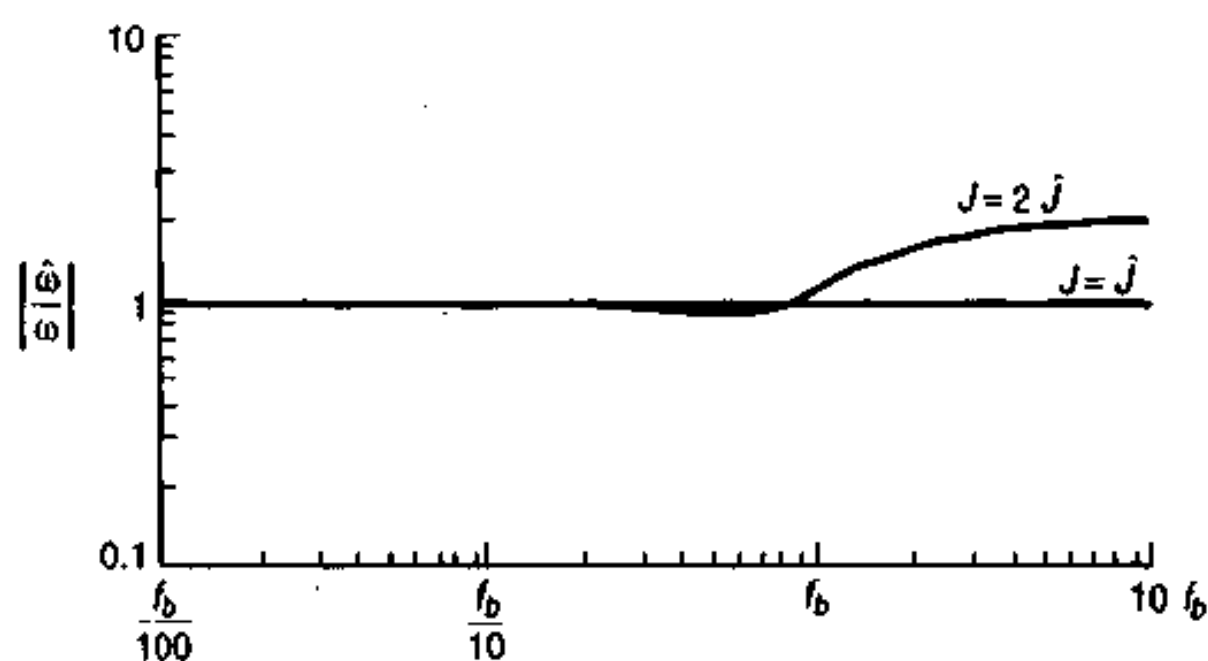


图 5-19 观测器参数误差敏感性与带宽 f_b 的关系

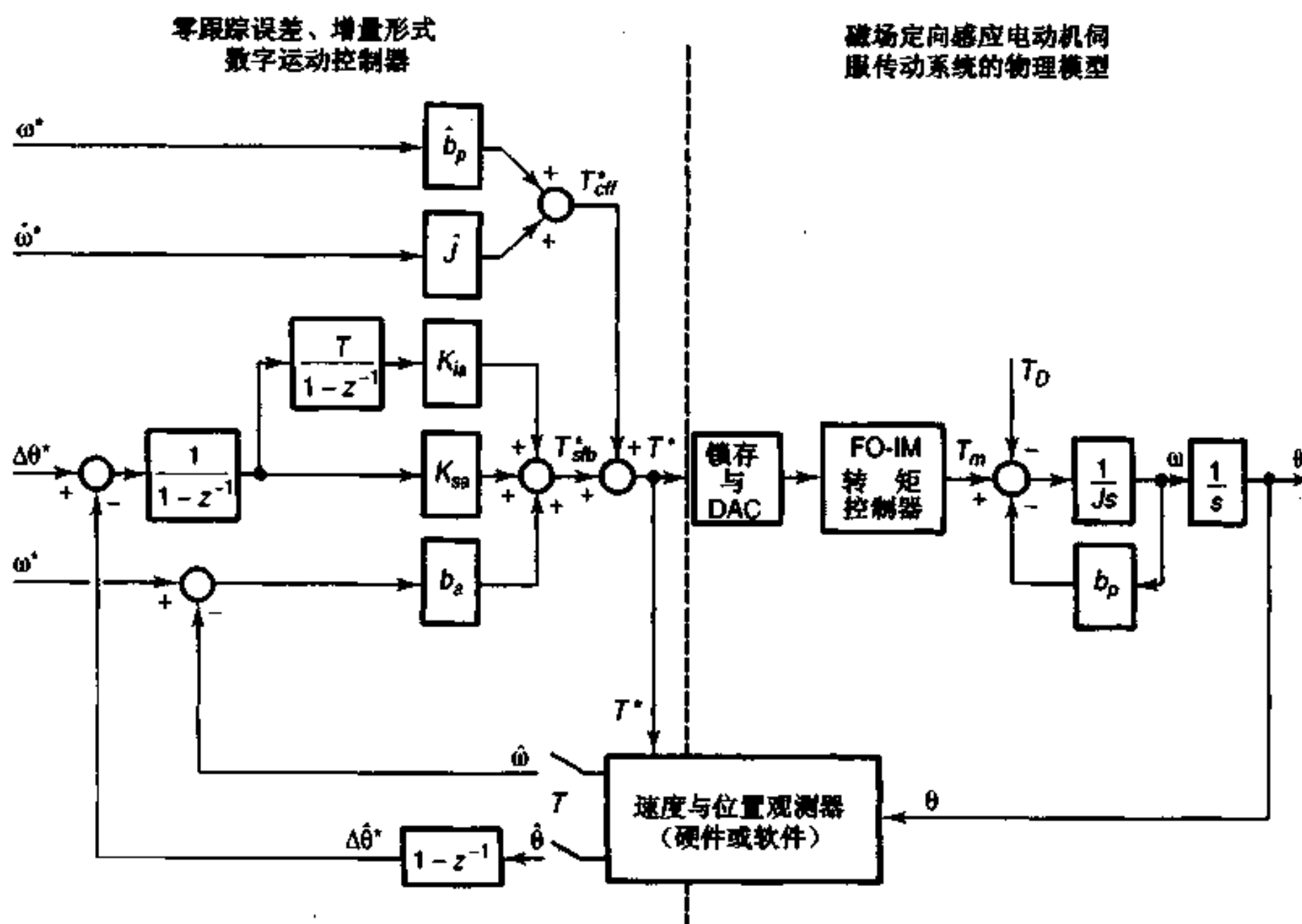


图 5-20 基于观测器的 FO-IM 运动控制

5.3.6. 状态变量, FO-IM, 带加速度反馈的数字运动控制

通过增加加速度传感器和加速度反馈, 动态抗扰性可以得到很大的提高, 如图 5-21 所示[8,9]。加速度误差通道上的增益 J_a , 其单位是惯量, 就是 $\text{N} \cdot \text{m}$ 每 rad/s^2 。这样, 该反馈的作用相当于给系统添加了“有效惯量”, 使扰动感觉到是一个惯性更“大的”系统而相对减弱

了其作用。进一步,假设所有其他的带宽保持为常数,则加速度反馈的采用以及有效惯量 J_e 将使整个动态抗扰特性得以改善。

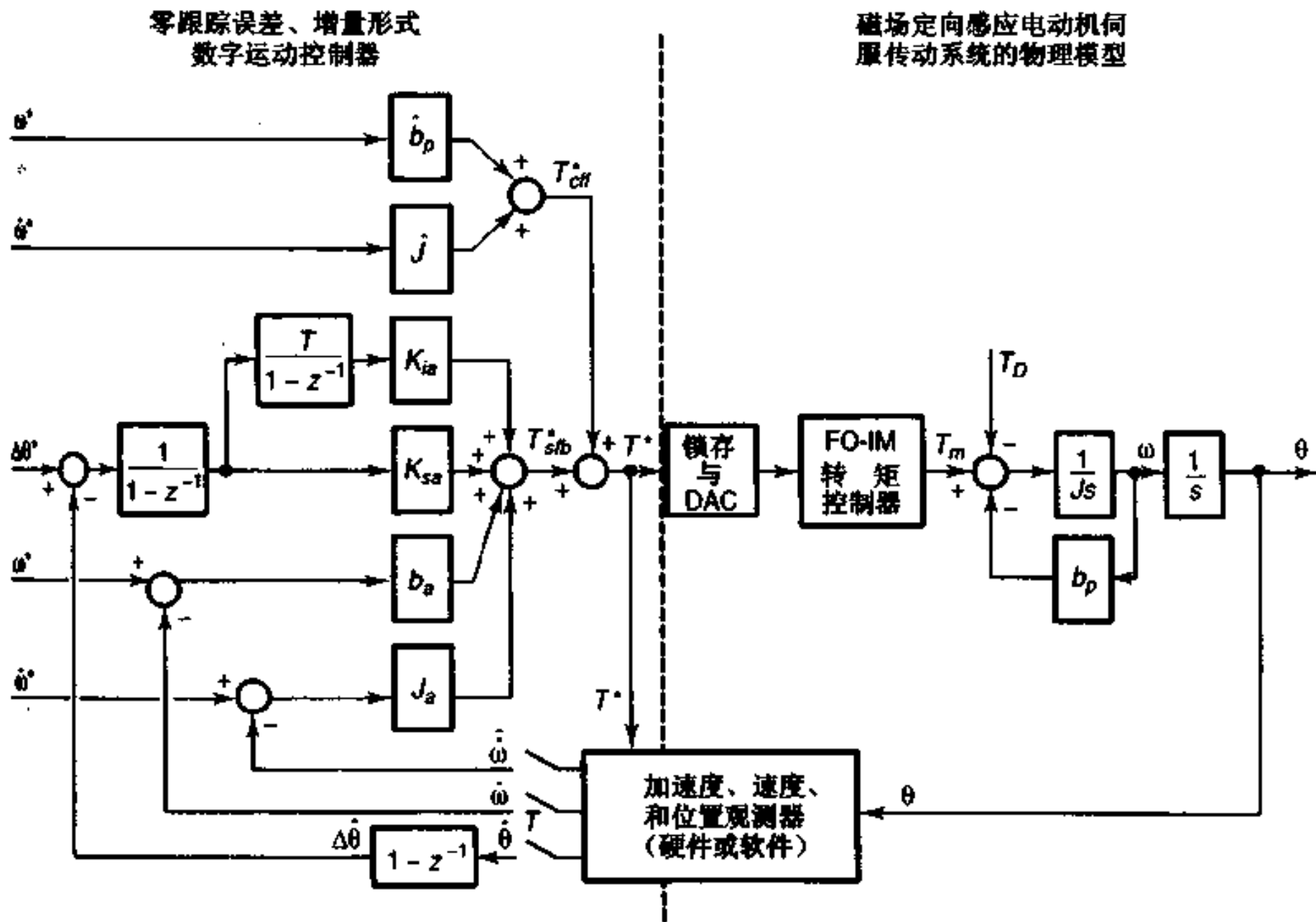


图 5-21 基于观测器的 FO-IM 加速度反馈运动控制

图 5-22 给出了采用这种方法所能获得的动态抗扰性的改善情况。该方法由于在获得适当加速度反馈信号上遇到困难而受到限制。为了获得这一信号,可借用图 5-18 的速度观测

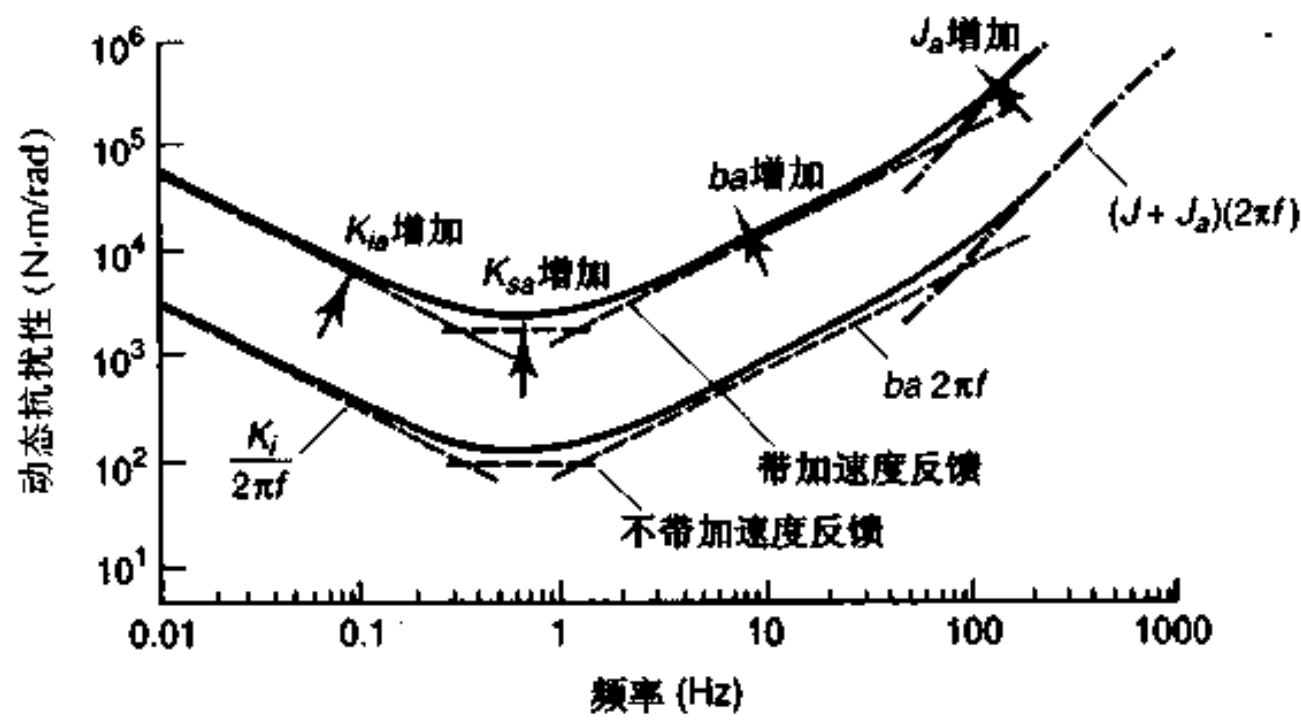


图 5-22 FO-IM 加速度反馈运动控制的动态性能

器来构造一个串联结构,以产生正确的加速度估计,如图 5-23 所示[6,8,9]。

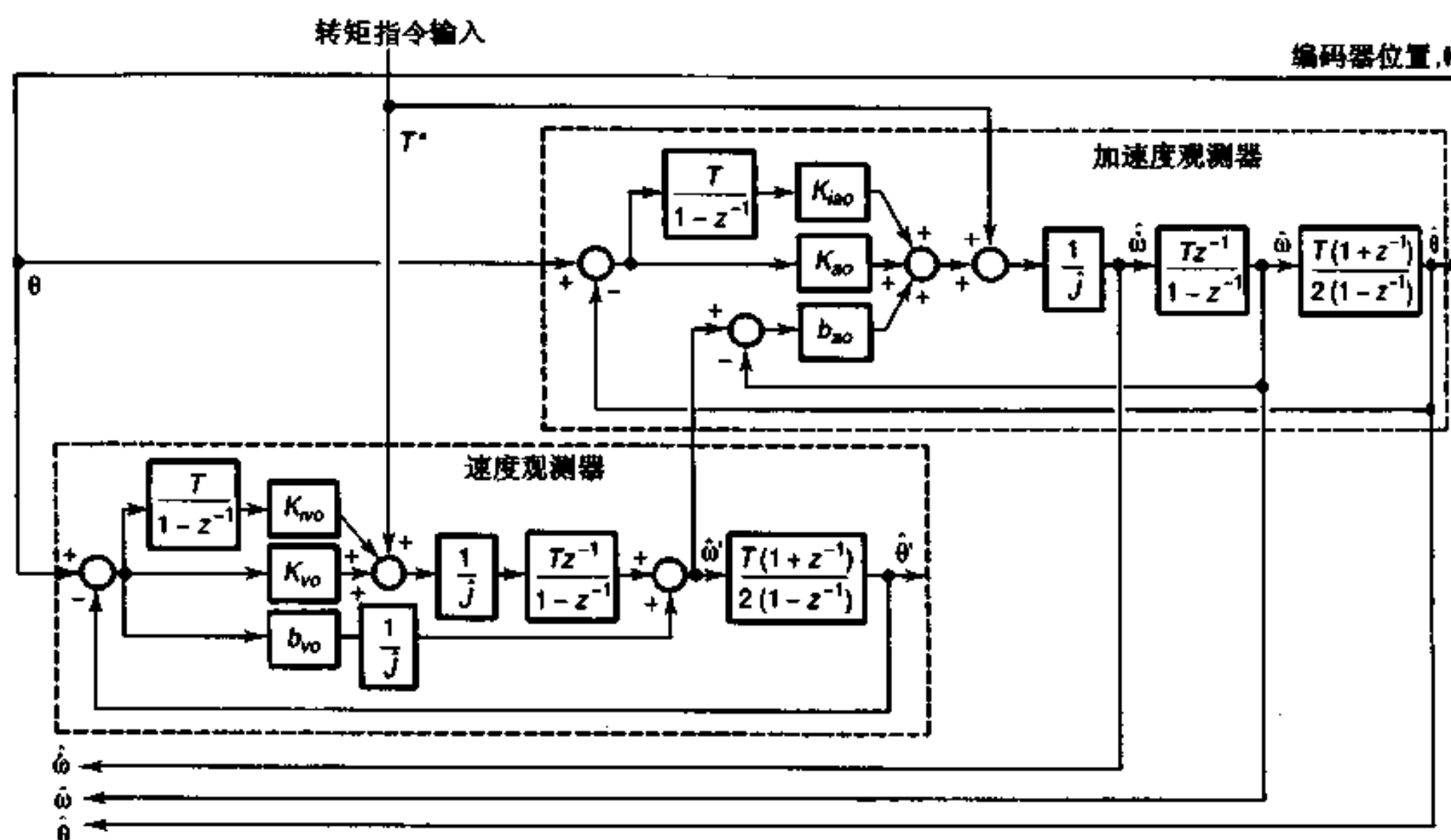


图 5-23 零滞后、FO-IM 的闭环加速度观测器

5.3.7. 关于 FO-IM 运动控制要求的小结

从上面的讨论可明显看出,转矩控制的动态性能和转矩控制的精度是 FO-IM 运动控制的重要要求。进一步,FO-IM 的宽的转矩带宽,传感器信号的质量能够对电流有效值、发热以及 FO-IM 运动控制的精度产生严重的影响。下一节将研究如何利用磁场定向来获得高精度、宽带宽的转矩动态性能。此外,由 FO-IM 可能产生的精度和动态畸变已经成为感应电动机运动控制成功应用的限制因素。

5.4. 感应电动机磁场定向(FO)控制原理

前节介绍的对运动控制系统的要求,在感应电动机中通常是参照直流电动机的转矩控制的概念来满足这些要求的。模仿直流电动机换向器的作用,即保持磁场与电枢 MMF(磁电势)之间的角度固定为正交空间关系,为此在感应电动机中定子电流相对转子磁通来取向,以达到独立控制磁通和转矩的目的。这样的控制器称之为磁场定向控制器,而且要求交流量的幅值和相位能够独立进行控制,因此也称为矢量控制器。“磁场定向”和“矢量控制”实际上是可以通用的。

在磁场定向下磁通和转矩所以能做到解耦控制,可以从感应电动机的 $d-q$ 坐标系模型获得基本理解。该参考轴系以同步速 ω_e 旋转[10,11]

$$v_{qds}^* = r_s i_{qds}^* + p \lambda_{qds}^* + j \omega_e \lambda_{qds}^* \quad (5.13)$$

$$0 = r_r i_{qdr}^* + p \lambda_{qdr}^* + j(\omega_e - \omega_r) \lambda_{qdr}^* \quad (5.14)$$

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}' i_{qs}' - \lambda_{qr}' i_{ds}') \quad (5.15)$$

这里

$$v_{qds}' = v_{qs}' - jv_{dr}', \quad i_{qds}' = i_{qs}' - ji_{dr}', \quad i_{qdr}' = i_{qr}' - ji_{dr}' \quad (5.16)$$

$$\lambda_{qds}' = \lambda_{qs}' - j\lambda_{dr}' = L_{ls}i_{qds}' + L_m(i_{qds}' + i_{qdr}') \quad (5.17)$$

$$\lambda_{qdr}' = \lambda_{qr}' - j\lambda_{dr}' = L_{lr}i_{qdr}' + L_m(i_{qds}' + i_{qdr}') \quad (5.18)$$

磁场定向的概念,意指施加于电机上的电流分成与转子磁通矢量 λ_{dr}' 同相的分量(磁通分量)和与它垂直的分量(转矩分量)。它的实现可以通过如下步骤:选择 ω_e 作为 λ_{dr}' 的瞬时速度,锁定参考系相位,使转子磁通全部落在 d -轴(磁通轴)上,结果得到数学约束条件

$$\lambda_{qr}' = 0 \quad (5.19)$$

假设电机由可调电流源供电,则定子侧方程可以略去,以转子磁通定向(磁场定向)的 d - q 方程变为

$$0 = r_r i_{qr}' - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}' \quad (5.20)$$

$$0 = r_r i_{dr}' - p \lambda_{dr}' \quad (5.21)$$

$$\lambda_{qr}' = L_m i_{qs}' + L_r i_{qr}' = 0 \quad (5.22)$$

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}' i_{qs}' \quad (5.23)$$

转矩方程式(5.23)清楚地说明了所期望的转矩控制特性:转矩和转矩给定电流 i_{qs}' 成比例。转矩给定电流 i_{qs}' 和转子电流 i_{qr}' 的直接(安匝)平衡关系从式(5.22)立即得到

$$i_{qr}' = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}' \quad (5.24)$$

式(5.24)中表示的安匝平衡关系意味着在磁场定向控制的感应电动机中没有“电枢反应”。产生转矩的交轴分量 i_{qs}' 被 i_{qr}' 抵消,因此甚至在饱和条件下也不会影响到转子磁通。合并式(5.20)和(5.24)便得出众所周知的转差关系式

$$s\omega_e = -\frac{r_r}{L_r} \frac{L_m i_{qs}'}{\lambda_{dr}'} \quad (5.25)$$

式(5.21)说明在稳态条件下, $p \lambda_{dr}'$ 为零,则转子电流分量 i_{dr}' 也为零。但是,当磁通变化时, i_{dr}' 就不为零,由下式给出

$$i_{dr}' = \frac{\lambda_{dr}' - L_m i_{ds}'}{L_r} \quad (5.26)$$

合并式(5.26)和(5.21)消去 i_{dr}' , 得到 i_{ds}' 和 λ_{dr}' (磁通和磁通给定)的关系式

$$(r_r + L_r p) \lambda_{dr}' = r_r L_m i_{ds}' \quad (5.27)$$

很明显,这个关系非常接近直流电动机。转矩表达式(5.23)说明了在转矩关系上和直流电机的一致性。磁通给定电流 i_{ds}' 和转子磁通 λ_{dr}' 之间的关系是时间常数为 τ_r 的一阶线性传递函数,这里

① 原书缺负号,疑误

$$\tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad (5.28)$$

这和直流电动机的磁场回路是一致的,其中时间常数 τ_r 是考虑了在磁场磁极结构中阻尼电流影响的磁场绕组时间常数。转差关系所表达的转差频率,与输入定子电流分为所需磁通和转矩分量的划分有关。

磁场定向也可以采用其他磁通而不用转子磁通[12],定子和气隙磁通是最主要的可供选择的对象。然而只有转子磁通能够得到完全解耦的结构。对于某些目的(例如,大范围的弱磁运行),选择定子磁通定向的优越性可以弥补不完全解耦的缺陷[13]。

5.4.1. 直接磁场定向

在直接磁场定向中,期望的磁通定向位置可直接采用传感线圈进行测量,或通过端子测量的结果进行估计。由于直接测量转子磁通是不可能的,所以转子磁通定向系统必须通过某些计算,从直接测量的信号获取所需要的信息。图 5-24 给出了利用端电压和电流检测进行计算的特点。

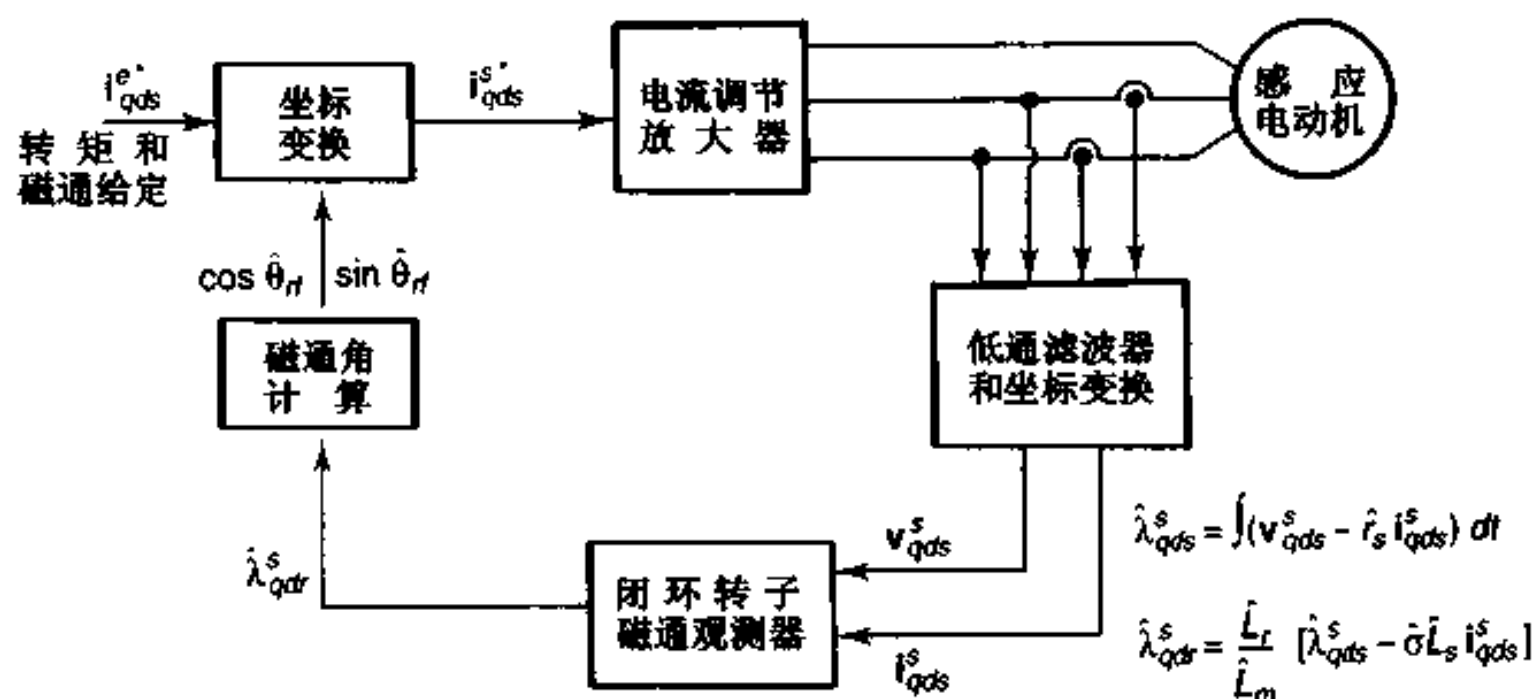


图 5-24 由端电压和电流确定磁场角度

在磁通的幅值信息可以得到的情况下,可采用磁通调节器来改善磁链的响应。各种磁通观测器可用来改善响应,减小对电机参数的敏感性。这些将在以后章节中讨论。大多数直接定向方案的主要问题是在很低速度下存在的固有问题,此时,电机的 IR 压降将占很大比重,因而所要求的信号积分也变得成问题了。

5.4.2. 间接(前馈)磁场定向

与直接测量磁通位置不同的方法是用转差关系估计相对于转子的磁通位置。图 5-25 说明了这一概念,而且给出了如何通过将磁通给定和转矩给定所计算的转差频率位置附加在检测出的转子位置上,以获得转子磁通的位置。在稳定状态下,这相当于将转差设置为这样的值,该值正确地将输入定子电流分成为励磁电流(磁通分量)和副边电流(转矩分量)。间接磁场定向没有固有的低速问题,这样就更适用于大多数需要接近零速运行的系统。

5.4.3. 参数误差的影响

两种基本类型的磁场定向对电机参数都有某些敏感性,并且当控制参数不同于实际的

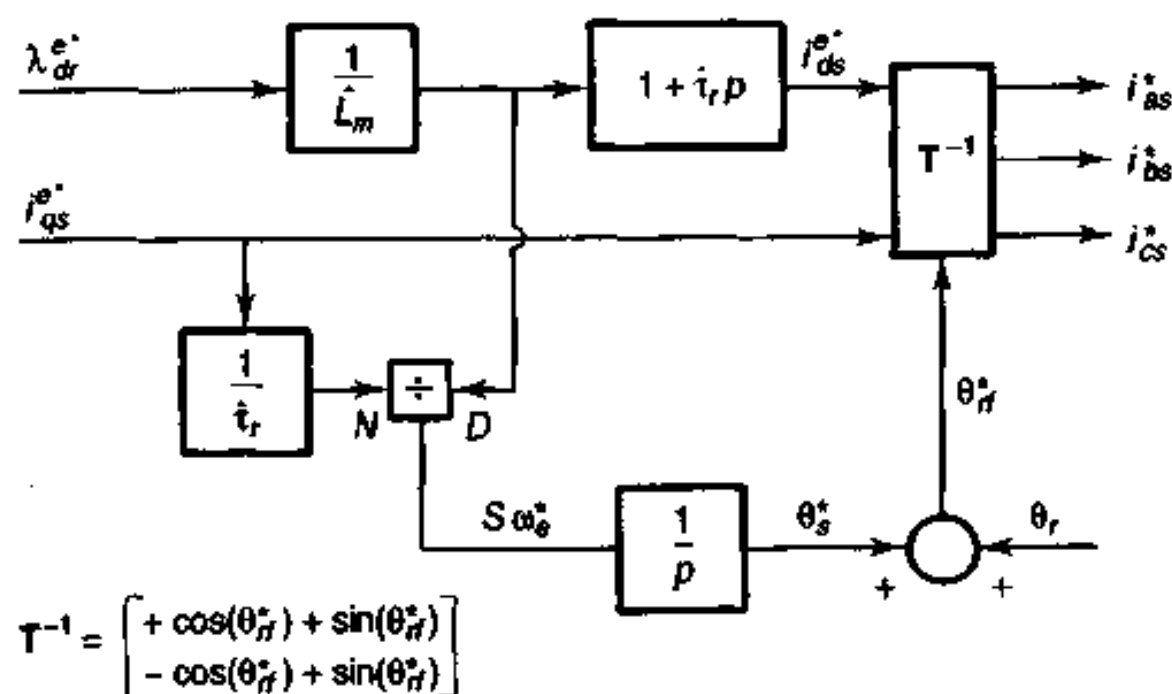


图 5-25 采用磁通和转矩电流给定的间接磁场定向控制器(补偿磁通响应)

电机参数时都会产生非理想的转矩控制特性。通常不论稳态转矩控制还是动态响应都与正确调整的控制器所能达到的理想瞬时转矩控制有差异。

在间接控制中,主要的问题是转子开路的电路时间常数 τ_r , 不仅对温度而且对磁通的大小都很敏感[14]。当控制器中这一参数不正确时,所计算的转差频率也是不正确的,且磁通角不再适用于磁场定向。这些,将导致磁通和转矩两者都有瞬时误差。可以看到,这些误差将激励一个二阶暂态过程,其特征值有一个实部等于 $-1/\tau_r$, 振荡频率等于(不正确)给定的转差频率。因为 τ_r 是开路时间常数且相当大,这些振荡的衰减很慢。由于稳态转差不正确,所以稳态转矩幅值也有误差。稳态转差误差也将产生附加的电机发热,使效率降低。

直接磁场定向系统一般是对定子电阻和总漏感敏感,但是不同的系统都有各自的失调特性。通常参数的敏感性要比在间接控制时小,特别是采用了磁通调节器之后。在所有情况下,不论是直接的还是间接的,参数敏感性取决于电机的 L/R 比(该值在稳态时将决定峰值扭矩的位置和转矩-转差频率特性曲线的形状),比值越大敏感性越强。这样,大型的高效率电机对参数误差就更加敏感,而且在弱磁运行方式下将进一步增强这种敏感性。一般在小电机中,参数的敏感性足够小,其影响并不严重。

5.4.4. 磁通水平的选择

与磁场定向的 PM 同步电机相比,感应电机的主要优越性是它能够调节磁通以满足运行的要求。减小磁通以恒功率方式运行而增加高速范围是众所周知的,也是感应电机明显的优势。在低速下,可以在适当超出额定磁通下运行以增大每安培产生的转矩,而且还能够充分利用现有电网的电流能力,这点并未被人们普遍认识到[15]。由于在低速时,铁心损耗不是主要的,所以上述的运行是可行的。这样,如果能够增大每安培的转矩,则以更饱和的磁状态运行是允许的也是合乎需要的。还能够利用矩形转子磁通来产生低速大转矩冲量,首先利用全部可利用的电流来建立磁通,然后转换为全部的转矩分量电流来获得转矩冲量[16]。

5.5. FO-IM 运动控制的电流调节器

在用于运动控制的高性能感应电动机传动系统中,功率变换器的主要功能是起功率放

大器的作用,其目的是将磁场定向控制器产生的低功率水平的控制信号再现为功率等级的,以驱动电机。正如 5.2 节所指出的那样,高性能的传动利用控制策略产生交流电机电流的给定信号。选择电流作为被控变量的基本理由和直流电机一样,可以消除定子电流的过渡过程(定子电阻、定子电感,以及感应反电势的影响)。这样,就电流调节器可起到理想电流源的作用来说,在控制作用下系统的阶次降低了,且控制器的复杂性被显著地简化了。

由于交流电流调节器必须控制定子电流的幅值和相位,所以交流传动的电流调节器比直流传动的复杂。此外,稳态电流是交流而不是直流电流,所以若将在直流传动中使用的常规比例积分控制(PI 控制)直接应用到交流并不能产生与直流传动电流调节器相比的性能。像直流传动中那样,交流传动电流调节器形成整个运动控制的内环。这样,在系统中必须有更宽的带宽并且必须,而且有必要具有零或接近零的稳态误差。为使交流电流调节器达到这些目标,现已经证实这是一个具有挑战性的任务,也只是在最近才开发出了满意的、基本上成熟技术。

无论 CSI 还是 PWM 逆变器都可以按可控电流方式工作。电流源逆变器本来就是电流源,它能够适应可控电流运行。与 CSI 相比,PWM 逆变器需要更复杂的电流调节器,但可提供更宽的带宽并可消除电流谐波,而且几乎无例外地作为运动控制的应用。图 5-26 所示为一个 PWM 系统。

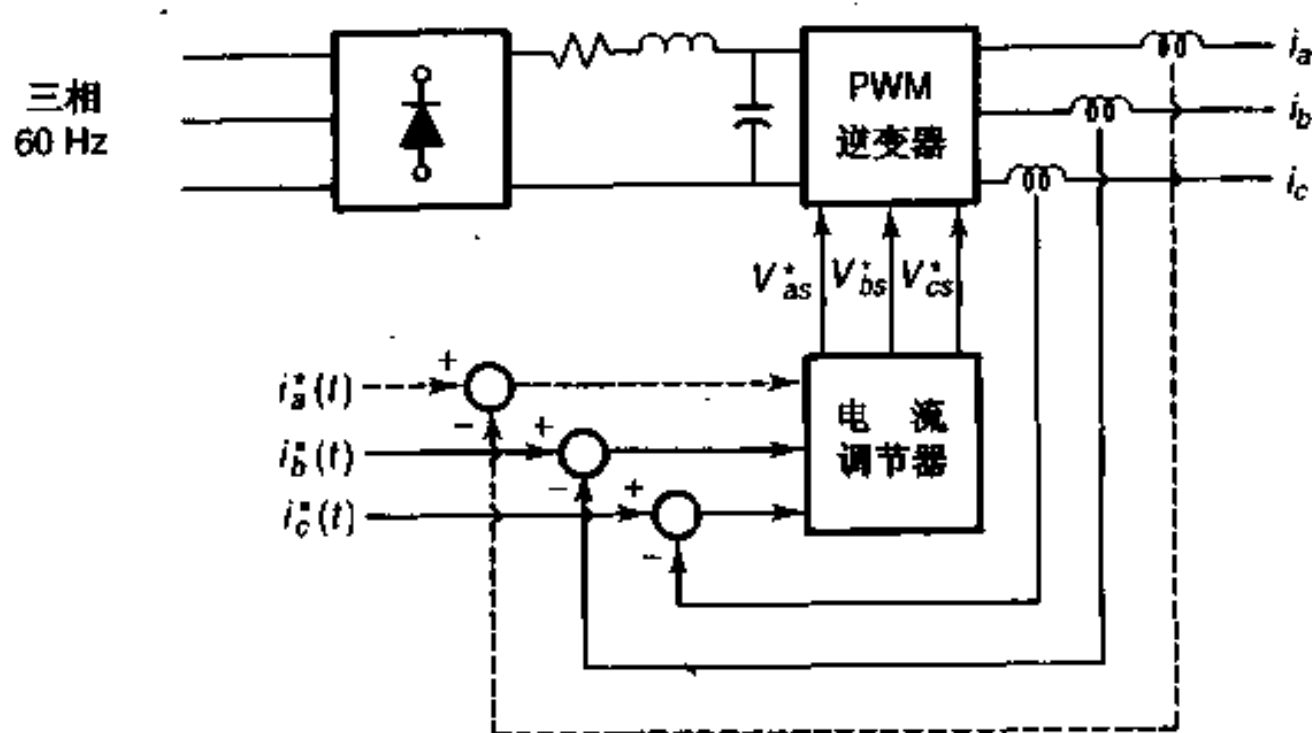


图 5-26 采用带电流调节器的 PWM 系统作为三相电流源

由于没有中性点连接的三相电流之和必须等于零,所以通常只需要两个电流传感器。事实上只使用两只电流传感器也是有好处的,因为这样可避免因传感器误差而引起的误差信号中包含有零序分量。被控输出电流的特点是在参考电流上叠加有高频 PWM 纹波。

从图 5-26,可以看出,交流电流调节器的作用是选择正确的电压矢量以使电机电流能跟随所期望的电流给定。比较选择电流调节器的准则,就是根据这一基本目标是否能很好地达到,以及参数变化时方法的鲁棒性和实现的花费。

在传感器和调节器的开发方面已经花了相当大的投入,PWM 逆变器良好的响应和低谐波含量使它成为当前最好的可调电流源。电流调节器仍然是一个活跃的研究课题。通常,电流控制器可以分成三类:滞环和砰-砰控制、带斜坡比较 PWM 的 PI 控制,以及预测(最

优)电压矢量选择控制器。

5.5.1. 滞环和砰-砰电流调节器

采用带滞环砰-砰控制的廉价电流调节器如图 5-27 所示。在这种控制器中,已知相位的期望电流,如 i_a^* ,和所测得的电流 i_a 的负值相加。其误差馈入到一个预先设定好的滞环宽度为 $2\Delta I$ 的比较器。当电流超过设定的期望电流值 $i_a + \Delta I$ 时,逆变器桥臂开关动作(T_{A+} 关断, T_{A-} 开通)。相反,当电流变为小于 $i_a - \Delta I$ ^① 时,开关反向动作(T_{A+} 开通, T_{A-} 关断)。通常,增加“互锁电路”是考虑逆变器开关的恢复时间,以避免将直流链接电路短路。并不令人满意的是,使用这种控制类型,开关频率不能保持恒定而是受反电势的影响沿所需电流波形的不同部位变化着。

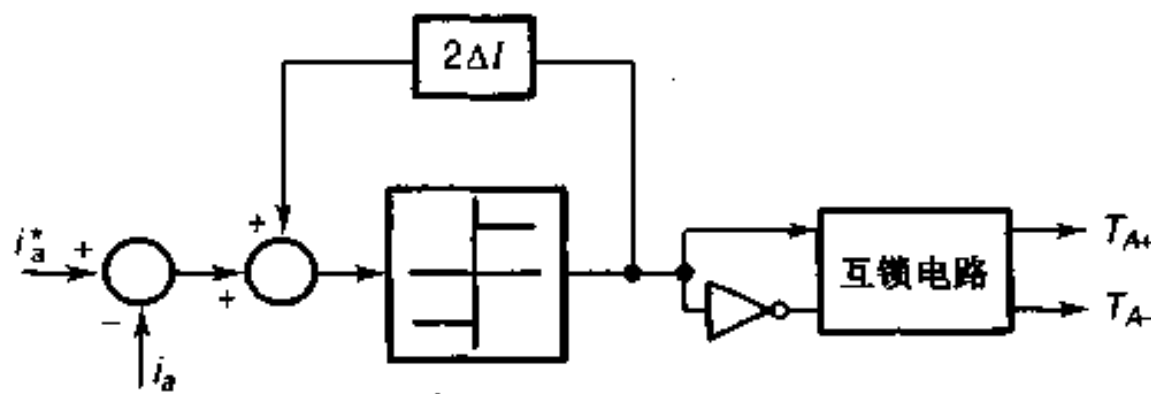


图 5-27 用于一相的滞环电流控制器

虽然该系统很简单而且可提供较好的电流幅值控制,但滞环调节的主要缺点是产生变化很大 PWM 开关频率。图 5-28 所示为一个典型的波形,说明了 PWM 开关频率的变化特点。另外,开关速率的变化与在最低参考频率下应采用最高开关速率以获得良好的电流控制的需要也是相反的。滞环控制器还存在某些不期望有的特性,这就是电流误差限制为两倍滞环带宽值而不是带宽本身。

滞环控制器的特性可以由复平面开关图来说明[17,18],如图 5-29 所示。图 5-29(a)绘出了复平面中按三相参考系统 a -轴的参考电流矢量 i_{qd}^* 、实际电流矢量 i_{qd} 和电流误差矢量 Δi 。线电流误差 Δi_a 是 Δi 在该轴上的投影。当 Δi_a 超过垂直于 a -轴的两条开关线所表示的滞环带时,滞环控制器将切换 a 相逆变器臂。开关线位于距电流参考矢量顶点的距离等于滞环带宽 h 的地方。类似地可以绘出 b 相和 c 相的开关线,最后复平面开关图如图 5-29(b)所示。整个图随着电流参考矢量运动,开关图的中心保持固定在矢量的顶点上。

控制器典型的或期望的特性是它的动作限制在开关图的六边形区域内部。一旦电流误差接触到这些开关线之一时,则切换的逆变器臂将驱使电流误差朝向反方向。然而要注意,电流误差可能由于电流矢量 i_{qd} 的运动,或由于电流参考矢量 i_{qd}^* (和连带的开关图)的运动而移至某一条开关线上。这样,将发生下面的情况,例如,开关线($-a$)和逆变器状态($a+$, $b-$, $c-$)相遇。此时系统将短路,并且在逆变器出现新的开关动作之前,系统将“滑向”开关图的顶点(在“星形”的顶端区域)。在这个期间里,电动机实际上是失去控制的,因为实际的轨迹只能由该条件下电动机的参数和内部反电势决定的,而不取决于施加的电压。因此,一个 $2\Delta I$ 大小的误差,即期望值(等于滞环带宽)的两倍,几乎是随机发生的。这个问题可以通

① 原文误为 $i_a + \Delta I$

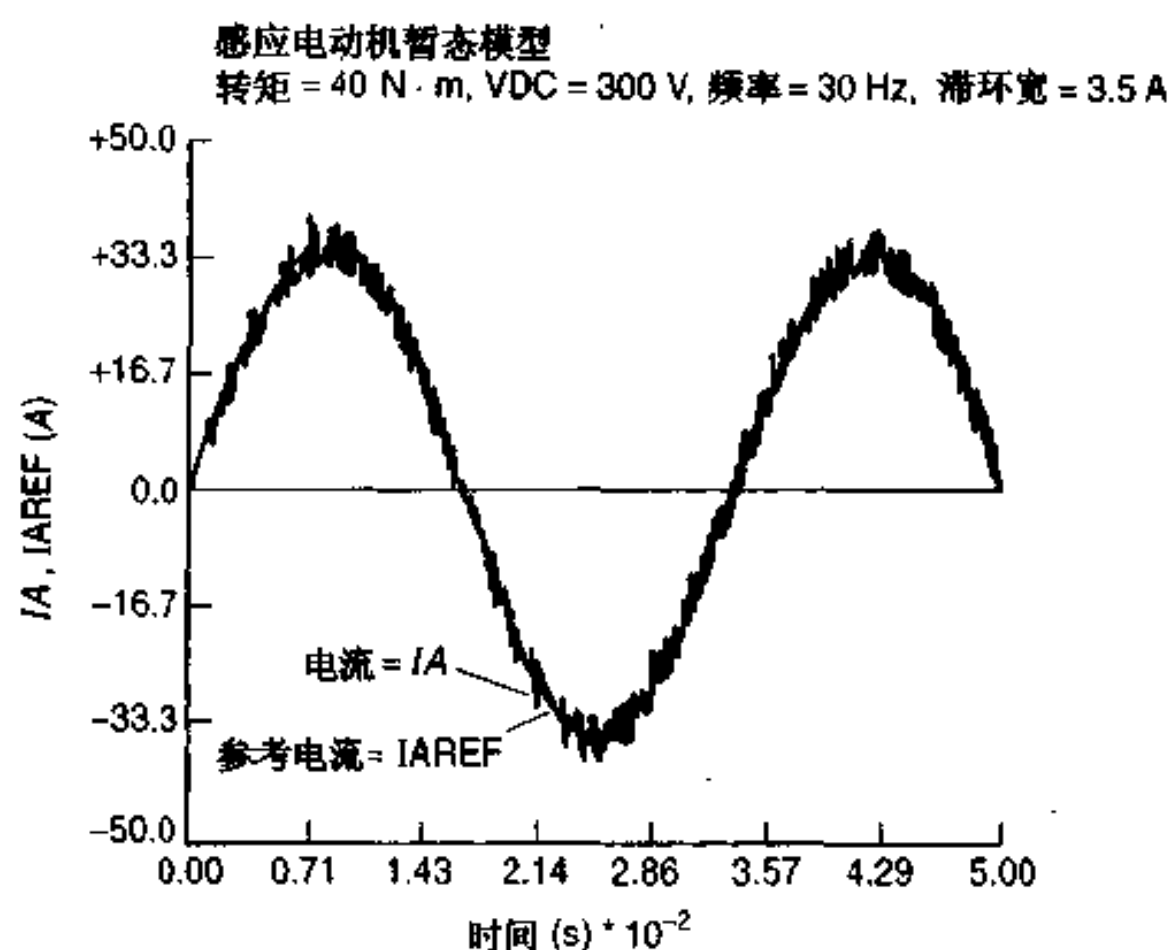


图 5-28 用简单滞环调节器时的电流波形

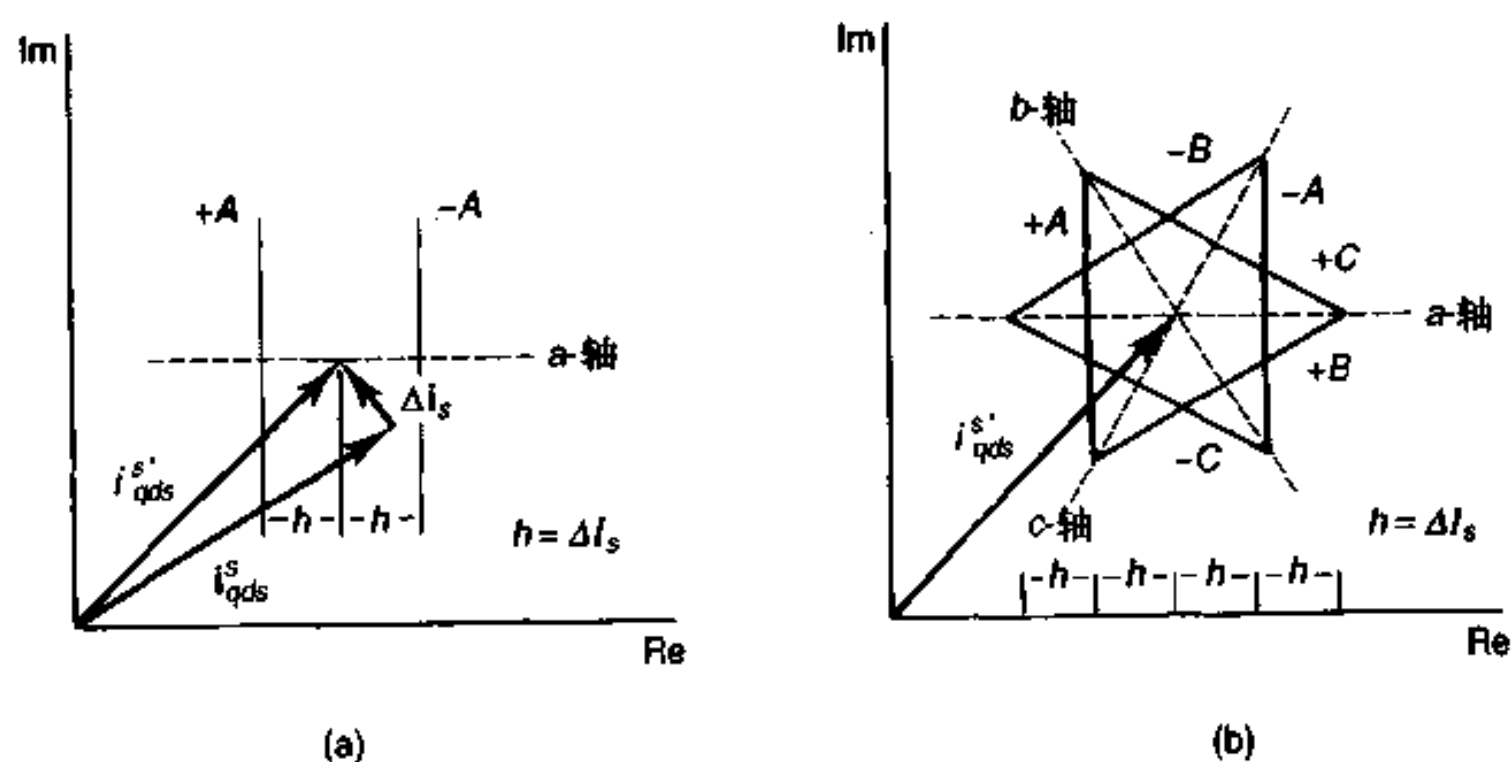


图 5-29 使用三个独立控制器的滞环控制器开关图

(a) 电流矢量和 a 相开关线 (b) 全部开关图

过引入第二个门限值予以克服。当到达逆变器即将产生短路状态的边界时,该门限值可以检测到并避免这种模式的出现[20]。

图 5-30 示出了电流轨迹,图中用实线表示,它可能表现为高频极限环。初始电压矢量 v_1 促使电流矢量的顶端沿着和电压矢量相同的方向运动,因为电阻和反电势都假定是很小的。电流矢量到达 $+c$ 开关线使逆变器臂 c 开通并产生新的电压矢量 $v_2(a+, b-, c+)$ 。接着电流矢量将到达 $-a$ 开关线,产生电压矢量 $v_3(a-, b-, c+)$ 。就这样,6 个可能的非零电压矢量重复地作用。如果电感低且滞环宽度小,则会产生较高的开关频率。注意,电流误差矢量

的幅值在极限环期间不会减小到零。

与快速极限环振荡连带出现的问题可以通过采用砰-砰控制器来消除,其中,逆变器的开关动作是定时控制的。这样的算法通常被称为 delta 调制器。它以最简单的形式作为电流调节器的一部分,如图 5-31 所描述。delta 调制器通过比较器将连续信号编码成为脉宽调制的数字信号输出,比较器的定时频率为 $f_s = 1/T$ 。电流调节的 delta 调制器(CRΔM)对参数很不敏感,也非常廉价,而且具有良好暂态性能。CRΔM 的主要限制是:对于一般感应电动机的瞬变电抗,其电流纹波和均方根(rms)谐波含量可能比较大,除非采用较高的采样(开关)频率,一般为 20 kHz^①以上。

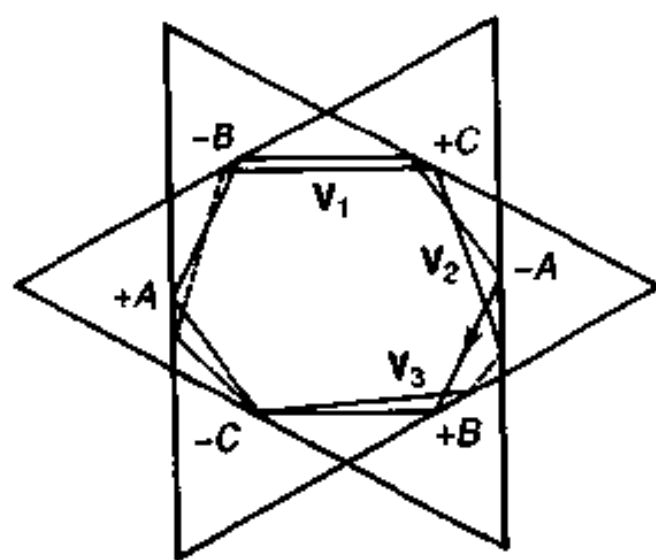


图 5-30 表明可能发生高频极限环的滞环控制器轨迹

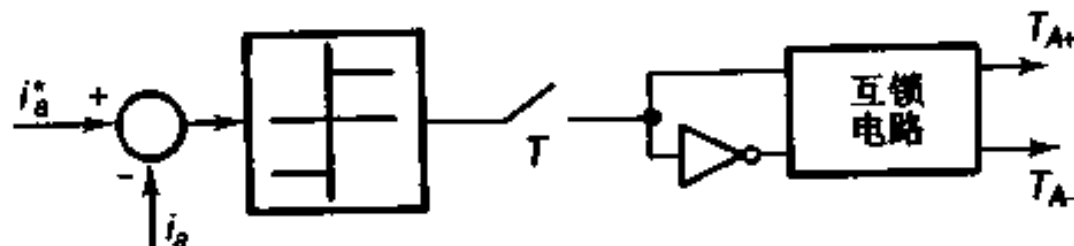


图 5-31 逆变器一相所用的电流调节 delta 调制器(T 为采样周期)

5.5.2. 斜坡比较式 PI 电流控制, 固定频率 PWM

目前,大多数系统采用的电流调节器,其开关频率或是近乎固定的或至少是有界的和已知的。固定开关频率的 PWM 可以很容易通过斜坡比较调制器获得。斜坡比较调制器是直接来自直流机电流调节器借用过来的,在那里使用的是 4 晶体管组成的双向斩波器或 H 桥。图 5-32 所示为其基本原理。

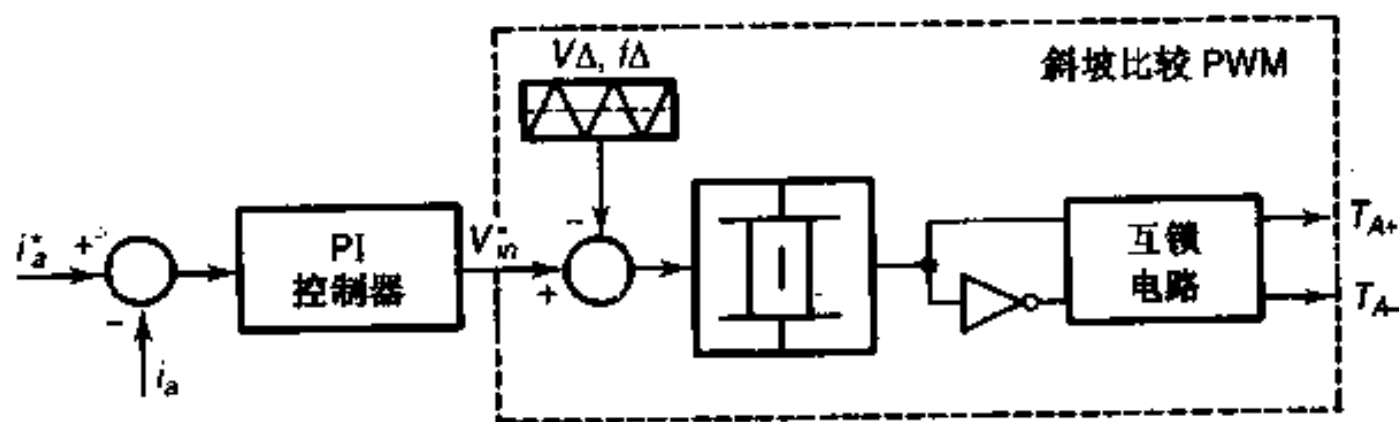


图 5-32 用于逆变器一相的基本 PI 电流控制器,斜坡比较 PWM

以所需开关频率工作的三角波信号用来提供“斜坡”,PI 控制器的输出形成“斜坡比较”。比较器输出直接决定逆变器的开关动作。正如图 5-32 所示,PI 控制器通常用来提供一

^① 原书缺 kHz,经查 Proc. IEEE Vol. 82 no. 8 p. 1225,现补上

个高的直流增益,以消去稳态误差并提供控制的高频响应。这种方法也是从直流系统直接转化过来的,在那里 PI 控制器有效地消除了反电势电压(即速度)耦合的稳态影响。

更加详细的说明如下。PI 控制器产生电压给定值 v_{in}^* ,它与三角形“斜坡”相比较。只要电压给定大于三角波,逆变器臂就保持与正极性接通。当电压给定小于三角波时,则逆变器臂便换接到负极性。逆变器臂被强制以三角波的频率进行开关动作,产生与来自 PI 控制器的电压给定信号成比例的输出电压(假定输出电压低于逆变器直流母线电压)[19]。如果开关频率与电压给定的频率相比很高,则电压给定输入 v_{in}^* 和输出电压的线-中性点基波分量的正比关系可以表示为:

$$v_{out} = \frac{1}{2} V_{dc} \frac{v_{in}^*}{V_{\Delta}} = K_{\Delta} v_{in}^* \quad (5.29)$$

这里, $K_{\Delta} = (1/2)(V_{dc}/V_{\Delta})$; V_{dc} 是逆变器直流母线电压; V_{Δ} 是三角波信号的零-峰值。输入电压 v_{in}^* 实际上是在滞环之前的加法器输入端的电压。输入电压给定值与三角波电压峰值的比通常称为幅值调制度 m_i 。若用调制度表示,式(5.29)可以重写为

$$v_{out} = \frac{1}{2} V_{dc} m_i, \quad m_i \leq 1 \quad (5.30)$$

所以,输出电压与给定值成线性比例关系。当输入电压的瞬时幅值超过三角波时,则输入电压和三角波的交点就没有了,结果 PWM 脉冲丢失。在这种情况下,可以证明输出电压可以用描述函数表达[19]

$$v_{out} = m_i \frac{V_{dc}}{\pi} \left[\sin^{-1}\left(\frac{1}{m_i}\right) + \left(\frac{1}{m_i}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{m_i}\right)^2} \right], \quad m_i > 1 \quad (5.31)$$

输出电压基波分量与 m_i 的函数关系,如图 5-33 所示。注意,根据不同频率,输入电压给定值 v_{in} 的幅值必须超过三角波幅值大约 5 倍,才能达到全电压输出,即方波电压。实际上,随着脉冲从 PWM 模式消失、增益迅速下降,意味着随着 PWM 逆变器趋近方波运行,定子电流将不能进行控制。如果输入电压的变化率超过斜坡斜率,则包含在图 5-32 中的滞环单元可防止逆变器臂发生多次开关动作。当对输入电压的变化率采取控制的时候,此环节通常可以省略。

在典型的直流电流控制器中,可使用单个斜坡比较控制器的输出以推挽方式控制 H-桥的 4 个晶体管,就是 $a+$ 、 $b-$ (正输出)或 $a-$ 、 $b+$ (负输出)。如早先提到的,电流误差信号通常使用一个简单的 PI 控制器进行调节,便可得到很满意的静、动态性能。

将这个基本概念扩展到三相电流控制器,即使用三个斜坡比较控制器,每相用一个。这种设想产生了一个问题,就是三个 PI 控制器导致了调节三个独立的状态而实际仅有两个独立状态存在(因为三相电流之和必须为零)。只使用两个 PI 控制器而第三相是从属的,这样就可以克服这个问题,这种方法在某些场合已有应用。另一个方法是综合出一个零序电流并

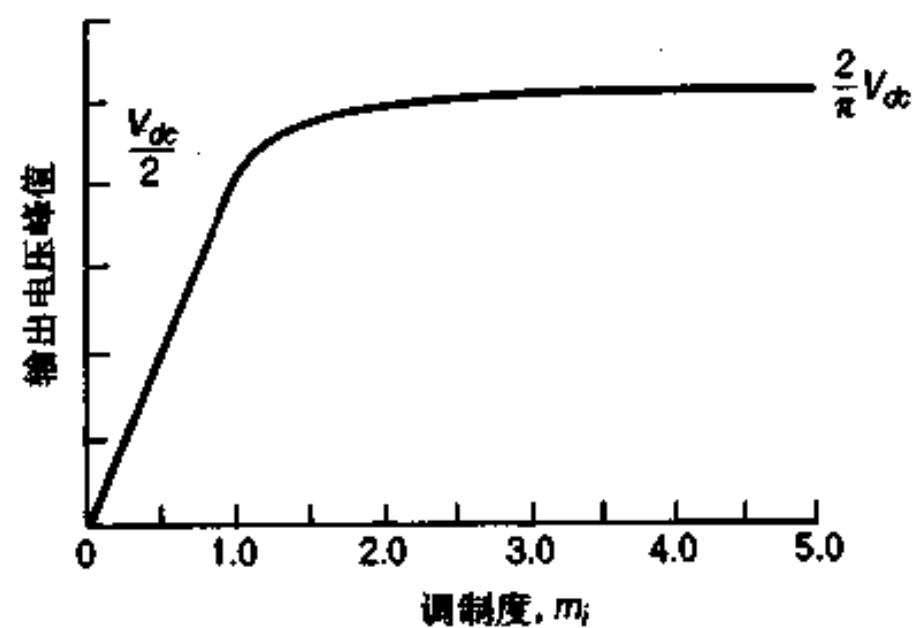


图 5-33 相电压基波分量和调制度 m_i 的关系

反馈到三个调节器,将它们解耦。一种明智且非常有效的方法是在 $d-q$ 坐标上考虑电流的控制问题。这种方法同样表明,只需要使用两个调节器并用代数方法产生三相逆变器的门控信号。

考虑到稳态响应,会容易地看到这个简单的系统与直流电机相比在稳态响应上仍存在调节问题。在直流电机中,稳态响应具有零电流误差的特性,因为有前向通道中的积分作用。然而,对于交流控制器,稳态条件要求的是在参考频率下的正弦输出,而 PI 控制中前向通道积分不能产生零电流误差的作用,这是很清楚的。

在静止坐标系中调节交流信号这个特殊问题首先是由 Schauder 和 Caddy 提出来的 [21]。已经表明,像图 5-32 那样的调节器可以用另一种体现完全不同特性的“参考系”来实现。如果认为电流的频率在不同的参考系中是不同的,那么调节器的性能(若它与频率有关)也将是不同的,这点是相当清楚的。在电机分析中,如前面讨论过的那样,按惯例把定子电流、电压以及磁链看做是矢量。因为在这种表示方法中电流被看做是旋转矢量,所以有可能从与电流矢量一起旋转的一组正交轴系来考虑这个变量的调节问题,这是合乎逻辑的。在这种情况下,该轴系被称为是“同步旋转”的。从控制的观点同步坐标系似乎特别适用,这是由于稳态电流在这个旋转轴系中可表示为直流电流,并且通过简单的 PI 控制器可得到零稳态误差。关于同步 $d-q$ 坐标系调节器的系统图如图 5-34 所示。

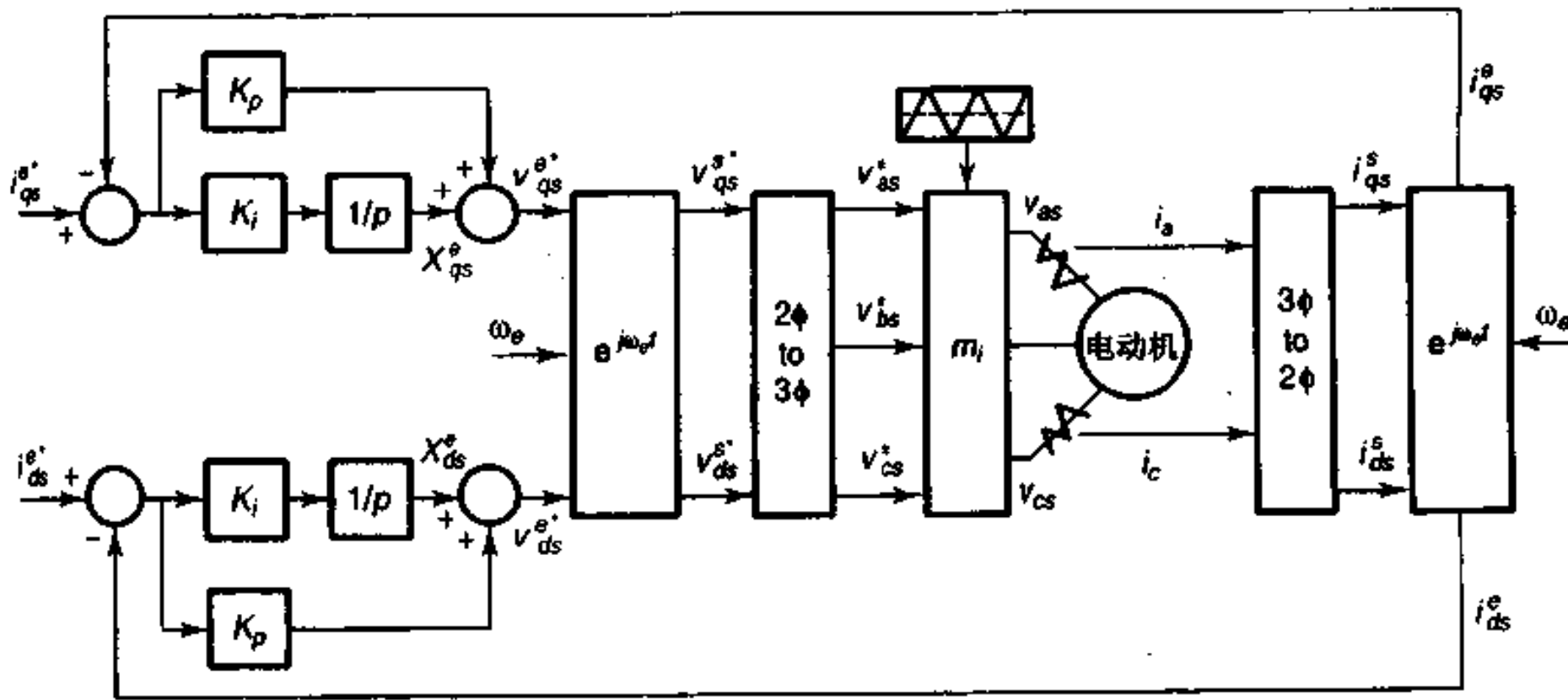


图 5-34 具有固定频率斜坡比较 PWM 的同步 $d-q$ 坐标系 PI 电流调节器系统图

包含有指数项 $e^{-j\omega_e t}$ 的方框表示从静止到旋转坐标系统的坐标变换,由下面得到

$$\tilde{i}_{qs} = i_{qs}^s \cos \omega_e t - i_{ds}^s \sin \omega_e t \quad (5.32)$$

$$\tilde{i}_{ds} = i_{qs}^s \sin \omega_e t + i_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (5.33)$$

逆算子^① $e^{j\omega_e t}$ 表示从“同步”到静止变量的转换,即

$$i_{qs}^s = \tilde{i}_{qs} \cos \omega_e t + \tilde{i}_{ds} \sin \omega_e t \quad (5.34)$$

① 逆算子应为 $e^{j\omega_e t}$, 式(5.32)和(5.35)中的 $\sin$ 项前应为一号,原书有误,参见 Proc. IEEE Vol. 82 no. 8 p. 1226

$$i_{ds}^s = -i_{qs}^s \sin \omega_e t + i_{ds}^e \cos \omega_e t \quad (5.35)$$

在这些表达式中,上标用来区别静止“s”和同步“e”参考系。这种调节器在实现上明显地更加复杂而且需要更多的硬件,因为需要将测得的电流变换到同步坐标系,然后再将误差放大器的输出反变换到静止坐标系以驱动斜坡比较控制器。这些变换需要直接获知频率 ω_e ,即使不必精确,因为PI调节器可以处理低拍频率分量。

曾经提出过一种很简单的硬件实现[22],在那里,图5-34的同步调节器被“变换”到静止坐标系。同步调节器方程的静止坐标系形式可用矢量形式表示

$$v_{qds}^{s*} = K_p(i_{qds}^{s*} - i_{qds}^s) + x_s^s \quad (5.36)$$

$$v_{qds}^s = \frac{1}{p} [K_i(i_{qds}^{s*} - i_{qds}^s) + j\omega_e x_s^s] \quad (5.37)$$

这里, $1/p$ 表示对时间的积分。同步调节器的静止坐标系的等效形式如图5-35所示。在这种形式里,引入了交叉耦合项。然而,交叉耦合项是非常有用并很重要的,这是因为交叉耦合所形成的局部振荡器提供了允许稳态电流误差趋于零所需要的交流信号。调节器的性能和图5-34的同步坐标系调节器是完全一样的。然而注意,在实现上除了所需要的一般静止坐标系调节器之外,只需要两个乘法器。参考文献[26]对同步调节器做过深入的研究并与静止坐标系调节器进行了详细的比较。

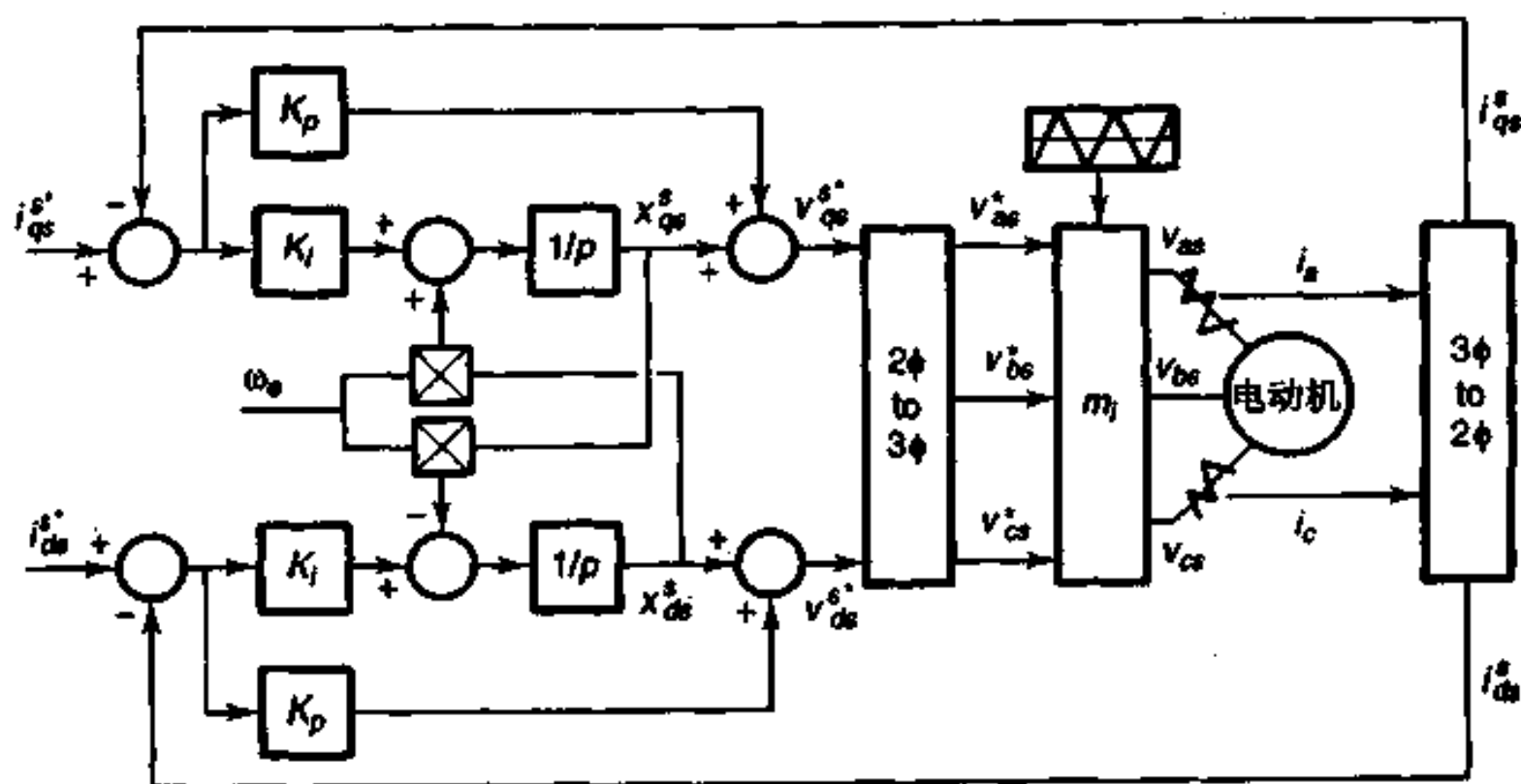


图 5-35 带固定频率斜坡比较 PWM 的同步坐标系 PI 电流调节器的静止坐标系等效形式

5.5.3. 预测(最优)电流控制器

预测(最优)电流控制器是一种相对较新的开发成果。定子电流控制可看做是一个优化问题,可以描述为:在如图5-36所示的矢量平面里选择一个最优的电压矢量,以达到最好的电流移动。在这种情况下,电流矢量的未来路径可以由所有可能的逆变器输出电压矢量状态(逆变器开关的连接情况)来预定。6种有效的逆变器输出电压矢量状态连同两个空的或零电压状态可以被识别。在这两种零电压状态下,逆变器的电流将以先前描述的同状态“自由滑动”。在每个时钟周期,逆变器开关运行状态选择为最能使电流矢量保持在该平面所划定的圆域内,圆的半径表示当某个价值函数如电流纹波的有效值为最小时所允许的电流误

差带[23]。这一原理是非常有吸引力的,而实际实现起来却很困难,这是因为:(1)在每个时钟周期循环内必须对所有开关状态计算其可能的未来电流轨迹;(2)需要知道电动机反电势的瞬时值,而该值是不易检测到的。

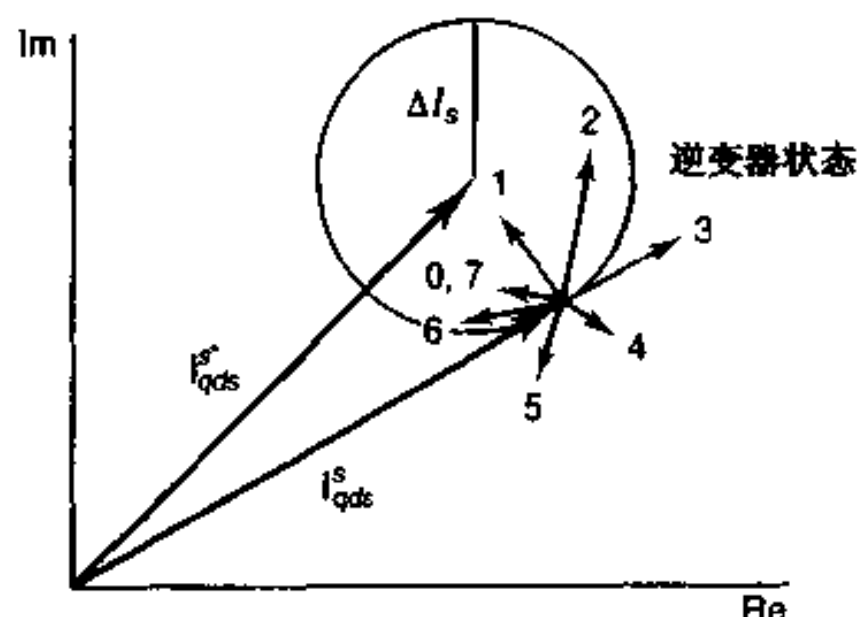


图 5-36 当误差带 Δi_s 达到时,8 种逆变器状态的电流矢量轨迹
和 i_{qds}^* (电流给定)、 i_{qds} (定子电流矢量位置)

减少预测(最优)控制器计算量的方法是最近研究的一个富有成果的领域。一个有吸引力的方法是 Nabae 及其同事提出来的[24]。该方法的基本原理是对所有可能的逆变器状态预测其电流误差矢量导数的方向,最后选择这样一个状态,该状态为稳态电流误差矢量提供一个与其方向相反的小 di/dt 。另外,在大的动态下,大多选择与电流误差矢量相反的状态。这样的预测规则可以归纳为一个简单的表格(一个 6×6 的稳态表和一个 6×1 的暂态运行条件表)。其中电流误差矢量的角度以及等效的电压矢量角度是输入,最优的逆变器状态是输出。等效的电压矢量定义为单位电压矢量加上参考电流矢量导数乘以滤波器电感,所有这都可以预先测量到。一旦电流误差矢量超出图 5-36 所示的限定边界,开关动作将执行。

另一种求最优电压矢量近似解的方法是由 Habetler 及其同事所提出的[25]。该方法是,由高频谐振环产生的近乎定宽的输出电压脉冲,经脉冲密度调制形成逆变器的输出电压。这种控制器可以用非常便宜的混合硬件来实现,示于图 5-37。对于这种电流调节器,选择哪个电压矢量的决策是一个简单的数字逻辑。电压矢量由 3ϕ 电流调节 delta 调制器(CRΔM)来预选择。根据当前的输出矢量 $S_a(k-1), S_b(k-1), S_c(k-1)$,不允许非零矢量之间的直接跳变,除非跳变到邻近的电压矢量(例如,图 5-36 中从矢量 2 跳到矢量 3 或 1)。如果矢量不是邻近的,则逆变器在选择新的非零电压矢量之前必须选择一个脉冲宽度的零矢量(例如,图 5-36 中从矢量 2 跳变到零矢量再到 5)。这种算法的逻辑包含在表 5-1 中。除了简单的开关逻辑外,该“邻近状态”控制器还有一个简单的中性点电压的砰-砰控制环,用以保持零平均的中性点电压。

这种控制器是一个近似最优控制器,CRΔM 并不能选择“最优”状态。然而,大多数的决策表明它们与最优电压矢量的选择是一致的[24]。另外,邻近状态算法有效地减少了纹波电流有效值,这是由于在该算法下决不会出现最坏情况的开关状态。它是一种通过逐次逼近于一个价值函数的最优控制器,而且实验结果表明它是一个合理的近似。由于这种控制器具有成本低且具有近似最优的特性,因此被认为是最有生命力的选择方案。

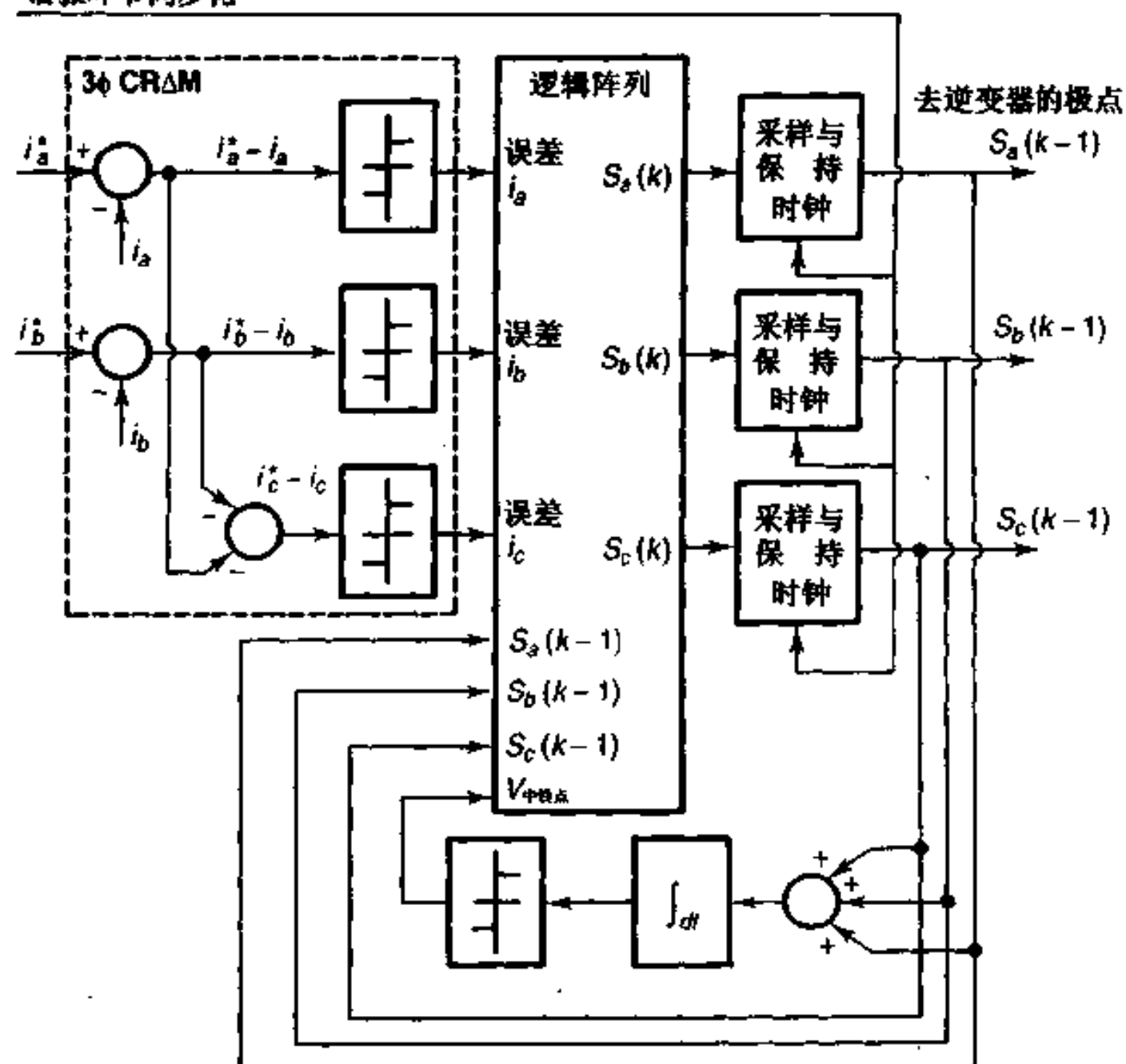


图 5-37 采用邻近状态算法的近似最优电流控制器,变流器带有高频谐振环和离散脉冲调制

表 5-1

邻近状态选择逻辑,下一个允许输出状态

3 ϕ (CR Δ M)状态	电 流 状 态						
	0	1	2	3	4	5	6
1	1	1	1	0	0	0	1 ^①
2	2	2	2	2	0	0	0
3	3	0	3	3	3	0	0
4	4	0	0	4	4	4	0
5	5	0	0	0	5	5	5
6	6	6	0	0	0	6	6

5.5.4. 关于FO-IM 运动控制电流调节器的小结

电流调节器对FO-IM 的瞬态转矩控制是十分重要的。这种调节器可以有許多可行的方案,如电流调节 Δ 调制器,同步坐标系 PI 调节器(尤其是它的静止坐标系实现方法),

① 原书误为 0

以及近似最优的、预测的电压矢量选择控制器,诸如 di/dt 控制器和邻近状态控制器等。各种方案在实现的成本、相对于参数变化的鲁棒性和以高精度、低失真跟踪电流给定的能力等方面是不同的。

5.6. 用于FO-IM 运动控制的高性能磁通和转矩调节方法

5.2 节说明了优良的转矩动态特性、精确的转矩增益控制(校正)和低的失真幅值是运动控制的主要要求。5.3 节提供了磁场定向原理,使得感应伺服电动机可以获得这样的性能,但也指出了当采用开环磁通观测器时内在参数敏感性将对间接和直接磁场定向控制有影响。本节将介绍一些先进的方法,从本质上改善FO-IM 中存在的与参数敏感性有关的问题。这些方法是着眼于减小参数敏感性和闭环磁通观测器某些拓扑结构的稳定性[26~40]。同时也将提到它们的使用以及它们自然推广到感应电动机运动控制的闭环磁通和闭环转矩控制等方面。

正如在 5.2 节所讨论的那样,运动控制通常需要位置检测。对于感应电动机的运动控制,将假定角位置是一个被检测的变量,而且是用于磁通估计的目的。

5.6.1. 磁通精度问题

如 5.3 节所述,直接磁场定向是利用磁场的空间位置来控制电流,使转矩和磁通可独立进行控制。这个方法由于磁通角测量(估计)精度的影响会产生非理想的、有振荡的转矩动态特性。此外它还会产生不正确的转矩水平,该值与磁通幅值的精度直接相关。这样,对于运动控制,磁通幅值的精度和磁通空间角的精度都是重要的问题。此外,磁通估计的动态性能还会限制磁通调节的能力。

5.6.2. 零速下用于直接磁场定向的开环磁通观测器

正如 5.3 节所讨论的,用开环磁通观测器直接磁场定向技术可由图 5-38 的基本磁通方程来描述。这种开环观测器以方框图的形式表示在图 5-38 中(估计的参数和状态以 $\hat{\cdot}$ 表示)。这个电压模型受定子电压开环积分器的限制。在低频运行下,空闲状态的积分器会出

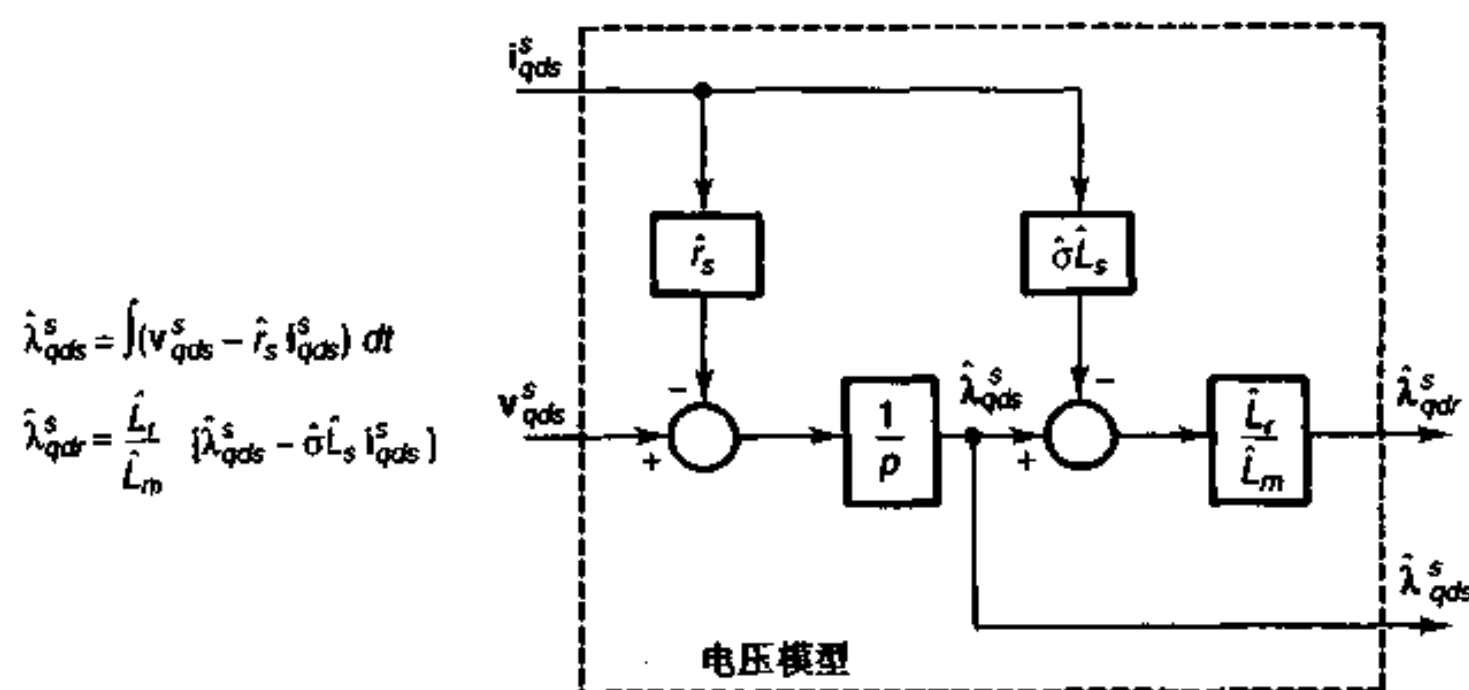


图 5-38 基于电动机电压和电流的静止坐标系定子和转子磁通开环观测器
(以后称为“电压模型”)

现噪声和稳定性问题,而且对定子电阻也比较敏感。在较高频率(高于5~10 Hz)下,由于反电势电压在高速时起主导作用,所以电压模型对参数的敏感性减弱[33]。然而,由于低频的限制,阻碍了开环、电压模型、直接磁场定向的磁通观测器在运动控制系统中的应用。

零速直接磁场定向是能够借助于开环磁通观测器实现的,只要能使用转子位置信号(从运动控制系统得到)。图5-39所示即为这样的开环静止坐标系观测器。此观测器在以后将称为“电流模型”[32~35]。

这个电流模型开环观测器在静止坐标系中是全局稳定的,而且对直接磁场定向甚至在零速下都能够工作。然而它仍然是参数敏感的,但是已证明在高速下其精度要低于电压模型[35]。

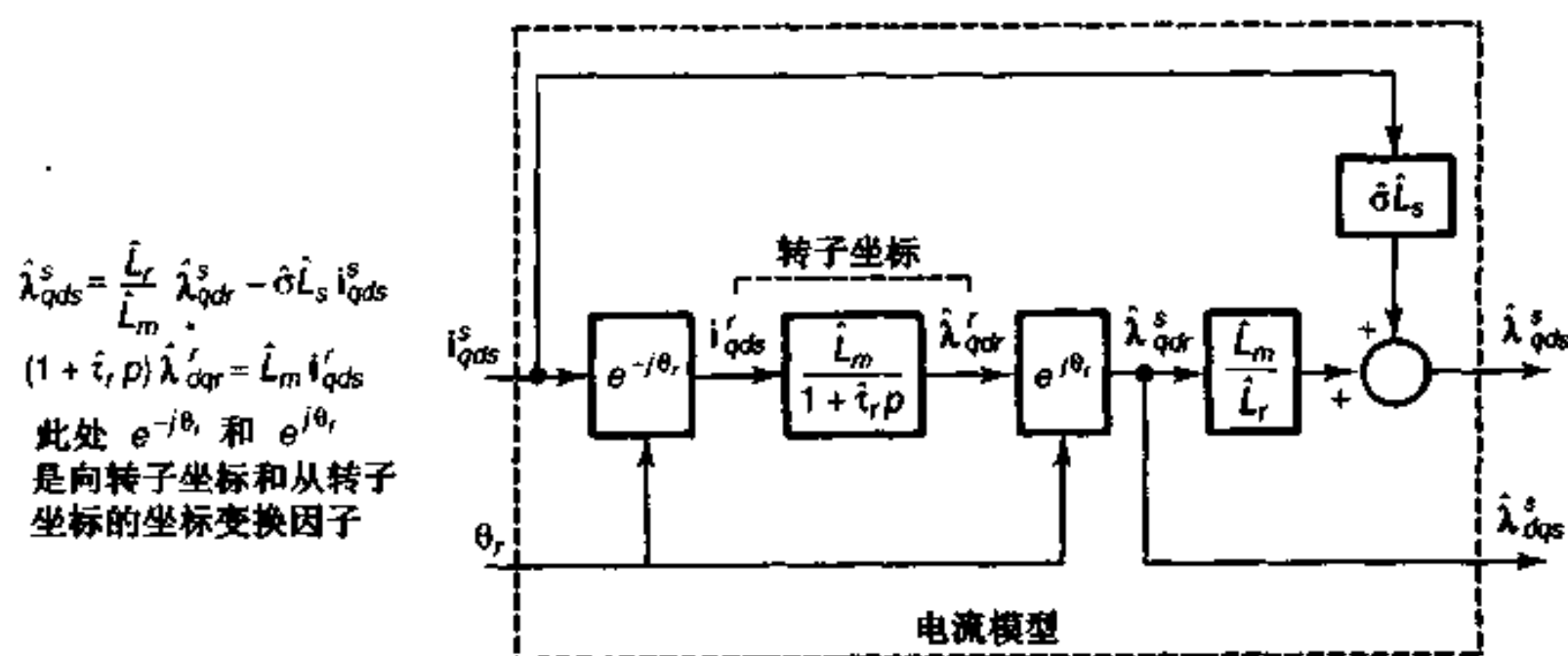


图 5-39 基于电动机电流和转子位置的静止坐标系定子和转子磁通开环观测器
(以后称为“电流模型”)

5.6.3. 间接磁场定向的开环磁通观测器

正如5.3节所述,间接磁场定向提供了一个稳定的前馈方案,但在所有频段是参数敏感的。对于这个技术,磁场角度是由转差频率的积分决定的,转差频率可从转差关系式(5.25)推导出来。由磁通和电流的给定值(以 $\cdot$ 表示)和估计值(以 $\wedge$ 表示)形成的转差频率关系可作为一个前馈控制器

$$S\omega_r^* = -\frac{1}{\hat{\tau}_r} \frac{\hat{L}_m i_{qs}^*}{\hat{\chi}_{dr}^*} \quad (5.38)$$

由这个转差频率的积分得出的磁场角是相对于励磁的转子磁通相对角。用于转子磁通定向的励磁角是由这个相对角和瞬时转子位置测量值 θ_r 之和决定的。

$$\theta_{rf}^* = \theta_r + \int S\omega_r^* dt = \theta_r - \int \frac{\hat{\tau}_r}{\hat{L}_r} \frac{\hat{L}_m i_{qs}^*}{\hat{\chi}_{dr}^*} dt \quad (5.39)$$

这个形式与图5-25^①中所示的间接磁场定向方案是一致的。用于转矩标定和电流输入计算的磁通幅值是基于磁场定向的转子磁通的理想模型,它可作为一个隐式开环磁通观测器,如图5-40所示[基于磁场定向的磁通方程式(5.27)]。

① 原书误为图5-39

虽然这种形式的转子磁通观测器可在所有速度下工作,但在 5.3 节已经说明,它是对参数敏感的,且可能导致较差的转矩动态特性和不正确的转矩幅值。在弱磁条件下,励磁电抗有很大变化,观测器的问题就更加突出。要减小这些影响,可采用某种闭环观测器的拓扑形式。

5.6.4. 闭环磁通观测器和直接磁场定向——转子磁通

将闭环观测器技术用以形成磁通观测器是可能的。许多种结构都有很大的局限性,特别是在低速下。有一种已被开发出来的拓扑结构似乎具有特别好的品质,因为它利用了电流模型和电压模型两种开环观测器中最适用的特性。这种结构如图 5-41 所示[33]。

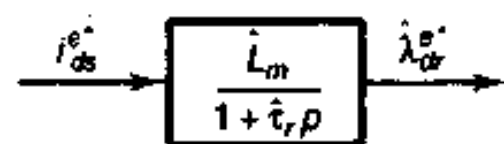


图 5-40 基于同步坐标系电流给定的隐式开环转子磁通观测器
假定磁场定向是精确实现的

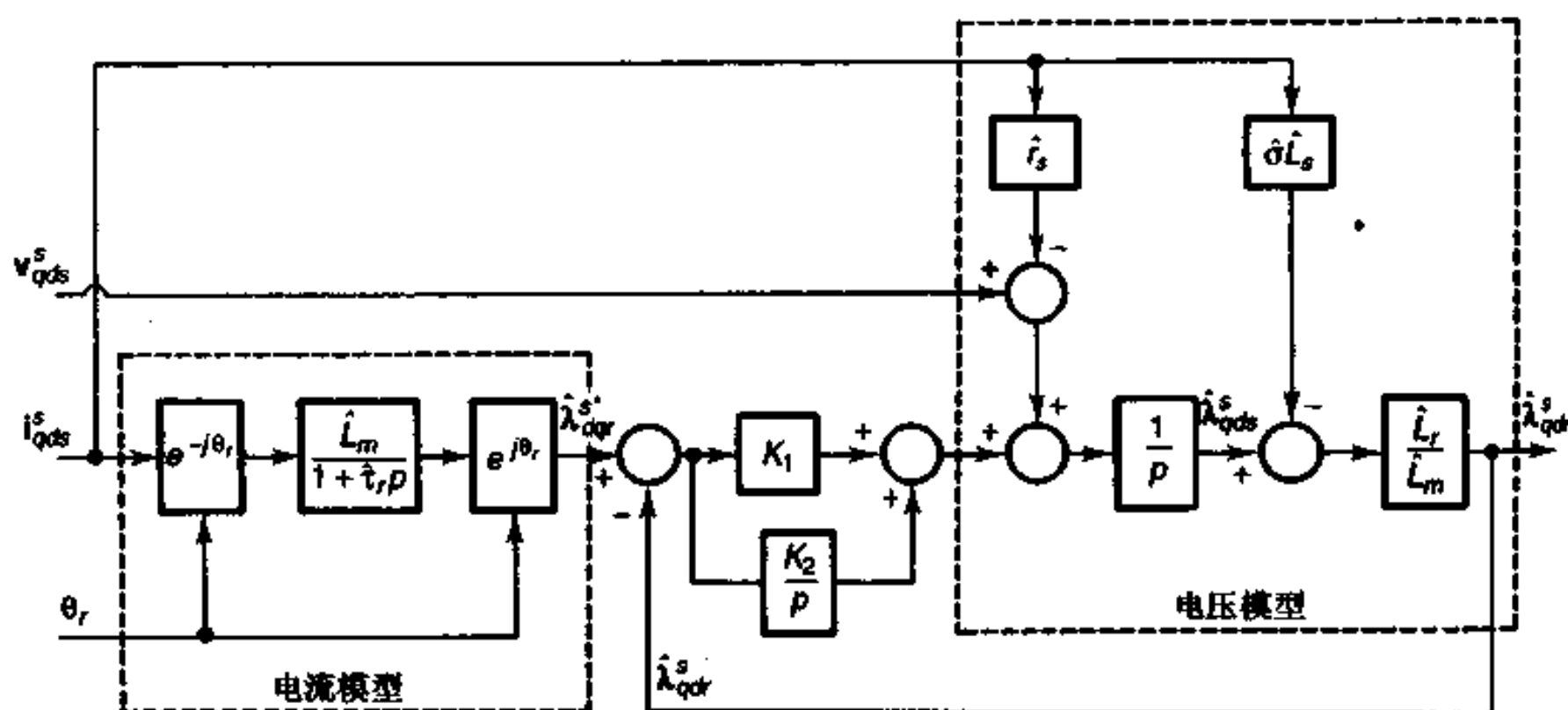


图 5-41 基于电流和电压模型的转子磁通闭环观测器
信号来自电动机电流和电压以及转子位置测量值

这种观测器在零速和低速时跟踪电流模型而在高速时跟踪电压模型。两者的过渡是很平滑的,这是由于闭环观测器在电流模型的带宽内跟踪电流模型的参考给定,当超出此带宽时跟踪前馈电压模型。模型之间的过渡是受闭环观测器带宽控制的,带宽可由使用者通过增益 K_1 和 K_2 进行选择。典型的带宽是 1~10 Hz 的范围。当转子时间常数和励磁电抗的参数估计较差时,通常选择较低的频带宽。因为电压模型对这些参数是不很敏感的,所以较低频带能使观测器在较低频率下就过渡到电压模型。这种闭环观测器构成的直接磁场定向控制器如图 5-42 所示[33~34]。

因为磁通观测器既产生幅值又产生空间角的估计,所以既能实现磁场定向(使用空间角度)又能进行磁通控制(使用磁通幅值)。这种分别控制对于运动轨迹控制是很重要的,在这种情况下磁通必须是动态变化的。值得考虑的一些特殊情况,如大动态范围的运动跟踪的情况,这需要弱磁的高效率驱动;弱磁跟踪的情况如电动汽车,同样要求快速加速响应和相应的磁场控制的快速响应。对于这些情况,最好采用第二种控制形式,这就是定子磁通控制。

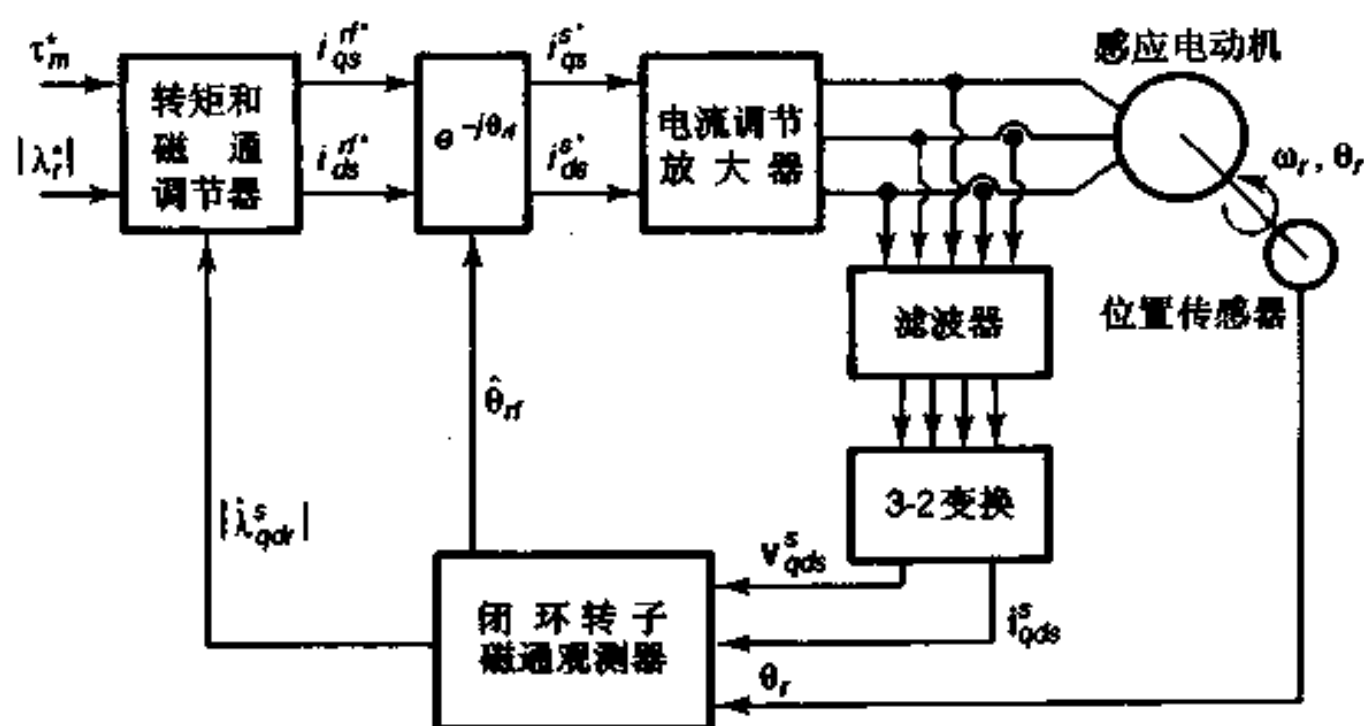


图 5-42 由转子磁通闭环观测器实现的直接磁场定向和转子磁通调节
基于电动机电流、电压和转子位置检测

5.6.5. 闭环磁通观测器和直接磁场定向——定子磁通

闭环定子磁通观测器允许工作于覆盖零速的直接磁场定向,图 5-43 所示即为这样一种观测器,它是仿照转子磁通观测器构成的[35]。

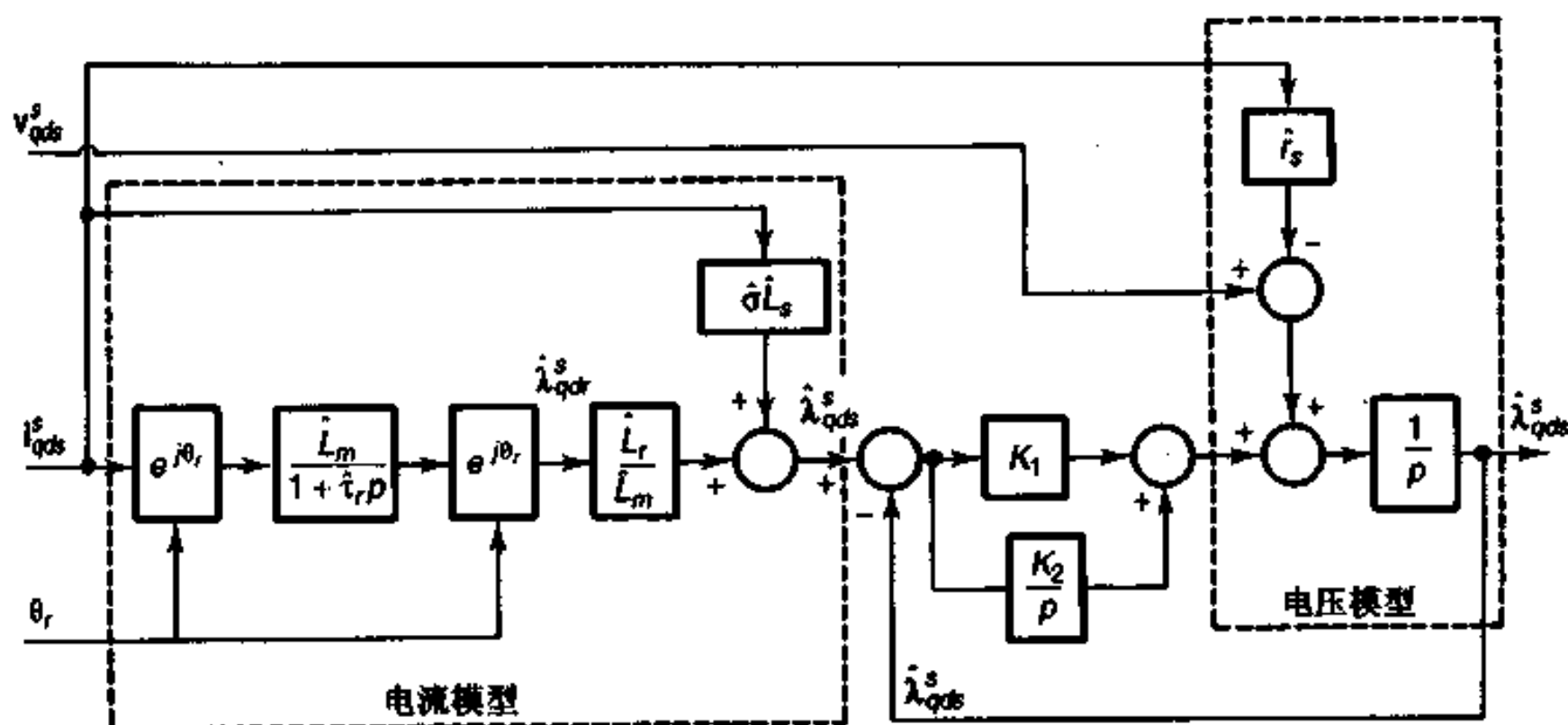


图 5-43 基于电流和电压模型的定子磁通闭环观测器
信号来自电动机电流、电压和转子位置检测值

这种方法也采用了电流模型和电压模型两种形式,只是将漏抗项从电压模型移入了电流模型。在高速时,该方法对参数是不敏感的,因为在电压模型中没有漏感项。它仍然保持了电流模型在零速时的鲁棒性,而且允许真正的基于定子磁通的零速运行。采用开环电压模型的定子磁通定向系统是不可能具有这种性能的。这一技术的主要限制是该方法需要得到如图 5-44 所示的转矩和磁通的解耦控制[36]。

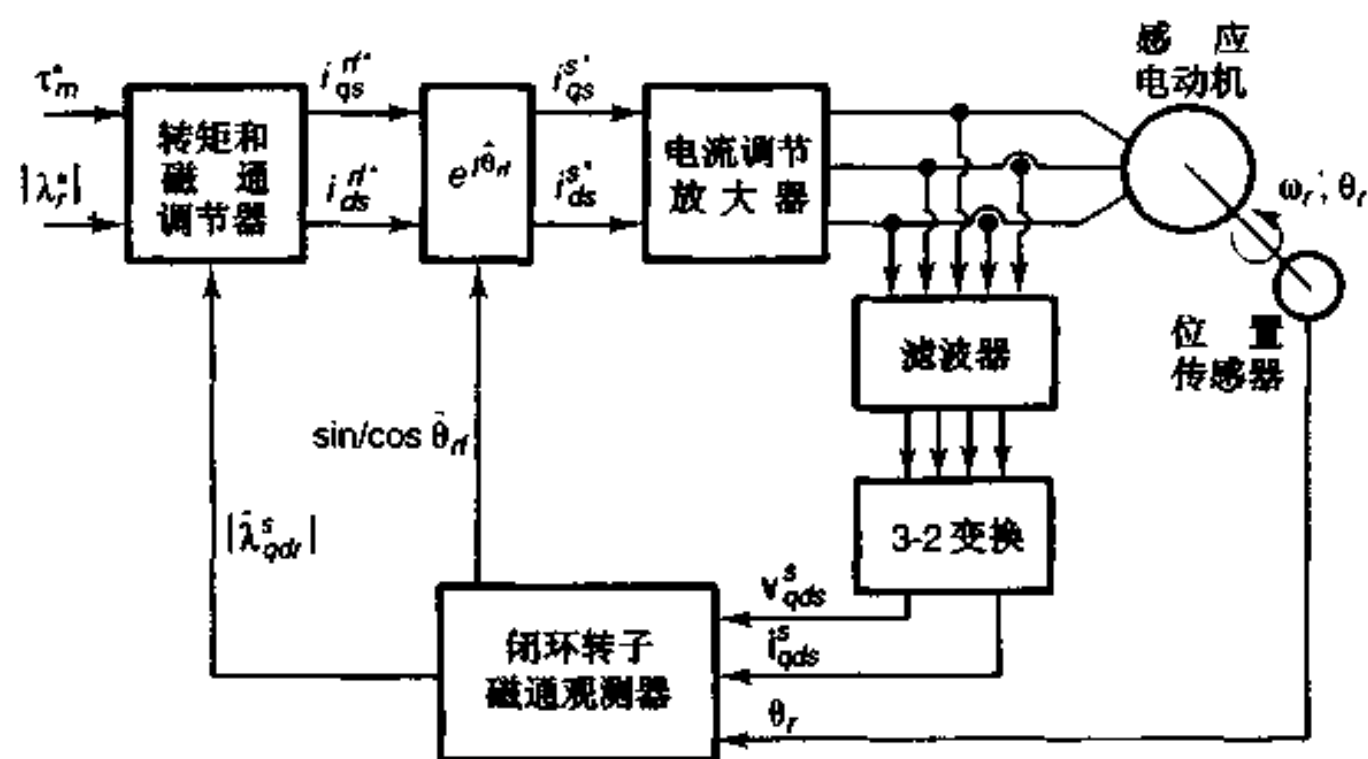


图 5-44 用闭环观测器实现的定子磁通直接磁场定向和定子磁通调节
基于电动机电流、电压和转子位置检测值

定子磁通解耦不像转子磁通解耦那样具有非常简单的一步解耦结构,而是通过迫使定子 q -轴磁通为零实现磁通和转矩解耦的,它是极为复杂的,如图 5-45 和 5-46 所示[41]。图 5-46 所示为实现完全解耦各项的组合。这种方法,因其复杂和对参数敏感而与转子磁场定向相比在实际上很难实现。

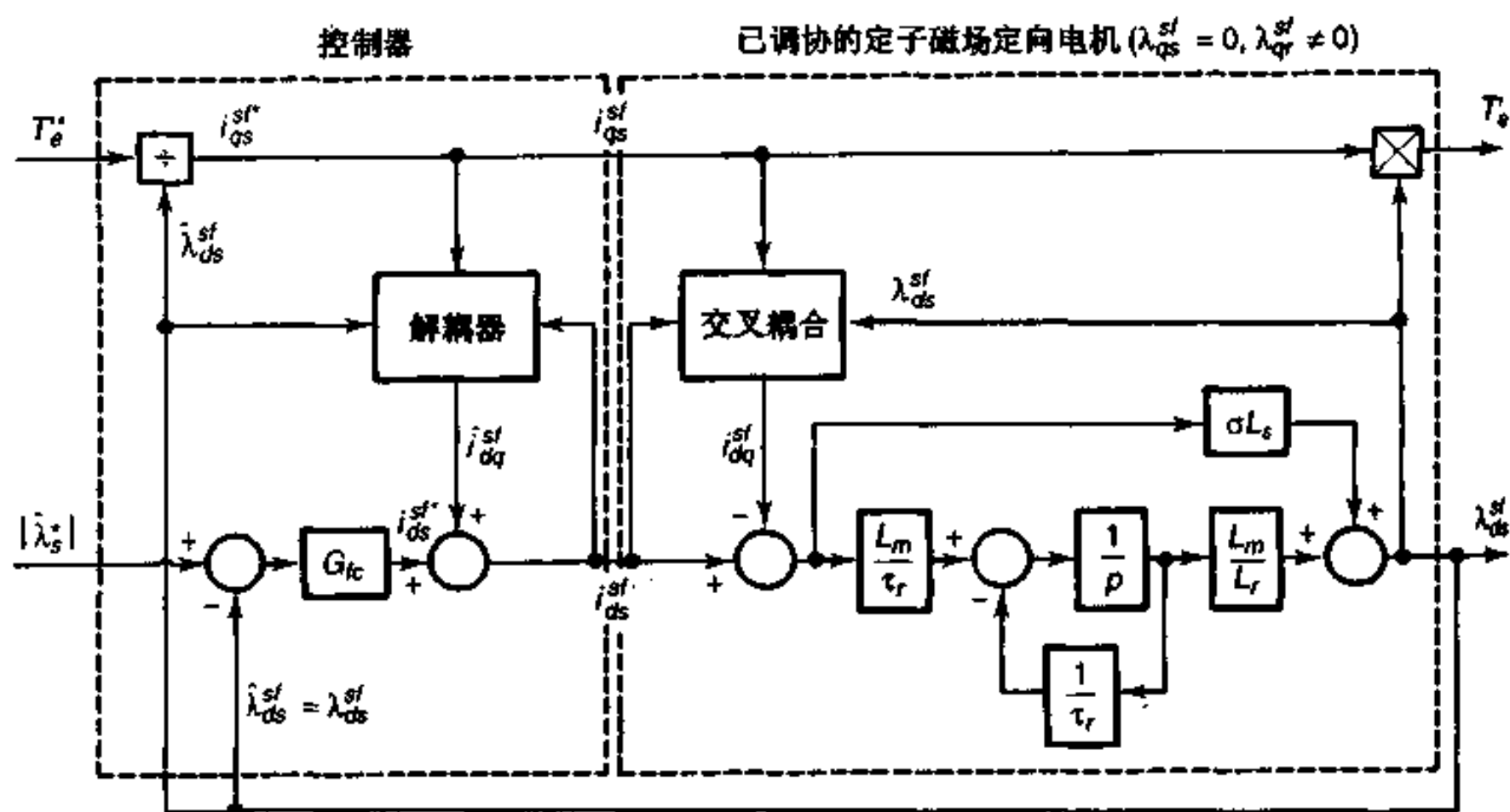


图 5-45 直接磁场定向和定子磁通调节,表示的是用于转矩
和定子磁通分别控制的解耦控制器

5.6.6. 直接转子磁通定向、定子磁通调节和闭环磁通观测器

可将所有方法的最适用的特性组合在一起,形成一种转子磁通定向、定子磁通调节、直

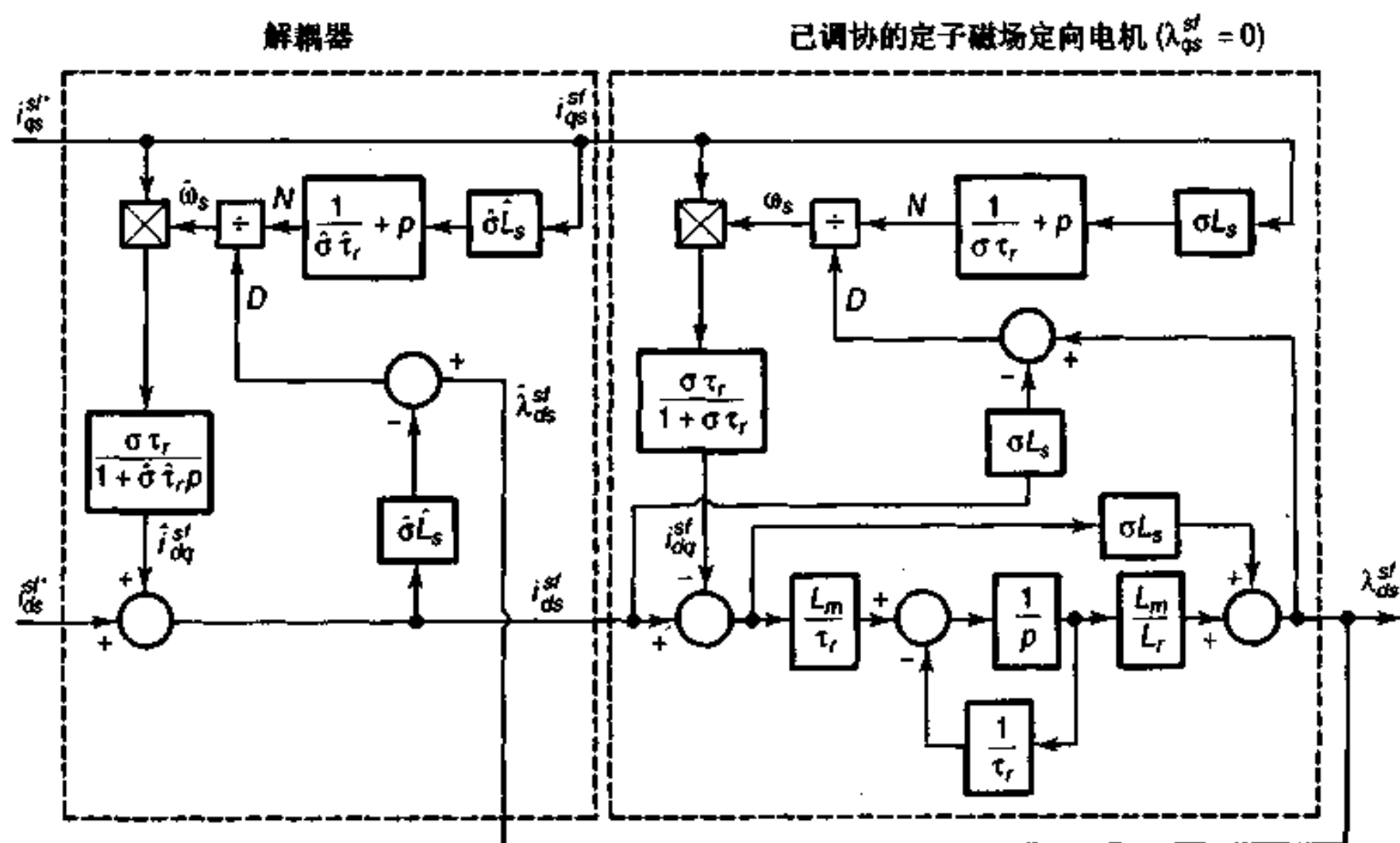


图 5-46 在直接磁场定向中关于转矩和定子磁通解耦的细节

接磁场定向的感应电动机伺服传动系统,以适应运动控制的全部应用范围。这个结构示于图 5-47 中[36]。

该组合系统保留了转子磁通解耦的简单性,但与间接磁场定向相比却具有更大的动态范围且减少了对参数的敏感性。通过控制定子漏磁通,即动态调整电动机的反电势也可以使

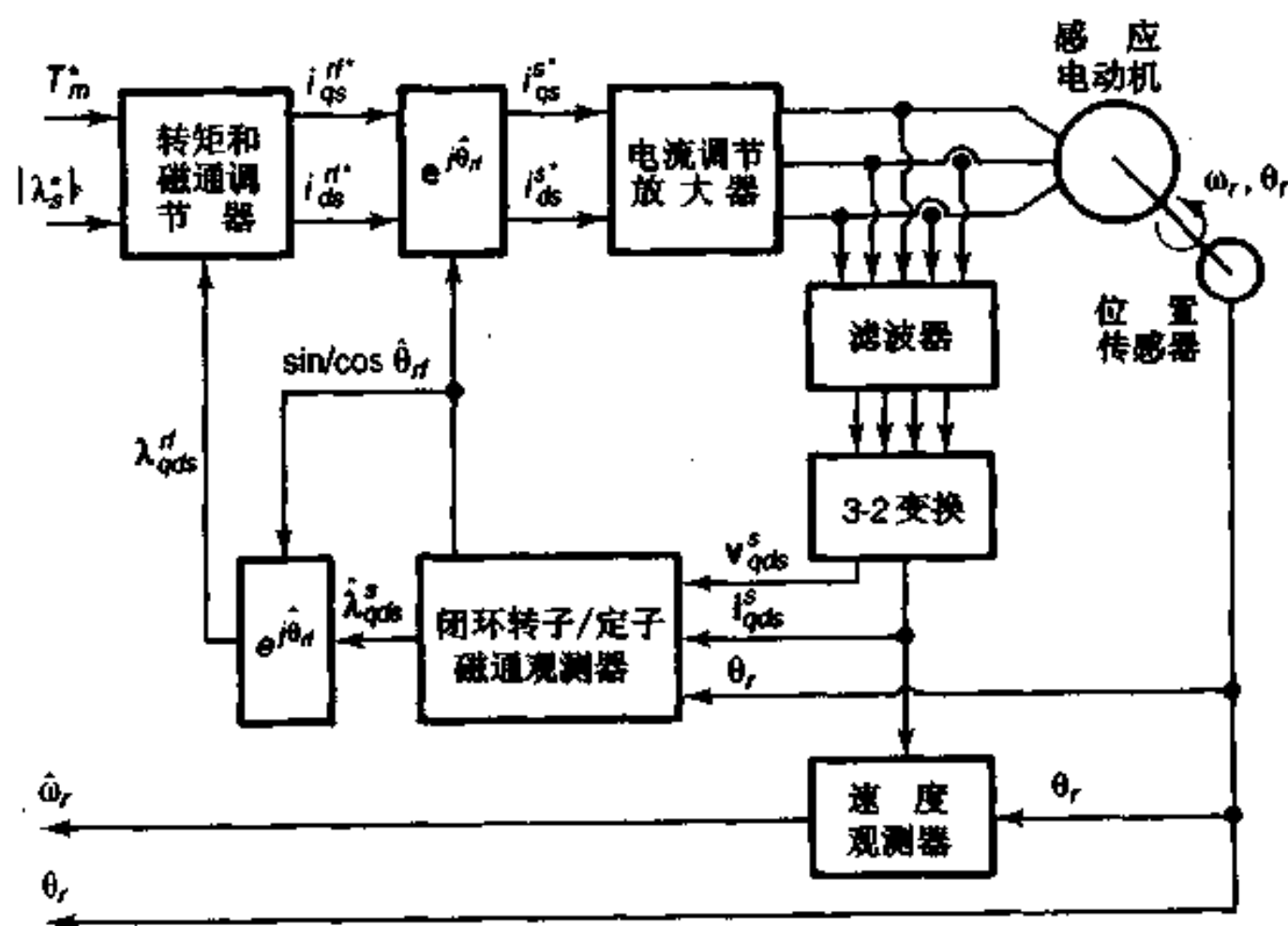


图 5-47 具有定子磁通调节的直接转子磁通定向,采用了闭环磁通观测器和运动控制速度观测器

直流母线电压和变流器的电流额定值得到最佳的利用。

5.6.7. 关于FO-IM 运动控制的高性能磁通和转矩调节方法的小结

本节叙述了如何使用基于磁通观测器的直接磁场定向和磁通转矩控制而使其性能优于间接磁场定向。阐明了如何使用运动控制所需要的位置传感器和电流传感器而方便地将一个简单的开环观测器用于转子磁通。这个观测器允许在零速下的直接磁场定向,而且,既可用于转子磁通又可用于定子磁通。

闭环观测器的构成形式允许通过无隙连接两个模型而获得更好的性能,一个在零速和低速下运行最合适,而另一个在高速包括弱磁下运行最合适。

闭环观测器可以用于高性能的磁通调节和磁通定向。这样,对于运动控制中使用的FO-IM,有可能通过这些方法的组合来获得在性能、参数不敏感性以及变换器利用率等方面的最佳综合效果。

5.7. FO-IM 的自调试和连续自校正

在所有形式交流传动系统的整定中均有两个基本的问题:传动系统(或装置)起动时的初始整定和运行期间反映系统的变化的校正。初始整定的自动形式,通常称为自调试(self-com-missioning),而运行期间的自动校正则称为连续自校正(continuous self-tuning)。

当前用于FO-IM 运动控制自调试和自校正的技术主要集中在间接磁场定向所需要的参数方面,这是因为间接磁场定向是感应电动机伺服传动系统最广泛使用的方法。正如早先在5.3节所讨论的那样,间接磁场定向对下面参数敏感:

- 转子时间常数, $\tau_r = L_r / r_r$, 关系到正确的转矩动态性能。
- 励磁电感, L_m , 关系到稳态磁通和转矩的标定。

这两个参数是专门针对FO-IM 运动控制器的自调试和自校正任务的。

除FO-IM 参数需要之外,大多数运动控制系统需要某种形式的负载参数估计。从5.2节讨论的观点来看,运动控制系统对下面参数是敏感的:

- 所连接的总负载惯量, J 。
- 所连接的总过程阻力, b_p , 关系到正确的前馈给定跟踪。

这两个参数同样是针对FO-IM 运动控制器自调试和自校正任务的。

通常,自调试和自校正的工作过程是基于图5-48所示的模型,这里的定子电压、电流以及转子位置是可检测出和可得到的。有两种基本的方法用于参数估计或自适应,它们将在本节讨论:

- 在适当的条件下,依据测得的数据进行参数的统计拟合。
- 对变化参数进行自适应(递推)控制和强制收敛。

一般,统计方法在停止状态下的自调试中使用最为广泛,而自适应控制方法适用于运行期间的连续自校正。

5.7.1. 参数估计的统计方法

统计方法是通过对输入即 v_{qs} 采样,和对输出即 i_{qs} 和 θ_r 采样,得到足够的数据记录以保证精度的容差。这些数据用来估计传递函数的系数,使输入数据的实际响应及其估计模型响应之间的方差最小。这样,磁场定向和运动控制算法所需实际参数的估计值即可从传递函数

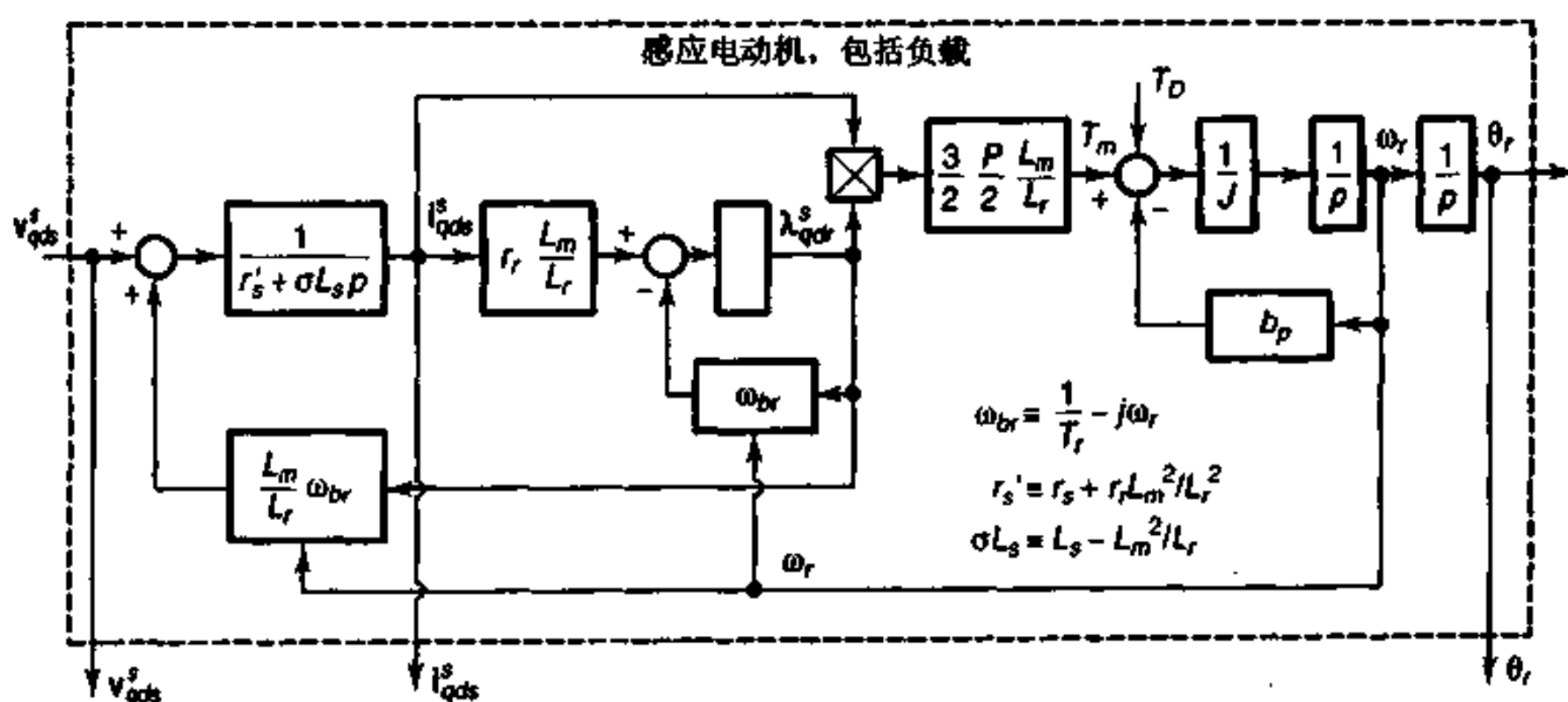


图 5-48 感应电动机和负载模型, 示出 FO-IM 运动控制器
自调试和自校正所用的变量

系数提取出来, 图 5-49 给出了概念性说明。

最小方差模型的基础是众所周知的多变量回归分析(multivariable regression analysis)算法[44,45]。然而, 所有这样的算法都是针对线性模型的。而要应用到像感应电动机这样的非线性模型上, 则必须建立工作点上的模型(也称为摄动或小信号分析模型)。因为感应电动机是一个具有连续非线性的物理模型, 这样的模型可以通过几种方法来实现。一种建立线性工作点模型的通用方法是将偏微分分析应用于感应电动机微分方程。虽然数学上准确, 但该方法相对较繁琐。如果输出速度变化缓慢和状态的导数能够由基于观测器的状态估计来确定, 则可使用较为简单的方法[47,48]。下面将介绍这个简化的方法。

5.7.2. 统计回归模型——恒速下感应电动机的估计

对于图 5-49 的静止坐标系感应电动模型, 其矢量形式的状态方程是:

$$p \mathbf{i}_{qds}^s = \frac{1}{\sigma L_s} (\mathbf{v}_{qds}^s - r_s' \mathbf{i}_{qds}^s + \frac{L_m}{L_r} \omega_{br} \lambda_{qdr}^s) \quad (5.40)$$

$$p \lambda_{qdr}^s = \frac{1}{\tau_r} L_m \mathbf{i}_{qds}^s - \omega_{br} \lambda_{qdr}^s \quad (5.41)$$

复系数电的传递函数(对于恒平均速度)可以写成:

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{i}_{qds}^s}{\mathbf{v}_{qds}^s} &= \frac{[L_r / (L_s L_r - L_m^2)] [p + (1/\tau_r - j\omega_r)]}{p^2 + [(r_s L_r + r_r L_s) / (L_s L_r - L_m^2) - j\omega_r] p + [r_s L_r / (L_s L_r - L_m^2)] (1/\tau_r - j\omega_r)} \\ &= \frac{\mathbf{B}_1 p + \mathbf{B}_0}{p^2 + \mathbf{A}_1 p + \mathbf{A}_0} \end{aligned} \quad (5.42)$$

这个连续的时间模型可以重写成适合于多变量回归分析的线性方程如下:

$$\frac{d^2 \mathbf{i}_{qds}^s}{dt^2} = -\mathbf{A}_1 \frac{d \mathbf{i}_{qds}^s}{dt} - \mathbf{A}_0 \mathbf{i}_{qds}^s + \mathbf{B}_1 \frac{d \mathbf{v}_{qds}^s}{dt} + \mathbf{B}_0 \mathbf{v}_{qds}^s \quad (5.43)$$

注: 标准的回归形式是 $y = c_1 x_1 + c_2 x_2 + c_3 x_3 + c_4 x_4$ 。对于感应电动机模型(在恒平均速度

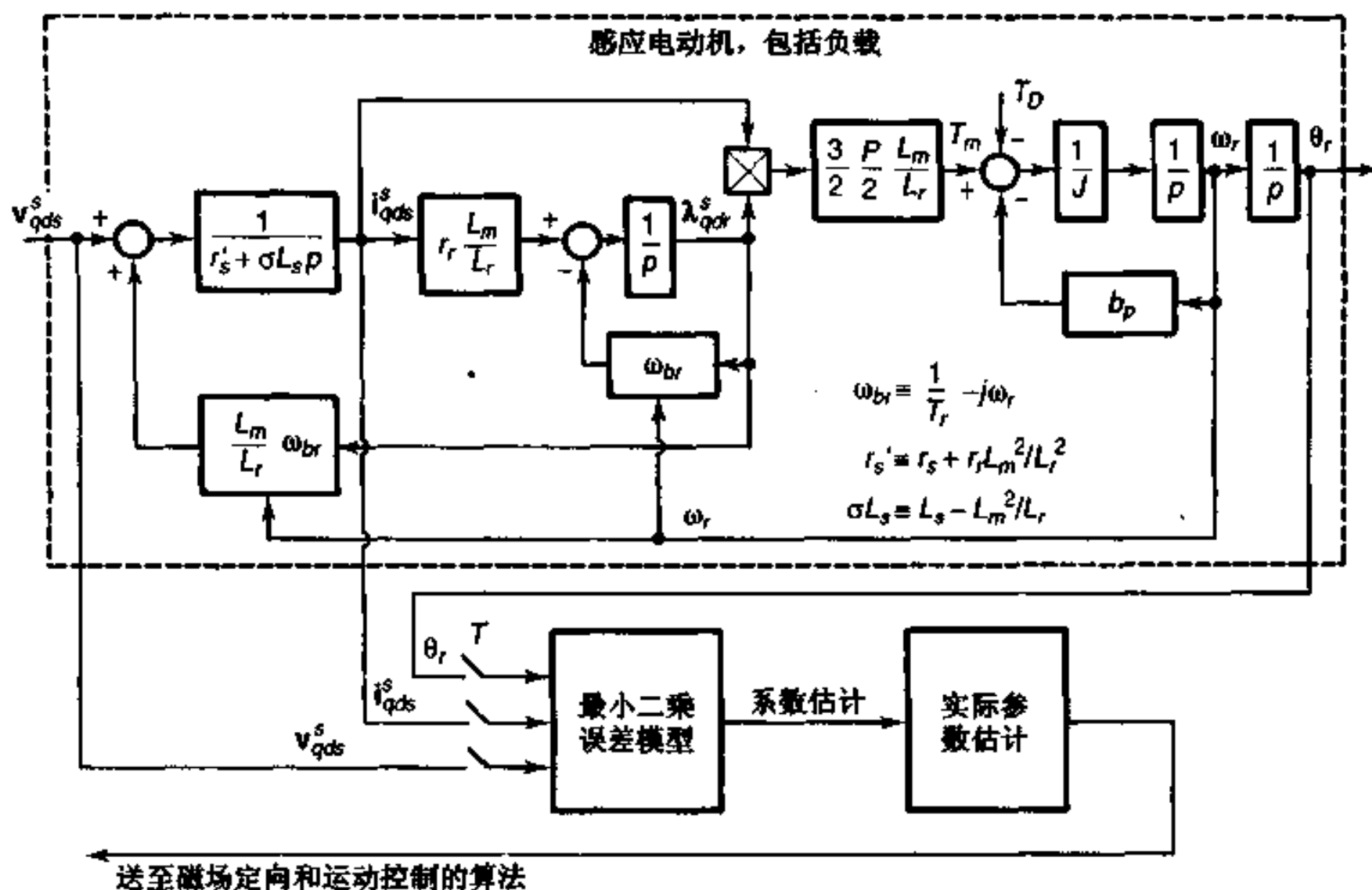


图 5-49 表示适用于 FO-IM 运动控制参数估计统计方法的感应电动机和负载模型

下)的系数定义为

$$A_0 = \frac{r_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \quad (5.44)$$

$$A_1 = \frac{r_s L_r + r_r L_s}{L_s L_r - L_m^2} - j\omega_r \quad (5.45)$$

$$B_0 = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \quad (5.46)$$

$$B_1 = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \quad (5.47)$$

这个连续时间线性回归方程的系数可利用标准回归分析从数据记录计算出来:

$$y = c_1 x_1 + c_2 x_2 + c_3 x_3 + c_4 x_4 + \dots$$

$$\hat{y} = \hat{c}_1 x_1 + \hat{c}_2 x_2 + \hat{c}_3 x_3 + \hat{c}_4 x_4 + \dots$$

解出 $\hat{c}_1, \hat{c}_2, \hat{c}_3, \hat{c}_4$, 使得 $(y - \hat{y})^2$ 的和 = SSE (误差平方和) 为最小; 即, 解

$$\frac{\partial SSE}{\partial c_1} = 0, \quad \frac{\partial SSE}{\partial c_2} = 0, \quad \frac{\partial SSE}{\partial c_3} = 0, \quad \frac{\partial SSE}{\partial c_4} = 0$$

回归系数矩阵的标准解为

$$\{\hat{c}\} = [X^T X]^{-1} - X^T Y \quad (5.48)$$

为了实现这个简化的方法, 必须得到输入电压、定子电流和转子位置的微分。最好的做法是采用简单的观测器滤波器(没有前馈), 如图 5-50 所示。

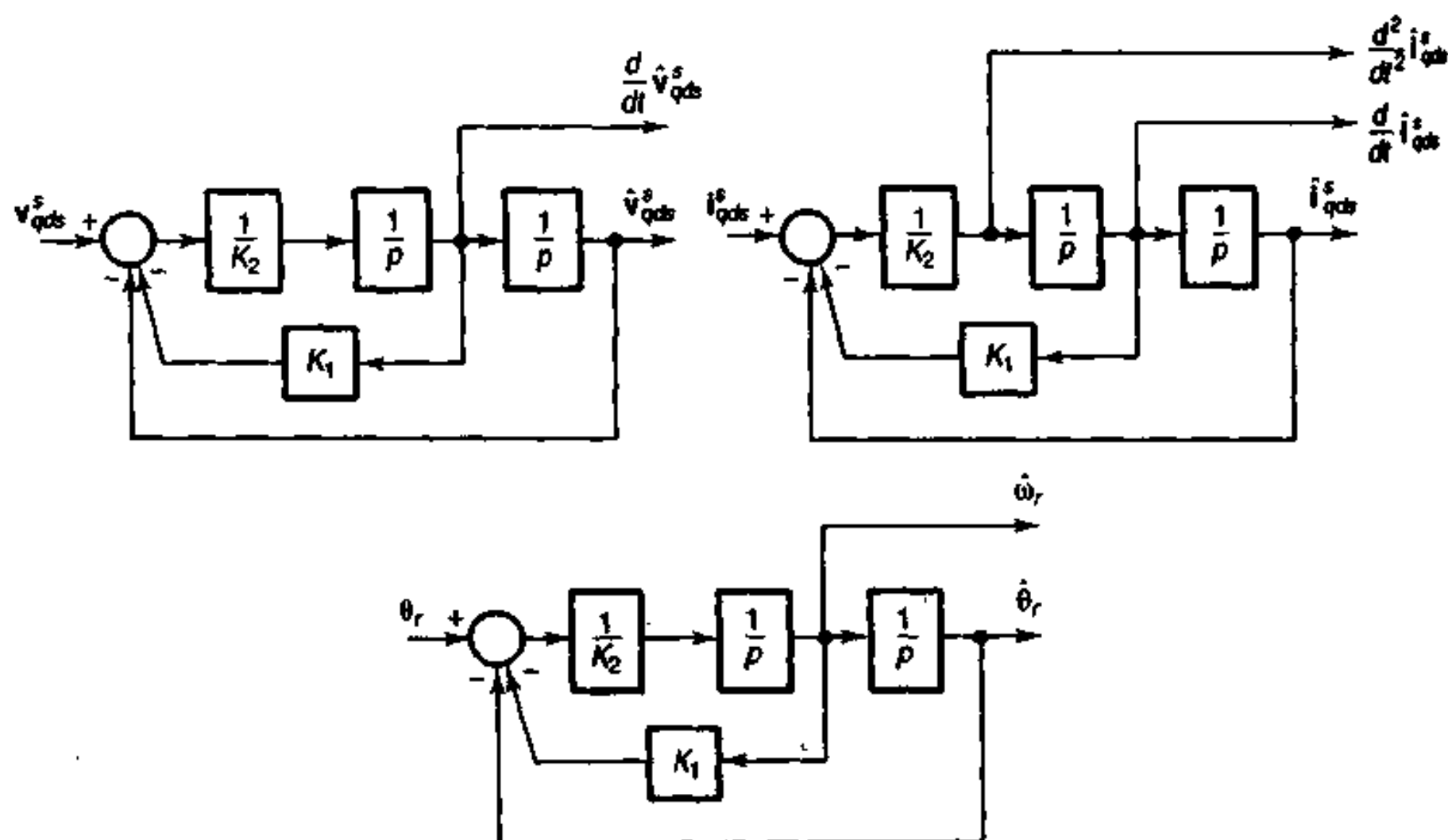


图 5-50 用于求取线性回归分析所需的定子电压、定子电流和转子位置微分的观测器滤波器

由于这种类型的观测器结构不能实现前馈,所以必须使用近乎等于 1 的增益使估计模型不会出现观测器的动态效应。显著的相位差将影响传递函数系数的估计值。虽然模拟的观测器滤波器已成功地制造出来,而为获得匹配特性的数字滤波器是一个更合适的方法。

5.7.3. 转子时间常数和电阻、电感参数的提取

在复系数 A_0 、 A_1 、 B_0 和 B_1 被估计出来之后,对 FO-IM 控制有用的实际参数可按式提取出来:

$$\hat{r}_s = \frac{\text{Re}(A_0)}{\text{Re}(B_0)}, \quad \text{这里的 } \text{Re}(\cdot) \text{ 是指复系数的实部} \quad (5.49)$$

$$\hat{\tau}_r = \frac{\text{Re}(B_1)}{\text{Re}(B_0)} \quad (5.50)$$

已知 r_s 和 τ_r 的估计值,可以估计 L_s :

$$\hat{L}_s = \left[\frac{\text{Re}(A_1)}{\text{Re}(B_1)} - \hat{r}_s \right] \times \hat{\tau}_r \quad \text{或} \quad \hat{L}_s = \left[\frac{\text{Re}(A_1)}{\text{Re}(B_1)} - \frac{\text{Re}(A_0)}{\text{Re}(B_0)} \right] \times \frac{\text{Re}(B_1)}{\text{Re}(B_0)} \quad (5.51)$$

$$\hat{\sigma}L_s = \frac{1}{\text{Re}(B_1)}$$

一旦参数被求出,传动系统的磁场定向部分便可调整到正确的磁场定向。那时,正确工作的磁场定向转矩控制将允许使用简化的机械负载参数分析方法,在下节将展开讨论。

5.7.4. 统计回归模型——机械负载参数

磁场定向算法在设置了适当的实际参数增益后,机械负载参数估计将按类似的步骤进行,除下面的补充条件:

- 假定电磁转矩是已知的(根据正确标定的 FO-IM)。

- 不再要求恒定速度;需要一些加速用以估计惯量。
- 负载通常假定是线性的。

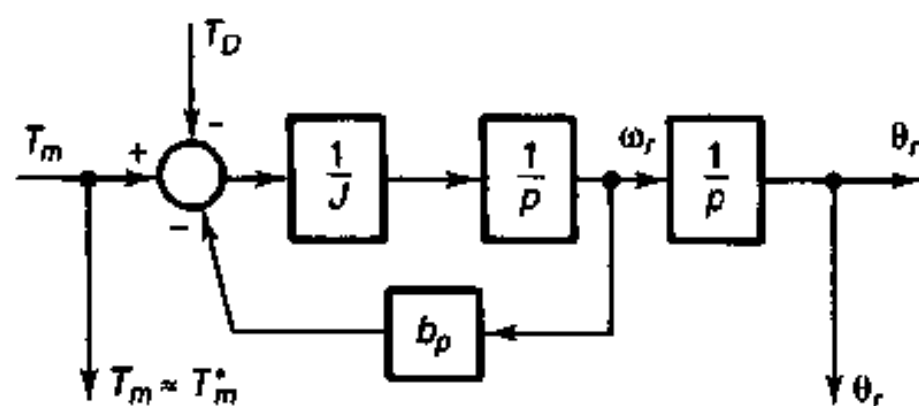


图 5-51 用于线性回归分析的机械负载模型

用于机械负载最通用的模型如图 5-51 所示。这样机械系统的线性回归模型为:

$$\frac{d^2\theta_r}{dt^2} = -A_{m1} \frac{d\theta_r}{dt} + B_{m0} T_m \quad (5.53)$$

为了实现这个简单的方法,必须产生转子位置的导数。这可以用简单的观测器滤波器来完成,如图 5-52 所示。

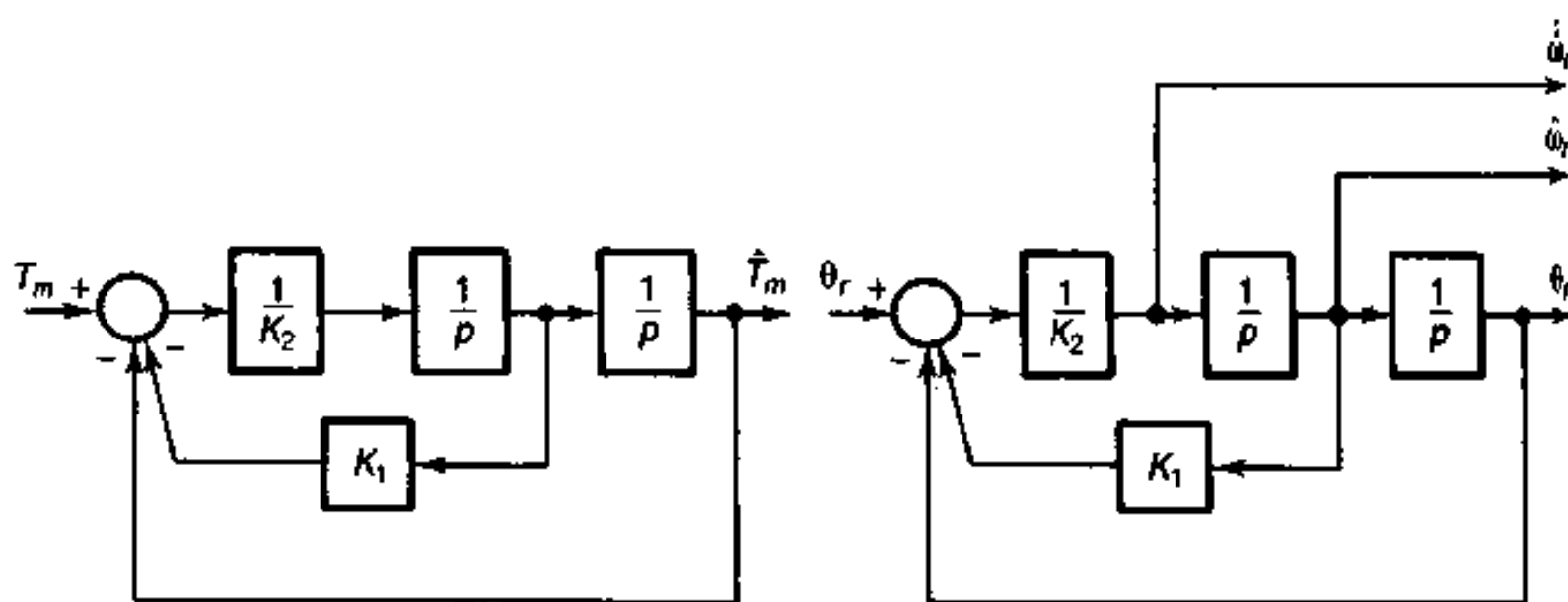


图 5-52 精确线性回归分析所需的转矩输入匹配滤波和求取转子位置导数的观测器滤波器

转矩(给定)和位置必须进行完全一致的滤波以防止明显的相位偏差,否则将影响系数的值。此外,数字滤波器是一种获得一致匹配特性的更为合适的方法。

机械负载参数可以简单地从系数估计出来

$$\hat{J} = \frac{1}{B_{m0}} \quad (5.54)$$

$$\hat{b}_p = \frac{A_{m1}}{B_{m0}} \quad (5.55)$$

余下的问题是,这个方法的运行条件是如何决定参数估计精确性的。

5.7.5. 统计估计的运行条件和输入激励的限制

采用统计方法的参数估计的精确性取决于几个关键因素:

- 激励的谱分布和幅值。

● 由动态响应的各个特征部分激励的响应水平,用 A/D 转换器(用于电压和电流)和角编码器(用于位置)的分辨力相对表示之。

● 相对于要估计的动态响应的采样频率和数据长度。

激励的谱分布对于动态响应特性的估计能力有着重大的影响。激励的谱分布对于感应电动机的参数具有显著的影响,这是因为磁特性以频率为函数变化。这对于高频尤其如此,因为 20 kHz 信号下漏磁路径与电流分布与 5~300 Hz 信号下的有着本质的区别。这意味着以频率非常高的激励信号估计的参数将不适用于估计基波分量特性。像在参考文献[41~43]中使用的那种基于逆变器开关频率输入的技术,不可能提供精确的基波分量模型,除非 PWM 开关频较低,譬如 1~4 kHz。

激励的谱幅度和对应于每个特性的动态响应部分的响应幅值,必须考虑到有关信号获取装置的分辨能力,即 A/D 转换器和轴编码器计数器的最低有效位的分辨率。很明显,如果某一特性的响应结果很小,则信号/分辨力比(也就是信/噪)低下。通常,高频动态响应具有比低频动态更小的幅值。这样,如果对于高频响应不预先设计好高频分布以提供适当的信噪比,要获得精确的参数估计通常是困难的。进一步,只基于运行条件的技术未必适于所有动态特性的估计。

采样频率和数据记录长度会限制被估计的动态特性。如果数据记录包含少于给定频率输入的一个周期,那么要提取那个频率下的模型参数就变得困难了。数据记录短于一个基波频率周期的方法[45]对估计感应电动机等效电路参数遇到的困难是可以预料的。

5.7.6. 关于 FO-IM 统计方法的小结

应当指出的是,所讲述的统计技术是基于数据记录的分批处理的,因此这种技术与自调试在本质上是相容的。此外,由于需要适当形式的激励和检测,所以这些技术用于离线自调试是很理想的。一些现有方法之间的主要区别点就在于自调试所采用的激励形式的不同[53,54]。通过比较,统计方法的这些特点使得它不适用于连续自校正。

5.7.7. FO-IM 参数估计的自适应控制方法

还有不少参数估计方法可以用于 FO-IM,它们是基于自适应控制技术的。这样的方法包括:

- 递推、最小二乘参数估计[47,48]。
- 模型参考自适应控制(MRAC)[51~55]。
- 无差拍自适应控制[56~59]。

这些技术的每一种都适用于 FO-IM 传动系统的连续自校正。区分这些技术的主要着眼点是闭环自适应动态性能和每种方法所需要的处理开销。另外,由于所使用模型的特点,并不是所有的技术都可以工作在低速下的。

5.7.8. 递推,最小二乘

递推,最小二乘参数估计技术的基本原理如图 5-53 所示。该方法是自适应控制的特殊形式,参数估计按照指数衰减的响应特性进行迭代和修正。虽然这样的方法是可行的,但它们仍然像批次处理方法一样,对激励条件是敏感的。此外,这样的系统响应从整个的处理需求来看仍然是偏慢的。

5.7.9. MRAC 方法

MRAC 方法的基础是将实际的检测值与一个可行的模型进行比较。对于感应电机,最

常用的模型是 5.5 节已经讨论的并分别示于图 5-38 和图 5-39 的电压模型和电流模型。这种类型 MRAC 的一种形式如图 5-54 所示[35]。

几种不同形式的 MRAC 已为各自的研究者实现了[55~59]。一个通常不希望有的 MRAC 特性是自适应控制的误差项 ϵ 的非线性乘积。这种类型的非线性常用以降低对与模型不相关的噪声和负载干扰的敏感性。实际上,误差项是一个互相关乘积,该乘积在本质上使与模型无关的信号最终被平均

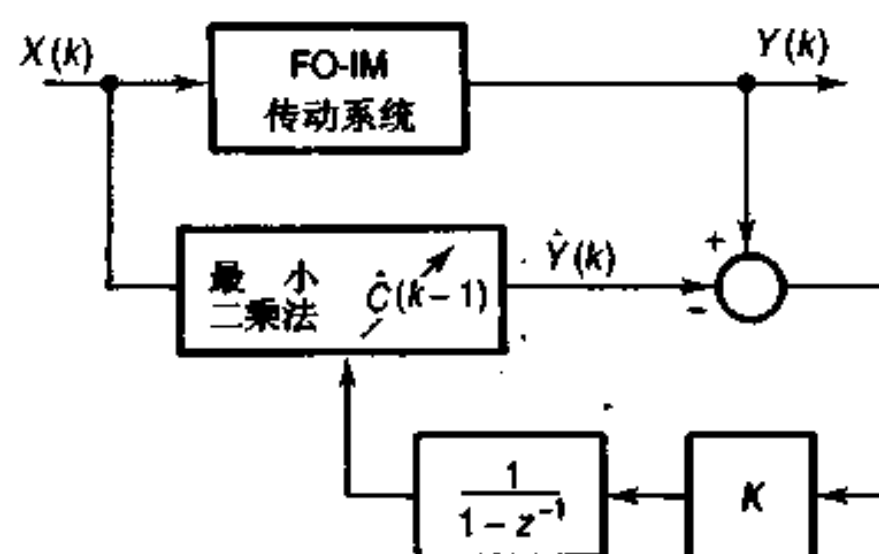


图 5-53 用于参数估计的递推、最小二乘统计方法

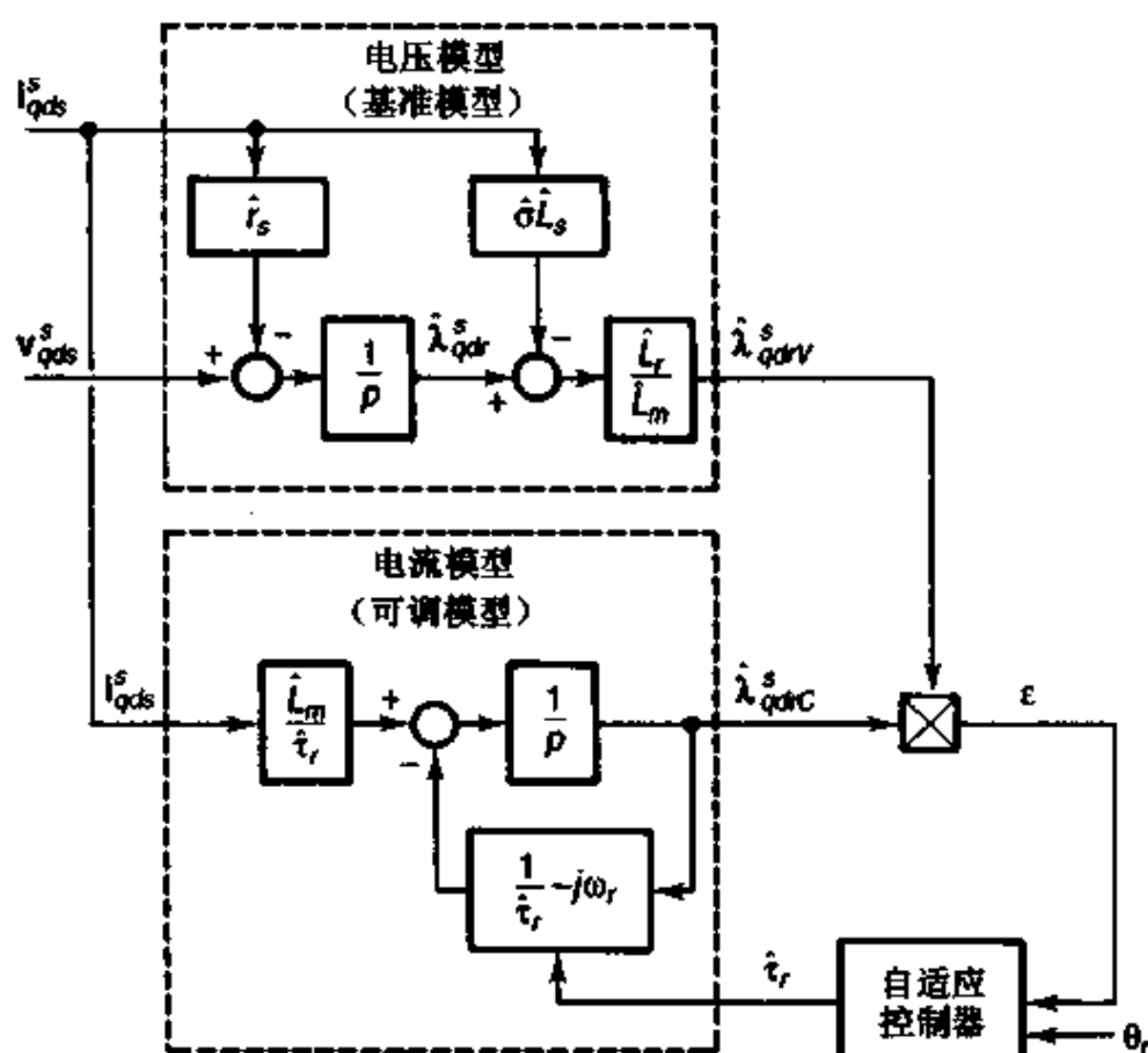


图 5-54 基于电压模型和电流模型的模型参考自适应控制器

掉。然而,就是这个非线性同时也使闭环自适应的动态响应变得依赖于工作点。这样的随工作点变化的动态特性是我们所不希望的,因为系统必须按最坏情况进行调整,结果对另外的运行条件将是失调的。

5.7.10. 无差拍自适应控制方法

无差拍自适应控制方法是试图通过构造一个控制器来解决工作点变动的动态问题。该控制器必须在它的一个采样周期内确定其自适应值。这样的控制结构在离散时间控制理论中是众所周知的,因为它具有很理想的闭环动态性能。图 5-55 所示为一个用于间接 FO-IM 传动系统的无差拍自适应控制器的一般模型。这里,转子电阻的变化被模拟为对控制器的一

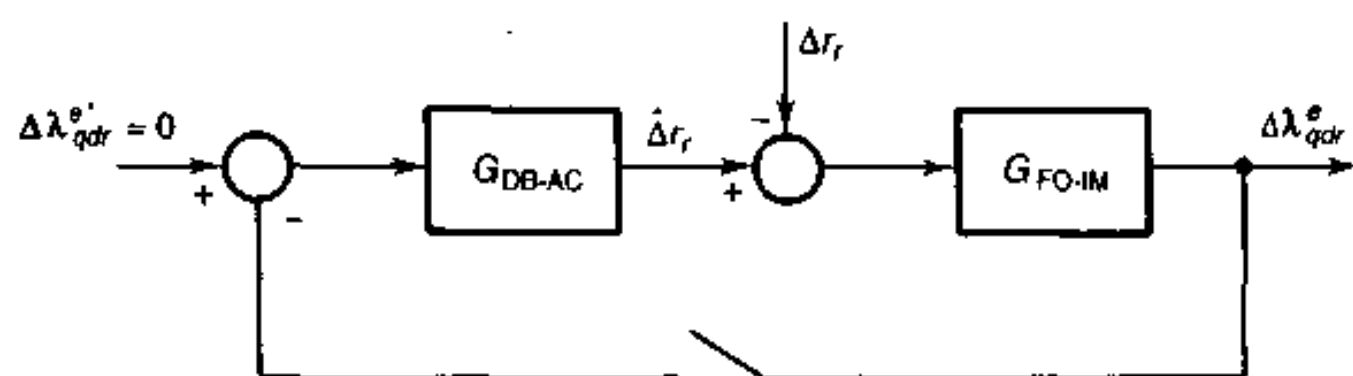


图 5-55 用于间接 FO-IM 的无差拍自适应控制器的一般形式

种扰动[56]。

无差拍控制通常属于闭环的离散时间系统,该系统能做到指令与响应之间只有一个采样周期的延迟。这个等效闭环指令跟踪系统的传递函数为:

$$\frac{\Delta\lambda_{qdr}^{e*}}{\Delta\lambda_{qdr}^e} = z^{-1} \quad (5.56)$$

这里, $\Delta\lambda_{qdr}^{e*}$ ——期望的转子磁通变化,正常=零;

$\Delta\lambda_{qdr}^e$ ——测得的转子磁通变化,正常=观测器的估计值。上式或表示为差分方程模型

$$\Delta\lambda_{qdr}^{e*}(k) = \Delta\lambda_{qdr}^e(k-1) \quad (5.57)$$

为得到这种类型的指令响应,控制器的构成如下

$$G_{DB-AC}(z) = G_{FO-IM}(z)^{-1} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (5.58)$$

这里,该无差拍指令响应控制器由两部分组成:

$$\begin{array}{ll} G_{FO-IM}(z)^{-1} & \text{FO-IM 的逆模型} \\ \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} & \text{一步延迟的积分处理} \end{array}$$

值得指出的是,这个无差拍控制器利用

- FO-IM 的逆模型来计算转子电阻的变化, $\Delta\hat{r}_r$, 由它得出期望的输出变化, $\Delta\lambda_{qdr}^{e*}$;
- 积分过程来保持 $\Delta\hat{r}_r$ 的值^①, 以维持期望的输出, $\Delta\lambda_{qdr}^{e*}$ 。

对于该无差拍系统,闭环抗干扰传递函数是

$$\frac{\Delta\hat{r}_r}{\Delta r_r} = z^{-1} \quad (5.59)$$

或表示为差分方程模型

$$\Delta\hat{r}_r(k) = \Delta r_r(k-1) \quad (5.60)$$

这样,无差拍控制器就能够在刚好一个采样周期时间之后完成自适应修正。

该方法的限制,感应电动机为一个非线性模型,因此不能直接求逆。然而,工作点(摄动或小信号)模型可以求逆。这样的逆模型是电动机工作点的函数。因此,一个采样周期的无

①. 原书为 $\Delta\lambda_{qdr}^{e*}$, 疑排版有误,根据 Proc. IEEE Vol. 82 no. 8 p. 1237, 本书改为 $\Delta\hat{r}_r$ 。

差拍自适应动态特性仅对工作点附近小的变化是严格正确的。图 5-56 所示为工作点无差拍自适应控制器的形式。这里,为了与间接 FO-IM 相一致,把转子电阻的变化表示为转差增益的变化。该控制器可按图 5-57 [59]来实现,其理论上的自适应动态特性为

$$\frac{\Delta \hat{K}_{sr}}{\Delta K_{sr}} = z^{-1} \quad (5.61)$$

对于这种控制器,有两个重要的问题必须说明:

- (1) 无差拍控制器采样速率的选择。
- (2) 感应电动机逆模型的取得。

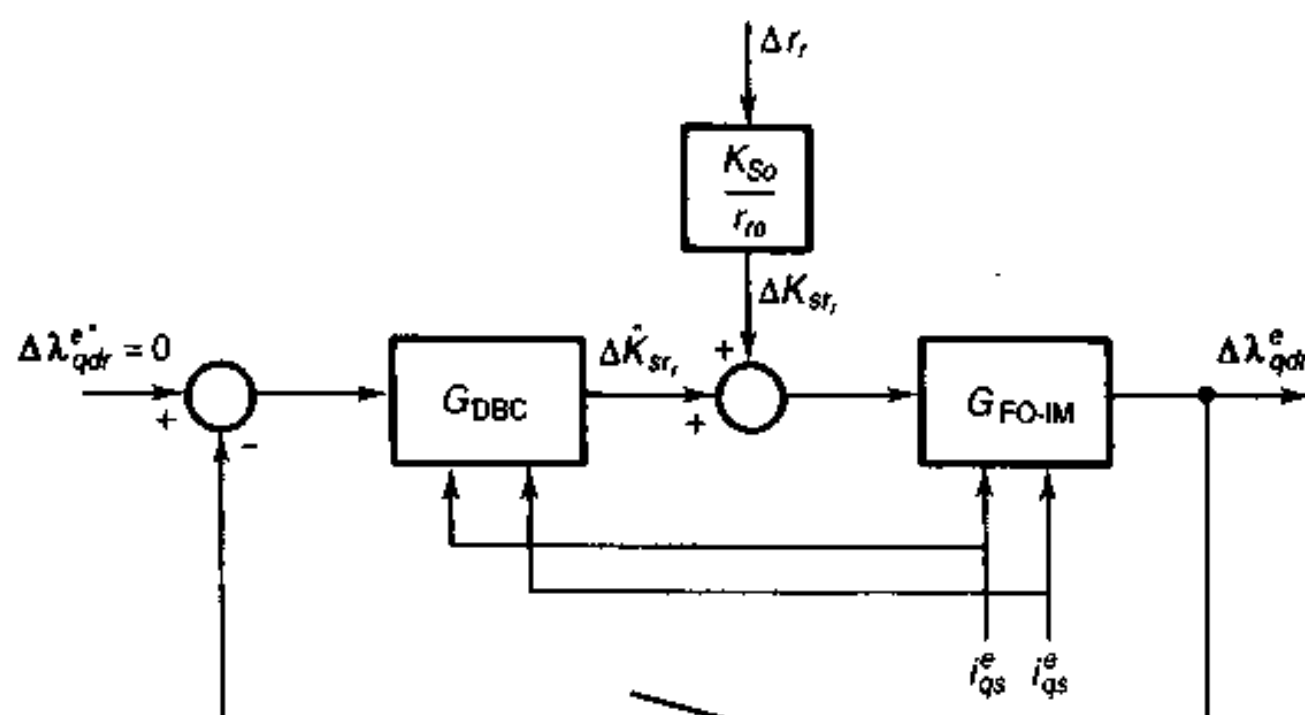


图 5-56 用于间接 FO-IM 的工作点无差拍自适应控制器

通过选择一个非常慢的采样速率,使得在新的采样开始时磁通的变化基本上已稳定下来,这样选择的采样速率可以使模型求逆大为简化。这与以采样速率构成无差拍控制器的一般要求是一致的。这样,在一个采样周期内,实际上可以实现完整的响应。10—采样速率是足够慢的,以便能够实现这种自适应作用。

现在,模型的求逆可看做是一个简单的增益关系[56]:

$$\Delta K_r = \Delta m \Delta \chi_{dr}^{*-1} \quad (5.62)$$

这里, $\dot{m} \equiv \frac{L_m}{\tau_r}$ 和 $\frac{\Delta m}{m} \equiv \frac{\Delta \chi_{dr}^{-1}}{\chi_{dr}^{-1}} + \frac{\Delta \chi_{qr}}{\hat{L}_m i_{qs}^*}$

这种方法给出的是一个简单的算法而且是一个非常容易实现的实时控制方法。该方法在一个采样周期(0.1 s)期间内,只要转子电阻的变化很小,便可得到差不多无差拍的响应。因为转子温度时间常数相对这个采样速率是很长的,所以该方法已被证实可产生一个非常均匀的动态自适应。

通过提高磁通估计器的精度,无差拍自适应控制方法可得到进一步的改善。文献[59]中介绍的一种改进了的方法可用于 FO-IM 传动系统,那里磁通分布有某种程度的饱和。

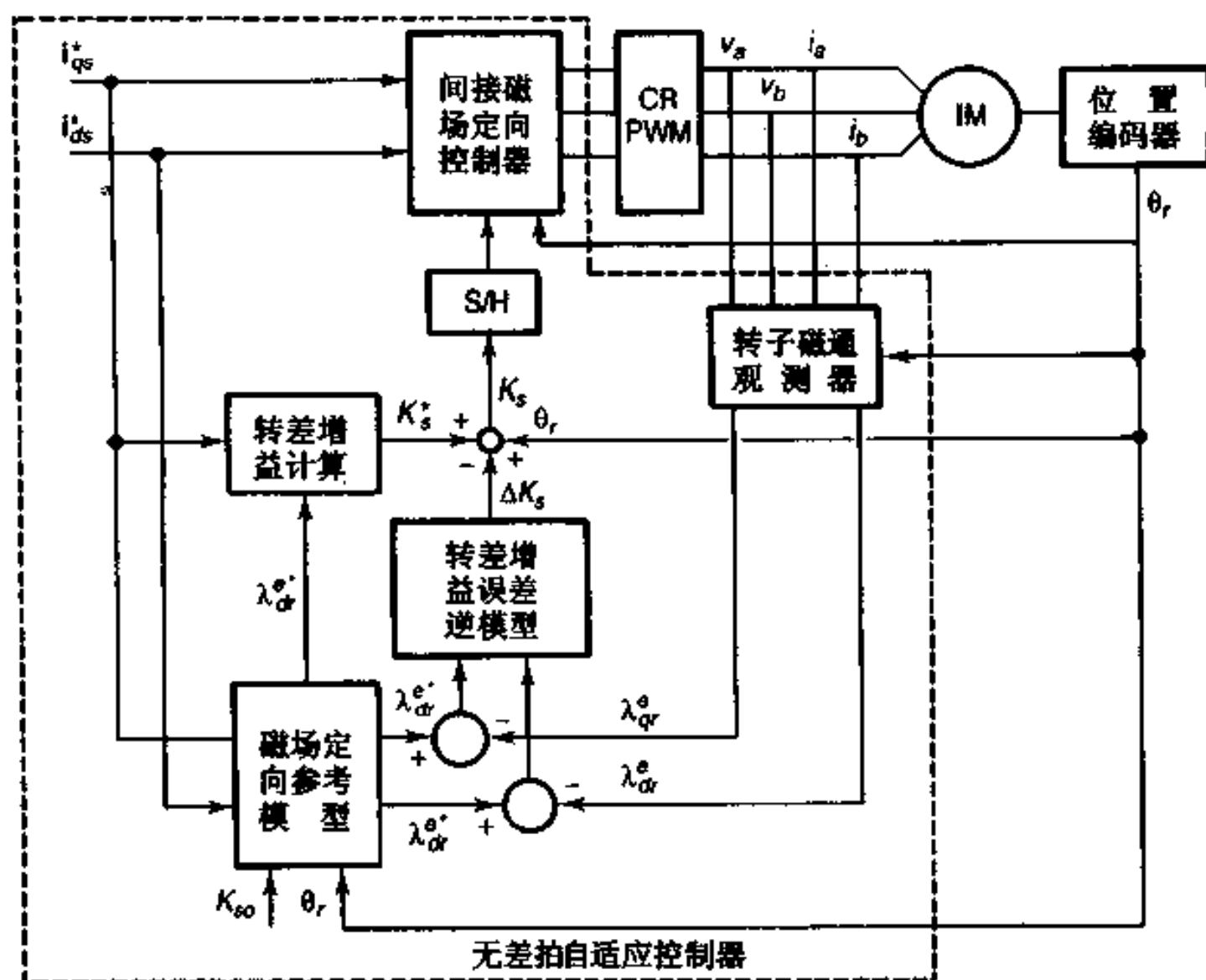


图 5-57 用于间接 FO-IM 的工作点无差拍自适应控制器的实现

5.8. 结 论

本章开发的现代运动控制的结构,明确地把重点放在高精度的转矩控制上。已经证明,转矩幅值的精度、宽带宽的动态转矩控制和低幅值的转矩失真,对于获得运动控制的动态稳定性和对指令的零跟踪误差是必需的。

本章阐明了磁场定向感应电动机控制如何使感应电动机伺服系统能产生现代运动控制所需要的转矩控制特性。同时,又说明了在磁场定向控制器或转矩电流调节器中的误差将引起低频转矩动态、不正确的转矩幅值和转矩畸变。特别说明了间接磁场定向对参数尤其敏感。也指出了采用简单的开环电压模型磁通观测器的直接磁场定向与运动控制所常常要求的低速转矩控制是不相容的。

这一章里还提出了一些与磁场定向转矩控制大致相容的电流调节器,尽管其性能高低的层次不同。每种电流控制器的性能最终决定着所能达到的运动控制性能的水平。此外,每种控制器都有与其实实现相关联的一系列不同的限制和/或费用。所提到的预测(近乎最优)电流调节器为磁场定向感应电动机运动控制提供了最好性能的选择。然而,这种控制器的结构当前只适用于离散脉冲调制方法,例如应用在谐振链接逆变器。

在本章中提到的磁通和转矩控制器说明了直接磁场定向是多么容易实现,并且适用于运动控制。零速性能可以很容易地得到,这主要是因为在磁通观测器中使用了位置反馈传感

器。说明了零速直接磁场定向是如何通过开环观测器利用定子磁通或转子磁通而得到的。进一步还说明了如何借助于闭环观测器来改善直接磁场定向对参数的敏感性。最后,说明了对于感应电动机运动控制,采用转子磁通的磁场定向并结合带有定子磁通调节是非常合适的解决方案。

本章还提到了两种磁场定向感应电动机运动控制的自调试和自校正的基本方法。统计方法表明是非常适合于传动装置的初始自调试的。自适应控制方法,特别是无差拍自适应控制器是磁场定向感应电动机运动控制连续自校正的最实用的方法。本章所提方法集中地说明了,感应伺服电动机传动技术应用于高性能运动控制是十分先进和很有发展前途的。

致 谢

作者衷心感谢威斯康辛电机和电力电子集团的工业赞助部对这项基础研究的支持,该项研究已经得出了本章所讨论的多项技术开发成果。

术语符号表

缩 写

FO-IM——磁场定向感应电动机
MRAC——模型参考自适应控制
PI——比例积分控制算法

符 号

b_p ——机械系统模型的粘滞阻尼系数
 i_{qdr} ——以复矢量表示的转子电流,
即 $i_{qdr} \equiv i_{qr} - ji_{dr}$ 或实矢量表示
为 $i_{qdr} \equiv [i_{qr}, i_{dr}]^T$
 i_{qds} ——定子电流
 J ——电动机+负载的转动惯量
 L_{lr} ——转子漏感
 L_{ls} ——定子漏感
 L_m ——励磁电感
 L_r ——转子自感, $L_r = L_m + L_{lr}$
 L_s ——定子自感, $L_s = L_m + L_{ls}$
 p ——微分算子; 稳态时 $p = j\omega_e$
 P ——极数
 r_r ——转子电阻
 r_s ——定子电阻
 r'_s ——定子瞬态电阻,
 $r'_s \equiv r_s + r_r L_m^2 / L_r^2$
 S ——转子转差标么值
 $S\omega_e$ ——转子转差频率
 T_d ——扰动(负载)转矩
 T_m ——电磁转矩
 T'_m ——规范化电磁转矩,
 $T_m \equiv 3/2 P/2 T'_m$
 T ——采样时间
 v_{qds} ——以复矢量表示的定子电压, 即
 $v_{qds} \equiv v_{qs} - jv_{ds}$ 或实矢量表示
为 $v_{qds} \equiv [v_{qs}, v_{ds}]^T$

λ_r ——转子磁通幅值
 λ_s ——定子磁通幅值
 λ_{qds} ——以复矢量表示的定子磁通,
即 $\lambda_{qds} \equiv \lambda_{qs} - j\lambda_{ds}$ 或实矢量
表示为 $\lambda_{qds} \equiv [\lambda_{qs}, \lambda_{ds}]^T$
 λ_{qdr} ——转子磁通
 σ ——漏磁或耦合系数,
 $\sigma \equiv 1 - L_m^2 / L_r L_s$
 σL_s ——定子瞬态电感,
 $\sigma L_s \equiv L_s - L_m^2 / L_r$
 τ_r ——转子时间常数, L_r / r_r
 θ_r ——转子位置(电弧度)
 θ_{rf} ——转子磁通角(电弧度)
 θ_{sf} ——定子磁通角(电弧度)
 ω_{br} ——转子截止频率, 即在静止坐
标系中 $\omega_{br} \equiv r_r / L_r - j\omega_r$
 ω_e ——基波激励频率(rad/s)
 ω_r ——转子速度(rad/s)
 ω_s ——转差频率(rad/s)

上下标

$\hat{}$ ——估计值
 $*$ ——指令或参考值
 e ——任意参照的同步坐标系的值
 i ——与引入信号同步的值
 r_r ——转子电流定向的同步坐标系
的值
 r_f ——转子磁通定向的同步坐标系
的值
 s ——静止坐标系的值
 s_f ——定子磁通定向的同步坐标系
的值

参 考 文 献

- [1] Novotny, D. W., "A comparative study of variable frequency drives for energy conservation applications," University of Wisconsin Report #/ECE-81-4, 1981.
- [2] Davis, R. M., "Inverter-fed induction machines," *Proc. of Drives/Motors/Controls '82*, Leeds, England, pp. 66-75, 29 June-1 July 1982.
- [3] Lipo, T. A., and F. G. Turnbull, "Analysis and comparison of two types of square wave inverter drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-11, no. 2, pp. 137-147, March/April 1975.
- [4] Houldsworth, J. A., and W. B. Rosink, "Introduction to PWM speed control system for 3-phase AC motors," *Electronics Components and Applications*, Vol. 2, no. 2, February 1980.
- [5] Bowes, S. R., "New sinusoidal pulse width-modulated inverter," *Proc. IEE*, Vol. 122, pp. 1279-1285, November 1975.
- [6] Lorenz, R. D., "Microprocessor control of motor drives and power converters," Chapter 4, *Microprocessor Motion Control of AC and DC Drives*, IEEE Tutorial Course Note Book from 1991, '92 & '93 IEEE, IAS Annual Meetings, IEEE Publishing Services #THO587-6.
- [7] Lorenz, R. D., and K. VanPatten, "High resolution velocity estimation," *IEEE Trans. In. Appl.*, Vol. 27, no. 4, pp. 701-708, July/August 1991.
- [8] Schmidt, P. B., and R. D. Lorenz, "Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of DC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 594-599, May/June 1992.
- [9] Moatemri, M. H., P. B. Schmidt, and R. D. Lorenz, "Implementation of a DSP-based, acceleration feedback robot controller: Practical issues and design limits," *IEEE-IAS Conf. Rec.*, pp. 1425-1430, 1991.
- [10] Hasse, K., "Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichter- gespeisten asynchron-kurzschlublaufermaschinen," Ph.D. dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, July 17, 1969.
- [11] Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating machines," *Siemens Review*, Vol. 39, no. 5, pp. 217-220, 1972.
- [12] de Doncker, R., and D. W. Novotny, "The universal field oriented controller," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 450-456, October 1988.
- [13] Xu, X., and D. W. Novotny, "Selection of the flux reference for induction machines in the field weakening region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, no. 6, pp. 1353-1358, November/December 1992.
- [14] Nordin, K. B., D. W. Novotny, and D. S. Zinger, "The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems," *IEEE-IAS Trans.*, Vol. 1A-21, no. 4, pp. 1009-1015, July/August 1985.
- [15] Lorenz, R. D., and D. W. Novotny, "Optimal utilization of induction machines in field oriented drives," *J. Electrical and Electronic Engin.*, Australia, Vol. 10, no. 2, pp. 95-100, June 1990.
- [16] Wallace, I. T., D. W. Novotny, R. D. Lorenz, and D. M. Divan, "Increasing the dynamic torque per ampere capability of induction machines," *IEEE-IAS Conf. Rec.*, pp. 14-20, 1991.
- [17] Brod, D. M., and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 1A-21, no. 4, pp. 562-570, May/June 1985.
- [18] Brod, D. M., "Current control of VSI-PWM inverters," M.S.E.E. thesis,

University of Wisconsin, 1984.

- [19] Rowan, T., "Analysis of naturally sampled current regulated pulse width modulated inverters," Ph.D. thesis, University of Wisconsin, 1985.
- [20] Salama, S., and S. Lennon, "Overshoot and limit cycle free current control method for PWM inverters," European Power Electronics Conference, Florence, pp. 3-247-3-251, 1991.
- [21] Schauder, C. D., and R. Caddy, "Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-18, no. 2, pp. 163-171, March/April 1982.
- [22] Rowan, T., and R. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, no. 4, pp. 678-690, July/August 1986.
- [23] Holtz, J., and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," *Int. Power Electronics Conf.*, Tokyo, pp. 1665-1675, March 27-31, 1983.
- [24] Nabae, A., S. Ogasawara, and H. Akagi, "A novel control scheme for current-controlled PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, no. 4, pp. 697-701, July/August 1986.
- [25] Habetler, T. G., and D. M. Divan, "Performance characterization of a new, discrete pulse modulated current regulator," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 395-403, October 1988.
- [26] Böcker, J., and J. Janning, "Discrete-time flux observer for PWM fed induction motors," *Proc. EPE*, Florence, pp. 171-176, 1991.
- [27] Bottura, C. P., J. L. Silvino, and P. Resende, "A flux observer for induction machines based on a time-variant discrete model," *Proc. APEC*, 1991.
- [28] Franceschini, G., C. Tassoni, and A. Vagati, "Flux estimation for induction servo motors," *Proc. IPEC-Tokyo*, pp. 1227-1234, 1990.
- [29] Franceschini, G., M. Pastorelli, F. Profumo, C. Tassoni, and A. Vagati, "About the gain choice of flux observer in induction servo motors," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 601-606, 1990.
- [30] Hori, Y., V. Cotter, and Y. Kaya, "A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system," *IFAC 10th Triennial World Congress*, Munich, FRG, pp. 363-368, 1987.
- [31] Hori, Y., and T. Umeno, "Implementation of robust flux observer based field orientation (FOFO) controller for induction machines," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 523-528, 1989.
- [32] Hori, Y., and T. Umeno, "Flux observer based field orientation (FOFO) controller for high performance torque control," *Proc. IPEC-Tokyo*, pp. 1219-1226, 1990.
- [33] Jansen, P. L., and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 570-577, October 1992.
- [34] Jansen, P. L., C. O. Thompson, and R. D. Lorenz, "Observer-based direct field orientation for both zero and very high speed operation," *Proc. PCC-Yokohama*, Japan, pp. 432-437, April 1993.
- [35] Jansen, P. L., and R. D. Lorenz, "Accuracy limitations for velocity and flux estimation in direct field oriented induction machines," *Proc. EPE Conf.*, Brighton, UK, September 1993.
- [36] Jansen, P. L., R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, "Observer-based direct field

- orientation: Analysis and comparison of alternative methods." *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, Toronto, pp. 536-543, October 1993.
- [37] Kubota, H., and K. Matsuse, "Flux observer of induction motor with parameter adaption for wide speed range motor drives," *Proc. IPEC-Tokyo*, pp. 1213-1218, 1990.
 - [38] Kubota, H., K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 380-384, 1991.
 - [39] Matsuse K., and H. Kubota, "Deadbeat flux level control of high power saturated induction servo motor using rotor flux observer," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 409-414, October 1991.
 - [40] Nilsen, R., and M. P. Kazmierkowski, "New reduced-order observer with parameter adaption for flux estimation in induction motors," *PESC*, pp. 245-252, 1992.
 - [41] Xu, X., R. de Doncker, and D. W. Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive," *1988 Power Electronics Specialist's Conference*, Kyoto, Japan, pp. 870-876, April 1988.
 - [42] Xu, X., R. de Doncker, and D. W. Novotny, "Stator flux orientation control of induction machines in the field weakening region," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 437-443, October 1988.
 - [43] Xu, X., and D. W. Novotny, "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, October 1990.
 - [44] Bendat, J. S., and A. G. Piersol, *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*, Wiley-Interscience, New York, 1971.
 - [45] Box, G. E. P., and G. M. Jenkins, *Time Series Analysis, Forecasting and Control*, Holden Day, San Francisco, 1970.
 - [46] Holtz, J., and T. Thimm, "Identification of machine parameters in a vector controlled induction motor drive," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, pp. 601-606, October 1989.
 - [47] Vélez-Reyes, M., K. Minami, and G. C. Verghese, "Recursive speed and parameter estimation for induction machines," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, San Diego, pp. 607-611, October 1989.
 - [48] Borgard, D. E., G. Olsson, and R. D. Lorenz, "Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives," *Conf. Rec. of the IEEE-IAS Annual Meeting*, Denver, pp. 503-600, October 2-6, 1994.
 - [49] Matsuo, T., and T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 21, no. 4, pp. 624-632, May/June 1985.
 - [50] Wang, C., D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field-oriented drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, no. 1, pp. 151-159, January/February 1988.
 - [51] Lorenz, R. D., and D. B. Lawson, "A simplified approach to continuous, on-line tuning of field oriented induction machine drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, no. 3, pp. 420-425, May/June 1990.
 - [52] Garces, L. J., "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 16, no. 2, pp. 173-178, March/April 1980.
 - [53] Zai, L. C., and T. A. Lipo, "An extended kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives," *1987 IEEE Industry*

Applications Soc. Annual Meeting, October 1987.

- [54] Sugimoto, H., and S. Tamai, "Secondary resistance identification of an induction-motor applied model reference adaptive system and its characteristics," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 23, no. 2, pp. 296–303, March/April 1987.
- [55] Rowan, T. M., R. J. Kerkman, and D. Leggate, "A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine," *1989 IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting*, pp. 579–587, 1989.
- [56] Hung, K. T., and R. D. Lorenz, "A rotor flux error-based adaptive tuning approach for feedforward field-oriented induction machine drives," *1990 IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting*, pp. 589–594, October 1990.
- [57] Hung, K. T., "A slip gain error model-based correction scheme of near-dead-beat response for indirect field orientation," Master's thesis, University of Wisconsin-Madison, 1990.
- [58] Moreira, J. C., "A study of saturation harmonics with applications in induction motor drives," Ph.D. thesis, University of Wisconsin-Madison, 1990.
- [59] Moreira, J. C., K. T. Hung, T. A. Lipo, and R. D. Lorenz, "A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field oriented induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 1359–1366, November/December 1992.

第6章 永磁交流电动机的变频传动

Thomas M. Jahns

6.1 引言

永磁交流(PMAC)电动机为现代运动控制系统的设计者提供了一种具有诸多优点和适用广泛的装置。PMAC 电动机可以设计成各种不同的几何形状,在第2章中已做过论述,图6-1中给出了几种常用的范例。采用永久磁铁产生气隙磁通而不需要外部励磁,这样就有可能设计出具有极好效率特性的 PMAC 电动机。这种高效率的优点在世界许多地区正在变得越来越有价值,那里的市场趋向和政府法令正日益关注各类电器装置的降低能耗问题。例如,在家用电器以及取暖器、通风和空调设备方面,在70年代美国政府就逐渐提高了对耗能效率的最低要求[1]。

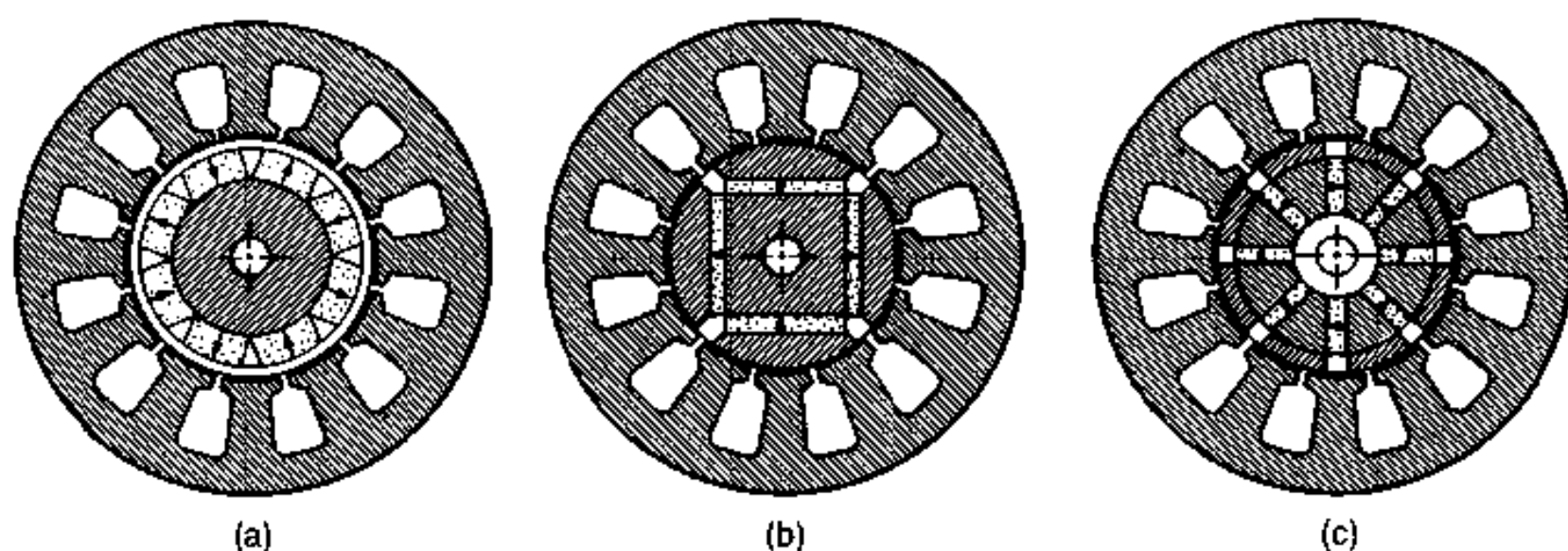


图 6-1 PMAC 电动机转子的各种几何形状
(a) 表面磁极 (b) 内装径向磁极 (c) 内装切向磁极
磁性材料由带点的区域标示,箭头指示磁场极性

另一方面,合理应用永久磁铁可能带来的低损耗,可使电机设计获得极高的功率密度以及转矩/惯量比(T/J)[2]。这些特性对于那些要求快速动态响应的加速器和伺服装置来说,具有很大的吸引力。

此外,PMAC 电动机为电气装置设计者提出了一个特殊的设计问题,因为它是一种没有转子附加绕组的同步电动机,所以必须配有电力电子装置才能运行。作为产生有效静态转矩的前提条件,驱动电子装置产生的频率必须与转动速度严格同步。这点与感应电动机不同,感应电动机通常是由恒定频率交流电源(50 或 60 Hz)供电的。因此,PMAC 电动机特别

适用于运动控制装置。可以证实,相对于这种电动机所提供的极好的效率和动态响应特性,付出电力电子装置的花费还是合算的。

本章旨在回顾自 70 年代以来开发的 PMAC 电动机的运动控制技术。PMAC 电动机的两种主要类型——梯形和正弦形——已在第 2 章中介绍,它们在控制要求和运行特性方面都有一些显著区别。本章将讨论 PMAC 电动机的这两种主要类型在控制方面的共同点和不同点。对 PMAC 电动机采用弱磁技术以扩大调速范围的特殊控制方法也将进行讨论。为取消轴上安装的位置传感器,PMAC 电动机转速与激励波形之间的同步要求将在本章的后部分予以论述。在讨论了这种先进的传动控制技术之后,将把 PMAC 电动机传动和其他与之竞争的电动机传动方式进行比较。本章的结尾部分将简要介绍一些 PMAC 电动机传动系统,以此说明其广阔的应用前景,最后讨论未来发展方向。

6.1.1. 背景

PMAC 电动机传动控制的出现是永磁电动机发展过程中两种不同开发路线汇合的结果。一条路线是早期发展的可直接起动的带有转子鼠笼绕组的 PMAC 电动机,这种电机是为直接由公用交流电网供电的运行方式设计的。这种特殊类型的混合式 PMAC 电动机采用铝镍钴永磁合金,它的出现可追溯至 50 年代[3,4]。这类电机在某些重要的工业设备中得到了广泛应用,例如纺织生产线,那里大量的电动机均要求以相同的速度运行[5]。

在其后的 70 年代,经过大量研究、设计改进的直接起动型 PMAC 电动机,已成为工业应用中有效的节能装置。已开发出采用铁氧体和稀土磁铁、功率大于 1 马力的直接起动型 PMAC 电动机,具有很好的效率特性[6],但是其最终生产成本高于传统的感应电动机,难以被广阔的市场所接受。然而,这表明在这类大功率 PMAC 电动机发展中取得了显著的技术进步,这一领域的研究工作直至今日仍在继续[7]。

第二条发展路线的标志是永磁直流(PMDC)伺服电动机开始取代传统的带励磁绕组的直流电动机。这种永磁直流伺服电动机在 60 年代已用于高性能机床的伺服机构,那时静态直流斩波电路已达到商用产品的水平[8]。高强度稀土永久磁铁的有效利用,为开发有竞争力的快速响应 PMDC 伺服电动机创造了条件[9]。与带励磁绕组的传统直流电动机相比,它没有静态损耗也无需附加的电路装置。

最后,在 70 年代,这两条发展路线汇合在一起,从而产生了 PMAC 电动机(没有转子鼠笼),它与可调频逆变器结合在一起实现了高性能的运动控制[10]。这种结构的明显效果是消除了 PMDC 整流子电动机的转子惯量大和电刷磨损两大缺点。首先开发的是采用梯形 PMAC 电动机的“无刷直流电动机”[11],这种结构可以简化控制装置,在 6.3 节将作更详尽的讨论。此后在 70 年代后期及 80 年代,由于在感应电动机控制上采用的数字实时控制硬件以及矢量控制技术的飞速发展,为开发高性能 PMAC 电动机传动提供了可能[12]。

6.1.2. 运动控制的性能要求

虽然有关电动机驱动性能的一些基本问题已在第 2 章中做过介绍,这里将对几个关键问题进行简要回顾,目的是为下面关于 PMAC 电动机控制技术的讨论打下基础。PMAC 电动机传动所要求的、典型的转矩-转速特性属于图 6-2 所给出的两类特性曲线之一。图 6-2 (a)所示的“恒转矩”运行,其特点是具有方形的转矩-转速特性区,它要求在所有转速直至最高转速 ω_m 都能获得最大转矩 T_b 。加速器和伺服系统是典型的恒转矩运行的例子,在全部转速范围内它借助最大转矩来保证最快的动态响应。PMAC 电动机特别适用于恒转矩运

行,因为转子永久磁铁产生的气隙磁通保持为常值。

图 6-2(b)所示的“恒功率特性”,在基速 ω_b 以上的很宽的转速范围内,其转矩-转速特性服从恒功率的双曲线特性($T_e \cdot \omega_r = P_0 = \text{常值}$)。电气牵引是一个非常近似于恒功率运行的例子,在低速加速时要求高转矩,而在高速运行时要求较低转矩。恒功率运行对于 PMAC 电动机来说是一个特殊问题。因为它没有传统直流他励电动机那种可以直接减弱磁通的励磁绕组。然而,PMAC 电动机也可获得“弱磁”控制的同样效果,这点将在本章后面讨论。

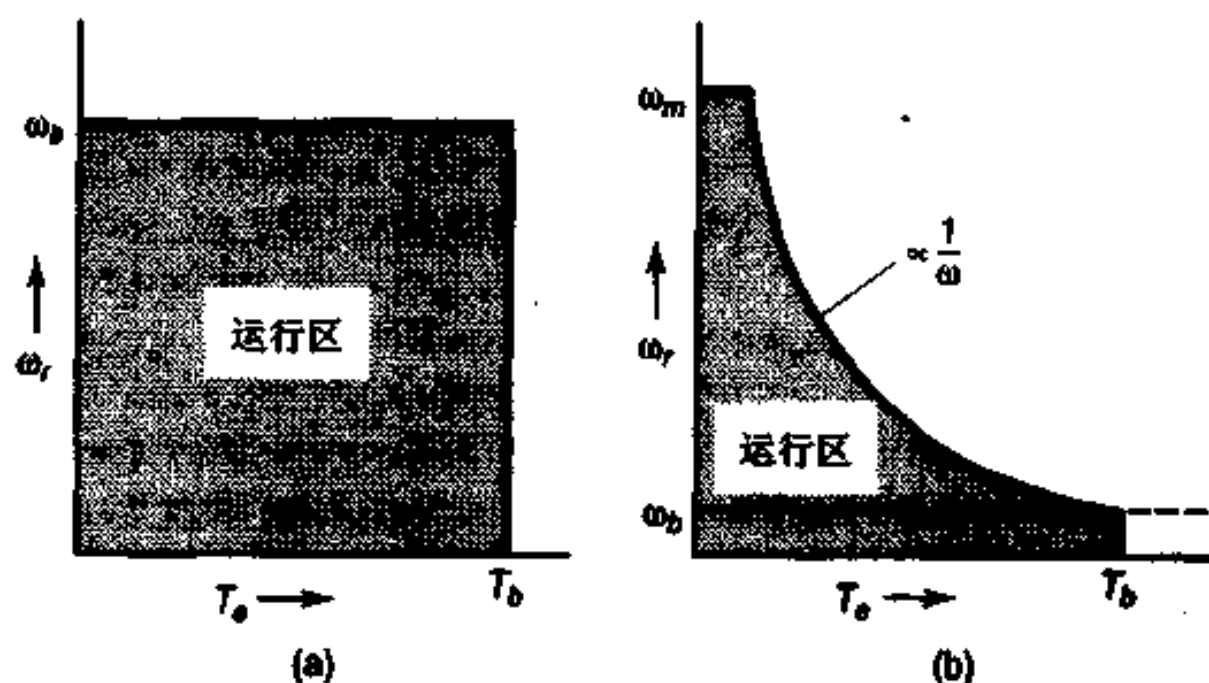


图 6-2 各类转矩-转速运行曲线
(a) 恒转矩 (b) 恒功率

虽然前面讨论的是电动机正转矩、正转速的单象限运行情况,然而许多控制应用要求 PMAC 电动机产生制动转矩以控制减速度,有些则要求电动机能双向运行。这些要求将引出双象限以及四象限转矩-转速运行特性,这些在前面的第二章中已讨论过。PMAC 特别适合于这类运行,因为它既可作电动机运行也可作发电机运行,而且转动方向对电动机的运行特性是没有影响的。

从控制的观点出发,PMAC 传动控制装置可以根据控制参数的性质来划分。传动控制的三种主要方式是转矩控制、转速控制和位置控制。转矩控制,是最基本的控制要求,电动汽车的加速和制动踏板是其典型代表。还有许多工业和商用设备,如泵类以及生产流水线,要求转速控制,它代表中间等级的控制性能要求。最后,位置控制是高性能装置,它能满足如机床伺服机构等所需要的运动控制要求。

运动控制性能要求也受动态响应特性的影响。例如,对于 PMAC 速度或位置伺服控制系统,动态响应的要求通常表示为“带宽”,它定义为当频率增加时驱动输出轴精确跟踪正弦指令信号的能力。高带宽的 PMAC 电动机伺服系统可通过综合的设计来达到,其中包括协调选择电机参数和控制结构。

6.2. PMAC 电动机的控制基础

6.2.1. 正弦与梯形 PMAC 电动机的对比

第 2 章指出,PMAC 电动机主要分为正弦激励和梯形激励两类(以下简称为正弦电动

机和梯形电动机)。这两类 PMAC 电动机结构方面的差别必然影响其相应的驱动控制要求。这些差别中有些是显著的,另一些则不明显,它们都是由同一原因引起的,即来源于不同的激励波形。

图 6-3 给出了典型三相正弦以及梯形 PMAC 电动机的理想激励电流波形之间的直接对比。尽管它们的波形显著不同,但某些重要的共同点也是明显的。例如,对于两类 PMAC 电动机,其激励波形都形成三相对称波形,在相邻相之间具有 120° 电角度的间隔。此外,对梯形 PMAC 电动机,在六阶梯电流波形中很容易看出它具有一个主导的基频分量。不过还应指出,这种类型的电动机其高频谐波也能产生有效的静态转矩。

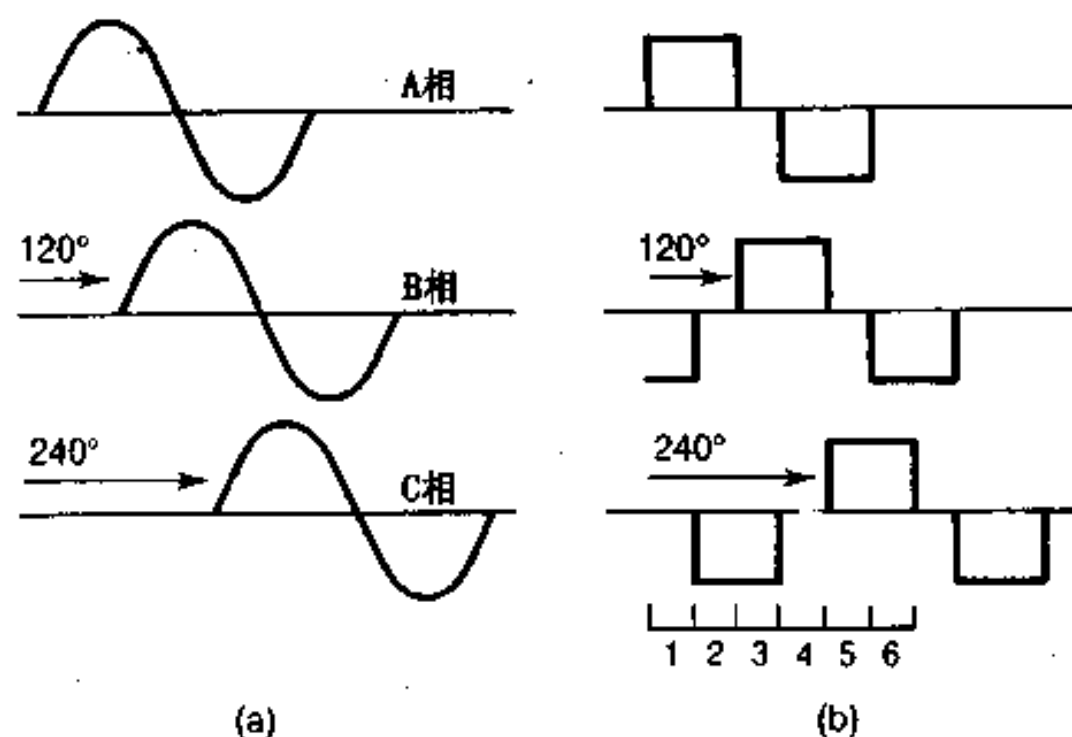


图 6-3 激励电流的基本波形
(a) 正弦 PMAC 电动机 (b) 梯形 PMAC 电动机

图 6-3 所示的两组激励波形表明,在正弦和梯形 PMAC 电动机的运动控制要求之间,既存在明显的共同点又具有显著的差别。本节首先叙述两类 PMAC 电动机通用的控制原理和器件,在 6.3 节和 6.4 节将讨论其主要区别。

6.2.2. 变换器的构成

对于所有由公用电网供电的 PMAC 电动机传动系统,为了控制 PMAC 电动机都需要某种型式的电力电子变换器,用以将频率固定(50 或 60 Hz)幅值固定的输入电压转换成频率及幅值可变的电压。某些具有特殊拓扑结构的功率变换器可以直接将输入交流功率转换成频率可变的交流输出功率(即周波变换器、矩阵变换器[13]),这些已在第 3 章中讨论过。最常用的方式是带有中间直流链接环节的两级结构,中间环节位于输入整流器和输出逆变器两级之间,如图 6-4 所示。

在本章的讨论中以三相 PMAC 电动机作为基本结构形式,这反映它在 PMAC 电动机传动系统的商用产品中占有优势。此外,在下面的讨论中可见,对于正弦和梯形 PMAC 电动机来说,基本功率电路的拓扑结构常常是相同的。在这种情况下,对于这两类电动机,不同的门极触发序列是造成图 6-3 所示不同激励波形的主要原因。

电流源和电压源逆变器的对比 电流源和电压源两种拓扑结构的直流-交流逆变器在 PMAC 电动机驱动装置中都得到了开发和应用。作为例子图 6-5 中给出了一个用于三相 PMAC 电动机驱动的电

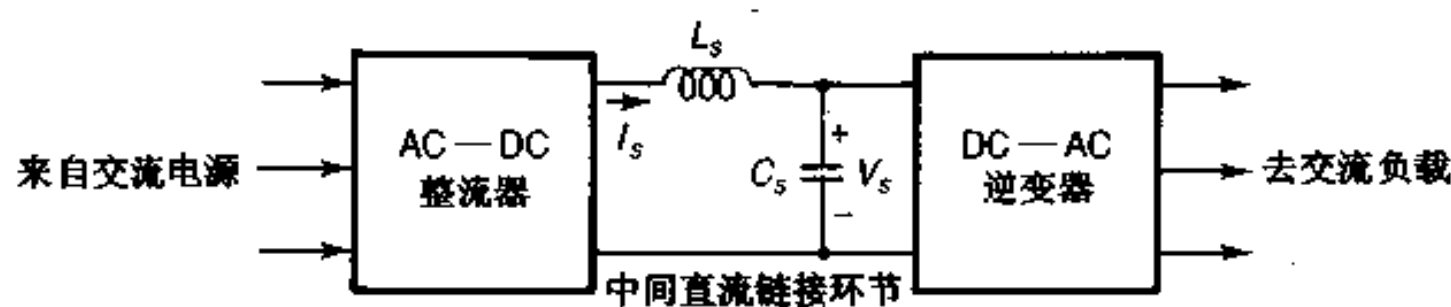


图 6-4 带中间直流环节的交—交变换器基本结构
图中示出典型的电感电容耦合的储能环节

管作为逆变器开关[14~16]。逆变器中的晶闸管可以利用 PMAC 电动机反电势电压波进行负载换流,采用的是通常用于绕线磁极同步电动机的相同的控制技术[17]。逆变器和电机必须设计为可以耐受典型的感应电压脉冲,脉冲电压是每当直流环节中的电流从关断相转换至后续开通相时在电动机的端线上产生的。然而,这些瞬态电压脉冲的幅值可通过在转子上设置阻尼鼠笼绕组而显著地降低[14],这个方法是从通常用于传统的绕线磁极同步电动机的相应技术中移植过来的。

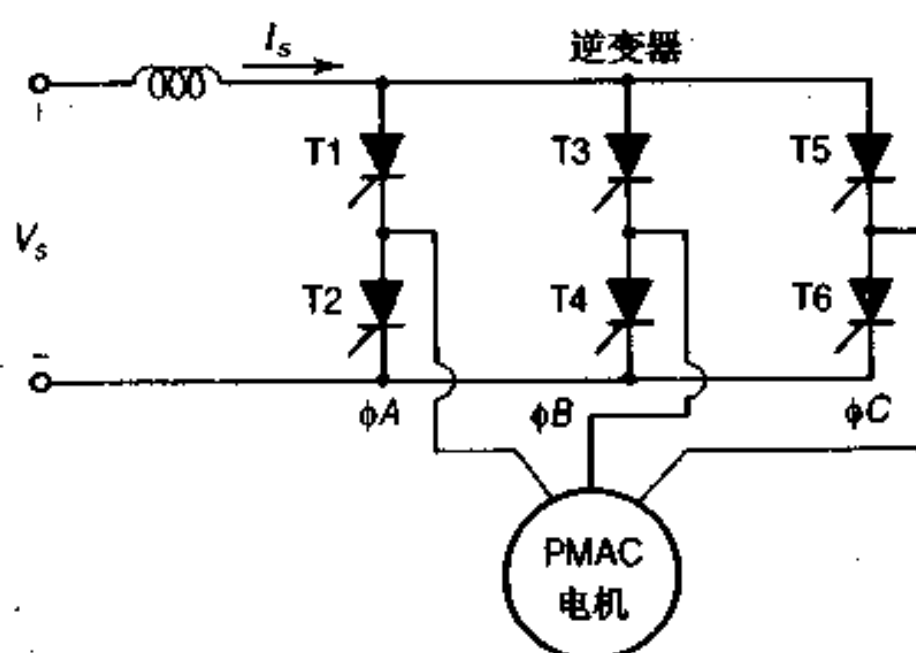


图 6-5 PMAC 电动机使用的带负载换流晶闸管开关的三相电流源逆变器拓扑结构

图 6-6 所示为一个适用于正弦和梯形 PMAC 电动机的三相电压源逆变器完整的拓扑结构。图中的这个普通的全桥逆变器,采用了 6 个绝缘门极双极型晶体管(IGBT)作为主功率开关,实际上任何型式的能够由控制端实现电路接通和断开的功率半导体开关都可以采用(例如,双极结型晶体管、功率场效应管 MOSFET 和场控晶闸管 MCT)[18]。图 6-5 所示电流源逆变器中的耦合电抗器在这里由一个很大的直流耦合电容器代替,它在逆变器的输入端提供低阻抗的电压源特性。电压源拓扑结构中的每个开关管都接有一个反并联二极管,它为感应电动机提供续流回路,同时它可以保护开关装置使之免于承受很大的反向阻断电压,而这种电压在电流源逆变器中是可能出现的。

在 PMAC 电动机驱动装置中,由于各种原因电压源逆变器的应用远比电流源拓扑结构的逆变器要广泛得多。电压源和电流源逆变器在可比的定额范围内,电解电容器与直流环节中的电抗器相比,其价格、尺寸和重量都明显地要低得多。此外,无反向阻断能力的新一代门控功率开关的出现,更适合于电压源逆变器的要求。因此,电流源逆变器通常只用于某些特

殊的场合,例如大功率 PMAC 电动机驱动装置,其优点是能够使用具有大电流控制能力的晶闸管。

图 6-5 和图 6-6 所示的电压源和电流源逆变器的基本拓朴结构,决不是 PMAC 电动机使用的唯一的逆变器结构。例如,图 6-7 所示的是具有电流源和电压源特性的混合拓朴结构逆变器族中的一种,采用混合结构,试图获得两者综合的最佳特性[19,20]。这种特殊的逆变器最适用于梯形 PMAC 电动机。除相间换流期间外,它通常以电流源逆变器方式运行,换流期间以电压源逆变器方式工作。从图 6-7 可见,在逆变器前的降压变换级中引入了第 7 个开关,它有助于简化驱动控制的要求,在下面的 6.3 节将更详细地进行讨论。

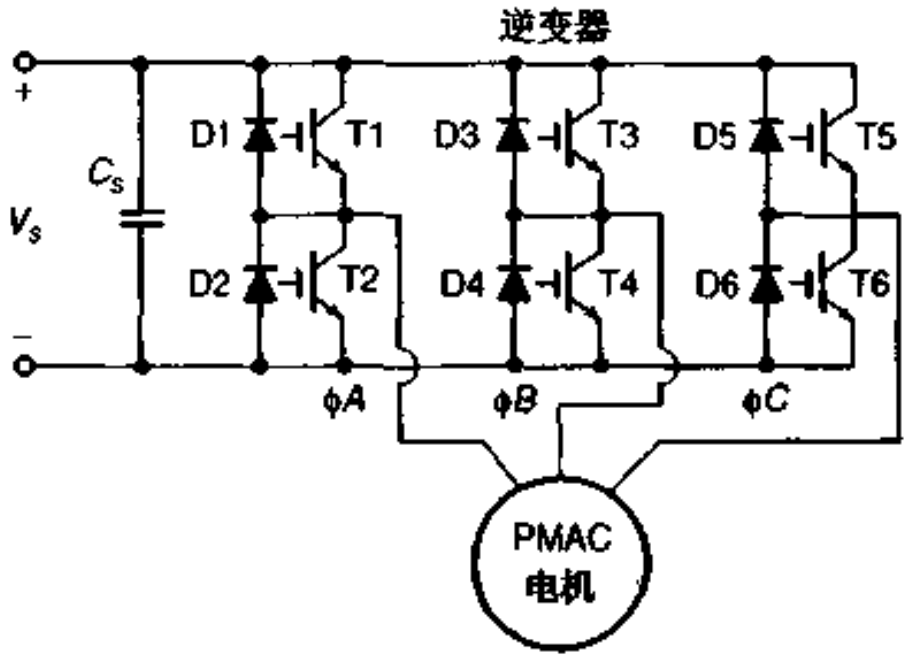


图 6-6 PMAC 电动机使用的三相电压源逆变器
采用带有反并联二极管的门控逆变器开关

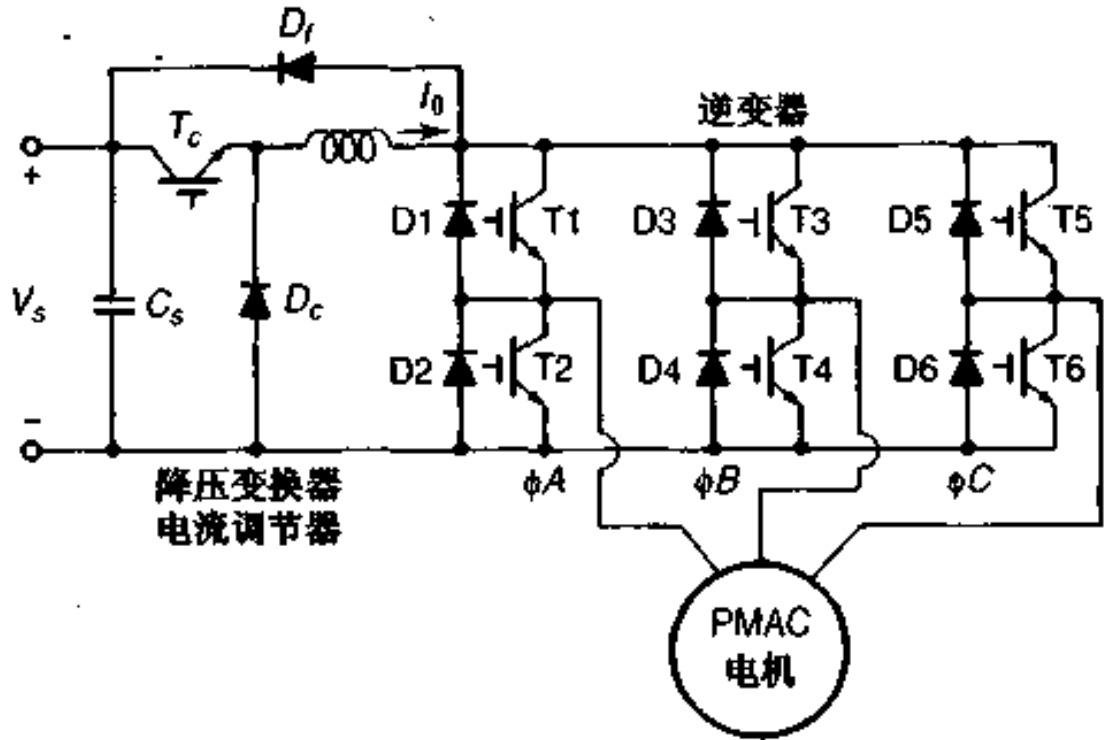


图 6-7 PMAC 电动机使用的一种两极“准电流源”逆变器
包括电流调节变换器及后接的三相逆变器

特殊 PMAC 电动机逆变器 虽然在绝大多数 PMAC 驱动装置中采用三相电动机,相数少于和多于三相的 PMAC 电动机也开发出了很好的工作性能。例如,单相 PMAC 电动机在具有现代控制性能要求的低功率(分马力和次分马力)装置,如散热冷却风扇等装置中得到广泛应用[102]。在这类装置中,价格通常是主要因素。为这类低功率装置开发的 PMAC 电动机的设计问题颇为令人关注,但超出了本章的范围。用于这类单相 PMAC 电动机的逆变器结构也是引人注意的[21],图 6-8 给出了几个例子。在图 6-8(a)中给出了简单的单向电流驱动线路,沉重的价格压力有时需要牺牲一些电动机的性能以换取能使电动机转动起来的最低的电子控制装置的要求。

另一方面某些装置的功率范围扩展至兆瓦级,PMAC 电动机驱动的设计者认为有充足理由将相数增至六相或更多[22],以此来降低每相要求的控制功率。采用图 6-9 所示的逆变

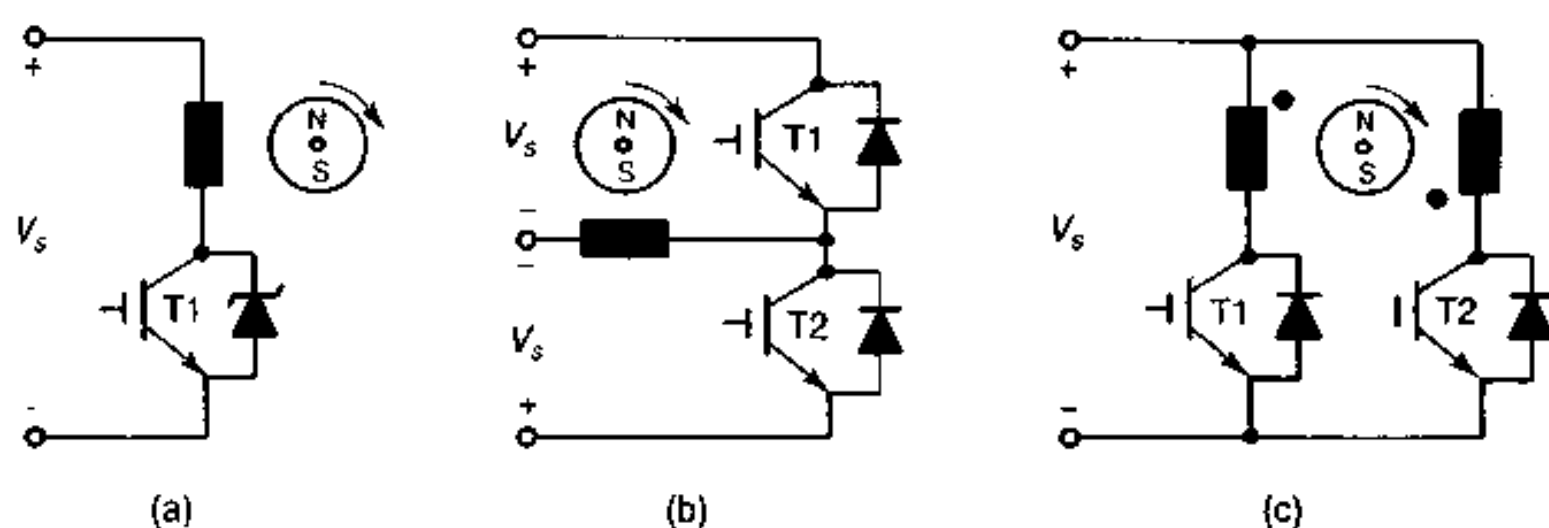


图 6-8 单相 PMAC 电动机变频器

(a) 单开关单向驱动 (b) 半桥变频器 (c) 双绕组变频器

器结构已设计出大型 PMAC 电动机用于以低速 ($<300 \text{ r/min}$) 直接驱动潜水艇的螺旋桨, 功率为 $1\sim5 \text{ MW}$ [23, 24]。采用独立的单相 H-桥型逆变器向电动机的每一相供电, 增强了整个系统的模块化程度和故障相容能力, 与星形连接或三角形连接的逆变器相比, 其开关数量增加了。

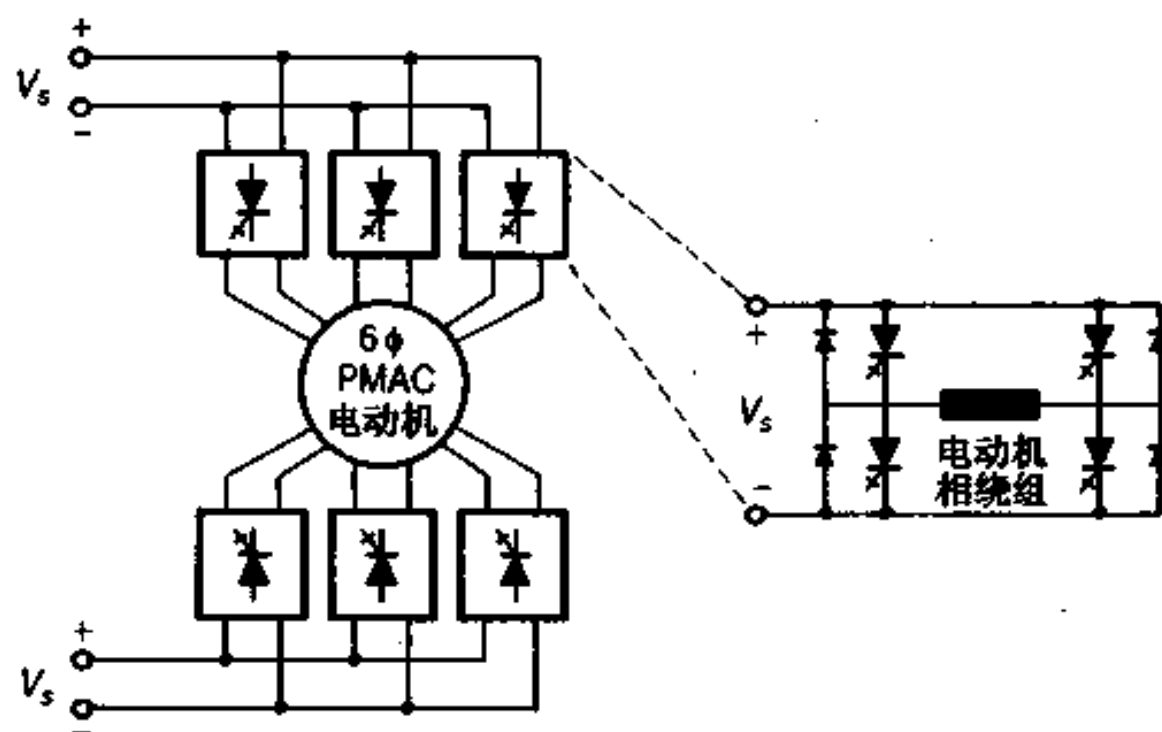


图 6-9 大功率潜艇推进器使用的六相 PMAC 电动机基本驱动结构 [23]

采用六模块 H-桥逆变器

6.2.3. 位置同步

由于此处所讨论的 PMAC 电动机都属于同步电动机的特例, 因而只有当激励精确地与转子频率 (即速度) 及其瞬时位置同步时才能产生平均转矩 [25]。为保证始终满足上述要求的最直接而有效的方法, 就是连续检测电机转子的绝对角位置, 使激励在 PMAC 电动机各相间的切换与转子的运动准确同步 (见图 6-10)。上述原理通常称为自同步或自控同步, 采用角位置的直接反馈以保证 PMAC 电动机永不会失去同步 (即失步)。

这种控制路线的另一个名称叫做电子换流 (electronic commutation) [26], 这个名称点出了控制器的作用就是在每个瞬间使激励都通向正确的定子绕组。由于这种作用在功能上等

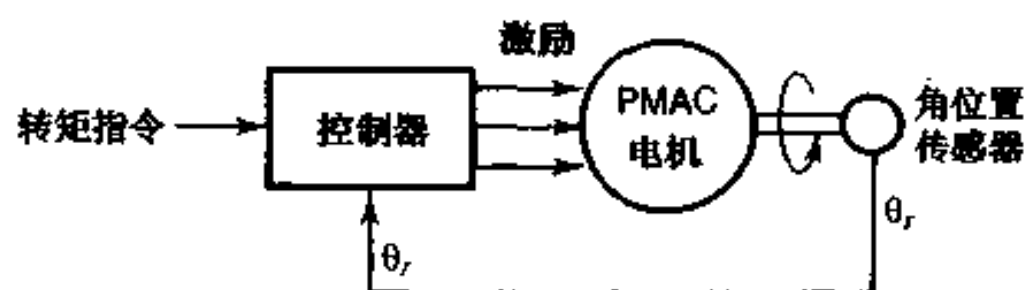


图 6-10 PMAC 电动机采用角位置反馈的自同步原理

效于直流电动机的机械式整流子的作用,所以电子换流这个术语有助于解释 PMDC 和 PMAC 运行原理之间的差别。这点特别适于说明梯形 PMAC 电动机驱动系统,如图 6-3 中所示,它的矩形电流激励脉冲就类似于普通直流电动机的旋转整流子条与静止电刷间的周期性接触。

提供所需的转子位置信息的最直接和通用的方法是在 PMAC 电动机的转子轴上安装一个绝对角位置传感器。另一种方法是,利用 6.5 节介绍的更为复杂的控制算法,从电动机的电压或电流波形间接导出有关转子位置的精确信息。在 6.4 节中也将涉及使用机会有限的、不带任何位置检测的开环激励正弦 PMAC 电动机。

6.2.4. 机械传动组合

对于给定的输出功率,要求降低 PMAC 电动机体积与重量(通常为价格)的最有效的方法之一是增加电机的转速,从而使确定电机尺寸的转矩值成比例地降低。PMAC 电动机的设计转速在 10 000 r/min 至 20 000 r/min 的范围内是常见的,某些特殊装置设计为更高的转速,达到 50 000 r/min 至 200 000 r/min 的范围[20]。这类高速 PMAC 电动机的设计需要特殊的机械结构以保证磁铁在高速下牢靠固定。

由于负载要求的速度常常是远低于电动机的轴转速,因而通常需要中间减速箱或某种型式的功率传递设备作为连接装置。在很多情况下负载要求的输出是直线运动而不是旋转运动,因此可采用滚珠螺旋传动或带有旋转泵和直动油缸的液压装置,将 PMAC 电动机的高速旋转运动转换成大推力的低速直线运动。

电动机转速的选择常需顾及那些必须折衷考虑的系统问题,以优化整个驱动系统[27]。例如,增加转速可以降低电动机的尺寸和重量,然而由于传动比(β)的增加,很可能使机械齿轮箱的相应参数加大。在高带宽驱动装置中,传动比的影响特别显著,因为对定幅定频的正弦形负载运动来说,电动机的峰值功率是随着传动比的平方(β^2)增大的。由于这个强依赖关系和一些其他因素,使得某些加速器设计者选择直接传动的机械结构形式($\beta=1$),以改善系统的动态性能,集中精力开发高转矩、低转速的 PMAC 电动机[28]。

6.2.5. PMAC 传动的控制结构

不论 PMAC 电动机是正弦还是梯形电机,在 PMAC 电动机多种类型的控制结构中仍存在着重要的共同特点。图 6-11 所示为如何利用经典控制技术将各个控制闭环构成串级系统,在 PMAC 电动机控制系统中成功地实现转矩、转速和位置控制。

转矩控制构成电动机最基本的控制功能,由于任何 PMAC 电动机的电流均与转矩密切相关,转矩控制直接反映着电流控制,这点将在 6.3 节及 6.4 节更详细论述。为获得高性能的传动控制,转矩控制是一个重要的基础。从这一观点出发,大多数 PMAC 传动装置具有电

机相电流的闭环调节,如图 6-11(a)所示。应该指出,基本转矩控制结构也包括用轴位置反馈的自同步概念,这点已在前面的 6.2.3 中讨论过。

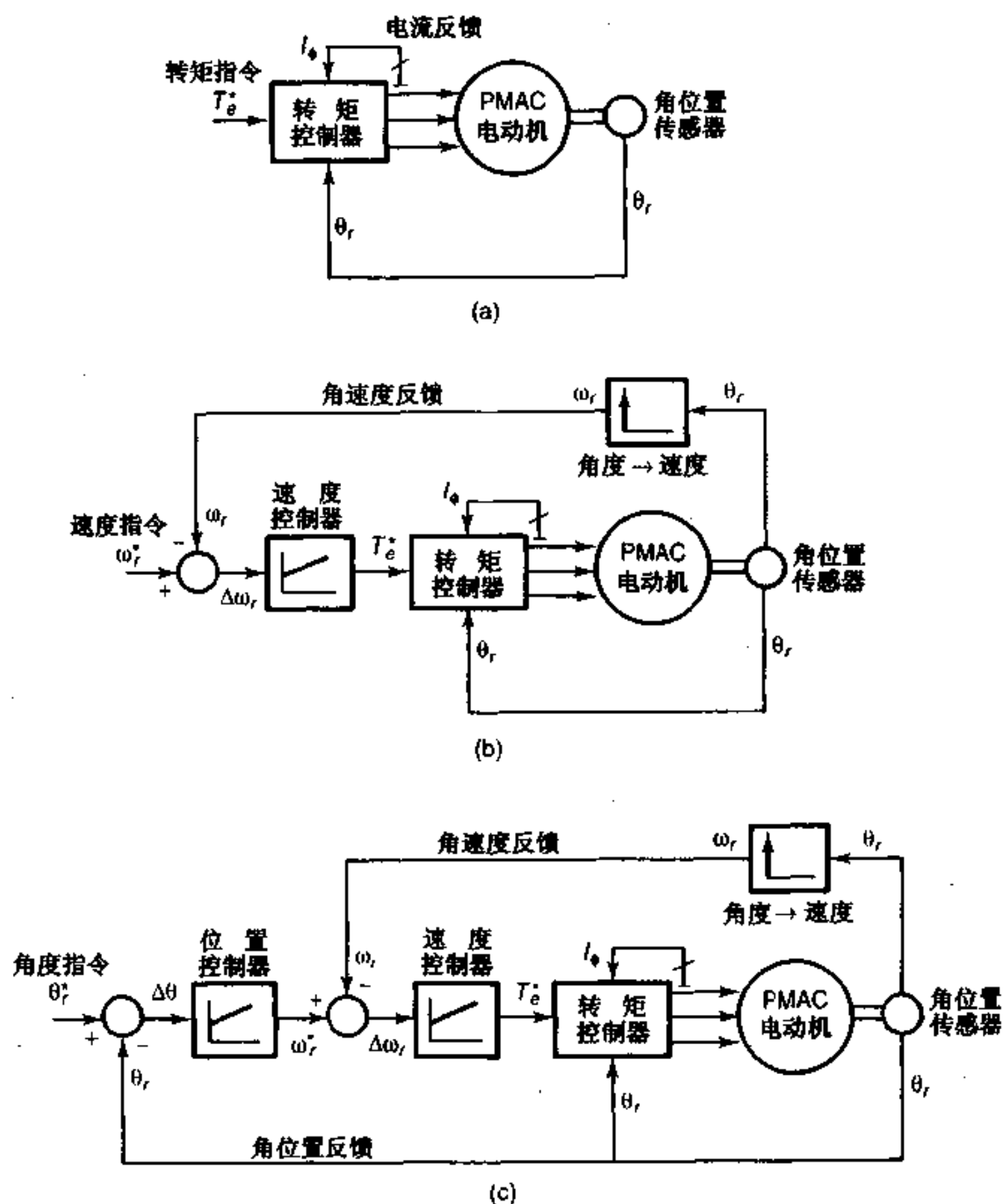


图 6-11 采用嵌套闭环的高性能 PMAC 电动机传动的典型串级控制结构

(a) 电流调节转矩控制 (b) 带有内部电流环的闭环速度控制 (c) 带有内部速度环及电流环的闭环位置控制

在某些情况下,PMAC 电动机转矩与电流间呈严格的线性关系,因此利用一个简单的比例系数就可以将转矩指令直接转换成电流指令,而其他设计型式的 PMAC 电动机(即带有埋入式磁极)则在转矩指令和电流指令之间需要进行非线性变换。为扩展恒功率运行区而引入的弱磁控制技术也会使图 6-11(a)所示的基本转矩控制方法复杂化,对此 6.3 节和 6.4 节将进行更详尽的讨论。

本章前面已指出,大多数工业 PMAC 传动采用的都是电压源逆变器拓扑结构,增设电流控制闭环后形成的控制结构,常称为电流调节的电压源逆变器。与这种类型的电压源逆变

器有关的许多概念在第4章中已经讨论过。这个闭环系统的动作类似一个快速电流源逆变器,借助于电动机内部相电抗与闭环控制的共同作用来提供所期望的电流源特性而不需要附加的电抗器。

利用速度闭环包围内部的转矩/电流环,就可方便地得到 PMAC 电动机传动的速度控制,如图 6-11(b)所示。通常速度反馈信号可以从轴上安装的转子位置传感器获得,无需另加传感器。在许多情况下,采用简单的比例积分(PI)控制器就足以获得期望的动态性能要求。利用类似的闭环串级连接方式,用外部位置环包围嵌套的电流和速度环就可实现位置控制,如图 6-11(c)所示。如果电动机通过齿轮箱或某些其他种类的功率传递装置与负载耦合连接,通常需要在负载输出端设置另一个位置传感器。直接测量负载的位置就有可能补偿传动连接中的任何非线性因素(譬如齿轮间隙),同时可以免除在控制中需要由电动机轴的转动圈数来跟踪负载的绝对位置等有关问题。另外,考虑价格或其他因素有必要牺牲一些位置检测精度而取消这个附加的传感器。

在速度控制系统中,在多数情况下采用一个基本的 PI 控制器闭环就可构成位置控制,如图 6-11(c)所示。按照经典伺服控制技术,对于 1 马力以上的电动机,嵌套内环的典型动态性能设计为:最里面的电流环具有最快的动态响应,其带宽范围约 1000 Hz,而最外面的位置环动态响应最慢,典型带宽范围为 1~10 Hz。然而,也可以采用多种其他类型的控制器结构,根据经典控制理论利用反馈和前馈等各种组合以获得期望的性能特性[29]。已开发出更复杂的自适应算法,在 6.5 节将简要进行论述。

6.3. 梯形 PMAC 电动机的控制

6.3.1. 电动机的控制特性

在前面图 6-3 所示六阶梯开关电流波的激励下,梯形 PMAC 电动机专门设计成具有近似恒转矩的输出特性。如第 2 章中所述,梯形 PMAC 电动机主要是表面磁极式电机,如图 6-1(a)所示,它具有很宽的弧形极面和集中定子绕组。电机转动时定子每相绕组中感生的反电势 V_f 可以相当精确地以梯形波来模拟,如图 6-12 所示。理论上反电势的每个半周波形的波顶应是越宽越好($\geq 120^\circ$ 电角度),以此尽可能增大输出转矩的平滑性。反电势的幅值 V_{f0} 则与转动频率 ω_r 成正比,即

$$V_{f0} = k_0 \omega_r \quad (6.1)$$

式中, k_0 是正比于交链磁通幅值的电机常数。

如果在反电势处于图 6-12 所示波顶部分的期间内有固定幅值 I_0 的相电流流入电动机,则此相由电功率转换为机械功率的瞬时功率将为

$$P_{\text{eff}} = V_{f0} \cdot I_0 = P_{\text{mech}} = T_{\text{eff}} \cdot \omega_r \quad (6.2)$$

式中, T_{eff} 为激励相产生的瞬时转矩。利用(6.1)式可得到

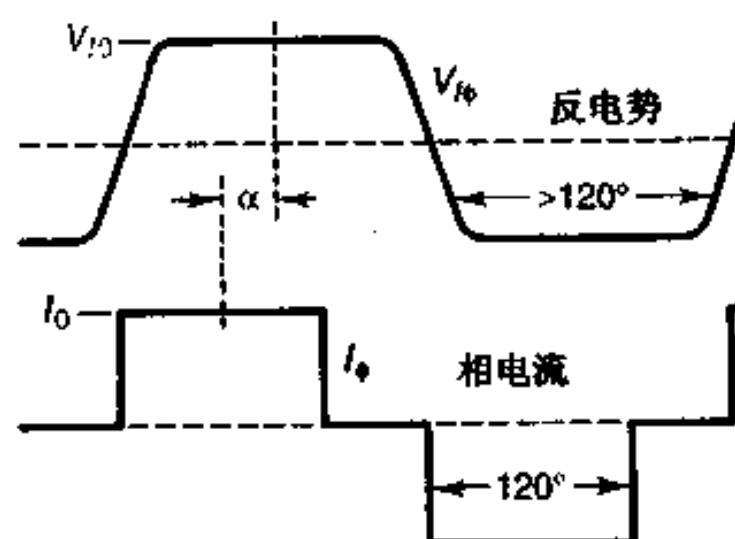


图 6-12 梯形 PMAC 电动机典型反电势 (V_f) 和相电流 (I_a) 波形
图中 α 为超前激励角

$$T_e = (V_{f0} \cdot I_0) / \omega_r = K_0 I_0 \quad (6.3)$$

这个转矩方程式特别重要,因为它表明电动机产生的转矩可以通过改变电流幅值的方法来进行控制。

式(6.1)和(6.3)所示的反电势对转速,转矩对电流两个正比关系,与普通恒定励磁直流电动机特性在形式上是相同的。实际上,PMAC电动机最通用的商业名称是无刷直流电动机,这反映了它们之间的密切关系。尽管名称很流行,无刷直流电动机实际上是一种误解,因为梯形PMAC电动机从实质上说来是交流同步电动机而不是名称所表示的直流电动机[30]。

三相梯形电动机每相等值电路的标准模型,其简单的形式如图6-13所示。模型中每相等效相电抗为常量,因为表面磁极式电动机的转子实际上没有磁凸极部分,所以在电机定子端不会引起感抗变化。反电势模型中的电压源可提供如图6-12所示的梯形电压波,它相当于从电动机每相端子测得的开路反电势波形。

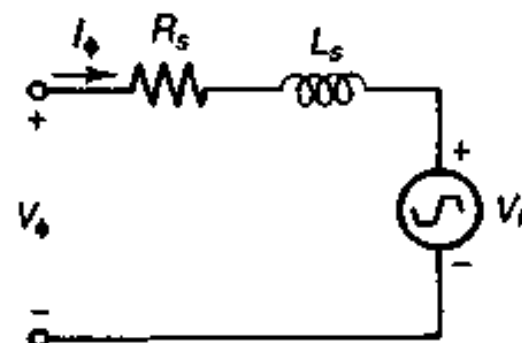


图 6-13 梯形 PMAC 电动机
每相的基本等值电路

6.3.2. 基本控制方法

给梯形 PMAC 电动机供电的逆变器有两个基本任务。第一个任务是 6.2.3 节所讲的电子换流,它要求逆变器在每个控制瞬间直接向电动机的相应相进行激励,以维持同步和输出最大转矩。逆变器的第二个重要任务是电流调节,如(6.3)式所表示的那样,在自同步运行中使电流幅值与输出转矩成正比。

电子换流 逆变器的这些任务,利用前面图 6-7 所示的“准电流源”逆变器拓扑结构更易于解释,它将两种执行功能分散于两个独立的变换级。电子整流功能是按照图 6-14 中所表示的六阶梯顺序开通和关断六个逆变器开关来完成的,从而产生如前面图 6-3 所示的相电流激励波(注意对应的顺序编号)。在每个电周期内只有六次间断的逆变器开关动作,而在任何瞬时只有两个逆变器开关——上组一个,下组一个——是导通的。假定电动机是星形连接,这意味着在所有时间内,逆变器的输入电流 I_0 串联流经三相电动机中的两相,与图 6-3 中的波形一致。

除反电势波形之外,图 6-12 还包括同一相的理想化六阶梯电流激励波形。图中反电势与电流波形间的相位移 α 通常由转子角位置传感器测定,用以实现自同步,从而控制电子换流。在低速情况下,对于给定的电流幅值 I_0 使角度 α 尽可能保持接近于零,这样就可使转矩以及输出功率达到最大值,相电流和反电势波形保持同相位。这种关系相当于普通直流电动机中的整流子电刷与静止磁场的磁通相正交。在高速情况下,通常希望 α 角超前,以增大驱动系统的转矩,达到扩展高速运行区的目的,这将在后面的 6.3.4 节讨论。

电流调节 再次参看图 6-7 中的准电流源逆变器。电流调节功能是由六开关逆变器前端的降压变换器(buck converter)来完成的。利用基本的占空比控制技术,通过检测送至逆变器的直流环节电流 I_0 很容易对降压变换器开关 T_1 进行控制,实现电机相电流的闭环调节控制。注意,尽管三相定子电流都要进行调节,在直流环节只需一个电流传感器就可完成这一功能,因为被调节的总线电流 I_0 在每一瞬间都是流经两个串接工作的相绕组的。

虽然两级准电流源逆变器使分隔开的电流调节和电子换流功能的解释得以简化,然而

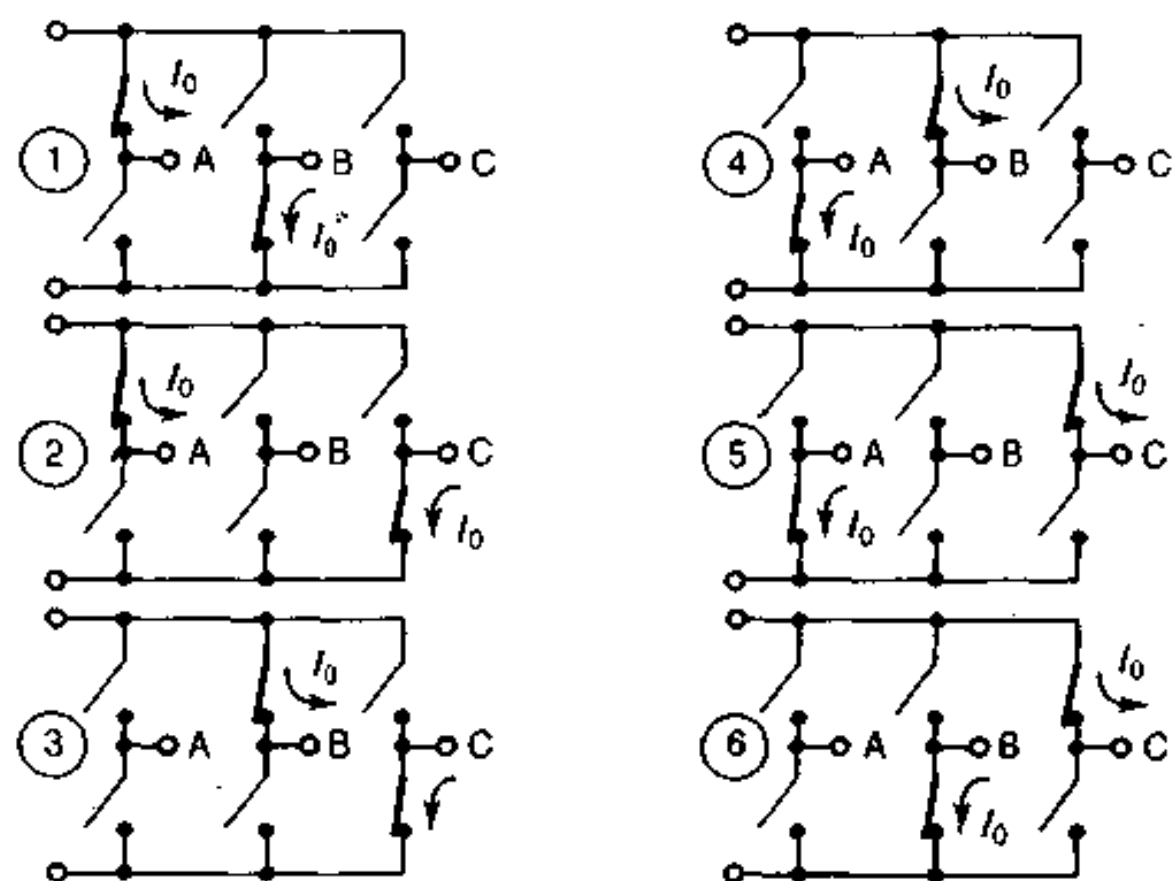


图 6-14 三相全桥逆变器按开关顺序向梯形电动机输送图 6-3 所示的电流波
(注意对应的编号)

对于大多数 PMAC 电动机驱动装置来说,宁愿采用图 6-6 中所示的基本电压源全桥逆变器而在单一的变换级中完成上述两种功能。这一点可利用脉宽调制技术来完成,方法是在图 6-14 所示的每 60° (电角度) 时间间隔内控制一个或两个“激活”的逆变器开关来调节输送到电动机相绕组中的电流。

在图 6-14 中尽管没有示出前面图 6-6 中的续流二极管(D1~D6),其作用是每当逆变器开关断开以完成 PWM 调节或将电流转移至电动机的下一相时,为感应电动机的相电流提供非常关键的通路。实质上,三相逆变器桥臂上的每个开关-二极管组合都构成一个开关变换器的基本模块,它可以在两个方向调节电动机相电流的幅值。

对于电动机运行状态,利用图 6-5 中的简化电路和波形就可解释采用逆变器开关的电流调节的功能。该图与图 6-14 中的方式①相对应,即开关 T1 和 T4 为激励开关,电流流经 A 相和 B 相。为了进行说明,串联的两相绕组可模拟为一个等效的反电势电压源 V_{fab} 和电抗器 L_{ab} ,示于图 6-15 的上半部。电源电压 V_s 大于反电势电压 V_{fab} ,因而当 T1 和 T4 两个开关闭合时,电动机绕组中的电流增加(环路 A)。反之,当两个激励开关中的一个 T4 断开时,电流因反电势的存在而减小,并通过二极管 D3 和开关 T1 形成续流(环路 B)。

相电流的幅值是通过控制图 6-15 中与开关 T4 的占空比对应的时间 T_H 和 T_L 的相对长度来进行调节的。为达到要求的电流调节的目的,可采用各种 PWM 控制策略[31]。在直流-直流开关变换器中广泛采用简单的“恒定频率”以及“恒定关断时间”的占空比控制策略[35,72]。然而,更仔细地观察图 6-15 所示的两个电流通道就可看出,在直流环节中采用一个电流传感器限制了电流调节策略的选择,因为在续流期间将失去电流反馈。另一种方法是,在电流衰减期间同时切断两个开关 T1 和 T4 也可实现电流调节,其优点是在全部时间内(T_L)维持电流流经直流环节中的电流传感器(虽然电流方向要改变),代价是 PWM 的开关频率较高。

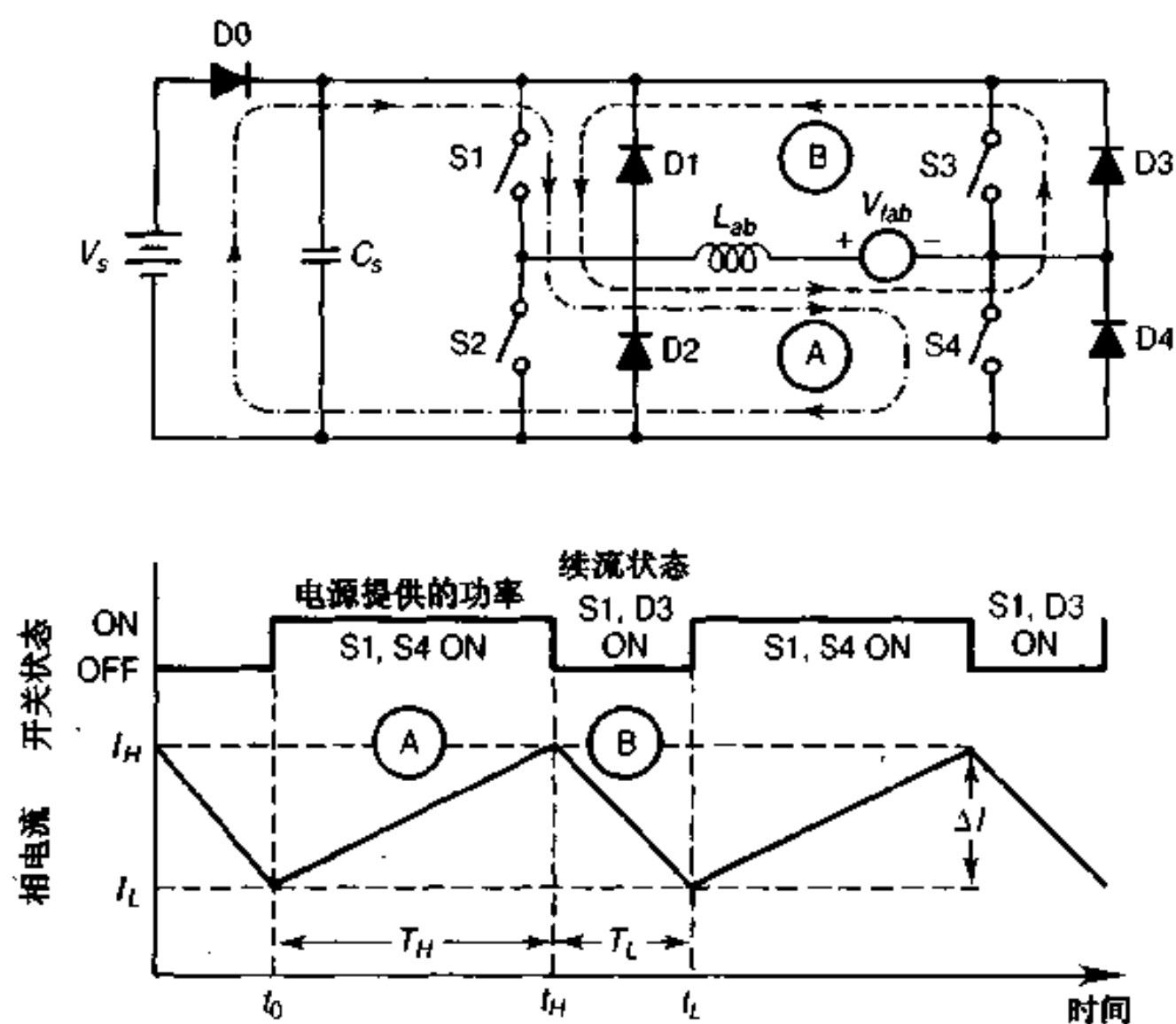


图 6-15 梯形 PMAC 电动机在电动状态下的 PWM 电流调节过程
示出的是简化的驱动等效电路和相应的稳态波形

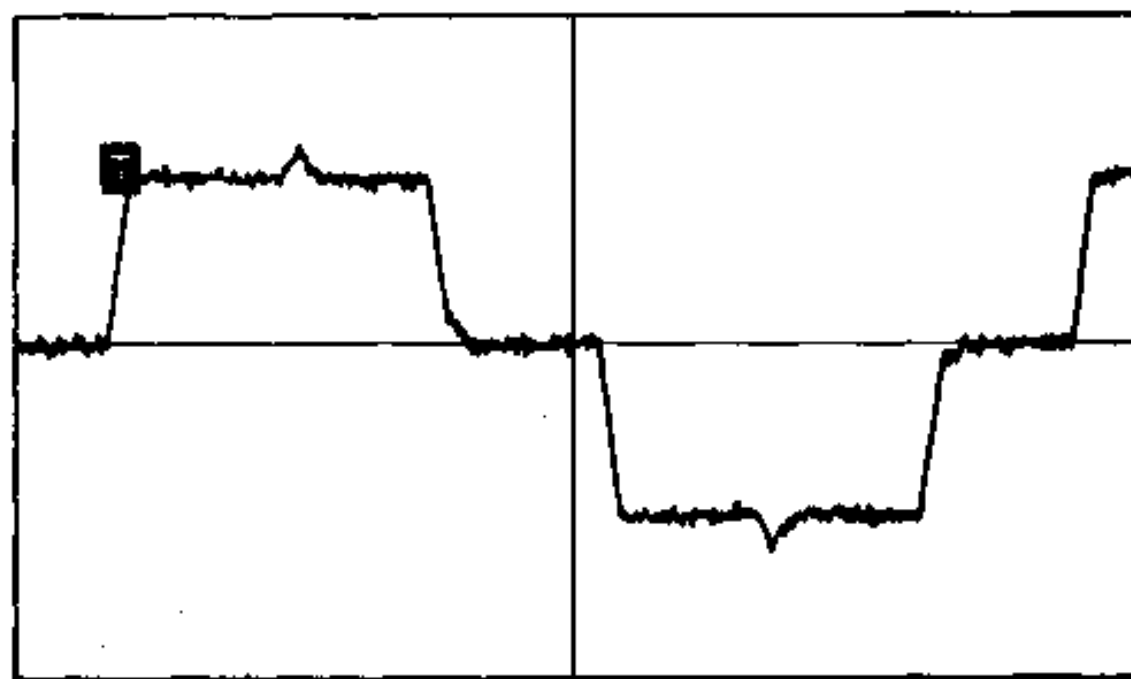


图 6-16 0.5 马力梯形 PMAC 电动机在低速电动状态下
电流调节的典型电流波形

图 6-16 所示为典型的相电流波形,它是从一台 0.5 马力的梯形 PMAC 电动机驱动中测得的。与电子换流功能相关的基本六阶梯电流波形(参看图 6-3)是显而易见的。此外,电流波顶的高频脉动表明了开关电流调节的作用,使电流保持在接近于给定值。这一波形的某些其他特点将在 6.3.3 节讨论。

传感器 梯形 PMAC 电动机驱动的一个值得注意的特点是,与将在 6.4 节讨论的正弦 PMAC 电动机相比,它对传感器的要求比较低。图 6-14 所表示的电子换流功能,要求在每个电周期内对转子的角位置只需在六个离散点(60° 电角度间隔)上进行检测。实现检测功能最常用的方法之一是在电动机气隙中或接近气隙处安装一组(三个)霍尔开关,用以检测路经此处的转子磁极的磁场[32]。如沿定子相绕组相隔 60° 电角度进行安装,这些霍尔开关发出的数字信号经译码很容易得出如图 6-14 所要求的开关顺序。

有大量不同型式和结构的转子位置传感器可用于梯形 PMAC 电动机,以满足各种应用的要求。例如,绝对编码器和解码器[33]可以产生电子换流信号,同时也可提供高分辨率的位置和速度反馈信号,这些信号对于如图 6-11 所示的高性能速度和位置伺服闭环控制是必需的。相反,前面介绍的基本霍尔型传感器的角位置分辨率是有限的,它可用于位置伺服闭环。对于 PMAC 电动机驱动系统,带标志脉冲的相对编码器正日益成为人们感兴趣的选取对象,因为与绝对编码器相比它具有价格优势,然而在起动时必须采取特殊措施以保证电子换流的准确定位。

对于电流调节的梯形 PMAC 电动机驱动系统,电流检测的要求一般简化为在直流环节中设置一个电流传感器,如本节前面所述。在小功率($<1\text{ kW}$)驱动装置中,常常用电流分路电阻作为传感元件,其最令人感兴趣的是价格低廉,同时其功耗也在可接受的范围之内。除功耗外,分流器的一个主要缺点是它们本质上为非绝缘传感元件,除非采用价格较高的隔离放大器,否则将不得不设置逻辑线路的公共点。反之,在大功率装置中,通常选用无功耗的霍尔效应电流传感器,此时价格的增高可能更易接受,而其输出隔离特点对于控制硬件设计者来说更具有吸引力[34]。

再生制动运行 虽然在此以前的许多论述都是在电动运行方式下进行的,PMAC 电动机(梯形或正弦形)作为发电机或作为电动机运行是同样优良的。这种固有特性对于许多高性能驱动控制装置来说是很关键的,例如机床伺服系统要求动态制动转矩以加快减速过程。

参看图 6-12 所示的参考波形,只需简单地将相电流激励波相对反电势的极性反向,就能很方便地使转矩方向从电动运行转换为发电运行。采用图 6-6 所示同样的电压源逆变器拓扑结构,只是 PWM 控制算法必须改变[35],以便使直流环节中的电流改变方向。例如,图 6-17 给出一种发电方式,交替地开通两个开关(回路 A 的 T1 和 T4),然后同时将其关闭,这样使再生能量通过续流二极管 D2 和 D3(回路 B)返回到直流环节。注意,此图中反电势的极性与图 6-15 中给出的电动状态下的极性是相反的。

根据逆变器的拓扑结构及其组成,从电动机返回到直流环节的再生能量可以返回至电源、暂存在直流环节的电容器中或者消耗在附加电阻之中,如图 6-18 所示。通常 PMAC 电动机的效率很高,以至使它不能像感应电动机“反接制动”运行那样将再生能量消耗在电动机相绕组的内部电阻之中。

遗憾的是,大多数电压源 PMAC 电动机驱动所采用的典型交流-直流整流器拓扑结构,不能使电流返回到交流公共电源,因此整流器二极管必须并联以门极可控的辅助开关以实现这一功能。例如在带有直流电池电源的电动车辆等驱动装置中,上述情况可大为简化,在此情况下由于能够接受再生能量,因此再生制动很容易实现。

当没有简单办法将再生能量反馈到电源去时,将直流环节的多余能量消耗于电阻中一般是最实用的办法。将这部分能量存储于直流环节好像是一个很好的节能方案,但仔细考察

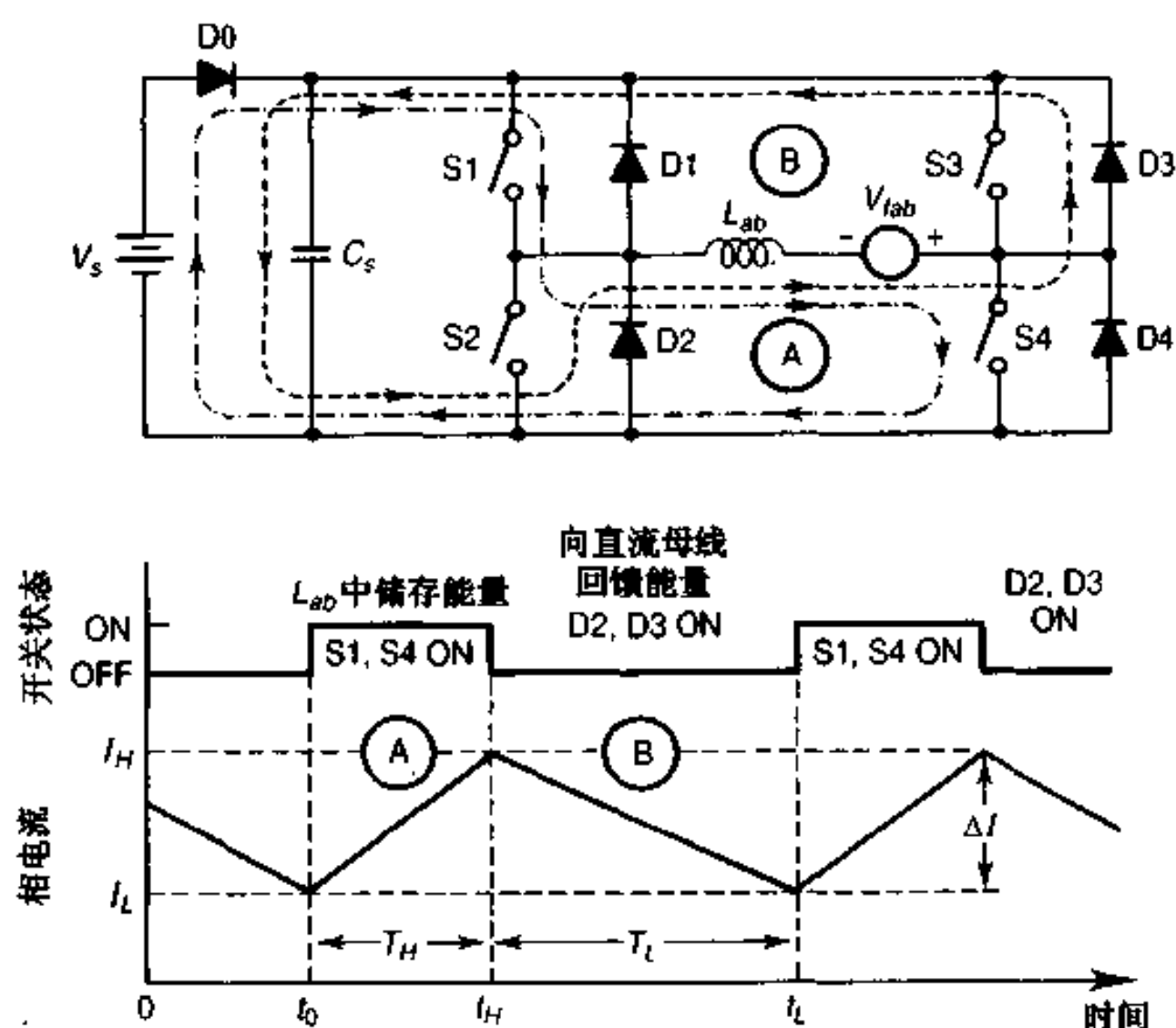


图 6-17 梯形 PMAC 电动机再生运行时的 PWM 电流调节及其简化的驱动等效电路和相关稳态波形

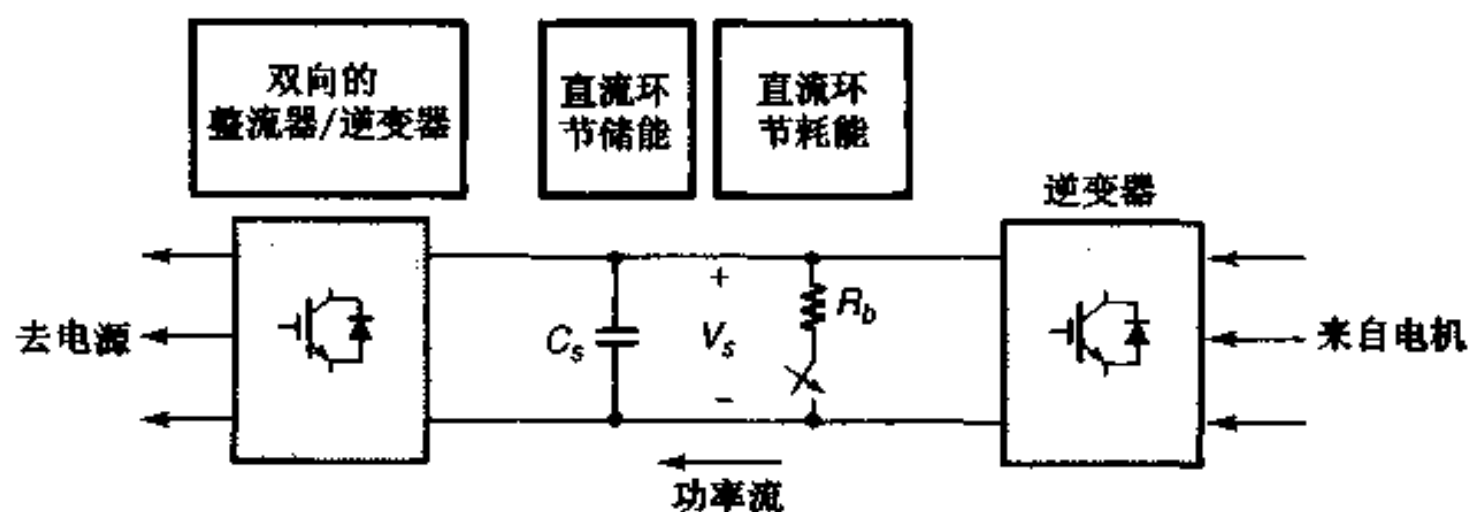


图 6-18 在直流链接逆变器中再生能量处理的三种方式

后发现,电解电容器储能的能力很有限,除非再生能量不大。除此之外,在直流环节上还要并联一个由开关和耗能电阻组成的电压调节器,以便当直流环节电压上升到超过额定值时打开开关,将送入电容器上的再生能量消耗掉。

6.3.3. 转矩脉动

对于梯形 PMAC 电动机,相对简化的转矩控制算法所必须付出的代价是,由于转矩脉动分量的存在对某些重要的运动控制装置将会造成麻烦。图 6-19 所示为一个具有 PWM 调节六阶梯电流波的三相梯形 PMAC 电动机驱动的瞬时转矩仿真波形。它表明非正弦转矩脉动的基本频率为电气激励频率的 6 倍。

转矩脉动的成因主要有三个因素,其中一个因素主要与电动机有关,而另外两个主要与

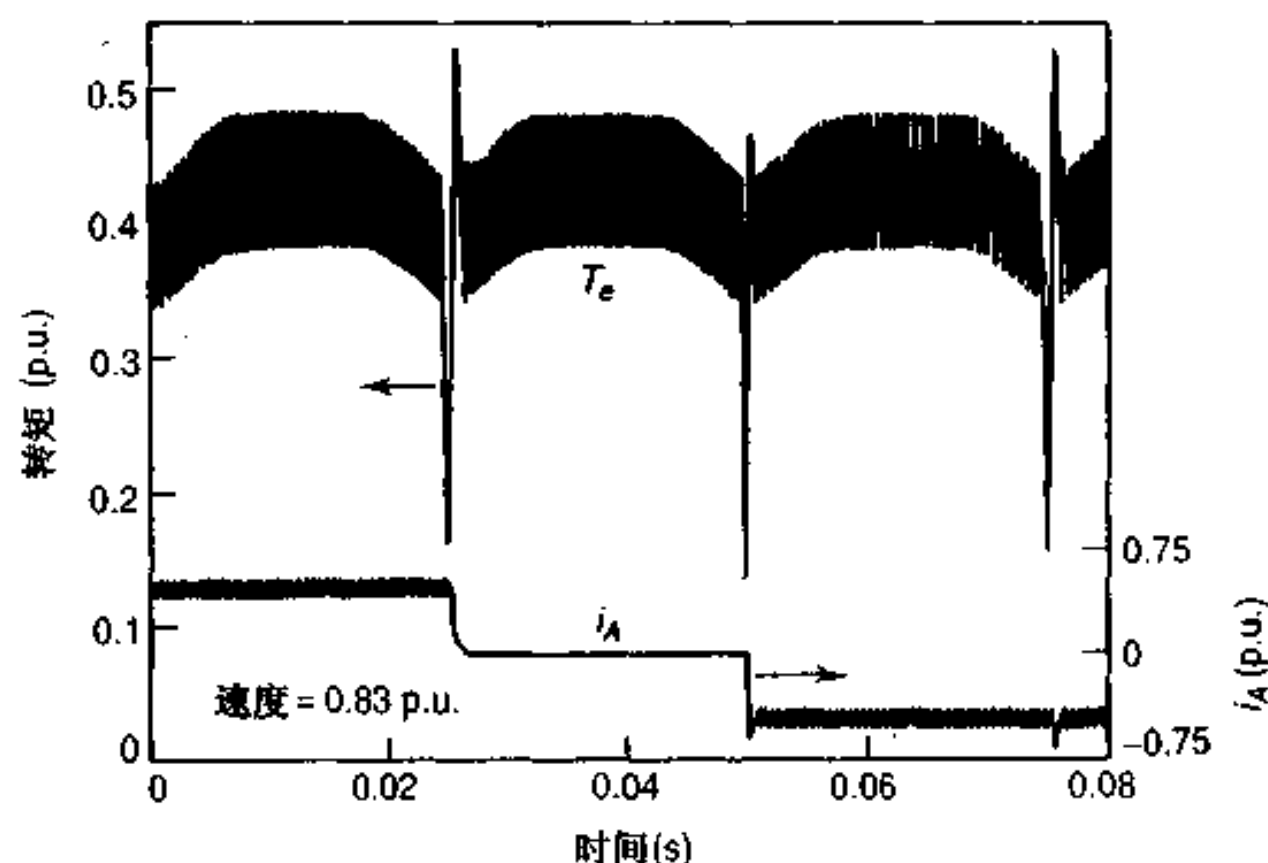


图 6-19 15 kW 梯形 PMAC 电动机瞬时转矩(T_e)和相电流(i_A)的仿真波形[41]

图中示出了转矩脉动分量

变频器相关。与电机相关的因素导致反电势波形出现尖峰和瞬时转矩,由于转子磁极间漏磁通路等附加因素的影响,在图 6-19 示出的两次换流间的时区内瞬时转矩将有所平滑。这个因素是瞬时转矩波形中出现的六次谐波分量的主要成因。永磁电动机设计方面的改进已使这种转矩脉动分量减至极低程度[36~38]。与逆变器相关的第一个转矩脉动分量正比于电动机相电流中的高频(典型值大于 5 kHz)PWM 脉动,这种脉动从图 6-16 的测得的电流波形及图 6-19 的仿真波形中可以看出。这种转矩脉动通常不是问题,因为一般机械负载的惯量足以及在转速中滤除其影响。

与逆变器相关的第二个转矩脉动分量较为严重,它是由相电流的换流引起的,每经过 60° 电角度电流就要进行从变频器的某一关断相转移到下一个开通相的换流。正是这种脉动分量才是形成显著的转矩冲击和骤降尖峰的重要因素,这种变化可从图 6-19 的转矩波形中看出。这种换流转矩脉动的产生是由于在转换期间电动机关断相与开通相中的总和电流几乎永远不能维持定值。除转矩尖峰外,这种现象还可能在变频开关中产生瞬时过电流,这一瞬时过流利用直流环节中的单一电流传感器是无法检测到的[59]。这些电流峰值(在图 6-16 的电流波形中可看出)在发电运行转速增加的情况下可能变得很大,相电流瞬时峰值会超过设定值的 100% 以上[40]。

曾提出各种技术措施来改进电流 PWM 调节系统,以防止过电流并降低瞬时转矩的幅值。一个有效措施就是将电流采样点从直流环节移至电动机的相绕组,对于三相电动机最少需要两个电流传感器[40]。另一种方法是保留直流环节的单一电流传感器,利用预测和开环斩波技术来改进电流调节方法,以便在换流期间防止任一相电流超过安全限值[39]。这些技术措施可以有效地使过电流及其相关的转矩尖峰极大地降低。

与之相反的另一情况是,在高速电动运行状态下,常常会产生相电流和转矩的瞬时骤降。在这种情况下,由于转子的有效低通滤波作用,这个转矩扰动对电动机的转速不会造成多大影响。

6.3.4. 高速运行

基波 120° 导通期 正如本节前面所述,对于任何 PMAC 电动机,其反电势的幅值都随着转子转速线性增长。对于梯形 PMAC 电动机,当转速增加达到某个范围,即电动机两个导通相所产生的反电势总合($2V_{f0}$)接近直流环节电压的幅值 V_d 时,电流控制(从而转矩控制)的作用将逐渐减弱。最终电流调节器“饱和”,丧失了迫使电流按设定值流入电动机相绕组的能力,这样变频器就自然地转变成基波电压源运行方式。图 6-20 所示为当电流调节器饱和时测得的相电流波形图,该图是从一台 0.5 马力梯形电动机驱动装置测得的。

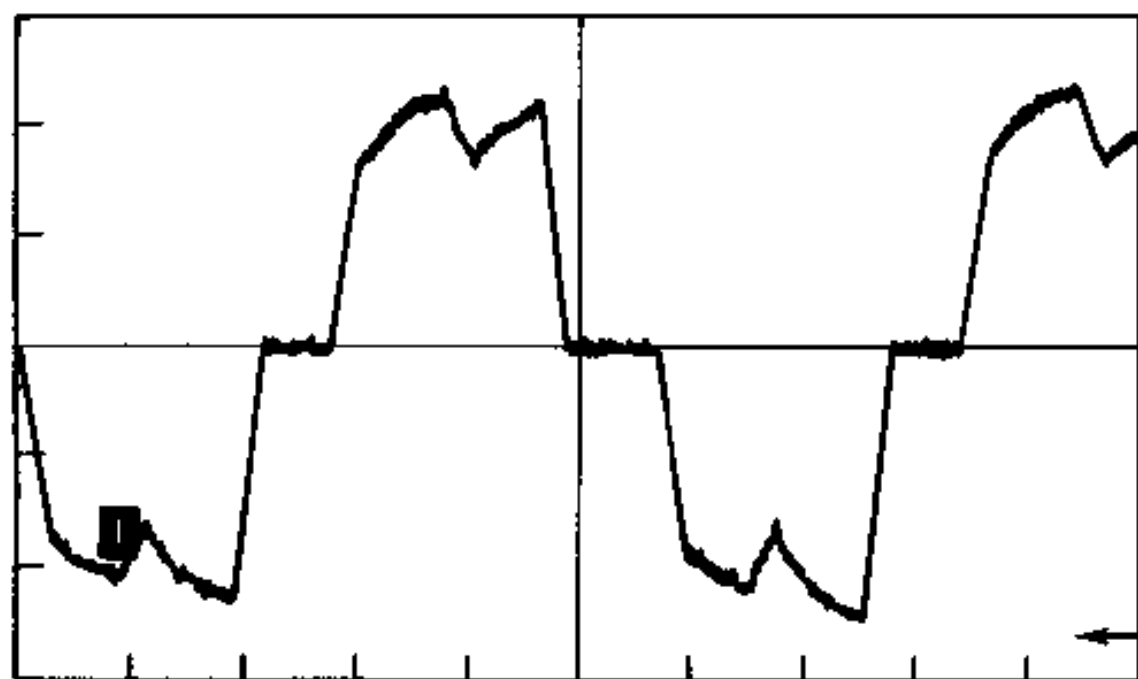


图 6-20 0.5 马力梯形 PMAC 电动机在电流调节器饱和情况下高速电动运行时的典型相电流波形图

除非采取特殊措施,否则当转子转速接近临界值即 $V_s = 2V_{f0}$ 时,相电流幅值和电动机转矩两者都将急剧降低。图 6-21 标有 $\alpha = 0^\circ$ 的实线对应于一台 15 kW 梯形 PMAC 驱动装置,它的每个逆变器开关工作 120° 电角度(参看图 6-14),并且当低速时相电流与反电势波同相位,以获得最大转矩[41]。这条曲线表明,当转速超过门槛值 $V_s = 2V_{f0}$ 时(与图 6-21 中单位转速(p.u)为 1.0 相对应)该电动机转矩迅速降低,当转速达到 1.3 倍单位转速时转矩降低到零。

在高速范围内,采用使激励转换点超前于反电势(图 6-12 中的角 α 为超前角)的方法可以使转矩有所提高。当角度 α 超前时,在反电势增加并抑制电流的进一步增长之前,开通相的电流获得一个可控的时区使其建立和增长。图 6-21 中 $\alpha = 15^\circ$ 和 30° 的实线显示角度超前的好处是使高速段的转矩-转速运行区扩展了。遗憾的是,以这种方法得到的扩展区间是相当有限的,而付出的代价是增大相电流幅值并会使转矩脉动明显增加[41]。

还应当看到,激励角 α 实现超前控制将使转子位置检测线路的复杂程度增加,也就是说,本节前面讨论的基本霍尔传感器线路是以固定的 α 角每隔 60° 电角度产生一个换流信号。调节激励角的合适方法是引入一个锁相环以便在离散的霍尔传感开关的采样点之间插入角值。另一方面,如果 PMAC 电动机设计为带有高分辨率的编码器和解码器,则 α 角值很容易得到精确调整。

超过 1.0 单位速度范围的运行就意味着,当转速增加时线间反电势的幅值($2V_{f0}$)将超

过电源电压。只要传动系统正常运行,因而直流环节的电压保持为标称值 V_d ,这一“过激励”状态并不会对逆变器开关造成威胁。然而,当电动机以超过 1.0 单位速度运行时,逆变器开关的门控信号突然消失就可能使逆变器开关承受电机反电势造成的瞬时开路过电压,此时电机已进入发电制动状态。跨接直流环节设置足以吸收再生能量的储能元件或电压调节器就可防止这种潜在的过压状态。

扩展导通区间的效果 前已述及,对于梯形 PMAC 电动机,基本的换流控制在于使每个逆变器开关在一个电周期中闭合 120° 电角度(参看图 6-14),因而电机的每个相在两个 60° 电角度期间内处于开路状态。然而,电压源逆变器典型的六阶段运行却要求每个开关在一周中闭合 180° 电角度,相应地在任何瞬间均有三个(而不是两个)开关闭合。

这两种情况的差别对于梯形 PMAC 电动机转矩的主要影响如图 6-21 所示。图中虚线表示 180° 导通的状态。这些曲线表明,对于一台 15 kW 的梯形 PMAC 电动机,一旦电流调节器饱和,即将开关导通期从 120° 转移到 180° 并使激励角 α 超前,高速转矩就可能大大增加[41]。采用这种技术,高速运行区的扩展可达 2:1 或更高。

在高速时将导通期转换为 180° 电角度的另一个优点是,与 120° 导通的情况相比可以降低转矩脉动的幅值。另一方面,当转换至完全 180° 导通时[42],控制闭环的动态稳定性将受到影响,从瞬态电流和瞬时转矩的波形反映出其阻尼降低,这是开环电压控制的标志。

前面的论述表明,在高速范围内当开关导通期从 120° 到 180° 逐渐加大时,给定转速下的转矩单调增长[43]。在文献[42,44]中提出了同时控制导通角和超前角的各种算法,目的是当转速增加时,从 120° 导通的电流调节到 180° 导通的六阶梯电压激励运行能实现平滑的转换。例如,一个引人注意的简单方法是,保持各相的关断角为定值,同时使开通超前角逐渐增加[44]。在转速增高时,这个方法具有同时使超前角 α 和导通期协调增长的特性,从而得到良好的高速运行性能。

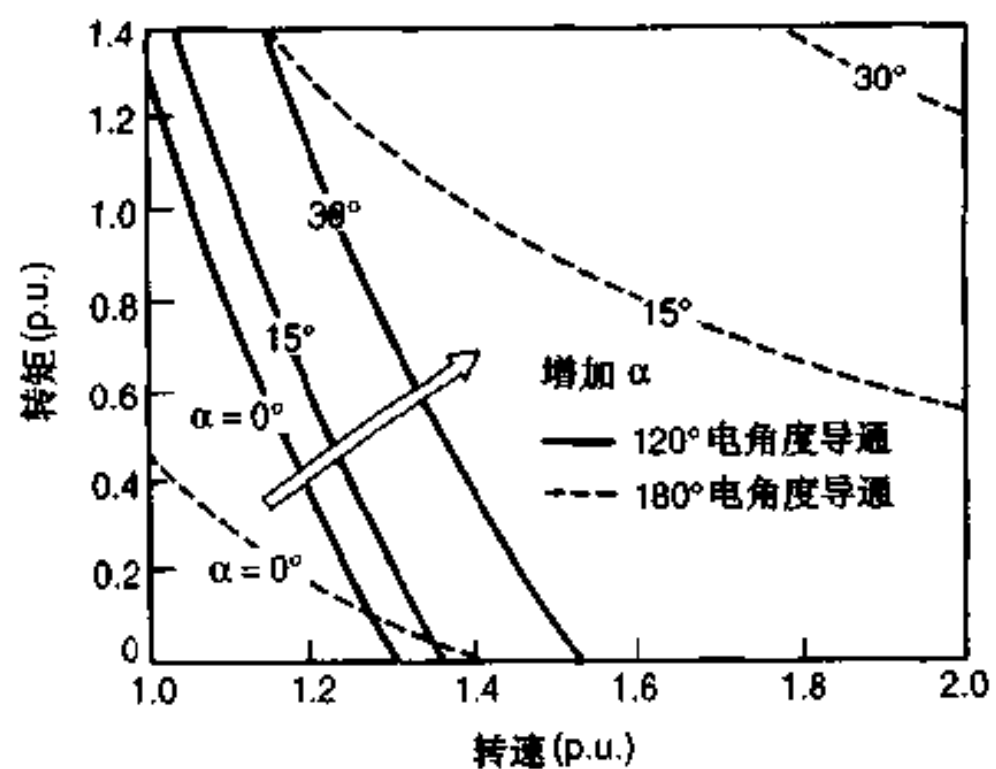


图 6-21 15kW 梯形 PMAC 电动机转矩-转速仿真曲线, 120° (二开关导通)及 180° (三开关导通)激励方式在增大超前角 α 时的对比

6.4. 正弦 PMAC 电动机的控制

6.4.1. 电动机的特性

梯形 PMAC 电动机的定子绕组集中在狭窄的相带内,而正弦形电动机的绕组则分布于众多的槽中,以得到近似的正弦分布,如第 2 章中所述。与 6.3 节讨论的梯形波特性相比,正弦形 PMAC 电动机产生的合成反电势波形实际上是正弦形的。

梯形激励特别有利于带平滑转子(表面磁极)的 PMAC 电动机设计,这样当转子转动时

相电感保持为常值。然而带凸极转子的 PMAC 电动机在正弦激励情况下可获得良好的运行性能,为采用各种几何形式的转子提供了灵活性,其中,包括嵌入式和埋入式磁极(参看图 6-1)[45~48]。

分析正弦 PMAC 电动机最方便的方法是采用固定在转子上的同步旋转坐标系的电流、电压及磁链的瞬时矢量^①[45]。如图 6-22 所示,直轴或 d -轴与永久磁极的磁链矢量 $\vec{\Psi}_f$ 的轴线重合,这样交轴或 q -轴将与合成反电势矢量 $\vec{V}_f$ 的轴线重合。反电势矢量 $\vec{V}_f$ 的幅值可简单地表示为

$$V_f = p \omega_r \Psi_f \quad (6.4)$$

式中, p 为磁极对数; Ψ_f 为磁链的幅值。

在图 6-22 中,三相正弦激励电流也可表示为一个瞬时电流矢量 $\vec{i}_s$,它由 d -轴与 q -轴上的标量分量 i_d 及 i_q 组成,定子的供电电压矢量 $\vec{v}_s$ 也用类似方法表示。对直轴和交轴可求得等值电路,如图 6-23 所示。注意,磁链源在 d -轴电路中以等效电流源 I_f 表示,而合成反电势在 q -轴电路中则以从属的电压源表示(即为一个分量 $\omega_e \Psi_{ds}$)。

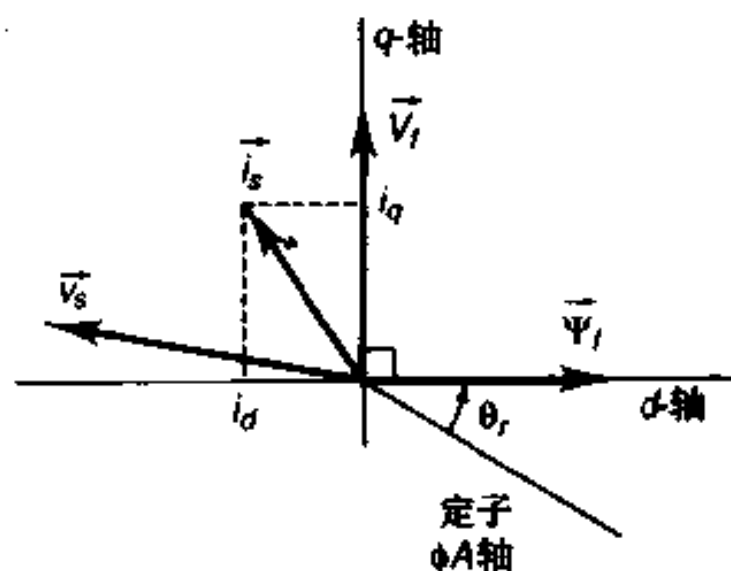


图 6-22 在 d -轴与转子磁链 $\vec{\Psi}_f$ 方向重合的同步旋转坐标系中正弦 PMAC 电动机的基本矢量关系

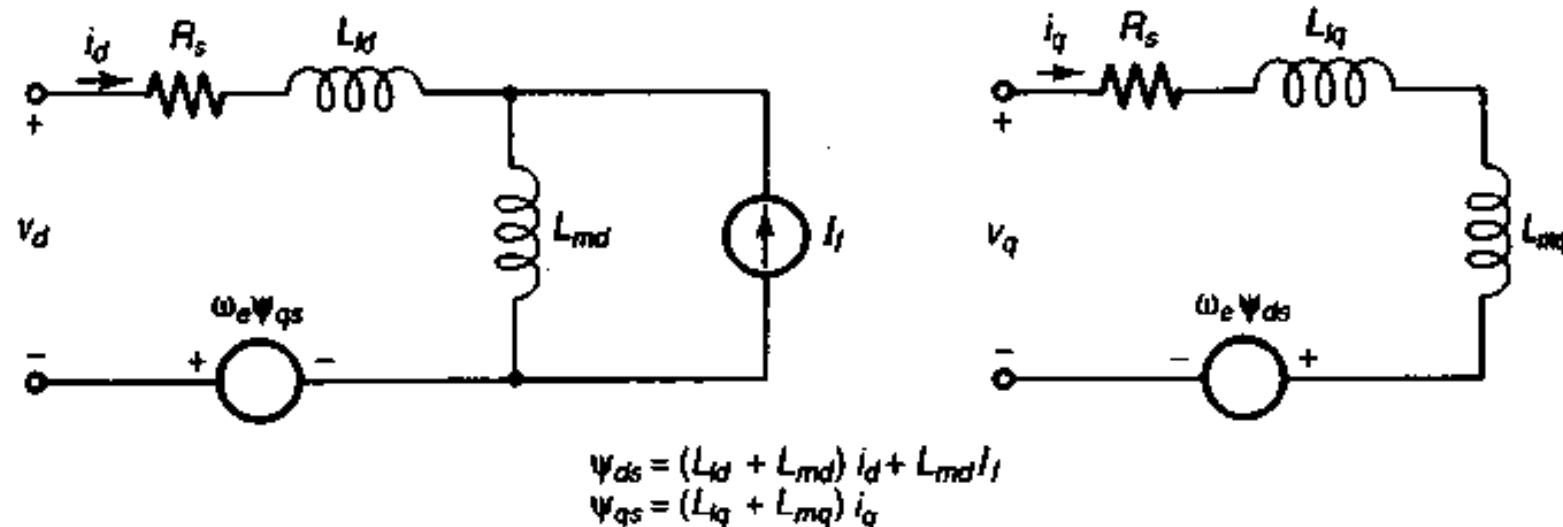


图 6-23 在图 6-22 所定义的同步旋转坐标系中正弦 PMAC 电动机的 d - q 轴等值电路

在隐极 PMAC 电动机中,励磁电感 L_{md} 和 L_{mq} 是相等的。然而,在埋入式或嵌入式磁极的凸极 PMAC 电动机中, L_{md} 将小于 L_{mq} ,因为在 d -轴磁路中磁极的总高度可视为增加一个气隙长度(即对于陶瓷和稀土磁性材料, $\mu_r \cong 1$)[45]。图 6-1 所示具有单一磁隔层的内极式 PMAC 电动机通常 L_{mq}/L_{md} 的比值接近 3。据报道,新型轴向叠片式设计可使凸极电感比达到 7 甚至更高[49]。

这一 d - q 矢量表示法,可导出正弦 PMAC 电动机瞬时转矩的表达式如下

^① 在本章,原文 phasor 为表示在 d - q 坐标系上的实相量;而在第 2 章,原文 phasor 为表示在复平面上的复相量;本书统一译做“矢量”。

$$T_e = 3 \frac{p}{2} [\Psi_f i_q + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (6.5)$$

式中, L_d 和 L_q 为 d -轴和 q -轴定子相电感, 它们分别对应于图 6-23 等值电路中的 $(L_{md} + L_{ld})$ 和 $(L_{mq} + L_{lq})$ 。由于在凸极 PMAC 电动机中 L_q 通常大于 L_d , 毫无疑问为了使式的第二项产生正的转矩分量, i_d 和 i_q 必须具有相反的极性。

转矩方程式(6.5)中的两项都具有实际的物理意义。第一项“磁”转矩与 i_d 无关, 但正比于定子电流分量 i_q , i_q 与反电势 $\vec{V}_f$ 同相位。与之相对, (6.5) 式第二项“磁阻”转矩与电流的乘积 $(i_d i_q)$ 成正比, 同时正比于两个轴向上的电感差值 $(L_d - L_q)$ 。这种解释强调了凸极 PMAC 电动机的复合特性。这里注意, 在具有凸极磁路的条件下, 转矩不再与定子电流幅值成线性比例关系。

在(6.5)式中磁转矩和磁阻转矩的相对大小是在电动机设计过程中, 通过选取转子的拓扑形式调整磁极和转子凸极的尺寸借以改变 Ψ_f 和 $(L_d - L_q)$ 的相对大小之后确定的。设计的一个极端情况是, 在无凸的表面磁极 PMAC 电动机中, 由于 $L_d = L_q$, 自然不存在磁阻转矩项。在另一个极端, 如果拿掉磁性材料, 电动机将设计为单纯的同步磁阻电动机。这些设计选择的效果在高速运行区是非常明显的, 这将在本节后部分进行讨论。

6.4.2. 基本控制方法

逆变器形式 正弦 PMAC 电动机的转矩控制通常采用同样的即自同步电流调节的原理, 这些已在 6.2 和 6.3 节做过介绍。然而, 正弦激励系统的显著特点是, 6 个逆变器开关(图 6-5)除了调节激励波形的幅值和频率(即同步化)以外, 还具有使激励波形正弦化的功能。通常采用 PWM 开关控制算法来消除基频激励波的主要低阶谐波分量。

根据需要的电压源或电流源特性, 可以采用各种 PWM 算法使外施相电压和相电流的波形成为正弦形[50, 51]。关于某些 PWM 技术的基本原理已在第 4 章中提及。与梯形 PMAC 电动机不同的是, 正弦方式的闭环电流调节通常最少需要两个电流传感器用以直接测量相电流(第三相电流可以从另外两相求得, 因为假定为星形接线, 故有 $i_A + i_B + i_C = 0$)。

开环 V/Hz 控制 正如 6.1.1 节扼要讨论过的那样, 埋入磁极 PMAC 电动机可以设计为沿着转子表面嵌入一个感应电动机的鼠笼绕组, 如图 6-24 所示。这种混合结构将产生一个附加的异步转矩分量, 这样, 逆变器供电的 PMAC 电动机在不装设位置传感器的情况下可以稳定地运行。这种简化导致了实用上只需采用图 6-24 所示的简单的恒定伏/赫(V/Hz)控制算法, 以获得开环的转速控制, 用于不要求快速动态响应的负载如泵类和风机等。按照这种方式, 提出一种正弦电压 PWM 算法, 可以使供电电压的基波幅值随着速度指令成比例地线性增长, 从而保持定子磁通近似地恒定。

这种控制方法的开环特性使得它必须避免速度指令和施加负载的突然变化, 以防止

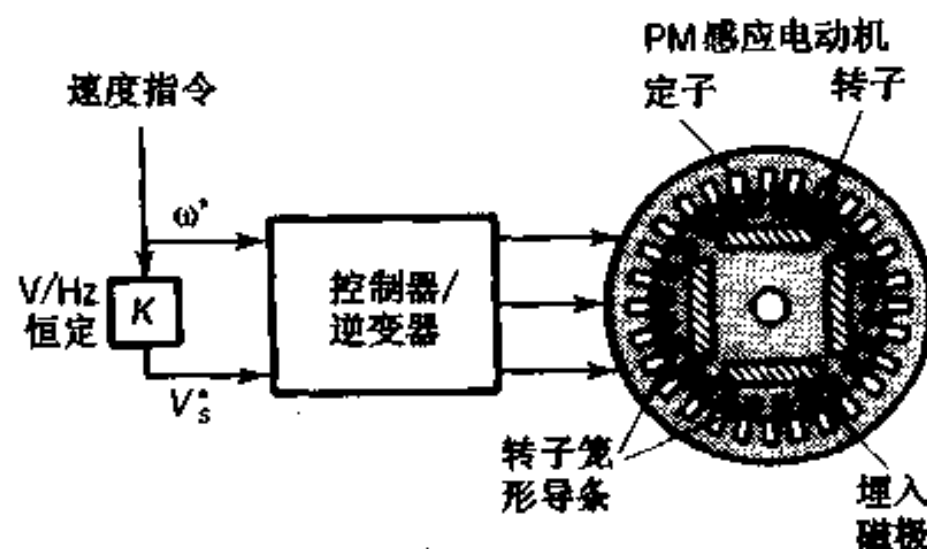


图 6-24 混合 PM 感应电动机的剖面图及开环 V/Hz 控制方法的简化方框图

PMAC 电动机发生不期望的失步(牵出同步)。然而,这种驱动形式令人感兴趣的情况是,对于一般的工业速度控制,在众多通用的感应电动机成套驱动装置中所采用的是同样的恒定 V/Hz 控制方式。这样,在某些调速驱动装置中便可选用混合 PM 感应电动机取代传统的感应电动机,以改善系统的运行效率而无需更换驱动的电子控制装置。这种开环控制方式的另一个优点是,PMAC 同步电动机的转速可通过激励频率精确地进行控制,不存在异步感应电动机所固有的转差及其补偿问题。

高性能闭环控制 与前述的开环运行情况不同,为获得高性能的正弦 PMAC 电动机驱动控制,通常需要转子位置传感器。为实现连续自同步功能,正弦 PMAC 电动机比梯形电动机更需要转子位置反馈,后者在每个电周期内只需 6 个离散的开关采样点。因而,对正弦 PMAC 电动机,按照其特定的驱动性能指标,通常需要能提供等效数字分辨率达到每电周期 6 比特(5.6°电角度)或更高的绝对编码器或解码器。在某些高性能的装置中,位置传感器的分辨率是很重要的,因为在正弦 PMAC 电动机中,它是影响转矩脉动诸因素中的一个。

对于正弦 PMAC 电动机,为得到高性能驱动控制,高质量的相电流调节是第二个关键因素。再参看图 6-22 中的瞬时矢量图。电流调节加上自同步功能就可以按照控制指令将瞬时电流矢量 $\vec{i}$ 置于转子 d - q 参考平面的任何地方(仅受最大电流和调节器饱和的限制)。这种独立设置两个正交电流分量 i_d 和 i_q 值的功能相当于根据(6.5)式来设定输出转矩。假定转子上没有阻尼鼠笼绕组,转矩响应的速度将与快速电流调节器的响应速度相同,仅受电源电压和定子电感值的限制。

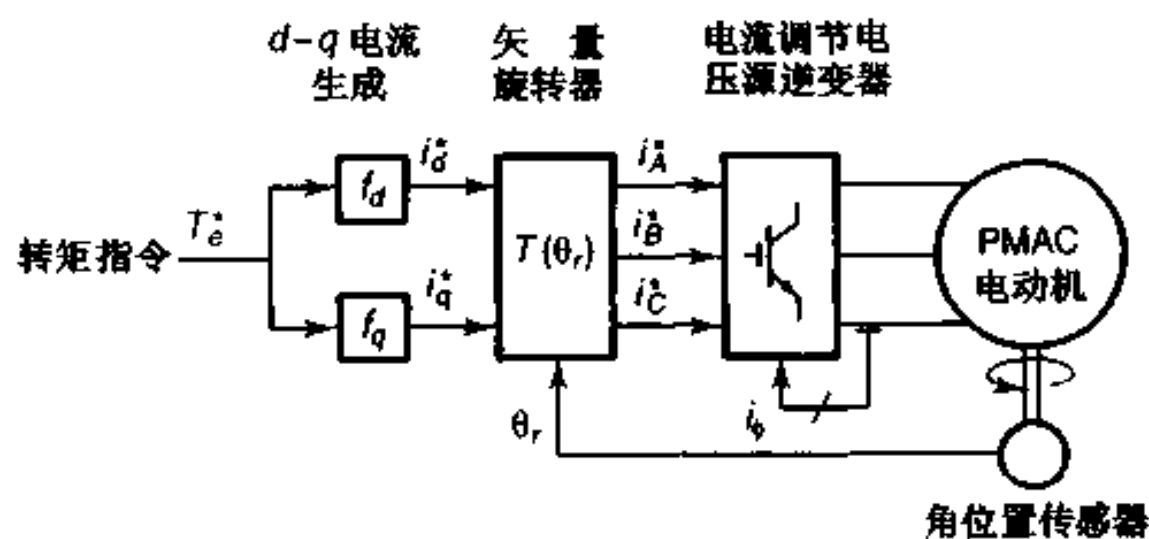


图 6-25 基于矢量控制原理的正弦 PMAC 电动机高性能转矩控制系统方框图

对于正弦 PMAC 电动机,实现这种高性能转矩控制的一个基本方案示于图 6-25 中 [45]。按照这个方案,送来的转矩指令 T_e^* (星号表示指令)利用从转矩方程式(6.5)求得的函数 f_d 和 f_q 变换成 d - q 轴电流指令分量 i_d^* 及 i_q^* 。这些转子 d - q 参考坐标系中的电流指令(对于恒转矩指令为直流量),利用转子角度反馈再转换成定子各相电流的瞬时正弦电流指令(i_A^* , i_B^* 和 i_C^*),矢量旋转方程式[45]如下所示:

$$\begin{bmatrix} i_A^* \\ i_B^* \\ i_C^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & -\sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

式中, θ_r 为定子 A 相轴线与旋转 d -轴(见图 6-22)之间的夹角(电角度),星号表示为指令

值。电流调节器以要求的电流幅值按三相定子电流的相位对各相绕组进行激励。

确定 f_d 和 f_q 函数从而将转矩指令 T^* 转换成 d - q 电流分量指令 i_d^* 和 i_q^* 最常用的方法是设定一个最大转矩/安培(每安培转矩,运行的约束条件,它与最高工作效率几乎是等价的)。在转子 d - q 参考坐标系中,服从最大转矩/安培约束条件的定子电流矢量轨迹,绘于图 6-26 中。图 6-26(a)对应于隐极 PMAC 电动机,图 6-26(b)为凸极。这些轨迹覆盖转矩幅值的区域为从负值(发电/制动)至正值(电动)[52]。

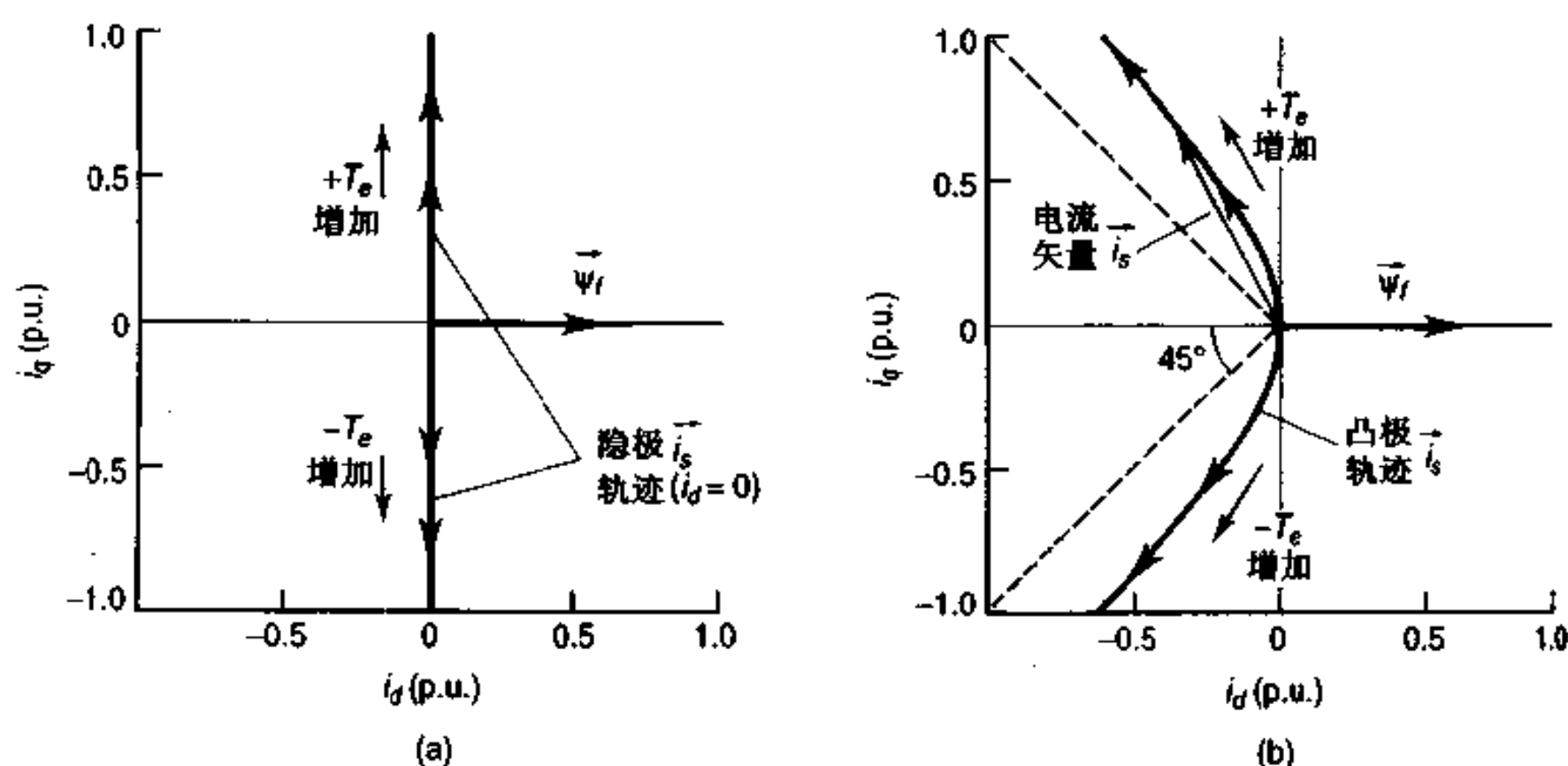


图 6-26 在同步旋转 i_d - i_q 坐标系中,按最大转矩/安培控制时定子电流矢量 i_s 的轨迹

(a) 隐极 (b) 凸极正弦 PMAC 电动机

对于两种类型的正弦 PMAC 电动机,图中示出的最大转矩/安培轨迹之间的区别,突出体现了隐极和凸极电动机转矩产生机制之间的差别。在隐极 PMAC 电动机中,对所有的转矩值将 i_d 设定为零,转矩/安培将达到极大值,因而正弦相电流将永远精确地与正弦反电势电压同相位(或相差 180°)。这种控制方法与前面 6.3 节介绍的隐极梯形 PMAC 电动机控制方法之间的相似性是显而易见的。

然而,图 6-26(b)中给出的凸极永磁磁阻电动机的最大转矩/安培轨迹,在低转矩时开始沿 q -轴移动,然后对称地沿着 45° 渐近线移向第二和第三象限。对电动运行状态,这意味着在给定的定子电流值下,利用定子相电流超前方式来产生最大转矩,相电流超前于反电势波的电角度在 $0^\circ \sim 45^\circ$ 之间。图 6-26(b)中的最大转矩/安培轨迹反映了永磁磁阻电动机具有混合特性的性质[45],因为在第二和第三象限中标明的 45° 轨迹渐近线就是纯同步磁阻电动机的转矩轨线(即没有磁极)。对于凸极 PMAC 电动机,确定最大转矩/安培轨迹的 f_d 和 f_q 的非线性方程(参看图 6-25)绘于图 6-27 之中。

曾经报道过正弦 PMAC 电动机控制算法的另一组方程式,其旋转参考坐标系不是与转子磁极磁通而是与定子磁通矢量重合,也可获得高性能控制[53,54]。虽然这两种控制算法在低速运行性能方面非常相似,然而从恒转矩转换到恒功率运行的高速区,其差别就明显得多[53,55]。

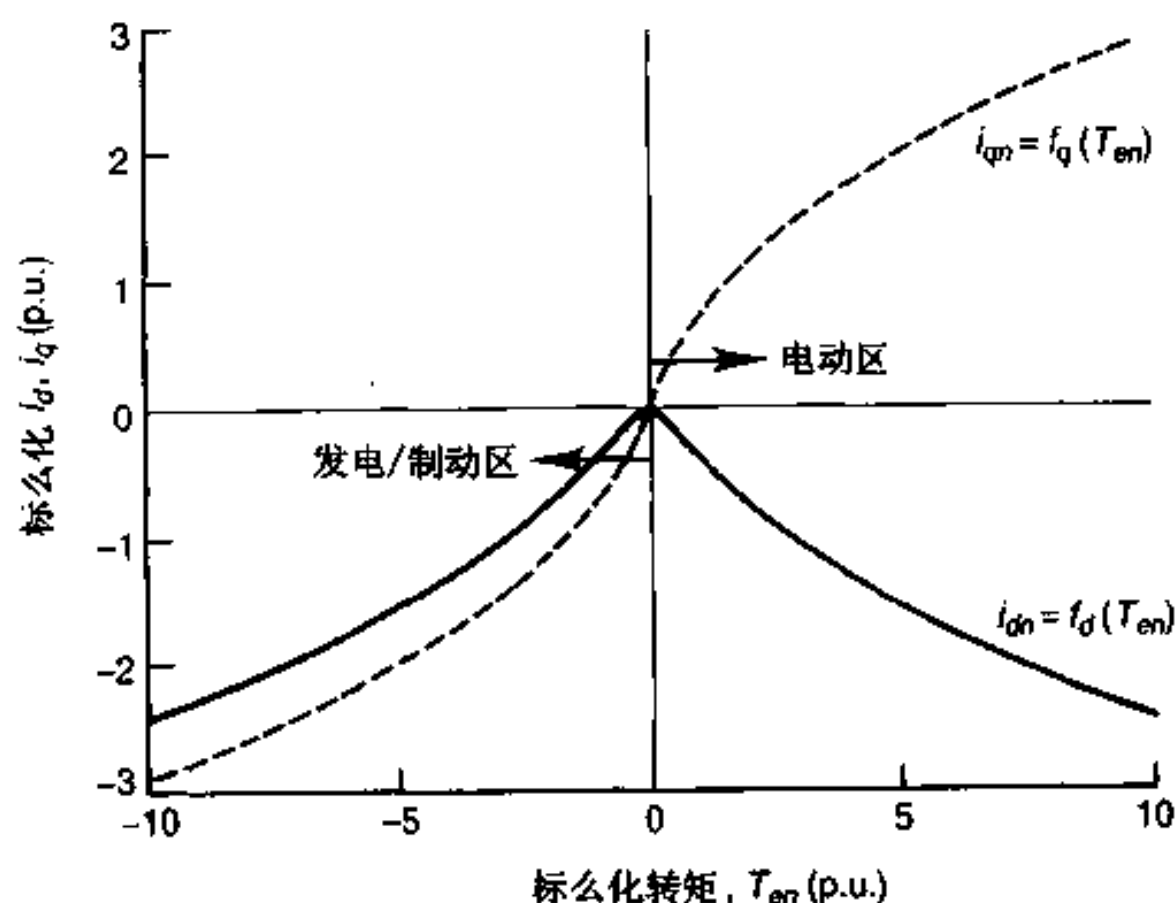


图 6-27 凸极正弦 PMAC 电动机实现最大转矩/安培运行的 f_d 和 f_q 方程的曲线图
采用标么化转矩和电流变量, 基准值定义: $i_b = \Psi_f / (L_q - L_d)$, $T_{eb} = 1.5 p \Psi_f i_b$

再生制动运行 正弦 PMAC 电动机再生制动运行的原理, 一般说来是与 6.3 节讨论的梯形电动机相同的。例如, 图 6-26(a) 表明, 在隐极正弦电动机中, 当 i_q 为负值时 ($i_d = 0$) 产生负的制动转矩, 此时相电流与反电势的相位差为 180° , 与梯形电动机完全相同。对于凸极 PMAC 电动机, 图 6-26(b) 表明最大转矩/安培轨迹在第二和第三象限中互为镜像。换句话说, 图 6-27 中给出的 f_q 函数与转矩指令的极性有关, 而 f_d 函数则只与其绝对值有关。

与梯形 PMAC 电动机的情况相同, 正弦 PMAC 电动机采用的电流调节电压源逆变器, 通常是将再生制动能量反送到直流环节。前面 6.3 节所介绍的梯形 PMAC 电动机所采用的处理再生能量的技术措施——局部存储、耗散或回馈到电源——可以同样有效地用于正弦电动机。

6.4.3. 转矩脉动

正弦 PMAC 电动机产生的转矩脉动通常低于梯形电动机, 这是使高性能运动控制, 例如在机床等装置中, 正弦电动机更为可取的一个重要原因。这个差别的主要原因在于正弦 PMAC 电动机不存在相间换流时的冲击电流, 而冲击电流正是梯形电动机激励波形的特征所在。

虽然在正弦 PMAC 电动机中存在次要的转矩脉动源 (即槽效应、绕组谐波等), 然而在其他类型交流电动机中采用的降低转矩脉动的一般技术措施, 如斜槽和短距绕组等 [25], 通常也可用于 PMAC 电动机。梯形电动机需要高度集中的相绕组以平滑转矩, 然而在正弦 PMAC 电动机中实际上是使定子相绕组分布在每个极面下尽可能多的线槽中以实现平滑。

这些成熟的交流电机设计技术加上专门的控制算法, 就能更进一步地抑制残余的脉动转矩源。一种很通用的方法是在基本的基波电流指令上增加一些幅值经过仔细调整的谐波电流分量, 用以有效地补偿剩余脉动转矩分量 [56~59]。遗憾的是, 这种补偿控制的方法对

于电动机的参数值相当敏感,这就需要引入自适应控制技术[60,61]来调整在正常运行过程中出现的参数变化。

尽管存在这些实际困难,若将电机设计和控制算法很好地配合应用,仍然能使正弦 PMAC 电动机驱动符合大多数伺服应用的要求,产生的脉动转矩幅值很低(<2%额定)。

6.4.4. 高速运行

正弦 PMAC 电动机高速运行的限制同样来源于反电势幅值和感性压降与转速的线性比例关系,这也是 6.3.4 节讨论的梯形电动机特点。然而,与梯形电动机的情况不同的是,正弦电动机的电流调节器是在六阶梯电压激励的开关导通角达到 180°时(即在所有时间内都有三个逆变器开关闭合)才进入饱和。这一差别使得正弦 PMAC 电动机较易扩展到高速运行区,虽然还需要采用一些特殊的控制方法。

电流和电压极限圆 为了弄清正弦 PMAC 电动机高速运行的限制条件,可先从逆变器电流和电压限制的影响来开始考虑。逆变器开关的电流限制值可在转子参考 i_d-i_q 平面上表示为一个最大电流的极限圆,圆的半径为 $I_0=1$,圆心在零点,在图 6-28 中用实线表示。这就是说,电流调节器可产生顶点落在这个极限圆内的任何电流矢量 i_s ,其标么化幅值为 1.0 或小于 1。

逆变器输入端为有限的直流电压源 V_s ,这就要求定子相电流的各个分量服从下列不等式[55]

$$\left[\frac{(2/\pi)V_s}{p\omega_r L_q} \right]^2 \geq i_q^2 + \left(\frac{L_d}{L_q} \right)^2 \left(i_d + \frac{\Psi_f}{L_d} \right)^2 \quad (6.7)$$

式中, ω_r 为转子转速。

对于隐极电动机($L_d=L_q$),这一表达式可简化为 i_d-i_q 平面上的一组电压极限圆(图 6-28 所示),圆心在 $(-\Psi_f/L_d)$,半径正比于 V_s 但反比于转子转速 ω_r 。暂时忽略电流限制,当稳态运行时某一转子转速下的电流矢量 i_s 可达到电压极限圆内的任何位置或极限圆上,但不会超出圆外。由于电压和电流限制同时约束电动机驱动装置的运行,所以在任意转速下电流矢量的集合是由前面定义的电压和电流极限圆的交(intersection)组成的。在特定转子转速 ω_{r2} 下,该集合的一个例子在图 6-28 中以阴影区表示。

在图 6-28 中值得注意的是,当转子转速增加时电压极限圆的尺寸将缩小,可以获得的静态电流矢量运行区将逐渐减少。在低速时,电压极限圆的半径是如此之大,以致电动机驱动系统可以在固定半径的电流极限圆内的任何位置运行。然

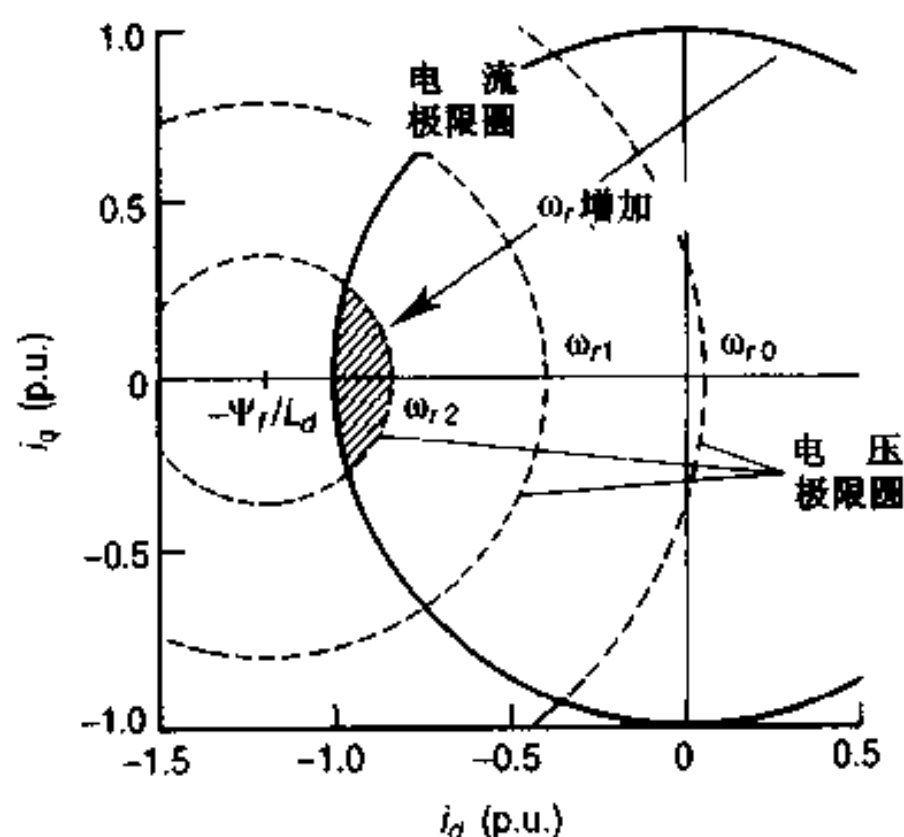


图 6-28 隐极 PMAC 电动机在标么化 i_d-i_q 平面上的电流极限圆和三相电压极限圆图形
图形对应三个转子转速值($\omega_{r0}, \omega_{r1}, \omega_{r2}$)
阴影部分表示转速升到 ω_{r2} 时电流矢量的运行区域

而,由于转速增加使得线间反电势的幅值接近直流环节的电源电压 V_s ,电压限制在缩小电流矢量运行区的范围方面逐渐增加其主导作用。这将导致转速升高时电动机能够产生的最大转矩会同时降低。

当转速增加到关键的门槛值 ω_b 时,线间反电势等于电源电压(即等于基波分量幅值),电压极限圆收缩到其边缘直接穿过 i_d-i_q 平面的原点($i_d=i_q=0$)^①。当转速超过门槛值 ω_b 时,电流必须在全部时间内流入电动机以满足端电压的要求,甚至当产生的转矩为零。

前面讨论的关于隐极电动机的基本概念,同样适用于凸极 PMAC 电动机。主要的区别在于,隐极电动机的电压极限圆变为凸极电动机的电压极限椭圆,这是由于 d 轴和 q 轴的电抗值不同造成的[55]。

弱磁原理 在介绍了电流极限圆和电压极限圆的概念之后可以看到,在高速区内正弦 PMAC 电动机产生有效转矩的能力完全取决于由控制器设定的电流矢量轨线。图 6-29(a)所示为对于一台高速运行的隐极 PMAC 电动机在标么化 i_d-i_q 平面内研究其不同的电流矢量轨迹。选取的两条电流矢量轨迹(A 和 B)满足逆变器的限制条件,即前面讨论过的最大电流($i_s \leq I_0 = 1 \text{ p. u.}$)和电源电压的限制条件。

正如图 6-29(a)中轨迹 A 所表明,控制器可以设计为在低速范围内保持 i_d 为零,使得在所有转速下维持最大转矩/安培运行。然而,当转速增加趋近门槛值 ω_b 时,电压极限圆迫使 i_q 迅速下降,结果使高速转矩迅速降低如图 6-29(b)所示情况。对应于三个转速值的电压极限圆用虚线绘出,用以表示当转速增加时电流矢量是如何沿着 q -轴下降的。

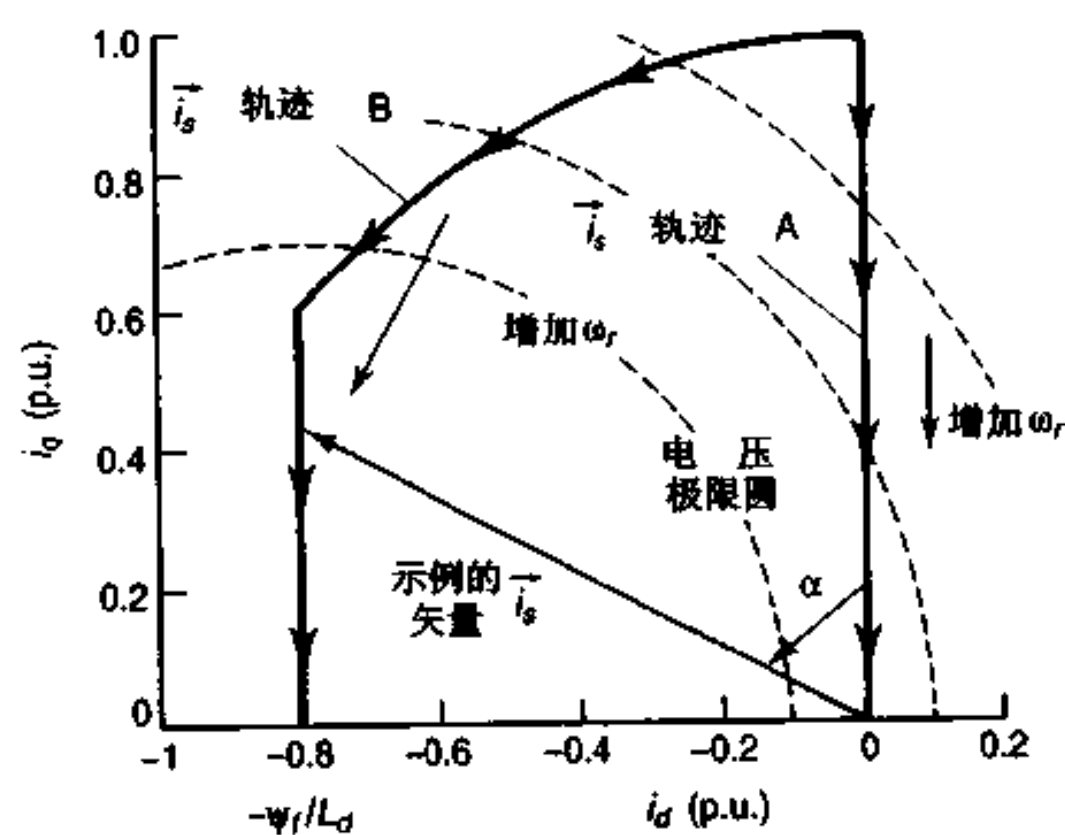
在对比时,另一种方法(图 6-29(a)中轨迹 B)是控制电流矢量,使之沿电流极限圆($|i_s| = 1.0 \text{ p. u.}$)进入第二象限,相当于电流相位角 α 超前。与前面的轨迹 A 比较,轨迹 B 在高速时允许电流持续流通并产生更大的转矩,即使在沿 q -轴的转矩/安培值低于轨迹 A 时也是如此。可以看出,每个高速电压极限圆与两条轨迹的交点,轨迹 B 的 q -轴电流值均高于轨迹 A,从而证实运行区域的扩展,并因此产生更高的输出转矩。与轨迹 B 对应的新的转矩-转速曲线[参看图 6-29(b)]与轨迹 A 对应的曲线相比,得到了很大的扩展,在高速区域形成恒功率双曲线特性($T_s \omega_r = P_c$)。

在高速时使电流相角超前的技术措施通常称为弱磁,因为增加的 d -轴定子负磁通($L_d i_d$)将减弱 d -轴正磁通 Ψ_f 。值得强调的是,弱磁要求控制器离开最大转矩/安培轨线,以增加 d -轴需要的电流来抵销磁通。虽然这个概念在图 6-29 中是以隐极 PMAC 电动机介绍的,弱磁在凸极 PM 电动机中也可有效地利用,方法是从第二象限中的最大转矩/安培轨迹[参看图 6-26(b)]将电流相位角超前(反时针方向)[55]。

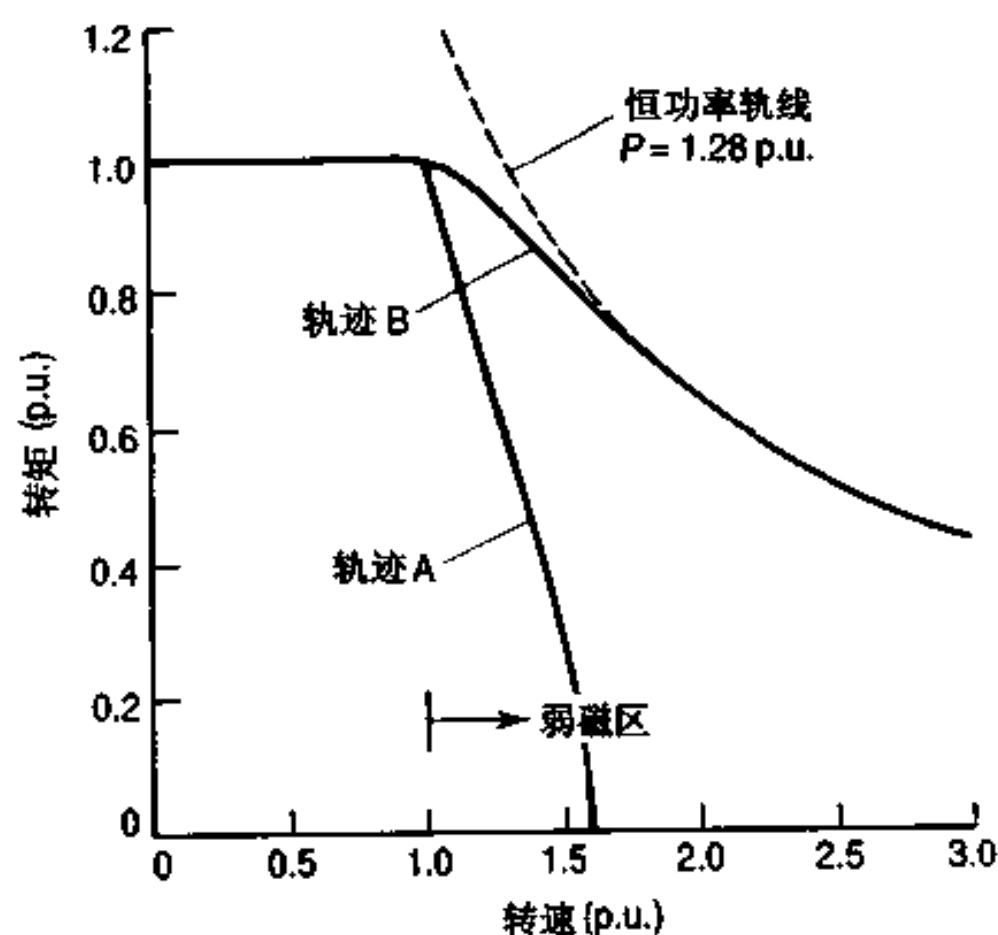
为实现弱磁控制,文献中提出了另外几种控制算法,这是由于在电流调节 PMAC 电动机驱动中不能实现自动转换过程[53,55,62~64]。这些不同算法的一个明显区别在于,进入弱磁之后是否允许调节器完全饱和。避免电流调节器完全饱和的控制算法(称为准饱和)的优点是使驱动系统保留与电流调节有关的某些快速动态响应性能[55]。反之,强制转入六阶梯电压激励的那些算法[53]虽牺牲了一些响应速度,但却有利于提高逆变器的效率,因为逆变器开关的开关频率降低了。

PMAC 电动机参数的影响 认识到下述一点是很重要的,即 PMAC 电动机驱动所能

① 原书误为($i_d-i_q=0$)



(a)



(b)

图 6-29 在归一化 i_d-i_q 平面内定义的各种电流矢量轨迹(A 和 B)

(a) 隐极正弦 PMAC 电动机的受约束的转矩-转速轨迹

(b) 显示了高速运行区弱磁的优点(轨迹 B)

获得的最大转矩-转速运行曲线归根结底取决于电动机的参数。而控制算法只能决定 PMAC 电动机高速运行的潜在能力能否实现。因此,在电动机开始设计时就考虑高速运行的要求,这是特别重要的,因为 PMAC 电动机的性能对不同的设计有很大差异,还没有那么一种巧妙的控制算法可以克服来源于电机设计中的各种限制因素。

确定 PMAC 电动机的尺寸和转矩-转速运行曲线形状的最重要的电机参数是磁通 Ψ_f 与 d -轴电抗的比值[65],它具有电流的量纲,此处定义为 I_m , $I_m = \Psi_f / L_d$ 。实际上,分析结果表明,恒功率转速范围基本上限制在 I_m 无论如何不超过最大逆变器电流 I_0 的范围内。

再参看图 6-28, 这种设计关系意味着作为获得宽广的恒功率调速范围的先决条件, 电压极限圆族的圆心(图中在 $i_d = -I_m$ 处)必须落在电流极限圆的内部。这个观点是符合逻辑的, 因为如果 $i_d = -I_m$ 点落于电流极限圆之外, 那么在高速时收缩的电压极限圆与电流极限圆的交将收缩为空集(意味着零转矩)。有趣的是, 在给定的电源电压的条件下, 若在设计电动机时使 $I_m = -I_0$, 就能获得最高的恒定输出功率, 这时图 6-28 中电压极限圆族的圆心恰好落在电流极限圆的圆周上。

在设计用于大范围弱磁运行的 PMAC 电动机时必须考虑的一个重要折衷方案是, 降低 I_m 的数值使之小于最大逆变器电流 I_0 , 这样在弱磁运行情况下使磁极受到的去磁矫顽力(MMF)更大[52]。实际上, 将 I_m 值降低到低于 I_0 值, 在深度弱磁运行期间(即 i_d 为很大的负值)可能导致磁极的磁通反向, 相应地磁极工作在特性的第三象限。在这种运行方式下, 如果要求尽可能宽的弱磁运行范围, 选取具有穿越第二象限的直线特性的磁性材料是可取的, 例如某种稀土磁性材料(钕-铁-硼或钐-钴)。

在实际工作中, 不论设计表面磁极或内装磁极电动机, 如采用单层结构(如图 6-1 所示), 要想满足不受限制的恒功率运行的必备条件是困难的。因此, 对于这种类型的电动机, 高速弱磁运行范围限制在基速以上 3:1 或更低[55]。另一方面, 最近报道的新型轴向叠片式 PM 磁阻电动机已能满足将调速范围扩展到至少为 7:1 的条件[66]。这个结果证实了下述观点, 即混合 PM 磁阻电动机所采用的磁凸极结构为电机设计增加了一个重要的自由度, 可有效用于设计, 以获得大范围的恒功率运行[67]。

6.5. 现代控制技术

6.5.1. 取消位置传感器

近年来包括 PMAC 电动机在内的驱动控制发展中的一个最活跃的领域是, 为取消转子角位置传感器而迅速发展的各种新技术, 这些技术用于自同步是非常方便的。取消轴上安装的位置传感器在很多装置中是期望达到的目标, 因为这一传感器在整个驱动系统中常常是最昂贵而又最脆弱的元件之一。

梯形 PMAC 电动机 对于这项研究, 梯形 PMAC 电动机是特别引人注意的目标, 因为在它的三个定子相绕组中每 60° 电角度区间内总有一个相绕组是不受激励的, 这就可能很方便地利用非激励相产生的开路反电势作为位置检测的信号。目前已开发出各种专门的算法[68~72], 利用反电势的测量结果来确定梯形电动机电子换流时刻, 而无需在轴上装设的位置传感器。

在这些算法中, 一个基于磁通阈值的算法示例[72], 可利用图 6-30 中的简化波形来说明。按照这个算法, 在每 60° 电角度区间内一旦非激励绕组的反电势跨越零值, 控制装置就对反电势进行积分运算, 以此来提供磁通增量的测量值, 在图中以信号 V_{im} 表示

$$V_{im} = \int_0^{\tau} V_{f\phi}(\tau) d\tau \quad (6.8)$$

式中, $V_{f\phi}(\tau)$ 表示每一相的反电势; $\tau=0$ 对应于反电势跨越零值的时刻。

V_{im} 的二次曲线形状的成因是由于每次过零时瞬时反电势近似于线性变化。当 V_{im} 达到预先确定的电压阈值 V_{Δ} 时, 产生下一次换流时刻(图 6-30 中信号 Com), 此时逆变器开关改

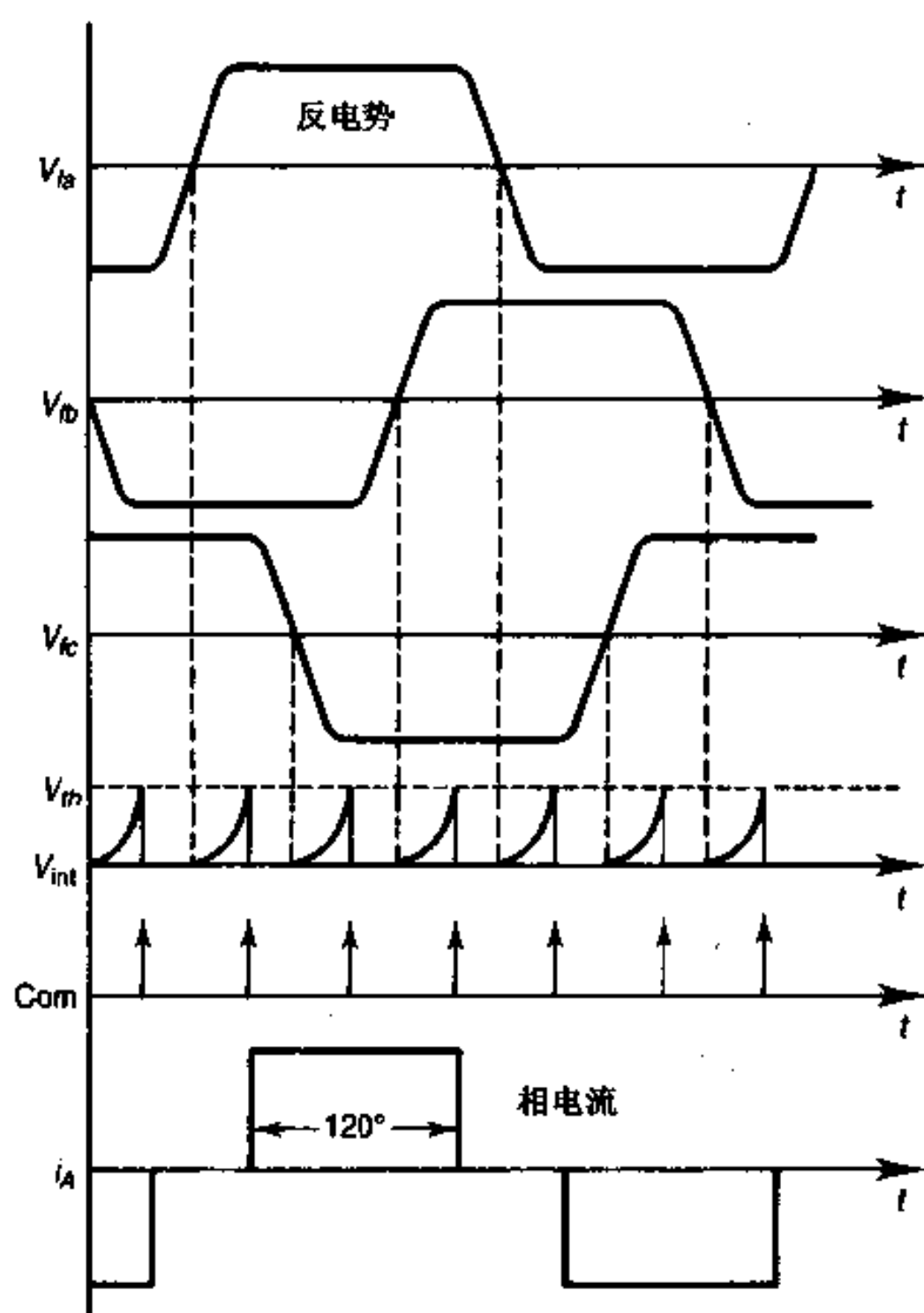


图 6-30 梯形电动机无位置传感器控制算法的工作原理波形图[72], 包括(自上而下)反电势波形 V_{fa} 、磁通积分信号 V_m 、逆变器换流信号 Com 以及 A 相电流 i_A

变导通状态,同时积分器复位,直到下一次反电势跨越零值。

这种反电势积分方法的一个优点是,当转速变化时尽管反电势的幅值与转速成比例地增长,然而过零时刻与比较器转换之间以电角度为单位的滞后时间保持为常量。换句话说,通过积分产生的磁信号不需要随着速度变化而改变比较器的阈值,以保持要求的电流与反电势波形间的同相位关系。此外,在提高转子转速时调整比较器阈值 V_{th} 可方便地改变超前激励相位角 α 。

在各种利用反电势检测的方法中都有一个需要面对的特殊控制问题,那就是从静止开始起动的问题,此时反电势等于零。这种情况的典型处理方法是,在开始时舍弃位置信号,按要求的转向以固定速率使电动机以步进方式转动起来。这一开环激励阶段提供了转子的初始加速度并产生反电势检测线路所需的具有足够幅值的反电势信号,以便平滑地过渡到逆变开关换流控制的阶段。

这类反电势检测线路用于梯形 PMAC 电动机是既简单又成熟的,已成功地利用各种积分电路加以实现[71~73],其中某些线路现在已用于工业生产。这种无传感器控制形式的应用场合包括计算机磁盘驱动器、袖珍磁盘机(CD)、鼓风机以及泵类等。

正弦 PMAC 电动机 正弦 PMAC 电动机取消位置传感器要更加困难,因为电动机所有的三个相绕组都是连续激励的,不能直接获得开路反电势电压值。因此,通常需要更加复杂的估值和观测器技术,以便从相电流和端电压的测量数据中提取位置信息[68]。

已提出和开发了各种用于正弦 PMAC 电动机转子位置估计的算法,这些算法中包括磁通幅值计算以及矢量定位等[74,75]。某些算法的计算量可能很大,需要使用高速数字信号处理器[76]。对电动机参数变化的敏感性在某些情况下可能是很重要的,对高性能运行需要添加在线参数自适应线路[77]。在采用反电势检测线路的情况下,静止时需要特殊的开环起动线路,因为转速为零时不产生反电势电压。

混合 PM 磁阻电动机利用其相电感值随着位置角变化这一特点,为 PMAC 电动机间接位置检测的其他方法提供了基础。这种线路与用于隐极 PMAC 电动机的其他方法相比具有的一个优点是,检测算法设计为可以在低速直至静止时检测电感值的变化,从而避免了速度为零时与反电势消失有关的各种问题。为了从 PM 电动机内部提取位置估值提出了各种算法,有的是基于利用试验脉冲探测电机各相参数的主动检测方法[78],或者是基于检测正常运行时的电压和电流波形的被动检测方法[79]。

6.5.2. 取消电流传感器和新型调节器

在有电流调节的 PMAC 驱动系统中,取消或尽可能减少电流传感器也引起了人们的关注。例如,可以看出正弦 PMAC 电动机的三相电流值可根据直流环节电流的测量值进行重构,只需用一个传感器并进行适当的控制[80]。这类线路应用的成功与否取决于基本 PWM 算法的改进,保证单一的电流检测器以足够的频度读取三相电流的每一相电流,避免电流采样的偏差。最终的结果是使电流调节器的性能有所降低,表现为波形畸变增大,即使如此系统的动态响应仍然是很快的。

对于梯形 PMAC 电动机驱动系统,在六个逆变器开关中采用三个带埋入式电流传感器的开关器件就可以完全取消分散设置的电流传感器。可供选用的有 MOS 门控功率半导体器件,也包括某些厂家不同型号的 MOSFET 和 IGBT 器件,这些器件含有集成在整体功率器件结构中的电流传感器。将这种器件用于下部的三个逆变器开关(图 6-6 中 T2、T4 和 T6),梯形 PMAC 中的各相电流在各种运行状态下都能很好地进行控制[81]。实际上,逆变器各相桥臂设有单独的电流传感器可以减少在相间换流期间发生瞬时过流的机率,这一点在 6.3 节已介绍过。

此外,文献报道有在 PMAC 驱动中更为复杂的、基于空间矢量变换技术的电流调节器的应用情况[82,83]。这类新型调节器采用带有内部参考模型的预测算法,用以选取逆变器开关每次闭合的最佳时刻,从而得到最小的瞬态电流误差。这个方法的显著特点是可以获得快速的动态响应特性,使用的采样数据结构直接与全数字电流调节器的实现兼容。另一方面,采用这类预测算法时,电流调节器的性能将更依赖于电动机的实际参数值和直流环节的电压幅值,因此可能需要采用参数自适应控制,以便在所有运行状态下保持高的控制性能。

神经网络作为实现自学习电流调节器[84]和“最佳”变频控制[85]的手段,也在进行研究。这一研究成功地证实,基于单层反向推理的神经网络结构,可以获得高性能的电流调节特性。这种神经网络适用于具有高速运行潜力的数字式装置,允许采用很高的开关频率。然而,神经网络也具有某些特殊的要求,例如在实际应用中必须接受适当的网络训练。有关神经网络在功率电子装置中未来应用的进一步讨论,可参阅第 11 章。

6.5.3. 鲁棒控制

在开发 PMAC 电动机驱动用的各种鲁棒控制算法方面人们也曾做过相当多的工作。用于交流驱动的鲁棒控制拓扑结构将在第 9 章进行详细讨论,这里只限于强调这类技术在 PMAC 电动机驱动中的某些特殊应用。例如,一些文章论述了有关 PMAC 驱动中位置和/或速度控制的变结构(即滑模)和自适应控制算法的应用情况[86~89]。一般说来,这些不同控制结构的目的就在于改善 PMAC 伺服驱动对负载惯性和电动机参数值大范围变化的适应能力,同时又不致降低其动态性能。在 PMAC 驱动系统中,为得到对负载变化的快速适应性,模糊逻辑作为另一种可取的控制方法也受到了重视[90~92]。

6.6. PMAC 传动装置的应用

6.6.1. 电动机传动的比较

表 6-1 给出了梯形和正弦 PMAC 电动机传动的主要应用特性的定性比较,这是从 6.3 和 6.4 节的讨论中得出的。表中包括了感应电动机作为比较的基准,这是由于它们广泛地应用于调速设备中。表中也包括有开关磁阻电动机(SR),作为无刷驱动的替代装置近年来它们已引起人们极大的关注[93]。表的安排着重突出每一种电机驱动技术的明显特点,而不企图给出量的比较。量化的数据更多地依赖于实际应用的要求。尽管本表过于简化,从表 6-1 的记录中还是可以得出一些公认观点的。PMAC 电动机在驱动应用中特别具有吸引力,这是因为 PMAC 电动机(梯形和正弦式两者)具有超过感应电动机和 SR 电动机的效率优势。梯形 PMAC 电动机在驱动装置中具有特殊的吸引力,这是由于这种类型的电动机可以采用简单的控制方式而且需要的传感器数量最少,这些已在 6.3 节讨论过。SR 电动机在转速控制要求相对较低的装置中也可采用简单的闭环控制,将换流角固定不变而只对激励脉冲波幅进行简单的电流调节[94]。

表 6-1 应用特性比较(列中的“+”号表示有优势)

	梯形 PMAC	正弦 PMAC	感应 AC	开关磁阻
电动机效率	+	+		
转矩平滑性		+	+	
开环控制		+ ^①	+	
闭环简单	+			+
控制传感器最少	+			
扩展调速范围		+	+	+
电机鲁棒性		+ ^②	+	+

① 带有转子鼠笼;

② 埋入磁极转子。

然而,梯形 PMAC 和 SR 电动机由于控制简单所付出的代价之一是,与其他两类正弦激励的电动机相比存在更高的转矩脉动。梯形 PMAC 电动机与其他三种电机相比的另一个弱点是,在恒功率运行时扩展调速范围更加受到限制。其他三种类型电动机中的每一种电动

机驱动系统都可以设计为在基速以上获得较宽的调速范围。有趣的是,正弦PM磁阻电动机驱动系统如果电动机各参数设计得恰为最佳配合,则可在所有调速系统中得到最宽的恒功率调速范围[67]。

SR电动机由于没有旋转磁极或导体,所以在机械坚固耐用性方面略胜一筹,而正弦PMAC电动机以磁极埋入转子的方法也可设计为具有加强牢固的特点。鼠笼型感应电动机同样具有坚固的转子结构这一优点,同时也具有与正弦PMAC电动机相同的产生平滑转矩的优点。正如6.4^①节中指出的那样,PMAC电动机通过给内部磁极结构转子附加一个鼠笼,便可获得开环的V/Hz控制——这是感应电动机具有吸引力的特点之一。

6.6.2. PMAC传动装置的发展方向

前面概括的PMAC电动机的特有性质,使其在某些类型的驱动装置中成为极具吸引力的选择对象,其中一些例子将在下面讨论。

伺服执行机构 PMAC电动机的高功率密度对于包括机械伺服机构[95]和机器人执行驱动机构[96]在内的这类要求快速动态响应的装置来说是非常重要的。PMAC电动机所以成为伺服机构极具吸引力的选择对象的另一个特点是没有转子损耗,特别是在要求长时间低速位置控制的装置中。为获得可能的最高性能,PMAC电动机的设计采用稀土磁性材料(钕-铁-硼或钐-钴),使电动机尺寸和转子惯量极小化。

PMAC一个有发展前途的应用领域是飞行器翼面控制用的电力电子执行装置。对这类装置,效率高、重量轻是最重要的指标。虽然梯形PMAC电动机在早期开发的某些领域得到应用[19,97],主要考虑的是利用其控制简单这一优点,但近年来更多的设计还是采用正弦PMAC电动机。图6-31所示为一个大型两级串联电液静力执行装置(EHA),它包括两台12马力的正弦PMAC电动机,分别驱动两个液压控制回路,并推动两个液压缸输出的机械合成装置,在图中的前部可以看到[98]。

图6-31所示系统中的PMAC电动机采用钕-铁-硼磁体的内装磁极结构,已经在高达18 000 r/min的转速下进行了试验。这类电动机已经测得的效率接近95%。电动机配备有提供高分辨率角位置反馈的解算装置,设计的控制器带有高速数字信号处理器(DSP)以执行高性能的矢量控制。控制基于前面图6-25中所描述的算法。利用这一装置,小信号速度环的带宽已超过100 Hz,足以满足预期的飞行器翼面控制的动态响应要求。

商用、家用的速度控制装置 PMAC电动机驱动在商用和家用这个广阔领域中发展的机会也在增加。例如,在世界不少地方,由于来自消费者以及管理方面要求更高运行效率的压力,结果这类驱动装置的应用正在向家用电器和加热、通风以及空调装置等方面发展[99]。控制压缩机和通风机的转速可使家用电器和空调设备在各种运行条件下的效率大幅度提高,同时PMAC电动机良好的效率特性更增强了这个优点。虽然PMAC驱动在这类装置中已发展多年[26,100],面对如此巨大的商用和家用设备市场,对这类驱动装置的推广来说最大的挑战即是降低价格。

对于价格敏感的设备,梯形PMAC电动机通常是最普遍的选择,这是由于这类电动机具有控制简单和要求传感器最少的优点。近年来由于专用集成电路的发展,梯形PMAC电动机驱动得到了进一步简化,集成电路可以在一个芯片上完成所需的大部分逻辑控制功能

^① 原文误为6.3节

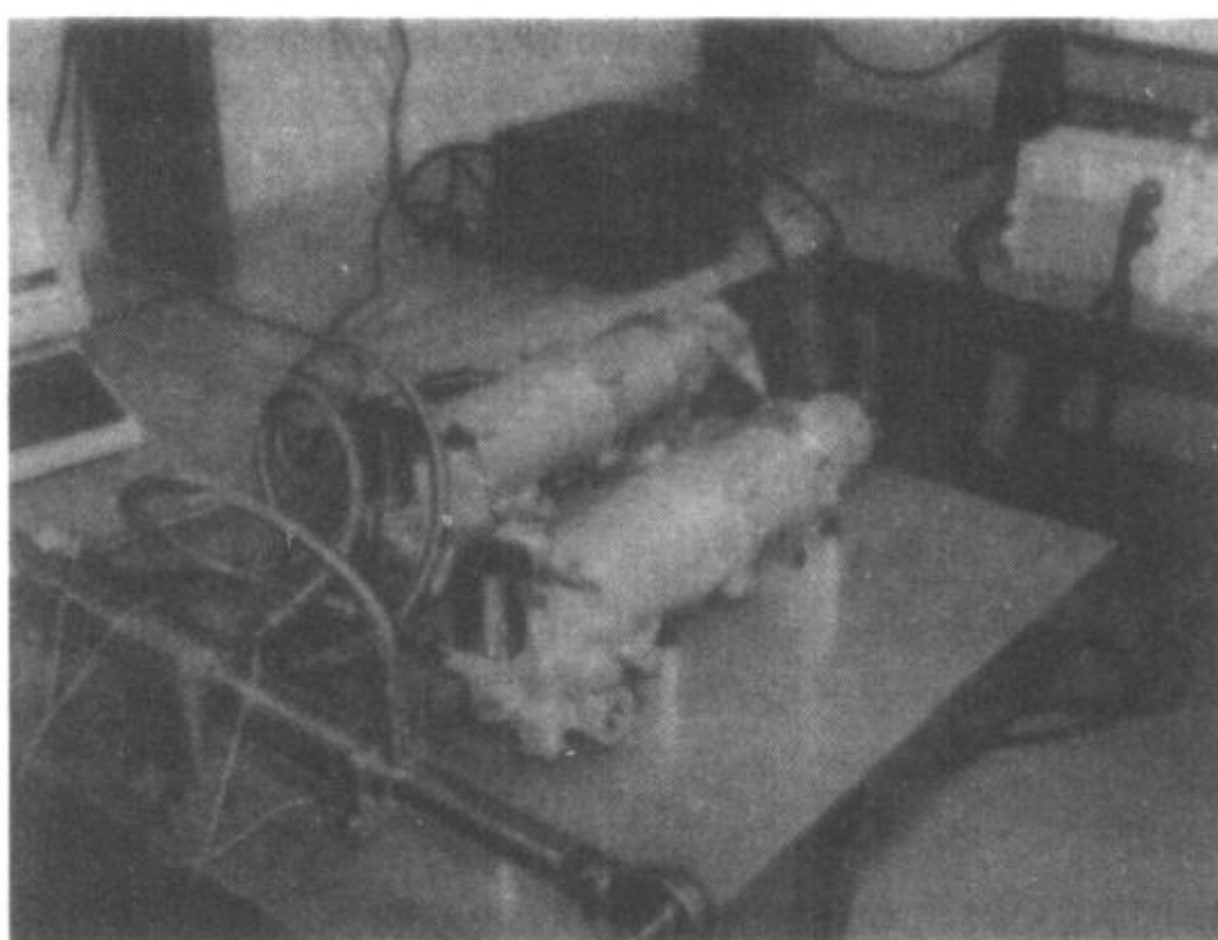


图 6-31 实验用两级串联电液静力执行装置(EHA),包括两台 12 马力
矢量控制 PMAC 电动机[98],用于飞行器翼面位置控制
(照片经 Lockheed Martin Control Systems 许可)

[71~73,101]。这类控制线路取得的进展,加速了电动机和控制装置在更高的水平上实现一体化的趋势。图 6-32 所示为一个用于空调风机的一体化的 0.5 马力 PMAC 电动机驱动装置产品,其控制电子装置安装于电动机后部的同心外壳内。这类产品的设计具有更高的基于微处理器的可编程和复杂控制的水平,以实现诸如空调设备的流量闭环控制等先进功能。

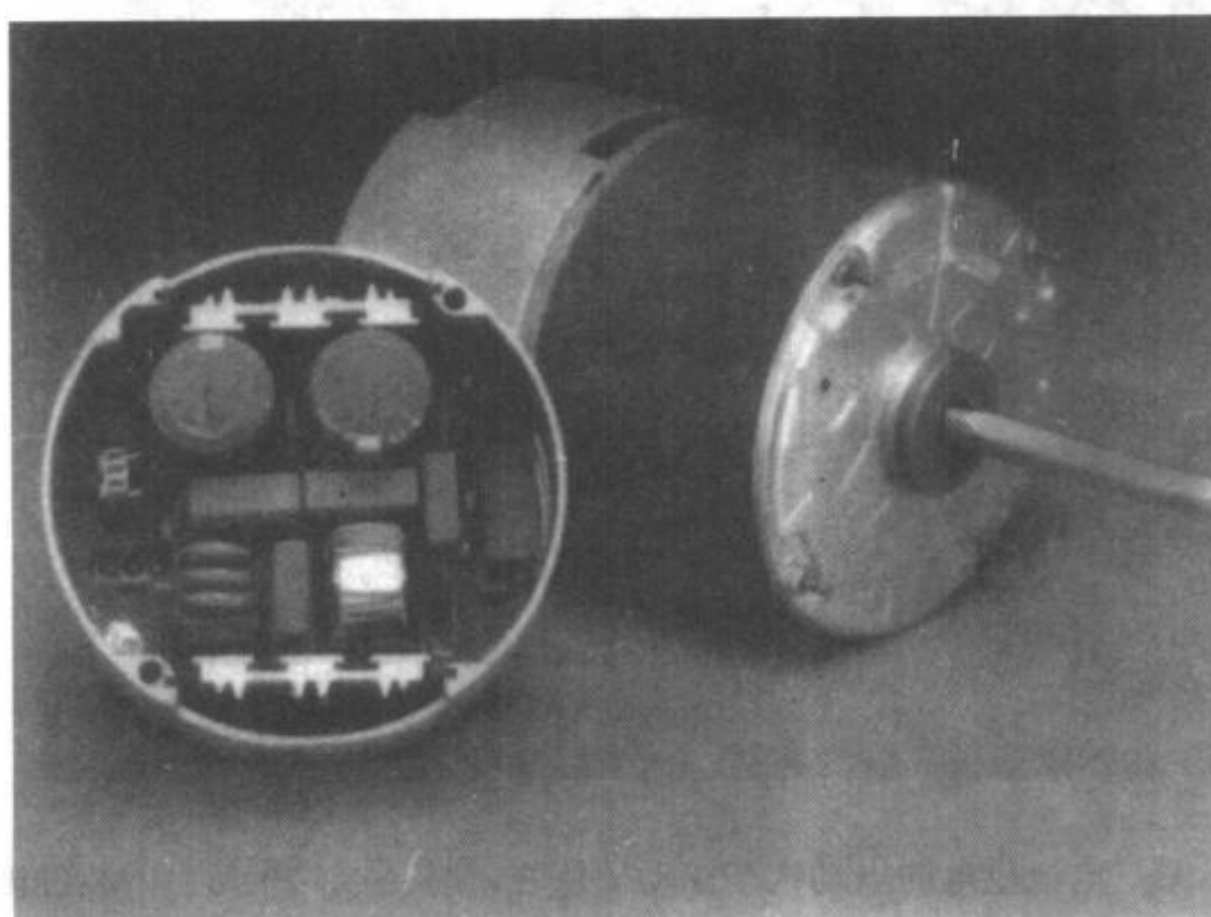


图 6-32 用于家用、商用通风机的 PMAC 驱动装置(0.5 马力,壳体 19 cm×14 cm 外径)示例
图中示出驱动电子装置安装在电动机外壳内(图片经 GE Motors 许可)

这种一体化的概念已进一步推广到电子设备冷却用的小功率($<50\text{ W}$)管式轴流风扇。已有证实的资料[102]表明,采用双线无感绕组和外转子的单相 PMAC 电动机结构,可使价格降低,电动机由附加极少的电阻和电容的单片集成电路驱动。虽然由于价格原因牺牲一些效率,但这种简化可使控制器组装在一小块印刷电路板上,电路板直接安装在风机壳体内靠近定子绕组的地方。外转子式 PMAC 电动机也广泛地用于计算机磁盘驱动,它要求在更为窄小的空间内取得最大可能的加速度[103]。

机动车应用 对于高效变速驱动,另一个具有很大有潜在市场的应用领域是电动车辆。对于这种牵引装置,因为需要大范围恒功率运行,正弦 PMAC 电动机具有比梯形 PMAC 电动机更明显的优势。虽然低损耗特性使 PMAC 电动机成为电池供电的牵引电动机有吸引力的选择对象[104~106],这一优点可以与全部速度范围内保持高效率水平的要求加以综合考虑。在接近恒功率速度范围的上限时要达到这个要求可能特别困难,此时定子 d -轴电流需要抵消以实现磁通弱磁,从而产生附加损耗而不增加有效的输出转矩。

适当选择转子的几何尺寸和参数可以使这种高区效率的损失降至最低。然而驱动设计工作者必须力图同时满足最高电动机效率、机械的鲁棒性和最低的驱动系统价格这些经常矛盾着的要求。例如,改善高速性能的一个可行途径,是将 PMAC 电动机设计为具有多个转子磁通隔栅的内装磁极结构,以增加其磁凸性[66],然而这将导致电动机的机械牢固性降低和制造成本增加。从综合权衡的结果来看,PMAC 电动机面临着来自感应电动机以及其他类型电动机的激烈竞争,在这一高度透明的应用领域中有待证明其超越一切。

尽管存在这些问题,毫无疑问,采用 PMAC 电动机可以成功地构成高性能电动汽车的驱动系统。图 6-33 给出了一个电动汽车驱动桥总装的例子,包括一台 70 马力内装磁极式

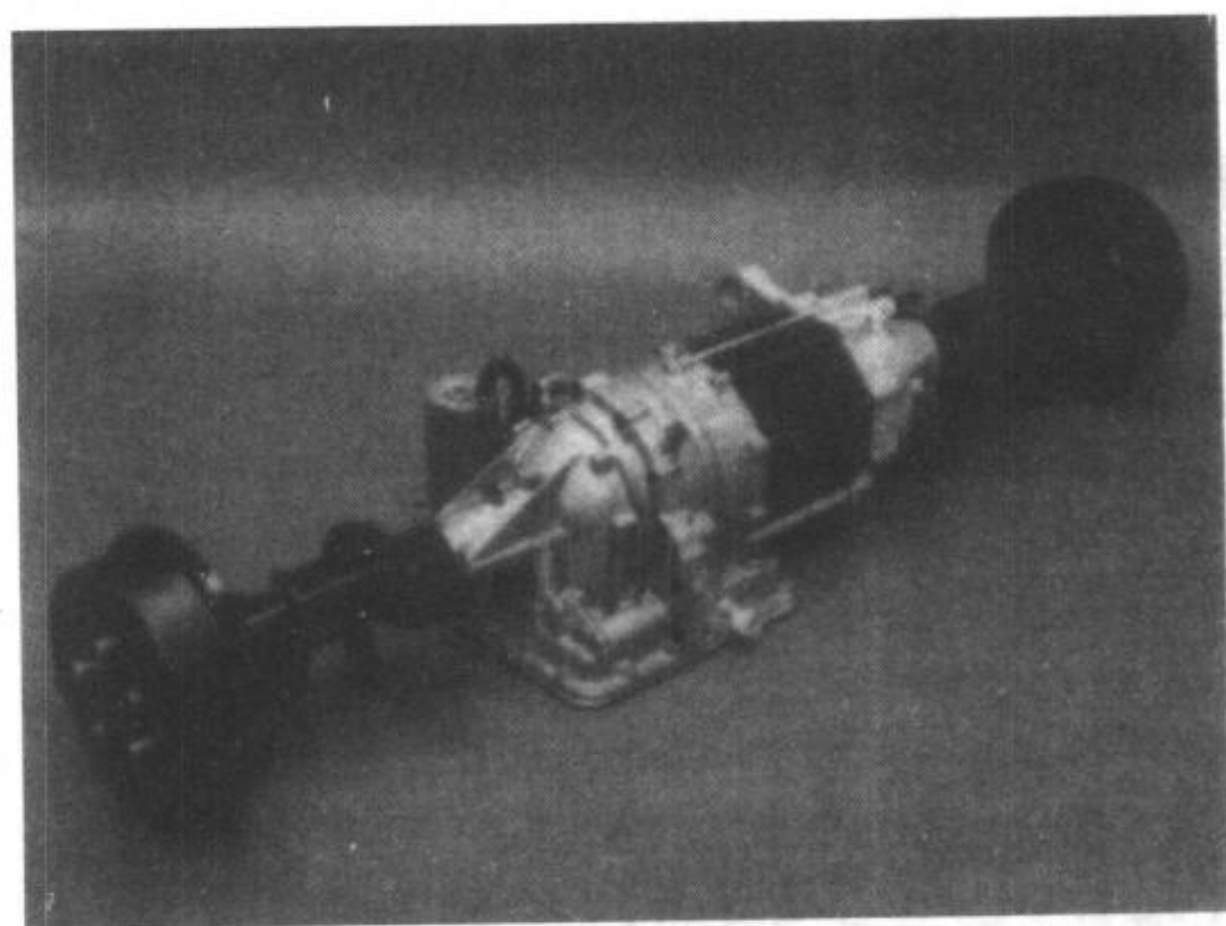


图 6-33 电池供电的电动汽车驱动桥总装,包括一台 70 马力内装磁极 PMAC 电动机[106]和一个双速变速器

(该总装是在美国能源部资助下由 Ford Motor Co. 和 GE 公司共同开发研制的;
照片经 Ford Motor Co. 许可)

PM 电动机和一台双速减速齿轮箱[106]。电动机采用钕-铁-硼磁极单一磁隔转子结构〔与图 6-1(b)所示结构非常相似〕,设计的最大运行速度为 11 000 r/min。其恒功率区的转速范围接近 2:1。基于微处理器的矢量控制系统采用与定子磁通同步的参考坐标系[53],对此已在 6.4 节进行过扼要的讨论。这个控制系统设计的特点之一是采用瞬时转矩幅值的硬式调节(tight regulation),以便获得非常平滑的齿轮换挡,司机和乘客几乎是感觉不到的。

除牵引驱动之外,对于电动汽车的重要辅助设备如空调等,驱动也正在进行 PMAC 的开发。像牵引驱动一样,对于空调系统高效率是极为重要的,它消耗宝贵的电池功率可能达 3 马力或更高[107]。PMAC 电动机也被慎重地考虑用于关系重大的辅助装置,例如传统内燃机汽车中的电动转向装置和动力悬架。电气辅助设备诱人的优点之一是其没有皮带和皮带轮等部件,这些部件制约着传统的液压泵及其附件必须靠近发动机安装。

大功率工业装置和推进器的驱动 虽然已有过报道 PMAC 电动机驱动应用的功率范围绝大部分低于 50 kW,但更大功率水平的开发工作也已有报道。一个例子是前面 6.2 节提到的 1.1 MW^① 六相 PMAC 驱动系统(参看图 6-9)。该系统已经建成并作为船舶推进器的低速直接驱动(230 r/min)进行了试验[23]。这台 PMAC 电动机的定子制成为 8 个 45°角的扇形体(定子内径=1.25 m),每一相绕组分为两半,根据转速范围可以串联或并联。与被替换的传统直流推进器电动机相比,在电动机重量、长度和体积方面大约减少了 40%。已经报道了采用 PMAC 电动机功率高达 2 MW 的另一种方案,采用的是轴向气隙盘式电动机[108]。这类电动机的设计采用钕-铁-硼磁极和强迫定子冷却,目的是达到(2~3) kW/kg 这样高的单位功率密度。对于一台 430 马力的机组,在 3800 r/min 下进行测试,据报道,测得的电动机效率在 95%~96% 范围之内。这一 PMAC 驱动技术的预期应用领域包括车船推进器及工业泵站。

另一方面,值得指出的是,不需用特殊材料以及异常几何形状,就可以制出功率水平达到 100 kW 以上的 PMAC 电动机。例如,采用普通轴向气隙结构的铁氧体磁极,可批量供应的梯形 PMAC 电动机,其额定功率至少已达 448 kW(600 马力)[109]。向这类电动机供电的 PWM 晶体管逆变器可使电动机运行速度达到 1750 r/min。空气冷却和液体冷却两种类型的 PMAC 电动机均已有报道,每一种电机都装备有换流控制用的整体编码器。

6.6.3. 未来应用的展望

虽然看起来 PMAC 电动机并不是为了和感应电动机在通用调速驱动装置市场上竞争而进行开发研究,然而在某些不断要求高效率和高功率密度的特殊应用领域中,却预示着 PMAC 电动机驱动的未来的美好前景。这样,从各个方面对 PMAC 电动机及其驱动系统展开的国际性开发热预期还将继续下去。这个工作无疑地将涉及改善永磁材料的研究,其中包括生产出功率更高的新型稀土磁铁。新型 PMAC 电动机的结构也会使驱动系统的运行范围扩大,或是增大低速转矩[38]或者提高最大转速[20]。这样改进的结果,PMAC 电动机将继续成为未来高性能无刷位置伺服装置的不可轻视的竞争对象。

由于在商品化家用产品中,对于高效电动机驱动的需求日益增长,廉价的分数马力(<1 kW)电动机驱动方面的国际竞争正日趋激烈,这类装置用于大批量的中间(OEM)产品,其中包括家用电器和空调装置。因此,反映在图 6-32 中的电动机与驱动控制装置一体化

① 原文误为 mW

水平的增长趋势,预期将进一步加速。新型的逻辑与功率集成电路[110]可能进一步简化 PMAC 电动机的控制装置,并使系统的成本更加降低。

PMAC 电动机在传统运输车辆的机动辅助装置中的使用也将增加,得益于整体化和降低成本方面的进展,这些技术也将推向商品化和家用产品上。然而,PMAC 电动机在诸如未来电动汽车牵引驱动等方面的应用前景,由于来自感应电动机以及其他驱动装置的激烈竞争而变得更加困难。要在这些装置的应用中取得成功,关键在于 PMAC 电动机自身综合特性方面的发展,包括生产成本低、恒功率调速范围宽以及在所有运行条件下具有较高的运行效率。如果其生产成本能够降低到作为对比基准的感应电动机的水平的話,轴向叠片式 PMAC 电动机可能成为符合上述各种要求的有力竞争者。

6.7. 结 论

本章回顾了永磁交流电动机近年来在运动控技术方面的发展。主要结论概括如下:

- 利用控制技术来获得高效率运行和快速动态响应,这是设计良好的 PMAC 电动机固有的特点。
- 梯形 PMAC 电机(直流无刷电机)传动对要求效率高、控制简单、传感器少、对价格敏感的速度控制应用场合特别适用。
- 正弦 PMAC 电机传动,如采用矢量控制技术,就能实现高性能伺服控制并可扩展到高速运行。
- 内装磁极 PMAC 电机提供了一个额外的设计自由度,用以增强转子的牢固性,同时可扩大恒功率调速的范围。
- 先进控制技术在许多无转子位置传感器的开发应用中取得了重要进展。
- 高强磁性材料、改进的电力电子开关器件和新型集成电路,为开发具有重要商业价值的新型永磁交流电机和传动结构提供了条件。

从上述发展情况看,可以预料永磁交流电机在诸如机床伺服机构、空调设备的风机和压缩机、大件家用电器、汽车辅助装置和运载工具的推进驱动等要求高效率、高动态性能的广阔的调速传动应用领域中有着光辉的前景。

参 考 文 献

- [1] "Manufacturers, environmentalists agree on national appliance standards," *Air Conditioning, Heating and Refrigeration News*, pp. 1, 21, August 18, 1986.
- [2] Zijlstra, H., "Application of permanent magnets in electromechanical power converters: The impact of Nd-Fe-B magnets," *J. Physique*, pp. C6-3-C6-8, September 1985.
- [3] Strauss, F., "Synchronous machines with rotating PM fields," *AIEE Trans.*, Vol. 70, Part II, pp. 1578-1581, 1952.
- [4] Herschberger, D. D., "Design considerations of fractional horsepower size permanent magnet motors and generators," *AIEE Trans.*, Vol. 72, Part III, pp. 581-585, 1953.
- [5] Volkrodt, W., "Machines of medium-high rating with a ferrite-magnet field," *Siemens Review*, Vol. 43, no. 6, pp. 248-254, 1976.
- [6] Richter, E., T. Miller, T. Neumann, and T. Hudson, "The ferrite permanent magnet AC motor—a technical and economical assessment," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, pp. 644-650, May/June 1985.
- [7] Rahman, M. A., and A. M. Osheiba, "Performance of large line-start PM synchronous motors," *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 5, no. 1, pp. 211-217, 1990.
- [8] *DC Motors, Speed Controls, Servo Systems*, 1st Ed., Electro-Craft Corp., Hopkins, MN, 1972.
- [9] Noodleman, S., "Application of rare earth magnets to DC machines," *Proc. 2nd Intl. Workshop on Rare-Earth Permanent Magnets*, Dayton, paper no. IV-1, June 1976.
- [10] Gaede, H., "A new brushless DC drive for industrial power ranges and applications," *Proc. IEE Conf. Electr. Var. Speed Drives*, Vol. 93, pp. 132-136, 1972.
- [11] Sawyer, B., and J. Edge, "Design of a samarium-cobalt brushless DC motor for electromechanical actuator applications," *IEEE Nat. Aerospace & Electronics Conf. (NAECON)*, Dayton, pp. 1108-1112, May 1977.
- [12] Pfaff, G., A. Weschta, and A. Wick, "Design and experimental results of a brushless AC servo drive," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 692-697, 1982.
- [13] Neft, C. L., and C. D. Schauder, "Theory and design of a 30 hp matrix converter," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 28, no. 3, pp. 546-551, May/June 1992.
- [14] Slemon, G. R., and A. V. Gumaste, "Steady-state analysis of a PM synchronous motor drive with current source inverters," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 19, no. 2, pp. 190-197, March/April 1983.
- [15] Ooi, B., P. Brissoneau, and L. Brugel, "Optimal winding design of a permanent magnet motor for self-controlled inverter operation," *Electric Machines & Electromechanics*, Vol. 6, no. 5, pp. 381-389, September/October 1981.
- [16] Lajoie-Mazenc, M., R. Carlson, F. Giraud, and Y. Surchamp, "An electric machine with electronic commutation using high-energy ferrite," *Proc. IEE Conf. Small Electr. Machines*, pp. 31-34, 1976.
- [17] Bose, B. K., *Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, pp. 173-177, 1980.

- [18] Bose, B. K., "Power electronics and motion control—technology status and recent trends," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 29, no. 5, pp. 902–909, September/October 1993.
- [19] Demerdash, N., and T. Nehl, "Dynamic modeling of brushless DC motor-power condition unit for electromechanical actuator application," *Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. (PESC)*, pp. 333–343, 1979.
- [20] Takahashi, I., T. Koganezawa, G. Su, and K. Oyama, "A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter," *Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Toronto, pp. 657–662, 1993.
- [21] Acarnley, P. P., and A. G. Jack, "Power circuits for small PM brushless DC drives," *Proc. IEE Pow. Elec. & Var. Spd. Drives (PEVSD) Conf.*, Pub. no. 291, pp. 237–240, 1988.
- [22] Bolton, H., Y. Liu, and N. Mallinson, "Investigation into a class of brushless DC motor with quasisquare voltages and currents," *IEE Proc.*, Vol. 133, Part B, no. 2, pp. 103–111, March 1986.
- [23] Bausch, H., "Large power variable speed AC machines with PM excitation," *J. Elec. & Electronics Eng.*, Australia, Vol. 10, no. 2, pp. 102–109, June 1990.
- [24] Letellier, M., "Les propulsions electriques a bord des sous-marins," *La technique moderne*, July/August 1989.
- [25] Slemon, G. R., and A. Straughen, *Electric Machines*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1980.
- [26] Erdman, D., H. Harms, and J. Oldenkamp, "Electronically commutated DC motors for the appliance industry," *Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Chicago, pp. 1339–1345, 1984.
- [27] Johnson, T., "Primary flight control actuation with electric motors," *Proc. IEEE NAECON*, Dayton, pp. 1102–1107, 1977.
- [28] Williams, S., "Direct drive system for an industrial robot using a brushless DC motor," *Proc. IEE*, Vol. 132, Part B, no. 1, pp. 53–56, 1985.
- [29] D'Azzo, J., and C. Houpis, *Feedback Control System Analysis and Synthesis*, McGraw-Hill, New York, 1966.
- [30] Kusko, A., and S. M. Peeran, "Definition of the brushless DC motor," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 20–22, 1988.
- [31] Patni, C. K., and B. W. Williams, "The effect of modulation techniques & electromagnetic design on torque ripple in brushless DC motors," *Proc. IEE PEVSD Conf.*, Pub. no. 264, pp. 76–79, 1986.
- [32] Miller, T. J. E., *Brushless PM and Reluctance Motor Drives*, Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [33] Dote, Y., *Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processors*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, pp. 41–56, 1990.
- [34] Lorenz, R. D., "Sensors and signal converters in PMAC motor drives," *Tutorial Notes: Performance & Design of PMAC Motor Drives*, THO408-5, IEEE Pub. Serv., 1991.
- [35] Becerra, R. C., M. Ehsani, and T. M. Jahns, "Four-quadrant brushless ECM drive with integrated current regulation," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 28, no. 4, pp. 833–841, July/August, 1992.
- [36] Li, T., and G. R. Slemon, "Reduction of cogging torque in PM motors," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 24, no. 6, pp. 2901–2903, 1988.
- [37] Bolton, H., and R. Ashen, "Influence of motor design and feed-current wave-

- form on torque ripple in brushless DC drives, *IEE Proc.*, Vol. 131, Part B, no. 3, pp. 82-90, May 1984.
- [38] Leonardi, F., M. Venturini, and A. Vismara, "Design and optimization of very high torque, low ripple, low cogging PM motors for direct driving optical telescopes," *Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Denver, 1994.
 - [39] Schulting, L., and H.-Ch. Skudelny, "A control method for permanent magnet synchronous motors with trapezoidal electromotive force," *Proc. European Pow. Elec. Conference (EPE)*, Vol. 4, pp. 117-122, 1991.
 - [40] Carlson, R., M. Lajoie-Mazenc, and J. C. Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutations in brushless DC machines," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 287-292, 1990.
 - [41] Jahns, T. M., "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 20, no. 4, pp. 803-813, July/August 1984.
 - [42] Schaefer, G., "Field weakening of brushless PM servomotors with rectangular current," *Proc. EPE Conf.*, Vol. 3, pp. 429-434, 1991.
 - [43] Becerra, R. C., and M. Ehsani, "High-speed torque control of brushless PM motors," *IEEE Trans. Indus. Elec.*, Vol. 35, no. 3, pp. 402-405, August 1988.
 - [44] Fratta, A., A. Vagati, and F. Villata, "Extending the voltage saturated performance of a DC brushless drive," *Proc. EPE Conf.*, Vol. 4, pp. 134-138, 1991.
 - [45] Jahns, T. M., G. B. Kliman, and T. W. Neumann, "Interior PM synchronous motors for adjustable-speed drives," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 22, no. 4, pp. 738-747, July/August 1986.
 - [46] Sebastian, T., and G. R. Slemon, "Operating limits of inverter-driven PM motor drives," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 23, no. 2, pp. 327-333, March/April 1987.
 - [47] Alasuvanto, T., and T. Jokinen, "Comparison of four different permanent magnet rotor constructions," *Proc. Int. Conf. Electr. Machines (ICEM)*, Boston, pp. 1034-1039, 1990.
 - [48] Russenschuck, S., and E. Andresen, "Comparison of different magnet configuration in the rotor of synchronous machines using numerical field calculation and vector-optimization methods," *Proc. Int. Conf. Electr. Machines (ICEM)*, Boston, pp. 1027-1033, 1990.
 - [49] Fratta, F., A. Vagati, and F. Villata, "Design criteria of an IPM machine suitable for field-weakened operation," *Proc. Int. Conf. Electr. Machines (ICEM)*, Boston, pp. 1059-1065, 1990.
 - [50] Enjeti, P. N., P. D. Ziogas, and J. L. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 26, no. 2, pp. 302-316, March/April 1990.
 - [51] Brod, D. M., and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 21, no. 3, pp. 562-570, May/June 1985.
 - [52] Morimoto, S., Y. Takeda, T. Hirasaka, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for PM motor by optimum flux weakening," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 26, no. 5, pp. 866-871, September/October 1990.
 - [53] Bosc, B. K., "A high-performance inverter-fed drive system of an interior PM synchronous machine," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 24, no. 6, pp. 987-998, November/December 1988.
 - [54] Bilewski, M., A. Fratta, L. Giordano, A. Vagati, and F. Villata, "Control of high performance interior PM synchronous drives," *IEEE-IAS Annual*

- Meeting Rec.*, 1990, pp. 531–538.
- [55] Jahns, T. M., "Flux weakening regime operation of an interior PM synchronous motor drive," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 23, no. 4, pp. 681–689, July/August 1987.
 - [56] Favre, E., L. Cardoletti, and M. Jufer, "Permanent-magnet synchronous motors: a comprehensive approach to cogging torque suppression," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, no. 6, pp. 1141–1149, November/December 1993.
 - [57] Hanselman, D., "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 41, no. 3, pp. 292–300, June 1994.
 - [58] Le-Huy, H., R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 22, no. 4, pp. 748–755, July/August 1986.
 - [59] Jahns, T., and W. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—A Review," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 43, no. 2, pp. 321–330, April 1996.
 - [60] Matsui, N., T. Makino, and H. Satoh, "Auto-compensation of torque ripple of DD motor by torque observer," *Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Dearborn, MI, pp. 305–311, September 1991.
 - [61] Holtz, J., "Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 43, no. 2, pp. 309–320, April 1996.
 - [62] Morimoto, S., Y. Takeda, and T. Hirasa, "Flux-weakening control method for surface permanent magnet synchronous motors," *Proc. Int. Power Elec. Conf. (IPEC)*, Tokyo, pp. 942–949, 1990.
 - [63] Kumamoto, A., and Y. Hirane, "A semi-closed loop torque control of a buried permanent magnet motor based on a new flux weakening approach," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 656–661, 1989.
 - [64] Adnanes, A., and T. Undeland, "Optimum torque performance in PMSM drives above rated speed," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 169–175, 1991.
 - [65] Schiferl, R., and T. A. Lipo, "Power capability of salient pole PM synchronous motors in variable speed drive applications," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 26, no. 1, pp. 115–123, January/February 1990.
 - [66] Soong, W. L., D. A. Staton, and T. J. E. Miller, "Design of a new axially-laminated interior PM motor," *IEEE-IAS Annual Meeting, Rec.*, pp. 27–36, 1993.
 - [67] Soong, W., and T. Miller, "Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive," *Proc. IEE Conf. Elec. Machines and Drives*, 1993.
 - [68] Lee, P. W., and C. Pollock, "Rotor position detection techniques for brushless PM and reluctance motor drives," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 448–455, 1992.
 - [69] Jufer, M., and R. Osseni, "Back EMF indirect detection for self-commutation of synchronous motors," *Proc. EPE Conf.*, pp. 1125–1129, 1987.
 - [70] Kuo, B., W. Lin, and U. Goerke, "Waveform detection of PM step motors, Parts I and II," *Proc. Ann. Symp. Incremental Motion Control*, pp. 227–256, 1979.
 - [71] Bahlmann, J., "A full-wave motor drive IC based on the back EMF sensing principle," *IEEE Trans. Consumer Elec.*, Vol. 35, no. 3, pp. 415–420, August

1989.

- [72] Becerra, R. C., T. M. Jahns, and M. Ehsani, "Four-quadrant sensorless brushless ECM drive," *Proc. Applied Pow. Elec. Conf. (APEC)*, pp. 202-209, 1991.
- [73] Berardinis, L., "Good motors get even better," *Machine Design*, pp. 71-75, November 21, 1991.
- [74] Ertugrul, N., and P. P. Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of PM motors," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 414-421, 1992.
- [75] Wu, R., and G. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 553-558, 1990.
- [76] Matsui, N., and M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 448-453, 1990.
- [77] Sepe, R., and J. Lang, "Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent magnet synchronous motor without mechanical sensor," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 475-481, 1991.
- [78] Schroedl, M., "An improved position estimator for sensorless controlled permanent magnet synchronous motors," *Proc. European Power Elec. Conf. (EPE)*, Vol. 3, Florence, pp. 418-423, 1991.
- [79] Kulkarni, A. B., and M. Ehsani, "A novel position sensor elimination technique for the interior PM synchronous motor drive," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 773-779, 1989.
- [80] Moynihan, J. F., R. C. Kavanagh, M. G. Egan, and J. M. D. Murphy, "Indirect phase current detection for field oriented control of a permanent magnet synchronous motor drive," *Proc. EPE Conf.*, Vol. 3, pp. 641-646, 1991.
- [81] Jahns, T. M., R. C. Becerra, and M. Ehsani, "Integrated current regulation for a brushless ECM drive," *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 6, no. 1, pp. 118-126, January 1991.
- [82] Le-Huy, H., K. Slimani, and P. Viarouge, "A predictive current controller for synchronous motor drives," *Proc. EPE Conf.*, Vol. 2, pp. 114-119, 1991.
- [83] Matsui, N., and H. Ohashi, "DSP-based adaptive control of a brushless motor," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 375-380, 1988.
- [84] Lorenz, R.D., M. R. Buhl, and D. M. Divan, "Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 415-421, 1991.
- [85] Tryzynadłowski, A. M., and S. Legowski, "Application of neural networks to the optimal control of 3-Ph. voltage-controlled power inverters," *Proc. IECON*, pp. 524-529, 1992.
- [86] Consoli, A., A. Raciti, and A. Testa, "Experimental low-chattering sliding-mode control of a PM motor drive," *Proc. EPE Conf.*, Vol. 1, pp. 13-18, 1991.
- [87] Sepe, R. B., and J. H. Lang, "Real-time adaptive control of the PM synchronous motor," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 27, no. 4, pp. 706-714, July/August 1991.
- [88] Lee, C. K., and N. M. Kwok, "Reduced parameter variation sensitivity with a variable structure controller in brushless KC motor velocity control system," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 746-756, 1993.
- [89] Chern, T. L., and Y. C. Wu, "Design of brushless DC position servo system using integral variable structure approach," *IEE Proc.*, Vol. 140, Part B, no. 1, January 1993.

- [90] Cerruo, E., A. Consoli, A. Raciti, and A. Testa, "Adaptive fuzzy control of high performance motion systems," *Proc. IEEE Ind. Electr. Conf. (IECON)*, pp. 88-94, 1992.
- [91] Kovacic, Z., S. Bogdan, and P. Crnosija, "Fuzzy rule-based model reference adaptive control of a permanent magnet synchronous motor drive," *Proc. IEEE Ind. Electr. Conf. (IECON)*, pp. 207-212, 1993.
- [92] Ko, J. W., J. G. Hwuang, and M. J. Youn, "Robust position control of BLDD motors using integral-proportional plus fuzzy logic controller," *Proc. IEEE Ind. Electr. Conf. (IECON)*, pp. 213-218, 1993.
- [93] Miller, T., *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [94] Miller, T., C. Cossar, and D. Anderson, "A new control IC for switched reluctance motor drives," *Proc. IEE Conf. Power Elec. & Var. Speed Drives*, London, pp. 331-335, July 1990.
- [95] Zimmerman, P., "Electronically commutated DC feed drives for machine tools," *Proc. Motorcon Conf.*, pp. 69-86, 1982.
- [96] Katayama, M., S. Nara, and K. Yamaguchi, "Newly developed AC servomotor RA Series," *Power Conversion International*, pp. 12-20, May 1984.
- [97] Venturini, M., "Integrated high power density brushless servo drives for avionic, fly-by-wire and satellite applications," *Proc. MotorCon Conf.*, pp. 162-171, 1982.
- [98] Jahns, T. M., and R. C. Van Nocker, "High-performance EHA control using an interior PM motor," *IEEE Trans. Aero. & Elec. Sys.*, Vol. 26, no. 3, pp. 534-542, May 1990.
- [99] Sulfstede, L., "Applying power electronics to residential HVAC—the issues," *Proc. APEC Conf.*, pp. 615-621, 1991.
- [100] Serizawa, Y., K. Iizuka, and M. Senou, "Inverter controlled rotary compressors," *Hitachi Review*, Vol. 36, no. 3, pp. 177-184, 1987.
- [101] Kinniment, D., P. Acarnley, and A. Jack, "An integrated circuit controller for brushless DC drives," *Proc. European Power Elec. Conf. (EPE)*, Florence, Vol. 4, pp. 111-116, 1991.
- [102] Newborough, L., "Electronically commutated DC motor for driving tube-axial fans: A cost-effective design," *Applied Energy*, Vol. 36, pp. 167-190, 1990.
- [103] Kenjo, T., and S. Nagamori, *PM and Brushless DC Motors*, Clarendon Press, Oxford, 1985.
- [104] Sneyers, B., G. Maggetto, and J. Van Eck, "Inverter fed permanent magnet motor for road electric traction," *Proc. Int. Conf. on Elec. Machines*, Budapest, pp. 550-553, September 1982.
- [105] Miller, R., T. Nehl, N. Demerdash, B. Overton, and C. Ford, "An electronically controlled permanent magnet synchronous machine conditioner system for electric passenger vehicle propulsion," *IEEE-IAS Annual Meeting Rec.*, pp. 506-510, 1982.
- [106] King, R. D., "ETX-II 70 Hp electric drive system performance—component tests," *Proc. 10th Int. Elec. Vehicle Symposium*, pp. 878-887, 1990.
- [107] Oldenkamp, J. L., and D. M. Erdman, "Automotive electrically driven air conditioning system," *Proc. IEEE Automotive Power Electronics Workshop*, IEEE Cat. No. 89TH0299-8, pp. 71-72, August 1989.
- [108] Millner, A. R., "Multi-hundred horsepower permanent magnet brushless disk

- motors," *Proc. APEC Conf.*, pp. 351–355, 1994.
- [109] "Brushless DC motor line extended to 600 hp," *Control Eng.*, p. 79, December 1992.
- [110] Jahns, T., "Designing intelligent muscle into industrial motion control," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 37, no. 5, pp. 329–340, October 1990.

第7章 大功率工业传动

Herbert Stemmler

7.1. 引言

60年代末,当大容量变换器所用的大功率晶闸管和用于交流传动的控制方法均已具备的时候,满足大功率调速传动要求的大容量变换器才得以实现。在70年代首次应用于工业领域。

采用变速传动有多种原因:

(1) 传动设备中的机械部件被静止变换器取代后,维护费用降低,寿命增加。在水泥工业中,变换器供电的交流同步电机拖动的无齿轮管型磨机就是该类替代的典型应用。

(2) 大功率电动机和发电机经由变换器实现的软起动控制,可以避免起动过程中出现强大的冲击电流。燃气轮发电机起动变换器就是最早的应用之一,变换器取代了复杂的电机起动设备。

(3) 在电力、化工等工业领域,通过减少损耗实现节能显得越来越重要。在旋转设备中,如泵、风机、压缩机、鼓风机,通过节流阀、挡板、可调先导器叶片来控制液体或气体的流量,浪费了大量能源。采用调速传动,这些无谓的浪费即可以消除[1]。美国有许多电厂均用变换器对恒速电机进行了改造。

(4) 对于50 Hz或60 Hz交流系统,变频控制的电机速度不再限于3000 r/min或3600 r/min,能够驱动6000 r/min、10 000 r/min,甚至18 000 r/min的高速压缩机。

(5) 低速、大转矩拖动,例如,钢厂的轧机或矿井提升机等是大功率工业传动的另一应用领域。

(6) 海运及铁路运输系统同样需要大功率传动,如带内燃发电机驱动的大型客轮和由交流或直流架线供电的电力机车,这些应用不属于第7章直接讨论的范围,但也会提及。

(7) 从交流系统中吸取或反馈能量的定频变速机构亦需要使用大容量的变换器,在抽水蓄能电站,容量达400 MW的大型变换器控制的发电机是该类应用的最新发展。在发电状态下,机械以最优水力效率的速度运行,可以节约能量;而在抽水状态下,则仅仅用调速实现负载的控制。

本章,在分类(7.2节)和简短的发展回顾(7.3节)之后,7.4节和7.5节综述了用于大功率传动的电机和变换器。在工业应用中各种重要的传动系统分别在7.6节~7.10节给予讨论。说明电机、变换器和控制器是如何形成传动系统的,强调各种系统的特性,以便说明该系统最适合哪种应用。基于发展的潜力,本文预测了发展前景。

7.2. 按速度和功率定额分类

大功率传动的额定功率已达到 1 MW~10 MW, 甚至 100 MW, 在特殊场合会更大。上限与其说受变换器和电机技术的制约, 不如说受应用要求的限制。

速度范围从约 10 r/min 的低速传动到 1500 r/min 或 3000 r/min 的正常速度传动, 6000~12 000 r/min 甚至 18 000 r/min 的高速和超高速传动。

可达到的最大速度随功率增加而减少。对高速大容量传动, 10 MW/6000 r/min 为其典型值。可达到的极限值为 80 MW/3000 r/min、15 MW/6000 r/min 和 3 MW/18 000 r/min。

7.3. 大功率传动发展的简要回顾

60 年代, 新型大功率晶闸管构成的电源换流可控整流器取代了旋转变流机组和汞弧整流器, 用于直流整流子电动机的转矩和速度控制。这是在功率变换器方面的一个实实在在的进步: 用少量的辅助器件实现了全静止化, 并为应用提供更大的灵活性。然而电机的缺点依然存在: 由于有机械式换向器, 直流电机不仅昂贵、容易磨损, 而且亦限制了其定额值, 约为 1000 V、1000 r/min、1000 kW (增加某一项定额值就意味着减少其他项)。所以, 直流电机只限于用在大功率传动的低限范围。超过这个限制定额就需要使用交流电机。

从 60 年代中期开始, 新的调制方式如脉宽调制 (PWM) [2] 的提出, 新的控制策略如矢量控制 [3] 和磁场定向控制 [4, 5] 的产生, 都促进了交流变频传动的发展。这些发明和研究在 70 年代对大功率传动引起了一场真正的革命。具有不同特点的许多大功率传动系统为新的应用开辟了途径。

周波变换器供电的同步电动机最适于低速大转矩 (甚至在静止状态) 的传动, 它是 60 年代末投入工业运行的第一代的大型交流传动。它用于水泥窑无齿轮传动时已具有了新的矢量控制 [6]。周波变换器供电的同步电动机目前已经发展到用于各种类型的低速大转矩传动 (见 7.8 节)。

在各种泵、扇风机、鼓风机和压缩机的常速和高速传动以及大型同步发电机和电动机起动设备中, 由电网换流和负载换流的电流源变换器供电的同步电动机是最为成功的大型传动系统。70 年代初主要是作为汽轮发电机的起动装置 [7]。目前所达到的水平最高转速为 6000 r/min, 功率约为 100 MW (见 7.6 节)。

具有转差功率回收的滑环电动机次同步串级调速在这同一时期亦被采用。它们适合调速范围限制在同步速的 70%~100% 之间。调速范围越小, 变流器的额定容量越小。该系统对调速要求不高和允许经滑环反馈能量的应用场合, 作为一种低费用的方案是成功的, 但需要另设加速到正常速度的起动辅助设备。随着其他性能优越的调速系统成本的降低, 串级调速的优势在下降 (见 7.10 节)。

然而在转子侧采用三相周波变换器的次同步和超同步串级调速, 仅适用于单机容量达 80 MVA 的特殊应用。特别是在欧洲的 16 2/3 Hz 铁路系统的 50—16 2/3 Hz 配电站, 自从 70 年代中期以来次同步串级调速用于 50 Hz 系统拖动 16 2/3 Hz 单相同步发电机。由于配

电站频率可变,即使 $16\frac{2}{3}$ Hz 系统频率有百分之几的偏差,系统仍能正常运行[8]。对于单机容量大于 100 MW 的抽水储能电站则是该系统的新应用。系统亦适合在同步速 $\pm 10\%$ 或 20% 的调速范围内供给 50 Hz 或 60 Hz 电网的发电机。此外,在抽水运行过程中仍可采用调速进行负荷调整[9](见 7.10 节)。

在 60 年代至 70 年代期间,人们在采用简单、坚固、价廉的感应电动机实现大功率调速传动方面做了许多研究。然而上面所提到的传动系统,采用的都是普通的可控开通的晶闸管和电网换流或负载换流,而感应电机需要的逆变器,其晶闸管要求是可控关断的。由于当时没有可关断的晶闸管,所以普通的晶闸管需要采用辅助强迫换流电路。这种带强迫换流电路的晶闸管可用于电压源和电流源逆变器。

由强迫换流的电压源逆变器供电的感应电机,因其复杂仅在铁路上得到了成功的应用。相对直流电机而言,感应电机体积小、结构简单,在空间狭小的机车中感应电机更有吸引力[10,11]。在 80 年代初大功率可关断晶闸管(GTO)出现,但直到 80 年代末由 GTO 逆变器供给的大功率感应电机才得到应用。然而,毫无疑问逆变器供电的感应电机越来越成为同步机的强劲对手。这种传动更多是得益于微处理器技术的进步和现代大容量可关断元件的发展。此外,与晶闸管变流器传动相比,由于采用最简单的电机,而且在整个调速范围内有更高的功率因数,所以它提供的是更经济的传动形式。它们可覆盖所有已知的高速应用范围和大多数需求的功率范围[12](见 7.9 节)。

采用强迫换流电流源逆变器供电的感应电机传动得到了广泛应用。我们必须区分两类不同的子系统:

(1) 在电机侧的电流源逆变器中采用强迫换流的传动系统,在 100 kW 左右的功率范围得到广泛的应用[13],部分地也用在大功率传动的较低的功率范围。用 GTO 替代强迫换流的努力,没有用于解决已投入工业运行的大功率传动的改造,但是也有例外,特别是在美国[14]。

(2) 在变换器和感应电机之间装有补偿电容器的强迫换流传动系统,自从 80 年代中期特别是在美国的电厂得到了成功的应用。主要是将恒速运行的感应电机改为变速运行,可节约电能[15]。电压源 PWM 逆变器输出的是正弦电压,但高 dv/dt 会影响绕组的绝缘。而这个系统产生的是正弦电压,因此最适合于现有电机(见 7.7 节)。

7.4. 大功率传动电动机

7.4.1. 电动机类型

大功率传动的商业业务通常是由少数特殊应用的用户定购的。大功率传动用电动机在电磁方面是按传统设计的三相交流电机:

- 同步电动机;
- 滑环异步电动机;
- 感应电动机。

然而,多数情况下电动机在机械方面还必须符合负载机械所限定的要求。

直流电动机不太适合大功率传动。由于有机械换向器的存在,成本高、易磨损,大大限制了电机的电压、速度和功率的定额。

同步电机和感应电机(图 7-1)是由变换器通过三相定子绕组进行控制的。多数情况下特别是高速应用,调速传动同步电机多采用实心转子。转子上有一励磁绕组经滑环供电,或(高速应用时)经旋转变压器和旋转二极管整流桥实现无刷供电。由于同步电机转子的直流励磁允许有较宽的气隙,所以机械上比较耐用。同步机作为大功率和高速传动电机已被充分证实。然而绕线转子因其固有的不对称,则限制了其最大速度,约为 7000 r/min [34]。感应电机因其简单的笼型转子价廉且坚固,作为大功率和高速传动具有潜力。带埋入式笼型转子和磁悬浮轴承的电机,最高转速在功率 6 MW 时为 10 000 r/min,在功率 3 MW 时为 18 000 r/min。

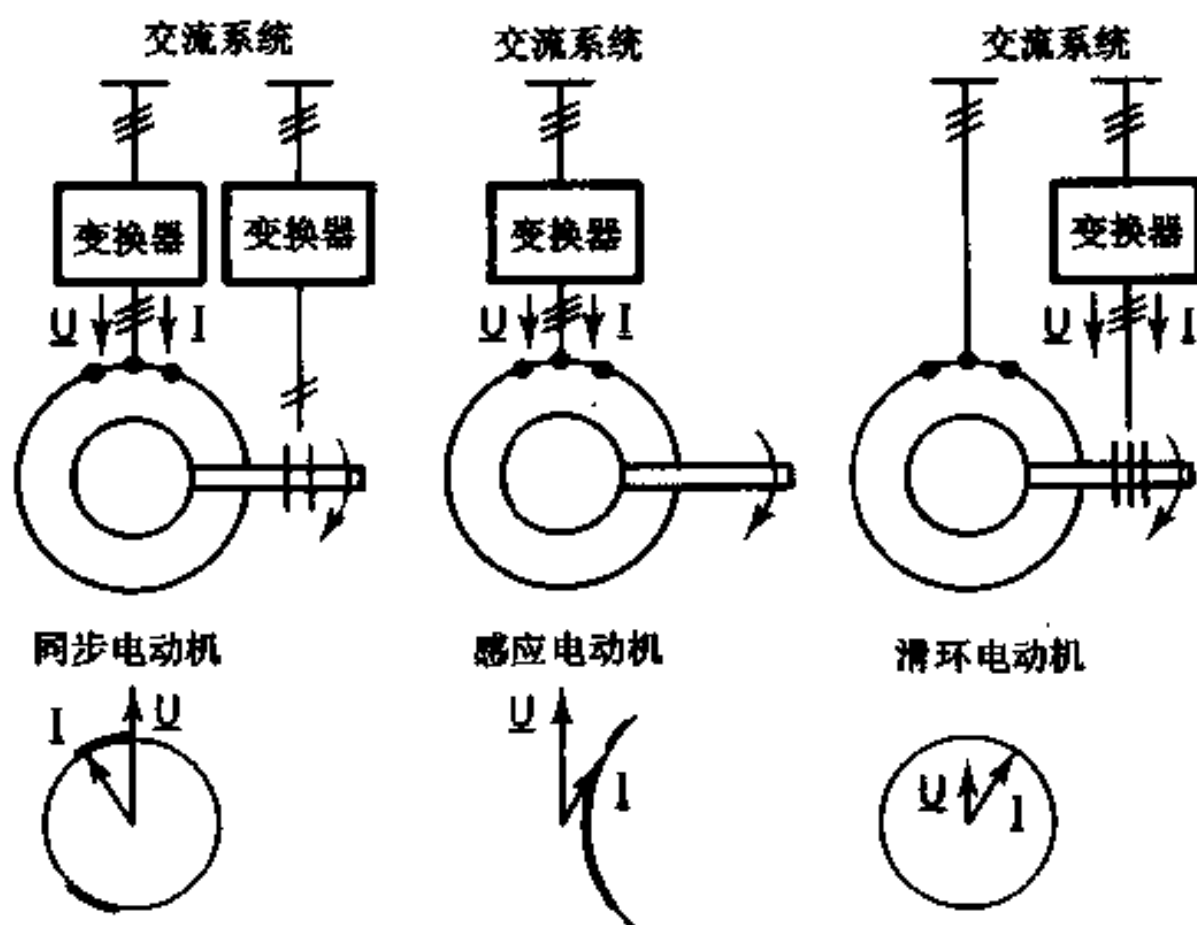


图 7-1 大功率传动系统用电动机及其电压和电流特性

滑环异步电机(图 7-1)的三相定子绕组直接与交流电网相连,而三相转子绕组经滑环由变换器进行控制。其容量可很大,但额定转速受绕线转子和滑环的限制。

7.4.2. 交流电动机的数学描述

为交流传动设计变换器时人们必须关注电动机:变换器电路的选择和控制结构的设计主要取决于电动机特性。如果仅仅注意三相绕组的参数,则三相电机的工作原理不容易理解,所以描述交流电机的通常方法不仅基于三相参数,而且还基于它们所变换的旋转矢量和静止矢量。

这两个原因:

- (1) 用矢量替代三相参数,交流电机易于数学描述和物理理解。
- (2) 现代控制正是基于矢量及其实部和虚部的。实测的三相参数,必须变换为矢量作为控制器的输入,输出经过逆变换产生三相参数而作用于大容量变换器和电动机的实际三相系统。

文献[16~21]已详述,在此不再赘述。仅从物理方面给予描述,同步电机如图 7-2 和图 7-3 所示,绕线异步电动机和鼠笼异步电动机如图 7-4 和 7-5 所示。

同步电动机 具有三相定子绕组 a, b, c 和转子励磁绕组 e 的同步电动机如图 7-2(a)所

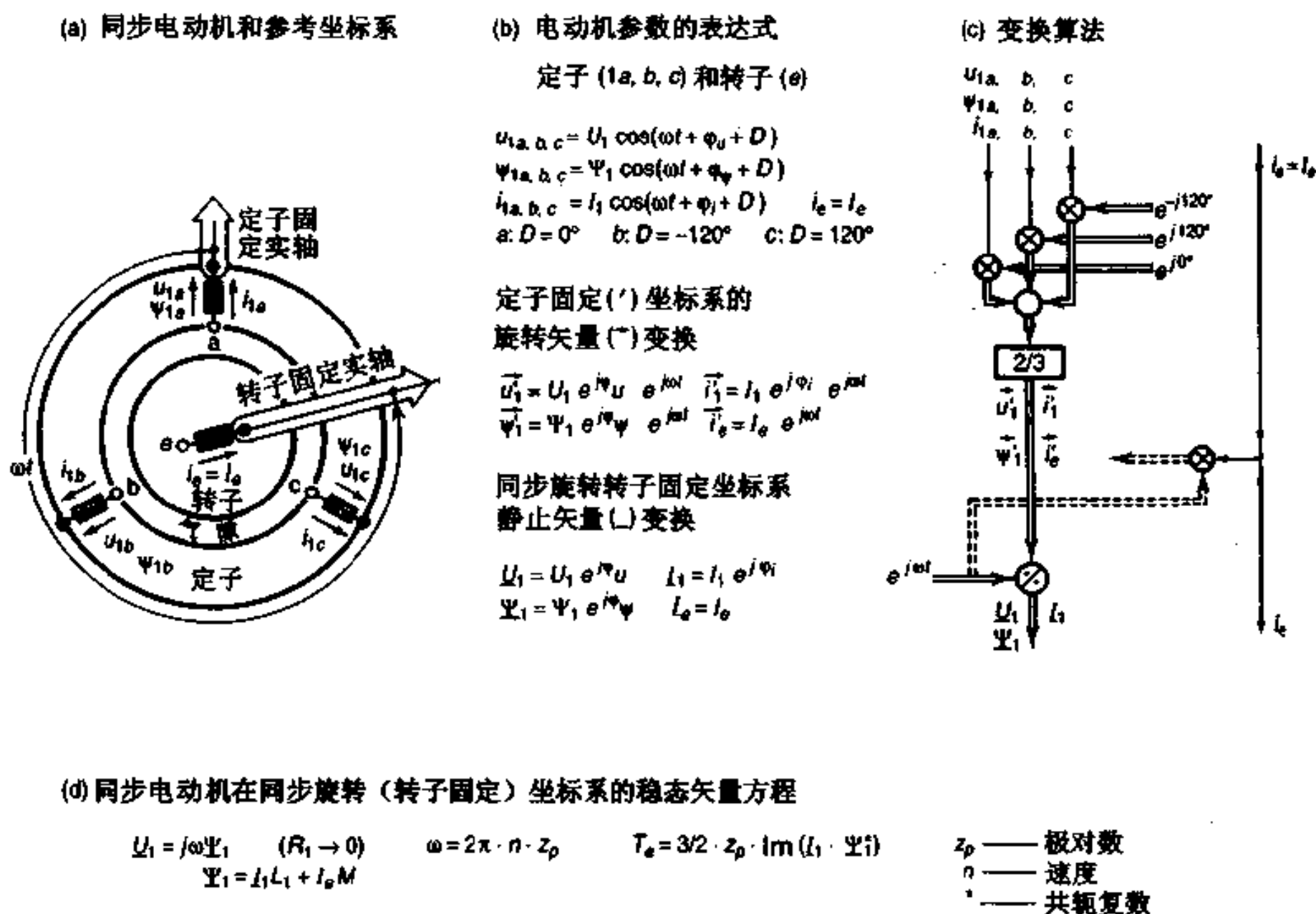


图 7-2 同步电动机和参考坐标系、电动机参数表达式、变换算法以及电动机稳态简化方程

示。该图同时给出了两个复数坐标系的实轴(Re)：

- 固定于定子的静止坐标系；
- 固定于转子并随转子旋转的坐标系。

这些参考坐标用于将下列参数：三相定子电压 $u_{1a,b,c}$ 、磁链 $\psi_{1a,b,c}$ 、电流 $i_{1a,b,c}$ 和转子直流电流 i_e 变换为定子相关的 (·) 旋转矢量 (·) $\vec{u}_1$ ； $\vec{\psi}_1$ ； $\vec{i}_1$ ； $\vec{i}_e$ ；或者转子相关的静止矢量 (—) $\underline{U}_1$ ； $\underline{\Psi}_1$ ； $\underline{I}_1$ ； $\underline{I}_e = I_e$ 。

该变换如图 7-2(b) 所示。图 7-2(c) 用框图方式表达了变换算法。图 7-2(d) 给出了定子电压 $\underline{U}_1$ 、定子磁链 $\underline{\Psi}_1$ 和电磁转矩 T_e 的静止矢量的方程。

图 7-2(d) 所示简化的电机稳态方程，其物理意义是：转矩 T_e 由磁场 (用 $\underline{\Psi}_1$ 表示) 和电流 (用 $\underline{I}_1$ 表示) 间的力所产生。 $\text{Im}(\underline{I}_1 \cdot \underline{\Psi}_1^*)$ 表示 $\underline{\Psi}_1$ 与 $\underline{I}_1$ 的垂直分量的乘积。定子磁链 $\underline{\Psi}_1$ 由电压 ($\underline{U}_1$) 和定子角频率 (ω) 决定。为充分利用电机的铁心，定子电压 $\underline{U}_1$ 的幅值 U_1 和定子角频率 ω 成比例增加，使磁链 $\underline{\Psi}_1$ 的幅值 Ψ_1 保持为额定值。转子同步于定子角频率 $\omega = 2\pi \cdot n \cdot z_p$ 。定子磁链 $\underline{\Psi}_1$ 由定子电流 ($\rightarrow \underline{I}_1 L_1$) 和励磁电流 ($\rightarrow I_e M$) 所产生的两分量组成。 L_1 为定子自感， M 为定子转子的互感。

式(7.1)至(7.7)和图 7-3(a)(b) 给出了两种状态下三相定子电流 $i_{1a,b,c}$ 和转子直流电流 i_e 到旋转矢量 $\vec{i}_1$ 和 $\vec{i}_e$ 的变换过程。该变换的物理含义是：三相交流电流经三相绕组产生一旋转磁场，直流励磁电流 i_e 产生随转子旋转的磁场。

数学解释如下：式(7.1)的三相电流矢量几何相加后得式(7.3) (其方向在各自的绕组轴

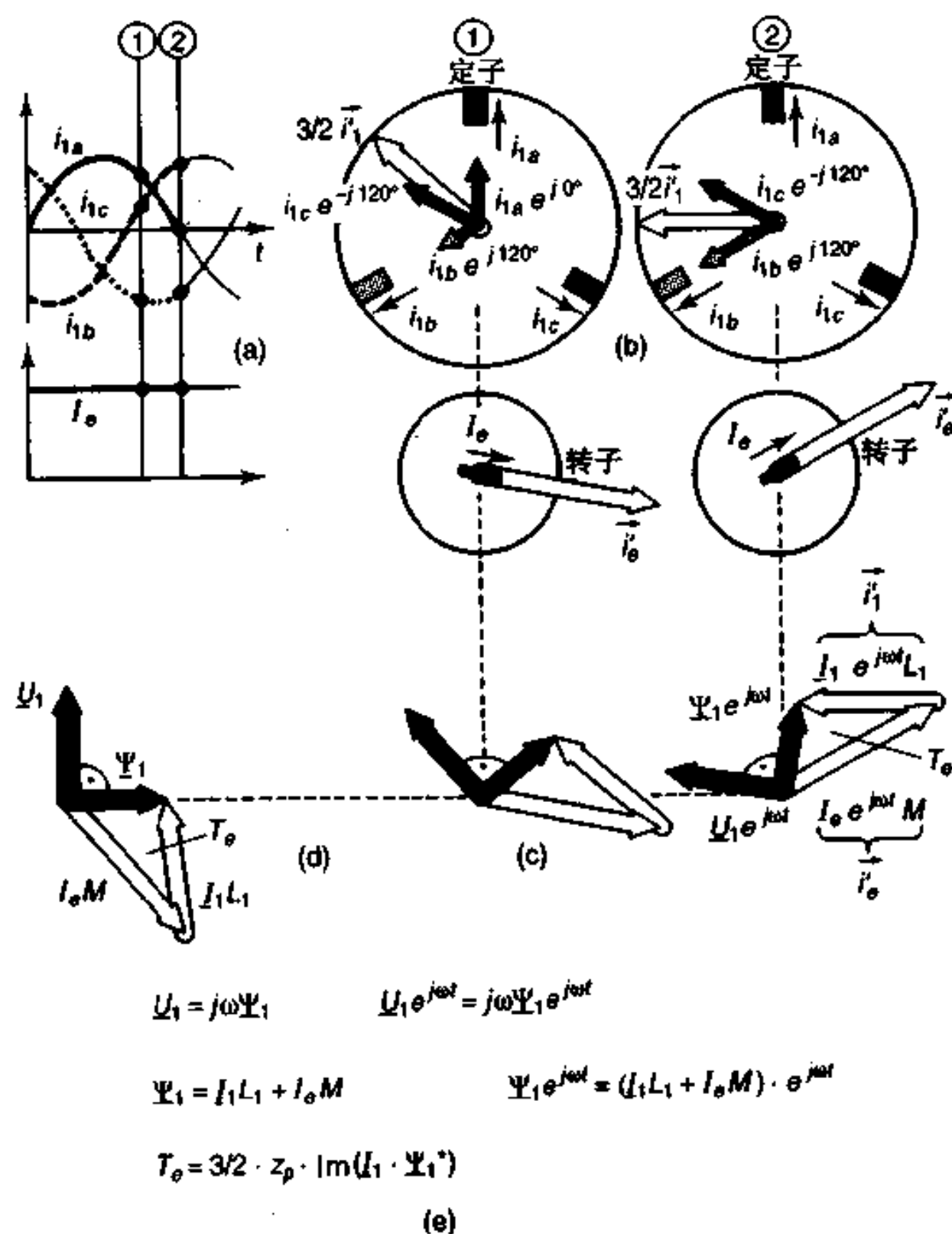


图 7-3 同步电机的工作模式

(a) 三相量 (b)和(c) 对应于①和②瞬时的旋转矢量图 (d) 静止矢量图 (e) 简化的电机稳态方程式

线上),产生式(7.4)所示的旋转矢量。式(7.2)的直流励磁电流 i_e 产生式(7.6)的转子矢量,随同步旋转的转子转动。两矢量以相对于定子[式(7.4)和(7.6)]相同的角频率 $\omega = 2\pi n \cdot z_p$ (n 为速度; z_p 为极对数)旋转。

$$i_{1a,b,c} = I_1 \cos(\omega t + \varphi_i + D) \quad D = 0^\circ; -120^\circ; +120^\circ \quad (7.1)$$

$$i_e = I_e \quad (7.2)$$

$$\vec{i}_1' = 2/3(i_{1a}e^{j0^\circ} + i_{1b}e^{j120^\circ} + i_{1c}e^{-j120^\circ}) \quad (7.3)$$

$$= 2/3 \sum_D I_1 \cos(\omega t + \varphi_i + D) e^{-jD}$$

$$= I_1 e^{j\varphi_i} e^{j\omega t} \quad \underline{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_i} \quad (7.4), (7.5)$$

$$\vec{i}_e' = I_e \cdot e^{j\omega t} \quad \underline{I}_e = I_e \quad (7.6), (7.7)$$

$$i_{1a,b,c} = \text{Re}(\vec{i}_1' e^{jD}) = \text{Re}(I_1 \cdot e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{jD})$$

$$= I_1 \cos(\omega t + \varphi_i + D) \quad (7.4 \rightarrow 7.1)$$

三相电流的幅值 I_1 、角频率 ω 和相角 φ_i 的关系如式(7.1)所示。相对于定子坐标系的旋转矢量 $\vec{i}_1'$ 与绝对值 I_1 、静止单位矢量 $e^{j\varphi_i}$ 和旋转单位矢量 $e^{j\omega t}$ 的关系如式(7.4)所示。因此,旋转电流矢量 $\vec{i}_1'$ 经式(7.4)→(7.1)所示的逆变换可得三相电流 $i_{1a,b,c}$ 。

由式(7.4)、(7.5)和(7.6)、(7.7)可知,旋转矢量 $\vec{i}_1' = I_1 e^{j\varphi_i} \cdot e^{j\omega t}$ 和 $\vec{i}_2' = I_2 \cdot e^{j\omega t}$ 可视为静止矢量 $\underline{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_i}$ 和 I_2 与旋转矢量 $e^{j\omega t}$ 的乘积。

由矢量图 7-3(c)(d)可知,定、转子电流矢量分别乘以定子电感 L_1 和定、转子互感 M , 然后矢量相加得到定子磁链 $\underline{\Psi}_1 e^{j\omega t} = (\underline{I}_1 L_1 + I_2 M) e^{j\omega t}$ 。忽略定子电阻($R_1 \rightarrow 0$)时,定子电压 $\underline{U}_1$ 和磁链 $\underline{\Psi}_1$ 的矢量关系如图 7-3(d)所示。

矢量图同样能描述转矩表达式。由转矩表达式知 T_e 正比于磁链矢量 $\underline{I}_1 L_1$ 、 $I_2 M$ 和 $\underline{\Psi}_1$ 三角形所围的面积。

异步电动机 具有三相定子绕组的异步电动机如图 7-4(a)所示。若为滑环电机,则有经滑环连接的三相转子绕组;若为鼠笼电动机,则可视作三相转子绕组短路的特例。

图 7-4(a)有三个复杂坐标的实轴(Re):

- (1) 定子静止坐标系;
- (2) 随转子旋转的转子坐标系,其电角速度为 $\omega = 2\pi n \cdot z_p$ (n —速度, z_p —极对数);
- (3) 同步于定子角频率 ω_1 的旋转坐标系。

假设转子角速度 ω 的变动与定子和转子电角频率 ω_1 和 ω_2 的变动相比很小,则

$$\int \omega_1 dt - \omega t = \int \omega_2 dt \quad (7.8)$$

这些参考坐标系用来将三相定子量(下标 1)和转子量(下标 2)的三相参数 $x_{1a,b,c}$ 和 $x_{2a,b,c}$ (其中 $x=u$ 或 φ 或 i)变换为定子固定坐标系(')的旋转矢量($\vec{}$): $\vec{x}_1$ 和 $\vec{x}_2$, 以及转子固定坐标系('')的旋转矢量: $\vec{x}_2'$ 和 $\vec{x}_1'$, 或者变换为旋转坐标系的静止矢量($\underline{}$): $\underline{X}_1$ 和 $\underline{X}_2$ 。

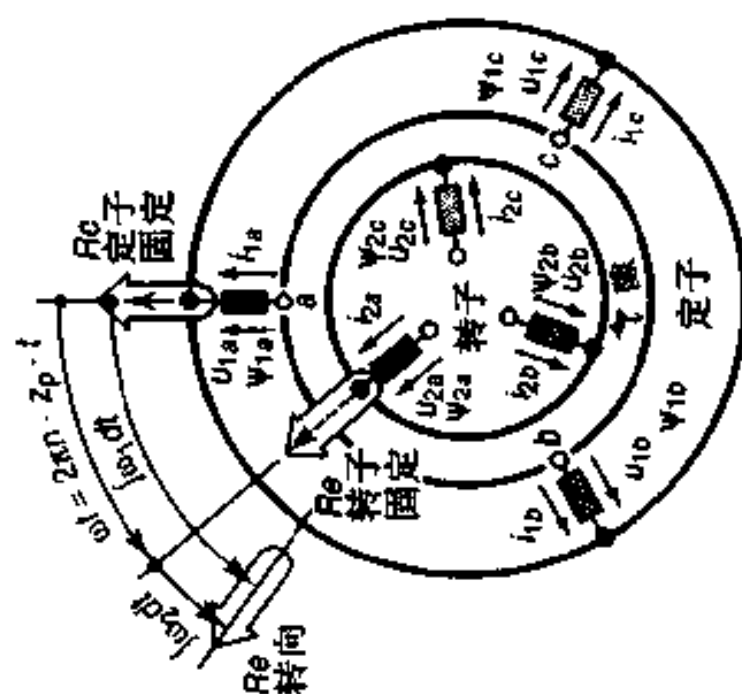
变换表达式如图 7-4(b)所示。将变化着的幅值 $X_{1(2)} = X_{1(2)}(t)$, 频率 $\omega_{1(2)} = \omega_{1(2)}(t)$ 和相角 $\varphi_{1(2)} = \varphi_{1(2)}(t)$ 代入变换式,即可将任意波形的非正弦三相暂态量表示为“正弦”量。变换算法如图 7-4(c)所示。图 7-4(d)给出了电压 $\underline{U}$ 和磁链 $\underline{\Psi}$ 的定子动态矢量(下标 1)和转子动态矢量(下标 2)的表达式,以及电磁转矩的瞬时值 t_e 与定子电流 $\underline{I}_1$ 和磁链 $\underline{\Psi}_1$ 的函数关系。

下面我们开始讨论图 7-4(d)所示的电机动态方程的物理概念:转矩 t_e 的产生与同步电动机相同, $\text{Im}(\underline{I}_1 \cdot \underline{\Psi}_1')$ 代表磁场的 $\underline{\Psi}_1$ 和电流 $\underline{I}_1$ 的垂直分量的乘积。定子电压 $\underline{U}_1$ 和定子角频率 ω_1 决定的定子磁链 $\underline{\Psi}_1$ (假定 $R_1 \rightarrow 0$)是由定子电流($\rightarrow \underline{I}_1 L_1$)和转子电流($\rightarrow \underline{I}_2 M$)两个分量组成的。 L_1 为定子电感, M 为定转子互感。转子磁链 $\underline{\Psi}_2$ 可用同样的方法表示。这里 $\underline{U}_2$ 为经滑环供给转子的电压, ω_2 为转差角频率。感应电动机转子侧为(短接的)笼形转子,所以 $\underline{U}_2 = 0$ 。当采用 $|\underline{U}_1| \sim \omega_1$ 线性电压-频率特性来控制感应电机时,定子磁链 $\underline{\Psi}_1$ 能保持为额定值。这样便充分利用了电机铁芯。转差角频率 ω_2 表示电动运行时转子角速度 $\omega = 2\pi n \cdot z_p$ 慢于定子角频率 ω_1 的值。

下列稳态方程式(7.9)至(7.12)和图 7-5(a)(b)主要是为了解释式(7.9)的三相定子电流 $i_{1a,b,c}$ 和转子电流 $i_{2a,b,c}$ 变换到式(7.11)的旋转矢量 $\vec{i}_1'$ 和 $\vec{i}_2'$ 的过程。

$$i_{1(2)a,b,c} = I_{1(2)} \cos(\omega_{1(2)} t + \varphi_{1(2)} + D) \quad D = 0^\circ; -120^\circ; +120^\circ \quad (7.9)$$

(a) 异步电动机和参考坐标系



(b) 电动机参数的表达式

定子 (1) 和转子 (2) 的三相参数
 $X_{1a, b, c} = X_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_{x1} + D)$
 $X_{2a, b, c} = X_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_{x2} + D)$
 式中: a: $D = 0^\circ$, b: $D = -120^\circ$, c: $D = 120^\circ$
 $x; X = u; U$
 or $\psi; \Psi$
 or $i; I$

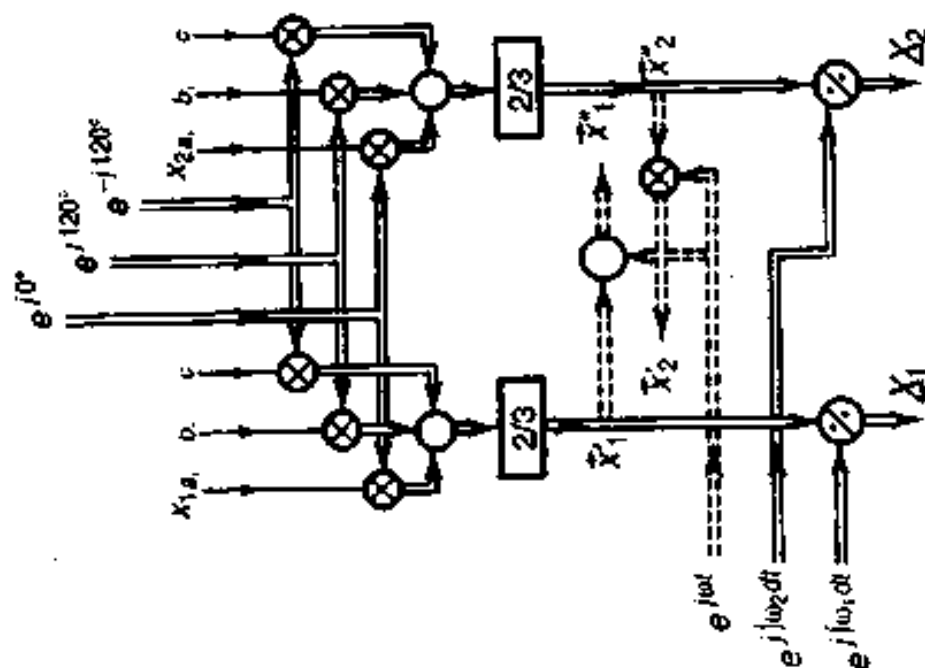
定子相对 (1) 坐标系或转子相对 (2) 坐标系的旋转矢量 (—) 变换

$$\begin{aligned} \tilde{X}_1 &= X_1 e^{j\varphi_{x1}} e^{j\omega_1 t} \\ \tilde{X}_2 &= X_2 e^{j\varphi_{x2}} e^{j\omega_2 t} \end{aligned}$$

旋转坐标系静止矢量 (—) 变换

$$\underline{X}_1 = X_1 e^{j\varphi_{x1}} \quad \underline{X}_2 = X_2 e^{j\varphi_{x2}}$$

(c) 变换算法



(d) 异步电机在同步旋转坐标系动态矢量方程

$$\begin{aligned} U_1 &= I_1 R_1 + p \omega_1 \Psi_1 + d \Psi_1 / dt & \Psi_1 &= I_1 L_1 + I_2 M & \omega_1 dt &= \omega_2 dt + \omega t & t_0 &= 3/2 \cdot Z_p \cdot \text{Jm}(I_1 \cdot \Psi_1^*) \\ U_2 &= I_2 R_2 + p \omega_2 \Psi_2 + d \Psi_2 / dt & \Psi_2 &= I_2 L_2 + I_1 M & \omega &= 2\pi n \cdot Z_p \end{aligned}$$

图 7-4 异步电动机和参考坐标系、电动机参数表达式、变换算法以及电动机动态方程

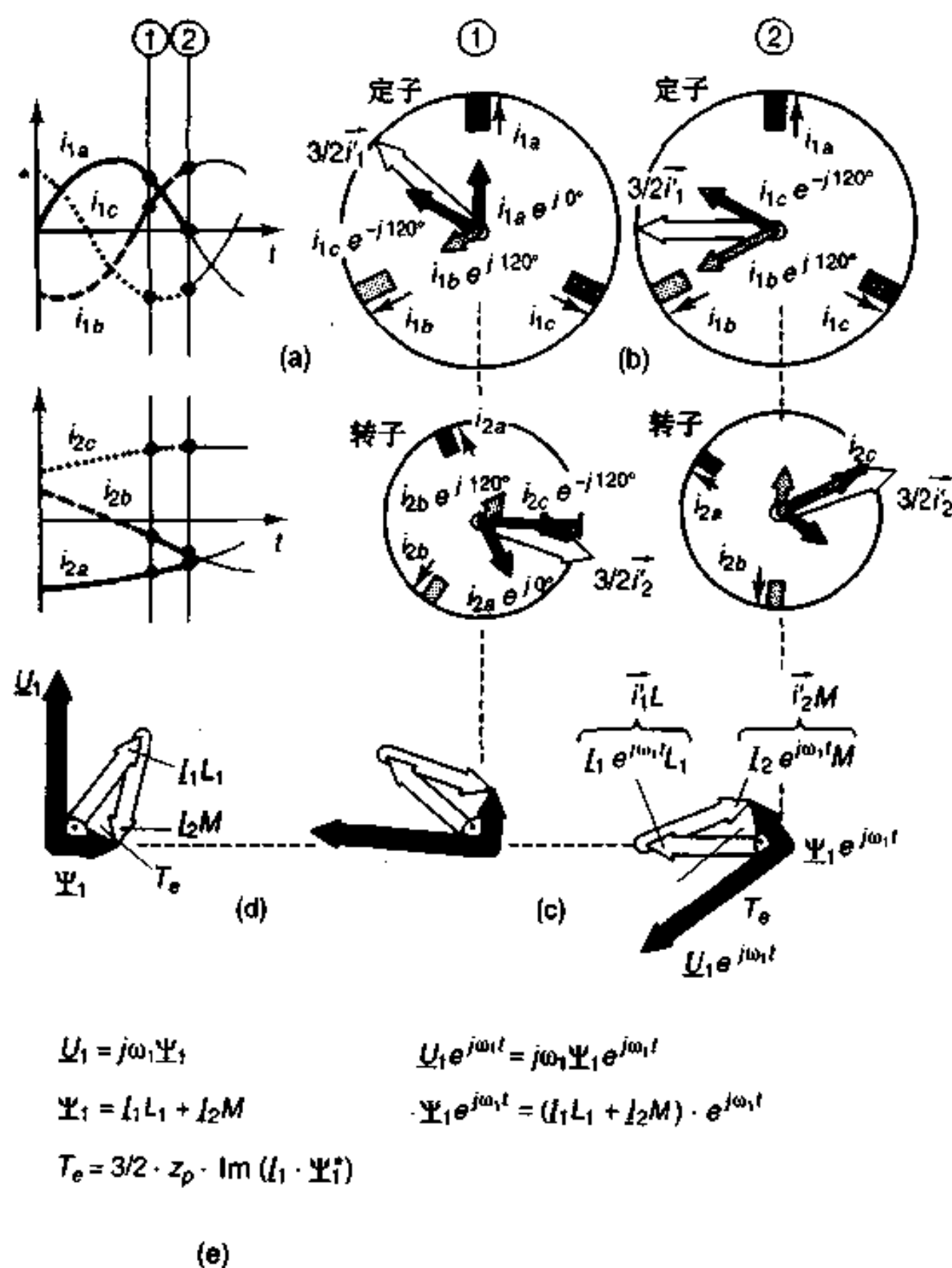


图 7-5 异步电动机的工作模式

(a) 三相量 (b)和(c) 对应于①和②瞬时的旋转矢量图 (d) 静止矢量图 (e) 简化的电动机稳态方程

$$\vec{i}_{1(2)}^{(*)} = 2/3 (i_{1(2)a} e^{j0^\circ} + i_{1(2)b} e^{+j120^\circ} + i_{1(2)c} e^{-j120^\circ}) \quad (7.10)$$

$$\begin{aligned}
 &= 2/3 \sum_D I_{1(2)} \cos(\omega_{1(2)} t + \varphi_{i_{1(2)}} + D) e^{-jD} \\
 &= I_{1(2)} e^{j\varphi_{i_{1(2)}}} \cdot e^{j\omega_{1(2)} t} \quad \underline{I}_{1(2)} = I_{1(2)} \cdot e^{j\varphi_{i_{1(2)}}} \quad (7.11), (7.12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_{1(2)a,b,c} &= \text{Re}(\vec{i}_{1(2)}^{(*)} e^{+jD}) = \text{Re}(\underline{I}_{1(2)} \cdot e^{j\varphi_{i_{1(2)}}} \cdot e^{j\omega_{1(2)} t} \cdot e^{+jD}) \\
 &= I_{1(2)} \cos(\omega_{1(2)} t + \varphi_{i_{1(2)}} + D) \quad (7.11 \rightarrow 7.9)
 \end{aligned}$$

旋转矢量 $\vec{i}_{1(2)}^{(*)} = I_{1(2)} e^{j\varphi_{i_{1(2)}}} \cdot e^{j\omega_{1(2)} t}$ 可视为静止矢量 $\underline{I}_{1(2)} = I_{1(2)} e^{j\varphi_{i_{1(2)}}}$ 乘以单位旋转矢量 $e^{j\omega_{1(2)} t}$ (式(7.11)和(7.12))。

式(7.9)和(7.11)清楚地说明: 如何通过三相量的幅值 $I_{1(2)}$ 、频率 $\omega_{1(2)}$ 和相位 $\varphi_{i_{1(2)}}$ 来决定相对定子(转子)的旋转矢量 $\vec{i}_{1(2)}^{(*)}$ 的绝对值 $I_{1(2)}$ 、静止单位矢量 $e^{j\varphi_{i_{1(2)}}}$ 和旋转单位矢量 $e^{j\omega_{1(2)} t}$ 。逆变换 $\vec{i}_{1(2)}^{(*)} \rightarrow i_{1(2)a,b,c}$ 如式(7.11→7.9)所示。

由矢量图 7-5(c)(d)可知,定子电流乘以定子电感 L_1 与转子电流乘以定转子互感 M 的矢量和,得到定子磁链 $\underline{\Psi}_1 e^{j\omega_1 t} = (\underline{I}_1 L_1 + \underline{I}_2 M) \cdot e^{j\omega_1 t}$ 。若忽略定子电阻($R_1 \rightarrow 0$),它就是图 7-4(d)的定子矢量方程在稳态条件下 $\left(\frac{d}{dt} \underline{\Psi}_1 = 0; \int \omega_1 dt = \omega_1 t \right)$ 的表达形式。

同样,从图 7-5(e)所示的转矩表达式可知:磁链三角形 $\underline{I}_1 L_1$ 、 $\underline{I}_2 M$ 和 $\underline{\Psi}_1$ 所围成的面积正比于转矩 T_e 。

7.5. 大功率传动变换器

7.5.1. 基本电路

变换器连接三相交流电网和电动机,实现以下两个主要任务:

- (1) 依据电动机的要求变换交流电压和电流;
- (2) 电动时将交流电网能量传向电机,再生制动时则反之。

为满足不同大功率交流电机的应用需要,有多种变换器结构可以采用,但所有变换器仅基于以下两个基本电路:

- (1) 交流电压源整流器(AC VSR);
- (2) 直流电压源逆变器(DC VSI)。

两个基本电路如图 7-6 所示。每一种都可用于变换器的两侧:交流电网侧和电机侧。这些电路在文献[22~25]中均有叙述,因此本章不作详细说明。图 7-6 给出了两个基本电路的主要特性,图 7-7 给出了两种基本电路如何构成满足不同种类电机要求的变换器。

这些电路不同的和不恰当的名称可能引起混淆。因此本章严格地按照电路是电压变换还是电流变换来命名。

交流电压源整流器 基本电路示于图 7-6 的右侧。

交流电压源整流器(AC VSR)(图 7-6 右侧上部)将施加的交流电压整流,产生开关直流电压($u_{a,b,c} \rightarrow u_d$)。但是,它同时亦是直流电流源逆变器(DC CSI)(图 7-6 右侧下部)将施加的直流电流“逆变”,产生开关交流电流($I_d \rightarrow i_{a,b,c}$)。

直流侧 晶闸管决定了直流侧电流 I_d 为单极性,而所产生的直流电压 u_d 及其极性则由调节器的触发角 α 控制。 u_d 的平均值 U_d 为:

$$\begin{aligned} U_d &= U_{d \max} \cos \alpha & \alpha \rightarrow 0^\circ & \quad U_d = +U_{d \max} \\ & & \alpha \rightarrow 180^\circ & \quad U_d = -U_{d \max} \end{aligned} \quad (7.13)$$

这就允许能量在双方向 AC $\rightarrow$ DC 和 DC $\rightarrow$ AC 传送。由于直流电压 u_d 为开关电压,电感 L 用于平滑直流电流 I_d 。

当采用二极管时,直流侧电压 u_d 和电流 I_d 均为单极性,能量仅能实现 AC $\rightarrow$ DC 传送。

交流侧 在交流侧,应区分外部换流还是强迫换流。

AC VSR(=DC CSI)采用普通晶闸管时(图 7-6 右侧),需外部换流(电源换流或负载换流)。相对于强迫换流电路而言,外部换流电路简单、价格便宜,但其工作特性是有限制的:

• 作为耗能环节,AC VSR(=DC CSI)从交流侧吸收 120° 方波的交流电流 $i_{a,b,c}$,仅限于工作在两个感性象限(见 7-6 图右上部)。交流电压 $u_{a,b,c}$ 与交流电流 $i_{a,b,c}$ 之间的滞后角 φ_i ,由控制直流电压 u_d 的触发角 α 决定。

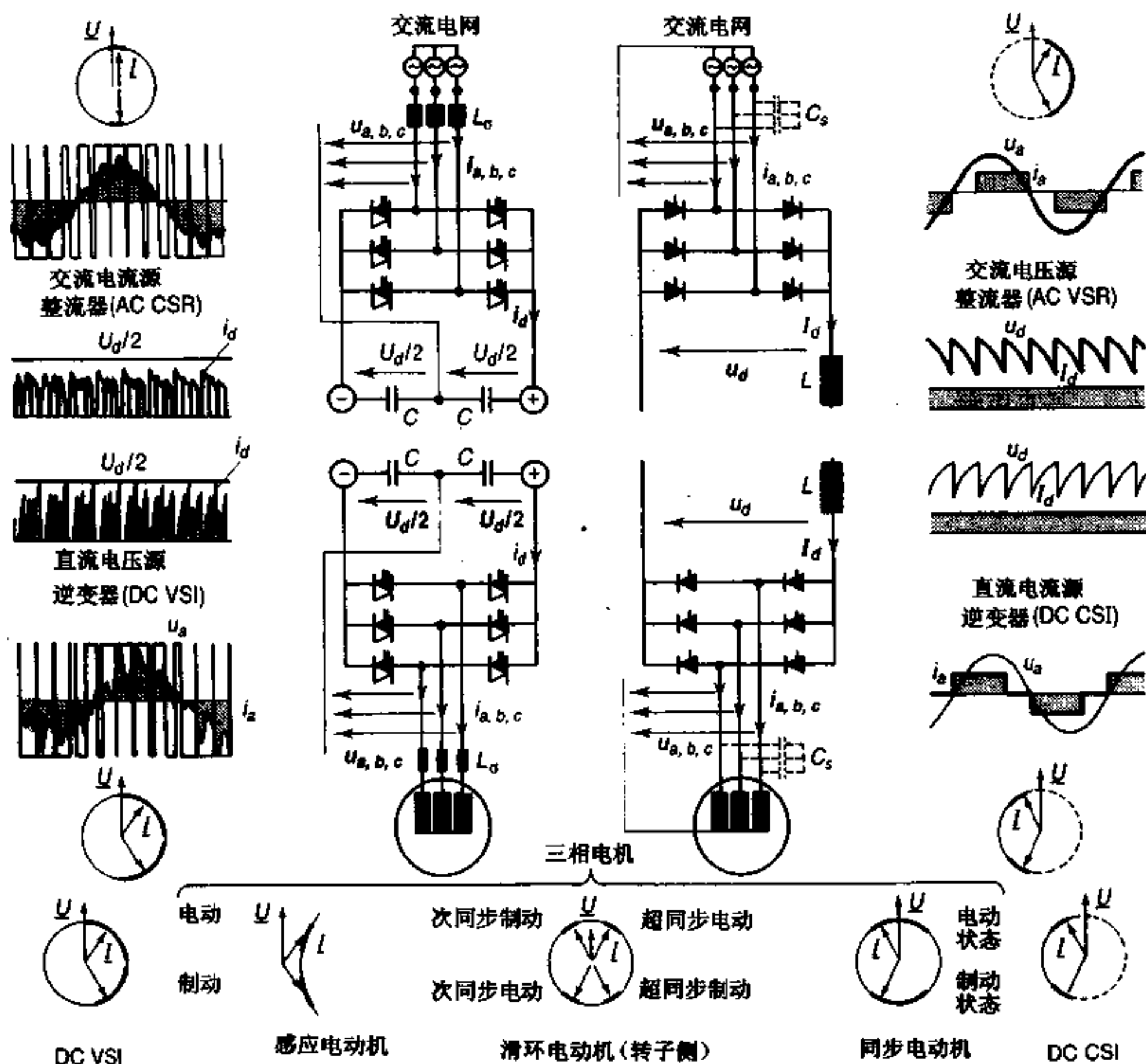


图 7-6 由两类基本电路组成的各种大功率变换器

右边: 交流电压源整流器, 它还可作为直流电流源逆变器; 左边: 直流电压源逆变器, 它还可作为交流电流源整流器; 底部: 各种变换器和电动机的电压、电流矢量图

$$\varphi_i \approx \alpha \quad 0^\circ < \alpha < 180^\circ \quad (7.14)$$

• 作为能源, DC CSI (= AC VSR) 仅能提供 120° 方波交流电流 $i_{a,b,c}$, 并限于工作在两个容性象限(7-6 图右下部)。因此, 它只能带同步电动机和滑环电动机(常工作于次同步电动模式下)。此时, 电动机所能提供的是容性电流。而感应电动机需要感性电流分量(图 7-6 下部)。

强迫换流的可关断晶闸管 GTO 可替代普通晶闸管。图 7-6 右侧没有画出。在此情况下, 交流电流 $i_{a,b,c}$ 能采用 PWM 控制。它与交流电压 $u_{a,b,c}$ 的相角可依据交流侧的要求自由调整(图 7-6 右侧矢量图中的点画线部分), 如图 7-6 底部所示, 它可供各种电机使用。这类强迫换流电路在交流侧需要接入电容器 C_s (图 7-6 右侧的点画线部分)。这些电容器同时可作为 PWM 控制的交流电流 $i_{a,b,c}$ 的滤波器, 这样交流侧电流具有相对较好的正弦波形(图 7-6 右侧没有给出)。

直流电压源逆变器 基本电路示于图 7-6 的左侧。直流电压源逆变器(图 7-6 左侧下部),将施加的直流电压“逆变”,产生开关状交流电压($U_d \rightarrow u_{a,b,c}$)。它同时亦是交流电流源整流器(图 7-6 左侧上部),将施加的交流电流整流,产生开关状的直流电流($i_{a,b,c} \rightarrow i_d$)。但这是一个不常用的名称。

直流侧 由 GTO 决定的直流侧电压 U_d 为单极性,而直流电流 i_d 可正可负。因此,能够实现 DC $\rightarrow$ AC 和 AC $\rightarrow$ DC 双向能量传递。由于直流电流 i_d 为脉动电流,因此要用电容器 C 平稳直流电压 U_d 。

交流侧 DC VSI(=AC CSR)总是采用强迫换流工作,它需要用 GTO 和反并联二极管。交流侧电压 $u_{a,b,c}$ 常采用 PWM 控制。电压 $u_{a,b,c}$ 和电流 $i_{a,b,c}$ 之间的相角可为任意值,能四象限运行,可带各种电机(图 7-6 下部)。电感 L_σ 可作为交流 PWM 电压的滤波器,因此有相对较好的正弦波形交流电流 $i_{a,b,c}$ 。交流电感 L_σ 常为变压器(图 7-6 左侧上部)或电机(图 7-6 左侧下部)的漏感。

7.5.2. 变换器的构成

最重要的大功率传动系统如图 7-7 所示(1 到 13)。它们由图 7-6 所示的两类基本电路组成。

图 7-7 中,用粗线框表示的是应用较多的组合形式(1,2,3,6,12,13)。偶尔使用的组合形式(7,11)或者即将用于大容量传动形式(4,8)的,用普通线框表示。具有优越性能但价格太高或需要继续研究的未来系统(5,9,10)用细线框表示。

理论上可行而实际应用中几乎不可能采用的变换器和电动机组合系统,则没有列入图 7-7 中。图 7-7 下部给出了讨论各类传动系统的章节。

交流电压源整流器 电网和电机(负载)换流的 AC VSR(=DC CSI)是大功率传动最常用的主电路形式,其结构简单但其特性较差:当它用于电源侧时,其电流为滞后于电压 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的 120° 方波(1,2,3,4,5,6,7,8,11,12,13)。用在电动机侧,采用单桥时仅能用于同步电机(1);采用二极管整流桥时,能从次同步串调系统中回馈能量(2)。负载换流式 AC VSR(=DC CSI)不能提供感应电机所需的感性电流分量。只有采用各相均为双反并联整流桥的三相周波变换器,其“DC”输出能实现正弦化的 AC VSR,适用于各种电机(11,12,13)。

如果感应电机必须由单一 DC CSI 桥供电,那么为实现强迫换流在 DC 侧需采用换流装置(3)或者采用 GTO(4,5)。在电网侧, PWM 控制的强迫换流 GTO 电路,能实现近似正弦的电流波形,同时交流电源功率因数为 1(5)。

直流电压源逆变器 DC VSI(=AC CSR)只能采用强迫换流。由 GTO 和反并联二极管组成,采用 PWM 调制时,在交流输出侧产生近似正弦电流且功率因数为 1(9,10),可用于所有大功率电动机(图 7-7 的 6,7,8,9,10,同步电机没有示出)。

能量传递方向 图 7-7 中直流环节所示的电流电压箭头方向,表示该方式下能量传递的方向。实心箭头表示能量从交流电网到电机,空心箭头表示能量回馈交流电网。

由晶闸管或 GTO 构成的 AC VSR(=DC CSI)整流桥,直流电流为单方向,为使能量反向流动,直流电压极性必须是可控的(1,2,3,4,5,7,8 电网侧,1,3,4,5 电机侧)。

相反 DC VSI(=AC CSR)整流桥有固定的直流电压极性,而直流电流可能为正或负。(9,10 电网侧,6,7,8,9,10 电机侧)。

二极管整流桥(2 电机侧,6 电网侧)仅能将电能从交流侧传递到直流侧。

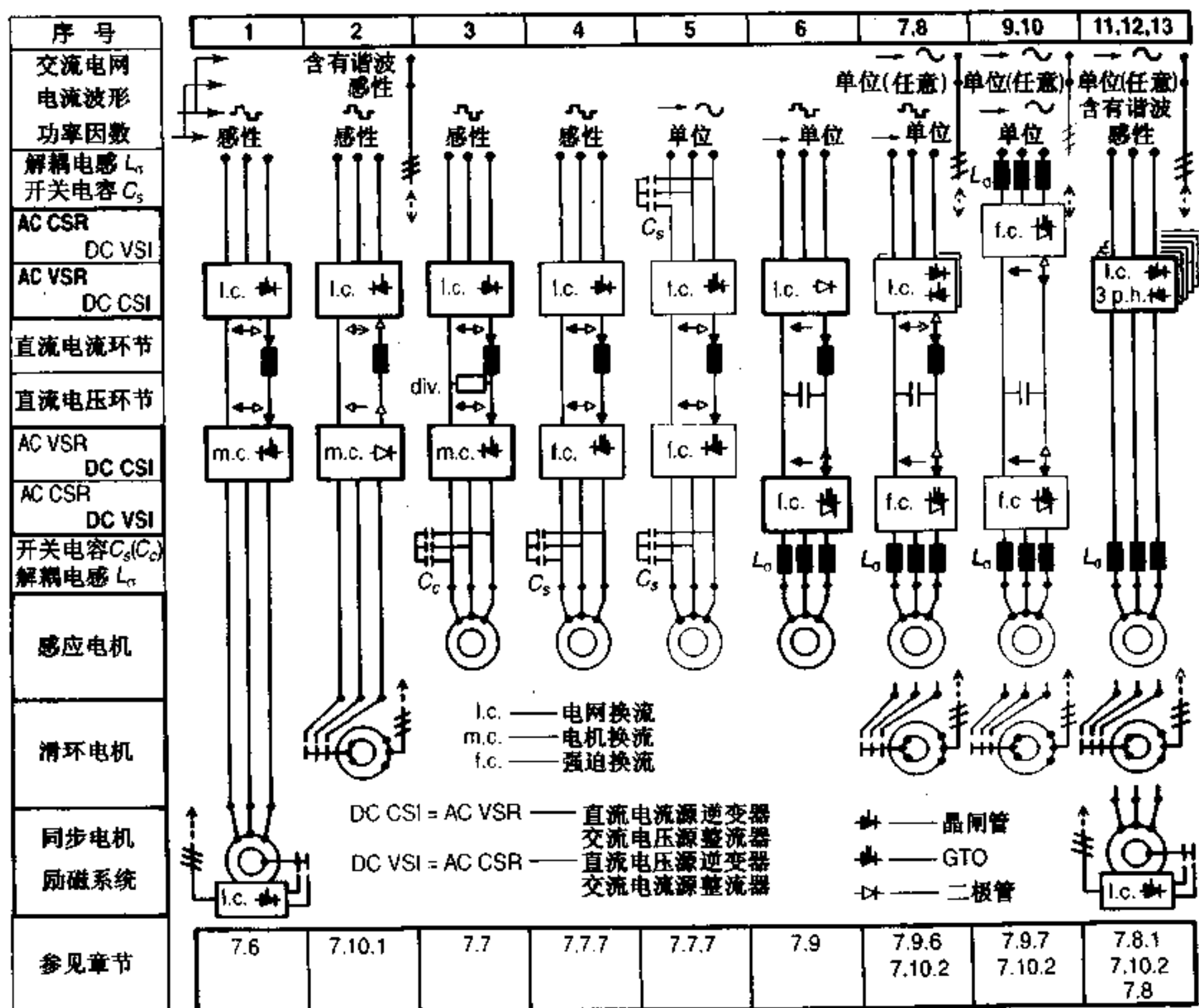


图 7-7 主要大功率传动系统的分类

当电机侧为 DC VSI 时,电网换流的 AC VSR 需要两组反并联的 AC VSR 桥,这样,当能流反向时直流电流的方向才能改变。DC VSI 不允许直流电压改变极性。

周波变换器在按正弦控制时,“DC”侧电压和电流均可反向,因此,它们是四象限变换器(11,12,13)。

两侧均为强迫换流的变换器 在电网和电机侧均为强迫换流 AC VSR(=DC CSI)或者 DC VSI(=AC CSR)的大功率传动系统,具有理想的特性:交流侧为正弦电流,功率因数为1,能量可双向传输,可用于各类大容量电动机(图 7-7 的 5 没有示出滑环电动机和同步电动机,图 7-7 的 9,10 没有示出同步电动机)。它们能否被引入到大容量工业应用,关键在于其价格。80 年代末以来,交流侧单相 AC VSI 供电的交流电力机车是其代表。

7.6. 由外部换流的电流源变换器供电的同步电动机

该系统是工业领域中最重要、最成功的大功率传动系统。因此许多一般特性同时也是其

他大功率传动系统的特性,将在本节特别是在 7.6.3 节予以介绍。

7.6.1. 基本原理

基本原理如图 7-8(1)所示:同步电动机定子经带中间直流电流环节的三相变频器与交流电网相连,励磁系统的整流器提供转子绕组直流电流。

7.6.2. 工作模式

电动机 在讨论传动系统时,完全可以将同步电机视为三相交流电压源。励磁系统控制定子电压 $u_{ma,b,c}$ 。为了避免磁路饱和并充分利用铁芯,通过调节电压 $u_{ma,b,c}$ 的幅值 U_m ,使之正比于频率 f_m ,亦即正比于转速 n ,使磁链 Ψ_m 为常数[图 7-8(f)和图 7-2(d)所示]。

$$U_m = \omega_m \Psi_m \quad \Psi_m = \text{常数}, \quad \text{则 } U_m \sim \omega_m \sim n \quad (7.15)$$

$$\omega_m = 2\pi f_m = 2\pi n \cdot z_p \quad z_p \text{ 为极对数}$$

电动机可由可控整流器经滑环励磁,也可采用无刷励磁系统。该系统由旋转变压器经位于转子轴上的旋转二极管整流桥给励磁绕组供电。用外接的交流-交流变换器进行控制。

变换器 变频器由两个相同结构的可控整流器(AC VSR)组成,一个在交流电网侧,而另一个在电机侧。两者经直流相联,中间直流电流环节有一电感 L 。电网侧整流桥将交流电压整为直流电压($u_{a,b,c} \rightarrow u_{dl}$)并控制中间直流环节的电流,使电机交流电压的逆向整流值($u_{ma,b,c} \rightarrow u_{dm}$)与之相平衡。(下标: l ——电网侧; m ——电机侧)。

分析变频器的工作模式时,应考虑下列整流特性:

- 直流输出电压 U_d (平均值)可在正负最大值之间由触发角 α 连续控制[式(7.13)]。

$$U_d = U_{d \max} \cdot \cos \alpha \quad \begin{array}{ll} \alpha \rightarrow 0^\circ & \rightarrow +U_{d \max} \\ \alpha \rightarrow 180^\circ & \rightarrow -U_{d \max} \end{array} \quad (7.16)$$

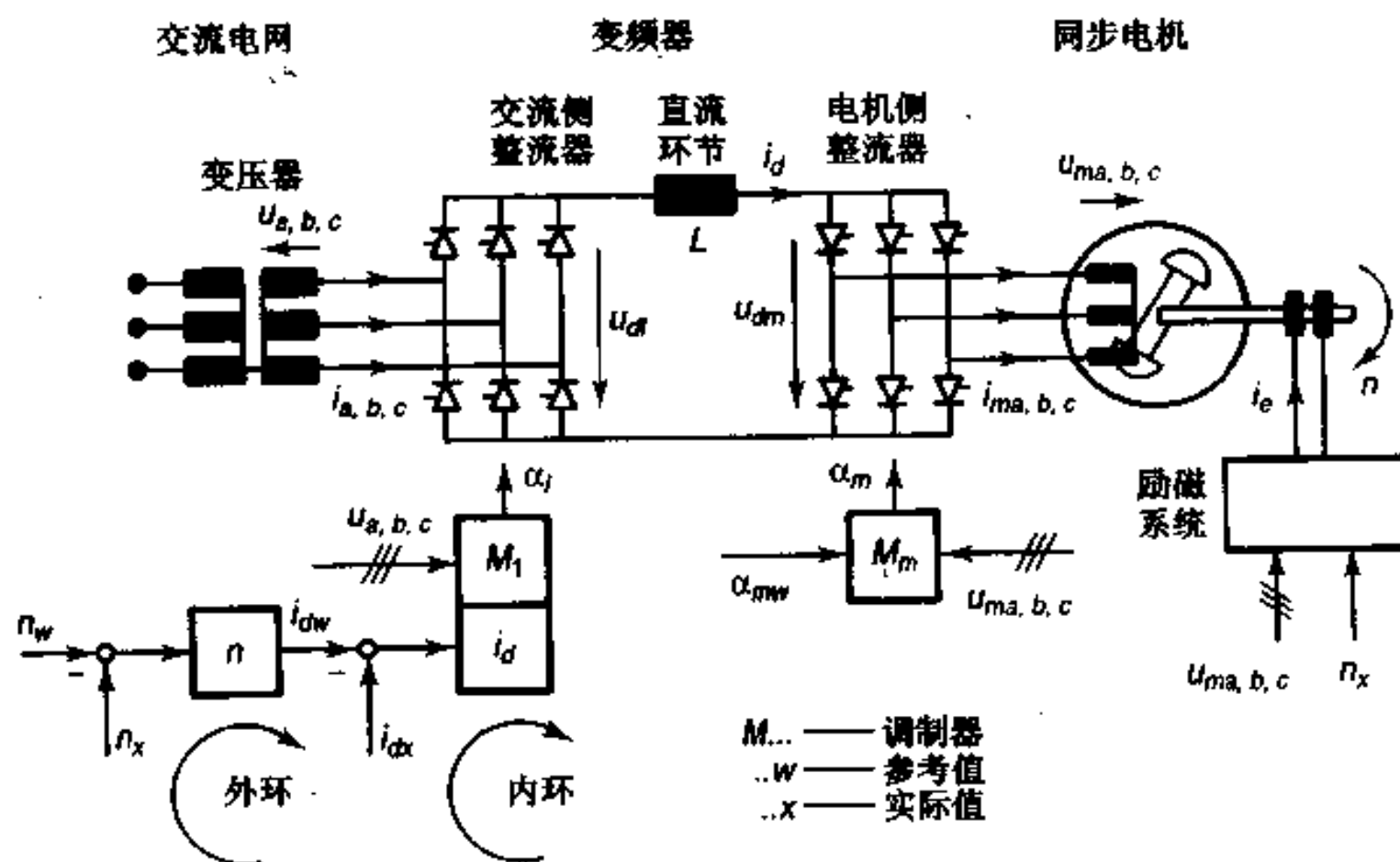
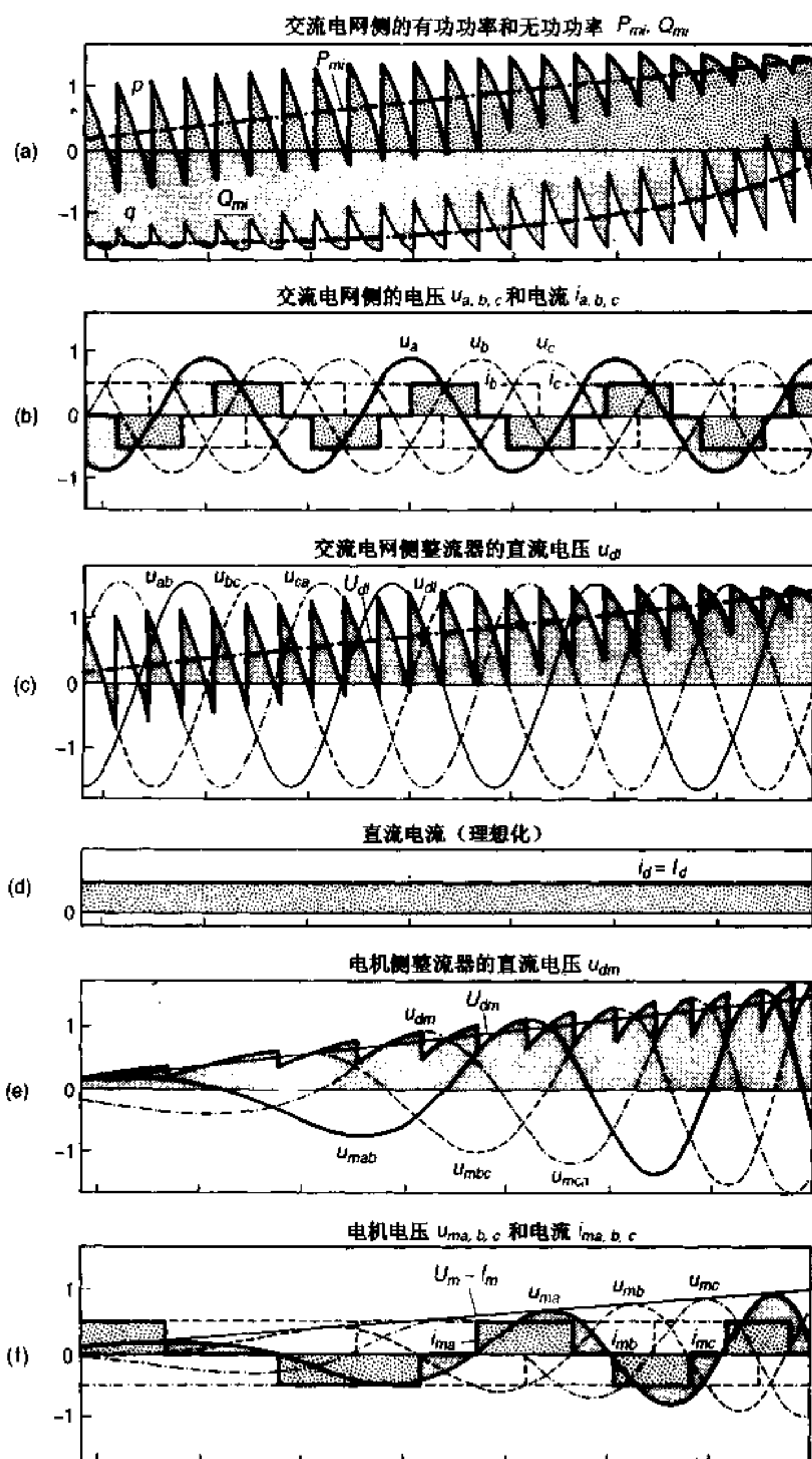


图 7-8(1) 由带中间直流环节的变频器供电的同步电动机
(a)~(f)为电动机从低速到最大速线性加速过程的电流和电压波形(理想化)
(为讨论工作模式,加速度比一般实际的大)



续图 7-8

● 经电感 L 平波的直流电流 $i_d (i_d = I_d)$, 其流向是由晶闸管确定的。亦就是说, 欲使能流反向, 则必须改变直流电压的方向。

● 由于两个整流器均为外部换流(电网换流和负载换流), 所以换流时需有外部交流电压, 并确保换流在触发角 $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ 范围内完成, 距 180° 必须留有安全裕量。

● 交流电压与电流的相角 φ_i 由控制角 α 决定。

$$\varphi_i \approx \alpha \quad (0^\circ < \alpha < 180^\circ) \quad (7.17)$$

这就意味着, 电网侧的整流器从交流电网吸收感性电流[图 7-8(a)(b)], 而电机侧整流器为电机提供容性电流[图 7-8(f)]。变频器两侧的交流电流均为矩形, 这是因为要由它们来组成中间直流环节的电流波形[图 7-8(b)和(f)], 从电压来看变换器是交流电压整流器, 而从电流来看其作用就是直流电流逆变器。

系统——电动机和变换器[7, 26] 当电机工作在电动方式时, 电机侧整流器的控制角保持为常数 $\alpha_m \rightarrow 180^\circ$, 用最小的无功电流将能量从直流侧传到电机。由于电机端交流电压幅值 U_m 正比于转速, 所以, 直流电压 U_{dm} (平均值) 正比于转速[参见等式(7.15)和(7.16), 以及图 7-8(e)和(f)]。

$$\begin{aligned} U_{dm} &\sim U_m \cos \alpha_m \quad \alpha_m \rightarrow 180^\circ = \text{常数, 则} \\ U_{dm} &\sim U_m \sim n \end{aligned} \quad (7.18)$$

为将能量从交流电网传送到直流侧, 交流侧整流器的控制角 α_i 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 之间。调节触发角 α_i , 使直流电压 U_{di} 等于与速度成正比的电机整流电压 U_{dm} , 从而使直流电流 I_d 等于给定值[图 7-8(1)]。

$$U_{di} - U_{dm} = L \frac{d}{dt} I_d \rightarrow U_{di} = U_{dm} \quad \text{当 } I_d = \text{const.} \quad (7.19)$$

因此, 触发角 α_i 在低速 $\alpha_i \rightarrow 90^\circ$ 到全速 $\alpha_i \rightarrow 0^\circ$ 之间变化。电网功率因数正比于转速, 在 0 与接近 1 之间变化[图 7-8(c)(b)(a)]。

$$U_{di} \sim \cos \alpha_i \quad \text{由式(7.19)和(7.18)得} \quad \cos \alpha_i \sim n \quad (7.20)$$

电机能工作在再生制动状态。为使能流反向, 电机侧整流器控制角由 $\alpha_m \rightarrow 180^\circ$ 变化为 $\alpha_m \rightarrow 0^\circ$, 并保持为常数。电网侧整流器工作于控制角为 $90^\circ < \alpha_i < 180^\circ$ 范围内。

中间直流环节使电网侧和电机侧频率解耦, 因此, 电机转速不受交流电网频率的限制。该类变换器可用于高速电机。

一种特殊的工作模式是从静止状态起动电机。如上所述, 变换器为外部换流, 电机侧的整流器需靠电机电压 $u_{ma, b, c}$ 实现换流。然而, 电机静止时, 电机端电压为零, 所以需采用称为“直流侧电流断续”的特殊方法, 由电网侧整流器进行换流。为了将导通晶闸管的电流转换到连接电机另一相的下一个晶闸管, 需控制电网侧整流器, 使直流电流为零, 关断电机侧变换器的所有晶闸管。然后再触发新的晶闸管, 使直流电流上升到额定值。用这种换流方式, 使电机转速达到额定值的 $3\% \sim 5\%$, 这样电机电压上升至负载换流所需的电压。从“直流侧电流断续”方式(I)至正常换流方式(II)的变化如图 7-9 所示[7]。

为了缩短换流时间, 电机转子需要阻尼绕组, 以减少换流电感。

该系统理论上能实现四象限运行。但是因电机起动时需采取特殊方式, 所以该系统不是最佳的可四象限运行的传动。

控制 相对简单的闭环控制基本原理如图 7-8(1)所示, 主要任务是实现速度控制。上

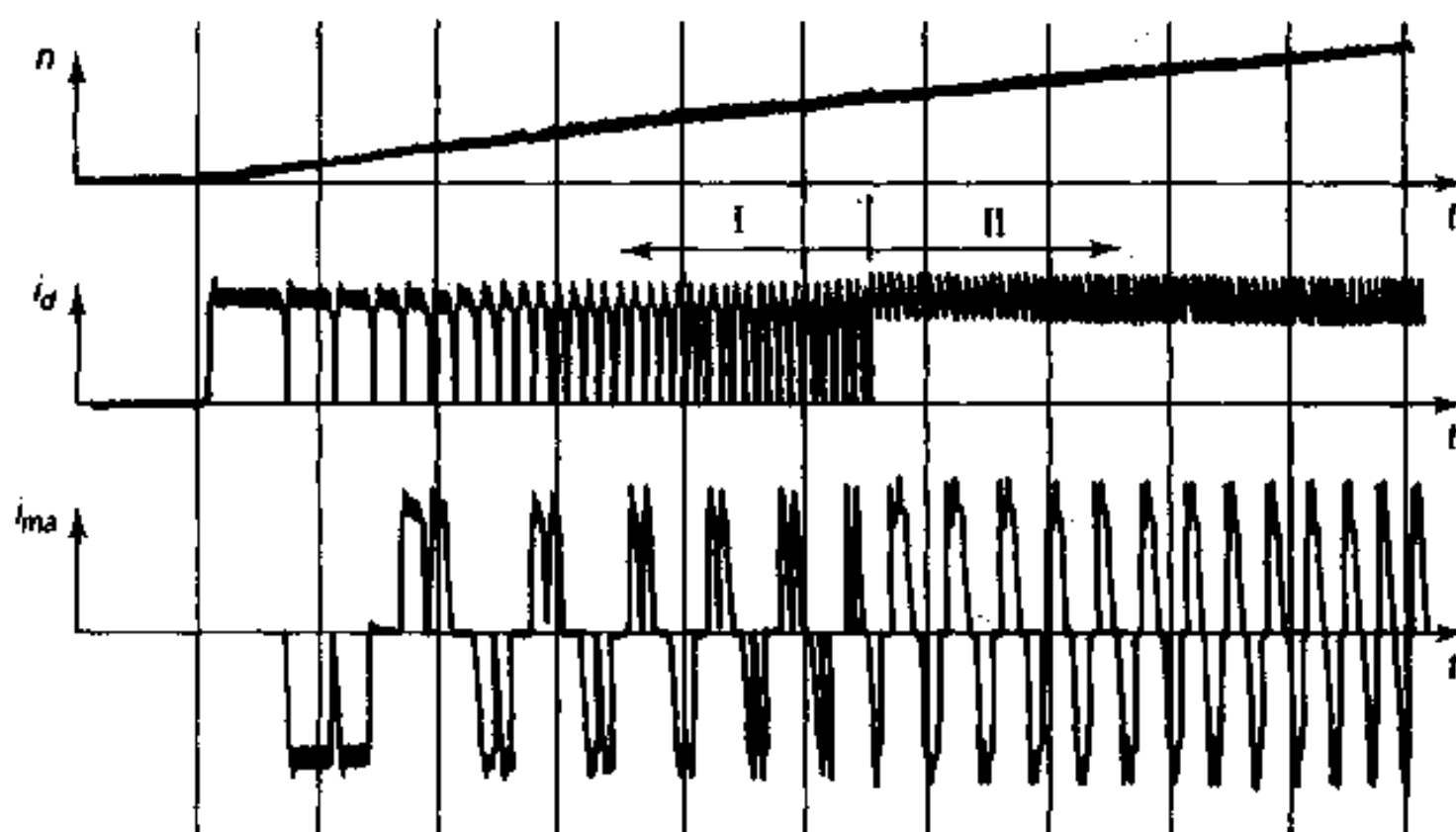


图 7-9 从“直流侧电流断续”方式(I)至正常换流方式(II)的过渡
从上到下——速度、直流电流、电机电流

面已经介绍了控制系统的部分环节。

- 励磁系统控制电机电压 $u_{ma,b,c}$ 。
- 电网侧整流器外环为速度控制,输出为直流电流的给定值 i_{dr} 。
- 电网侧整流器内环为直流电流 I_d 控制,作用于触发角 α_l 。
- 分布在电机三相绕组中的直流电流 I_d 产生电磁转矩 T_e ,作用于转速 n ;

$$U_{dm} \cdot I_d = T_e \cdot 2\pi \cdot n \quad \text{式中, } U_{dm} \sim n, \text{ 所以 } I_d \sim T_e \quad (7.21)$$

• 电机绕组的电流由电机侧变换器控制。如前所述,电机电压 $u_{ma,b,c}$ 为给定值,所以电动机状态下使触发角 α_m 保持为常数 $\alpha_m \rightarrow 180^\circ$,再生制动时为常数 $\alpha_m \rightarrow 0^\circ$ [图 7-8(f)(e)]。当电机静止时,电压为零,此时轴的旋转位置作为触发角的给定值。

维持触发角 α_m 为常数还有其他好处:直接与交流电网相连的同步电机会产生相对于定子旋转磁场的转子持续机械振荡,电机因此可能发生失步。这种振荡亦表现在定子电流与电压之间的相角上。然而,采用恒定 α_m 控制的变换器,使电机定子电流和电压的相角 $\varphi_i = \alpha_m$ 为常数,所以可完全防止振荡。

7.6.3. 系统的实现

电网侧的外部换流变换器,已证明是可靠的,其额定功率和电压没有限制。在高压直流输电系统,高达数百千伏和数千兆瓦的外部换流式变换器的工业应用已有多年。

串联 对于大功率系统,半导体串联是优选的方案:晶闸管串联(图 7-10);变换器串联(图 7-11)。

与并联相比串联有许多优点。高电压低电流系统可减少变换器、变压器和电缆的损耗,便于实现这些部件造价合理的设计。

一些触发控制方法已在高压应用中得到很好的证明:

● 在中压条件应用中,采用油绝缘的脉冲变压器为晶闸管传送触发信号和触发能量(图7-10)。

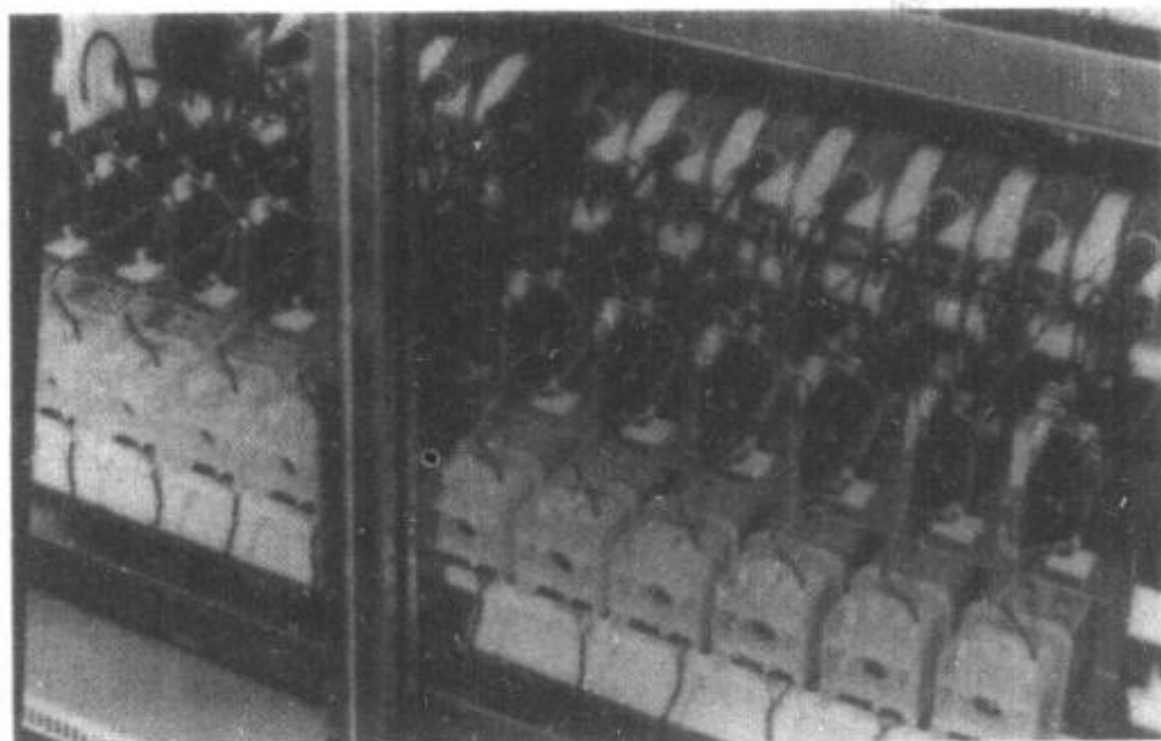


图 7-10 水冷式变换器

上部——带有水冷散热器的串联晶闸管元件 下部——油绝缘的脉冲变压器

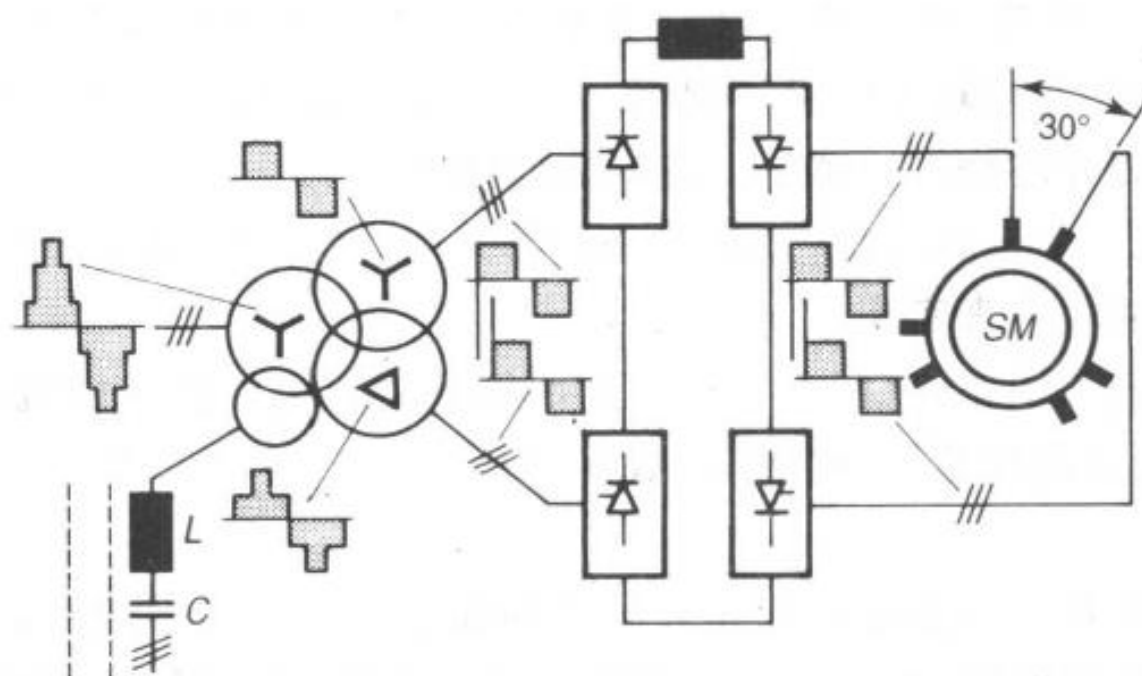


图 7-11 6 脉动桥串联构成 12 脉动的结构

● 高压变换器的间接光触发系统代表当前技术发展的最新水平。触发信号经光纤传到位于每个晶闸管旁的触发电路。触发晶闸管所需能量来自吸收电路。晶闸管或触发电路的工作状态和故障信号经光纤传到控制、监视、报警或保护装置。

冷却系统 在大容量变换器中水冷优于风冷,其优点是:排列紧凑,节省空间;低噪声;可在高温环境中工作。

平板型晶闸管经盘簧加高压(如 8 t)与水冷式散热器相连接,以确保晶闸管与冷却水之间的热交换。冷却水经塑料管传到晶闸管的散热器和吸收电阻等主要的热源。冷却水为闭路循环,冷却系统备有去离子装置,使腐蚀和水的导电率保持足够低的水平。这样,被冷却的

电子元件就不需要与冷却水绝缘。经水与水(或水与空气)热交换而实现再冷却。

风冷仅用在大功率的低容量范围。

故障相容设计 随着功率增大,对可靠性和利用率的要求增高,模块化设计的电力电子系统具有修复时间短、便于实现故障相容设计等优点。故障相容(又称容错),是指在单一故障出现时,系统不需要中断并不受限制地连续运行。变换器、控制系统和辅助装置对可靠性和利用率的影响较大。

变换器的容错可采用比实际需要多串联一个晶闸管($N+1$)的方式来保证。单个晶闸管、吸收装置或者触发电路引起晶闸管短路等故障不会影响整个系统的功能。

控制系统的容错可采用双通道系统实现。一个通道实时工作,而另一个处于热备份状态。闭环操作的控制器检测到故障,立即产生一转换信号关闭故障通道,投入热备份通道。故障检测常常基于控制系统的自检功能和参数超出正常工作范围的安全区监视(图 7-13) [27]。

冷却系统设置冗余泵和热交换器、励磁系统设置冗余变换器,都是增加系统可靠性和利用率的辅助方法。

谐波抑制 大功率应用常常需要抑制电机和交流电网的谐波,为使电流接近正弦常采用 12 脉冲方式(图 7-11)。

交流电网侧两个变换桥相串联,由变压器的两个二次绕组分别供电,一个为星—星(0°)联结,另一个为星—三角(30°)联结[13]。剩余的谐波经 LC 滤波器消除。

电机定子可设有互差 30° 的两组三相绕组(图 7-11),虽然每组三相绕组的电流仍为 6 脉冲形式,但所产生的穿过转子的磁场则仅有 12 脉冲谐波。这不仅减少了转矩脉动,更重要的是减少了由转子和补偿绕组的感生谐波电流损耗所产生的温升。

有时,电机仅有一个三相绕组,或者是一台需要起动的发电机,12 脉冲电流只能通过上述的电网侧变压器的联结来实现。

电网侧功率因数 由上述[图 7-8(a)]可知,变换器供电的同步电机电网侧功率因数正比于转速,至少在正常调速范围内功率因数需要补偿,这可由 LC 谐波滤波器中的电容器 C 实现(图 7-11)。

可编程高速控制器 变换器不仅是大功率的而且是高速功率级的,因此对其控制有更高的要求。直到 80 年代前期,具有图形编辑高速处理功能、快速闭环控制的数字控制器才能满足这些要求。基于相同的硬件模块,仅由软件也能满足不同的应用要求。要求的控制结构可由有限但足够用的预先定义、预先调试好的软件功能块组成[28]。图形编辑器自动地给出功能框图形式的文件(闭环控制情况)或状态转换的描述(顺序控制情况)。这既不降低灵活性,又能减少工程和文件的许多费用。

传动控制系统的配置如图 7-12 所示,其组成如下:

- 可编程的闭环和顺序控制系统及保护和监测系统。
- 模拟量和二进制输入和输出接口模块,控制系统的辅助模块,人机接口系统模块。
- 系统特殊部分:触发控制,独立的后备保护装置。

7.6.4. 应用

图 7-8(上部)所示的基本原理在 50 年前就已为人们所熟知。直到 70 年代初晶闸管变换器及其控制技术的发展,才使得该系统的实现成为可能。与此同时,由中间直流电流链接的

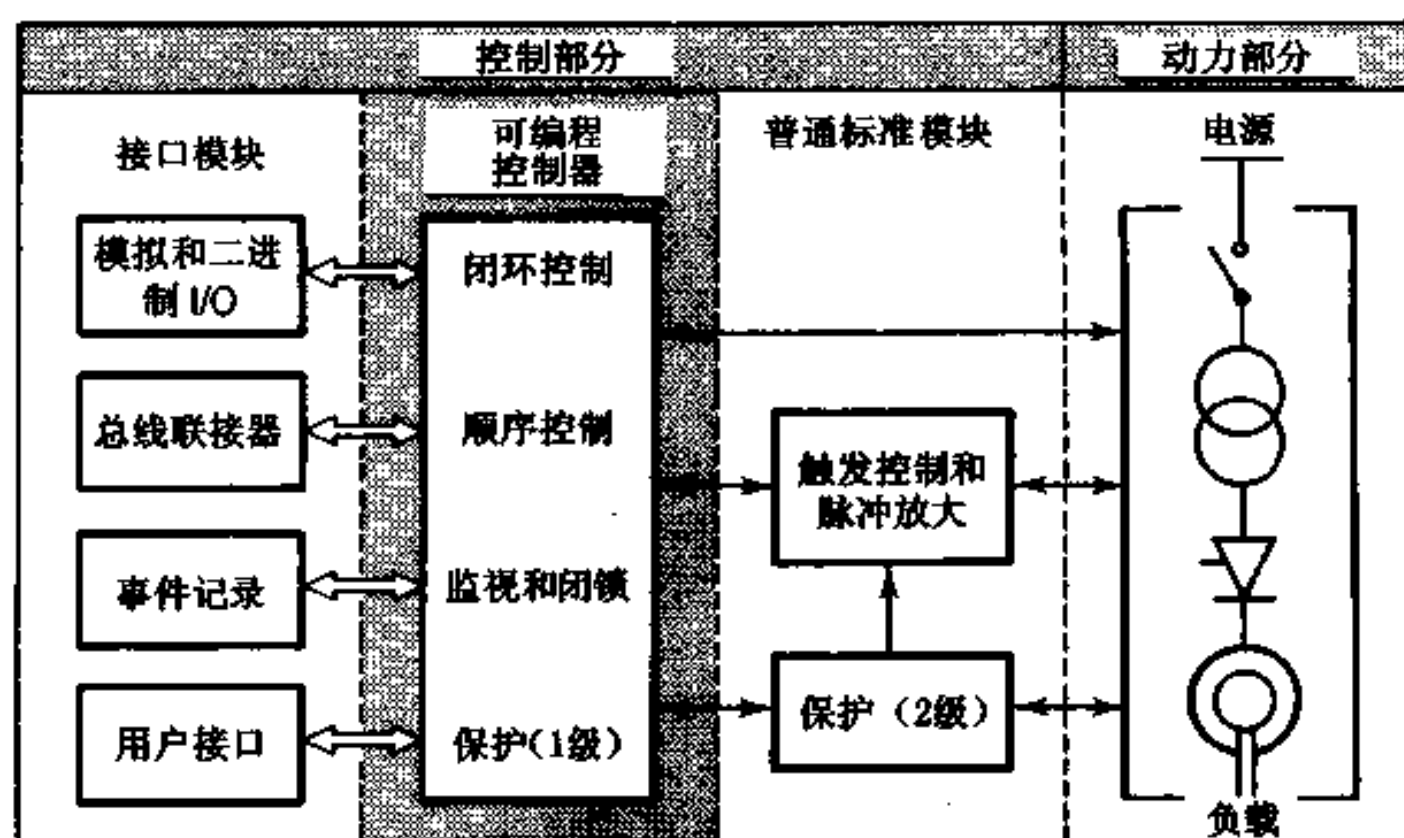


图 7-12 大功率控制系统的硬件配置

变频器供电的同步电机，在 1~100 MW 功率范围内得到广泛应用。

起动装置 最早的应用之一，至今仍为重要应用的是带动大功率同步电机达到其额定同步转速。

- 在燃气轮发电机组中，同步机先做电动机运行，加速到足够高后将燃气轮机投入并与交流电源并网。

- 同步调相机的驱动不采用涡轮机而是用电机，由变换器使其加速达到同步状态。

- 化工厂和风洞用的压缩机和鼓风机、钢铁企业的高炉鼓风机所用的大功率同步电机，由变换器实现软起动，以限制其起动电流等于或小于额定电流。

- 在蓄能电站，变换器使同步电机运行于发电状态或者抽水蓄能状态。

传动系统 变换器供电的同步电机特别适合中、高压大功率的单机传动：风机、压缩机和泵；电站和化工厂的高速压缩机(图 7-13)和往复式压缩机。

特别是在不满负载情况下，连续负载控制可提高效率。它也适用于：连续滚轧机；法国“Train à Grande Vitesse”(TGV)[29]交流架线的高速列车；像 Queen Elizabeth I 号那样的柴油发电机交流驱动的大型客轮。这些都是在铁路和海上运输系统中采用变换器供电的同步机作为主传动的实例。

电机和交流电网的配合 在蓄能电站，水轮机的最优效率速度由负载和压头决定，在发电和抽水模式下其最优效率转速是不同的。同步发电机/电动机经静止式变频器与恒定频率的交流电网相联，通过速度控制使多种运行方式均具有最优的效率，且能控制水的流量。

在风能电站，当风力变化时，风轮发电机的效率随其转速发生变化。因此，最好调节发电机的转速并经变频器与交流电网相联。

7.6.5. 展望

外部换流电流源逆变器供电的同步机是成熟的系统，但是也有一缺点限制了其发展。参见 7.7 节。

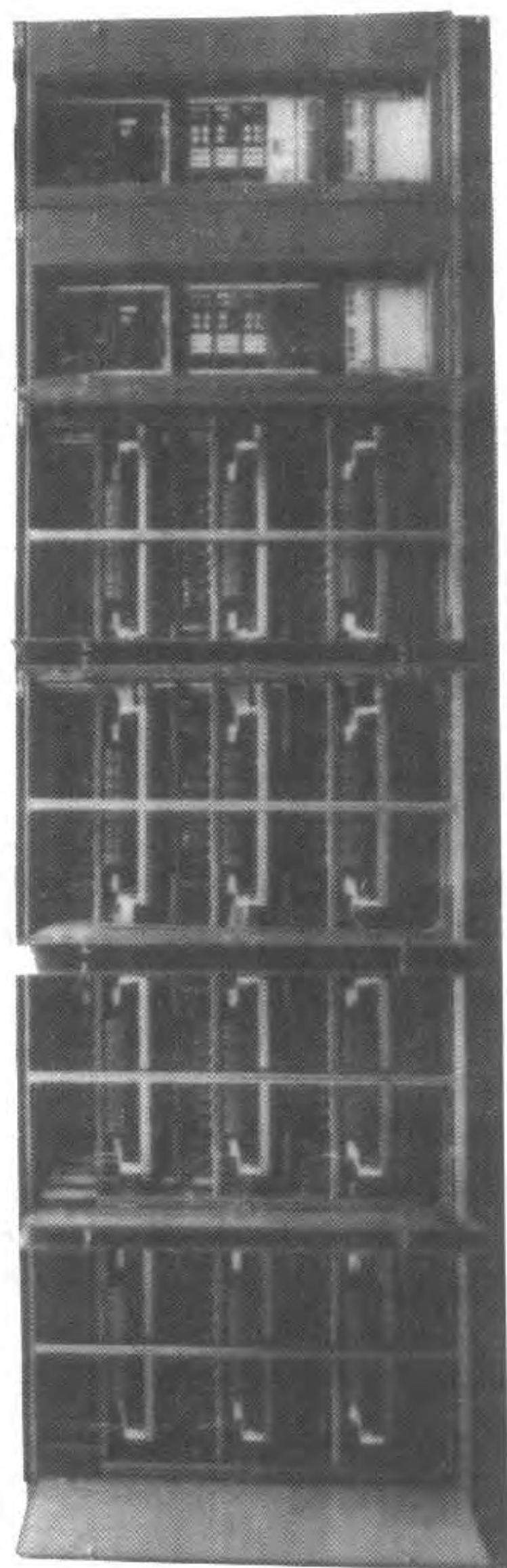


图 7-13 用于高速(107 Hz)压缩机传动的带容错控制(右侧)的 12 脉动 13 MW 变换器

7.7. 电流源变换器供电的感应电动机

7.7.1. 基本原理

正如 7.6.2 节所述[图 7-8(f)], 具有中间直流电流环节的外换流式变换器仅能提供容性电流。然而, 感应电机需要感性电流。因此, 最简单的电动机(感应电动机)似乎不能采用这种便宜的变换器(外部换流电流源变换器)。尽管受到限制, 但也有成功应用于实际系统的解决方法: 在变换器和电动机之间备有交流电容器, 提供必要的容性电流, 以补偿电动机的感性电流。将变换器输出电流变为容性便可实现负载换流(图 7-14 上部)。

7.7.2. 工作模式

补偿电容器 C 的电流 I_c (矢量) 的幅值 I_c 正比于电机电压(矢量) $\underline{U}$ 的幅值 U 和频率 f [式(7.22)]。为了充分利用电机铁心、定子磁链 Ψ , 必须维持额定值 $\Psi = \Psi_n$ 。所以, 电机电压幅值 U 应正比于定子频率 f [式(7.23)]。这意味着低速时补偿电容器的电流 I_c 显著减少 [式(7.24)]。式中, 忽略了电阻。

$$I_c = \underline{U} \cdot j2\pi f \cdot C \quad (7.22)$$

$$\underline{U} = j2\pi f \cdot \underline{\Psi}_n \quad (7.23)$$

$$I_c \sim f^2 \sim n^2 \quad (7.24)$$

我们必须区分两种工作模式:

(1) 负载换流: 高速时补偿电流 I_c 是使变换器的输出电流 I_{conv} 移相至容性侧而能实现负载换流的。

(2) 强迫换流: 低速时, 因电流 I_c 太小不能起到补偿作用。

讨论电机侧变换器时采用下列术语: 着眼于电压时, 变换器是一个(交流电压源)整流器 AC VSR, 对交流电机电压进行整流; 着眼于电流时, 变换器是一个(直流电流源)逆变器 DC CSI, 对直流环节电流“进行逆变”。

高速时负载换流 在额定速度(100%)、额定转矩条件之下, 负载换流的工作模式如图 7-14(a)所示。矢量图示出了电容电流(I_c)如何补偿电机电流 I 的感性分量。电机侧整流器可工作在触发角 $\alpha_m < 180^\circ$ 。当 $0^\circ < \alpha_m < 180^\circ$ 时, 可实现负载换流。如图 7-14 所示, 尽管变流器输出电流 $i_{\text{conv } a,b,c}$ 波形为矩形波, 但因补偿电容 C 的平滑作用, 电机三相电压 $u_{a,b,c}$ 和电流 $i_{a,b,c}$ 接近为正弦。

中速和低速强迫换流 在中速(50%)、额定转矩下, 强迫换流的工作模式如图 7-14(b)所示。由矢量图和波形图可知, 补偿电容电流 I_c 太小, 不能使变换器输出电流 I_{conv} 移至容性侧。电机侧整流器必须工作在触发角 $\alpha_m > 180^\circ$, 因此, 不可能采用负载换流, 变换器必须增加强迫换流环节。有以下三种可供选择的基本方法[13, 30, 31, 14]。

(1) 强迫换流的电机侧整流器采用普通晶闸管。晶闸管电流因换流电容器反向放电强迫下降为零, 称为强迫换流的直流电流源逆变器(DC CSI), 尤其是在德国, 该系统大量应用于中功率传动和大功率传动的低容量范围。

(2) 直流侧换流电路(diverter in DC link)。用 LC 电路、晶闸管和二极管来实现直流侧换流有许多方法。它们均采用强迫换流方式。其思路如下: 顾名思义, 换流电路将 DC CSI 的电流转换到换流电路中, 使 DC CSI 中原导通的晶闸管关断, 然后在关断换流电路之后触发

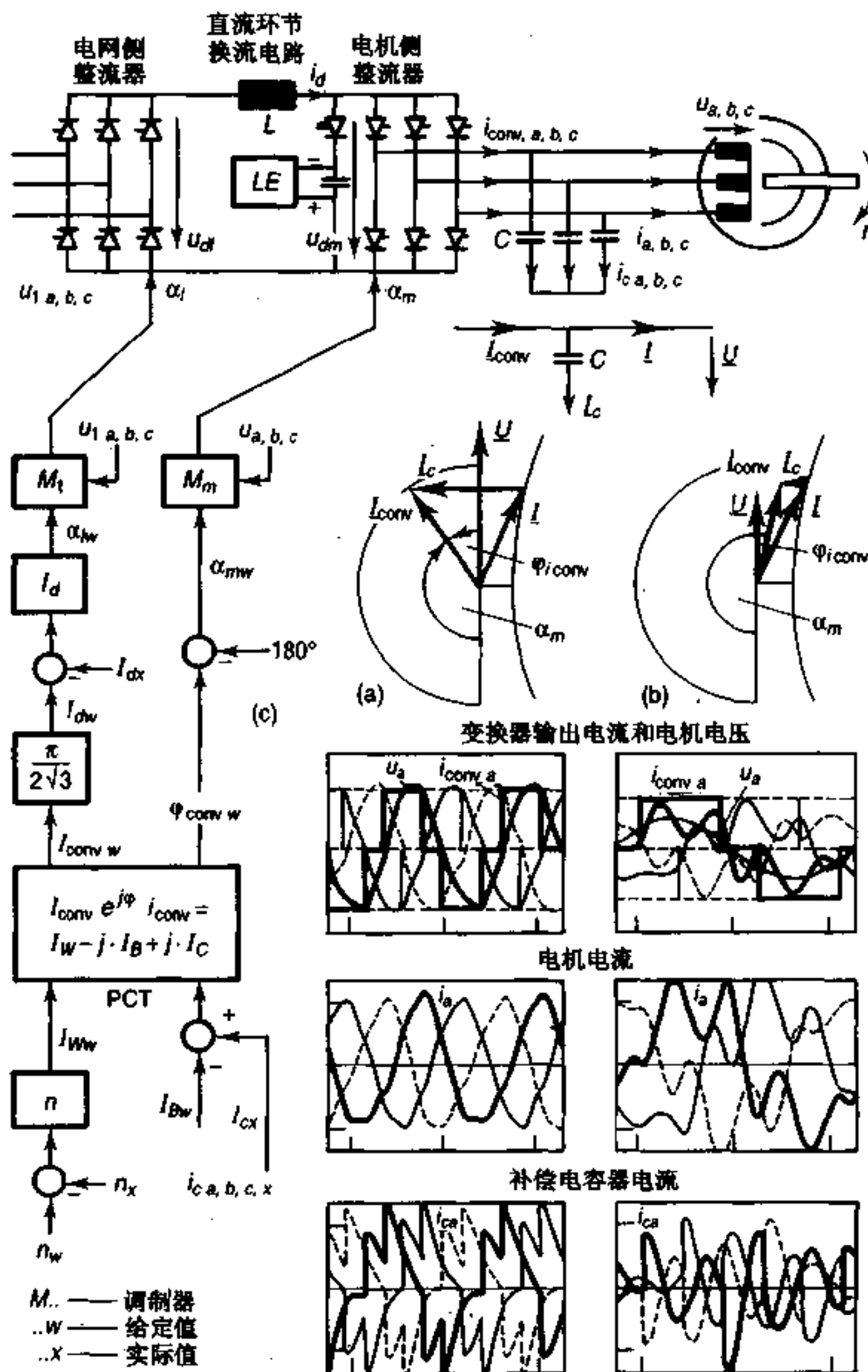


图 7-14 上部: 带有补偿电容器 CSI 供电的感应电动机

左图: 控制框图(c); 右图: 全速运行 $f=100\% f_*$ (a) 和中速运行 $f=50\% f_*$ (b)

DC CSI 中一对新的晶闸管, 电流将沿新的通道流过 DC CSI。目前, 对大功率传动, 这是一种最成功的方法, 特别是在美国。图 7-14 上部的换流电路是其原理图, 其中 GTO 通过反向充电的电容器将直流电流分流, LE 为再充电装置。

(3) 在电机侧的 DC CSI 中, 用 GTO 替代普通晶闸管和换流电路(参见 7.7.7 节)。这

样,位于变换器和电机间的电容器 C 的体积可以减小,此时电容器不再是起补偿电容的作用,而变为开关电容器,为交流侧强迫关断的电流提供通路。

下面讨论位于直流侧的强迫换流电路,这是当前在大功率传动中最广泛应用的形式。

7.7.3. 谐振问题

然而,补偿电容器亦会带来令人不愉快的问题:电容与电机的电感构成谐振电路,在电机起动过程中变换器方波输出电流 $i_{\text{conv } a,b,c}$ 的谐波将激励该谐振电路,在电机电压 $u_{a,b,c}$ 和电流 $i_{a,b,c}$ 中引起谐振。一旦电机电压(或电流)超过保护的整定值,将引起传动装置紧急跳闸。

下面的研究将给出实际应用中谐振频率的数值和发生电路谐振时的电机速度的大致概念:对谐波而言,电机可视为二次侧短路的变压器。也就是说,当忽略定子和转子的电阻时,电机等值电路可由其总漏感值 σL 表示。如式(7.25)所示,谐振频率 f_{res} 由补偿电容 C 、电机空载电感 L 和总漏感系数 σ 决定,对大电机 $\sigma \approx 5\%$ [式(7.26)]。在额定速度($\triangle$ 额定频率 f_n)下,额定补偿电流 $I_{\text{cn}} > \approx I_n$ [式(7.27)]。对于大电机,其额定电流 I_n 约为空载(励磁)电流 I_m 的 4 倍 [式(7.28)]。电流 I_{cn} 和 I_m 与电机额定电压 U_n 、电机频率 f_n 的关系如式(7.29)和(7.30)所示。由式(7.25)至(7.30)可得式(7.31),谐振频率 f_{res} 约为电机额定频率 f_n 的两倍。

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\sigma L \cdot C}} \quad (7.25)$$

$$\sigma \approx 5\% \quad (7.26)$$

$$I_{\text{cn}} \approx 1.25 I_n \quad (7.27)$$

$$I_n \approx 4 I_m \quad (7.28)$$

$$I_m = U_n / (2\pi f_n L) \quad (7.29)$$

$$I_{\text{cn}} = U_n \cdot (2\pi f_n C) \quad (7.30)$$

$$\rightarrow f_{\text{res}} \approx 2f_n \quad (7.31)$$

因此,电机起动过程中,变换器方波输出电流 $i_{\text{conv } a,b,c}$ 含有的 $5f$ 、 $7f$ 、 $11f$ 、 $13f$ 的谐波成份在下列基波频率 f 下将满足谐振条件

$$\begin{aligned} f = 40.0\% f_n &\rightarrow 5f = 2f_n = f_{\text{res}} \\ f = 28.6\% f_n &\rightarrow 7f = 2f_n = f_{\text{res}} \\ f = 18.2\% f_n &\rightarrow 11f = 2f_n = f_{\text{res}} \\ f = 15.4\% f_n &\rightarrow 13f = 2f_n = f_{\text{res}} \end{aligned} \quad (7.32)$$

这些数字可作为实际应用的典型值。由式(7.27)可知,补偿电容 C 的选择范围较小:增加补偿电容电流 I_{cn} ,意味着全速时变换器将输出更高的无功电流;减小 I_{cn} ,意味着降低了使用负载换流的速度范围。

7.7.4. 如何避开谐振

由于谐振电路不可避免,人们必须设法减小或避免谐振激励。在大多数实际应用中可通过降低系统要求来避免出现谐振:限制调速范围 $60\% \div 100\% f_n$ 和降低低速时转矩。

最常用的方法是跳频法。一方面保持低电流,另一方面具有高的加速速率,以保证激励的强度低和持续的时间短。传动装置额定功率越高,定子和转子绕组的阻尼电阻越小。所庆幸的是,由于集肤效应,使引起谐振的谐波电阻增加。在电机起动过程中,穿越 $f = 40\% f_n$ 时所采用的“跳频”方法如图 7-15(a)所示。当 $f = 40\% f_n$ 时,5 次谐波又满足谐振频率 f_{res} 。从

图7-14(b)可看出, $f=50\% f_n$ 时谐振激励的条件依然存在。

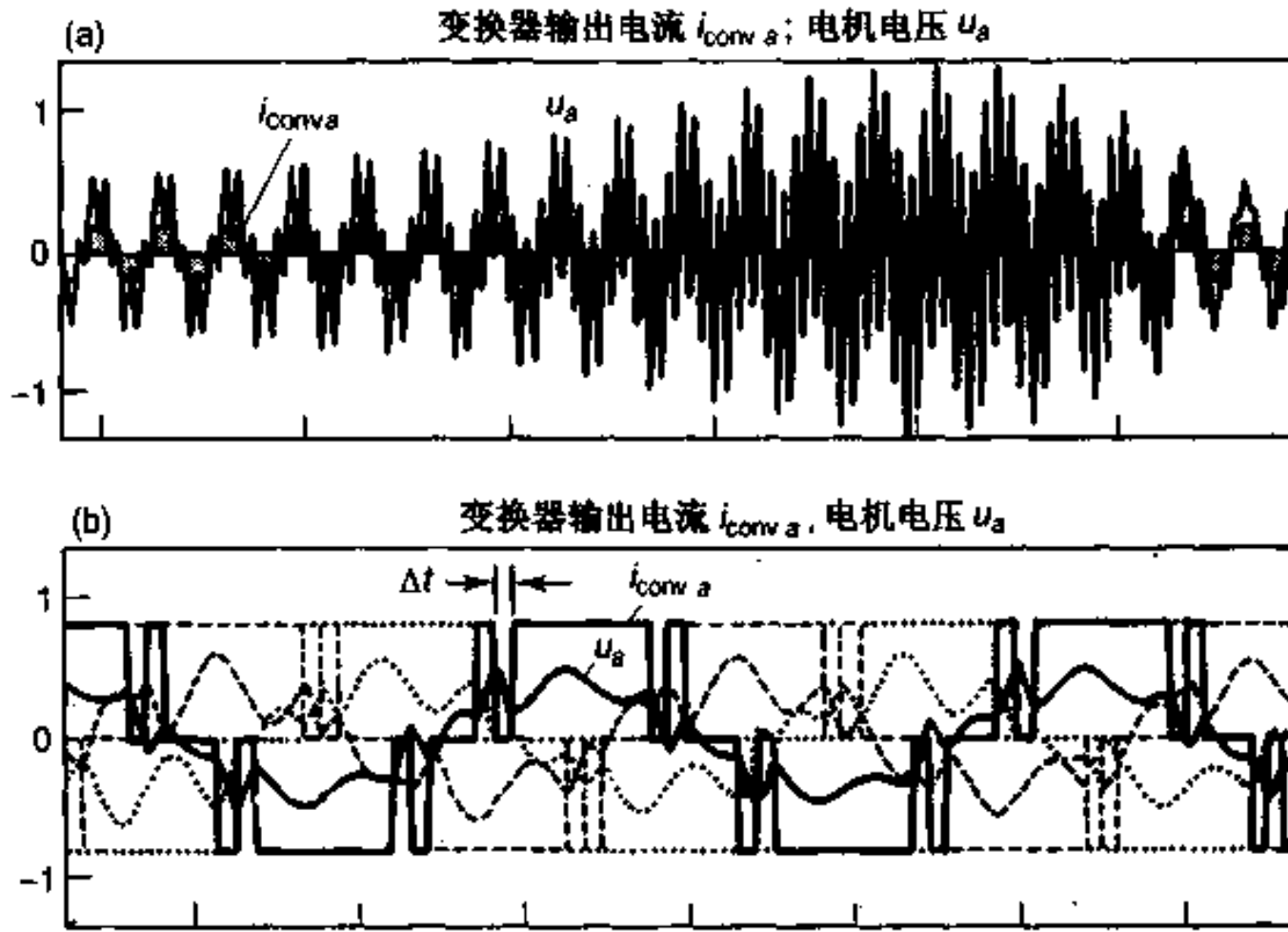


图 7-15 起动过程如何避免谐振
(a) “跳频”法 (b) “指定谐波消除”(SHE)法

另一种避免谐振的方法是指定谐波消除法(SHE)[32,33]。该方法是在方波交流电流中插入间隔 Δt [图 7-15(b)], 由傅里叶分析可以方便地计算出完全消除会引起谐振的谐波所需的宽度。式(7.33)给出了简洁明了的结论: 为了避免引起谐振的谐波频率 $f_{res}=2f_n$ (当 $f_n=60\text{ Hz}$ 时, $f_{res}=120\text{ Hz}$), 间隔 Δt 必须保持的常数为:

$$\Delta t = 1.33 \text{ ms} \frac{60 \text{ Hz}}{f_n}; \quad \text{当 } f_n = 60 \text{ Hz 时, } \Delta t = 1.33 \text{ ms} \quad (7.33)$$

图 7-15(b)给出了 $f=40\% f_n$ 时的情形。引起谐振的 5 次谐波已被消除, $5f=2f_n=f_{res}$ 。与“跳频”方法相比较, 指定谐波消除法(SHE)由于开关频率提高了三倍、产生更多的损耗而对换流要求更高。因此, 该方法仅适用于起动过程的低速区[式(7.32)]。

7.7.5. 基本控制结构

一种适用于速度控制的基本结构如图 7-14(c)所示, 速度调节器 n 的输出作为定子电流 I 有功分量 I_w 的给定值 I_{ww} , I_w 产生电磁转矩 T_e [式(7.34)] (z_p 为极对数)。无功分量 I_B 的给定值 I_{Bw} 使电机磁链 Ψ 恒定[式(7.35)]。

$$T_e \approx 3/2 z_p \Psi \cdot I_w \quad (7.34)$$

$$\Psi \approx L_1 I_B \quad (7.35)$$

定子电流转矩分量 I_w 垂直于定子磁链 Ψ 矢量, 而励磁分量 I_B 与定子磁链矢量同相。 L_1 为定子电感, 给定值 I_{ww} 和 I_{Bw} 作为定子电流矢量 $\underline{I} = I_w - jI_B$ 的分量的给定值。加上补偿电流 $+jI_c$ 的测量值(或估计值), 得到电机侧 DC CSI 电流矢量 $\underline{I}_{conv}$ 的给定值 $\underline{I}_{conv w}$, 这里采用了极坐标变换(PCT, polar coordinate transformer):

$$\underline{I}_{conv} = I_w - jI_B + jI_c = \underline{I}_{conv} = I_{conv} \cdot e^{j\varphi_{conv}} \quad (7.36)$$

幅值 $I_{\text{conv } w}$ 乘以 $\pi/(2\sqrt{3})$ 作为直流环节中电流 I_d 的给定值 I_{dw} 。经直流电流调节器 I_d 调节电网侧整流器的触发角 α_i 控制直流电流,与电机侧整流器直流电压 u_{dm} 相匹配。

相角 $\varphi_{i \text{ conv } w}$ 按 $\alpha_{mw} = \varphi_{i \text{ conv } w} - 180^\circ$ 作用于电机侧 CSI 的触发角,电机侧 CSI 将直流电流逆变为三相交流电流而提供给电机绕组。 $\alpha_m \approx \varphi_{i \text{ conv } w} - 180^\circ$ 为电机电流与电压的相位角,如图 7-14(a)所示。

7.7.6. 应用——实际实现

PWM 电压源逆变器 dv/dt 较大,影响电机绕组的绝缘。然而,有补偿电容器的电流源逆变器,因补偿电容的作用而产生的或多或少是正弦电压。因此,它主要应用于恒速传动的改造。在美国许多电厂,按正弦交流电压设计的恒速电机都已安装了该类电流源逆变器,根据负载的要求调节电机转速,以实现节能[15]。

用于天然气管道的高速压缩机传动(例如 10 000 r/min, 6 MW)为该系统新的应用。电机和压缩机采用气密磁悬浮轴承,实现一体化的改进设计。因转速高和可用管道气体对电机进行有效冷却,使大容量电机在给定体积下得以实现[34]。在另一些大功率传动系统中,水冷、串联晶闸管(用 $N+1$ 配置)并带有非直接的光触发得到了应用(见 7.6 节)。其电网侧功率因数和交流系统谐波与 7.6 节的变换器供电的同步电动机传动系统的相同,可用相同的方法加以改善。

该系统同样可应用于有能量回馈的膨胀气体压缩机,其速度高且需要调速。

7.7.7. 展望

在电牵引应用中,GTO 电压源逆变器供电的感应电机要优于其他类型传动系统(见图 7-7 中的 9)。然而,在静止应用中,GTO 电压源逆变器(7.9 节和图 7-7 中的 6,7,9)和 GTO 电流源逆变器(7.7 节和图 7-7 中的 3,4,5)供电的感应电动机这两类系统,正在为取代变换器供电的同步机系统(7.6 节和图 7.7 中的 1)的地位进行竞争。

当今,大功率电流源逆变器仍采用普通晶闸管加直流环节换流电路的强迫换流工作模式。在下一代产品中将用 GTO 取代普通的晶闸管及其换流电路,但其工作模式基本上如前所述。采用 GTO 逆变器的中型传动系统的开发应用已经开始,采用串联 GTO 的大功率传动亦将相继进行。

GTO 亦可用于电网侧变换器,以提高系统的功率因数。

7.8. 周波变换器供电的同步电动机

7.8.1. 基本原理

基本原理如图 7-16 所示:电动机三相定子经三相周波变换器与交流电网相连,其输入变压器有三个相互独立的二次绕组。电机可以是感应电机,然而,多数情况下为同步电机。这是因为,同步电机气隙大、更耐用。同步电机转子由整流器经滑环励磁。

7.8.2. 工作模式

变换器 大功率变换器由电网换流的六脉动整流桥(AC VSR)组成,其“直流”输出按正弦进行控制。每相由两组反并联的桥构成,每个桥提供一个方向的交流电流。三个单相周波变换器构成三相周波变换器。电机每相的变换器截取 50 Hz(或者 60 Hz)交流电压的一部分,组成新的电压,其短期间的平均值为正弦波形,如图 7-18(a)所示。该电压产生低谐波分

量的正弦电机电流。当一组整流桥工作时另一组桥封锁,直到电流的极性改变。由于输出电压由交流供电电压的部分波形构成,所以其上限频率约为电网频率的 40%。

交流侧变压器需要三个独立的二次绕组,其漏感主要集中在二次侧(图 7-16)。这就使三个单相周波变换器的换流回路解耦(图 7-16)。

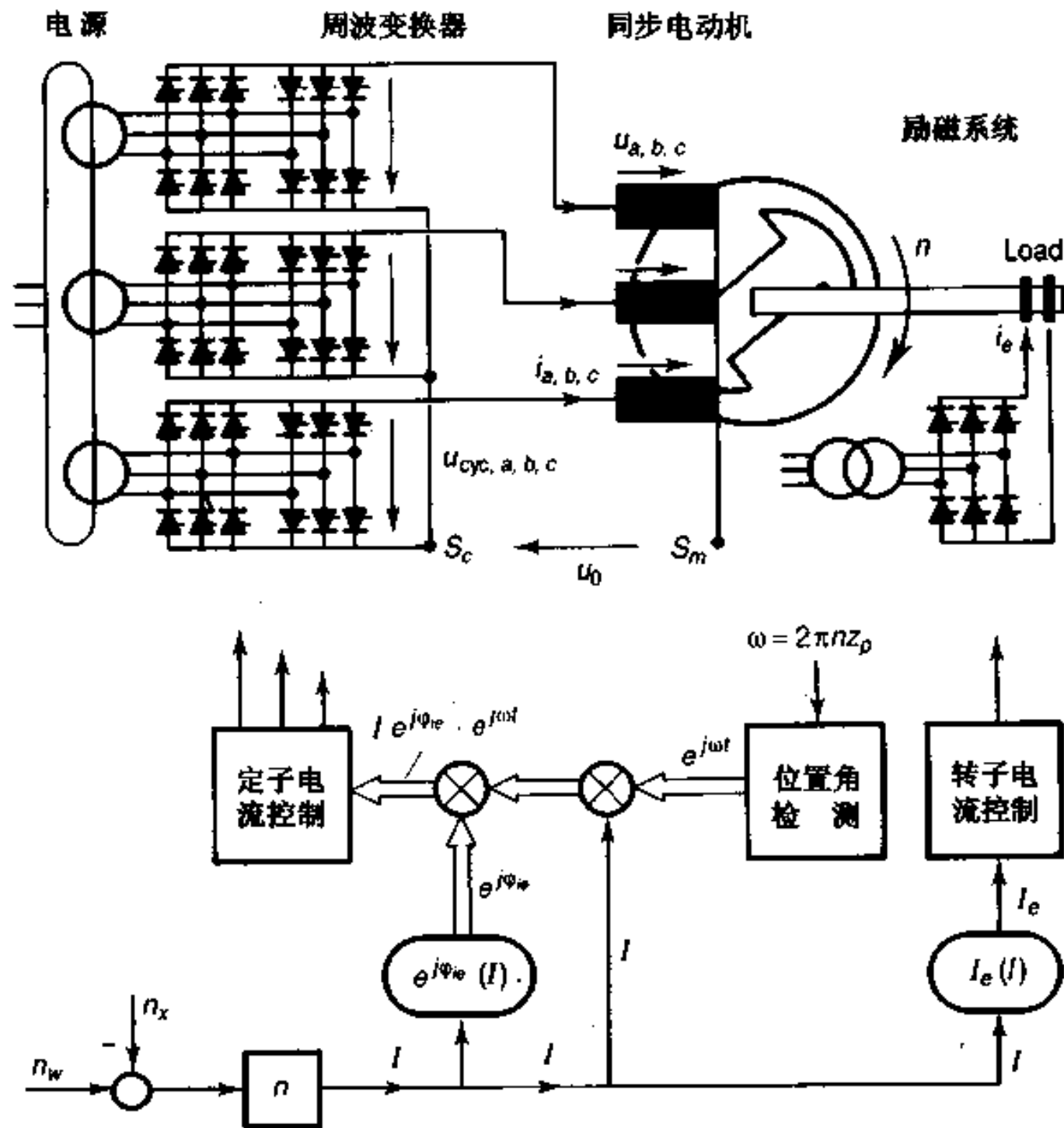


图 7-16 周波变换器供电的同步电动机

周波变换器可提供相对于输出电压 $u_{cyc\ a,b,c}$ 任意相角的电流 $i_{a,b,c}$,所以能实现能量双向传递,即能实现四象限运行。

正如我们所知,电网侧功率因数正比于速度。

电动机 由具有直流环节的外部换流电流型变换器供电的同步电动机(7.6节),电机发出的端电压作用于负载换流的整流器上。因此,电动机转子必须装有阻尼绕组,以减少换流电感、缩短换流周期。

与上述完全相反,周波变换器为电网换流,其输出电压加于电动机定子。电动机转子必须没有阻尼绕组,因为阻尼绕组会减小电机漏感,而电机等值电路几乎仅由漏感组成,因此周波变换器的谐波电压将显著增大谐波电流。

为减小谐波,周波变换器和电机均采用星形联接(见图 7-16 中的 S_c 和 S_m):周波变换器输出电压 $u_{cyc\ a,b,c}$ 中的零序分量 u_0 不作用于电机,而加于两中性点 S_c 和 S_m 之间。如果中性点不连接,则不产生谐波电流。

$$P = \frac{\omega}{z_p} T_e \quad (7.42)$$

$$\xrightarrow{(7.40)} T_e = z_p \cdot \frac{3}{2} I \Psi \quad (7.43)$$

控制 控制的主要目的是通过转矩来调节速度。通过保持定子磁链恒定和定子电流为纯有功电流,在给定的功率和速度范围尽可能减小变换器和电机的容量。

基本控制框图,如图7-16所示,与其说它是实际的控制结构,还不如说它是控制任务的描述。

速度调节器 n 的输出作为给定值控制转子电流和定子电流,后者作用于转矩。

转子电流的控制是经可控整流器为转子提供励磁电流 I_r 。

定子电流的控制器是经周波变换器以给定电流(I)和相移(φ_u)为电机定子提供安匝,图7-16中没有给出详细框图。

电流 I 和 I_r 以及相角 φ_u 决定转矩 T_e 。但是,必须相互协调(例如,采用函数发生器 $I_r(I)$ 和 $\varphi_u(I)$),以保证定子磁链恒为额定值、定子电流为纯有功电流。这样,变换器按电流源工作,则转矩可独立控制,在低速甚至静止下均能获得高转矩。

当同步机与电网直接相连时,会产生转子相对于定子旋转磁场的机械振荡。当所加定子电流矢量 $\underline{I} = I e^{j\varphi_u}$ 相对于转子磁场轴线的相角为 φ_u 时,就不会产生振荡。

实际应用的控制系统各不相同且很复杂[35,36],但基本上都遵循前面所述的规律。图7-16所示的矢量控制结构按励磁磁场定向并含有对参数敏感的函数发生器 $I_r(I)$ 和 $\varphi_u(I)$ 。该控制系统能满足对动态性能要求较低的低速高转矩传动[6]。若有重载峰值转矩和弱磁运行时要求高动态性能,则要增加其他环节,以确保直接定向于定子电流磁链;直接定子磁链控制,且磁链观测器对参数变化不敏感。

电网侧功率因数 由式(7.40)可知,保持磁链为额定值意味着电机电压的幅值正比于频率。这就是说,三相周波变换器的控制角 α 在静止时 $\alpha \rightarrow 90^\circ$,随频率的增加而减少。因此电网侧的功率因数与频率成正比[图7-18(a)(b)]。若周波变换器按梯形波调制,在频率最大时控制角 $\alpha \rightarrow 0^\circ$,则电网侧功率因数接近于“1”。

7.8.3. 系统的实际实现

7.6.3节的一般说明基本能用于周波变换器供电的同步机系统,但要注意下列情况:

- 可变频率的周波变换器在电网侧产生频率可变的谐波(从图7-18(a)和(b)可明显看出,从电网侧吸收的电流为非正弦的)。LC 无源滤波器不适合滤除频率变化的谐波。为了消除这类谐波,需要采用有源滤波器[37]。

- 当电机定子侧采用两组三相绕组并由两个三相周波变换器供电时,必须注意此时周波变换器为电机提供的是电压(这不同于7.6.3节的 DC CSI,它为绕组提供的是电流)。因此,两组三相绕组系统必须在磁方面是解耦的,以防止因电压相互作用而产生很大的谐波电流。

7.8.4. 应用

周波变换器供电的同步电机适合低速和静止时要求大转矩的四象限大功率传动:

- 无齿轮水泥球磨机传动为该类型的最早应用,球磨机由多极低速凸极同步电动机(wrap around motor)拖动(图7-19)。

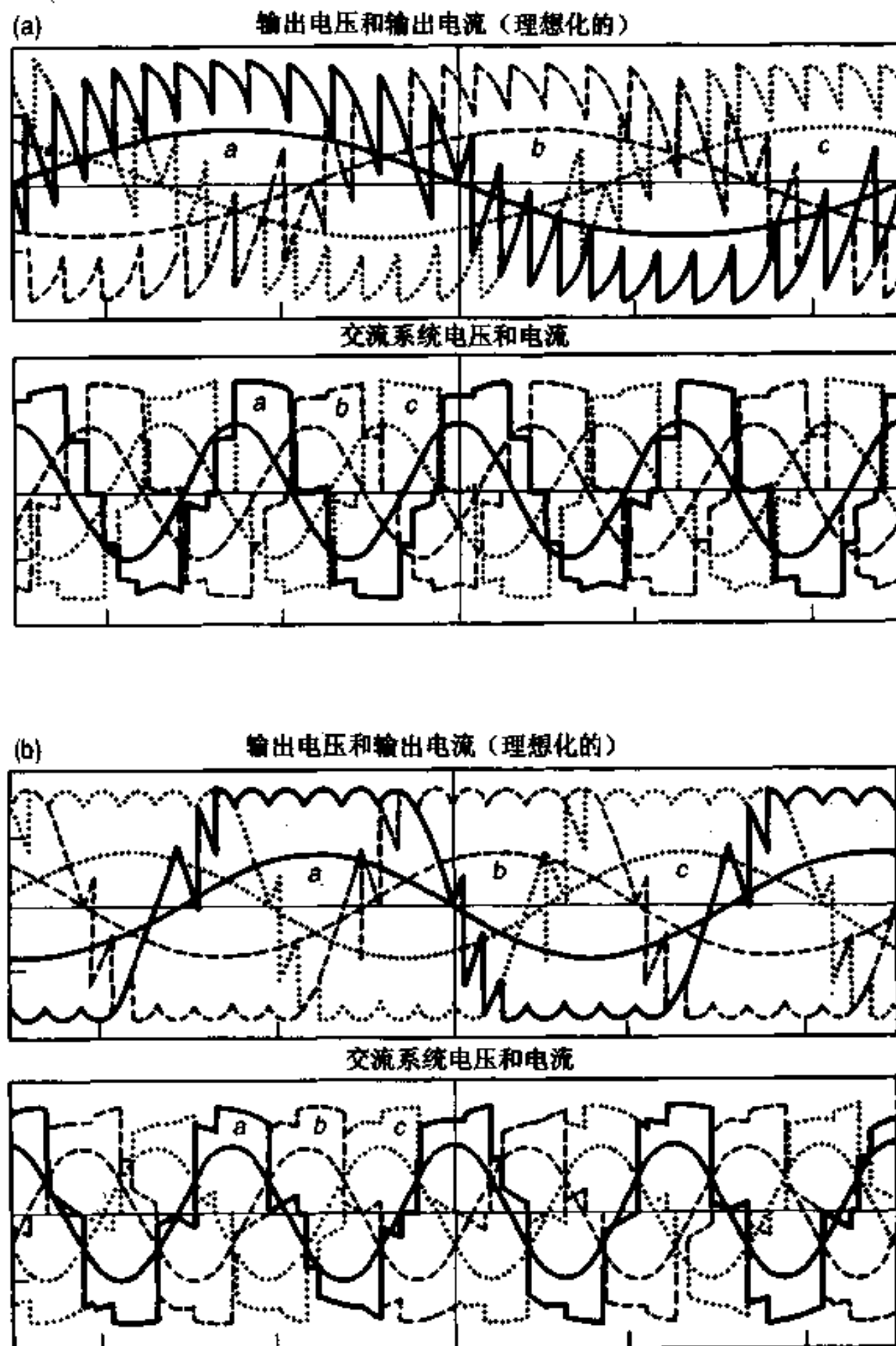


图7-18 电网频率为50 Hz、输出频率为(a)12.5 Hz 和(b)20 Hz
(梯形波模式)时周波变换器的输出及输入三相电压与电流

- 类似容量的矿井提升机传动已成为该系统的典型应用。
- 要求转矩和速度反向快速性极高的可逆轧机传动。
- 许多破冰船和一些其他船只采用柴油发电机供电的周波变换器-同步电动机传动系统,单机容量最高可达约20 MW。

7.8.5. 展望

周波变换器供电的同步电动机系统是成熟的传动系统,新型功率半导体器件的出现也不会对其改进有所裨益,尽管如此,它仍是低速高转矩传动领域的首选方案。

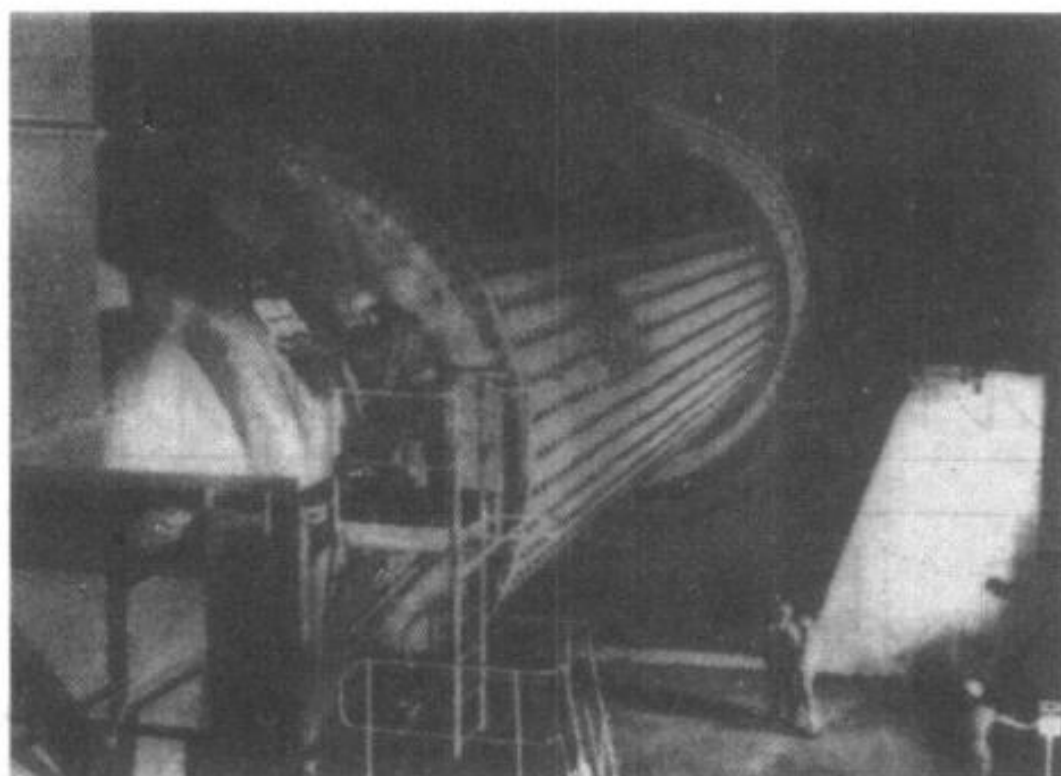


图7-19 6 MW 15 r/min 无齿轮水泥球磨机传动

7.9. 大型电压源逆变器传动

7.9.1. 目前电压源逆变器的特点

尽管电压源逆变器(DC VSI)在电牵引领域获得了成功应用,但尚有许多缺点限制了其应用范围。由于GTO 特别是其吸收电路的开关损耗高,三相二电平 DC VSI(图7-21 (A))效率较低,开关频率受限,电流和转矩谐波高,最大速度受到限制。靠串联GTO 元件来增加额定容量遇到的困难也难以解决。下列数据可说明这些限制。

商品化的大容量GTO 元件的典型参数为:阻断电压4.5 kV,关断电流3 kA, $di/dt_{max} \leq 300 \text{ A}/\mu\text{s}$, $dv/dt_{max} \leq 500 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。采用GTO 的三相二电平 DC VSI 可实现:

DC 供电电压: $U_d = 2.6 \sim 3 \text{ kV}$

相电流幅值: $I \geq 1 \text{ kA}$

额定功率: $S \approx 3/2 \cdot U_d/2 \cdot I \geq 2 \text{ MVA}$

为使 dv/dt 和 di/dt 在允许的范围内(图7-20),元件的吸收电路需要电容 $C > I/(dv/dt) \rightarrow C \approx 4 \mu\text{F}$ 和电感 $L \approx U_d/(di/dt) \approx 10 \mu\text{H} \rightarrow L \approx$ 每个GTO $5 \mu\text{H}$ 。三相二电平 VSI 中的6个GTO 在每个开关周期,储存在吸收元件 L 和 C 中的能量 $6 \cdot 1/2 \cdot Li^2$ 和 $6 \cdot 1/2 \cdot CU_d^2$ 将消耗在吸收电阻 R_L 和 R_C 中。计算吸收回路损耗 P_{LC} 时,必须考虑关断电流 $i(t)$ 是按正弦变化的,所以不是最大电流 I 。 $i^2(t)$ 的平均值为 $I^2/2$ 。

$$P_{LC} = F \left\{ 6 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{LI^2}{2} \right) + 6 \cdot \frac{1}{2} CU_d^2 \right\} \quad (7.44)$$

式中, F ——GTO 的开关频率。

吸收电路采用上述数据,当开关频率 $F = 200 \text{ Hz}$ 时,三相二电平 VSI 主要元件的总损耗 P 与输出电流幅值 I 的函数关系如图7-20所示;半导体元件的通态损耗 P_{on} ,开通和关断损耗 P_{t-on} 、 P_{t-off} 均小于吸收回路损耗 P_{LC} 。由于损耗最大的部分 P_{LC} 与 P_{t-on} 和 P_{t-off} 一样随开关频率 F 成比例增加,所以可以清楚地说明为什么大功率GTO 逆变器在实际运用中,单个

GTO 元件的最大开关频率 $F \approx 300 \text{ Hz}$ 或更小 ($< 200 \text{ Hz}$) [38]。

对于传统的 $RLCD$ 吸收电路(图7-20), 这些缺点变得更为明显。改进型吸收电路能减少损耗(约60%)(图7-24) [39, 40], 但是这些问题仍未能彻底解决。能量反馈型吸收电路的性能虽可进一步提高, 但同时也带来了体积和价格问题。如果三相共用一个, 则不能用于 PWM 脉宽调制场合。

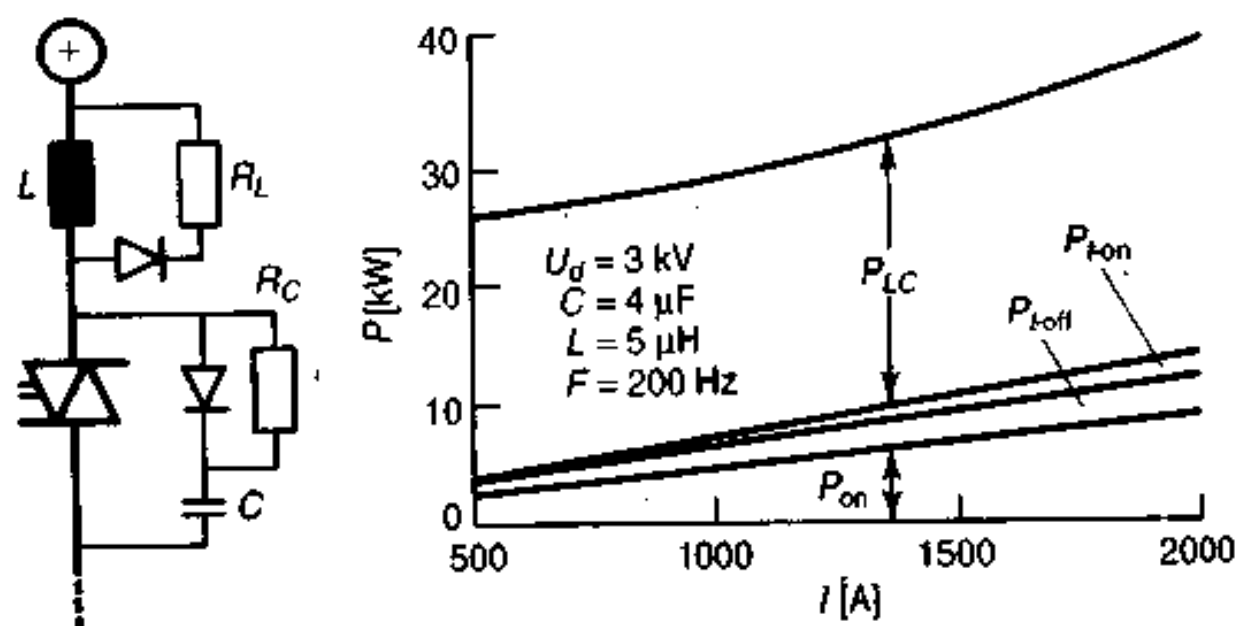


图7-20 单个GTO的吸收电路, 三相二电平逆变器的损耗

因此, 确定大功率传动结构形式的一个主要目标是用尽可能低的开关频率和尽可能小的电流和谐波转矩来达到给定的最大速度(7.9.3节)。针对这些目标, 主要考虑两种结构形式: 二电平逆变器传动和三电平逆变器传动。

7.9.2. 二电平逆变器传动

近年来, 对形成逆变器输出电压调制方法的研究; 其数量之多不可胜数[41, 42], 甚至不容易找到一种方法对它们进行分类: 载波调制[2]; 空间矢量调制[43]; 离线优化调制[44, 45, 46]; 基于电流和磁链反馈信号的调制[47]。

在上述方法中有许多并不适用于低开关频率的大功率传动。我们更多考虑的是基于载波调制的方法。采用该方法可清楚地确定开关频率。同时还用最简明的方法说明用两个(或更多)动作时间错开的脉冲波形的调制方法的优越性。这些调制方法用以减少谐波, 提高最大速度, 使 GTO 以较低的开关频率工作(参见7.9.4节)。

图7-21中的(A)(B)给出了 PWM 调制的三相二电平逆变器的输出电压波形, 其基波分量具有线性的电压—频率特性。在三相正弦控制信号 $u_{St a, b, c}$ 与三角载波信号 u_H 的交点处, 逆变器输出电压 $u_{a, b, c}$ 的极性改变

$$\begin{aligned} u_{St a, b, c} > u_H &\rightarrow u_{a, b, c} = +U_d/2 \\ u_{St a, b, c} < u_H &\rightarrow u_{a, b, c} = -U_d/2 \end{aligned} \quad (7.45)$$

正弦控制信号 $u_{St a, b, c}$ 决定电压 $u_{a, b, c}$ 的基波分量 $u_{GS a, b, c}$ 的幅值 U_{GS} 和频率 f_1

$$U_{GS} = a_0 \cdot U_d/2 \quad \text{而} \quad a_0 = U_{St} / \dot{U}_H \quad (7.46)$$

式中, U_{St} —— $u_{St a, b, c}$ 的幅值;

$\dot{U}_H$ —— u_H 的峰值;

a_0 ——调制度(0~1)。

三角载波信号 u_H 决定了每个 GTO 的开关频率。

电机绕组上的电压 $u_{1a,b,c}$ 与逆变器的输出电压 $u_{a,b,c}$ 相差一零序电压 u_0 且含有显著的低次谐波分量。

$$u_{1a,b,c} = u_{a,b,c} - u_0 \quad (7.47)$$

$$u_0 = 1/3(u_a + u_b + u_c) \quad (7.48)$$

忽略定子电阻 R_1 , 基波空载(励磁)电流 $i_{1mGS a,b,c}$ 则可由式(7.49)给出。其中, L_1 为定子电感。

$$i_{1mGS a,b,c} = \frac{1}{L_1} \int u_{GS a,b,c} dt \quad (7.49)$$

对于大功率传动而言, 基波电流 $i_{1GS a,b,c}$ 的额定值可近似认为是空载励磁电流 $i_{mGS a,b,c}$ 的 4 倍, 滞后于基波电压 $u_{GS a,b,c}$ 约 25° 角。

电机端电压的谐波 $u_{1OS a,b,c} = u_{1a,b,c} - u_{GS a,b,c}$, 产生谐波电流 $i_{1OS a,b,c}$ 。

$$i_{1OS a,b,c} = \frac{1}{\sigma L_1} \int (u_{1a,b,c} - u_{GS a,b,c}) \cdot dt \quad (7.50)$$

当忽略电阻时, 电机谐波的等值电路只剩下漏感 σL_1 , 电机谐波电流 $i_{1OS a,b,c}$ 与负载无关而叠加于基波电流。大功率电机的总漏感系数约为 $\sigma = 5\%$ 。

电机的合成电流

$$i_{1a,b,c} = i_{1GS a,b,c} + i_{1OS a,b,c} \quad (7.51)$$

$f_1 = 50 \text{ Hz}$, $F = 500 \text{ Hz}$, $a_0 = 100\%$ PWM 模式时的波形如图 7-21(B) 所示, 全速 $f_1 = f_{1\max} = 63 \text{ Hz}$, $F = f_1 = 63 \text{ Hz}$, $a_0 = 127\%$ 方波模式时的波形如图 7-21(C) 所示。在图 7-21 中, (a) 为控制信号 $u_{St a,b,c}$ 和 u_H ; (b) 为逆变器输出电压 u_a ; (c) 为零序电压 u_0 ; (d) 为电机电压 u_{1a} ; (e) 为含有谐波电流 i_{1OSa} 的额定电机电流 i_{1a} 。

7.9.3. 优化目标

回到我们的优化目标——高速($\triangle f_1$)、低谐波($i_{1OS a,b,c}$)和低开关频率(F) (见 7.9.1 节的结尾)——我们把空载电流的总谐波畸变率(THD)当做衡量输出电压 $u_{a,b,c}$ 脉冲波形质量的一个尺度[参见式(7.49)和(7.50)]。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{1OS a,b,c}^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{1mGS a,b,c}^2 dt}} \quad (7.52)$$

在最高频率 $f_{1\max}$ 和最大调制度 $a_{0\max} = 4/\pi = 127\%$ 下, 当逆变器为最大输出电压、开关频率仅为基波频率 $F = f_{1\max}$ [图 7-21(C)] 时, 我们得到 $\text{THD}(a_{0\max}) = 0.928$ (当 $\sigma = 5\%$)。THD = 1 意味着谐波电流的有效值等于空载励磁电流的有效值。

为了寻求在已知基波频率下的最优的脉冲波形, 将开关频率 $F \approx 300 \text{ Hz}$ 和 $\text{THD} \approx \text{THD}(a_{0\max}) = 0.928 \approx 1$ 视为整个调速范围的上限值。然后折衷找出最低可能的 THD 和最低可能的开关频率 F 。

这样做主要着重于下列两种情况:

- (1) 正常速度传动, 最高频率 $f_{1\max} = 50/60 \text{ Hz}$ 。
- (2) 高速传动, 此时可测出在给定极限内最大可能的最高频率 $f_{1\max}$ 。

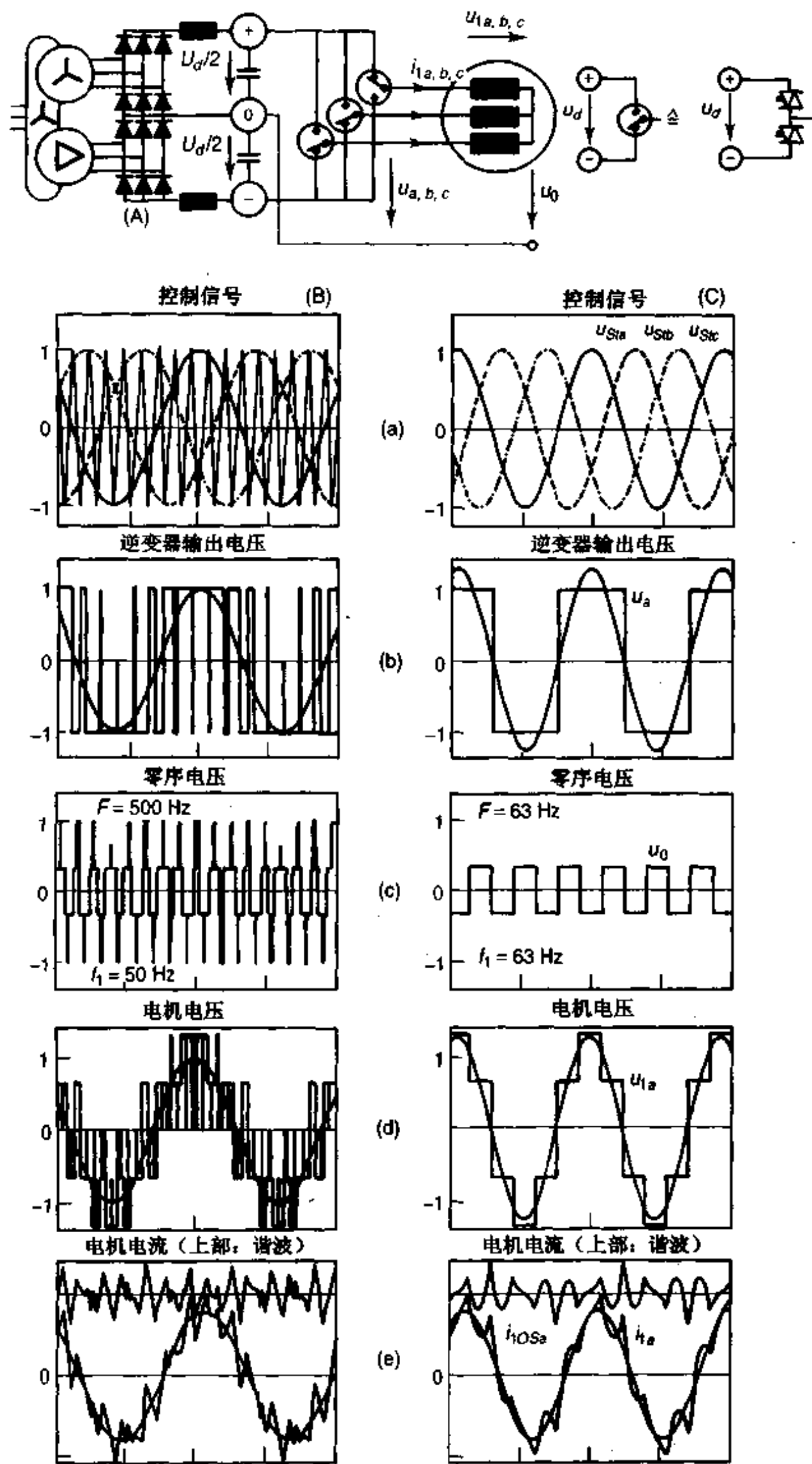


图7-21 三相二电平逆变器
(A)电路 (B) 50 Hz PWM 模式 (C) 63 Hz 方波模式

这里没有考虑在弱磁下扩大的速度范围。

从这两方面来考察三相二电平逆变器传动(图7-21),发现它有一些相当不理想的情况。如图7-23(1)所示,开关频率超过设定极限 $F=300\text{ Hz}$,电流谐波也还只能维持在 $\text{THD}\approx 1$ 的范围——甚至是在最高频率仅为 60 Hz 的正常速度传动情况。对当前的大功率高速传动,二电平逆变器是不能胜任的。

7.9.4. 三电平逆变器传动

三相三电平逆变器由12只 GTO 组成,每相4只 GTO。与二电平逆变器相比,三电平承受2倍的直流电压,因此具有2倍的额定功率。如图7-22(A)所示,每相用一个三点切换开关表示,它可连接到直流供电电压的正极、零点和负极。

一个三电平逆变器可视为以两组独立的脉冲模式工作的逆变器。

低速时逆变器按 PWM 模式工作[图7-22(B)]:脉冲模式 I 和 II 产生同样的基波电压,错开其开关间隔可减少输出电压 $u_{a,b,c}=u_{I\ a,b,c}+u_{II\ a,b,c}$ 的谐波分量[2]。控制规律如下:

$$\begin{aligned} u_{St\ a,b,c} > / < u_{H\ I} & \longrightarrow u_{I\ a,b,c} = \pm U_d/2 \\ u_{St\ a,b,c} > / < u_{H\ II} & \longrightarrow u_{II\ a,b,c} = \pm U_d/2 \\ u_{a,b,c} &= u_{I\ a,b,c} + u_{II\ a,b,c} \end{aligned} \quad (7.53)$$

两组脉冲共用的三相正弦波控制信号 $u_{St\ a,b,c}$ 决定了基波(GS)分量 $u_{I\ GS\ a,b,c}=u_{II\ GS\ a,b,c}$, 逆变器的合成输出电压 $u_{a,b,c}=u_{I\ a,b,c}+u_{II\ a,b,c}$ 。两个三角载波信号 $u_{H\ I}$ 和 $u_{H\ II}$ 之间互差 180° 。

高速段逆变器宜按方波模式工作[图7-22(C)]。这意味着每个开关以基波频率 $F=f_1$ 工作。为使电机电压 $u_{a,b,c}$ 的基波(GS) $u_{GS\ a,b,c}=u_{I\ GS\ a,b,c}+u_{II\ GS\ a,b,c}$ ($u_{I\ GS\ a,b,c}\neq u_{II\ GS\ a,b,c}$) 正比于频率,两组三角载波必须反相。其控制规律如下:

$$\begin{aligned} st_{I\ a,b,c} > / < 0 & \longrightarrow u_{I\ a,b,c} = \pm U_d/2 \\ st_{II\ a,b,c} > / < 0 & \longrightarrow u_{II\ a,b,c} = \pm U_d/2 \\ u_{a,b,c} &= u_{I\ a,b,c} + u_{II\ a,b,c} \end{aligned} \quad (7.54)$$

图7-22(B)和(C)给出了频率 $f_1=60\text{ Hz}$ (PWM 模式)和 $f_1=90\text{ Hz}$ (方波模式)的波形。其中,(a)分别为控制信号 $u_{St\ a,b,c}, u_{H\ I}, u_{H\ II}$ 和 $st_{I\ a,b,c}, st_{II\ a,b,c}$; (b)为逆变器输出电压 u_a ; (c)为零序电压 u_0 ; (d)为合成电机电压 u_{1a} ; (e)为含有谐波电流 $i_{10S\ a}$ 的额定电动机电流 i_{1a} 。

三电平逆变器的开关频率与二电平逆变器的定义相同:即每个单独 GTO 导通、关断的频率。

如图7-23所示,与二电平逆变器(1)相比,三电平逆变器(2)性能得到了改善。上图为 THD 与基波频率 f_1 的关系,下图为开关频率 F 与基波频率 f_1 的关系。

对 $f_{1\max}\approx 60\text{ Hz}$ 正常速度传动,可采用开关频率 $F=F_{\max}=300\text{ Hz}$,以进一步减少电流和转矩的 THD 。在此情况下(图7-23没有给出),PWM 模式能使基波频率 f_1 接近 $f_{1\max}\approx 60\text{ Hz}$ 。

对高速传动[图7-23(2)],最大频率可增至 $f_{1\max}\approx 130\text{ Hz}$, (2极电机转速为 7800 r/min),开关频率不超过设定的上限 $F_{\max}=300\text{ Hz}$,且不需要弱磁。 $f_1\approx 65\text{ Hz}$ 时控制模式从 $F=300\text{ Hz}$ 的 PWM 模式变为 $F=f_1=65\sim 130\text{ Hz}$ 的方波模式。

7.9.5. 低电感设计

电压源逆变器需认真进行机械设计。由于电路元件体积、绝缘空间的增大和吸收回路电

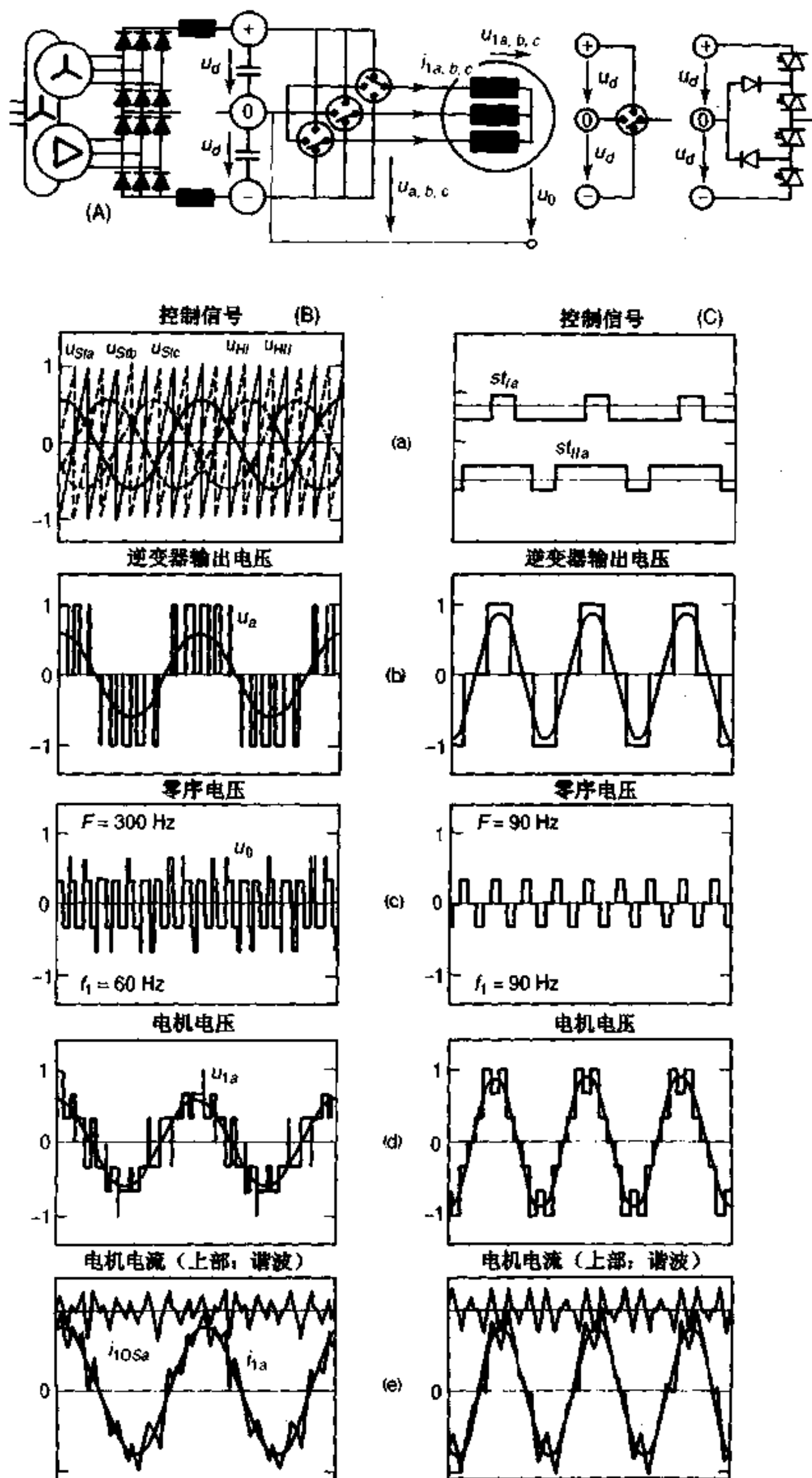


图7-22 三相三电平逆变器
(A) 电路 (B) 60 Hz PWM 模式 (C) 90 Hz 方波模式

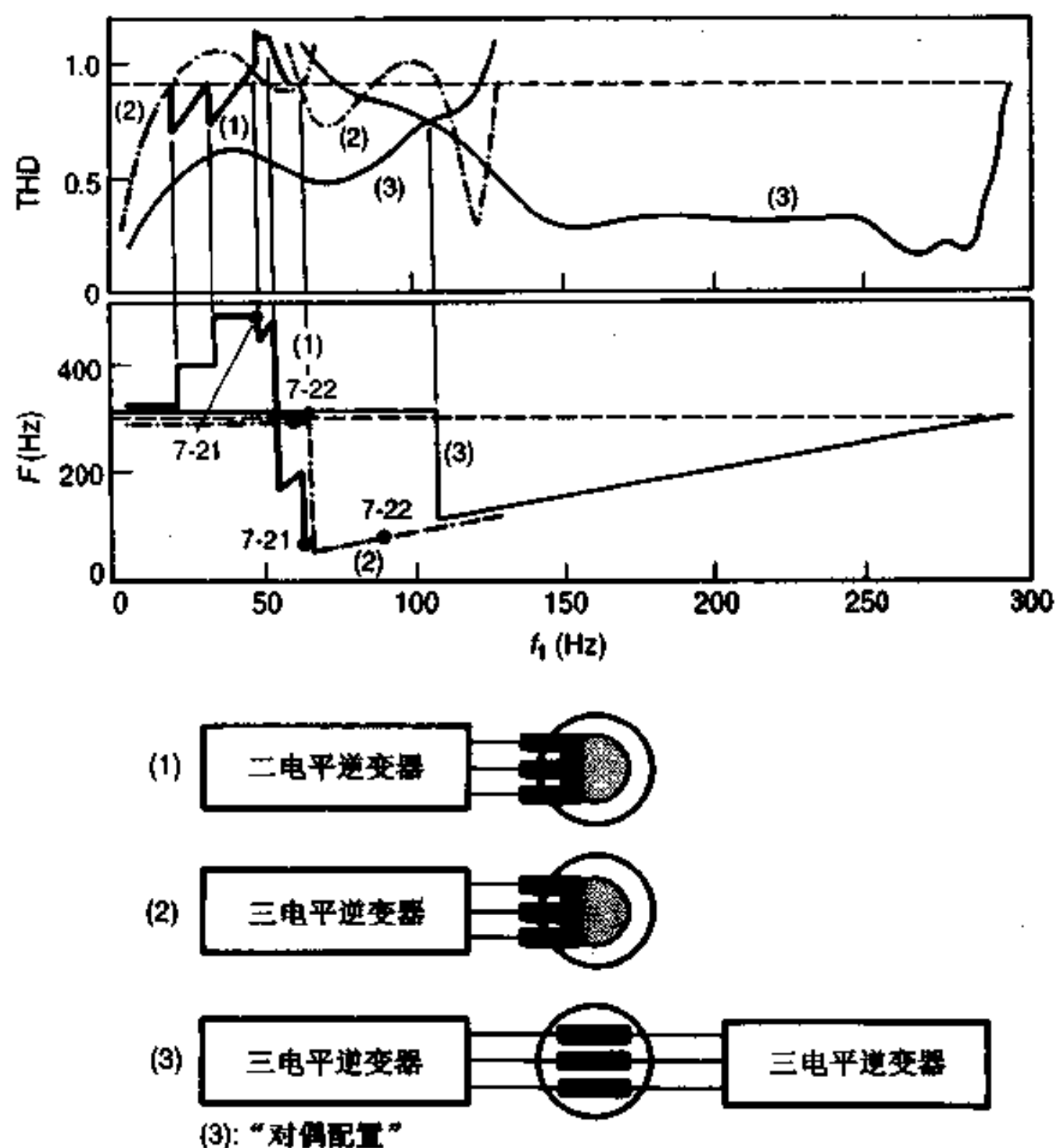


图7-23 额定和高速传动时 THD 和开关频率 F 与基波频率 f_1 的关系

阻与器件距离的增加,所有电流的环路必须考虑其寄生电感。环路中电流将因半导体器件的通断产生很高的 dv/dt 和电压冲击,这将减少元件的定额值。因此必须采用低电感设计!

图7-24左边给出了具有 $RLCD$ 吸收电路的二电平 GTO 逆变器[39]的四个环路 a 、 b_1 、 b_2 和 c ,环路中电流的变化率 di/dt 很高,应尽可能减小这些环路。图7-24右边给出了以下基本思路:

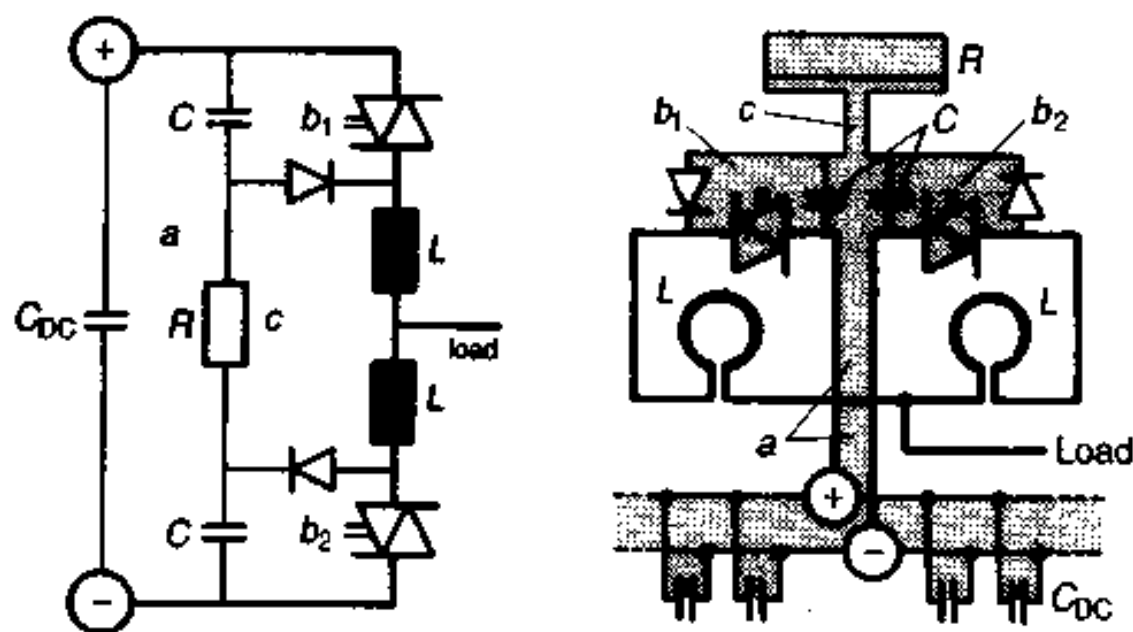


图7-24 大功率 VSI 的低电感设计

- 低电感电容器 C_{DC} 用交叉方式连接到半导体器件上(环路 a);
- 吸收电容 C 和二极管尽可能靠近 GTO 元件(环路 b_1, b_2);
- 吸收电阻采用低电感设计,以交叉方式连接到其他吸收元件上(环路 c);
- 吸收电感 L 采用螺旋形,使磁场在扼流圈内,避免使临近金属构件产生感应发热。

7.9.6. 控制

在许多低功率和中功率传动系统中,需要优越的动态转矩控制或无速度传感器控制(如同伺服传动)时,矢量控制和磁场定向成为标准方案。

然而,对大功率传动常常不采用无速度传感器方式,其中大部分负载,例如泵、扇风机、鼓风机和压缩机,完全不需要动态控制。

高动态要求常常伴有快速能量回馈的需求(例如,轧机控制)。在此情况下 DC VSI 不具有竞争力,这是因为在交流侧需要用反并联的晶闸管桥或者 DC VSI(见 7.5.2 节)来代替图 7-21 和图 7-22 中简单价廉的二极管桥。这并不意味着磁场定向矢量控制不能应用于大功率 VSI 传动,但其优越性在现代工业应用中至今仍不很突出。

7.9.7. 展望

VSI 供电的感应电机用于大功率高速传动很有潜力,从未来的发展看,在半导体技术和电机-变换器新结构的研究中应考虑这个因素。

半导体技术的发展 通过提高 GTO 的门极控制能力,减小单个 GTO 开通和关断延迟的分散性,使 GTO 的串联或并联简化。这将带来显著的好处:

- 单个 VSI 单元的功率提高,可以降低大功率传动的成本。
- 每个支路比需要的多串联或并联一个 GTO 元件,使之具有新的特性:故障相容性。

采用“对偶配置”(将作简要介绍),可使 VSI 满足各种等级的大功率或高速传动所需的功率水平或速度范围。

着眼于未来,具有更简单和廉价的门极驱动控制的 MOS 可控大功率 GTO(MCT)有望问世。

然而,有另一种可能的发展趋向是:绝缘门极双极型晶体管(IGBT)将替代 GTO 而生产出价更廉和谐波更小的逆变器。它有三个吸引人的优点:开关频率更高、简单的门极控制以及无需吸收电路。GTO 因其内在的正反馈,其导通和关断过程像触发器一样,瞬时开通和瞬时关断。与此相反,IGBT 的开通和关断过程是连续可控的。这使过电流限制容易实现,能够实现 dv/dt 控制,减小作用于电机和变压器绕组上的 dv/dt 。

在中小功率传动中,IGBT 已经取代了 GTO。一旦 IGBT 的电流和电压增至目前 GTO 元件的水平,或者 IGBT 串联和并联的设计变得容易,这种取代将出现在大功率传动中。在 IGBT 用于大功率传动之前,对 IGBT 的可靠性以及串联时的故障特征仍需进行深入研究。器件损坏时,GTO 是短路而 IGBT 是断路,故对高电压大功率变流器用 GTO 比用 IGBT 容易实现故障相容设计。可以预计,在未来几年 IGBT 将应用于大功率传动的低功率段。

VSI 的设计和配置 目前 GTO-VSI 的额定功率和频率,二电平逆变器最大约为 2 MW/60 Hz,三电平逆变器约为 4 MW/130 Hz。

若只增加额定功率而不增加额定频率,最常用的方法是两个或多个 VSI 并联。

同时,也可考虑电机采用两个独立的三相定子绕组由两个 VSI 供电。但与 CSI 提供电流不同(见 7.6.3 节),VSI 为绕组提供的是电压。两组绕组间的磁作用很难解耦,因此,要达

到两个 VSI 的电压不产生很大的干涉电流谐波是很困难的。

“对偶配置”如图7-23(3)所示,文献[12]中有详细讨论,这是同时提高功率和频率极限的新途径,是一种非常规的电机—逆变器配置方式。然而,其基于常规三相定子绕组电机和 VSI,采用两个三相 VSI 从两侧给定子绕组供电。基于已有的4 MW 三电平逆变器若采用“对偶配置”,将使额定功率增至8 MW 而 GTO 无需串联。如果需要,最大频率 f_1 亦能增至 $f_{1\max} \approx 300$ Hz,这意味着两极电机转速为18 000 r/min。它具有谐波畸变率低、转矩脉动小、开关频率低 $F \leq f_{1\max}$ 的特点,同时不需增大最大基波频率 $f_{1\max}$ [见图7-23(3)]。

在进一步的发展阶段中,代表当前最新技术的交流供电机车所采用的交流电源侧 VSI 也将用到大功率工业应用中去,这种系统从交流电源吸取的是低谐波的正弦有功电流。

7.10. 转差功率可控的传动

7.10.1. 概述

转差功率可控的传动用于三相绕线式交流电动机。定子与交流电网相连,转子侧由接于转子滑环的串联变流器控制,次同步和超同步两类不同的串级调速系统在实际中获得了广泛应用。每个系统均有引人注意的优点,但也都有内在的缺点,从而妨碍其更广泛应用。

次同步串级调速 次同步串级调速传动是一种调速要求低调速范围有限的低造价系统。其基本原理如图7-25所示。外换流电流源逆变器将能量反馈到交流供电系统来调节转速。次同步串调适合转速不低于同步速 n_{syn} 30% 的系统,转差率 $\Delta n/n_{\text{syn}}$ 越小,转子侧回馈的转差功率 P_{slip} 越低,相对于电机额定功率 P_{mot} 而言,变换器的额定功率 $P_{\text{conv}} = P_{\text{slip}}$ 越小。

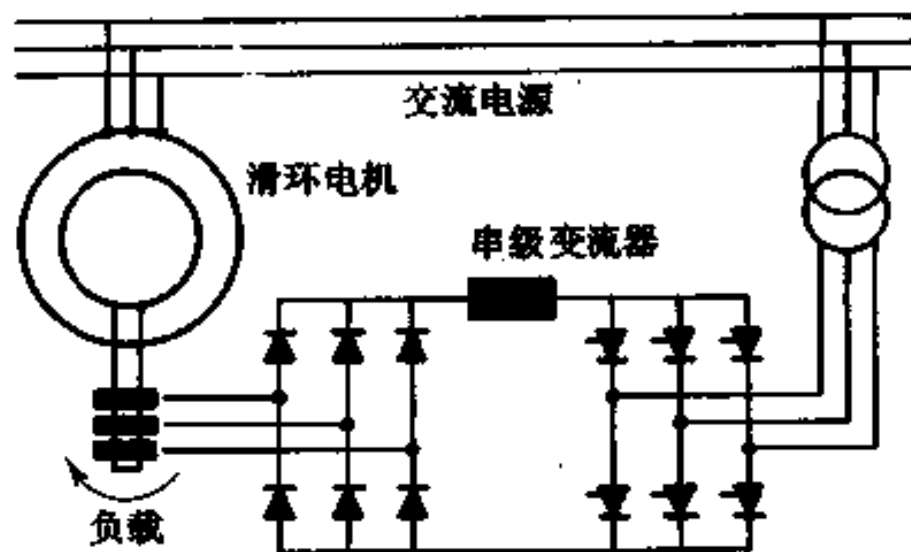


图7-25 次同步串级调速系统

$$\Delta n/n_{\text{syn}} \approx P_{\text{conv}}/P_{\text{mot}} \quad (7.55)$$

特别是在变换器供电的交流电机开始应用时,因变换器占整个传动系统的费用很大,所以这个系统有一定的优势,但在长期运行中其优点常难以弥补该系统的固有缺点:经过滑环传递功率;绕线转子比笼形转子异步机体积大、价格贵;为加速到额定速度范围需要采用切换电阻那样的辅助装置;功率因数相当低;在交流供电侧有干涉谐波,其频率随转速变化;变换器需要容量较大的过电压和过电流保护。

如此多的缺点使该系统越来越缺乏吸引力。与此同时,随着功率电子装置价格的降低,其他特性更好的传动系统更具有优势。

由于串级调速传动不能作为未来的发展方向,所以我们参照文献[13,48]将重点放在次/超同步串级调速上。尽管这种系统也有前面提到的缺点,似乎还是找到了作为超大功率电动发电机的新应用。

7.10.2 次/超同步串级调速

基本原理 由一三相变频励磁变换器和一交流滑环电机组成的系统如图7-26所示。大功率交流电机定子与电网相连。若希望其转速 n 能在同步转速 n_{syn} 有限速度范围 $\pm \Delta n = \pm n_{\text{slip}}$ 内调节,则需要三相励磁装置。该系统既能电动工作驱动负载,亦能发电工作而被电机或涡轮机拖动。

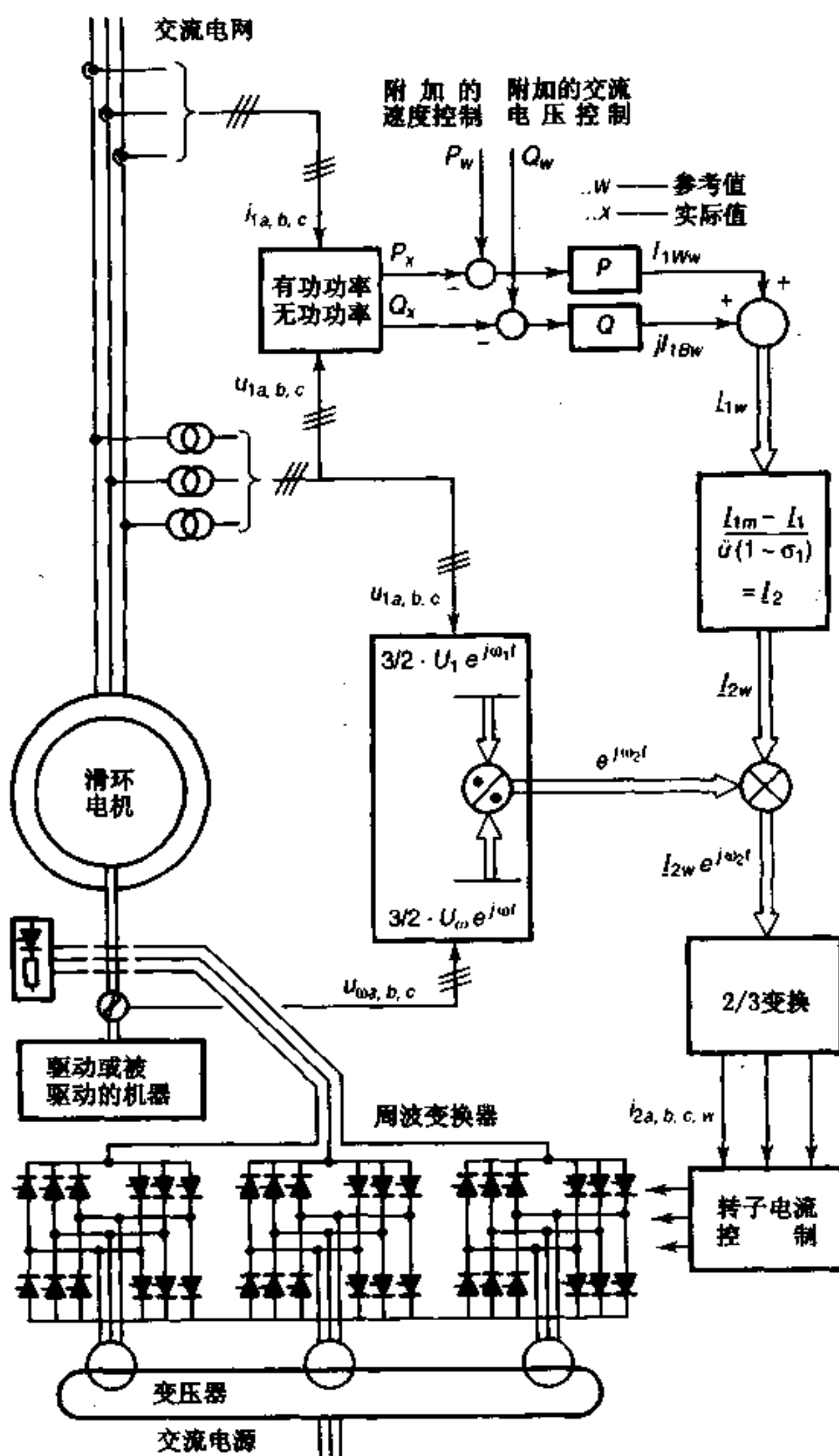


图7-26 恒频变速电动机发电机控制框图

工作模式 为描述系统如何工作,首先从物理模型入手,然后推导方程,由矢量图给出

该系统的工作模式。

运行于次同步或超同步速度 $n = n_{\text{syn}} \mp n_{\text{slip}}$ 的恒频变速电机不同于普通的同步机。它需要相对于转子旋转的励磁磁场,以补偿实际转速 n 与同步转速 n_{syn} 的差值(n_{slip})。

$$n \mp n_{\text{slip}} = n_{\text{syn}} \quad (7.56)$$

所以励磁系统必须能为三相转子绕组提供频率为转差频率 $f_{\text{slip}} = z_p \cdot n_{\text{slip}}$ (z_p 为极对数)的三相电流。这可由三相周波变换器实现。该变换器可视为频率、幅值和相角可控的三相正弦电流源,在三相转子绕组形成一旋转磁场。这个相对于转子移动的磁场随转子一起旋转,相对于定子其角速度表现为同步角速度。转子角频率可用下式由检测速度推出。

$$\underbrace{2\pi f_{\text{slip}}}_{\omega_2} + \underbrace{2\pi n \cdot z_p}_{\omega} = \underbrace{2\pi \cdot 50 \text{ Hz 或 } 2\pi \cdot 60 \text{ Hz}}_{\omega_1} \quad (7.57)$$

励磁磁场经气隙作用于定子,在定子中产生反安匝(即产生定子电流)。这样从50 Hz 或60 Hz 电网吸收或回馈定子电流,电流的有功和无功分量均可由转子电流自由进行控制。

只有当转子侧变换器额定功率与电机额定功率相比较小时,用转子电流控制定子电流才是敏感的。原因如下:电网电压在定子侧产生旋转磁场,其角频率 ω_1 由电网频率决定: $\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \cdot 50$ 或 60 Hz 。转子以速度 n 旋转,角频率 $\omega = 2\pi \cdot n \cdot z_p$ 。定子磁场相对于转子磁场仅以转差角频率 $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ 旋转。因此,在转子侧感应的电压相对较低。与感应电压相逆并控制转子电流的变换器输出电压同样也相对较低。也就是说,如果相对于同步速的速度偏差 n_{slip} 限制在一定范围内,则周波变换器的容量与电机额定容量相比是很小的。

周波变换器每相由两组电网换流的晶闸管桥(AC VSR)组成,一组工作在转子电流正半周,另一组工作在负半周。其工作方式在7.8.2节已介绍;它截取50 Hz 或60 Hz 供电电压的不同部分,形成一新的电压,其短期间平均值为正弦波。

我们用交流电压的稳态矢量方程对该系统做进一步研究(见7.4.2节):

电压

$$\underline{U}_1 = j\omega_1 \underline{\Psi}_1 \quad (7.58)$$

$$\underline{U}_2 = j\omega_2 \underline{\Psi}_2 \quad (7.59)$$

磁链

$$\underline{\Psi}_1 = \underline{I}_1 L_1 + \underline{I}_2 M \quad (7.60)$$

$$\underline{\Psi}_2 = \underline{I}_2 L_2 + \underline{I}_1 M \quad (7.61)$$

速度

$$\omega = 2\pi \cdot n \cdot z_p \quad (7.62)$$

角频率

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega \quad (7.63)$$

式中,下标“1”——定子;下标“2”——转子; L ——电感; M ——互感; z_p ——极对数。

定子和转子电阻在定子侧的压降与定子电压 $\underline{U}_1$ 相比很小,可忽略不计。若将周波变换器视为电流源,定、转子电阻在转子侧的作用则是微不足道的。

由式(7.58)至式(7.63)容易看出该系统是如何工作的:

- 从式(7.58)可知定子磁链 $\underline{\Psi}_1$ 是由电压 $\underline{U}_1$ 和电网角频率 ω_1 决定的,由于两者均为常

数,故磁链亦为常数。

● 因 $\Psi_1 = \text{const.}$,式(7.60)表明,由转子电流矢量 $\underline{I}_2 = I_2 \cdot e^{j\varphi_{12}}$ 的幅值 I_2 和相角 φ_{12} 可在四象限自由地控制定子电流矢量 $\underline{I}_1$ 。

● 依据式(7.62)和(7.63),送入的转子电流的频率必须是转差频率 $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ 。

● 消去式(7.58)~(7.61)中的 Ψ_1 、 Ψ_2 和 $\underline{I}_2$,可求得变换器的输出电压 $\underline{U}_2$,见式(7.64)。若引入如下定义的励磁电流 $\underline{I}_{1m}$,定子/转子绕组变比 $\bar{u}$,定子和转子漏感系数 σ_1 和 σ_2 ,总漏感系数 σ ,则描述三相励磁交流电机的方程式(7.58)、(7.60)和(7.64)可改写为更一般的形式,见式(7.69)~(7.71)。

$$\underline{U}_1 = j\omega_1 \Psi_1 \quad (7.58)$$

$$\Psi_1 = \underline{I}_1 L_1 + \underline{I}_2 M \quad (7.60)$$

$$\underline{U}_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \underline{U}_1 \cdot \frac{L_2}{M} - j\omega_2 L_1 \left(\frac{L_2}{M} - \frac{M}{L_1} \right) \cdot \underline{I}_1 \quad (7.64)$$

$$\sigma_1 \equiv 1 - \frac{M}{(L_1 \bar{u})} \quad (7.65)$$

$$\sigma_2 \equiv 1 - \frac{M \bar{u}}{L_2} \quad (7.66)$$

$$\sigma \equiv (1 - \sigma_1)(1 - \sigma_2) \quad (7.67)$$

$$\underline{I}_{1m} \equiv \frac{\Psi_1}{L_1} \quad (7.68)$$

$$\underline{U}_1 = j\omega_1 L_1 \cdot \underline{I}_{1m} \quad (7.69)$$

$$\underline{I}_{1m} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 \bar{u} (1 - \sigma_1) \quad (7.70)$$

$$\underline{U}_2 = (\underline{U}_1 - j\omega_1 \sigma L_1 \cdot \underline{I}_1) \cdot \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \frac{\bar{u}}{(1 - \sigma_2)} \quad (7.71)$$

由式(7.69)~(7.71)可得到图7-27所示的电压、电流矢量图和等值电路。对于大功率绕线式异步电机,额定电流 $I_{1n} \approx 4I_{1m}$,漏感系数 $\sigma_1 \approx \sigma_2 = 5\%$, $\sigma \approx 10\%$ 。该图为纯有功电流 $I_1 = I_{1n}$ 时的矢量图。

由基于式(7.71)的等值电路得出电压矢量图,用空心线箭头表示。由基于式(7.70)和(7.69)的等值电路得出电流矢量图,用实线箭头表示。由式(7.69)可决定定子电压 $\underline{U}_1$ 和空载励磁电流 $\underline{I}_{1m}$ 的相互关系。

电流矢量图和对应的等值电路说明,周波变换器的输出电流 $\underline{I}_2$ 决定了定子电流 $\underline{I}_1$ 。对于给定电压($\underline{U}_1$)和频率(ω_1)的交流电网,励磁电流($\underline{I}_{1m}$)为恒定的。

电压矢量图和对应的等值电路说明:若交流电网电压($\underline{U}_1$)和频率(ω_1)为常数,为产生一特定的定子电流($\underline{I}_1$),周波变换器输出电压($\underline{U}_2$)的幅值 U_2 必须正比于转差频率(ω_2)。

$$\underline{U}_1, \omega_1, \underline{I}_1 = \text{const.} \rightarrow \underline{U}_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{(1 - \sigma_2)}{\bar{u}} = \text{const.} \rightarrow U_2 \sim \omega_2 \quad (7.72)$$

电流和电压矢量图及等值电路说明:当定子从交流电网吸收有功电流时($\underline{I}_1$ 与 $\underline{U}_1$ 同相),若转差为正($\omega_2 > 0$),则周波变换器亦从转子吸收有功;若转差为负($\omega_2 < 0$),则周波变换器给转子馈入有功。由电压 $\underline{U}_2$ 和电流 $\underline{I}_2$ 矢量方向可知,前一种情况其方向相反,后一种情况方向一致。(因 $U_2 \omega_1 / \omega_2 \cdot (1 - \sigma_2) / \bar{u} = \text{常数}$,所以当 ω_2 为正时 U_2 为正,当 ω_2 为负时 U_2 为负)。

保护 从式(7.71)看出,正常工作时滑环电压 $\underline{U}_2$ 很小。特别是在空载条件 $I_1 = 0$ 下,该

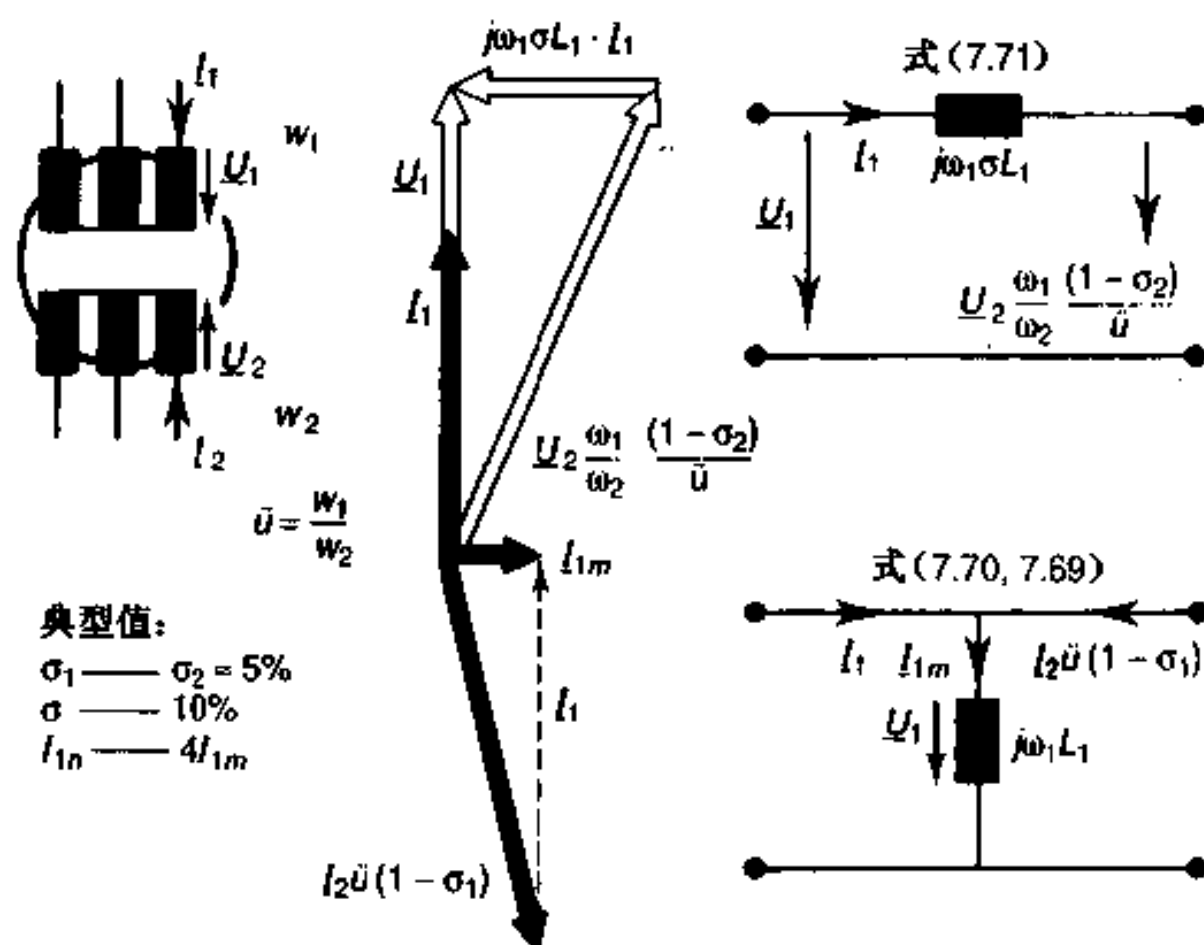


图7-27 根据式(7.69), (7.70)和(7.71)的矢量图及等效电路

式变为:

$$\underline{U}_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \underline{U}_1 \cdot \bar{u}, \quad \text{当 } \underline{I}_1 = 0 (\text{且 } 1 - \sigma_1 \approx 1) \quad (7.73)$$

滑环电压不仅决定于定、转子绕组比 $\bar{u}$ 而且决定于 ω_2/ω_1 , 该值在正常的工作范围内很小: $|\omega_{2\max}|/\omega_1 < 10\%$ 。

电压跃变 ΔU_1 , 譬如由于电源单相或三相短路产生的跃变, 会引起麻烦 (Δ 表示偏离稳态的差值):

- 如果依靠控制使转子电流保持恒定, $\Delta I_2 = 0$, 则在滑环上会引起很高的瞬态过电压 ΔU_2 , 在没有过电压保护的情况下必须增大周波变换器的容量, 使之能够平衡动态过电压 ΔU_2 , 以限制电流。

- 如果周波变换器输出到滑环的电压有过电压限制 $\Delta U_2 = 0$, 则在转子侧将产生很高的瞬态过电流 ΔI_2 , 在没有过电流保护的情况下, 必须增大变换器容量, 使之能够承受来自转子的动态过电流 ΔI_2 。此时, 转子电流上升率 $d\Delta I_2/dt$ 只受转子侧总漏感 σL_2 的限制:

$$\Delta U_2 = \Delta U_1 \cdot \bar{u} \quad \text{当 } \Delta I_2 = 0 \quad (7.74)$$

$$d\Delta I_2/dt = -\Delta U_1 \cdot \bar{u} / (\sigma L_2) \quad \text{当 } \Delta U_2 = 0 \quad (7.75)$$

这些式子对交流电源出现跃变 ΔU_1 后的起始瞬间是有效的。它们可从电机的动态矢量方程式(7.76)和(7.77)导出, 式中, Δ 表示与稳态值的偏差量(见7.4.2节):

$$\Delta \underline{U}_1 = j\omega_1 \Delta \underline{\Psi}_1 + d\Delta \underline{\Psi}_1/dt; \quad \Delta \underline{\Psi}_1 = \Delta \underline{I}_1 L_1 + \Delta \underline{I}_2 M \quad (7.76)$$

$$\Delta \underline{U}_2 = j\omega_2 \Delta \underline{\Psi}_2 + d\Delta \underline{\Psi}_2/dt; \quad \Delta \underline{\Psi}_2 = \Delta \underline{I}_2 L_2 + \Delta \underline{I}_1 M \quad (7.77)$$

在定子加上电压跃变 ΔU_1 后的起始瞬间, 假定磁链仍未改变: $\Delta \underline{\Psi}_1 = 0$ 和 $\Delta \underline{\Psi}_2 = 0$ (但 $d\Delta \underline{\Psi}_1/dt \neq 0$, 和 $d\Delta \underline{\Psi}_2/dt \neq 0$)。从方程式(7.76)和(7.77)中消去 $\Delta \underline{I}_1$, 并利用式(7.65)~(7.67)的定

义,便得到方程式(7.74)和(7.75),式中, $1-\sigma_1$ 被简化为 $1-\sigma_1=1$ 。

因此,转子侧的变换器需要仔细进行过电流和过电压保护。一般,采用晶闸管控制的放电电阻(见图7-26左边),在过电压时将其接通。这种限制过电压的方法还能将随之产生的过电流引出,使之不流经变换器。

控制 最早实际应用的矢量控制系统的一个结构框图如图7-26所示。有功功率控制器 P 和无功功率控制器 Q 的控制环起主要作用。依据给定值 P_w 和 Q_w 来控制有功功率和无功功率 P_x 和 Q_x ,后者是用测量的定子电压和电流由式(7.78)和(7.79)计算得出的。

$$P_x = u_{1a} \cdot i_{1a} + u_{1b} \cdot i_{1b} + u_{1c} \cdot i_{1c} \quad (7.78)$$

$$Q_x = \frac{u_{1b} - u_{1c}}{\sqrt{3}} i_{1a} + \frac{u_{1c} - u_{1a}}{\sqrt{3}} i_{1b} + \frac{u_{1a} - u_{1b}}{\sqrt{3}} i_{1c} \quad (7.79)$$

由于有功功率控制器和无功功率控制器应作用于定子电流 $\underline{I}_1$,其输出信号分别为定子电流有功分量(下标 W)和无功分量(下标 B)的给定值(下标 w) $\underline{I}_{1w} = I_{1Ww} + jI_{1Bw}$ 。然而,定子电流仅能由转子电流控制,所以需要一组等效的转子电流矢量给定值,这可由基于式(7.70): $\underline{I}_{2w} = (\underline{I}_{1w} - \underline{I}_{1w})/\bar{u}(1-\sigma_1)$ 的电机模型得到。为了控制三相周波变换器,对矢量 $\underline{I}_{2w} = I_{2w} \cdot e^{j\varphi_{i2}}$ 必须进行变换,先乘以转差频率单位矢量 $e^{j\omega_2 t}$,再依次进行三相变换:

$$i_{2a,b,cw} = \operatorname{Re}(\underline{I}_{2w} e^{j\varphi_{i2}} e^{j\omega_2 t} e^{+jD}) \quad (7.80)$$

$$= I_{2w} \cos(\omega_2 t + \varphi_{i2} + D) \quad (7.81)$$

式中 $D=0^\circ(a); -120^\circ(b); +120^\circ(c)$ 。

转子电流控制就是迫使转子电流跟随其给定值,图7-26没有详细给出。

转差频率单位矢量 $e^{j\omega_2 t}$ 可由定子电压 $u_{1a,b,c}$ 及小型三相永磁测速发电机的输出信号 $u_{w a,b,c}$ 算出:

$$u_{1a,b,c} = U_1 \cos(\omega_1 t + D); \quad D = 0^\circ; -120^\circ; +120^\circ \quad (7.82)$$

$$u_{w a,b,c} = U_w \cos(\omega t + D); \quad a \quad b \quad c \quad (7.83)$$

$$u_{1a} e^{j0^\circ} + u_{1b} e^{-j120^\circ} + u_{1c} e^{+j120^\circ} = \frac{3}{2} \cdot U_1 e^{j\omega_1 t} \quad (7.84)$$

$$u_{w a} e^{j0^\circ} + u_{w b} e^{-j120^\circ} + u_{w c} e^{+j120^\circ} = \frac{3}{2} \cdot U_w e^{j\omega t} \quad (7.85)$$

$$\frac{e^{j\omega_1 t}}{e^{j\omega t}} = e^{(j\omega_1 - \omega)t} = e^{j\omega_2 t} \quad (7.86)$$

有功功率和无功功率的给定值 P_w 和 Q_w 可由附加速度控制环和交流电网电压信号导出。

传统的和新的应用 次/超同步转差控制型传动在中欧地区主要用于三相50 Hz 电网与单相16 2/3 Hz 铁路供电系统的连接枢纽[8]。其工作原理如图7-28所示:电机定子接于50 Hz 电网,拖动单相同步发电机为16 2/3 Hz 电网供电。单台容量为5~80 MVA。连接枢纽的频率是可变的,电动机能够通过改变转差来跟随16 2/3 Hz 系统的频率偏差。铁路系统的频率受控于传送的有功功率。50 Hz 电网电压,如果有需要也可由无功功率来控制。周波变换器也能用做起动设备,不过系统需要重新配置。

在粒子加速器中,用带有三相同步发电机的类似系统来给巨型磁铁供电。这样就可以把可用于电磁铁磁化和去磁的大功率脉冲与交流电网隔离开。电机轴上的旋转惯量和附加飞轮在减速时将释放出动能,而加速时吸收动能。

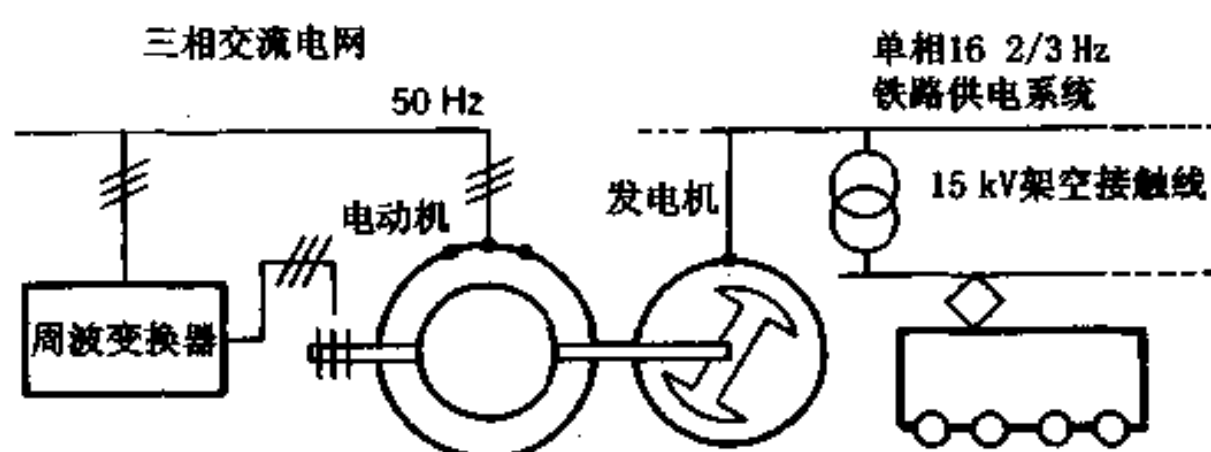


图7-28 50~16 2/3 Hz 变电站

刚刚出现了一种几十甚至几百兆瓦级大容量的新的应用：抽水蓄能电站的恒频变速电动机发电机用来驱动可逆的泵-水轮机[9,49~51]。压头在大范围，如在60 m~200 m之间变化时，在恒速下全压头不可能得到充分利用。若采用转差功率控制，转速可在同步速附近调整，使电机运行在发电效率最优的转速下。抽水蓄能时，负载的控制只能靠改变转速来实现。

抽水蓄能电站与恒功率发电站（例如核能电站）配合使用，随负荷调节发电功率，并保持交流电网的频率恒定（见图7-29）。为此目的，恒频变速电机必须既能工作于发电状态又能工作于抽水状态。

恒频变速发电机也很适合用做风力发电机。在同步速附近调节转速使之在所有风速下均可产生最大的电能[52]。

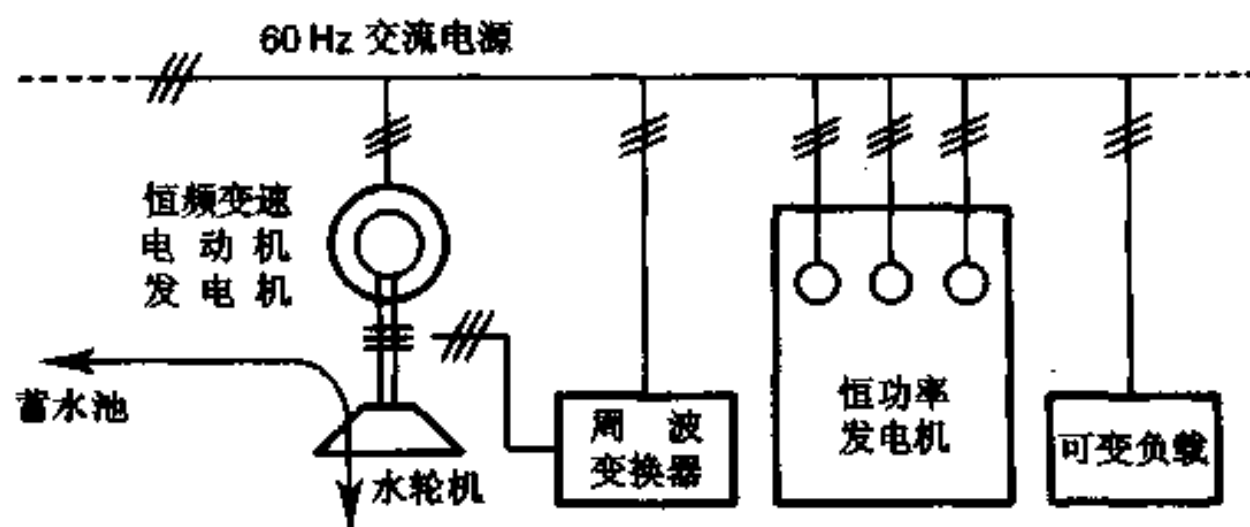


图7-29 恒频变速抽水蓄能电站电机发电机

变换器和控制器的展望 电源换流的周波变换器将逐渐被带中间直流电压链接的强迫换流 GTO 变换器取代（图7-7中的8和10中仅在转子侧加 GTO 变换器）。这就带来了一个显著的优点：恒频调速电动机发电机无需与电网断开就能抗得住大多数电网扰动。在电网侧采用直流电压源逆变器更加容易实现（图7-7中的10）：因为周波变换器为电源换流，在电网扰动时会发生故障，而强迫换流的 DC VSI 即使电网电压发生瞬时降落也能通过调节 PWM 交流电压而加以适应。

矢量控制结构（例如图7-26）中含有复杂的矢量运算，当前的控制单元在处理时需要分

解为实部和虚部。这就要求具有图形功能的编程器能够直接处理复杂的函数运算而无需进行实部和虚部的分解。

7.11. 结 论

第7章简要综述了在工业应用中的大功率传动系统。

在说明使用大功率调速传动的主要动机之后,对大功率传动进行了分类和简短回顾。讨论了电机最大功率和速度范围,从物理概念的角度解释了描述其特性的数学表达式。各种传动用大功率变换器仅由两类基本电路组成。简述了这两类变换电路的特性以及如何构成满足电机和供电要求的变换器。

讨论了实际使用的主要传动系统。着重介绍了变换器、电机和控制器如何构成传动系统,以及如何满足应用的要求。同时强调了系统的实现,讨论了各系统的发展潜力和趋势。

不同要求的各种应用都能有其适用的传动系统。

术语符号表

主要符号

三相参数			旋转矢量		静止矢量
瞬时值	幅值	相角	相对定子	相对转子	
$u_{a,b,c};$	$U;$	φ_u	$\vec{u}'$	$\vec{u}''$	$\underline{U}=Ue^{j\varphi_u}$ ——电压
$i_{a,b,c};$	$I;$	φ_i	$\vec{i}'$	$\vec{i}''$	$\underline{I}=Ie^{j\varphi_i}$ ——电流
$\psi_{a,b,c};$	$\Psi;$	φ_ψ	$\vec{\psi}'$	$\vec{\psi}''$	$\underline{\Psi}=\Psi e^{j\varphi_\psi}$ ——磁通

u_0 ——零序电压	t ——时间
u_d, i_d ——开关直流电压;开关直流电 流	L ——电感
U_d, I_d ——直流电压平均值,直流电 流平均值,或恒定直流电压, 恒定直流电流	M ——定子转子互感
f ——频率	σ ——漏磁系数
F ——逆变器开关频率	C ——电容
ω ——角频率	R ——电阻
t_e ——电磁转矩瞬时值	z_p ——极对数
T_e ——电磁转矩平均值	$\bar{u}$ ——定子-转子匝比
P, Q ——有功功率,无功功率	
S ——视在功率	
α ——控制角	
α_0 ——PWM 调制度	
u_{st} ——PWM 控制信号	
st ——方波控制信号	
u_H ——载波信号	
D ——三相角度	
$0^\circ, -120^\circ, +120^\circ$	

	下 标
	1, 2, e——定子、转子、励磁
	e——电磁(转矩)
	n——额定值
	m——励磁(电流)
	m, l——电机侧,电网侧(电压、频率、 角度)
	w, x——参考值,实际值
	GS, OS——基波分量,谐波分量
	W, B——有功分量,无功分量

参 考 文 献

- [1] Hickok, Herbert N., "Adjustable speed—a tool for saving energy, losses in pumps, fans, blowers, and compressors," *IEEE-IAS Trans.* Vol. 21, January/February 1985.
- [2] Schönung, A., and H. Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives," *Brown Boveri Rev.*, August/September 1964.
- [3] Stemmler, H., "Verfahren und Anordnung zur frequenz- und amplitudenabhängigen Steuerung oder Regelung eines über Umrichter gespeisten Wechselstrommotors," Deutsches Patentamt, Patentschrift 15 63 980, Anmeldetag 7. 1. 67.
- [4] Hasse, K., "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen," Ph.D. Dissertation, Darmstadt, Techn. Hochsch., Darmstadt, Germany, 1969.
- [5] Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the New TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines," *Siemens Rev.*, Vol. 34, pp. 217–220, May 1972.
- [6] Stemmler, H., "Drive systems and electric control equipment of the gearless tube mill," *Brown Boveri Rev.*, pp. 120–128, March 1970.
- [7] Peneder, F., R. Lubasch, and A. Voumard, "Static equipment for starting pumped-storage plant, synchronous condensers and gas turbine sets," *Brown Boveri Rev.*, no. 9/10, pp. 440–447, 1974.
- [8] Stemmler, H., "Active and reactive load control for converters interconnecting 50 and 16 2/3 Hz systems, using a static frequency changer cascade," *Brown Boveri Rev.*, Vol. 65, no. 9, pp. 614–618, 1978.
- [9] Sugimoto, O., E. Haraguchi, et al., "Developments targeting 400 MW class adjustable speed pumped hydro plant and commissioning of 18.5 MW adjustable speed hydro plant," *Fluid Machinery* (The American Society of Mechanical Engineers), *FED*, Vol. 68, (book no. G00468), 1988.
- [10] Bitterberg, F., and W. Teich, "Henschel-BBC-DE 2500 Ein Wendepunkt in der Lokomotivtechnik," *ETR*, no. 11, 1971.
- [11] Brechbühler, M., and H. Stemmler, "Probleme bei der Entwicklung und Auslegung eines Oberleitungsversuchsfahrzeuges mit Asynchronfahrmotoren," *Elek. Bahnen*, no. 5, 1972 (ICEB 1971 München).
- [12] Stemmler, H., and P. Guggenbach, "Configurations of high-power voltage source inverter drives," *EPE 93*, 1993.
- [13] Bose, B. K., *Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [14] Oliver, J. A., "Does GTO make a Difference? Current source Inverter of 1984 VS Current Source GTO—PWM inverter of 1988. Results of ASD tests on 2000 hp Boiler pump motors," in *Proc. EPE 89, 3rd European Conf. on Power Electronics and Applications*, Aachen, Germany, pp. 657–661, 1989.
- [15] Oliver, J. A., R. K. McCluskey, H. W. Weiss, and M. J. Samotyj, "Adjustable-speed drive retrofit for Osmond Beach FD fans," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 7, no. 3, pp. 580–586, September 1992.
- [16] Kovács, K. P., and I. Rács, "Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen," Akadémia Kiadó, Budapest, 1954.

- [17] Bühler, H., *Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe*, Birkhäuser Verlag, Basel und Stuttgart, 1977.
- [18] Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [19] Vas, P., *Vector Control of AC Machines*, Oxford University Press, Oxford, 1990.
- [20] Vas, P., *Electrical Machines and Drives, A Space-Vector Theory Approach*, Oxford University Press, Oxford, 1992.
- [21] Späth, H., *Steuerverfahren für Drehstrommaschinen*, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1983.
- [22] Heumann, K., *Grundlagen der Leistungselektronik*, B. G. Teubner, Stuttgart (4., überarbeitete und erweiterte Auflage), 1989.
- [23] Meyer, M., *Leistungselektronik*, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1990.
- [24] Bühler, H., *Convertisseurs statiques*, Presses polytechniques et universitaires romands, Lausanne, 1991.
- [25] Michel, M., *Leistungselektronik*, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1992.
- [26] Schmidt, I., "Analysis of converter-fed synchronous motors," *Control in Power Electronics and Electrical Drives*, IFAC Symposium, Düsseldorf, pp. 571–85, 1974.
- [27] Steimer, P. K., "Redundant, fault-tolerant control system for a 13 MW high speed drive," *3rd Int. Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives* (IEE in association with IEEE), London, July 1988.
- [28] Stemmler, H., H. Kobi, and P. Steimer, "A new high-speed controller with simple program language for the control of variable-speed converter-fed AC-drives," paper presented at the IEEE Power Electronics Specialists Conf., Gaithersburg, MD, June 1984.
- [29] Cossì, A., "Evolution de la locomotive à thyristors à la S. N. C. F.," *Elektrische Bahnen*, Vol. 79, nos. 1 and 2, 1981.
- [30] Vorser, Ph. Latair, N. F. W. O., "Digital simulation of the six-pulse current-fed converter with asynchronous motor," *IEEE Ind. Appl. Soc. Conf.*, pp. 824–30, 1979.
- [31] Graham, A. D., R. L. Lattimer, and J. G. Steel, "Capacitor compensated variable speed drives," *IEEE Conf. EMD*, pp. 339–343, 1989.
- [32] Turnbull, F. G., "Selected harmonic reduction in static DC and AC inverters," *IEEE Trans. Communications and Electronics*, Vol. 83, pp. 374–378, 1964.
- [33] Patel, H. S., and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, Pt. I. Harmonic elimination," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-9, pp. 310–317, 1973.
- [34] Oliver, James, et al., "Application of high speed, high horsepower, ASD controlled induction motors to gas pipelines," *Proc. EPE.*, 1993.
- [35] Bayer, K. H., H. Waldmann, and M. Weibelzahl, "Field-oriented close-loop control of a synchronous machine with the new transvector control system," *Siemens Rev.*, Vol. 39, pp. 220–223, 1972.
- [36] Nakano, T., H. Ohsawa, and K. Endoh, "A high performance cycloconverter-fed synchronous machine drive system," *Conf. Rec. IEEE-IAS Int. Sem. Power. Conv. Conf.*, pp. 334–341, 1982.
- [37] Nakajima, T., M. Tamura, and E. Masada, "Compensation of non-stationary harmonics using active power filter with Prony's spectral estimation," *PESC 88 Record*, pp. 1160–1167, April 1988.
- [38] Stemmler, H., "Power Electronics in Electric Traction Applications," *IECON '93 Rec.*, pp. 707–713, 1993.
- [39] McMurray, W., "Efficient snubber for voltage-source GTO inverter," *IEEE*

- Trans. Power Electron.*, Vol. PE-2, no. 3, pp. 264–272, July 1987.
- [40] Undeland, T. M., "Snubber for pulse width modulation bridge converters with power transistors or GTO," *Int. Power Electr. Conf. (IPECD)*, Tokyo, pp. 313–323, March 1983.
 - [41] Holtz, J., "Pulsewidth modulation—a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 39, no. 5, December 1992.
 - [42] Malesani, L., and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters—a survey," *IEEE Conf. Ind. Elec., Control and instrumentation, Record*, pp. 670–673, 1993.
 - [43] Holtz, J., and E. Bube, "Field-oriented asynchronous pulsewidth modulation for high performance AC machine drives operating at low switching frequencies," *IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting Rec.*, pp. 412–417, 1988.
 - [44] Holtz, J., and B. Beyer, "Off-line optimized synchronous pulsewidth modulation with on-line control during transients," *EPE Journal*, Vol. 1, no. 3, pp. 193–200, 1991.
 - [45] Takahashi, I., and H. Mochikawa, "A new control of PWM inverter waveform for minimum loss operation on an induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 21, no. 4, pp. 580–587, 1985.
 - [46] Stemmler, H., and T. Eilinger, "Spectral analysis of the sinusoidal PWM with variable switching frequency for noise reduction in inverter-fed induction motors," *IEEE Power Electronics Specialist Conf. Rec.*, pp. 269–277, 1994.
 - [47] Depenbrock, M., "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
 - [48] Franz, P., and A. Meyer, "Digital simulation of a complete subsynchronous converter cascade with 6/12-pulse feedback system," *Trans. IEEE*, PAS-100, pp. 4948–4957, 1981.
 - [49] Stemmler, H., and A. Omlin, "Converter controlled fixed-frequency variable-speed motor/generator," *Proc. 1995 Int. Power Electronics Conference, IPEC-Yokohama*, pp. 170–176, 1995.
 - [50] Tang, Y., and L. Xu, "A flexible active and reactive power control strategy for a variable speed/constant frequency generating system," *PESC*, 1993.
 - [51] Kudo, K., "Japanese experience with a converter-fed variable speed pumped-storage system," *Hydropowers and Dams*, March 1994.
 - [52] Arsudis, D., "Doppeltgespeister Drehstromgenerator mit Spannungszwischenkreis-Umrichter im Rotorkreis für Windkraftanlagen," *Dissertation*, Braunschweig, 1989.

第8章 电力电子和运动控制系统仿真

Ned Mohan, William P. Robbins, Lars A. Aga,
Mukul Rastogi, Rajendra Naik

8.1. 引言

8.1.1. 电力电子环境

电力电子与运动控制系统,就是利用各种电路来实现各种应用场合的电功率控制[1]。在该研究领域,已经历了近30年充满生气的演变过程[2]。近来,这些系统在其拓扑形式和控制方面已趋于成熟,而硬件却仍在继续演变[3]。它的成熟是造成其在70~80年代得以大量渗透到各应用领域的部分原因。90年代,应用市场已扩大到:计算机和通信设备,它要求的是低电压DC电源和电磁兼容性(EMI)[4];电动汽机车运输,它要求的是可调速传动和电池充电器;与供电有关的应用如柔性交流输电系统(FACTS—Flexible AC transmission systems),它所需要的是特大功率的电力电子设备[5,6]。本章陈述有关电力电子与运动控制系统仿真方面的应用展望,讨论在科研、教学和设计过程中用到的仿真的基本原理,强调仿真的系统方法;并通过一些简单示例扼要介绍一些广泛应用的仿真程序。

8.1.2. 仿真的意义

电力电子系统新的设计是体现新应用的典型示例,产品技术规格的非标化是由于用户的不同要求而引起的。精确的仿真对于大量减少设计和实验模拟的费用,从而减少总体成本和缩短从构思到产品过程的滞后时间是非常必要的[7]。

在设计阶段使用仿真有许多好处,这里列举几点[8]:

(1) 仿真能很好地为教学目的服务。使设计人员熟悉电路及控制是怎样工作的,这是一种十分有效的方法。

(2) 通过仿真可以提供系统性能的数据资料,给人以深刻印象,这些会给一个公司增添竞争的法码。

(3) 仿真通常比在实际电路中做实验便宜得多。仿真可以发现系统原型中存在的问题、确定最优参数,从而增加样机首次应用成功的可能性[9]。通过仿真,还可以设定多组参数组合来优化系统性能指标。

(4) 新的电路构思和参数变化(包括元件偏差)都很容易地用仿真来试验,电路拓扑形式可以不费气力地加以改变,并且不需要临时寻找元件。

(5) 在研究初期,一些寄生效应如杂散电容、漏感等,最好忽略。这些效应的影响是重要的,只有在理解其基本原理后再予以考虑。在实际电路中,为弄清电路的基本性能而不去考

考虑杂散电容、漏感的影响,这是办不到的。

(6) 在电路不同点上的仿真波形很容易监测到,而且没有测量噪声(和其他噪声源)问题。随着开关频率的增加,实验室测量变得也更为困难,但仿真可得到比测量更精确的结果[9]。

(7) 在实验室由于安全原因或是由于成本问题而不能进行的破坏性实验,可以很容易通过仿真来做,对故障和异常情况下的响应也可进行全面分析。

(8) 在电路的工作原理和电压、电流波形完全理解之前,对元件的电压、电流额定值作出规定是很困难的,而在仿真中则不需元件额定值。

(9) 为了集中研究电路的特定部分可对部分电路进行简化,而这些在实验室电路结构上是不可能实现的。

(10) 通过仿真可以预测同一配电网数台变流装置之间的相互影响,不通过仿真来做几乎是不可能的,而且肯定非常昂贵[10]。

怎样构造仿真,以便能回答适当的问题,这是仿真的一个重要方面。每一问题需要在仿真中确定一侧重点。例如,在计算寄生效应所产生的元件应力时,对元件和寄生效应需要在几个开关周期内进行详细模拟,而系统对控制输入的动态响应特性可以忽略。在一次仿真中要回答出所有问题通常是不可取的。

8.2. 设计过程的仿真

图 8-1 所示是一个典型的设计过程,这里仿真被用来完善硬件样机[9]。该设计过程是从一个功率变换器的设想入手的,根据这个基于系统性能指标、技术限制和过去的经验的设

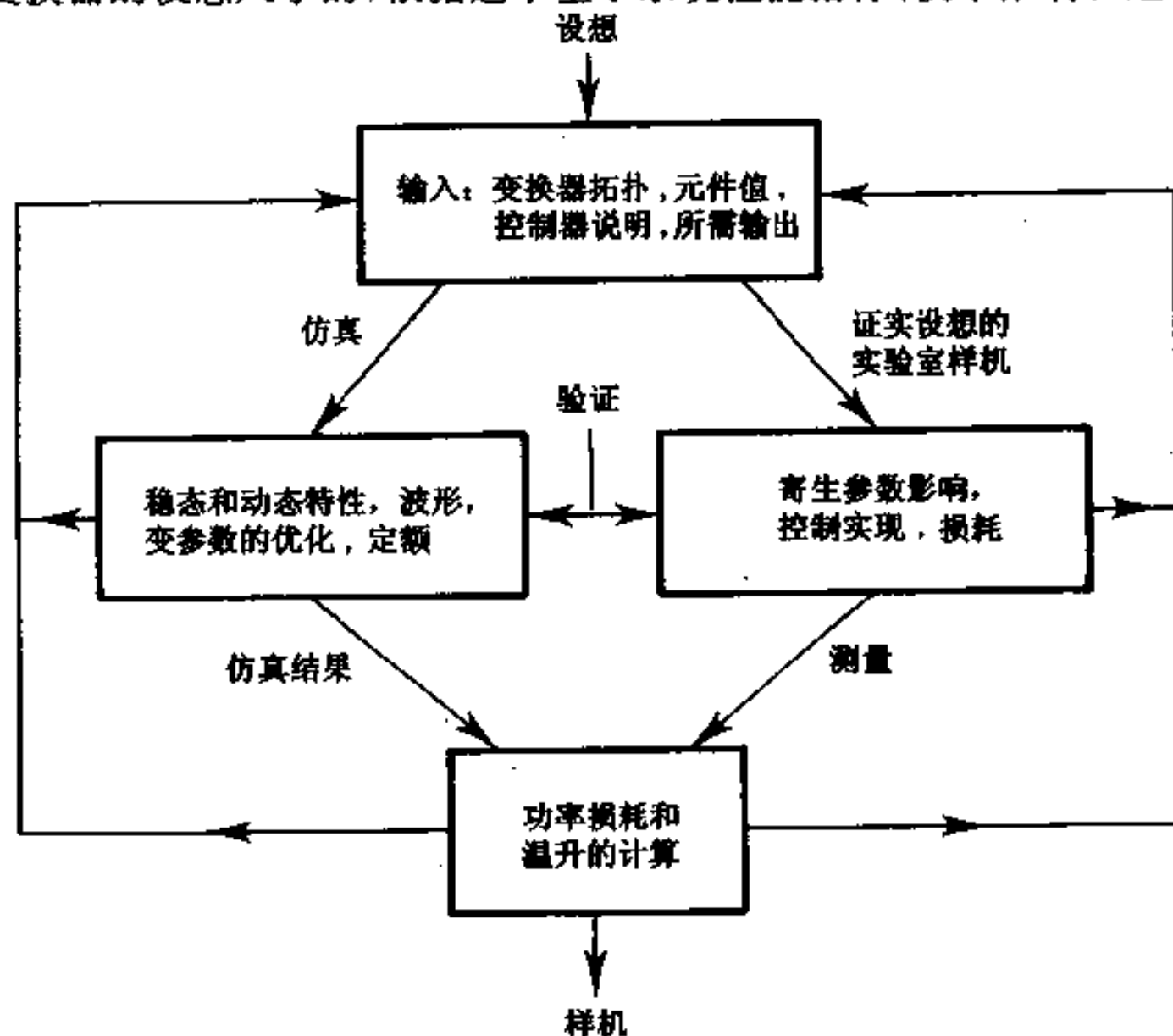


图 8-1 设计过程的仿真

想做出一个拓扑选择,其合理性通过仿真来验证。

下一步是电路设计阶段。这里,设计人员要完成较详细的分析以选择合适的元件。这包括各种电子电路的仿真分析、稳定性研究、暂态响应和动态响应、起动和关断特性的预测,以及初步的热计算,这些手工计算通常由基于计算机的工具来辅助完成。

实验室样机的线路图及其实现可用仿真同时完成。在造好样机后,对照原设计的技术条件进行试验和验证,有时也与分析结果做比较。这种试验通常是调试过程,它被用来修改原设计,或在大多情况下被用来完善原设计中忽略掉的设计细节。

在制作实用样机之前,必须完成设计过程中的另一步。这最后一步包括电路中功耗和温升的计算与测量。这一步是必要的,以确保在设计中采取的冷却措施合适。

8.3. 频域和时域分析

要了解系统性能,通常既要进行时域分析又要进行频域分析。例如,以图 8-2 所示框图中的电机传动为例子,若要研究作用于电机的电力电子变换器开关动作过程,就需要进行时域分析。由于有开关动作,因此网络是一个时变结构,这就导致了 8.4 节所讨论的复杂仿真问题。

另一方面,如果仿真的目的是分析和设计控制器,则可在稳态工作点附近对控制器和电机模型线性化,并用频域 Laplace 传递函数来表示。频域分析适用于线性化假设有效前提下的小信号扰动分析,通常用于设计控制器和分析整个系统的稳定性和动态性能,也允许应用已有的控制理论技术。在频

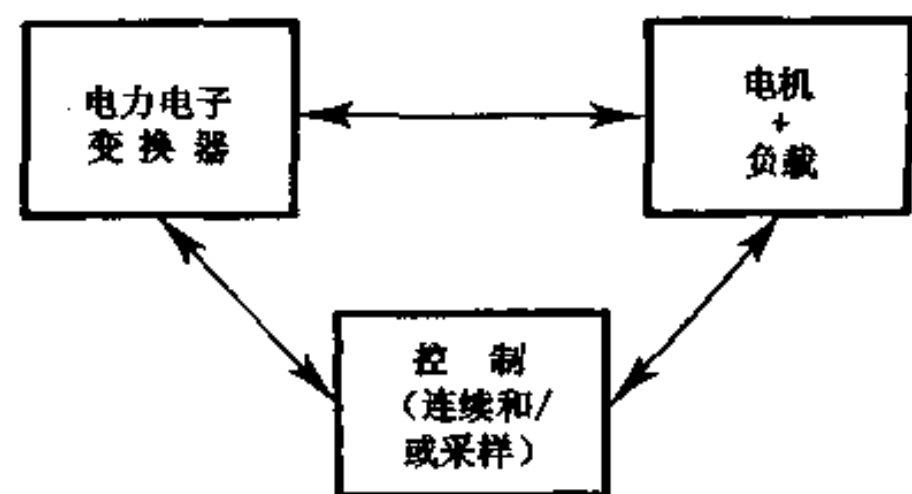


图 8-2 电机传动方框图

域分析方面的仿真能力现在几乎是所有通用仿真软件包的一个标准特征。许多软件包均含有设计功能,例如,根据规定的增益和相位裕量,仿真程序能设计出控制器。

然而,为研究大扰动下的非线性和饱和特性的影响,用时域仿真来验证控制性能是非常必要的。正是时域仿真需要做出更多的努力,使得仿真技术更有发展前景,因此,本章的余下部分侧重于讨论时域仿真。

8.4. 仿真面临的问题

电力电子与运动控制系统的仿真给仿真程序及其用户提出了许多问题。这些将在下面分节进行讨论。

8.4.1. 对仿真程序的要求

友好的用户界面 仿真程序对于数据输入和输出数据的处理必须要有一个便于使用的界面。

多层次模拟能力 在图 8-2 的电机传动仿真示例中,电力电子变换器采用电路元件模型的互连形式来描述。另一方面,电机和负载最好根据状态变量用微分方程形式来描述。最

后,连续控制系统和采样数据控制系统通常用其传递函数的函数形式来表示,或用描述输入输出之间特性的逻辑语句来表示。一个好的仿真程序应当具有容易实现的各种功能块。

精确模型 为了详细分析,仿真程序需要所有电路元件的精确模型,包括与供电有关的变压器模型和传输线模型。即使精确模型能得到,但要获知这些模型的参数值也是很困难的。寄生电容和寄生电感通常难以估计。

开关动作 固态开关(二极管、晶闸管和晶体管)的开关作用必须适当地处理,这些开关的开通与关断的瞬变过程取决于这些开关怎样去模拟,既可表示为一个强非线性也可作为一个时变结构的网络。

执行时间 仿真可能需要覆盖一个足够长的时间跨度,以观察具有大时间常数缓慢变化变量的影响。同时,仿真通常需要以小的时间步长来处理,以准确地再现具有小时间常数快速变化的变量。为在高开关频率下再现高分辨率的开关时间,通常也需要小时间步长。在这样的仿真过程中,就会导致若干个时间步长。为使执行时间保持在合理的范围内,通常需要一个具有变步长的高效方程解算器。

初始条件 在小信号电子学中的稳态工作条件是通过直流偏置来建立的,而与小信号电子学不同,在电力电子系统中就没有简便的方法来建立稳态工作条件。通常,各状态变量的初始估计值由用户提供,使系统进入稳态所需的时间可能是相当长的,这取决于初始估计值的精确程度。因此,用于电力电子的仿真程序必须允许用户设定初始条件。

8.4.2. 仿真工具应用问题

从前节讨论的对仿真工具的要求来看,显然,在承担仿真任务之前应仔细地考虑每次仿真的目的。一次仿真就想回答很多问题,这是初学者容易犯的一个共同毛病,这样会导致计算时间长、精度低,并且会丢失一些难以提取的信息。

文献[11]提出了关于多层次仿真方法的讨论,其中,对一个系统的分析要通过几次仿真来完成,每次仿真只评价一个特定情况。详细模型只用于研究系统的重要部分,其余部分用近似模型来表示。这样才能有一个合理的仿真时间,用户才能充分利用其有限的输出信息量。通过图 8-3 中所示的单位功率因数单相整流器的仿真过程来说明这一点。该电路是一个常用的拓扑电路,这里二极管整流器的输入电流是由一个升压 DC-DC 变换器控制的,产生的是一个具有可调输出直流电压,而输入基本上是单位功率因数的正弦线电流。

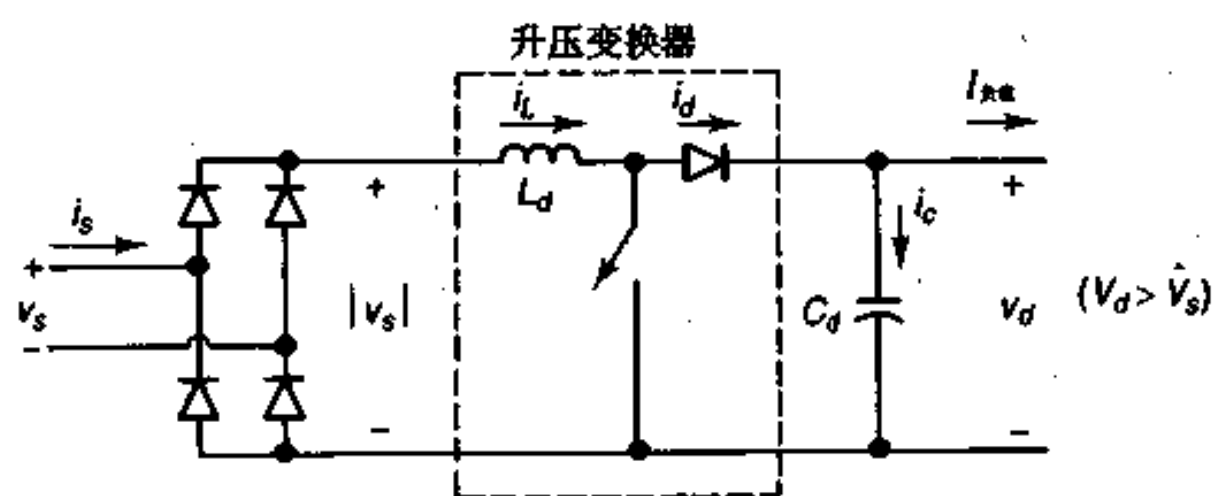


图 8-3 单位功率因数整流器的方框图

在这一多层次方法中,系统仿真从器件(元件)层到系统层,分成 5 个仿真层次[11]:

(1) 详细的电路建模。这里所使用的是器件的复杂模型,为的是获得器件应力并估计吸

收回路拓扑。在开环仿真(无电流和电压控制环)中只含有几个周期,这里升压变换器的输入电压假设为恒定的,选择负载和输入电压来表示峰值应力。

(2) 在下一个仿真层次中,详细的器件模型用理想二极管和开关的模型来代替,目的之一是评价斜率补偿对电流控制方案的影响。输入电压假设为一个整流的正弦波。整个系统仿真在几个电源周期内完成。此时电流控制环为闭环,而电压控制环为开环。

(3) 在下一更高层次的仿真中,采用平均 PWM 开关模型[12],控制器用函数模型表示,目的是要观察输入电流的稳态波形和输出电压中的纹波。由于开关频率特性为平均输出,因而仿真要用数十个电源周期才能完成。此时电流和电压控制环均为闭环。

(4) 为评价电压控制环的暂态响应和作用,其响应要比电流环慢得多。假设电流控制内环工作在理想状态。基于这个假设,导出功率平衡方程[13]。电流环被理想化,模拟的是电压控制环。此时的仿真可能要用数百个电源周期才能完成,以估计出系统的暂态响应。

(5) 在仿真的最后一个层次中,用于设计外电压环中的反馈补偿。此时,采用的是以整流电源周期平均的模型[13]。这种线性化处理产生的是一个时不变电路,它可在频域内进行仿真,用来设计反馈控制器,略去电流环对电压控制环进行模拟。然后,在时域中测试系统对大信号的暂态响应,如负载阶跃变化。

上述讨论清楚表明,如果整个系统在详细电路的层次上进行仿真,那么所需的计算时间和产生的信息量就会非常大,因此仿真必须分段进行。然而,说起来容易做起来难,道理是需要丰富的经验和洞察力才能研究出近似模型或利用已有的模型。它指的是需要专用的仿真软件包[14]或通用软件包中的专用模块。这些将在本章后面进行讨论。

只要仿真工具满足 8.4.1 节的要求,并且用户采用本节所讨论的系统方法,那么仿真是会成功的。

8.5. 仿真工具的分类及历史回顾

仿真的核心是描述系统的微分方程和代数方程,仿真程序的不同点主要在于怎样求解这些方程。其他的差异在于程序-用户界面(前置和后置处理器,图形能力),对此各仿真程序均有自己的特色。在下面各节中,提供各仿真程序的简要历史回顾及分类情况。

8.5.1. 暂态网络分析仪和直流(高压直流)仿真器

如 8.1 节所讨论的,由面包板组成的实验模拟有它的缺陷,在高电压时是不能用的。历史上,暂态网络分析仪(TNA——Transient networks analyzers)的研制是用来研究电力系统中开关浪涌和闪电浪涌的影响的[15]。TNA 是实际网络元件的小型化模型,运行在低电压和小电流下。为确保在缩小比例的系统模型中实际系统次要的寄生参数不会变得显著,就得做出一番努力。例如,输电线用集总元件来表示,晶闸管用晶体管来表示。如果要用到晶闸管,就得插入一个串联补偿电压,以部分地克服其电压降,目的是使每单位电压降保持逼真。TNA 的优点在于实时操作,因此,为了做“蒙特卡罗(Monte Carlo)”型统计研究,就得做若干次运行实验,例如断路器的开关时间是可变的。在现代 TNA 中,断路器用计算机控制的固态开关来表示,计算机指示断路器的打开和闭合时间(实际打开是在下一电流为零时刻)。计算机也用于数据存取和数据后处理。

在电力系统模拟中,TNA 仍在应用,它们的实时仿真能力也可用来对控制硬件在用于

现场实际系统之前进行的测试。例如,考虑晶闸管相控串联电容器(TCSC——Thyristor-controlled Series Capacitor),它通过传输线的串联补偿[16],实现网络阻抗的快速调节。这种应用的控制器需要事先在TNA上做性能测试。

高压直流(HVDC)仿真器是TNA特定应用的一个例子。在价值数百万美元的HVDC变换器装置用于实际控制之前,实时评价控制硬件是非常重要的。对于这样的应用,TNA还会继续在当地服务,由其拥有者使用,或有偿租借给其他用户。在将来,TNA将面临来自正在研制的实时仿真器日益激烈的竞争[17]。

8.5.2. 模拟和混合计算机

在具有快速计算系统方程能力的数字计算机应用之前,通常使用模拟计算机[18]。在模拟计算机中,所有系统变量都作为电压来处理,系统方程用积分器、加法和乘法器来求解。随着数字计算机功能的增强,混合计算机得到了发展。这里,用微分方程表述的连续系统在模拟机上求解,表述系统控制部分的代数和逻辑方程在数字计算机上求解,混合计算机的接口用于模拟计算机和数字计算机之间变量值的往返传递。

模拟计算机和混合计算机的让位可能是由于其不灵活、可靠性差和维护成本高造成的,同时,还需大量的系统准备时间。由于缺乏成熟的操作步骤,因而用户的经验起重要作用。

在60年代后期,为克服模拟和混合计算机仿真的缺点,人们做了有意义的工作,使这些仿真达到与用实验模拟或TNA类似的效果。基本思路是在硬件中用二端口电子模型实现网络元件,如电感,其电感值在计算机控制下可以变化。然后这些硬件模型差不多像实验模拟板上的元件一样连接到一起。这种方法称之为类比(analogy)仿真[19]。由于来自纯数字仿真的日益激烈的竞争,这种方法已不再使用。

8.5.3. 数字仿真器

随着数字仿真计算速度、存储容量上的快速发展,加上与之相关的价格上的优势,数字仿真正进入主导角色,将来也会是这样。

假定每个仿真器最终肯定是求解一组微分方程和代数方程,那么数字仿真程序依用户界面情况可分为以下两大类:①方程解算器程序;②面向电路的仿真程序。

方程解算器程序 在许多电力电子仿真问题上,方程解算器是非常有用的。例如,考虑图8-2所示电机传动例子,重点是电机-负载控制的动态特性,逆变器不需要详细地模拟,因此,逆变器可以假设是理想的。如图8-4所示,依据直流母线电压和逆变器开关状态,输出电压定义为 v_{aN} 、 v_{bN} 和 v_{cN} (相对于负直流母线 N)。然后,此简化系统以状态变量形式用方程来描述。控制器处理的可以是数字的,也可以是模拟的。一旦用微分方程或代数方程描述系统,就可选择下面讨论的几种方程解算器。

有几种高级计算机语言如FORTRAN、C语言等中的任一种可用来求解这些方程,有许多用于解算微分方程、矩阵变换和图形的程序库。

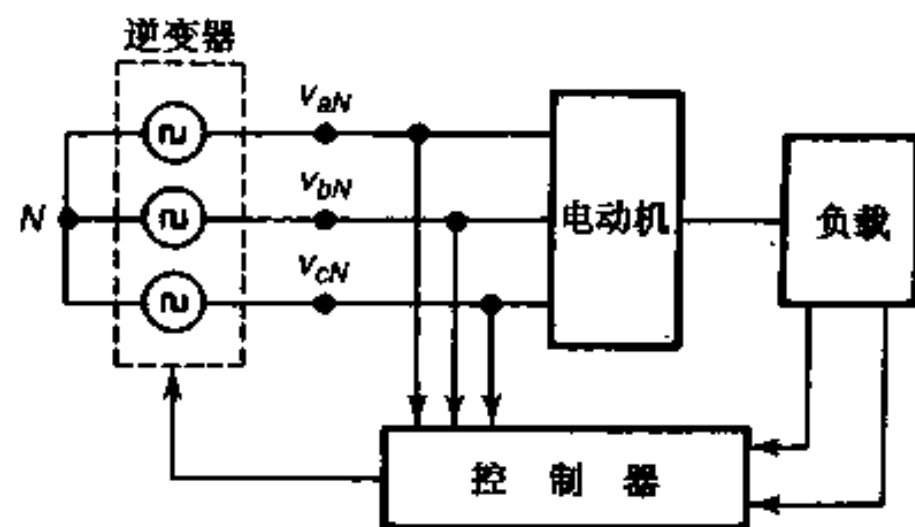


图 8-4 图 8-2 的简化电机传动系统

不管怎样,仿真使用像 MATLAB[20]、SIMNON[21]、ACSL[22]和 MATRIXx[23]这样的实用仿真程序比较容易些。这些程序设计目的是解决通用类的问题,而不是专用于电力电子与电机传动仿真问题的。要应用这些程序,用户必须以状态变量形式的微分方程来提供系统描述,这些程序能接受控制器传递函数,例如,以 Laplace 变换形式的传递函数。这些程序有内置积分程序,事实上用户可以选择合适的数值方法以匹配所求解问题的类型。

像 SIMNON 这样的程序允许划分为子模块系统,系统的各部分可以在不同的子模块系统中进行仿真,并通过一互连模块系统来规定各模块之间的连接[24]。

像 MATLAB 这样的软件包含有先进的工具箱,如用于控制系统分析与设计的神经网络工具箱和模糊逻辑控制工具箱[25]。在像 MATLAB 和 MATRIXx 的程序中,可以基于性能指标来设计控制器,然后转换成 C 语言形式,最终形成数字信号处理器(DSP)编程所需的汇编语言。这些程序现在大部分有图形界面,使得程序与用户较为友好,如与 MATLAB 相关的程序模块 SIMULINK。

在电力电子与电机传动控制系统仿真中,应用方程解算程序的严重缺陷之一通常是准备时间较长,另外,电路中稍有改变可能也需要花费很长的准备时间。作为例子,可考虑图 8-5(a)所示三相相控晶闸管变换器。

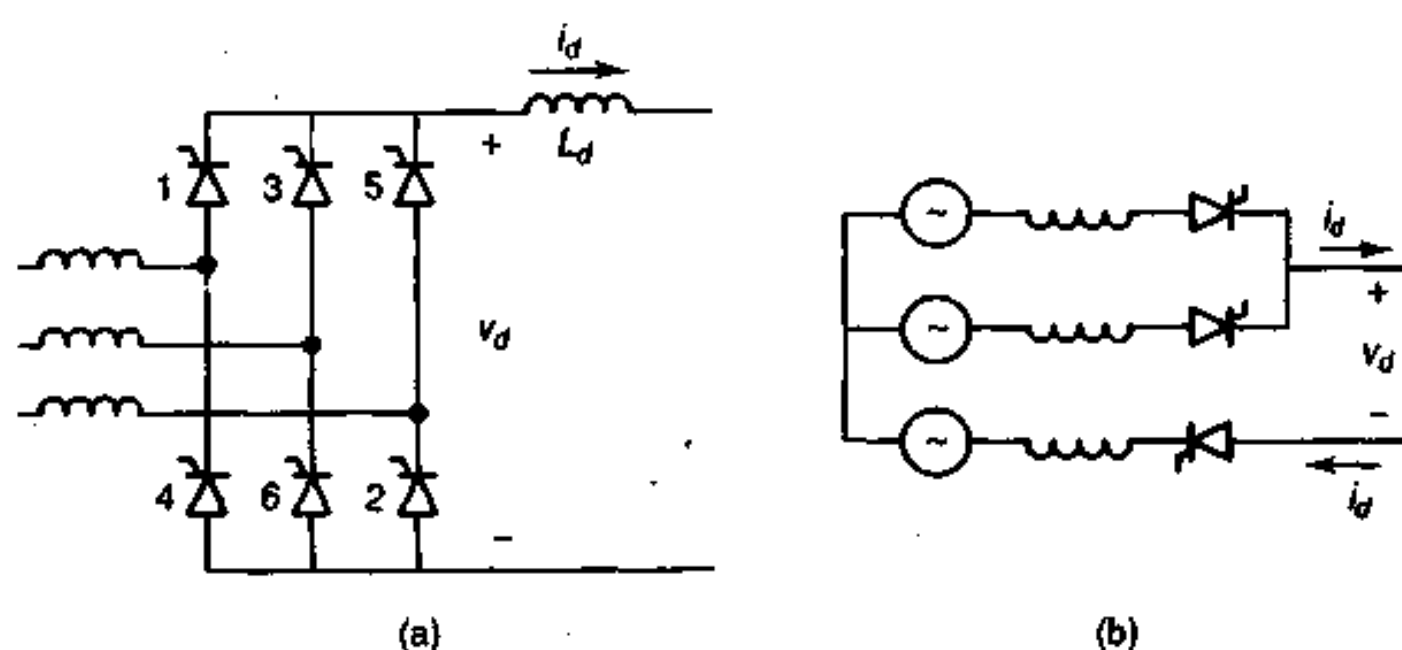


图 8-5 (a) 三相晶闸管变换器 (b) 中央处理的等效单元

要确定含有换流期以及异常情况下晶闸管导通的所有可能的组合是极为困难的,一个可能简化这种仿真的方法,称为中央处理法(central process method)。重复应用图 8-5(b)所示的等效子电路,这里的电压和电流变量取决于仿真所在的时间间隔[26]。此例说明了对这样一个简单电路使用方程解算程序的准备有多困难。

对特定的应用,当仿真需要是简单明了时,方程解算程序还是非常有用的。这里主要关心的是仿真速度和精度,而初始准备时间则相对次要。需要强调的是,当使用这些程序时,用户通常感兴趣的是系统的工作情况而不是器件动作的细节。

面向电路的仿真程序 在面向电路的仿真程序中,用户需规定电路元件模型的互连情况。有了这些,仿真程序本身就可形成系统方程,结果使准备时间大大缩短,也易于改变电路的拓扑。好的面向电路的仿真程序是多层次的,除面向变换器的描述外,也允许用户根据微分方程和控制器的描述,像在高级计算机语言中那样方便地自定义模型。

有许多有用的面向电路的仿真程序,一些是为电力电子与运动控制专门设计的,然而现

在最常用的两种仿真程序 SPICE 和 EMTF, 是分别为集成电路和电力系统开发的。

这些仿真程序, 每个都有自己独特的用户界面。在下列几方面它们也存在着不同点:

(1) 用于解算微分方程的数值积分; (2) 非线性的处理; (3) 变时间步长; (4) 中断点的搜寻; (5) 为了多层仿真目的, 可加入控制器和外部模型的难易程度; (6) 开关模型的处理。

在下面几节中, 对数值解问题做一简单回顾, 然后对面向电路仿真程序做一简单总结。

8.6. 数值解问题

在任何仿真中, 微分方程组和代数方程组需要作为时间函数来求解。因此, 问题可以以一般术语陈述如下: 已知当前时间步长 $t_n (=hn \text{ s})$ 下的解(电路变量的值)和以前的解, 求下一时间步长 $t_{n+1} (=t_n + h \text{ s})$ 下的解。这里, 时间步长 h 可以是固定的(由用户规定), 也可由程序本身确定。

应用下面讨论的数值积分程序, 并包括非线性时变元件, 通过节点法或修正的节点法可求得网络的代数方程[27]。这些非线性方程, 结合其他代数方程(如控制器)用迭代方法求解, 如结合高斯消去法的改进牛顿法, 或对系统矩阵的线性稀疏部分用 LU 因式分解法(L——代表下三角阵; U——代表上三角阵)。

8.6.1. 数值积分法

微分方程组通常可以写为:

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (8.1)$$

一般, 电力电子与运动控制系统的微分方程是高度非线性和“刚性”的。如果系统中电路时间常数很分散(特征值很分散), 则这个动态系统是“刚性”的。对“刚性”系统, 多年来已研究出许多一流的数值方法。但可以发现, 这些方法在电力电子电路仿真中并非都是有用的。根据精度、稳定性和执行时间, 只有几种方法是适用的, 这些方法是反向差分法(BDF 法), 如反向欧拉法(Enler)法、梯形法和隐含二步二阶 BDF 法(称为 Gear-2 法[27])。另外, 人们还可以用隐含龙格-库塔法, 像 SDIRK 法(singly diagonal implicit Runge-Kutta), 有关这些方法的详细情况见文献[28]和[29]。

表 8-1 总结了在时间步长 t_{n+1} 时刻的解及其导数, 为比较起见, 表中也包括了前向欧拉法。反向欧拉法、梯形法和 Gear-2 法都是隐合法, 因为它们需要 X_{n+1} 来求解。而 X_{n+1} 是需要精确计算的值, 这在线性电路里不是一个问题, 但在非线性电路中, 有必要用迭代法, 如牛顿-拉夫逊(Newton-Raphson)法来寻找非线性代数方程的解。

为估计截断误差, 设 X_{n+1} 为 Taylor 级数展开形式,

$$X_{n+1} = X_n + hX'_n + \frac{h^2}{2}X''_n + \frac{h^3}{6}X'''_n + \dots \quad (8.2)$$

这里, h 为积分步长。设 $\hat{X}_{n+1}$ 为由积分程序在 t_{n+1} 时刻计算出的近似值, 因而截断误差可表述为

$$\epsilon_{n+1} = X_{n+1} - \hat{X}_{n+1} \quad (8.3)$$

参考文献[30]给出了梯形法和 Gear-2 法(为二阶法)的误差, 其误差正比于三阶导数。

表 8-1

前向欧拉法(FE)、反向欧拉法(BE)、梯形法(TR)和
Gear-Shichman 法(Gear-2,GS)程序小结[30]

FE	$X_{n+1} = X_n + hX'_n$	$X'_n = \frac{X_{n+1} - X_n}{h}$	显式, 一阶, 单步
BE	$X_{n+1} = X_n + hX'_{n+1}$	$X'_{n+1} = \frac{(X_{n+1}) - X_n}{h}$	隐含, 一阶, 单步
TR	$X_{n+1} = X_n + \frac{h}{2}(X'_{n+1} + X'_n)$	$X'_{n+1} = 2\left(\frac{X_{n+1} - X_n}{h}\right) - X'_n$	隐含, 二阶, 单步
GS	$X_{n+1} = \frac{4}{3}X_n - \frac{1}{3}X_{n-1} + \frac{2h}{3}X'_n + 1$	$X'_{n+1} = \frac{3}{2h}X_{n+1} - \frac{2}{h}X_n + \frac{1}{2h}X_{n-1}$	隐含, 二阶, 二步

梯形法误差比 Gear-2 法误差稍小些。一阶法(前向和后向欧拉法)有较大的截断误差, 正比于二阶导数。

稳定性是全局性的, 它表示在某一步长下的仿真中所引入的误差在后来的仿真中是增长还是衰减。不稳定的积分方法将会放大误差(如果用一个充分大的时间步长)。有一些方法, 如梯形法有稳定性限制问题, 在这样的方法中如果步长比所限定的大, 则误差既不增长也不衰减。但是如果解出现振荡的话, 如在一个正确的平均值附近振荡, 则这样的仿真在电力电子中通常是无意义的。

为演示这种振荡现象[31], 考虑图 8-6(a)所示简单的假想电路, 选择电路的参考初始值和步长(为恒定值), 这样在 t_n 时刻对应于电流为零。在电流正好为零的时刻开关是打开的, 此后电路中电流为零, 电感电压也应当为零。应用表 8-1 的梯形法规则, 电感方程为:

$$i_L(t_{n+1}) = i_L(t_n) + \frac{1}{L} \int_{t_n}^{t_{n+1}} v_L(\zeta) \cdot d\zeta \quad (8.4)$$

结果为:

$$i_L(t_{n+1}) = i(t_n) + \frac{h}{2L} [v_L(t_n) + v_L(t_{n+1})] \quad (8.5)$$

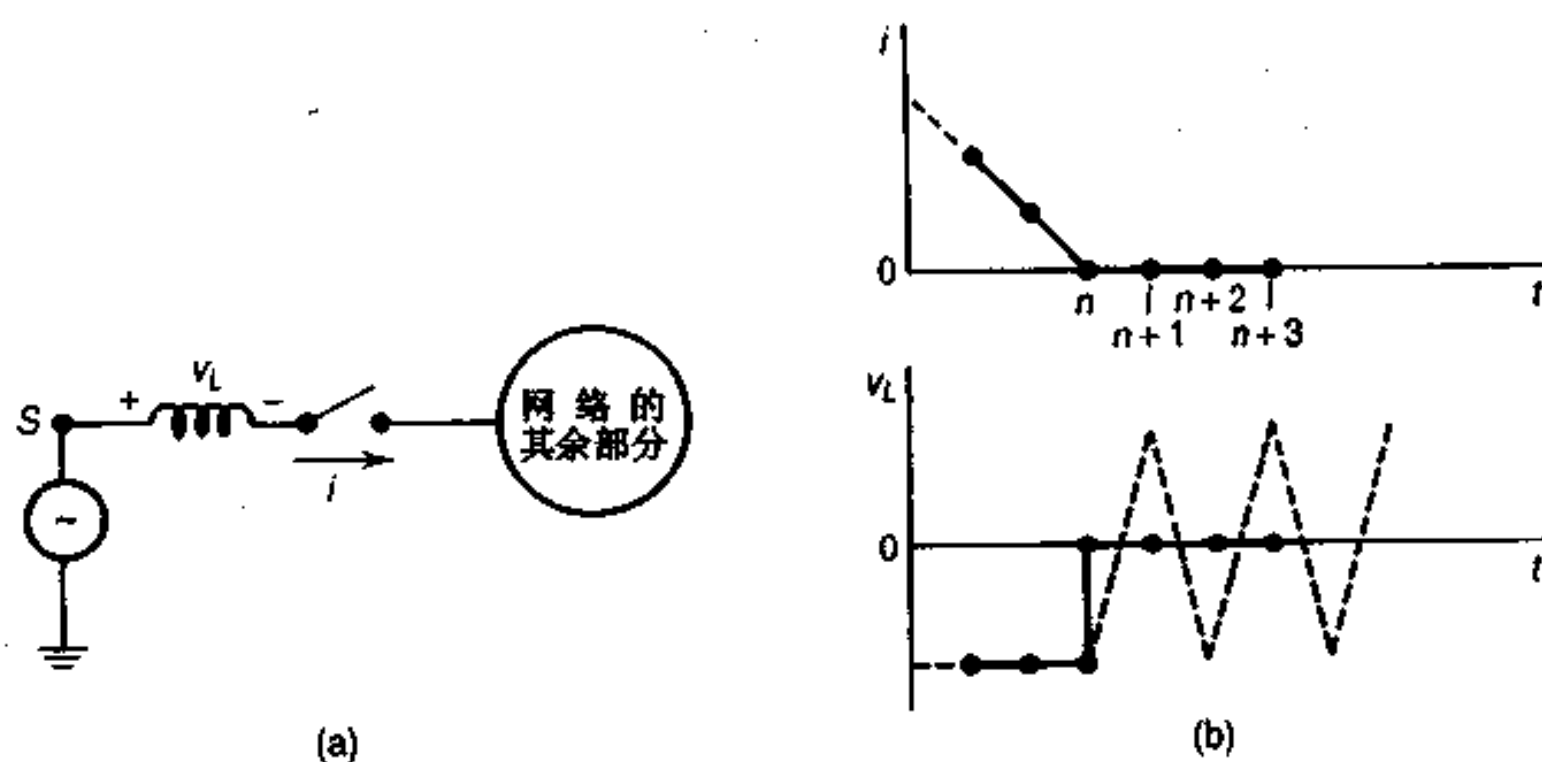


图 8-6 (a) 梯形积分规则 (b) 振荡

替换 $i_L(t_{n+1}), i_L(t_n), \dots$ 为零, 结果在 t_n 时刻开关打开以后,

$$v_L(t+h) = -v_L(t) \quad (8.6)$$

这就引起图 8-6(b) 所示的振荡响应。

由于梯形积分规则产生了难以接受的振荡响应, 针对这个问题提出了各种解决方法。在电路上“固定”(这样在积分程序中不会引起任何变化), 即在电感上跨接一个阻尼电阻作为“数字缓冲器”, 以消减这些振荡[31,32]。当然, 这个阻尼电阻应该是小的才会有效, 然而为不改变电路特性, 这个阻尼电阻必须是大的。文献[31]建议, 为有效抑制这些振荡应根据元件(L 和 C) 值和积分步长大小选择与电感并联和与电容串联的阻尼电阻值。同时提出在间断点上也应对数值积分程序做出相应修改, 并已实现这样的修改。这些修改措施之一是: 在开关打开前 $1/2$ 采样步长($h/2$) 时, 用反向欧拉法[33], 然后再转到比反向欧拉法精确些的梯形法, 由梯形积分规则引起的振荡问题的解决方法可以查阅文献[34,35]。

8.6.2. 非线性微分方程

在电力电子系统中, 由于元件饱和(因为元件值取决于与此相关的电流和电压) 和控制器限幅引入了非线性。例如, MOSFET 的输出电容, 它是所加电压的函数。在这样的非线性系统中, 系统微分方程可写为

$$\dot{x} = f(x(t), t) \quad (8.7)$$

方程式(8.7)的解可写为

$$x(t_{n+1}) = x(t_n) + \int_{t_n}^{t_{n+1}} f(x(\xi), \xi) d\xi \quad (8.8)$$

例如, 在方程式(8.8)中应用梯形规则来积分, 则有

$$x(t_{n+1}) = x(t_n) + \frac{h}{2} \{f[x(t_n), t_n] + f[x(t_{n+1}), t_{n+1}]\} \quad (8.9)$$

方程式(8.9)是非线性的, 不能直接求解, 这是因为在方程(8.9)式的右边 $f[x(t_{n+1}), t_{n+1}]$ 取决于 $x(t_{n+1})$ 。这样的方程用迭代程序求解, 可在较少的迭代次数内收敛到方程的解, 通常采用的迭代方法是牛顿-拉夫逊迭代法[31,32]。

8.6.3. 自动变步长控制

在许多仿真程序中, 都能找到自动变步长控制的应用, 其目的是减少计算时间且不损失精度。这是通过仿真期间明智灵活地选择步长来实现的。步长选择是这样的:

- (1) 使本次截断误差(LTE——local truncation error)比用户规定的误差小;
- (2) 避免发生迭代求解中的收敛问题。

本次截断误差, 是指在一次步长中由数值积分法引起的误差。仿真程序需对本次截断误差和收敛问题进行测定或估计, 以便能够选择合适的步长。收敛问题容易测定, 例如, 迭代次数是判断是否存在收敛问题的直接测定。本次截断误差是基于误差公式计算的, 对任何数值积分方法都可导出这些误差计算公式(如, 文献[28]或[29])。在上一轮计算步长下公式所给出的是误差的上界, 仿真程序将此估计值与用户规定的容许误差进行比较。

自动变步长控制方法基本步骤现可概括如下:

- (1) 如果迭代不能收敛, 用减小步长再试。
- (2) 如果以上次步长估计出的本次截断误差比规定的误差大, 则减小步长, 重新估算上次的解。

- (3) 如果上次步长下的迭代次数多,则接受新解,并在下次继续估算前减小步长。
- (4) 如果当前截断误差比规定的小得多,则接受此解,并在下次继续计算前加大步长。
- (5) 如果迭代次数“正常”,本次截断误差比规定误差稍小,就接受此解,用相同的步长继续计算。

在前述情况中步长增加或减小多少,不同仿真程序有不同的策略。不管怎样,上述这些陈述均说明了自动变步长控制的基本原理。

值得注意的是,全局误差即仿真从开始到结束的总误差,可以通过控制每次步长的本次截断误差来间接地进行控制,但这不能保证全局误差比本次截断误差与步长次数的乘积小,这是所有数值积分方法的共同特点。

8.6.4. 开关的处理

在电力电子仿真中,开关是用得最多的元件,因为所有半导体器件都可模拟为开关。开关模型对用于仿真程序中的数值编程是最难的事。它们可能引起收敛误差、波动的节点电压(奇异系统),和在自动变步长选择程序中出现非常小的步长,并且还可能引起8.6.1节所示的那样的数值振荡,因此,在仿真程序中慎重地处理开关模型是非常重要的。

有以下四类开关模型:

- (1) 理想开关模型;
- (2) 二值电阻开关模型;
- (3) 子电路开关模型;
- (4) 方程式开关模型。

在第一类理想开关模型中,开关简单地表示为开通状态下的短路模型和关断状态下的开路模型。从用户角度来讲,这是最简单可行的模型,但从数学角度来讲它又不是。如果不特别给予注意的话,系统方程很容易归结为一个奇异系统,即系统无解。典型的问题是电气隔离的子电路,它会出现波动的节点电压。通常产生的另一个问题是理想的短路,即电压源和电容的并联短路,然而这些问题可以通过仿真程序的拓扑校验或非常仔细的电路建模来克服。

在第二类模型中,开关被模拟为开通时的小电阻和阻断时的大电阻。从用户角度来讲,如果选择合适的开通和阻断电阻,则一个二值电阻模型与理想开关模型是等同的。这种模型通常不会引起像理想开关模型那样的问题。但也必须慎重,因为电阻值在开通时很小、在关断时很大,与数值舍入误差合在一起,可能导致像理想开关模型那样的问题。

前述二种开关模型的一个严重问题是在开关状态变化时引入了断点(不连续)。这些断点如果不予特别注意,在所有仿真程序中都会引起麻烦。例如,8.6.1节提到的梯形法中的振荡问题。如果要用到这些模型,需要注意的是对断点的检测,以避免这类问题的发生。

第三类开关模型,是在仿真程序中用通用模块构成子电路,典型的子电路由若干个受控源、电阻和非线性电容组成,这些模型通常能较为准确地描述开关特性。尤其是从一个状态到另一个状态变换过程的模拟。

第四类开关模型,是用一些非线性方程来描述开关,这些方程既可由程序来实现,也可由用户仿真程序中建模语言来编写。这种模型的精度只受对开关动作特性实际理解的限制和仿真程序本身的限制。

很难对后两种建模方法可能引起的数值问题做出一般性的评述。它们在很大程度上取

决于模型本身。不管怎样,对开关状态转换过程进行模拟,通常要做很大的努力。转换期间包括有很小时间常数的现象,这就迫使程序在通过开关瞬间采用很小的时间步长。然而这就减慢了仿真速度,例如,像反向恢复和高频振荡这样的现象肯定要求很小的时间步长,与忽略这种现象的仿真相比,需要额外的计算时间。

这后两种模拟方法也会引起收敛问题。开关状态的改变仍表现为准断点,即使这一改变模拟为从一状态到另一状态的转换。不像理想开关模型和二值电阻开关模型那样,后面模型所出现的问题不容易通过引入断点检测而得以减少。

前述的几种开关建模方法,不能说对所有各类仿真都是最好的。用什么模型必须基于所研究的现象来选择,从数值计算角度来讲,它们都是很难的。

不管怎样,在任何准备用于电力电子的仿真程序中,理想开关模型或者二值电阻开关模型应当说是适用的,它们和理想线性电阻一样是作为基本模型的。后面的开关模型对更细节的仿真是有用的。一般说来,理想开关模型或二值电阻开关模型易于实现,它们是最有效的,并能实现最快速的仿真。

8.7. 实用仿真程序综述

本节的目的是对在电力电子中广泛应用的一些仿真程序做一回顾。

8.7.1. SPICE

SPICE[27]是 California-Berkeley 大学在 70 年代早期为集成电路仿真开发的,SPICE 是 Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis(面向集成电路仿真程序)的首字母缩写词。它是低功率等级电力电子最广泛应用的仿真程序,例如,用于直流开关电源的仿真。SPICE 有几种商业版本,但都是利用原版并经后续的开发研制出来的,因为来自 California-Berkeley 大学的程序标准是非常有效的。各版本之间的主要不同点在于可用的模型数和子电路库数、图形预处理和后期处理能力、控制器特性模型规定的难易程度等。有些商用版本设法改善了程序在处理诸如电力电子和电机传动这样的“刚性”系统时涉及的收敛问题。

SPICE 程序既可提供时域仿真,又可提供频域仿真。在时域分析中,电路方程是用节点法建立的。动态元件(电容和电感)用伴随模型[36]来模拟,这就得到一组在各仿真点上待解的代数方程,用 LU 因式分解来求解代数方程的稀疏矩阵,解法取决于待解系统的类型:

- (1) 时不变线性系统:用高斯消去法求解;
- (2) 时不变非线性系统:用重复线性化法并应用方法 1 来求解;
- (3) 时变非线性系统:反复地变换到时不变非线性系统,并反复应用方法 2 求解。

根据误差估计公式由程序自动调整时间步长。时间步长一直在调整,目的是将仿真切点放在各段线性源的“拐角”。在 SPICE 程序中,电压型开关用非线性电阻模拟。该程序可以在电路元件中和在控制器内处理非线性,但不搜寻断点。程序中的梯形法或 Gear 积分法可供选用。

对于大部分 SPICE 商用版本,可以作如下说明。SPICE 应用的普遍性有几个原因,容易使用且借助图形预处理器使用就更加方便。许多大学课程和电路及电子学方面的大学教科书均编入了基于 SPICE 的例子和练习,熟悉 SPICE 有利于在电力电子学课程中使用。毕业后,他们还可在工作中继续使用 SPICE。

由于 SPICE 是为集成电路仿真开发的,因而 SPICE 在电力电子应用中有几个缺点。如果电路中或在控制器中有陡的断点,那么电力电子的仿真解就难以收敛。在这方面,发现选用 Gear 法是优于梯形积分法,但解决此问题几乎没有什么规则可循[37]。陡的断点,如果是由于开关动作产生的断点,会引起程序减小时间步长到很小的值,从而导致过长的执行时间。如果不分析开关动作细节而只感兴趣于系统性能,则可采用的一种解法是“软化”断点,如设一 R-C 数字缓冲器与该开关并联[1]。从下节的讨论可以看到,SPICE 中的器件模型用于电力半导体器件是不够精确的,难以确定控制器的性能模型,也难以与用户根据微分方程自己定义的模型相连接。

基于 SPICE 的熟悉面广、易于应用、有大量的可用器件模型库和可购买性,SPICE 在今后将继续得到广泛的应用。

8.7.2. EMTP

EMTP[38]是 Bonneville 电力管理局(Bonneville Power Administration——BPA)研制的用于电力系统电磁暂态分析的仿真软件。EMTP 是 Electro-Magnetic Transients Program (电磁暂态程序)的首字母缩写。为了仿真高压直流输电系统,程序中增加了模拟二极管和晶闸管等开关器件的能力。BPA 完成 EMTP 是无版权限制的,像 SPICE 程序一样,现在有几种 EMTP 版本已用于个人计算机。所有版本的程序都掺入了 BPA 的 EMTP 原版的大部分功能。

EMTP 基于梯形积分规则,用伴随模型作为动态元件,用节点法建立方程,用稀疏矩阵和 LU 因式分解法[39]来解代数方程。积分步长由用户指定,并在整个仿真中保持不变。和 SPICE 不同的是,SPICE 中的开关用非线性电阻表示,而 EMTP 中的开关则表示为:当关断时为开路;接通时为短路,将两个相关连的节点合并为一个。EMTP 有强大的然而相对容易的方法,用以在一个称之为 TACS 的模块(现在又有另一个称之为 MODELS 的模块)内确定控制器。

正如所期望的那样,EMTP 是电力系统中高电压等级的电力电子仿真应用最广泛的程序,这里感兴趣的是系统级的运行情况而不是个别开关的细节。EMTP 的普遍应用有几个原因,数十年来由于许多积极活动的用户组织的努力,EMTP 已成为电力系统模拟的工业标准。因此,它包含有用于变压器和传输线的模型,这些模型是通过现场测试证实的。它也有用于各种电机的模型。二极管、晶闸管和开关模型的通用性,再加上易于应用的控制器,使得 EMTP 成为这方面应用的强大工具。

在电力电子模拟中,尤其是低功率等级的,有一些缺陷限制了 EMTP 的应用,在这种情况下 EMTP 的电力系统模拟能力通常是不重要的。其限制之一是,所用积分步长为固定的,它不能充分利用电路“惰性”来增加时间步长。像前面讨论的那样,梯形积分规则会随着开关动作而产生数值振荡问题。前面讨论的抑制这种振荡的一些方法肯定要用到,否则,仿真将会是错误的。同样,EMTP 程序在求解控制器的模块中,也引入了输入到输出的单位步长延时。

EMTP 是一个不断发展的软件,拥有推动其发展的大量资源,因此,它有望继续作为电力系统中电力电子仿真方面的工业标准。

8.7.3. MATLAB/SIMULINK[20,40]

如果我们选择一种方程解算器,那么我们就必须自己写出微分方程和代数方程,以描述

各种电路状态、逻辑表达式和决定电路状态的控制器,然后把这些微分方程、代数方程作为时间的函数求解。

在最基本的格式下,我们可以用任何一种高级语言如 FORTRAN、C 语言或 PASCAL 来编程求解这些方程,也可以调用这些语言中的一些含有特定应用的程序库,如完成积分或矩阵求逆的子程序。但是,使用像 MATLAB 或许多其他种类的软件包则要方便得多,这些软件包可提供许多方便的功能,每一种软件都有各自使用的语法,也有某些各自擅长的应用领域。

MATLAB 程序可以方便地完成数组和矩阵变换,例如, $y = a \cdot * b$, 得到 y , 这等于两个矩阵 a 和 b 的对应元素的乘积。类似地求一个矩阵的逆,所要规定的只是 $Y = \text{inv}(X)$ 。强有力的图形程序是内置的。MATLAB 也具有各种库,称之为工具箱,可用来解决某些特定类型的问题,例如神经网络工具箱,可供层数和互连数不受限制的仿真。神经元可以用 Sigmoid 函数、线性函数、限幅函数或能胜任的传递函数来模拟。工具箱含有实现若干种网络的功能,其中包括 BP 网络、Hopfield 网络和 Widrow-Hoff 网络。

Simulink 是另一种用于图形输入和非线性动态系统仿真的工具箱。它是由大量的积木式模块组成的,可用于以这些模块为基本单元的控制系统仿真。其他的一些功能,还包括 7 个积分程序和平衡点的确定。

MATLAB 广泛应用于工业领域,这些程序也可用于控制系统和信号处理方面的大学生课程教学。因此,在学习电力电子课程之前,学生通常已熟悉了 MATLAB。即便不是这样,也会很快学会它的应用,特别是通过例子来学习。

8.8. 仿真器能力举例说明

在这一节里,通过几个简单的例子来说明几个广泛应用程序的能力。

8.8.1. 用 PSpice 再现开关动作

第一个例子,是用 SPICE 说明开关型电力电子变换器的仿真。有几种商用版本的 SPICE 程序,可运行在几种普及的操作系统下的个人计算机上。一种商用版本 SPICE 称之为 PSpice[41]。在 PSpice 中包括了许多另外的功能,从而使得它成为一个多层次仿真器,其中,控制器可以用它的特性模型来表示,即用其输入-输出特性来表示,而不用借助于器件级仿真。还可选择通过画电路图的方式输入数据。PSpice 除了在工业上应用外,也已普遍用于电路和电子学的大学生核心课程的教学,因此,有许多学生都熟悉 PSpice。PSpice 流行的原因之一是其通用性和能够享受免费的计算(教学)版本,就是这个计算版本 also 具有很强的电力电子仿真功能。

为了说明怎样将电路信息转换成面向电路的通用仿真程序,这里举一个非常简单的例子。详见图 8-7 电路,这里开关在开环条件下的脉宽调制控制信号,是由控制电压与高频锯齿波的比较结果产生的。注意:这需要分开再现二极管和开关。如果电路中的电感电流变成断续,则该面向电路的仿真器会自动予以考虑。在这个仿真中,二极管用 PSpice 程序中的一个简单内置模型表示;开关器件用简单的受控电压开关表示。在像 PSpice 这样的面向电路的仿真器中,如果想要研究开关过程的细节则可改用详细的器件模型。

作为第一步,必须给图 8-8(a)所示的电路图指定节点号,其中,一个节点必须选定为地

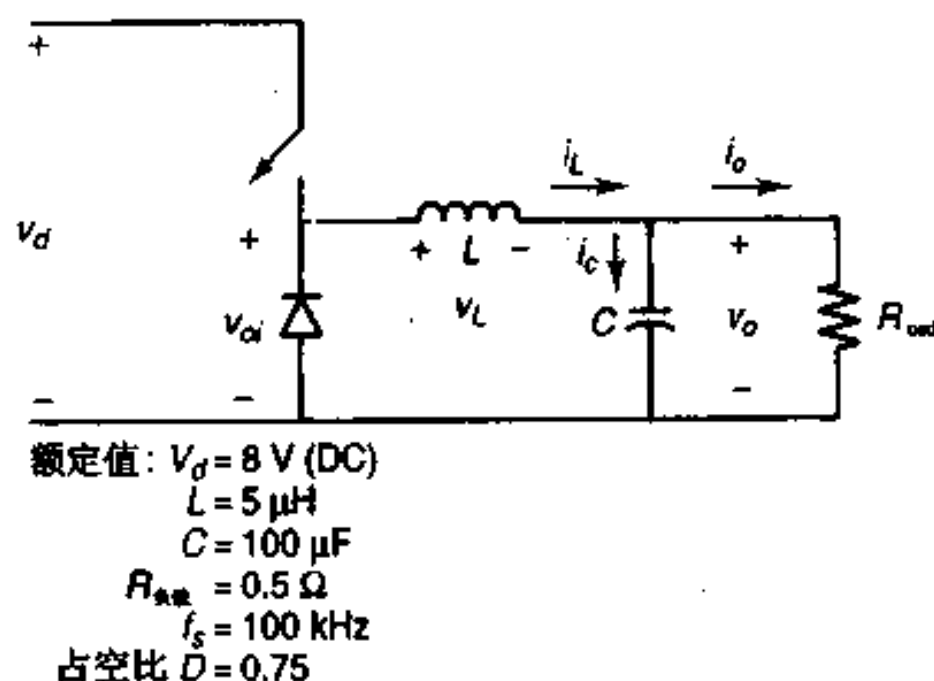


图 8-7 降压 DC—DC 变换器

(“0”)。晶体管用受控电压开关 SW 来模拟,其开关状态由其控制端的电压来确定。在开通状态,控制电压比 $V_{ON}(=1\text{ V 缺省值})$ 高,开关有一小通态电阻, $R_{ON}(=1\text{ }\Omega$ 缺省值)。在阻断状态,控制电压比 $V_{OFF}(=0\text{ V 缺省值})$ 低,开关处于断态,用大的电阻 $R_{OFF}(=1\text{ }\Omega$ 缺省值)表示。当然,缺省值是可选的,用户可采用任何其他较合适的值。

产生开关频率锯齿波形的子电路示于图 8-8(b)。PSpice 的输入电路文件清单示于附录 A1。仿真输出波形用 PSpice 的图形后处理器(称为探头)绘制,结果波形是众所周知的,因此没有示出。

8.8.2. 用 EMTP 再现晶闸管变换器

ATP(Alternative Transients Program)是 EMTP 的一个版本,在 MS-DOS 操作系统下的个人计算机上也是通用的[42],类似于 SPICE。EMTP 用梯形积分方法,但积分步长保持不变。由于各种电力系统元件如三相传输线等有内置模型,因而 EMTP 是电力系统模拟电力电子的强有力的程序。与 SPICE 相比,EMTP 中的开关处理是很不同的。当开关闭合时,对应于开关的端节点行和列(在网络矩阵中)加到一起。EMTP 有强大的能力来再现模拟和数字控制器,可用与高级语言几乎同样容易的方法来指定控制器。电网络 and 控制器可以在每一时间步长下往返传递各变量值。在时间步长 Δt 内的控制通常形成合理的执行(运行)时间。EMTP 非常适合用做复杂电力电子系统的系统级分析,这里,适合用理想开关模拟器件,用传递函数或逻辑表达式来表示控制器。

图 8-9(a)所示简单变换器可用 EMTP 的 ATP 版本来模拟。程序中有一个理想化的晶闸管内置模型,晶闸管的触发角通过控制电压与锯齿波的比较获得,并与输入 AC 电压同步,如图 8-9(b)所示。EMTP 中的电气网络模拟,类似于 SPICE,要求对节点编号并指定电路元件,如附录 A2 列出的程序那样。决定触发角的控制器表示为一个特定模块,此模块的输入来自电网,即电压、电流值和开关状态,输出给电网的是晶闸管门极脉冲。如图 8-10 所示,控制器分为多个子模块;一个斜坡(锯齿波)发生器(文件名:RAMPGEN.MOD),一个产生晶闸管门极脉冲的模块(锯齿波与控制电压相比较产生门极脉冲)(文件名:CONT.MOD)和控制器与电路接口的外层壳。同样也未给出其众所周知的仿真结果。

8.8.3. 感应电动机传动的磁场定向控制

为演示 PSpice、MATLAB/SIMULINK 和 EMTP 的仿真能力,我们选择磁场定向感应

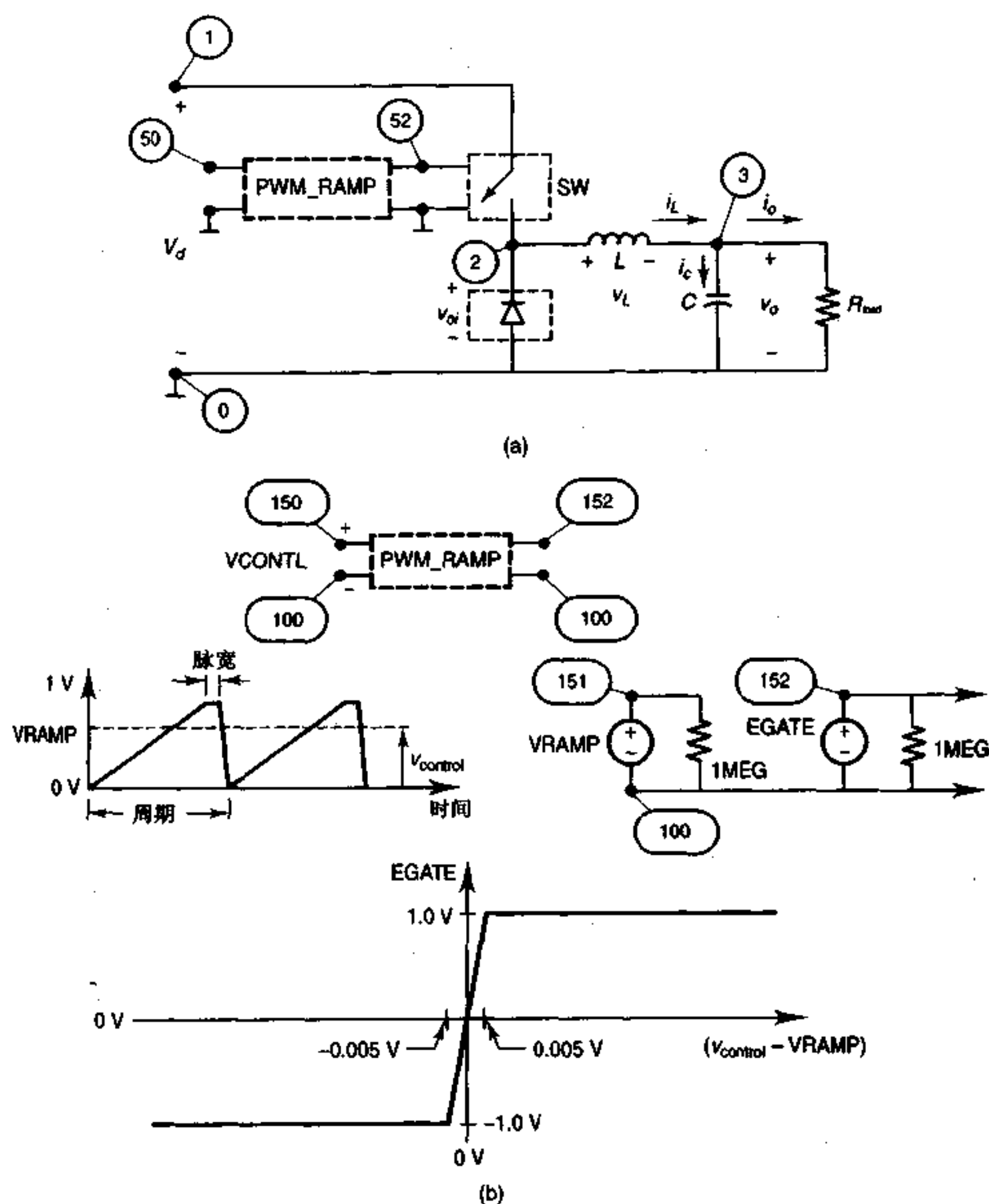


图 8-8 (a) 图 8-7 的 PSpice 电路 (b) PSpice 中的锯齿波发生器

电机传动作为例子。在讲述程序和结果之前,先对系统方程进行描述:

引言 在模拟感应电机时先作下列简化假设:

- (1) 气隙磁通正弦分布;
- (2) 电机磁路工作在线性区,没有任何磁饱和;
- (3) 定子绕组星形连接,中性点不接地;
- (4) 假设为 2 极电机,但结果可方便地扩展到任意极对数;
- (5) 定子绕组匝数等于转子绕组匝数。

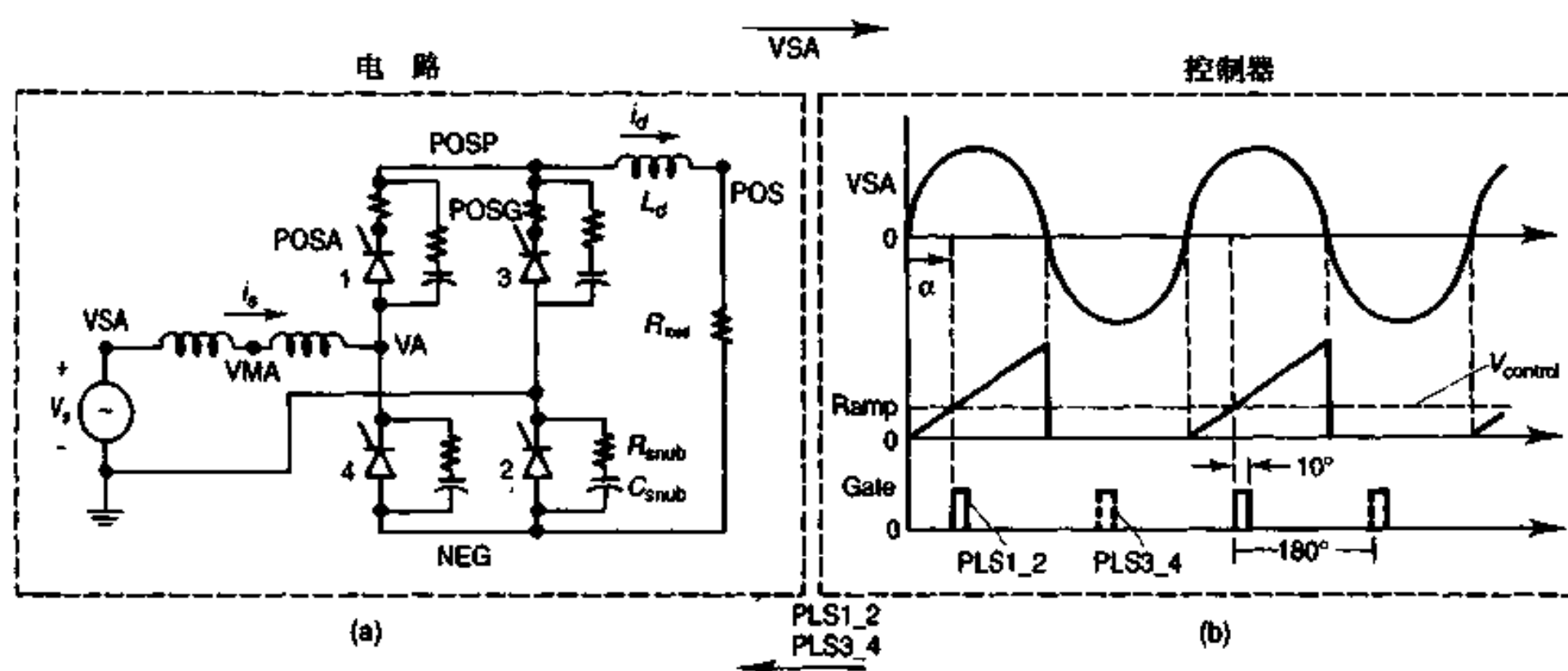


图 8-9 用 EMTP 的 ATP 版本对晶闸管变换器进行的仿真

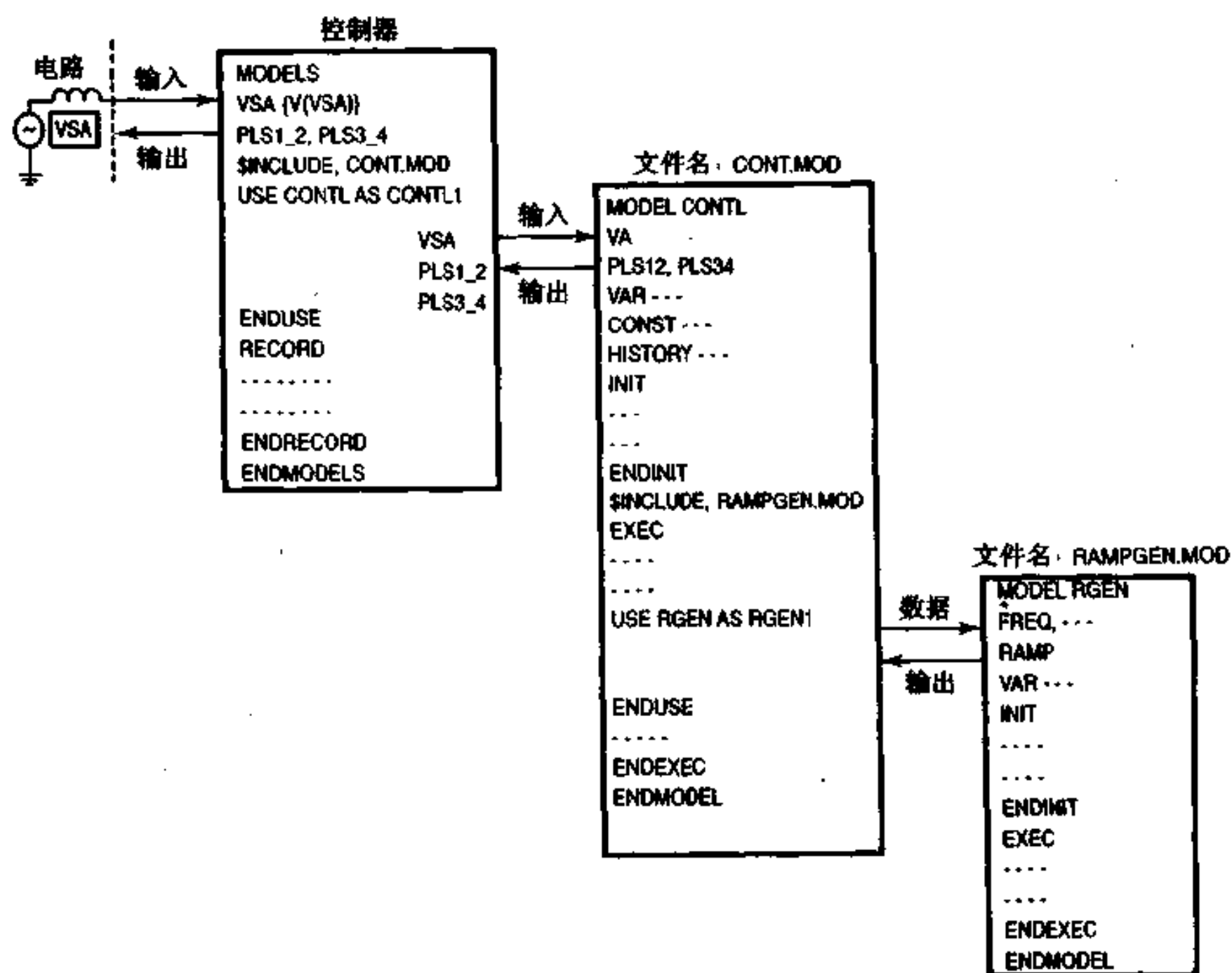


图 8-10 图 8-9 中用于晶闸管变换器的控制器

图 8-11 所示为电机的截面图,其鼠笼转子用等效相绕组表示。定子和假设的等效转子绕组示于图 8-12,同时还标有电压极性和假定的电流方向。

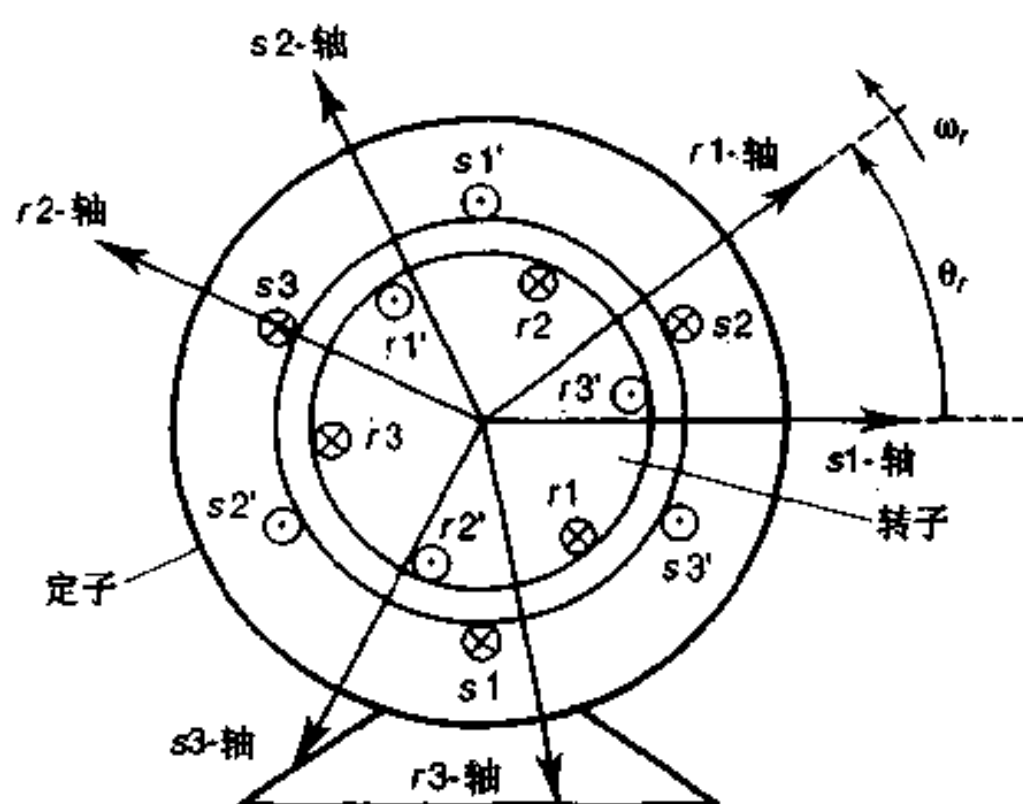


图 8-11 2 极感应电机的截面图

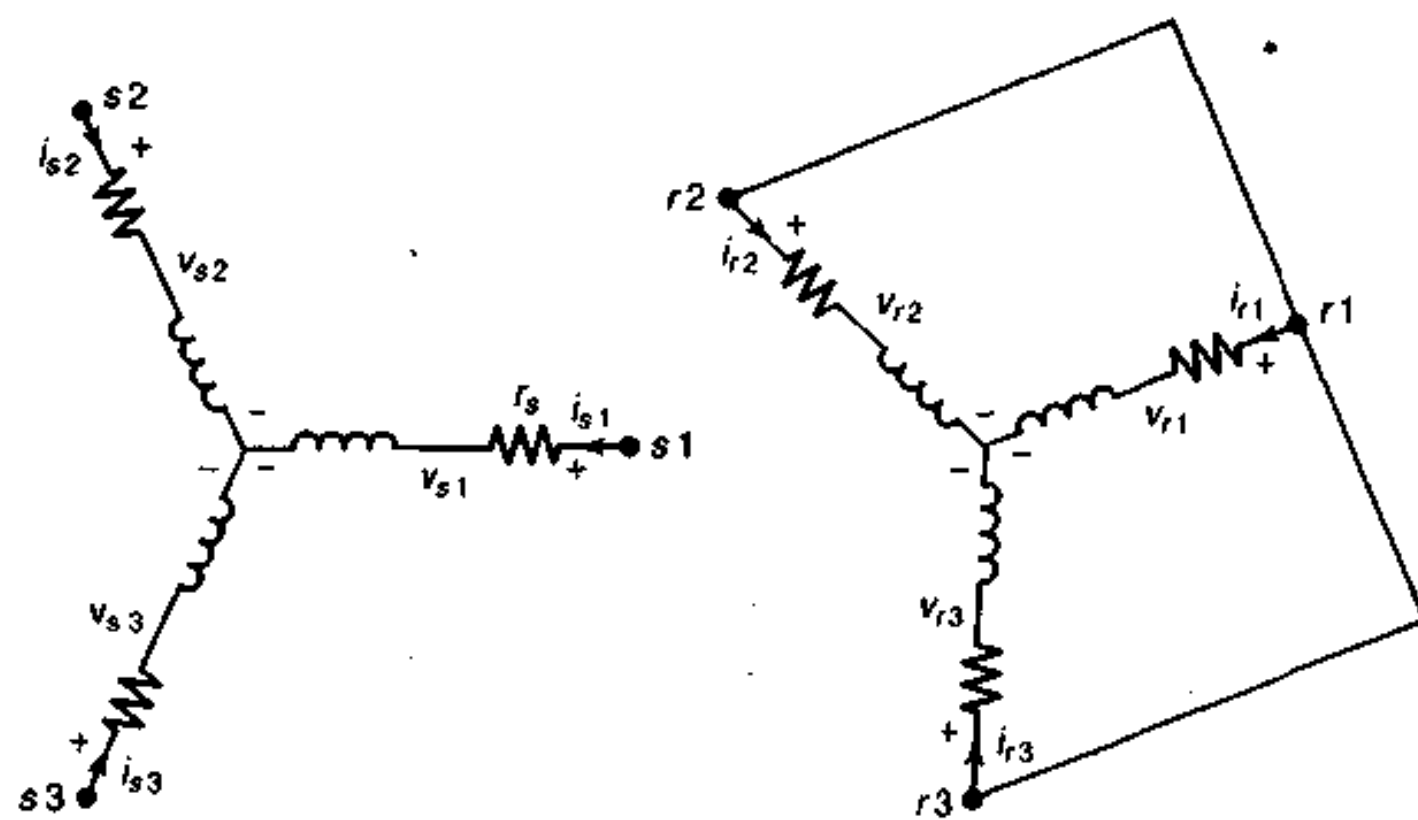


图 8-12 定子和转子等效电路

空间矢量表示 定子电流可以用空间矢量表示为下列形式:

$$\vec{i}_s^s(t) = \vec{i}_{s1}^s(t) + \vec{i}_{s2}^s(t) + \vec{i}_{s3}^s(t) = i_{s1}(t) + i_{s2}(t)e^{j120^\circ} + i_{s3}(t)e^{-j120^\circ} \quad (8.10)$$

这里,上标 $s1$ 表示相角为零度的轴作为参考轴。类似地我们还可以表示定子电压空间矢量和定子漏磁通空间矢量。

在转子电路中,以 $r1$ -轴为参考轴,转子电流的空间矢量式为

$$\vec{i}_r = \vec{i}_1^1(t) + \vec{i}_2^1(t) + \vec{i}_3^1(t) = i_{r1}(t) + i_{r2}(t)e^{j120^\circ} + i_{r3}(t)e^{-j120^\circ} \quad (8.11)$$

类似地我们还可表示空间矢量 $\vec{v}_r^1(t)$ 和 $\vec{\lambda}_r^1(t)$ 。

任意时刻 $t=t_1$ 的定子和转子电路的空间矢量示于图 8-13 中。注意：图 8-13 中的 $\vec{i}_s(t)$ 和 $\vec{\lambda}_r(t)$ 无上标，因为这里它们表示的是在某一给定瞬时的空间矢量的物理位置。然后选一参考轴，它们就可以表达为相对于这个参考轴的空间矢量，如方程式 (8.10) 中的 $\vec{i}_s^1(t)$ 就是以 s_1 -轴为参考轴。

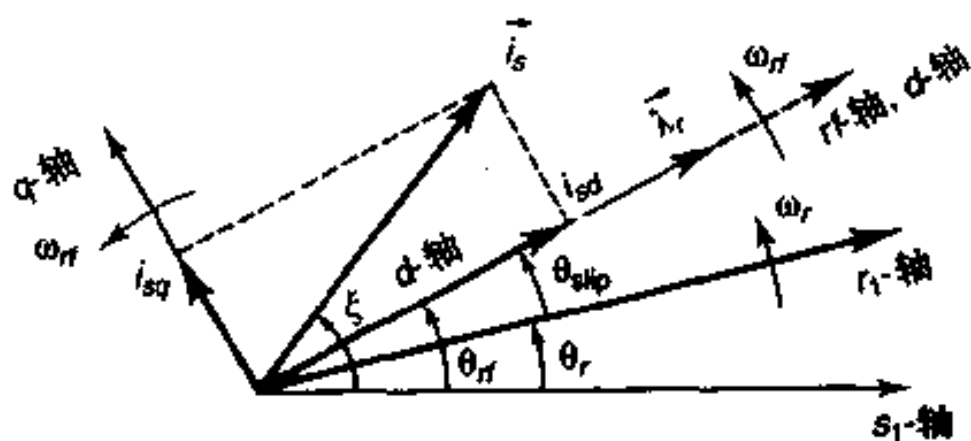


图 8-13 d-q 轴

变换到一个公共参考轴——转子磁场轴作为参考轴 为了简化方程和实施对输出转矩的直接控制，定子和转子两个方程都用相对公共参考轴的形式表示。该参考轴是沿转子磁链 λ_r 方向，相对于 s_1 -轴的夹角为转子磁场角 θ_{rf} ，如图 8-13 所示。 $\vec{i}_s(t)$ 从静止的 s_1 -轴转换到以转子磁场轴 (rf -轴) 的形式如下：

$$\vec{i}_s^{rf}(t) = \vec{i}_s^1(t)e^{-j\theta_{rf}} = \vec{i}_s(t) \quad (8.12)$$

上标 rf 是后面各个参量所共有的，因而，在下文中不再标出。

为了用转子磁链 λ_r 和定子电流 $\vec{i}_s$ 来表述转矩，定义如图 8-13 所示的正交 d - q 轴参考系。 d -轴所有时刻都与转子磁链 λ_r 方向一致， q -轴总是超前 d -轴 90° ，因此，这种参考系肯定是以转子磁场 λ_r 的速度旋转，即以速度 ω_{rf} 旋转。电流空间矢量沿 d - q 轴分解为

$$\vec{i}_s = i_{sd} + ji_{sq} \quad (8.13)$$

电机产生的电磁转矩可用下式表示：

$$T_{em} = k_t \lambda_r i_{sq} \quad (8.14)$$

这里， k_t 为电机转矩常数。

转子磁链和电磁转矩的控制 从电流空间矢量的 d -轴分量得到的转子磁链 λ_r 为：

$$T_r \frac{d\lambda_r}{dt} \lambda_r = L_m i_{sd} \quad (8.15)$$

这里， T_r 是转子时间常数。

转差频率由下式给出，在此频率下，转子电流空间矢量滞后于转子磁场矢量。

$$\omega_{slip} = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \lambda_r} \quad (8.16)$$

由上式计算出的转差速度与测得的转子速度 ω_r 之和，就可得到速度 ω_{rf} 。转子磁场位置 θ_{rf} 可通过对 ω_{rf} 积分获得。

$$\omega_{rf} = \omega_r + \omega_{slip} \quad (8.17)$$

$$\theta_{rf}(t) = \int_0^t \omega_{rf}(t) dt + \theta_{rf}(0) \quad (8.18)$$

这里， $\theta_{rf}(0)$ 是时间原点处的位置。

转子速度由负载方程算出:

$$\omega_r(s) = \frac{1}{J_s + B}(T_{em} - T_{load}) \quad (8.19)$$

这里 J , 是电机和负载的转动惯量; B 是摩擦系数; T_{load} 是负载转矩。

参考系之间的变换 前面的讨论表明, 我们需要分别地控制定子电流分量 i_{sd} 和 i_{sq} , 这些分量是在以速度 ω_{rf} 旋转的 $d-q$ 参考系上的。事实上, 我们能够控制的只是以时间为函数的三相实际电流 i_{s1} 、 i_{s2} 和 i_{s3} 。因此, 需要在旋转的 $d-q$ 参考系与静止的 $s_1-s_2-s_3$ 参考系之间进行参考变换, 或反变换。通常, 一个具有正交轴的静止 $\alpha-\beta$ 参考系, 如图 8-14 所示, 被用做这个变换的中间媒介。当一个参考系中的参量变换到另一个参考系中的参量时, 用到下面的方程:

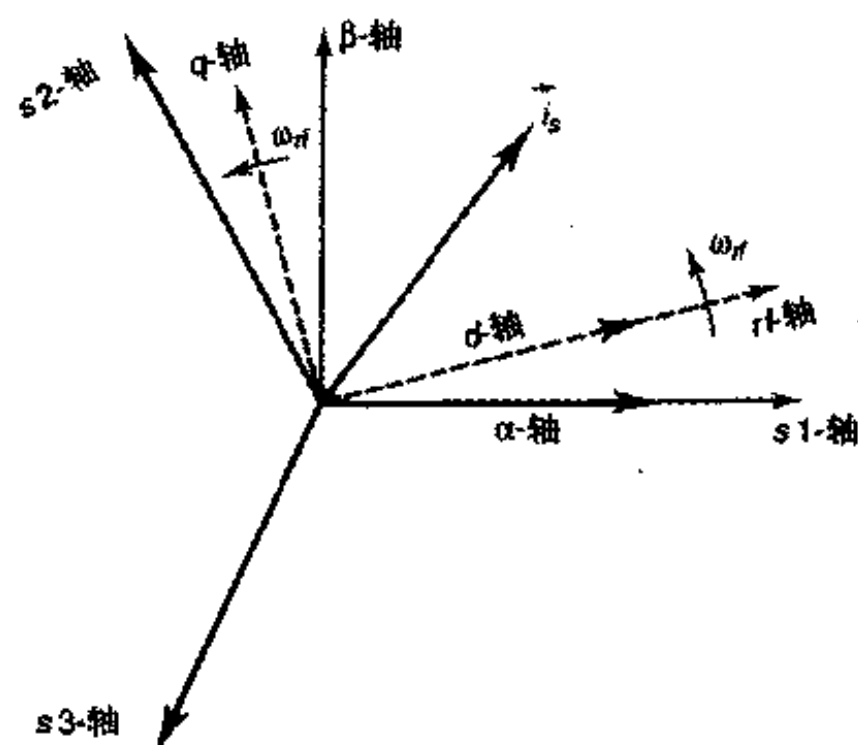


图 8-14 中间媒介 $\alpha-\beta$ 轴

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (8.20)$$

$(\alpha - \beta) \leftarrow 3\phi$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{rf} & \sin \theta_{rf} \\ -\sin \theta_{rf} & \cos \theta_{rf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

$(d - q) \leftarrow (\alpha - \beta)$

它们的逆变换是

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (8.22)$$

$3\phi \leftarrow (\alpha - \beta)$

和

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{rf} & -\sin \theta_{rf} \\ \sin \theta_{rf} & \cos \theta_{rf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (8.23)$$

$(\alpha - \beta) \leftarrow (d - q)$

因此, 如果已知参考电流 i_{sd}^* (用于控制电机磁链 λ_r) 和 i_{sq}^* (用于控制电机转矩), 则按方程式 (8.15) 和 (8.16) 计算转子磁链和转差速度就能产生参考电流 i_{s1}^* 、 i_{s2}^* 和 i_{s3}^* 。如图 8-15 所示的方框图, 电力电子变换器将这些电流提供给电机。

在图 8-15 的方框图中, 测得的定子电流 i_{s1} 、 i_{s2} 和 i_{s3} 被用来计算 i_{sd} 、 i_{sq} , 和转子磁场位置



在控制系统电机模型中,其状态和参数被认为是估计参数,用附加下标 est 以与实际电机参数相区别。控制用的 ω_r 和 θ_r 的测量值取自电机模型的状态。图 8-17 中表示电机的方程

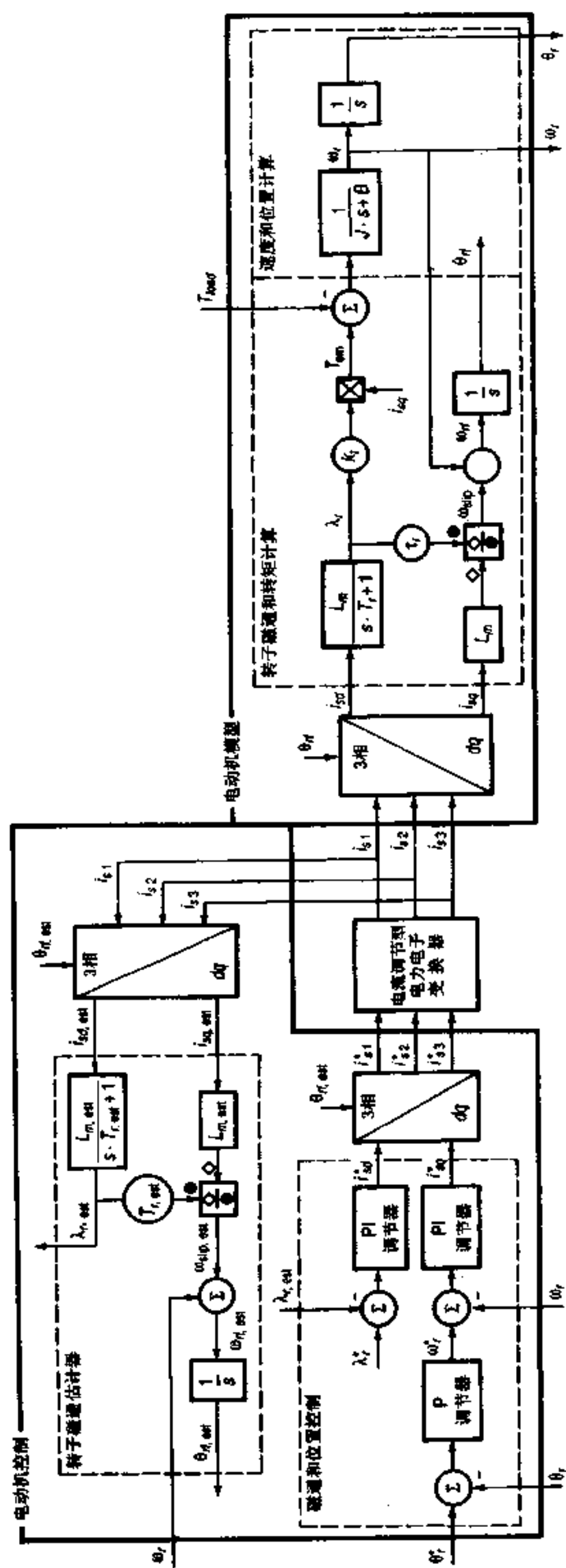


图 8-16 具有速度和位置控制环的感应电机传动系统方框图

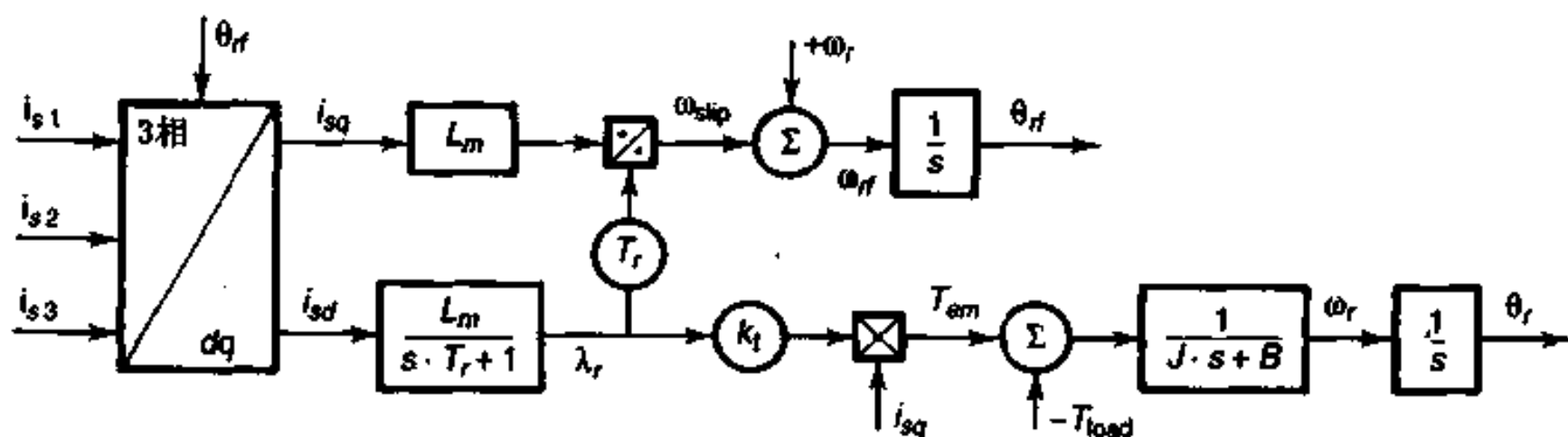


图 8-17 转子磁链定向电动机模型和负载模型

与图 8-16 中转子磁通计算所用的是同一个电机方程。

Simulink 系统再现 在 Simulink 中,电机传动系统用图 8-18 所示方框图表示,这样的表示能使系统结构保持不变。用阶跃输入(Step Input)块作为位置参考值和负载转矩的给定。控制器、变换器和电机模型被装在 3 个子系统中,多路器(mux)被用来传递来自电机模型中矢量形式的变量。这些被送到“工作空间”(To Workspace)块的变量,在 MATLAB 环境下可用做进一步分析(如果需要的话)。“示波器”(Scope)块用以绘制送过来的变量的波形。

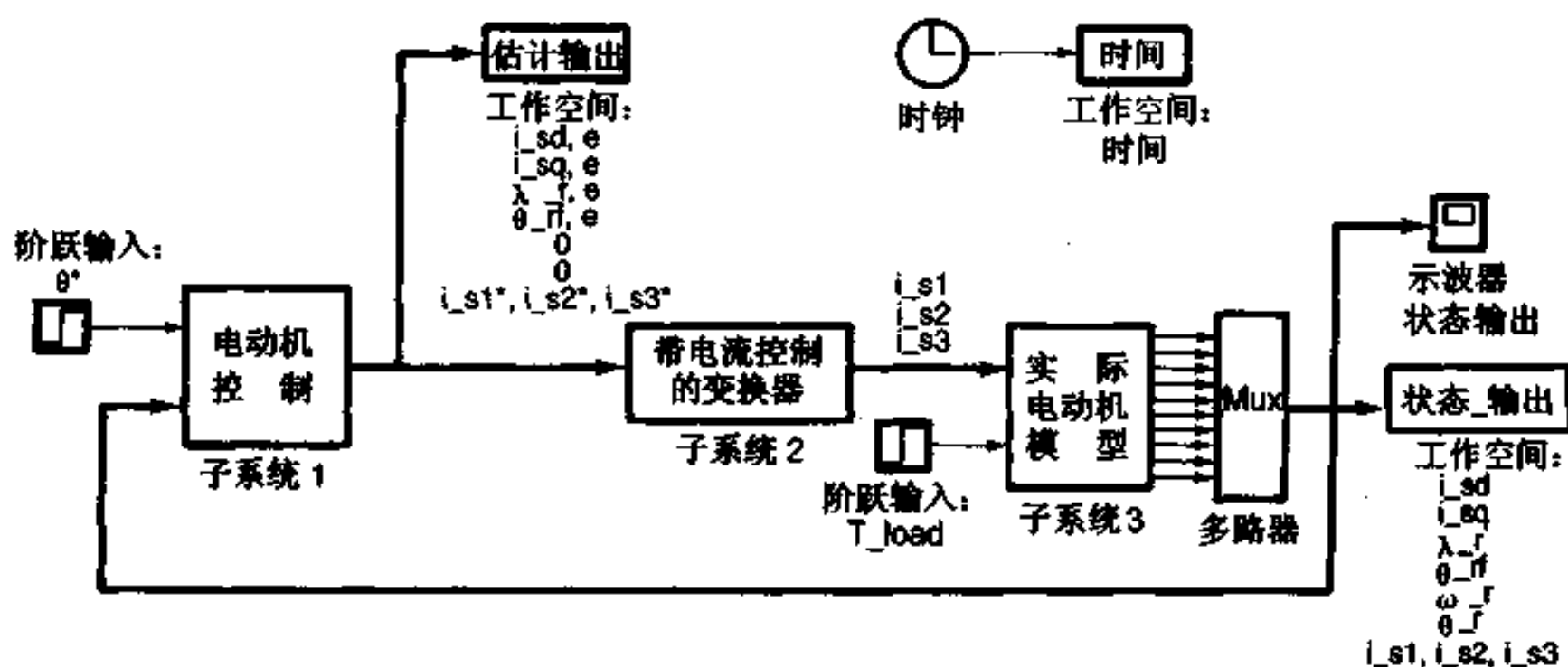


图 8-18 位置控制感应电机传动的最高层 Simulink 方框图

图 8-19(a)所示为“电机模型”(Motor Model)块的内容。在图 8-19(a)中的所有块,除了“3 相到 dq”(three phase to dq)块外,在 Simulink 中都是可以得到的,用户只需在功能库中选择所需的块并赋给块中的参数值即可。Simulink 也允许在这些块中使用变量名,这些块通过一个块面罩(block mask)给以封装,这个块面罩是可编程的,如图 8-19(b)所示。这里,输入信息、帮助行、绘图和初始化等命令,在此对话框中定义,产生的用户输入窗如图 8-19(c)所示。该窗在用户二次敲击封装的电机块时出现。

将三相电流转换为转子磁通定向 $d-q$ 轴电流的块组合成一个子系统,这个块和图 8-19 中其他子系统块,以类似于“电机模型”(Motor Model)块的方式来实现。

估计参数等于实际参数时的仿真结果如图 8-20 所示。图 8-21 所示则是系统的估计电



(b)

(c)

(a) 电机模型 (b) 编程窗 (c) 块面罩

间接磁场定向控制感应电机传动的 PSpice 模拟 用 PSpice 进行模拟的感应电动机传动是基于图 8-22 所示方框图, 电路文件列在附录 A3 中。本节前部分叙述的方程〔方程 (8.10)~(8.23)〕用 PSpice 模拟特性的仿真功能来求解。如前面所述, 仿真对象为一个理想的电流调节型变换器。在方程 (8.16) 中的分母中加一小的数字 (在仿真中为 1×10^{-6}), 就能够在初始基点 (bias point) 的仿真计算期间不致产生任何收敛问题。有了基点的计算, 仿真就

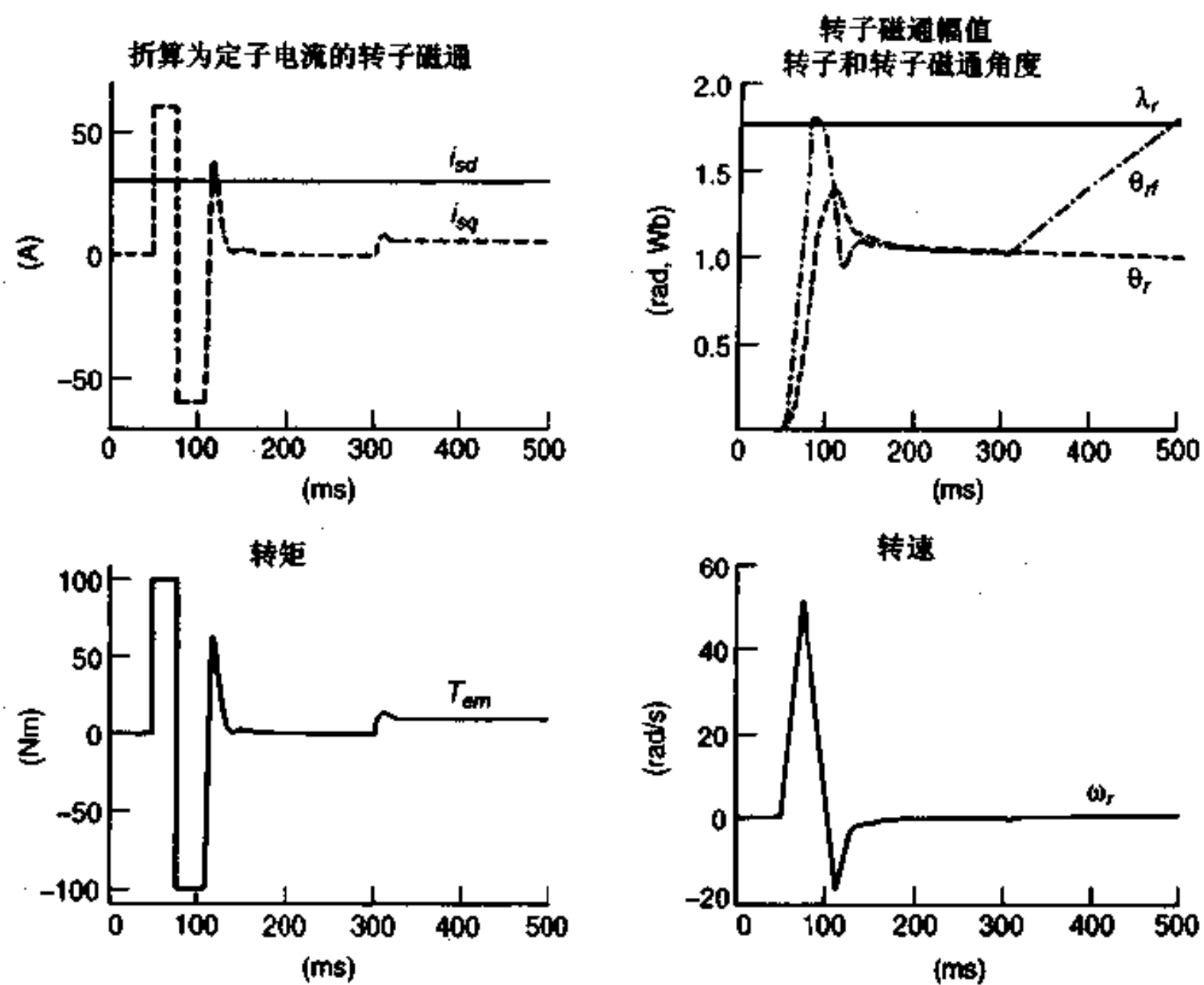


图 8-20 电机模型与电机控制块使用相同参数时的仿真结果

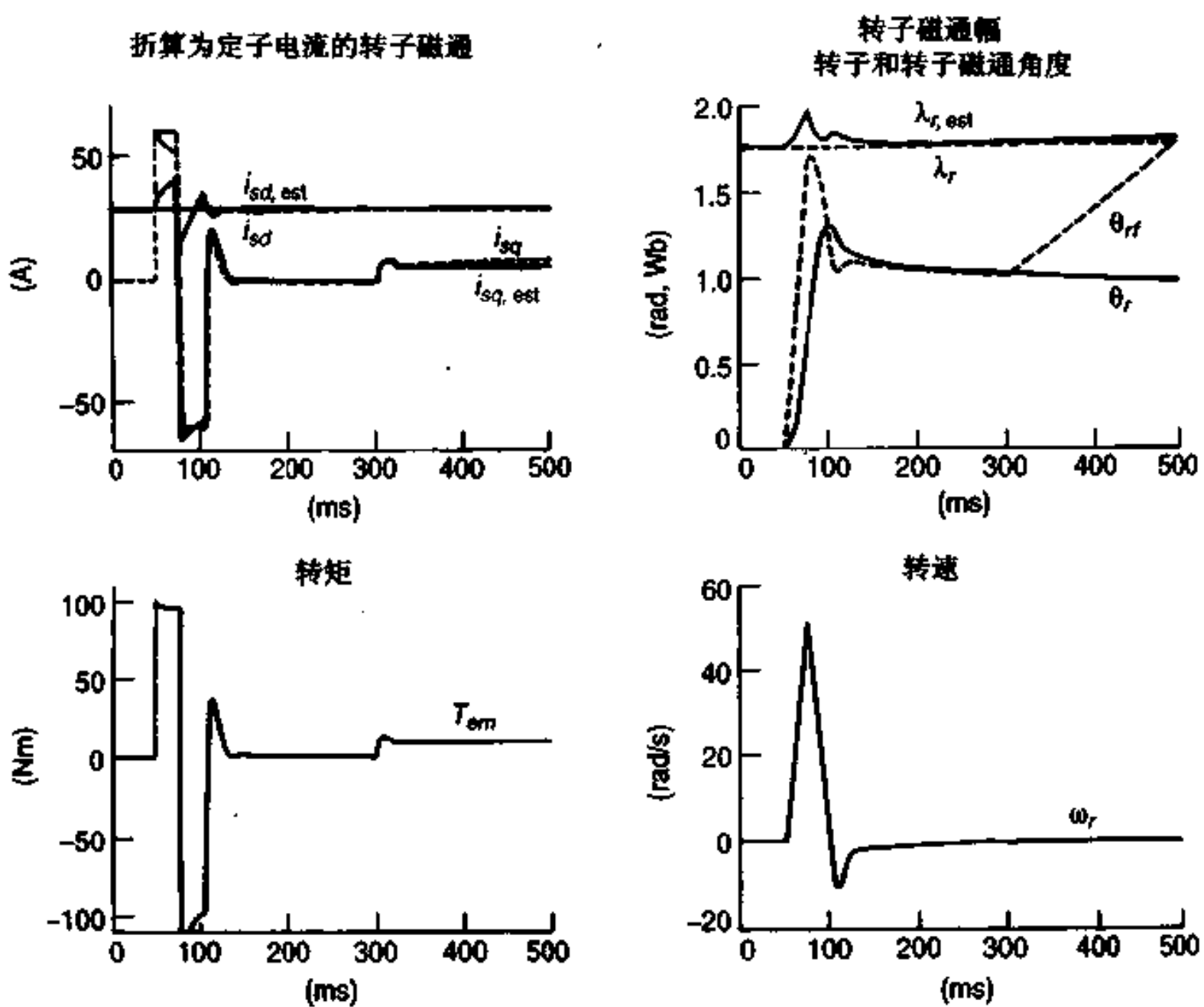


图 8-21 估计转子时间常数比实际转子时间常数大 50% 时的仿真结果

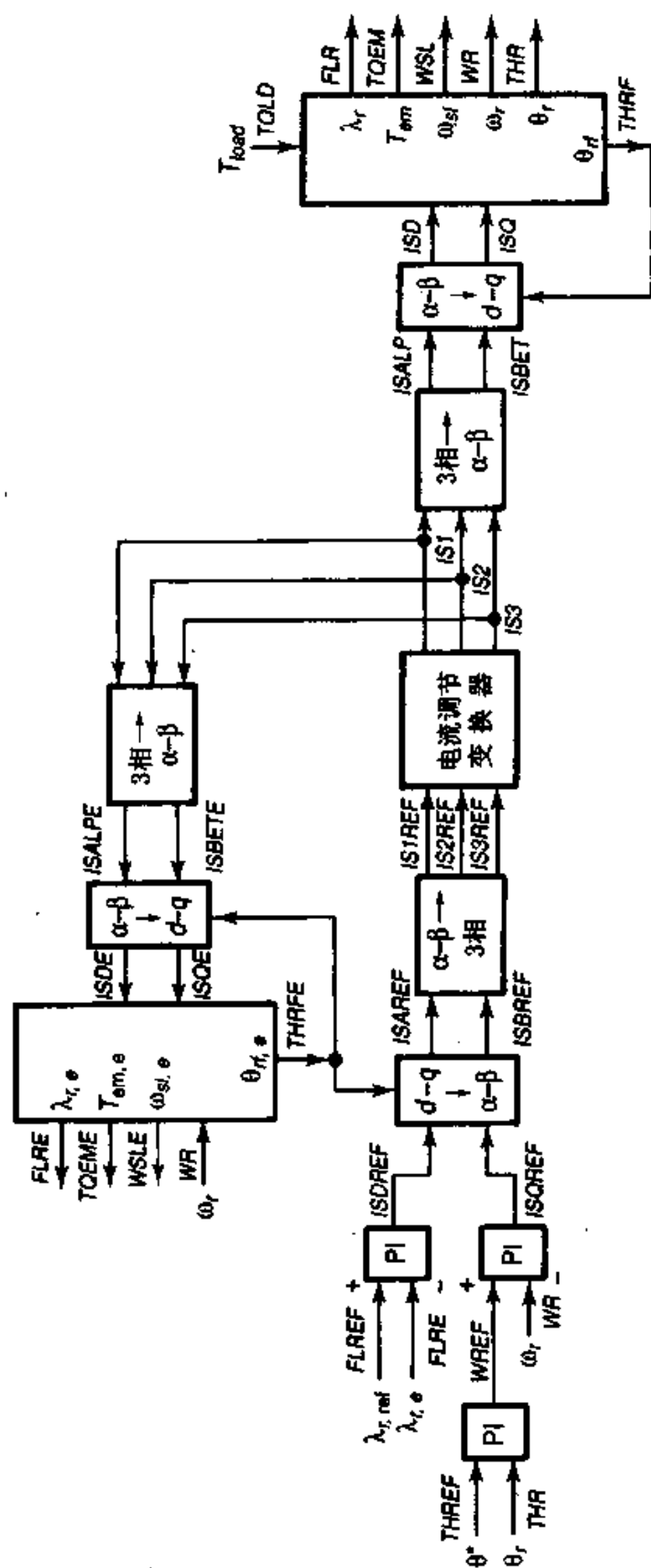


图 8-22 感应电机传动的 PSpice 实现(节点名以斜体标出)

从一个稳态条件开始。

间接磁场定向控制感应电机传动的 ATP 模拟 用 ATP 对电机传动进行仿真也是基于图 8-22 所示的方框图。但有些变量名与图中所示的不同,程序清单在附录 A4 中给出。电机传动在零初始条件下进行仿真。零初始条件引起转子磁通在大约 0.1 s 内增加到它的稳态值 1.77 Wb,因此,对 ATP 仿真,位置参考的阶跃给定应在时间等于 0.1 s 时加入。

结果比较 所有 3 个程序给出的结果类似。因此,这里只示出 MATLAB/Simulink 的仿真结果。在 MATLAB/Simulink 和 PSpice 中,规定了最大步长,当步长设定为一个较大值时,如 1.0 ms,结果的误差将增加。另一方面,当固定时间步长从 5 μ s 变到 50 μ s 时,ATP 的仿真结果没有表现出任何大的变化。

在这 3 个程序中,均可以包含有开关,并且可以对带有高频开关的电流调节型变换器进行仿真。

8.9. 电路仿真的电力半导体器件模型

8.9.1. 引言

当需要用很多个开关周期对电力电子电路进行仿真时,把半导体器件模拟为理想开关才能实现仿真的目标。但是,有些仿真只能在几个开关周期内实现仿真目标,如缓冲电路或驱动电路的设计、变换器效率计算、功率器件和其他元件上的应力估计等。为后者仿真所用的器件模型应当尽可能完善和精确。

不幸的是,现有的模型一般不适用于这种仿真,尤其是在描述暂态现象方面的模型。于是针对每一种广泛应用的电力器件开发出了大量有竞争力的模型,这些器件包括 pn 结二极管[43]、Schottky(肖特基)二极管、BJT(双极型晶体管)[44,45]、MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)[46~48]、晶闸管[49~51]、GTO(门极可关断晶闸管)[52,53]、IGBT(绝缘门极双极型晶体管)[54]和 MCT(MOS 控制晶闸管)[55]。从事该项仿真的人们面临着如何选用最适当的器件模型这样一个迷茫而又复杂的任务。

8.9.2. 现有应用模型及其缺点

现存的器件模型数量太多,这里难以逐个描述,有两篇最近发表的综述文章[56,57]提供了许多模型的细节。有些特定器件模型的参考文献已在前面叙述中给出。所有的器件模型可归为三类:一般模型、子电路模型和数学模型。一般模型,是 SPICE 通用版本中建立的器件模型,这些内置模型包括 pn 结二极管、肖特基二极管、BJT、MOSFET、JFET(结型场效应管)模型,对晶闸管、GTO、IGBT 或 MCT 没有一般模型。一般模型是用来描述逻辑型器件的,不能准确描述高压器件的特性。这些内置模型参数的数值可以调整,以便更好地适配功率器件的特性。所有一般模型的详细描述在文献[58]中均已给出。

在研究最常用的功率器件模型时,一般模型的不足导致了 SPICE 及其商用派生版本的子电路模型的应用。这种子电路模型是由无源元件的一般 SPICE 模型和受控源相连接构成的子电路来实现的。现今使用的每一种仿真器几乎都能与这种类型的模型接口。不管怎样,此类器件模型仍存在下面一些缺陷[56]:

- (1) 仿真复杂并且速度慢,通常需要几个附加元件才能表述一个方程;
- (2) 参数提取过程困难,因为每一个器件特性可能影响几个子电路元件的值;

(3) 子电路法的灵活性有限。

数学模型是第三类器件模型,一些用来近似描述器件特性的数学方程被插入仿真器中,数学模型有下列优点[56,57]:

(1) 数学方程计算使用方便,每一器件特性都与方程的某一特定项相关;

(2) 对任何器件都可构造出其模型(IGBT 的综合数学模型最近已发表[54])。

实现数学模型可能比实现子电路模型困难一些,这取决于所用的仿真器。一些仿真器不允许方程插入(如一般 SPICE),而另一些仿真器(SABER, KREAN),则有专用的高级仿真语言。

获得器件模型参数数值的程序(通常叫做参数获取)在仿真中会出现位置颠倒问题。此问题部分地在于模型的复杂性,但通常是由于文件编制粗劣引起的。如果在功率器件设计中参数获取程序只能由模型开发者或专家使用,那么即便是与测量结果非常一致的模型对技术界公众也是无用的。

8.9.3. 模拟双极型器件的困难

双极型器件,包括 pn 结二极管、BJT、IGBT、晶闸管、GTO 和 MCT。这些双极型器件与像 MOSFET 这样的多数载流子器件相比,难以准确模拟。在这些器件的工作过程中,载流子扩散是很重要的,原则上应当在模型中使用时变偏微分方程。但是,电路仿真器只能求解包含单一自变量,即暂态分析中的时间或频域分析中的频率的系统方程,这就要求功率器件模型必须是不含空间变量相关参数的集中模型。限制仿真器只求解单一自变量方程是必要的,为的是仿真器能在较短时间内求解较为复杂的电路。因此,偏微分方程不能用于模型的描述。

一些特定用途的仿真器,如 PISCES,能够求解包括既有时间变量又有空间变量的偏微分方程。这样的仿真程序是有限元程序,它们可准确而完整地描述器件特性。但这样的程序要求仿真时间比广泛使用的仿真器如 SPICE 的仿真时间长得多。

大部分器件模型避开了模拟空间分布效应的困难,例如,载流子的扩散可用准静态积累电荷来近似。这样,在 SPICE 中的所有双极型器件的模型都可用这种方法近似。这种准静态近似在描述暂态时变特性中是一个重要的误差源。二极管的电荷模型在整流器件中并不产生软的反向恢复电流或前向恢复电流。BJT、GTO 和 IGBT 的电荷模型不能正确地模拟器件在关断时的电流“拖尾”特性。

准静态近似假定:在器件开通和关断期间,双极型器件中剩余载流子的空间分布仍旧是非平衡稳态的位置函数关系。在每一位置上的剩余载流子密度随金属结处剩余载流子的密度成比例增加或减少,亦即随结电压成比例增加或减少。因为在结处的剩余载流子与结电压呈指数关系(由于载流子相对空间分布 $[n(x,t)/n(x=0,t)]$ 在此近似中并不随时间改变,因此称为准静态)。对剩余载流子密度进行空间积分,便得到一个单值,即总剩余电荷量 Q 。它仅与时间有关。二极管现在用集中元件来描述,它仅包括时间一个变量和仅要求一个常微分方程。

当用准静态近似来描述功率二极管的关断时,剩余载流子不再在位置间进行重新分布。当电流等于 $-I_r$ 的时刻,漂移区各处剩余载流子密度趋于零。从此时刻起,电流的导通机制将是空间电荷区电容的位移电流。当空间电荷区电容被充到等于外电路施加的反向偏置电压时,电流将从 $-I_r$ 降到零。由于此电容量相对较小,所以初始电流 I_r 很大,充电时间

很短,电流随即急速降到零,即所谓的“急变”(snap off)。

在准静态近似中,认为金属结处载流子密度的改变与进到漂移区 x 距离处载流子密度的改变之间不存在延迟。这种无延迟就相当于假设电子和空穴以无限大的速度移动,这实际上是不能实现的。通过图 8-23 所示的二极管载流子分布的实际衰减情况可清楚地看到,在不同位置上,载流子密度的变化是存在延迟的,这表明载流子的移动速度是有限的。

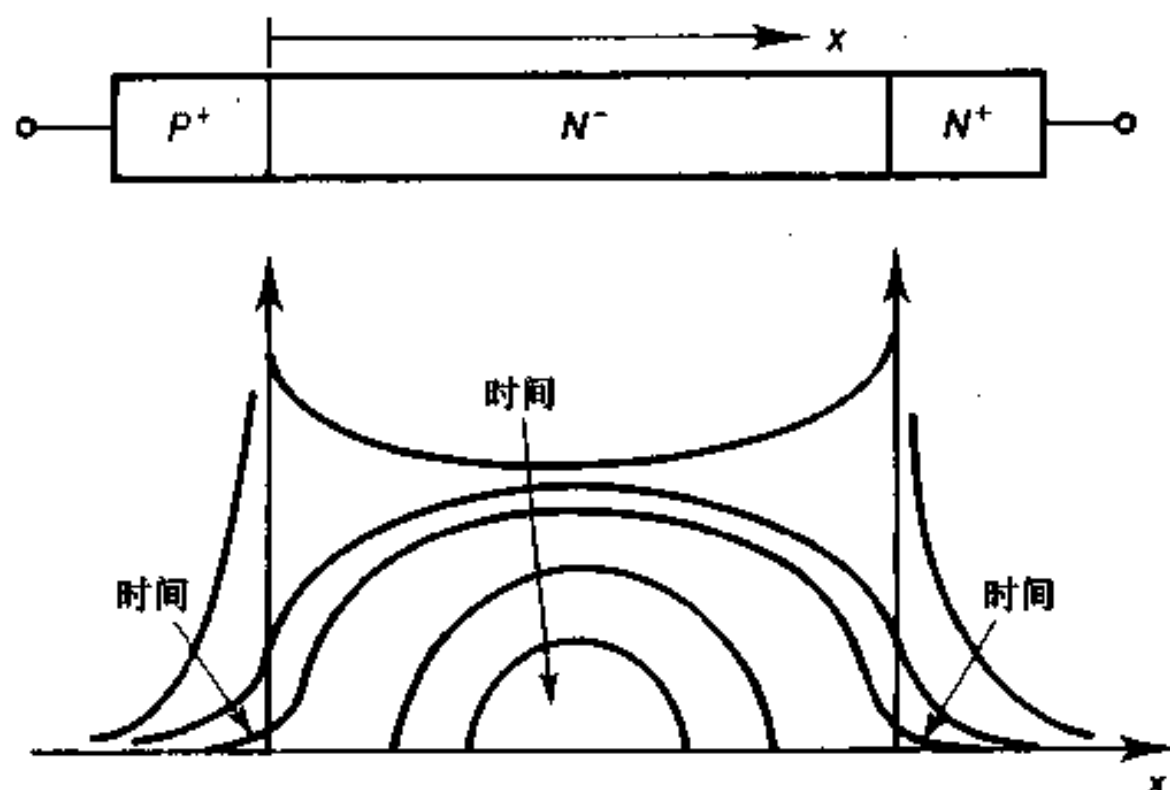


图 8-23 在功率二极管关断时漂移区中剩余载流子的分布
即使区域边界的电荷衰减到零,区的中部仍有大量的剩余载流子

8.9.4. 双极型器件模型的改进

有两种基于空间离散化的新方法用来模拟载流子的扩散作用,这些方法有希望减少或消除准静态近似的局限性。空间离散化就是把空间相关的偏微分方程转换为有限个只含一个自变量——时间的差分方程。一种离散化方法叫做集中电荷法[43,49],是将剩余载流子的连续分布划分为若干区域,如图 8-24 所示。在暂态期间,随着时间的推移,每个区域的剩余载流子当做一个集中电荷能够以不同于相邻区域的速率变化着。用于预测二极管[43]和晶闸管的 pn 结特性[49]的模型,其区域划分数目或集中电荷数目即使很少,也被证实是相当准确的。图 8-25 所示为:用 PSpice 的内置模型和改进的二极管模型[43]分别对 BY329 快速恢复二极管的反向恢复特性的仿真结果与通过实验观察到的结果的波形比较。两个仿真波形来自同一个电路,不同的只是二极管的模型。仿真配置尽可能与实验条件相一致。由图可以看出,改进模型使仿真精确度得到的改善是很明显的。

第二种方法采用的是与时间相关的空间离散化方案[57,59]。在暂态过程中,剩余载流子高密度区和低密度区之间的边界随时间的变动是选择离散点的基础。于是偏微分方程再次转换为有限个具有单一变量——时间的差分方程,并可用标准方法进行时间积分。这个程序比集中电荷法更加复杂,因为每一时间步长上要进行若干次迭代,以寻找剩余载流子高低密度区之间的移动着的边界位置。整个程序已作为子程序来实现,并且已用二极管、GTO 和 IGBT[57,59]进行过测试。应用该器件模型得到的结果与实验结果基本一致,而且比其他器件模型并不需要更多的 CPU 时间。

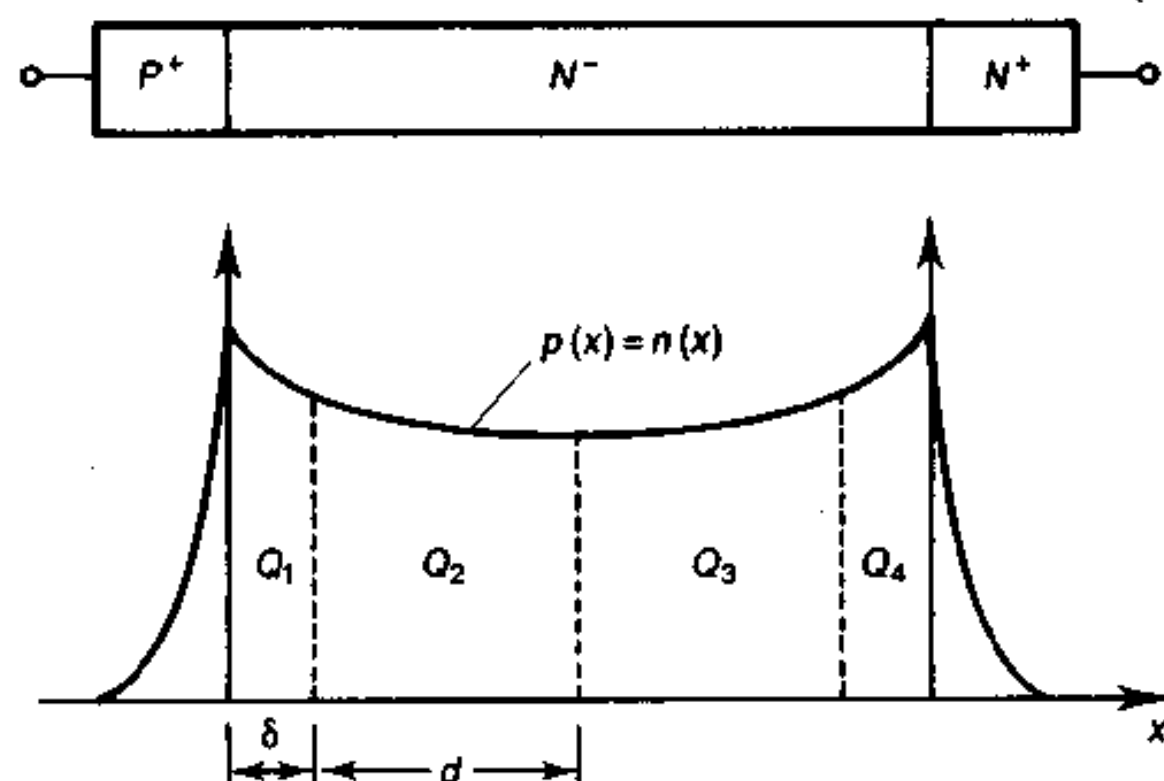


图 8-24 在 SPICE 二极管模型中用以近似消除准静态积累电荷的假设：
将功率二极管漂移区中剩余载流子电荷分布进行分区
 Q_1 、 Q_2 等是各分区中的积累电荷

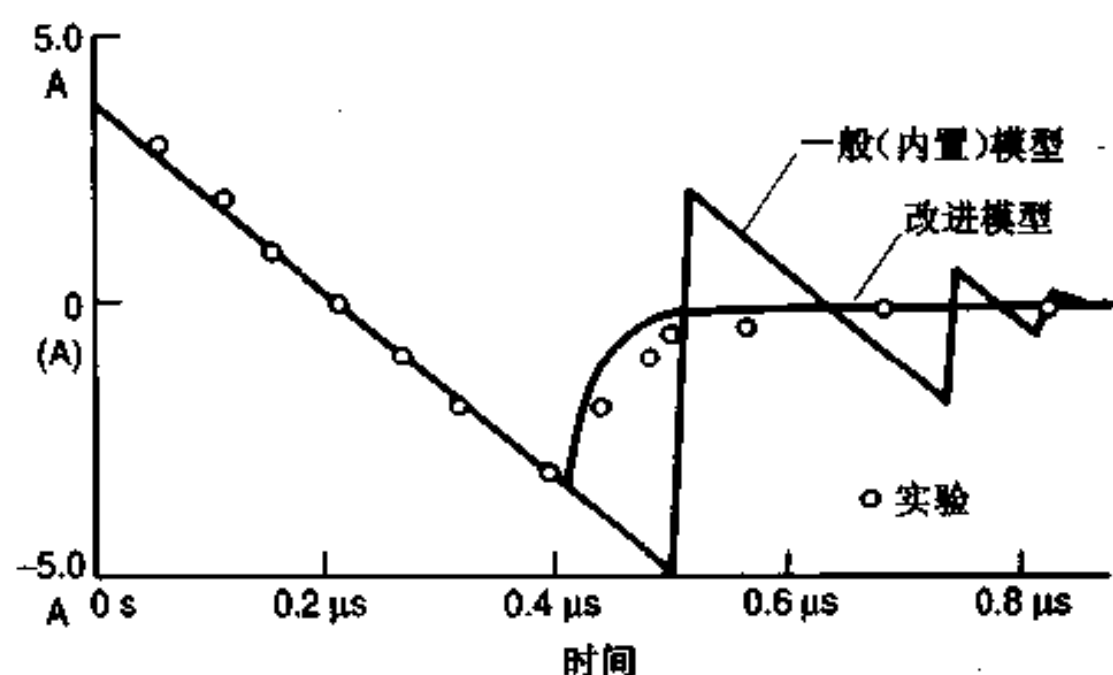


图 8-25 BY329 二极管反向恢复特性的仿真与实验测试的比较

8.9.5. 多数载流子器件的模拟问题

原则上,多数载流子器件的模拟如 MOSFET 的模拟,应当比双极型器件容易些,因为多数载流子器件不涉及到扩散作用。但空间电荷的作用,诸如耗尽层和与之伴生的耗尽层电容主导着多数载流子器件的暂态特性。对这些器件,需要对这些现象做出精确描述。相比之下,这些作用并不像少数载流子那样重要,因为大部分暂态特性是由较慢的可控扩散作用支配的。历史上的少数载流子器件的空间电荷区电容特性的描述相对简单化而且不太精确。不幸的是,大部分内置(一般型)MOSFET 模型的耗尽层电容特性的描述都基于这些过分简单化的少数载流子器件模型。这种不精确性由于以下事实而进一步恶化:一般 MOSFET 模型是按在逻辑电平下工作开发的。在此模型中,从阻断状态到开通状态的漏极-源极电压总的变化只有 5~10 V。由于这样小的变化,与漏极-源极电压呈亚线性函数关系的耗尽层电容仍近似恒定不变,因而一般 MOSFET 模型的研制者把门极-源极和门极-漏极电容模拟为恒定的而与施加电压的大小无关。

但是,功率 MOSFET 门极-漏极电压和漏极-源极电压有很大变化(数十~数百 V),这就导致门极-漏极电容有很大的变化(在高电压 MOSFET 中 100 : 1 的变化是很普遍的),在一般逻辑型模型和较精确的功率 MOSFET 子电路模型之间电容特性的差别见图 8-26 所示的曲线 $C_{gd}-V_{DS}$ (当 $V_{GS}=0$)。图中, MTP3055E 为 n -沟道 MOSFET 管,额定电压 60 V,额定电流 12 A。标有 Motorola 子电路模型(Motorola subcircuit model)[46]的曲线(该模型是由 Motorola 公司的 MTP3055E 制造厂开发的),准确地模拟(通过与实验测量比较得到证实)了 C_{gd} 的非线性特性。标以 SPICE 模型(SPICE model)的第二条曲线显示了 C_{gd} 与 V_{DS} 无关,是一个常数值。附有 MPT3055 数据表的 PARTS 参数估计程序(MicroSim 公司)可用来寻找内置模型的参数值。

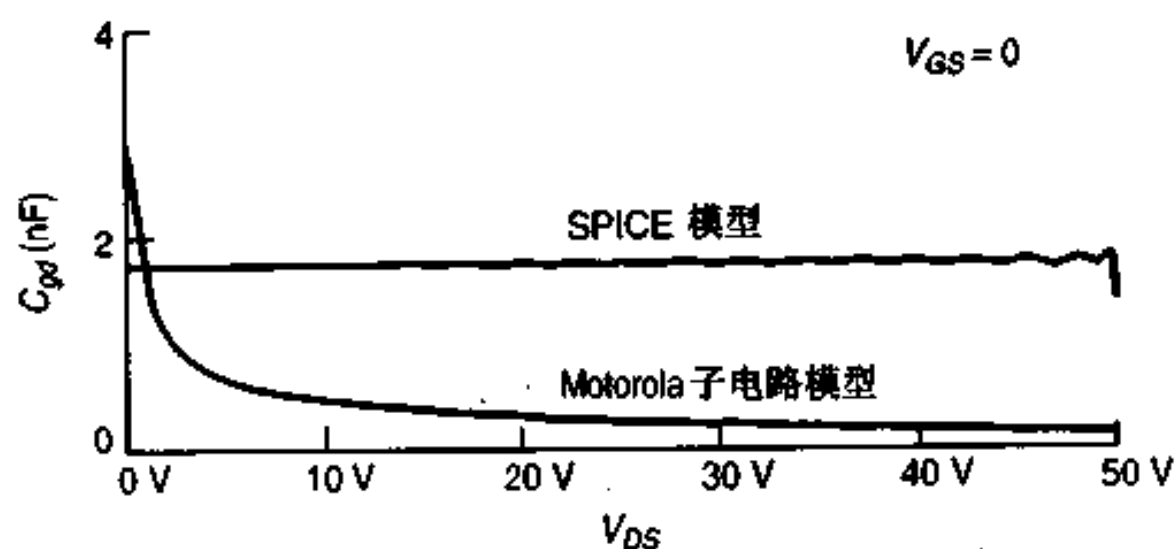


图 8-26 MTP3055E 功率 MOSFET 管门极-漏极电容特性 $C_{gd}-V_{DS}$ (门极-源极电压为零)

标有 SPICE 模型的曲线是 PSpice 中一般(内装) MOSFET 模型的 C_{gd} 变化曲线,
标有 Motorola 子电路模型的曲线是 Motorola 公司为 MTP3055E 开发的子电路
模型(存于 TMOS 库中)的 C_{gd} 变化曲线

MOSFET 中电容准确模拟的重要性可用 MOSFET 漏极-源极电压开通的特性加以说明。如图 8-27 所示,两条分开的曲线示于图中,一条对应于装有由 PARTS 程序提供的 MTP3055E 数据表的内置 MOSFET 模型,另一条则对应于 Motorola 公司研制的用于

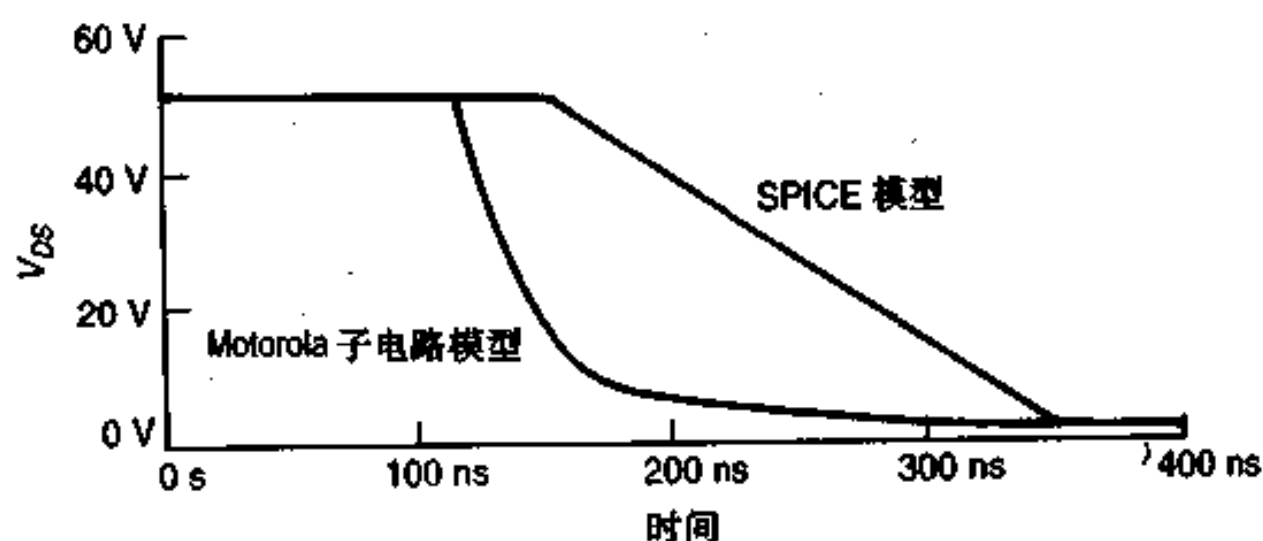


图 8-27 简单的降压变换器中 MTP3055E 管漏极-源极电压开通特性的仿真

标有 SPICE 模型的曲线使用的是 PSpice 的内装一般 MOSFET 模型;
标有 Motorola 子电路模型的曲线使用的是 Motorola 公司开发的子电路模型

MTP3055E 的子电路模型。两个模型都用于同一个降压变换器电路,两个模型产生的漏极-源极电压特性是非常不同的,其中子电路模型与实验结果最为接近。

8.9.6. 未来展望

有几个因素将对提高未来(今后几年)的功率器件模型质量有重大意义。如前所述那样的模拟载流子扩散作用的方法将会更加精细,并将应用到其他器件上,如 MCT[43,49,57,59]。对与多数载流子器件相关的模拟问题,如怎样准确地描述 MOSFET 门极-漏极电容这样的非线性电容已得到共识,并且已经得到改进[46~48]。新的电路仿真器如 SABER 和 KREAN 已被推出。这些仿真器具有更多的模块结构,增加新的模型比较容易,这就使得新的数学模型的开发更为简便、模型的可使用性更好。

更好的参数获取程序问题和模型的验证问题也已提到议事日程。最近 NIST(国家标准技术协会——National Institute of Standards and Technology)成立了模型验证工作组(Working Group on Model Validation)就是一个例子。这个工作组的主要任务就是为电路仿真器模型的综合评估制定完善的程序。

未来的器件模型将包括电、热效应,把电和热的效应耦合到一起。几乎所有的现有模型,如果含有与温度相关参数的话,都是把温度作为独立的输入变量。但是,现实的模型倘若描述为电变量和热变量相耦合的物理关系,器件温度就应当像电压和电流一样,作为仿真过程的输出。最近,在这个研究方面已取得了一些进展[54,60]。

8.10. 结 论

在这一章中,作者基于现在的趋势冒昧地预测了仿真的未来。在减少开发时间和成本的市场压力的驱动下可以预料,仿真的内在优点和培训方面的受益将会渗透到每个领域,用户友好界面是绝对不可少的。大部分仿真程序已经能够在个人计算机上运行,由于在工作站和个人计算机之间的差距在缩小,所有程序将容易得到。如果与计算速度迅速增加的同时,计算机价格继续走低的话,那么能提供精度高和使用性强的仿真软件包要比只能提供计算速度快的软件包更有价值。

多层次仿真器将允许系统以模块方式进行模拟。模块可规定为通用元件模型的互连,也可用微分方程来描述。这种多层次仿真将包括数字控制器,例如 DSP,其代码以 C 语言写入,并与同在一个仿真器内的系统模型的其余部分相接口,以便分析其运行特性。这些仿真器的大部分将以并行 CPU 实时运行,其中一些已用于继电器试验。

对半导体器件,磁元件和寄生效应的模型加以改进,以提高仿真精度。模型还可从实验室测试的或数据表给出的波形综合出来。大部分仿真器将具有神经网络和模糊逻辑控制器的模块。专家系统在需要时,如在设计中和教学过程中能够调用这些仿真程序。

会有更多的特殊应用程序,它们将用来分析和设计具有多拓扑和多目标的系统。许多这样的程序已作为通用仿真器的模块来使用。一个用得较好的范例是作为直流开关电源分析和设计工具独立使用的程序[14],这里方程解算器需要较长的准备时间这一缺陷可用面向目标的程序来克服,该程序将把用户指定的互连元件模型转换成一组微分方程[61]。

参 考 文 献

- [1] Mohan, N., T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Application and Design*, 2nd edition, John Wiley, New York, 1995.
- [2] Bose, B., "Power electronics—recent advances and future perspectives," *IEEE Ind. Elec. Conf. Proc.*, pp. 14–15, 1993.
- [3] Krauthamer, S., A. Bulawka, and R. Das, (eds.), *Proceedings of the 2nd Workshop on Smart Power/Power Integrated Circuits: Technology and Applications*, Pasadena, CA, December 8–9, 1993.
- [4] Severns, R., "Efficient low voltage rectification techniques," Professional Education Seminar, *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, Orlando, FL, 1994.
- [5] Hingorani, N. G., "Flexible AC transmission," *IEEE Spectrum*, pp. 40–45, April 1993.
- [6] Hingorani, N. G., and K. L. Stahlkopf, "High-power electronics," *Scientific American*, pp. 78–85, November 1993.
- [7] Franz, G. A., "Multilevel simulation tools for power converters," *Records of the IEEE-Applied Power Electronics Conference*, pp. 629–633, March 11–16, 1990.
- [8] Mohan, N., W. P. Robbins, T. M. Undeland, R. Nilssen, and O. Mo, "Simulation of power electronic and motion control systems—an overview," *Proc. IEEE*, Vol 82, no. 8, pp. 1287–1302, August 1994.
- [9] Thottuvelil, V. J., "Challenges in computer-based analysis/simulation and design of power electronic circuits," *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, pp. 1–8, 1988.
- [10] Chandra, H. N., and V. J. Thottuvelil, "Modelling and analysis of computer power systems," *IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 144–150, 1989.
- [11] Thottuvelil, V. J., D. Chin, and G. C. Verghese, "Hierarchical approaches to modelling high-power-factor AC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, pp. 179–187, April 1991.
- [12] Vorperian, V., "Simplified analysis of PWN converters using PWM switch part 1 and part 2," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 26, no. 3, pp. 490–505, May 1990.
- [13] Mahabir, K., G. Verghese, J. Thottuvelil, and A. Heyman, "Linear averaged and sampled data models for large signal control of high power factor AC-DC converters," *IEEE PESC Rec.*, pp. 372–381, 1990.
- [14] Ridley, R., "New simulation techniques for PWM converters," *Rec. IEEE-APEC*, pp. 517–523, 1993.
- [15] Peterson, H. A., *Transients in Power Systems*, Dover, New York, 1966 (reprint of 1951 ed.).
- [16] Vithayathil, J., C. Taylor, M. Klingér, and W. Mittelstadt, "Case studies of conventional and novel methods of reactive power control on an AC transmission system," *CIGRE SC 38-02*, Paris, 1988.
- [17] Marti, J. R., and L. R. Linares, "Real-time EMTP-based transients simulation," paper presented at the IEEE-PES Summer Meeting, Vancouver, B.C., July 18–22, 1993.
- [18] Lipo, T. A., "Analog computer simulation of a three-phase full wave controlled rectifier bridge," *Proc. IEEE*, Vol. 57, pp. 2137–2146, December 1969.

- [19] Kassakian, J. G., "Simulating power electronic systems—a new approach," *Proc. IEEE*, Vol. 67, pp. 1428–1439, October 1979.
- [20] *The Student Edition of MATLAB*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1992.
- [21] Elmquist, H., "SIMNON—an interactive simulation program for nonlinear systems—user's manual," Report 7502, Dept. of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, April 1975.
- [22] *ACSL Reference Manual*, 4th ed., Mitchell and Garthier Associates, Concord, MA, 1986.
- [23] MATRIXx, Integrated Systems, Inc., 1993.
- [24] Bose, B. K., and P. M. Szczesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machine drive system for electric vehicle propulsion," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol. 35, no. 4, pp. 547–559, November 1988.
- [25] Round, S., and N. Mohan, "Comparison of frequency and time domain neural network controllers for an active filter," *IEEE Industrial Electronics Conf. Rec.*, pp. 1099–1104, 1993.
- [26] Hingorani, N. G., J. L. Hays, and R. E. Crosbie, "Dynamic simulation of HVDC transmission systems on digital computers," *Proc. IEE*, Vol. 113, no. 5, pp. 793–802, 1966.
- [27] Nagel, L. W., "SPICE2—a computer program to simulate semiconductor circuits," Memorandum No. ERL-M520, University of California, Berkeley, 1975.
- [28] Harier, E., S. P. Norsett, and G. Wanner, *Solving Ordinary Differential Equations I*, Springer Verlag, 1987.
- [29] Harier, E., and G. Wanner, *Solving Ordinary Differential Equations II*, Springer Verlag, Berlin, New York, 1991.
- [30] McCalla, W. J., *Fundamentals of Computer-Aided Circuit Simulation*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1988.
- [31] Dommel, H., *Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)*, August 1986.
- [32] Alverado, F., R. Lasseter, and J. J. Sanchez, "Testing of trapezoidal integration with damping for the solution of power transient problems," *IEEE Trans. PAS*, Vol. PAS-102, no. 12, pp. 3783–3790, December 1983.
- [33] Dommel, H. W., and J. R. Cogo, "Simulation of transients in power systems with converters and static compensators," *Power Systems Computer Conference*, Austria, August 1990.
- [34] Maguire, T. L., and A. M. Gole, "Digital simulation of flexible topology power electronic apparatus in power systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 6, no. 4, pp. 1831–1840, October 1991.
- [35] Marti, J. R., and J. Lin, "Suppression of numerical oscillations in the EMTP," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. 4, pp. 739–747, May 1989.
- [36] Blume, W., "Computer circuit simulation," *BYTE*, pp. 165–170, July 1986.
- [37] Vladimirescu, A., *The SPICE BOOK*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1994.
- [38] Meyer, W. S., and T.-H. Liu, *EMTP Rule Book*, Bonneville Power Administration, Portland, Oregon, 1982.
- [39] Dommel, H. W., and W. S. Meyer, "Computation of electromagnetic transients," *IEEE Proc.*, Vol. 62, no. 7, pp. 983, 993, July 1974.
- [40] *MATLAB*, The Math Works, Inc., Natick, MA, 1994.
- [41] *PSpice*, MicroSim Corporation, Irvine, CA, 1995.

- [42] *ATP Version of EMTP*, Canadian/American EMTP User Group, The Fontaine, Unit 6B, 1220 N.E., 17th Avenue, Portland OR.
- [43] Lauritzen, Peter O., and Clif L. Ma, "A simple diode model with forward and reverse recovery," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 8, no. 4, pp. 342-346, October 1993.
- [44] Kull, G. M., L. W. Nagel, S. Lee, P. Lloyd, J. Prendgast, and H. Dirks, "A unified circuit model for bipolar transistors including quasi-saturation effects," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-32, no. 6, pp. 1103-1113, June 1985.
- [45] Xu, C. H., and D. Schroder, "A power bipolar junction transistor model describing the static and dynamic behavior," *Power Electronics Specialists Conference*, Milwaukee, WI, 1989.
- [46] Cordonnier, C. E., "SPICE Model for TMOS," Motorola Application Note AN1043, Motorola, Inc.
- [47] Scott, Robert, Gerhard A. Frantz, and Jennifer L. Johnson, "An accurate model for power DMOSFETs including interelectrode capacitances," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 6, no. 2, pp. 192-198, April 1991.
- [48] Shenai, Krishna, "A circuit simulation model for high-frequency power MOSFETs," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 6, no. 3, pp. 539-547, July 1991.
- [49] Ma, C. L., P. O. Lauritzen, P. Turkes, and H. J. Mattausch, "A physically-based lumped-charge SCR model," *Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 53-59, 1993.
- [50] Hu, C., and W. F. Ki, "Toward a practical computer aid for thyristor circuit design," *Power Electronics Specialists Conf.*, Atlanta, GA, 1980.
- [51] Avant, R., and F. Lee, "A unified SCR model for continuous topology CDA," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. IE-31, no. 4, pp. 352-361, November 1984.
- [52] Tsay, C. L., R. Fischl, J. Schwartzberg, H. Kan, and J. Barrow, "A high power circuit model for the gate turn off thyristor," *Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 390-397, 1990.
- [53] Apeldoorn, O., L. Schulting, and H.-Ch. Skudelny, *Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 1074-1081, 1992.
- [54] Hefner, Allen R., Jr., and Daniel M. Diebolt, "An experimentally verified IGBT model implemented in the SABER circuit simulator," *Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 10-19, 1991.
- [55] *MCT Handbook*, Harris Semiconductor Corp., Melbourne, FL., 1994.
- [56] Lauritzen, P. O., "Power semiconductor device models for use in circuit simulators," *Conf. Rec. of IEEE Industry Applications Society*, pp. 1559-1563, 1990.
- [57] Schroder, Dierk, "Modeling and CAE for power electronic topologies," *Proc. IECON*, pp. 626-636, 1993.
- [58] Antognetti, R., and G. Massobrio, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [59] Metzner, D., T. Vogler, and D. Schroder, "A modular concept for the circuit simulation of bipolar power semiconductors," *European Power Electronics (EPE) Conf.*, Brighton, England, September 1993.
- [60] Hefner, Allen R., and David L. Blackburn, "Simulating the dynamic electro-thermal behavior of power electronics circuits and systems," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 8, no. 4, pp. 376-385, October 1993.
- [61] Cellier, F. E., B. P. Zeigler, and A. H. Cutler, "Object-oriented modeling: Tools and techniques for capturing properties of physical systems in computer code,"

附 录

A1. PSpice 程序清单, 对应于图 8-8

```

\ BUCKCONV.CIR
* Buck (Step-Down) DC-DC Converter
.LIB PWR_ELEC.LIB
.PARAM RISE=9.8us, FALL=0.1us, PW=0.1us ,PERIOD=10us
*
VCONTL 50 0 0.75V

XLOGIC 50 0 52 PWM_RAMP
*
XSW 1 2 52 0 SWITCH
XD 0 2 SW_DIODE_WITH_SNUB
*
L 2 3 5uH IC=9.0A
C 3 0 100uF IC=5.5V
RLOAD 3 0 0.5
*
VD 1 0 8.0V
*
.TRAN 0.1us 100.0us 0s 0.1us uic
.PROBE
.END

.SUBCKT PWM_RAMP 150 100 152
RCNTL 150 100 1MEG
RRAMP 151 100 1MEG
VRAMP 151 100 PULSE(0 1V 0 {RISE} {FALL} {PW} {PERIOD})
EGATE 152 100 TABLE { V(150) - V(151) } = (-1.0, -1.0) (-0.005, -1.0)
+ (0.0, 0.0) (0.005, 1.0) (1.0, 1.0)
RGATE 152 100 1MEG
.ENDS

```

A2. ATP/Models 程序清单, 对应于图 8-9

```

C      FILE NAME = THY1PH.DAT " THYRISTOR RECTIFIER 1-PHASE "
BEGIN NEW DATA CASE
C - - miscellaneous card
50.00E-6 75.0E-3
      1000      1
C - - BEGIN CONTROLLER DESCRIPTION
C - - use models for controller
MODELS
INPUT VSA {V(VSA)}
OUTPUT PLS1_2, PLS3_4
$INCLUDE,CONT.MOD
USE CONTL AS CONTL1
      INPUT VA:=VSA
      OUTPUT PLS1_2:=PLS12, PLS3_4:=PLS34
ENDUSE
RECORD
      CONTL1.RAMP1 AS RAMP1
      CONTL1.COMP AS COMP
      CONTL1.DCMP AS DCMP
      CONTL1.PLS12 AS PLS12

```

-- inputs from models to model
-- outputs from model to models
-- to plot variables from models


```

CONTL1.PLS34 AS PLS34
CONTL1.RGEN1.MAGN AS MAGN
ENDRECORD
ENDMODELS
C - - BEGIN ELECTRICAL NETWORK DESCRIPTION
C - - branch data
C - - ac side of the rectifier
C - - Source inductance
OOVSA VMA 0.2 1
C - - Rectifier ac-side inductance
OOVMA VA 1.0
C - - dc side of the rectifier
OOPOSP POS 16.0 3
OOPOS NEG 2.0 2
OOPOSP NEG 1.0E+9 {for plotting only} 2
C - - snubbers (next 4 records)
OOPOSP VA 200.0 1.0
OOPOSP POSP VA
OOVA NEG POSP VA
OO NEG POSP VA
C - - Negligible resistances in series with thyristors 1 and 3 to avoid
C - - creating a loop of closed switches during current commutation
C - - from one thyristor pair to the next
OOPOSA POSP 0.01
OOPOSG POSP 0.01
BLANK CARD ENDING BRANCHES
C - - specify the four thyristors
11VA POSA PLS1_2 13
11 POSG PLS3_4 13
11NEG VA PLS3_4 13
11NEG PLS1_2 13
BLANK CARD ENDING SWITCHES
C - - ac source description
14VSA 169.7 60.0 -90.0
BLANK CARD ENDING SOURCES
C - - request for node voltage outputs
VSA VMA VA
BLANK ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT
BLANK
BLANK

C - - FILE NAME = CONT.MOD
MODEL CONTL -- begin model
INPUT VA -- input from models
OUTPUT PLS12, PLS34 -- output to models
VAR PLS12, PLS34, VCONTL, RAMP1, COMP, DCMP
CONST ALPHA (VAL: 45), TENDEG (VAL: 500E-6), dlay (VAL: 8.33e-03)
HISTORY COMP (DFLT: 0), PLS12 (DFLT: 0)
DELAY CELLS DFLT :400
INIT -- initialization
VCONTL:=ALPHA/180
ENDINIT
$INCLUDE,RAMPGEN.MOD
EXEC
IF (VA>=0) THEN
USE RGEN AS RGEN1
OUTPUT ramp1:=RAMP
DATA FREQ:=120, AMPL:=1 -- data for use by rampgen.mod
ENDUSE
ELSE
RAMP1:=0
ENDIF
COMP:=(RAMP1>=VCONTL)
DCMP:=DELAY(COMP, TENDEG)
PLS12:=(NOT DCMP AND COMP)
PLS34:=DELAY(PLS12,dlay) -- generation of pulses

```

```

ENDEXEC
ENDMODEL                                -- end cont1
C

C - - FILE NAME = RAMPGEN.MOD
MODEL RGEN                                -- begin rgen
OUTPUT RAMP                                -- output to cont.mod
DATA   FREQ, AMPL
VAR    RAMP, MAGN, PERIODS
INIT
    MAGN:=AMP*(FREQ)                      -- initialization
    RAMP:=0
    PERIODS:=1
ENDINIT
EXEC
IF (T>0) THEN                            -- ramp generation
    IF (T<(PERIODS/FREQ)) THEN
        RAMP:=(RAMP+(TIMESTEP*MAGN))
    ELSE
        RAMP:=0
        PERIODS:=PERIODS+1
    ENDIF
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL                                -- end rgen
C

```

A3. PSpice 程序清单, 对应于图 8-22

Indirect Field-Oriented Control of an Induction Motor

```

.PARAM LM=0.06, TR=0.05, KT=0.95; motor parameters
.PARAM LMEST=0.06, TREST=0.05, KTEST=0.95; estimated motor parameters
.PARAM J=0.05, B=0.001; mechanical constants
.PARAM FLREF=1.77, TLD=10.0; reference values for rotor flux, load torque
.PARAM DEL=1.0E-04; small number for use in the integrators

* ideal current regulated converter

E_IS1 IS1 0 VALUE = {V(IS1REF)}
E_IS2 IS2 0 VALUE = {V(IS2REF)}
E_IS3 IS3 0 VALUE = {V(IS3REF)}
*****
* MOTOR MODEL
*****
* 3 pha-se to alpha-beta
E_ISALP ISALP 0 VALUE = {V(IS1) - 0.5*(V(IS2)+V(IS3))}
E_ISBET ISBET 0 VALUE = {SQRT(3)*(V(IS2)-V(IS3))/2}

* alpha-beta to d-q
E_ISD ISD 0 VALUE = {V(ISALP)*COS(V(TH)) + V(ISBET)*SIN(V(TH))}
E_ISQ ISQ 0 VALUE = {-V(ISALP)*SIN(V(TH)) + V(ISBET)*COS(V(TH))}

* flux, torque, slip and speed calculation

* function "sdt" evaluates the time integral
E_FLR FLR 0 VALUE = {sdt((LM)*V(ISD)-V(FLR))/(TR)}
E_TQEM TQEM 0 VALUE = {(KT)*V(FLR)*V(ISQ)}
E_WSL WSL 0 VALUE = {(LM)*V(ISQ)/((V(FLR)+1E-12)*(TR))}
E_WR WR 0 VALUE = {sdt(V(TQEM)-V(TQLD)-(B)*V(WR))/(J)}
E_TH TH 0 VALUE = {sdt(V(WSL)+V(WR))}
E_THR THR 0 VALUE = {sdt(V(WR))}
*****
* ESTIMATION OF MOTOR VARIABLES
*****

```



```

* 3 phase to alpha-beta
E_ISALPE ISALPE 0 VALUE = {V(IS1) - 0.5*(V(IS2)+V(IS3))}
E_ISBETE ISBETE 0 VALUE = {SQRT(3)*(V(IS2)-V(IS3))/2}

* alpha-beta to d-q
E_ISDE ISDE 0 VALUE = {V(ISALPE)*COS(V(TH)) + V(ISBETE)*SIN(V(TH))}
E_ISQE ISQE 0 VALUE = {-V(ISALPE)*SIN(V(TH)) + V(ISBETE)*COS(V(TH))}

* flux, torque, slip and speed calculation
E_FLRE FLRE 0 VALUE = {sdt({LMEST}*V(ISDE)-V(FLRE))/{TREST}}
E_TQEME TQEME 0 VALUE = {{KTEST}*V(FLRE)*V(ISQE)}
E_WSLE WSLE 0 VALUE = {{LM}*V(ISQE)/((V(FLRE)+1E-6)*{TREST})}
E_TH THE 0 VALUE = {sdt(V(WSLE)+V(WR))}
*****
* CONTROLLER
*****
* regulators for generating flux ref., speed ref., d-q axes current references
E_FLREF FLREF 0 VALUE = {FLREF}
X_WREF THREF THR WREF PI_AW_OL PARAMS: MAXOUT=377 PI_GAIN=100 PI_WO=10
X_ISDREF FLREF FLRE ISDREF PI_AW_OL PARAMS: MAXOUT=60 PI_GAIN=100 PI_WO=10
X_ISQREF WREF WR ISQREF PI_AW_OL PARAMS: MAXOUT=60 PI_GAIN=10 PI_WO=100

* d-q to alpha-beta
E_ISAREF ISAREF 0 VALUE = {V(ISDREF)*COS(V(TH)) - V(ISQREF)*SIN(V(TH))}
E_ISBREF SBREF 0 VALUE = {V(ISDREF)*SIN(V(TH)) + V(ISQREF)*COS(V(TH))}

* alpha-beta to 3 phase
E_IS1REF IS1REF 0 VALUE = (2*V(ISAREF))/3)
E_IS2REF IS2REF 0 VALUE = {(-V(ISAREF))/3} + {V(ISBREF)/SQRT(3)}
E_IS3REF IS3REF 0 VALUE = {(-V(ISAREF))/3} - {V(ISBREF)/SQRT(3)}
*****
* position reference
V_THREF THREF 0 PULSE(0 1.0V 0.05s 0.1ms 0.1ms 1.0s 2.0s)
* load torque reference
V_TOLD TOLD 0 PULSE(0 {TLD} 0.3s 1.0ms 0.1ms 1.0s 2.0s)
*****
* subcircuit definition of PI regulator with anti-windup and output limiting
.SUBCKT PI_AW_OL POSIN NEGIN OUTPUT PARAMS: MAXOUT=1 PI_GAIN=1 PI_WO=1
+ DEL=1E-04
* name in+ in- out
* NOTE: All voltages are with respect to GND (0)
E_IN SUM_IN 0 VALUE = {V(POSIN)-V(NEGIN)}
* switch at input of the integrator for anti-windup and its control voltage
S_INT SUM_IN INTEG_IN SW_CTRL 0 SMOD
E_SW SW_CTRL 0 VALUE = {MAXOUT-ABS(V(PIOUT))}
* PI with output limiting
E_INTOUT INTEG_O 0 VALUE = {PI_GAIN*PI_WO*sdt(V(INTEG_IN))}
E_PIOUT PIOUT 0 VALUE = {PI_GAIN*V(SUM_IN) + V(INTEG_O)}
E_LIMOUT OUTPUT 0 VALUE = {LIMIT(V(PIOUT),-(MAXOUT),(MAXOUT))}
R_INTIN INTEG_IN 0 1ohm

.MODEL SMOD VSWITCH [RON=0.001 ROFF=0.01MEG VON=0.02 VOFF=0.0]
.ENDS
*****

.TRAN 0.5s 0.5s 0 0.1ms
.PROBE V({ISDREF}) V({ISQREF}) V({THREF}) V({THR}) V({TH}) V({FLR})
+ V({FLRE}) V({TQEM}) V({WR})
.END

```

A4. ATP 程序清单, 对应于图 8-22

C Indirect Field-Oriented Control of an Induction Motor
C Please note that the variable names used in this program may differ from the
C ones used in the text

```

BEGIN NEW DATA CASE
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678
C MISCELLANEOUS DATA CARDS (next two): Specify time step (50e-6s), final time
C (5e-1s), printout frequency (once every 10000 points), plot frequency (once
C every 3 points) and create a plot file ('1' in column 64 of second data card)
50.00E-6  5.0E-1
      10000      3
C
TACS STAND ALONE
C - define load torque and position references
98THREF = 1.0*(TIMEX .GE. 0.1) { step change at time t=0.1s
98TQLD  = 4.0*(TIMEX .GE. 0.3) { step change at time t=0.3s
C - constants for PI regulators; the letters A, B & C stand for the speed, ...
C - d-axis current & q-axis current regulators respectively
98MAXA = 377
98GAINA = 100
98WOA = 10
98MAXB = 60
98GAINB = 100
98WOB = 10
98MAXC = 60
98GAINC = 10
98WOC = 100
C - ideal current regulated converter
98IS1 = IS1REF
98IS2 = IS2REF
98IS3 = IS3REF
C *****
C MOTOR MODEL
C - 3 phase to alpha-beta
98ISALP = IS1 - 0.5*(IS2+IS3)
98ISBET = SQRT(3)*(IS2 - IS3)/2
C alpha-beta to d-q
98ISD = ISALP*COS(THRF) + ISBET*SIN(THRF)
98ISQ = -ISALP*SIN(THRF) + ISBET*COS(THRF)
C - flux, torque, slip and speed calculation
1FLR +ISD .060 { LM=0.060 }
1.0
1.0 0.05 { TR=0.050 }
98TQEM = 0.95*FLR*ISQ { KT=0.950 }
98WSL = 0.06*ISQ/(FLR*0.05)
1WR +TQEM -TQLD 1.00
1.0
0.001 0.05 { B=0.001, J=0.050 }
1THRF +WR +WSL 1.00
1.0
0.0 1.0
1THR +WR 1.00
1.0
0.0 1.0
C
*****
C ESTIMATION OF MOTOR VARIABLES
C - 3 phase to alpha-beta
98ISALPE = IS1 - 0.5*(IS2+IS3)
98ISBETE = SQRT(3)*(IS2 - IS3)/2
C - alpha-beta to d-q
98ISDE = ISALPE*COS(THRFE) + ISBETE*SIN(THRFE)
98ISQE = -ISALPE*SIN(THRFE) + ISBETE*COS(THRFE)
C flux, torque, slip and speed calculation
1FLRE +ISDE .060 { LMEST=0.060 }
1.0
1.0 0.05 { TREST=0.050 }
98TQEME = 0.95*FLRE*ISQE { KTEST=0.950 }

```

```

98WSLE      = 0.06*ISQE/(FLRE*0.05)
1THRFE      +WR      +WSLE                      1.00
1.0
0.0        1.0
C *****
C - CONTROLLER; the PI regulators have anti-windup and output limiting
98FLREF      = 1.77
C - PI regulator for generating speed reference
98IINA       = (THREF-THR)*(ABS(PIOUTA) .LE. MAXA)
1IINTA       +IINA                      1.00
1.0
0.0        1.0
98IOUTA      = GAINA*WOA*INTA
98PIOUTX     = GAINA*(THREF-THR) + IOUTA
PIOUTA       +PIOUTX                      1.00
98SIGNA      = SIGN(PIOUTA-MAXA)*(ABS(PIOUTA) .GT. MAXA)
98WREF 60-MAXA +PIOUTA +MAXA              0.0          SIGNA
C - PI regulator for generating Isdref
98IINB       = (FLREF-FLRE)*(ABS(PIOUTB) .LE. MAXB)
1IINTB       +IINB                      1.00
1.0
0.0        1.0
98IOUTB      = GAINB*WOB*INTB
98PIOUTY     = GAINB*(FLREF-FLRE) + IOUTB
PIOUTB       +PIOUTY                      1.00
98SIGNB      = SIGN(PIOUTB-MAXB)*(ABS(PIOUTB) .GT. MAXB)
98ISDREF60-MAXB +PIOUTB +MAXB              0.0          SIGNB
C - PI regulator for generating Isqref
98IINC       = (WREF-WR)*(ABS(PIOUTC) .LE. MAXC)
1IINTC       +IINC                      1.00
1.0
0.0        1.0
98IOUTC      = GAINC*WOC*INTC
98PIOUTZ     = GAINC*(WREF-WR)+IOUTC
PIOUTC       +PIOUTZ                      1.00
98SIGNC      = SIGN(PIOUTC-MAXC)*(ABS(PIOUTC) .GT. MAXC)
98ISQREF60-MAXC +PIOUTC +MAXC              0.0          SIGNC
C - d-q to alpha-beta
98ISAREF     = ISDREF*COS(THRFE) - ISQREF*SIN(THRFE)
98ISBREF     = ISDREF*SIN(THRFE) + ISQREF*COS(THRFE)
C - alpha-beta to 3 phase
98IS1REF     = 2*ISAREF/3
98IS2REF     = (-ISAREF/3)+(ISBREF/SQRT(3))
98IS3REF     = (-ISAREF/3)-(ISBREF/SQRT(3))
C REQUEST PLOTTING OF TACS VARIABLES
33THREF THR  THRFE WREF WR  FLR  FLRE
33ISD  ISQ  ISDREFISQREFTOEM
BLANK ENDING TACS
BLANK DENOTING END OF FILE

```

第9章 交流传动中的估计、辨识和无传感器控制

小西孝平, 松井雪部野, 堀余一

9.1. 引言

从20世纪初期起, 可调速传动的电动机在钢铁工业和汽车工业中就获得了广泛大量的应用。在早期阶段, 直流电动机广泛地用于调速控制。然而, 从60年代后期开始, 交流电动机在宽广的工业应用领域正在取代直流电动机。起初由于交流电动机传动需要更复杂的控制器, 在经济上是不可行的, 也是不能被广泛接受的。然而, 在结合了数字控制技术和大功率半导体装置两方面的先进技术之后, 交流传动变得越来越经济和受欢迎。现在几乎在所有领域内直流传动已被交流传动所替代。

然而, 有一些领域仍然不适于用交流传动。其中之一是要求精确转矩控制的应用领域。例如注塑机械需要在很低速度或静止状态下有精确的转矩控制。交流电动机有时会产生转矩误差或由于一些参数变化而引起转矩脉动。为了克服这些问题, 在控制器设计中必须采用更先进的技术。这些技术以电动机参数的估计和辨识为基础, 并使用了包括高速的数字信号处理器(DSP)和并行处理等数字控制的最新成果。在本章将给出估计和系统辨识领域内的最新的先进技术。这些成果不仅反映在控制设计的本身, 而且也可直接用以省去机械式传感器。本章首先介绍交流电动机传动的电气方面情况, 重点是参数估计、磁通辨识和基于各种方法的速度估计, 包括自整定调节器、模型参考自适应系统等。重要的应用是无速度传感器的感应电动机传动和无刷电动机的传动。本章给出了基于实际观点的理论分析并示出了相应的实验结果。本章也叙述了考虑机械方面的鲁棒运动控制器的设计问题。把电和机械这两方面集成起来, 多方面的应用将成为可能。在本章末尾给出了最新技术成果的总结。

9.2. 交流传动的参数估计

9.2.1. 无刷电动机的参数辨识

无刷电动机的参数 具有梯形磁通分布的无刷电动机(BLDM, 无刷直流电动机)的控制是相当简单的, 通常它不需要参数辨识。一般具有正弦磁通分布的无刷电动机(PMSM, 永磁同步电动机)的精确控制需要参数辨识, 因为它要求比较小的转矩脉动, 特别是这种方法可用来实现细微的转矩控制。从控制观点出发, 无刷电动机有三个电参数: 电枢电阻、电枢电感和电动势系数。它们是要辨识的重要参数。

这里提出两种有效的方法。一是自整定调节器(STR), 它在控制器内有整定能力, 可使

输出误差为零;二是模型参考自适应系统(MRAS),它在控制器内给出了一个参考模型。值得指出的是,由于控制器的CPU处理时间的限制,直接应用STR和MRAS进行参数辨识并不总是能够得到正确结果的。因为对电流和速度控制的辨识必须以并行方式处理,所以,用简单算法以减少辨识的处理时间是很重要的。

基于自整定调节器的参数辨识器 在稳定状态下,PMSM有像直流电动机一样简单的等值电路。测量其端电压、电源电流和电枢电阻就可用以辨识电路参数。在稳定状态下参数变化对电枢电流误差影响的实验评估如图9-1所示。电流可调的电压源逆变器提供的几乎是正弦电流。在图中纵坐标是由参数变化引起的电流误差。参数变化系数定义为:

$$K = \frac{\text{电动机参数}}{\text{控制器参数}} \quad (9.1)$$

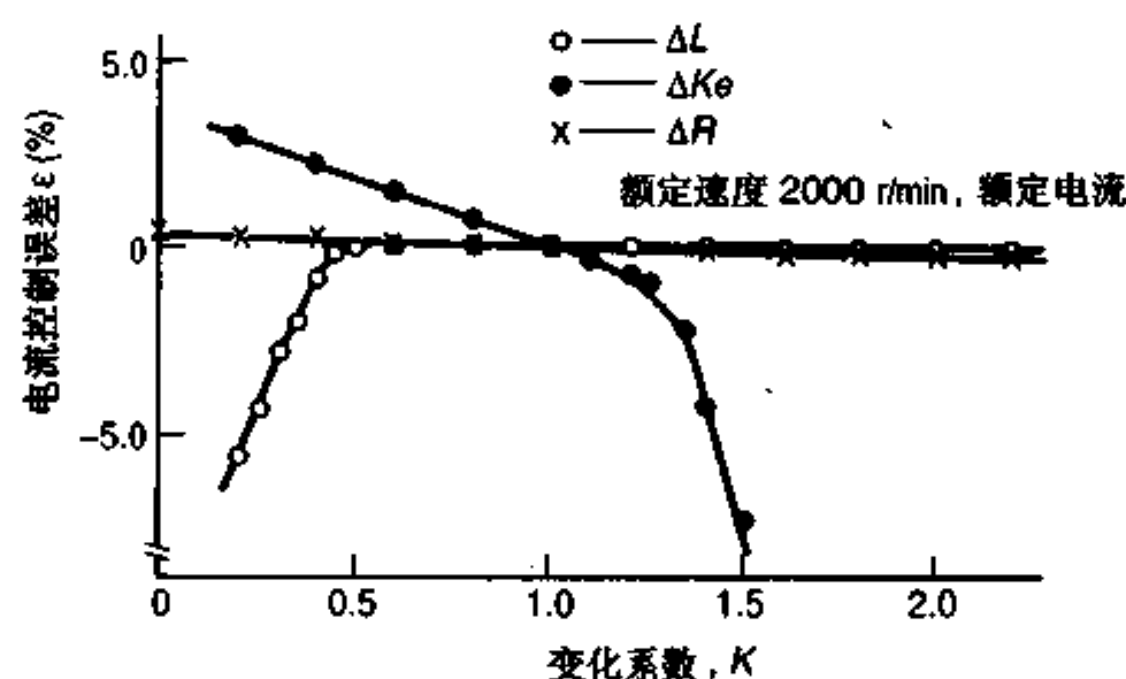


图 9-1 稳态时基于参数变化产生的电枢电流误差的实验估计

结果表明,电枢电感和电动势系数的变化是影响性能的主要因素,而电枢电阻的变化不是主要的。这意味着电阻压降比电感压降和反电动势要小得多。基于STR辨识器对电枢电感和电动势系数辨识的相应实验结果如图9-2所示。实验时,辨识器的输入是电压和电枢电流。电枢电流是通过电流传感器得到的,而作用电压则用直流环节电压,PWM模型和空时间^①等信息由计算而得。为了简化辨识算法和节省计算时间,下列关系被用来辨识电枢电感和电动势系数:

$$\hat{L} = \frac{v_d(n-2) - R_d i_d(n-2)}{i_d(n-1) - i_d(n-2) + \omega_r T i_q(n-2)} T \quad (9.2)$$

$$\hat{K}_e = \frac{v_q(n-2) - R i_q(n-2) - \frac{\hat{L}}{T} \{i_q(n-1) - i_q(n-2)\}}{\omega_r} + \hat{L} i_d(n-2) \quad (9.3)$$

式中,电压和电流为转换到 $d-q$ 轴的量, T 及 $\dot{\theta}(=\omega_r)$ 分别是电流控制周期和电动机的速度。估计过程重复256次,估计值为平均值以避免计算中的噪声。图9-3为在各种负载和速度条件下的估计误差。由式(9.2)可知,由于电枢电感的估计用了除法运算和比较小的 d -轴电压,所以其误差与电动势系数误差相比稍大一些。

^① dead-time 系指逆变器上下两元件导通转换间的间歇时间——译者。

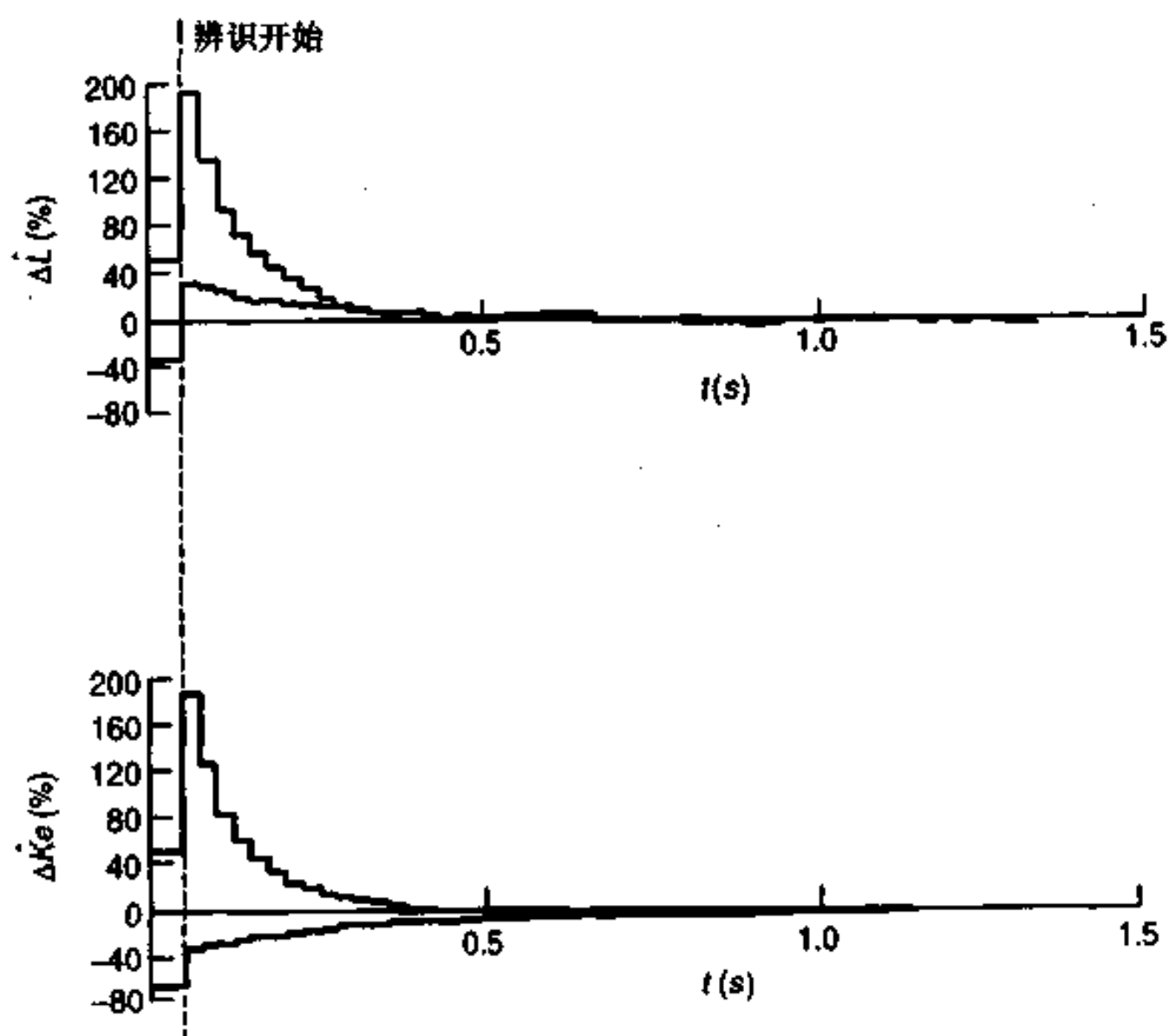
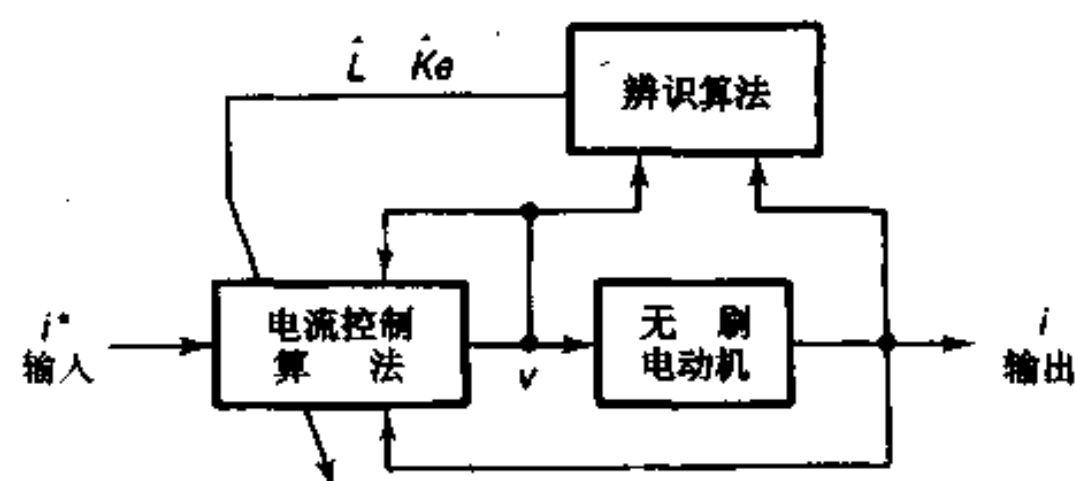


图 9-2 基于 STR 的参数辨识器的实验结果
 $\hat{L}$ 是被估计的电枢电感, $\hat{K}_e$ 是被估计的电动势系数

基于 MRAS 的参数辨识器 图 9-4 为基于 MRAS 的辨识方案, 它包括一个基于电压的电动机模型的参考模型。此外, 图中示出了被试电动机电枢电感和电动势系数的辨识实验结果。辨识器的输入是模型与实际电动机的电流差。电流差分解为两个分量, 由此来辨识电枢电感和电动势系数。辨识算法如下。改写无刷电动机的 d - q 电压方程, 参考模型由下式给出

$$\begin{aligned} \hat{i}(n-1) = & \frac{T}{\hat{L}(n-2)} [v(n-2) - Ri(n-2)] \\ & + \omega_r(n-2)T \left[\begin{matrix} -i_q(n-2) \\ i_d(n-2) - \hat{K}_e(n-2)/\hat{L}(n-2) \end{matrix} \right] + i(n-2) \quad (9.4) \end{aligned}$$

模型电机与实际电动机的电流差是

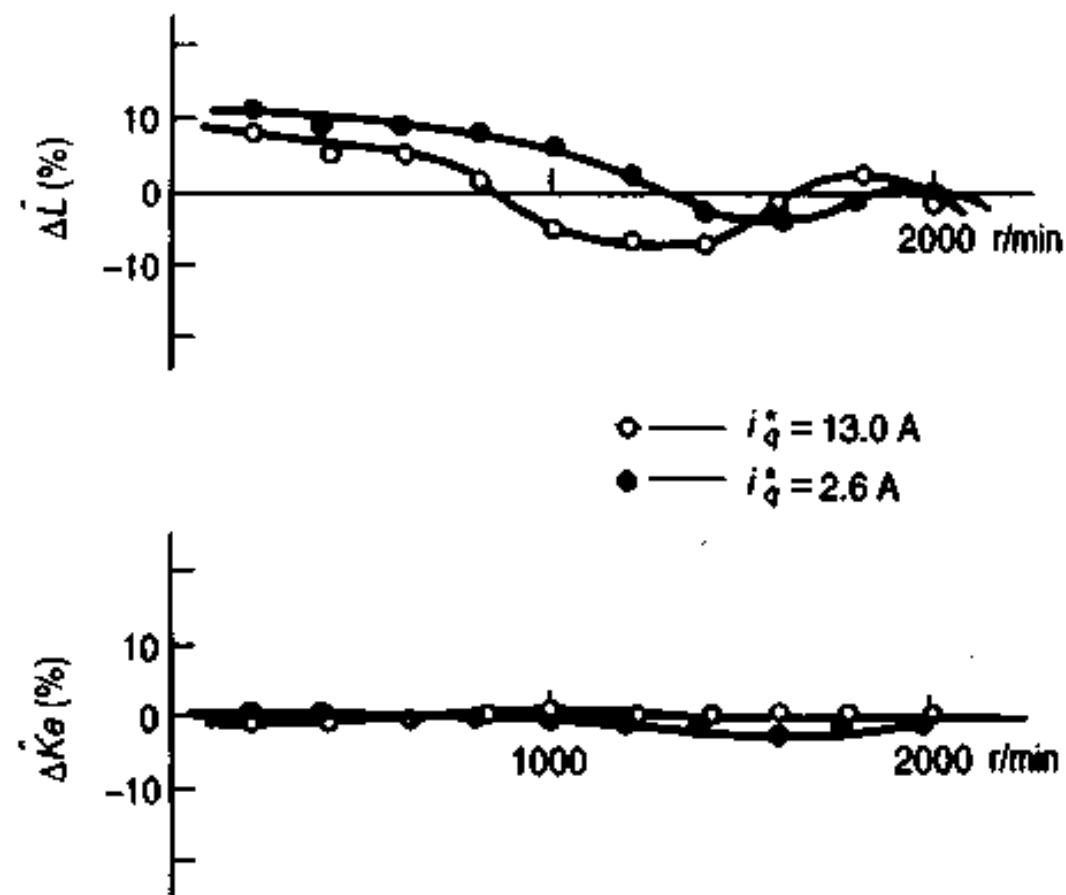


图 9-3 在各种负载和速度条件下的估计误差

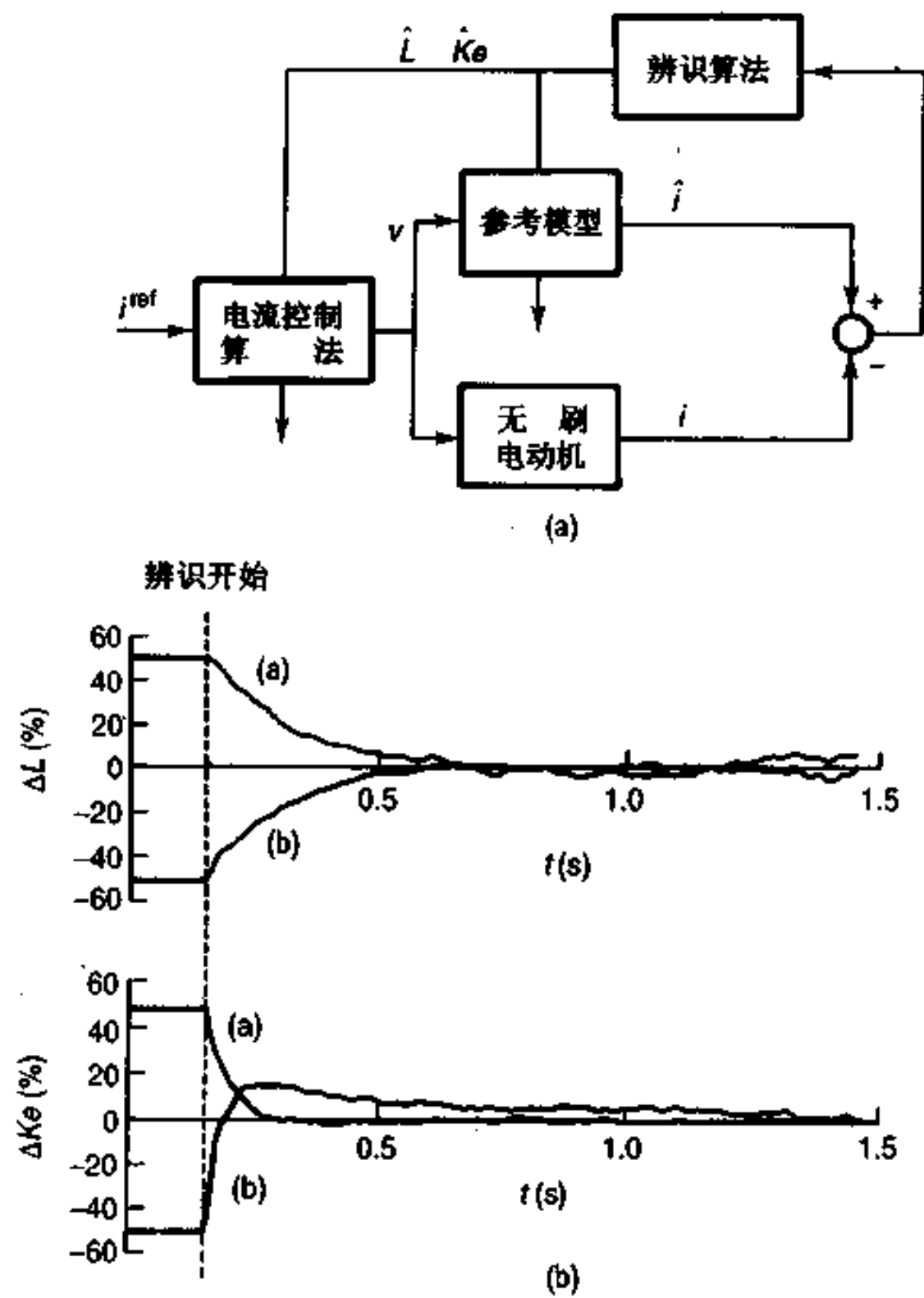


图 9-4 基于 MRAS 的参数辨识器的实验结果

$$\Delta i(n-1) = \omega_r(n-2)T \left[\begin{matrix} 0 \\ K_e/L - \hat{K}_e(n-2)/\hat{L}(n-2) \end{matrix} \right] + T \left[\frac{1}{\hat{L}(n-2)} - \frac{1}{L} \right] [v(n-2) - Ri(n-2)] \quad (9.5)$$

从 d -轴的电流分量推出 d -轴的电流差是:

$$\Delta i_d(n-1) = T[v_d(n-2) - Ri_d(n-2)] \left[\frac{1}{\hat{L}(n-2)} - \frac{1}{L} \right] \quad (9.6)$$

假设被辨识的电枢电感为 $L = \hat{L}(n-1)$, 则由式(9.5)给出 q -轴分量的电流差为

$$\Delta i_q(n-1) = \frac{T}{L} \dot{\theta} [K_e - \hat{K}_e(n-2)] \quad (9.7)$$

用上面两式, 辨识算法概括为

$$\begin{bmatrix} \hat{L}(n-1) \\ \hat{K}_e(n-1) \end{bmatrix} = K_P \text{sgn}[A(n-2)] \Delta i(n-1) + K_I \sum_{k=1}^{n-1} \text{sgn}[A(k-1)] \Delta i(k) \quad (9.8)$$

式中

$$A(k) = \begin{bmatrix} T\{v_d(n-2) - Ri_d(n-2)\} & 0 \\ 0 & \dot{\theta}(n-2) \end{bmatrix} \quad (9.9)$$

K_P 和 K_I 分别为增益矩阵。在各种负载和速度条件下, 实验的估计误差如图 9-5 所示。在这种情况下, 电动势系数的估计误差比电枢电感的估计误差大, 尤其是在低速范围内。

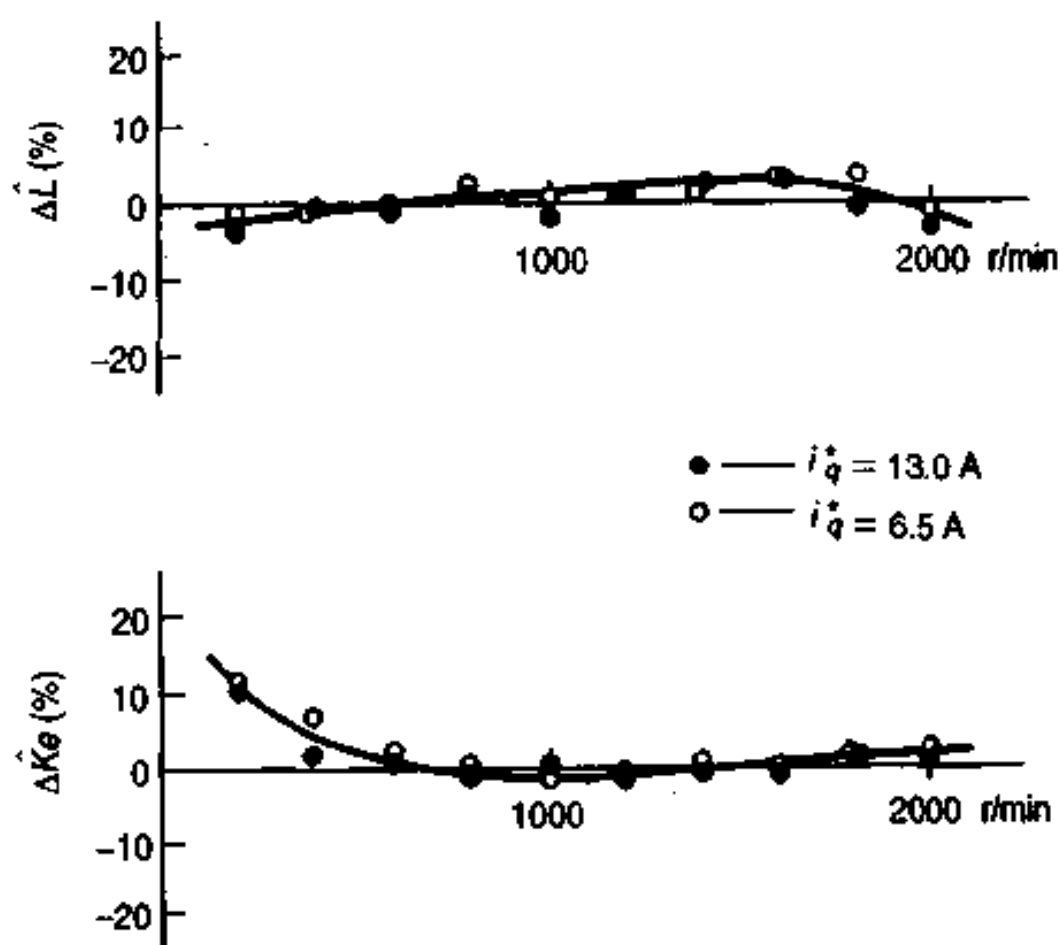


图 9-5 在各种负载和速度条件下的实验估计误差

参数辨识在转矩控制上的应用 无刷电动机参数辨识的一个有意义的例子是无转矩传感器的转矩控制。图 9-6 为传统的基于电流的转矩控制系统。转矩参考值除以转矩常数(=电动势系数, 在国际单位下)得到电流参考值。在图 9-6(b)中, 横坐标是电动机带负载的运行时间, 它就相当于温升。随着温度上升, 由于永久磁铁为负温度系数, 转矩常数减小。因为电枢电流由于电流内环的作用而被控制为常数, 因此产生的转矩也正比于转矩常数而下降,

如图所示。在图 9-6(c) 中被辨识出的转矩常数用来修正电流参考值, 以补偿电动机转矩常数的减小。其结果是转矩维持不变。其精度受温升的影响小于 1%。为了改善精度, 电压计算应该更精确, 应当计及开关器件的开通和关断时间以及关断时间对电流的依赖关系等因素。

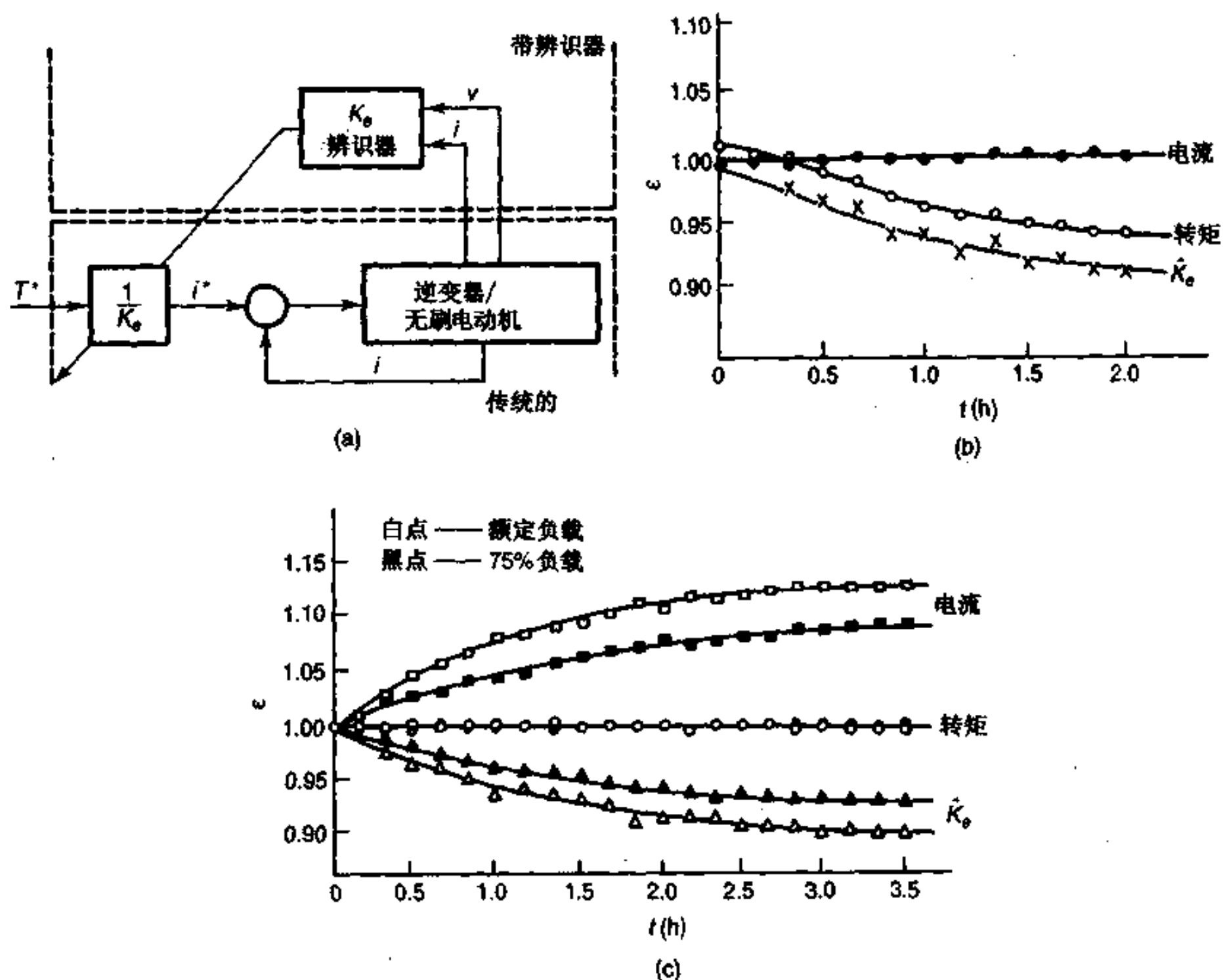


图 9-6 无转矩传感器的转矩控制系统和控制特性

9.2.2. 感应电动机的参数辨识

感应电动机的参数 在稳定状态下的感应电动机基本上可用图 9-7 的等值电路表示。通过传统的空载试验、堵转试验和电量测量试验可得出如图 9-7 所示的辨识参数。

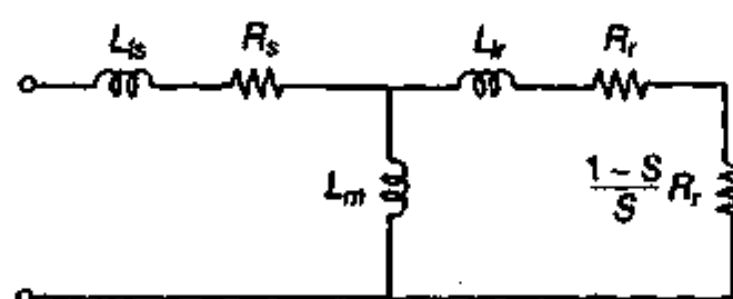


图 9-7 笼型感应电动机等值电路(没考虑铁耗)

目前计算机技术使得在线和实时进行这些试验成为可能。在处理过程中,由于辨识过程要求使用电压和电流的基波分量,所以通常需要应用傅里叶级数展开。还有一些专门用于电量测量的方法。例如,为了测量定子电阻,逆变器以斩波器的方式运行。流程图的实例如图9-8所示[4]。

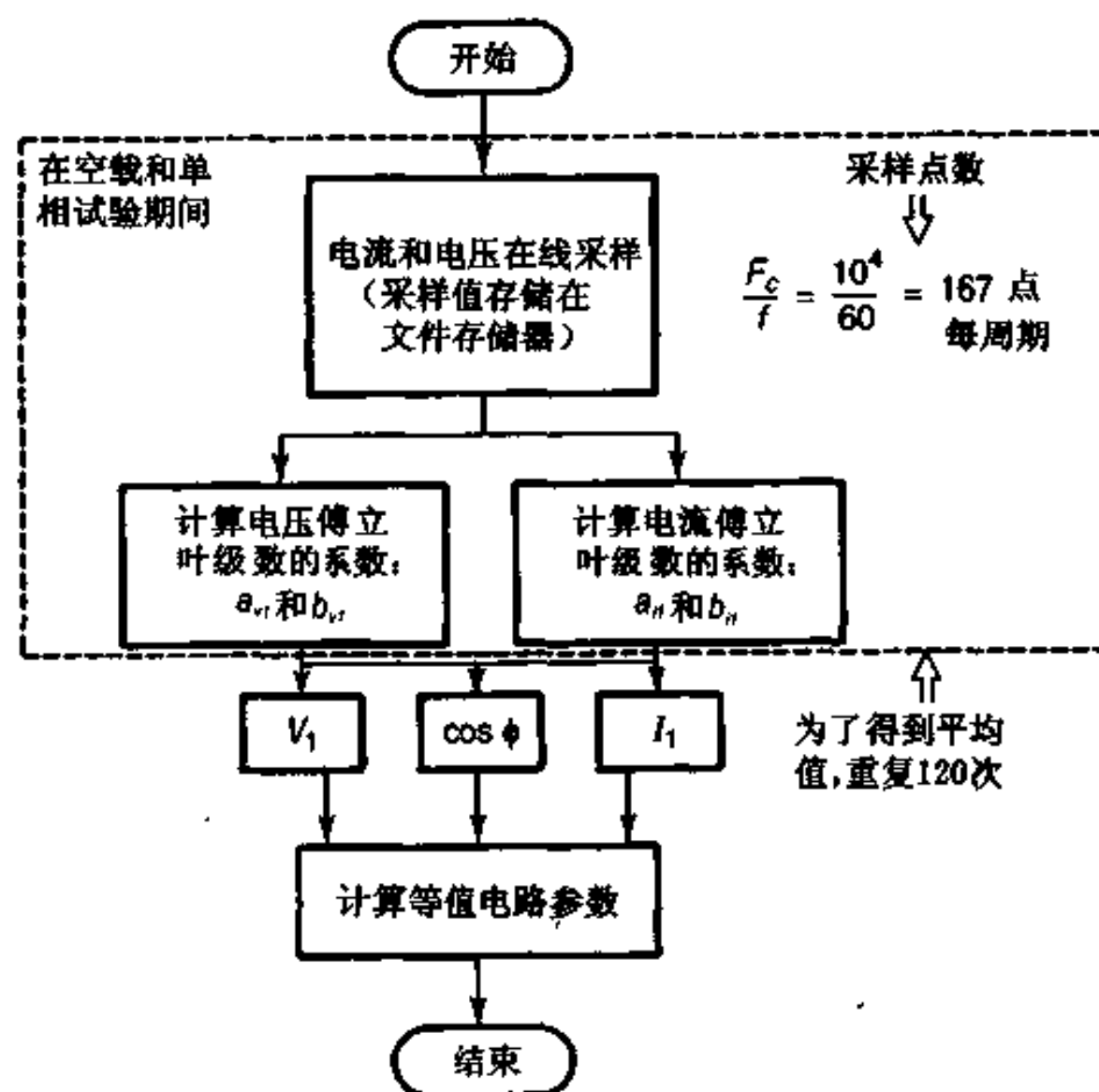


图 9-8 感应电动机参数自主辨识流程图

这种稳态方法的一个直接应用是,在 V/f 逆变器供电的感应电动机驱动中,对低速段有自动升压功能。图9-9所示为实验结果,可观察到低速段升压功能的效果[4]。逆变器的空时间补偿也能防止在低速段转矩的减小,因为空时间对基波分量有影响。

矢量控制感应电动机的参数辨识 矢量控制的感应电动机是一种有前途的执行机构。感应电动机有两种类型的矢量控制,它们是:磁场定向控制类型;转差频率控制类型。

在磁场定向控制类型中,有些是直接定向反馈回路的,有时称为直接矢量控制。为此目的,在初期阶段用的是霍尔元件。相反,在第二种类型中磁通矢量的定向功能是不明显的。磁通的相位和幅值是通过转差频率控制进行调节的,后者有时归类为间接控制。因为转差频率控制类型本质上是开环控制,所以电气参数特别是转子电阻的变化对性能有很大影响。对于带有轴编码器的感应电动机矢量控制的转子电阻或转子时间常数的估计已见诸很多文献。多数文献是以最小二乘法(LMS)或类似方法为基础的。如早期文献[15]所述,加到 d -轴电流参考值上的 PRBS(伪随机二进制序列)对转子时间常数估计的收敛是有效的。下面将示出,这类 d -轴电流的持续激励(PE)条件对无传感器传动是必不可少的,因为转子速度和转子电阻的估计不能同时进行。

不仅是二次电阻,其他的参数也需要估计。Holtz 和他的合作者提出并实现了矢量控制

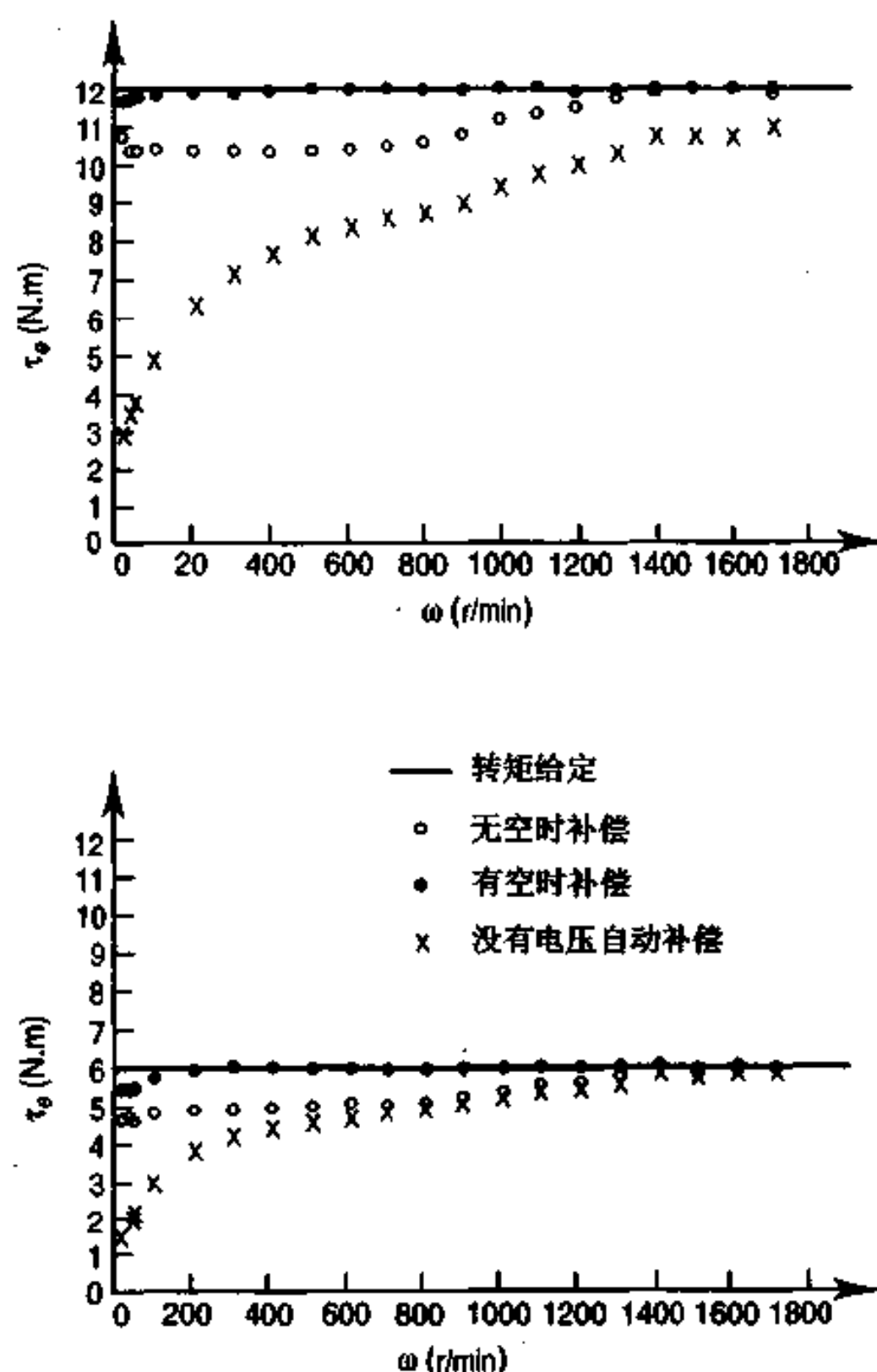


图 9-9 实验的转矩控制特性(2.2 kW, 4 级感应电动机)

感应电动机驱动自调试方案。该方案用了带 ASIC 的 80196 微控制器做参数辨识, 诸如定子电阻、定子暂态时间常数、转子时间常数、转子励磁电流和机械时间常数等[5]。根据这种方法, 已有几种商用逆变器增添了这类功能。

矢量控制感应电动机的磁通估计 许多文献从磁场定向控制的角度提出了对转子磁通进行估计。通常, 图 9-7 所示的笼型感应电动机的动态系统方程如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s$$

$$i_s = [I \quad 0] \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (9.10)$$

式中

$$A_{11} = - \left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \right\} I$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{R_r}{L_r} I - \omega_r J \right\}$$

$$A_{21} = \frac{L_m R_r}{L_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{R_r}{L_r} I + \omega_r J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

由于方程是可观测的,有可能构成一个观测器用来估计转子磁通。最小阶观测器可以从著名的 Gopinath 方法推演出来。

$$\dot{\hat{\Psi}}_r = A_{21} \hat{i}_s + A_{22} \hat{\Psi}_r + G[\dot{i}_s - (A_{11} \hat{i}_s + A_{12} \hat{\Psi}_r + B_1 v_s)] \quad (9.11)$$

方程式右边头两项为磁通回路的“仿真”,最后一项是“校正”项。图 9-10 是其实施方案。

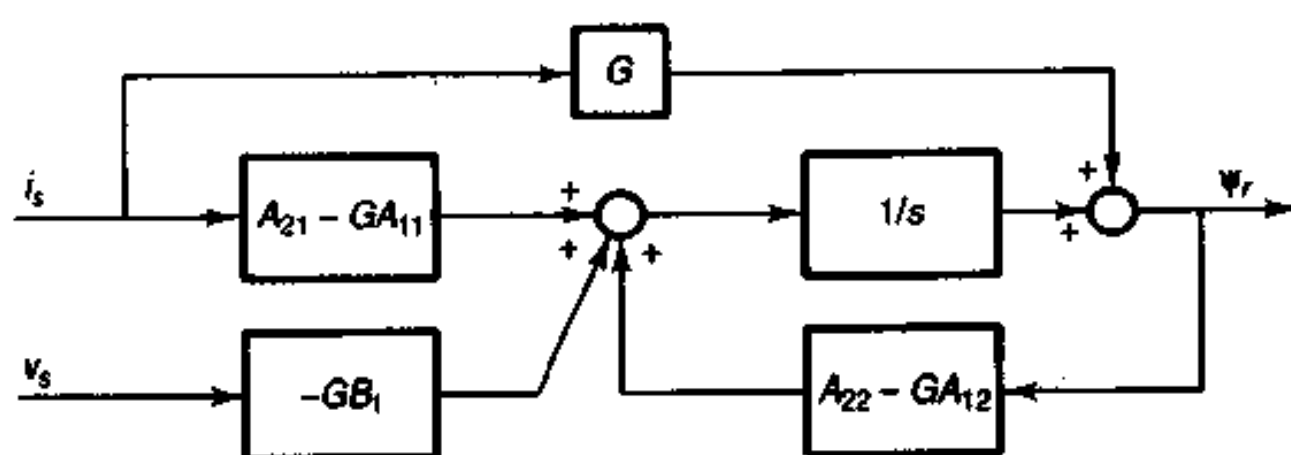


图 9-10 磁通观测器实施方案

磁通估计误差 e 是

$$\dot{e} = (A_{22} - GA_{12})e = -He \quad (9.12)$$

H 的特征值决定误差的动特性。感应电动机的参数变化引起磁通观测器的瞬态误差。已证明,如果 H 是斜对称的,如

$$H = \alpha I - \beta J \quad (9.13)$$

则它对转子电阻变化的敏感度最小。其中, $-\alpha \pm \beta j$ 是磁通观测器配置的极点。 α 和 β 为

$$\alpha = \sqrt{\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + W^2 \left[\left(\frac{R_L}{L_r}\right)^2 + \omega_r^2\right]}$$

$$\beta = -\omega_r \quad (9.14)$$

式中, W 是由转子电阻最大变化率 ϵ 决定的加权系数。

$$W \leq \sqrt{\left(1 + \frac{1}{\epsilon}\right)^2 - 1} \quad (9.15)$$

例如,对于 $\epsilon=0.3$, W 的推荐值小于 3 或 4。图 9-11 对其他参数变化的最小化也是有作用

的。若用估计的磁通实现反馈, 这种方法是 Blaschke 提出的最原始的矢量控制[14]的一种扩展。图 9-11 是另一个实际例子。磁通观测器具有与磁通检测器类似的功能。

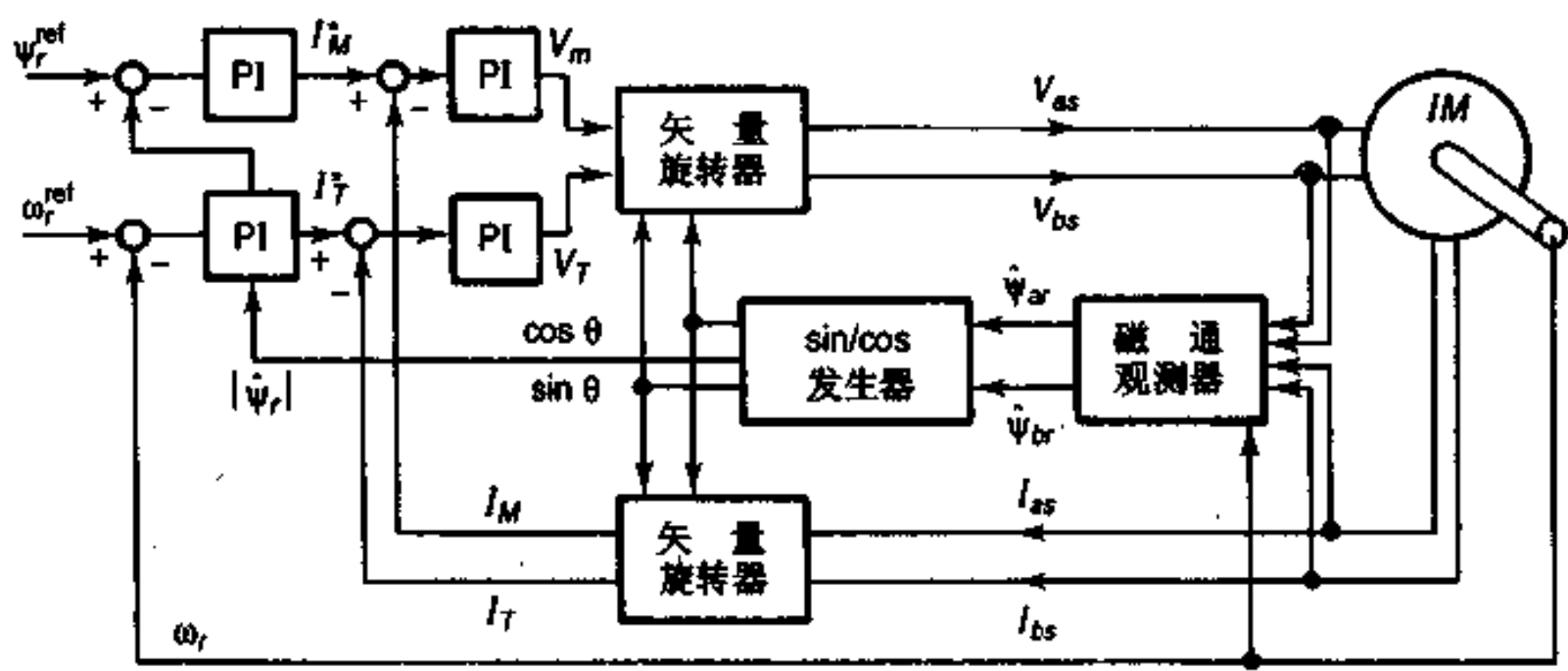


图 9-11 基于磁通观测器的磁场定向

9.3. 交流电动机无传感器传动

在本质上, 矢量控制交流电动机需要速度或位置传感器。从传动的造价、可靠性、机械尺寸和抗噪声的观点来看, 这些传感器会带来一些缺陷。由于这些原因, 有必要不使用位置和速度传感器而能得到精确的转矩和速度控制, 即所谓交流电动机无传感器传动。在本节首先讨论无刷电动机的无传感器传动, 而后再讨论感应电动机的无传感器传动。

9.3.1. 无刷电动机的无传感器传动

如前所述, 有两种无刷电动机: 具有梯形磁通分布的电动机和具有正弦磁通分布的电动机。无刷电动机实现无传感器传动的方法依转子磁通分布的不同而不同。具有梯形转子磁通分布的无刷电动机是最佳的对象, 因为三个定子绕组每次只有两个绕组激励, 结果使无激励的绕组有可能用做传感器[10,11], 也就是说, 在无激励绕组中感应的速度电动势被用来决定转子的位置和速度。

与此相反, 具有正弦磁通分布的无刷电动机是三个绕组同时激励, 无传感器控制算法变得很复杂。图 9-12 为无刷电动机的分析模型, 其中 d - q 轴表示实际的转子位置和 γ - δ 轴是假想的转子位置。由于没有位置传感器, 实际转子位置是不知道的, 引入两个坐标轴的目的是使假想和实际转子位置角度差 $\Delta\theta$ 收敛于零。

提出两种控制方法。两者都是利用检测的状态变量和由控制器中电动机模型获得的估计状态

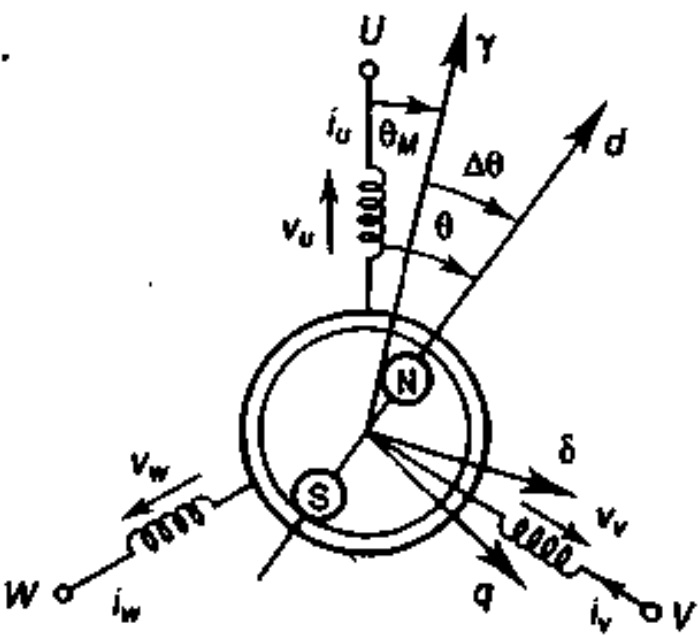


图 9-12 无刷电动机的分析模型

变量来估计角度差。不同的电动机模型其实现方法是不同的,它们是:基于电压模型的驱动[12];基于电流模型的驱动[13]。

这两种方法基本上都是基于模型控制的。如果要求更高的性能,就需要在线辨识电动机的参数。然而值得注意的是,第二种方法对电动机参数的变化具有鲁棒控制特性。

在基于电压模型的无传感器驱动中,电压方程如下。式中, P 为微分因子。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + PL & -L\dot{\theta}_c \\ L\dot{\theta}_c & R + PL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + K_E \dot{\theta} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (9.16)$$

另一方面,在假想和实际轴重合的理想条件下,电压方程为:

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma M} \\ v_{\delta M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + PL & -L\dot{\theta} \\ L\dot{\theta} & R + PL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + K_E \dot{\theta} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.17)$$

取上两式 γ -轴上的电压差,并设 $\Delta\theta$ 很小,可得如下关系

$$\Delta v_\gamma = v_\gamma - v_{\gamma M} = -K_E \dot{\theta} \sin \Delta\theta \simeq -K_E \dot{\theta} \cdot \Delta\theta \quad (9.18)$$

由于电压差可以用式(9.16)的实际电压和式(9.17)求得的模型电压进行计算,角度差遵循下列规则收敛为零:

$$\begin{aligned} \text{如果 } \Delta v_\gamma > 0 & \quad \text{则 } \dot{\theta}_c \text{ 下降} \\ \text{如果 } \Delta v_\gamma < 0 & \quad \text{则 } \dot{\theta}_c \text{ 上升} \end{aligned} \quad (9.19)$$

(对应于顺时针旋转)

电流模型由式(9.20)给出

$$P \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \left\{ \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -L\dot{\theta}_c \\ L\dot{\theta}_c & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - K_E \dot{\theta} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \right\} \quad (9.20)$$

同样,计算电流差,结果为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma - i_{\gamma M} \\ i_\delta - i_{\delta M} \end{bmatrix} = \frac{K_E T}{L} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \sin \Delta\theta \\ -\dot{\theta} \cos \Delta\theta + \dot{\theta}_M \end{bmatrix} \simeq \frac{K_E T}{L} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \Delta\theta \\ -\Delta\dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (9.21)$$

式中, T 是采样周期; $\dot{\theta}_M$ 是模型电动机速度。式(9.21)表示,每个电流分量的电流差分别与位置和速度误差相对应,所以得到下列算法。

$$\dot{\theta}_M = -K_\theta \int \Delta i_\delta dt \quad (9.22)$$

$$\dot{\theta}_c = \int (\dot{\theta}_M + K_\theta \Delta i_\gamma) dt \quad (9.23)$$

基于电流模型算法所得到的转矩-速度特性如图9-13所示。电动机的额定技术参数是1.2(kW)、6极、1200(r/min)、98(kgf·cm)。最大速度为1500(r/min),最低速度为60(r/min)。稳态最大速度误差在0.4%之内。

9.3.2 矢量控制感应电动机的无传感器传动

关于矢量控制感应电动机的无速度传感器传动已发表过很多文章[6]。所采用的各种方法,其基本思想是利用端电压、电源电流和频率进行速度估计。

转差频率控制方法相当简单,如图9-14所示。在该方案中,逆变器的频率是这样控制

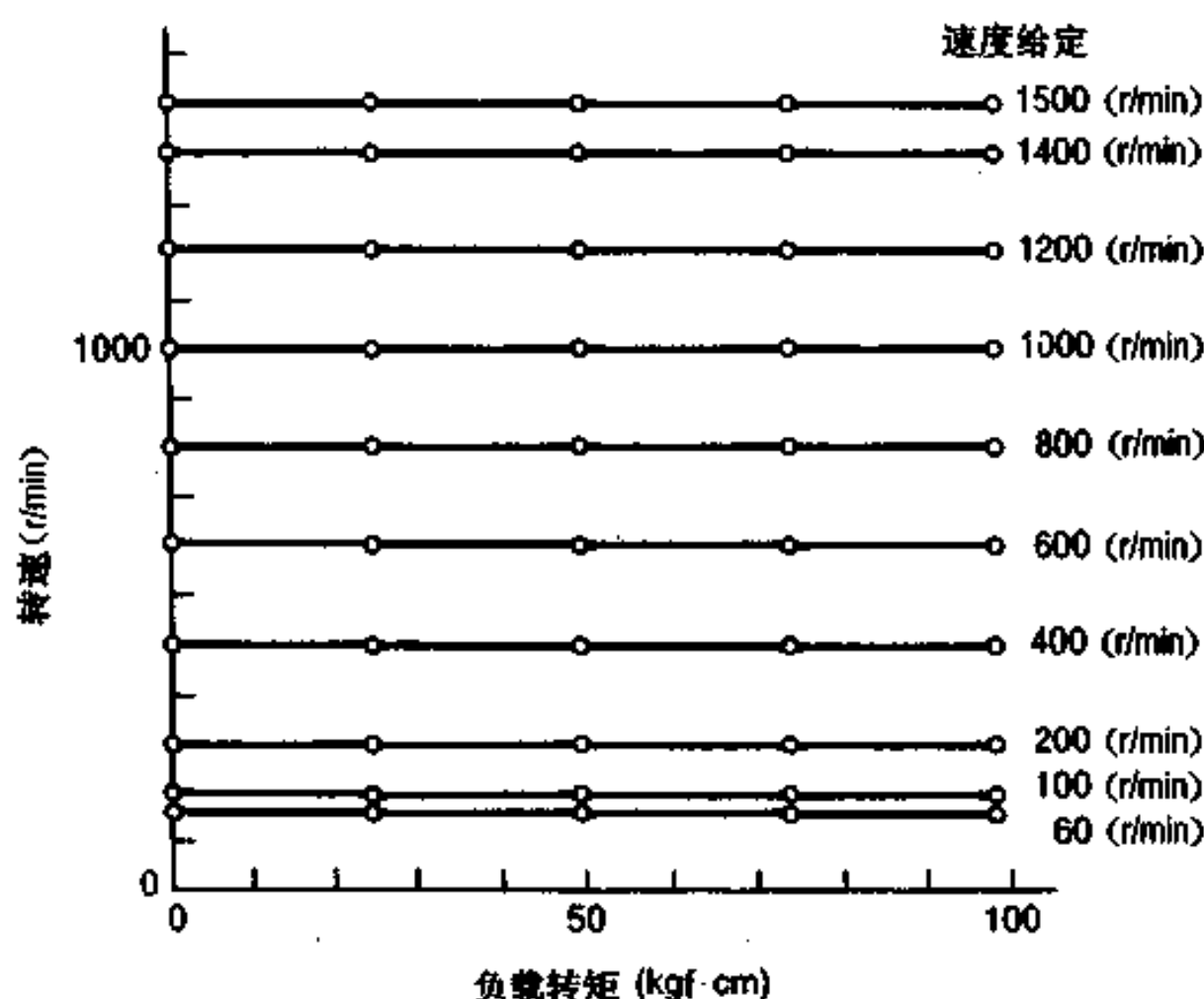


图 9-13 基于电流模型控制的无传感器无刷电动机的转矩—速度特性

的,由转换到同步旋转坐标系($d-q$ 轴)的定子电流来估计转差频率,使矢量控制条件得以满足。转差频率由下式给出:

$$\hat{\omega}_s = \frac{R_r i_{sq}}{L_r i_{sd}} \quad (9.24)$$

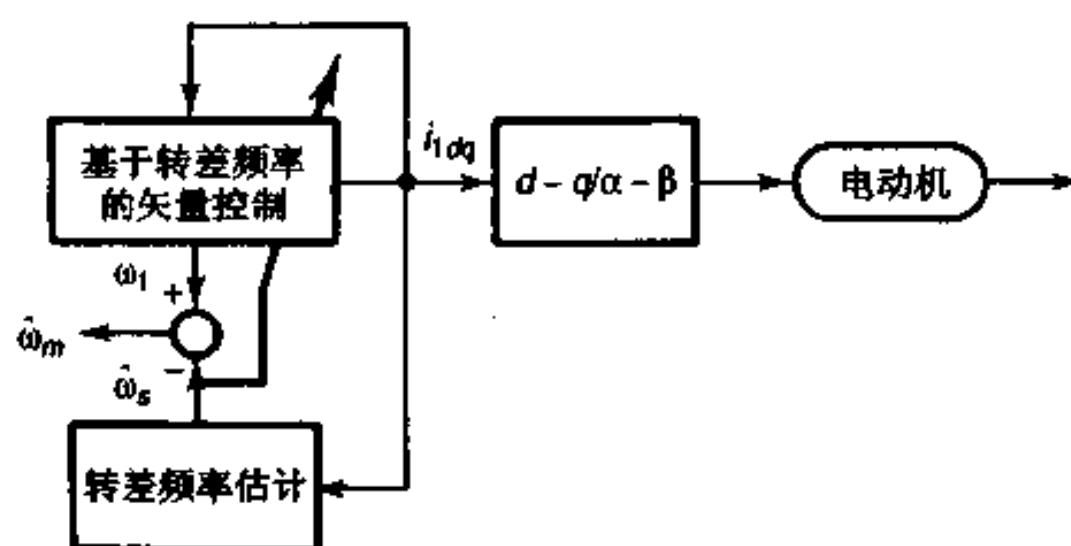


图 9-14 基于转差频率的感应电动机无传感器控制的基本方框图

电动机的速度由逆变器频率和估计的转差频率间接估计得出

$$\hat{\omega}_r = \omega - \hat{\omega}_s \quad (9.25)$$

在这种方法中,因为被估计的转差频率直接回馈到矢量控制算法中,所以矢量控制和速度估计是耦联的,它们需要同时运算。

在磁场定向控制的方法中,对调整速度范围较大的无传感器传动,不仅速度而且转子磁通都是同时估计的。Schauder 用 MRAS 研究了这个问题[7]。此方法基于不明显包括速度项的所谓电压参考模型。定子方程式被用来校正可调电流的参考模型。速度是根据一种由波

波夫稳定准则推导出的磁通分量误差估计出来的。

图 9-15 是这种方法的一种修正实现方案,它可应用在低速范围和中、高速范围内。基于电动机电压参考模型的转子磁通观测器是用转换到静止坐标系(α - β 轴)的定子电流来估计转子磁通的,以估计的转子磁通为基础实现矢量控制。而电动机的速度由磁通和定子电流通过 MRAS 直接估计。所以,不像转差频率方法,而是采用被估计的速度来调整电动机的模型。矢量控制能与速度估计不相耦联而自行控制。速度根据下列关系进行估计:

$$\hat{\omega}_r = K_p \|e_i \times \hat{\Psi}_r\| + K_i \int \|e_i \times \hat{\Psi}_r\| dt \quad (9.26)$$

$$e_i = i_s - \hat{i}_s$$

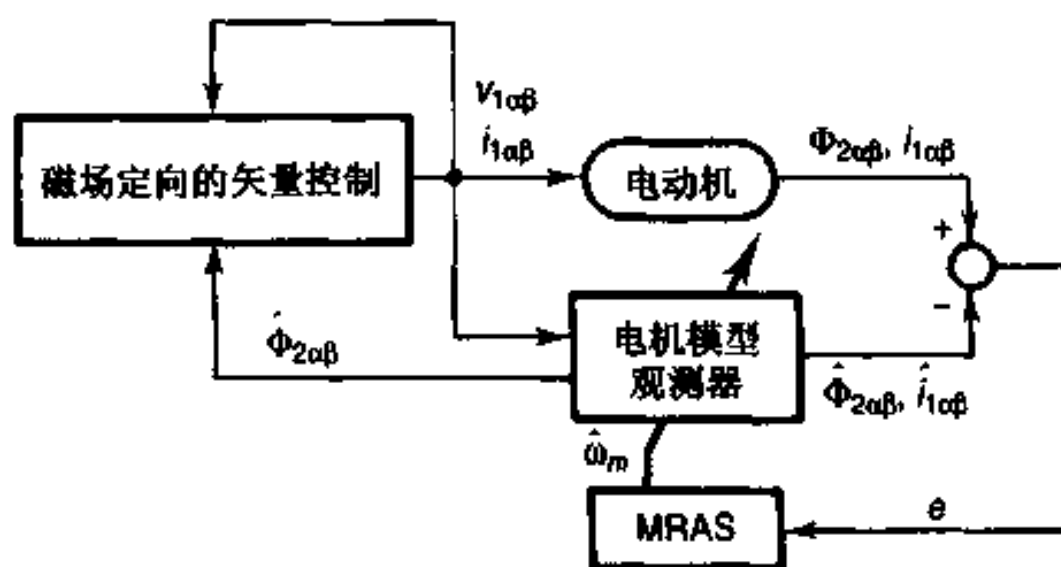


图 9-15 感应电动机无传感器矢量控制的基本原理图

应该注意,式(9.26)中的“ $\times$ ”是指外积。由于速度估计是以电动机模型为基础的,所以参数变化特别是转子电阻的变化对速度估计有一定影响。关于这个问题,Shin-naka 在理论上阐明了同时估计速度和转子电阻是不可能的[8]。

从建立在静止坐标系的电压方程可得到下列关系:

$$\frac{d}{dt} \|\Psi_r\|^2 = 2\Psi_r^T [-R_r i_r + \omega_r J\Psi_r] \quad (9.27)$$

$$= -2R_r \Psi_r^T i_r \quad (9.28)$$

由式(9.27)和(9.28)求得式(9.29)。

$$\begin{bmatrix} R_r \\ \omega_r \end{bmatrix} = [-i_r \quad J\Psi_r]^{-1} \frac{d}{dt} \Psi_r \quad (9.29)$$

在此应注意,从矢量控制感应电动机的基本方程得到以下关系式

$$\det[-i_r \quad J\Psi_r] = -\Psi_r^T i_r \quad (9.30)$$

将式(9.30)代入式(9.27),推出下列关系。

$$\frac{d}{dt} \|\Psi_r\|^2 = 2R_r \det[-i_r \quad J\Psi_r] \quad (9.31)$$

式(9.31)和式(9.29)表明,只有当转子磁通是持续时变(PE 条件)时,同时辨识转子电阻和电动机速度才是可能的。在矢量控制下,转子磁通和转子电流为正交,转子磁通原则上保持不变。就是说,矢量控制感应电动机在理论上同时辨识是不可能的。为克服这个困难,需在 d -轴电流上加一个很小的交流分量。如果该交流分量有较宽的频谱,像 PRBS[15,19],其收

敛情况会得到改善。

图 9-16 为 2.2 kW、4 极感应电动机无传感器控制特性的实例。在弱磁控制条件下，最大速度为 2400(r/min)和最小速度为 15(r/min)。需注意，在调谐条件下，速度控制精度为 0.4%；而在非调谐条件下，其精度为 1.4%。像带传感器的传统矢量控制一样，转子电阻的辨识是重要和困难的。

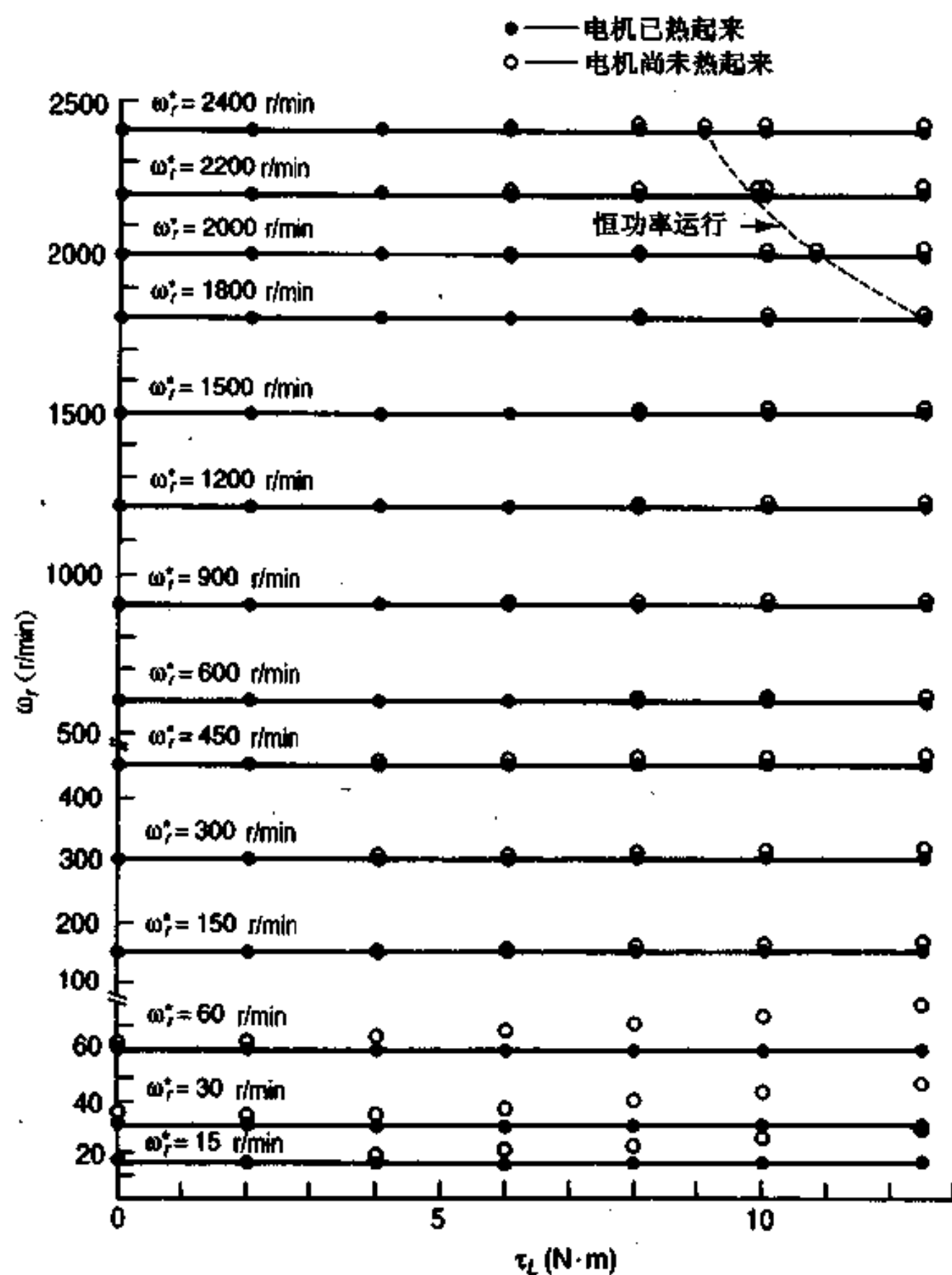


图 9-16 感应电动机定子磁通控制的无传感器矢量控制的控制特性实例

9.4. 借助机械参数估计实现的鲁棒运动控制

9.4.1. 扰动转矩的估计

运动系统的输出通常是位置或力。它们之间有一定的函数关系，如式(9.32)

$$f = g(x) \quad (9.32)$$

式中, f 是作用在机械系统的力, x 是 f 引起的位置偏移。控制刚度用式(9.33)定义

$$\text{控制刚度} = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (9.33)$$

理想的力控制具有零刚度, 而理想的位置控制具有无穷大的刚度。任何依从的或混合的运动都属于位置和力控制的中间状态。鲁棒控制器应该对外部干扰和参数变化两者都不敏感。在运动系统中, 前者的特性对于干扰作用有很高的抑制能力。当外部干扰是负载时, 鲁棒运动控制器应该有无穷大的控制刚度。为了实现控制刚度大范围变化的通用运动系统, 整个系统必须有调节整个刚度的加速度给定发生器和如图 9-17 所示的加速度控制器的双串级结构。

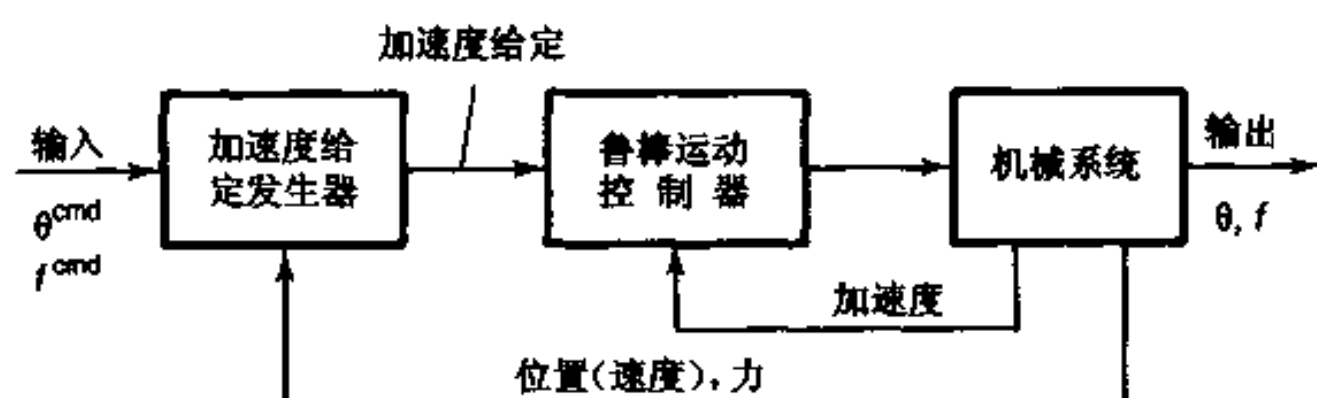


图 9-17 基于鲁棒控制的运动系统的一般结构

为了阐明鲁棒运动控制器, 首先分析简单的一维自由度的运动。其动态方程为

$$J \frac{d\omega}{dt} + T_l = T_m \quad (9.34)$$

式中, J ——电动机轴的惯量($\text{kg} \cdot \text{m}^2$);

T_l ——负载转矩($\text{N} \cdot \text{m}$);

T_m ——电动机转矩($\text{N} \cdot \text{m}$)。

负载转矩是惯性转矩 T_{in} 、外转矩 T_{ext} 和摩擦转矩 T_{fr} 三者之和。它们都是位置和(或)时间的函数。电动机转矩是与磁通相对应的转矩系数 K_t 和转矩电流 I_a 的乘积。因为假定转矩电流由高增益电流控制器调节, 其输出电流将完全与其给定相一致, 下列方程式成立。

$$T_m = K_t I_a = K_t I_a^{ref} \quad (9.35)$$

合并式(9.35)和式(9.34), 得到如下方程

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_t I_a^{ref} - (T_{in} + T_{ext} + T_{fr}) \quad (9.36)$$

式(9.36)中的参数变化, 用 Δ 示于方程(9.37)

$$J = J_n + \Delta J$$

$$K_t = K_{tn} + \Delta K_t \quad (9.37)$$

利用式(9.37)把参数变化和负载都当做具有转矩的量纲, 两者之和给出扰动转矩为:

$$\begin{aligned} T_{dis} &= T_l + \Delta J s\omega - \Delta K_t I_a^{ref} \\ &= T_{in} + T_{ext} + T_{fr} + (J - J_n)s\omega + (K_{tn} - K_t)I_a^{ref} \end{aligned} \quad (9.38)$$

用式(9.37)和式(9.38)把基本动态方程(9.34)变换成方程(9.39)。

$$T_{\text{dis}} = K_m I_a^{\text{ref}} - J_n \frac{d\omega}{dt} \quad (9.39)$$

方程式的左边是未知因数的总和,也就是不可预知的负载和未知的参数变化;而方程式的右边是已知的或可检测的。因而,扰动转矩是可计算出来的,如图 9-18 所示。

由于图 9-18 中有纯微分运算,为此将图修改为图 9-19,其中插入了一个低通滤波器(LPF)。虽然任何一种 LPF 均可应用,但此处选择的是一个简单的一阶 LPF。在此情况下,扰动可估计为

$$\hat{T}_{\text{dis}} = \frac{g}{s+g} T_{\text{dis}} \quad (9.40)$$

式中, g 是一阶低通滤波器的截止频率。如果 g 足够大,则估计的扰动转矩几乎与实际的扰动转矩相同。图 9-19 称为扰动观测器。

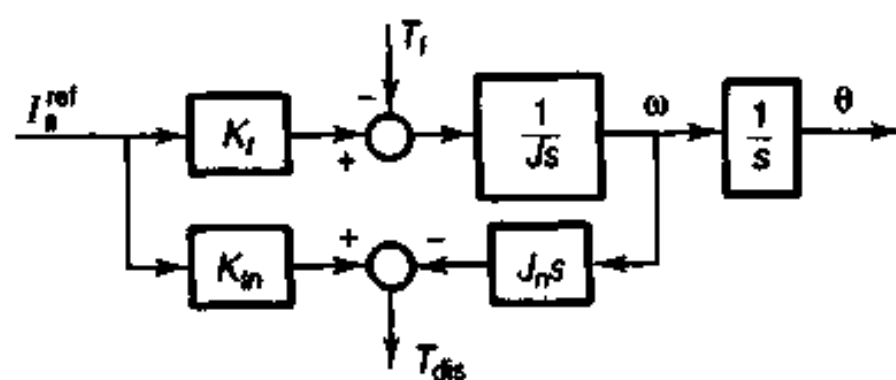


图 9-18 以加速度为基础的扰动转矩计算

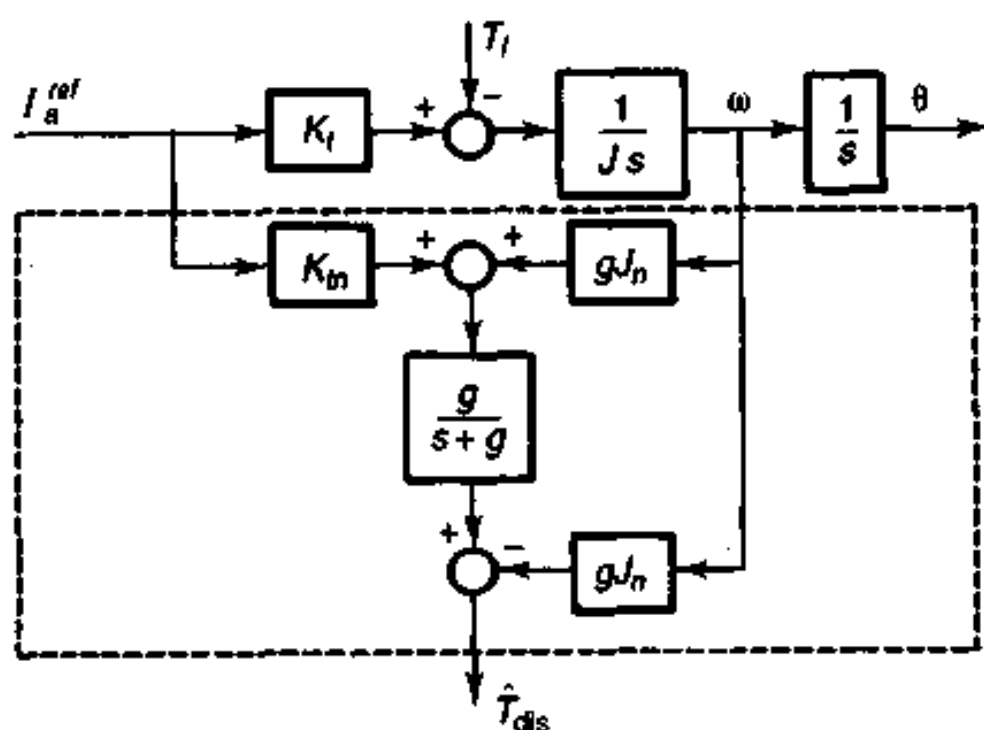


图 9-19 用扰动观测器的扰动转矩计算

如图 9-20 所示,用估计的扰动转矩直接反馈,可获得如图 9-21 所示的修正方框图。图 9-21 所表示的扰动对运动系统的影响很小,因为扰动反馈回路正好与前面的扰动作用相抵消。在电流控制器前加上辅助的增益元件 J_n/K_m , 这样就很清楚地看出图 9-21 输入量的物理意义是加速度。将这种鲁棒运动控制从一维自由度系统推广到多维自由度系统是可能的[17]。

9.4.2. 瞬时速度和变量的估计

对于更精确的运动控制来说,瞬时速度的精度是很重要的。具有短采样时间的增量编码器,由于其采样周期内增加的脉冲数很少,将降低速度的分辨能力。与此相反,在较长采样时间的情况下,速度分辨能力是提高了,但是整个运动系统将趋于不稳定。由扰动观测器扩展成的瞬时速度观测器能解决这个矛盾。也就是说,即使在很短的采样时间情况下,精度仍能

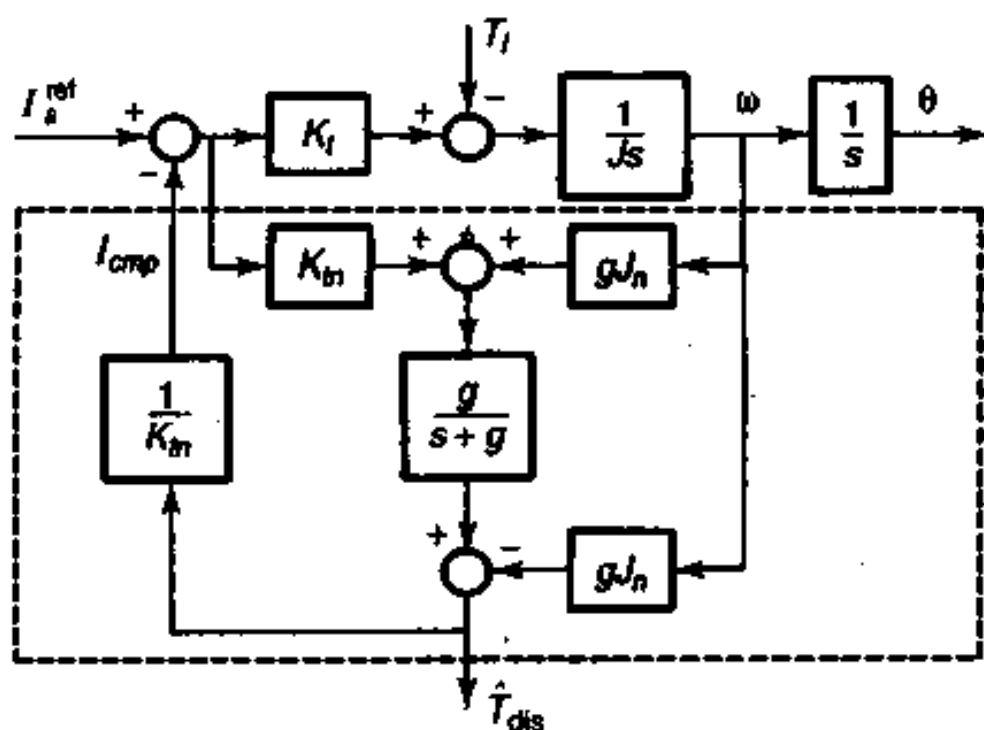


图 9-20 估计扰动转矩的反馈

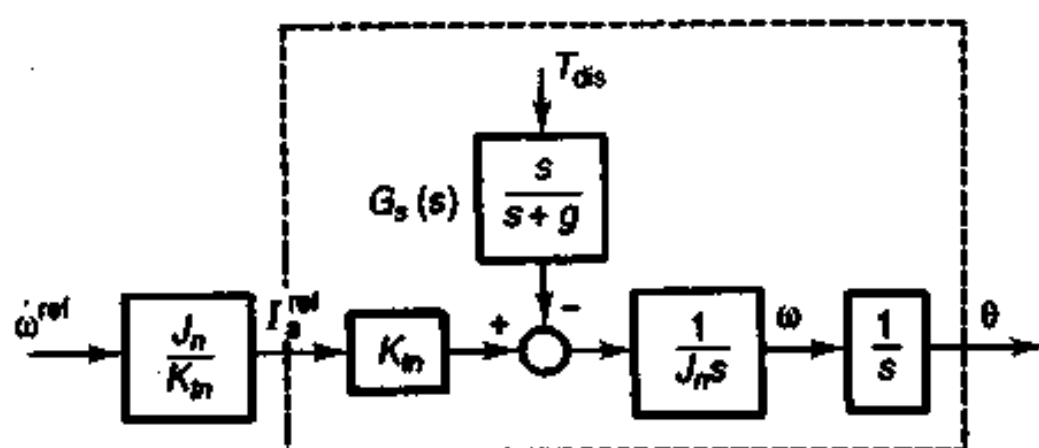


图 9-21 由图 9-20 修正的加速度控制器

保持较高水平。图 9-22 为这种情况下的时间图表。

在较短的采样点 $T_2 (k=0, 1, 2, \dots, K)$ 上, 整个加速转矩 $T_{mech}[m, k] (1 < k < K)$ 等于电

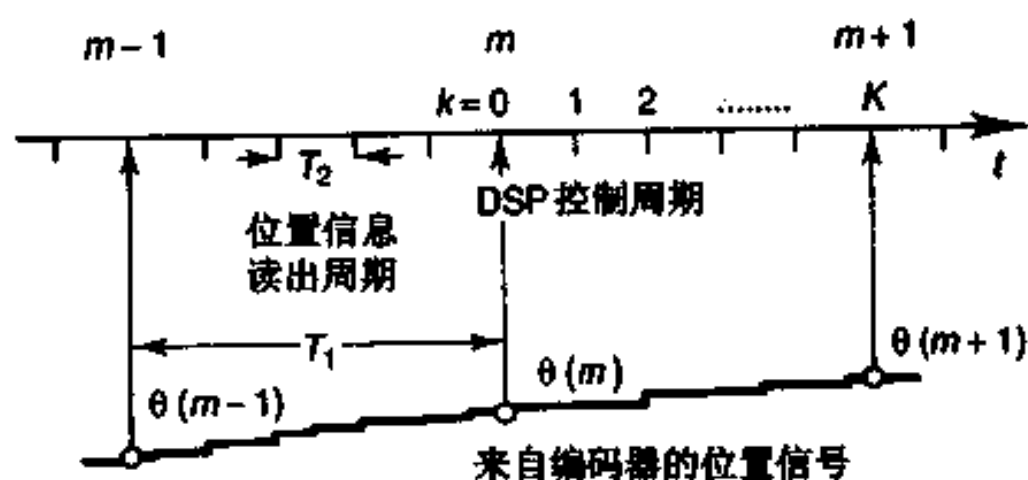


图 9-22 瞬时速度观测器(位置输入型)的时间图表

动机转矩和估计的扰动转矩之和。

$$\hat{T}_{mech}[m, k] = K_m i[m, k] + \hat{T}_{dis}[m] \quad (9.41)$$

对式(9.41)积分, 得到在点 T_2 的瞬时速度的估计值为

$$\hat{\omega}[m, k] = \hat{\omega}[m, k-1] + \frac{T_2}{2} \left(\frac{\hat{T}_{mech}[m, k] + \hat{T}_{mech}[m, k-1]}{J_n} \right) \quad (9.42)$$

对式(9.42)积分,可计算出位置。当读出计数器的值时,可以得到下一个点 $k=K$ 的位置误差:

$$\Delta\theta = \hat{\theta}[m, k] - \theta[m] \quad (9.43)$$

在观测器的设计中,估算 $\Delta\theta$ 是十分重要的。假设, $\gamma_1\Delta\theta$ ($0 < \gamma_1 < 1$) 是由 $\Delta\omega_0$ (估计速度初始值的误差)引起的; $\gamma_2\Delta\theta$ ($0 < \gamma_2 < 1$) 是由 ΔT_{dis} (在该采样周期内,估计扰动误差)引起的,即

$$\gamma_1\Delta\theta = T_1\Delta\omega \quad (9.44)$$

$$\gamma_2\Delta\theta = \frac{T_1^2}{2J_n}\Delta T_{\text{dis}} \quad (9.45)$$

根据式(9.44)和式(9.45),对下一个采样周期 $[m+1, k]$ 的值,在开始速度估计前进行修正如下:

$$\hat{T}_{\text{dis}}[m+1] = \hat{T}_{\text{dis}}[m] - \Delta T_{\text{dis}} \quad (9.46)$$

$$\hat{\omega}[m+1, 0] = \hat{\omega}[m, k] - \frac{T_1}{J_n}\Delta T_{\text{dis}} - \Delta\omega \quad (9.47)$$

引入式(9.44)和式(9.45)中的 γ_1 和 γ_2 可用来设计观测器的极点[22]。速度观测器的主要优点是相当于减小了采样周期,从而系统的稳定性得到改善。给瞬时速度观测器加上自适应算法,变化的惯量便可被辨识,从而自整定调节器(STR)得以实现。

在第 m 次采样点 T_1 时读编码器,机械系统的行为近似地由下式描述:

$$J\dot{\omega}[m] = K_m i[m] + T_{\text{dis}}[m] \quad (9.48)$$

和

$$J\dot{\omega}[m-1] = K_m i[m-1] + T_{\text{dis}}[m-1] \quad (9.49)$$

由于转矩系数 K_i 的变化包含在扰动转矩 T_{dis} 中,在这些方程式中可用参数 K_m 。式(9.48)减去式(9.49)得到下列方程。

$$J\Delta\dot{\omega}[m] = K_m\Delta i[m] + \Delta T_{\text{dis}}[m] \quad (9.50)$$

式(9.50)是转动惯量辨识的基本方程。如果在 T_1 邻近区间的扰动转矩假设为常数,则 $T_{\text{dis}}[m]$ 可假设为随机的高斯分布,这一点是很重要的。对式(9.50)左边项和右边之差求累加和,目标函数的最小化取以下形式:

$$f(J) = \sum_{m=1}^M (J\Delta\dot{\omega}[m] - K_m\Delta i[m])^2 \rightarrow \min \quad (9.51)$$

对 $f(J)$ 取 J 的偏微分,得到的转动惯量的估计方程式如下:

$$\frac{\hat{J}}{K_m} = \frac{\sum_{m=1}^M \Delta\dot{\omega}[m]\Delta i[m]}{\sum_{m=1}^M (\Delta\dot{\omega}[m])^2} \quad (9.52)$$

实际上是用式(9.53)进行计算,将最新的数据替换最老的数据,代入式(9.51)矩形框。

$$\frac{\hat{J}}{K_m}[m] = \frac{\sum_{j=m-M+1}^m \Delta\dot{\omega}[j]\Delta i[j]}{\sum_{j=m-M+1}^m (\Delta\dot{\omega}[j])^2} \quad (9.53)$$

被辨识的转动惯量作用于如图 9-23 所示的 STR 速度控制器。

当转动惯量从额定值变化到 3 倍时,辨识的特性如图 9-24 所示。变化的转动惯量以足

够的响应时间被精确地估计出来。

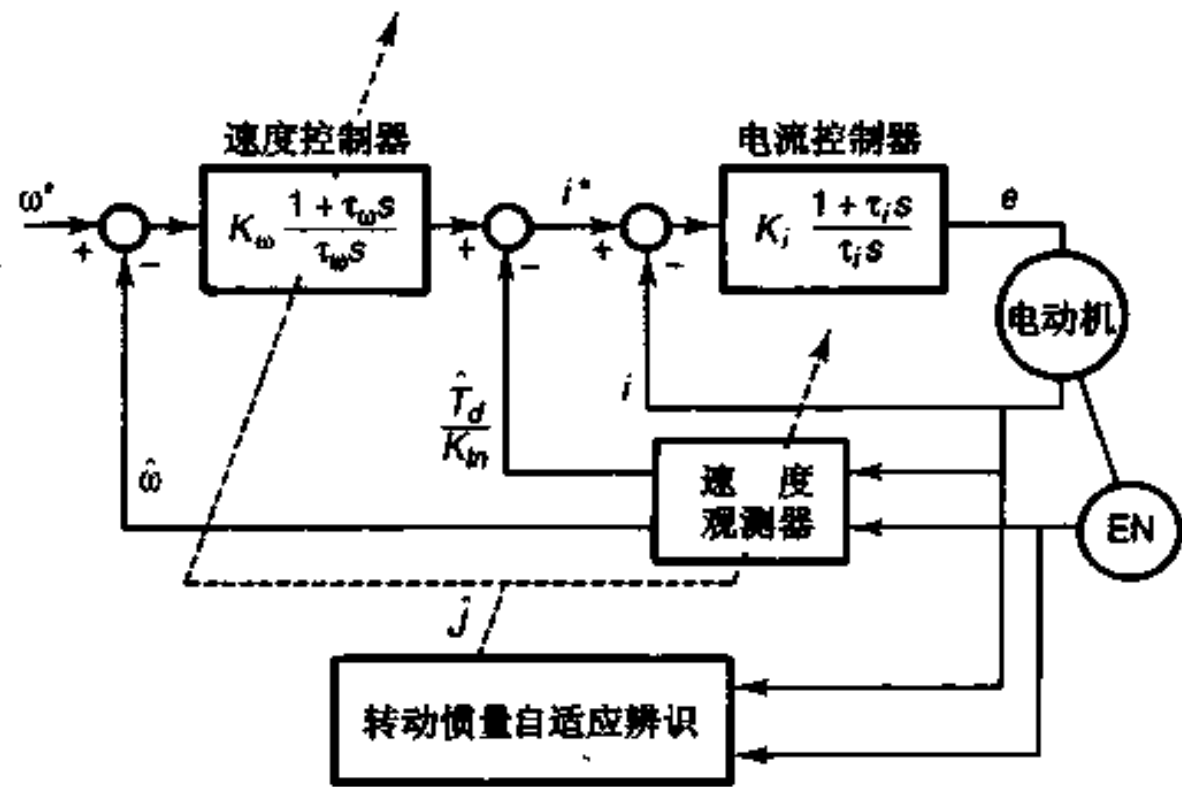


图 9-23 基于惯量辨识的 STR

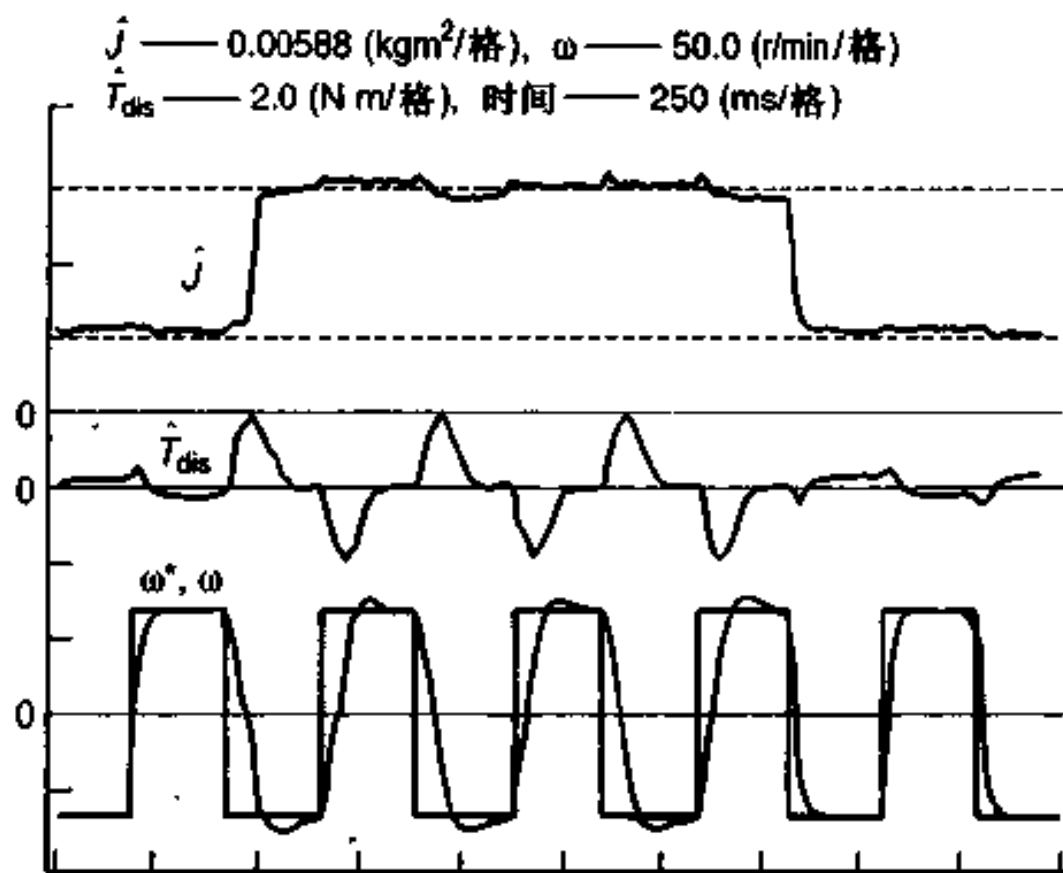


图 9-24 转动惯性辨识特性
 ($T_2=100\ \mu s'$, $T_1=5\ ms'$ 极点, $z=0.6$, $M=50$) 转动惯量在 $J_n\sim 3J_n$ 间变化

这里叙述的系统可使运动系统在鲁棒性和精确度两方面都得到改善。更有兴趣的是鲁棒控制可用来快速改善控制特性,就像抑制干扰一样,在相对慢的模型中自适应辨识有助于增加鲁棒控制的稳定性[24]。

9.5. 结 论

本章介绍的有关运动系统的内容,其重点是交流传动的运动系统的参数和控制变量的估计和辨识。在现代传动系统中,需要把电气和机械两方面作为一个整体系统加以考虑。

对于交流调速传动电气方面的改进,需要有关电机和电力电子电路方面的各种信息。对交流传动的参数和控制变量的辨识或估计的一些重要方法进行了说明。这些信息包括电机参数、磁通等等。在辨识或估计的实现过程上也存在一些理论上的限制。在机械方面,对扰动转矩、瞬时速度变惯量的估计做了说明。

最后介绍了通过综合电气和机械方面的改进来获得整体鲁棒性的问题。基于这两方面结合的控制器,根据不同应用可以做成多种多样的。进一步的研究则有望在整体功能方面得到改善。

致 谢

作者对 B. K. Bose 和 A. Denker 在准备本章内容中所给予的建议和帮助表示感谢。

参 考 文 献

- [1] Bose, B. K., guest editor, "Power electronics and motion control—special issue," *Proc. IEEE*, Vol. 82, no. 8, 1994.
- [2] Wang, C., D. W. Novotny, and T. Lipo, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field-oriented drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, no. 1, 1988.
- [3] Depenbrok, M., and N. R. Klaes, "Determination of induction machine parameters and their dependencies on saturation," *Conf. Rec. 1989 IEEE Ind. Appl. Soc.*, Part 1, 1989.
- [4] Gastli, A., M. Iwasaki, and N. Matsui, "An automated equivalent circuit parameter measurements of an induction motor using a V/F PWM inverter," *Proc. IEEJ (Institute of Electrical Engineers of Japan), IPEC-Tokyo*, 1990.
- [5] Khambadkone, A. M., and J. Holtz, "Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 38, no. 5, pp. 322–327, 1991.
- [6] Nandam, P. K., G. F. Cummings, and W. G. Dunford, "Experimental study of an observer-based shaft sensorless variable speed drive," *Proc. 1991 IAS Annual Meeting*, Part 1, 1991.
- [7] Schauder, C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *Conf. Rec. 1989 IEEE Ind. Appl. Soc.*, Part 1, 1989.
- [8] Shin-naka, S., "A unified analysis on simultaneous identification of velocity and rotor resistance of induction motor," *Trans. IEEJ*, Vol. 113-D, no. 12, 1993.
- [9] Kubota, H., and K. Matsuse, "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducer," *Trans. IEEJ*, Vol. 112-D, no. 9, 1992.
- [10] Iizuka, K., "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, 1985.
- [11] Erdman, M. D., H. B. Harms, and J. L. Oldenkamp, "Electronically commutated DC motor for the appliance industry," *Conf. Rec. IEEE-IAS*, 1984.
- [12] Matsui, N., and M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors," *Conf. Rec. IEEE-IAS*, 1990.
- [13] Matsui, N., T. Takeshita, and K. Yasuda, "A new sensorless drive of brushless DC motor," *Conf. Rec. IEEE IECON '92*, 1992.
- [14] Blaschke, F., "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für der Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen," *Siemens-Z.*, pp. 757–760, 1971.
- [15] Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, Chap. 12, Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1985.
- [16] Ohishi, K., et al., "Torque-speed regulation of DC motor based on load torque estimation," *Int. Power Electr. Conf. IPEC-Tokyo*, Vol. 2, pp. 1209–1216, 1983.
- [17] Nakao, M., et al., "A robust decentralized joint control based on interference estimation," *Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation*, Vol. 1, pp. 326–331, 1987.
- [18] Murakami, T., et al., "Torque sensorless control in multidegrees-of-freedom manipulator," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol. 40, pp. 259–265, 1993.
- [19] Ohnishi, K., et al., *Recent Advances in Motion Control*, Nikkan Kogyo

Shimbun, Tokyo, 1990.

- [20] Ohishi, K., et al., "Microprocessor-controlled DC motor for load-insensitive position servo system," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol. 34, pp. 44-49, 1987.
- [21] Umeno, T., et al., "Two degrees of freedom controllers for robust servomechanism—Their application to robot manipulators without speed sensors," *IEEE 1st Int. Workshop Advanced Motion Control*, Yokohama, pp. 179-188, 1990.
- [22] Hori, Y., et al., "An instantaneous speed observer for high performance control of DC servomotor using DSP and low precision shaft encoder," *4th European Conf. Power Electronics (EPE '91)*, Vol. 3, pp. 647-652, 1991.
- [23] Awaya, I., et al., "New motion control with inertia identification function using disturbance observer," *Proc. IEEE IECON '92*, Vol. 1, pp. 77-80, 1992.
- [24] Hori, Y., "Robust and adaptive control of a servomotor using low precision shaft encoder," *IEEE IECON '93*, Hawaii, 1993.
- [25] Hori, Y., "Disturbance suppression on acceleration control type DC servo system," *Proc. IEEE PESC '88*, Vol. 1, pp. 222-229, 1988.

第10章 电力电子及传动控制中的微处理器和数字集成电路

Hoang Le-Huy

10.1. 引言

近年来工业应用日益增长的要求大大促进了电气传动技术的发展,这些要求是更高的性能、更高的可靠性和更低的成本。这些都得益于许多领域的长足进步,特别是电力电子学、控制理论和微处理器等技术领域。

在近20年来,电力电子学已在许多部门取得相当大的成就,具有良好特性的新型电力电子开关器件已经推出(如GTO、MOSFET、IGBT等),新型结构变换器以及高效变换方法(谐振变换器)已研制出来并经过试验。许多交流传动装置(自控式同步电动机、磁场定向控制等等)已开发出来。目前电力电子系统已达到非常复杂的程度,因此其控制也变得愈来愈复杂了。

电力电子系统的控制要求有几种不同特性的功能:数字滤波、整形、驱动信号的产生、测量、监控、保护等等。在很长一段时间,这些功能的实现主要依靠模拟技术,即利用硬连接方法实现。控制电路的结构采用运算放大器、非线性集成电路以及数字集成电路等,后一种特别适于在变换器控制电路中实现时序或组合逻辑功能。微处理器的发展促进了电力电子系统中数字技术的应用,即采用软件技术,它提供了更大的灵活性和更好的性能。

微处理器首先是在1971年出现的,它从简单的容量有限的4位结构形式逐渐发展为复杂的具有巨大处理能力的64位结构形式。微处理器技术的最新发展包括以下几个方面:即处理器、系统结构形式和存储器件。有几种先进的处理器最近已经推出来了,诸如简化指令系统计算(RISC)处理器、数字信号处理器(DSP)和并行处理器(transputer)。高性能计算机结构形式也已开发出来,其中采用超高速缓冲存储器、多总线结构、流水线结构和多处理器结构等。高速和大容量存储器也已推出,以适应高速微处理器的需要。所有这些进展,已将微处理器组成的系统提到空前的高水平和低成本。

微处理器的传统应用领域大多在计算和数据处理方面,如计算机、通信系统、图像和语音处理系统等。在电力电子系统的实时控制系统中,虽然其要求与数据处理不同,但微处理器的能力也可有效发挥。控制领域的需要是很多的,并在许多方面非常需要处理器。为达到高的控制带宽和能实现复杂的控制算法,处理器必须具有很高的执行速度。为控制一个大型系统,其中往往有数个微处理器协调运行于一个中央微处理器之下,设计者这时需要的是具有高速通信能力的处理器。

在电力电子系统的控制领域,根据技术要求,选用微处理器的范围很广,诸如通用的微

处理器、微控制器和一些更先进的处理器(DSP, RISC 处理器, 并行处理器)。超大规模集成(VLSI)技术的进步, 使得某些特殊装置得以实现, 即利用专用的集成电路(ASIC)去满足特定应用的要求。

使用能进行复杂计算的快速微处理器, 可使数字控制传动系统的性能不断得到改善。由于已得到了较高精度和较高计算速度, 所以控制的带宽已扩展到模拟电路的极限。

基于现代控制理论的成熟算法, 例如状态反馈控制、最优控制和自适应控制等, 可以利用高性能微处理器和专用的 ASIC 集成电路实现实时控制。目前“无传感器”电气传动装置之所以成为可能, 是因为系统状态变量可以靠状态观测器由微处理器实现估值。人工智能领域出现的诸如专家系统、神经网络和模糊逻辑等技术, 目前已能应用于运动控制系统, 依靠的是 DSP 和 ASIC 芯片。高度集成化的结果减少了部件数量, 从而提高了系统的整体可靠性。由于实现了诊断功能, 使控制系统的故障相容性有很大改进。同时, 还可加入自试验和自校正功能。微处理机化控制系统发展得越来越复杂, 所以对目标系统的设计、仿真和试验需要先进的工具。为建立复杂微处理机化控制系统所用的有效实时控制代码, 已开发出数种程序语言, 例如 C 语言、C++ 语言和并行 C 语言。

复杂的电力电子系统实时控制, 要求数种任务同时协调执行。有多种实时操作系统(RTOS)已经为通用微处理器开发出来了, 能够在多任务环境中进行有效的任务调度。

综合所有这些进展, 目前电力电子控制工程师已掌握了所有必要的工具, 用以实现具有高控制带宽、复杂控制算法和多处理能力的“全数字”设计。在本章中, 我们将列举微处理器技术中的新进展及其在电力电子系统控制中的应用。

10.2. 电力电子系统的微机控制

电力电子系统是利用静止功率变换器来处理电能的, 该系统通常包括有一个或数个功率变换器, 给无源负载(如在供电系统中)或有源负载(如调速传动系统中的电机)供电。为了使这样的系统正确运行, 就需要一个控制系统, 其功能由系统的技术要求确定。

10.2.1. 电力电子系统的控制

研究一个典型的电力电子系统, 即电动机的传动装置, 它由三个基本部分组成: 电动机、功率变换器和控制系统, 如图 10-1 所示。电动机直接驱动机械负载或经减速齿轮联接。功率

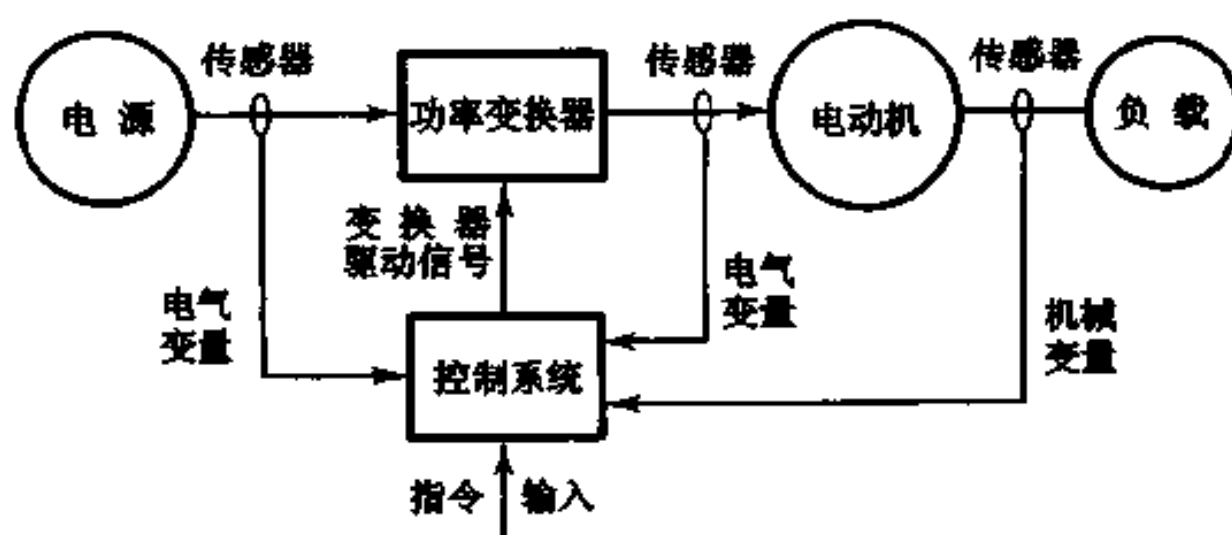


图 10-1 电力传动装置的控制

变换器控制着由电源至电动机的功率,它根据控制系统提供的驱动信号控制功率开关。

控制和保护所需的系统电气和机械变量由各种不同的传感器提供。所用的传感器数目取决于所采用的控制方案。在“无传感器”型运动控制系统中,传感器数目可减至最少,因为只使用电量的传感器。在这种情况下,控制系统必须从电动机电压和电流估计或再现所需的系统变量。

依照特殊运动控制应用方式,电机驱动系统可能是下列类型中之一:转矩(或力)控制、加速度控制、速度控制或位置控制。控制系统的复杂性取决于控制结构形式及其实现的策略,同时也取决于其性能指标。控制结构和控制策略主要由电动机类型决定。例如,由交流-直流晶闸管变换器供电的直流驱动装置,其控制系统就没有由脉宽调制变换器供电的交流驱动装置那样复杂。简单的比例积分(PI)速度调节环电路也没有自适应矢量控制系统那样复杂。

一个控制系统的基本功能就是按照输入指令去调节系统变量(转矩、速度、位置、加速度)。在通常情况下,控制系统承担对系统和变换器的控制。系统控制的功能涉及功能执行顺序、控制算法和系统变量的调整。因此,它必须完成一系列任务:如获取和处理系统变量、获取输入指令以及实现系统逻辑和控制算法。变换器的控制包括变换器的开关顺序以及驱动信号的产生(例如脉宽调制)。

辅助控制功能还要考虑系统的可靠性,如监视(系统参数的监控)、试验的保护等。长期以来,实现电力电子装置的控制系统遵循一种所谓硬连线方法,其中模拟和数字集成电路并用。近20年来,随着微处理器及其外围电路的发展,数字技术已逐渐取代了模拟技术的传统控制功能,并使以前达不到的更先进控制功能得以实现。目前,对高性能先进的运动控制系统,数字技术已被认为是惟一和无法相比的方法,因为只有它能提供这种可能性。

硬连线实现方法 硬连线方法,是指将带“嵌入”功能的模拟及数字组件(集成电路)按下列拓扑结构连接,使其能够提供所需的功能:

- 运算放大器与电阻和电容组合而成的模拟器件用于实现信号处理和调节电路。
- 非线性器件(比较器、函数发生器等)用于变换器驱动信号的产生、延时电路等。
- 数字集成电路(逻辑门、触发器、计数器、寄存器等)用于实现逻辑功能,如时序的产生、脉冲分配电路等。

硬连线方式的主要优点是各功能块能“并行”操作,从而可获得高执行速度。

硬连线方式的主要缺点是设计中的“僵化”,因为任何修改都需要改变硬件。此外,随着控制算法复杂性的增加,使硬件也更加复杂。利用硬连线方式,也很难或不可能实现先进的算法,如状态反馈或自适应控制等。

微机化的实现 在这种方式下,由系统存储器内的软件(或代码)来定义或实现控制功能。软件方式的主要优点是设计的灵活性,这是由于微处理器具有可编程能力。软件完成的功能可以很方便地加以修改而不必改变系统硬件。对于一个专用的传动控制系统,可以方便地做到根据用户要求定制、改型、配套、升级等,即使在硬件安装后也能做到。

前已指出,电力驱动装置的大部分控制功能可由软件完成。惟一的限制条件是处理器的运行速度。微处理器的逻辑和计算能力是用来实现包括系统逻辑(操作系统)、控制算法、调节方案、信号滤波等功能的。随着微处理器能力不断增加,它可用于实现先进的实时控制算法。微处理器的通信能力可使大系统的数个控制器间实现大量数据传递。所谓大系统,是指

在同一网络结构内运行着数个传动装置,这种情况在高生产率的工业范围内愈来愈普遍。

利用多处理器结构可大大提高控制性能。在这种结构方式下,需要有高速通信单元,使中央处理单元(CPU)从这种耗时的任务中解脱出来。微机化控制系统的另一优点是多任务处理能力,可实时处理同时发生的数个任务。这一特点对有多重实时任务的大多数电力电子系统而言是很重要的。

硬件/软件比较 在实时控制下,控制功能的执行速度是头等重要的。采用硬件实现方式执行速度很快,但硬件的复杂程度随功能的增加而增加。采用软件实现方式,硬件的复杂程度是固定的,但执行时间随功能的加多而增长。设计工程师在比较硬件和软件时常常需要考虑这一问题。影响最终决定的,往往是预期的采样时间和处理器的执行速度。某些功能如变换器驱动信号的产生,更适于由硬件实现。其他一些如调节算法和自适应算法等则更适于由软件实现。

随着微处理器性能的不断改善,控制功能逐渐由硬件向软件转化。在“全数字”控制系统中,所有功能由软件实现,只有很少量的硬件用于控制系统和动力回路间的接口。

10.2.2. 电力电子系统的微机控制

电力电子系统的数字控制需要一个多微机化的控制系统(或数字控制器)。它由一个或数个微处理器组成,以数字形式处理数据和执行控制算法。多微机化控制系统的结构可划分为两方面:硬件结构和软件结构。硬件结构决定于处理器、所使用的总线系统以及接口电路。软件结构主要决定于控制系统所执行的功能。

多微机控制系统的硬件结构将在第 10.4 节详细讨论。在这里我们将研究软件的构成(控制功能的组态),并讨论有关数字控制的问题,如采样速度、字长和数据类型以及多任务控制等。

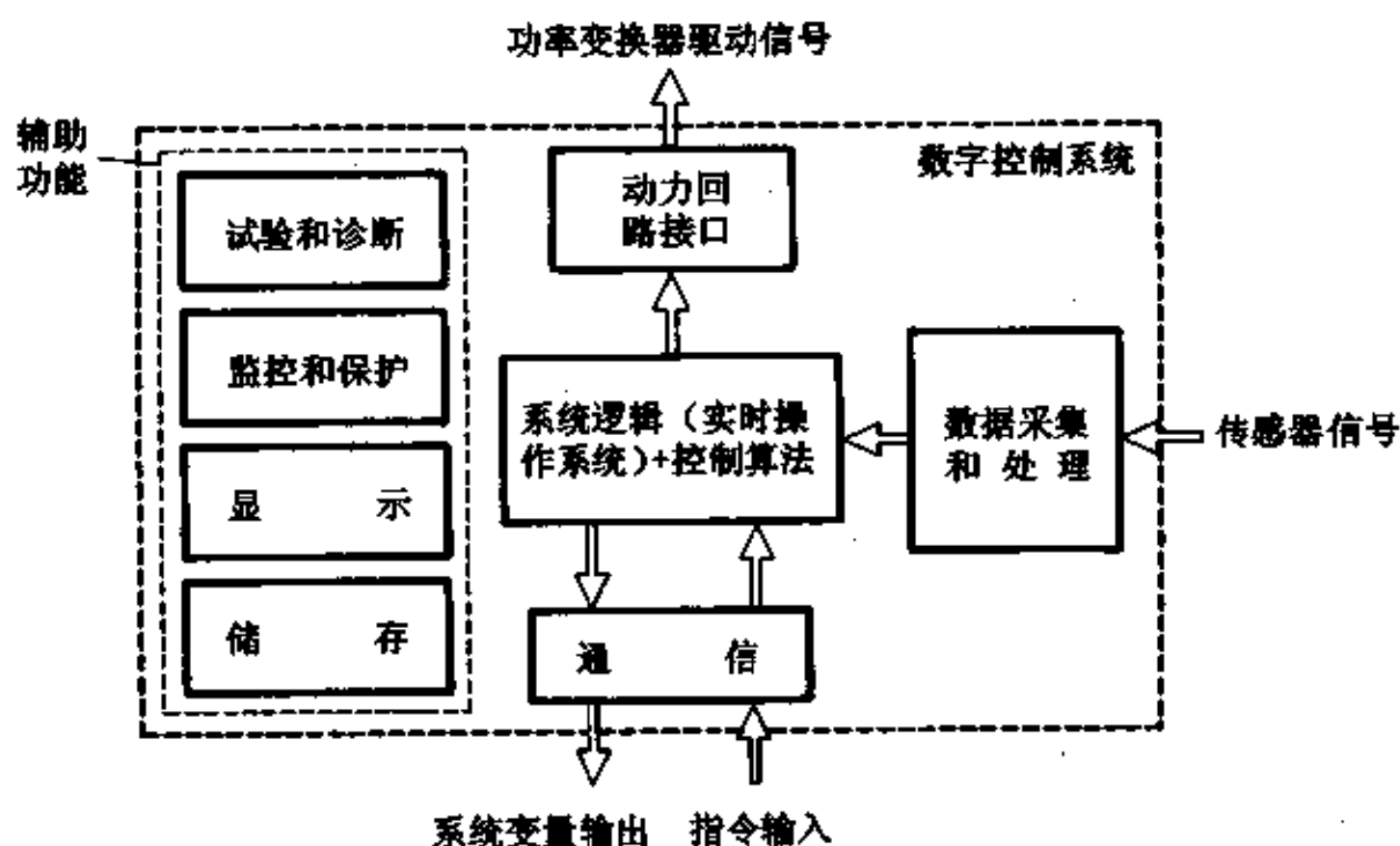


图 10-2 数字式运动控制系统的基本功能

电力电子系统使用的一个典型微处理器化控制系统的软件结构,如图 10-2 所示。框图给出了基本功能,它们可以分类为如下五组:

(1) 数据获取和处理 系统的电气和机械参数(电压、电流、位置、速度、加速度、转矩、力等)是由各种不同传感器提供的,它们被采样以后由数据变换器(模拟-数字转换器、分解器-数字转换器等)转变为数字数据。然后,获取的数据被加工(滤波、换算等)成为用于控制的信号。

(2) 通信 通信功能需要接收来自操作人员和/或相应的计算机的指令输入,它还需要将高级控制所需的不同系统变量传输到相应的计算机中。

(3) 系统逻辑和控制算法 这部分要完成的是控制系统的主要功能。它实现管理系统运行的系统逻辑和控制算法。典型的系统逻辑包含一个实时执行系统,它能同时调度和执行多个任务。控制算法包括辨识、估值、调节和控制方案。实时操作系统(RTOS)根据指令、执行条件和实施策略选择处理器需要执行的时序和控制算法。

(4) 动力回路接口 这一功能是为使控制软件和硬件与功率变换器的输入相匹配,产生功率变换器所需要的驱动信号。

(5) 辅助功能:

- 显示——系统变量或警告信号可用发光二极管(LED)、液晶显示器(LCD)或阴极射线管(CRT)显示。

- 储存——系统变量可储存在存储器或海量存储系统(软盘、硬盘、光盘、磁带)中。

- 监控和保护——对重要的系统变量可以进行连续监视。对任何故障可以发出警告信号,或对系统强制执行紧急程序,以保护系统元件。

- 试验和诊断——试验可用来调整系统参数和检测故障及其来源。

采样速度 电力电子系统中变量为时间的连续函数(模拟信号),因此有必要将其转换为数字数据,然后才能由数字控制系统加工处理。这一工作首先是将连续时间信号进行采样,得到离散时间信号。模拟-数字转换器即用于产生离散样本的数字等效值。模拟信号的采样和转换过程,如图10-3所示。

在数字控制系统中,采样速度可能影响到控制性能,特别是抗扰极限、响应平滑度以及对参数变化的灵敏度等。数字系统的采样速度与系统的动态过程及处理器速度有关。采样速度的选择涉及到性能和价格间的权衡取舍,其中最好的选择是能够满足所有性能指标的最小采样速度。适用于闭环系统的采样定理给出的是采样速度的绝对下限,即系统所需闭环带宽的两倍。然而实际上,为保证响应的平

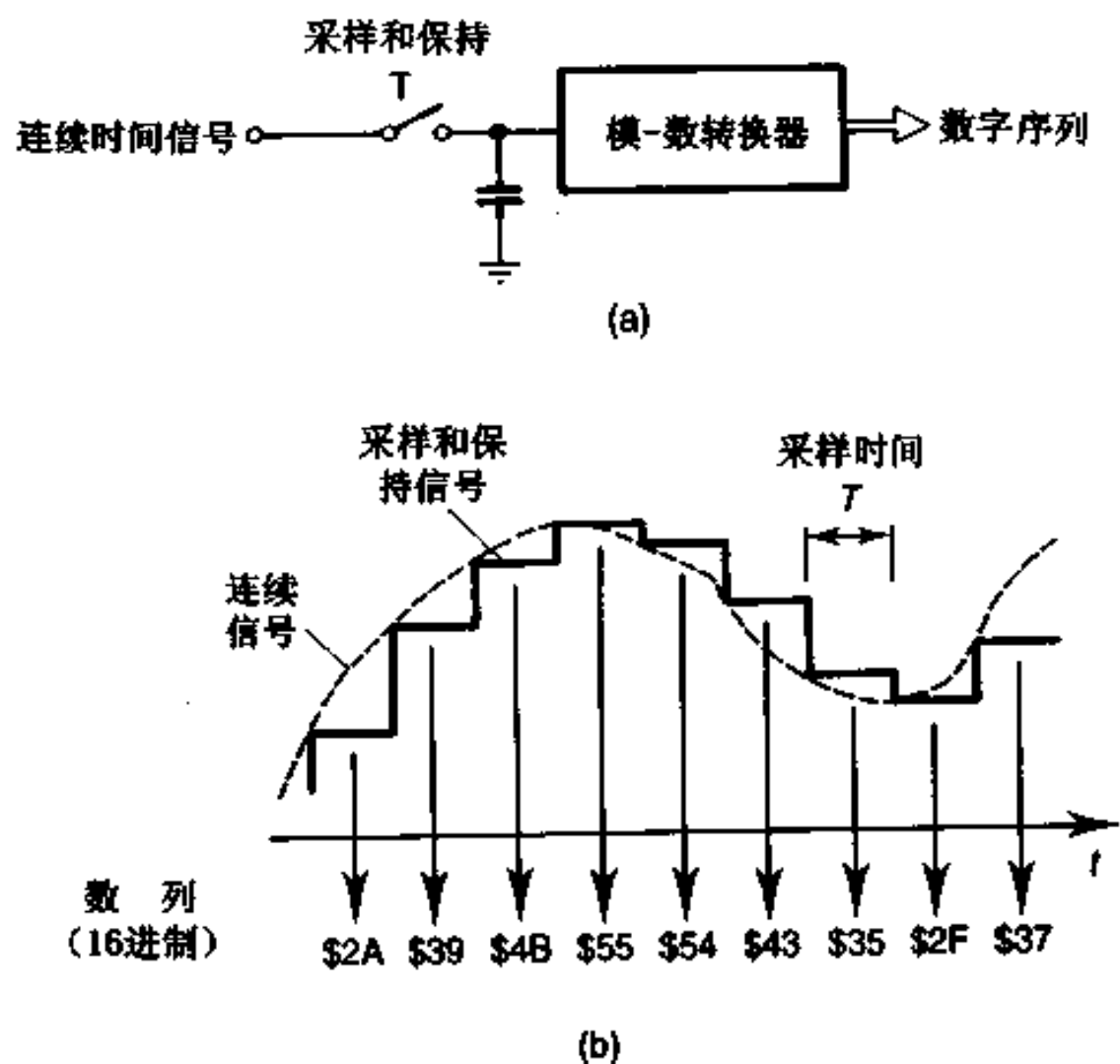


图 10-3 模拟信号的采样和转换

(a) 功能图 (b) 波形

滑性和限制控制阶跃指令的幅值,典型用法是令采样速度约为闭环带宽的 10~50 倍[5]。

在运动控制系统中,其电气及机械时间常数可能相差很大。为改善性能,可对电气和机械参数选取不同的采样速度。例如,在传统的电动机控制结构中,电流、速度和位置由三个串级环路控制,其内环带宽比外环高许多倍,因此三个控制环路可选用三种采样速度。

字长和数据类型 微机化控制系统的变量可选用两种格式中任一种:定点和浮点。微处理器也分为两种类型,即定点处理器和浮点处理器,取决于它们的算术逻辑单元(ALU)处理专用格式的能力。定点处理器设计用来处理定点数,而浮点处理器则利用浮点格式直接处理数据。定点处理器也可利用软件处理浮点数,但需耗费更多的处理时间。图 10-4 表示由 32 位数表示的数字格式。

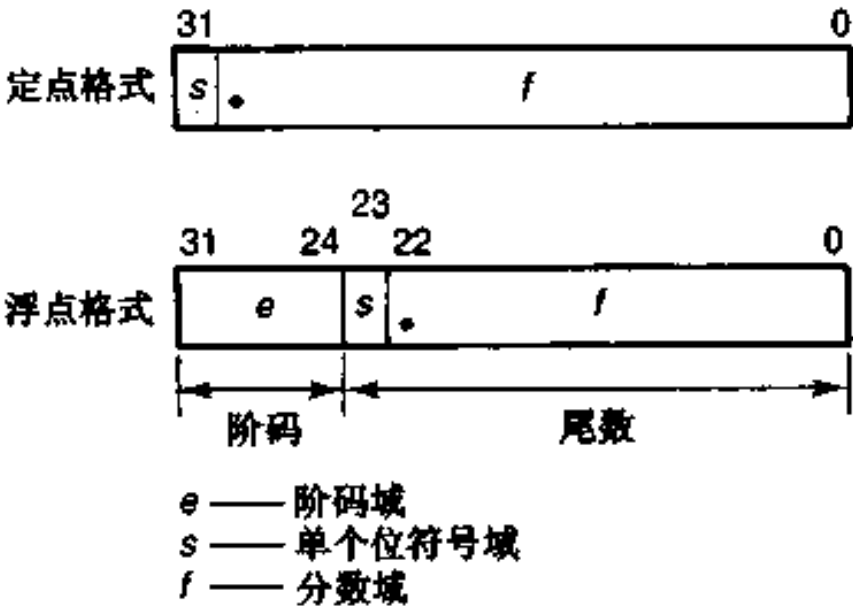


图 10-4 定点和浮点数格式(32 位)

处理器的字长是由数据总线宽度决定的。例如,在 16 位处理器中,操作数的数据通道为 16 位宽。处理器的字长也反映操作数的长短,处理器就是按这一长短运行的,它直接影响变量的分辨率和软件执行速度。在运动控制系统中,应用最多的字长为 8 位和 16 位。随着高性能微处理器的使用,数字控制正逐渐向 32 字长发展。

处理器的字长决定着变量的分辨率和动态范围。对于定点处理器,在字长和动态范围之间存在线性关系,因为每一附加位给基数 2 增高一次幂。这种处理器的分辨率是由最小有效位(LSB)的值确定的。然而,为了使分辨率达到最佳,定点处理器中的变量必须恰当地加以换算。

另一方面,浮点处理器的动态范围随着字长的增加而大幅度增加,因为每一附加位使指数项增加一个 2 的因子。然而,对于一个给定的字长,浮点分辨率不如定点分辨率好,因为只指定了很少数位留做尾数。浮点处理器的一个优点是不必要换算变量,而换算变量会大大减少实时控制的执行时间。定点和浮点格式的分辨率和动态范围如表 10-1 所示。

表 10-1 不同格式下变量的分辨率及动态范

格 式	定 点			浮 点	
字 长	8 位	16 位	32 位	16 位 ^①	32 位 ^②
分辨率	3.922×10^{-3}	1.526×10^{-5}	2.328×10^{-10}	$3.8147 \times 10^{-4}(\text{min})$ $0.0625(\text{max})$	$7.0065 \times 10^{-46}(\text{min})$ $2.0282 \times 10^{31}(\text{max})$
动态范围	255	65535	4.2950×10^9	32762	5.7896×10^{76}

① (4 位指数+12 位尾数);② (8 位指数+24 位尾数)。

电力电子系统所需的控制功能可划分为几种任务(或执行过程),它们是按照控制方案或策略执行的。应根据每一任务的重要性事先制订系统的优先执行次序。通常控制任务可

分为两类:

(1) 实时任务通常属中断驱动过程,它与动力系统中的事件同步发生。对这些任务一般设定为高优先权,因为它们对动力系统的正确运行是至关重要的。无论何时,当CPU 接收到一个中断信号时,则指定给此中断的实时任务必须在极短延期内执行。实时任务的一个例子是交流驱动装置中电流的调节。此项任务必须在固定期间(或采样周期)内执行,以保证电动机电流能够跟随参考值。

(2) 非实时任务通常属低优先权,它们也需要系统去执行,但无时间限制。它们被执行的背景是微处理器未忙于执行实时任务的时候。非实时(或后备)任务的一个例子是系统变量的显示。

这种优先/后备系统是电力电子系统最常用的任务分配方式,因为优先任务的数量是固定的和已事先确定的。在一多任务控制系统中,要求有一个实时的操作系统来计划和分配任务,并承担内部通信职能。实时操作系统的特征将在第 10.8 节讨论。

10.2.3. 处理器的选择

由于设计微处理器化控制系统要考虑多种因素,因此很难建立一个用于选择处理器的规则。只有在已确定了所有应执行的控制功能及所需性能指标后,设计者才能对处理器做出明智的选择。此点在研制周期的第一阶段内即可完成,这个问题将在第 10.8 节讨论。在本节我们只是一般地讨论在电力电子系统中可能影响处理器选择的各种因素。

处理器的选择是很重要的,必须考虑许多因素,如字长和数据类型(定点和浮点)、系统结构、处理速度、数学计算能力、时间处理能力以及中断处理能力。对于一已知控制系统,选择适用的处理器还取决于设计者为该应用项目所制定的标准:

- 预期的性能指标:采样时间、控制精确度、响应时间等。
- 硬件:总线系统、利用率等。
- 软件:开发及调试工具的有效性及性能。
- 系统费用。

处理器结构形式 处理复杂的实时控制问题(如电力电子系统的控制)的处理器可归属于下述类别:

(1) 通用微处理器是中央处理单元,它需要外存储器及支持芯片共同组成控制系统。

(2) 微控制器属控制专用的器件,典型用法是:将中央处理单元和实时执行所需的外围单元组合在一起。这些单元包括:程序定时器系统、A/D 转换器、中断控制器、脉宽调制器以及数字输入—输出口(I/O)。

(3) 专用集成电路为定制的、半定制的或标准的集成电路,可将有专门用途的数个模拟和数字元件集成在一个芯片上,制成微处理器、A/D 转换器、脉宽调制器(PWM)、I/O 接口等等。

(4) 数字信号处理器为一高速处理器,具有哈佛(Harvard)结构形式,是为有效执行信号处理算法而设计的。在这种处理器中,乘法累加(MAC)运算达到最佳并可实现重复指令。

(5) 简化指令系统计算微处理器为具有流水线结构和简单指令的高速微处理器。复杂运算由软件执行。

(6) 并行处理器为一种高性能微处理器,装备有多个通信接口,它能连接于网络上并行运行,以提高处理速度和改善控制灵活性及性能。

微处理机的结构能决定性地影响系统的性能,它能限制预期达到的控制指标,并规定设计者所设计系统的特点。

数字运算能力 在控制系统中,要求通过数学运算实现滤波、控制和调节算法。最有用的运算为乘法、加法、开方、三角函数(正弦、余弦、正切等)。为实现滤波器和控制器的功能,即由传统的比例积分微分(PID)到复杂控制器、到辨识和估值电路,都迫使我们要加强乘法-累加运算(乘积之和)。数字信号处理可有效执行此种运算。先进控制算法如状态控制器、状态观测器、自适应控制器等的实现,都需要复杂的矩阵运算。

处理速度 处理速度是一个重要因素,但并非唯一决定微处理器性能的因素。我们必须同时考虑处理速度和处理器的能力。微处理器的处理速度通常用 MIPS(每秒百万指令数)衡量。浮点处理速度用 MFLOPS(每秒浮点运算百万次数)衡量。这种测量法在比较不同结构时显得不够精确,特别是在比较复杂指令系统计算(CISC)和简化指令系统计算(RISC)时。因此,系统设计者必须依靠基准程序来评价微处理器的性能。

基准程序为一短程序,开发它的目的是企图模拟实际应用中的行为,以便能测量微处理器的性能。长期以来,Whetstone 和 Dhrystone 基准程序已被公认是最有效的。最近,系统性能评估公司(SPEC)已开发出一种基准程序系统称为 SPEC92,包括一套 6 个整数运算程序和一套 14 个浮点运算程序。它们包括广泛应用的运算,并建立了一套有效又有用的测量微处理器的方法,可用于大多数数据处理任务中。对于控制应用项目,SPEC92 基准程序的结果能提供性能比较的准确基准值。如果需要更简化地测量某特定性能时,设计工程师必须写出他自己的基准程序,这时要考虑应用时所需要的实际执行过程。

实时运算能力 电力电子系统的实时控制需要有中断能力、处理能力和高速的 I/O 接口。中断能力要求控制软件与内部或外部事件同步。中断等待时间定义为中断请求和开始执行服务子程序间的延时。为保证控制质量,此延时与采样周期相比应该是愈小愈好。中断优先权的安排对处理不同来源的中断请求是必要的。

上下选择开关(Context switching)在多任务控制中是很重要的操作。多任务控制的操作系统时常要根据运行条件和控制策略而改变所要执行的任务。任务(或过程)的上下关系可能包含着一个程序计数器、堆栈指针、寄存器组、地址转换表、通道和输入输出解说符以及大量专用码及数据。处理器必须以最小延时令上下选择开关操作,以避免性能指标降级。

对各种与时间相关的操作来说,定时处理部件是很需要的,如功率变换器驱动信号的产生、周期的测量、周期性中断的产生、脉宽调制、延时的产生、波特率的产生等。高速并行输入输出端口对传感器、显示器和功率变换器的交换信息都是需要的。

通信能力 对大多数运行在一个网络环境中的电力电子系统来说,通信能力是很重要的。在此网络环境中,有数个处理器在一个中央处理器协调下运行。微处理器间的通信可以是串行或并行的;低速和中速数据传输的典型用法是串行通信。传输率是一个重要参数,它以波特(baud 即每秒位数)或 kb/s(千字节/秒)为计量单位。并行通信主要用于在处理器网络中高速传输大量数据。此时传输率用 Mb/s(兆字节/秒)量度。

通信协议是很必要的,它可保证最小的传输误差。通信协议可以由特制的通信单元硬件实现,也可以由软件实现。

10.2.4. 数字与模拟控制

许多年来,模拟控制器一直统治着电力电子系统。但从工业应用的新要求来说,由于处

理能力不够,它们已不能很好地适应。即便在性能要求相对不高的小系统中,应用数字技术也优于模拟方法,因为它们能提供附加的性能。对复杂运动控制器,如磁场定向或自适应控制器,其中必须完成大量计算的算法,此时,数字技术是惟一的选择。

微处理器化控制器的优点主要与微处理器的可编程特征以及它们的计算和通信能力有关。我们可列举最重要的如下:

- 微处理器化控制系统是可编程的。控制策略和结构形式可在软件水平上加以修改,提供较高的操作和适应灵活性。

- 由于具有计算能力,微处理器可用于实现复杂的高级控制算法,如基于观测器的状态控制器、自适应控制器、卡尔曼滤波及非线性控制。同时,自调整和自适应调整也能够实时完成。

- 在微处理器化运动控制系统中,“无传感”运行成为可能是因为通常由传感器提供的系统状态变量(位置、速度、磁通)可以由电动机的电压和电流靠微处理器估算出来,从而减少传感器(位置、速度、磁通)的数量。

- 微处理器的通信能力使得电力传动装置可以在有中央计算机协调的网络结构内运行,或者在含有数个智能化传动装置的自动化系统中运行。

数字运动系统的缺点和限制条件大多数是由于离散系统的采样、量化和截断误差等固有特性造成的。这些误差可能严重影响控制器的抗负载扰动的极限。同时,计算的延迟限制了系统的带宽,延时过大时会影响控制的稳定性。

表 10-2

电力电子系统模拟和数字控制技术之比较

控制技术	模 拟	数 字
优点和能力	• 高带宽 • 高分辨率 • 无需数据转换 • 专用控制功能可用现有集成电路实现 • 分析及设计方法众所周知 • 用电位计和各种电容器校准容易且快捷	• 可编程解决办法:修改、升级和匹配均由软件完成 • 对环境不敏感 • 可实现先进的控制算法 • 能实行自调整、自适应控制和非线性功能 • 能实现“无传感器”运行 • 能实现附加功能(监控、诊断、保护、试验等) • 通信能力:能与网络化控制系统协调 • 灵活的存储能力
缺点和限制	• 温度漂移:控制性能取决于随温度变化的有源和无源元件 • 元件老化:为保持良好性能需周期性校准 • 硬件设计:修改、升级或匹配均需在硬件水平上完成 • 仅能实现简单的设计(PID,超前·滞后) • 对噪声敏感 • 无通信能力 • 无有效存储能力	• 需要数据转换器 • 分析和设计方法较复杂 • 采样和分解会影响抗负荷扰动极限 • 计算延时限制了系统带宽并会影响稳定性 • 量化和截断误差会影响控制精度 • 在调整阶段存取中间变量很困难

表 10-2 归纳了电力电子系统的模拟和数字控制技术的优点和限制条件,人们可以看

出,数字技术的优点在数量上超过其缺点,而且近年来在超大规模集成、处理器技术及控制理论诸方面的发展进步使所示缺点继续减少。数据转换器现已合并到 CPU 同一芯片上,从而减少了部分计数工作量。新一代处理器的执行速度使数字运动控制系统的带宽已达到与模拟装置可比的数值。自调整系统可实现最优的控制性能指标而无需整定。仿真和计算机辅助设计(CAD)软件,现可用以帮助设计工程师减少对数字控制系统的分析和设计时间。

10.3. 微机基础

微机是一个可编程的数字系统,它处理的是在执行所存指令中的处理数据。一个微机主要包含三个部件:微处理器、存储器和输入—输出(I/O)单元。这些部件间的通信是由一总线系统完成的。

10.3.1. 微机结构

基本结构 微机结构主要由微处理器本身的结构和操作决定。图 10-5 表示一基本微机的结构图。这种结构即为熟知的 von Neumann 结构,是直至目前最常用的结构。它主要包括下面的三个部分:

(1) 微处理器为中央处理单元,它控制着计算机的操作并执行指令。

(2) 存储器储存着程序和数据。程序包括需要由微处理器执行的指令。由于在系统执行过程中是不能改变的,故程序通常被储存在只读存储器(ROM)中。数据是一种执行程序所需的信息,而在程序执行时也产生信息。不变的参数通常储存在 ROM 中,而变量则储存在随机存储器(RAM)或读写存储器中。

(3) 输入输出单元(I/O)为一接口,通过它使微处理器与外部世界通信,通过 I/O 单元从外围单元读出或向其写入。

总线系统包括三条总线,它们在系统部件之间传递信息:

- (1) 地址总线用于存储器和 I/O 寻址。
- (2) 数据总线将指令和数据由存储器传出或传入。
- (3) 控制总线在 CPU 和存储器及 I/O 单元间传送控制信号。

指令周期 微机的运算特点是由指令周期确定的。典型的微处理器的基本指令周期包括以下四种操作:

- (1) 取指——CPU 由存储器得到指令。
- (2) 译码——CPU 将指令译出。
- (3) 读出——CPU 由存储器读出操作数。
- (4) 执行——CPU 执行指令。

在微机基本结构中,指令是按顺序被执行的,如图 10-6 所示。

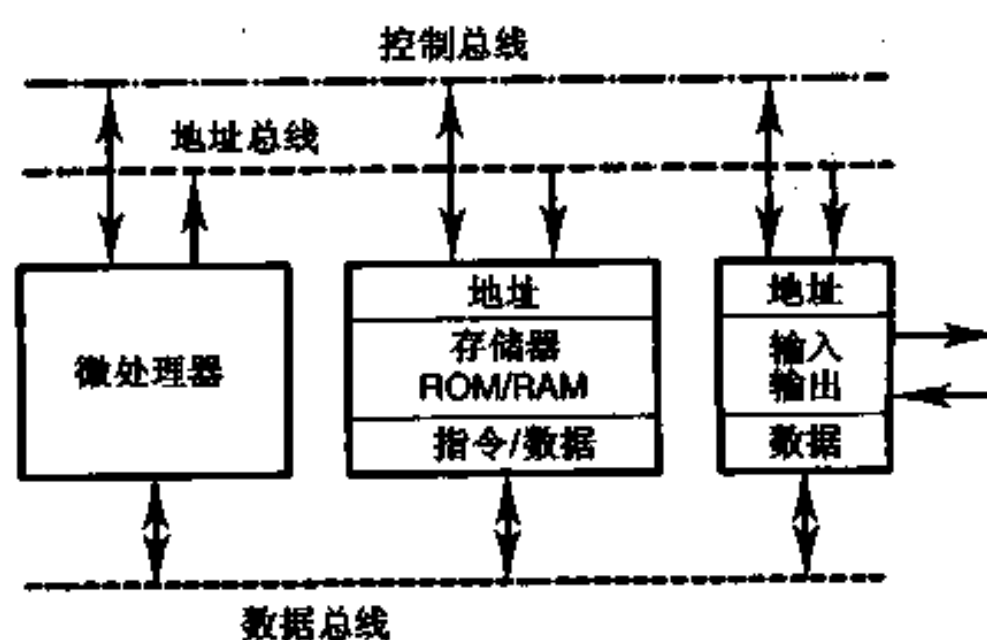


图 10-5 基本微机结构

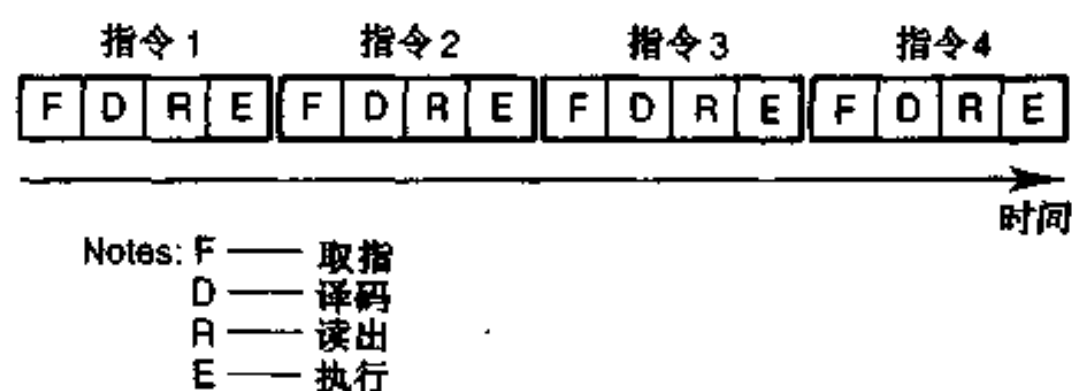


图 10-6 基本型微机指令周期

改进型结构 在基本型结构中,指令和数据储存在同一存储器中,并在同一总线组内通过,故计算机解题能力受总线带宽和存储器存取时间的限制。改进型微机结构利用了寄存器流水线和多总线,以加速数据传输并减少了存储器存取时间,从而提高整体执行速度。

- **超高速缓冲存储器(cache memory)**是一种辅助高速存储器,其中低速存储器的某些有效部分被制成双份。当一存储器请求产生后,该请求首先被送入超高速存储器,如果超高速存储器不响应,则该请求再被送至主存储器中。带有超高速存储器时,存储器存取时间可减少。在几种改进型处理器中,超高速存储器驻留在与CPU的同一芯片上,以使传播延迟减到最小。

- **虚拟存储器(virtual memory)**系统试图最佳利用微机主存储器,此时是采用一个辅助存储器(通常为硬盘)作为后备。主存储器仅用于存储有效数据。当它们变为无效以后则转移到硬盘。带有虚拟存储器系统的微机可容纳的存储器容量大于实际的存储器,性能高而费用低。

- 在流水线结构(pipeline architecture)中,基本操作(取指、译码、读出、执行)假定由数个独立单元构成,允许一连串的续指令重叠执行,即CPU可在同一时间执行数个指令,此时执行时间可以减少,如图10-7的例子所示。

- 图10-8所示为多总线结构形式(Harvard结构),其中分设两个总线组,用于独立传输指令和数据。程序总线组由地址和数据总线组成,与程序存储器相连。数据总线组由地址和数据总线组成,与数据存储器相连。在这种双总线系统中,CPU可同时进入程序存储器和数据存储器。这就使流水线操作方式成为可能,而处理器解题能力则大大增加。Harvard结构通常用于数字信号处理器以及最近的32位和64位微处理器中。在某些高性能微处理器中,三个独立的总线组被用于保证数据在CPU和程序及数据存储器间传输,而在数据存储器 and I/O单元间则由直接存储器访问(DMA)方式完成。

为可能,而处理器解题能力则大大增加。Harvard结构通常用于数字信号处理器以及最近的32位和64位微处理器中。在某些高性能微处理器中,三个独立的总线组被用于保证数据在CPU和程序及数据存储器间传输,而在数据存储器 and I/O单元间则由直接存储器访问(DMA)方式完成。

10.3.2 微处理器

结构 微处理器的特征是由其结构和指令系统确定的。大多数通用微处理器采用 von Neumann 结构,其中数据和指令储存在同一存储器中,并通过同一总线系统。典型的8位微

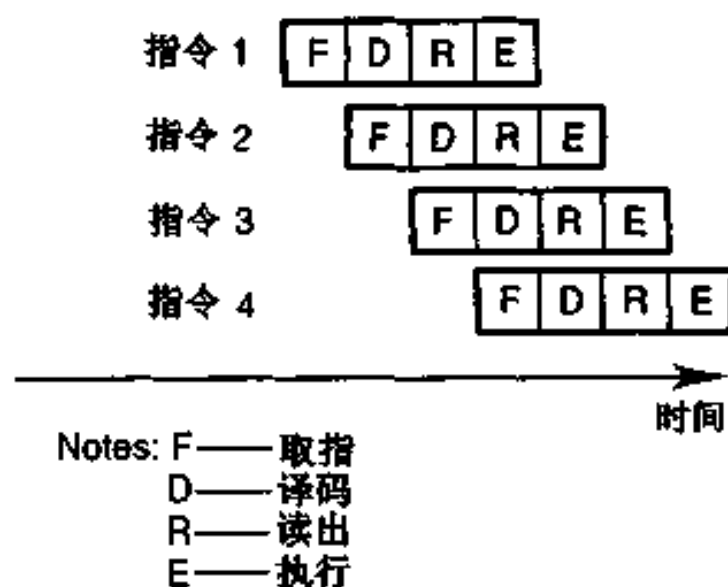


图 10-7 指令的流水线执行方式

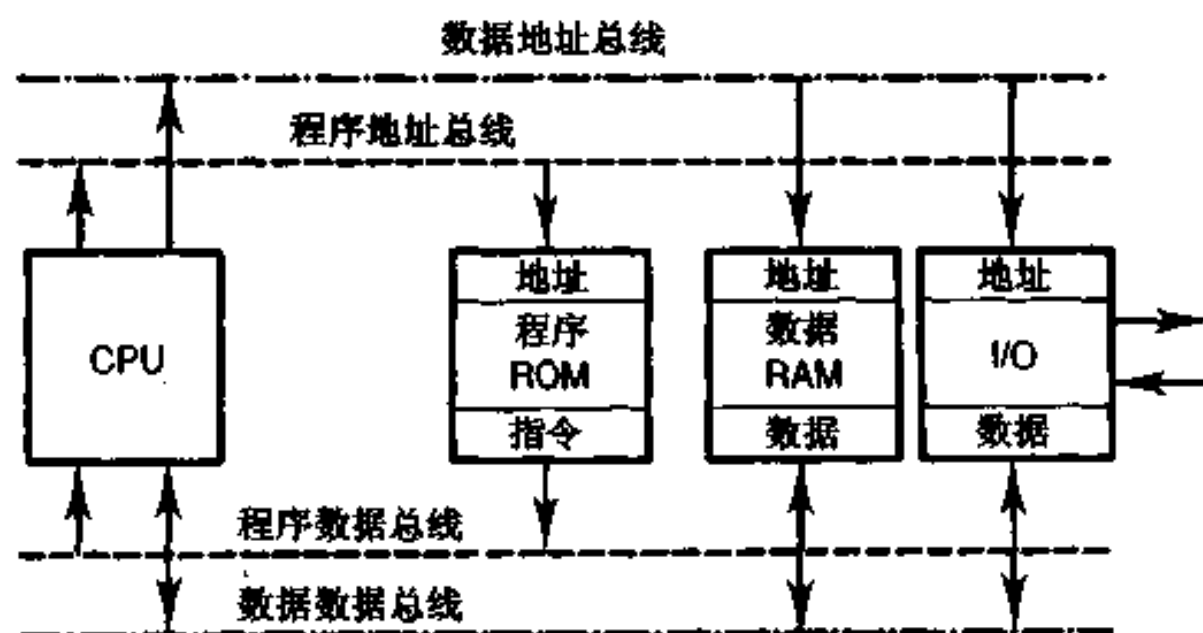


图 10-8 Harvard 结构

处理器包括一个程序计数器(PC)、一个内置 CPU 存储器(暂时存储和微存储器)、通用寄存器、一个指令寄存器和一个控制单元,如图 10-9 所示。这种结构表示的是一种“传统”的 CPU 基本结构。

16 位和 32 位微处理器的结构较为复杂,可能包含改进功能的附加单元,如寄存器文件库、超高速缓冲寄存器、流水线、直接存储器访问(DMA)控制器,等等。改进型微处理器的结构将在 10.6 节讨论。

指令系统 微处理器的指令系统与其内部结构紧密相关。有两大类微处理器:即复杂指令系统计算(CISC)处理器及简化指令系统计算(RISC)处理器。

CISC 微处理器名称的由来是它能执行大量指令。CISC 微处理器的指令系统能执行基本操作和复杂功能。典型结构是,其指令为缩微码,指令的执行需许多个时钟周期。

一个典型 8 位微处理器指令系统包括下列基本指令:

- 累加器和存储器指令(装入、存储和传输;算术运算;乘法和除法;逻辑运算;数据测试和位操作;移位和循环)。
- 堆栈和变址寄存器指令。

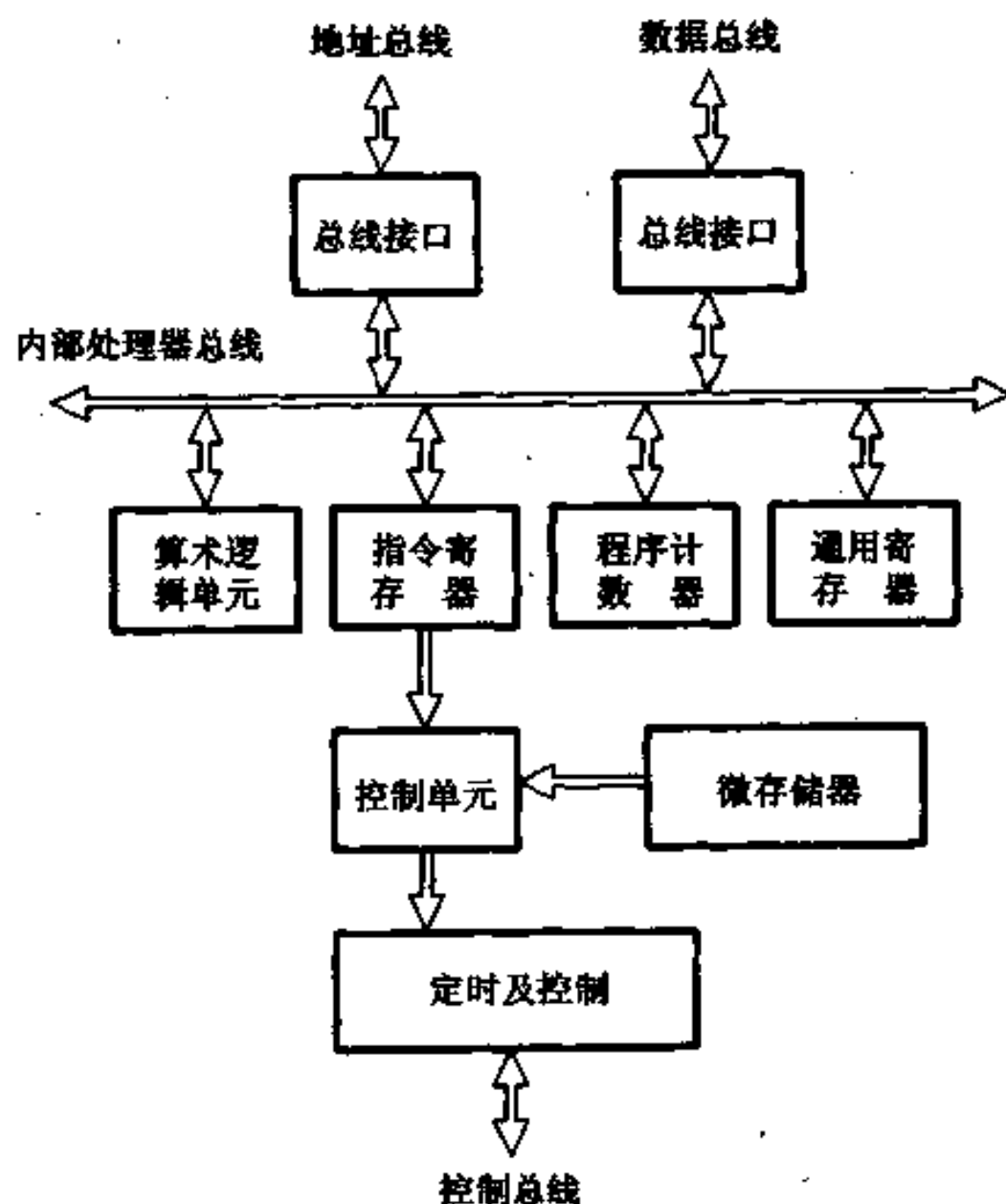


图 10-9 基本微处理器的结构形式

- 条件码寄存器指令。
- 程序控制指令(转移、跳转、子程序调用和返回、中断处理)。
- 其他操作(NOP、STOP、TEST)。

在典型 8 位微处理器中,寻址方式是多种多样的,包括立即的、直接的、间接的、寄存器的、变址的和固有的寻址。

16 位和 32 位微处理器以及微控制器的指令系统更为复杂,这是因为它们还能处理更多更复杂的运算。例如,Motorola 生产的 16 位微控制器(M68HC16 系列)有许多特殊指令,是专门为数字信号处理而设计的。

简化指令系统计算(RISC)结构已用于近期的 32 位和 64 位微处理器。这些处理器的特点是大寄存器和小指令系统,其中包含常用的能在一个时钟周期内执行的简单指令。复杂操作则必须利用软件依次执行一些简单指令来实现。有关 RISC 处理器的更多细节将在第 10.6 节说明。

10.3.3. 存储器

由于性能要求不断提高,10 年来存储器的集成电路技术发展很快,存储器件现有多种类型,可分为两大系列:易失性的和非易失性的存储器。易失性存储器仅当其带电时才保留有用数据,而当断电后其数据将丢失。非易失性存储器能无限期保留有用数据,或者当断电后仍能保留很长一段时间。

目前现有的存储器芯片按其功能的分类详述如下:

(1) 随机存取存储器(RAM) 是一种易失性存储器,用于存储变量和暂时的数据。RAM 芯片是读写存储器,可分类为静态 RAM 和动态 RAM,取决于所采用的存储方法。

• 静态 RAM(SRAM) 芯片将数据储存在由触发器组成的寄存器阵列中。只要向芯片供电,静态 RAM 一直保存数据。静态 RAM 的密度相对较低,故有效芯片容量较小。另一方面,RAM 的典型取数时间接近 8 ns。静态 RAM 的主要用途是做超高速缓冲存储器和视频 RAM。

• 动态 RAM(DRAM) 芯片储存数据犹如电容器充电,故需周期刷新以保持数据有效。动态 RAM 的密度很高,因为它每个存储单元的元件数很少。动态 RAM 的取数时间较静态 RAM 长,其典型范围为 20~100 ns。动态 RAM 的主要应用是做微机主存储器。

(2) 只读存储器(ROM) 芯片是由制造商掩模编程(mask-programmed)的。ROM 用于以固定格式存储应用程序指令。它们也用于存储永久性数据,如查寻表、译码器等。

(3) 程序可控只读存储器(PROM) 为 ROM 的一种类型,它可由用户编程。PROM 芯片包含一个由逻辑门相连的可熔传输链,将数据写入 PROM 是靠选择性地“打破”该传输链,利用 PROM 编程器可离机完成 PROM 的编程。

(4) 可擦可编程只读存储器(EPROM) 为 PROM 的一种类型,它可在有限次数内再编程。EPROM 储存数据犹如浮动门电路阵列中的电荷。全部储存数据可以被擦去,方法是向芯片外壳上的透明窗口照射紫外线光。在 EPROM 重新编程前,应将它移开系统进行擦除。在微处理器化系统的发展期间,EPROM 的典型用法是存储程序和数据。

(5) 快速型 EPROM 为一种特制的 EPROM,带快速擦除机制,全部储存数据可利用短促电脉冲在线擦除。快速 EPROM 的编程必须是每次给一个程序块编程。其典型用法是作为大规模存储装置(固态磁盘驱动)。

(6) 电擦除可编程只读存储器(EEPROM) 为 EPROM 的一种,可用电脉冲对其中每一字节进行擦除和再编程。这样,EEPROM 能在软件控制下在线重新编程,允许现场制作及调试控制软件。

10.3.4. 输入-输出

依据处理器的结构形式和应用需要的不同,数据在微机 and 外界间的传输可按下列三种方法实现:

(1) 可编程 I/O(programmed I/O)。在具有可编程 I/O 情况下,输入输出操作由专用指令完成,它是利用一个与存储器寻址空间分开的定址空间。要求有专用 I/O 控制信号,典型专用指令为 OUT 和 IN。它们将数据由 CPU 传输至 I/O 装置或者相反。图 10-10(a)所示为一个典型的可编程的 I/O 电路。

(2) 存储器对应的 I/O(memory-mapped I/O)。在存储器对应的 I/O 中,I/O 器件“驻存”在与存储器同一个地址空间内,而且它对 CPU 而言呈现出存储器位置。利用所有的存储器相关指令可完成输入-输出操作。图 10-10(b)表示一个典型存储器对应的 I/O 电路。

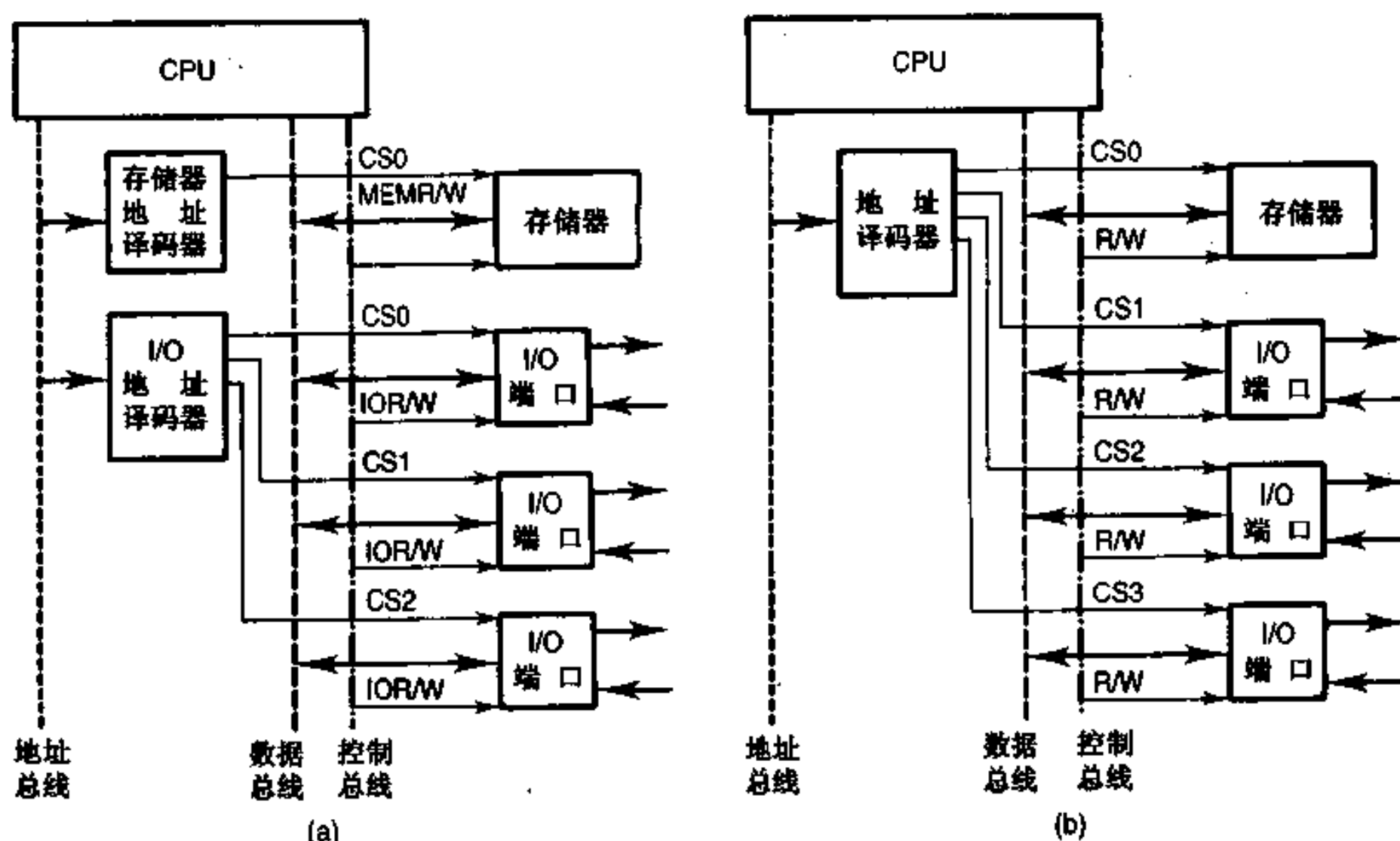


图 10-10 两种输入-输出线路
(a) 可编程 I/O (b) 存储器对应 I/O

(3) 直接数据通道传送(DMA)。在正常 I/O 操作中,数据传输是在 CPU 控制下完成的,如图 10-11(a)所示。这种方式在传输时要占用 CPU,适宜小量数据的传输。在需要传输大量数据的情况下,辅助操作可以减少,即 I/O 装置可到微机的存储器访问。由于传输直接在存储器和 I/O 器件间进行,故传输速度可以增加。这种专用器件称为 DMA 控制器,颇为传输控制所需要。在传输过程中,CPU 可执行其他无需访问存储器的任务。DMA 操作原理如图 10-11(b)所示。

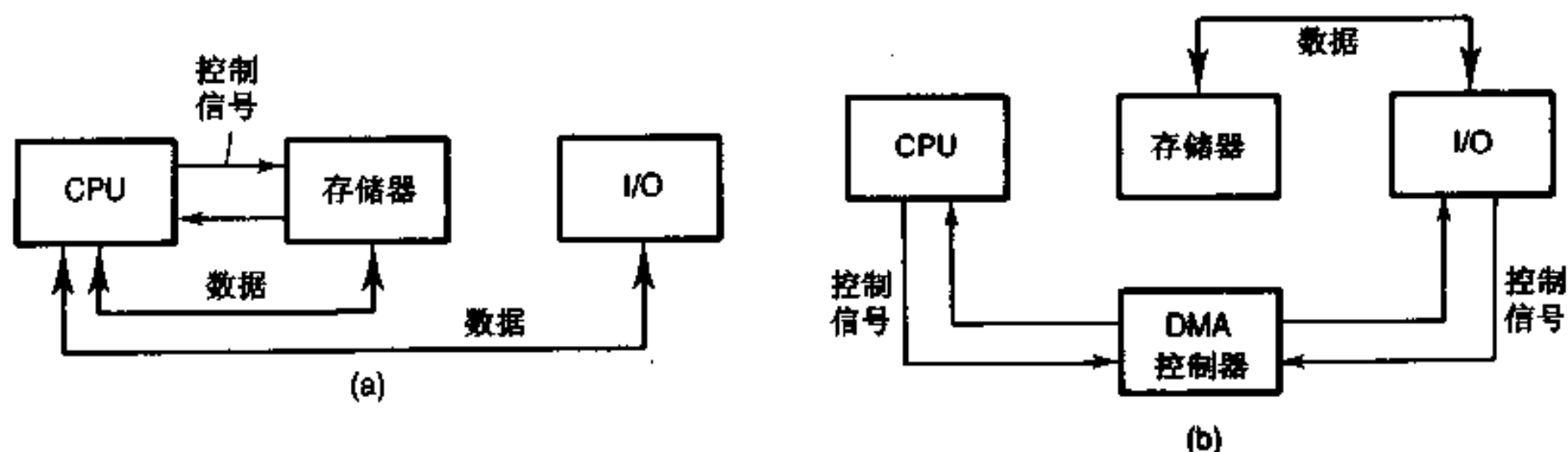


图 10-11 在两种 I/O 状态下的数据路径图
(a) CPU 控制的传输方式 (b) DMA 传输方式

10.4. 利用微机实现的实时控制

在电力电子系统中,实时控制系统需要获取数据、发出控制信号,并在准确时间内与动力系统相互联系,以保证系统恰当操作并达到指定的性能指标。实时控制系统必须执行时间相关的任务,对一事件的响应时间必须小于采样时间。

通用微处理器为有算术和逻辑运算能力的处理单元,其设计意图是用于数据处理。为使微处理器用于实时控制,需要附加有控制功能的资源。一个利用带 von Neumann 结构的单微处理器控制系统典型的结构如图 10-12 所示。它包括微处理单元(MPU)以及在嵌入式结构中通常需要的外围设备,如 RAM、ROM、EPROM、EEPROM、I/O 端口、A/D 和 D/A 转换器、定时器、脉宽调制器以及通信端口。在这种结构中,MPU 和外围器件布置在若干块芯片上,MPU 与存储器及其外围器件的通信是利用板上的数据总线、地址总线以及控制总线进行的。

在改进结构中采用多总线系统,系统的结构可能不同,因为 CPU 与其外围器件间的通信靠分开的总线完成,虽然需要的仍然是同样的外围器件。

10.4.1. 数字输入-输出

并行输入输出操作在微处理器化运动控制系统中是首要的,这是因为控制器必须和动力系统尽可能快地相互作用。并行 I/O 端口可分类为通用端口和信号交换端口,如图 10-13 所示。

通用 I/O 端口一般是位可编程的,即每线的方向可利用在数据方向寄存器中写入相关位来加以编程。这一特点是很重要的,这是因为,在运动控制中位操作运算时常需要单独控制 I/O 线。

信号交换 I/O 端口常用于软件控制下的数据传输。典型例子是:将两个附加线(READY 和 ACKNOWLEDGE)用于实现信号交换协议。这一模式比通用 I/O 需要更多的辅助操作。

10.4.2. 模拟输入-输出

由于 CPU 处理的是数字形式的数据,所以为与动力系统接口,需要数据转换器。来自微

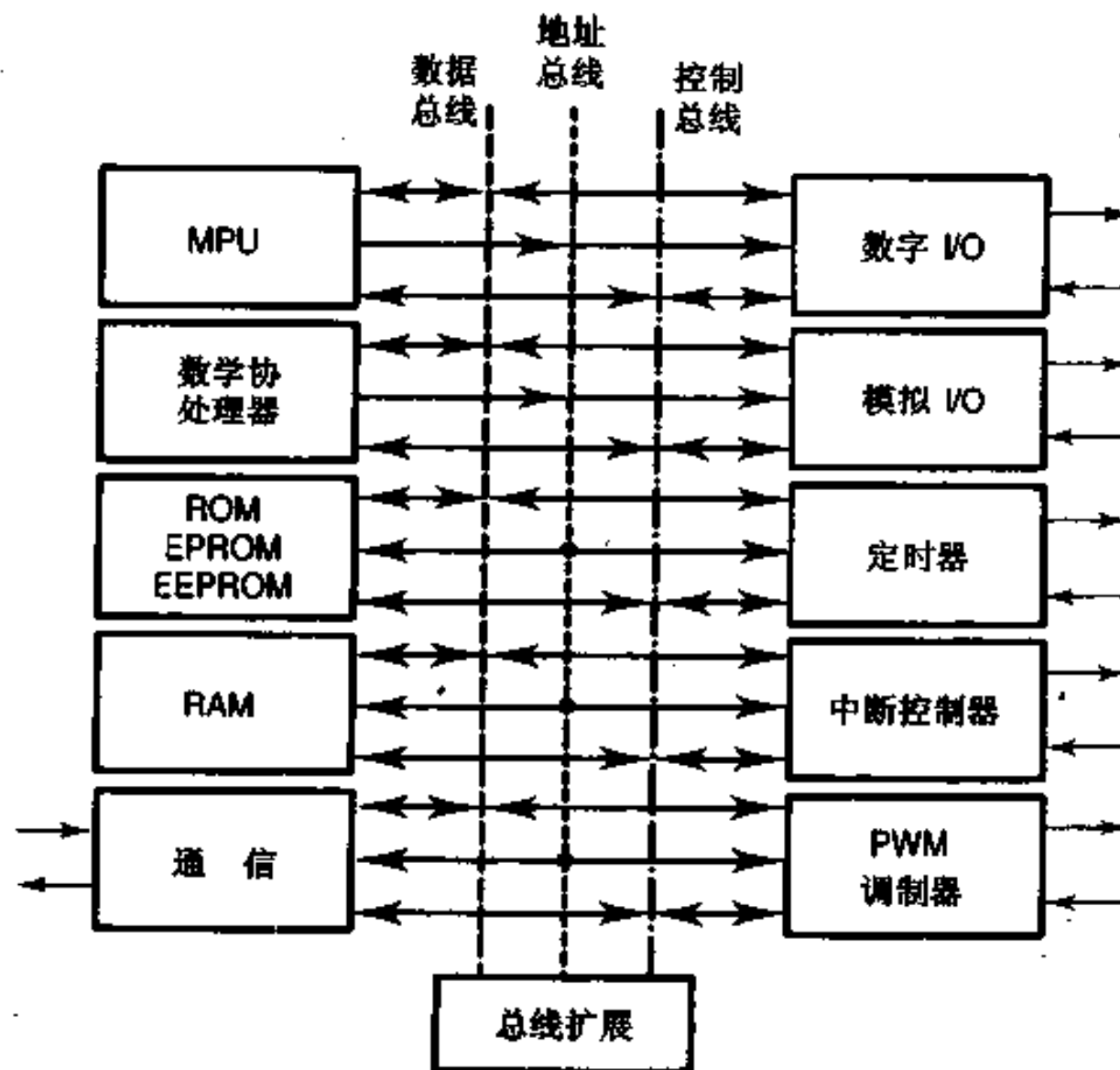


图 10-12 典型微处理器化控制系统(von Neumann 结构)

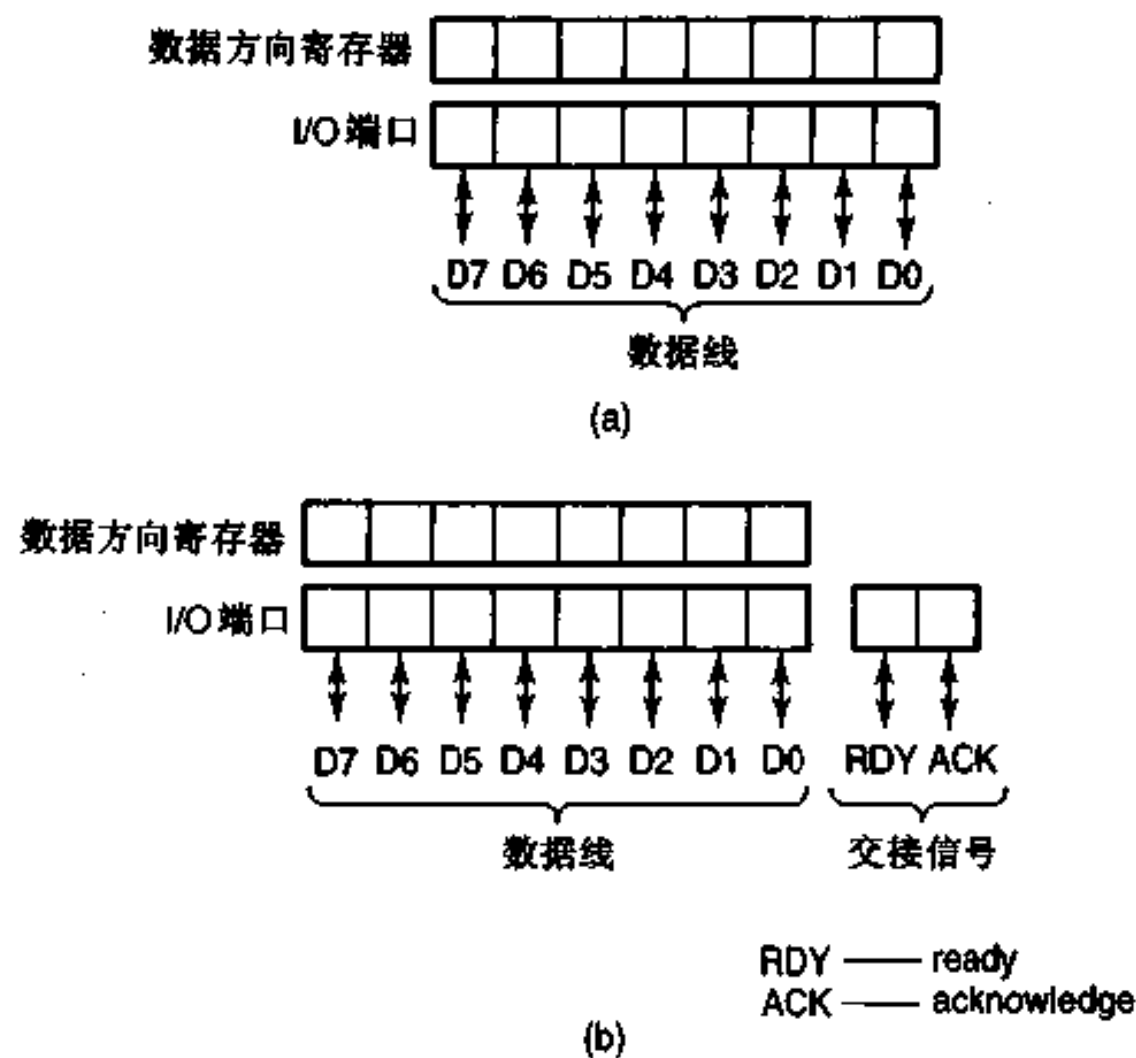


图 10-13 并行 I/O 端口
(a) 通用 I/O 端口 (b) 信号交接 I/O 端口

处理器的数字控制信号由数-模(D/A)转换器变换为模拟电压。将不同传感器(电压、电流、转矩、速度、位置等)所提供的模拟信号转换成数字形式,是靠合适的数据转换器如模-数

(A/D)转换器和分解器-数字(R/D)转换器完成的。

数-模(D/A)转换器 对动力系统来说,需要D/A转换器将来自控制算法的数字输出变为动力系统的模拟控制信号。图10-14为一个描述D/A转换器操作原理的功能图。对于

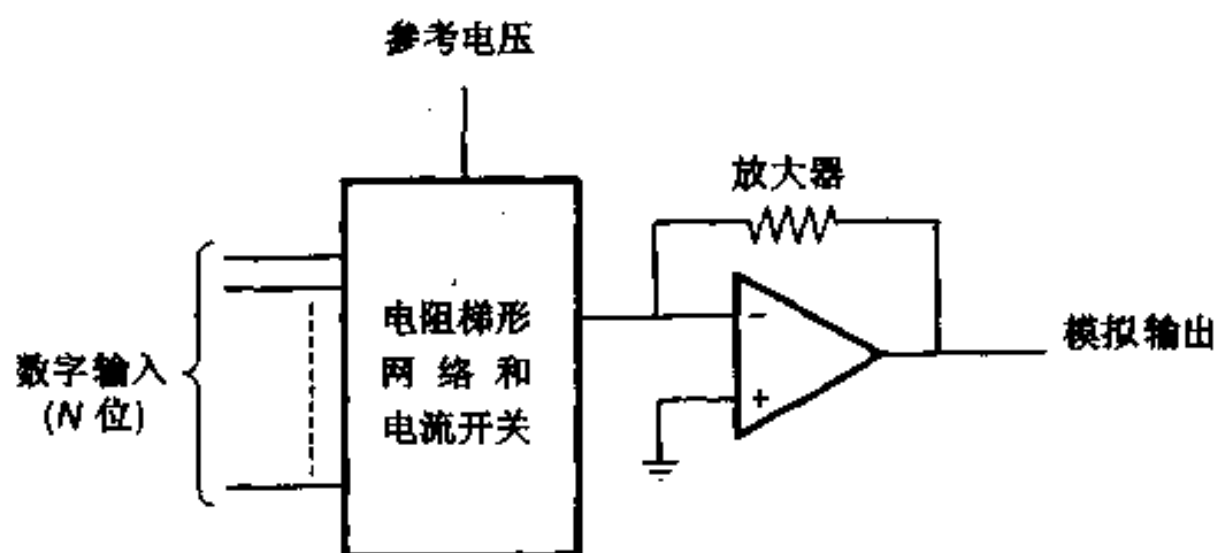


图 10-14 数-模转换器功能图

控制系统来说,D/A转换器最重要特性是分辨率、精确度、线性度和建立时间。完整的D/A转换器带数据锁定和控制逻辑,适宜作为微处理器接口的单一功能块或混合功能块使用。

模-数(A/D)转换器 A/D转换器将不同传感器送来的模拟信号转换成为CPU可读的数字。A/D转换器的分辨率和转换速度是应考虑的最重要特性。A/D转换器的分辨率直接影响控制系统的精度,因为它决定反馈信号的分辨率。A/D转换速度决定对最高动态变量(通常为电动机电流)的容许采样间隔。

A/D转换器有三种主要型式:

- (1) 积分式A/D转换器属相对慢速器件,故不宜用于实时控制系统。
- (2) 逐次逼近式A/D转换器属高速器件,适用于实时控制系统。其工作原理由功能图所示,如图10-15(a)所示,转换时间取决于分辨率和内部时钟频率。典型转换时间,对于12位转换器为 $1\mu\text{s}\sim 10\mu\text{s}$ 范围。
- (3) 快速A/D转换器为一种极高速器件,通常用于转换高频信号。其快速转换速度是靠利用大量比较器而达到的,如图10-15(b)所示。一个典型的8位快速转换器的转换速度可达到250 MSPS(每秒百万次采样)。高分辨率快速转换器靠利用2或更多级低分辨率快速转换器达到。

如果有数个模拟信号必须访问和转换,则可采用一个模拟采集系统,具代表性的结构是包括一个多路器、一个采样保持放大器和一个A/D转换器。完整的模拟采集系统可做成单片和厚膜混合器件。在某些微控制器中,整个模拟采集系统被装在一个芯片上,可大大减少器件的数量。图10-16所示为一典型模拟采集系统方框图。在该系统中,模拟通道依次被采样和转换。总转换时间和通道数成正比。在转换时间受限制的系统中,每一通道可单独使用一个A/D转换器,这样模拟信号可并行转换。这种方法常被采用且呈增加趋势,因为A/D转换器的价格在不断下降。

分解器-数字(R/D)转换器 分解器是一种耐震的位置传感器,用于多种工业机器人系统中。R/D转换器将分解器的输出信号($\sin\theta, \cos\theta$)转换成微处理器可读的数字式位置信

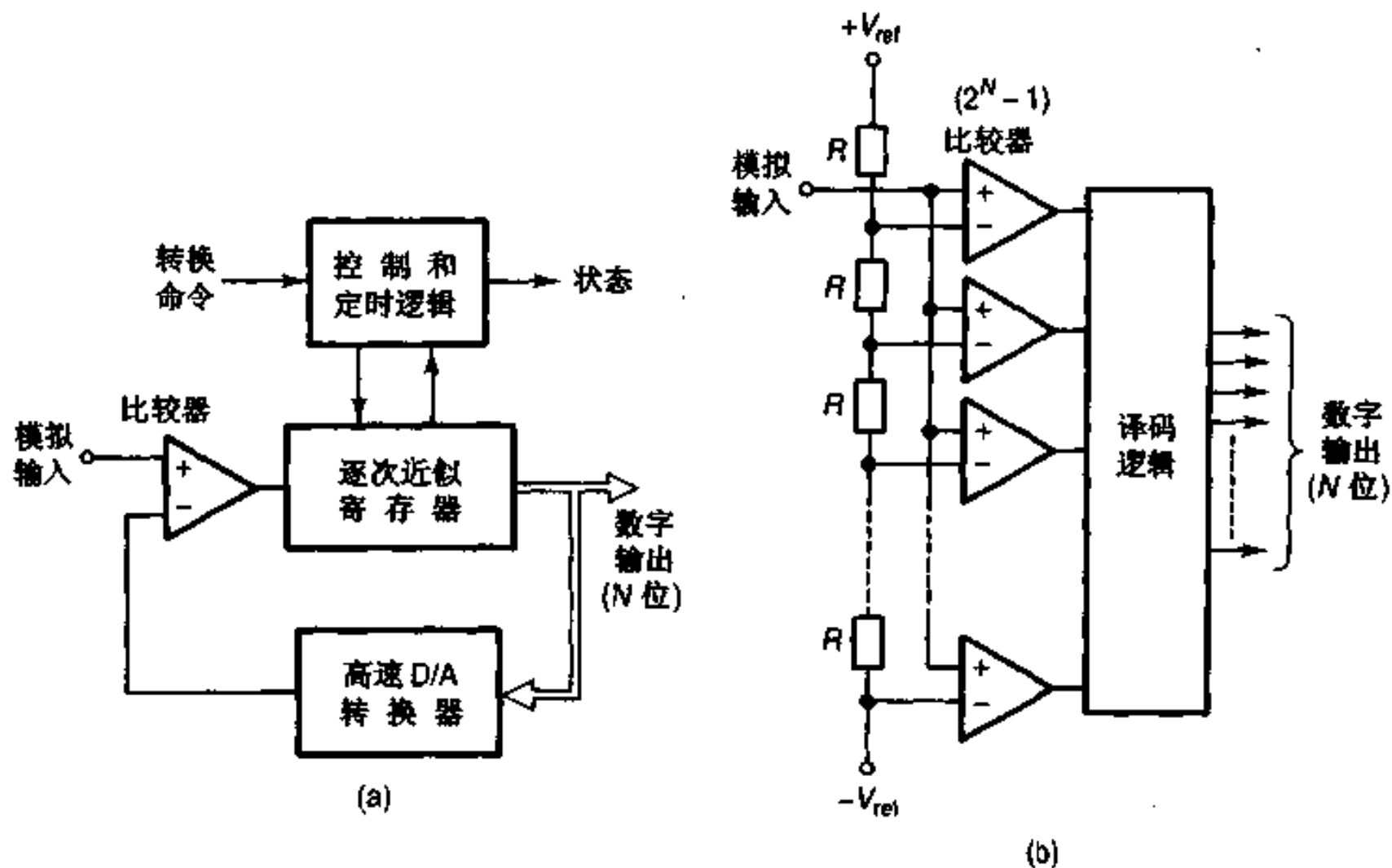


图 10-15 模-数转换器的工作原理
(a) 逐次逼近 A/D 转换器 (b) 快速 A/D 转换器

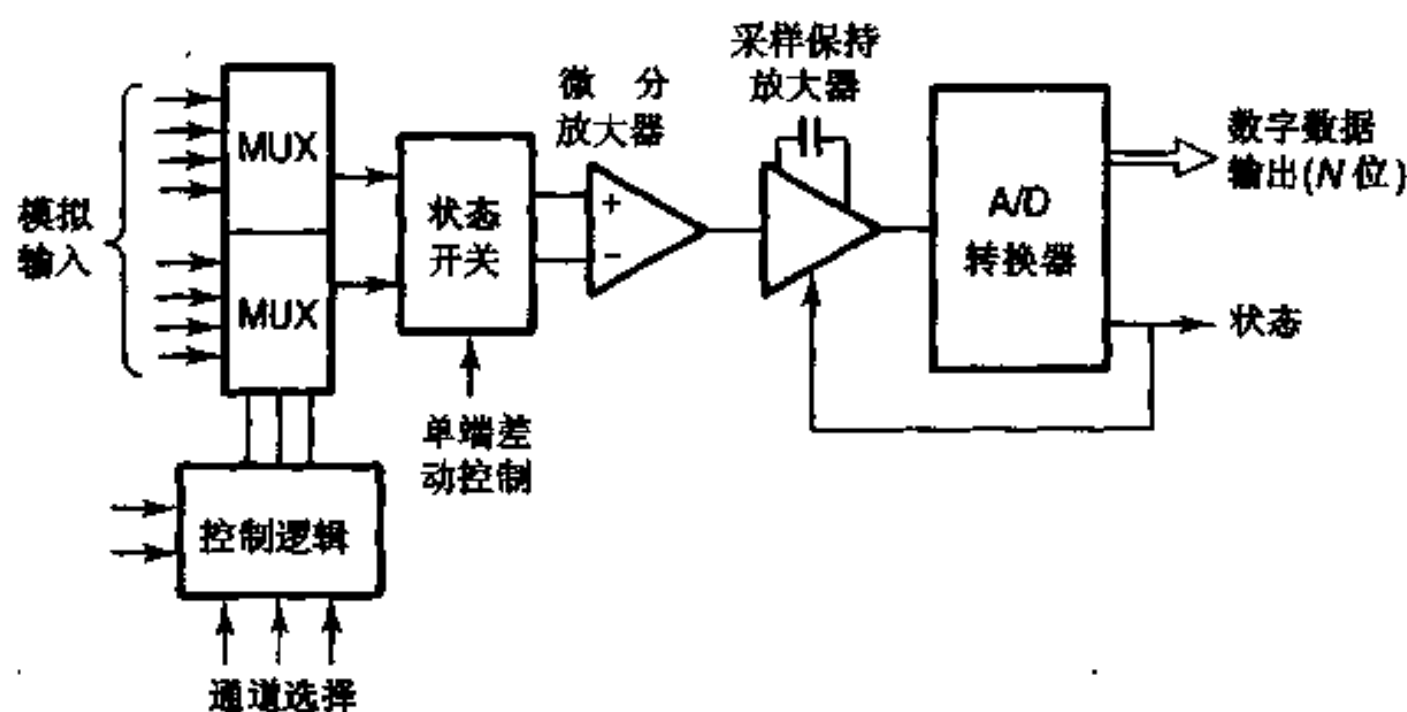


图 10-16 模拟数据采集系统

号。大多数 R/D 转换器工作均基于闭环跟踪原理,其功能方框图如图 10-17 所示。R/D 转换器的最重要特性是分辨率(用于表示角位置的位数)和最大的跟踪速度(用每秒转数表示)。

10.4.3. 中断控制器

在运动控制系统中,时间相关的任务需要和内部或外界事件同步。依靠开发微处理器的中断能力可以做到这一点。为响应一个中断请求,CPU 暂时停止执行现行程序而跳转至服务子程序中,当服务子程序结束时,CPU 返回到被暂停的程序。图 10-18 表示微机的中断过程。中断可以由内部异常条件(溢出、软件中断等)或由外部的外围器件(计时器、I/O 器件等

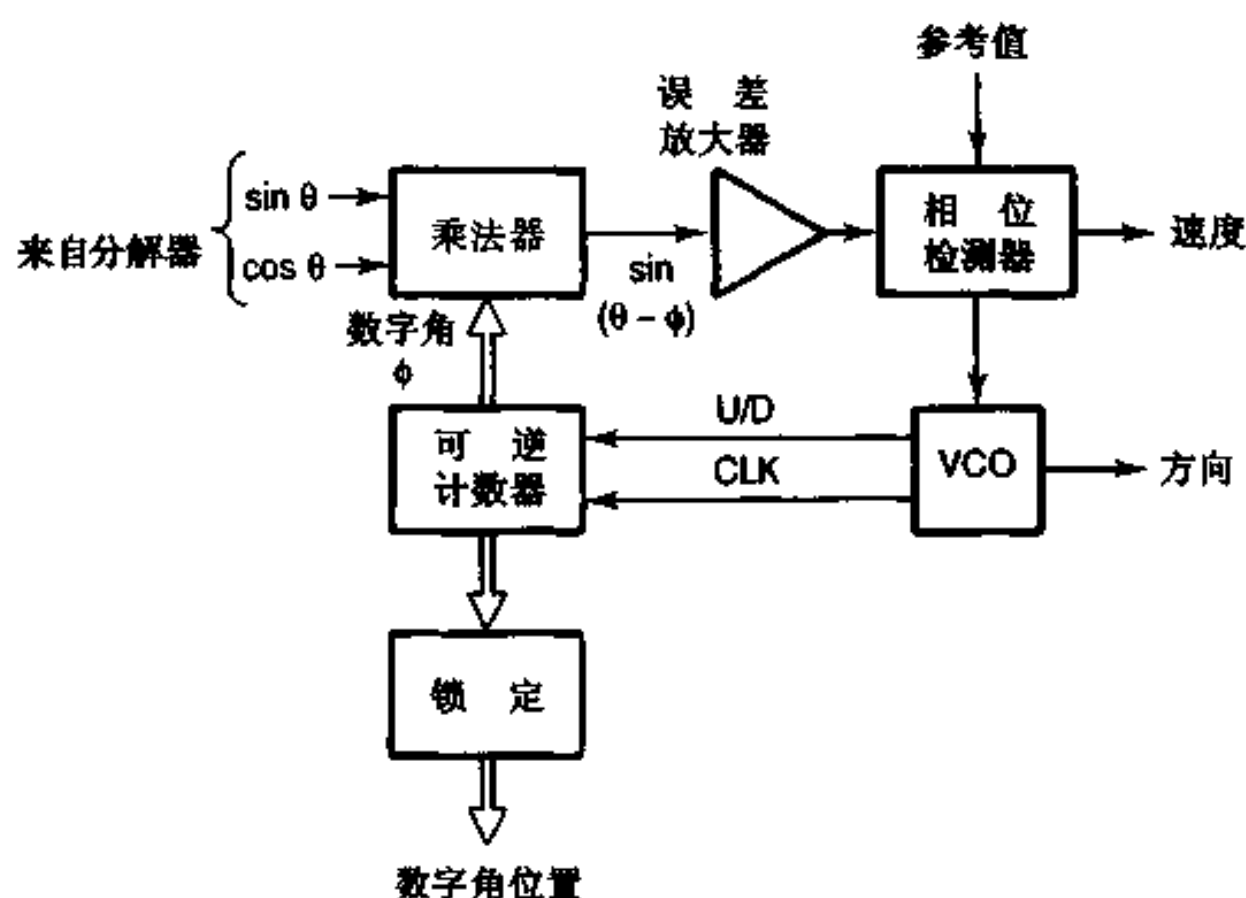


图 10-17 R/D 转换器的功能方框图

等)产生。收到有效中断时,CPU 将结束现行指令并进入中断程序。这一程序通常包括下列操作:

- 确认中断源。
- 保存程序计数器和 CPU 栈内寄存器的数据入堆栈。
- 分支至中断指定的服务子程序。

在中断服务子程序结束后,CPU 执行一个中断“返回”指令,并由堆栈恢复程序计数器和 CPU 其他寄存器的数据。然后 CPU 重新回到其原来离开的程序。

中断系统的一个重要参数是等待时间。它定义为接受中断请求到开始执行服务子程序的延迟时间。一个有效的中断管理系统,必须能够提供最小等待时间,从而使控制性能达到最优。中断的确认和调用可由软件完成,或用一种被称为中断控制器的专门电路完成。两种通用的方法是查询系统和中断矢量系统。在查询系统中,CPU 用查询方法确认中断源,故响应时间是可变和无法预知的。在中断矢量系统中,中断器件用其特殊标志位或其本身的中断请求(IRQ)线让 CPU 确认,程序直接转移到与已认定的中断相关服务子程序。在本系统中,响应时间是固定的,这是实时控制中一个合乎需要的特点。

在许多系统中都要求对中断分配优先权。这可由 CPU 内部完成,或者由外设优先权译码器电路完成,如图 10-19 所示。优先权分配方案可以是静态的(固定优先权)或动态的(程序执行过程中优先权可以改变)。中断在电动机控制系统中起着重要的作用,因为在这种系统中,中断通常用来安排实时控制任务。控制系统所需的具有不同采样速度的周期性中断信号通常由程序定时器产生(在下节说明)。

10.4.4. 定时处理器件

定时处理器件常用于电力电子系统的控制中。这种系统需要多种与时间有关的功能,诸如延迟时间、事件计数、脉宽、周期和频率测量、功率变换器驱动信号产生(脉宽调制)、实时中断和看门狗等功能。定时处理器的典型结构是将它设置在可编程定时器周围。

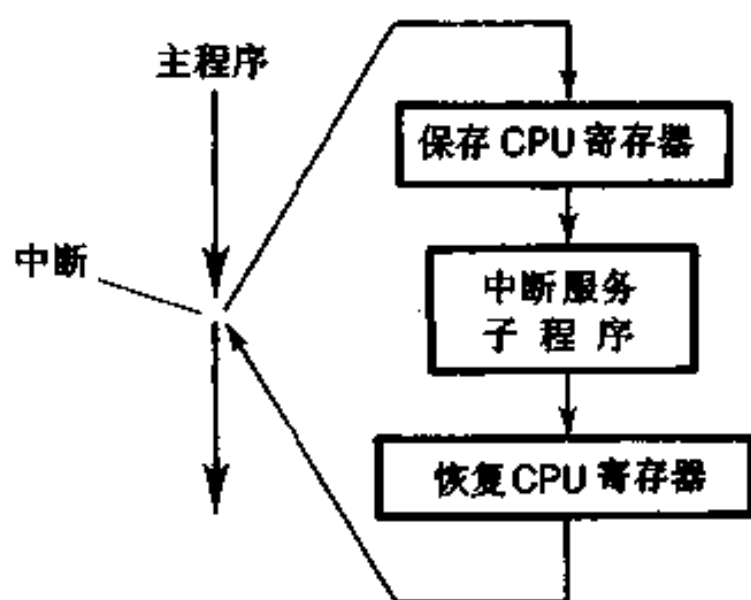


图 10-18 中断操作

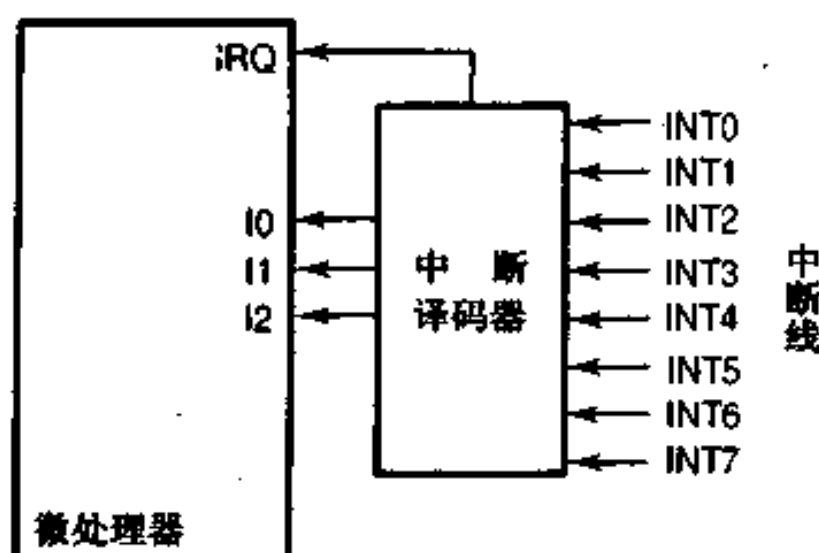


图 10-19 中断优先权译码框图

可编程定时器 可编程定时器通常由带逻辑控制电路的定时器构成。可编程定时器由软件控制，它可执行各种操作，如取数、读内容、改变计数、改变时钟速度、检测特殊条件等。附加逻辑电路通常用于执行复杂功能，如输入-捕获、输出比较、看门狗（监视）、实时中断等。一个含在微控制器内的典型定时处理单元是比较复杂的，它可包括若干功能块如图 10-20 所示。

输入捕获和输出比较操作 定时处理单元的两个重要操作是：两个外界事件的间隔时间的测量和由软件控制的精确延时的产生。这两个操作所要求的特殊功能被称为输入捕获和输出比较。

输入捕获功能允许人们记录特殊外界事件发生的时刻。当输入的上升沿或下降沿被检测到时，锁定自激式计数器即可实现此功能。事件发生时即刻被保存在寄存器中。输入捕获电路的功能方框图及其波形如图 10-21 所示。根据输入信号相邻沿的记录时刻，软件即可确定其周期或脉宽。

输出比较功能用于给发生在特定时刻的动作编程，该特定时刻是指计数器的内容达到寄存器中储存值的时候。输出比较电路的功能框图及波形如图 10-22 所示。输出比较功能可用于产生一个脉冲或有一定持续时间的脉冲列，或者产生一个精确的延迟时间。通过依次控制储存于输出比较寄存器内的数值，软件即可产生脉宽调制信号，用以驱动电力传动系统的直流斩波器或 PWM 逆变器。

10.4.5. 通信接口

在微机与其他微机或外设间传送数据时，可用串行或并行方法实现。一般常用串行传输，因其不像并行传输那样昂贵。串行传输有同步和异步两种，根据所要求的传输速度及数据量确定。

同步串行通信 在同步通信中，时钟脉冲在数据流中出现，以使传输过程同步。时钟可

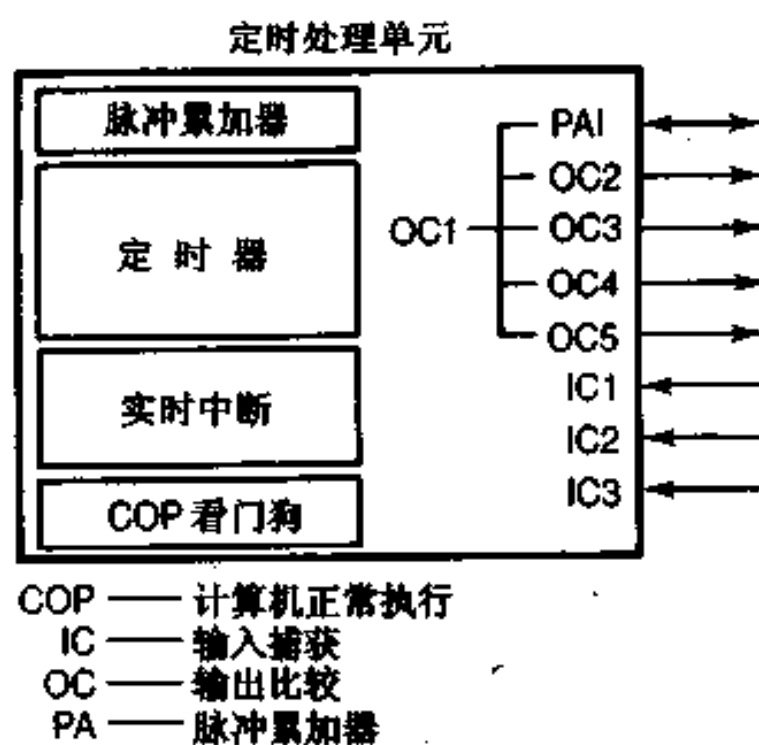


图 10-20 Motorola 68HC11 微控制器内的定时处理单元

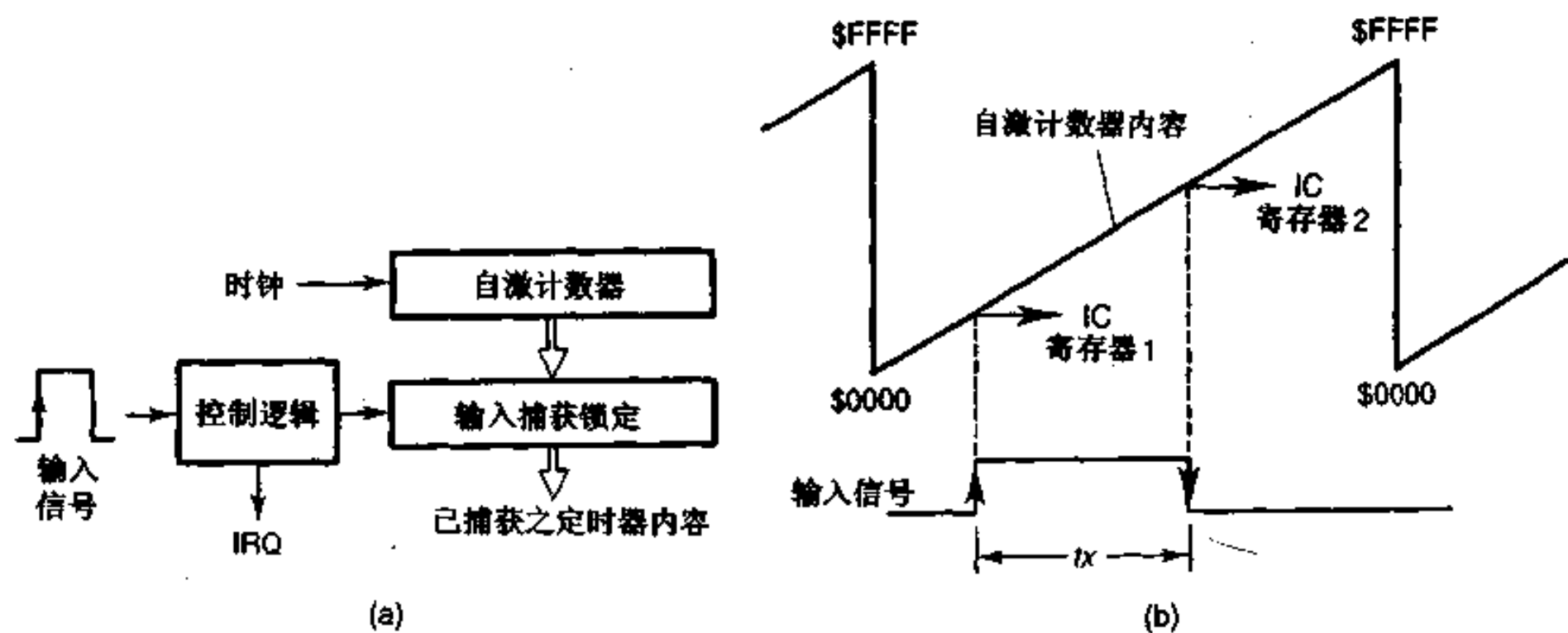


图 10-21 输入捕获功能
(a) 功能框图 (b) 波形

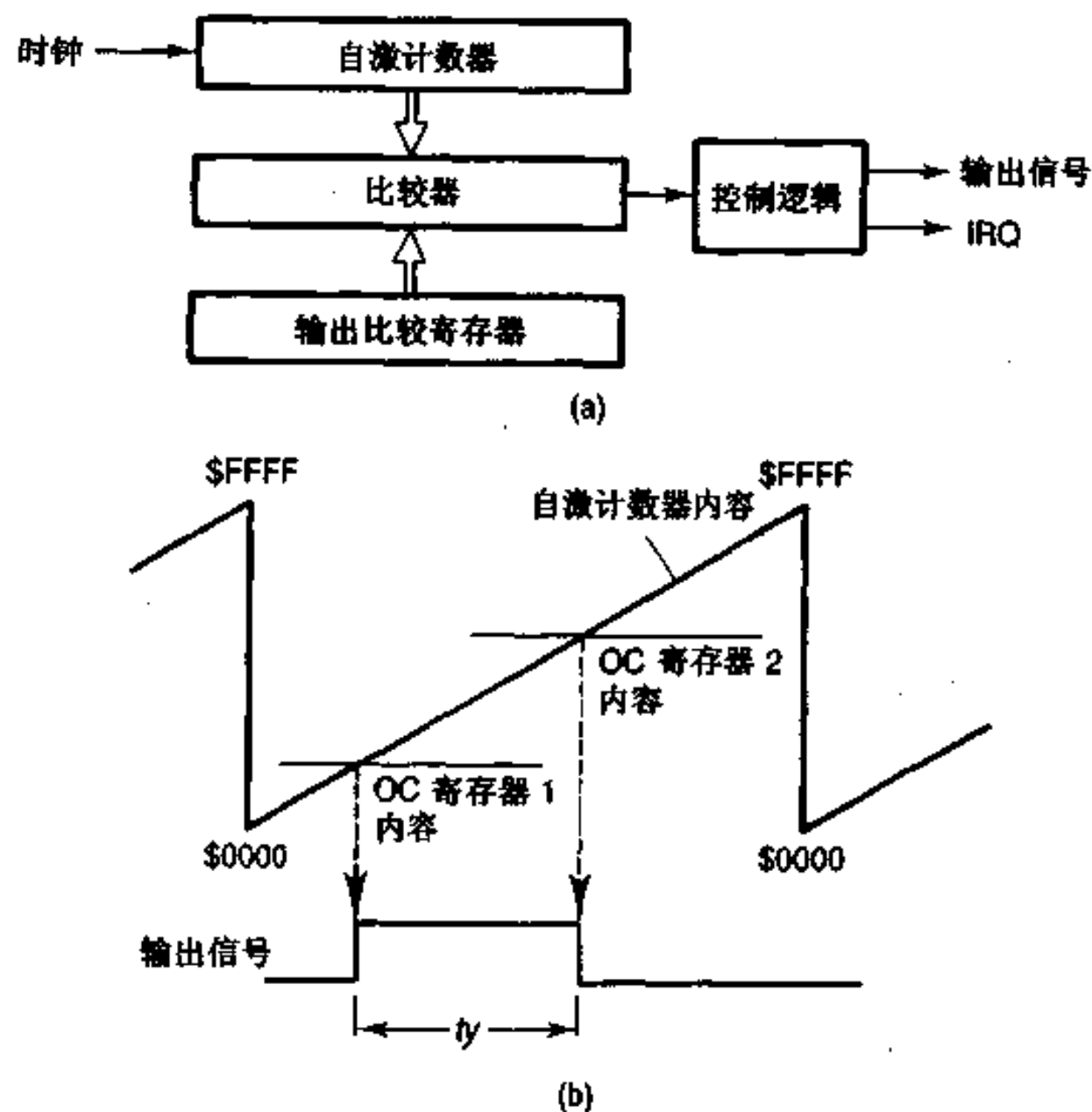


图 10-22 输出比较功能
(a) 功能框图 (b) 波形

被置于单独行中,或插入在数据的同一行内。

同步串行外围接口(SPI)为一特殊数据通信单元,它是连接微机和通信线所必需的,图 10-23(a)所示为数据传输用的典型同步外围接口的波形图。因其效率高,同步传输适于在微

机间需要高速传输大量数据,且通道可能有干扰或者相当长的情况。

非同步串行通信 异步通信中,在数据流内不含时钟信号,发送器以编程频率将数据发送出去,接收器以同样频率工作。接收器时钟需要与每一字符再同步。连接微机和通信通道的专用数据通信单元是必需的。通用异步接收器发送器(UART)和异步串行通信接口(ASCII)是常用的。图 10-23(b)所示为一典型串行通信接口的波形图。

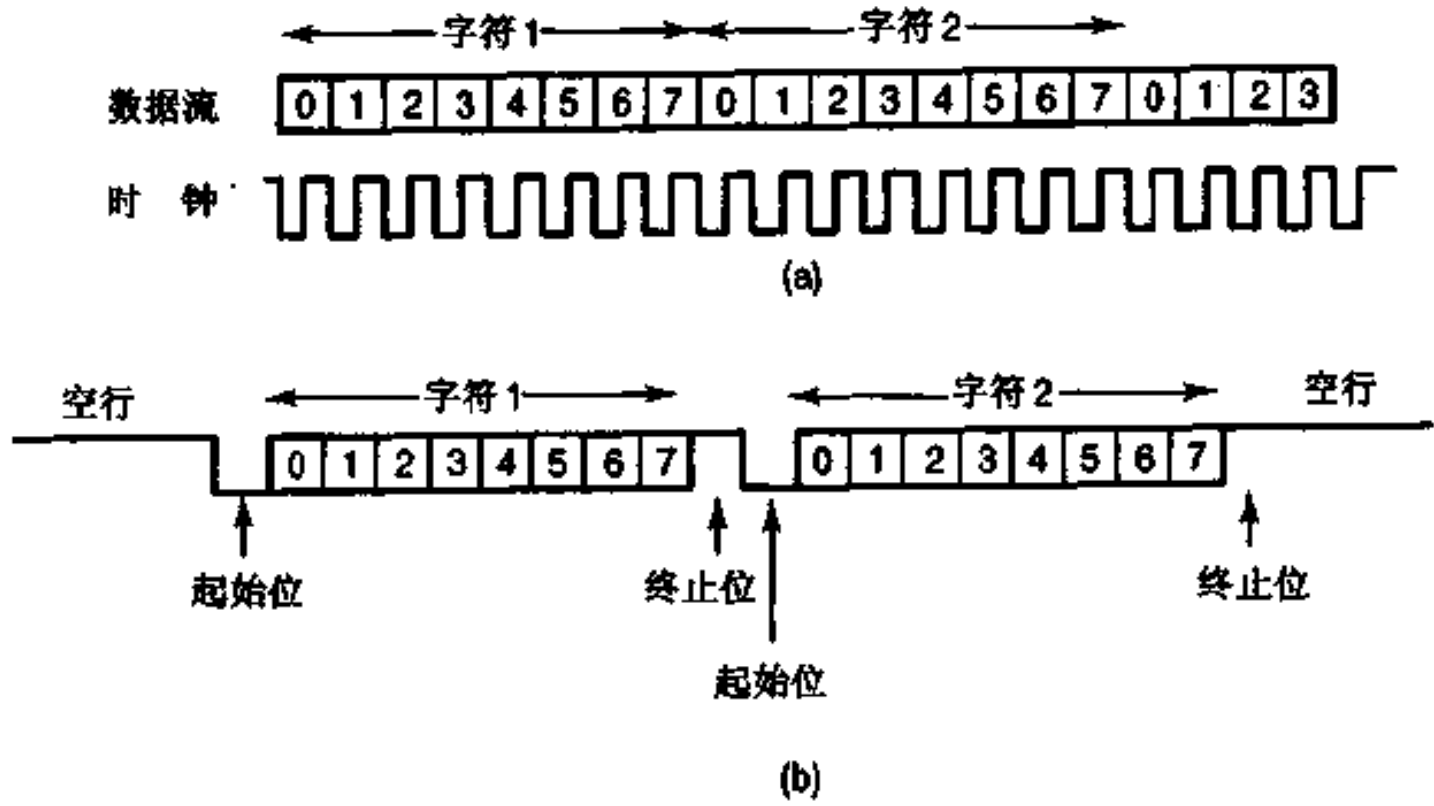


图 10-23 串行通信
(a) 同步方式 (b) 异步方式

异步传输效率较同步传输为低,这是因为每一个数据字符都要占一控制位。异步通信典型用法是连接微机至显示器或连至个人计算机。同时,数个分散的微机可以利用它们的 UART 组成一个串行通信网络。

并行通信 并行通信用于需要高速传输数据的情况。对于同样的时钟速率,并行通信较串行通信快,这是因为位传输同时在数条线上进行,连接并行通信端口需要多芯电缆和联接器。并行通信的典型用法是在多微处理器结构中连接各微处理器。并行通信端口在并行处理器和并行 DSP 中的使用细节将在 10.6 节说明。

10.5. 微控制器(单片机)

微控制器是一种面向控制的器件,它包含微处理器和若干外围器件,集成在同一块芯片上。数据、地址和控制总线均设置在芯片内。在嵌入式控制应用中,人们更喜欢选用微控制器,因为它能节省部件数量并提高可靠性和性能指标。

微控制器是跟随微处理器发展起来的。一般来说,微控制器的计算功能随数据总线的宽度而增加。目前,对控制工程师来说,在市场上微控制器的选择范围很宽,有各种特点的微控制器。这里不可能介绍所有的类型。我们将考察由 Intel 公司和 Motorola 公司设计生产的几种微控制器系列产品,它们是在嵌入式控制应用中最常见的微控制器品种。其结构和特性给我们提供了一个关于典型微控制器的特点和性能的完整概念,目前它们已可应用于电力电子系统的控制。

10.5.1. Intel 系列微控制器

Intel 公司为控制应用所生产的微控制器有三种主要系列: MCS-51、MCS-96 和 i960。每一系列又包括若干型号(或版本),具有各种不同的外围器件和封装形式,以满足特殊应用的需求。MCS-51 系列以 8 位 CISC 微处理器为基础。芯片上外围器件包括 RAM、ROM、串行端口(异步)和计数器。图 10-24 所示为 MCS-51 微控制器框图。

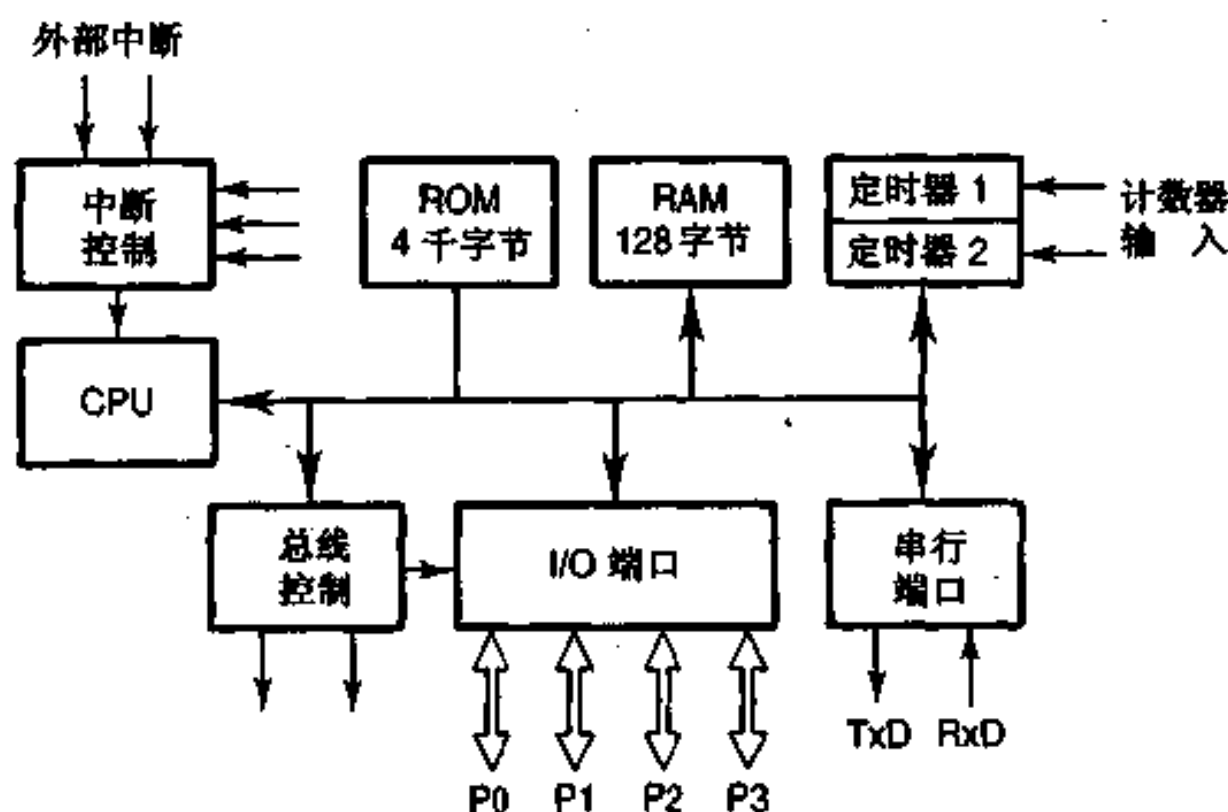


图 10-24 Intel MCS-51 微控制器框图

MCS-96 系列以 16 位 CISC 微处理器为基础,并带有一个大寄存器堆,以增加执行速度。微控制器包含若干外围器件:ROM(或 EPROM)、串行端口(UART)、高速 I/O、定时器和 8 位脉宽调制器。图 10-25 所示为 MCS-96 微控制器框图。

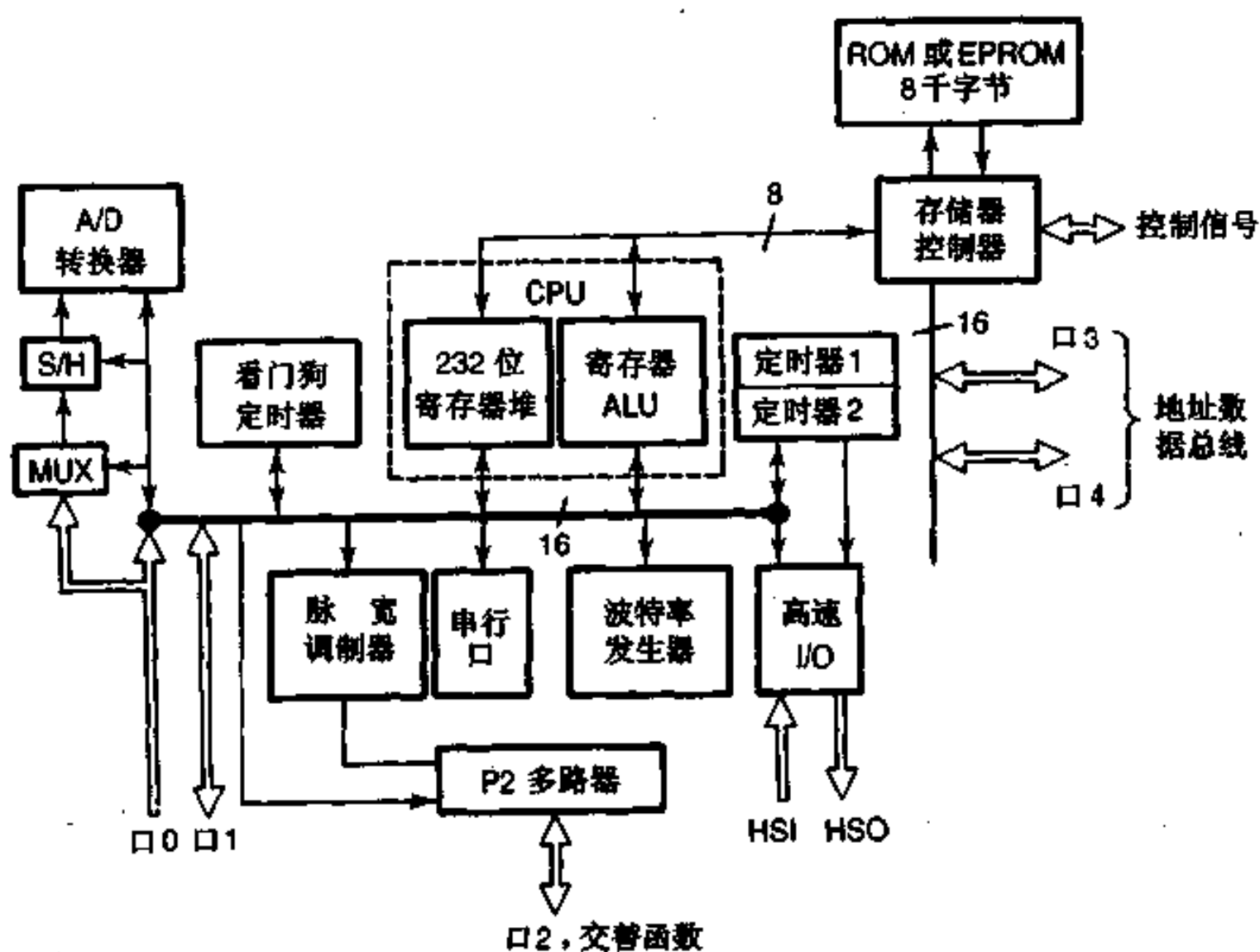


图 10-25 Intel MCS-96 微控制器框图

i 960 系列微控制器实现 32 位 RISC 结构,芯片上有浮点协处理器。i 960 微处理器采用高速并行超规模芯体。芯片上具有 4 千字节指令超高速缓冲存储器,可供常数及其他常用数据使用。Intel 公司提供的 MCS-51、MCS-96 和 i 960 微控制器系列的主要特征如表 10-3 所示。

表 10-3 Intel 公司微控制器系列的主要特征

微控制器	MCS-51 系列	MCS-96 系列	i 960 系列
结 构	CISC	CISC 寄存器-寄存器	RISC 装入/存储
数据总线宽度	8 位	16 位	32 位
地址空间	64 K 字节	64 K 字节	4 千兆位字节, 线性
芯片存储器	128~256 字节数据 RAM 4~16 K 字节 ROM 4~16 K 字节 EPROM	最高 8 K 字节 EPROM	
寄存器	26 通用寄存器	232 字节寄存器堆	• 16 全部, 32 位寄存器 • 16 局部, 32 位寄存器 • 4 局部寄存器组, 置于芯片上 • 寄存器, 插件
浮点能力			芯片上, 80 位 FPU • IEEE754 格式 • 4 个 80 位寄存器 • 4 百万 Whetstones/s
中 断	中断控制器 • 6~19 中断源 • 5~11 向量 • 2 优先权级	中断控制器 • 28 中断源 • 16 向量	内部中断源控制器 • 32 优先权级 • 256 向量 • 支持 8259 A
总线速度	12 MHz	12 MHz	20 MHz
定时器	2~3 个 16 位 定时器/计数器	2 个 16 位定时器 16 位看门狗定时器 16 位带捕获的可逆计数器	
A/D	8 通道 8 位 A/D 转换器 (仅 87C51GA)	8 通道 10 位 A/D 转换器带 S/H	
脉宽调制输出		PWM 输出	
I/O 端口	4~7 个 8 位 I/O 端口	5 个 8 位 I/O 端口	
串行端口	同时双向串行端口	同时双向串行端口	

10.5.2. Motorola 系列微控制器

Motorola 公司为控制应用生产的微控制器亦分为三个主要系列: M68HC11、M68HC16 和 M68830。每一系列又包括数种型号(或版本),具有各种不同的外围器件和封装件形式,以适应更大的应用范围。

M68HC11 系列以 8 位 CISC 微处理器(MC6801 主芯)为基础。微控制器包含适用于嵌入式控制结构的各种外围器件: RAM、ROM、EPROM、EEPROM、定时处理单元、通信接口(同步和异步式)和模拟数据采集系统。图 10-26 所示为 M68HC11 微控制器方框图。

M68HC16 系列以 16 位 CISC 微处理器为基础,带有 DSP 指令。M68HC16 结构采用的模块包括 CPU 主芯、RAM、10 位 A/D 转换器、通用定时器(GPT)、排队串行模块(QSM)、

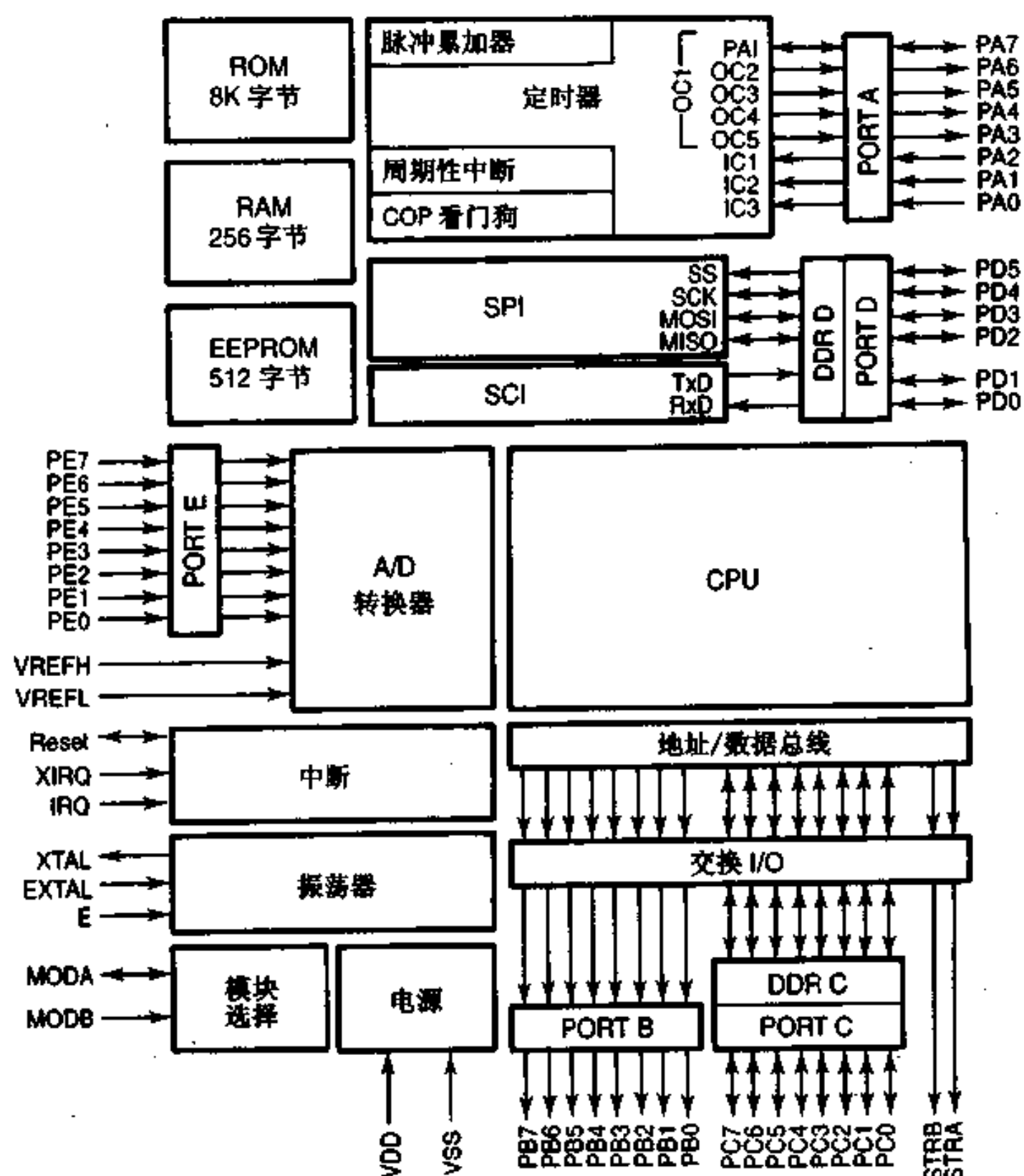


图 10-26 Motorola 的 M68HC11 微控制器

系统集成模块(SIM)、时钟控制以及端口或芯片选择。图 10-27 所示为 M68HC16 微处理器的框图。M68830 系列是以 MC68000 微处理器为基础的。

表 10-4 所示为 Motorola 公司提供的 M68HC11、M68HC16 和 M68332 微控制器的主要特征。

表 10-4 Motorola 微控制器系列的主要特征			
微处理器	68HC11 系列	68HC16 系列	68830 系列
结 构	CISC	CISC 具有 DSP 能力	CISC MC68000 主芯为基础
数据总线宽度	8 位	16 位	32 位
地址空间	64 K 字节	1 兆字节程序, 1 兆字节数据	16 兆字节
芯片存储器	256~1 K 字节 RAM 4~12 K 字节 ROM 4 K 字节 EPROM 512~2 K 字节 EEPROM	1~2 K 字节静态 RAM 8~48 K 字节 ROM	2~4 K 字节静态 RAM
寄存器			• 8 个 32 位数据寄存器 • 7 个 32 位地址寄存器

续表 10-4

微处理器	68HC11 系列	68HC16 系列	68830 系列
DSP 能力		- 乘法累加器(MAC) - 重复运算(RMAC)	
浮点运算能力			
中断	中断控制器 18 中断源 20 向量 - 固定硬件优先权(17 级)	异常处理 52 预定义向量 200 用户可定义向量 8 中断优先级	异常处理 64 预定义向量 192 用户可定义向量 8 中断优先级
总线速度	2 MHz	16.8 MHz	16.8 MHz
定时器	1 个 16 位自激式计数器, 带 1 个 4 级预定标器 3~4 输入捕获器 4~5 输出比较器 看门狗定时器	2 个 16 位自激式计数器, 带 1 个 7 级预定标器 3~4 输入捕获器 4~5 输出比较器 看门狗定时器	2 个 16 位自激式计数器, 带 1 个 7 级预定标器 3~4 个输入捕获器 4~5 输出比较器 看门狗定时器
A/D	8 通道, 8 位 A/D 转换器 带 S/H	8 通道, 10 位 A/D 转换器 带 S/H	8 通道, 10 位 A/D 转换器 带 S/H(68F333 和 68334)
脉宽调制输出	软件控制	2 PWM 输出	2 PWM 输出
I/O 端口	5 个 8 位 I/O 端口	46~95 I/O 线	16~64 I/O 线
串行端口	- 串行通信接口 - 同步串行外设接口	- 串行通信接口 - 排队串行外设接口	- 串行通信接口 - 排队串行外设接口

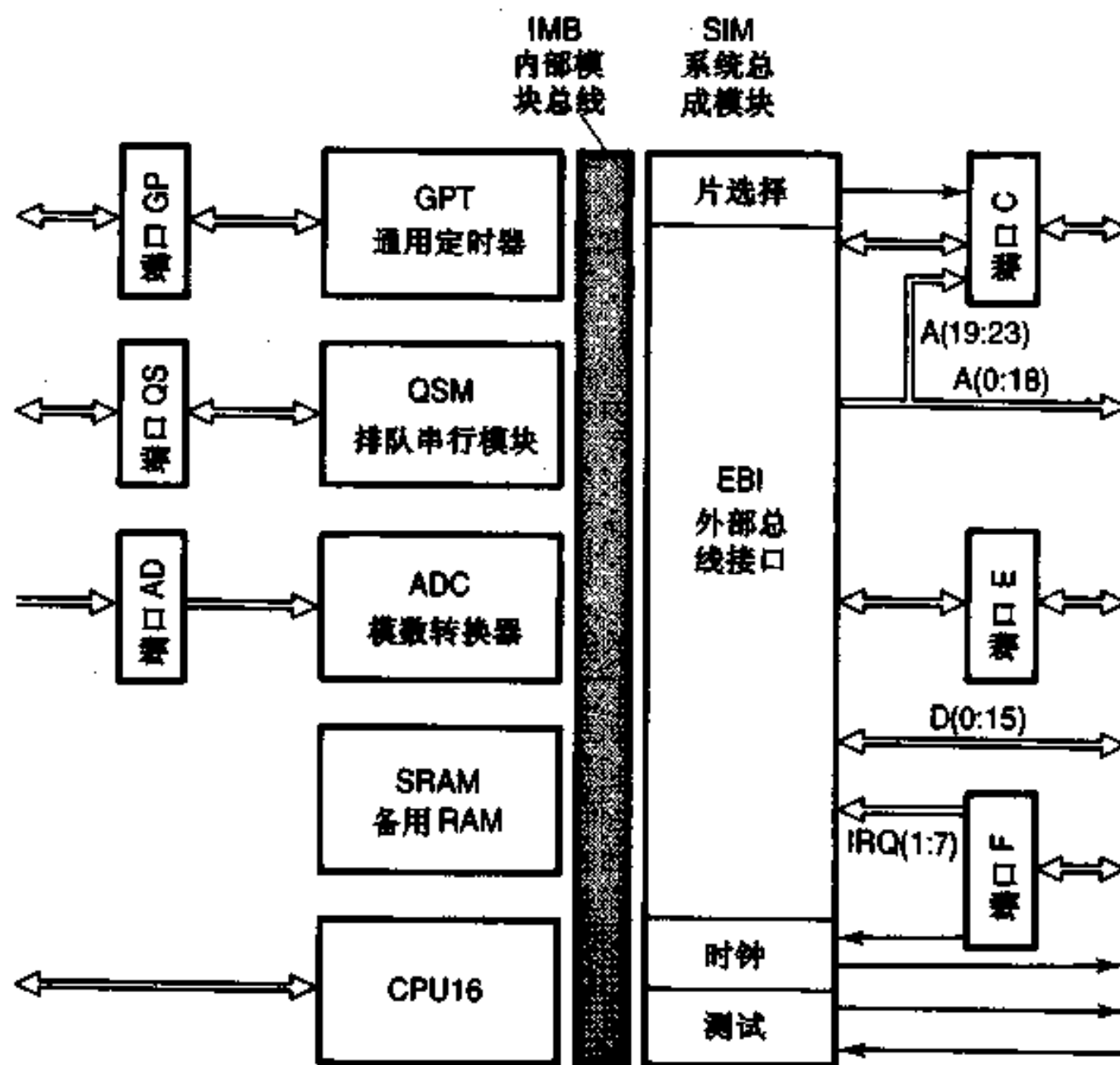


图 10-27 Motorola 的 M68HC16 微控制器

10.6. 电力电子系统控制用高档微处理器

电力电子系统用数字控制器的性能指标不仅依赖于处理器的结构、计算能力及执行速度,而且也依赖于所实行的控制算法。这些因素相互影响,因此当欲改善控制性能时,必须对它们加以综合考虑。改进型微处理器具有较高的计算能力和执行速度,可帮助控制工程师增加采样速率,其结果可降低量化噪声和计算延迟,控制带宽、稳定性和抗负载扰动能力均可得到改善。同时,控制算法如状态反馈、自适应、模糊及神经元控制等也均能实现。

近年来,一大批高档微处理器已被开发出来,包括数字信号处理器、简化指令系统计算机处理器和并行处理器等。与传统微处理器相比,新一代处理器的性能大大提高了。它们的主要特征是:(1)多总线系统提高了传输速度;(2)指令和数据高速缓冲寄存器适于流水线作业;(3)简单指令系统有助于高效编译。这些特点促成较高执行速度和对高级语言的高效编译。新处理器也适于超大规模和多处理的运行。超大规模运行是指两个或更多执行单元在每周同时执行两个或更多的指令。多处理的运行是指联网的数个处理器内并行处理数个代码。

大多数这类高性能微处理器的设计具有高速计算和数据处理能力。其主要应用范围包括个人计算机、图像处理器、图形工作站和大规模并行计算机。在电力电子系统中的应用,还需要开发适宜的外围器件,以便充分地利用有效的运算能力。本节给出这些改进型处理器的主要特性概貌并讨论其在电力电子系统控制中的应用。

10.6.1. 数字信号处理器(DSP)

DSP 约在 1979 年开始出现,之后,很多代性能不断提高的 DSP 产品已由许多厂商开发问世。这些芯片被专门用来进行数字信号处理的实时计算。许多 DSP 功能在嵌入式实时处理中制成专用硬件,如调制-解调器、语言编码器、语言合成器、语言识别系统和图像处理系统。

最近由不同厂商提供的普及型 DSP 系列产品的特征见表 10-5 所示。

DSP 内部结构及特征 大多数 DSP 制造时以 Harvard 结构形式为基础,其中数据和指令占据单独的存储器,并在单独总线上传播,如图 10-8 所示。由于采用这种双总线结构,故处理器可同时取指令和提取运算数。于是指令和数据传输的流水线作业成为可能,结果得到更高的指令通过速率。流水线可由 2 到 4 级组成,取决于结构形式。为使处理速度最优化,重要的运算如乘法和移位可用硬件实现,以代替用软件或微码。在最新的 DSP 中,执行速度进一步提高了,其中主要采用了数个独立单元、多总线系统以及附加的单元,如指令高速缓冲寄存器、寄存器堆、双向存取存储器等。

DSP 的操作经过优化,可使大多数指令能在单一周期内执行。第三代 DSP 甚至能在单一周期内完成整数或浮点数据乘法和算术逻辑运算。乘法/累加运算作为基本运算,在 DSP 内也被优化。这种运算方法在大多数信号处理和控制算法(数字滤波器、FFT、PID 控制器,等)中使用,可表示为乘积之和: $y_n = a_1 y_{n-1} + a_2 y_{n-2} + \cdots + b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + \cdots$ 。

有时也应用特殊指令以提高信号处理和控制算法的执行速度。一个例子是 DSP 的块重复能力,可减少指令周期的数量。Texas 仪器公司生产的 TMS320 DSP 系列的主要特征将在下面予以分析。

表 10-5

最新普及型数字信号处理器系列的特征

厂 商	型 号	日期	说 明	指令周期时间
模拟器件	ADSP - 2100	1986	16/40 位定点	125 ns
	ADSP-2100A	1988	16/40 位定点, 16×24 程序高速缓冲寄存器	80 ns
	ADSP-2201/2	1988	2100A 带芯片 RAM, ROM, 外设	60 ns
	ADSP-2105	1990	低成本 2101	100 ns
	ADSP-2111	1990	2101 带主接口端点	60 ns
	ADSP-21020	1991	32/40 位浮点, 32×48 程序高速缓冲寄存器	40 ns
	ADSP-21060	1994	32 位浮点, 2 串行口, 128 K×32 RAM	25 ns
AT&T	DSP16/16A	1987/88	16 位定点	55/25 ns
	DSP32/32C	1984/88	32 位浮点	160/80 ns
Motorola	DSP56000	1987	24 位定点掩模编程	75~97.5 ns
	DSP56001	1987	24 位定点	75~97.5 ns
	DSP56116	1990	16 位定点, 2 K×16 程序 RAM, 2K×数据 RAM, 16 位定时器, 24 I/O 针	50 ns
NEC	DSP96001	1990	32 位 IEEE 浮点, 1 个外总线组	50 ns
	DSP96002	1990	32 位 IEEE 浮点, 2 个外总线组	50 ns
	μPD77230	1985	32 位浮点	150 ns
	μPD77220	1986	24/48 位定点	100 ns
	μPD77C25	1988	7720A 修订版(早期 NEC DPS)	122 ns
	μPD6380/6381	1990	77C25 修订版数字音响	122 ns
	μPD77810	1990	77C25 与 8 位微处理器组合	
	μPD77240	1990	77230 修订版	90 ns
Texas 仪器	TMS320C1x	1986	16 位定点	160~200 ns
	TMS320C2x	1987	16 位定点	80~100 ns
	TMS320C3x	1988	32 位浮点	50~74 ns
	TMS320C4x	1990	32 位浮点, 6 通信口	40~50 ns
	TMS320C5x	1990	16 位定点	35~50 ns

Texas 仪器公司的 DSP: TMS320 系列 TMS320 系列的 16~32 位单片数字信号处理器包括五种改进型: 三个定点和两个浮点器件。16 位定点器件为 TMS320C1x、TMS320C2x 和 TMS320C5x。32 位浮点器件为 TMS320C3x 和 TMS320C4x。

16 位定点器件采用的是 Harvard 型式结构, 32 位浮点器件采用的则是寄存器式结构, 带有多总线系统和程序高速缓冲寄存器。TMS320 器件的典型结构如图 10-28 和 10-29 所示, 分别为 TMS320C50(16 位定点 DSP) 和 TMS320C30(32 位浮点 DSP) 的框图。表 10-6 和表 10-7 汇总了 Texas 仪器公司的 TMS320 系列的主要特征。

电力电子系统控制用的 DSP 在电力电子系统的控制中, DSP 显示出的高速计算能力, 可用以增加采样速度和完成复杂的信号处理和控制算法。传统算法(PID、前馈等)和先进算法(Kalman 滤波、状态观测器、自适应控制等)利用的是与信号处理算法相同的基本运算, 因而能从 DSP 的能力中受益。

在运动控制系统中, DSP 的信号处理能力还可用来减少传感器的数量(特别是位置、速度和磁通传感器)。“无传感器”运行之所以成为可能, 就是因为由传感器提供的系统变量可以从电气变量中估算出来。在自适应控制中, 系统参数和(或)状态变量通过状态观测器的估算可有效地利用 DSP 加以实现。由于它们提高了执行速度, 所以 DSP 也可有效地用于神经

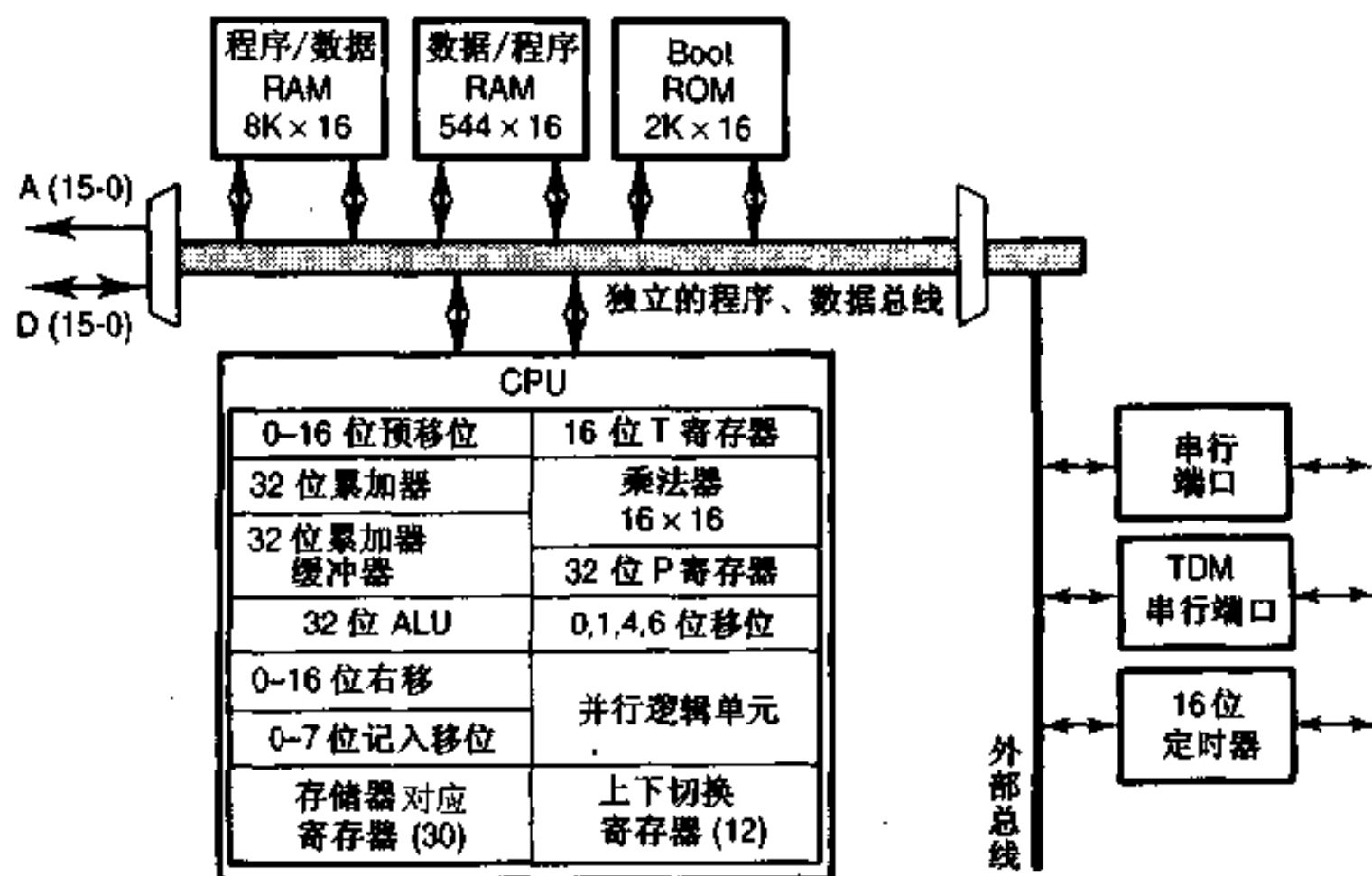


图 10-28 Texas 仪器公司生产的 TMS320C50 16 位定点 DSP 的框图

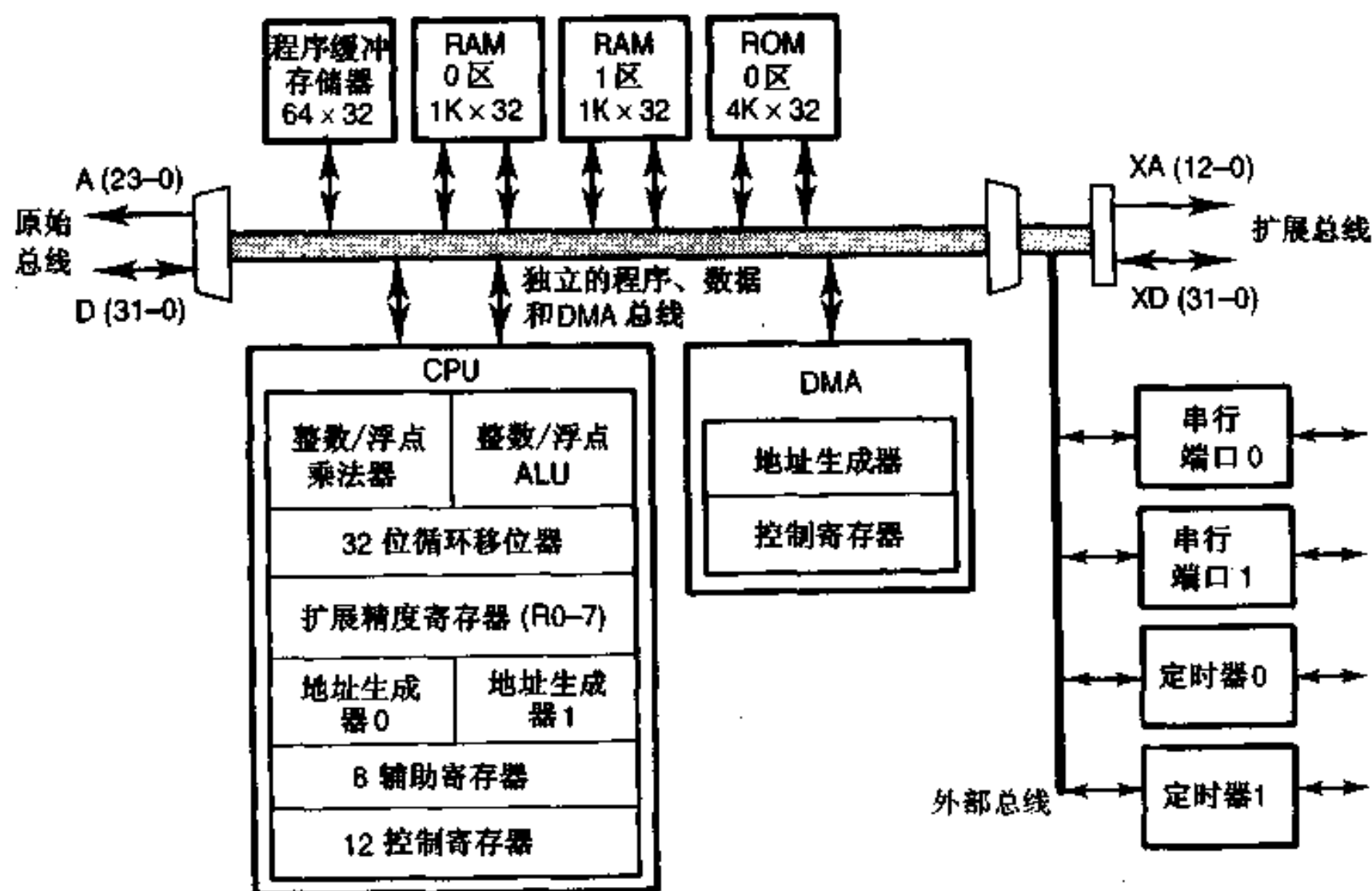


图 10-29 Texas 仪器公司生产的 TMS320C30 32 位浮点 DSP 的框图

元网络和模糊逻辑化的运动控制系统。

DSP 在运动控制中的主要缺点是片内缺少支持实时运算的资源,例如复杂的定时单元、高速 I/O 端口以及复杂的中断控制器。因此,需要附加芯片,结果便增加了系统硬件的复杂性。

表 10-6

Texas 仪器 16 位定点 DSP 的主要特征

特 征	TMS320C1x	TMS320C2x	TMS320C5x
结 构	Harvard 结构	Harvard 结构	改进型 Harvard 结构
片内程序/数据 RAM		1568 字	9 K×16 位
片内数据 RAM	144 至 156 字	544 字	1056×16 位
片内程序 ROM	1.5 K 至 4K 字	4K 字	8 K×16 位
芯片插件 ROM			2 K×16 位
外存储器空间	4 K 字	128 K 字	244 K×16 位
算术逻辑单元	32 位 ALU	32 位 ALU	32 位 ALU
累加器	32 位累加器	32 位累加器	• 32 位累加器 • 32 位累加器缓冲器
寄存器	2 个辅助寄存器	最多至 8 个辅助寄存器	• 8 个辅助寄存器 • 11 个上下连续开关寄存器
并行逻辑单元			16 位并行逻辑单元
移位器	0 至 16 位循环移位器	16 位并联移位器	• 0 至 16 位左右循环移位器 • 64 位增量数据移位器
乘法器	16×16 乘法器 带 32 位乘积	16×16 并行乘法器 带 32 位乘积	16×16 并行乘法器 带 32 位乘积
串行端口	1 个全双向串行端口 (TMS320C14)	1 个全双向串行端口	• 1 个同步全双向端口 • 1 个 TDM(分时多重存取)
直接存储器存取		并行 DMA, 利用外保持器	并行 DMA, 利用外保持器
定时器	4 只独立定时器 (TMS320C14)	16 位定时器	16 位定时器
并行 I/O 端口	16 针位选端口 (TMS320C14)	16 并行 I/O 端口	64 K 并行 I/O 端口 (16 存储器对应 I/O)
JTAG 接口*			JTAG 边界扫描逻辑
中 断	15 个外/内部中断 (TMS320C14)	3 外部中断线	4 外部中断线
指令循环时间	160~200 ns	80~100 ns	35~50 ns
执行速度	6.25 MIPS	12.8 MIPS	6.8~20 MIPS
乘法/累加	单循环 MAC	单循环 MAC	单循环 MAC

* 联合试验行动组接口=IEEE1149.1 标准,供边界扫描测试用。

为消除这一缺点,芯片制造商采用了两种方法:(1)对现有 DSP 增加实时控制资源;(2)在现有微控制器上增加 DSP 能力。

按照第一种方法,Texas 仪器公司提供了一种特殊器件,即 TMS320C14 型号的 DSP 微控制器,是专为运动控制而开发的。器件在块芯片内,装有 TMS320C15 的 CPU 和典型 16 位微控制器所需的基本外设。这些外设包括 16 针的位 I/O、4 个定时器、6 个 PWM 通道、4 个用于光编码器接口的输入捕获口、一个 UART 串行口以及 15 个内—外中断口。图 10-30 所示为 TMS320C14 DSP 微控制器的主要特征。

Motorola 公司采用第二种方法将 DSP 能力加到新 16 位微控制器上,即 M68HC16 系列,以提高信号处理和控制算法的执行速度。DSP 的另一缺点是 DSP 化系统的价格昂贵。有许多 DSP 的商用 VME 主板(主板采用 VME 总线结构)是可以买到的,但与微控制器主板相比价格太高。此外,DSP 化实时控制器的开发还需要用高级的开发和调试工具。

表 10-7

Texas 仪器 32 位浮点 DSP 的主要特征

特 征	TMS320C3x	TMS320C4x
结 构	寄存器 CPU 结构	寄存器 CPU 结构
片内程序/数据 RAM	存储块 0 1 K×32 存储块 1 1 K×32	存储块 0 1 K×32 存储块 1 1 K×32
超高速缓冲寄存器	指令 cache 64×32	指令 cache 128×32
片内程序 ROM	4 K×32(TMS320C30)	
芯片插件 ROM	插件输入器(TMS320C31)	插件输入器
外存储器空间	局部总线上 8 K 字(13 位) 全部总线上 2 M 字(24 位)	局部总线上 2 G 字(31 位) 全部总线上 2 G 字(31 位)
算术—逻辑单元	32 位整数/32 位逻辑/40 位浮点	32 位整数/32 位逻辑/40 位浮点 ALU
累加器	8 个扩展精度寄存器(累加器) (32 位整数/40 位浮点)	12 个扩展精度寄存器(累加器) (32 位整数/40 位浮点)
寄存器	• 2 辅助寄存器算术单元 • 主寄存器堆(28 个寄存器)	• 2 辅助寄存器算术单元 • 主寄存器堆(32 个寄存器)
移位器	32 位循环移位器	32 位循环移位器
乘法器	24 位整数/32 位浮点单周期乘法器	32 位整数/40 位浮点单周期乘法器
串行端口	2 个双向串行端口, 供 8/16/24/32 位传输	
直接存储器存取(DMA)	片内 DMA 控制器, 供并行 I/O 及 CPU 运行	DMA 协处理器, 6 个 DMA 通道
通信端口		6 个高速端口(20 M 字节/秒)
定时器	2 个 32 位定时器	2 个 32 位时间/事件计数器
并行 I/O 端口		
JTAG 接口		
中 断	4 条外部中断线, DMA 中断, 内部中断	4 条外部中断线, DMA 中线, 内部中断
指令循环时间	50~74 ns	40~50 ns
执行速度	13.5~20 MIPS 27~40 MFLOPS	275 MOPS 50 MFLOPS
乘法/累加	单循环 MAC	单循环 MAC

10.6.2. 简化指令系统计算处理器(RISC)

RISC 是一种计算机结构型式, 它强调的是处理器的简单化和经济性。现已开发的 RISC 处理器提高了执行速度, 它是利用流水线结构并包含有限个简单指令的简化指令系统, 同时将复杂运算转移至软件完成。术语 RISC 是相对于 CISC 而言的, 后者通常和传统的微处理器相关联。一般, RISC 的结构特征是有大容量寄存器堆和指令高速缓冲寄存器, 而不设数据高速缓冲寄存器。为说明典型 RISC 结构, 图 10-31 和图 10-32 分别表示两种 RISC 处理器的框图。这两种处理器分别为 Motorola 公司生产的 MC88100 和集成器件技术公司生产的 79R3000A(该处理器是在 MIPS Technologies R3000 结构基础上改进的)。

现行 RISC 处理器的典型特征列举如下:

- 简化指令系统(50~75 条指令);
- 单周期执行方式;
- 指令直接由硬件实现, 无需微码运算;
- 简单的固定格式指令(32 位操作码, 最多 2 种格式);
- 简化寻址方式(最多 3 种);
- 寄存器—寄存器运算用于数据操作指令;

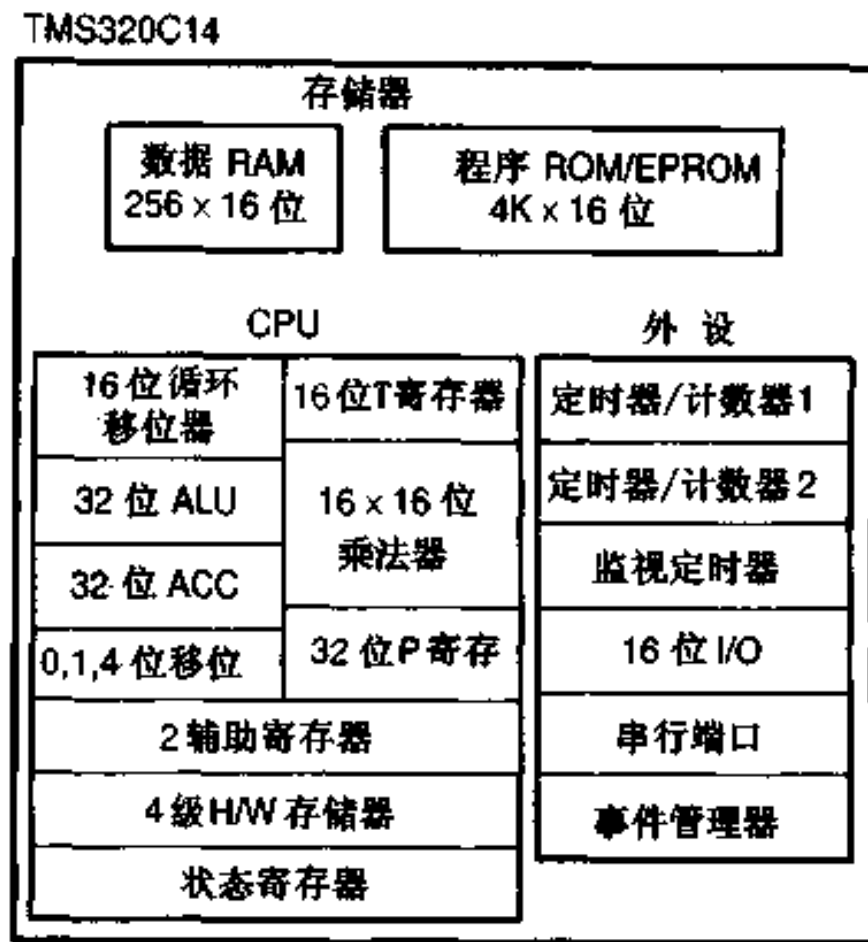
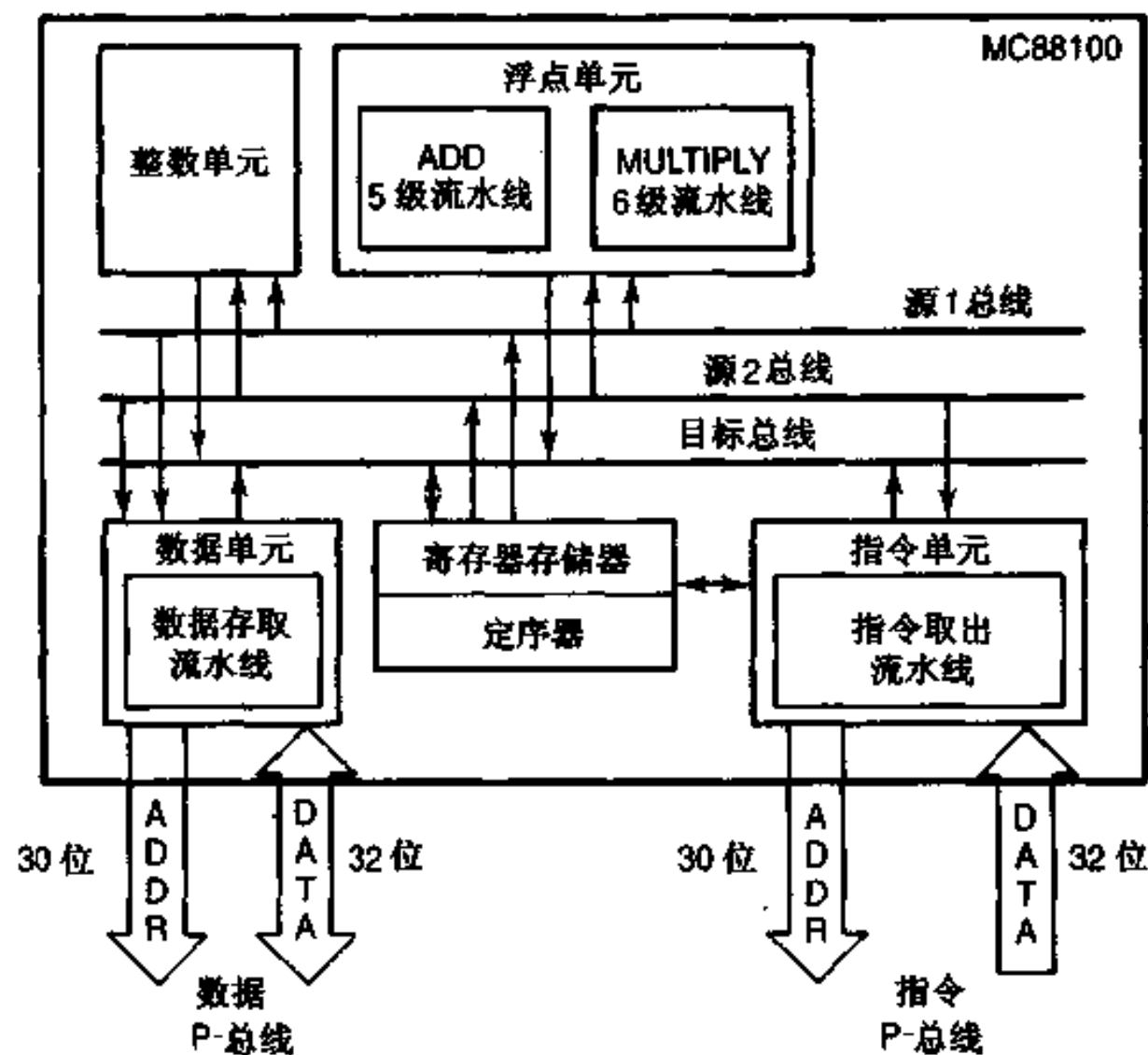


图 10-30 Texas 仪器公司的 TMS320C14/E14 DSP 微控制器的主要特征



10-31 Motorola 公司的 MC88100 型 RISC 处理器框图

- 存储器的存取用“写入-读出”操作；
- 大量寄存器堆(超过 32 只寄存器)；
- 简单有效率的指令流水线,编译程序明晰可见。

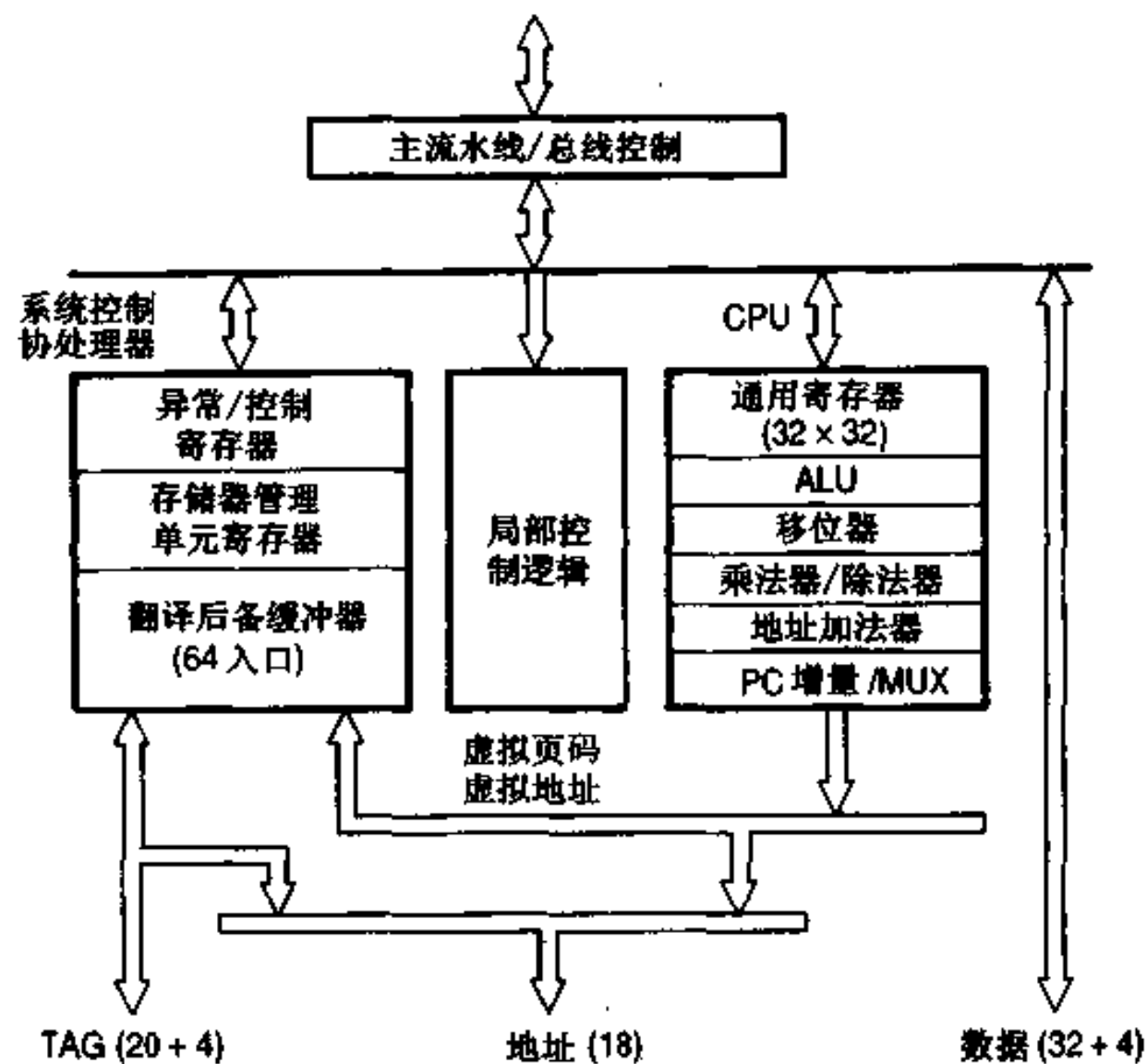


图 10-32 集成器件技术公司生产的 IDT79R3000A 型 RISC 处理器框图

表 10-8 所示为 4 种常见的 32 位 RISC 处理器的主要性能。

芯片制造商最近推出的几种 RISC 处理器,其性能大大超过了以前的 32 位 RISC 处理器。这些新一代微处理器的特征,主要是在计算和数据处理方面,汇总列于表 10-9 中。在本表中,Intel 公司的奔腾(Pentium)微处理器(一种高性能 CISC 处理器)也列出以供比较。

表 10-8 常见的 32 位 RISC 微处理器的特征[9]

微 处 理 器	i 860	M88000	SPARC	R3000
公 司	Intel	Motorola	Sun 微系统	MIPS 技术
指令规模	32 位	32 位	32 位	32 位
地址空间(规模,模式)	32 位,平板	32 位,平板	32 位,平板	32 位,平板
数据调整	已调整	已调整	已调整	已调整
数据访问模式	2	3	2	1
保 护	页面	页面	页面	页面
页面规模	4 K 字节	4 K 字节	4~64 K 字节	4 K 字节
I/O	存储器对应	存储器对应	存储器对应	存储器对应
整数寄存器(规模、模式、数量)	31GPR×32 位	31GPR×32 位	31GPR×32 位	31GPR×32 位
单独浮点寄存器	30×32 或 15×64 位	0	32×32 或 16×16 位	16×32 或 16×64 位
浮点格式	IEEE754 单、双	IEEE754 单、双	IEEE754 单、双	IEEE754 单、双

表 10-9

常见的高性能 RISC 微处理器的特征[60]

微处理器	Alpha 21064	MIPS R4400SC	PA7100	Power PC 601	Super Spare	Pentium
公 司	数字设备	MIPS 技术	Hewlett-Packard	苹果, IBM, Motorola	Sun 微系统	Intel
日 期	1992	1992	1992	1993	1992	1993
型 式	RISC	RISC	RISC	RISC	RISC	CISC
宽度, 位	64	64	32	32	32	32
片内超高速缓冲 寄存器, KB(指令 /数据)	8/8	16/16	无	32, 统一标准	20/16	8/8
片外超高速缓冲 寄存器, MB(指令 /数据)	16	4	1/2	外控制器	外控制器	外控制器
寄存器数量(通用 /浮点)	32/32	32/32	32/32	32/32	136/32	8/8
超规模运算(每周 期指令发出速度)	2	1	2	3	3	1
独立单位数	4	NA*	3	3	5	3
流水线级数(整数 /浮点)	7/10	7/10	5/6	4/6	4/5	5/8
多重处理	是	是	是	是	是	是
工艺水平	0.68 μm CMOS	0.6 μm CMOS	0.8 μm CMOS	0.65 μm CMOS	0.7 μm CMOS	0.8 μm BiCMOS
管芯尺寸, mm	15.3×12.7	12×15.5	14.2×14.2	11×11	16×16	17.2×17.2
晶体管, 百万	1.68	2.3	0.85	2.8	3.1	3.1
时钟, MHz	200	150	100	80	60	66

* NA——不适用。

RISC 处理器在电力电子系统控制中的应用 RISC 的结构设计采用了高速缓冲寄存器、流水线、寄存器以及存储器管理单元(MMU),可使连续指令的执行速度优化。这种结构对实时控制系统的确定性、取数时间以及响应时间会有不利的影响。在实时控制系统中, RISC 处理器尚未被广泛接受。这些系统的要求不同于数据处理,因为有些问题涉及到结构的本身。

在电力电子系统控制中,需要有效的中断控制, RISC 处理器通常完全由软件来处理中断,因此效率的高低主要取决于软件。许多 RISC 处理器仅有单一中断向量,而对多重中断并无硬件支持。典型 RISC 处理器有大量寄存器组,能直接影响程序切换时间和中断处理时间。在程序切换中,当由于某事件或因任务的时间表安排必须转向另一任务而使处理器必须改变控制任务时,所有寄存器的内容必须保存然后再恢复。这样将导致比 CISC 处理器还长的切换时间。为减少切换和中断处理时间, RISC 系统经常利用编译优化,而不必保存或恢复开关任务切换或中断的全部内容。RISC 处理器的程序高速缓冲寄存器在实时控制中也是有问题的。当程序切换和其他实时事件发生时,大容量高速缓冲寄存器必须被清除并重写。这对实时控制系统中的确定性可能有不利影响。

这种情况随着特殊 RISC 处理器的推出正在改变。该处理器专用于控制,其中 RISC 核

心部分合并了其他的寻址功能,以适应实时嵌入式应用的特殊需要。这种处理器的产品有 Advanced Micro Device AMD 29000, Intel i960, 以及 Advanced RISC Machines ARM60 和 ARM600 处理器。为满足实时控制的需要,Integrated Device Technology 公司已经开发出 MIPS 处理器的派生系列,特别适于嵌入式应用,称为 RISC 控制器。产品有 R3001、R3041、R3051 和 R3081 系列。这种器件集成在同一芯片上,有 RISC 芯和功能单元,如时钟发生单元、系统控制协处理器、指令高速缓冲寄存器、数据高速缓冲寄存器、总线接口单元以及为减少系统芯片总数的浮点协处理器等。图 10-33 所示为 RISC 控制器的 IDT R3051 系列的框图。

10.6.3. 并行处理器: Transputer 和并行 DSP

并行计算的概念的提出差不多已有 25 年了,但它实际上由于近年来超大规模集成电路和处理器技术的发展才成为现实,并使多处理器的结构得以建成,即其中有数个处理器同时运行。多处理器结构要求具有高度通信能力的微处理器作为模块化组件。Transputer 是大约 10 年前由 INMOS 公司推出的,它是一种专为并行处理而设计的器件,基本上它是具有片内存储器及通信链的微处理器。Texas 仪器公司最近介绍的 TMS320C40 型器件,为一并行 32 位浮点 DSP,带 6 条高速通信接口,设计供并行处理之用。

根据数据处理算法的特点,多处理器结构可采取数种形式:线性数组、二维数组、超立方体等。已经表明,分散式存储器的多指令多数据(MIMD)结构适用于电力传动系统的控制,因为控制功能可以分配至许多组件内并行运算。在此种结构中,由于处理器间的通信通常很繁重,故处理器必须配备数个高速通信接口进行数据交换。

多处理器实时控制系统的主要困难,就在于处理器间的任务分配,以使计算的负担平衡和速度系数(在单个处理器上及在多处理器系统上执行时间之比)优化。处理器间的通信必须最少(时间及数量),以减少开销。同时,在数个处理器内执行的不同任务之间的同步也是一个应考虑的关键问题。

并行处理器 Transputer IMS T800 为 INMOS Transputer 系列中的一员。它将一个 32

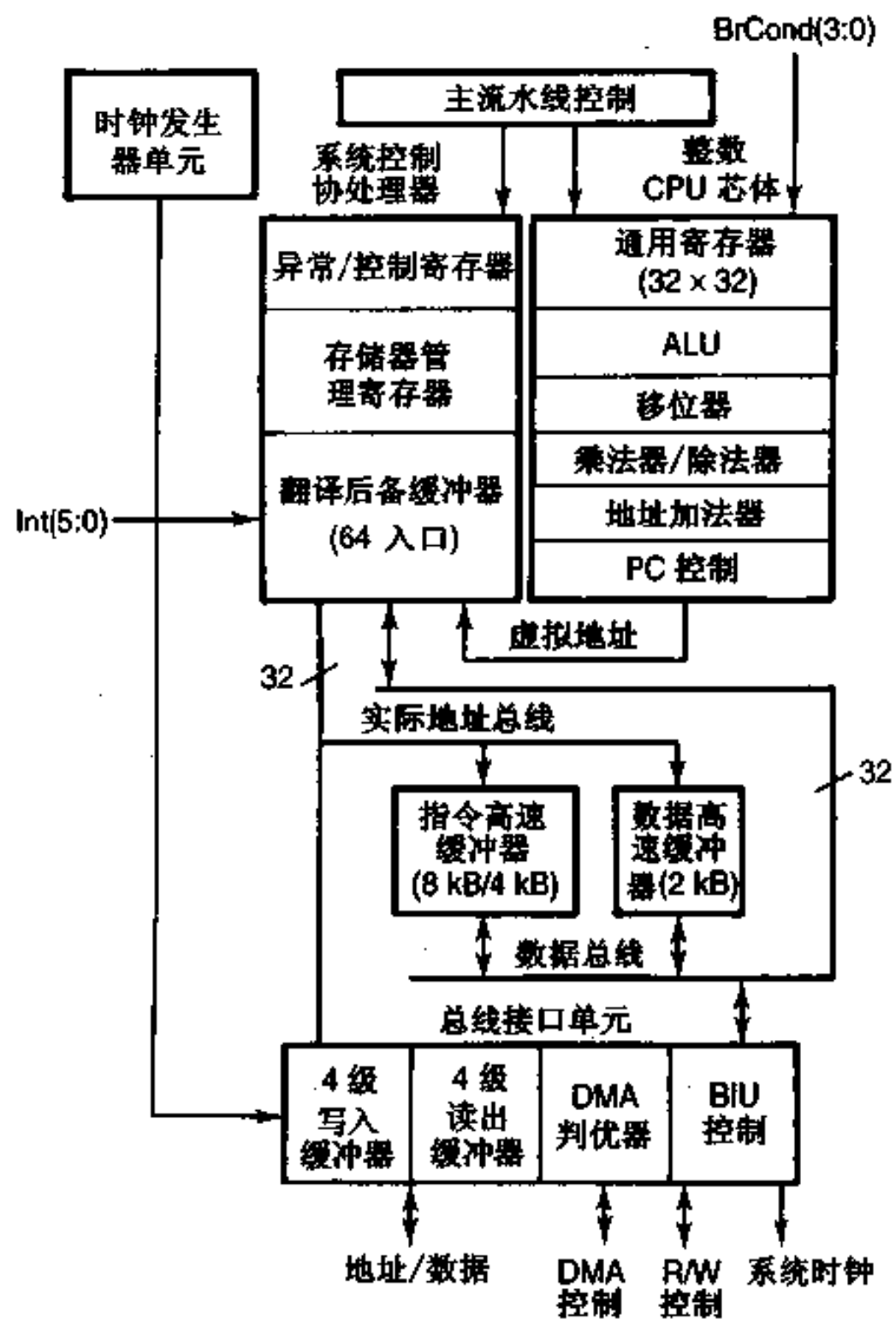


图 10-33 集成器件技术公司的 R3051 系列的框图

位 10 MIPS 处理器、4 个串行通信接口、4 K 字节 RAM 和一个浮点单元都集成在一单片芯片上。外部存储器接口接至可存取总数为 4 G 字节的存储器。IMS T800 Transputer 的框图如图 10-34 所示。

IMS T9000 是由 INMOS 最新提供的 Transputer, 其中集成了一个 32 位整数处理器、一个 64 位浮点处理器、16 K 字节高速缓冲寄存器存储器、一个通信用处理器以及 4 个高速通信接口。T9000 的峰值操作能力为 200 MIPS 和 25 MFLOPS, 它用于多重处理和实时应用场合。通信系统包括 4 个速度为 20 M 字节/秒的串行口和一个通信处理器, 后者管理与主 CPU 同时运行的所有通信链, 这样数据传输就不会对 CPU 的运行有不利的影 响。图 10-35 所示为 IMS T9000 Transputer 的框图。

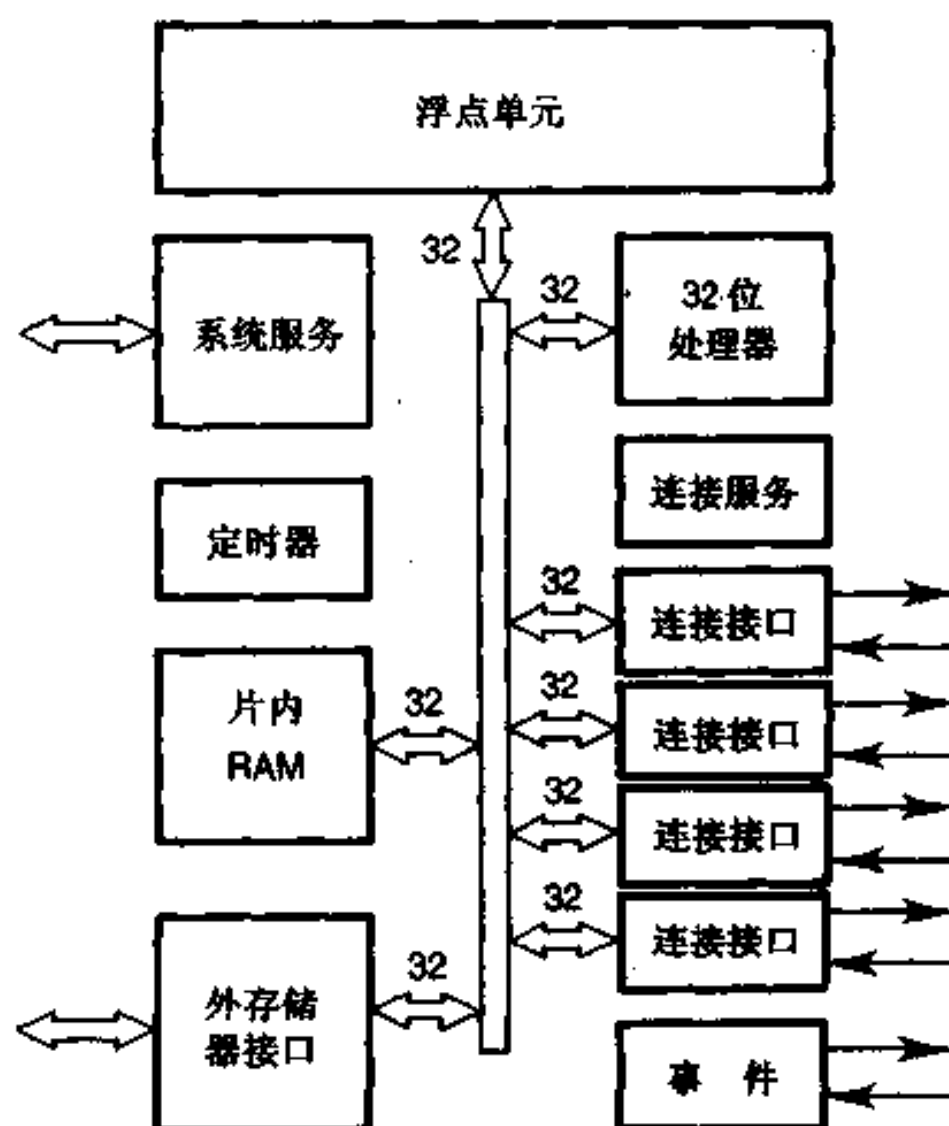


图 10-34 Inmos IMS T800 32 位 Transputer 框图

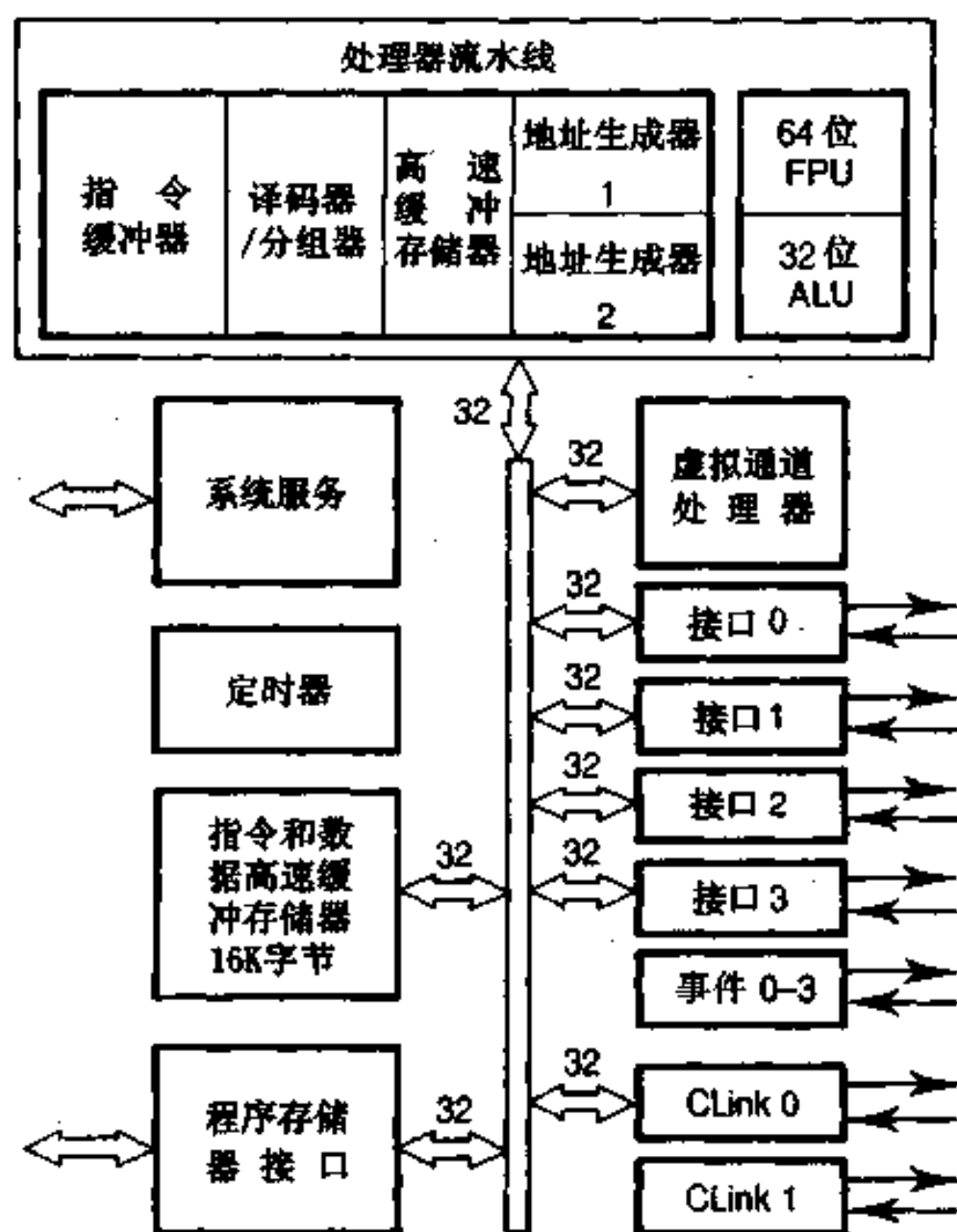


图 10-35 Inmos IMS T9000 的 64 位 Transputer 框图

Transputer 的指令系统被设计成能有效使用高级语言进行编译的。指令的格式相同,给那些最经常出现在程序中的运算指令以简洁的表达形式。Transputer 可用顺序式语言编程,如 C、Pascal、Ada 和 FORTRAN 语言等。然而,由 Transputer 结构所提供的同时运行及通信的便利条件,只有使用专门为其开发的并行 Occam 语言才能充分发挥出来。这种语言能将一个系统描述为一个有若干同时处理过程的集合,各处理过程间以及与外界的交流是通过通信通道实现的。

并行 DSP: Texas 公司的 TMS320C40 TMS320C40 是一个 32 位浮点 DSP, 专门设计供多处理器使用。CPU 包含 40 位浮点/整数乘法器、ALU、32 位循环移位器、32 字主寄存器堆、扩展寄存器堆以及两个辅助寄存器算术单元。为使繁重的数学运算优化, CPU 结构和指令系统采用高级语言, 以达到高性能和小代码长度。片内硬件支持 IEEE 格式变换、除法、平方根函数、字节操作和半字操作。TMS320C40 并行 DSP 的关键特性表示在图 10-36 的框图之中。

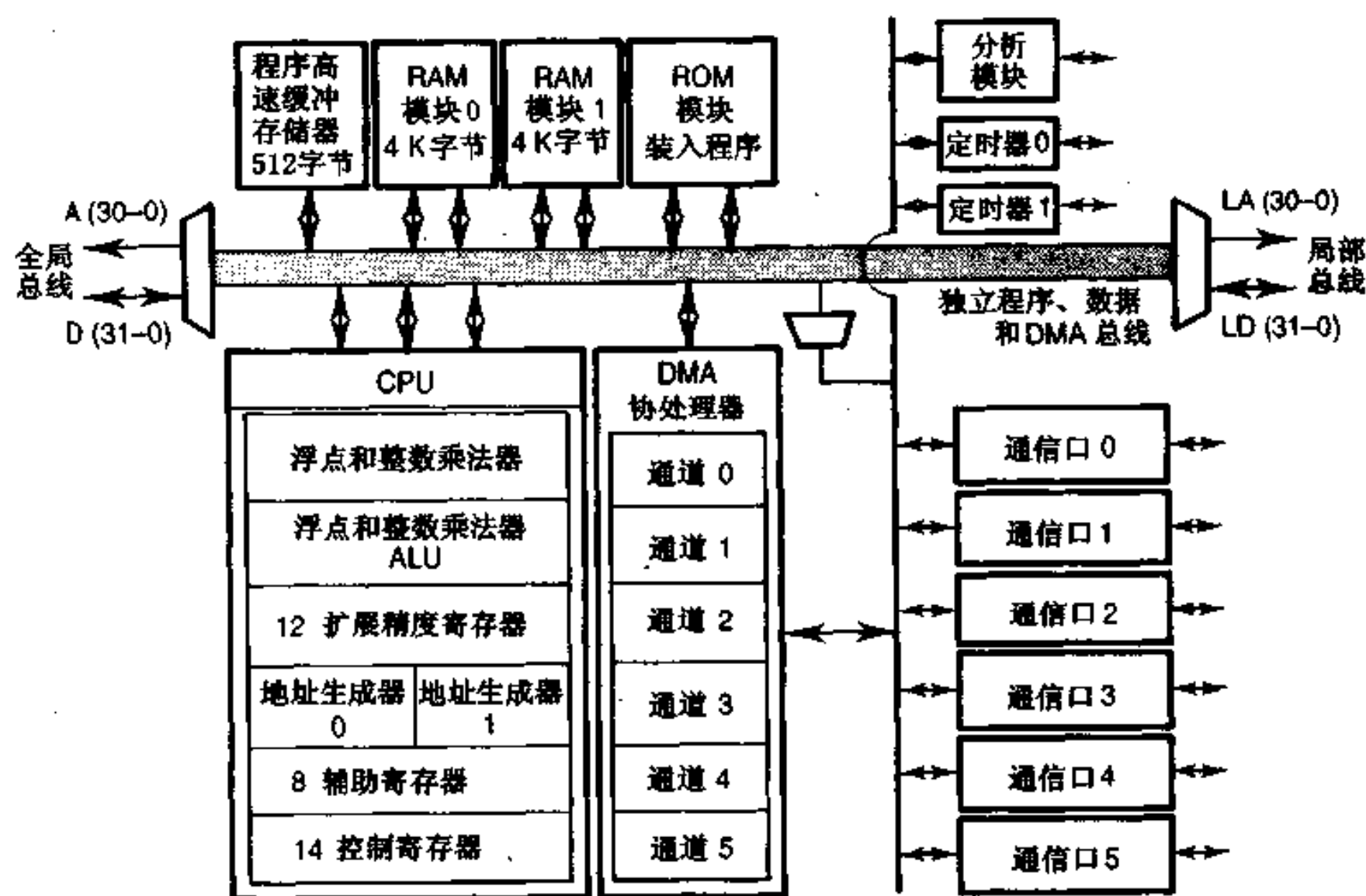


图 10-36 Texas 仪器公司的 TMS320C40 并行 DSP 结构

为达到处理器与处理器之间直接通信, C40 包含了 6 个同步高速并行通信口, 最大传输速度为 20 M 字节/秒。图 10-37 所示为 C40 的一个通信口的结构。每一端口独立缓冲所有输入输出数据传递(利用两个 FIFO), 提供自动判断和信号交换, 以及支持与 CPU 或 DMA 的同步化。

C40 的特点是芯片内设 DMA 协处理器, 以支持在 CPU 正执行计算的同时进行处理器间的通信。

C40 的计算能力适合于科学和运动控制的计算(50 MFLOPS)。6 条并行高速通信口可

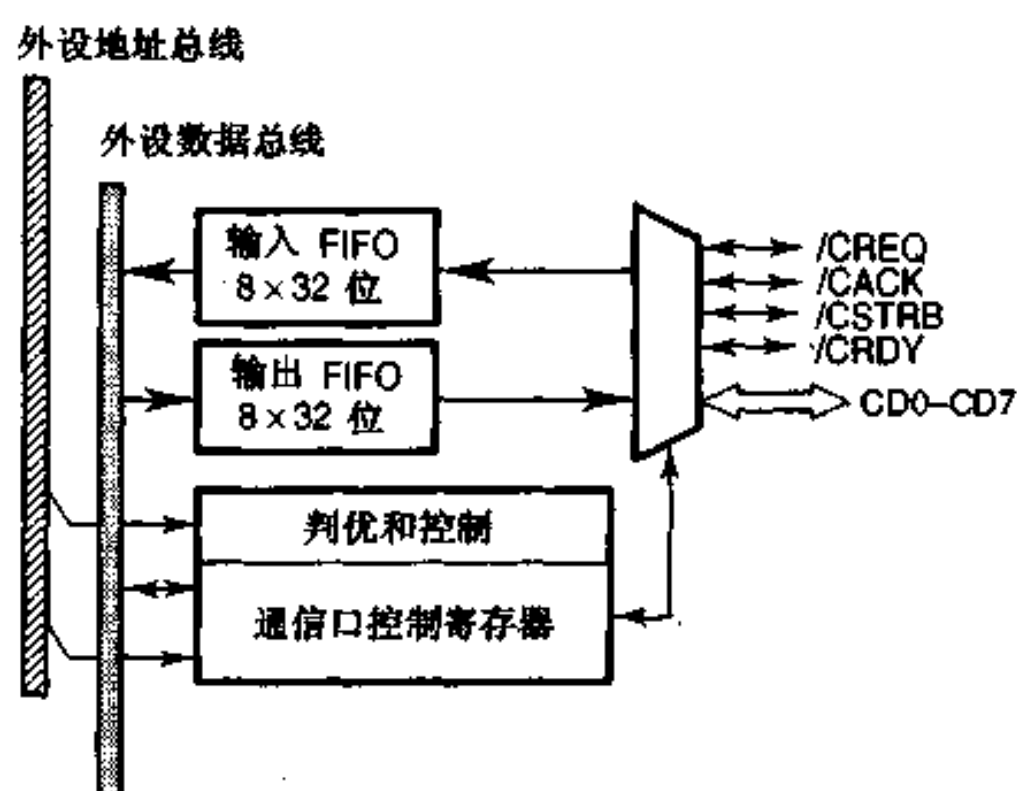


图 10-37 TMS320C40 的一个并行通信口结构

构成有各种不同拓扑结构的大型处理器网络：树枝形结构、二维阵列、超立方体等。由 DMA 或 CPU 支持的通信口几乎完全独立于 CPU，因此通信的开销减至最少。理论上通信速度为 20 M 字节/秒，是实时控制要求所能接受的。数种采用 C40 的商用 VME 板现已可被采用，它带有用于网络连接的通信接口。

在电力电子系统中的并行处理器和多处理器系统 多处理器系统用于电力电子系统控制有很多优点，因为它能发挥性能优势。采用并行计算，其控制功能可以分配给数个处理器同时完成，结果计算时间很快，可能得到很高的采样速度。并行处理器使多任务的运动控制的实现很方便，因为运动控制要求多个程序必须同时运行。

运动控制采用多处理器的一个主要缺点是系统的价格。同时并行实时处理的开发工具也不完全成熟，因此其开发周期可能比单处理器系统长。

Transputer 应用于运动控制系统时也存在一些缺点。由于 Transputer 和 Occam 语言是为应用于数据处理而设计的，故实时控制系统所需的一些重要特性并不具备。从实时性这点看，其主要缺点可归纳如下[107]：

- 任务安排表不允许提供有效优先级服务。
- 不同服务项目的优先权不能动态变更。
- 多事件不能被直接处理。
- 未提供正规的误差处理机制。

10.7. 电力电子系统控制的专用集成电路

专用集成电路(ASIC)为一总称术语，是指为某特殊用途而专门设计和构造的任何一种集成电路。随着超大规模电路(VLSI)技术的发展，ASIC 的概念已被引入到集成电路的研制阶段，允许用户参与设计以满足其特殊需要。ASIC 的复杂程度可能差异很大，从简单的接口逻辑到完整的 DSP、RISC 处理器、神经网络或模糊逻辑控制器。ASIC 的设计方法以及

DSP 和 RISC 芯的使用,将使从事运动控制的工程师有能力将整个系统集成在很少的几片 ASIC 上。在本节中,我们将考察 ASIC 的能力及其在电力电子系统控制中的应用。

10.7.1. ASIC 技术

大规模集成工艺的发展已促成两个主要的 ASIC 技术,即 CMOS 和 BiCMOS,其单元尺寸可达到 $0.5\ \mu\text{m}$ 。对 CMOS 工艺,已可制造出带有 250 000 个或更多的门电路(一个门电路通常定义为一个 NAND 门)的 ASIC 器件,另一方面 BiCMOS 门阵列(含有双极型的和 CMOS 器件)则通过更复杂的处理过程和较低的集成密度提供更高的执行速度。

- CMOS ASIC 是由标准单元和门阵列技术构成的。由于有标准单元,处理器芯可与不同的存储器块和逻辑模块集成在一起,这就提供了极大的灵活性,然而样机费用比较高。另一方面,利用 CMOS 门阵列(门电路标准电子组件),可设计出存储器块及逻辑功能块。数种 CMOS 门阵列可带有固定数量可利用的门、I/O 缓冲器和处理器芯。一个 $0.8\ \mu\text{m}$ 的 CMOS ASIC 可包含 250 000 以内的门电路,用 $0.5\ \mu\text{m}$ 的 CMOS 工艺,可将 600 000 个有用门装在一个器件上。

- BiCMOS ASIC 利用门电路标准电子组件将 CMOS 晶体管和双极性晶体管组合在一起。BiCMOS 器件的工作频率相对较高(100 MHz),这是因为双极型晶体管驱动能力的需要。然而密度却偏低,例如, $0.8\ \mu\text{m}$ 的 BiCMOS ASIC 仅能容纳 150 000 个门。 $0.5\ \mu\text{m}$ 的 BiCMOS 工艺,最多只能容纳 300 000 个有用门。

- 混合信号 ASIC(在同一芯片上包含数字和模拟元件),最近已由数家芯片供应商展出,这就为复杂系统的集成化提供了更多的可能性。这种芯片级系统能实现模拟-数字复合设计,这在以前需要用板来解决。模拟单元包括运算放大器、比较器、D/A 和 A/D 转换器、采样保持器、参考电压以及 RC 有源滤波器等。逻辑单元包括门电路、计数器、寄存器、微定序器、可编程逻辑阵列(PLA)、RAM 和 ROM。接口单元包括 8 位和 16 位并行 I/O 端口、同步串行端口和 UART。

- RISC 和 DSP 芯,其集成度以兆计已有数家芯片供应商可提供。利用 ASIC 的设计方法,可设计出专用的高级处理器。积木组件如 DSP 芯、RISC 芯、存储器和逻辑模块均可由用户利用先进的计算机辅助设计(CAD)工具集成在一个单独芯片上。举一个例子,Texas 仪器公司提供了 C1x、C2x、C3x 和 C5x 系列的 DSP 机芯作为 ASIC 芯单元。每种芯作为一库存单元,其中包括系统图符号、仿真机的定时仿真模型、芯片布置文件和一组试验特性。

10.7.2. ASIC 设计

ASIC 设计过程包括下列主要阶段:(1) 逻辑设计和仿真;(2) 布局、走线和连线检查;(3) 掩膜设计和样机生产。

最终用户可以参与设计过程,可采用半标准的(semi-standard)、半定制的(semi-custom)和全定制的(full-custom)方式,根据其应用场合的特殊要求而定。在半标准设计方法中,最终用户以高技术规格的形式提出设计建议。ASIC 供应商按照相互协商的规格进行集成电路设计。对于半标准 ASIC,如果所预计的容量是足够和可靠的,则费用是完全可协商的。集成电路制造商可能保留某些权利,将芯片或其部分设计转卖给他人。对半定制的设计过程,最终用户制订技术规格,完成逻辑设计(结构图和设计鉴定)并利用通常由 ASIC 供应商提供的 CAD 工具进行仿真,然后提供一个网目录(指仿真网络连接目录)以及性能指标。芯片供应商则完成布局、走线、连通检验和掩膜设计,即把能表明特征的物理模块合成为嵌镶块,

并带有自身单一定制金属化特点从而制成样品芯片。对全定制的设计过程,除半定制设计步骤外,最终用户也要经过布局、走线和设计的连通检验。芯片供应商仅考虑掩膜设计和样品生产。

设计半定制 ASIC 可以利用门阵列或标准单元的技术工艺。

门阵列,是指一种大规模集成芯片,包含 p 器件、n 器件以及重复有序的隧道结构,衬底为硅或蓝宝石。所有器件节点(门极、漏极和源极)均容纳在内。门阵列对单层和多层金属化结构都是适用的。利用门阵列来设计 ASIC 时,最终用户需规定单个器件的连接方式,以实现预期功能。在生产加工阶段,只是将金属镀层沉淀在硅片上。路经门上的信号将使下面的门不能使用。用这种方法,门的利用系数通常可达 70%~90%。宏功能器件如 RAM 和 ROM 在实用上是效率很低的。然而,低成本和较快速生产是人们对这种技术工艺的期望。

采用单元结构方式,门电路和通信通道没有固定位置可以事先确定。集成电路在设计时利用带专用逻辑功能的积木块库。芯片供应商通常提供扩大的库,包括特性良好的各种标准单元(元件)、超级单元和兆级单元。为设计 ASIC,最终用户应将库内单元和结构组合起来,以实现其特定用途所需的功能。生产加工过程包括蚀刻所需门电路和将金属镀层沉淀。标准单元技术工艺使硅片有较好的利用系数。RAM 和 ROM 的特殊宏功能保证减少门电路的数量并使硅片面积最小。由于需要步骤较多,故加工生产时间较长。

ASIC 的设计通常用图形工作站的开放结构 CAD 系统完成,采用不同的软件工具:如原理图设计、仿真和故障仿真、逻辑最优化和综合、布置和定走线、配置和图解、设计规则检验以及功能汇编程序。

大型 ASIC 设计时典型做法是采用高级设计语言(HDL,即硬件描述语言),以帮助设计者用文件辅助设计,并对大系统仿真。最常用的硬件描述语言为 Verilog 和 VHDL(后者符合 IEEE 1076 标准)。

设计高性能混合信号的集成电路比设计逻辑集成电路更为困难。各种模拟和数字功能块需要单元化结构方法。全面的仿真和布局检验是必要的,以保证 ASIC 样品的功能性。

10.7.3. 现场可编程门阵列和可编程逻辑器件

现场可编程逻辑门阵列(FPGA)是特殊的一类 ASIC,它与掩膜-可编程门阵列的区别是:最终用户可以在现场完成编程而无需集成电路掩模步骤。

FPGA 包含一逻辑块阵列,它们可按不同设计要求进行编程。流行的商用 FPGA 利用以下元件为基础的逻辑块:晶体管对、基本门电路(二输入与非门和异或门)、多路器、查找表以及宽扇入 AND-OR 结构等。

FPGA 编程在电气上借助可编程开关进行,可采用下列三种主要技术之一完成:

(1) 静态 RAM 技术。开关为一通断晶体管,它由静态 RAM 的位状态进行编程控制。在静态 RAM 中用写数据方法给基于 SRAM 的 FPGA 编程。

(2) 反熔片技术。反熔片(antifuse)是一种不可逆地由高阻转变为低阻链接的两端器件,由一高电压电编程。

(3) 浮动栅极技术。开关为一浮动栅极晶体管,当向浮动栅极注入电荷时,晶体管关断。消除电荷的方法有二:一是将浮动栅极由紫外线(UV)照射(EPROM 技术),二是利用电压(EEPROM 技术)。

FPGA 设计步骤包含三个主要阶段:(1) 逻辑设计和仿真;(2) 布置、走线和连通检验;

(3) 编程。

这一过程和用于半定制 ASIC 门阵列的步骤相同,只是最后一步不一样,且大多应用同样的软件工具。

常用的 FPGA 的复杂程度相当一个有 20 000 个常规门的阵列,其典型的系统时钟速度为 40~60 MHz。这种规模比掩膜-编程门阵列小得多,但仍足以在单一芯片上实现相对复杂的功能。

FPGA 比掩膜-编程的 ASIC 的主要优点是能快速转变,这就大大减少了设计风险,因为一个设计中的错误可以利用 FPGA 的编程加以修改。

可编程逻辑器件(PLD)是 AND 和 OR 逻辑门的非独立阵列,若选择性地安排门电路间的内部连接,则可实现特定的功能。近期的 PLD 还带有附加元件(输出逻辑宏单元、时钟、保险丝、三态输出缓冲器以及可编程输出反馈),这使它们更能适应数字的实施方案。最通用的 PLD 为 PAL(可编程阵列逻辑)和 GAL(生成阵列逻辑)。PLD 可利用烧断保险丝(在 PAL 中)方式编程,或用 EEPROM 或 SRAM,它们具有重复编程能力。

和 FPGA 相比,PLD 的主要优点是速度快和易于应用,且没有不能回收的工程费用。另一方面,PLD 的尺寸较 FPGA 小。流行的 PLD 其复杂程度等效于 8000 个门电路,速度可达 100 MHz。

10.7.4. 电力电子系统控制中的 ASIC 应用举例

在电力电子系统中,ASIC 技术使设计工程师可以按其工程应用所要求的技术标准来制作处理器及外围器件。利用 ASIC 方法,运动控制工程师可在一个或数个芯片上设计自己的控制系统,采用如 DSP 或 RISC 芯、存储器、模拟块和逻辑模块等类积木块组成。最优的集成化水平和性能就是这样达到的。高集成水平可使芯片数量减少,这就大大降低了制作费用和改善了系统的可靠性。

ASIC 在运动控制系统中的缺点是一旦芯片构成后,对不同型式的电动机传动缺乏变更或修改设计的灵活性。为改变设计,既或其中一个很小细节,也必须返回到最初设计阶段。所以 ASIC 的高开发和制作费用只有在大规模生产中才能体现其合理性。

在小规模生产和样机试制阶段,FPGA 提供一个现实的变通方案,采用全门阵列设计,以实现具有中等复杂程度约需 20 000 以下门电路的专用的运动控制功能。

芯片制造商现在提供的许多种 ASIC,可完成传动控制系统中的复杂功能,如坐标变换($a-b-c/d-q$ 变换)、脉宽调制、PID 控制器、模糊控制器、神经网络等等。这种器件用于运动控制设计的优点是可以减少处理器的计算量和提高采样速度。下面列举专为运动控制设计的商用 ASIC 实例。

- Analog Devices 公司的 AD2S100/AD2S110 交流矢量控制器可完成 Clarke 和 Park 变换,它是通常实现交流电动机磁场定向控制所需要的。Clarke 变换是将三相信号($a-b-c$ 坐标)变换成相当的二相信号($\alpha-\beta$ 坐标)。Park 变换是将合成矢量旋转到输入信号确定的当前位置。 $(\alpha-\beta$ 到 $d-q$ 坐标)。

- Hewlett-Packard 公司的 HCTL-1000 为通用数字式运动控制集成电路,它可以对直流电动机、直流无刷电动机及步进电动机提供位置和速度控制。HCTL-1000 可以执行由用户选择的 4 种控制算法中的一种:位置控制、比例速度控制、逐点移动的仿形控制和积分速度控制。

● Signetics 公司的 HEF4752V 交流电动机控制电路是一种 ASIC,设计用于在交流电动机速度控制系统中控制三相脉宽调制逆变器。纯数字波形发生器用于三个相差互为 120° 的信号同步,其平均电压随时间而正弦变化,频率变化范围为 $0\sim 200\text{ Hz}$ 。

● 美国 Neuralogix 公司的 NLX230 模糊控制器为全可组态模糊逻辑机,包含 8 选 1 输入选择器、16 个模糊器、一个最小比较器、一个最大比较器和一个规则存储器。最多 64 条规则可储存在片内 24 位宽的规则存储器中。NLX230 每秒可执行 30 百万条规则。

● Intel 公司的 80170X ETANN(可训练电模拟神经网络)可仿真 64 个神经元数据处理功能,其中每一个又受最多 128 个加权突触输入的影响。芯片具有 64 个模糊输入和输出。设置和读出突触权值的控制功能是数字式的。80170X 有能力进行每秒 20 亿次的乘法-累加运算(连接)。

10.8. 微处理器化控制系统的设计

电力电子学使微处理器化控制系统的开发成了一个复杂的任务,它有数个通常需要由许多工程师完成的阶段。它包括硬件和软件设计及其综合,还要考虑多种因素,如系统性能指标、处理器的计算能力、硬件可使用性、软件开发及调试工具和系统的费用。研制过程遵循着和其他实时控制系统相同的指导方针。然而,运动控制设计工程师必须特别注意控制结构和策略所导致的限制,因为这可能影响最终的设计。

10.8.1. 研制过程

图 10-38 所示为实时微处理机化运动控制系统研制周期的总流程图,包括有若干不同阶段。主要设计阶段将在下面简短讨论。

10.8.2. 系统要求和初步设计

在第一研制阶段,必须以技术条件的形式确定系统的要求。系统的技术要求必须尽量详细,因为以后的各阶段将紧密依据这些技术条件。这些要求不仅涉及运动控制系统必须实现的功能,而且也牵涉到它们必须提供的性能。功能方面的技术条件要详细列出控制策略和结构以及控制系统必须完成的各种控制和调节任务。运动控制系统的主要性能指标涉及响应时间、响应精度、通信接口等。

系统技术条件的确定使工程师得以进行其初始设计,并着手选择一个或多个适合的微处理器以完成所

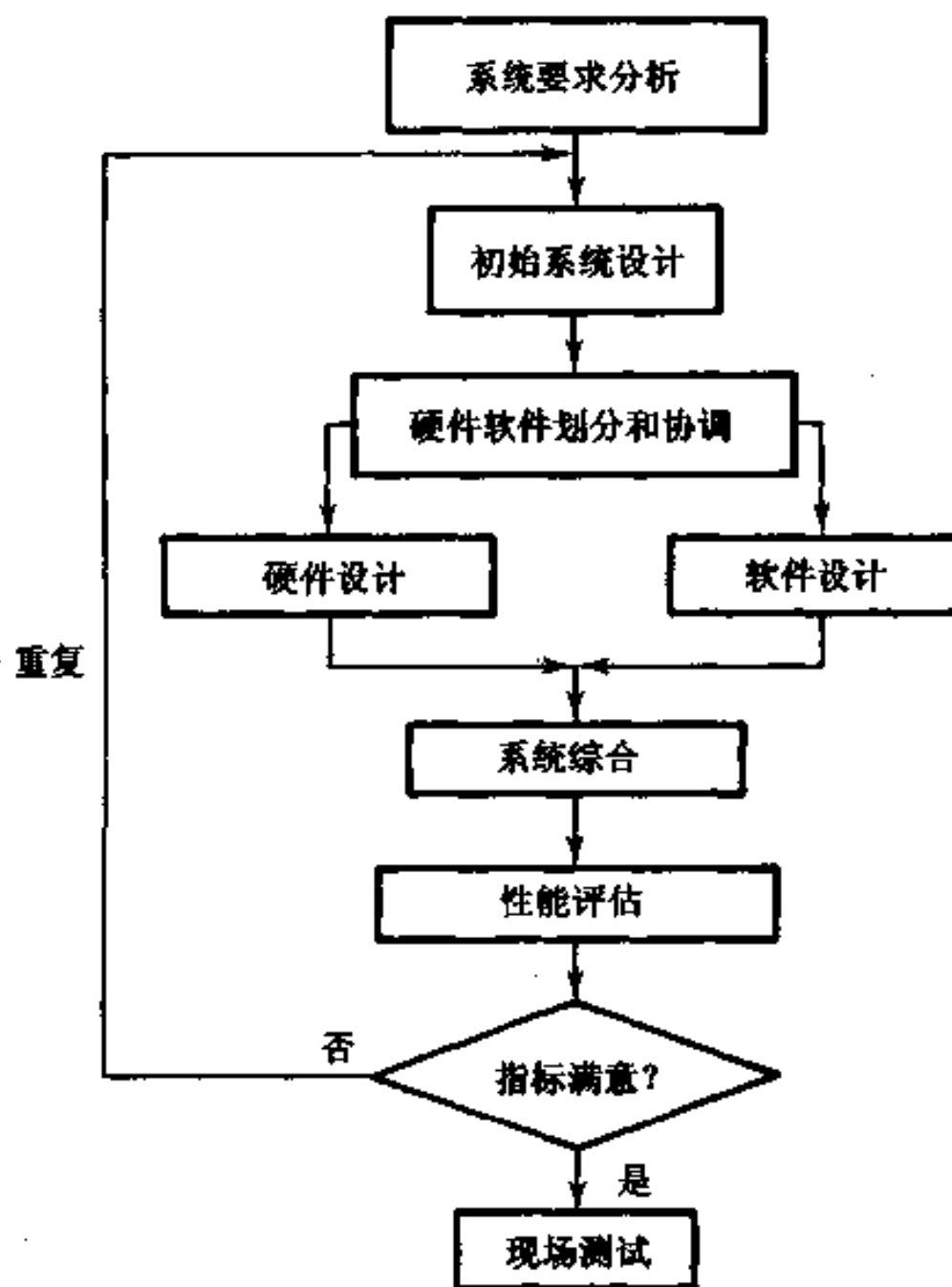


图 10-38 微处理机化实时运动控制系统的研制周期

需的任务。选择微处理器是一项主要任务,需要对预期功能和最终系统的性能有良好的理解。如果选择用一个 ASIC 或 ASIC 芯片组去代替可买到的商用处理器,则需要设计 ASIC 以满足预期的系统功能。

10.8.3. 硬件和软件的分割与协调

通过对系统功能、性能和处理器能力的分析,使设计者能够将功能划分为若干模块。已经证明,模块化设计方法一般在分析、设计、制造、试验和系统调试方面具有高度灵活性。

在运动控制系统中为实现不同的功能采用硬件还是软件方法的权衡比较,其基础是性能—价格的综合考虑。大多数功能可由软件或硬件完成。采用软件时,支付给已知功能的处理时间将使采样周期增大,从而降低其性能。利用硬件时,因功能需要增加的附件必将增大系统的复杂性和费用。根据复杂性和特殊功能的要求,硬件方式比软件方式的优点并非总是明显的。一般来说,硬件实现方式用于减轻 CPU 的计算负担。在运动控制中,若干耗时且复杂的功能,如坐标变换($a-b-c/d-q$ 变换)或脉宽调制采用 ASIC 实现比较有利。

10.8.4. 硬件设计

硬件的研制应当包含按已定的技术条件选择适当组件,以构造系统的硬件。根据控制系统的复杂性及所要求的性能,设计工程师可决定两种可能硬件结构方案:单板式或多板式微机。

单板式微机是将微处理器及所有外围设备(包括接口)均安装在一块板上。单板微机的主要优点是无需系统总线,连接方式简单。控制板可直接通过设置在板上的接口电路与动力系统相连。

典型的多板式微机包括一个带有电源、插板机箱及一块采用专用总线系统的底板。连接在底板上的插件板有:可能含有若干微处理器和外围器件的处理器板、数字 I/O 板、模拟 I/O 板以及专用的动力系统接口板。这种方式的主要优点是硬件结构的灵活性。但另一方面,相互连接较复杂,硬件费用通常比较高。

运动控制工程师可能必须在下面两方案中做出选择:(1) 根据应用要求制造处理器板和 I/O 板制成;(2) 采用适于不同总线系统的商用成品处理器和 I/O 板。制作自用处理器板能保证硬件的最佳利用,但研制时间可能很长。使用商用板可减少硬件的开发调试时间,然而,对某一用途而言这些板并非总是最优的,如果设计以 ASIC 或 ASIC 芯片组为基础,则处理器板必须利用标准总线系统按定制方式进行设计。

我们这里考虑采用可得到的商用板来实现控制系统的情况。因此,与软件设计相比,将是次要的。

所用总线系统将依赖于选定的处理器和运动控制系统所确定的工作环境。大多数 8 位和 16 位微处理器板对单总线系统是有效,如 EISA 和 STD 总线。先进的微处理器板则适用于高速、高性能的总线系统,如 VME 总线、S-总线和 FutureBus⁺ 总线。插件板制造商广泛应用的某些总线系统将在下面加以说明。

ISA 总线 ISA 总线用于 IBM-PC 和兼容机中,包括数种改型产品。

- 8 位 ISA 总线(62-芯连接器)支持 8 位数据和 20 位地址。
- 16 位 ISA 总线(62-芯连接器+36-芯连接器)支持 16 位数据和 24 位地址。
- EISA(扩展 ISA)总线(62-芯连接器+36-芯连接器)为一个 32 位总线,支持 32 位数据和地址。

数据在 ISA 总线上同步传输,最大速度 1 兆字节/秒。ISA 总线板设计尺寸可为全尺寸 (10.6 cm×33.5 cm)、半尺寸或 1/4 尺寸。

STD 总线(IEEE P961 标准) STD 总线以底板为基础,具有 56 根导线,支持 8 位数据和 16 位地址。STD 总线上的数据传输是同步的,最大速度 1 兆字节/秒。STD 总线板尺寸为 4.5 吋×6.5 吋,最近开发出的 STD32 总线支持 32 位数据和地址。

VME 总线(IEEE P1014 标准) VME 总线以底板为基础,包括两组 96 根导线。VME 板适用于:(1) 单个宽度(16 cm×10 cm)供 16 位数据总线及 24 位地址总线;(2) 双倍宽度 (16 cm×23.4 cm)供 32 位总线及 32 位地址总线。VME 上的数据传输是非同步的,最大速度 24 兆字节/秒。

10.8.5. 软件设计

实时控制软件的研制可按下列三个阶段进行:仿真、离线开发和实时总成。第一阶段,利用仿真环境,如 MATLAB 或 Xmath,开发控制算法。采用高级语言试验和调试算法及控制结构,有助于加快研制工作。第二阶段,控制任务被写成数个模块,首先单独进行试验。然后,在离线条件下,将模块组合并试验。最后,第三阶段,控制模块总成为一实时运行系统,在实时条件下进行整体试验和调试。

为实时控制所开发的软件,典型地包括一实时操作系统,它以模块(任务或处理过程)形式规范和管理各种不同的特定功能。除了很简单的系统,可由控制工程师写 RTOS 核外,控制软件通常是围绕一个现成的实时内核建立的。

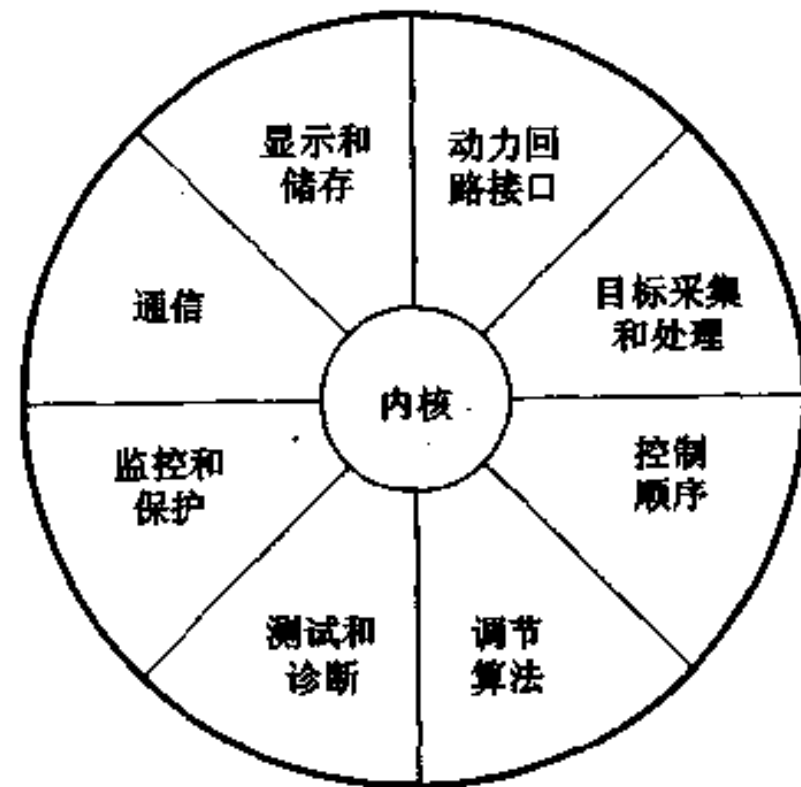


图 10-39 实时控制软件的典型结构

图 10-39 所示为一个电力电子系统实时控制所用的典型软件结构。

具有各种特点的实时操作系统在商业上是可以得到的,可适用于各种不同的微处理器。商用实时操作系统(RTOS)的一些实例有:VxWorks (Wind River System 公司)、SPOX (Spectron 公司)和 pSOS⁺ (Integrated Systems 公司)。RTOS 的重要特点是实时多任务、多处理、信源和符号调试能力。实时多任务特点包括事件—驱动调度安排、动态优先任务安排、同步和(任务间)通信设备使用、定时服务以及器件中断控制。多处理的特点是便于程序员使用各种多处理器结构方式(共用存储器、通信接口、专用总线)。信源和符号调试便于多任务软件的调试任务。

可利用汇编语言或高级语言编写控制软件。对实时控制系统,汇编语言一直被认为是一种有效的编程语言,因为它能询问处理器的内部结构。代码优化的结果使存储空间得到有效利用和使执行速度得到优化。汇编编程的最大缺点是开发的软件依赖于所使用的处理器。现在,C 语言已成为实时控制系统普遍采用的一种编程语言,因为它便于移植和能有效利用硬件资源。用 C 语言开发的代码可以装入另外处理器上生成或以最少修改便可装入其他微处理器上,但生成的代码不如汇编语言那样紧凑。现在已经有了若干种优化的 C 语言编译程序,可用于微处理器、微控制器、DSP、RISC 处理器,并能生成非常紧凑的代码。一般 C 语言

或 C++ 语言用于软件编码,而对时间要求紧迫的功能最好用汇编语言编程。对多处理器系统,并行 C 语言看来可能是一种适于做实时并行软件开发的高级语言。

10.8.6. 系统总成和性能评估

将硬件和软件总成在一起,便完成了微处理器化控制系统的设计。这两部分的相互影响可通过把开发好的软件在实际硬件上运行或使用电路模拟器来进行实时的考查。这样,对控制系统的性能便可做出在实际运行条件下的评价,并可与在第一阶段制定的技术条件做出比较。为评价所设计系统的性能,需要有效的工具。评价工具可以是一个测试系统和一个硬件仿真器,这种工具必须在研制控制系统的同时进行开发。

测试系统是加在目标系统的硬件和软件设备,用以收集和分析数据。一般需要采集的数据必须包括系统变量和可以得到的(有用的)内部变量。必须制定试验程序来系统评价控制性能。

当被控电力电子系统的功率很大或难以在实际条件下运行时,就需要用硬件仿真器。借助硬件仿真器,设计工程即有可能在实验室条件下再现实际运行的条件。全部设计步骤的重复对保证系统功能符合技术条件和性能指标满足要求是很必要的。

10.9. 开发工具

开发微处理器化控制系统需要有效的工具,用于设计、实现、综合及测试硬件和软件。由于微处理器变得日益复杂,故开发工具也必须足够先进,以便能充分发挥出处理器的能力。

10.9.1. 开发系统

对一微处理器化控制系统,在开发周期的每一阶段都离不开开发系统。开发系统的作用是给设计者提供一个环境和必备工具去编辑、搜集、测试和在类似于实际系统的运行条件下去调试软件。根据所确定的硬件和软件,开发系统可以是很简单的或者是很复杂的。一般来说,开发系统的复杂性随着微处理器的复杂性而增加。

对某一微处理器系列适用的开发系统是可以买到的,但其价格很高,应用范围也仅限于该系列。利用以个人计算(IBM-PC, Macintosh 等)或 UNIX 工作站(Sun, DEC 等)为基础的开发系统,也可以达到具有同样的特点和高度灵活性。

低成本开发装置 在开发 8 位和 16 位微控制器应用中,制造商提供了各式各样的仿真板(EVB)和仿真模块(EVM),它们可以与个人计算机(PC)相连,以便形成一个完整的开发系统。

图 10-40 所示为一个以 EVB 为基础的典型开发系统。EVB 通过一个串行口(RS-232)

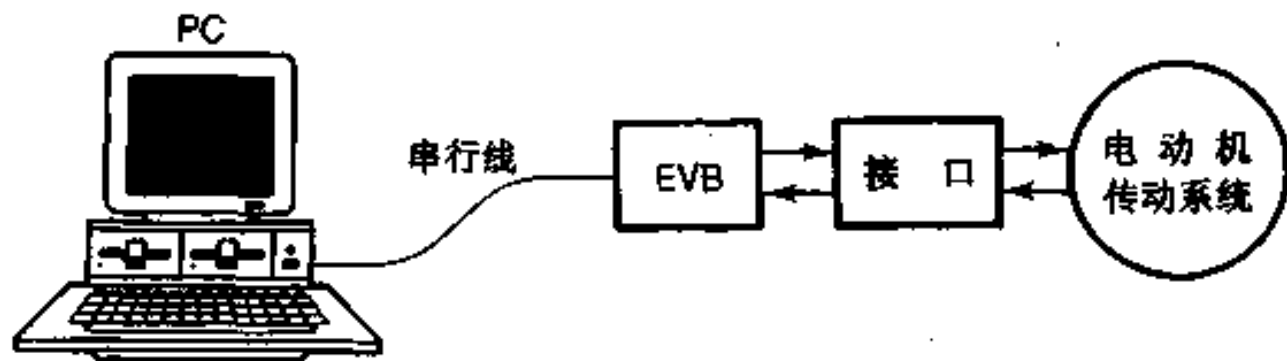


图 10-40 以一个 EVB 为基础的低成本开发系统

与 PC 相连。PC 装有文本编辑程序、汇编程序、C 编译程序和用于代码开发的仿真程序。将可执行的代码下载到 EVB, 以便实时执行和调试。调试时可借助于驻留在 EVB 的存储器 (EPROM) 中的监控程序。这种监视器的能力通常是有限的, 但足够开发小型系统。

在生产阶段, EVB 本身也可用做控制系统的硬件。调试软件可以在 EPROM 中编程, 以代替 EVB 监控程序。在这种情况下, 硬件开发费用最低。设计者也可以决定是否设计自己的微控制器板 (以 EVB 为基础设计), 以适应特殊应用要求。

基于 PC 的开发装置 如果控制系统设计成带附加插件板的 PC 机, 则基于 PC 机的开发系统是很合适的。图 10-41 所示为一个基于 PC 机和插件板的典型开发装置。PC 总线用于 PC 机本身与其控制处理器板间的通信。与以前的装置相同, 控制软件在 PC 机内开发, PC 机内装有文本编辑程序、汇编程序、C 编译程序、仿真程序和调试程序。执行代码被下载到控制处理器存储器中, 以便借助 PC 中的调试程序在实时条件下执行和调试。

在生产阶段, 同样的结构形式可用做控制系统硬件。调试软件将在 EPROM 中编程, EPROM 在此处用以代替处理器板上的 RAM。硬件开发费用也是最小的。

高档的开发装置 以高档处理器 (DSP、RISC 处理器、并行处理器) 为基础的实时控制系统的开发需要有带高级别软件工具的复杂开发系统。为这些处理器用的市场上可买到的开发板大多数是 VME 板。以工作站及 VME 板为基础、供高档处理器使用的典型开发装置如图 10-42 所示。

控制硬件被安装在 VME 插件板机箱内, 其中包括处理器板、数字 I/O 板、模拟 I/O 板

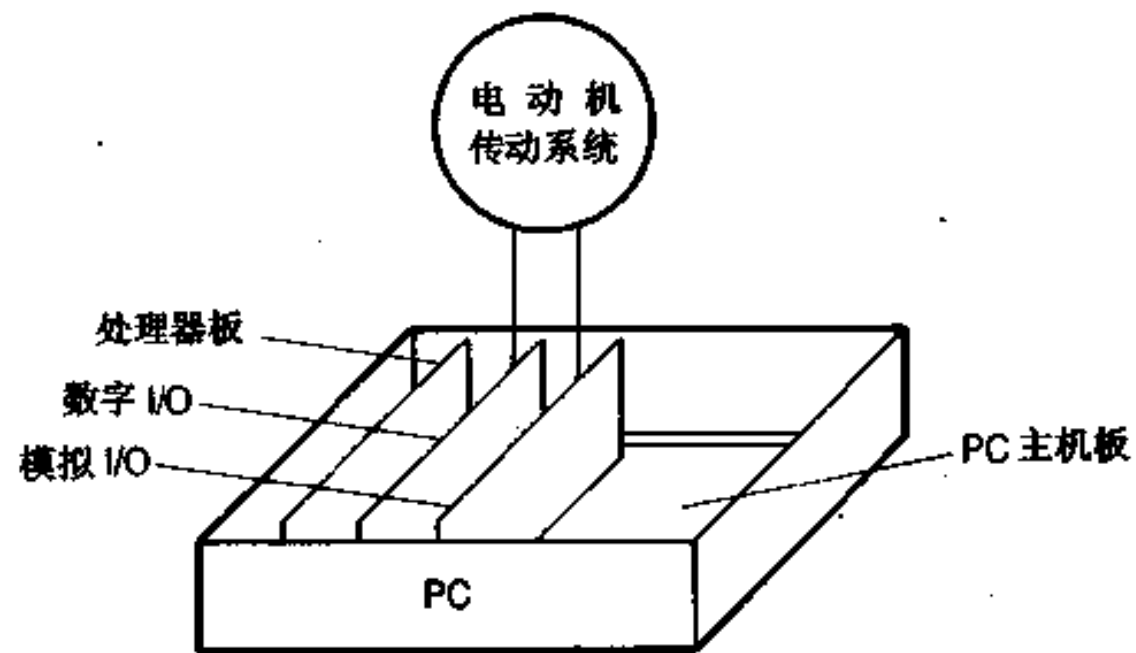


图 10-41 基于 PC 机和附加插件板的开发系统

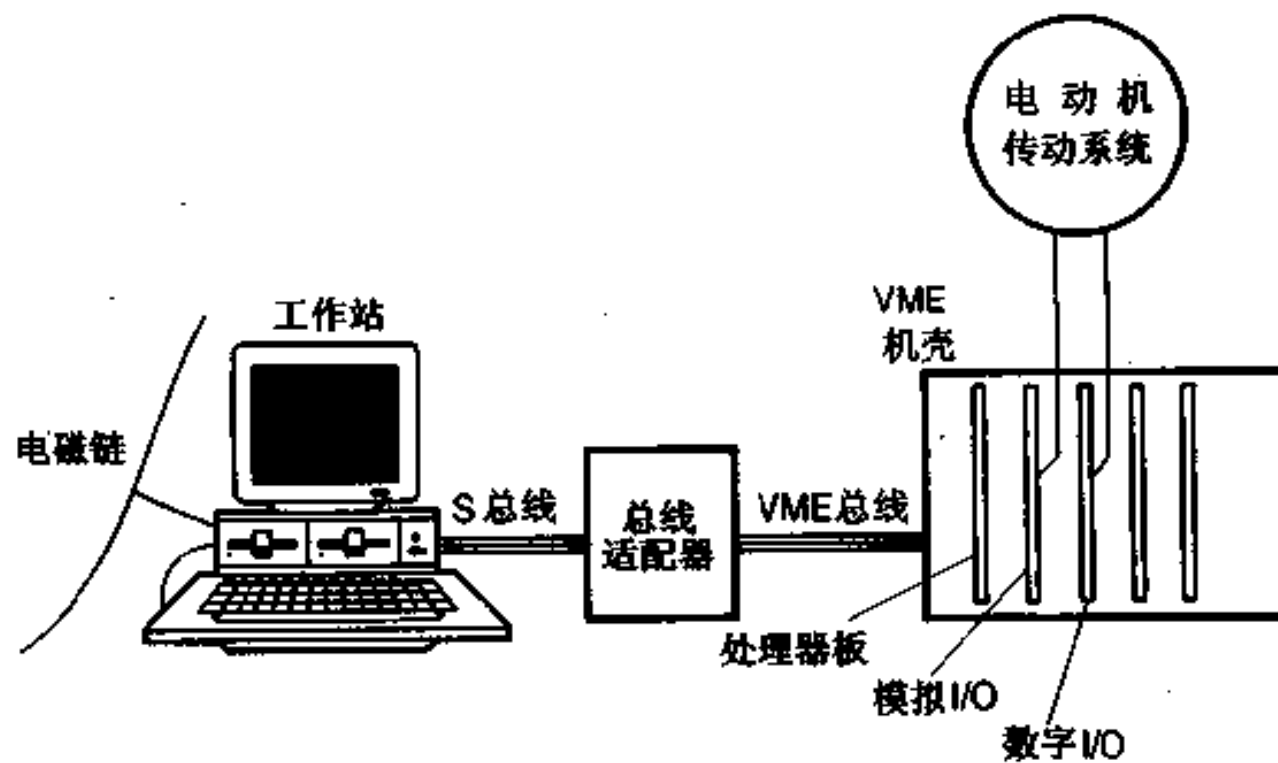


图 10-42 以工作站和 VME 板为基础的开发系统

和动力系统接口板。由于工作站总线和 VME 不兼容,因此需要有一个总线适配器将工作站总线和 VME 总线相连(例如,S 总线连至 VME 总线)。

控制软件在工作站内开发,工作站可与一个以太网连接。开发软件包括文本编辑程序、汇编程序/连接程序、C 编译程序、仿真程序、调试程序等均驻存在工作站或网内。执行代码要下载到处理器板的存储器中,以便借助板本身的调试程序实时执行和调试。

10.9.2. 软件开发工具

微处理器化控制系统控制软件的开发和调试所要求的工具是不同的,这取决于所选处理器、系统复杂性和开发方法。开发工具的完善程度将影响开发时间和性能。

典型实时控制系统的软件开发工具包括文本编辑程序、C 编译程序、宏汇编程序和连接程序。软件开发和调试工具可在不同计算机平台上运行,最通用的是 Sun 计算机上的 XWindows 和 PC 机上的 Windows。

图 10-43 所示为典型软件开发过程的流程图形式。现将不同开发工具列举如下:

- 文本编辑程序可产生编辑源文件(C 语言、汇编语言、宏语言)。
- C 编译程序将 C 语言代码翻译成微处理器汇编语言源代码。

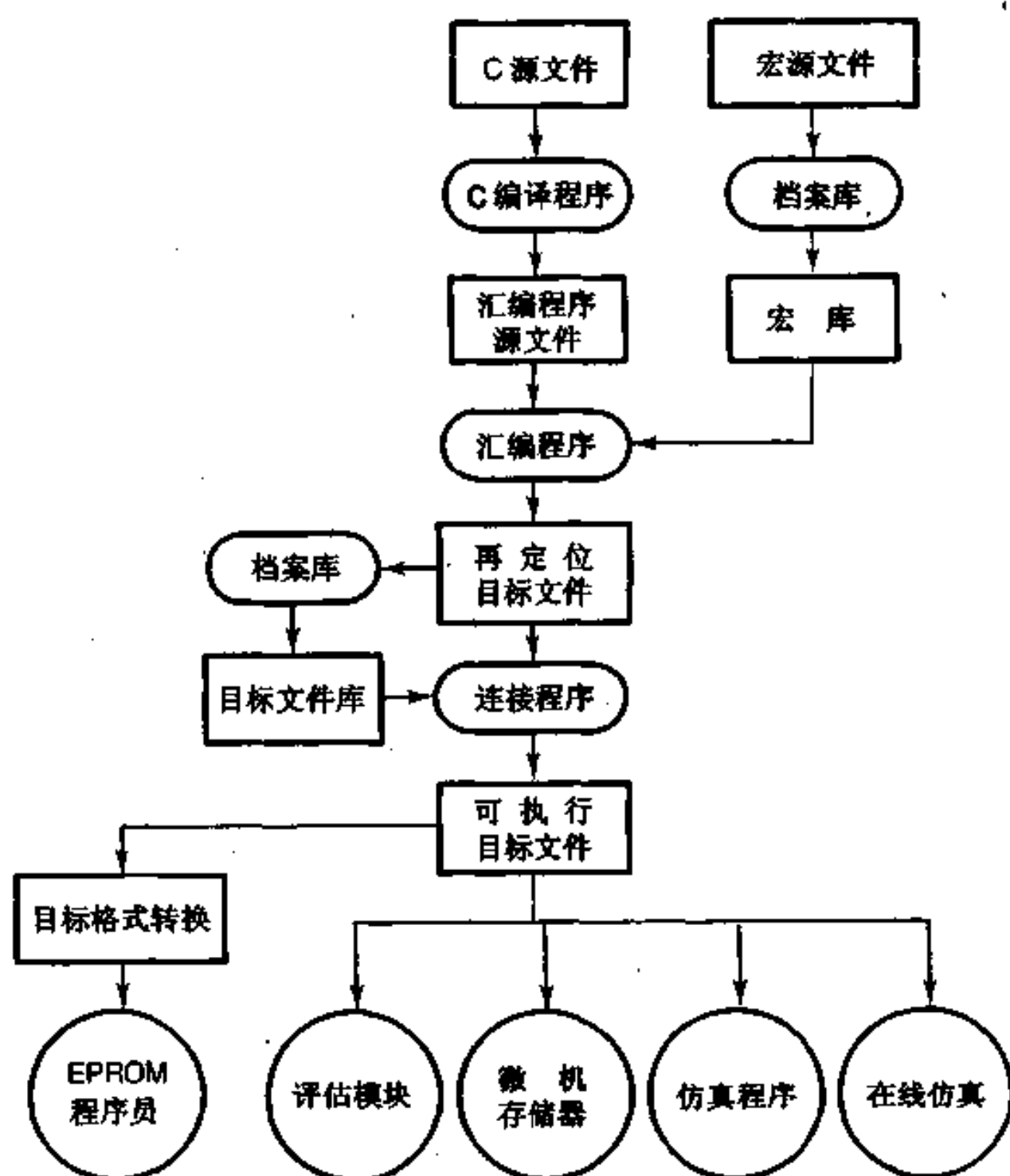


图 10-43 软件开发过程

- 汇编程序将汇编语言源文件翻译成机器语言目标文件。汇编程序源文件可包含微处理器指令、汇编程序说明及宏指令说明。

- 连接程序将目标文件合并到一单独执行目标模块中,以便完成对外部参考量的重新定位和分辨。

不同调试工具如下:

- 仿真程序(Simulator)是一种在主计算机上运行的软件程序,它仿真微处理器的指令。

- 线路仿真器(In-circuit emulator——ICE)是一种专用工具,通过插件连接于目标系统微处理器的插座上,用于控制目标系统。IEC 通常包括一个同型号处理器,并允许在目标系统上进行符号调试。

- 仿真模块(Evaluation module)为一开发板,环绕专用微处理器构成,用于全速仿真和硬件调试。

10. 10. 应用示例

微处理器和数字集成电路在电力电子系统的控制上的应用情况是十分广泛的问题,对每项工作在没进行详尽的描述之前不能恰如其分地给以概括。然而,我们在考察了最新典型研究和发展状况之后,即可得出一个当前发展趋势的总概念。本节叙述两个电力电子系统的数字控制系统,其中采用了微控制器和高级微处理器来实现控制功能。

例 1 永磁(PM)同步电动机驱动的数字控制(用做电动车辆的推进器)[46]

在这篇文章中,叙述了永磁同步电动机驱动控制中所用的多处理器(基于 16 位微控制器 Intel 8097)和两个 DSP(Texas 仪器公司 TMS32010)。图 10-44 和图 10-45 分别给出了控

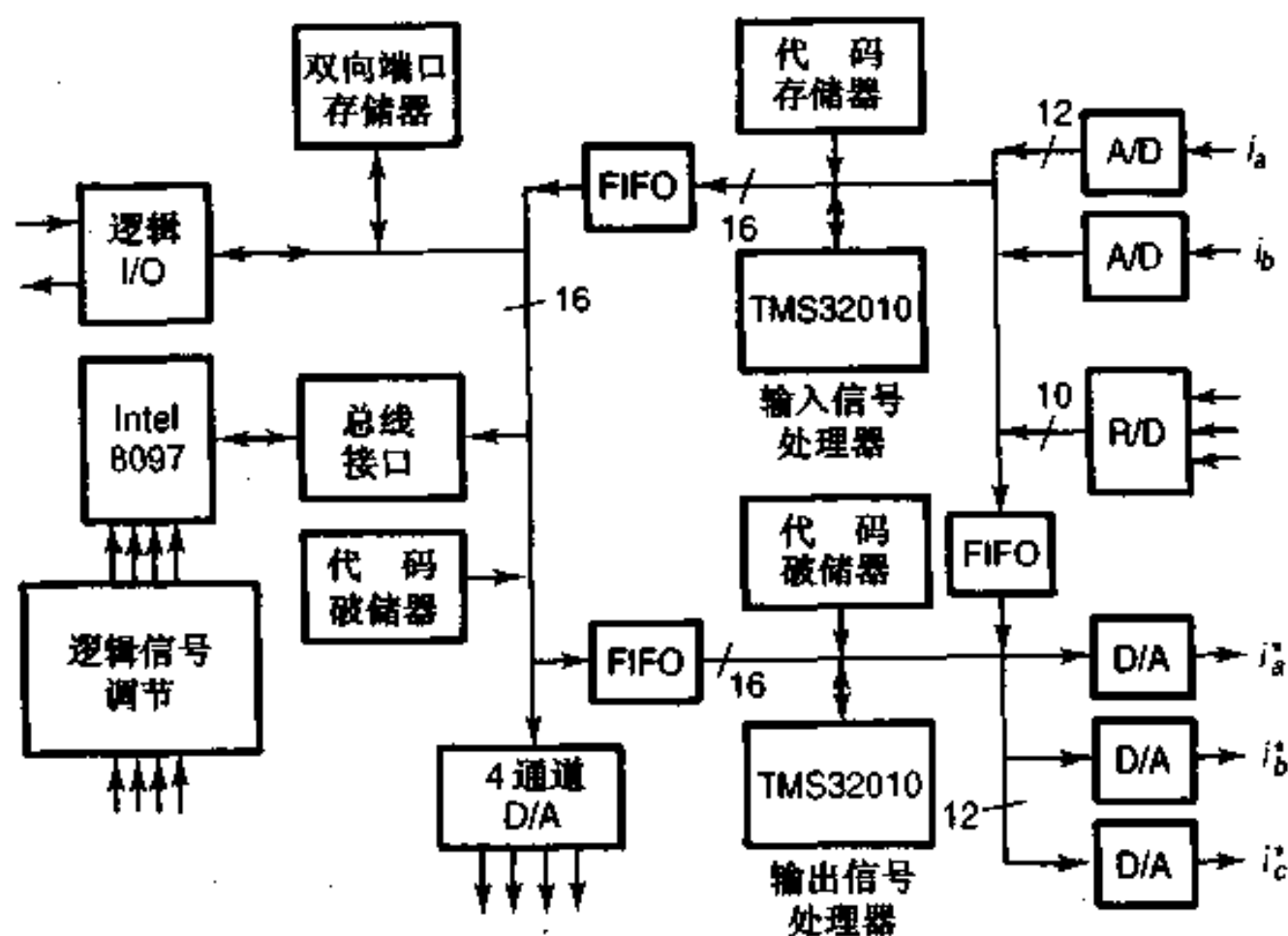


图 10-44 用于电动车辆推进器的内永磁同步电动机数字控制器框图[46]

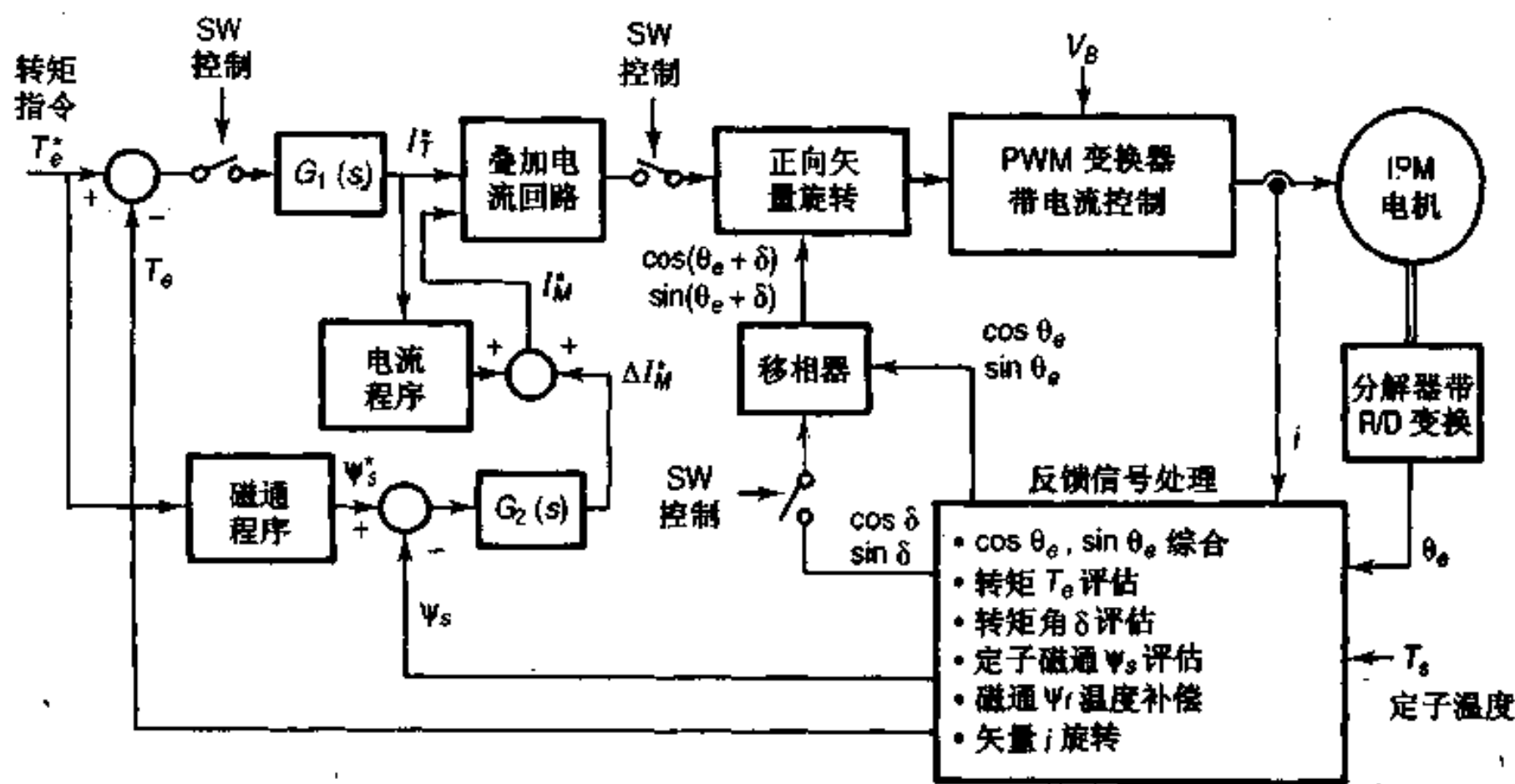


图 10-45 电动车辆推进器的内永磁同步电动机驱动系统在恒转矩区的控制框图[46]

制器硬件以及控制结构在恒转矩范围内的简化框图。

输入信号处理器(ISP)负责采集和处理电动机电流,而输出信号处理器(OSP)则产生参考电流波形并送至电流调节器。外围器件(A/D, D/A 和 R/D 变换器)用做 DSP 与动力系统接口。

8097 微控制器主要是用来估计和调节 PM 电动机的转矩和磁通。估计器的输入是由输入信号处理器提供的,而调节器的输出则被送至输出信号处理器,后者再将其变换为三相电流参考值。

处理器间的内部通信是利用先入先出(FIFO)寄存器完成的。

例 2 感应电动机驱动的数字控制[80]

在本项研究中,感应电动机驱动系统利用了一个多并行处理器网络进行实时控制、信号处理、内务管理和诊断功能。图 10-46 所示为并行处理器 Transputer 系统的结构,用以实现矢量控制算法。

并行处理器系统由一个包含有多至 10 个 T800(Transputer)的标准 B008 板(由一台 PC 机管理)和包含有 4 个 T414 (Transputer) 的 B003 板组成。B008 板作为并行处理器开发系统(TDS)并且承担监控功能。驱动系统的实时控制由 B003 板实现。与感应电动机传动系统的接口包括 PWM 波形发生器的三相定时器、位置和速度测量的计数器,以及电流检测的 A/D 转换器。

实时控制软件划分为数个模块(过程):PWM 波形发生器、电流控制、速度控制、系统控制和接口。

这些运算被放置在同时工作的不同并行处理器中。

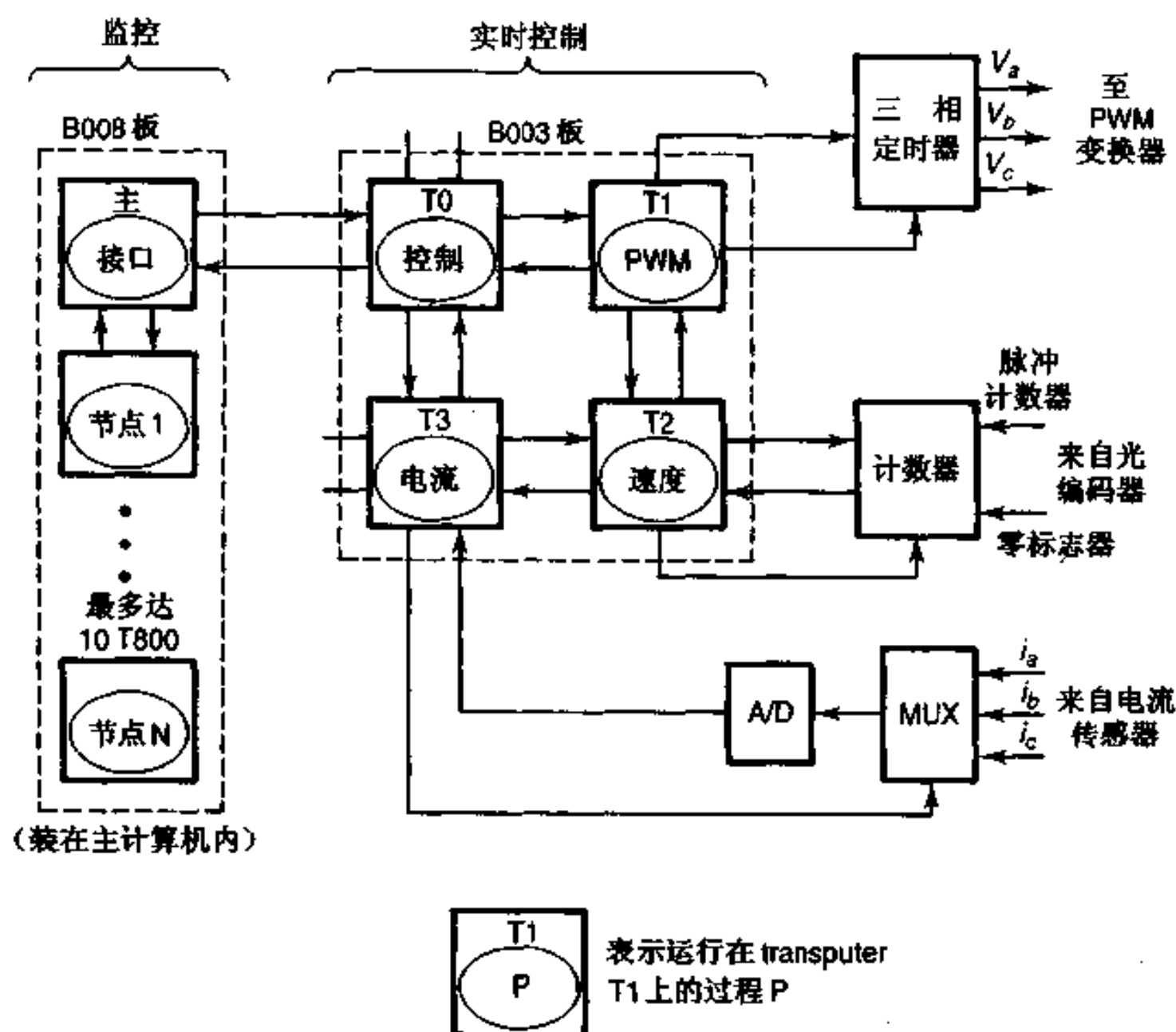


图 10-46 基于 Transputer 的感应电动机控制系统结构图[80]

10.11. 结 论

在过去 20 年中,微处理器技术持续不断地发展着,处理器已经开发出计算能力越来越大的几代产品。今天的微处理器甚至提供了更强的计算能力,足以适合各种应用的需求。人们期待着在今后 10 年中这个进步会以加速的步伐继续着。

近来推出的微处理器可按照其结构划分为三大类:CISC 处理器、RISC 处理器和数字信号处理器。这些器件的计算能力与前一代微处理器相比大大加强了。超大规模运算和多处理运算产生的结果是更高的执行速度和能完成更复杂的操作。

新型高档微处理器开始是为计算和数据处理应用而设计的,但是控制系统也能从其增强的性能中受益。在电力电子系统控制中,新型微处理器的潜力是无穷的。新微处理器的高执行速度有助于增加采样速度、带宽,从而达到与模拟控制器可比的数值,抗负载扰动的能力也得到加强。今日处理器的高度计算能力使人们有可能实现复杂的实时控制算法,如状态反馈控制、最优控制、状态观测器、Kalman 滤波器以及具有高采样速度的自适应控制。下一代的基于专家系统、神经网络和模糊逻辑的智能控制器也将采用高级处理器和 ASIC 加以实现。新一代处理器的多处理能力将被用来开发多处理器运动控制系统,其中并行运算将会解决目前遇到的速度处理问题,这也将加速实现多任务运动控制系统的实现。

根据目前的发展速度很难准确地勾画出微处理器技术在未来 10 年中的发展蓝图。然而,观察过去 10 年微处理器的工业实际情况即可以预测在今后 3 年中用于实时运动控制系统的微处理器将有很大发展。这些进展,将不仅在 CPU 计算能力方面,而且在器件的集成度方面,能使更复杂的器件集成到同一块芯片上。同时,半定制的 ASIC 方法将被特许用于运动控制系统的微控制器的设计。

在下一个 5 年,电力电子系统所用微处理器和集成电路的未来发展趋势可归纳如下:

(1) 实时控制用的新器件的发展方向是将高档处理器(DSP、RISC)和所有需要的外围器件合并到同一块芯片上。

(2) 半定制 ASIC 技术的发展使运动控制工程师有可能设计一个完整的单片微控制器,其中包含高档处理器(RISC、DSP)和外围器件(数字和模拟的),以适应其应用要求。

(3) 低成本控制专用的并行处理器的发展有利于建造多处理器运动控制系统。

(4) 神经网络和模糊逻辑芯片的发展有利于实现神经网络或模糊运动控制系统。

先进的实时控制系统的发展需要高效的硬件和软件工具,它们在不断改进以适应新微处理器所产生的新要求。

今日的超大规模集成电路(VLSI)技术已足够先进,允许用户参予 ASIC 的研制阶段,以适应其应用要求。虽然运动控制工程师在设计中仍将继续使用成品微处理器、微控制器、DSP 和 RISC 处理器,但新趋势是推出半定制 ASIC 设计方式,因为这样才能提供良好的性能和各种可能性。VLSI 和微处理器技术的进展在下一个 10 年中会继续加快步伐。在最近的将来,很可能使运动控制工程师设计出全定制的 RISC 化控制器或者 DSP 化控制器,并且把它做成一块 ASIC 器件。

参考文献

Books

- [1] Bose, B. K., *Microcomputer Control of Power Electronics and Drives*, IEEE Press, New York, 1987.
- [2] Bose, B. K., *Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [3] de Carlini, U., and U. Villano, *Transputers and Parallel Architectures: Message-Passing Distributed Systems*, Ellis Horwood, Chichester, West Sussex, U.K., 1991.
- [4] Dote, Y., *Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processors*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1990.
- [5] Franklin, G. F., J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamics Systems*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1990.
- [6] Graham, I., and T. King, *The Transputer Handbook*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1990.
- [7] Lawrence, P. D., and K. Mauch, *Real-Time Microcomputer System Design*, McGraw-Hill, New York, 1987.
- [8] Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, New York, 1985.
- [9] Patterson, D. A., and J. L. Hennessy, *Computer Architecture: A Quantitative Approach*, Morgan Kaufmann, San Mateo, 1990.
- [10] Peatman, J. B., *Design with Microcontrollers*, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [11] Phillips, C. L., and H. T. Nagle, Jr., *Digital Control System Analysis and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- [12] Laplante, Phillip A., *Real-Time Systems Design and Analysis*, IEEE Press, New York, 1992.

Databooks

- [13] *The T9000 Transputer: Products Overview Manual*, INMOS Limited, Almondsbury, Bristol, U.K., 1991.
- [14] *The Transputer Databook*, INMOS Limited, Almondsbury, Bristol, U.K., 1989.
- [15] *Transputer Technical Notes*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [16] *The Transputer Applications Notebook: Architecture and Software*, INMOS Limited, Almondsbury, Bristol, U.K., 1989.
- [17] *The Transputer Applications Notebook: Systems and Performance*, INMOS Limited, Almondsbury, Bristol, U.K., 1989.
- [18] *RISC Microprocessor Components & Subsystems Data Book*, Integrated Device Technology, Inc., Santa Clara, CA, 1992.
- [19] *8-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel Corporation, Santa Clara, CA, 1989.
- [20] *16-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel Corporation, Santa Clara, CA, 1989.
- [21] *32-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel Corporation, Santa Clara, CA, 1989.
- [22] Motorola. *M68HC11 Reference Manual*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.

- [23] *MC68HC16Z1 16-Bit Modular Microcontroller*, Motorola, Inc., Phoenix, AZ, 1990.
- [24] *MC88100 RISC Microprocessor User's Manual*, Motorola Inc., Phoenix, AZ, 1988.
- [25] *MC88200 Cache/Memory Management Unit User's Manual*, Motorola, Inc., Phoenix, AZ, 1988.
- [26] *DSP56000/DSP56001 Digital Signal Processor User's Manual*, Motorola, Inc., Phoenix, AZ, 1990.
- [27] *DSP96002 IEEE Floating-Point Dual-Port Processor User's Manual*, Motorola, Inc., Phoenix, AZ, 1989.
- [28] *TMS320C1x User's Guide*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1989.
- [29] *TMS320C14/E14 User's Guide*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1988.
- [30] *TMS320C2x User's Guide*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1990.
- [31] *TMS320C3x User's Guide*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1991.
- [32] *TMS320C4x User's Guide*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1991.
- [33] *TMS320C5x User's Guide*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1990.
- [34] *Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1986.
- [35] *Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family*, Vol. 2, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1990.
- [36] *Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family*, Vol. 3, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1990.
- [37] *Digital Control Applications with the TMS320 Family*, Texas Instruments Inc., Houston, TX, 1991.

Papers

- [38] Andrews, W. "RISC finding a place in real-life, realtime applications," *Computer Design*, Vol. 32, no. 8, pp. 67-70 and 86-88, August 1993.
- [39] Asher, G. M., and M. Summer, "Parallelism and the transputer for real-time high-performance control of AC induction motors," *IEE Proc.*, Vol. 137, Part D, no. 4, pp. 179-188, July 1987.
- [40] Ben-Brahim, L., and A. Kawamura, "Digital current regulation of field-oriented controlled induction motor based on predictive flux observer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, no. 5, pp. 956-961, September/October 1991.
- [41] Best, J., J. M. Pacas, and K. Peters, "New generation of intelligent drives with SERCOS interface," *Proc. Intelligent Motion '92 Conf.*, Nürnberg, pp. 289-302, April 1992.
- [42] Booker, A., and J. McKeeman, "Design considerations for RISC microprocessor in realtime embedded systems," *Computer Design*, Vol. 32, no. 8, pp. 71-72, August 1993.
- [43] Bose, B. K., "Motion control technology—present and future," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 6, pp. 1337-1342, November/December 1985.
- [44] Bose, B. K., "Power electronics and motion control: Technology status and recent trends," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, no. 5, pp. 902-909, September/October 1993.
- [45] Bose, B.K., T. J. Miller, P. M. Szczesny, and W. H. Bicknell, "Microcomputer control of switched reluctance motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, no. 4, July/August 1986.
- [46] Bose, B. K., and P. M. Szczesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machine drive system for electric

- vehicle propulsion," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 35, no. 4, pp. 547-559, November 1988.
- [47] Bowes, S. R., and P. R. Clark, "Simple microprocessor implementation of new regular-sampled harmonic elimination PWM techniques," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, no. 1, pp. 89-95, January/February 1992.
 - [48] Bowes, S. R., and P. R. Clark, "Transputer-based harmonic-elimination PWM control of inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, no. 1, pp. 72-80, January/February 1992.
 - [49] Bowes, S. R., and P. R. Clark, "Transputer-based optimal PWM control of inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, no. 1, pp. 81-88, January/February 1992.
 - [50] Brickwedde, A., "Microprocessor-based adaptive speed and position control for electrical drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 5, pp. 1154-1161, September/October 1985.
 - [51] Cecati, C., and D. Q. Zhang, "A general-purpose, low cost multiple microprocessor system for electrical drives control," *Proc. IECON '91 Conf.*, pp. 647-652, November 1991.
 - [52] Cecati, C., and M. Tursini, "Vector control algorithms implementation for inverter-fed permanent magnet synchronous motor using tranputer," *Proc. IECON '91 Conf.*, p. 171-176, November 1991.
 - [53] Cecati, C., F. Parasiliti, and M. Tursini, "Microcomputer-based speed control of permanent-magnet synchronous motor drives," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 101-106, November 1992.
 - [54] Cerruto, E., A. Consoli, A. Raciti, and A. Testa, "Adaptive fuzzy control of high performance motion systems," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 88-94, November 1992.
 - [55] Chance, R. J., and J. A. Taufiq, "A TMS32010 based near optimized pulse width modulated waveform generator," *IEEE-IAS '88 Conf. Rec.*, pp. 903-908, 1988.
 - [56] Chung-Ming Young, T. L., and C. H. Liu, "Microprocessor-based controller design and simulation for a permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-35, no. 4, pp. 516-523, 1988.
 - [57] T. D. Collings, and W. J. Wilson, "A fast-response current controller for microprocessor-based SCR-DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, no. 5, pp. 921-927, September/October 1991.
 - [58] Dhaouadi, R., and N. Mohan, "DSP-based control of a permanent magnet synchronous motor with estimated speed and rotor position," *EPE '91 European Conf. Power Electronics and Applications Proc.*, pp. 1.596-1.602, 1991.
 - [59] Dote, Y., and K. Kano, "DSP-based neuro-fuzzy position controller for servomotor," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 986-989, November 1992.
 - [60] Geppert, L., "Not your father's CPU," *IEEE Spectrum*, Vol. 30, no. 12, pp. 20-23, December 1993.
 - [61] Greene, J., E. Hamdy, and S. Beal, "Antifuse field programmable gate arrays," *Proc. IEEE*, Vol. 81, no. 7, pp. 1042-1056, July 1993.
 - [62] Guo, Y., H. C. Lee, and B. T. Ooi, "Extensible digital-signal-processing modules for real-time control and simulation," *Proc. IECON '93 Conf.*, pp. 2229-2234, November 1993.
 - [63] Hanselmann, H., "Implementation of digital controllers—a survey," *Automatica*, Vol. 23, no. 1, pp. 7-32, 1987.

- [64] Harashima, F., S. Konda, and K. Ohnishi, "Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 3, pp. 602-609, May/June 1985.
- [65] Harley, G. R., et al., "Transputer based digital controller with high performance I/O and SVM ASIC for AC drives," *EPE '91 European Conf. Power Electronics and Applications Proc.*, pp. 1.603-1.606, 1991.
- [66] Hossain, A., and S. Suyut, "A new method of state machine controller design and implementation using programmable logic devices for industrial applications," *IEEE-IAS '93 Conf. Rec.*, pp. 2077-2083, 1993.
- [67] Iizuka, K., et al., "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 3, pp. 595-601, May/June 1985.
- [68] Iwasaki, M., and N. Matsui, "DSP-based high performance speed control system of vector control IM with load torque observer," *Proc. Int. Power Electronics Conf.*, pp. 436-441, 1990.
- [69] Iwasaki, M., and N. Matsui, "Robust speed control of IM with torque feed-forward control," *Proc. IECON '91 Conf.*, pp. 627-632, November 1991.
- [70] Ji, J. K., and S. K. Sul, "DSP-based self-tuning IP speed controller for rolling mill DC drive," *Proc. IECON '93 Conf.*, pp. 2276-2281, November 1993.
- [71] Ko, J. S., J. H. Lee, S. K. Chung, and M. J. Youn, "A robust digital position control of brushless DC motor with dead beat load torque observer," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 40, pp. 512-520, October 1993.
- [72] Kubo, K., M. Watanabe, and T. Ohmae, "A fully digitalized speed regulator using multimicroprocessor system for induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, no. 4, pp. 1001-1008, July/August 1985.
- [73] Kubota, H., K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP based adaptive flux observer of induction motor," *IEEE-IAS '91 Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 380-384, 1991.
- [74] Kumar, P. P., R. Parimelalagan, and B. Ramaswami, "A microprocessor-based DC drive control scheme using predictive synchronization," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 40, pp. 445-452, August 1993.
- [75] Kwon, B. H., and B. D. Min, "A fully software-controlled PWM rectifier with current link," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 40, pp. 355-363, June 1993.
- [76] Leonhard, W., "Microcomputer control of high dynamic performance AC drives—a survey," *Automatica*, Vol. 22, no. 1, pp. 1-19, 1986.
- [77] Li, W., and R. Venkatesan, "A highly reliable parallel processing controller for vector control of AC induction motor," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 43-48, November 1992.
- [78] Low, T. S., T. H. Lee, and K. T. Chang, "A nonlinear speed observer for permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 40, pp. 307-316, June 1993.
- [79] Luk, P. C. K., M. G. Jayne, and D. Rees, "The transputer control of variable speed induction motor drives," *EPE '91 European Conf. Power Electronics and Applications Proc.*, pp. 1.574-1.579, 1991.
- [80] Luk, P. C. K., "On applying parallel processing to a versatile induction motor drive system," *Proc. IECON '93 Conf.*, pp. 907-912, November 1993.
- [81] Marchesoni, M., G. Rossi, A. Scaglia, and P. Segarich, "Development and test of a new advanced DSP based architecture for robotics drives control," *Proc. IECON '93 Conf.*, pp. 1848-1853, November 1993.
- [82] Matsui, N., "Recent trends in AC motion control," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 25-30, November 1992.

- [83] Matsui, N., and H. Ohasi, "DSP-based adaptive control of a brushless motor," *IEEE-IAS '88 Conf. Rec.*, pp. 375-380, 1988.
- [84] Matsui, N., and M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, no. 1, pp. 120-127, January/February 1992.
- [85] Naitoh, H., and S. Tadakuma, "Microprocessor-based adjustable-speed DC motor drives using model reference adaptive control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, no. 2, pp. 313-318, March/April 1987.
- [86] Naunin, D., and H. C. Reuss, "Synchronous servo-drive: A compact solution of control problems by means of a single-chip microcomputer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, no. 3, pp. 408-414, May/June 1990.
- [87] Naunin, D., S. Beierke, and P. Heidrich, "Transputers control asynchronous servodrives," *EPE '91 European Conf. on Power Electronics and Applications Proc.*, pp. 1.584-1.589, 1991.
- [88] Norum, L., A. K. Adnanes, W. Sulkowski, and L. A. Aga, "The realization of a permanent magnet synchronous motor drive with digital voltage vector selection current controller," *Proc. IECON '91 Conf.*, pp. 182-187, November 1991.
- [89] Ohishi, K., et al., "Microprocessor controlled DC motor for load insensitive position servo system," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. IE-34, no. 1, pp. 44-49, 1987.
- [90] Ostiguy, D., "Implementing DSP solutions in ASICs," *ICSPAT, The International Conference on Signal Processing Applications and Technology*, pp. 416-421, November 1992.
- [91] Pillay, P., C. R. Alle, and R. Budhabhathi, "DSP-based vector and current controllers for a permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE-IAS '90 Conf. Rec.*, pp. 539-544, 1990.
- [92] Pollmann, A. J., "Software pulse width modulation for microprocessor control of AC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, no. 4, July/August 1986.
- [93] Retif, J. M., B. Allard, X. Jorda, and A. Perez, "Use of ASIC's in PWM techniques for power converters," *Proc. IECON '93 Conf.*, pp. 683-688, November 1993.
- [94] Rose, J., A. El Gamal, and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Architecture of field-programmable gate arrays," *Proc. IEEE*, Vol. 81, no. 7, pp. 1013-1029, July 1993.
- [95] Simar, R., Jr., et al., "Floating-point processor join forces in parallel processing architectures," *IEEE Micro Mag.*, pp. 60-69, August 1992.
- [96] Suemitsu, W., M. Ghribi, P. Viarouge, and H. Le-Huy, "Current regulation of a permanent-magnet synchronous motor using the TMS320C30 DSP," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 1412-1416, November 1992.
- [97] Summer, M., and G. M. Asher, "PWM induction motor drive using the INMOS transputer parallel processor," *IEEE-APEC '88 Conf. Rec.*, pp. 121-129, 1988.
- [98] Suyitno, A., J. Fujikawa, H. Kobayashi, and Y. Dote, "Variable-structured robust controller by fuzzy logic for servomotors," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 40, pp. 80-88, February 1993.
- [99] Tagawa, K., et al., "Design of a multi-DSP system using TMS320C25 and optimal scheduling for digital controllers," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 1391-1396, November 1992.
- [100] Tamaki, K., et al., "Microprocessor-based robust control of a DC servo

- motor," *IEEE Control Systems Mag.*, Vol. 5, pp. 30–35, October 1986.
- [101] Trimberger, S., "A reprogrammable gate array and applications," *Proc. IEEE*, Vol. 81, no. 7, pp. 1030–1041, July 1993.
 - [102] Tzou, Y. Y., and H. J. Wu, "Multimicroprocessor-based robust control of an AC induction servo motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, no. 3, pp. 441–449, May/June 1990.
 - [103] Vukosavic, S. N., and M. R. Stojic, "On-line tuning of the rotor time constant for vector-controlled induction motor in position control application," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 40, pp. 130–138, February 1993.
 - [104] Webster, M. R., et al., "A development system for high performance controllers for AC drives using transputers and parallel processing," *EPE '91 European Conf. Power Electronics and Applications Proc.*, pp. 1.580–1.583, 1991.
 - [105] Whitby-Strevens, C., "Transputers—past, present, and future," *IEEE Micro Mag.*, pp. 16–19 and 76–82, December 1990.
 - [106] Xu, X., and D. Novotny, "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," *IEEE-IAS '90 Conf. Rec.*, pp. 404–409, 1990.
 - [107] Zhang, D. Q., C. Cecati, and E. Chiricozzi, "Some practical issues of the transputer based real-time systems," *Proc. IECON '92 Conf.*, pp. 1403–1407, November 1992.

第11章 专家系统、模糊逻辑和神经网络 在电力电子及传动系统中的应用

Bimal K. Bose

11.1. 引言

专家系统、模糊逻辑和神经网络属于计算机学科中一个主要的分支——人工智能的范畴。在科学和工程中,人工智能技术近年来得到了广泛应用。计算技术可分为“硬计算”(精确计算)和“软计算”(近似计算)两种。专家系统属于硬计算,而软计算则包括模糊逻辑、神经网络和概率推理技术,如遗传算法、混沌理论、信任网络以及线性理论的部分内容。

人工智能领域的研究成果是令人激动和富有挑战性的,相当一批科学和工程团体正在致力于这一方面的研究。什么是人工智能?人工智能,是将人类的智慧赋予机器,于是机器可以像人类一样理智地去思维。在1956年的Dartmouth学院会议上,人工智能被定义为:“试图模仿与需要使用智能活动有关的人类思维过程的计算机过程。”从那以后,人工智能作为专业术语便沿用至今。计算机真的能思维和做出明智的决策吗?还是和人们编制的并移植给计算机的程序一模一样?自从计算机发明以来,这个问题就一直争论着,并且还将长久地持续下去。毋庸置疑,人的大脑是地球上最复杂的机器,我们很难理解它及其在思维、学习和对复杂问题进行推理等方面的行为。神经生物学家曾试图去理解脑神经系统的微观结构和分析它的功能是如何实现的。而另一些行为科学家,如心理学家、精神病专家,也尝试用自顶向下法(top-down approach)去分析人们的思维过程。尽管人类上百年来一直致力于探索大脑的奥秘,然而很有可能,这个由上帝精心保护的秘密——人脑的复杂机理,即便苦苦求索几百年恐怕也难以揭开它神秘的面纱。人类的思维过程虽然十分复杂,但是,计算机已经具有足够的智能来帮助我们解决用传统方法很难求解的问题,这一点是肯定的。所以,在当今社会中,人工智能技术实际上在各个领域都获得了广泛应用。带有人工智能工具的系统,经常被认为具有“知识”、“学习功能”或“自组织”、“自适应”能力。尽管计算机的智能有限,但是至少在某些方面已超过了人类。与人类相比,计算机可以以极快的速度来处理问题,它可以毫不疲倦地一直工作下去,它解决问题的能力不会像人类那样易受发怒、情绪厌烦等弱点的影响而有所降低。

本章的主旨是讨论专家系统、模糊逻辑和神经网络在电力电子和传动中的应用。尽管人工智能得到了广泛的应用,然而,这些人工智能工具很难进入电力电子领域。依作者之拙见,人工智能在未来二三十年内将对电力电子产生重大影响。在本章,我们将以简洁的语言阐述专家系统、模糊逻辑和神经网络的原理,然后,给出足够的例子以便加深理解。

11.2. 专家系统

专家系统,传统上认为它是人工智能最重要的分支,也是所有人工智能技术中最先出现的技术。从本世纪60年代到80年代,专家系统和人工智能这两个专业术语在文献中作为同义语使用。近年来,专家系统广泛地应用于工业过程控制、医学、地质学、农业、信息管理、军事科学和空间技术,这里难以一一列出。然而,在电力电子和传动领域内,专家系统的应用则相对比较少。

从历史上来看,人们早已了解到人脑是基于“是”——“否”或“真”——“假”推理机制而做出判断的。1854年,乔治·布尔首次发表了《思维规律研究》论文,宣告了布尔代数和集合论的诞生。逐渐地,电子电路和固态集成电路的出现开创了冯·诺依曼顺序数字计算机的新纪元。数字计算机是众所周知的“智能”机器,因为它具有处理人类思维——如是(或逻辑1)和否(或逻辑0)的推理能力。当然,采用同样的二进制逻辑,计算机还可以解决复杂的科学和工程问题以及其他的数据处理问题。自60年代和70年代初以来,曾确信计算机有严重的局限性,它只能解决算术问题。一个全新的完全和人类逻辑思维过程一样的计算机信息工程方法——“专家系统”应运而生。在过去的20多年中,专家系统的技术日臻完善。的确,在许多方面专家系统程序已超过了人类专家。然而,专家系统支持者过分夸大和不现实的性能目标,使得专家系统在学术界引起了争议。

11.2.1. 专家系统原理

什么是专家系统?专家系统基本上是一种“智能”数字计算机程序,它内嵌有某个领域人类的专业知识。如前所述,人类的思维、学习和推理过程是非常复杂的,因此,人类可具有许多领域的专门技能。现以熟悉功率变换系统的故障诊断这方面专门技术的电力电子技术人员为例,该技术员给变换器加功率,并用示波器和其他的测试仪器去测量适当点的电压和电流。接着,基于其知识或技能,他可以判断出哪些元器件不合格或哪些控制元件出了故障。他获得这些知识,是通过受教育和长期工作的体验。问题是,是否可能把同样的知识嵌入计算机程序,用这样的程序来代替人类专家呢?答案是肯定的。然而我们知道,不管计算机程序多么成熟完善,也不能代替人类思维。常规的CAD程序的特点是大量的数值计算和少量的逻辑运算,其算法可以用流程图来描述。这种程序内嵌有知识,而且计算机流程路径可由逻辑信号进行切换。如果这种内嵌知识需要变化,程序就需要进行耗时的迭代运算。另一方面,由于专家系统的结构不同,专家系统的程序特点是完全不同的。图11-1所示为一个专家系统及其组织结构的基本成分。专家系统的核心是知识库,由于这个缘故,专家系统也叫基于知识的系统(knowledge-based system)。领域知识来源于领域专家并编入计算机程序中。领域专家可能是电力电子工程师或技术员,而这些人员可能缺乏编写专家系统程序所需的软件知识。知识工程是计算机科学的分支,它讨论的是知识的获取和使用有力的计算机软件来表达这些知识。一位知识工程师实际上也是一位软件专家,他从领域专家那里获取知识,并将这些知识编译成软件。通常,领域专家(如电力电子工程师)受过知识工程的教育,使他同时又是一位知识工程师。如上图所示,知识库分为二个部分:

- (1) 专家知识;
- (2) 数据、事实和支持专家知识的语句。

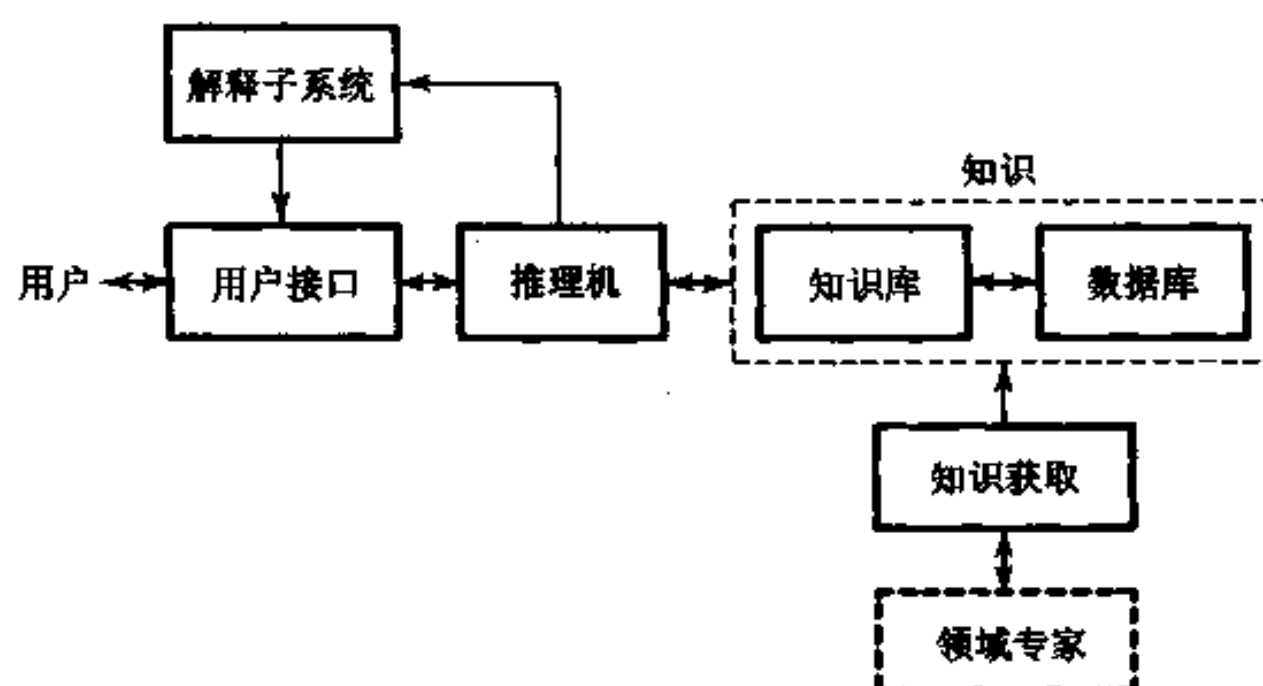


图 11-1 专家系统的基本组成

少量的数据可直接嵌入知识库中,若数据量很大则需另设单独的数据库来支持知识库。这类似于我们专家使用目录一样。知识库主要由一系列 IF—THEN 产生式规则构成。因此,专家系统又叫基于规则的系统(rule-based system),如图 11-2 所示。图中,一个典型的规则可读做:

Rule 1:
 IF : DC LINK VOLTAGE <200 V AND
 AC LINE VOLTAGE IS ZERO AND
 MACHINE SPEED >50% RATED SPEED
 THEN : REDUCE MACHINE SPEED BY 20%

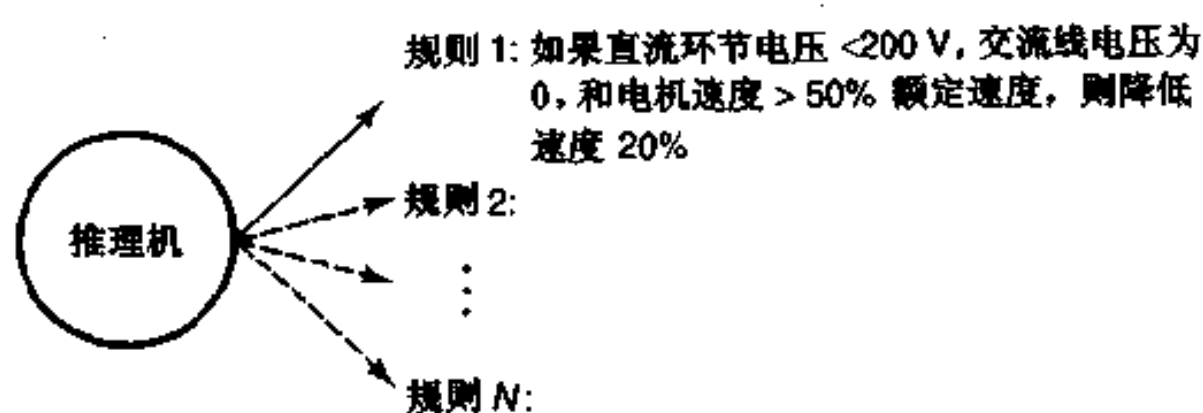


图 11-2 与推理机接口的一组产生式规则

在这个规则中,如果发生短时的电源消失,诊断专家系统可通过再生制动来支撑直流环节电压,以防止交流传动系统发生断电停车。规则中的 IF 语句是前提(先决条件)而 THEN 语句则为结果(结论或作用)。IF 和 THEN 语句部分通常由逻辑操作符 AND(与)、OR(或)和 NOT(非)连接起来,以推出结论。在每一个语句部分内,可能还有逻辑操作符或执行命令语句,这点以后再进行讨论。每一个规则中有许多参量,它们可能是数值、逻辑值或文本值。在上述例子的规则中,直流环节电压、交流线电压和电机速度等参量,在软件中常用符号表示。如果前提部分是真,则规则被“激活”执行,接着执行 THEN 结果语句。规则也可通过确

信度因子和概率模型,如贝叶斯方法,来处理概率事件。规则还可以是混合型的,含有模糊逻辑。知识库的突出特点就在于,它的结构使知识和数据的修改十分容易。当某一问题的专门技能发生变化或技术的进步促使知识变化时,离线修改就变得十分必要了。有时,基于“机器学习”的在线修改知识库也是可能的。知识有时也有“浅”与“深”之分。“浅知识”指的是那些直接来源于领域专家的知识(图 11-1);而基于深知识的规则,则可由系统的模型推导得来,它依赖于设计者或研究者的知识。

如同名字所示,推理机实质上是专家系统的控制软件,它按一定的顺序去检验规则并得出结论。这意味着,前提是真的那些规则将被“激活”,由 THEN 语句决定的控制作用将要发生。如图 11-1 所示,推理机也控制用户接口。推理机采用正向链或反向链推理方法对规则进行检验。正向链(forward chaining)或前提条件法基于演绎逻辑原理,即首先检验前提条件,若为真,则激活规则。另一方面,反向链(backward chaining)或结论规则法的工作原理是归纳逻辑,即推理机先假定规则的结论部分为真,再反过来检验前提条件是否真实以保证规则的合理性。这就像医生诊断病情一样,先假定病人患有某种疾病,再验证是否与假设的疾病一致。有趣的是最成功的专家系统程序 Mycin,是斯坦福大学在 70 年代初为疾病诊断研制的。在专家系统中,正向链和反向链推理法的混合使用可以获得最佳性能。直接的或通过解释子系统的专家系统用户接口也是非常重要的,因为前来咨询专家系统的用户通常是完全或部分缺乏专门技能的人。由于用户不熟悉专家系统的软件和编程语言,所以他们必须使用对用户友好的自然语言来和专家系统进行交流。通过用户界面,专家系统从用户处得到参数值,以这些值为基础搜索知识库,激活相应的规则并在显示器上显示结果。如果专家系统用来进行实时控制,则传感器提供的信号值将引发控制作用,如使断路器跳闸、发出警报或打印输出信息。

与解释子系统接口的用户界面有助于用户以简单的英语或其他自然语言来和专家系统交互。这一点使专家系统完全不同于算法型的程序。所以,一个功能强大的用户界面设计和功能强大的知识库设计具有同等的重要性,因为程序的咨询者是熟练或半熟练的用户。用户界面或接口大体上有两个部分:一个部分是从用户处获取数据或参数值,而另一个部分是向用户提供咨询结果和解释信息。在前一种情况下,可以采用菜单输入信息或输入实际的数值。例如,某一交流传动应用的咨询屏幕会显示下列内容:

你的传动中使用的电机类型?

What type of motor are you using in your drive?

IMCR Induction motor cage type

IMWR Induction motor wound rotor type

BLDM Brushless DC motor

PMSM Permanent magnet synchronous motor

WRSM Wound rotor synchronous motor

or

What is the machine horsepower rating?

在前一帧屏幕中,用户点亮菜单中的某一指定项予以响应。对后一种情况,则需要键入具体的数值。在用户会话栏中,用户必须回答一系列的问题。根据用户的回答,搜索知识库,

激活合适的规则,最终在荧光屏上显示问题的答案。由于用户在某一专业领域内缺乏相应的专业知识,因此,询问用户太多的问题就显得没有意义。对那些比较专业的知识,显示器上都给出HELP(帮助)信息。这些信息给出技术性的解释作为问题的背景材料。编写专家系统程序的一个主要目的就是在某一技术领域内使用HELP信息来大量训练操作人员或用户。除了HELP信息外,程序还具有解释用户通过WHY和HOW命令提出的各种各样问题的能力。当用户被提示需要输入一个参数值时,WHY命令解释为什么需要这一特殊参数的值。这样做有助于澄清用户的模糊概念,而尽管用户具有清晰的技术知识。另外,也有助于回答专家系统可以解释的问题。HOW命令给用户解释专家系统是如何得出这样结论的。这种解释使用户信服这种结论是合理的。另外,在咨询过程中,HELP信息和结果的显示可以利用图形程序,也可以在文本中加入图形。

11.2.2. 知识库

专家系统的知识通常为树形结构,由一个根框架和若干个子框架构成,如图11-3所示。最简单的知识库可以只有一个框架,即根框架,而大型、复杂的知识库则可能为多层框架结构,如图所示。根框架和子框架的结构安排,使其各自都有各自的规则、参数和特征。基于框架的构造使得大型知识库具有积木式多层结构。根框架是基本的核心,它可有子框架(A和B)以及孙框架(C、D和E),如图11-3所示。所有的子框架都把根框架作为先辈。子框架的先辈包括以直线连接到根框架的所有框架。而一个框架的后代则是指以直线远离根框架的全部框架。一个框架,可以有许多先辈,但只能有一个母体。而一个母体框架的子孙框架是没有数量限制的。通常,子框架可以从先辈框架中获取参数,但不能从其后代框架处取得参数。然而,一个框架可以从后代框架处得到规则,却不能从先辈框架中获得规则。

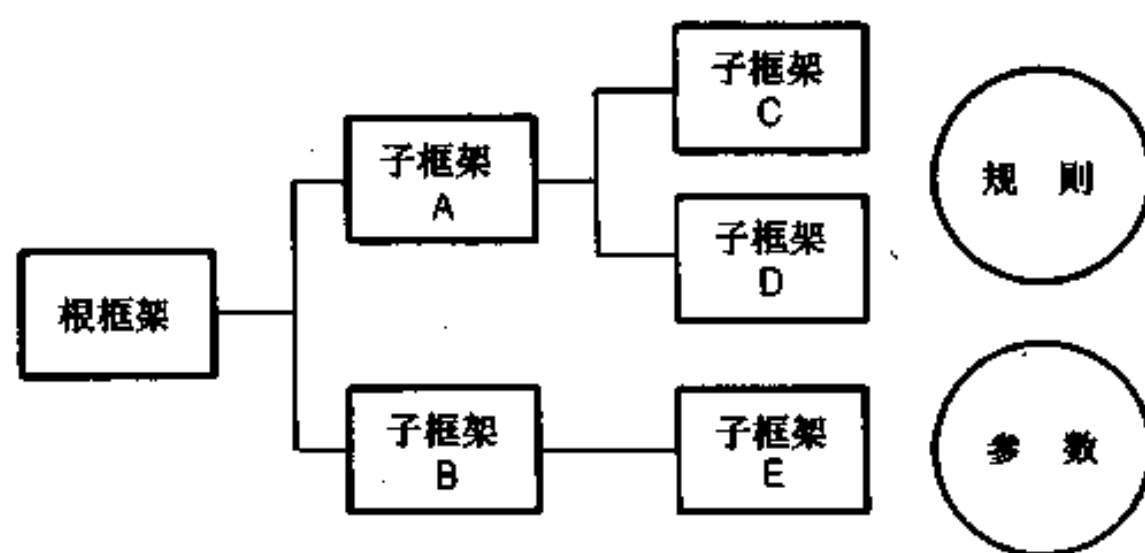


图 11-3 知识库的框架结构

每一个子框架都是专家知识的一个子领域。现以考虑从大公司中挑选适合于某种应用的动力产品问题为例,根框架相当于销售总经理的专门知识,而子框架A和B则分别对应于PWM型电源和谐振环节电源的应用工程师的专业知识。开始,用户同根框架接触,进行有关应用技术性能指标和特性的对话。基于这种对话,若选中的是PWM型电源,则激活子框架A,用户对话从A开始。或者选中的是谐振环节电源,子框架B便被激活。根框架的特征前提规则将会给出具体的例示。从用户处,各个子框架得到相应的参数值(如负载类型、相数、电源电压等)。接着,进行适当的计算,为用户定出满意的清单。子框架C、D和其他的框架可能对应于辅助特征如价格、运输和安装条件等。一个框架或子框架,也可以转到外部子

程序以做出结论,这点以后将要讨论。

在大型和复杂的知识库中,元规则和其他形式的元知识能使专家系统更有效地做出结论。与常规的程序不同,由于元知识的缘故,专家系统具有学习的能力。

元知识(meta-knowledge)是关于知识库操作的知识,而元规则(Meta-rules)是关于规则操作的规则。实际上,知识库有二级操作:通常的领域级和元知识级。元知识级决定着领域级操作的最佳策略。知识库从最有用的规则(即最常被激活的那些规则)中取得经验,接着,在咨询过程中,专家系统首先依次去检验这些规则。避免对不常使用的规则进行检验可使执行速度加快,提高知识库搜索的效率。在一个框架内,元规则引导的规则搜索顺序的一个例子如下:

```
MRule 1:  
IF RULES 1, 3, 9 and 10 are skipped 12 times  
consecutively,  
THEN test these rules at the end
```

知识库中的知识可分为陈述性或事实性知识和过程性或顺序性知识两大类。陈述性知识(declarative knowledge)主要是“做什么”(即知识库的核心),而过程性知识(procedural knowledge)则涉及“如何去做”(即以框架、规则和参数构成的知识库的组织结构)。

最后,在专家系统的软件中采用什么语言呢?从理论上讲,任何一种语言都可以用来开发专家系统,但是有些语言比其他语言更为有效。因为专家系统处理程序的主要部分是符号或非数值,所以,符号处理语言如 PROLOG 或 LISP 一直使用得比较普遍。当然,这些语言的数值计算能力有限。由于 LISP 语言及其派生语言具有强大的功能和灵活性,在所有的语言中最受欢迎。具有很强计算能力的高级语言,如 BASIC、FORTRAN 和 PASCAL 等其他语言也经常用到,但它们的符号处理能力较差。这些高级语言的固有缺点是速度慢,但由于有用户友好的界面,常在离线求解问题时使用。对于在线控制应用特别是对电力电子系统,快速的低级语言如 C 语言甚至汇编语言,都可能是主要的语言。

11.2.3. 专家系统外壳

专家系统外壳(expert system shell),实际上就是设计专家系统的开发系统,它给设计专家程序的知识工程师提供了有效的对用户友好的软件环境。供客户使用已开发好的程序可在外壳里进行咨询,还可输出给兼容机。目前,市场上有许多很不错的商用专家系统外壳出售,对于完全没有专家系统知识的人也可选用。通常,一个性能优良的专家系统外壳应具备下述特点:

- (1) 程序开发和检验的高级交互环境;
- (2) 良好的程序调试工具和知识一致性检验工具;
- (3) 方便地使用外部数据库和求解问题的工具;
- (4) 有图形处理能力;
- (5) 有处理来自开发者和终端用户的不确定性的机制;
- (6) 能用英文(或其他自然语言)解释为什么系统要求信息和系统如何获得结果;
- (7) 有大量在线帮助信息且面向窗口的界面;
- (8) 备有类似英文或其他自然语言那样全面而广泛的基于规则的语言;

- (9) 能全屏幕编辑;
- (10) 有用于高级规则控制的元规则;
- (11) 具有使用用户定义的 LISP(或其他语言)函数来扩展知识库的能力;
- (12) 具有把知识库划分为逻辑上不相同但相互关联结构的框架能力;
- (13) 具有触发功能,如刷新显示;
- (14) 具有估计和设定参数值的其他方法(不是推理和提示)。

基于主框、最小框和个人计算机的许多专家系统外壳可供不同的应用场合使用。适用于个人计算机的几个商用外壳的特点汇总如下:

- **IST CLASS**—Ist-Class Expert Systems, Inc.
IBM PC
Microsoft Pascal and Assembler
- **ART**—Inference Corporation
Sun, VAX, Lisp Machine, IBM PC, TI Explorer
LISP C
- **PC PLUS**—Texas Instruments
IBM PC, TI Business Pro, Compaq Desk-Pro
PC Scheme
- **GURU**—Micro Data Base Systems, Inc.
IBM PC
C
- **EXSYS**—Exsys, Inc.
IBM PC, SUN, Apple Macintosh, VAX
C
- **KES**—Software Architecture and Engineering, Inc.
IBM PC, SUN, VAX, Apollo
C

关于上述外壳详细特征的讨论已超出本章的范围。由于这些外壳的特征具有许多相同的地方,所以,这里简单地介绍 Texas 仪器公司的 PC PLUS 作为补充。

PC PLUS(个人咨询 PLUS)专家系统外壳[5,6],具备迄今所讨论过的、为开发一个好的专家系统应有的全部重要特征。除了实时控制外,它实际上非常适用于电力电子系统中的所有应用。该外壳在 IBM 兼容计算机的 DOS 环境下运行。它采用 LISP 语言的一个变种——PC SCHEME 语言。因此,程序开发者必须熟悉 PC SCHEME 语言。在全屏幕编辑状态下,知识库的开发以定义基本单元开始,如 DOMAIN(知识库屏幕的标题)、框架名、TRANSLATION(描述框架目的的文本)和 GOALS(PC PLUS 试图确定取值的参数)。接着,在输入框架的属性后,键入参数和参数的属性。IF...THEN...规则语句用类似于英语的简略规则语言(ARL)写在写字板上。当然,PC SCHEME 语言也可用来开发规则。前面曾给出的关于规则的例子可用简略规则语言描述为:

```
Rule 001 :
IF :: DCVL < 200 AND ACLV = NO AND MC-SPD > 0.5
THEN :: MC-SPD = MC-SPD * 0.8
```

这里,DCVL、ACVL 和 MC-SPD 均为相应的参数名。每一条规则的属性必须予以定义。一旦系统地定义好了框架、规则和参数以及参数的属性,知识库便产生了。程序将被编译,并准备用常驻的推理机和用户已提供的参数予以执行。编译完成后,PC PLUS 把每一条规则都翻译成英文以检验规则的正确性。程序开发结束后,执行程序版本或用户程序将在 DOS 环境下独立运行。在 PC PLUS 内,推理机随知识库和用户接口自动载给用户程序。如前所述,用户对话框以英文出现。用户程序或以 LISP 语言的形式出现,用于对时间要求不高的场合;或以 C 语言编写,用于内存少和快速执行的场合。当程序常驻外壳时,开发者很容易对其进行修改,但在用户环境下则不允许修改程序。前面已提到,知识是用 HELP、WHY 和 HOW 信息安排在分级框架结构中的,用 CONSIDERFRAME 函数说明一个新的框架产生的例子如下:

```
IF :: MOTOR-TYPE = INDUCTION-MOTOR
THEN :: CONSIDERFRAME IM
```

这里,前提规则从根框架将操作转移到 IM 子框架。除非规则的前提属性中明确指出采用的是正向链推理法,否则推理机默认采用反向链推理法对规则进行检验。

在咨询过程中,外壳可与外部文件和程序交互,如图 11-4 所示。少量的数据可直接内嵌于程序中,但如果数据量很大如产品目录查询,则需使用 dBASE 数据库文件。利用 dBASE 函数,外壳可以从数据库中获得信息 (DBASE-RETRIEVE), 修改信息 (DBASE-REPLACE), 添加信息 (DBASE-APPEND), 删除信息 (DBASE-DELETE) 或打印信息 (DBASE-REPORT)。从外壳也可以咨询 Lotus1-2-3 展开表文件。在 PC SCHEME 语言环境中,知识库中的规则可以处理简单的逻辑运算和数值计算。但是,对于复杂的计算,如解微分方程,则必须进入外部 DOS 程序中求解,如图 11-5 所示。WRITE-DOS-FILE 函数把参数值载到输入数据文件,而 DOS-CALL 函数暂停外壳运行,暂时将控制交给 DOS,执行完 DOS 程序后再重新启动外壳。最后,READ-DOS-FILE 函数从输入数据文件中获取数据。外壳可以控制和传送数据给仿真程序,这点以后再做讨论。在设计试验线路板和样机前,对电力电

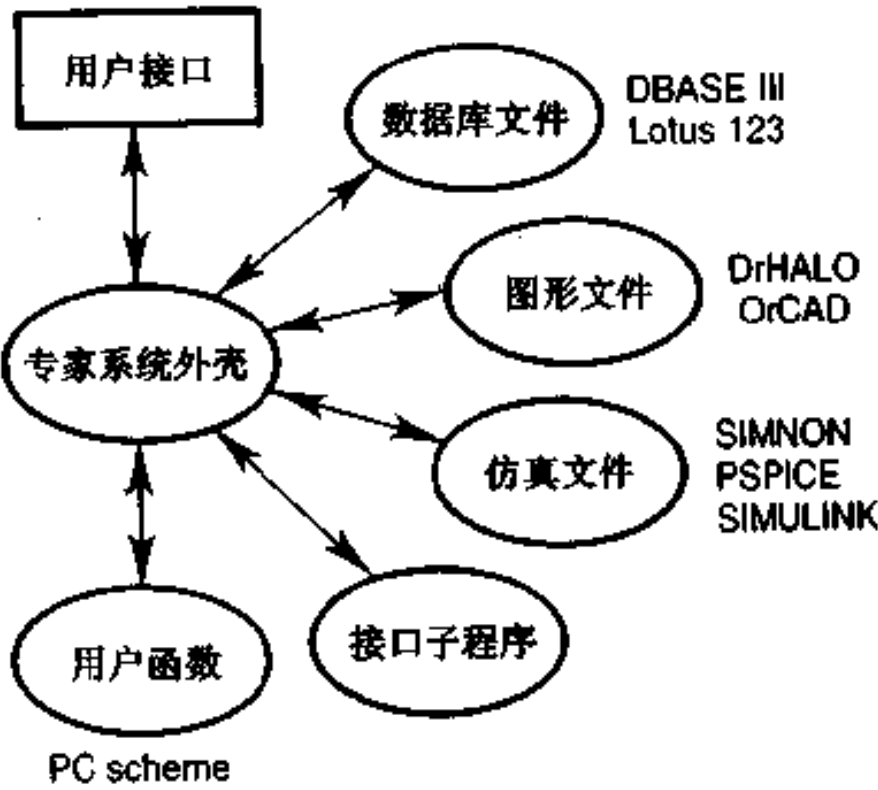


图 11-4 专家系统外壳的外部接口

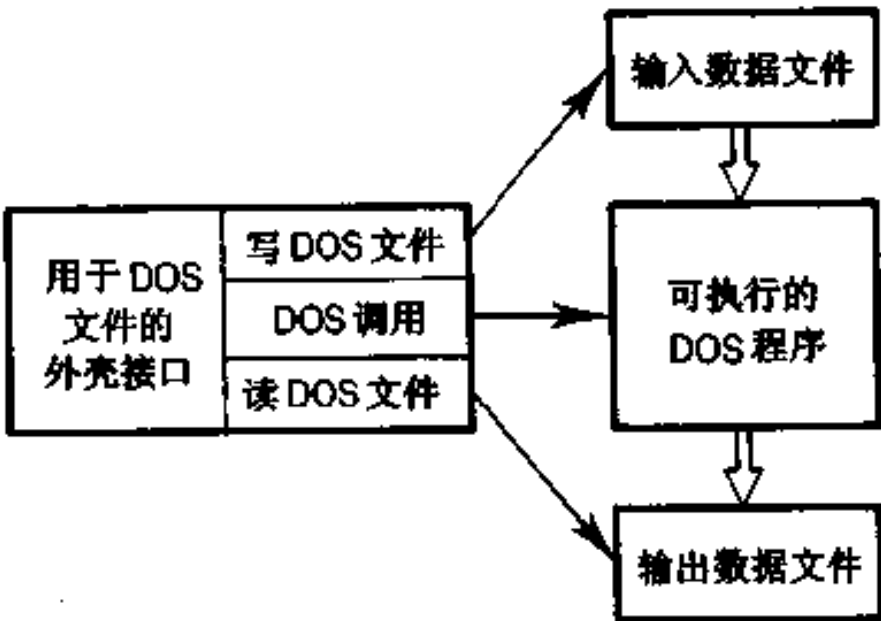


图 11-5 专家系统外壳与 DOS 程序的接口

子系统进行专家系统辅助仿真是很重要的。如前所述,外壳的重要特点就在于它可以把图形归并在知识库中。首先,采用第三个图形编辑器,如 DR HALO (Media Cybernetics) 或 ORCAD (Orcad Systems) 来产生图形。外壳图表应用程序 SNAPSHOT 记录图形并将其压缩成文件。在咨询过程中,当数据库需要这些图形时,用 SNAPSHOT 放大工具恢复图形以供使用。最后,用 PC SCHEME 语言或以其他语言编写的用户函数可以和外壳一块使用。这些函数或由用户定义,或是用户编写的。

11.2.4. 设计方法

利用 PC PLUS 外壳设计一个专家系统的完整过程详见文献[5,6]。事实上,迄今为止有关专家系统原理和外壳的所有讨论均适用于专家系统的开发。下一节中的具体应用实例可以加深对设计方法的进一步理解。概括起来,设计的基本步骤如下:

(1) 分析所要解决的问题是否有足够多的成分值得用专家系统程序来解决。否则,一般的计算程序便足够用了。如果有必要,还可以考虑用后面将要讨论的模糊逻辑和神经网络来求解。

(2) 获取有关此问题的全部信息或知识,以矩阵、图表或其他形式进行组织分类。领域专家和知识工程师应视为同一个人。

(3) 挑选合适的编程语言。实时控制可以 C 语言为基础,离线程序可选 LISP 语言等。程序可以是离线的并以 PC 机为主。

(4) 选择外壳,如为 PC PLUS。

(5) 分析知识,将其分解成若干个框架。对于小问题一个框架就够了。定义框架的属性。

(6) 确定每一个框架的参数和参数的属性。

(7) 确定每一个框架的规则和规则的属性。

(8) 设计所有的图形,使用 DR HALO 或 ORCAD 编写图形文件。

(9) 使用外壳和调试工具,一步一步开发知识。

(10) 设计用户对话框以获取咨询数据。

(11) 设计 HELP 子程序。

(12) 开发 DOS 程序、dBASE 程序和其他必需的接口并与数据库组合起来。

(13) 调试和检验全部程序。

(14) 产生客户磁盘和交付使用。推理机从外壳中自动载入客户程序中。

11.2.5. 在电力电子和传动系统中的应用

目前,专家系统技术实际上业已成熟。然而,在电力电子和传动中的应用却寥寥无几。其实,专家系统应用十分广泛,例如从实验数据中建立数学模型、选择某种特殊应用的自动售货机、电路和系统的自动化设计、仿真性能优化、在线或离线故障诊断、容错控制、性能的自动检测、性能优化的实时性等。在这一节中,简要地介绍几个应用的例子。

交流传动产品的选择 利用专家系统,不太熟练的用户可以选择到最合适的传动产品。通常,用户决定应用的性能要求,然后广泛咨询应用工程师以决定购买的产品。由具有传动技术并熟悉公司产品的应用工程师进行计算,查询产品目录,推荐合适的产品。对于大公司,熟悉一般应用的工程师先和用户进行交谈,然后把用户介绍给熟悉感应电动机或同步电机传动专业知识的有关应用工程师。在专家系统中,应用工程师的经验和产品目录可以存储在知识库中。用户通过与专家系统的对话,提供所有有关信息。在对话的基础上,对知识库和

数据库进行搜索,推荐合适的产品。用户自己也就可能具有了电力电子方面的经验,可以挑选感应电机或同步电机、电压型或电流型逆变器,选择功率器件以及感兴趣的某个产品。用 PC PLUS ARL(简略规则语言)表达的一个典型的规则如下:

```
IF :: MOTOR = CAGE-ROTOR-INDUCTION-MOTOR AND
    APPLICATION = FAN AND
    LINE VOLTAGE = 220-V AND
    PHASE = THREE AND
    POWER = 20-HP AND
    SPEED REVERSAL = NO

THEN :: PRODUCT = TOSHIBA-VT130HOU-2220
```

图 11-6 给出了咨询的简化流程图。传动参数裕度的选择由加速—减速的需要决定,而相应逆变器参数裕度系数可利用 DOS 文件来计算。图 11-7 为知识库的框架结构。根框架包括程序的“目标”参数、从用户处得到的“原始”参数和控制子框架例示的规则。子框架 IMCR、IMWR 和 PMM 分别与笼型式电机、线绕转子式感应电机和永磁电机的信息有关。虚线子框架用于以后的扩展。数据库中备有包括负载类型信息的产品目录,可以从任何子框架中获取这些信息。专门的专家系统可以帮助用户从三个不同公司的产品目录中挑选异步电机的传动装置。

监视与诊断 工业设备的故障诊断是专家系统早期较为普遍的一种应用。诊断分为离线和在线两种。离线诊断或故障查寻通常在断电下进行,并使用专家系统来确定故障。在这种情况下,诊断技术员的经验内置于知识库中。诊断过程中可以是静态的,也可以是动态的。静态专家系统引导操作人员一步步检查故障,操作员把观察到的症状以对话形式输入计算机。接着,专家系统搜索知识库,并将结果在荧光屏上显示出来。而在动态专家系统中,上述所有步骤均为自动执行,无需用户的干涉就会给出诊断结果。

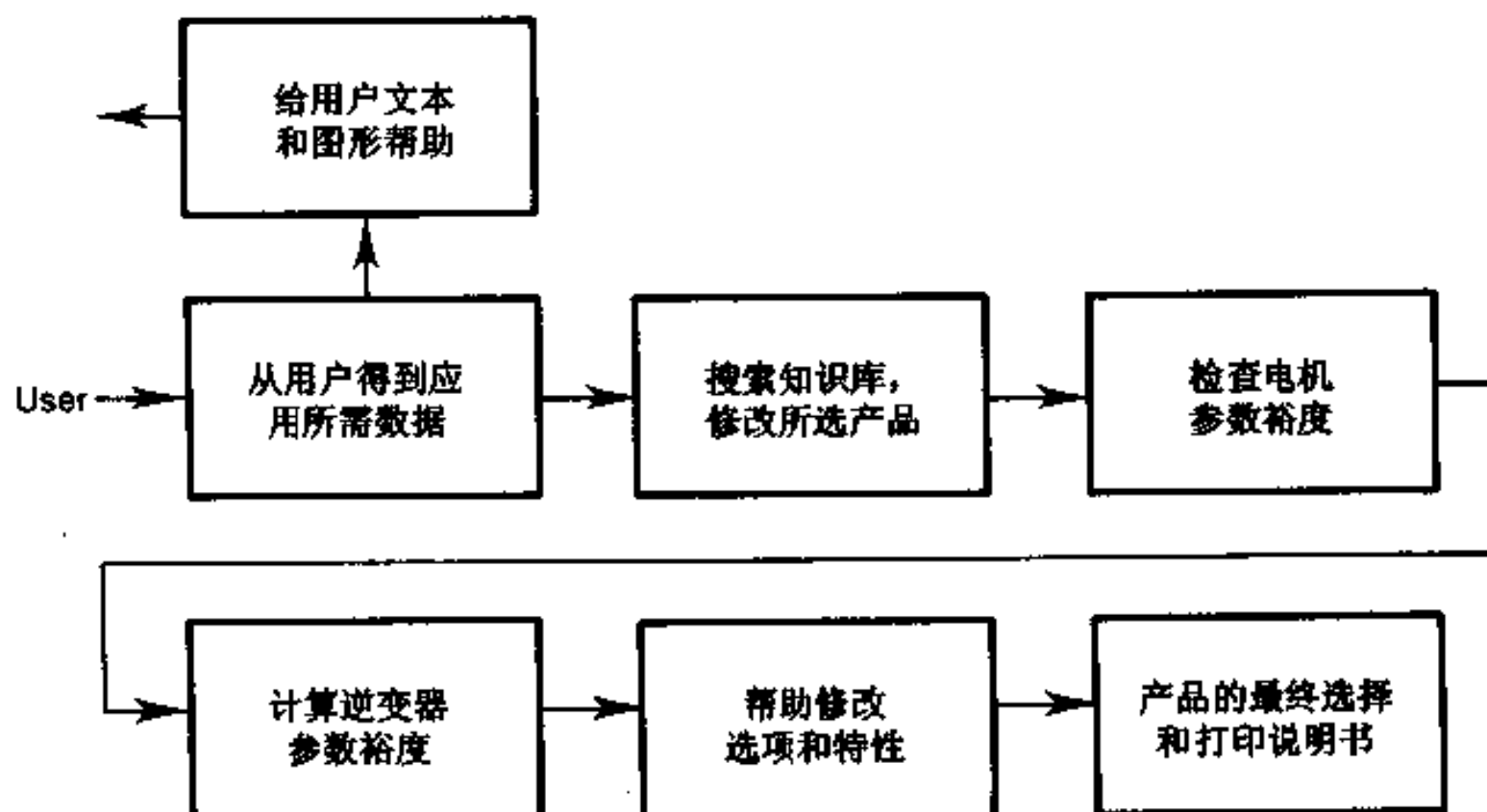


图 11-6 传动产品挑选的流程图

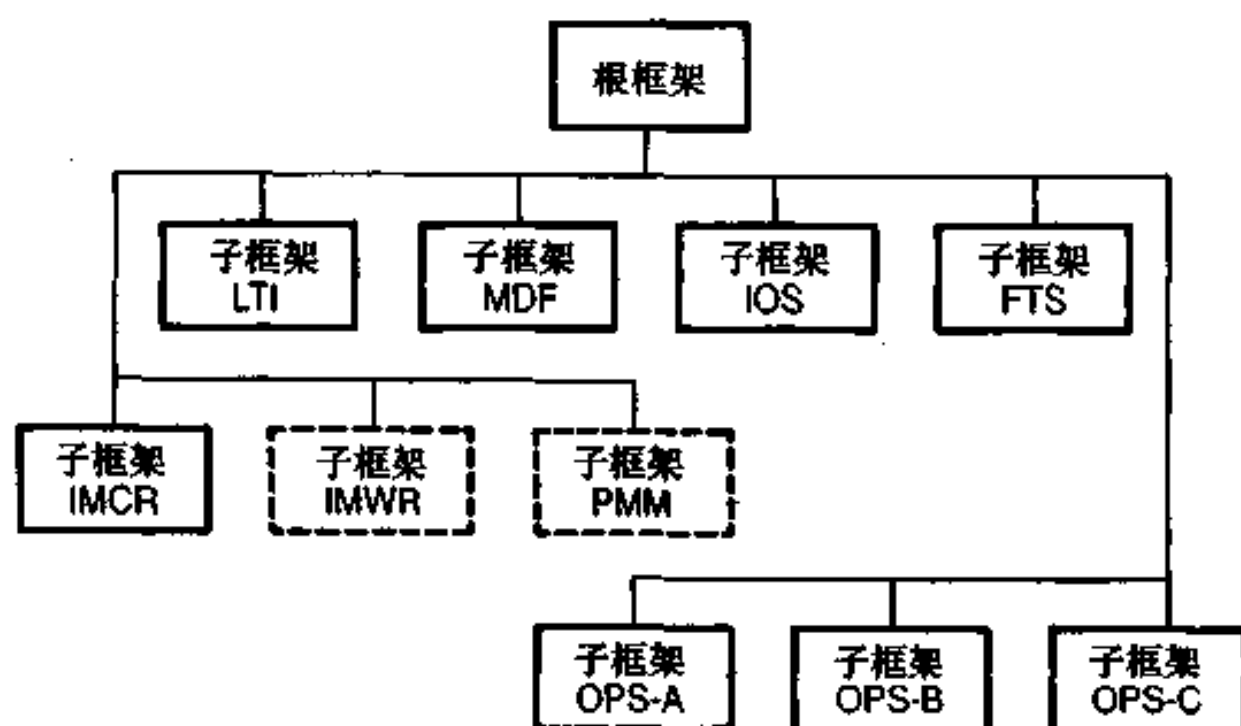


图 11-7 传动产品选择的框架结构

LT1——负载类型信息；MDF——电机降容因子；IOS——逆变器裕度因子；

FTS——有效候选传动的特点；IMCR——笼型感应电机；IMWR——线绕转子感应电机；

PMM——永磁电机；OPS-A/OPS-B/OPS-C——制造商提供给用户的不同选项

基于专家系统的在线诊断相当复杂，主要是为了保持装置的可靠性和安全性，避免不必要的断电。例如，在电压源逆变器交流传动中，交流线电压和电流、直流环节电压和电流、IGBT门驱动逻辑信号、电机定子电压和电流、定子绕组温度等信号，都可以检测出来送入常驻诊断程序的微机中。监视、报警和保护功能很容易归并于诊断系统。在线诊断的规则例子，前面已提到。专家系统可设计用来监视传动系统，使之处于全部完好状态，避免预防性的停机，使系统实现容错控制。

传动系统的设计、仿真和控制 在交流传动设计的传统方法中，具有传动技术知识的电力电子工程师使用纸、笔、计算器和CAD程序来设计系统。利用迭代计算，对系统进行仿真和性能优化。在制造样机之前，设计实验线路来验证系统的性能。在这一类应用的专家系统中，用于设计间接矢量控制的感应电动机(IVC-IM)传动的专门知识，可装入知识库以帮助不够熟练的设计人员自动进行传动系统的设计、仿真、测量和性能优化。IVC-IM传动系统如图11-8所示。具体操作步骤如下：

(1) 设计变换器系统[9]。

(2) 仿真变换器—电动机系统，优化动力电路的设计[10]。

(3) 设计IVC-IM传动系统，进行混合仿真、优化控制，把实时控制器子程序装入实验传动中[11]。

与图11-8所示的电压源PWM变换器系统相关的专门知识，以框架、规则和参数的格式存入知识库中，与电力半导体器件有关的数据存入数据库。性能指标工作表中的图形数据采用TableCurve (Jandel Scientific)软件程序以方程的形式存入。在咨询过程中，用户提供详细的负载条件、电源和其他的性能指标。利用这些信息，由专家系统计算电力半导体器件的额定值，对从数据库取出的已设计好的元件进行修改。计算还涉及到缓冲元件和滤波电容器的容量、功率器件的导通和开关损耗。利用热学模型求出散热器的尺寸。最后，将整个变换器系统及其元件明细表全部予以显示。下面给出用简略规则语言编写的一个简单例子。

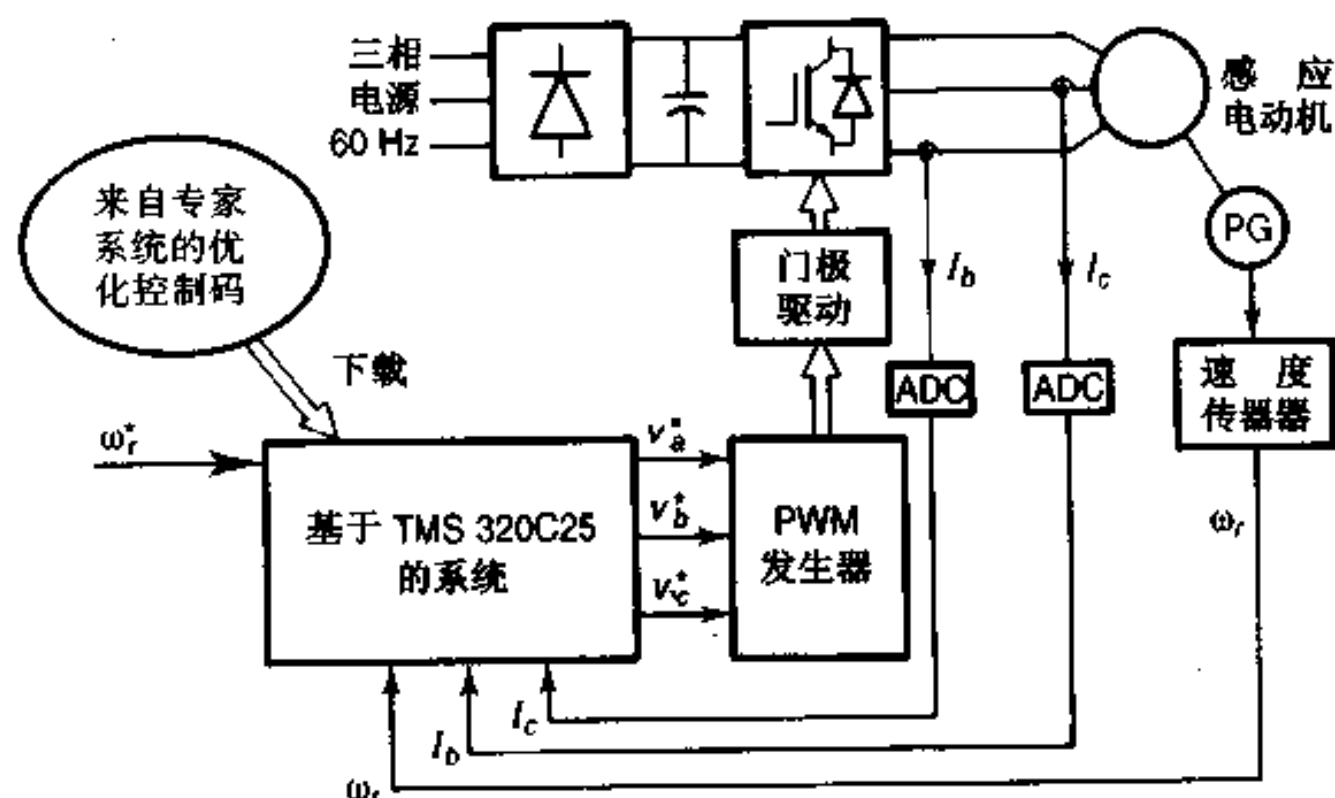


图 11-8 以 TI-TMS320C25 为控制器的间接矢量控制感应电机传动系统

IF :: ID-AV IS KNOWN AND
FORM-FACTOR IS KNOWN AND
NO-OF-PHASES = THREE-PHASE
THEN :: IS-RMS = FORM-FACTOR * ID-AV

这里,预先计算好的波形系数以分段线性方程的形式送入知识库。这个规则用来计算整流二极管额定电流的有效值。

设计完成以后,专家系统将设计的参数值传给 PC-SIMNON (Engineering Software Concepts)的变换器仿真程序。根据用户的选择,在专家系统的控制下,所设计系统的仿真结

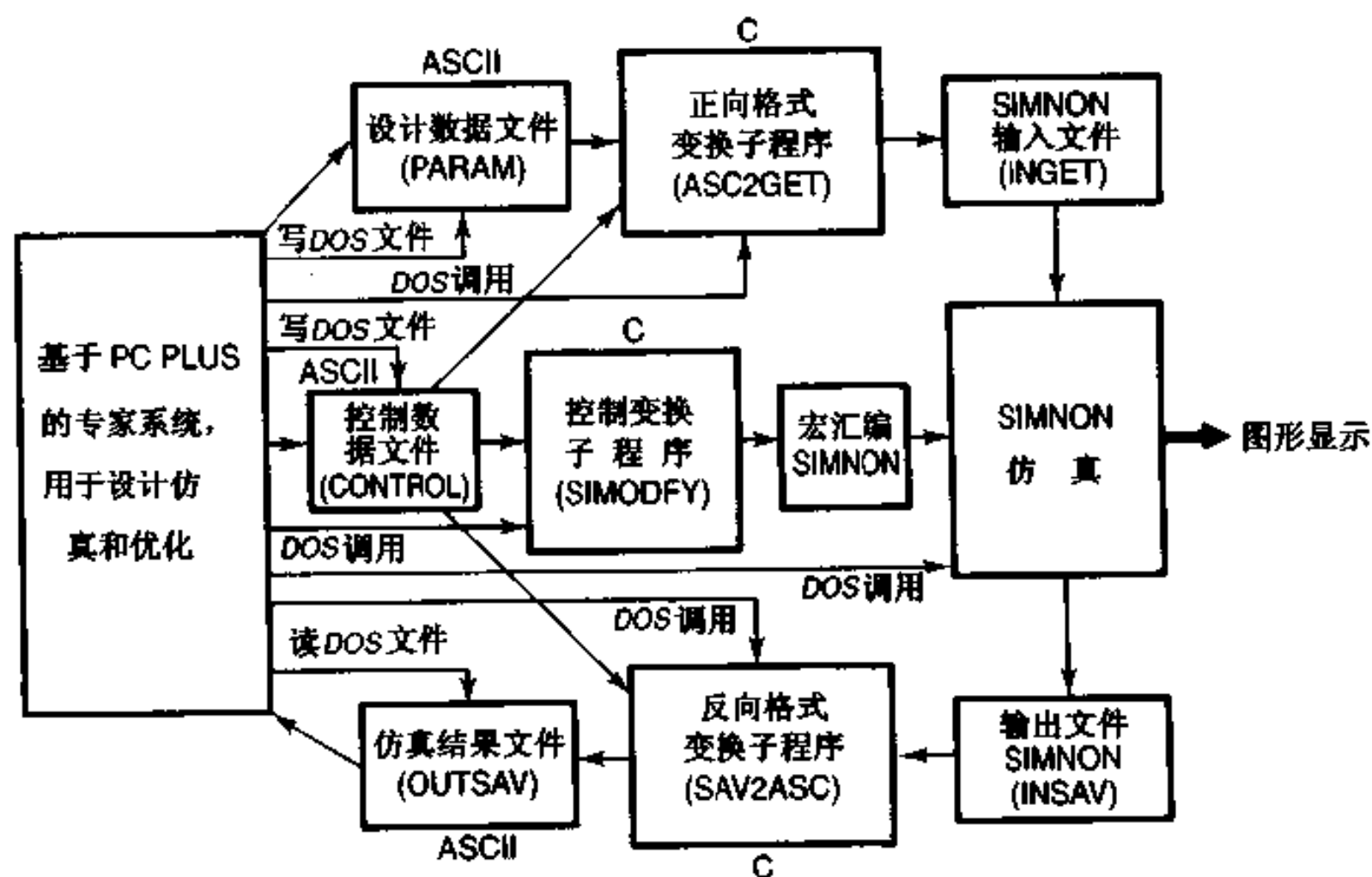


图 11-9 专家系统与显示所有接口子程序的 SIMNON 仿真程序的接口

果反送回专家系统。知识库中内嵌有指导仿真、进行智能测试和性能优化的专门知识。采用迭代计算的仿真程序对缓冲元器件的设计进行优化,检验器件在最坏情况下电压和电流处于器件的规定安全区内。仿真结果还可以送给 PC-MATLAB(Math Works 公司)用于进一步的信号处理,如绘出快速傅里叶变换的波形。专家系统软件具有高度的模块化结构,很容易进行修改,以便包括其他的变换器拓扑结构。

基于 PC PLUS 外壳的专家系统与 SIMNON 仿真软件间的接口稍微有些复杂,如图 11-9 所示。关系的复杂性来源于二者以不同的特殊形式接受和存储数据。正如图中所示,专家系统以 ASCII 码形式读写数据,而 SIMNON 则以特殊的标记形式读写数据。另外,对于完全自动进行的仿真过程以及由用户从专家系统进行控制的仿真过程,仿真命令文件(或宏指令)必须由专家系统进行修改。控制变换子程序完成这种功能。在一个用户要求的典型咨询期间,执行下述规则:

```

IF :: DESIGN-DONE AND
    USER-CHOICE = SIMULATION

THEN :: WRITE-DOS-FILE 'PARAM.DOT' We INPUT_VOLT
        SOURCE_L
        FILT_CAP VDO K MFs POWER_IGBT_IC T_RISE SNUB_R
        SNUB_C
        LEAD_L T_FALL
        AND WRITE-DOS-FILE 'CONTROL.DAT' CHOICE NO-OF-
        PHASES
        AND DOS-CALL 'ASC2GET.EXE'
        AND DOS-CALL 'SIMODIFY.EXE'
        AND DOS-CALL 'SIMON.EXE'
        AND DOS-CALL 'SAV2ASC.EXE'
        AND READ-DOS-FILE 'OUTSAV.DAT' IMAX

```

这个规则从专家系统中以参数列表形式将设计结果传给 PARAM 文件,同时把仿真用的控制参数传给 CONTROL 文件。接着,专家系统调用和执行基于 C 语言的接口子程序 ASC2GET,以便从专家系统那里得到正向格式的变换数据。这个子程序的输出存储在 INGET 文件中,可由 SIMNON 读走。子程序 ASC2GET 从专家系统中获得参数的全部列表,而 INGET 文件仅得到用户挑选的子程序所需的参数,如 CONTROL 文件所示。接下来,专家系统调用另一个基于 C 语言的控制变换子程序 SIMODIFY,去产生自动执行的宏文件 SIMNON,用来控制用户所选择的仿真。一旦 SIMNON 被激活,这个宏文件便会自动引导 SIMNON 读 INGET 文件的数据,进行仿真、存储和显示关键变量的值,把有关的值存入输出文件 INSAV 以供专家系统使用,也将有关的值输出给用户。专家系统紧接着执行反向数据格式变换子程序 SAV2ASC 去转换数据文件 INSAV 为 ASCII 码文件 OUTSAV,这样,专家系统就可以读出这些数据。

最后,整个传动系统通过混和仿真进行设计和研制。完成控制器性能优化以后,TMS320C25 数字信号处理器的控制码载入实验传动,如图 11-8 所示。基于专家系统的程序和程序接口的结构详见图 11-10。首先,用户给出详细的性能指标和电源条件。在此基础上,进行电机、变换器(前已论述过)和控制的设计。速度环和电流内环控制器(同步电流控制)具

有比例和积分增益,它们已依据前面的分析谨慎地被初始化了。利用仿真结果,专家系统对这些值进行优化。在速度环之前,先把各电流环调谐好。

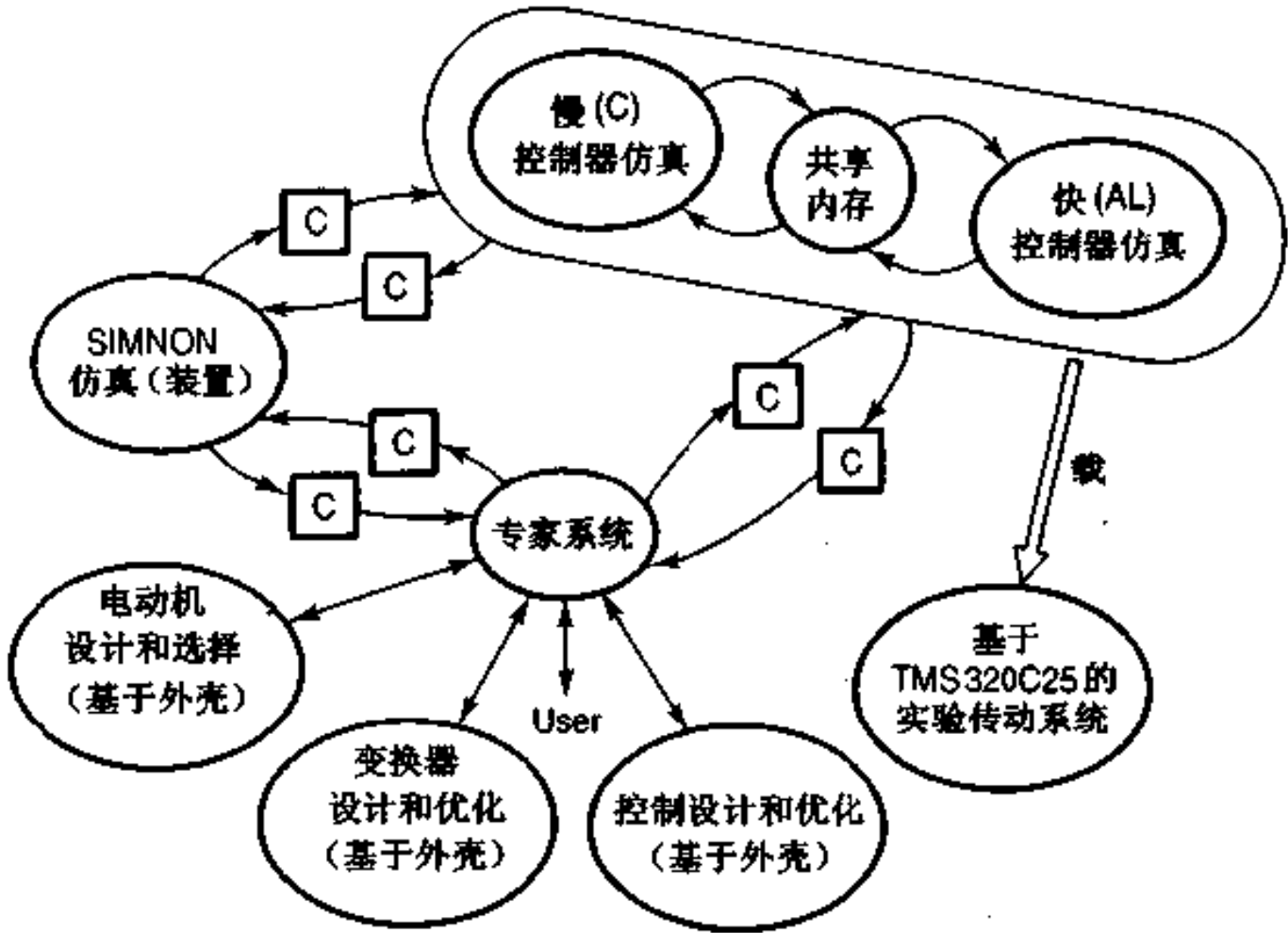


图 11-10 带仿真接口子程序矢量控制传动系统的专家系统的设计和仿真

该仿真的重要特点就在于它是混合的,即用非实时的 SIMNON 进行变换器和电机的仿真,而采用 TMS320C25 DSP 对控制器进行实时仿真。速度环用 C 语言仿真,而快速的电流环用汇编语言仿真。实时控制器仿真的目的,就是控制器调谐好之后控制软件可以直接载入实验系统。这个方法的优点是显而易见的。借助于 DOS 批处理文件,装置和控制器的仿真随着某一采样时间(本例中为 $200\ \mu\text{s}$)连续地依次出现,如图 11-11 所示。需要注意的是,与控

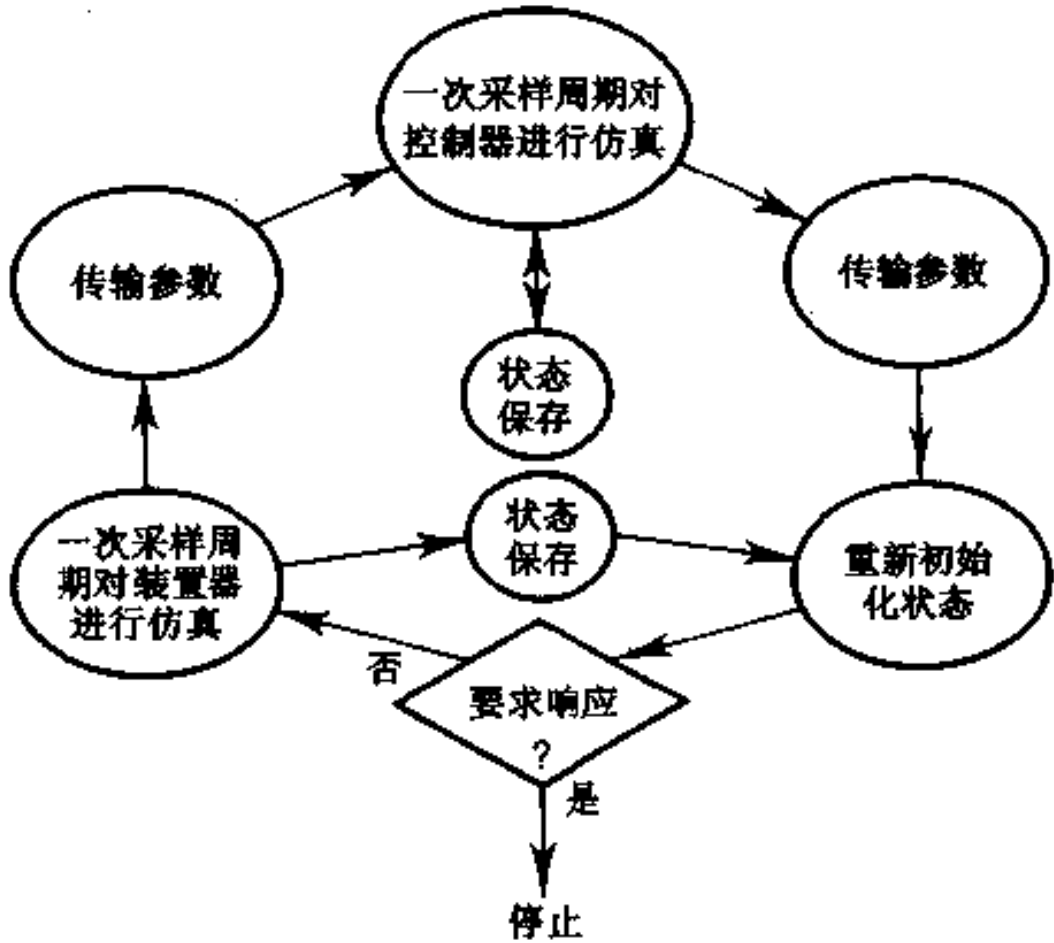


图 11-11 装置(用 SIMNON)和控制器的连续仿真

制器仿真相比, SIMNON 仿真是非常慢的。在每一个仿真周期结束时, SIMNON 仿真停下来, 把状态值传给控制器。类似地, 在仿真的期间控制器也停下来, 把状态值传给 SIMNON。SIMNON 十进制的输出状态转换为控制器的 16 进制格式, 反过来也一样。控制器和专家系统接口之间也需类似转换。在任何时刻, 如果用户要求显示响应, 所有的仿真程序都必须处于暂停状态。除了 SIMNON 语言外, 另一种仿真语言如 SIMULINK(Math Works 公司)也是很有用的。

11.3. 模糊逻辑

模糊逻辑是人工智能的另一种形式, 但其历史和应用都不及专家系统。长期以来, 一个有争议的问题是: 人类的思维并不总是遵循清晰的“是”—“否”逻辑, 而经常是含混不清的、不确定的、优柔寡断的, 即模糊的。有鉴于此, 加利福尼亚大学柏克利分校的计算机科学家 Lofty Zadeh 于 1965 年提出了“模糊逻辑”或模糊集合理论[16], 该理论逐步发展成人工智能中的一个学科。在模糊逻辑和专家系统中, 其推理的基本方法是一样的, 所以, 模糊逻辑又叫做“模糊专家系统”。模糊逻辑可以给专家系统以补充帮助, 常常和专家系统一块使用来解决复杂的问题。模糊逻辑近来已广泛地应用于过程控制、建模、估计、辨识、诊断、股票市场预测、农业、军事科学等方面。有趣的是, 专家系统医疗诊断程序 Mycin 的模糊逻辑版本已经问世。

11.3.1. 模糊逻辑原理

什么是模糊逻辑? 与布尔逻辑或清晰逻辑不同, 模糊逻辑处理那些含混不清、不确定、不精确或量化的问题, 这点前面已经提到。它用来模仿人类的思维, 而这种思维本质上常常是模糊不清的。在传统的布尔逻辑集合理论中, 一个特殊的事物或变量要么是一个集合中的成员(逻辑 1)要么是它的非(逻辑 0)。另一方面, 在以模糊逻辑为基础的模糊集合理论中, 一个特殊的事物具有某一特定集的隶属度, 它可以在 0(完全不属于该集)到 1(完全属于该集)范围内的任何地方取值。这个特性使模糊逻辑以非常自然的方式去处理非统计不确定的情况。需要指出的是, 尽管模糊逻辑处理的是不精确的信息, 其基础却是合理的量化数学理论, 而这一理论近几年来取得了长足的进展。在这一节, 将要讨论应用于过程控制、建模和估计的简单模糊逻辑理论。

模糊变量的值可以用自然英语语言来描述, 以图 11-12(a)为例。电机定子温度用量化的语言变量定义(如定义为模糊集 fuzzy sets 或模糊子集

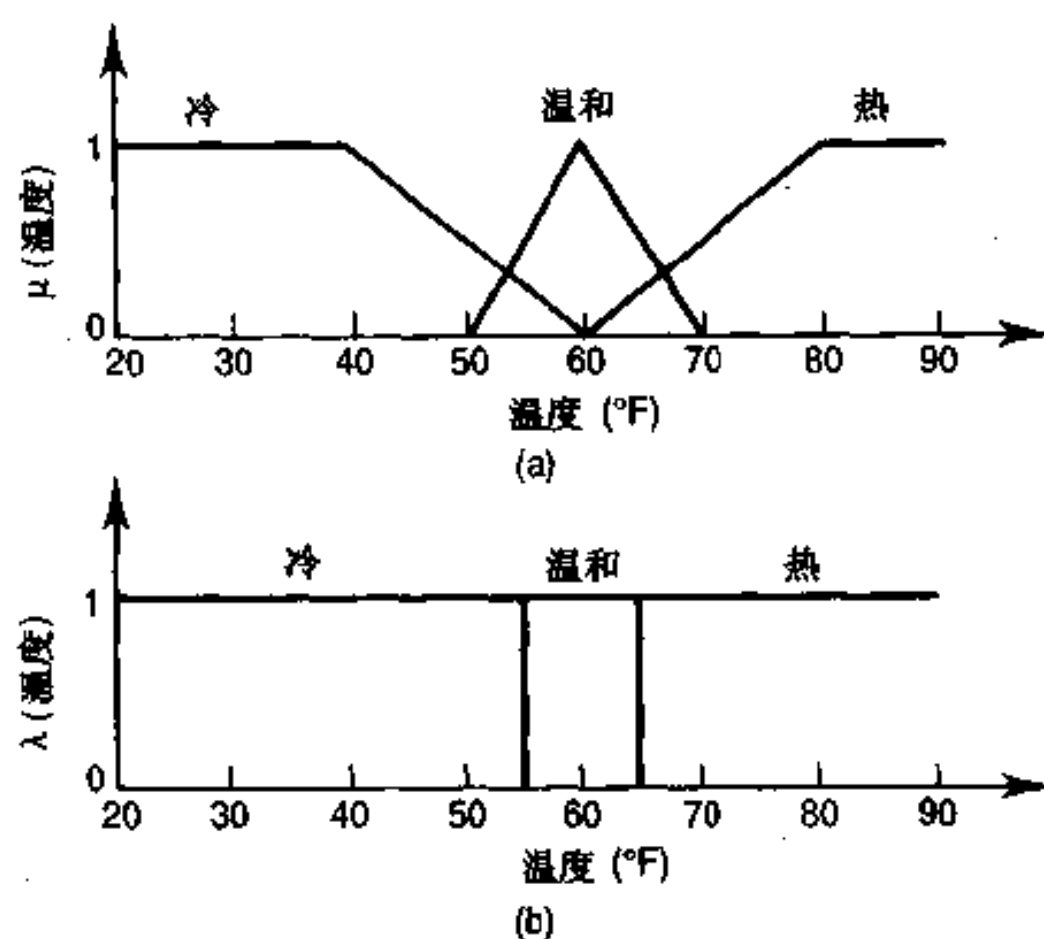


图 11-12 温度表示法
(a) 模糊集 (b) 清晰集

fuzzy subsets)为冷、温和、热。这里,每一个变量可以用三角形或分段直线的隶属函数(MFs)来表示。模糊集还可以分得更细,如零、很冷、比较冷、比较热、很热等,用以精确地描述变量。虽然三角形隶属函数最常用,但也有梯形或高斯型(钟型)的隶属函数。在图 11-12(a)中,如果温度低于 40°F,它完全属于冷集,即隶属函数的值为 1。然而对于 55°F,它属于冷集的 30%(MF=0.3),属于温和集的 50%(MF=0.5)。对于高于 80°F 的温度,则完全属于热集(MF=1)。隶属函数可以用数学方程或查询表来表示。作为对比,在图 11-12(b)中给出了相应的清晰或布尔分类法,即低于 55°F 的温度仅属于冷集(MF=1),55°F 到 65°F 的温度仅属于温和集(MF=1),而高于 65°F 的温度全部属于热集(MF=1)。这些集不存在温度定义范围之外的温度(MF=0)。与描述模糊变量(温度)相关的数值区间被定义为论域(universe of discourse)(在图 11-12 中由 20°F 到 90°F 的范围)。

布尔逻辑的基本性质也适用于模糊逻辑,这些特性将在下面予以描述。设 $\mu_A(x)$ 表示模糊集 A 给定元素 x 的隶属度。

并集 给定两个定义在论域 X 上的模糊集合 A 和 B ,则并集($A \cup B$)也是 X 的模糊集合,其隶属函数定义为

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (11.1)$$

式中, x 是 X 的任意元素。它等价于布尔代数的或逻辑。

交集 论域 X 上的两个模糊集合 A 和 B 的交集表示为 $A \cap B$,则隶属函数定义为

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (11.2)$$

它等价于布尔代数的与逻辑。

补集或非集 论域 X 上的给定集合 A 的补集表示为 $\neg A$,其隶属函数定义为

$$\mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (11.3)$$

它等价于布尔代数的非运算。图 11-13 用直观的图形表示了上述定义,它们都具有三角形隶属函数。

11.3.2. 模糊控制

模糊控制(fuzzy control),是指基于模糊逻辑描述一个过程的控制算法。一个模糊控制器主要嵌有操作人员的经验和直觉知识,有时也包含有装置的设计和研究人员的经验和知识。传统的控制设计通常是以对象的精确数学模型为基础的。如果可以得到参数已知精确数学模型,那么,可以用伯德图或奈魁斯特曲线来分析它。这样,控制器可以依据某些确定的性能来设计。虽然可用 CAD 程序来完成这种设计,但这个过程是冗长和耗时的。遗憾的是对于复杂系统,如水泥厂、核反应堆或其他类似的装置,很难建立一个合理而精确的数学模型。而另一方面,操作人员却对这个控制过程有着丰富的实际经验。一个电力电子系统的模型常常是不完善的。即使装置的模型是已知的,也存在有参数变化的问题。有时,模型是多变量的、复杂的和非线性的,诸如交流电机的动态 $d-q$ 模型。交流电机传动的矢量控制或磁场定向控制可以解决这个问题,但精确的矢量控制几乎是不可能的,而且较大范围的参数变化问题在系统中仍然存在。为了解决这些问题,基于自调整(STR)技术的各种自适应和鲁棒控制,模型参考自适应控制(MRAC)和滑模或变结构控制均得到了发展。另一方面,模糊控

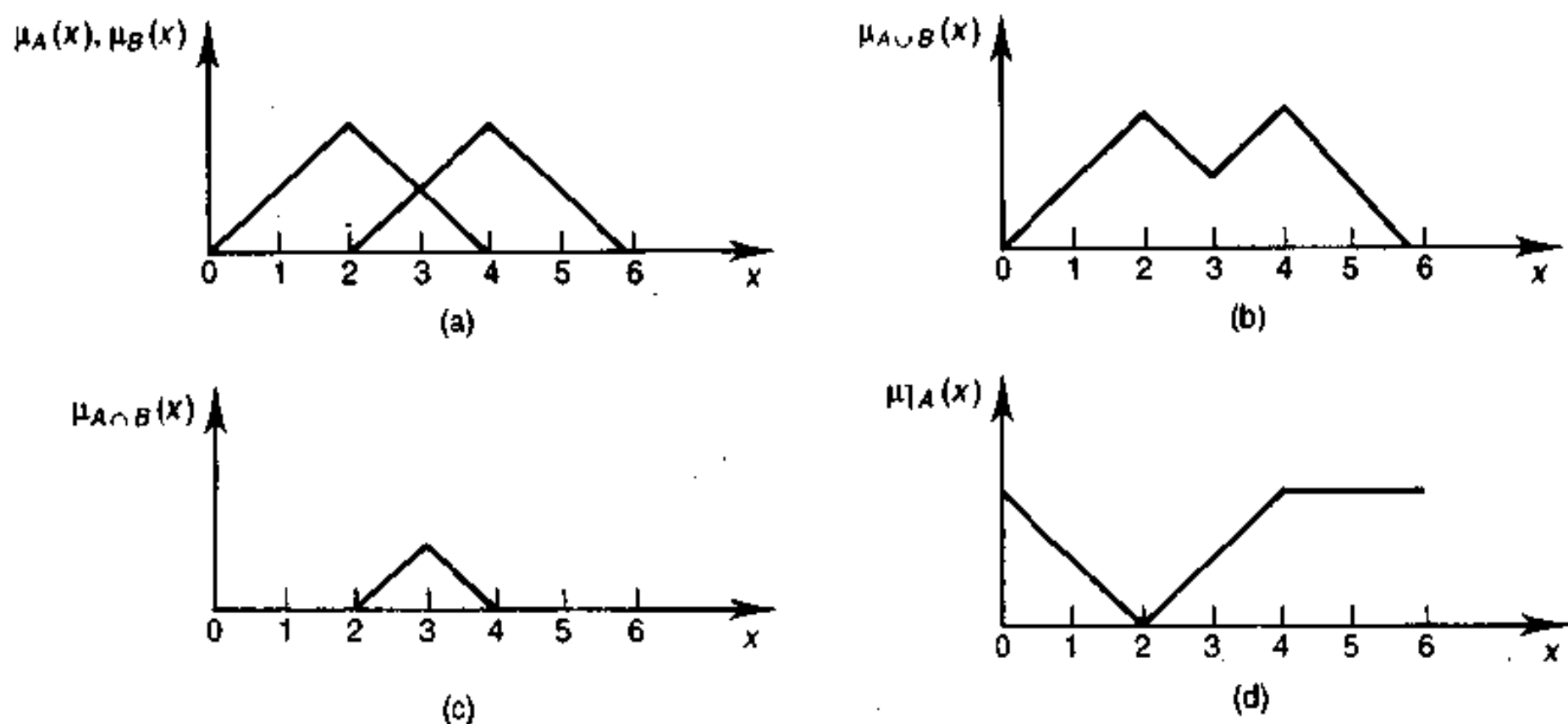


图 11-13 模糊集合基本运算

(a) 模糊集合 A 和 B (b) 并集 $A \cup B$ (c) 交集 $A \cap B$ (d) 非集 $\neg A$

制则不需要装置的模型。如前所述,模糊控制仅依赖于操作人员的经验和直观推断,是非常容易应用的。就装置参数的变化而言,模糊控制基本上是自适应的,具有很强的鲁棒性。事实上,模糊控制的性能比上述各种方法的性能都更好。

自从 Zadeh 提出模糊逻辑理论以来,Mamdani[18]和 Mamdani 与 Assilian[19]首次把该理论用到对动态过程的控制上。这是一个很了不起的贡献,因为它引起了该领域后来者的广泛兴趣。他们的工作是控制一台小型的实验室蒸汽机。控制问题是通过锅炉加热和蒸汽机的节流阀来调节蒸汽机的速度和蒸汽压力。这个过程的困难在于它是非线性的、有噪声的和强耦合的过程,没有数学模型可供使用。纯粹依靠操作人员经验设计出来的模糊控制器,结果性能很好,超过了人工控制。几乎与此同时,Kickert 和 Lemke[20,21]对一个试验性的温水箱的模糊控制性能进行了验证。通过改变水箱里热交换器热水的流速来调节以恒定水流量流出水箱的热水温度。Mamdani 和 Assilian 的成功促使 King 和 Mamdani[22]采用模糊算法控制实验规模的分批化学反应堆的温度。后来,Rutherford 与 Carter[23]和 Ostergaard[24]分别成功地把模糊控制应用于冶金炉和热交换器。接着,Tong[25]采用模糊逻辑控制受压液体箱。这些成功表明,模糊控制非常适应于复杂的过程控制,性能优于常规的 PID 控制。这些成功后来吸引了许多研究人员投身于模糊控制的研究领域。

现在让我们回顾一下模糊控制的原理。类似于基于专家系统的控制,模糊控制也是用前面已讨论过的 IF-THEN 产生式规则来描述的。过程控制中模糊规则(也称模糊蕴涵 fuzzy implication)的一个例子是:

IF TEMPERATURE IS LOW AND
PRESSURE IS HIGH
THEN SET THE FUEL VALVE TO MEDIUM

锅炉控制的这种直观推断性规则来源于操作员的经验。在这个例子中,温度、压力和燃料阀的设定均为模糊变量,可用相应的模糊集低、中、高等来描述。每一个集有特性隶属函数,如图 11-12(a)所示。与此相比,一个专家系统的规则其相应结构可能为:

IF TEMPERATURE < 150°F AND PRESSURE > 50 PSI
THEN SET THE FUEL VALVE 50%

这里,温度、压力和燃料阀的设置均为参数。该规则用以处理由参数条件产生的逻辑变量。模糊专家系统规则包含模糊知识。与专家系统规则相比,模糊控制所需要的规则比较少。

为了设计模糊控制器,必须建立由许多规则(详见表 11-2)组成的模糊规则库。以假想的直流电机模糊速度控制系统[以后将详细讨论]为例,速度环误差(E)和误差变化率[即数字采样周期内的误差变化(CE)]用来决定控制的变化率(即控制中的变化 DU)。在这个例子中,控制变化率为给定电枢电流 I_a^* 的增量。如图 11-14 所示,规则库的一部分规则如下:

Rule 1 :
IF error (E) is zero (Z) AND change in error (CE)
is negative small (NS) THEN change in control (DU) is
negative small (NS)

Rule 2 :
IF error (E) is positive small (PS) AND change in error
(CE) is negative small (NS) THEN change in control (DU)
is zero (Z)

这里,误差(E)、误差变化(CE)和控制变化(DU)均为模糊变量,由模糊集赋予可能的取值,如正小(PS)、负小(NS)等。正如图 11-14 所解释的,一个模糊变量的确定数值可以是不止一个模糊集的元素。这就意味着,对某一对特定的输入值(E 和 CE),有不只一个规则可以被“激活”。所以,必须有一种方法去把激活规则的独立控制作用组合起来,成为一个单一的有意义的控制作用。在模糊逻辑专业术语中,合成或推理运算是一种机制,通过它上述的任务才能完成。在文献中,已经提出了许多种合成的方法,例如 MAX-MIN(最大—最小)(或 SUP-MIN 上确界—最小)法和 MAX-DOT 法,但是最常用的方法是最大—最小法。图 11-14 解释了用于两种状态规则最大—最小法原理的模糊合成。应当注意的是,每一条规则的输出隶属函数均由 MIN 操作符给出,而合成的模糊输出隶属函数则由 SUP 运算符给出。

模糊反馈控制系统的一般结构如图 11-15 所示。图中,最终控制信号 U 由二维模糊变量误差(e)和误差变化(ce)推出,而 e 和 ce 信号为单位值(p. u.)信号,它们分别由实际的信号 E 和 CE 除以相应的增益系数 GE 和 GC 而得出。类似地,输出控制 U 是通过单位值输出信号乘以比例系数 GU 然后再相加得到的。采用单位值的模糊控制的优点就在于对所有相同类型的装置可用同一种控制器。增益系数可以是固定的,也可以是可编程的。可编程增益系数可以控制不同控制范围的运算灵敏度,或同样的控制策略可以应用于类似的环路中。模糊控制器所处理的仅是模糊量。所以,所有的清晰输入值在使用前都必须转化为模糊集合。这个过程叫做模糊化操作(fuzzification operation)。该操作就是把清晰输入值(见图 11-14)视为“单点值”(即对给定输入值,其隶属值为 1 而对论域中所有其他点则为 0 的模糊集)。另一方

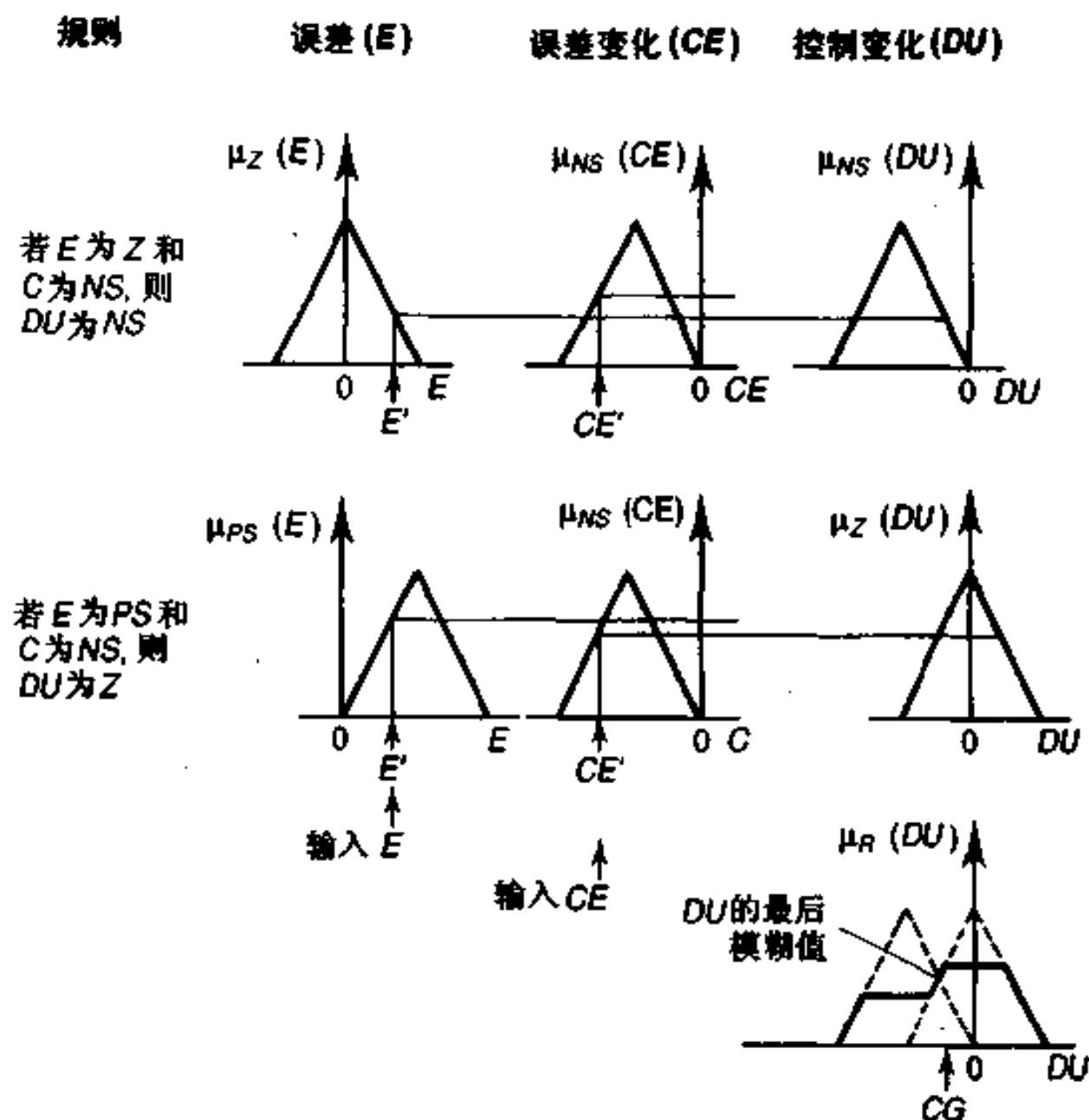


图 11-14 SUP-MIN 原理构成的模糊控制规则

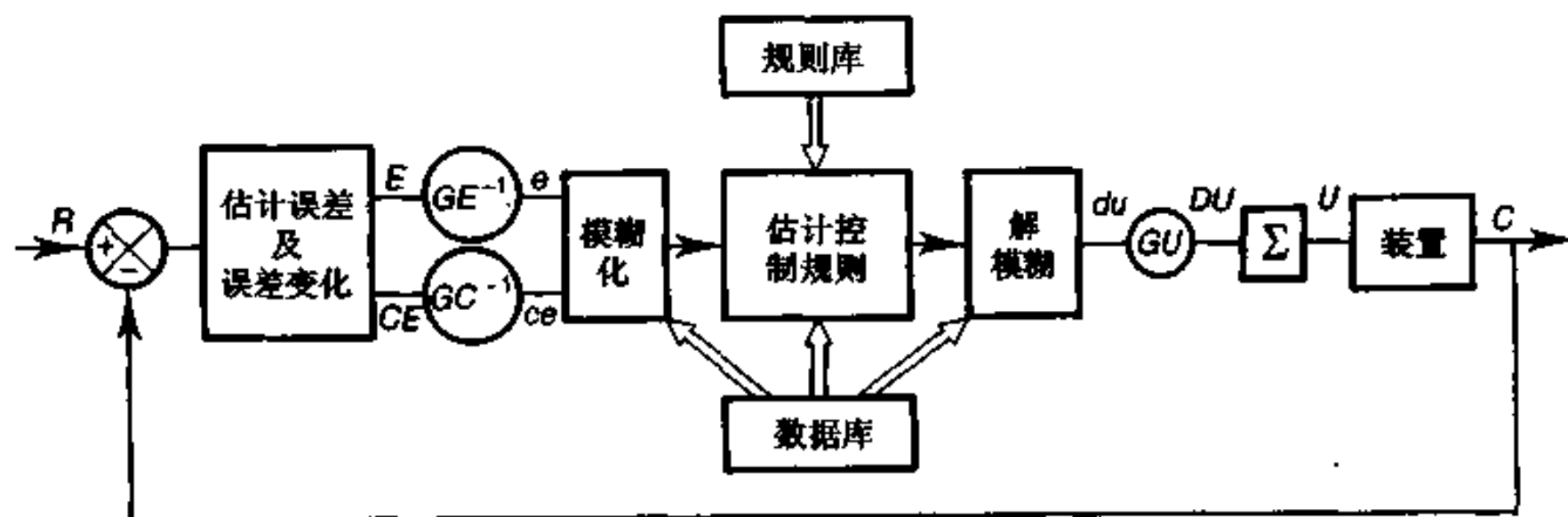


图 11-15 反馈系统模糊控制结构

面,如果输入数据值为模糊的,则其隶属度是由模糊数据的隶属函数和对应模糊集的隶属函数两者所共有的最大隶属度决定的。在完成模糊规则正确性评价以后,如图 11-14 所示,最后的模糊输出必须被转化为装置所要求的清晰值。这就是所谓的“解模糊运算”(defuzzification operation),许多方法都可以完成这种运算,常用的是重心法(也称做质心法 centroid)和高度法。重心法计算输出隶属函数引力中心相应的清晰值,一般表达式如下:

$$U_0 = \frac{\int u \cdot \mu(u) du}{\int \mu(u) du} \quad (11.4)$$

在高度法中,首先计算每一条规则的每一个输出隶属函数的中心,然后,求出每一个中心的加权平均值,最后的输出为

$$U_0 = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu(u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(u_i)} \quad (11.5)$$

最后,数据库给出用于控制规则、模糊化和解模糊化操作的模糊集合的运算定义。解模糊器输出的数学表达式为

$$DU = K_p \frac{dE}{dt} + K_i E \quad (11.6)$$

这里, DU 、 E 和 dE/dt 为连续函数,而 K_i 和 K_p 为等价的模糊控制器增益。对式(11.6)进行积分,则有

$$U = (K_p + \frac{K_i}{s})E \quad (11.7)$$

公式(11.7)表明:图 11-14 和图 11-15 所解释的模糊反馈控制等价于具有可编程的比例增益 K_p 和积分增益 K_i 的 PI 控制。执行模糊控制有两种方法:(1) 模糊化,控制规则的判断和解模糊的精确数学实时计算;(2) 查表法,在查表法中,输出由输入数据提前计算好,以矩阵查表的形式存于计算机中。后面将要讨论的前馈神经网络也可以通过训练来实现模糊控制器功能。到目前为止,在模糊控制中,分层结构的模糊知识依赖大量的数值计算。相比较起来,专家系统的分层结构知识则主要处理清晰量的逻辑运算。稍后给出的一个数值计算例子将对此加以解释。

尽管模糊控制有许多优点,但它的主要局限性在于对控制系统的设计、分析和标准缺乏系统的方法步骤。而且,对规则库和隶属函数精确调整的直观推断法和迭代法是非常耗时的。如果系统有近似的数学模型,则模型可用以进行仿真,控制器的精确调节可以通过仿真实现。模糊控制的另外两个困难是:(1) 规则库缺乏完整性(对每一个过程条件,控制器必须给出有意义的控制行动);(2) 隶属函数形状选择、隶属函数的重叠度和数据量化的分级缺乏明确的准则。近年来,模糊神经网络(FNN)和遗传算法技术已被用来解决这些问题中的某些问题。

11.3.3. 建模和估计

模糊逻辑原理也可用于建模与估计。像核反应这样的过程很难用一个比较好的数学模型来描述,但它的操作特点却可以用一组模糊规则来表示。这种基于模糊逻辑的模型有助于改善模糊控制的性能,如同以数学模型为基础的常规控制一样给出最佳性能。类似地,模糊估计技术也可用于那些数学估计模型未知、或模型不准确和有参数变化问题的过程。模糊建模和估计可以采用前面提到的基于规则的方法,也可以采用 Takagi 和 Sugeno 提出的相关关系法,即 Sugeno's 法。图 11-16 给出了用相关关系估计双向晶闸管控制线电流(稍后将详细讨论)有效值 I_r 的原理,其中, W = 电流脉冲宽度, H = 脉冲高度。模糊相关法的基本思想是寻找输出可以被表达为输入的线性函数区。实际上,这是一种模糊和数学的混合方法。在图 11-16 中,规则的前提部分完全和基于规则的方法一样,但是,结论部分却是数学方程式。图中规则 1 表达为:

IF W is MEDIUM AND H is MEDIUM
 THEN $I_s = A_{01} + A_{11}W + A_{21}H$

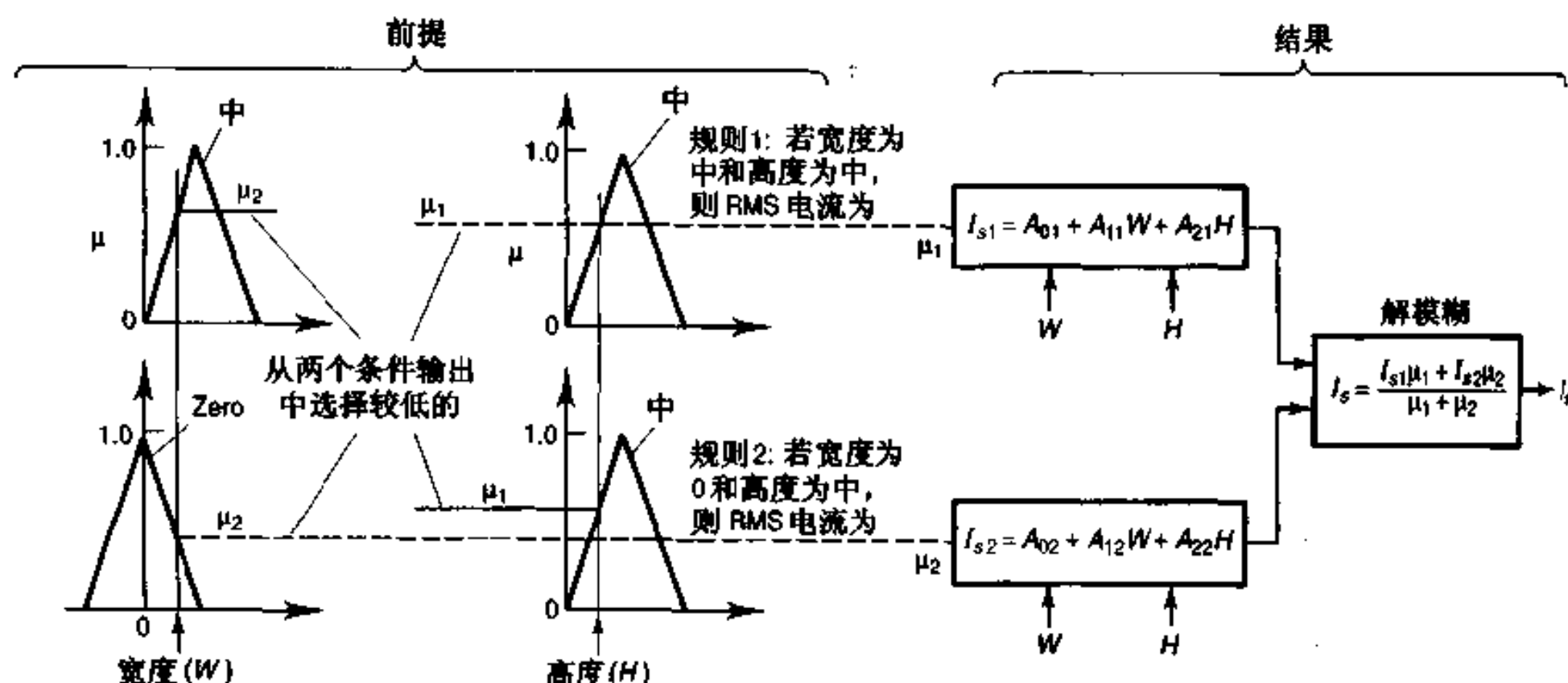


图 11-16 相关估计(Sugeno's 法)的原理

结论是 W 和 H 的线性函数, 参数 A_{ij} 是常系数。通过多次回归线性分析后, 进行仿真研究和观察调试来确定 A_{ij} 。接着, 将线性方程输出进行解模糊, 即将结论的加权平均值除以各自的隶属值进行估计, 以确定清晰输出量。文献[40]表明: 相关的估计法比基于规则的方法需要的规则少、精度高、算法开发时间少。

11.3.4. 设计方法和控制实现

前面的讨论给出了有关模糊控制设计方法和实际执行的一个相当详细的导论。下一节中将一步一步地给出计算实例。概括起来, 一般的设计步骤如下:

- (1) 首先分析问题是否适合采用模糊控制系统。不然, 可以考虑常规的控制。如有必要, 还可以考虑专家系统或基于神经网络的控制。
- (2) 从受控装置操作人员那里获取所有的信息。如果可能, 从装置设计人员那里获得有关装置设计和运行特点的全部信息。
- (3) 如果装置有现成的数学模型, 则用常规的方法开发仿真程序, 研究系统的性能特点。
- (4) 确定模糊逻辑应用的控制对象。
- (5) 确定模糊控制器的输入和输出变量。
- (6) 确定各模糊变量的论域。
- (7) 确定模糊集和相应的每一个隶属函数的形状。对于较灵敏的变量, 模糊集的数目要多一些。
- (8) 确定规则表。
- (9) 确定变量的比例系数。

(10) 如果数学模型已知,用已确定的模糊控制器对系统进行仿真,观察不同运行条件下的性能。不断调整规则表和隶属函数直到获得满意的性能。如果没有数学模型,模糊控制器要小心设计,在运行装置上不断测试并予以精确调整。

(11) 实时运行控制器,不断调整以获得最佳性能。

模糊控制器的实现可采用专用硬件或微控制器/DSP 软件。专用硬件或是模拟的或是数字的,而通用型硬件芯片近年来在市场上已可以买到[28]。专用集成电路控制芯片最近获得了发展,它和其他专用集成电路或软件控制器集成在一起。采用软件控制时,可以把系统的其他控制子程序和模糊控制程序组合起来。几种模糊逻辑工具和产品[28]的特点详见表 11-1 所示。

表 11-1 模糊逻辑工具和产品

公 司	产 品	特 征
美国 Neuralogix 公司	NLX230 模糊微控制器 ADS230 模糊微机开发系统 NLXI10 模糊样本相关器 NLXI12 模糊数据相关器	8 位数字输入输出、16 位模糊器、64 个规则,每秒运行 3000 万条规则 PC-兼容机系统,使用 NLX230,具有模拟和数字 I/O 相关 8 个 1-Mbit 的样本,可扩展到 256 个 n -bit 样本 完成样本匹配和串行数据流水作业
Hyperlogic 公司	Cubicalc Cubicalc-RTC Cubicalc run-time Source Code Cubicard	开发模糊逻辑应用的软件,在 MS Windows 的 286 或更高的机上运行仿真模糊和非模糊系统 Cubicalc 的高级版本,具有运行时间编译器支持和链接库文件,与 Microsoft C 和 Borland C 兼容 产生用于某专用微处理器编译的 C 源码 包括 Cubicalc-RTC 和基于 PC 的硬件用于模拟和数字 I/O
Motorola 公司	用于微控制器的模糊逻辑核 模糊逻辑教育软件包	用于 68HC05 和 68HC11 的模糊处理核。包含基于模糊知识的发生器为核产生代码 对理解和使用模糊逻辑,交互式训练工具提供了较好的介绍。运行于 MS Windows 环境下。包括 Fide(来自 Apronix)的演示版本
Togal Infralogic 公司	TIL 开发工具+模糊 C 语言开发系统 微控制器估计软件包 微控制器产品许可证 FC110 FC110 开发系统	全部模糊开发系统产生 C 码,包括调试、模糊仿真和图形分析工具,包含有教学程序 用于 Hitachi H8/300、H8/500 和 HMCS400 以及 Intel 8051 和 Mitsubishi37450 的模糊开发系统 无限制产品许可 数字型模糊逻辑处理器(IC) FC110 硬件、软件开发系统,支持 IBM PC/AT 总线、Sbus 和 VMEbus

11.3.5. 在电力电子和传动系统中的应用

模糊逻辑在电力电子和传动系统中的应用相对比较新。Li 和 Lan[29]在线性功率放大器的假设下,把模糊逻辑应用到以微处理器为基础的伺服电机控制器上。他们把模糊控制的系统性能和 PID 以及模型参考自适应控制(MRAC)的性能进行了对比,证实了模糊控制的优越性。Da Silva 等人[30]开发了模糊自适应控制器并首次将其用到了四象限功率变换器中。逐渐地,模糊控制的应用范围越来越广。在这一节我们将讨论几个应用例子。

相控变换器直流电机传动系统 模糊逻辑可以应用到反馈控制系统[31]。考虑到系统

的非线性、参数变化和负载扰动效应,模糊控制可以提供快速的鲁棒控制。传动系统可能基于直流电机或交流电机。由于矢量控制的交流传动和直流传动具有相同的动态模型,所以,二者的模糊控制原理是相同的。其他类型的反馈控制系统的方法也大体相同。

图 11-17 为直流电机速度控制系统,功率电路由相控整流桥变换器组成,电机为并励直流电机。如图所示,速度控制环内有电流控制环。电流环输出 V'_s 与前馈反电势信号 V_r 相加产生控制信号 V_s , V_s 经反余弦变换后产生触发角 α 。如图中标明的那样,模糊控制应用到速度环、电流环和变换器传递函数的线性化上。

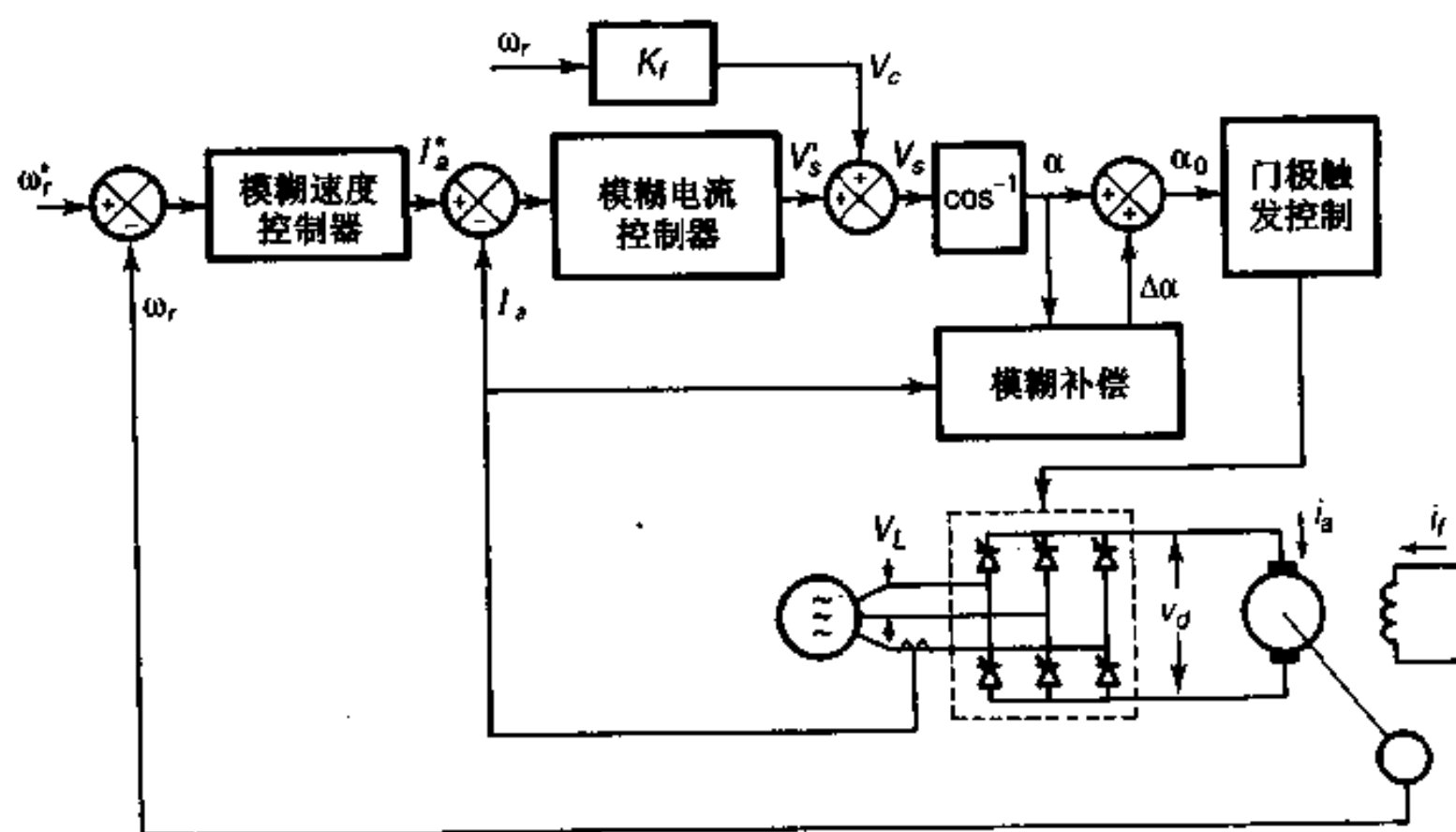


图 11-17 模糊控制相控变换器直流传动系统

变换器可工作在连续或断续导通模式下。低速时,由于反电势很小,导通为连续的。但是在高速时,导通趋于不连续。图 11-18(a)给出了不同触发角时的 V_d (单位值) 与 I_a (单位值) 的曲线,图中, V_d 、 I_a 均为单位电枢电压和电枢电流。图中也给出了连续与断续导通区的边界。连续导通时变换器的增益为常数。但是在断续导通时,不同工作点的增益是不同的。模糊补偿的目的是产生补偿角 $\Delta\alpha$ (它是触发角 α 和电枢电流 I_a 的函数),使变换器传递特性线性化。恒定的变换器增益有助于在所有的运行条件下改善系统的瞬态响应。模糊补偿的规则库以矩阵形式列于表 11-2。一个典型的规则有如下结构:

IF I_a is small negative (NS) AND α is small positive (PS)
THEN $\Delta\alpha$ is small negative (NS)

规则库是从实际系统的运行观察中得出的。电流 I_a 是基准值。图 11-19 给出了变量 α 、 I_a (p. u.) 和 $\Delta\alpha$ 的隶属函数曲线。变量的论域覆盖整个断续导通区。如前所述,变量的灵敏度决定模糊集合的数目。 α 在论域有 5 个模糊集合,而 I_a (p. u.) 和 $\Delta\alpha$ 分别有 9 和 11 个模糊集。模糊集合中的“词”仅为使用方便而起的,必须被翻译成无语法错误的文本。三角形隶属函数具有对称性,重叠率为 50%。所以,在论域中的任何一点,具有非零隶属度的模糊集合

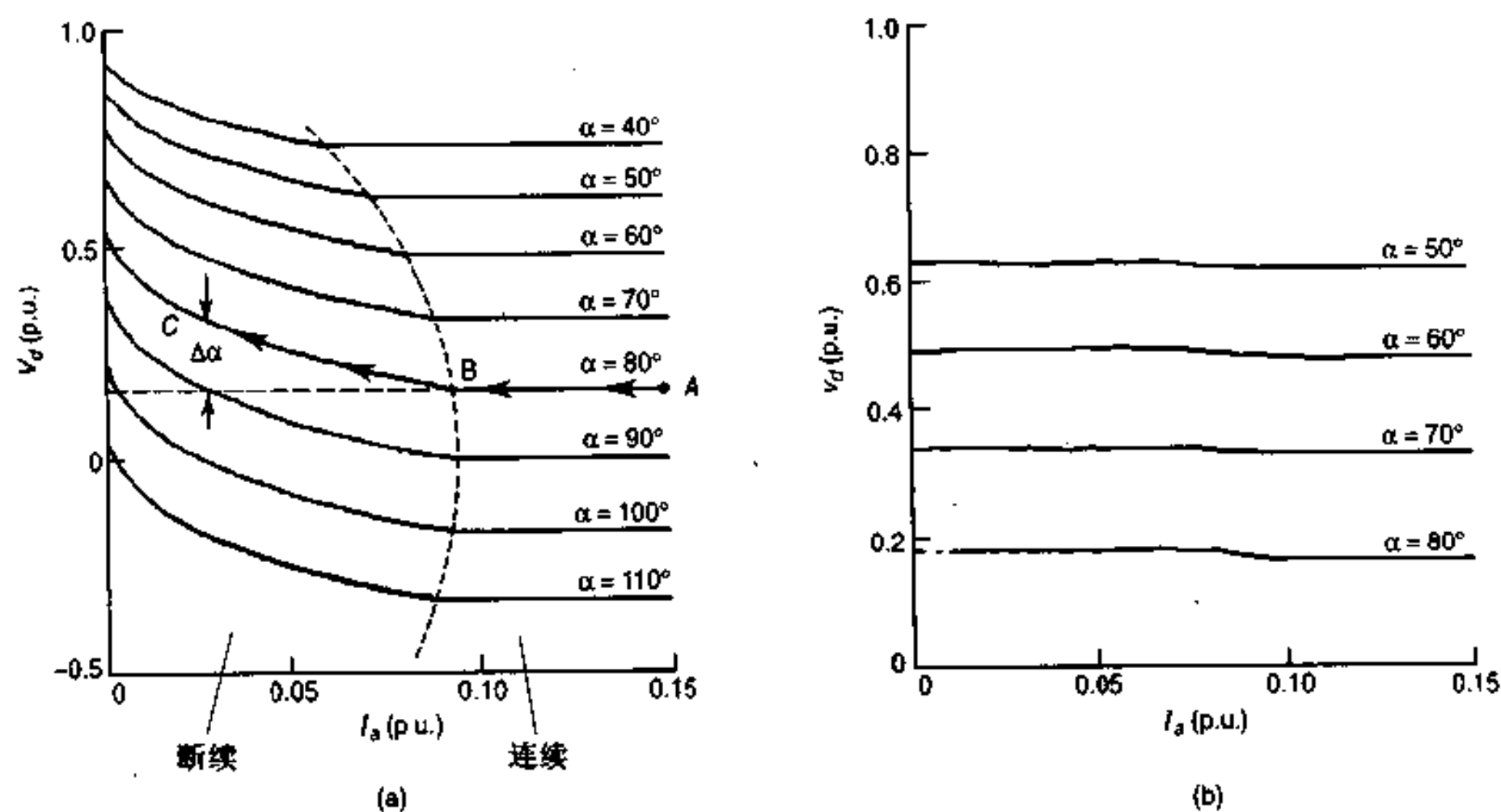


图 11-18 $V_d(p.u.)-I_a(p.u.)$ 的理论特性曲线
(a) 没有补偿 (b) 有补偿

表 11-2

非线性补偿规则库

$I_a \backslash \alpha$	NB	NS	Z	PS	PB
NVB	NVB	PB	PB	PB	PB
NB	NVB	Z	Z	Z	Z
NM	NVB	NS	NVS	NVS	NVS
NS	NVB	NM	NS	NS	NS
Z	NVB	NB	NM	NM	NS
PS	NVB	NVB	NB	NM	NM
PM	NVB	NVB	NB	NB	NB
PB	NVB	NVB	NVB	NB	NB
PVB	NVB	NVB	NVB	NVB	NB

NB——负大；NM——负中；NS——负小；NVB——负最大；NVS——负最小；PB——正大；PM——正中；PVB——正最大；Z——零。

不会超过 2 个。显然，对任何 $I_a(p.u.)$ 和 α 的输入数据，在表 11-2 的整个规则库中仅有 4 个规则(最多)是正确的。模糊线性化的算法总结如下，每一条算法都有一个解释的计算例子。

(1) 从电流控制环内部采样直流电流 I_a 和触发角 α ，并把 I_a 除以基准电流 I_{base} 转换为 $I_a(p.u.)$ 。假定： $I_a=5.6\text{ A}$ ， $\alpha=55^\circ$ ， $I_{base}=98.5\text{ A}$ ，则 $I_a(p.u.)=5.6/98.5=0.057$ 。

(2) 计算 α 和 $I_a(p.u.)$ 的间隔指数 I 和 J (等同于模糊集中的间隔数)，分别为

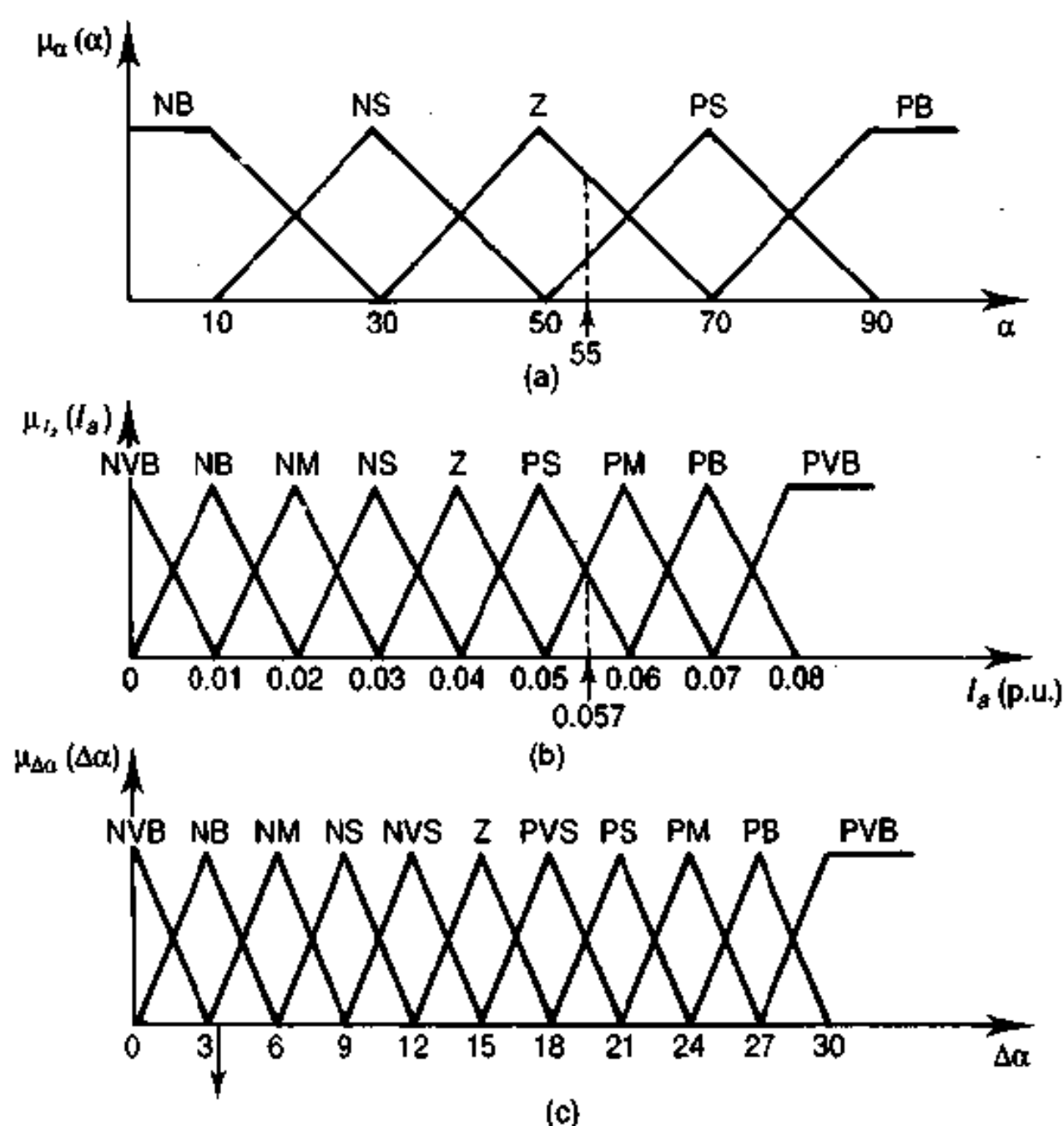


图 11-19 非线性补偿隶属函数
(a) 触发角 (b) 电枢电流 (c) 补偿角

$$I = \text{INT} \frac{\alpha + 10}{20} \quad J = \text{INT} \frac{(I_a(\text{p. u.}) + 0.01)}{0.01}$$

$$I = 3, J = 6$$

(3) 用 I 和 J 分别计算最左边模糊集 α 和 $I_a(\text{p. u.})$ 的隶属度

$$\mu_Z(\alpha) = \frac{20I + 10 - \alpha}{20} \quad \mu_{PS}(I_a(\text{p. u.})) = \frac{0.01I - I_a(\text{p. u.})}{0.01}$$

$$\mu_Z(55^\circ) = 0.75, \quad \mu_{PS}(0.057) = 0.3$$

(4) 利用互补关系, 求其他模糊子集的隶属度

$$\mu_{PS}(\alpha) = 1 - \mu_Z(\alpha) \quad \mu_{PM}(I_a(\text{p. u.})) = 1 - \mu_{PS}(I_a(\text{p. u.}))$$

$$\mu_{PS}(55^\circ) = 0.25, \quad \mu_{PM}(0.057) = 0.7$$

(5) 求表 11-2 (以查询表形式存在内存中) 中 4 条正确的规则, 使用 MIN 运算符, 确定每一条规则 $R_i (i=1, 2, 3, 4)$ 提供的 μ_{R_i} 的隶属度

$$\mu_{R1} = \min\{\mu_Z(\alpha), \mu_{PS}(I_a(\text{p. u.}))\} = \min\{0.75, 0.3\} = 0.3$$

$$\mu_{R2} = \min\{\mu_{PS}(\alpha), \mu_{PS}(I_a(\text{p. u.}))\} = \min\{0.25, 0.3\} = 0.25$$

$$\mu_{R3} = \min\{\mu_Z(\alpha), \mu_{PM}(I_a(\text{p. u.}))\} = \min\{0.75, 0.7\} = 0.7$$

$$\mu_{R4} = \min\{\mu_{PS}(\alpha), \mu_{PM}(I_a(\text{p. u.}))\} = \min\{0.25, 0.7\} = 0.25$$

(6) 从表 11-2 中找出每一条规则的补偿量 $\Delta\alpha_i$, $i=1,2,3,4$.

$$\Delta\alpha_1 = (\alpha = Z, I_a(\text{p. u.}) = PS) \rightarrow \Delta\alpha_1 = NB = 3^\circ$$

$$\Delta\alpha_2 = (\alpha = PS, I_a(\text{p. u.}) = PS) \rightarrow \Delta\alpha_2 = NM = 6^\circ$$

$$\Delta\alpha_3 = (\alpha = Z, I_a(\text{p. u.}) = PM) \rightarrow \Delta\alpha_3 = NB = 3^\circ$$

$$\Delta\alpha_4 = (\alpha = PS, I_a(\text{p. u.}) = PM) \rightarrow \Delta\alpha_4 = NB = 3^\circ$$

(7) 通过高度解模糊法计算清晰值 $\Delta\alpha$

$$\Delta\alpha = \frac{0.30 \times 3 + 0.25 \times 6 + 0.70 \times 3 + 0.25 \times 3}{0.30 + 0.25 + 0.70 + 0.25}$$

图 11-18(b) 给出了相位补偿后的 $V_d(\text{p. u.}) - I_a(\text{p. u.})$ 曲线。

接下来,把模糊控制应用于速度环和电流环。由于两个环均具有一阶特性(补偿后),所以,除两者的比例系数不同外,两个环的模糊控制器应该是相同的。在模糊规则库中,一般的输入变量为

$$E(k) = R(k) - C(k) \quad (11.8)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (11.9)$$

式中, $E(k)$ ——环误差; $CE(k)$ ——环误差变化; $R(k)$ ——参考信号; $C(k)$ ——输出信号; k ——采样时间。

变量以每单位量表达如下:

$$e(\text{p. u.}) = \frac{E(k)}{GE} \quad ce(\text{p. u.}) = \frac{CE(k)}{GC} \quad du(\text{p. u.}) = \frac{DU(k)}{GU}$$

式中, GE 、 GC 和 GU 为相应的比例系数。在规则库中,一个典型的规则结构为

$$\text{IF } e(k) \text{ is } x \text{ AND } ce(k) \text{ is } y \text{ THEN } du(k) \text{ is } z$$

在实现了电流环和速度环后,对系统的性能进行评价。图 11-20(a) 为连续和断续区中的速度和电流的典型响应。图 11-20(b) 为轴惯性负载扩大 4 倍后的速度和电流响应。结果表明,对于惯性变化和负载力矩扰动,模糊控制具有无差拍鲁棒性。

感应电机传动的效率最优控制 在变频传动中,电机通常在额定磁通下运行以获得最佳瞬态响应。然而在轻载时,将引起较大的铁芯损耗,降低了传动的效率。在轻载和稳态条件下,对磁通进行可编程控制可以改善传动系统的效率[34]。图 11-21 解释了间接矢量控制感应电机传动系统中磁通可编程的在线搜索效率最优法。如图所示,假设电机开始时运行在额定磁通下,负载和速度均为稳定状态,由于定子电流中励磁分量(i_{ds})的减少,转子磁通逐步下降。这导致了转矩电流分量 i_q 的增加(通常通过速度环作用),结果电磁转矩保持不变。当铁损随磁通减少而减少时,铜损却增加了,但是整个系统(变换器和电机)的总损耗减少了,从而改善了整个系统的效率。反映在图中,直流环节功率 P_d 减少了。搜索过程继续进行,直到系统停在最小输入功率点 A 处。

图 11-22 给出了基于模糊效率控制器[35]的矢量控制感应电动机系统的方框图。模糊控制器的优点,在于它运行在参数变化的噪声环境中,可以自适应地减少励磁电流的步减量,从而获得快速的收敛。如图 11-22 所示,速度控制环产生转矩电流分量 i_q 。矢量旋转器分

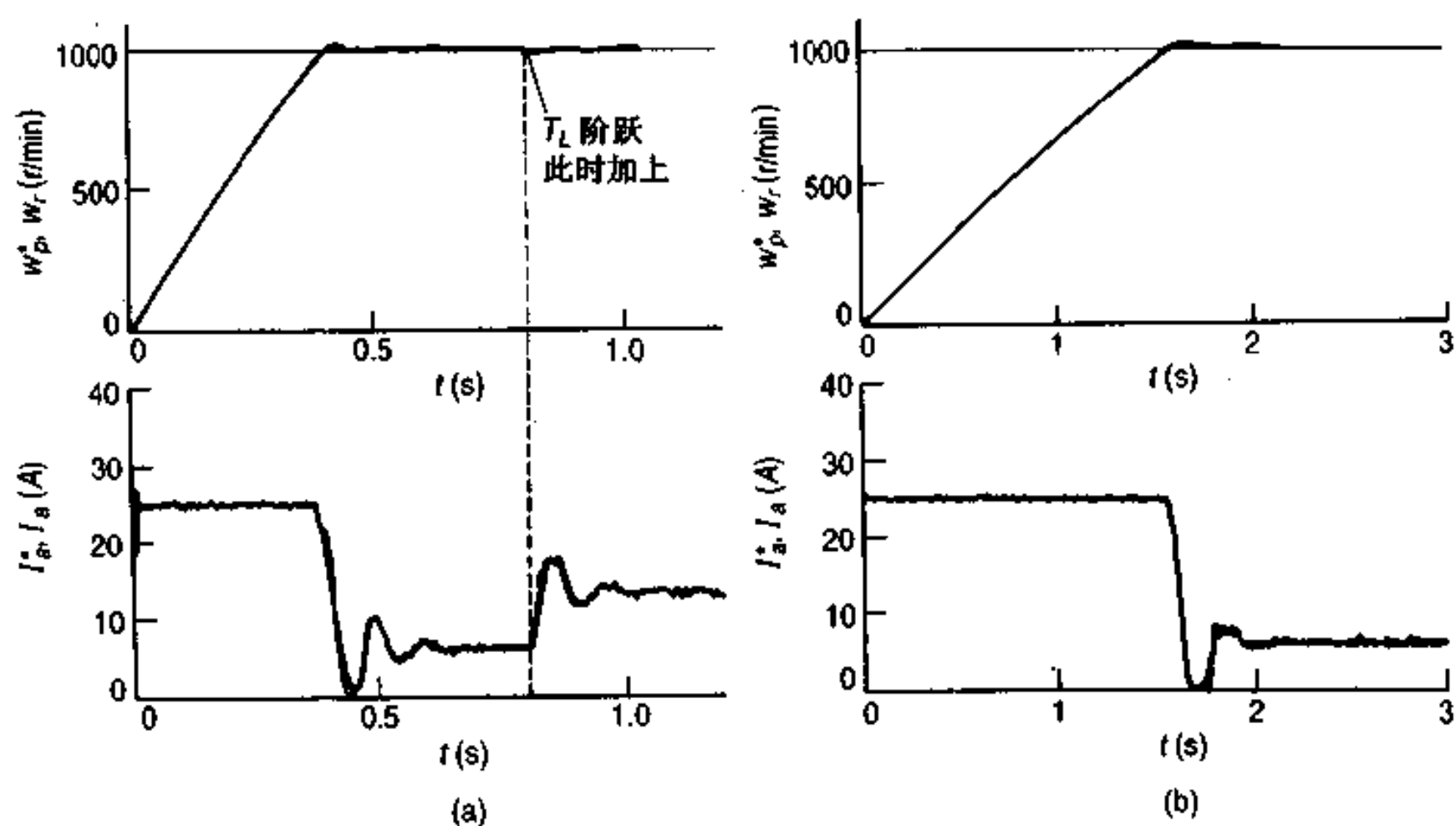


图 11-20 模糊速度控制环的阶跃速度和负载响应
(a) 标称惯性 (b) 4 倍的标称惯性

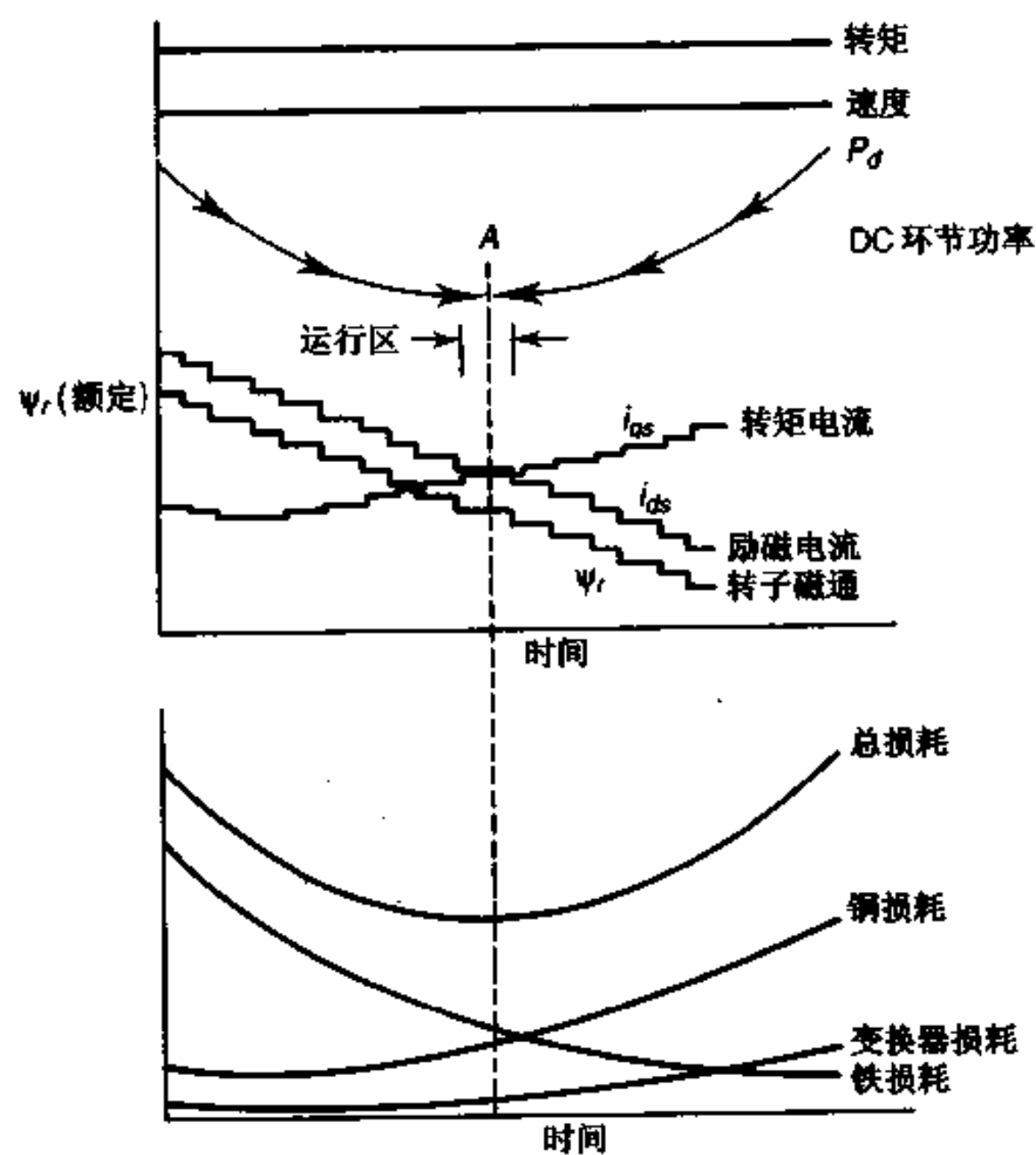


图 11-21 矢量控制磁通可编程效率改进的在线搜索法

别从开关的两个不同位置获得转矩电流给定 i_{qs}^* 和励磁电流给定 i_{ds}^* ；在开关的瞬态位置(1)，励磁电流达到额定值(i_{dsr})，速度环输出转矩电流；在开关的稳态位置(2)，由模糊效率控制

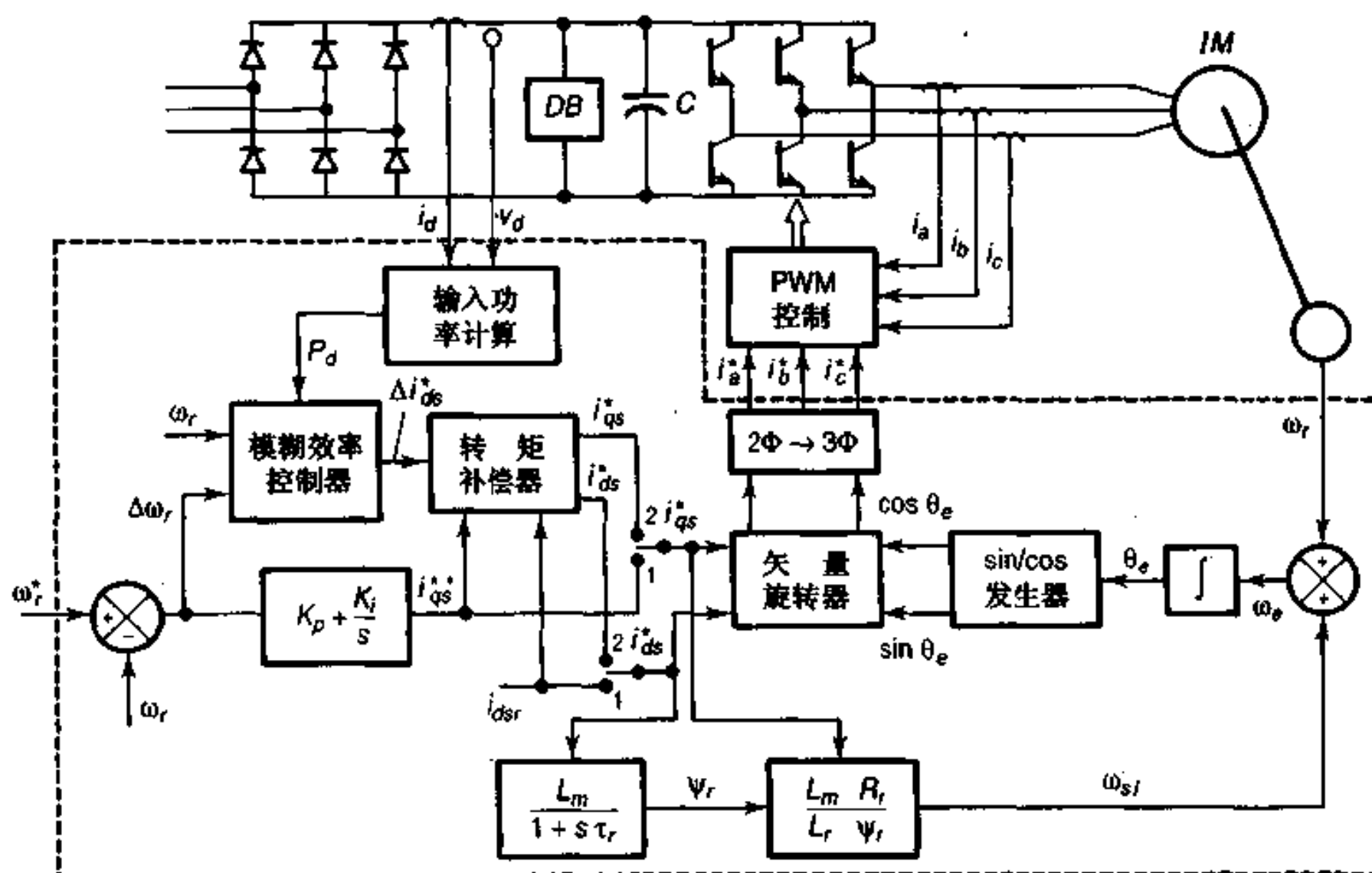


图 11-22 具有模糊效率最优控制器的矢量控制传动系统

器和前馈转矩补偿器产生励磁电流和转矩电流，有关补偿器稍后再解释。模糊控制器在稳态时起作用，即速度环误差 $\Delta\omega_r$ 趋于零时。值得注意的是，直流环节的功率最小意味着输入功率也最小。图 11-23 解释了模糊效率控制器的运行原理。直流环节功率 P_d 被采样并与前一时刻的采样值进行比较以决定功率增量 $\Delta P_d(k)$ 。另外，检查上次励磁电流 [$\Delta i_{ds}^*(p.u.)$ ($k-1$)] 的极性。利用这些输入信号，从前面已讨论过的模糊推理产生的模糊规则以及解模

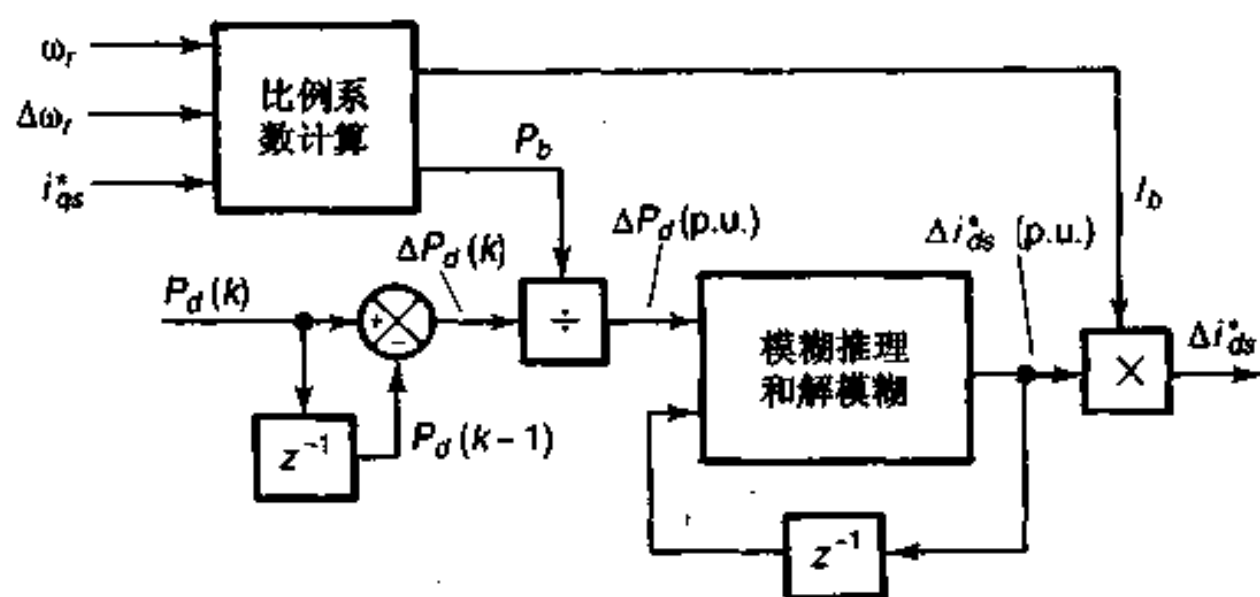


图 11-23 效率最优控制方框图

模糊步减量 $\Delta i_{ds}^*(\text{p. u.})$ 。比例因子是可编程的,由下式得到

$$P_b = a\omega_r + b \quad (11.10)$$

$$I_b = C_1\omega_r - C_2\dot{T}_e + C_3 \quad (11.11)$$

变量 $\Delta P_d(\text{p. u.})$ 和 Δi_{ds}^* 均由 7 个不对称三角形隶属函数描述,而 $\Delta i_{ds}^*(\text{p. u.})(k-1)$ 仅有两个(正和负)隶属函数。下面给出一个示例规则:

IF the power increment (ΔP_d) is negative small (NS)
 AND the last i_{ds} ($\Delta i_{ds}^*(\text{p. u.})(k-1)$) is negative (N)
 THEN the new excitation current increment ($\Delta i_{ds}^*(\text{p. u.})$)
 is negative small (NS)

图 11-24 解释了前馈脉动转矩补偿的原理。这个补偿器的功能是通过加入等价的 Δi_{qs}^* , 以补偿由于 i_{ds} 的减量而造成的转矩耗失,保证转矩不变。否则,在低频时,较慢的速度环补

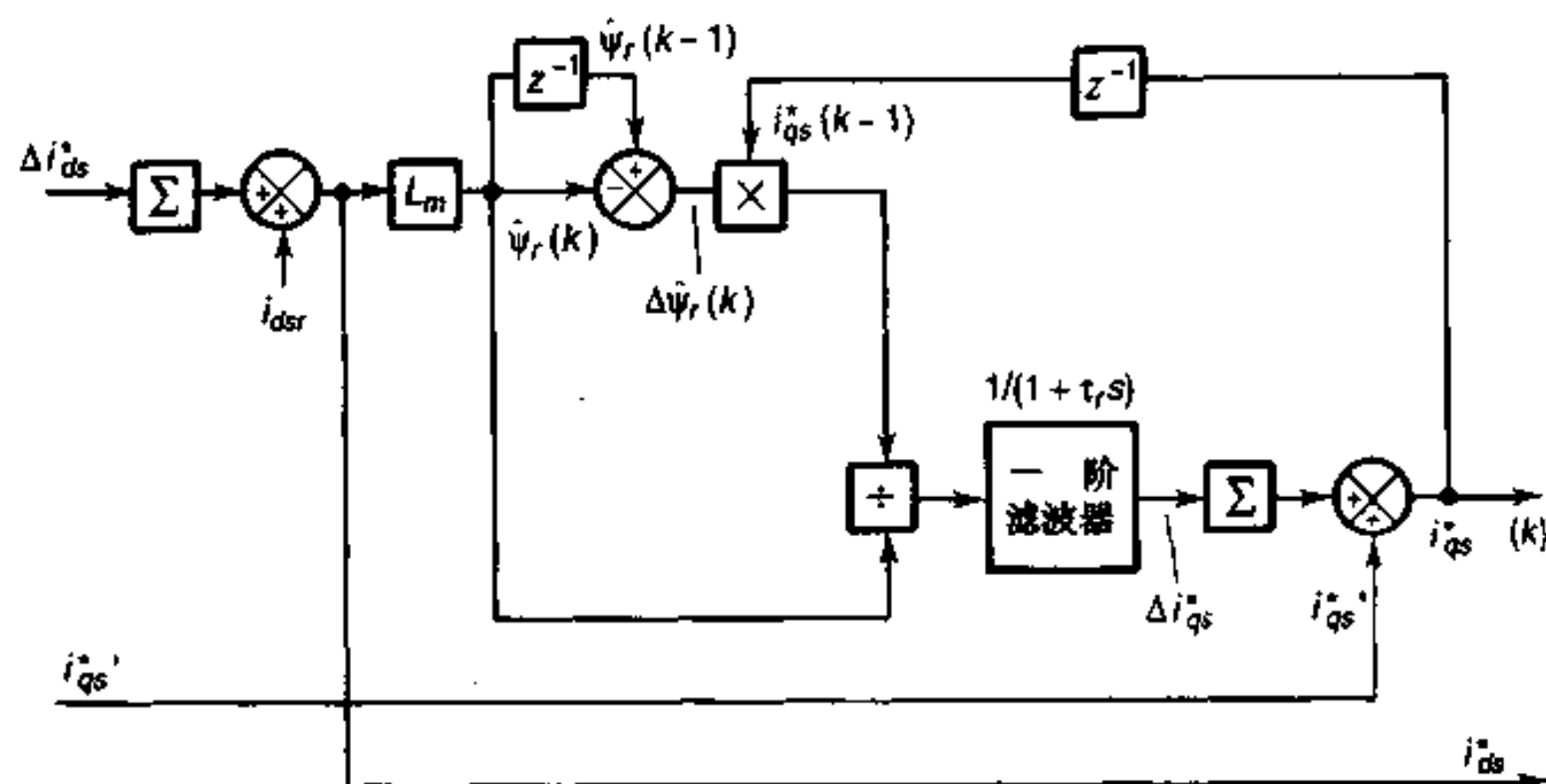


图 11-24 前馈脉动转矩补偿方框图

偿会产生较大的脉动转矩,这对传动系统不利。补偿电流 $\Delta i_{qs}^*(k)$ 计算如下

$$\Delta i_{qs}^*(k) = \frac{\phi_r(k-1) - \phi_r(k)}{\phi_r(k)} i_{qs}^*(k-1) \quad (11.12)$$

因为 Δi_{qs}^* 的响应为瞬时的,但 Δi_{ds}^* 的响应与转子时间常数有关,所以,为了正确进行转矩匹配, Δi_{qs}^* 必须以相同的转子时间常数延迟,如图中所示的那样。图 11-25 显示了与前馈转矩补偿器相连的模糊效率控制器的性能。当速度命令或负载转矩发生变化时,系统脱离效率最优模式转而建立额定磁通。

转差增益调谐控制 在线转差增益调谐的间接矢量控制的感应电动机传动系统是近几年来最具挑战性的研究课题[37,38]。由电机参数变化特别是转子电阻变化引起的转差增益失调,使得转矩和磁通的传递特性变差,结果系统很可能陷入极端条件的不稳定。模糊逻辑原理在解决这个问题方面很有效果。图 11-26 所示为包含有模糊调谐控制器的间接矢量控制系统方框图。图 11-27 给出了模糊模型参考自适应调谐控制器的详细组成。这个方案依赖

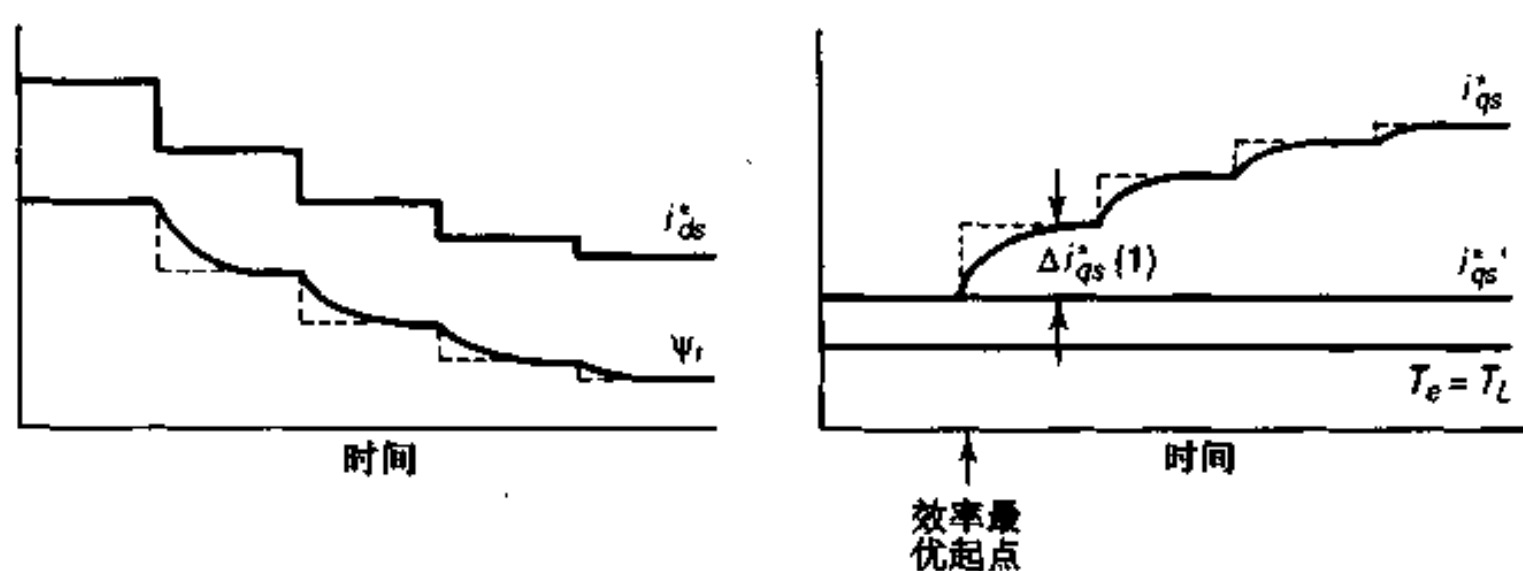


图 11-25 解释效率最优和转矩补偿控制的波形

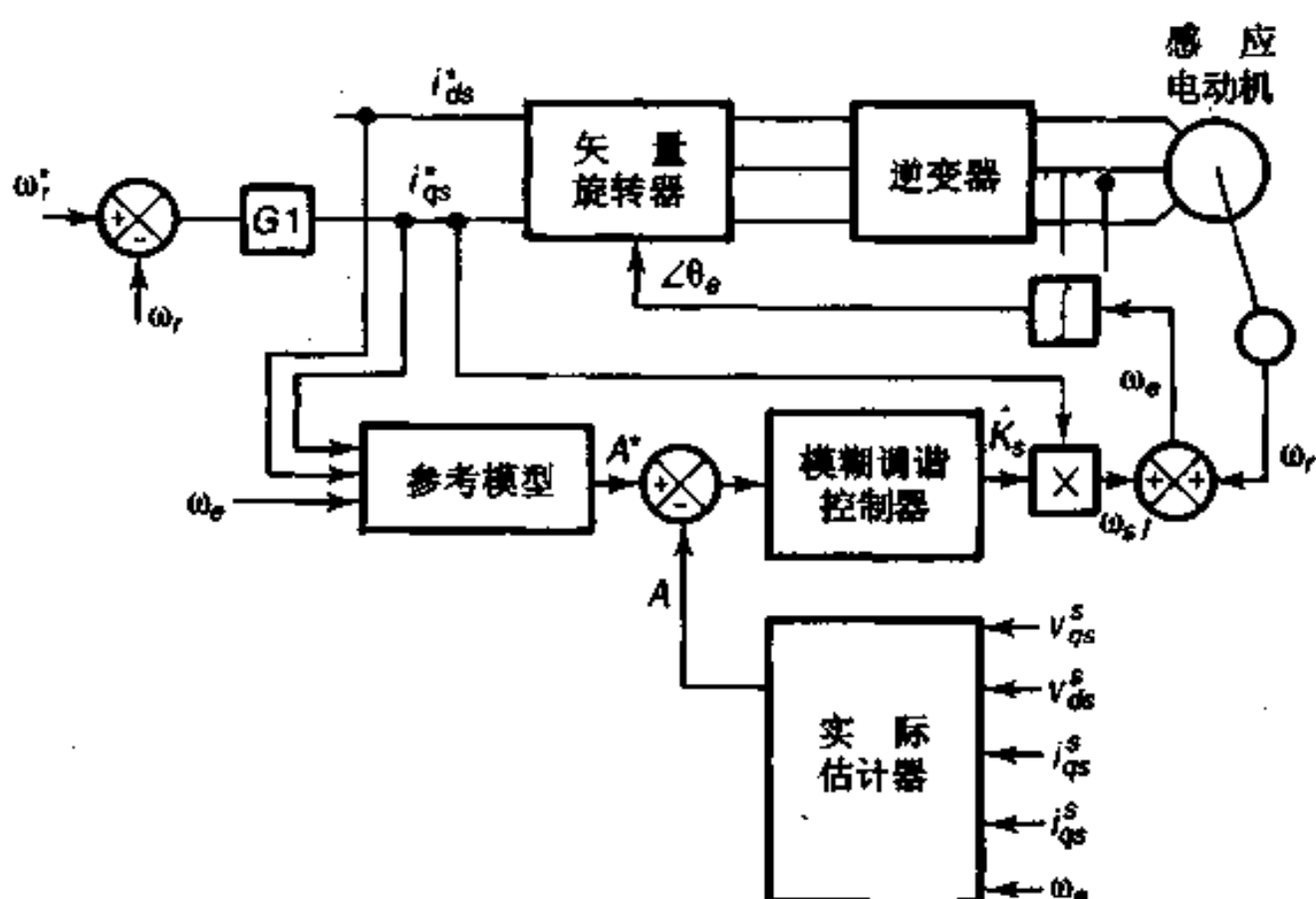


图 11-26 展示所提出的模糊转差增益调谐控制器的间接
矢量控制感应电动机传动系统

于参考模型计算无功功率(Q^*),而在理想调谐条件下的电机端 d -轴电压(v_{ds}^*)为

$$Q^* = \omega_e (L_s i_{ds}^{*2} + L_\sigma i_{qs}^{*2}) \quad (11.13)$$

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_e L_\sigma i_{qs}^* \quad (11.14)$$

式中,所有的参数和变量均为标准的形式。接下来,前面的参考模型与下式给出的估计量相比较

$$Q = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \quad (11.15)$$

$$v_{ds} = v_{qs}' \sin \theta_e + v_{ds}' \cos \theta_e \quad (11.16)$$

式中, $\cos \theta_e$ 和 $\sin \theta_e$ 均为单位矢量。环路误差除以相应的比例系数,可获得模糊控制器的单位控制变量。实际上,在图 11-27 中有两个模糊控制器,每一个都有各自的规则库和模糊集。

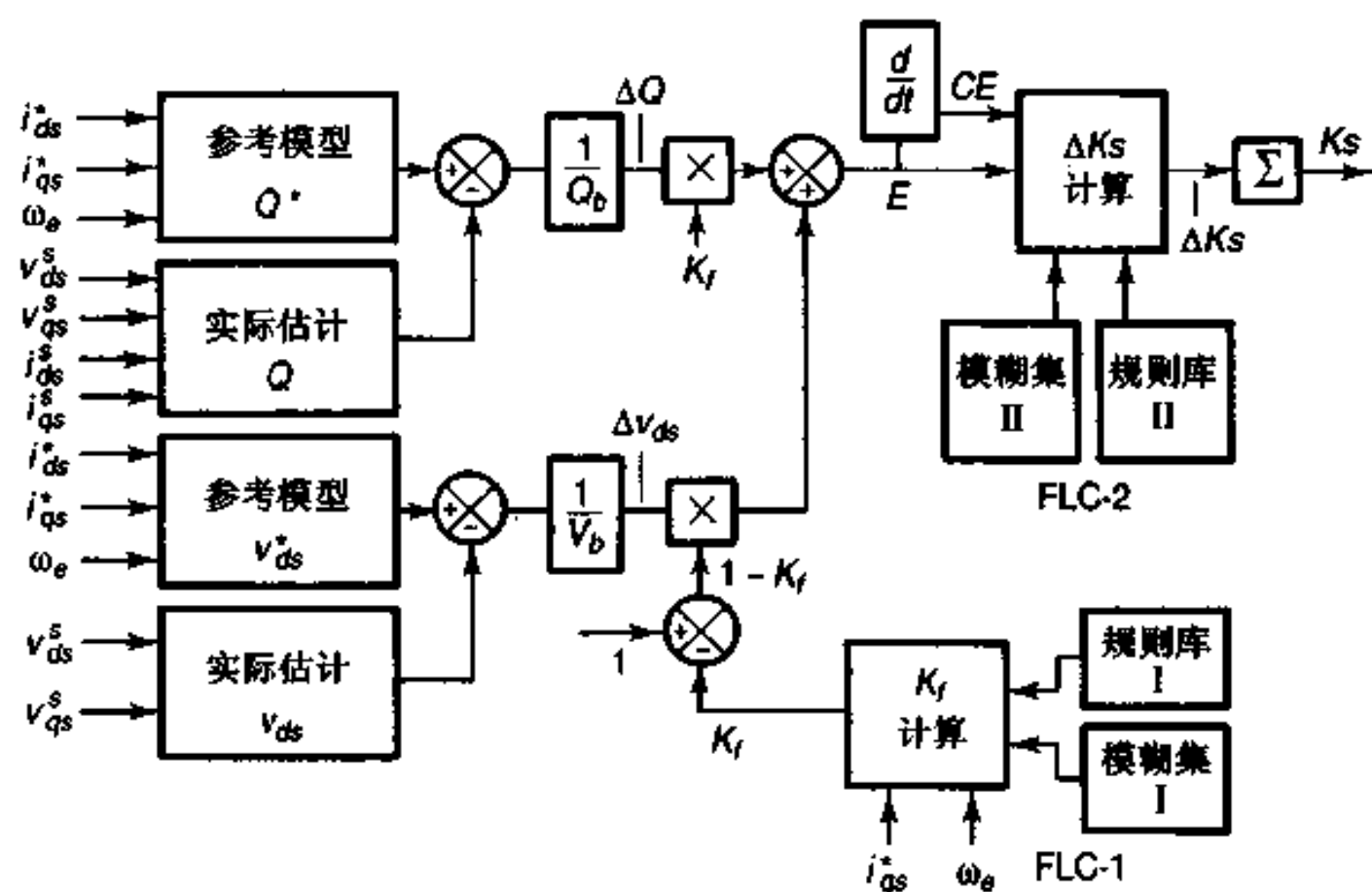


图 11-27 基于模糊逻辑的 MRAC 滑差增益调谐控制方框图

控制器 FLC-1 产生的权因子 K_f 使 Q 控制和 v_{ds} 控制在转矩—速度(即 $i_{qs}-\omega_e$)平面上得到适当的分布。这样做的目的是在低速高转矩区主要使用 Q 控制,而在高速低转矩区主要使用 v_{ds} 控制,以此来保持在失谐控制下的高灵敏度。 2×2 规则矩阵的一个示例规则如下:

IF speed (ω_e) is high (H) and torque (i_{qs}) is low (L)
THEN weighting factor (K_f) is low (L)

在图 11-27 中两环合成的误差信号为

$$E = \Delta Q K_f + \Delta v_{ds}(1 - K_f) \quad (11.17)$$

模糊控制器 FLC-2 根据合成失调误差(E)和误差微分(CE)产生转差增益 K_s 的校正增量。实际上,FLC-2 是一个自适应反馈控制器,在任何工作点上不管 E 和 CE 信号有多大,都可以快速衰减。概括起来,在系统理想调谐条件下, Q 和 v_{ds} 以及相应的 E 和 CE 信号均应为零,而转差增益 K_s 将设置为校正值(K_{s0})。如果由于参数变化系统失谐,那时,实际的 Q 和 v_{ds} 变量将偏离各自的参考信号,所产生的误差将改变 K_s 值直到系统达到调谐,即 $E=0$ 。失谐对转矩和转子磁通瞬态响应的影响,如图 11-28 所示。在图 11-28(a)中,转差增益设置为 2 倍的校正值($K_s/K_{s0}=2$),结果,转矩和磁通瞬态响应为高阶振荡且降低了转子磁通。另一方面,在图 11-28(b)中,在调谐的转差增益条件下产生理想的瞬态响应。

畸变波的估计 功率变换器通常会产生畸变的电压和电流波形。为了监视和控制,需要经常对参数进行计算,如总有效值、基波有效值、位移功率因数、功率因数等[40]。基于波形估计的模糊逻辑,具有快速响应、规则单一前提的多输出、抗噪声和对传感器信号漂移不敏感等优点。实际上,这是一个图形辨识过程,即某一波形确定前述各参数值的过程。模糊逻辑在这里基本上是一个图形辨识器,类似于后面将要讨论的神经网络辨识。

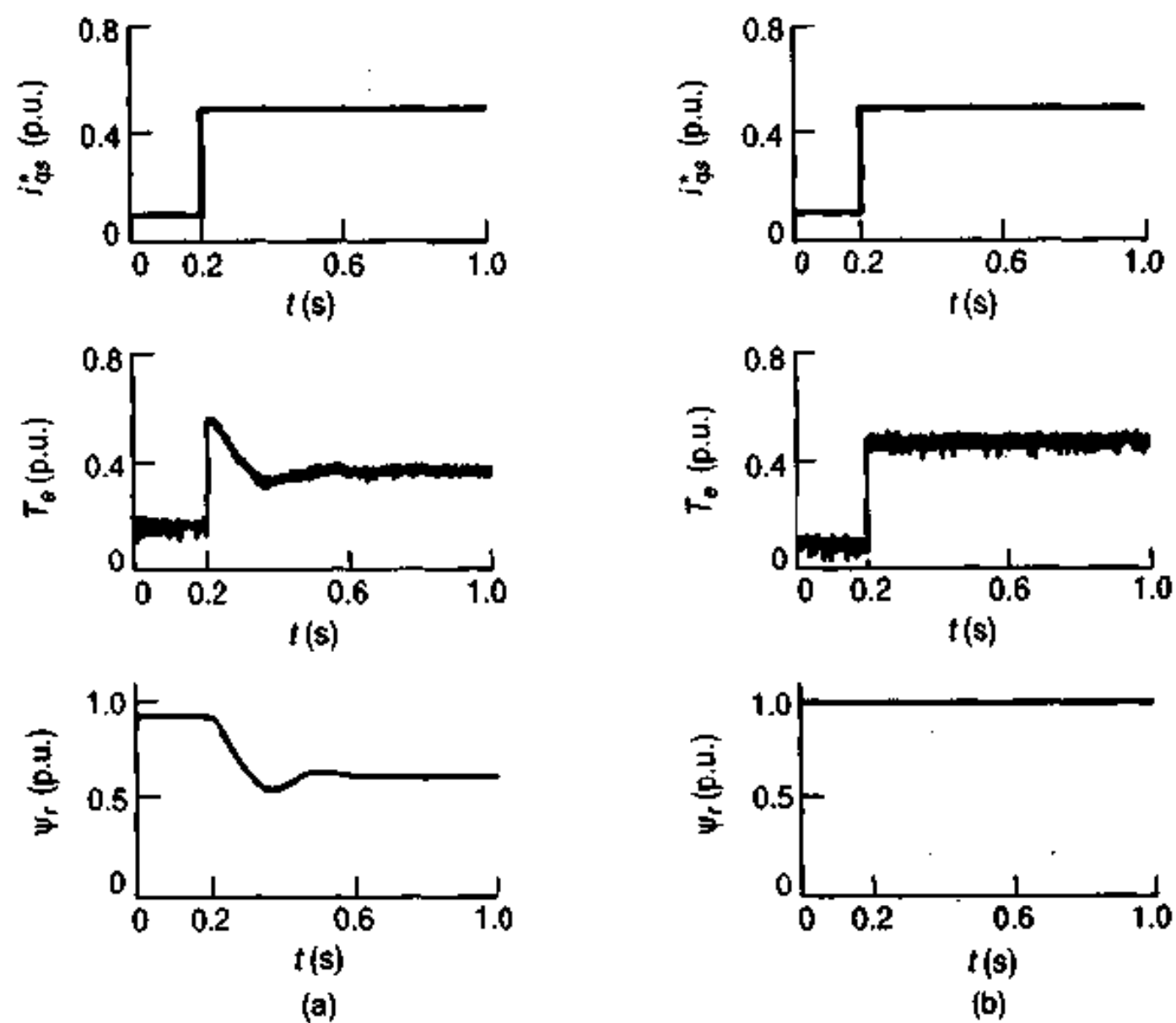


图 11-28 模糊调谐器性能
(a) 失谐转差增益 (b) 调谐转差增益

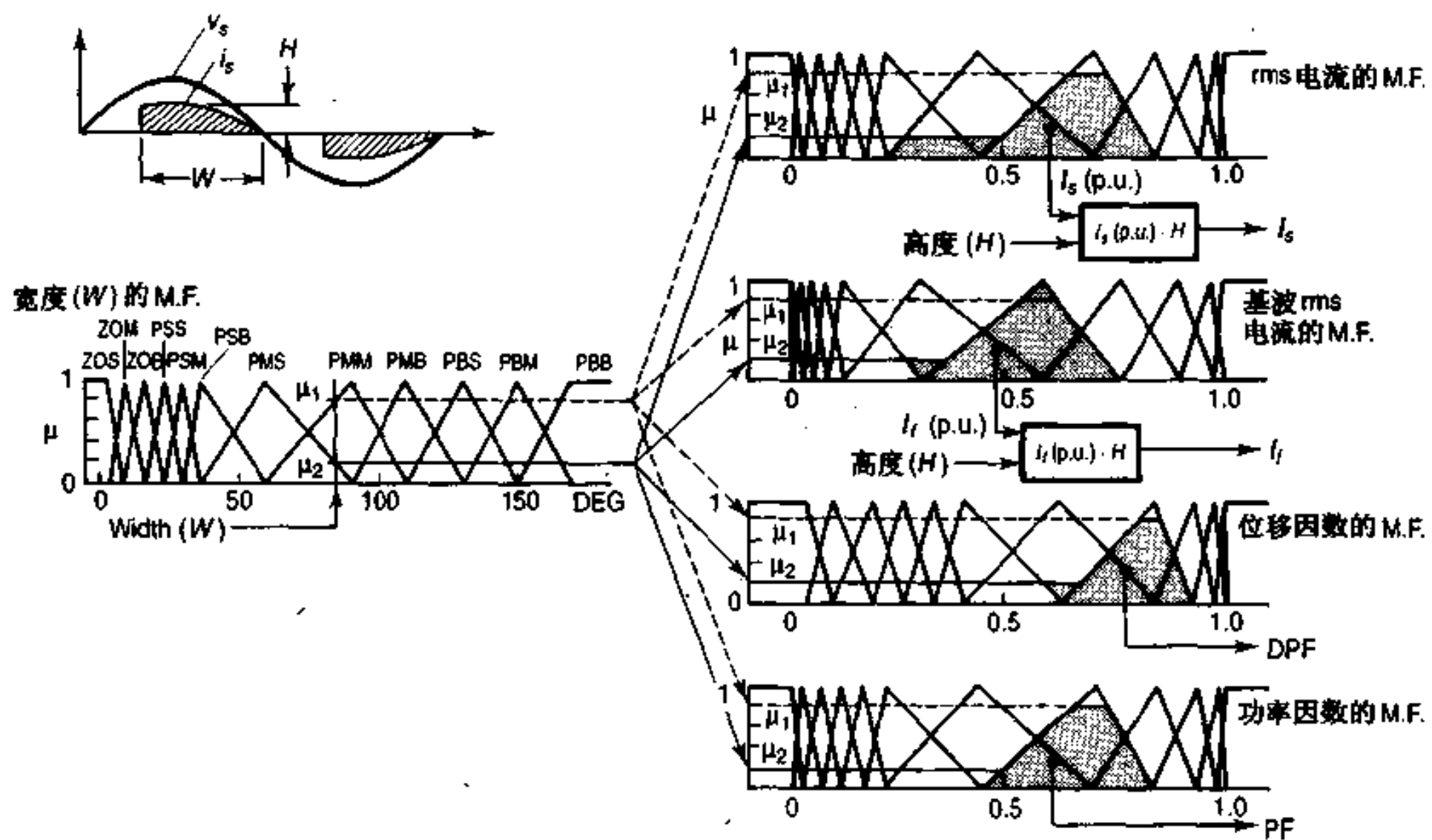


图 11-29 规则法估计双向晶闸管控制器的线电流

前面讨论的规则法和相关法都可用来进行估计。图 11-29 详细说明了用规则法估计双向晶闸管控制阻性负载(如调光器)的线电流。电流波形的特性用宽度变量(W)和高度变量(H)来描述,模糊估计器被编程(或训练)来估计全部有效值电流(I_s)、基波有效值电流(I_f)、位移功率因数(DPF)和功率因数(PF)等参数。图中给出的模糊估计器的输入变量 W 和输出变量 $I_s(\text{p.u.})$ 、 $I_f(\text{p.u.})$ 、DPF 和 PF 均由 12 个非对称隶属函数确定。注意,由于每一个输出有不同程度的非线性,所以隶属函数是不完全一样的。隶属函数的重叠次数、形状和最优估计精度的规则库等全部来自仿真结果。显而易见,总共有 12 条规则,每一条规则有多重结论。下面给出两个规则作为例子:

Rule 1:

IF width (W) is PMS

THEN $I_s(\text{p.u.}) = \text{PMS}$, $I_f(\text{p.u.}) = \text{PMS}$, $\text{DPF} = \text{PMS}$, $\text{PF} = \text{PMS}$

Rule 2:

IF width (W) is PMM

THEN $I_s(\text{p.u.}) = \text{PMM}$, $I_f(\text{p.u.}) = \text{PMM}$, $\text{DPF} = \text{PMM}$, $\text{PF} = \text{PMM}$

注意:虽然每一条规则的结论是唯一的,但实际输出却不同,如图中阴影面积所示,原因是各个隶属函数有不同的形状。通过高度法对输出进行解模糊转化为清晰值。接着, $I_s(\text{p.u.})$ 和 $I_f(\text{p.u.})$ 乘以输入变量 H 以确定实际的电流,而 DPF 和 PF 是直接求得的。图 11-30 解释

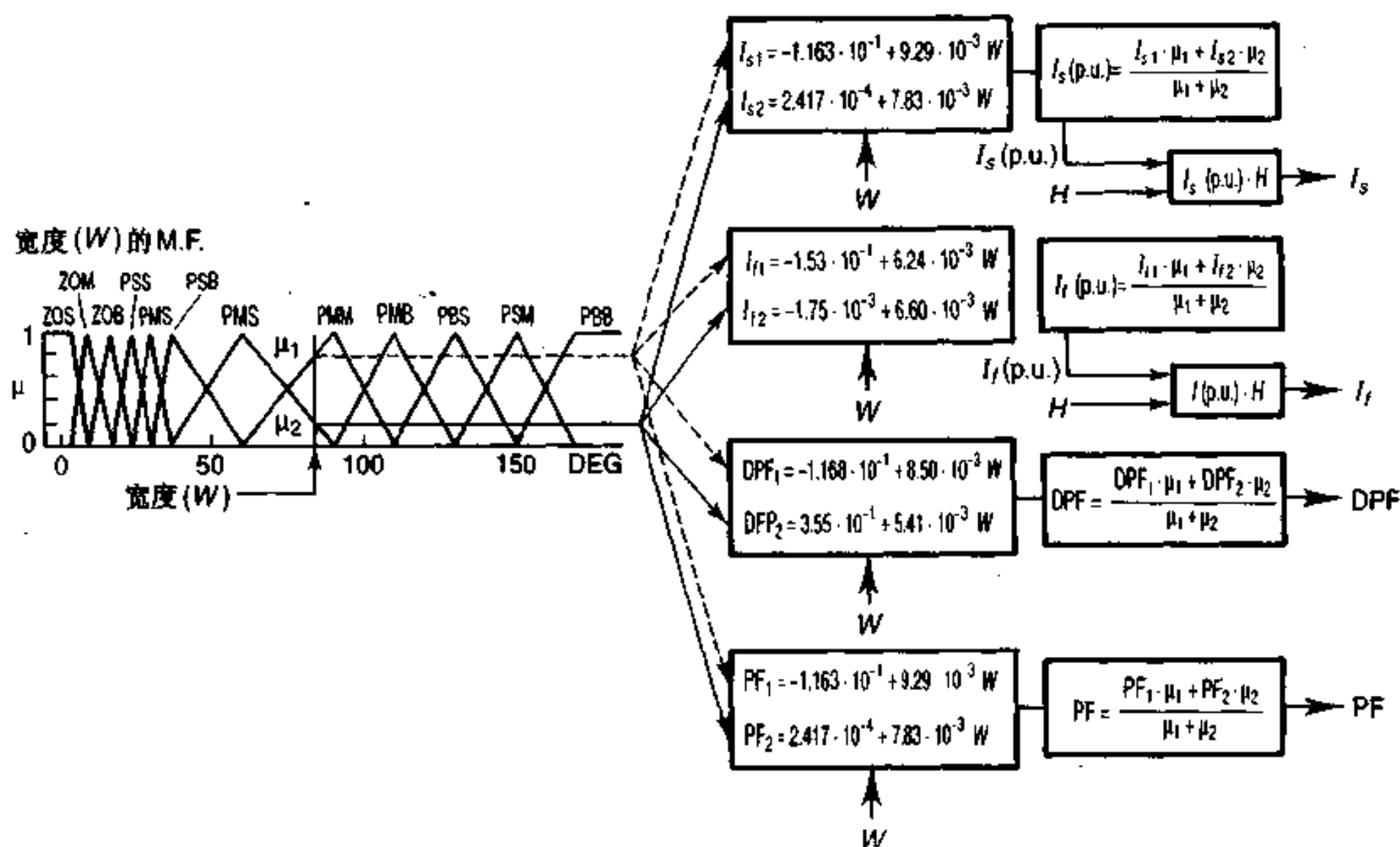


图 11-30 相关法估计双向晶闸管控制器的线电流

了用相关估计法求双向晶闸管控制的电流波形。相关法需要用样本数据精确确定线性方程的系数,以校正估计值。在由 12 个模糊集合确定的宽度 W 区域内进行仿真,以获取这些数

据。在每一个区域内,进行多重回归分析以确定所有估计输出的系数 A_{ij} 。以单位值给出结果的估计方程仅为 W 的函数。在解模糊后,实际电流乘以 H 即可以求出,而 DPF 和 PF 直接给出。如同规则法一样总共有 12 条规则,如图 11-30 所示,其中两条被激活的规则如下:

Rule 1:
 IF W is PMM
 THEN I_s (p.u.) = $-1.163 \cdot 10^{-1} + 9.29 \cdot 10^{-3} W$
 I_f (p.u.) = $-1.53 \cdot 10^{-1} + 6.24 \cdot 10^{-3} W$
 DPF = $1.168 \cdot 10^{-1} + 8.50 \cdot 10^{-3} W$
 PF = $-1.163 \cdot 10^{-1} + 9.296 \cdot 10^{-3} W$

Rule 2:
 IF W is PMS
 THEN I_s (p.u.) = $2.417 \cdot 10^{-4} + 7.83 \cdot 10^{-3} W$
 I_f (p.u.) = $-1.75 \cdot 10^{-3} + 6.60 \cdot 10^{-3} W$
 DPF = $3.55 \cdot 10^{-1} + 5.41 \cdot 10^{-3} W$
 PF = $2.417 \cdot 10^{-4} + 7.837 \cdot 10^{-3} W$

在整个宽度范围内,两种方法的估计结果与实际值相比较的曲线如图 11-31 所示。结果表明,相关法估计精度高于规则法。这点毫不奇怪,因为相关法综合了模糊的和数理的两种方法。当然,通过使用大量的输入和输出变量的模糊集合,规则法的估计精度可以得到改善。

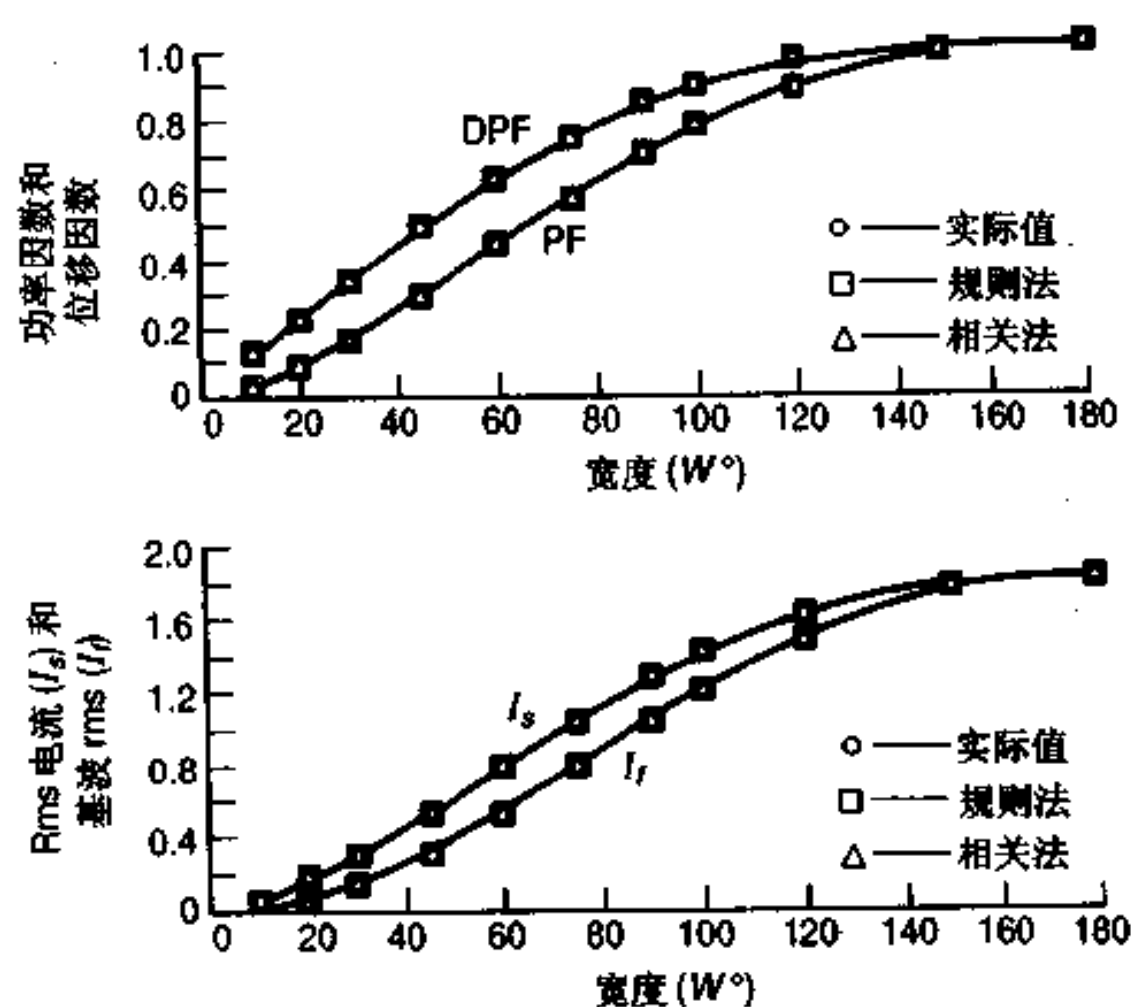


图 11-31 规则法和相关法模糊估计器的精度,用于双向晶闸管控制器线电流的估计

11.4. 神经网络

与专家系统和模糊逻辑相比,人工神经网络(ANN)或神经网络(NN)是人工智能中模仿人类思维的最一般形式。传统的数字计算机在解决专家系统问题方面性能优良,但在解决模糊逻辑问题时却效率不高。自从80年代后期和90年代初期,在解决类型辨识和图像处理一类问题时,数字计算机的局限性已初露端倪。结果,人们的注意力便逐渐转向能有效解决这类问题的人工神经网络技术。人类的大脑大体上由亿万个神经细胞组成,它们又叫神经元。这些神经元相互联结构成了生物神经网络。人工神经网络采用专门的计算电路或计算机软件来模仿生物的神经网络。这项技术近年来已应用到过程控制、辨识、诊断、字符辨认、机器人视学和市场预测等方面,这里不一一列举。

ANN技术的历史悠久而有趣,它比专家系统和模糊逻辑技术的出现还要早。1943年,McCulloch和Pitts首次提出了由二进制人工神经元构成的网络,它具有完成简单阈值逻辑运算的功能。1949年,Hebb提出了网络的学习规则,即著名的Hebb规则。大多数现代网络的学习规则都起源于Hebb规则或它的演变。50年代,在神经网络研究领域的主要代表人物是康奈尔大学航空实验室的心理学家Rosenblatt。他所发明的感知器代表了一种生物感觉模型,如眼睛。Widrow和Hoff提出了ADALINE和MADALINE(多ADALINES),而且由其数据规则来训练网络,这就是现代反向传播训练法的前身。这些网络没有达到人们所期望的性能,无法与冯·诺依曼数字计算机的魅力相媲美,在60年代末和70年代计算机的辉煌完全将神经网络的进展淹没了。神经网络研究重新恢复活力的新纪元开始于1982年。当时Cal Tech学院的化学和生物教授Hopfield在美国科学院发表了他的发明。自那以后,涌现出了许多网络模型和学习规则。从90年代开始,作为人工智能工具的神经网络引起科学界的极大关注,根据预测,神经网络这项技术在下一世纪将会对人类社会产生重大影响。

11.4.1. 神经网络原理

人工神经网络(artificial neural network)(或神经网络),顾名思义是一种模仿人类大脑神经系统的人工神经元相互连结的网络。有的文献也称其为神经计算机(neurocomputer)或连接者系统(connectionist system)。当人刚生下来时,大脑皮层包含大约1千亿个神经元或神经细胞,而且每一个神经细胞的输出与1000个到1万个其他神经细胞相连。一个生物神经元是一个处理元素,它通过称之为“树突”(dendrites)的输入通路,接收和组合来自其他神经元的信号。如果组合的信号足够强,该神经元便被“激活”,产生输出信号,沿着连接许多其他神经元树突的轴突(axon)传递出去。沿着树突进入神经元的每一个信号都通过一个突触交汇。这个交汇点是树突中一个无穷小的间隙,里面充满了神经传输液体,它可以加速或减缓电荷流。神经元的基本作用是化学反应,神经传输液产生的电信号流入神经核或体细胞。突触交汇处的阻抗或导纳的调节引起大脑的“记忆”或“学习过程”。根据这个理论,我们推论大脑具有分布记忆或智能特性,使得大脑具有“关联记忆”(associative memory)的特点,但与数字计算机中CPU寻址的中央存储器不同。否则,从麻醉中苏醒过来的病人将会忘掉一切。

人工神经元的概念是:它的各个部分均直接模仿生物神经元。图11-32所示为一个人工神经元的结构,类似于模拟加法器运算。它也称为神经元、处理元素(PE)、神经节点、节点或细胞。输入信号 $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ 通常为连续变量,也可以是大脑中出现的离散信号。每

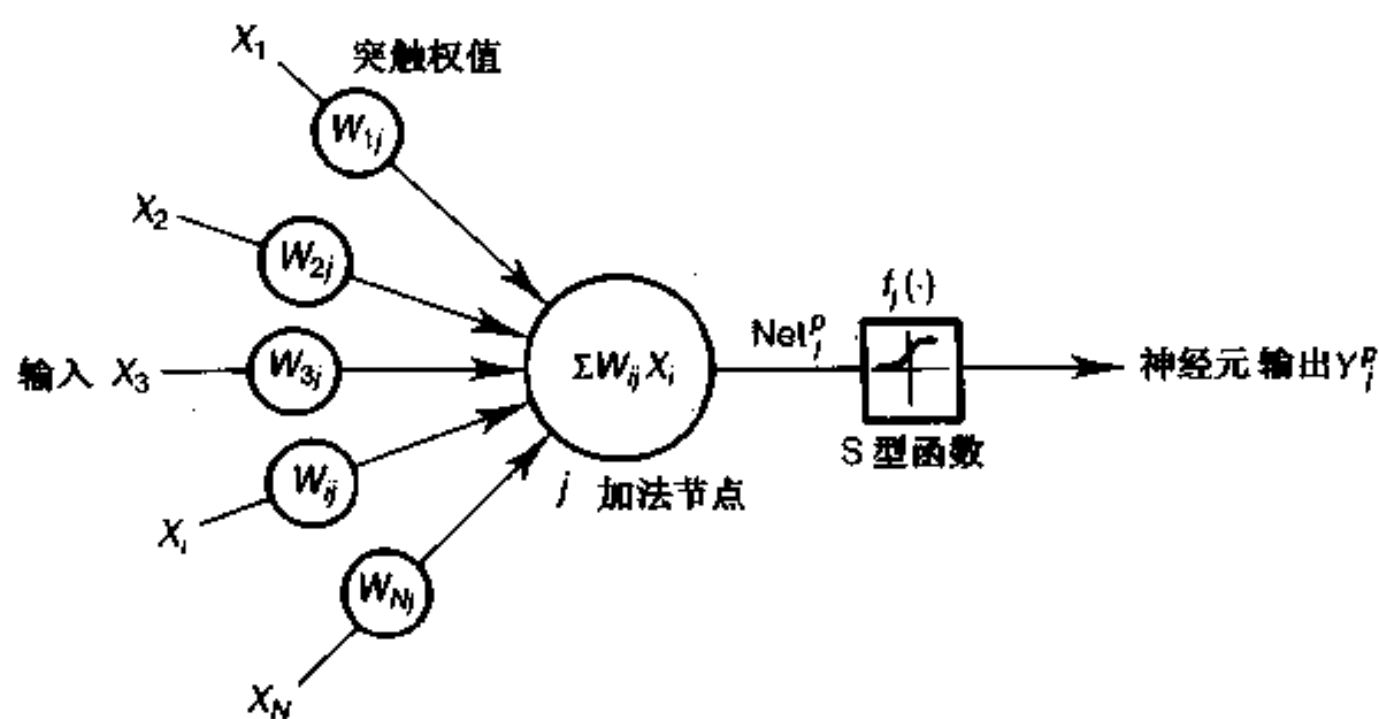


图 11-32 人工神经元结构

一个输入信号流过一个增益或权值,称为突触权值(synaptic weight)或连接强度(connection strength),它的功能是模仿生物神经元突触交汇的作用。权值可以为正(激活)或为负(抑制),分别对应于电信号流的加速或延缓。加法节点累加所有带权重的输入信号(激活信号),接着通过传递函数传送到输出端。传递函数通常为非线性函数。传递函数可以是阈值型(如果输入大于阈值为逻辑1,否则输出为逻辑零),正负号函数型(若输入大于阈值输出为+1,否则为-1),或线性阈值型(输出箝位为+1)。传递函数也可以是非线性连续变化类型,如S型(Sigmoid,示于图 11-32),双曲正切型、反正切型或高斯型。S型传递函数最常用,它的表达式为

$$Y = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}} \quad (11.18)$$

式中, α 是决定函数斜率的系数或增益,该函数在两条渐近线之间(0和+1)变化。如果增益值很大,S函数变为阶跃函数。S型函数是非线性、单调和可微分的,在零输入信号处具有最大的增益变化量。在神经网络中,这些特性是非常重要的。上述这些函数均具有“压制函数”(squashing function)的特点,因为它们把输出值限制在两条渐近线之间。这里要着重指出的是:非线性传递函数给出神经网络的非线性映射特性;否则,网络的特性是线性的。

生物神经元间的实际相互联结目前尚不清楚,但是科学家们已开发出60多个神经网络模型,更多的还在不断推出。这些模型与大脑中的实际情况是否一致并不重要,重要的是这些模型有助于解决我们面临的科学、工程和许多其他实际生活中的问题。

依据神经元之间的相互联结,神经网络可以分为前向(或分层的)和反馈(或递归的)两个类型。据证明,凡反馈网络可以解决的问题都可以用适当外部联结的前向网络来解决。神经网络还可分为静态或动态网络,这要看它仿真的是静态系统还是动态系统。目前,绝大多数的应用(约90%)都采用前向结构,该结构与电力电子应用也有特殊关系。图 11-33 给出了具有三个输入信号、两个输出信号的前向多层神经网络。圆圈表示神经元,联结线上的黑点代表权值。图中没有给出传递函数。图中指出的反向传播训练原理下面再做讨论。该网络有三个层:(1)输入层;(2)隐含层;(3)输出层。

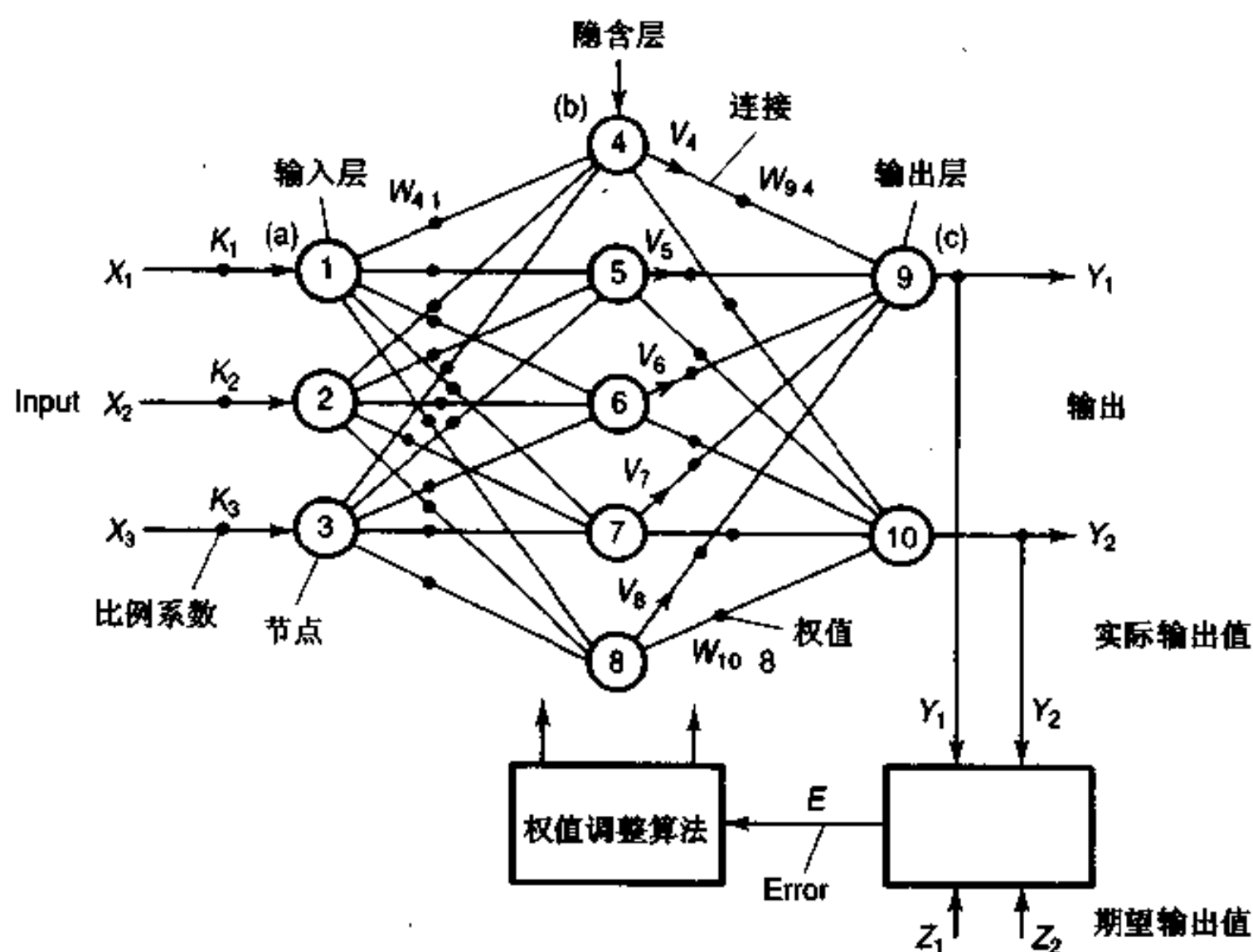


图 11-33 表示反向传播训练的前向神经网络的结构

根据图中每一层所含的神经元数目,该网络也叫 3-5-2 网络。隐含层的功能是联系输入层和输出层。输入层和输出层(也叫缓冲器)的神经元数目分别等于信号的数目。输入层神经元不包传递函数,但是每一个输入都有比例系数以便使输入信号标准化。隐含层可能不止一个。隐含层的数目和每一个隐含层中神经元的数目要视求解问题的复杂性来决定。输入层将计算的信号传送到隐含层,隐含层依次将其传送到输出层,如图所示。这些信号总是按正向流动的,不存在神经元的自联、延迟或反馈联结。如果一个层里的每一个神经元和相邻一个层的每一个神经元都联结,这种网络称“全联结网络”(如图 11-33 所示);如果有的神经元相互之间缺少这种联结,则叫“部分联结”。网络的输入和输出信号可以为逻辑变量(0,1)、离散双向变量(± 1),或连续变量。S 型输出信号可以被箝位转换为逻辑变量。神经网络的结构再清楚不过地表明,它是一个并行输入—并行输出的多维计算系统,计算是分布式的,不同于传统的计算机,后者的计算是串行的,借助于集中的 CPU 和存储单元。神经网络确实更接近于模拟计算。

11.4.2. 前向神经网络的训练

前面所描述的前向神经网络是如何完成有效计算的呢?基本上,它完成的是非线性映射或类型辨识功能。这被定义为“关联记忆”。人脑具有这种关联记忆特性,当我们看到一个人的脸时,我们就想起了他的名字。一组对应于某一特定信号类型的输入数据,神经网络可以对它进行“训练”,给出期望的相应类型的输出。训练过的神经网络,如同人类的大脑,可以把许多输出类型与相应的每一个输入类型联系起来。这种网络具有“学习”能力,其原因是知识因赋予的权值不同而被分散。如果权值选择合适,输入—输出类型的匹配是可能的。在图 11-33 中总共有 25 个权值,改变这些权值对每一个固定的输入信号类型在输出端可以获得

25 个自由度。如果随机挑选权值,网络开始时没有受过训练则输出类型与所期望的类型将完全失配。实际输出类型与期望输出类型进行比较,通过计算调整权值直到完全匹配,即误差变得足够小。使用大量的输入—输出样本类型,把这种训练应该一直持续下去。训练结束后,神经网络不仅具有回忆所有样本输出类型的能力,也还具有内插和外插样本类型的能力。这种学习过程叫做监督学习(supervised learning)(通过老师学习,类似于小孩学字母)。还有许多其他类型的学习过程,如无老师学习或自学习,即简单地给网络一大堆输入数据,网络自己进行组织,对输入进行分类(刺激—反应机制,类似于人类初学语言的方式)。还有强化学习过程,即学习的效能通过评价来验证。利用这些学习过程,神经网络可以圆满地解决问题,但是,同人类学习或专家系统知识相比,神经网络无法解释它是如何产生一个特定输出的。其次,对连续的输出信号,和模糊逻辑一样其解答仅是近似的。

对在前向神经网络中的模型辨识的学习,可利用光字符辨识(OCR)问题[43]来详细解释,如图 11-34(a)所示。这里要解决的问题是将英文字母字符转换成 5 位编码(可视为数据压缩),于是,一共有 $2^5=32$ 个不同字符可被编码。字母“A”通过由逻辑 0 和逻辑 1 组成的 5×7 输入矩阵来表示。35 个信号的输入向量与输入层相对应的 35 个神经元相联接。这个三层网络在隐含层中有 11 个神经元、在输出层中有 5 个神经元,分别对应 5 位(在本例中为 10101),如图所示那样。网络使用 S 型传递函数,箝位后给出逻辑输出。输入—输出类型映射通过监督学习来完成,即改变网络权值(一共 800 个)使其达到期望值。如果在输入层现在压缩的字符为“B”而要求输出的映射为 10001,若用以前训练的权值则输出将被完全扭曲变形。于是,网络进行另一轮训练直到获得满意的期望输出类型。这看起来好像偏离了期望输出字母“A”。然而,经反复地训练,最后做到不但能输出字符“A”也能输出“B”。照这样,为完成全部 32 个字符的网络训练最终要进行大量的训练工作。显而易见,带输出逻辑箝位的网络非线性使得这种辨识成为可能。训练网络逆映射也是可能的,即输入向量 10101,输出向量映射为字母“A”,如图 11-34(b)所示。这种训练的步骤和前一种相同。这种情况很像数据扩展而不是压缩。把图 11-34(a)和(b)串联起来再现同一个字母也是可能的。这种安排的优点在于通过窄带通道进行字符传递。其次,训练一个网络使输出字母完全同于输入字母也是可能的,如图 11-34(c)所示。比照后面将要讨论的异关联网络(hetero-associative network),这个网络叫自关联网络(auto-associative network)。自关联映射的优点,是如果输入类型严重变形,输出映射仍为干净的、清晰的,原因在于网络被训练得产生最接近的清晰输出。这一优点对图 11-34(a)也适用。神经网络这种固有的抗噪声或抗畸变特性在许多应用中是非常重要的。神经网络的特征常常表现为它的容错性质。这就意味着,如果有几个权值有错或几个联结中断,输出仍然不受大的影响。这是因为知识在网络中是分散的。在最坏的情况之下,对于网络中的重大缺陷,输出也是逐渐变差的,相比较而言,在传统的计算机中,这一点却是灾难性的。

前向网络的反向传播训练 反向传播算法是多层前向神经网络中最常用的训练方法。它是由 Rumelhart、Hinton 和 Williams 于 1986 年首先提出的。实际上,它是对 Widrow 和 Hoff 提出的 Δ 规则的基本概括。由于这种训练方法,前向网络常被称为反向传播网络(back-prop network)。这种网络(见图 11-33)在开始训练时赋予随机的正和负权值。对已知的输入信号类型,通过一步一步地沿正向进行的计算求出输出类型。对一组输入类型,就得出一个由最后的输出与期望的最后输出之差的平方给出的价值泛函。然后,从输出层开始一次改变

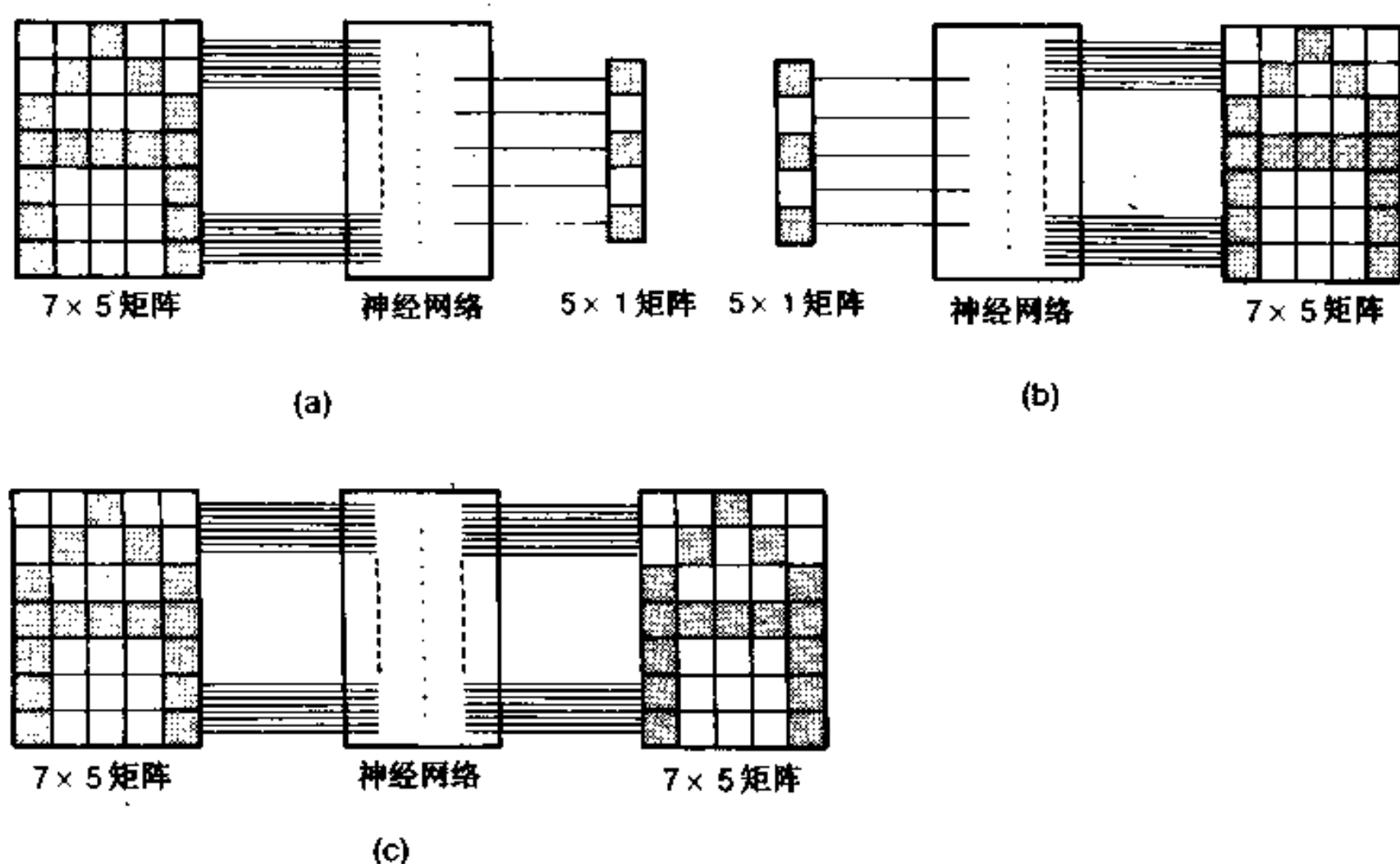


图 11-34 字符“A”的神经网络映射
(a) 输入—输出映射 (b) 逆映射 (c) 自关联网络中的输入—输出映射

一回权值,用梯度下降法使之最小化。对于像图 11-32 所示的单个处理单元的输出,其表达式如下:

$$\text{net}_j^p = \sum_{i=1}^N W_{ij} X_i \quad (11.19)$$

$$Y_j^p = f_j(\text{net}_j^p) \quad (11.20)$$

式中 j ——讨论中的处理单元;
 p ——输入类型的号数;
 X_i ——第 i 个神经元联接到第 j 个神经元的输出;
 net_j^p ——加法节点输出,即第 j 个神经元激活信号;
 N ——馈入第 j 个神经元的神经元个数;
 f_j ——非线性可微分传递函数(通常为 S 型);
 Y_j^p ——对应的神经元输出。

对输入类型 p ,网络所有输出层神经元的输出误差的平方可表示为

$$E_p = \frac{1}{2} (d^p - y^p)^2 = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^S (d_j^p - y_j^p)^2 \quad (11.21)$$

式中 d_j^p ——输出层中第 j 个神经元的期望输出值;
 y_j^p ——相应的实际输出值;
 S ——输出向量的维数;
 y ——实际的最后输出矢量;

d^p ——对应的期望输出矢量。

整个 P 类型组的全部误差平方 E 为

$$E = \sum_{p=1}^P E_p = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^S (d_j^p - y_j^p)^2 \quad (11.22)$$

如前所述,通过梯度下降法改变权重,减小价值泛函 E ,使其达到最小的可接受的值。对所有输入—输出类型的理想匹配, $E=0$ 。更新的权值方程则为

$$W_{ij}(k+1) = W_{ij}(k) + \eta \left(\frac{\delta E_p}{\delta W_{ij}(k)} \right) \quad (11.23)$$

式中 η ——学习率;

$W_{ij}(k+1)$ ——新权值;

$W_{ij}(k)$ ——旧权值。

对所有 P 训练类型,权值被反复修改。当 P 类型相加后的所有误差 E 小于预先设置的阈值时,则认为足够的学习已获得。这个不断反复的处理过程在神经网络中反向传递误差,故称误差反向传播算法(error back propagation algorithm)。为了保证误差衰减于全局最小点而不是停在局部最小点处,在方程(11.23)右边要加入一个动量项。通过使学习率逐渐减小(自适应),反向传播算法的进一步改进是可能的,即

$$\eta(k+1) = u \eta(k) \quad u < 1.0 \quad (11.24)$$

所以,当衰减到全局最小点处时,振荡减为最小。

从以上讨论中可明显看出,神经网络的训练是非常耗时的。如果隐含层中的神经元数目或隐含层的数目增加,则计算时间将进一步增加。通常的做法是采用计算机仿真程序进行离线训练,这点以后再做讨论。

11.4.3. 模糊神经网络

模糊神经网络,就是把神经网络的原理应用到模糊推理的一种系统[44,45]。其实,它是在模仿模糊逻辑控制器。这种类型模糊控制器的模仿的优点在于它可以自动辨识模糊规则和调谐隶属函数。模糊神经网络(FNN)也可以辨识非线性系统,精度和传统的模糊模型一样高,FNN 拓朴可以是规则法或前面讨论过的相关法(Sugeno's 法)。闭环自适应控制的一种拓朴如图 11-35 所示。该网络有两个前提(环路误差 E 和误差变化 CE)和一个输出(控制信号 U 或 DU)。每一个前提有三个隶属函数——小(SM)、中(ME)和大(BIG)。利用 S 型函数(f)将三个隶属函数合成高斯型。权 W_e 控制隶属函数的大小而权 W_g 控制其斜率。采用反向传播训练算法来确定权值。对规则法和相关法拓朴,前提都是一样的。在乘积(π)运算后的 9 个前提输出表明共有 9 条规则。如图所示,前提条件里的真值和结论中的线性方程的乘积和作为 FNN 的推理值。图 11-35 中的一个典型规则如下:

$$\text{IF } E \text{ is SM AND } CE \text{ is ME THEN } U = \frac{U_1 \mu_1 + U_2 \mu_2}{\mu_1 + \mu_2}$$

式中

$$\begin{aligned} U_1 &= W_{a01} + W_{a11} \cdot E + W_{a21} \cdot CE \\ U_2 &= W_{a02} + W_{a12} \cdot E + W_{a22} \cdot CE \end{aligned}$$

及

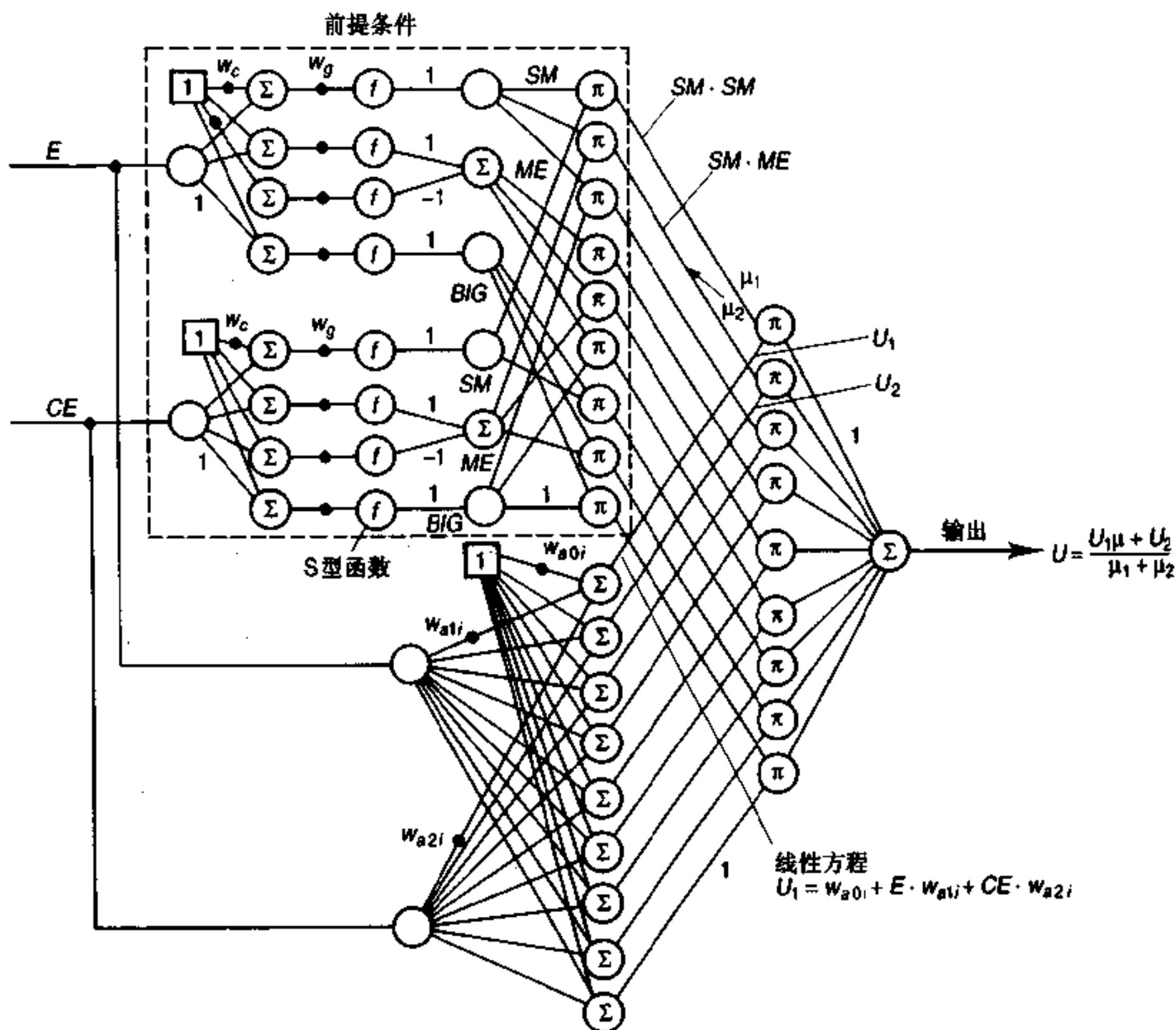


图 11-35 模糊神经网络

$$\mu_1 = SM \cdot SM, \quad \mu_2 = SM \cdot ME$$

产生的线性方程示于图中的较低处, w_{a0i} 、 w_{a1i} 和 w_{a2i} 是经训练的参数。如有必要, 该网络可以扩大, 加入更多的隶属函数和输入/输出信号。

11.4.4. 设计方法和实现

设计神经网络的一般方法总结如下:

- (1) 分析问题是否有足够的内容值得用神经网络来解答。考虑其他的方法, 如专家系统、模糊逻辑或简单的 DSP 求解。
- (2) 尽可能选前向网络。
- (3) 选择输入节点数等于输入信号数, 选择输出节点数目等于输出信号数。
- (4) 选择合适的输入信号比例系数, 对输入信号进行标准化; 选输出比例系数还原输出信号。
- (5) 产生输入—输出训练数据表。从实验装置中获取这些数据。如果有装置的数学模型

就进行仿真,从仿真结果中获取这些数据。

(6) 选择开发系统。假定是 NeuralWorks Professional II/Plus。

(7) 在开发系统中建立网络拓扑,设为一个三层网络。选隐含层节点数为输入层和输出层节点数的平均值。选择传递函数。在开发系统中,训练步骤是高度自动化的。具体的步骤下面给出。

(8) 选可以接受的网络训练误差 E 。用正或负随机权值对网络进行初始化。

(9) 从训练数据文件中选输入—输出数据类型。用反向传播训练原理改变网络的权值。

(10) 当训练误差达到可以接受的值以后,选另一组类型重复上述过程,直到训练全部的类型。

(11) 如果网络没有衰减到误差以下,如有必要可增加隐含层的神经元数目或增加隐含层的数目(大多数问题三层便可以解决)。隐含层神经元数目太多或隐含层数目太多将大大增加训练时间,而且网络将趋于具有记忆特性。

(12) 在成功地训练完网络后,采用一些中间输入数据对网络性能进行测试。然后,权值准备下载。

(13) 选合适的执行硬件或软件,并载入权值。

训练流程详见图 11-36 所示。目前市场上有许多神经网络的开发工具和产品,其中一些列于表 11-3。

表 11-3 神经网络工具和产品

公 司	产 品	特 点
Intel	80170NX*	64 个神经元,10 240 个权,可采用另外的仿真程序训练; iNNTS 装权值于芯片,永久性权值存储器,电气可编程性好
NeuralWare/ NeuralWorks	Professional II/Plus	用于 AT 机或其他平台的开发工具; 适用于 BP、ART、LVQ2、PNN、RBF、SOM 网络
Californita Scientific Software	Brain Maker	用于 BP (DOS, MAC) 的开发工具 (Brainmaker, Network Toolkit, Brainmaker Prof.); 加速器/专业加速器 (基于 DSP 的 AT 板)
MathWorks	MATLAB Toolbox	设计和仿真神经网络的 MATLAB 函数库, 包括学习规则、传递函数、BP 函数训练、设计步骤, 与 MATLAB 全面结合兼容
NeuroDynamX	DynaMind	BP、Madaline 开发工具, 带有神经加速器 (基于 DSP 的 AT 卡)

ART——自适应共振理论; BP——反向传播; LVQ2——学习向量量化; PPN——概率神经网络; RBF——径向基反馈; SOM——自组织映射。

* 电可训集成 IC 模拟 FF 神经网络。

11.4.5. 在电力电子和传动系统中的应用

神经网络可用于电力电子中的各种控制和信号的处理。以具有简单的输入—输出映射特征的前向网络为例,它可以用于一维或多维的函数发生器。比如, $Y = \sin X$ 函数就可以用神经网络来产生[48]。在该例中,使用事前计算好的 Y 与 X 的样本数据表在整个周期内进行网络训练。虽然,它类似于执行查询表,但是,受训后的网络具有在样本数据值间进行内插的能力。另一个类似应用的例子是 PWM 控制中的谐波消去法。对给定的调制系数, PWM 波的缺口角度可以由神经网络来产生[60]。如前所述,神经网络还可以经训练去模仿模糊控

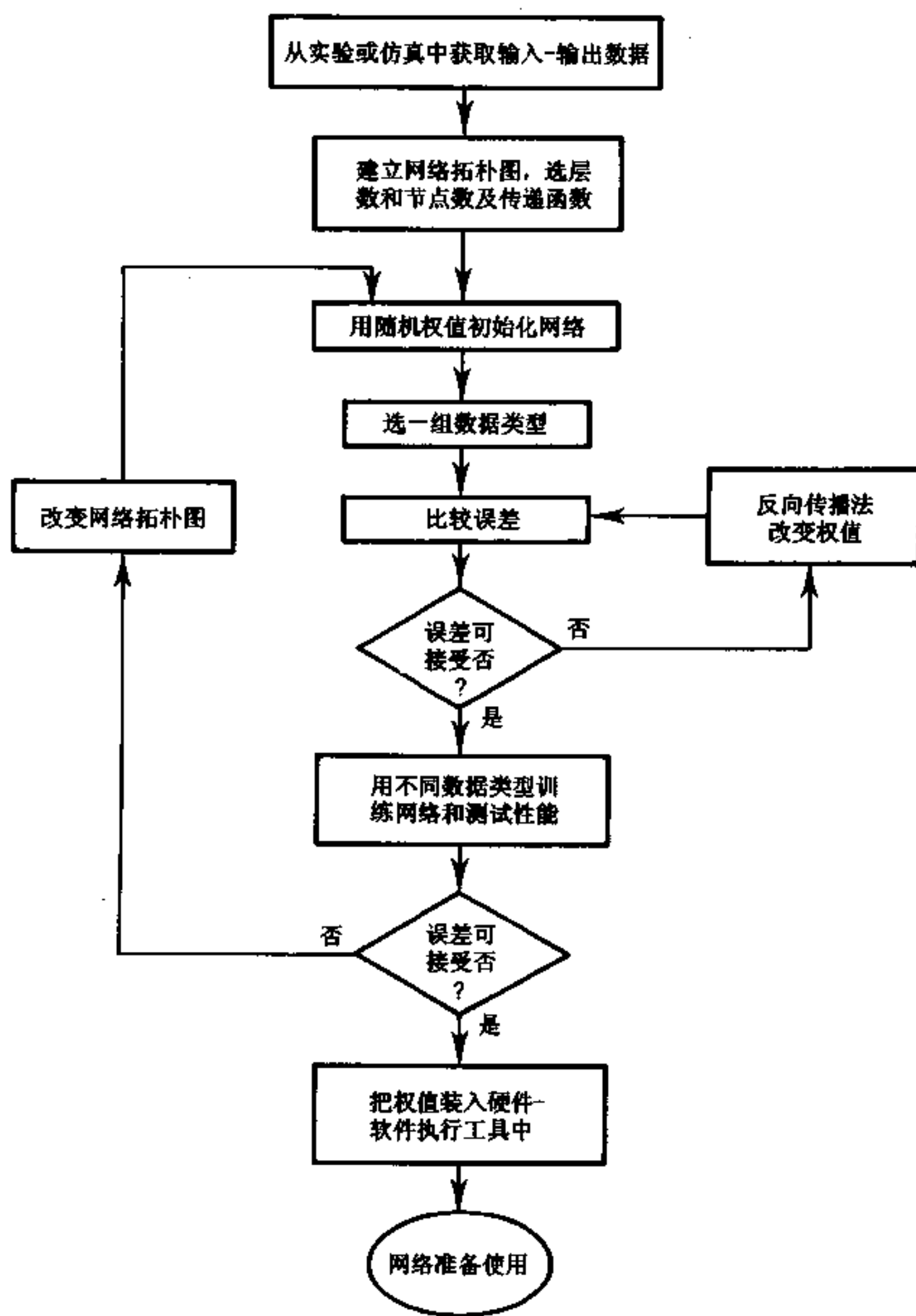


图 11-36 网络训练流程图

制器。

神经网络经训练可用来进行在线或离线诊断电力电子系统。例如,考虑一个大型传动装置,把与系统状态有关的基本检测信号输入给一个神经网络,根据系统监视神经网络的输出就能判断系统“健康”状况。如果传动设置状态不佳,则系统不能起动。诊断信息还可用作系统的补救控制,如停机或容错控制。类似地,一个神经网络可接收快速傅里叶形式的复杂信号,经过训练,从中可推出重要结论。神经网络还可接受有延时畸变波形的输入信号,并对其进行无任何相位差的滤波[48]。虽然前向网络不能内含任何动态特性,但是非线性动态系统

可以通过有延时的输入、输出和反馈信号进行仿真。考虑一个非线性单输入单输出(SISO)的动态系统,其数学表达式为一个非线性微分方程。该微分方程可用有限差分方程来表示,用神经网络进行仿真。Narendra 和 Parthasarathy[49]确认了 4 种不同型式的 SISO 非线性模型可供神经网络使用,即

模型 I:

$$x(k+1) = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i x(k-i) + f[u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)] \quad (11.25)$$

模型 II:

$$x(k+1) = f[x(k), x(k-1), \dots, x(k-n+1)] + \sum_{i=0}^{m-1} \beta_i u(k-i) \quad (11.26)$$

模型 III:

$$x(k+1) = f[x(k), x(k-1), \dots, x(k-n+1)] + g[u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)] \quad (11.27)$$

模型 IV:

$$x(k+1) = f[x(k), x(k-1), \dots, x(k-n+1); u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)] \quad (11.28)$$

式中, $[u(k), x(k)]$ 代表时刻 k 装置的输入—输出对。模型 I 的仿真结构见图 11-37。在图中,非线性静态函数 $f(\cdot)$ 由前向神经网络仿真。神经网络也可以被训练去辨识一个逆动态模型,而不是动态装置的前向模型。实际上,逆模型的仿真更简单,这点稍后再讨论。前向模型和逆模型都可以对装置进行自适应控制。下面,将再给出几个用于估计和控制的神经网络应用例子。

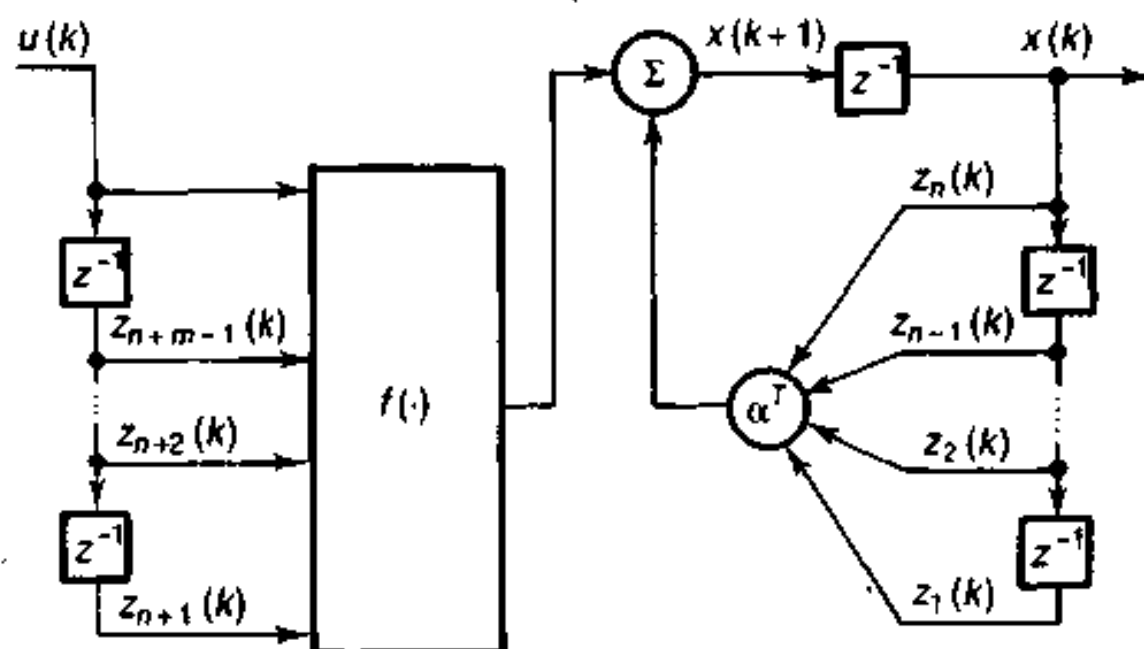


图 11-37 带前向神经网络的非线性动态系统模型

畸变波形的估计 这里的问题是精确计算单相反并联晶闸管控制器 $R-L$ 负载的电流有效值(I)、基波电流有效值(I_f)、位移功率因数(DPF)和功率因数(PF)。系统中触发角(α)、负载阻抗(Z)和阻抗角(ϕ)是变化的。在 11.3.5 节我们已讨论过使用模糊逻辑从波形中做出类似的估计。电源假设为 220 V 正弦波。图 11-38 所示为用于估计的神经网络结构。它有两个隐含层,每层有 16 个神经元。网络的训练数据来自于对 α 、 ϕ 和 Z_b/Z 的电路仿真,输出参数的计算来自于 MATLAB 程序的仿真波形。图 11-39(a)(b)(c)和(d)为 4 个输出参数

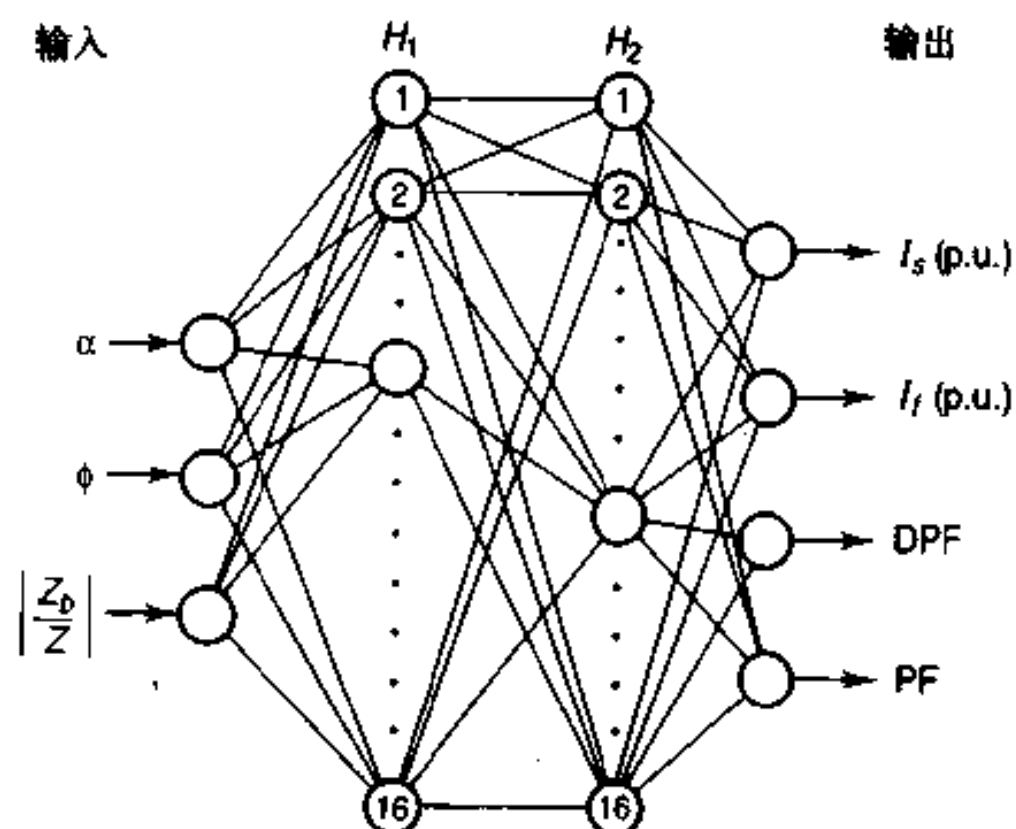


图 11-38 估计双向晶闸管控制器线电流的神经网络

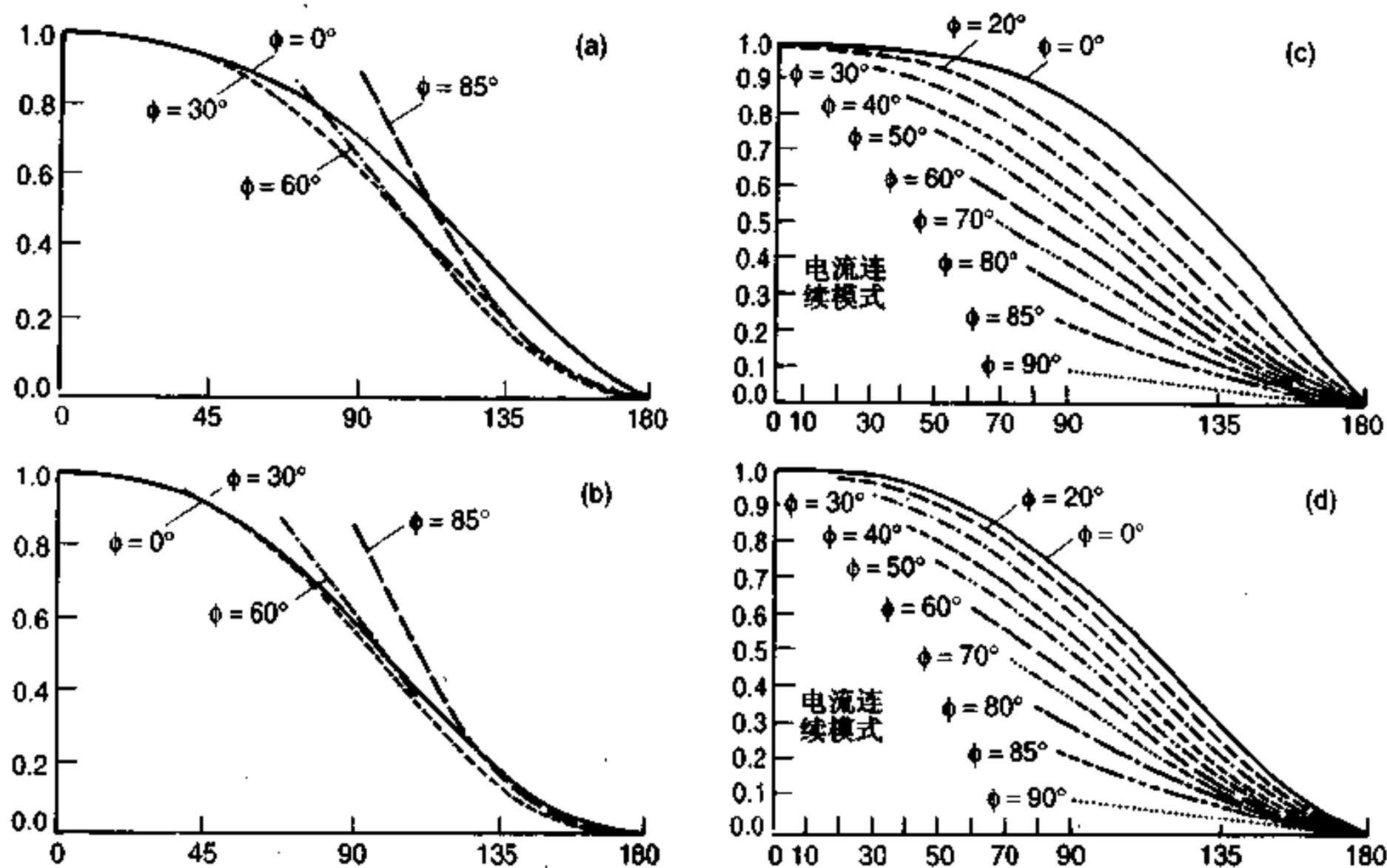


图 11-39 基于神经网络的晶闸管控制电流波形估计

(a) 有效值电流(I_s) (b) 基波有效值电流(I_f) (c) 位移功率因数(DPF) (d) 功率因数(PF)

的估计器性能曲线,并与相应的实际曲线做了比较。在每一个图中,最小的 α 角严格限制为 $\alpha_{\min}$,即连续导通的边界。在输入条件 $Z_b/Z=1.0$ 下, $I_s(\text{p.u.})$ 和 $I_f(\text{p.u.})$ 通过乘以比例系数 Z_b/Z 折算为实际值。网络是经 NeuralWorks Professional II/Plus 训练过的。它需要14.3百万

次训练,误差才衰减到 0.2% 以下。下面给出一个具体的计算例子,用来解释图 11-39 的估计步骤。

〔例〕

输入参数

触发角(α) = 60°

阻抗角(ϕ) = 30°

电源电压(V_s) = 220 V

基准阻抗(Z_b) = $220\sqrt{2} \Omega$

负载阻抗 $Z = 50 \Omega$

估计输出

从图 11-39(a), $I_s(\text{p. u.}) = 0.79$; 即 $I_s = 0.79 \cdot 220\sqrt{2}/50 = 4.915 \text{ A}$

从图 11-39(b), $I_f(\text{p. u.}) = 0.78$; 即 $I_f = 0.78 \cdot 220\sqrt{2}/50 = 4.853 \text{ A}$

从图 11-39(c), $\text{DPF} = 0.84$

从图 11-39(d), $\text{PF} = 0.82$

脉冲宽度调制 图 11-40 所示为具有神经网络的电流控制 PWM 方案[54,55]。网络通过比例系数 K 获得相电流误差信号,并产生 PWM 逻辑信号用以驱动逆变器开关元件。当达到阈值时,S 型函数箝位输出 0 或 1。输出信号(为 0 和 1 脉冲列)有 8 种可能的状态,对应于逆变器的 8 个状态。比如,如果某相中的电流达到阈值 +0.01,则对应输出为 1,开通上桥臂的管子。另一方面,若误差为 -0.01,输出则为 0,下桥臂管子导通。网络用这 8 种输入—输出样本类型进行训练。

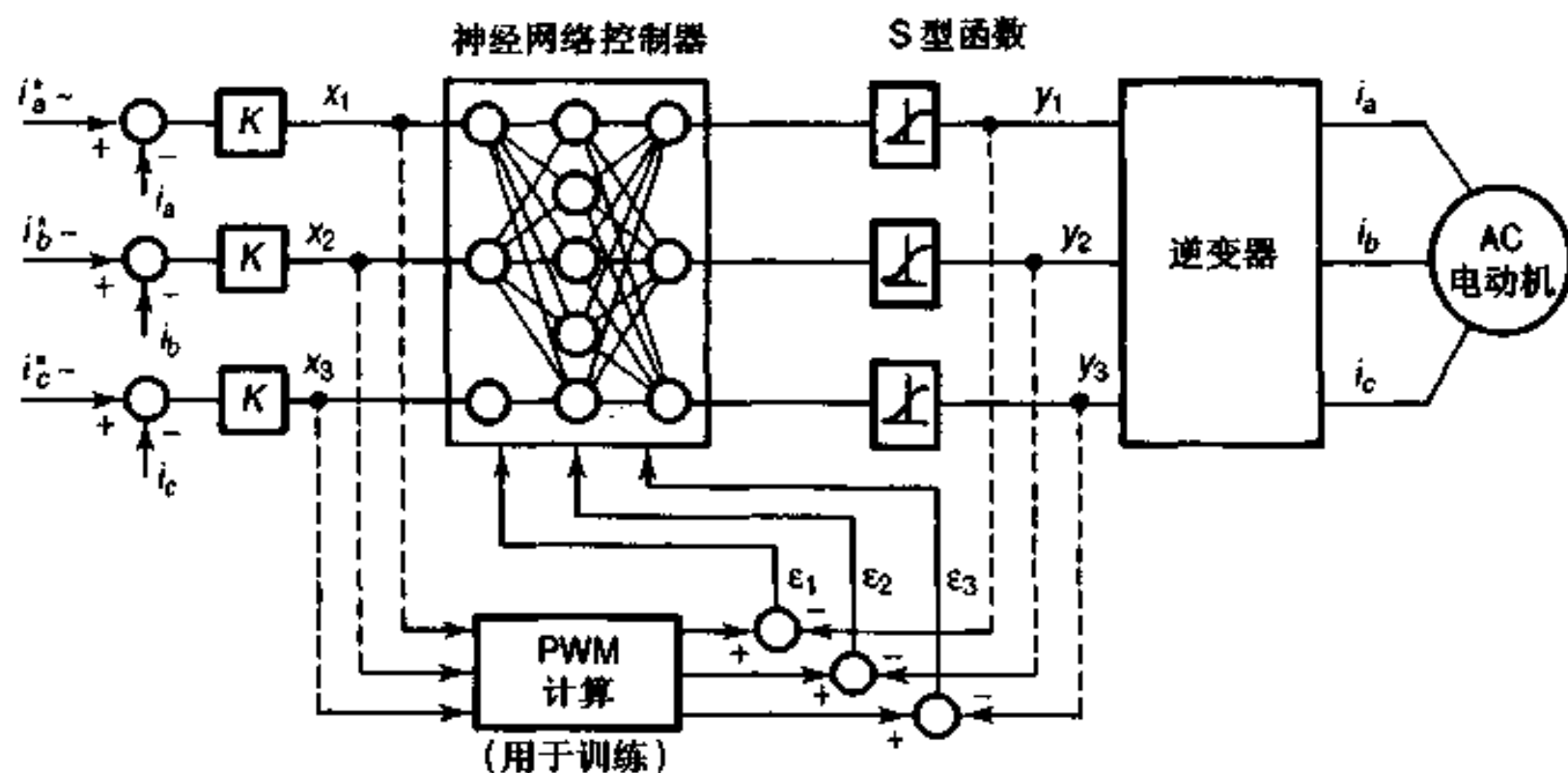


图 11-40 基于神经网络的 PWM 控制器

在另一种 PWM 方案中[55],网络被训练成产生具有一组预定电流误差的最优 PWM 波形。期望的波形由 PWM 计算机单独产生,然后期望波形与实际波形相比较,产生的误差通过反向传播算法来训练网络。在另一种类似的方案中,网络的训练是按照在开关频率限制范围内使误差最小的要求进行的。

传动反馈信号的估计 图 11-41 所示为直接矢量控制感应电动机传动系统的方框图。其中,一个神经网络估计器用以对转子磁通(Ψ_r)、单位矢量($\cos \theta_e$ 和 $\sin \theta_e$)和转矩(T_e)进行估计[56]。在图中,基于 DSP 的估计器用来做比较。由于前向网络不能内含任何动态,所以电机的端电压通过硬件低通滤波器(LPF),经积分产生图中的定子磁通信号。然后,变频变幅的正弦信号用来计算输出参数。图 11-42 所示为神经网络的拓朴图,共有三层,隐含层中

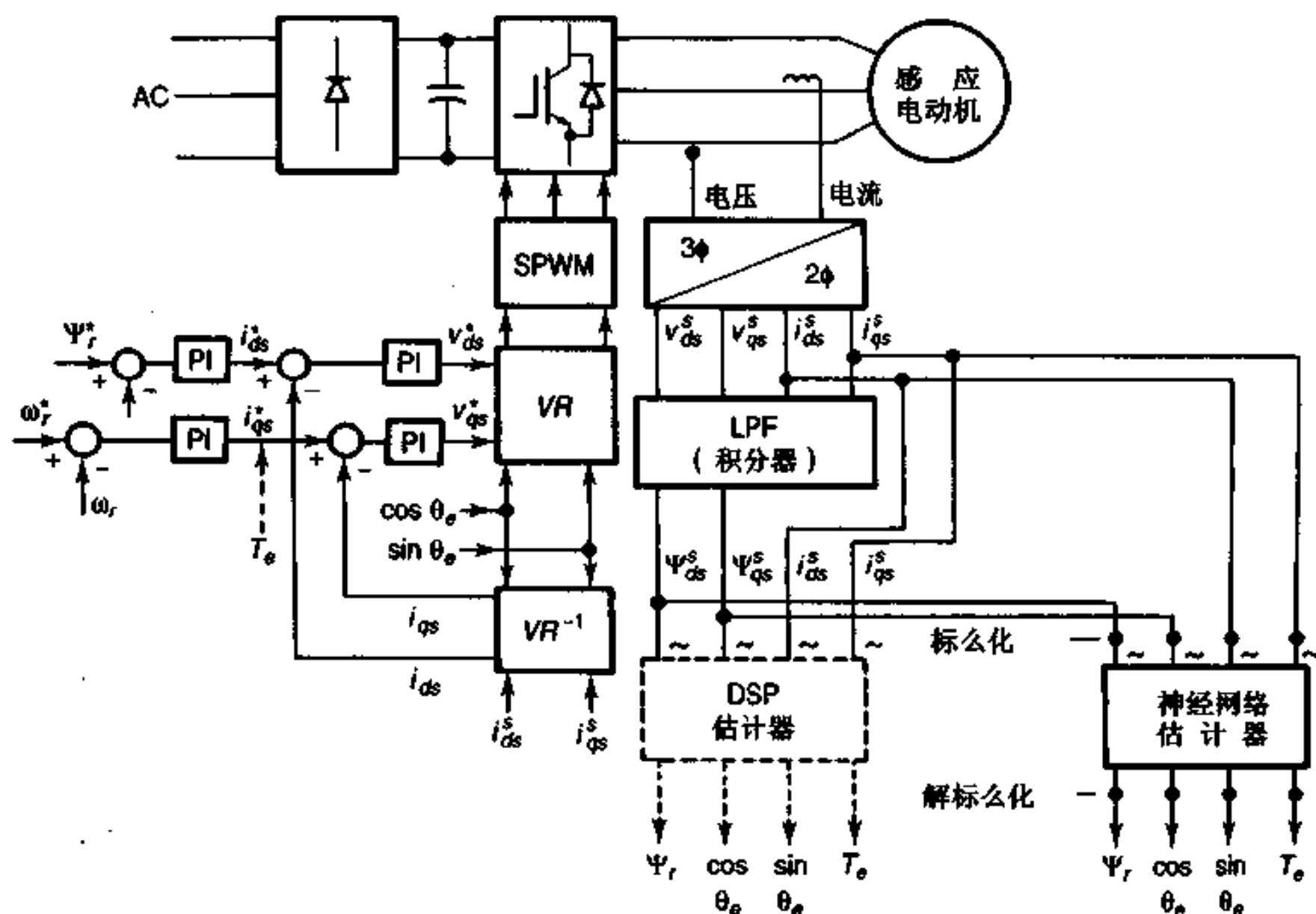


图 11-41 矢量控制感应电动机传动系统,图中示出了基于 DSP 和神经网络的估计器

有 20 个神经元。一个基准信号通过权值同隐含层和输出层(图中未显示联接)的所有神经元相联接。输入层神经元具有线性传递特性,而隐含层和输出层均采用双曲正切传递函数来产生双极性输出。用大量仿真数据组成功地进行了网络训练后,估计器的输出结果,转矩、磁通、 $\cos \theta_e$ 和 $\sin \theta_e$ 分别示于图 11-43(a)~(d)中。神经网络估计器与 DSP 估计器进行比较,显示了良好的精度。当开关频率为 2 kHz(而不是 15 kHz)时,神经网络估计器相对具有谐波抑制的性能。该传动系统已运行在宽的转矩和速度范围,与 DSP 估计器和神经网络估计器的接入无关,而且具有可比的性能。

直流传动的辨识和控制 图 11-44 为基于逆动态模型的间接模型参考自适应控制的直流传动方案,要求电机速度必须跟随任意的指令速度轨迹[57]。带负载的电机模型是非线性的和时不变的,模型是完全已知的。但电机跟踪的参考模型是已知的。电机和负载未知的非线性动态特性由前向神经网络捕捉。然后,经训练的网络辨识器与参考模型相组合去实现速度轨迹的控制。这里,电动机的电气和机械动态性能由下述一组方程描述:

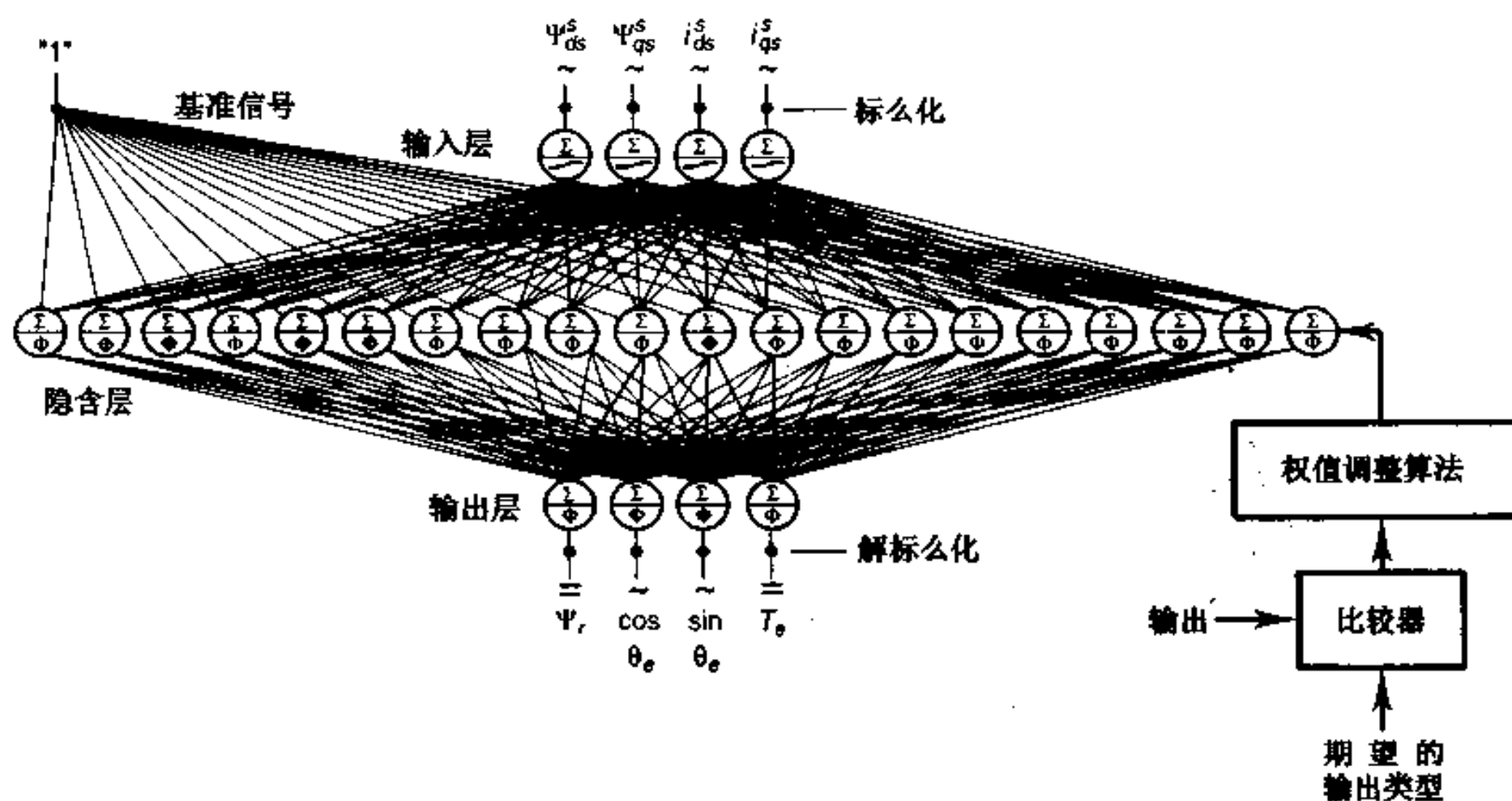


图 11-42 估计器网络拓扑图

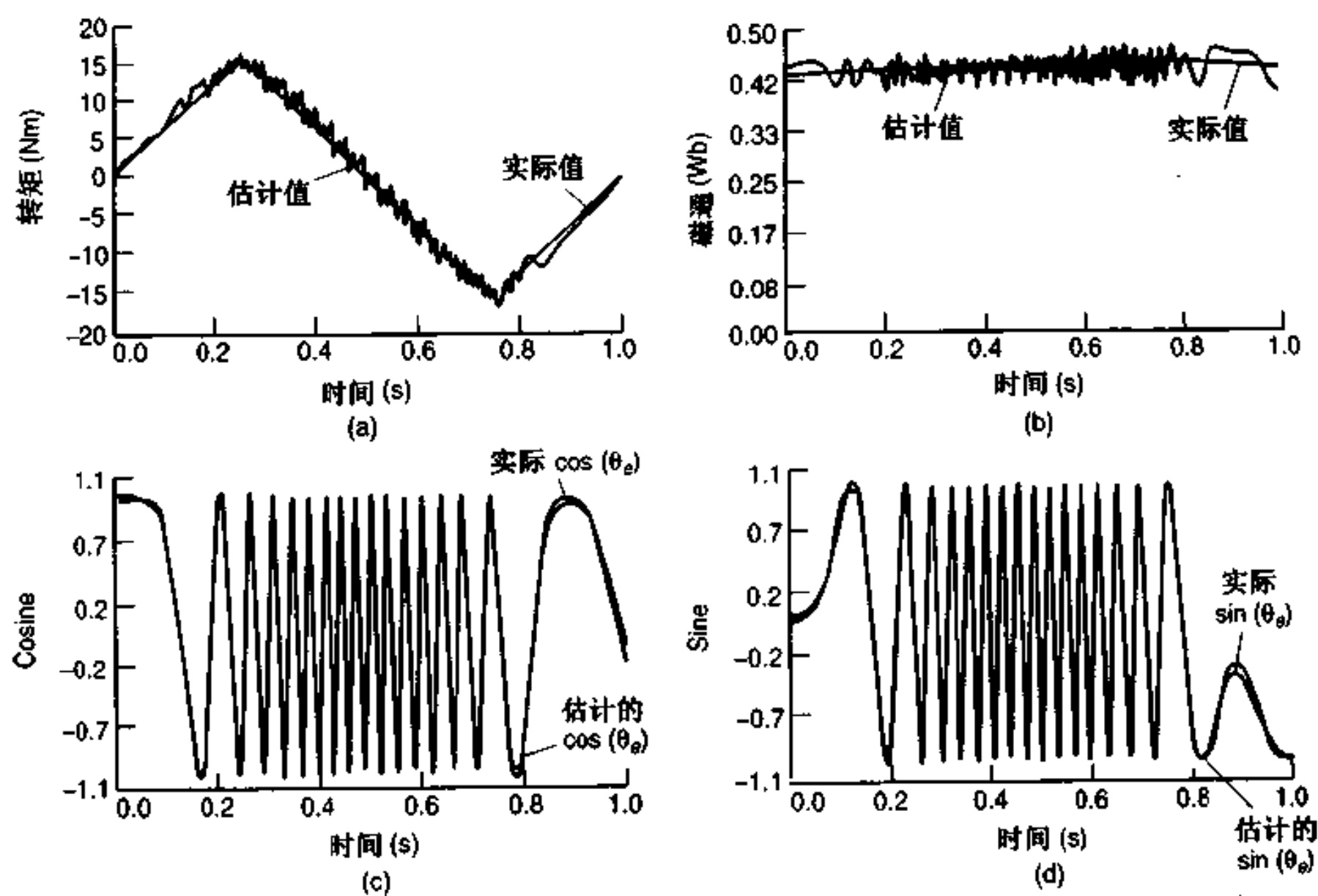


图 11-43 在 15 kHz 逆变器开关频率下的估计精度

(a) 转矩 (b) 磁通 (c) 余弦波形 (d) 正弦波形

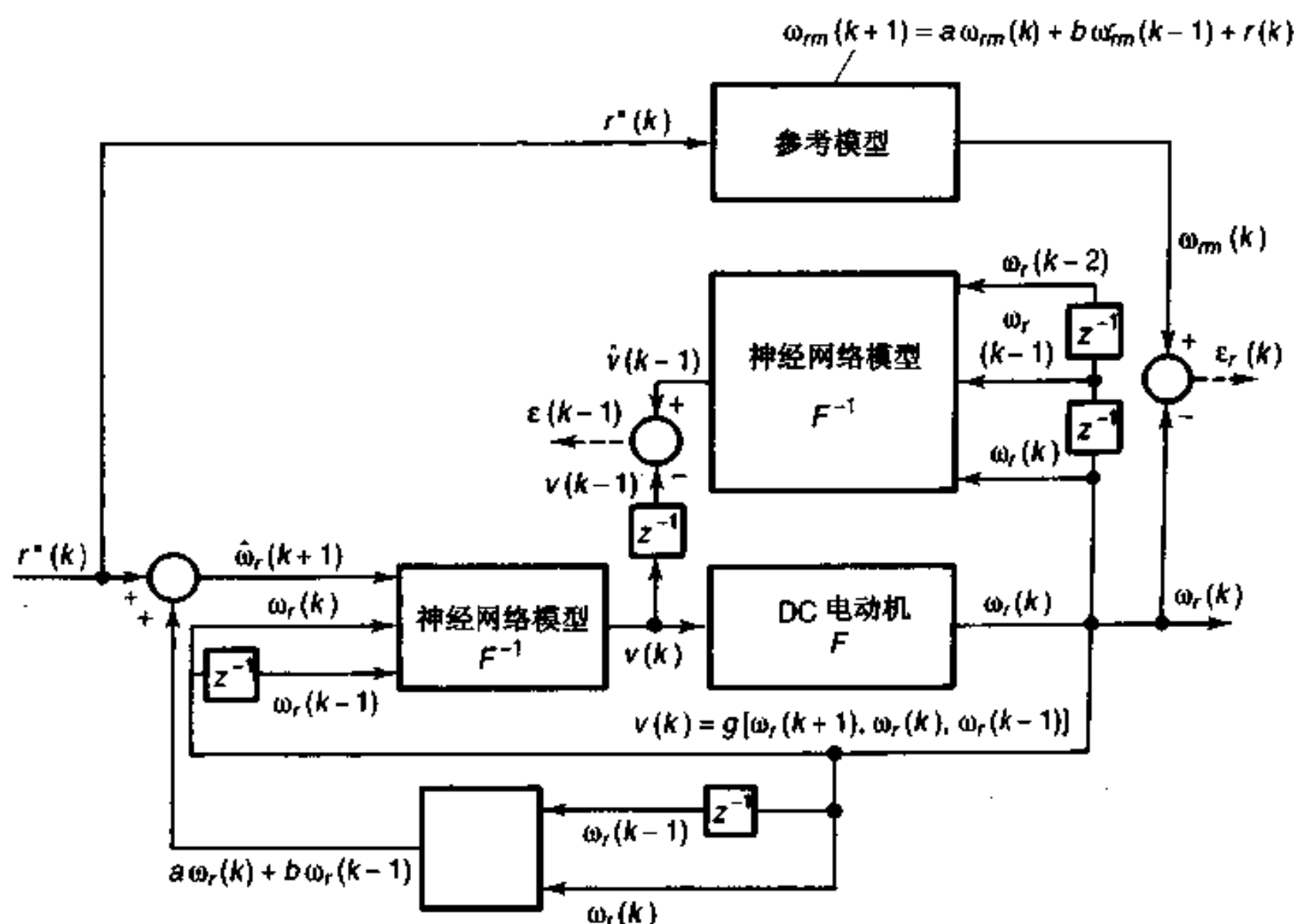


图 11-44 用神经网络模型辨识和自适应控制直流电机

$$K_v \omega_r(t) = v(t) - R_a i_a(t) - L_a \frac{di_a}{dt} \quad (11.29)$$

$$K_t i_a(t) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r(t) + T_L(t) \quad (11.30)$$

$$T_L(t) = K \omega_r^2(t) [\text{sign}(\omega_r(t))] \quad (11.31)$$

式中,采用的是通常的二次转矩特性。把上述方程合并后,转换为离散形式

$$\begin{aligned} \omega_r(k+1) = & \alpha \omega_r(k) + \beta \omega_r(k+1) + \gamma [\text{sign}(\omega_r(k))] \omega_r^2(k) \\ & + \delta [\text{sign}(\omega_r(k))] \omega_r^2(k-1) + \zeta v(k) \end{aligned} \quad (11.32)$$

$$\text{或} \quad v(k) = g[\omega_r(k+1), \omega_r(k), \omega_r(k-1)] \quad (11.33)$$

式中

$$g[\cdot] = \frac{1}{\xi} \begin{bmatrix} \omega_r(k+1) - \alpha \omega_r(k) - \beta \omega_r(k+1) - \gamma [\text{sign}(\omega_r(k))] \omega_r^2(k) \\ -\delta [\text{sign}(\omega_r(k))] \omega_r^2(k-1) \end{bmatrix} \quad (11.34)$$

方程(11.33)给出了电机的离散模型。一个隐含层有5个神经元的三层网络,通过离线训练去模仿未知非线性函数 $g[\cdot]$,它其实是电机的逆模型。信号 $\omega_r(k+1)$ 、 $\omega_r(k)$ 和 $\omega_r(k-1)$ 是网络的输入,相对应的输出是 $g[\cdot]$ 或 $v(k)$ 。训练数据可以从运行装置中获取。如果模型是现有的,则可以从仿真中获取数据。信号 $\epsilon(k-1)$ 是辨识误差,训练结束后它应该接近于零。接着网络被安置在前向通道,如图所示,去抵消电机的动态分量。因为参考模型是渐近稳定的,若假设跟踪误差 $\epsilon_r(k)$ 趋于零,则在第 $(k+1)$ 时间步长的速度可由下式预测:

$$\hat{\omega}_r(k+1) = 0.6\omega_r(k) + 0.2\omega_r(k+1) + r^*(k) \quad (11.35)$$

所以,对指令轨迹 $\omega_r(k)$ 、 $r(k)$ 可以从参考模型中求出,而且,相应的 $\omega_r(k+1)$ 、 $\omega_r(k)$ 和 $\omega_r(k-1)$ 信号可以施加于神经网络控制器去产生电机的估计信号 $v(k)$, 如图所示。离线训练时,神经网络无法解决参数变化问题。这里描述的模型辨识和自适应控制同样也适用于交流传动[58]。

感应电动机传动系统的磁通观测器 图 11-45 给出了矢量控制感应电动机传动系统的

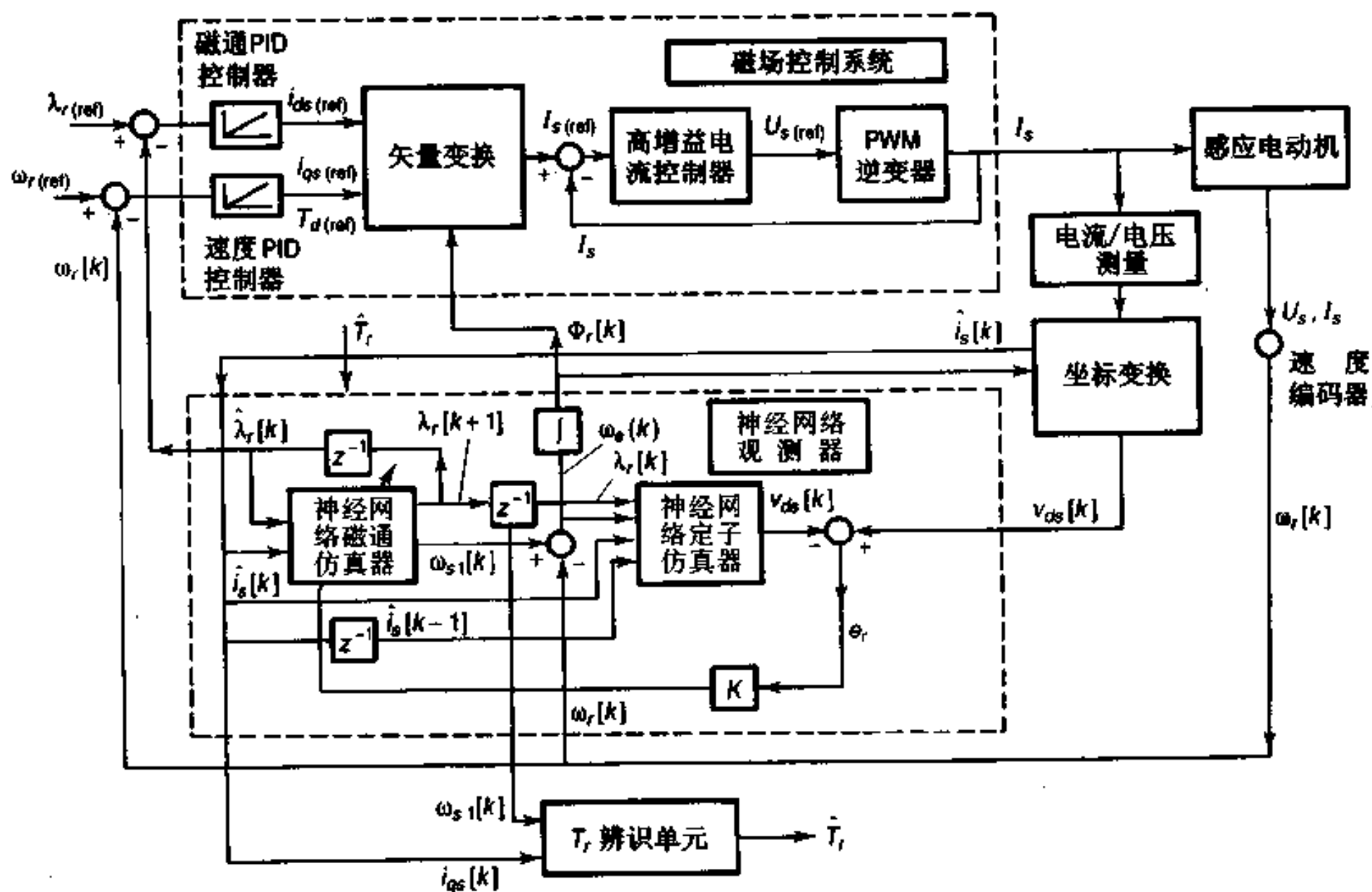


图 11-45 感应电动机传动的神经网络观测器

神经网络自适应磁通观测器。如图所示,神经网络观测器得到同步旋转坐标上的定子电压分量 (v_{ds}) 和电流分量 (i_{ds} , i_{qs}), 分别对反馈控制和矢量变换所需的转子磁通幅值和单位矢量进行估计。另外,图中还有一个转子时间常数 (T_r) 辨识单元用来帮助精确调谐估计器。观测器由两个估计单元组成,即神经网络磁通估计器和定子估计器。磁通估计器从输入端获得延迟的转子磁通, i_{ds} 和 i_{qs} 在输出端计算转差频率和转子磁通, 如图所示。前向网络先在解耦条件下使用额定电机参数的电机模型对其进行离线训练。神经网络定子估计器在输入端获得磁通、频率和定子电流, 在输出端产生定子电压 v_{ds} 信号。这个前向网络也用额定参数的标准电机模型对其进行离线训练。一旦两个估计器用额定参数完成离线训练, 精确的估计便可使用图中估计的 T_r 进行在线调整。在线训练分三个阶段:

- (1) 用变 T_r 模型方程重新训练磁通估计器;
- (2) 用变 T_r 定子模型方程重新训练定子估计器;
- (3) 用在线 v_{ds} 环误差信号 e_r 重新训练磁通估计器。这个复杂观测器执行的采样时间取

1.0 ms。

11.5. 小 结

本章简短而全面地回顾了专家系统、模糊逻辑和神经网络。以简明的方式描述了与电力电子和传动控制应用有关的每一部分的原理,以便使具有电力电子方面知识的读者更容易理解。然后,在这些理论基础上讨论了领域的几个应用例子。最后,为方便读者,在本章末尾附有词汇表。近年来,专家系统、模糊逻辑和神经网络技术取得了重大进展和广泛应用。然而,它们却很难渗透到电力电子领域。电力电子的前沿领域已经是如此地复杂和多学科,这些新兴技术,在未来的几十年里将对其产生广泛影响,同时也给电力电子界的工程师提出了更重大的任务。

11.6. 词 汇 表

Expert System 专家系统

Artificial intelligence 人工智能——计算机科学的一个分支,它用计算机对人类的某些推理或大脑活动进行建模或仿真。

Backward chaining 反向链——一种推理方法,系统从期望结论出发,接着寻找引起结论的规则。

Boolean logic 布尔逻辑——一种采用布尔变量(0和1)的逻辑或推理方法。

Database 数据库——专家系统中数据、事实和规则使用的结论的集合。

Declarative knowledge 陈述知识——知识的实际内容或核心。

Domain expert 领域专家——对某一特定领域问题的解决极其精通的人。

Forward chaining 正向链——一种推理方法,先验证规则中的条件部分以推出结论。

Frame 框架——知识库的树形结构。

Inference 推理——使用逻辑运算和事实达到结论的过程。

Inference engine 推理机——专家系统中验证规则、得出结论的那一部分。

Knowledge acquisition 知识获取——知识工程师解释领域专家知识的过程。

Knowledge base 知识库——专家系统中包含规则和数据或事实的部分。

Knowledge engineering 知识工程——把专家的领域知识解释为知识库软件的过程。

Knowledge representation 知识表达——构造一个问题的知识为合适的软件的过程。

Meta-rule 元规则——用以描述其他规则如何被使用的规则。

Procedural knowledge 过程知识——构造表达知识的软件。

Rule 规则——在专家系统中用 IF-THEN 格式书写的语句,用来得出结论。

Shell 壳——用来开发专家系统的软件开发系统。

Symbolic processing 符号处理——一种问题的求解方法,它应用策略和启发去处理代表问题概念的字符串。

Fuzzy Logic 模糊逻辑

Centroid defuzzification 重心解模糊法——一种从输出隶属函数的重力中心计算清晰

输出量的方法。

Degree of membership 隶属度——在0和1之间的数值,它表示已知元素属于某一模糊集合的确信度。

Defuzzification 解模糊——确定表示已知模糊集合的最合适数字值的过程。

Fuzzification 模糊化——转换非模糊输入变量成为模糊变量的过程。

Fuzzy composition 模糊合成——从已知模糊控制输入推出模糊控制输出的方法。

Fuzzy control 模糊控制——一种基于模糊逻辑的过程控制,通常由“IF...THEN...”规则表示其特征。

Fuzzy expert system 模糊专家系统——由模糊 IF-THEN 规则组成的专家系统。

Fuzzy implication 模糊蕴涵——同模糊规则。

Fuzzy rule 模糊规则——IF-THEN 规则,使输入(条件)模糊变量与输出(作用)模糊变量相联系。

Fuzzy set (or fuzzy subset) 模糊集合(或模糊子集合)——一种集合,其元素具有从0(非成员)到1(全成员)之间变化的隶属度。它通常以隶属函数表征,并伴随以语言值如小、中等。

Fuzzy set theory 模糊集合理论——基于模糊逻辑的一种集合理论。

Fuzzy variable 模糊变量——由模糊集合定义的变量。

Height defuzzification 高度解模糊法——一种通过单个模糊子集合的加权平均值运算,从合成的模糊值计算清晰量输出的方法。每一个模糊集合的高度作为运算中的加权因子。

Linguistic variable 语言变量——一种变量(如温度、速度等),其值由语言来定义,如大、小等。

Membership function 隶属函数——一种确定模糊集合的函数,把集合中的每一个元素同0和1之间的数值联系起来。

Singleton 单点值——一种特殊的模糊集合,在某一特殊点隶属函数值为1,而在其他地方值为0。

SUP-MIN composition SUP-MIN 合成——一种合成(推理)方法,采用最大—最小原理构造输出隶属函数。

Universe of discourse 论域——与模糊变量相关的值的范围。

Neural Network 神经网络

ANN (artificial neural network) 人工神经网络——用来模仿人脑的生物神经系统的一种模型。

Associative memory 联想记忆——一种类型的记忆,输入信息(可能是部分信息)可以恢复与输入信息最为匹配的全部记忆信息。

Autoassociative memory 自联想记忆——一种记忆,在这种记忆中不完全信息输入可引起全部记忆的输出,即输入部分加上丢失部分(与内容可寻址存储器相同)。

Back propagation 反向传播——一种监督学习方法,输出误差信号通过网络反向传输回去,改变联结的权值以使误差最小。

Back propagation network 反向传播网络——采用反向传播训练方法的前向网络。

Computational energy 计算能量——一种数学函数,它定义了网络的稳定状态和达到该状态的通路。

Connection strength 联接强度——联接节点间的连线(或链)上的增益或权值,通过这些权值,数据从一个节点传递到另一个节点。

Content addressable memory (CAM) 内容可寻址存储器(记忆)——一种由部分内容寻址的存储器(与数字计算机中地址可寻址存储器不同),和自联想记忆相同。

Dendrite 树突——生物神经的输入通道。

Distributed intelligence 分布式知识——神经网络的一个特点,即在网络中知识并不是放在某一点,而是分散在整个网络中。

Gradient descent method 梯度下降法——一种学习过程,它改变神经网络的权值,沿最陡路径走向最小误差点。

Heteroassociative memory 异联想记忆——一种神经网络,一种类型的输入在输出产生不同的类型。

Learning 学习——一种网络修改权值以响应外部输入的过程。

Learning rate 学习率——一个确定网络衰减速度的因子。

Neuron 神经元——生物神经系统的一种神经细胞,神经网络中的一个处理元素(或节点、元、神经节点)。

Pattern recognition 类型辨识(或模式识别)——无须思维可立即辨识出一组输入数据的能力,如辨认一个面孔。神经网络辨识一组以前学习过的数据,甚至在输入类型中存在噪声和失真。

Perceptron 感知器——一种比拟生物视觉模型的神经网络。

Recurrent network 递归网络——同反馈网络。

Sigmoid function S型函数——神经元的一种非线性传递函数,对高的正输入输出饱和值1,对高的负输入则输出0。

Squashing function 压制函数——一种传递函数,其输出将神经元输出值限制于两条渐近线之间。

Supervised learning 监督学习——一种学习方法,外部影响有助于校正输出。

Synapse 突触——两个神经元之间的电化学接触区。

Training 训练——一种过程,在这一过程期间的神经网络按有序方式改变权值以改善性能。

Transfer function 传递函数——确定神经元的激活值如何被传递到输出的函数。

Unsupervised learning 无监督学习——一种学习方法,无须外部影响的存在就可分辨网络输出是否正确。

Weight 权值——神经网络中节点之间与连结有关的可调整增益。

参 考 文 献

- [1] Firebaugh, M. W., *Artificial Intelligence*, Boyd and Fraser, Boston, 1988.
- [2] Bose, B. K., "Power electronics—recent advances and future perspective," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 14–16, 1993.
- [3] Bose, B. K., "Variable frequency drives—technology and applications," *Proc. IEEE Int. Symp.*, Budapest, pp. 1–18, 1993.
- [4] Vedder, R. G., "PC based expert system shells: Some desirable and less desirable characteristics," *Expert Syst.*, Vol. 6, pp. 28–42, February 1989.
- [5] Texas Instruments, Inc., "Personal consultant plus getting started," Dallas, August 1987.
- [6] Texas Instruments, Inc., "Personal consultant plus user's reference manual," Dallas, November 1988.
- [7] Tam, K. S., "Application of AI techniques to the design of static power converters," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 960–966, 1987.
- [8] Daoshen, C., and B. K. Bose, "Expert system based automated selection of industrial AC drives," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 387–392, 1992.
- [9] Chhaya, S. M., and B. K. Bose, "Expert system based automated design technique of a voltage-fed inverter for induction motor drive," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 770–778, 1992.
- [10] Chhaya, S. M., and B. K. Bose, "Expert system based automated simulation and design optimization of a voltage-fed inverter for induction motor drive," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 1065–1070, 1993.
- [11] Chhaya, S. M., and B. K. Bose, "Expert system aided automated design, simulation and controller tuning of AC drive system," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 712–718, 1995.
- [12] Debebe, K., V. Rajagopalan, and T. S. Sankar, "Expert systems for fault diagnosis of VSI-fed AC drives," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 368–373, 1991.
- [13] Debebe, K., V. Rajagopalan, and T. S. Sankar, "Diagnostics and monitoring for AC drives," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 370–377, 1992.
- [14] Sugeno, M., ed., *Industrial Applications of Fuzzy Control*, North-Holland, New York, 1985.
- [15] Pedrycz, W., *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, John Wiley, New York, 1989.
- [16] Zadeh, L. A., "Fuzzy sets," *Informat. Contr.*, Vol. 8, pp. 338–353, 1965.
- [17] Zadeh, L. A., "Outline of a new approach to the analysis of systems and decision processes," *IEEE Trans. Syst. Man and Cybern.*, Vol. SMC-3, pp. 28–44, 1973.
- [18] Mamdani, E. H., "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant," *Proc. IEEE*, Vol. 121, pp. 1585–1588, 1974.
- [19] Mamdani, E. H., and S. Assilian, "A fuzzy logic controller for a dynamic plant," *Int. J. Man-Machine Stud.*, Vol. 7, pp. 1–13, 1975.
- [20] Lemke, H. R. Van Nauta, and W. J. M. Kickert, "The application of fuzzy set theory to control a warm water process," *Automatica*, Vol. 17, pp. 8–18, 1976.
- [21] Kickert, W. J. M., and H. R. Van Nauta Lemke, "Application of a fuzzy controller in a warm water plant," *Automatica*, Vol. 12, pp. 301–308, 1976.

- [22] King, P. J., and E. H. Mamdani, "The application of fuzzy control systems to industrial processes," *Automatica*, Vol. 13, pp. 235-242, 1977.
- [23] Ratherford, D., and G. Z. Carter, "A heuristic adaptive controller for a sinter plant," *Proc. 2nd IFAC Symp.*, Johannesburg, 1976.
- [24] Ostergaard, J. J., "Fuzzy logic control of a heat exchanger process," *Internal Report*, University of Denmark, 1976.
- [25] Tong, R. M., "Some problems with the design and implementation of fuzzy controllers," *Int. Report*, CUED/F-CAMS/TR127, Cambridge University, Cambridge, UK, 1976.
- [26] Tong, R. M., "A control engineering review of fuzzy systems," *Automatica*, Vol. 13, pp. 559-569, 1977.
- [27] Takagi, T., and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Syst. Man and Cybern.*, Vol. SMC-15, pp. 116-132, January/February 1985.
- [28] EDN-Special Report, "Designing a fuzzy-logic control system," *EDN*, pp. 79-86, 1993.
- [29] Li, Y. F., and C. C. Lau, "Development of fuzzy algorithms for servo systems," *IEEE Contr. Syst. Mag.*, April 1989.
- [30] da Silva, B., G. E. April, and G. Oliver, "Real time fuzzy adaptive controller for an asymmetrical four quadrant power converter," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 872-878, 1987.
- [31] Sousa, G. C. D., and B. K. Bose, "A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, pp. 34-44, January/February 1994.
- [32] Won, C. Y., S. C. Kim, and B. K. Bose, "Robust position control of induction motor using fuzzy logic control," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 472-481, 1992.
- [33] Miki, I., N. Nagai, S. Nishigama, and T. Yamada, "Vector control of induction motor with fuzzy PI controller," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 342-346, 1991.
- [34] Kirschen, D. S., D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "On-line efficiency optimization control of an induction motor drive," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 488-492, 1984.
- [35] Sousa, G. C. D., B. K. Bose, et al., "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 1168-1174, 1993.
- [36] Cleland, J., B. K. Bose, et al., "Fuzzy logic control of AC induction motors," *IEEE Int. Conf. Rec. Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, pp. 843-850, March 1992.
- [37] Rowan, T. M., R. J. Kerkman, and D. Leggate, "A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 42, pp. 129-198, April 1995.
- [38] Sousa, G. C. D., B. K. Bose, and K. S. Kim, "Fuzzy logic based on-line tuning of slip gain for an indirect vector controlled induction motor drive," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 1003-1008, 1993.
- [39] Sousa, G. C. D., *Application of Fuzzy Logic for Performance Enhancement of Drives*, Ph.D. Thesis, University of Tennessee, Knoxville, December 1993.
- [40] Simoes, M. G., and B. K. Bose, "Application of fuzzy logic in the estimation of power electronic waveforms," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 853-861, 1993.

- [41] Lawrence, J., *Introduction to Neural Networks*, California Scientific Software Press, Nevada City, CA, 1993.
- [42] Miller, W. T., R. S. Sutton, and P. J. Werbos, *Neural Networks for Control*, MIT Press, Cambridge, MA, 1992.
- [43] Uhrig, R., "Fundamentals of neural network," University of Tennessee Class Notes, Knoxville, 1992.
- [44] Simoes, M. G., and B. K. Bose, "Fuzzy neural network based estimation of power electronic waveforms," *III Brazilian Power Electronics Conf. (COBEP '95)*, São Paulo (accepted).
- [45] Horikawa, S., et al., "Composition methods of fuzzy neural networks," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 1253-1258, 1990.
- [46] "Neural network resource guide," *AI Expert*, pp. 55-63, December 1993.
- [47] Hammerstrom, D., "Neural networks at work," *IEEE Spectrum*, pp. 26-53, June 1993.
- [48] Connor, D., "Data transformation explains the basics of neural networks," *EDN*, pp. 138-144, May 12, 1988.
- [49] Narendra, K. S., and K. Parthasarathy, "Identification and control of dynamical systems using neural networks," *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol. 1, pp. 4-27, March 1990.
- [50] Hunt, K. J., et al., "Neural networks for control systems—survey," *Automatica*, Vol. 28, pp. 1083-1112, 1992.
- [51] Dote, Y., "Neuro fuzzy robust controllers for drive systems," *IEEE Proc. Int. Symp. Ind. Elec.*, pp. 229-242, 1993.
- [52] Anaskolis, P. J., "Neural networks in control systems," *IEEE Control Syst. Mag.*, Vol. 10, pp. 3-5, April 1990.
- [53] Kim, M. H., M. G. Simoes, and B. K. Bose, "Neural network based estimation of power electronic waveforms," *IEEE Trans. Power Electronics*, March, 1996.
- [54] Harashima, F., et al., "Application of neural networks to power converter control," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 1086-1091, 1989.
- [55] Buhl, M. R., and R. D. Lorenz, "Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives," *IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 415-423, 1991.
- [56] Simoes, M. G., and B. K. Bose, "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, pp. 620-629, May/June 1995.
- [57] Weersooriya, S., and M. A. El-Sharkawi, "Identification and control of a DC motor using back-propagation neural networks," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 6, pp. 663-669, December 1991.
- [58] El-Sharkaw, M. A., et al., "High performance drive of brushless motors using neural network," *IEEE-PES Summer Conf. Proc.*, July 1993.
- [59] Theocharis, J., and V. Petridis, "Neural network observer for induction motor control," *IEEE Control Systems*, pp. 26-37, April 1994.
- [60] Trzynadlowski, A. M., and S. Legowski, "Application of neural networks to the optimal control of three-phase voltage controlled inverters," *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 9, pp. 397-404, July 1994.
- [61] Kamran, F., and T. G. Habetler, "An improved deadbeat rectifier regulator using a neural net predictor," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 10, pp. 504-510, July 1995.
- [62] Wishart, M. T., and R. G. Harley, "Identification and control of induction machines using artificial neural networks," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31,

pp. 612–619, May/June 1995.

- [63] Bose, B. K. "Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control," *Proc. IEEE Special Issue on Power Electronics and Motion Control*, Vol. 82, pp. 1303–1323, August 1994.
- [64] Simoes, M. G., B. K. Bose, and R. J. Spiegel, "Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system," *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp. 389–395, 1995.
- [65] Fodor, D., G. Griva, and F. Profumo, "Compensation of parameters variations in induction motor drives using neural network," *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp. 1307–1311, 1995.
- [66] Bose, B. K., "Fuzzy logic and neural network applications in power electronics," *Proc. of Int. Pow. Elec. Conf.*, Yokohama, pp. 41–45, 1995.

Bimal K. Bose 博士简历



Bimal K. Bose 目前拥有田纳西大学诺克斯维尔(Knoxville)电力电子学金牌交椅。在过去的 9 年里,他一直负责该校的电力电子学教学和研究项目。他还是 EPRI—诺克斯维尔市电力电子应用中心的著名科学家,中国上海大学的名誉教授、中国矿业大学名誉教授、北京电力电子研究中心高级顾问。

1956 年毕业于印度加尔各答大学,获学士学位。1960 年获美国威斯康辛大学麦迪逊分校硕士学位。1966 年获印度加尔各答大学博士学位。他在职业生涯的前 11 年里,在加尔各答大学(孟加拉工程分院)任教。由于在研究工作上的贡献,他荣获加尔各答大学颁发的 Premchand Roychand 奖学金和 Mouat 金质奖章。1971 年,他受聘于纽约州 Troy 市的 Rensselaer 工业学院,任电气工程系副教授,在该学院组织电力电子项目。1976 年,他受聘于 Schenectady 通用电气公司研究开发部,任研究工程师并工作 11 年。在此期间,他仍是 Rensselaer 工业学院的兼职教授。此外,他还曾在许多工业企业和公司任技术顾问,这些公司是:通用电气公司研究开发中心, Lutron 电子公司, Bendix 电气公司, PCI Ozone 公司, EPRI, 研究三角(Research Triangle)研究所, Honeywell 公司, Reliance 电气公司, Delco Remy 和运动控制工程公司等。

Bose 博士的研究兴趣广泛,涉及电力电子学的各个分支,特别是功率变换器、交流传动、微机控制、电动汽车传动、专家系统、模糊逻辑和神经网络在电力电子学中的应用。他已公开发表的论文有 125 篇之多,获得 18 项美国专利(尚有 2 个正在申请)。他是若干畅销书的作者,如《现代电力电子学》(1992)、《微机控制的电力电子和传动》(1987)、《电力电子学和交流传动》(Printice Hall, 1986;该书已译为日文、中文和朝鲜文和若干种普及版本)和《交流调速系统》(1981)。他也曾给许多著作撰写过一些章节和专题。他是 IEEE 汇刊的“电力电子学和运动控制”专辑(1994 年 8 月)的客座编辑。他曾获 GE 出版奖、专利银质奖章和 IEEE 的多次优秀论文奖。他已入选 Marquis 美国名人录和电磁学科学院名人录。

Bose 博士以多种身份服务于 IEEE 学会,其中包括 IAS(工业应用学会)的工业功率变

换器委员会主席,IAS 学会神经网络理事会成员,IE 学会的电力电子理事会主席,IE 学报的副主编并作为各专业委员会的成员。他还是 IEEE 汇刊和亚太工程期刊的编委会的成员。此外,他还参与国家电力电子委员会和国际电力电子合作理事会的工作,以及许多国内外的专业组织的活动。1995 年,他发起成立了电力电子世界兄弟会(PEUB)国际组织,以此推动电力电子团体的人道主义活动。

Bose 博士于 1993 年荣获 IEEE 工业应用学会的杰出成就奖,以表彰他在电气工业应用方面的突出贡献;1994 年荣获 IEEE 工业电子学会的 Eugene Mittelmann 奖,以确认他在电力电子领域的研究开发上做出的杰出贡献和在电机传动领域做出的终身成就;这一年他还获得 IEEE 第 3 区杰出工程师奖;1996 年获得 IEEE Lamme 金质奖章(和 10 000 美元),以表彰他在电力电子和电机传动领域的突出贡献。他是 IEEE 的终身会员。