

# 电机及其电子控制

(美) S. A. 纳萨尔 L. E. 昂尼韦尔 著

科学出版社

1982.2  
No. 8

333137

# 电机及其电子控制

(美) S. A. 纳萨尔 著  
L. E. 昂尼韦尔

朱东起 范传立 叶东译

李发海校



科学出版社

1992

(京)新登字 092 号

## 内 容 简 介

本书系统地论述了几种基本类型电机的原理和特性,简要阐明了机电能量转换的基本原理及电机的统一理论,同时对各类电机的应用及其电子控制作了扼要介绍。书中的部分章节介绍了与电机有关的数值计算方法和分析电机静、动态性能的统一方法,也介绍了在电机传动的电子控制中所出现的问题。本书内容反映了当今电机电磁材料、电机制造、计算机应用及电机的电子控制等方面的发展。

本书可作为高等院校有关专业的教学参考书,并可供有关的科技人员参考。

S. A. Nasar L. E. Unnewehr  
ELECTROMECHANICS AND ELECTRIC MACHINES  
John Wiley & Sons, Inc., 1983

## 电机及其电子控制

[美] S. A. 纳萨尔 著  
L. E. 昂尼韦尔

朱东超 施传立 叶 东 译

李发海 校

责任编辑: 范铁夫 万 钧

科学出版社出版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码: 100707

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

\*

1992 年 6 月第 一 版 开本: 850×1168 1/32

1992 年 6 月第一次印刷 印张: 14 1/2

印数: 1—3 100 字数: 370 000

ISBN 7-03-002691-8/TN·118

定 价: 15.80 元

## 译 者 的 话

美国肯塔基大学 S. A. 纳萨尔和 L. E. 昂尼韦尔合编的“Electromechanics and Electric Machines”一书，区别于讨论某一方面内容的一般电机著作，作者将电机的传统理论、机电能量转换、电机的电子控制等多方面内容，有机地结合起来加以讨论，许多章节介绍了有关的数值计算方法。读者从中既可以学到各类电机的基本原理和运行特性，也可以学会用统一的方法分析各类电机的静态和动态性能，还可以掌握电机传动的电子控制中所出现的主要问题，同时可以了解电机数值计算的某些方法。为此，我们将该书译成中文介绍给我国广大读者。

在翻译过程中，为方便我国读者更好地阅读，在不影响内容的基础上，个别章节省译了一些无关紧要的句子。本书第二、四、五、六、九章由清华大学朱东起翻译，序言、第一、八章由华北电力学院施传立翻译，第三、七章及附录由华北电力学院叶东翻译。全稿由清华大学李发海教授审校。

由于译者知识水平和实践经验有限，在译文中难免存在不妥和错误之处，希望读者提出宝贵意见。

书中出现的非国际单位，请参照附录 1。

## 第一版序言

本书的目的在于阐述电机及其电子控制的基本原理,同时指导读者有效地应用组成当今技术社会的机电装置的控制原理。没有必要去列举静止和运动机械在现代社会中的广泛应用,因为它们已成为日常生活各个方面的组成部分,如起动汽车、控制家用电器、提供工业用机械,以及实现在电能生产过程中的能量转换。在各种控制系统中,这些机电装置起着执行或传感的重要作用。例如位置与速度检测、计时器,量测仪器以及显示系统。简言之,工程技术人员经常要与机电装置打交道,因此,必须对装置所涉及的转矩、力、感应电势以及电磁场等基本概念有所了解。

为了阅读本书,读者必须具备电路理论及基础力学方面的知识,这些知识大约相当于工科院校三年级的水平。此外,还应具备磁路理论的知识。为了使不熟悉磁路理论的读者便于阅读,第二章对此作了简单的介绍。

本书强调基本概念和基本原理,其目的在于理解与机电装置有关的各类问题。正如上面所提到的,工程师经常遇到的机电装置,是作为系统中的一个元件。因而本书推导了各种类型机电装置和电机的微分方程式及等值电路,以便用于系统分析与性能评估等问题。本书介绍的非线性问题处理及线性化方法,是多数电机都存在的问题。书中还提出了有关控制电机的理论和应用。

在本世纪的前半叶,由于电机理论的卓越发展,使普通电机和变压器(如感应电动机、各种直流电动机和其它类型电动机等)的设计成为一门成熟的学科。现在,大量的设计工作都是基于这些理论编制出设计程序、由计算机计算完成的。一般读者大约不大需要机电装置的理论知识了。然而,由于现代航天技术的发展,电气化运输设备的更新及先进控制系统的开发等,产生了旋转的、直

线的、静止的机电装置的许多非标准结构,这已引起越来越多的人所注意。这些非标准装置的设计和分析,往往要求设计者深入掌握机电装置的基本原理。无疑,本书能满足这一要求。

最后,有两点必须强调,经济性和节能是本书写作的重要背景,在机电装置的应用中,必须考虑上述两个因素。它们彼此之间是密切相关的。提高系统中机电装置的效率(或降低损耗),对减少系统能量的消耗有着很大的潜力。在某些情况下,可以用加大装置的尺寸来实现;在其它情况下,可以通过改善装置的冷却系统,以及采用高质量的磁性材料或轴承来实现。一般地说,所有这些措施都将增加装置本身的成本,乃至系统中其它元件的成本。在机电装置的设计和应用中,存在着综合考虑效率和成本的许多有效方案。由于节约能源和材料资源变得更加紧迫,工程师必须懂得这些方案。本书将在适当的场合给出可供选择的方案。附在各章后面的习题,在某些情况下,将起到这一作用。

本书共分九章。第一章作一般介绍,第二章详细地分析交、直流磁路和带永久磁铁的磁路。第三章讨论变压器。第四章叙述能量转换过程及机电系统动态性能的基本知识。第五章详细描述直流电机及其稳态特性。第六章和第七章分别讨论感应电机和同步电机。第八章介绍电机的电子控制。第九章概述电机动态特性的统一理论。

全书采用标准国际单位制(SI)。然而,在习惯使用其它单位制的场合,也保留了习惯用法。附录列出了单位制转换、导线表,并介绍了某些计算机应用技术。

S. A. 纳萨尔

L. E. 昂尼韦尔

## 第 二 版 序 言

在为第二版所进行的修改过程中，保留了原书名，但我们试图克服使用过本书的老们所指出的主要不足。

本版的第一章中，增加了工作周期和电机额定值的概念，充实了均方根值和平均值的内容。对第三章变压器的内容进行了重新编写。第四章增加了共能的内容，详细地解释了力方程式。对第五章的主要内容进行了重新编写，并增加了通用电机一节。第六章详细地解释了旋转磁场的产生，简化了单相感应电动机的分析方法。在第八章中，修改了斩波控制器部分，增加了续流二极管、感应电动机损耗控制器等内容。本版还增加了 10 多个例题和 40 多个习题。

我们感谢 Ramdas Pai 先生，他校对了全部书稿。

S. A. 纳萨尔

L. E. 昂尼韦尔

• v •

# 目 录

<b>第一章 绪论</b> .....	<b>1</b>
1.1 旋转电机的类型 .....	3
1.2 效率、能量和损耗 .....	8
1.3 均方根值和平均值 .....	11
1.4 分析方法 .....	12
1.5 机电装置的额定值和限制 .....	14
1.6 经济性问题 .....	17
<b>第二章 静止交流和直流磁路</b> .....	<b>20</b>
2.1 电磁场理论的回顾 .....	21
2.2 磁性材料 .....	23
2.3 磁的损耗 .....	30
2.4 磁路 .....	34
2.5 安培定律用于一个磁路 .....	36
2.6 磁路方法的局限性 .....	41
2.7 理想磁路 .....	43
2.8 法拉第定律和感应电压 .....	44
2.9 磁场中的能量关系 .....	45
2.10 电感 .....	46
2.11 含有永久磁铁的磁路 .....	50
习题 .....	58
<b>第三章 变压器</b> .....	<b>64</b>
3.1 变压器的构造和电磁结构 .....	64
3.2 变压器理论 .....	70
3.3 变压器实验 .....	90
3.4 变压器的电容 .....	95
3.5 涌流 .....	96
3.6 一些特殊型式的变压器及变压器联接 .....	98

习题 .....	169
<b>第四章 机电系统</b> .....	<b>113</b>
4.1 电磁场产生的机械力 .....	113
4.2 能量守恒和能量转换 .....	115
4.3 力的方程式 .....	116
4.4 电流和磁通的变化 .....	126
4.5 机电系统的动力学 .....	127
4.6 电的等值电路 .....	138
4.7 双和多励磁系统 .....	140
4.8 瞬时值、平均值和均方根值问题 .....	141
习题 .....	142
<b>第五章 直流换向器电机</b> .....	<b>149</b>
5.1 直流换向器电机的描述 .....	149
5.2 电枢绕组 .....	155
5.3 电枢电压 .....	161
5.4 电磁转矩 .....	164
5.5 直流换向器电机的接线方法 .....	166
5.6 电枢和励磁电路的磁特性 .....	171
5.7 换向 .....	175
5.8 损耗和效率 .....	178
5.9 实验确定电机参数 .....	181
5.10 预先确定工作特性 .....	182
5.11 直流换向器电机的特性 .....	186
5.12 直流换向器电机的动力学 .....	199
习题 .....	206
<b>第六章 感应电机</b> .....	<b>212</b>
6.1 电枢绕组磁势 .....	215
6.2 多相感应电动机的作用原理 .....	221
6.3 转差率和转子电流的频率 .....	222
6.4 转子等值电路 .....	223
6.5 完整的等值电路的推导 .....	224
6.6 由等值电路计算性能 .....	231
6.7 由实验求等值电路 .....	235

6.8	感应电动机的性能指标 .....	237
6.9	感应电动机的速度控制 .....	239
6.10	感应电动机的起动 .....	243
6.11	单相感应电动机 .....	245
	习题 .....	252
<b>第七章</b>	<b>同步电机</b> .....	<b>256</b>
7.1	同步电机的结构特点 .....	257
7.2	同步电机运行原理 .....	263
7.3	对某些实际问题的考虑 .....	268
7.4	同步电机的运行特性 .....	271
7.5	同步电机的瞬变过程 .....	284
7.6	同步电机电抗的测定 .....	290
7.7	小型同步电动机 .....	292
	习题 .....	295
<b>第八章</b>	<b>电动机的电子控制</b> .....	<b>298</b>
8.1	电动机控制的一般问题 .....	298
8.2	电压和电流波形 .....	300
8.3	功率半导体器件 .....	304
8.4	可控硅换向技术 .....	318
8.5	门极和基极电路开通技术 .....	330
8.6	相控整流器 .....	335
8.7	续流二极管 .....	341
8.8	斩波控制器 .....	350
8.9	交流电动机的控制 .....	367
8.10	控制器-感应电动机的损耗 .....	383
	习题 .....	385
<b>第九章</b>	<b>统一电机理论</b> .....	<b>390</b>
9.1	问题的性质和目的 .....	390
9.2	确定电机的电感 .....	392
9.3	定子为凸极的电机 .....	400
9.4	隐极式电机 .....	402
9.5	凸极转子电机 .....	403

9.6 其它变换 .....	407
9.7 三相变换 .....	413
9.8 原型电机 .....	413
9.9 时域法 .....	415
习题 .....	426
附录 1 符号和单位的说明 .....	428
附录 2 单根漆包圆形电磁线表 .....	431
附录 3 机电系统和电机分析中的计算机技术 .....	433
参考文献 .....	435

## 第一章 绪 论

本书阐述机电学原理及其在设计和分析电动机、发电机、变压器和其它机电装置中的应用。其内容涉及多种学科,包括从高等数学、计算机科学到物理和材料科学的有关电气和机械工程的许多领域。这些机电装置和系统在尺寸、结构型式、材料、转速、电气频率及其使用等方面虽各不相同,但它们都是用机电学原理进行分析的。

无疑,人类生活的每个方面几乎都离不开机电装置。今天,美国居民平均拥有的电动机数大约最少为 10 台,最多可能超过 50 台。甚至超小型汽车上,至少也有 5 台旋转电机,由于加装了排废和燃料经济系统,这个数字还要大。飞机上则需要更多的电机,机电装置关系着当今技术社会的每一个工业和制造业部门。许多旋转电机已在月球上运行,并在很多航天系统中起着重要作用;越来越多的人天天依靠电动装置——电梯和电动自行车而行动;近来,在美国几个主要的城市里发生的停电事故的影响,说明了城市生活对电机的依赖达到了何种程度。

本书讨论一个广泛而重要的课题,对于所有希望发展电技术以解决近来面临的能源、污染和贫困等问题的人们,懂得电机学原理是十分必要的。读者应根据机电装置和电机长期有用的事实来学习本书。

从前面简单列举电机的应用来看,工业部门许多方面的应用已经成熟并能满足社会的需要,研究和发展工作相对地不很需要。例如,用于现代家庭垃圾处理的电动机是由相当简单的计算机程序设计的,并由全自动生产线制造;每年生产的数亿只钟表电动机的设计和制造也几乎是全部标准化的;许多类型的工业用电动机也是同样的情况。

但是,这仅仅是观察今日机电装置发展情况的一个侧面,甚至普通电动机生产厂家的常规工艺,也可能在不远的未来急剧变革。根据联邦能量局的估计,如果家用、办公室用、商用及工厂用小型电动机的效率提高 20%<sup>1</sup>,美国每天就能节约 1—2 百万桶油,这种努力可以通过改变单相感应电动机的电容大小和绕组联接来实现。

现在正努力改进材料和设计来提高电动机的效率。然而要注意材料的利用率,制造和使用时对环境影响(特别是绝缘材料)及生产这些材料的能源消耗等。例如,铝能满足应用上所要求的许多电气特性,又是世界上最丰富的金属之一,但冶炼铝的过程却要耗费大量的电能。

由于能源和环境条件等原因,普通电机在制造和运行方面正发生着变化。除此之外,许多新型的电机结构、老式结构的特殊运行、各种电机的电子控制、更经济和高效率电机的理论和设计技术等,都得到了突破性的发展和应用。许多新的应用又影响着普通的老式电机,如为了制造较高经济竞争能力的电车,可采用由晶体管逆变器供电的普通鼠笼式感应电动机或重新设计整流子电动机。其它新的应用,又联系着新型的电动机结构的设计,如为了适应航天、汽车等工业部门的需要,而正在发展的无刷直流电动机。

电机的电子控制几乎从电子时代的初期就开始应用,那时是用汞弧整流器控制电动机。然而,随着近代固态大功率装置、集成电路、低成本计算机的出现和迅速发展,电动机控制的范围、质量和精度实际上已经不受限制。

机电装置和电子线路的整体化,现在仅仅是开始。环境条件总是对电机的设计和运行提出挑战。例如,对早期的电机设计者,有效而可靠的电气绝缘是一个最困难的问题。近来,对包括核电站和一些宇宙飞船的各种形式核辐射的特定环境,旋转电机和机电装置已经有了发展,空间应用要求它们在这些环境中具有高度的可靠性。最后,由于经济的新能源的出现,机电能量转换装置需要具有与各种能源相适应的特性,这些能源包括太阳能、风能、各

种形式的核结构、煤-油转换、水力等。

本章除了介绍机电装置进一步发展的可能性外，还将讨论多数机电装置共同的基本概念，简述以后各章采用的分析方法，介绍旋转电机的主要分类。

一本书不可能解决一切所提及的问题，本书只介绍机电装置的基本知识，给出分析中某些有用的设计指南和近似计算。由于篇幅所限，许多问题无法讨论。我们相信读者会参考每章给出的参考文献，当然所列参考文献以外还会有许多有关材料，我们希望本书能促使读者进一步对这些材料进行探索。

## 1.1 旋转电机的类型

旋转电机分四种基本类型：直流电机，感应电机，同步电机和多相整流子电机。还有其它几种电机并不属于上述传统的电机类型，它们包括步进电动机，一般地说，它是以数字方式运行的同步电机；力矩电动机，是力矩（零或低速）运行方式的直流电机或直流无刷电机；单极电机，是法拉第盘发电机原理的变型，并用于低压大电流的电镀负载<sup>2</sup>；静电式电机，是与本书讨论的电磁式电机在理论和实际上完全不同的类型<sup>3</sup>。

### 1. 直流整流子电机

通常称为直流电机，它广泛地应用于电力牵引及许多工业部门，这将在第五章里讨论。

### 2. 感应电机

感应电动机不仅在工业部门用得很广泛，也是家庭和办公室里的主要电动设备。其广泛应用的原因在于结构简单、坚固耐用、寿命长等优点。它也能作发电机运行，并且以这种运行方式应用于航天和水力发电等方面。由于感应电动机的转子结构简单，因而可以在高速下运转。图 1.1 为在接近于 64000rpm\* 高速下运行的航天用感应电动机，其电源频率为 3200Hz（参阅第六章）。

\* rpm = 1r/min.

### 3. 同步电机

同步电机可能是结构变化最多的一类电机,在一门课程内,要了解其各种变化是困难的,同步的词意指的是速度和频率的关系,其关系(详见第七章)为

$$\text{式中} \quad n = 120 \frac{f}{p} \quad (1.1)$$

$n$  = 电机转速(转/分);

$f$  = 电源频率(赫兹);

$p$  = 电机极数。

同步电机只能运行于同步速度,感应电动机在略低于同步速度下运行,常常称为异步电动机。当今,种类繁多的同步电机正得

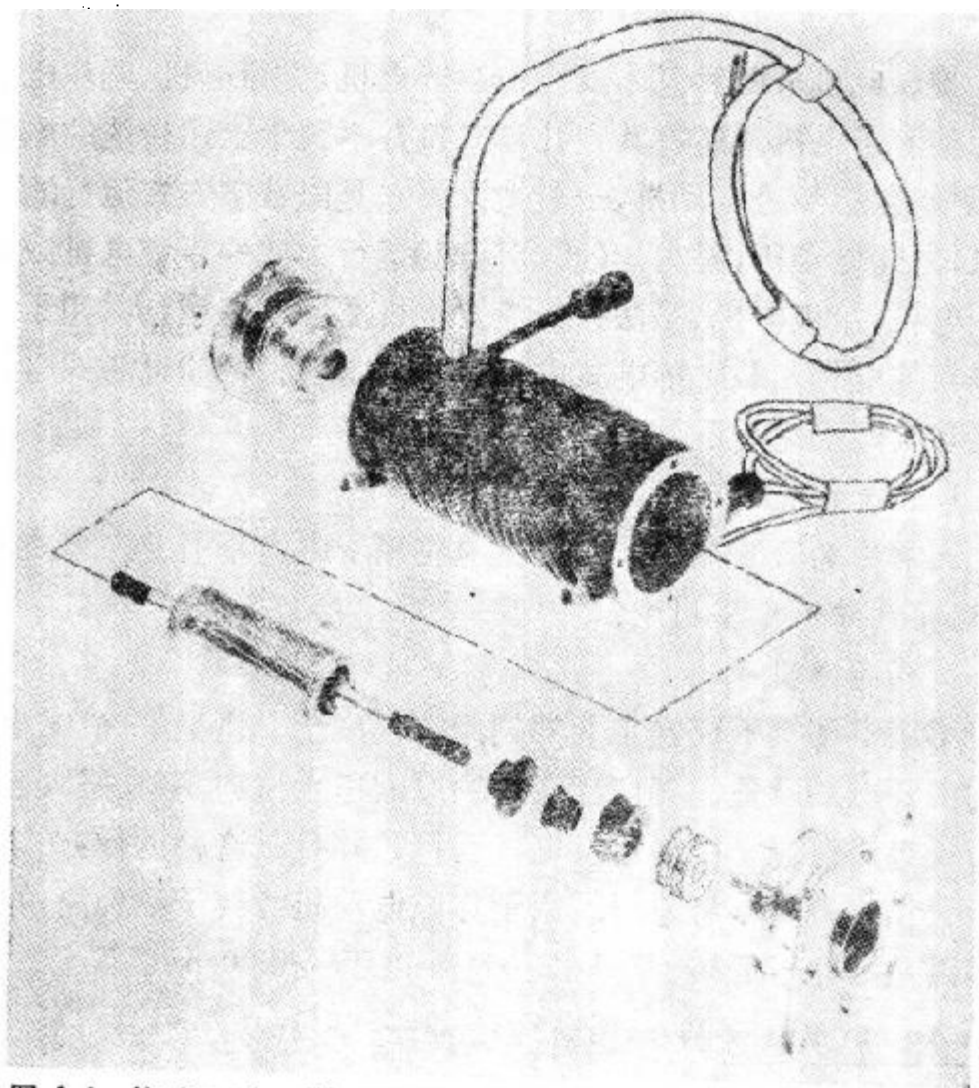


图 1.1 航天用 5hp,5lb,3200Hz, 62000rpm 的感应电动机部件分解图

到广泛的应用。

(a) 普通结构。这是一般类型的同步电机（在第七章讨论），该电机转子要求直流电源励磁。它在发电厂中作发电机运行，在泵、压缩机等许多电机拖动中作电动机运行。图 1.2 为一大型发电机的剖面图。

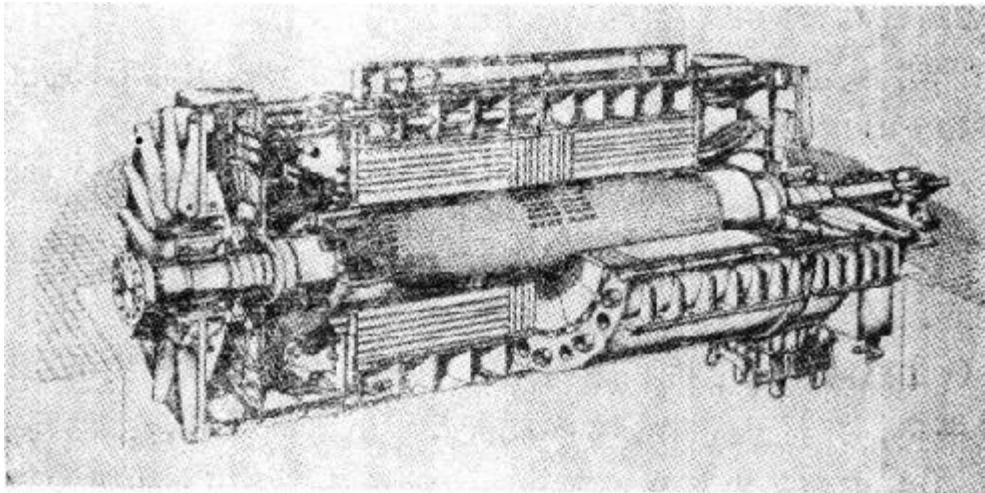


图 1.2 水冷汽轮发电机剖视图

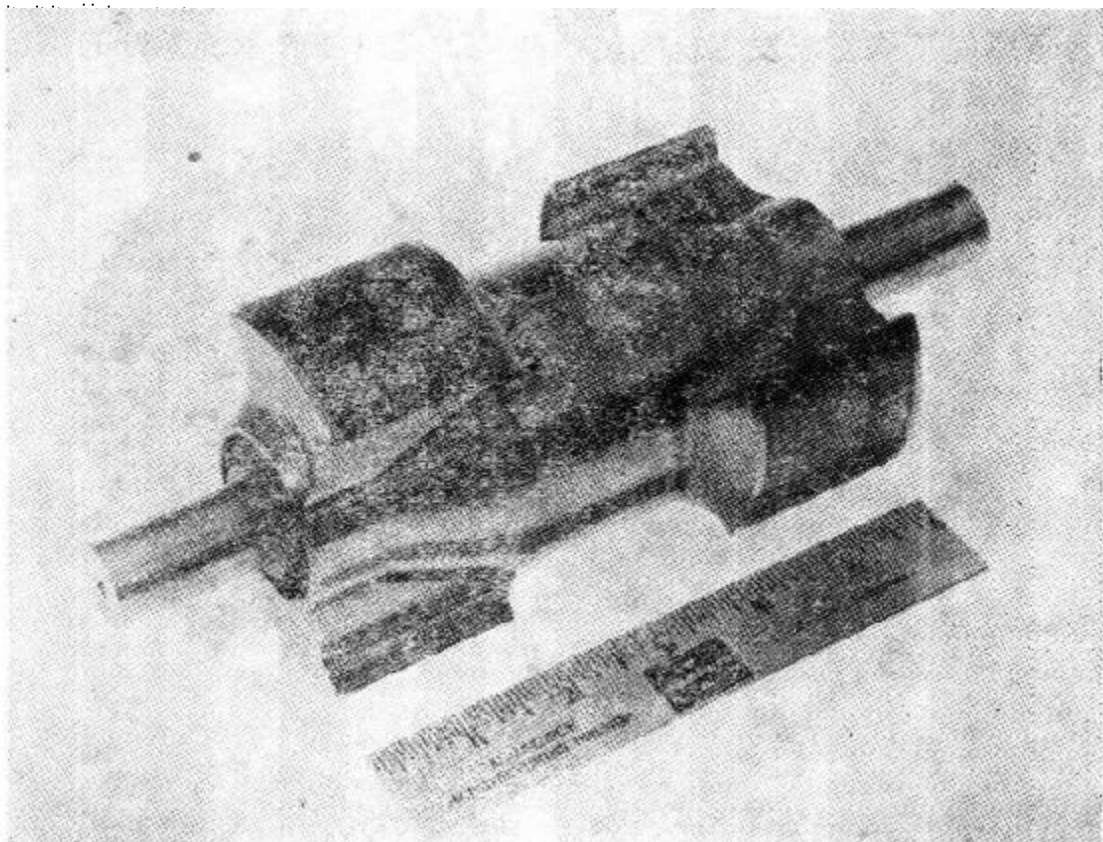


图 1.3 100kVA, 120000rpm 感应子式电机的转子

(b) 磁阻电机。这是一种没有直流励磁的普通结构的同步电机,在第四章和第七章将要讨论。它是结构最简单的电机之一,近来已用于通常由感应电动机拖动的场合,磁阻电机的功率很小,用于电钟、计时器和记录器等装置中。

(c) 磁滞电机。该电机像磁阻电机一样,只要求一侧电输入(单边励磁),磁滞电动机的转子是磁滞材料制成的实心圆柱体。它应用于电钟、电唱机和其它恒速拖动场合。近来,磁滞电动机已经用于较大功率输出的拖动,如离心机等。

(d) 旋转整流励磁的交流电机。该类电机除由交流励磁发电机和装在转子上的整流器供给励磁外,与普通的同步电机结构是相同的。

(e) 感应子式电机和磁通开关。它们属于无刷同步电动机和发电机类,并且已经用于许多航天和牵引等拖动场合。如同磁阻电机一样,感应子电机和磁通开关的运行是基于可变磁阻的原理,磁阻是转子位置的函数,它可由转子设计来满足这一要求。图 1.3 表示感应子式交流发电机的转子结构,图 1.4 表示装配好的感应

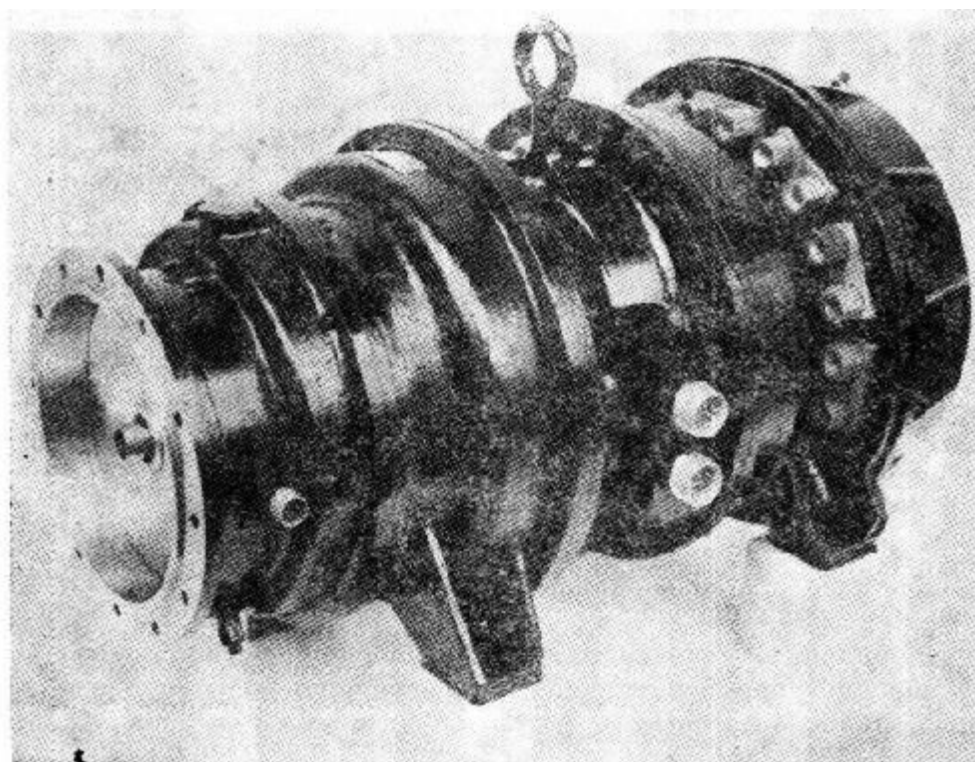


图 1.4 装配好的 520kVA,3900rpm,12 极感应子式交流发电机

子式电机。

(f) 伦德尔电机。这种电机用作汽车交流发电机，是最常见型式的同步电机(大约相当于电钟用电动机大小)，它是无刷的，但要求一个滑环供给直流励磁。该类电机亦是基于磁阻变化的运行原理。

(g) 贝克-鲁宾逊电机和纳登-赖斯电机。它为无刷同步电机，基于转子结构(变化磁阻)而工作，它们在航天事业中已经得到许多应用。

(h) 永磁电机。这是一个由永久磁铁供给励磁磁场的普通结构同步电机。由于没有励磁损耗，可以达到很高的效率；并且价格较低。图 1.5 为用于航天的永磁交流发电机转子。

高效率是永磁电机的一个特点。然而，要做到相当大的功率时，永磁电机要求采用相当昂贵的永久磁铁，如钴-铂和钴-稀土合金。并且，永磁电机是恒定的励磁磁场，没有励磁调节环节，而励磁调节是同步电机相比于感应电机的一个主要优点。

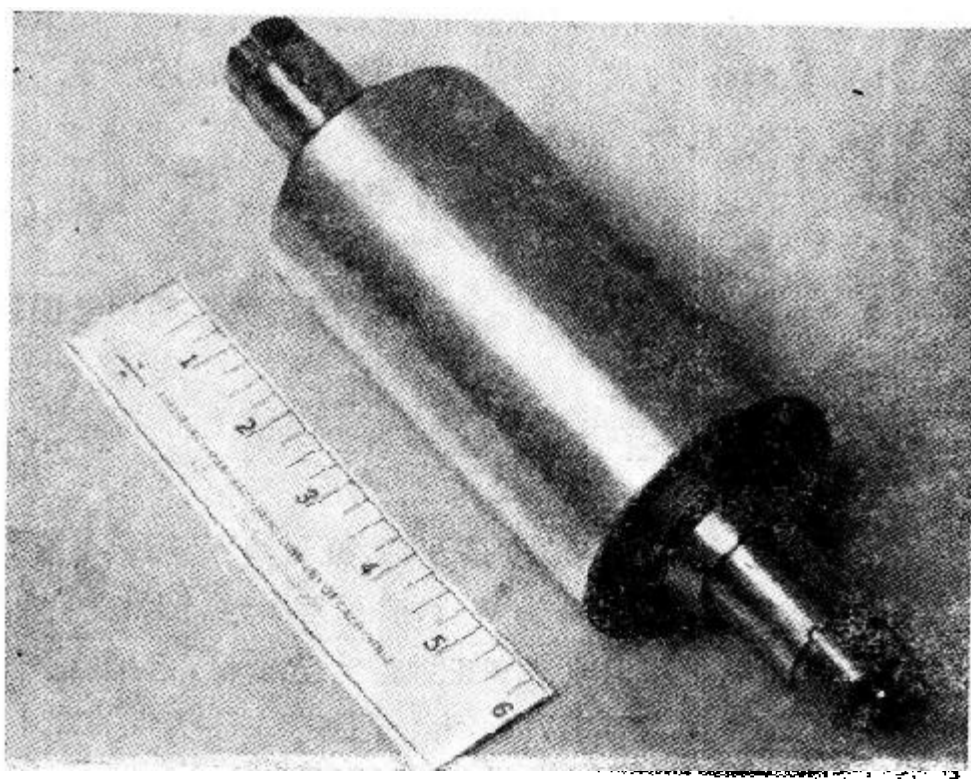


图 1.5 要求高效率、高比功率 ( $W/kg$ ) 的航天应用的  $60kVA$ ， $30000rpm$ ，8 极永磁电机转子

#### 4. 多相整流子电机

感应电机的一种常见形式是绕线式或称滑环式感应电机。这种电机是由类似于定子绕组的普通绕组代替了转子的鼠笼条和短路环,转子绕组线端通过滑环或多相整流子引出,供外部联接用。如果以不同方式给转子绕组励磁,可以得到宽范围变化的电机特性,该励磁电压和频率必须是由定、转子之间速度差值所决定的数值,它通过整流子引入转子电路。

多相整流子电机可以获得宽范围变化的调速特性,特别是在欧洲,这种早期的变速交流电动机仍在继续应用。由于用于鼠笼式感应电动机、直流电动机和同步电动机控制电压和频率的廉价电子装置的出现,多相整流子电机已失去其重要地位。

### 1.2 效率、能量和损耗

所有类型的机电装置应用时的一个重要因素是装置的效率,效率在不同类别物理系统中有不同的含义。事实上,人们所谈的效率有一个一般的含义,即衡量某项工作完成的好坏程度。在本书将讨论的电系统里,效率总是确定为

$$\eta = \frac{\text{输出功率或能量}}{\text{输入功率或能量}} \quad (1.2)$$

也可将能量或功率的输出、输入关系用机械损耗和电损耗表示为

$$\eta = \frac{\text{输出}}{\text{输出} + \text{损耗}} = \frac{\text{输入} - \text{损耗}}{\text{输入}} \quad (1.3)$$

在国际单位制(SI)中,功率单位是瓦特,符号为W;能量单位是焦耳,符号为J,或瓦特·秒,符号为W·s,或瓦特小时,符号为W·h。

今天,电机的能量利用或效率正显得十分重要,它是最重要的设计标准之一。因而,必须懂得如何计算效率。在机电装置中,效率表达式中的分子或者分母是机械功率或机械能。旋转电机的机械功率可表示为

• • •

$$P_m = T_m \Omega_m \quad (1.4)$$

式中

$T_m$  — 轴上转矩, 牛顿·米;

$\Omega_m$  — 转轴角速度, 弧度/秒。

电机的电气端, 功率表示为

$$P_e = VI \cos \theta \quad (\text{正弦量}) \quad (1.5)$$

或

$$P_e = V_{av} I_{av} \quad (\text{直流或脉冲量})$$

式中

$V$  — 电机端电压, 伏;

$I$  — 线电流, 安;

$\theta$  — 功率因数角。

上述公式及全书的均方根值 (rms) 书写为大写体、无下标的符号; 时间平均值书写为大写体、带下标 av 的符号。上述方程式计算的功率为平均功率。上述方程式右端也常用瞬时值并记为小写体字母, 左端则为瞬时功率。在机电系统分析中, 平均功率和瞬时功率两者的应用都是常见的。能量  $W$  是功率的时间积分, 即

$$W = \int p dt \quad (1.6)$$

能量的国际单位制单位是焦耳或瓦特·秒。

### 1.2.1 工作周期

旋转电机在许多运行情况下, 其功率不是恒定不变而是随着时间变化的。当功率的变化能用周期性函数描述时, 称之为工作周期。工作周期主要用来描述电动机的负载变化, 但是, 这一概念对发电机、变压器和其它功率装置, 在一定条件下运行时同样是有有效的。工作周期可以由输入或输出功率、轴上转矩、电枢电流或其它表征负载变化的量表示。这种类型负载的应用实例有洗衣机、冰箱压缩机、多种形式的机床加工, 以及按规定的工作周期行驶的电气车辆。

• • •

图 1.6 表示一个简单的工作周期，它代表了许多电动机负载，如冰箱压缩机等。由于幅值可以是功率、转矩、电流或其它量，因此图中用一个通用符号  $A_{\max}$  表示。图 1.7 表示一个较复杂的工作周期，它是一种电气车辆典型的转矩-时间特性，如按规定方式工作的叉式起重车。注意其函数值有正有负，负值表示发电机功率、转矩或电流，意味着处于能量再生的制动运行状态，再生制动将在第五章进一步讨论。

分析工作周期的目的在于确定满足某种负载要求的电机的大小或额定值和决定能量效率。一般来说，由于工作周期内每个功率级的效率是不同的，对于运行在如图 1.7 所示几段功率级条件下的电机，必须分别计算各段的效率。

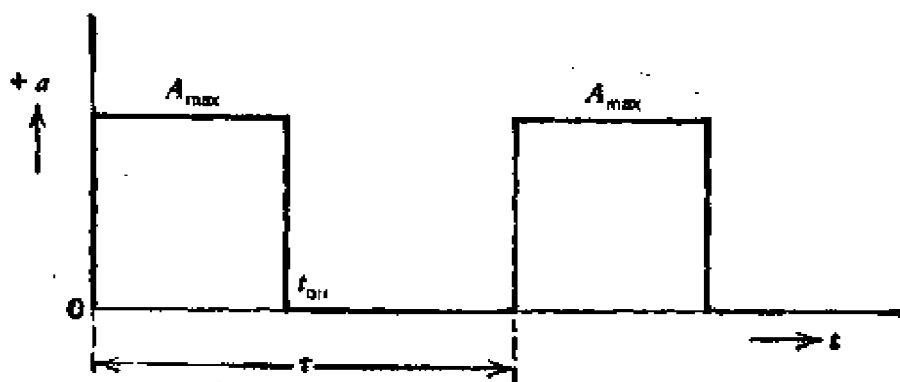


图 1.6 开/停工作周期

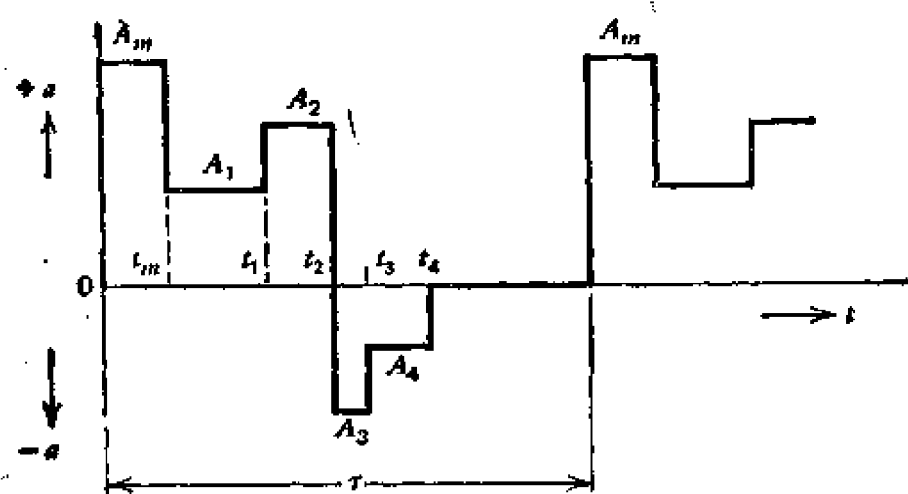


图 1.7 有再生制动运行方式的电气车辆工作周期

### 1.3 均方根值和平均值

读者通过电路理论的学习,对周期性电压、电流波形的均方根值(rms)、半波平均值(hwa)和平均值(av)的概念是熟悉的,这些参量对研究和分析机电装置是有用的,如同应用于电压和电流周期性函数一样,它们也应用于1.2节所讨论的周期性变化的功率和转矩中。

理解机电装置的运行情况,需要考虑其中各量随时间变化的波形的性质。负载工作周期的性质提供了电机运行的条件。机电装置中的电压、电流波形对描述各种情况下的运行、控制和性能同样是有用的,因而旋转电机的分析总是基于所假定的标准波形。最通常的标准波形或有规则的波形组成傅里叶级数的一系列正弦波形、稳定或不变的波形(常称稳态直流)和图1.6的脉冲波形。随着旋转电机电子控制的出现,许多其它有规则的波形正变得更为常见,其中一些波形将在第八章前几节里介绍。

我们这里将修正这些参量的定义,并给出一些应用于工作周期计算方面的例子,至于与电子控制有关的电流均方根值和平均值的计算,将在第八章里举出一些例子。

随时间变化的某量 $a$ 的均方根值,定义为

$$A = \left( \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} a^2 dt \right)^{1/2} \quad (1.7)$$

式中

$a$  = 瞬时值;

$\tau$  = 计算均方根值的时间周期;

$t$  = 时间,

参量的平均值必须仔细定义,对于某些周期函数,其半波平均值定义为

$$A_{HWA} = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau/2} a dt \quad (1.8)$$

式中  $\frac{\tau}{2}$  = 周期函数的半周期时间。然而，又一种常见的参量平均值是其时间平均值，它用一任意周期的时间  $T_0$  代替半周期时间，定义为

$$A_{av} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} a dt \quad (1.9)$$

例题 1.1 图 1.6 表示某冰箱用电机的输入功率函数， $P_{ON} = 750\text{W}$ ， $\tau = 30\text{min}$ ， $t_{ON} = 10\text{min}$ ，求每周期的能量及平均功率。

解 由式(1.6)得

$$W = \int_0^{600} 750 dt = 45 \times 10^4 [\text{W} \cdot \text{s}] \text{ 或 } [\text{J}]$$

$$P_{av} = (45 \times 10^4) / (30 \times 60) = 250 [\text{W}]$$

例题 1.2 图 1.7 表示某台电动机电枢电流随时间的变化波形， $I_m = 60$ ， $I_1 = 20$ ， $I_2 = 45$ ， $I_3 = -40$ ， $I_4 = -15$ （各电流单位为 A）； $t_m = 1$ ， $t_1 = 3$ ， $t_2 = 4$ ， $t_3 = 4.5$ ， $t_4 = 6$ ， $\tau = 10$ （各时间单位为 min），试计算电枢绕组欧姆损耗的电流有效值。

解 由式(1.7)得

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{10} (60^2 \times 1 + 20^2 \times 2 + 45^2 \times 1 + 40^2 \times 0.5 + 15^2 \times 1.5)} \\ &= 27.5 [\text{A}] \end{aligned}$$

## 1.4 分析方法

由于机电装置通常由几个电路和磁路组成，它本身即构成一个系统。分析机电装置可用下述各种方法：

1. 利用微分方程或状态方程进行数学分析

第四章和第九章及其它章节某些部分将采用这种方法。

2. 磁场理论法

这种方法将在第二章讨论，并在以后各章中使用。

3. 电路理论法

多数机电装置均能用等值电路来表示,这种方法在用计算机仿真技术进行装置性能的模拟时最为有用。

#### 4. 设计和实用法

这是一种准数学法,用于机电装置的设计和应用中。它利用了上述较严格方法的许多结果,但同时引入了许多经验、几何考虑及热分析的近似计算。

所有这些方法都是有效的,将在本书各部分介绍。

1.1 节中所述各种旋转电机的许多特性是共同的,最明显的是其基本的机电原理。以数学形式表示这些共同性,已是多年来许多分析者所要求的<sup>1,5,6</sup>,这种方法称之为电机的统一理论。这是机电装置的数学和几何形式描述的一个最好方法,是描述各类旋转电机共性的最好方法,对于为旋转电机动态特性的计算机仿真建立数学模型也是最有价值的。

电机统一理论的局限性在于它需要较高深的数学方法,这种方法不能描述机电装置的许多实际的、结构上的、磁性能方面的特性,而这些特性在机电装置的设计和应用中又是相当重要的。第九章将介绍电机统一理论的基本内容。

电路理论分析方法对含有机电装置的电系统的计算机仿真格外有用。从以后各章分析可以看出,多数装置可以用相当简单的电网络和机械网络来表示,即使这些网络对运行参数只在所限制的范围内才有效。这种网络方法正如广泛用于电子线路分析中一样,也应用于电磁装置中,特别是变压器,其网络没有机械端口,它常常用第二章所提到的一个简单互感来表示。

电机统一理论和电路理论两者的缺点,是很少能适当地考虑所有电磁装置的实际限制。所有这些装置受着由热、磁、结构的最大尺寸或换向等所决定的运行范围的限制。另外,甚至在上述限制内,表示为装置负载的函数的模型也可能有着较大的差别。最后,多数电磁装置是频率敏感装置,而多数模型仅仅对某局限范围的频率才是适用的。因而,为了对电磁装置有一个完全的理解,既需要有数学描述,又需要对装置进行实际的分析。

## 1.5 机电装置的额定值和限制

正如包括人类在内的所有实际系统一样，对机电装置的实际限制构成了这些装置的运行极限。旋转电机一个最明显的限制是最大速度，超过最大速度运行会引起轴承的损坏，旋转构件的破坏，或其它某些大的损坏。装置中磁元件性能的饱和限制，是另一种类型的极限，过度饱和虽然很少导致装置损坏，但是它却限制了装置的许多特性。引起机电装置损坏和危险运行的另两个重要极限是热和换向的限制。

显然，一台电机决不应该在接近于这些极限值下运行，否则可能引起电机的损坏或威胁运行人员的安全。电机的另一组极限——额定值，正是用来指导电机运行人员正确、安全地操纵电机。装置的额定值总是明显地低于可能使电机处于危险运行或受到损坏的极限值。以前，额定值是主观地和基于过去经验及长期的负载试验而决定的，近来，额定值有时由整台电机和电机局部的解析模型来决定。电机额定值有着一定的法律含义，如果用户使用电机超过了额定值，则电机保修是无效的。然而，像多数规则一样，在一定条件下可以超过电机额定值运行，多数制造厂家会向用户提供有关过载的规定数据。这意味着电机额定值与上面讨论的安全极限值之间有着一定的裕量。多数大功率电机是坚固、长寿命的装置，并能经受用户的某些不正常操作和环境的一些不利影响，但是在使用之前应该懂得这一安全裕量，并只能在完全必要的情况下才利用这一裕量。换句话说，在正常的运行情况下，一台电机应该等于或低于额定值运行。

指出电机额定值的详细解释和含义并不是本书的目的，这一问题复杂性和时变性，在图书馆里的许多刊物上、制造厂和用户方面都作了介绍。国家电气法规叙述了各种电机的包括安全要求的使用说明。商用电机的尺寸规定为机座尺寸，机座尺寸的标准由全国电气制造商协会（NEMA）规定，且记载在它们的文献

中<sup>9</sup>，协会也对交流电动机的效率和起动转矩特性规定了电动机的等级。从电动机等级 A 至 D，表示运行效率的降低和起动转矩的增加。用于机电装置中的导线称为电磁线，导线尺寸通常由美国线规 (AWG) 的数字表示，线规在附录 2 列出。电磁线的绝缘由 A 至 H 的字母表示，绝缘等级基本上由绝缘的安全运行温度决定，其次还取决于其结构特点和物理强度，温度范围从 105℃ (A 级) 和 130℃ (B 级) 至 180℃ (H 级)<sup>9</sup>。

### 1.5.1 铭牌额定值

每台电机都装有铭牌，它标出了电机的型式、功率、速度、电压和电流，以及某些环境限制。这些铭牌数据最常用于为决定电机的性能所进行的分析和试验中，是大学生试验不可少的数据。下面简要地介绍一下电机铭牌数据的含意。

#### 1. 功率

电动机功率以马力表示，发电机功率以瓦或千瓦表示，它是电机能连续输出的功率。如例题 1.1 所示，当电机带有可变负载时，连续功率等效于周期平均负载功率。连续功率额定值基本上是电机耐热能力的函数，它与电机机座型式即机壳防护型式有关。电机机壳有两种基本的防护型式，每种型式中根据环境条件和外部热交换设备又有不同的型式。两种基本的机壳防护型式是开启式(防滴式、防溅式、外通风式等)和全封闭式(无通风式、风扇冷却式、防尘式、水冷式、密封式等)。这些概念的最好概括可参考有关电气和电子元件类的专门年刊“电机设计”<sup>10</sup>，参考文献 7 和 8 也给出了详细的介绍。

#### 2. 速度

速度以转/分 (rpm) 表示，列于电机铭牌上的速度与电机的类型有关。同步电机为同步速度；感应电机为额定功率时的速度(同步速度与额定功率时滑差速度之差)；直流电机通常为速度基值，即额定转矩所对应的最大速度(参考第五章)；通用电机通常为无载或轻载速度；直流控制电机通常为无载速度。注意，许多电动

机设计为由两种不同电压的电源供电或有两个不同的同步速度,此时将有两种不同的速度额定值。

### 3. 电压

与电机绕组所联接的电源电压额定值,单位是伏特。多相电机的额定电压总是用线电压表示。额定电压也给出了电机制造和试验的绝缘水平,电机的绝缘水平是标准化的,参考文献 7 至 10 介绍了这个标准。

### 4. 电流

在额定功率和额定速度时,电枢或功率回路中的稳态电流。交流电机的电流以均方根值表示,直流电机电流以平均值表示,多相电机以线电流表示。直流电机额定励磁电流为额定速度下最大转矩时所要求的励磁电流,即满励磁电流。

### 5. 伏安容量

交流电动机的输入伏安容量额定值是由额定电压和额定电流求出的值。单相电动机是

$$\text{额定伏安容量} = \text{额定电压 (V)} \times \text{额定电流 (A)}$$

三相电动机是

$$\text{额定伏安容量} = \sqrt{3} \times \text{额定电压 (V)} \times \text{额定电流 (A)}$$

多数交流发电机,将额定输出容量标在铭牌上,由此数据可求出功率因数。额定电流和额定伏安容量主要由绕组的热特性决定。

### 6. 温升

电机热点的最大安全温升( $^{\circ}\text{C}$ ),通常是指电枢或功率绕组的。

### 7. 过载系数

表示电机超过铭牌额定功率值的某一负载下连续运行而不过热,许多电动机的过载系数为 1.15。另外,多数电动机还有一系列短时过载额定值,其数据由制造厂提供。

### 8. 频率

电源频率,单位为赫兹。

### 9. 效率

近来有些厂家在铭牌上增加了效率指标的标注,给出了最

低效率和额定效率”。

### 10. 转矩

只有控制电动机和力矩电动机才标出转矩。虽然盎司-英吋是最常用的单位(参考附录 1),但仍采用其它各种单位。电动机的额定稳态转矩可由铭牌上的功率和速度按式(1.4)求出。交流电机的两个重要转矩参数——额定电压下的最大转矩和起动转矩可从制造厂家得到或通过简单的试验求出。

### 11. 惯性力矩

只有控制电机才在铭牌上标出旋转部分的惯性力矩,其单位可参考附录 1 所述。

**例题 1.3** 额定功率 10hp、转速 1750rpm、电压 220V、电流 30 A 的三相感应电动机,其温升为 60℃,过载系数为 1.15,试决定其额定转矩、额定输入伏安容量、最大连续输出功率。

**解** 由方程式(1.4)可知额定转矩

$$T = (10 \times 746) / (1750 \times 2\pi / 60) = 40.7 [\text{N} \cdot \text{m}]$$

由方程式(1.11)可得额定输入伏安容量

$$S = \sqrt{3} \times 220 \times 30 = 11431 [\text{VA}]$$

最大连续输出功率

$$P_{\max} = 1.15 \times 10 = 11.5 [\text{hp}]$$

## 1.6 经济性问题

虽然经济性问题在变压器和旋转电机的应用中是一个重要的考虑因素,但本书基本上只局限于讨论这些装置的理论和技术特性。在应用旋转电机时,应当考虑整套电机的总价格,它包括电机的电和机械两方面的控制系统、电源设备、电机轴与负载或原动机的联接装置、热控制设备和全部设备的安装、包装等费用。这些辅助设备的价格和复杂性常常影响到应用于某种场合下的电机选择。

一台电机的原始价格还必须与运行时的能量消耗和维护费用

相平衡。高效率的电动机和控制系统与低效率的系统相比较，其原始价格所高出的部分常常可由短时间运行所节省的能量费用加以补偿，这种经济权衡的方法在现在能源价格上涨的时代尤为重要。当选择某一特定应用的电动机时，另一个需考虑的权衡因素是环境的限制，这一因素正变得越来越重要，这主要是电机和其控制系统的噪声问题。

现在考虑把在第六章讨论的单相感应电动机，作为一个电机原始价格和其效率权衡的例子来进行讨论。因为它是最常用的电动机型式之一，多用于家用电器中，而且是大量生产并竞争市场的产品，它的一个主要用途是家用空调机。过去由于电能价格的低廉及市场的需要，这类电动机的设计是基于原始价格的多少而竞争的，因而 1976 年空调用电机的平均满载效率约为 75%<sup>14</sup>。近来，由于在美国等工业化国家里，一个惊人的百分比能量消耗在电机损耗上<sup>15</sup>，迫使各类电动机的制造厂家增加电动机的平均效率。对于运行在一系列功率级和工作周期的电动机，如空调用电动机，只有相当少的方法可用于增加其效率。最明显的方法是重新设计电动机来降低电动机的损耗。磁损耗(将在第二章讨论)可由改善磁性材料，即用更好的磁性材料或更薄的钢片来降低。这都要增加电动机的成本。欧姆损耗可由采用更大截面的导体，或在某些情况下重新设计绕组的联接来降低。机械损耗中唯一能降低的部分是轴承损耗，可用较低损耗的轴承，这同样要增加电机成本。在某些情况下，完全重新设计电机可以提高效率，这就是考虑给定机座尺寸和应用条件下进行优化设计，即使效率只有很小的提高也可能采用。因而电动机的效率几乎只有依靠其原始价格的增加来提高(改进材料、新叠片设计、减小空气隙、好的传动装置等)。下面举一个这样权衡的实例。

**例题 1.4** 家庭和办公室用空调机的一个主要生产厂选用 0.5hp 的单相感应电动机，电动机平均效率为 72%。由于政府给予节能奖，几家大的用户表示愿意购买在电动机两年保修期内能收回的较多原始投资的空调设备。典型的空调机在亚特兰大年内

运行 140 天, 每天 8 小时。供给生产厂家的电动机批发价为 45 美元, 如果电动机制造厂家由于改进材料 and 设计, 平均效率达到 85%, 试问在满足用户要求的情况下, 电动机批发价所能增加的价格是多少?

解 效率为 72% 的电动机两年内的电能消耗为

$$(373/0.72) (140 \times 8 \times 2)/1000 = 1160 [\text{kW} \cdot \text{h}]$$

效率为 85% 的电动机两年内的电能消耗为

$$(373/0.85) (140 \times 8 \times 2)/1000 = 983 [\text{kW} \cdot \text{h}]$$

亚特兰大的电费在 1979 年为 5.6 美分/千瓦·小时, 两年内节能的费用为

$$(1160 - 983) \times 0.056 = 9.91 [\text{美元}]$$

即电动机原始价格所能增加的部分。

提高电动机的效率除了上述讨论的方法外, 还可用改变电动机控制或电动机的外部条件的方法。在某些情况下, 改变电动机的电压额定值能提高电动机的效率。当然, 由于所要求的电源电压不可能存在, 这种最佳电压值是不可能得到的。一般地说, 直流电动机的最佳电压比交流电动机最佳电压更易实现。然而, 交流电动机则适应于改变等值的电源电压的其它方法, 这些方法是基于增加电动机运行的平均功率因数。电动机平均功率因数的提高又引起整个电力系统的效率提高, 这是由于降低了输电线、配电线及发电机的线电流的缘故, 文献 1 介绍了这种方法。最近, 单相感应电动机的简单电子控制器, 已由美国国家航空和航天管理局马歇尔 (NASA Marshall) 实验室提出, 它能提高电动机的平均功率因数, 并已实现了商品化。

## 第二章 静止交流和直流磁路

在所有的旋转电机和电磁类机电装置中，其基本元件是一个电磁系统。这个系统的功能是建立和控制电磁场，实现所需要的能量转换、能量传输或能量调整。用最简单的道理来说，一个电磁系统是由放置在空间某一位置的电路和为了建立所需要的电磁场而设计成具有很特殊的几何形状的物体构成的。借助电路理论，用一些电路来描写和分析一个电磁系统的很多功能和工作特性是可行的。可是，为了搞懂基本的能量转换过程和确定电机的电路参数，分析电机的电磁场并用大家熟悉的关系和分析表达式来表征是必要的，而且许多电机和电磁装置的设计过程集中在磁路设计上。本章将要复述磁场理论的一些基本概念和显示它们在电机设计和分析中的重要作用。

为了对电磁能量转换装置中电磁场进行研究，这里将重新提出基本电磁场理论的几个重要概念。

1. 场的概念用来描写空间一个区域力的分布。电场描写一个单元电荷或电子周围力的分布，磁场描写磁极周围力的分布；在电磁型的机械和电磁装置中，由于存在磁场而产生了力或转矩。有一种电机如所知的静电机，它是由于电场的存在而产生力，这将不在本书中叙述。

2. 场是三维空间现象，对它们的分析和理解需要一些抽象的想象能力。另外，在应用电磁场产生有用的力方面，几何形状的特点是很重要的。旋转运动的机械会产生磁场的旋转运动，另一种直线运动的机器和装置会产生磁场的直线运动。

3. 一个真正的三维磁场分析是很复杂很费时间的，当利用计算机进行分析时，将占用很多的计算机存储单元。幸而三维场分析很少用到，因为场的特点是具有对称性，在限定空间范围内，利

用对称性可把三维场的问题分解为二维场甚至一维场的问题，因此，解决了分析和理解的困难。分析机械和电磁装置的许多问题都要用到场的对称性。对于多数标准结构的场来说，该任务已由先行研究者完成了，但对某些新的结构形式，存在令人感兴趣的一些问题。

对称问题的简化，主要围绕检查两个问题：(a) 场在什么方向的坐标分量不存在？(b) 场在什么方向的坐标分量不变化？这些检查将用在本章后面的例题中。最具有对称性的电磁装置是由圆环形的铁心和分布绕组（绕组均匀地绕在环的四周）构成的变换器，可以假想取一个垂直于铁心的横截面“片”，这个片可放在圆环的任何地方；因为当环围绕圆周运动时，在环的几何形状方面和绕组方面均没有发生变化，所以和圆环相交的片的横截面上的磁场关系是不变的。因此可以在片的二维平面场的基础上来解决磁场问题。

4. 用来描写磁场的数学形式取决于坐标的选择。我们所见到的，大都为笛卡儿(直角)坐标，然而多数旋转电机最好用圆柱坐标来分析。

用直角坐标描写系统的场方程式是已知的一种方程式，如大多数人已相当熟悉的线性齐次方程。在圆柱系统中应用的贝塞尔方程式，虽一般读者比较陌生，但现在已经有了贝塞尔函数的数学表及处理贝塞尔函数的计算机程序，使得处理这种数学形式几乎象直角坐标一样容易。第二种标准坐标系统是球面坐标，它用于分析极少的几种结构的电机，在本书中将不论述。

另一种坐标系统是研究电机才用到的，它引入了第四维的概念，即运动。它指的是一个运动的电机转子上的电磁量和电机定子上的静止电路之间的相对关系。

## 2.1 电磁场理论的回顾

分析电机和机电装置一般从麦克斯韦方程式开始，麦克斯韦

方程是和具体的空间对称性以及和系统分类有关的材料系数相联系的。我们将用向量表示法来进行分析，因为这种表示法在决定各种有方向性的参数，如感应电压、转矩等等时是非常有用的。在考虑到方向以后，便可使用标量表示法。在全部方程中，国际标准(SI)单位制往往使用 MKS 制。在磁系统中，其它的两种单位在实践中也是广泛使用的，它们是 CGS 制和英国制。这些单位制之间的关系在附录 I 中给出。为了便于理解，黑体字代表向量，除非另外指出，一般假定使用直角坐标。描述空间某些点的电磁现象的麦克斯韦方程式表达如下：

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho\end{aligned}\quad (2.1a)$$

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}\end{aligned}\quad (2.1b)$$

值得注意的是，几乎所有的电磁系统，电荷分布  $\rho$  和电通量密度  $\mathbf{D}$  能假定为非常小。借助斯托克斯定理，把第三个和第四个麦克斯韦方程式变为它们的积分形式，用于空间场的范围内。即

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I \quad (2.2)$$

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = - \int \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.3)$$

这两个方程式是以最先用实验方法证实方程关系的科学家的名字来命名的，分别为安培定律和法拉第定律。

必须注意，在这些方程中，用向量表示的有方向性参数是最重要的，因为它们是分析电机所使用的左手和右手定律的基础。

第三个有意义的场的关系是洛伦兹力方程式

$$d\mathbf{F} = I d\mathbf{L} \times \mathbf{B} \quad (2.4)$$

其中  $I$  是在导体长度微分  $d\mathbf{L}$  中流过的电流，应用方程(2.4)对于力的微分在整个体积上进行积分，其中导体上的电流和磁密  $\mathbf{B}$  都是均匀的，由积分可得

$$\begin{aligned}
 \mathbf{F} &= \oint I d\mathbf{L} \times \mathbf{B} \\
 &= I\mathbf{L} \times \mathbf{B} \\
 &= BIL \sin\theta_{\mathbf{a}_r}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

其中  $\theta$  是导体的方向和磁场方向之间的夹角。在很多结构的电机里这个角是  $90^\circ$ ，这样就能得出

$$F = BLI \tag{2.6}$$

这就是用在分析电机上的有名的  $BLI$  定律。

当计算很多非标准的机器或装置时，常使用毕-萨定律

$$d\mathbf{H} = \frac{I d\mathbf{L} \times \mathbf{a}_R}{4\pi R^2} \tag{2.7}$$

此式描述了载有电流  $I$  的长度为  $d\mathbf{L}$  的微分电流元件在空间一点上产生的磁场强度  $d\mathbf{H}$ ，它们之间的距离为  $R$ ，用向量（从电流源到该点）表示为  $\mathbf{a}_R$ 。用积分形式，毕-萨定律表示为

$$\mathbf{H} = \oint \frac{I d\mathbf{L} \times \mathbf{a}_R}{4\pi R^2} \tag{2.8}$$

## 2.2 磁性材料

在自由空间中， $\mathbf{B}$  和  $\mathbf{H}$  是常数关系，这个常数就是我们熟知的真空磁导率  $\mu_0$ 。

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \tag{2.9}$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

上述  $\mu_0$  的值是国际标准 (SI) 单位制， $\mathbf{B}$  的 SI 单位是特斯拉， $\mathbf{H}$  的单位是每米多少安培。但在有关材料特性方面，CGS 单位制仍是常用的，有时也用英国单位制。关于方程式(2.9)的上述两种单位制在附录 I 中给出。

在磁性材料内部，方程式(2.9)必须修改，用来描写材料内部出现的与真空不同的磁现象。为

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \tag{2.10}$$

$$\mu = \mu_R \mu_0$$

其中  $\mu$  表示磁导率,  $\mu_R$  是相对磁导率, 它是一个无量纲的常数。在式 (2.10) 中出现的某种材料媒质的磁导率, 只能适用于均匀介质 (相同的品质) 和无向性 (任何方向均有相同的特性) 的材料区域。在不具备这些性质的材料中,  $\mu$  变为一个向量 (代替张量), 最后还需注意, 对于某些普通的材料, 等式 (2.10) 是非线性的,  $\mu$  随  $\mathbf{B}$  的大小会改变, 这样就产生了材料的非线性  $B-H$  特性, 并引出另外几个磁导率的定义, 将在下边讨论。

材料是按照它的相对磁导率  $\mu_R$  的自然本质来分类的, 这实际上和材料本身的原子结构有关, 这点将不讨论。多数的非磁性材料分为两类, 一种是顺磁性材料, 它的  $\mu_R$  比 1 稍大些; 另一种是反磁性材料, 它的  $\mu_R$  比 1 稍小些。因此, 在实用上, 对于所有的这类材料,  $\mu_R$  均考虑等于 1。

由于反磁性材料存在一种有趣的现象, 导致人们对某些电磁装置产生了兴趣, 这种现象叫理想的反磁性 (迈斯纳效应)。它是在某种材料如超导体当温度接近绝对零度时呈现出来的。这样的材料中  $\mathbf{B} \rightarrow 0$ ,  $\mu_R$  基本上为零。也就是在超导材料中, 磁场是不能建立的, 这种现象将可能用到旋转电机和开关装置中。

物质的磁特性和物质内部存在永久的磁偶极子有关。在顺磁性材料中, 这些磁偶极子的存在正如前边所指出, 产生的磁性很弱, 只能把这些材料归为非磁性一类。几种其它类别的材料显示了较强的磁性, 但在这里仅仅详细讨论两种, 铁磁体和铁氧体材料。铁磁体材料可进一步分为硬材料和软材料两组, 这种分类大致上是和材料的物理硬度相适应, 软的铁磁材料包括软铁、镍、钴、稀土元素, 大多数的软钢以及这四种元素的很多合金。硬的铁磁材料包括永久磁铁材料, 例如铝镍钴、几种稀土钴的合金、铬钢、锌镍铜合金和许多其它的金属合金。铁氧磁体材料是铁氧体, 由铁的氧化物构成, 具有分子式  $\text{MeO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ , 其中 Me 表示金属离子。铁氧体分为硬铁氧体和软铁氧体两组, 通常钡或锶铁氧体构成具有永久磁性铁氧体; 软铁氧体包括镍-锌和锰-锌铁氧体, 应用于微

波装置，延迟线路，变压器和其它的高频应用中。第三类逐渐形成的磁性材料是由粉状铁颗粒构成物或其它磁性材料挂入非铁基体，如环氧或塑料中形成，有时称为超顺磁。粉状铁盐是由压缩或注入模型工艺来形成，它广泛用于电子变换器和作为电感器的铁心，坡莫合金(铜-镍-铁粉末)就是已知的最早和最好的粉末材料。

磁性材料的几种磁特性在研究电磁系统时是重要的，不同磁密级的磁导、不同磁密级的  $H$ 、磁导随温度的变化，磁滞特性、电导率、居里点和损耗系数，这些参数在不同类型的材料之间变化很大，因此在这里只作一般讨论。大多数磁性材料具有非线性的特性，在描述它们的磁性能时，绘图技术通常是重要的，两组最重要的特性是  $B-H$  曲线(或磁化特性)以及磁滞回线。为了得到这些特性或是在示波器上显示他们，有许多已知的实验方法。图 2.1 表示了一个典型的  $B-H$  特性，这特性能用两种方法得到，从一个完全退磁的模型上可得到原始的  $B-H$  曲线，或从不断磁化的磁滞回线的顶端得到正常的  $B-H$  曲线。对我们来说，两种方法之间存在的微小差别是不重要的， $B-H$  曲线是由磁性材料中磁畴的变化产生的。在铁磁材料里，材料分为很小的区域或叫磁畴(尺寸约在  $10^{-2}\text{cm}$  到  $10^{-5}\text{cm}$ )，在每个区域内，全部偶极矩是天然排列的。当材料是完全退磁时，这些磁畴有任意的取向，磁密为零。当有一个

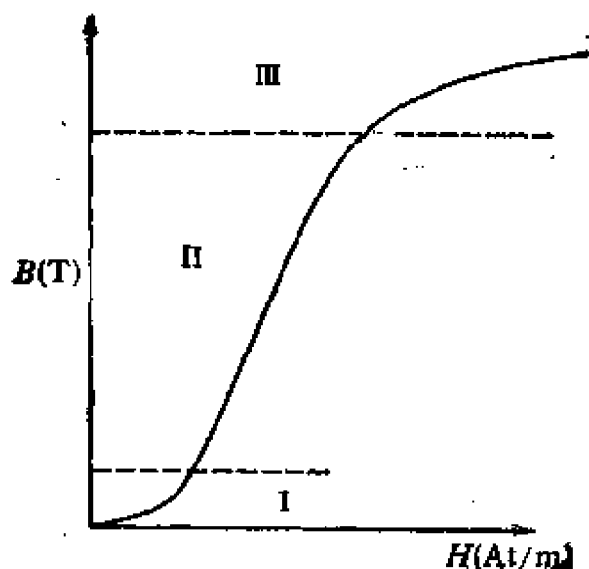


图 2.1 典型的  $B-H$  曲线

外磁势加到材料上时,磁畴将发生运动,倾向与 $H$ 方向对齐,增加了 $B$ (图 2.1 中区域 I)。在区域 II,当 $H$ 进一步增加,磁畴壁加速运动直到材料每个晶体都是单一方向的磁畴。在区域 III,磁畴转到一个方向,直到所有磁畴都和 $H$ 对准,这就产生了磁饱和。在材料内部的磁密不能超过饱和磁密 $B_s$ ,磁密微小的增加是由于材料按照 $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ 关系增加的结果。扣除自由空间磁密,仅仅观察材料中的磁密变化是方便的,这样的固有磁化曲线是已知的,它可用于永久磁铁装置的设计中。

在图 2.1 中表示的区域,还描述了非线性磁导特性的值。从方程式(2.10)看到,磁导是 $B-H$ 曲线的斜率,在下面讨论中假定只讨论相对磁导,也就是将因子 $\mu_0$ 分离出来, $B-H$ 曲线的斜率实际上严格地应叫做相对微分磁导率

$$\mu_d = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \quad (2.11)$$

对初始的磁导率定义为

$$\mu_i = \lim_{H \rightarrow 0} \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H} \quad (2.12)$$

可以看到这是区域 I 的磁导率,在很多电子应用中这是重要的,他们的信号强度是较低的。在量测带有电感桥的磁心装置的电感时,磁导率也可能用错,因为多数电感桥中仅用低信号强度在区域 I 内经常磁化铁心,其磁导率是相对低的。在区域 II,很多材料的 $B-H$ 曲线近似是一条直线,如果磁装置仅运行在这个区域,线性理论能够应用。在全部磁化区域中,最通用的磁导率是称为相对振幅磁导率,其定义仅为曲线上某 $B$ 对 $H$ 的比值,或者

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H} \quad (2.13)$$

一般情况下,当磁性材料的励磁信号种类不同时,将有不同的磁导率定义;对于脉冲和正弦励磁,存在另外的定义,它们将不包括在这里。最大磁导率是振幅磁导率的最大值,在很多电子应用中是重要的。

我们感兴趣的第二组特性是磁滞回线，典型的模型表示在图 2.2。这是对称的磁滞回线，只有当励磁磁势在正、负  $H_c$  之间大量变化以后才能得到。多数磁性材料具有明显的磁滞特性，这个特性可反映材料的几种参数。回线的面积和磁动势反复磁化时磁畴的转动所需要的能量有关，这是一种不可逆转的能量，由此产生的能量损耗叫磁滞损耗。对于给定的一种材料这个面积随  $H$  变换的频率及温度而改变。

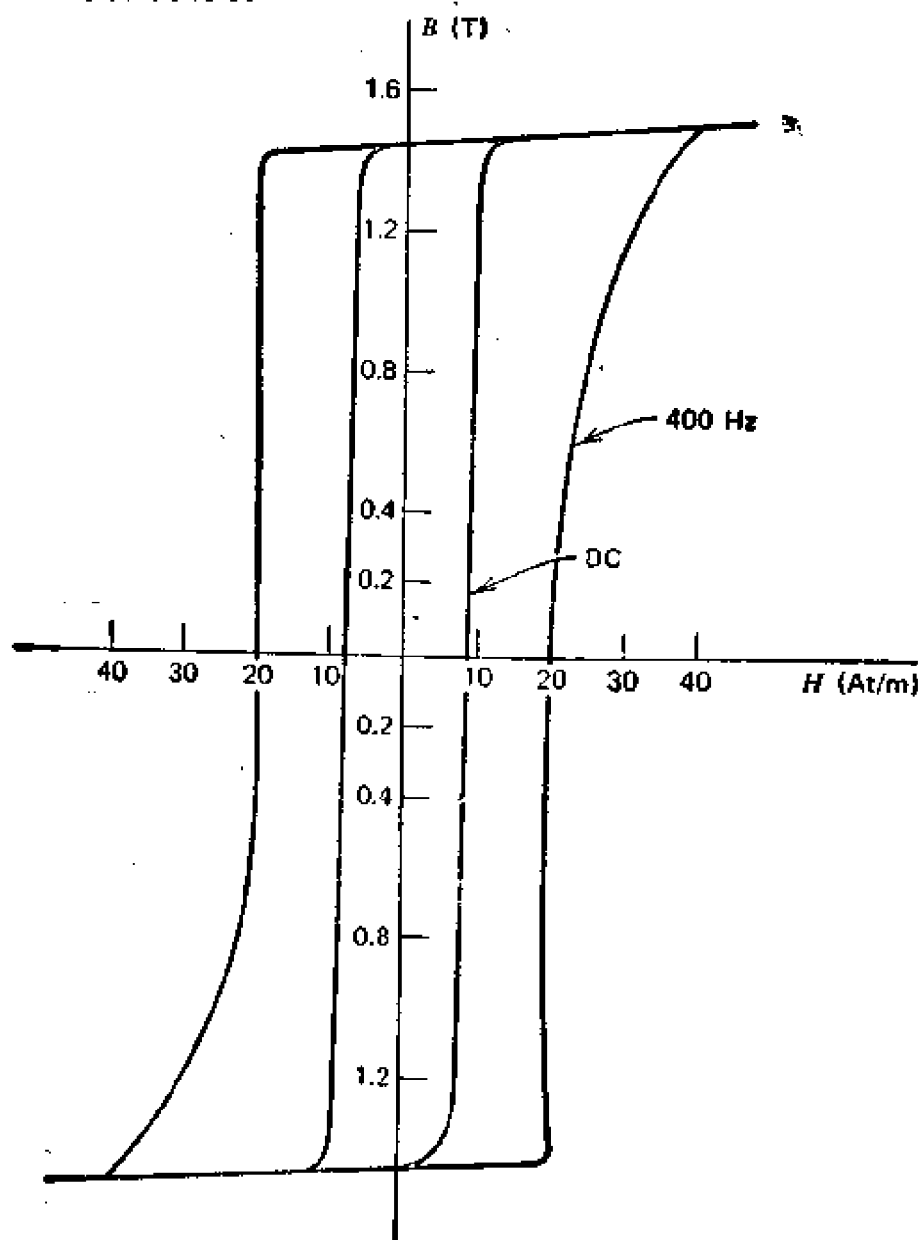


图 2.2 由 0.002in\*厚的铁镍薄带绕成铁心的磁滞回线

\*  $l_{in} = 0.0254m$ ,

磁滞回线的第二象限在分析永久磁铁装置中是很有用的，作为磁滞回线的例子铝镍钴 V 表示在图 2.3 上。回线和水平轴的相交点叫做矫顽力  $H_c$ ，它是经受外部磁信号去磁能力的度量。在这条曲线上经常作出第二条曲线，叫做能量积曲线。它是  $B$  和  $H$  的乘积，作为  $H$  的一个函数画出来，它可度量永久磁铁中贮存能量的多少。垂直轴上的  $B$  的值叫做剩磁密度。

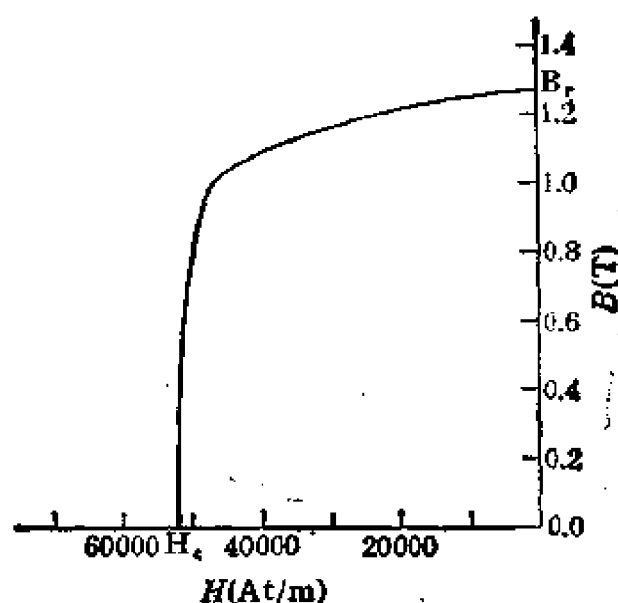


图 2.3 铝镍钴 V 的去磁曲线

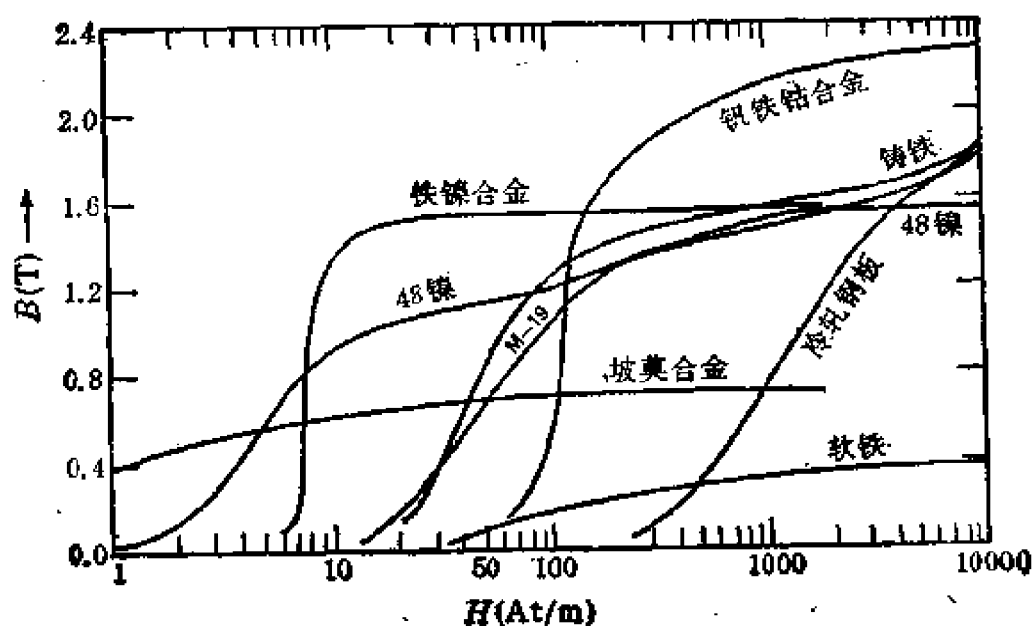


图 2.4 精选的几种软磁材料的  $B-H$  曲线

居里温度或叫居里点  $T_c$  是一个临界温度,在这温度以上,铁磁材料变成了顺磁材料。

以上我们没有给出这些变化参数的大小,对于几种普通磁性材料的参数在表 2.1 给出,几种材料的  $B-H$  曲线在图 2.4 给出。让我们注意一下好的磁性材料的相对磁导率的典型数值,并将它和好的导电体的电导率相比较,如坡莫合金和其它的镍合金,具有超过  $10^5$  的最大相对导磁率,它们和非磁性材料如空气和真空的磁导率的比值为  $10^5$ 。这种高磁导率实际上只在很少几种材料、并在一个有限的运行范围时才存在。好的和差的磁性材料在典型

表 2.1 软磁材料特性

名 称	主要合金	饱和磁密 (T)	饱和磁密时的 $H$ (A/m)	最大振幅磁导率	矫顽力 (A/m)	电阻 ( $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ )	居里温度 ( $^{\circ}\text{C}$ )
48 镍	48% 镍	1.25	80	200000		65	
钼镍铁合金	48% 镍	1.35	6360	100000	4.0	65	398
高磁导 49	49% 镍	1.1	80			48	
萨姆梅达合金	镍、铜	1.5	32	240000		45	398
坡莫合金(板)	镍、钼	0.8	400	100000	1.6	55	454
钼坡莫合金(粉末)	镍、钼	0.7	15900	125			
铁镍合金	50% 镍	1.4	25	200000	8	45	499
M-19	硅	2.0	40000	10000	28	47	
硅钢	硅	1.95	8000	20000	40	50	732
定向 I	硅	1.6	175	30000		47	
定向 M-5	硅	2.0	11900		26	48	746
铸铁	无	2.15	55000		80	10.7	
斯佩门图合金	49%Co,V	2.4	15900	80000	8	26	
钒铁钴合金	49%Co,V	2.3	12700	4900	92	40	932
海波可 27	27%Co	2.36	70000	2800	198	19	925
片状铁	碳	$\approx 0.8$	5200	5—130		$10^8 - 10^{10}$	
羰基铁(粉末)	钼、镍	线性	线性	5—25		$10^{10}$	
铁氧体	镁、锌	0.39	1115	3400	13	$10^7$	135
铁氧体	锰、锌	0.453	1590	10000	6.3	$3 \times 10^7$	190
铁氧体	镍、锌	0.22	2000	160	318	$10^8$	500
铁氧体	镍、钼	0.28	6360	400	143		500
铁氧体	镁、锰	0.37	2000	4000	30	$1.8 \times 10^8$	210

的工作范围运行时，它们之间磁导率的比值一般更接近  $10^4$ ；但是好的导电体如铜和好的绝缘体如聚苯乙烯它们的导电率的比是  $10^{24}$ 。这就意味着除掉前面谈到的超导体外，没有更好的磁的绝缘材料存在，这点在我们讨论磁路时将变得更加突出。

## 2.3 磁 的 损 耗

磁性材料的一个特性是材料本身的能量损耗，它对于一个电磁装置的能量利用率来说是很重要的。这个损耗的实际的物理规律是不难理解的，并且磁性材料损耗的基本机理的理论阐述是本书范围以外的内容。下面是这种复杂机理的一种简单解释。损耗的能量用于磁畴壁运动，正如 2.2 节描述的那样，在外加磁场的作用下磁畴生长和旋转；当外磁场从一个给定的值减小或反方向时，磁畴壁的运动是不可逆的，表现为磁性材料内部发热。外磁场改变使磁畴旋转，这对于损耗的大小有着很大的影响，损耗通常与磁场变化的频率成某些函数关系。磁性材料的金属结构包括它的电导率对损耗的大小也有微妙作用。在电机和变压器中，这种损耗通常称为铁心损耗，或者有时叫做磁化损耗或励磁损耗。

习惯上将铁心损耗分为两个分量：磁滞损耗和涡流损耗。磁滞损耗分量在前面已经提到，一般认为等于低频磁滞回线的面积乘上正弦系统磁动势的频率；涡流损耗是由称做涡流的感应电流引起的，因为这种电流在磁性材料本身的闭合回路中流过。在一个正弦励磁的磁性材料中如忽略饱和，涡流损耗可以用下面关系式来表示

$$P_e = k_e f^2 B_m^2 \quad (2.14)$$

其中  $B_m$  是磁密最大值， $f$  是频率， $k_e$  是比例常数，取决于材料种类和片的厚薄。为了减少涡流，磁性材料做成片状，每个薄钢片之间带有很薄的电绝缘层。钢板方向必须和磁通流动方向相平行，涡流损耗大致上和片厚的平方成正比，和材料电阻率成反比。在电力应用的电磁装置中，片厚的变化从 0.5 到 5 mm；在电子应用的

装置中,片厚从 0.01 到 0.5mm; 用于电子转换器和感应器的很多磁心是用很薄的带状磁性材料缠绕的。叠片组成的磁体通常增大了体积,增加的多少显然和叠片连接在一起的方法有关。磁性材料实在的体积和磁体的总体积之比叫叠压系数,这个系数对于真实计算磁部分的磁密是很重要的。表 2.2 列出了典型薄片尺寸的叠压系数。

如果叠片厚度增加,叠压系数近似为 1.0。在粉末铁心和铁氧体磁性材料中,存在一个平均叠压系数,它近似等于磁的真实体积

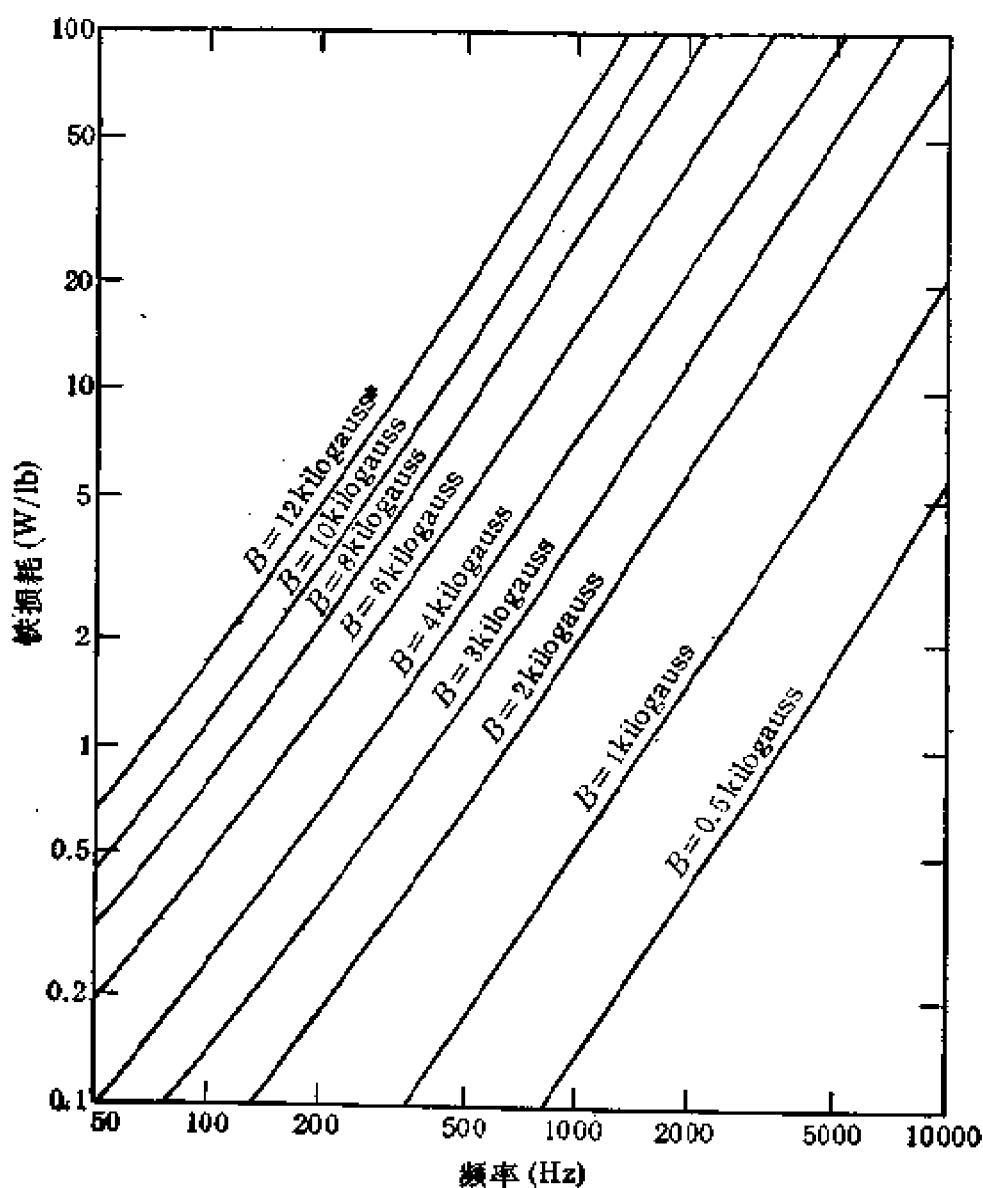


图 2.5 0.019in 厚非定向的硅钢叠片的铁心损耗

\* 1kilogauss =  $10^5$ gauss = 1kG,

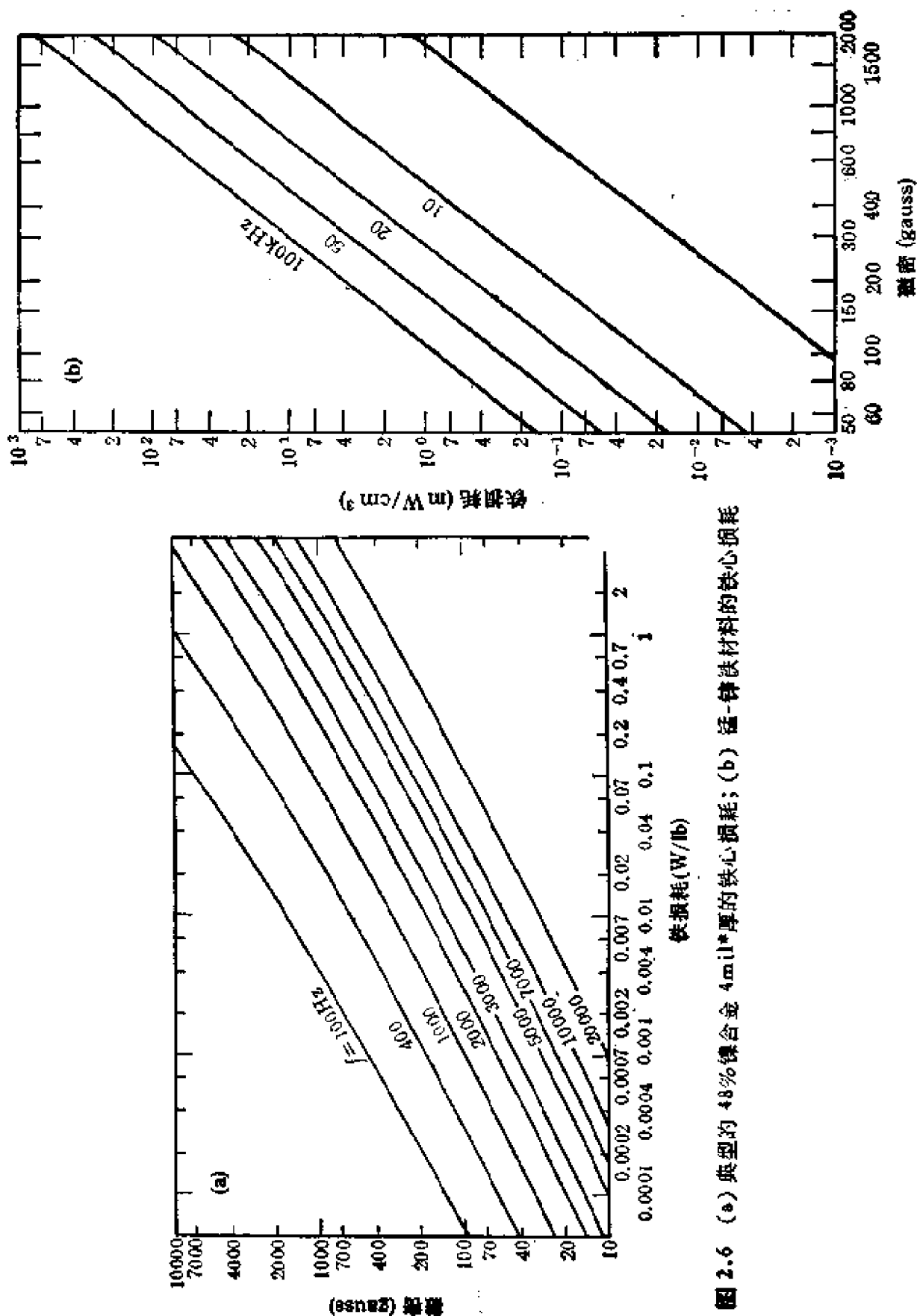


图 2.6 (a) 典型的 48% 镍合金 4mil 厚的铁心损耗; (b) 锰-锌铁材料的铁心损耗

\* 1 mil =  $2.54 \times 10^{-3}$  吋

表 2.2 叠片铁心的叠压系数

叠片厚度 (mm)	叠 压 系 数
0.0127	0.50
0.0254	0.75
0.0508	0.85
0.1—0.25	0.90
0.27—0.36	0.95

和外形体积之比。

等式(2.14) 以及有关磁滞损耗的论述作为判断这些损耗分量如何随磁场参数而改变的规律是有效的, 但是它们不能分析预测铁心损耗的绝对数量, 因此, 铁心损耗将从实验数据来确定。大多数磁性材料的制造工厂对于它们的多数产品, 已经给出了正弦励磁条件下的铁心损耗数据, 图 2.5 和图 2.6 表示了两种普通的磁性材料: 一种是 M-15, 3% 的硅钢广泛地用于变压器和微电机上; 一种是 48NI, 镍合金用于很多电子设备上。这些数据是用爱泼斯坦 (Epstein) 的方法在一块磁性材料模型上量测得到的, 图 2.6(b) 表示在铁氧体材料中量测的铁心损耗。

应当注意到, 很多电磁设备正在被寻找扩大它们在电路上的应用, 尽管电路上的电压和电流的波形往往不是正弦波、稳态直流、方波等等标准波形; 在许多这样的电路上, 功率等级相对较大, 因此量测功率、损耗和效率, 在它们的设计和应用上是很重要的因素。这些非标准波形来源于系统中半导体开关的频繁作用, 包括反相器、双向离子变频器、控制整流器等等。由正弦波形量测得到的铁心损耗对于这样的系统一般是不满足要求的, 铁心损耗由电源给装置励磁后, 经过量测得到, 而电源的波形要求尽可能接近装置实际运行时的波形。在非正弦励磁情况下, 功率量测一般需要利用霍尔效应、温度型或电子多路型的瓦特表。

### 2.3.1 视在铁心损耗

视在铁心损耗表示了一个电磁系统总的励磁需要, 其中包括

了铁心损耗。它定义为励磁电流有效值和励磁绕组上感应电压有效值的乘积。视在有效值的国际标准单位是伏安。

## 2.4 磁 路

必须强调指出，磁场是一种分布参数现象即场分布于空间的一个区域。为了严格进行分析，需要应用包含在等式(2.1)中的散度和旋度符号；但是在合适的条件下，应用集中参数分析某些类型的磁场问题如分析电路那样，也是可能的。然而分析磁路问题的准确性和精度比电路问题要差些，因为正如前面讨论过的，磁导体和绝缘之间磁导率的变化比起电路来相对小得多。

本节简单地描述用于磁系统的集中磁路分析，通常叫磁路分析。磁路分析可近似仿照简单直流电路的分析方法，可用于直流信号励磁的系统，也近似用于低频交流励磁系统。磁路分析可用在设计阶段估算电磁装置电磁元件的尺寸，计算电感和为了计算功率、转矩而确定气隙磁密大小。

首先让我们明确几个定义。

### 1. 磁位

对于不存在电流密度的区域，是我们将要讨论磁路问题的理想情况，磁场强度  $\mathbf{H}$  能用标量磁位  $\mathcal{F}$  来定义，如

$$\mathbf{H} = -\nabla \mathcal{F} \quad \mathcal{F} = - \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} \quad (2.15)$$

我们看到  $\mathcal{F}$  的量纲是安培，常用单位为安匝。对于一个磁位升或是磁能源经常用磁势，对于一个磁位降经常用磁阻降。磁路上的磁势源有两种，电流和永久磁铁。电流源通常由流过励磁电流的匝数为  $N$  的线圈所构成，注意匝数  $N$  是无量纲的。

### 2. 磁通

磁场内的流线叫磁力线，用符号  $\phi$  表示，国际标准单位是韦伯。磁通和经过表面的  $\mathbf{B}$  的积分有关，即

$$\phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.16)$$

### 3. 磁阻

磁阻是磁阻抗的一个分量，磁阻除了不是一个能量损耗分量以外，有点类似电阻。它是由类似于欧姆定律的关系定义的：

$$\phi = \frac{\mathcal{F}}{R} \quad (2.17)$$

磁阻的国际标准单位是  $\text{H}^{-1}$ 。在含有均匀的各向同性的磁性材料区域中，磁场是均匀的，等式(2.17)使我们进一步深入了解了磁阻的性质。如果我们假定磁通密度仅仅具有一个方向的分量  $B$ ，在垂直于  $B$  方向的整个横截面  $A_m$  上  $B$  是均匀的，等式(2.16)变为  $\phi = BA_m$ 。我们还假定  $H$  在沿  $B$  的方向的长度  $l_m$  上不变化，等式(2.17)经重新整理成为

$$R = \frac{\mathcal{F}}{\phi} = \frac{Hl_m}{BA_m} = \frac{l_m}{\mu A_m} \quad (2.18)$$

这个式子和在均匀电参数的区域中电阻的表达式是相似的。

### 4. 磁导

磁导  $P$  是磁阻的倒数，国际标准单位是亨利。在电变换器的分析中，叫感应系数  $A_L$ ，它和磁导两者都是频繁使用的。磁导和磁阻二者用来描写磁场的几何特性，主要用途是计算电感。

### 5. 漏磁通

在空间不同磁位的任何两点之间，均存在一个磁场如式(2.15)所表示的那样。在某些实际的磁路中存在很多点，或者更一般的情况是存在彼此不同磁位的面，这些点之间的磁场可以通过流线或是磁力线来表示。沿着非主回路的途径通过空间区域，一般是空气隙、电绝缘材料或系统的结构部分，这种磁力线就叫做漏磁力线。在带有两个或更多绕组的耦合磁路中，漏磁通的定义是特殊的，它是指只链着一个线圈而不链其它线圈的磁通。

漏磁是所有磁路的一种特性，决不能完全消除它。在直流或很低频率交流励磁中，由高导磁材料制成的薄钢板可形成磁屏蔽，它能减小漏磁通。这不是通过它消除漏磁，而是通过在漏磁通路径上建立新的磁位面，引导磁通线更好地沿着所希望的路径走。在

高频励磁中,用电屏蔽如铝的薄板,通过屏蔽内的感应电流消耗其能量来减小漏磁通。

## 6. 边缘效应

边缘效应有点类似于漏磁,它描述磁路气隙中磁力线的散开,

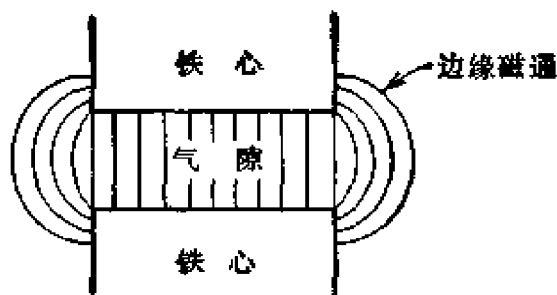


图 2.7 气隙中的磁通边缘效应

图 2.7 简单表示了一个气隙中的边缘效应。边缘效应是由于空气隙两边处在不同磁位上的两个磁体,它们的旁边和侧面出现磁力线的结果。边缘效应除了最简单的结构外,几乎不可能计算分析,

边缘效应有增加空气隙有效面积的作用,这点必须和空气隙具有的长度一起考虑。

## 2.5 安培定律用于一个磁路

根据等式(2.2),磁场强度  $\mathbf{H}$  沿任何闭合回路的积分等于该回路内包含的电流。应用这个积分表达式时,规定方向是必要的,用右手螺旋沿着正电流流动方向,则大拇指指向闭合回路通过的方向。

对于一个简单磁路,其横截面表示在图 2.8,磁路由平均长度为  $l_m$  的磁体和一个长度为  $l_g$  的空气隙串联起来组成,磁路上缠绕三个线圈,匝数分别为  $N_1$ ,  $N_2$  和  $N_3$ ,让我们应用安培定律,磁通  $\phi$  沿着磁体平均长度路径,并穿过气隙,让线积分按照顺时针方向进行,三个线圈上的电流方向已表示出来。注意到电流的方向,在线圈 1,3 中,导体围绕积分回路,电流方向是进入纸面,在线圈 2 中,电流方向是出纸面。从等式 2.2 的左边,我们得

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_0^{l_m} \mathbf{H}_m \cdot d\mathbf{l} + \int_0^{l_g} \mathbf{H}_g \cdot d\mathbf{l} \quad (2.19)$$

如果磁性材料是线性的,均匀的和各向同性的,忽略漏磁通,等式

(2.19)成为

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H_m l_m + H_g l_g = \phi(R_m + R_g) = \mathcal{F}_m + \mathcal{F}_g \quad (2.20)$$

其中  $R_m$  和  $R_g$  是磁体和气隙相应的磁阻,  $\mathcal{F}_m$  和  $\mathcal{F}_g$  表示磁路两部分的磁位或磁阻降. 等式(2.2)右边给出

$$I = N_1 I_1 + N_3 I_3 - N_2 I_2 \quad (2.21)$$

联立式(2.20)和(2.21)得到

$$N_1 I_1 + N_3 I_3 - N_2 I_2 - \mathcal{F}_m - \mathcal{F}_g = 0 \quad (2.22)$$

我们可以在这个简单例子的基础上归纳安培定律, 它表明围绕任何闭合回路磁位的总和等于零, 这类似于电路里的基尔霍夫电压定律. 必须指出, 即使没有用简化假定来消除式(2.19)的积分形式, 上述的归纳也是正确的.

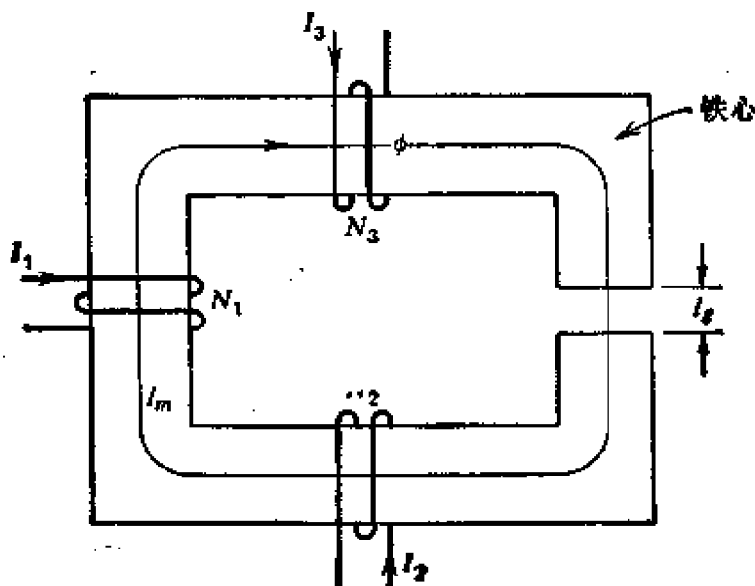


图 2.8 具有多励磁(磁动势)的复合磁路

**例题 2.1** 让我们简要说明如何应用式(2.22). 仍用图 2.8 磁路, 假定一些数据, 求解下列问题: 在气隙内建立 1T 磁密, 确定所需要的安匝数.

**解** 对于磁路上的三个线圈, 这里不去研究它们的用途, 因此, 我们规定  $I_2$  和  $I_3$  等于 0, 解出  $I_1 N_1$  乘积. 假定气隙长  $l_g$  是 0.1mm, 磁体是由 M-19 钢叠压而成, 叠压系数为 0.9, 长度

$l_m$  等于 100mm, 忽略边缘效应和漏磁, 磁阻降可以通过式(2.20)中表示的某种形式来进行计算。因为气隙磁密已经确定, 用磁场强度形式表示是

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_0} = \frac{1.0}{4\pi \times 10^{-7}} = 7.95 \times 10^5 [\text{A/m}]$$

$$\mathcal{F}_g = H_g l_g = (7.95 \times 10^5)(10^{-4}) = 79.5 [\text{A}]$$

如果我们忽略边缘效应和漏磁, 磁体中的磁密可以假定为气隙磁密除以叠压系数。

$$B_m = \frac{1.0}{0.9} = 1.11 [\text{T}]$$

从图 2.4 M-19 钢的曲线, 查出这个磁密下的  $H$  值

$$H = 130$$

$$\mathcal{F}_m = 130 \times 0.1 = 13$$

在励磁线圈中的安匝数为

$$N_1 I_1 = \mathcal{F}_m + \mathcal{F}_g = 92.5 [\text{At}]$$

**例题 2.2** 应用例题 2.1 同样的结构和数据, 为了在气隙中建立一个 0.001Wb 的磁通, 确定励磁线圈中需要的安匝数。让我们用磁阻来解决这个问题, 忽略漏磁但是不忽略边缘效应。为了确定磁阻, 我们必须知道磁体横截面的面积, 假设  $A_m = 16\text{cm}^2$ 。

**解** 等式(2.18)能用来确定气隙磁阻, 假定边缘效应增加了有效气隙面积, 比对着它的钢表面面积增加 10%, 磁阻成为

$$R_g = \frac{10^{-4}}{(4\pi \times 10^{-7})(1.1 \times 0.0016)} = 4.5 \times 10^4$$

如果我们忽略漏磁, 在磁体中将通过同样的磁通, 磁体中的磁密为

$$B_m = \frac{0.001}{0.9 \times 0.0016} = 0.695 [\text{T}]$$

由图 2.4 中的 M-19 曲线, 振幅磁导率是

$$\mu_s = \frac{0.695}{4\pi \times 10^{-7} \times 54} = 10240 = \mu_R$$

磁体的磁阻为

$$\begin{aligned}
 R_m &= \frac{l_m}{\mu_R \mu_0 A_m} \\
 &= \frac{0.1}{10240(4\pi \times 10^{-7})(0.9 \times 0.0016)} \\
 &= 0.54 \times 10^4
 \end{aligned}$$

需要的励磁安匝数是

$$N_1 I_1 = \phi(R_f + R_m) = 0.001(5.04 \times 10^4) = 50.4 \quad [\text{A}]$$

从这些简单例子, 得到几个结论:

1. 带有空气隙的磁路类似一个简单的串联直流电路, 如图 2.9 所示。

2. 因为图 2.8 的系统对称于纸平面, 用二维磁场表示是允许的。

3. 计算磁阻的方法比用磁场强度来确定磁阻降的方法更为麻烦; 因此, 对于数值解, 如例 2.1 中所采用的  $(H_m l_m + H_g l_g)$  是较好的。计算磁体部分的磁阻需要从图 2.4 中的曲线中确定振幅磁导, 而确定  $H_m$  也需要同样的过程。但是, 如果继续采用磁阻的方法, 需要大量附加的数学计算, 经常引入不必要的误差。因而, 磁阻方法更多用于磁路的定性分析中, 如用在研究等值电路或比较不同几何部分的磁阻, 或计算电感中。

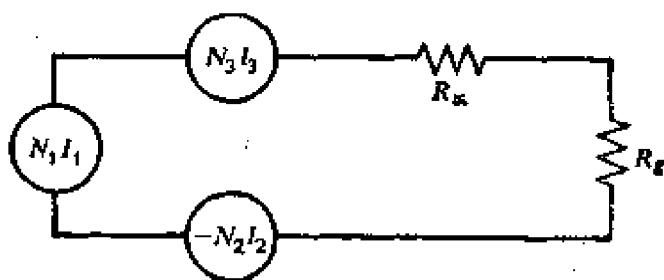


图 2.9 图 2.8 的近似等值电路

4. 读者可能很想知道如何解决例题 2.1 和例题 2.2 中的相反问题, 就是给出励磁安匝数, 如何确定气隙中的磁通(或磁密)。稍微想一下就可知道, 这个问题的直接分析解法是没有的, 因为磁性材料具有非线性的  $B-H$  特性, 在磁场强度或磁体磁阻确定以

前,磁密必须是知道的。为了解决这个相反问题,存在几种图解方法,典型问题可用计算机迭代法解决,不过需要大量的计算机贮存空间;因为磁材料的  $B-H$  特性必须贮存到计算机里,在迭代过程中反复逼近时需要用到(在第三章中例题 3.2 表示了一种图解法)。

**例题 2.3** 图 2.10 表示一个并联磁路,磁路的环体部分是用 AISI1020 冷轧钢构成(图 2.4),全部尺寸均用毫米,中间腿上的线圈绕了 1000 匝,确定产生  $0.775\text{T}$  气隙磁密时需要在线圈中流过多大电流?忽略边缘效应和漏磁。

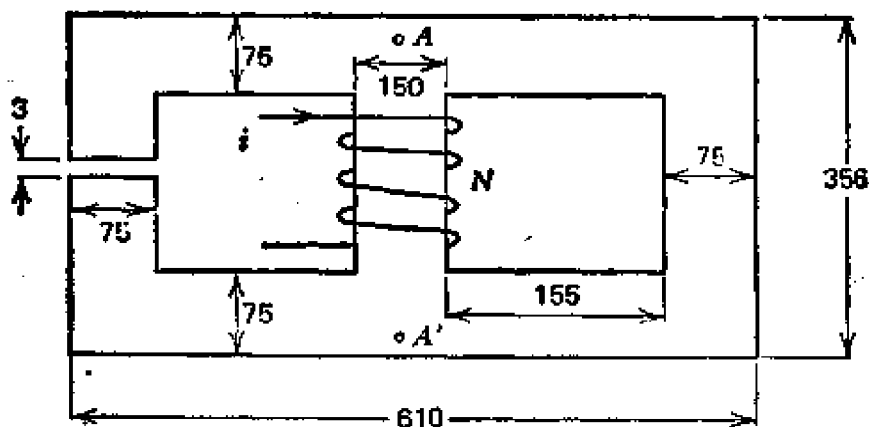


图 2.10 并联磁路

**解** 我们注意到了问题是假定对称于纸平面的,可以利用  $(H_m l_m + H_g l_g)$  方法来代替用磁阻法解这个问题。这就意味着在磁路的厚度方向(垂直于纸平面的方向)磁的关系是不变的。

这个问题里有两条磁路在图 2.10 中表示的  $A-A'$  点之间并联,还要注意到磁路的分布性质(与电路相对比)。没有磁场的详细分析,没法保证并联支路确实是在点  $A-A'$  分开的。因此作为一种近似,我们只能假定,点  $A-A'$  是两磁路上、下相交部分的中间点。在右边支路里,预先确定磁阻降是不可能的,因为这个支路的磁密不知道,磁性材料的磁导率就不知道。然而我们能确定左边支路中的磁阻降,方法如下:

气隙中场强是  $H_g = (0.775)/(4\pi \times 10^{-7}) = 6.17 \times 10^5$ , 气隙中磁阻降是  $= 6.17 \times 10^5 \times 0.003 = 1859[\text{A}]$ , 忽略漏磁,磁体

内的磁密和气隙是同样的,应等于  $0.775\text{T}$ 。

从图2.4中对 AISI 1020 材料得到  $H_m = 1000[\text{A/m}]$ , 左边磁性材料长度为  $2 \times (305 - 37.5) + (356 - 75 - 3) = 813\text{mm} = 0.813[\text{m}]$ , 左边支路磁体部分磁阻降是  $(0.813)(1000) = 813[\text{A}]$ , 左边支路总的磁阻降  $= 1859 + 813 = 2672[\text{A}]$ , 从等式 (2.22) 包含的概念可知,图 2.10 右边支路在  $A-A'$  点之间的磁阻降也必须等于  $2672[\text{A}]$ 。因此右边支路的  $H_m$  是  $2672/[2 \times (305 - 37.5) + (356 - 75)] = 3.275[\text{A/mm}] = 3275[\text{A/m}]$ 。由图 2.4, 从 AISI 1020 材料得  $B_m$  为  $1.6\text{T}$ , 中间支路的磁密(假定经过此支路具有同样厚度  $d$ )是  $(0.775 \times 0.075 \times d + 1.6 \times 0.075 \times d)/(0.15 \times d) = 1.188[\text{T}]$ 。从图 2.4, 中间支路  $H_m$  是  $2000\text{A/m}$ , 线圈需要的总磁势是  $2672 + 2000 \times (356 - 75)/1000 = 2672 + 562 = 3234[\text{A}]$ , 所需电流是  $0.324\text{A}$ 。

## 2.6 磁路方法的局限性

用 2.4 节和 2.5 节指出的方法来解实际的磁路问题是有限的, 尽管这些方法和简单直流电路理论相似, 在例题 2.2 后讨论的第 4 点中已经简单说明了这种局限性。引入磁路的目的更多的是说明某些基本原理和定义, 这对于了解一个电磁系统是必需的, 但并不作为解问题的办法。磁路理论的局限性首先是该理论建立在把磁性材料的规律性(本质)和导体、绝缘体和非导电材料相对照的基础上的, 这些局限性中的大多数已在讨论磁路中作为假定引入, 让我们来分析这些假定的意义。

### 1. 均匀的磁性材料

用于电磁系统的多数材料在有限的空间区域可以认为是均匀的, 允许利用麦克斯韦方程的积分形式和计算磁阻和磁导。

### 2. 各向同性的磁性材料

很多薄钢板和铁氧体在它们的生产过程中通过冶炼过程是定向的, 定向材料在它们的晶体结构中有一个顺着的方向, 当沿着这

个方向磁化时,将表现良好的磁性能。

### 3. 非线性

这是所有铁磁材料和铁氧体材料固有的特性。有很多种论述非线性的分析方法。

(a) 通过观察本章中的  $B-H$  曲线可以知道,多数材料的这个曲线的重要部分能近似为一直线,很多电磁装置运行在这个范围。

(b) 为了描述  $B-H$  曲线和其它的非线性磁特性,数量分析和数值计算已经产生,在附录 III 讨论了几种方法。

(c) 磁性材料的非线性  $B-H$  特性表现出电磁系统中磁通和励磁电流之间的关系,由法拉第定律(等式 2.3) 可知,磁通和感应电压之间的关系是一个线性关系。在很多系统中,分别处理这些非线性励磁关系是可能的,如在变压器和感应电动机中使用等值电路方法。

(d) 由磁性材料组成磁路的电感是一个非线性电路元件,如一个线圈缠绕在一个磁体上。然而,当磁体上带有一个空气隙时,电感上的磁性材料非线性作用是比较小的,旋转电机和许多其它电磁装置的磁路上都有空气隙,可允许这些装置的基本理论用线性方程式来描述。

### 4. 饱和

所有的工程材料和装置,当输出随输入增加而衰减时,显示了典型的饱和情况,例如一个电子放大器的饱和。饱和在很多电磁装置中是很有用的,例如磁放大器和饱和电抗器。经常用于上述和其它类型的磁开关装置中的磁性材料叫做矩形磁滞环材料,因为他们的磁滞回线(图 2.2) 能够近似于正方形的或平行于  $B$  和  $H$  轴线的矩形。

### 5. 漏磁和边缘磁通

这是所有磁路的一种特性,最好作为空间磁场分布的一般解的一部分来处理,经常叫做边界值问题。在很多旋转电机磁路中,包含不同磁性材料空间区域的边界(通常是一种铁磁材料和空气

之间的边界)经常是平面或圆柱面,在二维场的相交部分变为直线或圆。利用相当简单的积分公式计算一定区域的磁阻或磁导,常可用来确定这些区域的漏电感。如此得到一定空间的或是一定几何形状的系数叫做磁导系数。这种方法的一个例子在 2.10 节给出。

## 2.7 理想磁路

应用 2.6 节中讨论过的磁路假定,我们可以定义为理想的磁路,这种理想磁路是由均匀的、各向同性的、线性的及具有无限大磁导率的磁性材料构成,空气隙的边缘效应通常也忽略。具有无限大磁导率的磁性材料和理想的电导体也就是具有无限大导电率的导体相类似,而且  $\mathbf{B}$  和  $\mathbf{H}$  向量之间的关系也是类似于理想导体中的  $\mathbf{J}$  和  $\mathbf{E}$  的关系,这些关系在许多阐述磁场理论的教科书中都已推导过,在这里仅仅概括提出来。考虑图 2.11,它表示在不同磁导率的两个区域之间的边界,区域 1 是  $\mu_1 = \mu_0$  的自由空间,区域 2 是  $\mu_2 \rightarrow \infty$  的磁性材料,边界条件可用边界上的场的法向分量  $H_n$  和  $B_n$  及边界上的场的切向分量  $H_t$  和  $B_t$  来表示,假定边界表面的电流密度为 0。边界上能够得到下列关系:

$$\begin{aligned} B_{1n} &= B_{2n} \\ H_{1t} &= H_{2t} \end{aligned} \quad (2.23)$$

其中下标 1 和 2 表示相应的区域,在磁性材料区域 2 里面

$$H_{2t} = \frac{B_{2t}}{\mu_2} \rightarrow 0 \quad (\mu_2 \rightarrow \infty) \quad (2.24)$$

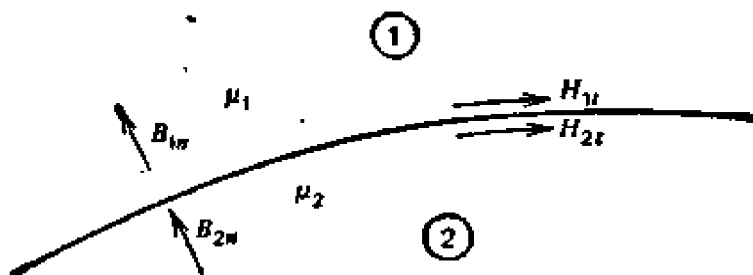


图 2.11 磁材料的界面

说明在磁性材料中,因为磁导趋近无限大,所以场强的切向分量是0。因此从等式(2.23),区域1在边界上的磁场切向分量也是0,而且从等式(2.15)能够看到在磁性材料里沿着和切向磁场平行的路径其  $\mathcal{H}$  或磁位也是0。从这分析得到两个重要结论。

1. 磁通线是垂直于理想磁导体的表面。
2. 在理想磁导体的不同位置的点或平面之间不存在磁位差或磁阻降。

理想磁路的这些特性在磁路分析中是常常用到的。

## 2.8 法拉第定律和感应电压

磁通随时间变化和围绕一个闭合回路的电场变化的关系,我们叫法拉第定律。在2.1节给出了公式(2.3)

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \int_s \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{a} \quad (2.3)$$

为了确定表示式中电场向量  $\mathbf{E}$  的方向,我们利用右手手指指示闭合回路正方向,大姆指指示  $d\mathbf{a}$  的正方向。如果磁密  $\mathbf{B}$  在  $d\mathbf{a}$  方向并随时间增加,结果产生  $\mathbf{E}$  其方向和闭合回路正方向相反。等式(2.3)左边叫电势(emf),或感应电压  $e$ ,右边在式(2.16)已定义为磁通,利用这些规定,法拉第定律的标量形式是

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (2.25)$$

我们定义磁链  $\lambda$  为匝数  $N$  和磁通  $\phi$  的乘积。

$$\lambda = N\phi \quad (2.26)$$

如果式(2.3)的线积分是对于由  $N$  个串联匝数构成的闭合回路,等式(2.25)成为

$$e = - \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.27)$$

法拉第定律可应用于下述情况,电压随时间变化是由于链一个静止线圈的磁通随时间变化而引起的,如变压器,或者是链着静止磁

通的线圈或导体按照一定规律运动而引起的,或者是上述两种情况的联合.对于磁场内导体运动而感应电压经常称为运动电势,定义为

$$\text{运动电势} = \oint (\mathbf{U} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l} \quad (2.28)$$

其中  $\mathbf{U}$  是导体的速度向量. 这个关系的一种特别用途是应用在旋转电机的分析上. 假定导体长为  $l$ , 在垂直于均匀磁场  $B$  的方向运动, 具有不变速度  $U$ , 等式(2.28)变为

$$\text{运动电势} = BlU \quad (2.29)$$

运动电势的方向能够通过式(2.28)右边的积分和向量法确定, 类似于对式(2.3)所描述的方法. 但是有一种简单的规则叫右手定则, 很容易用于式(2.29)的情况, 将右手的外姆指和第一手指及第二手指彼此互相垂直, 如果姆指表示  $U$  的方向, 第一手指代表  $B$  的方向, 则第二手指表示了沿长度  $l$  的电势方向.

## 2.9 磁场中的能量关系

磁场中的位能被定义为通过空间的体积积分, 即

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} \int_{\text{vol}} \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} dv = \frac{1}{2} \int_{\text{vol}} \mu H^2 dv \\ &= \frac{1}{2} \int_{\text{vol}} \frac{B^2}{\mu} dv \end{aligned} \quad (2.30)$$

这个等式仅是在不变磁导的区域能成立, 它的有效性限制在静止的线性磁路. 一个随时间变化的磁路中的能量关系如旋转电机或继电器包含的能量概念, 将在第四章中研究.

**例题 2.4** 确定例题 2.2 磁路的气隙和磁材料中的磁位能. 在例题 2.2 中应用的假定条件下, 在气隙和磁材料中磁场分布是均匀的, 便于使用式(2.30), 在气隙中  $B_g = 0.001 / (1.1 \times 0.0016) = 0.57[\text{T}]$ .

解

$$W = \frac{1}{2} \left( \frac{B_A^2}{\mu_0} \right) \times \text{体积} = \frac{1}{2} \left( \frac{0.57^2}{4\pi \times 10^{-7}} \right) \\ \times (1.1 \times 0.0016 \times 10^{-4}) = 0.0228[\text{J}]$$

在磁材料中

$$B_m = 0.095\text{T}$$

$$H_m = 54\text{A/m} \quad (\text{从图 2.4 得到})$$

$$W = \frac{1}{2} B_m \times H_m \times \text{体积} \\ = \frac{1}{2} \times 0.095 \times 54 \times (0.9 \times 0.0016) \times 0.1 \\ = 0.0027[\text{J}]$$

它说明了多数能量用在气隙中建立磁通。

## 2.10 电 感

在电路理论中电感是三个电路常数之一，被定义为每安培的磁链。

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} \quad (2.31)$$

考虑到围绕磁环有  $n$  个彼此在电气上绝缘的线圈，如图 2.12，这些线圈是通过磁通  $\phi$  在磁路上相链，有一部分磁通是链着每个线圈的。这个系统中的一个电感能定义如下：

$$L_{km} = \frac{\text{由于第 } m \text{ 线圈中的电流产生第 } k \text{ 个线圈的磁链}}{m \text{ 线圈中的电流}}$$

数学上可表示为

$$L_{km} = \frac{N_k(K\phi_m)}{im} \quad (2.32)$$

其中  $K$  是由线圈  $m$  产生的磁通链着第  $k$  个线圈的部分，叫做耦合系数，由此可知， $K$  的最大值是 1.0，一般  $K$  的值小于 1.0 是由于线圈  $k$  和线圈  $m$  位置之间的区域存在漏磁通。当式(2.32)的两个下标相同时，电感就称为自感，当下标不同时叫做线圈  $k$  和线圈  $m$  间的互感。互感是对称存在的，即

$$L_{km} = L_{mk} \quad (2.33)$$

电感和本章前边导出的磁参数有关。在式(2.32)中,  $\phi_m$  能应用式(2.17)线圈的磁位  $\mathcal{F}_m$ 。除以磁路磁阻  $R$  代替, 线圈  $m$  磁位仍是  $N_m I_m$ , 用这些代入式(2.32)给出

$$L_{km} = \frac{KN_k N_m}{R} = KN_k N_m P \quad (2.34)$$

其中  $P$  是磁导、磁阻的倒数。在简单磁路中, 如图 2.12 的磁环, 从式(2.18)得出磁阻代入式(2.34) 给出

$$L_{km} = \frac{KN_k N_m A_l \mu_l}{l_l} \quad (2.35)$$

其中  $\mu_l$ ,  $A_l$  和  $l_l$  相应为环的磁导、横截面和平均长度。

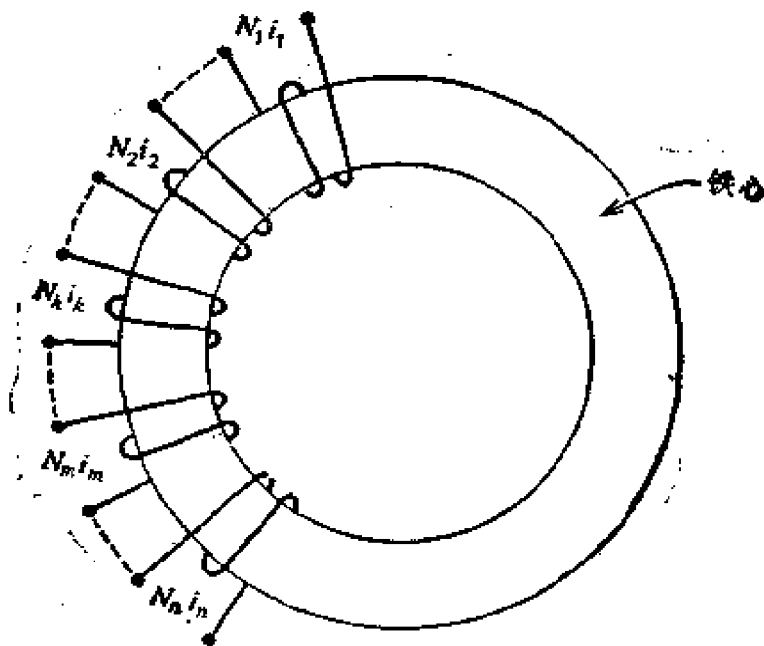


图 2.12 具有  $n$  个绕组的圆环

贮能可用电感来表示, 即

$$W = \frac{1}{2} L i^2 \quad (2.36)$$

把式(2.31)的  $L$  和式(2.17)的  $Ni$  (磁位)代入式(2.36)可以得到表示式

$$W = \frac{1}{2} R \phi^2 \quad (2.37)$$

将此式和式(2.30)由磁场参数表示的能量表示式相比较是有意义的,两种形式是等值的。

例题 2.5 计算例题 2.2 (图 2.8) 线圈 1 的自感。求电感的数值,线圈的匝数必须是规定的,让我们假定是 10 匝。

解

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{N_1 \phi_1}{I_1} \\ &= \frac{(10) \times (0.001)}{5.04} \\ &= 0.00198[\text{H}] \end{aligned}$$

如果我们假定是 100 匝

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{(100) \times (0.001)}{0.504} \\ &= 0.198[\text{H}] \end{aligned}$$

注意到电感是随匝数平方变化的。

例题 2.6 计算例题 2.2 中线圈 1 和线圈 2 之间的互感。假定线圈 1 是 10 匝,线圈 2 是 20 匝。

解 因为在例题 2.2 中漏磁通是忽略的,  $K = 1.0$  也就是由线圈 1 产生的磁通全部链着线圈 2。故

$$L_{21} = L_{12} = \frac{(20) \times (0.001)}{5.04} = 0.00398[\text{H}]$$

例题 2.7 计算图 2.12 磁环线圈 1 的电感,假设材料是 48% 镍合金,环的平均圆周长是 0.1m,横截面是 0.0016 m<sup>2</sup>,叠压系数 0.9,  $N_1 = 10$ 。

解 从图 2.4 中 48% 镍合金的  $B-H$  曲线,我们找到线性范围的绝对振幅磁导是 0.115,应用公式 (2.35),对于  $K = 1.0$ ,我们可得

$$L_{11} = \frac{(10^2) \times (0.0016) \times (0.115)}{0.1} = 0.184[\text{H}]$$

如果我们把图 2.8 的磁路用到本例中,虽然两个铁心的平均长度、

面积和匝数相等，环的电感显然要大得多。这归因于图 2.8 磁路中气隙的作用，还因为环的磁材料有较高的磁导率。

**例题 2.8** 确定电枢槽的电感，它的横截面表示在图 2.13。假定槽的较低部分的高度  $y_2$  充满了带有电流密度  $J\text{A/m}^2$  的导体，导体垂直于纸平面，围绕槽的磁性材料的导磁率无限大。本例计算槽电感的表示式，它是很多种旋转电机漏电感的一个重要分量。还将简单说明应用磁导系数和部分磁链的概念，以及对称性的应用。图 2.13 表示了长度为  $l_1$  的电枢横截面的一部分，电枢长度方向是垂直于纸平面的。在这里二维分析是可能的，因为仅仅只有一个电流密度分量  $J$  存在。磁材料磁导率为无限大的假定意味着在槽的边上和槽的底部，磁通线是垂直于槽边的，因此磁通线可以认为均是水平分量。

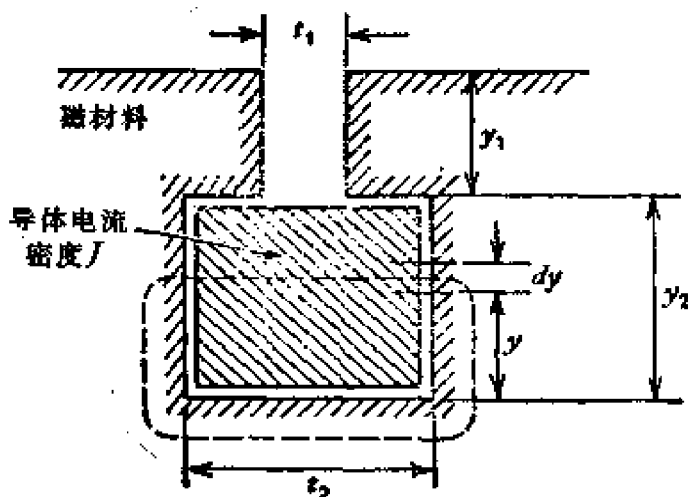


图 2.13 槽的横截面

部分磁链这个名词是用来描述磁通线仅仅链电导体的一部分或是线圈匝数的一部分，如这个例子。磁通线在  $y_2$  以下的某高度穿过槽，它仅仅链着磁通线以下的电流（磁通线是经过磁性材料闭合的，如图所示）。水平磁通线的假定在实际情况里并不是严格正确的，但是没有这个假定，将不可能得到一个分析解。

**解** 考虑离开槽底距离  $y$  处的一个窄条中磁通的微分。窄条的高度为  $dy$ ，宽度  $l_1$ （进入纸面），长度  $l_2$ ，通过这窄条的闭合回路和磁位

$$\mathcal{F}_y = J l_2 y$$

这个窄条的磁导

$$dP_y = \frac{\mu_0 l_2 dy}{t_2}$$

由式(2.17)通过窄条的磁通

$$d\phi = \mathcal{F}_y dP_y = \mu_0 J l_2 dy$$

穿过气隙的总磁通

$$\phi_2 = \mu_0 J l_2 \int_0^{y_2} y dy = \mu_0 J l_2 \frac{y_2^2}{2}$$

槽的总磁位

$$\mathcal{F}_2 = J y_2 t_2$$

槽的下面部分的磁导

$$P_2 = \frac{\phi_2^2}{\mathcal{F}_2} = \frac{\mu_0 l_2 y_2}{2 t_2}$$

槽的上面部分的磁导

$$P_1 = \mu_0 y_1 \frac{l_2}{t_1}$$

总电感是

$$L_t = P_1 + P_2 = \mu_0 \left( \frac{y_1 l_2}{t_1} + \frac{y_2 l_2}{2 t_2} \right)$$

## 2.11 含有永久磁铁的磁路

为旋转电机和其它电磁装置的磁路提供能量的第二种励磁源通常是永久磁铁,在 2.2 节已经简要地描述了永久磁铁. 在一个电的励磁线圈和一个永久磁铁励磁源之间,它们的物理状态显然存在很大的差别,因此我们希望用一些不同的方法来分析这两种磁路. 在实际磁路中这些不同只是局部的,只和磁路中含有的永久磁铁本身有关,而和磁路的其它部分无关.

一个电励磁的线圈由恒电压或恒电流源供给能量,它是不受

由其它励磁的磁路影响的,除非当磁路或外电路处于过渡过程状态下;在恒电压供电的稳态条件下,励磁线圈的电流完全由电压源的大小和线圈的直流电阻来决定。

表 2.3 永久磁铁的特性

名 称	剩磁密 $B_r$ (G)	矫顽力 $H_c$ (Oe)	最大能积 (G-Oe $\times 10^4$ )	平均回复系数
1%碳钢	9000	50	0.18	
3 $\frac{1}{2}$ %铬钢	9500	65	0.29	35
36%钴钢	9300	230	0.94	10
铝镍钴 I	7000	440	1.4	6.8
铝镍钴 IV	5500	730	1.3	4.1
铝镍钴 V	12500	640	5.25	3.8
铝镍钴 VI	10500	790	3.8	4.9
铝镍钴 VIII	7800	1650	5.0	—
铜镍铁合金	5600	570	1.75	1.4
铜镍钴合金	3400	710	0.85	3.0
钕钴铁合金	9050	415	2.3	—
钕-钴合金	6200	4100	8.2	1.1
钕铁氧体-无向性	2200	1825	1.0	1.15
定向型 A	3850	2000	3.5	1.05
定向型 B	330	3000	2.6	1.06
钕铁氧体				
定向型 A	4000	2220	3.7	1.05
定向型 B	3550	3150	3.0	1.05
稀土钴	8600	8000	18.0	1.05

在一个永久磁铁励磁的磁路中,永久磁铁的运行条件很大程度上由外磁路决定,而且永久磁铁的运行点和它的特性量及磁铁在磁路上怎样安装、以及是在安装前还是在安装后励磁有关系。在许多情况下,使用永久磁铁前,还必须对磁铁经过稳定处理。这些考虑当然对电励磁源是无意义的。为了产生已知尺寸的气隙中的磁密,找出需要的励磁,下面用实例来说明具体方法。现仍用例 2.1 和例 2.2,把原来的电的励磁改为永久磁铁励磁,主要目的是确定永久磁铁的尺寸(长度和横截面),过程的第一步是选择一种特

殊类型的永久磁铁,因为每一种磁铁有不同的特性,它将会对确定磁铁尺寸起一定作用。实际设计中,这种选择将建立在价格因素、能否方便得到机械设计(需要的硬度和强度)、磁路中的可用空间、磁路的电磁性能的技术要求等基础上。多数永久磁铁是不能机械加工的,通常必须从制造厂直接取得用于磁路中,表 2.3 概括了常用的永久磁性的某些有关特性。

永久磁铁励磁是通过此种特殊类型磁铁的  $B-H$  曲线的第二象限部分,通常叫去磁曲线来选择合适的气隙磁密的,这种曲线在 2.2 节图 2.3 已经引出。一些铝镍钴永久磁铁的  $B-H$  特性表示在图 2.14,图 2.15 表示了几种铁氧体磁铁的特性,这些图上还表示

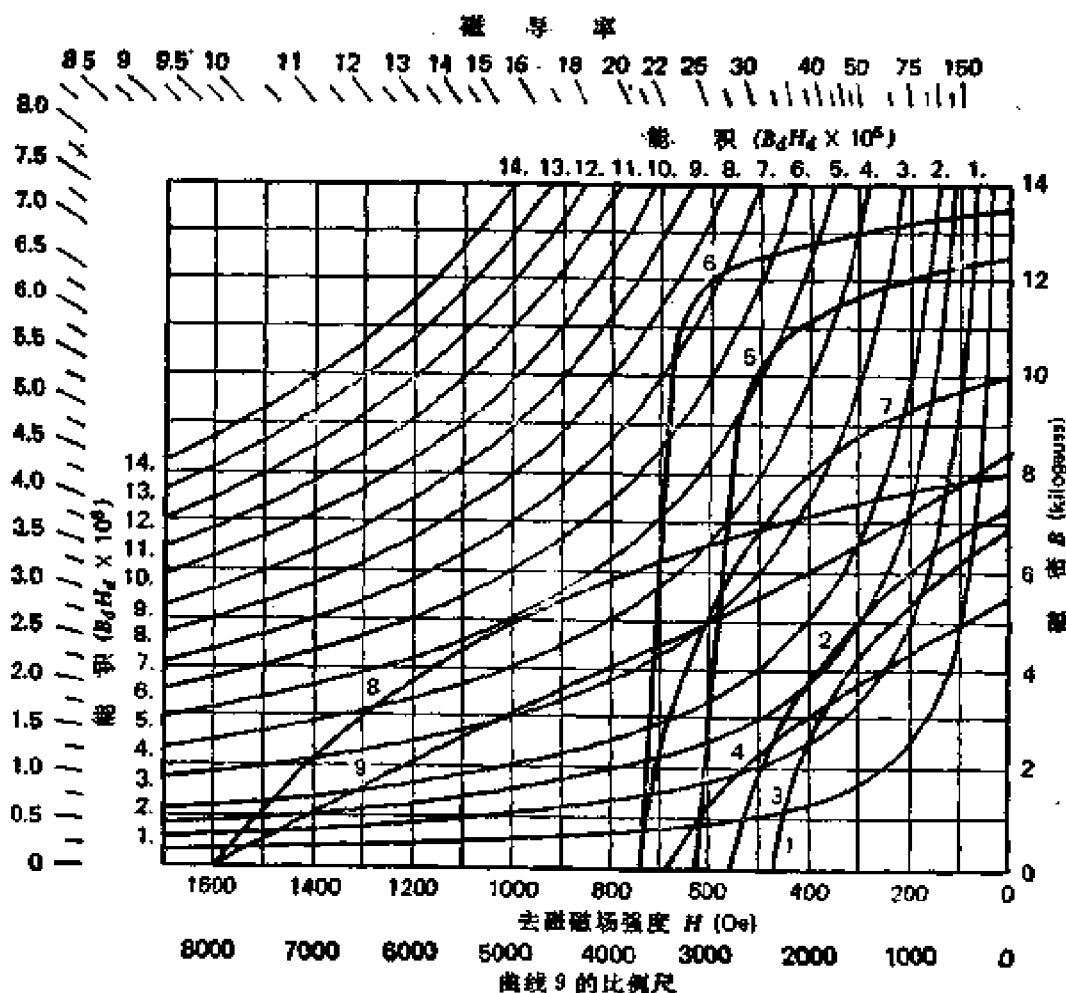


图 2.14 铝镍钴 1 到 8 的去磁曲线和能积曲线。其中 (1) 铝镍钴 I; (2) 铝镍钴 II; (3) 铝镍钴 III; (4) 铝镍钴 IV; (5) 铝镍钴 V; (6) 铝镍钴 V-7; (7) 铝镍钴 VI; (8) 铝镍钴 VIII; (9) 稀土钴

了  $B$  (用高斯 G) 和  $H$  (用奥斯特 Oe) 的乘积的能积曲线和  $B$  对  $H$  比值的磁导率。能积是量度永久磁铁的磁能的, 表示了永久磁铁供给外磁路的能力, 它是磁密和场强的函数。一般情况下, 当运行点的  $B$  和  $H$  能够产生最大磁能积时, 永久磁铁的利用是最有效的。在设计外磁路时, 磁导率这个参数实际上是前边定义的相对磁导率。因为  $\mu_0$  在 CGS 单位制里是 1.0, 引出磁密符号  $B_d$  和场强符号  $H_d$  是为了配合设计中使用去磁曲线。

假如磁铁类型已选定, 磁铁尺寸的设计则遵循 2.4 节得出的一般方法。从安培定律得

$$H_d l_m = H_d l_g + V_m \quad (2.38)$$

其中

$H_d$  — 磁铁的磁场强度, 奥斯特;

$l_m$  — 磁铁的长度, 厘米;

$H_g$  — 气隙场强 = 气隙磁密 (CGS 中的单位);

$l_g$  — 气隙的长, 厘米;

$V_m$  — 磁路其它铁磁部分的磁阻降, 吉伯\*。

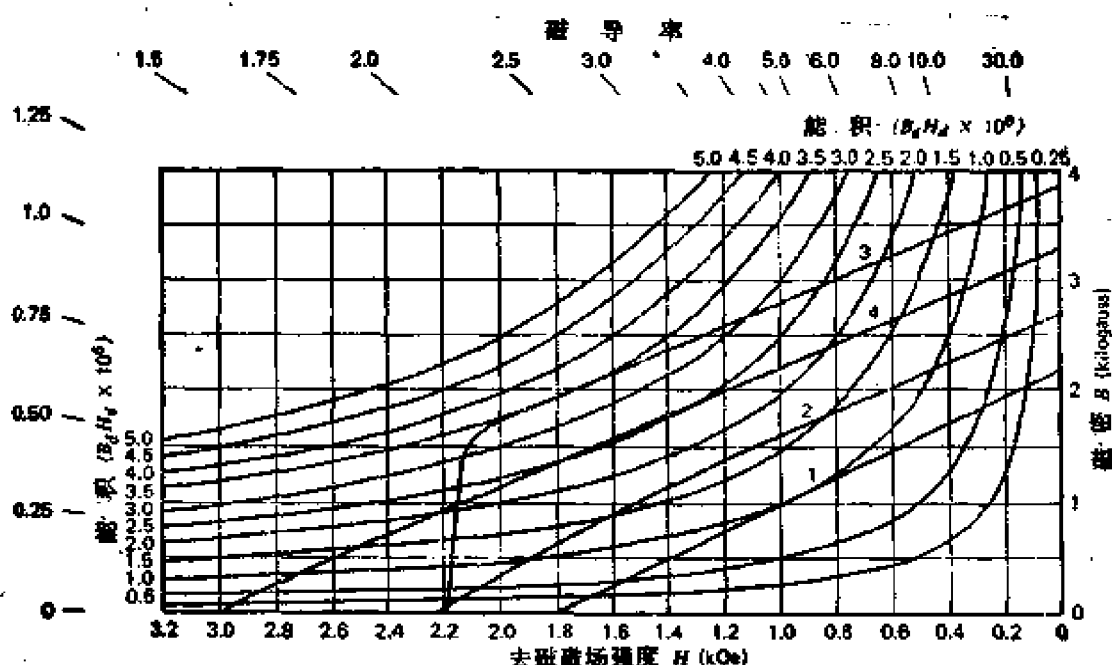


图 2.15 英克多斯顿磁铁的去磁曲线和能积曲线。其中 (1) 钕磁铁 I; (2) 钕磁铁 II; (3) 钕磁铁 V; (4) 钕磁铁 VI-A

\* 1 吉伯 = 0.7958 安匝。

磁铁的横截面是从气隙磁通的需要来计算的,如下:

$$B_d A_m = B_g A_g K_1 \quad (2.39)$$

其中

$B_d$  = 磁铁磁密,用高斯作单位;

$A_m$  = 磁铁的横截面,用平方厘米作单位;

$B_g$  = 气隙磁密,用高斯作单位;

$A_g$  = 气隙横截面,用平方厘米作单位;

$K_1$  = 漏磁系数,

漏磁系数  $K_1$  是磁铁中的磁通对于气隙中磁通的比。两种磁通的差别就是磁铁和空气隙之间的空间区域的漏磁通,漏磁系数可以通过 2.4 节和 2.6 节描述的方法来确定,或通过其它标准的和更准确的方法来确定。目前已经产生了几种用于永久磁铁磁路中的结构形式,在参考文献 1,2 和 3 中可以找到,其中的两种将在以下的例子中简要说明,

例题 2.9 在图 2.16 中,当气隙中需要产生 2500G 的磁密时,确定磁铁的长度和横截面。永久磁铁用铝镍钴 V, 图中尺寸为  $l_g = 0.4\text{cm}$ ,  $W = 6.0\text{cm}$ , 气隙面积 =  $4.0\text{cm}^2(2\text{cm} \times 2\text{cm})$ 。

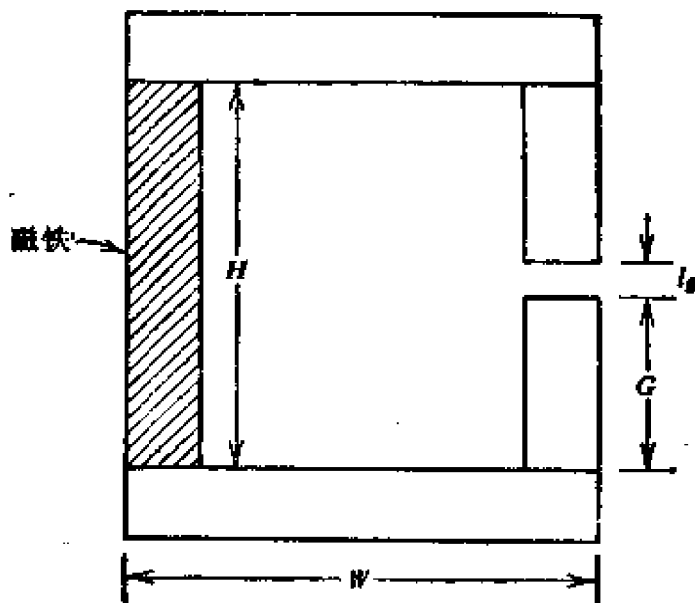


图 2.16 具有永久磁铁的磁路

解 我们假定可以忽略磁路中支持铁部分的磁阻,磁位降  $V_m$

为0,漏磁系数为4.0,磁铁运行在最大磁能积的状态下(图2.14退磁曲线的最大曲率处)。从式(2.39)可知

$$A_m = \frac{B_s A_s K_1}{B_s} = \frac{(2500) \times (4.0)(4.0)}{10500} = 3.8[\text{cm}^2]$$

从等式(2.38),注意到在 CGS 单位制中  $H_s = B_s$ ,

$$l_m = \frac{(2500) \times (0.4)}{450} = 2.22[\text{cm}] = H$$

在图2.16中  $l_m$  尺寸决定了  $H$  和  $G$  的尺寸。现在我们还要验算前面假定的漏磁系数,在文献2中,已给出这种结构的漏磁系数,它建立在实验量测及本章前边叙述的计算方法的基础上。

$$K_1 = 1 + \frac{l_s}{A_s} \left( 1.7 C_G \frac{G}{G + l_s} + 1.4 W \sqrt{\frac{C_w}{H}} + 0.67 C_H \right) \quad (2.40)$$

其中

$C_H$  = 长度为  $H$  的磁路横截面的周长;

$C_W$  = 长度为  $W$  的磁路横截面的周长;

$C_G$  = 长度为  $G$  的磁路横截面的周长。

等式(2.40)括号中第三项系数0.67的产生是由于永久磁铁实际上有一个中性区,对漏磁是不起作用的。从前面的长度和面积计算我们可以确定式(2.40)的长度参数,并估算各个横截面的周长。 $H = 2.22\text{cm}$ ,  $G = 0.91\text{cm}$ ,  $W = 6.0\text{cm}$ ,  $C_G = 8\text{cm}$ ,  $C_W = 8.0\text{cm}$ ,  $C_H = 7.8\text{cm}$ ,把这些数据代入式(2.40)得出

$$K_1 = 4.062$$

现在我们把这个值放回到式(2.39),得出的磁铁面积稍有变化。实际上,这一计算需要把式(2.40)中其它几个尺寸改变,从而产生新的漏磁系数。为了得到总体磁路尺寸的协调的结果,通常必须反复进行这些计算。

图2.16结构得到漏磁系数的值较高,表明了这不是一个很有效的磁路,换句话说,永久磁铁放在磁路中的位置是不恰当的。这种结构产生高漏磁的原因可以借助安培定律和本章前边叙述的简

单的磁路理论进行解释，这将留在本章结尾作为一个问题。为了更有效的利用永久磁铁，常采用把它放到靠近空气隙位置的结构，如图 2.17。由文献 2，图 2.17 情况下的漏磁系数为

$$K_1 = 1 + \frac{l_g}{A_g} 0.67 C_g \left( 1.7 \frac{0.67 G}{0.67 G + l_g} + \frac{l_g}{2G} \right) \quad (2.41)$$

让图 2.17 中磁路各部分的横截面大小和图 2.16 的相同。（尽管这有可能使永久磁铁尺寸过大）把这些尺寸代入式(2.41)得到

$$K_1 = 1.624$$

这比图 2.16 的漏磁系数的一半还要小。

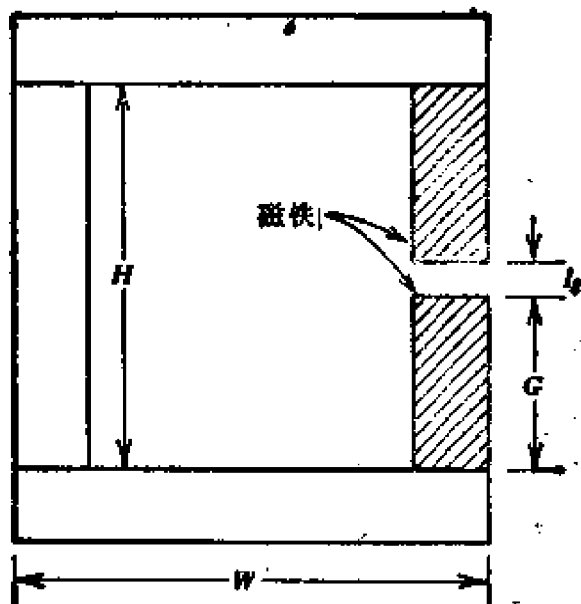


图 2.17 在磁路中永久磁铁的有效利用

计算在气隙中建立给定的磁通大小所需要的永久磁铁材料的体积是有意义的。从式(2.39)解得  $A_m$ ，从式(2.38)得  $l_m$ （忽略  $V_{m1}$ ），考虑到 CGS 制  $H_g = B_g$ ，我们得到

$$\text{体积} = A_m l_m = \frac{B_g^2 A_g l_g K_1}{B_r H_g} \quad (2.42)$$

可以看到磁铁体积是气隙磁密平方的函数，而漏磁系数对于得到最小磁铁尺寸的重要性也是明显的。式(2.42)的分母是能积，它和永久磁铁材料本身及磁铁去磁曲线上的运行点有关。

表示在图 2.14 和 2.15 上的磁导率参数用 CGS 单位制时，等

于外磁路的等值磁导  $A_s K_1 / l_s$  和永久磁铁占有空间的磁导  $A_m / l_m$  的比值。这可以从式(2.39)解得  $B_s$  和从式(2.38)(忽略  $V_{m1}$ )解出  $H_s$ ，取它们的比为

$$\frac{B_s}{H_s} = \frac{A_s l_m K_1}{A_m l_s} = \frac{P_s}{P_M} = \tan \alpha \quad (2.43)$$

从表面上看来,式(2.43)似乎很简单,这是一种误解。因为为了得到分析表示式,在前边分析中已经看到求出  $K_1$  是很困难的,而且,当磁路的结构部分的铁的磁阻降  $V_{m1}$  不能忽略时,也必须包含在式(2.43)中,这是更为困难的任务,因为磁阻降与磁铁运行点  $B_s, H_s$  及铁的漏磁效应都有关系。磁阻降通常是通过与漏磁系数类似的方法引出一个系数,它建立在对实际构成磁路测量的基础上。当外磁路磁导变化时用式(2.43)组成的不同表示式来观察磁路参数之间的关系是有价值的,它用来分析第二种永久磁铁磁路。

具有变气隙的磁路将借助于图 2.18 来简单地描述。当外磁路磁导变化时,让我们观察永久磁铁的  $B$  和  $H$ 。图 2.18 表示了一个

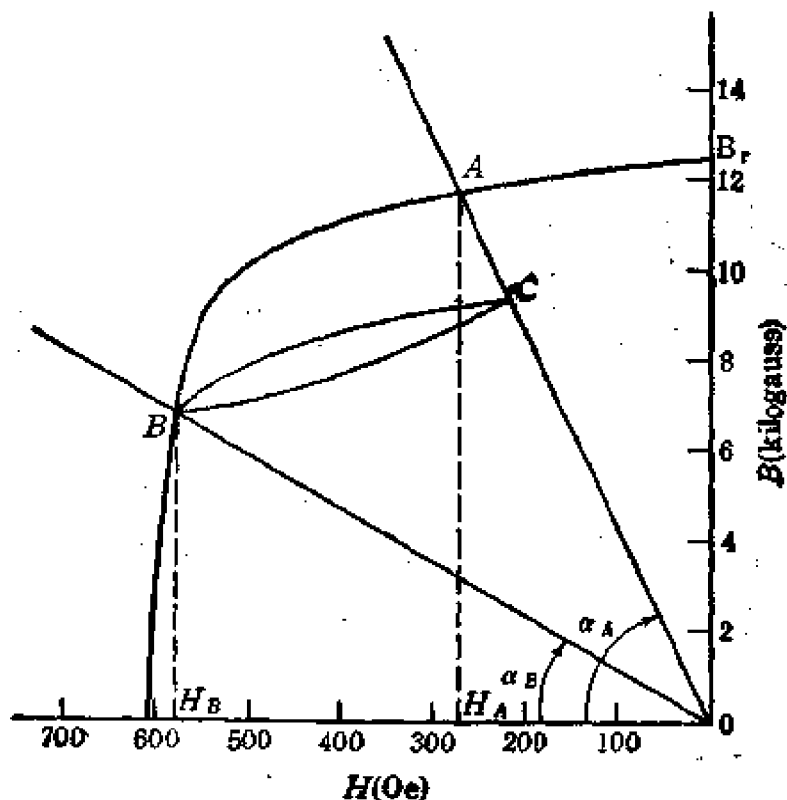


图 2.18 永久磁铁第二象限的  $B-H$  特性

典型的永久磁铁的第二象限的  $B-H$  特性。理想情况下, 外磁路具有无限大的磁导, 这相应于式(2.43)中的  $\alpha = 90^\circ$ , 磁铁运行点为图 2.18 中  $B_s = B_r$ ,  $H_s = 0$  之点。这种情况近似于一个永久磁铁带有一个无气隙的高导磁率的铁材料、通常叫衔铁所构成的磁路, 然而, 实际上总是存在一个很小的等值的气隙。在衔铁上有一个很小的磁阻降, 运行点是在  $B_r$  的左边,  $\alpha$  比  $90^\circ$  要小。

对于有限的气隙, 运行点将是  $B-H$  曲线上的某点  $A$ , 磁铁将产生磁场强度  $H_A$ , 用来克服气隙和其余外磁路部分的磁阻降。如果气隙增加, 磁导减少, 磁铁必须产生较大的磁场强度  $H_s$ ; 从式(2.43)看到,  $\alpha$  减少, 图 2.18 上的运行点将进一步运行到左边某点如  $B$ , 角度为  $\alpha_B$ 。如果后来气隙又回复到起始值, 运行点将不会回复到  $A$  点, 而是到  $C$  点。如果气隙是在两个数值之间连续变化, 运行点将描绘出一个  $B$  和  $H$  间的次磁滞回线, 如图 2.18 表示。磁滞回线是  $B-H$  平面上的一条斜线, 它的斜率叫做回复系数, 经常也叫做微分磁导率, 如在式(2.11)中已定义。回复系数对用于变气隙的永久磁铁是一个重要参数, 这个参数值在表 2.3 给出。

## 习 题

2.1 从图 2.4 所表示的磁性材料特性中确定磁密为  $1.0\text{T}$  时, 以下几种材料的相对振幅磁导率。(a) 镍铁合金, (b) M-19, (c) AISI1020。

2.2 第 2.3 已经阐述过, 磁性材料的直流磁滞回线包围的面积等于材料的磁滞损耗, 参看图 2.2, 从磁滞回线的坐标导出这种损耗的国际标准单位。

2.3 对于图 2.4 中的材料 48Ni, 在磁密为  $0.8\text{T}$  时, 确定其相对微分磁导率。

2.4 在图 2.4 中表示的 3% 的硅钢 M-19 广泛用于小功率变压器、感应电动机和在电子电路中使用的其它电磁装置。在本章里阐述过  $B-H$  特性的一部分具有近似直线的关系, 这点在图 2.4 中未必能显示出来。因为, 为了能在广阔的区域里描述这个特性, 这些曲线是在半对数纸上画出来的。今在直角坐标纸上画出曲线, 并确定该特性曲线能够考虑为直线的  $B$  的范围; 在这范围内, 相对微分磁导率是多少?

2.5 对于问题 2.4 中得到的  $M$ - $I$  和  $B$ - $H$  曲线, 推导一个公式来描述直线或  $B$ - $H$  曲线的直线部分。

2.6 对于一个电子变换器, 如果需要在数字计算机设计程序中应用  $M$ - $I$  的  $B$ - $H$  特性, 将怎样模拟这个特性, 包括饱和及起始部分的特性?

2.7 讨论方程式麦克斯韦第一(式 2.1)在阐明磁力线(磁流线)性质方面的物理意义。

2.8 对于一个具有面积为  $1\text{in}^2$ , 长度为  $1\text{mm}$  的气隙, 其磁阻和磁导是多少(用国际标准单位)?

2.9 问题 2.8 中, 若气隙里存在  $0.02\text{Wb}$  磁通, 假定没有边缘效应, 气隙两边的磁位降 (MMF) 是多少?

2.10 假定一个空间区域中用惯用的圆柱坐标  $r$ ,  $\phi$  和  $z$  来描述。一个无限长的半径为  $r_1$  的螺线管, 中心与  $z$  轴重合, 沿  $z$  轴延伸, 螺线管在长度方向上有  $N$  匝/米, 通过电流  $I$  A, 忽略电流在  $z$  轴方向的极小的分量。假定电流在某些有限的  $z$  的数值处纯粹是一个圆。在空间任何点(如  $r_0, \phi_0, z_0$ ), 问磁场强度  $H$  随点的坐标大小改变吗? (毕奥-萨伐定律可用来回答这个问题), 在空间的任何点存在  $H$  的什么分量? 请对于半径  $r_1$  里边或外边的点分别回答这些问题。

2.11 习题 2.10 的长螺线管, 对  $r < r_1$ , 可表示为  $H_z = NI$  吗?

2.12 平均半径为  $0.1\text{m}$  的环, 由磁性材料为  $48\text{NI}$  的  $0.14\text{mm}$  厚的带钢构成, 磁性材料内的磁密是  $0.6\text{T}$ , 这里已考虑了叠压系数的作用。现确定为了保持这个磁密, 环上绕有  $100$  匝线圈时, 线圈通过的电流为多大?

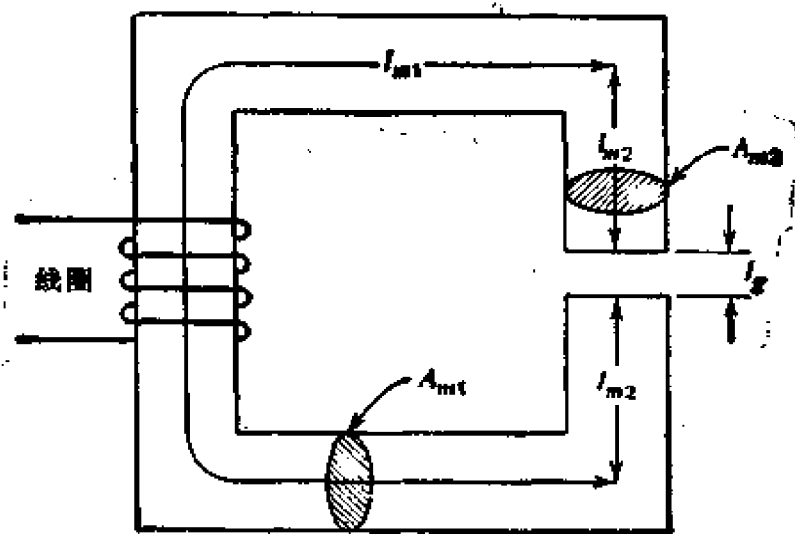


图 2.19 习题 2.14

2.13 习题 2.12 的环,当沿长度方向上切开 1mm 的一个气隙时,为了保持 2.12 习题中同样的磁密,线圈通过的电流为多大?忽略漏磁和边缘效应。

2.14 对于表示在图 2.19 的磁路,确定在气隙中产生磁密 1.6T 时,励磁线圈所需要的磁势,忽略漏磁和边缘效应,每段磁路横截面和平均长分别为  $l_{m1} = 45\text{cm}$ ,  $A_{m1} = 24\text{cm}^2$ ,  $l_{m2} = 8\text{cm}$ ,  $A_{m2} = 16\text{cm}^2$ ,  $l_g = 0.08\text{cm}$ ,  $A_g = 16\text{cm}^2$ , 材料是 M-19。

2.15 对于表示在图 2.20 的磁路,为在气隙中建立  $10^{-3}\text{Wb}$  的磁通,确定在一个 100 匝的线圈中应通过电流的大小,假定边缘系数为 1.09,忽略漏磁(材料 M-19)。

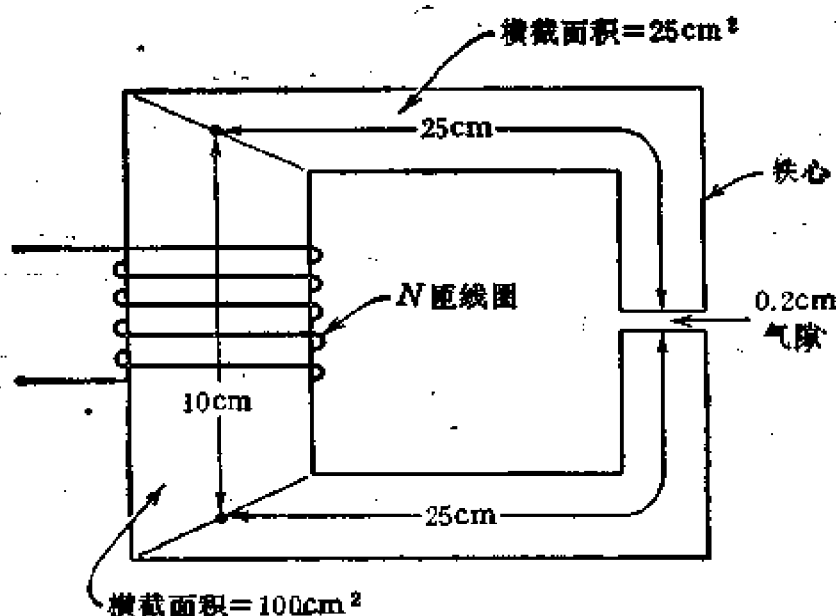


图 2.20 习题 2.15

2.16 图 2.21 表示某种磁阻步进电动机的磁路的部分横截面。磁路底部的矩形横截面是旋转盘上磁体的横截面,各三个气隙分别将倒置的 U 形磁路和磁体彼此之间相隔开。三个气隙长度是相等的,符号  $\phi_l$  表示了 U 形磁铁两边之间穿过气隙的等值的全部漏磁通,可以假定它们集中位于图 2.21 的磁路的位置上。磁路尺寸为

气隙:  $l_g = 1\text{mm}$   $A_g = 4\text{cm}^2$

转子部分:  $l_r = 1\text{cm}$   $A_r = 4\text{cm}^2$  材料 48Ni

U 形部分:  $l_{m1} = 5\text{cm}$   $A_{m1} = 4\text{cm}^2$   $l_{m2} = 12\text{cm}$   $A_{m2} = 6\text{cm}^2$  材料 M-19

当气隙磁密等于 1.2T 时,  $\phi_l = 0.0003\text{Wb}$ , 对此情况下

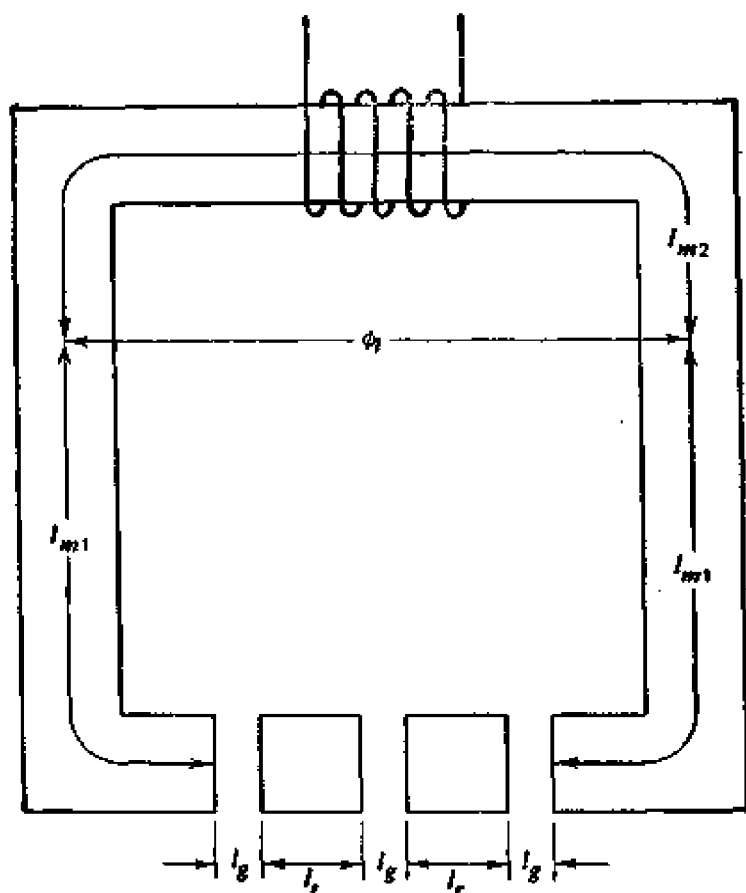


图 2.21 习题 2.16

- (a) 找出穿过等效漏磁路的磁位。
- (b) 确定等效漏磁路的磁导,用国际标准单位。
- (c) 确定通过励磁线圈的磁通。
- (d) 确定为产生此磁通在 10 匝线圈中需要的电流。
- (e) 计算线圈的漏电感。
- (f) 画出这个磁路的等效直流电路(用图 2.9 的方法)。

2.17 参看图 2.16 和图 2.17 表示的两个永久磁铁结构,解释这两种结构的漏磁通为何有很大的不同。为了帮助分析,假定气隙间的磁位降  $V_g$  为 1.0,建立这个磁位降与磁路(宽度为  $W$ )的顶部到底部的计算磁位降之间的关系式。

2.18 作为习题 2.17 的分析结果,用图 2.8 的电路(假定只需要一个线圈)来表示,为了得最小漏磁通,励磁线圈应当放在何处?

2.19 一个非磁性环有一个方形横截面,尺寸为  $2\text{cm} \times 2\text{cm}$ ,内环直径是  $8\text{cm}$ ,外直径是  $12\text{cm}$ ,1200 匝线圈均匀地紧紧缠绕在环上,假定漏磁

通为零,磁通均匀分布在环的横截面上。

(a) 计算平均直径处(环的横截面的中心)的磁密。

(b) 计算线圈电感。

2.20 上题如果不存在磁通均匀分布在环的横截面上的假定,重新计算题 2.19 的内容。

2.21 1 匝线圈通过 5A 电流,确定线圈电感。

如果 (a) 贮藏在磁场的总能量是 0.01J; (b) 围绕线圈的总磁通是 0.005Wb。

2.22 图 2.22 表示了在许多工业上应用的作为机械执行机构的典型的螺线管的截面图,例如作为一个液压阀门控制。活塞顶部由非磁性材料构成。运动活塞的磁力是由活塞底部的气隙区域产生的,放置励磁线圈的非磁性区域叫做螺线管的窗口,一个螺线管或变压器的填充系数是指线圈总的铜(或铝)的面积对窗口面积的比值。

(a) 对于图示的尺寸,励磁线圈使用 No.24 AWG 全部尺寸用毫米,活塞的磁路厚 40mm 垂直于纸面。对于铜电磁线,如果填充系数是 75%,能放置多少匝?

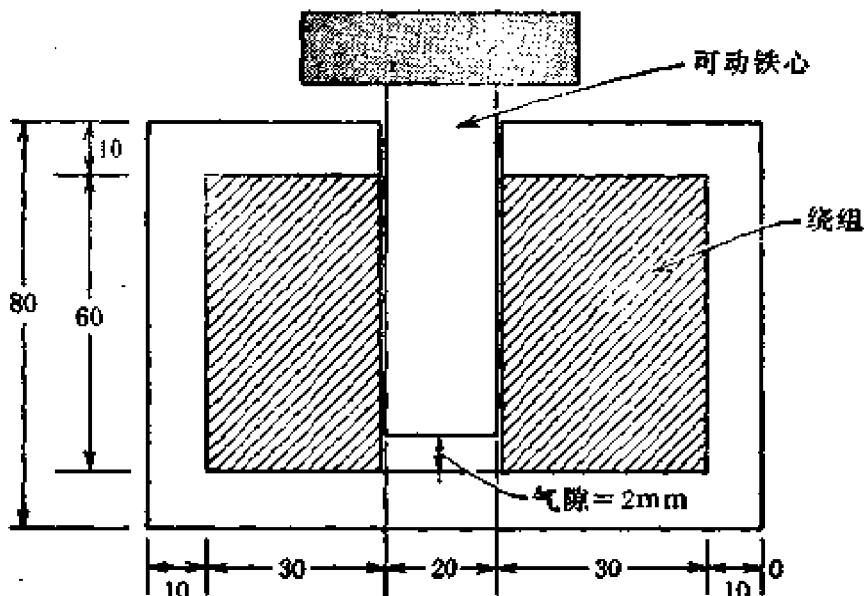


图 2.22 习题 2.22 螺线管的横截面

(b) 图 2.22 中表示的气隙是螺线管内部的气隙,要在螺线管底下的气隙内建立 1.0T 的磁密,仍用 (a) 中选择的线圈,决定线圈中通过电流多大,磁性材料为 M-19,忽略漏磁和边缘效应。

(c) 在螺线管的应用中, 活塞的响应速度(灵敏度)是很重要的, 电路的时间延迟和励磁线圈的  $R-L$  电路的时间常数  $\tau$  有关, 假定线圈从一个不变电压源供电, 保持不变的填充系数、气隙磁密和气隙长度, 改变励磁线圈的匝数会影响时间常数吗?

(d) 假定 (c) 的条件固定不变, 把磁性材料 M-19 改为镍铁合金, 时间常数怎样?

2.23 如图 2.16 所构成的磁路是由 Indox V 铁氧体永久磁铁和软铁构成, 尺寸为  $l_r = 1\text{cm}$ ,  $W = 5\text{cm}$ , 气隙面积  $A_g = 3.5\text{cm}^2$ , 如果气隙中磁密是  $0.1\text{T}$ , 决定磁铁的长度和横截面积, 假定  $K_r = 1.5$ , 忽略边缘效应,

2.24 应用本章描述的某些永久磁铁的特性, 对图 2.19 (习题 2-14) 的磁路, 设计一个永久磁铁励磁, 磁铁放在图 2.19 软铁的位置上, 所有种类的永久磁铁都能用在这个问题上吗?

2.25 对于习题 2.12 的环, 计算给定磁密下磁路贮藏的位能, 在习题 2.13 中计算给定磁密下, 在气隙中和磁性材料中的贮藏磁位能, 比较和解释有气隙和无气隙环能量贮藏的不同。

2.26 计算习题 2.12 和 2.13 中无气隙环和有气隙环绕有 100 匝励磁线圈的电感, 比较和解释两种结构下电感值的不同。

2.27 计算习题 2.14 中三部分磁路(气隙和两段铁磁路)所贮藏的位能。

## 第三章 变 压 器

这一章我们将用一般的原理及第二章中的分析方法去分析一种特殊的电磁设备——变压器。由于变压器的结构相对来说比较简单,因此,它对于说明原理非常方便,而且在以后更复杂的电磁结构的分析中,也具有一定的价值。从小信号的电子电路到高压输电系统,变压器是许多不同类型电路中的一个极其重要的组成部分。它的基本理论、设计关系及其性能方面的知识,是理解许多电子控制和电力系统的运行所必不可少的。由此可知,变压器既是理解一些基本电磁原理的工具,又是电路中的一个重要器件,所以,它是值得认真研究的。

变压器最主要的用途是:(1)改变电系统中电压和电流的等级;(2)阻抗匹配;(3)电气隔离。读者可能很熟悉其中第一种用途,比如电线杆附近的配电变压器,它把配电线路上的电压 2300V 降低到家用电压 115/230V。第二种用途在许多通讯电路中可以见到,例如被用于使负载与线路匹配,以提高功率传输和减少驻波。第三种用途是用于许多类型的电路中,以消除电磁噪声、隔断直流信号,以及用于电气仪表和设备以保证工作人员的安全。

变压器用于从电子电路的微伏级到电力系统的超高压(当今约 750000 V)的各种电压等级的电路中,当应用在一些脉冲电路时,甚至存在更高的电压。它还用于从近于直流到上百兆赫的具有连续正弦波或脉冲波的整个频率范围的电路。变压器的实际大小和形状也千差万别,小的比豌豆还小,大的像座小房子。

### 3.1 变压器的构造和电磁结构

变压器的电磁结构是由一个或多个绕组通过磁路或铁心,靠磁的作用耦合在一起所组成的。大多数变压器的磁路由铁磁材料

构成,但也有一些是采用非磁性材料(常称为空心变压器)。此外,在一些特殊变压器中,磁路可以由磁性材料和空气隙串联组成。当变压器具有两个以上绕组时,其中任意两个绕组之间的作用是相同的,因而,要了解多绕组变压器的理论和特性,只需要考虑两个绕组之间的关系就可以了。只有一个绕组的自耦变压器将在第3.6.3节论述。两个基本的绕组通常称为原绕组和副绕组,接在电源边输入电能的称为原绕组,而输出电能的称为副绕组。然而,由于变压器是一个双向运行的设备,而且经常双向运行,因此,上述含意就没有什么意义了。这两个词更多地被用于区分两个绕组,最常用的方法是用数字下标来表示绕组,本章将采用这种方法。简单的双绕组变压器示意图如图3.1所示。

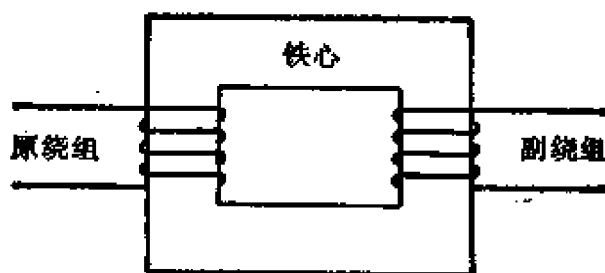


图 3.1 双绕组变压器示意图

各种变压器的结构随着它们的用途、绕组额定电压和电流以及运行频率的不同而有很大的差别。许多电子变压器只不过是用适当的方法固定在一个框架上的电磁结构,为了安全和防护,这种电磁结构放在一个机壳里。在某些类型的变压器中,电磁结构周围的空间填满了电气绝缘材料,以防止损坏绕组或铁心,以及防止它们移动,同时也便于热量在电磁结构和外壳之间传递。电子变压器中使用一种称为封装化合物的粘性绝缘物质,而许多电力变压器中则用一种称为变压器油的非可燃性绝缘油。

变压器油的一个附加作用是提高变压器的绝缘性能,因为它有较高的电气强度。在大多数油浸变压器中,其中的油可以循环流过箱外的散热片或散热管,以进一步提高散热能力。这些散热

片或散热管常常由强迫空气来冷却。图 3.2 和 3.3 表示了各类实际变压器及其应用,以及运行于高压和大电流的大型变压器,还有另外一些重要部件。从图 3.3 中可以看到,这些部件包括穿过绕组引出线的瓷套管、油压表、温度计及内部的一些支撑件。这些支撑件的作用是为了防止由于大电流产生的电磁力引起引出线或绕组发生移动。

变压器的铁心结构必须使得铁心损耗最小,这些铁心结构在第二章中已作了简要叙述。电力变压器一般由软磁材料以叠片或卷带形式制成,叠片或卷带的厚度与变压器频率有关。脉冲变压器或高频电子变压器铁心一般由软磁体铁淦氧构成。用于电子变压器的叠片通常称为字母片,因为它们的形状像英文字母表中的几个字母,如 E 形、C 形、I 形和 U 形等铁心。铁淦氧铁心也是以它们的形状来命名为环形、盒形、筒形和杆形等铁心。大多数的普

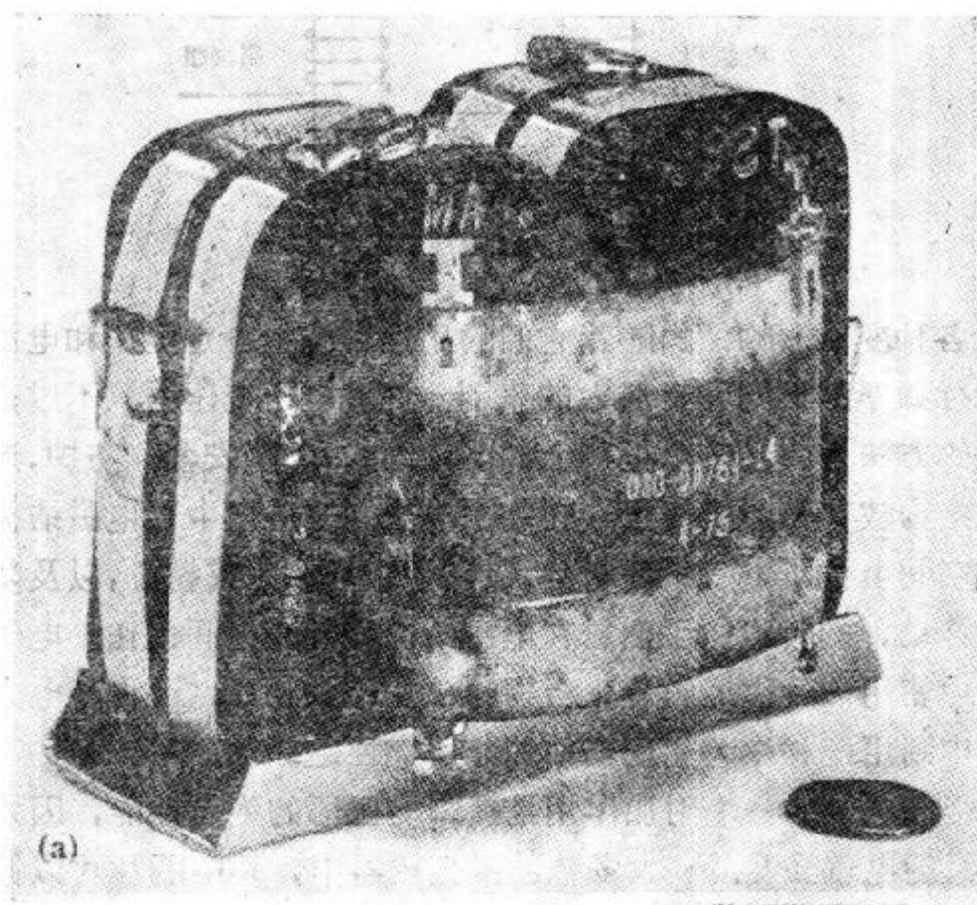


图 3.2(a) 具有卷带铁心和典型绕组的电子电源变压器

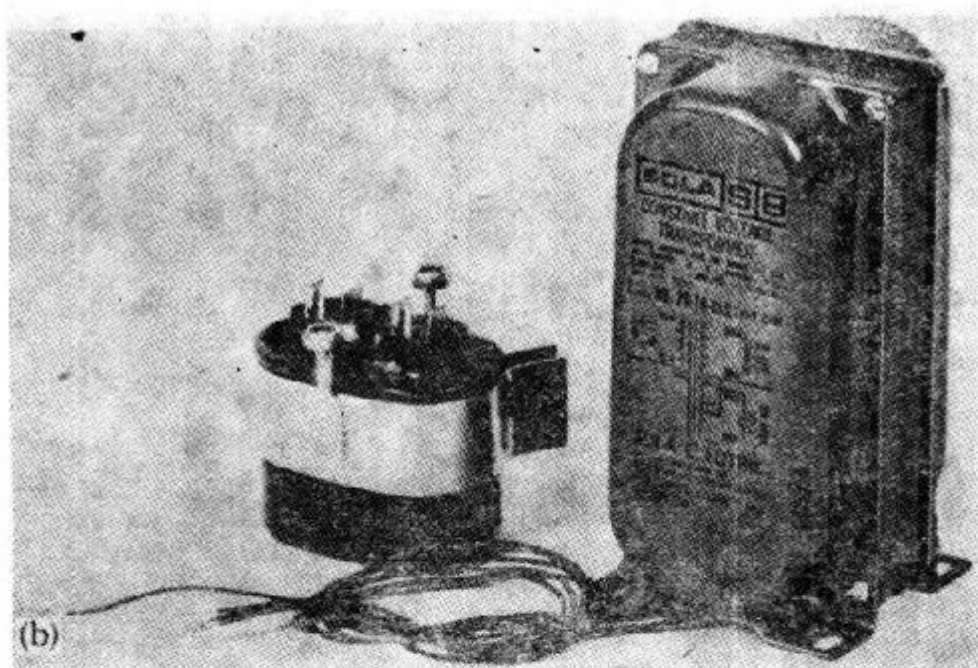


图 3.2(b) 恒压铁磁谐振变压器, 左边为电容器

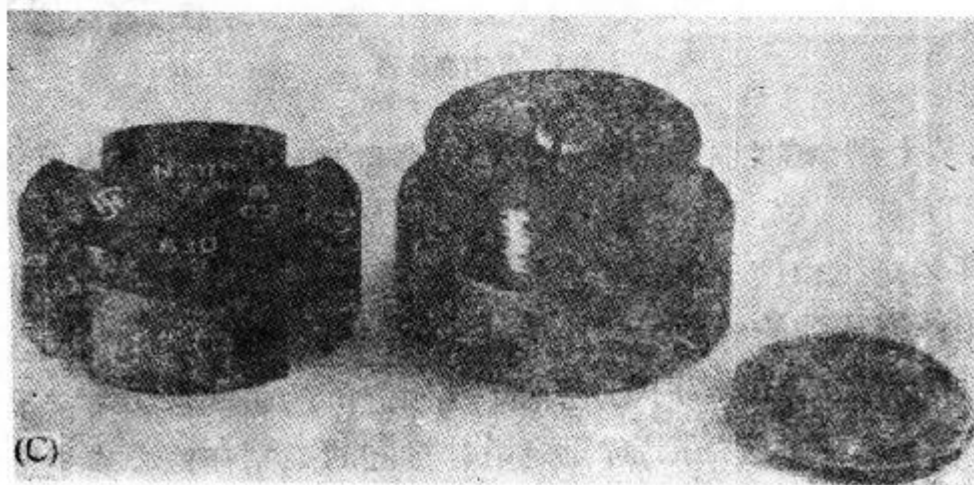


图 3.2(c) 用于晶闸管门极触发电路的脉冲变压器

通叠片材料是硅-铁、镍-铁和钴-铁等合金。粉状坡莫合金用于许多通讯变压器的铁心。

变压器绕组一般由实心多股铜线或铝线制成。用于电子变压器的导线和用于中、小型电机的电磁线已在第一章中作了简单叙述, 并列在附录 2 中。

在 E, C, U 形或环形的分离铁心变压器中, 绕组通常是绕在一个绝缘管或线圈架上, 绕好的线圈能很方便地套装在一个铁心

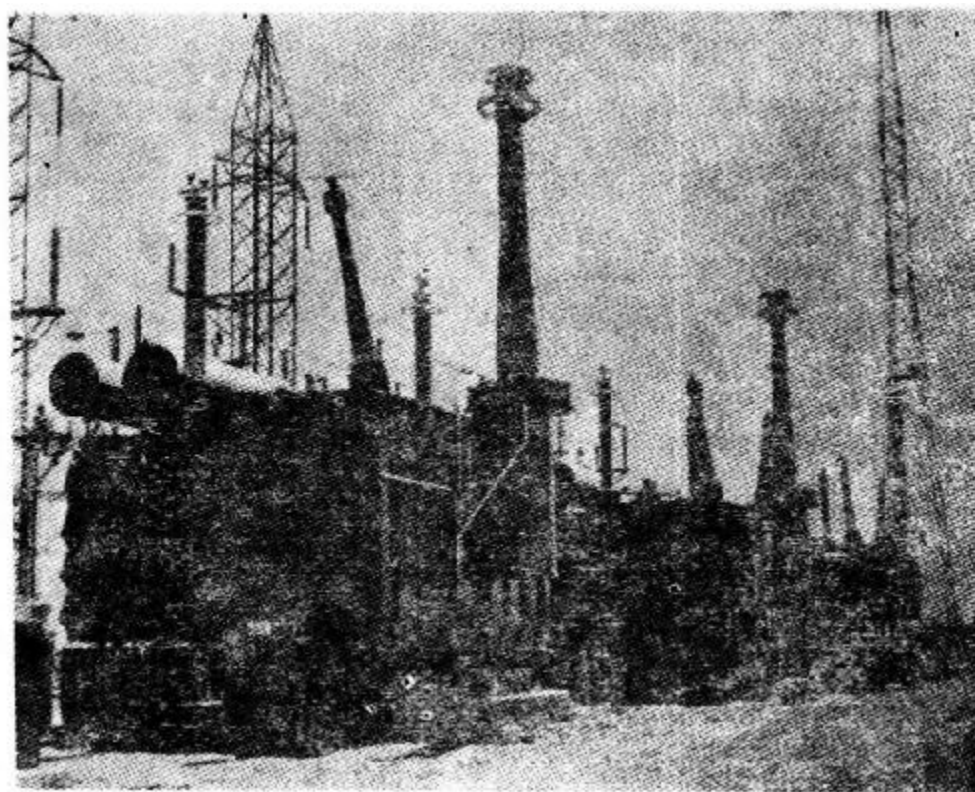


图 3.3 电力变压器

柱上,装上剩余的铁心部分,通常再用金属带固定好带有绕组的铁心,就完成了铁心装配。线圈架的用途是为绕组提供一个支撑结构,作为绕组和铁心之间的电气绝缘以及防止铁心边缘磨损或割坏绕组。变压器的线圈架是由尼伦、特氟隆(聚四氟乙烯)和各种纸和纤维产品制成。为了改善两个绕组之间的磁耦合,常常采用并绕工艺,这种工艺是把原、副绕组并排同时绕制在铁心或线圈架上。图 3.4 描述了在电子变压器铁心上装配绕组的工序。

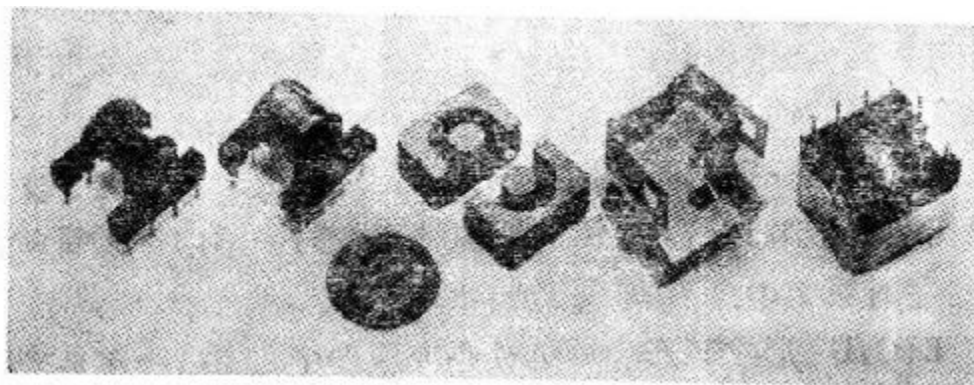


图 3.4 电子变压器装配工序

大型电力变压器的绕组通常采用比电磁线绝缘强度更高的导体,绕组被绕在一个很大的机械支架上,绕组层间垫以绝缘。大型、大功率绕组常常预先制成,然后把预先制好的线圈套装在铁心柱上,最后组装成变压器。对电子和电力变压器结构上特征的进一步讨论可参考文献 1 至 4。

### 3.1.1 变压器的分类

由于变压器的大小、形状和用途有很大的差别,人们就想把它分成许多不同的类别。然而,用于给变压器分类的名称定义得很不明确,而且这些名称之间的含意有许多是重复的;名称的来源也侧重于变压器所在电路的类型,而不大重视变压器特性的描述,所以要严格地给变压器分类是非常困难的。但是,这些名称已广泛地用于变压器的产品样本中,而且对了解变压器特性和结构特征也有一定的帮助。因此,我们把变压器分成如下几类:

#### 1. 按一般用途分

(a) 电力变压器。它用于输、配电变压器,这类变压器有最大的额定有功功率或视在功率和最高的额定电压。

(b) 电子变压器。它用于电子电路中许多不同类型和用途的变压器。有时,把 300VA 及以下的变压器称为电子变压器;一大类电子变压器称为电源变压器,它用来向其它的电子系统提供电源;这就使名称相当混乱。

(c) 仪用变压器。它是用于检测电子电路和电力系统的电压或电流的变压器,通常称为电压互感器和电流互感器。电流互感器是串联在电路中的设备,它的线路接法等许多方面都和电压互感器相反。电流互感器将在第 3.6.4 节里讨论。

(d) 特殊变压器。它包括许多种类和运行特点的变压器,诸如饱和变压器、恒压变压器、恒流变压器、谐振变压和调压变压器等。

#### 2. 按频率范围分

这可能是按电磁设计特点来分类的最有意义的方法,它包括

如下几种:

(a) 工频变压器。它一般是运行在工频 (50, 60, 400Hz 等) 的恒频变压器。但是, 包括直流的其它频率分量可能出现在电子工频变压器和工频半导体变压器中。

(b) 音频变压器。用于许多通讯线路中运行在音频范围的变压器。

(c) 超高频变压器 (UHF)。

(d) 宽频带变压器。运行在一个宽频带范围的电子变压器。

(e) 窄频带变压器。为某一特殊频率范围设计的电子变压器。

(f) 脉冲变压器。用于电子或电力系统中具有脉冲或截断励磁而设计的变压器。

### 3. 按绕组的数目分

已在前面提到过, 它包括单绕组变压器(自耦变压器)、双绕组变压器(常规变压器)和多绕组变压器。一个绕组的定义是有两个出线端, 而且与其它电路没有电气联接。

### 4. 按多相绕组的联接分

这种分类法大部分用于电力系统中的变压器。它指的是在多相绕组中, 各个绕组之间的联接方法。在一些变压器中, 它的整个多相装置都放在一个单一的外壳或箱子里 (如三相心式变压器), 其结果是可以减少铁心重量。三相系统最普遍的接法是 Y (或星) 接法和  $\Delta$  (或三角) 接法。这些接法及其它一些接法将在第 3.6.2 节作简要讨论。

## 3.2 变压器理论

到目前为止, 已经介绍了变压器的各种名称和术语。现在, 让我们来研究图 3.1 表示的简单双绕组变压器的工作原理。分析中还是采用前面介绍的原绕组和副绕组两个名称, 而且用下标 1 表示原绕组, 用下标 2 表示副绕组。要注意的是名称的选取是任意的。由于在变压器的分析中需要这些任意选定的标称数字, 而且

它还用于后面许多电磁设备的分析中。因此，我们将遵守国际电工委员会（IEC）和电气与电子工程师协会（IEEE）所采用的惯例。此外，所有公式的单位都用国际单位制（SI）或米·千克·秒（MKS）单位制。为了便于分析，用标有有关物理量的图 3.5 来代替图 3.1 的变压器示意图。

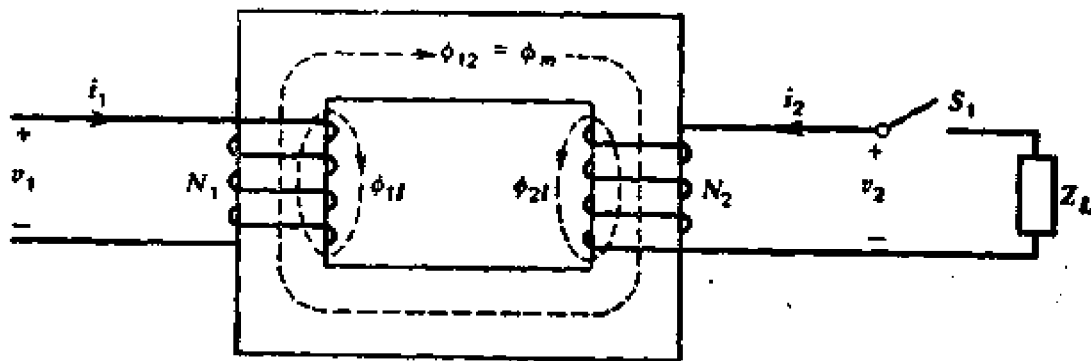


图 3.5 表示瞬时电压、电流和磁通的变压器示意图

匝比是变压器的一个基本参数，它定义为

$$a = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.1)$$

匝比的值一般只有变压器设计者或缠绕变压器的人才知道，它可以在实验室里通过测量两个绕组的感应电势来测量其值，但测出的匝比有误差，它的准确程度取决于两个绕组的耦合系数。不管是电力变压器还是电子变压器，匝比常由制造厂家标在铭牌上。

本节将考虑变压器是接在一个单一频率的正弦电压电源上，电源电压在图 3.5 中用  $v_1$  表示。主要分析稳态的电压、电流和磁通的关系，从分析变压器的电磁场关系入手，以帮助理解导致变压器外部特性的物理现象。

### 3.2.1 励磁特性

假设图 3.5 中负载电路的开关  $S_1$  被打开，则  $i_2 = 0$ ，这种情况称为变压器的空载运行。研究这种情况有助于找出空载励磁电压和电流的关系。图 3.5 中交链原边线圈 1 的总磁通可以分成两部分，其一是主磁通  $\phi_m$ ，它交链两个线圈；其二是漏磁通  $\phi_{11}$ ，它

只交链线圈 1。我们将分别处理这两部分磁通。首先,假设  $\phi_m$  为正弦量,则它可表示为

$$\phi_m = -\phi_{mm} \cos \omega t \quad (3.2)$$

式中

$\phi_{mm}$  — 主磁通  $\phi_m$  的最大值,单位为韦伯;

$\omega = 2\pi f$  为角频率,单位为弧度/秒;

$f$  为频率,单位为赫兹。

从第二章的式(2.27)可知,线圈 1 上的感应电势可以表示为

$$e_1 = -\frac{d\lambda_1}{dt} = -N_1 \frac{d\phi_m}{dt} = -N_1 \omega \phi_{mm} \sin \omega t \quad (3.3)$$

式(3.3)中的幅值称为感应电势的最大值,它等于

$$E_{1m} = N_1 \omega \phi_{mm} \quad (3.4)$$

以  $\omega = 2\pi f$  代入上式,并在两边除以  $\sqrt{2}$ , 则得感应电势的有效值为

$$E_1 = 4.44 N_1 f \phi_{mm} \quad (3.5)$$

这个表达式只对正弦励磁波形是有效的,对其它励磁波形,比如方波,将会出现与 4.44 不同的常数值。

线圈 1 中的电流称为励磁电流,它可以认为是磁化磁路或建立磁通所需要的电流。应用第二章式(2.18)可以找出励磁电流的表达式。用  $i_{1\phi}$  表示励磁电流,注意到  $\mathcal{F}_1 = N_1 i_{1\phi}$ , 则

$$i_{1\phi} = \frac{\mathcal{F}_1}{N_1} = \frac{\phi_m R}{N_1} = -\frac{E_{1m} R}{N_1^2 \omega} \cos \omega t \quad (3.6)$$

式中  $R$  表示磁路的磁阻,单位为亨利<sup>-1</sup>。注意  $R$  一般为非线性参数,因而,在电压激励的变压器中,励磁电流一般为非正弦波,如例 3.2 中的图 3.6 所示。

随时间变化的主磁通感应的电势是加在原绕组上的电压  $v_1$  的最大分量,第二个分量非常小(在设计合理的磁路中),它是由随时间变化的漏磁通  $\phi_{1l}$  产生的。这个电压分量可以用与计算感应电势  $e_1$  相同的方法处理,然而,人们找到了更为方便的方法来处理漏磁通的影响,即在大部分机电装置中,用漏电感或在正弦励磁

系统中用漏电抗来处理。原绕组漏电感定义为

$$L_{1l} = \frac{N_1 \phi_{1l}}{I_1} \quad (3.7)$$

原绕组漏电抗定义为

$$X_{1l} = \omega L_{1l} \quad (3.8)$$

其它绕组的漏电抗也可类似地定义。由漏抗引起的电压将表示为绕组电流与漏抗的乘积。

原边电压降的第三个分量是由原绕组的有效电阻（或交流电阻）引起的。变压器线圈的有效电阻是由线圈的欧姆电阻加上由于集肤效应的影响引起的电阻。后者的影响通常表示为欧姆电阻乘以一个大于 1 的系数。对于高频或脉冲激励的变压器，或者即使是工频、但绕组截面积很大的变压器，可以认为集肤效应系数比 1 大得很多，而在其它情况下，可以假定它等于 1。电阻电压降同样可表示为线圈电流与电阻的乘积。

由上可知，原绕组的空载电压可分为三个分量，同样的分析方法可以用于任何线圈或电感。迄今，仅仅是介绍把双绕组变压器的磁通分成两部分的概念，下面让我们研究变压器所特有的一些更深入的关系。

尽管空心变压器是可行的，而且已用于特殊的需要，但图 3.5 所示的主磁路几乎是由铁磁材料做成的，因而，磁路中存在一个随时间变化的磁通所引起的功率损耗问题。这种损耗在第二章中已经进行了讨论，称为磁损耗或铁损耗。铁损耗是铁心结构、激励频率和铁心中磁密的函数。对于简单磁路的变压器铁心，通过铁心有效截面积可以表示出磁密和铁心磁通的关系，其有效截面积等于实际面积乘以一个填充系数 (S.F.) (表 2.2)。即

$$B_m = \frac{\phi_m}{A_c S.F.} \quad (3.9)$$

式中

$B_m$  — 铁磁材料中的磁密，单位为特斯拉；

$A_c$  — 铁心截面积，单位为平方米；

$S.F. =$  从表 2.2 查得的填充系数。

例题 3.1 一台变压器的铁心, 截面积为  $100\text{cm}^2$ , 磁路平均长度为  $0.5\text{m}$ , 铁心由  $0.019\text{in}$  厚硅钢片叠成, 其填充系数为  $0.92$ , 硅钢片的密度为  $0.28\text{lb/in}^3$ , 铁心中磁通的最大值为  $0.01\text{Wb}$ , 励磁频率为  $60\text{Hz}$ , 试求铁心的损耗。

解 铁心体积  $= 0.5 \times 0.01 = 0.005 = 305[\text{in}^3]$

$$\begin{aligned}\text{铁心磁密} &= 0.01 / [(0.92)(0.01)] \\ &= 1.09[\text{T}] = 10.9 \times 10^3[\text{G}]\end{aligned}$$

从第二章图 2.5 查得在  $60\text{Hz}$ ,  $10^4\text{G}$ ,  $0.019\text{in}$  厚的硅钢片铁损耗约为  $0.75\text{W/lb}$ 。

$$\text{铁心重} = 305 \times 0.92 \times 0.286 = 80[\text{lb}]$$

$$\text{铁心损耗} = 80 \times 0.75 = 60[\text{W}]$$

铁心损耗一般表示为等效的电阻损耗, 即铁心损耗等于铁耗等效电阻  $R_e$  与铁耗等效电流  $i_{le}$  的平方积。 $R_e$  必须理解为非线性电阻, 因为它的值将随铁心磁密和励磁频率而变化。大部分电力变压器是在恒定频率和在合理的恒定磁密下运行, 因而  $R_e$  的值可以认为对所有负载都是不变的。

我们定义空载电流(即励磁电流)为磁化电流和铁耗电流的相量和。即

$$I_{10} = I_{1\phi} + I_{le} \quad (3.10)$$

这是副边开路时流入线圈 1 的电流。由于  $I_{le}$  是铁耗分量, 而  $I_{1\phi}$  是感应或能量贮存分量, 所以该电流为一个复数。

构成铁心的铁磁材料存在的另一种现象是非线性的  $B-H$  曲线。在变压器分析中, 用铁心中的磁通比用磁密更为方便, 因为式 (3.3) 已给出了磁通和电压之间的关系。同样, 分析中不用磁场强度  $H$ , 而用磁化电流(磁化电流通过铁心平均长度与  $H$  有关)或励磁安匝。因而, 在分析变压器和大多数其它电磁系统时, 一般将  $B-H$  特性变为  $\phi-i$  特性。在式 (3.6) 中, 虽已推导出磁化电流是线性的正弦量, 但如下例所表明的那样, 在电压激励的变压器中, 磁化电流很少是正弦的, 而且一般为非线性。

**例题 3.2** 图 3.6 给出了某变压器的磁化曲线。该变压器原绕组有 120 匝, 接到 110V (有效值), 60Hz 的正弦电压的电源上, 求磁通的最大值, 并确定磁化电流的大致波形, 忽略绕组的电阻。

**解** 从等式(3.5)可以求出磁通为

$$\phi_{mm} = \frac{110}{4.44 \times 60 \times 120} = 0.00344 [\text{Wb}]$$

在该题中磁通波形是正弦的, 相位关系不需考虑。通过图 3.6 的作图方法, 可以找出磁化电流的波形, 从具有最大值为 0.00344Wb 的正弦波上的磁通值转到磁饱和曲线上, 对应于每个磁通的磁势 (MMF) 便可从这条曲线的横坐标读出, 把磁势除以匝数 120, 便

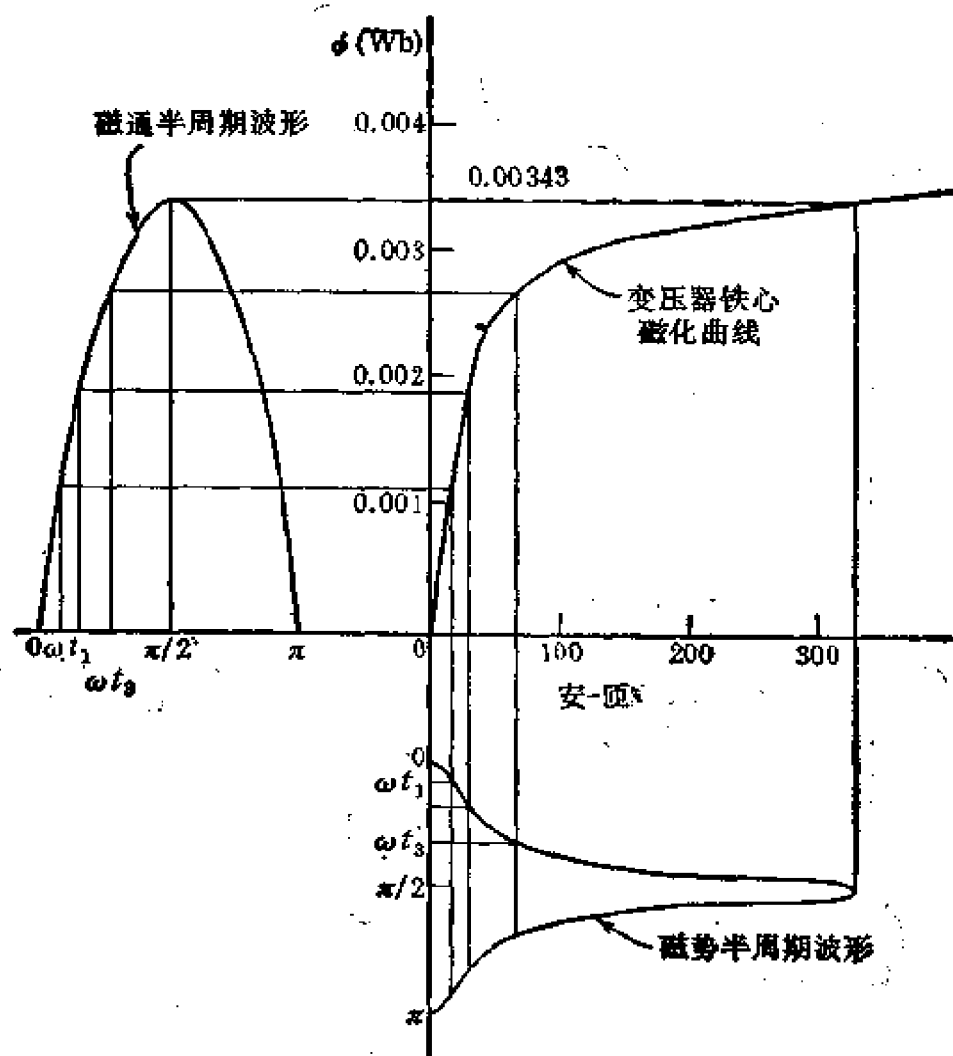


图 3.6 求磁势或励磁电流波形的作图法

得磁化电流。

从例题 3.2 可以看出,由于存在饱和现象,变压器的磁化电流为非正弦波。对于实用的变压器,还有其它电路参数也影响这个波形。磁化特性的磁滞现象也会使波形略有改变,通常还有和绕组串联的其它电路参数(例如绕组的电阻)影响励磁电流的波形。在某些情况下,励磁电源的性质也可改变磁化电流的波形,特别是如果电源是一台恒压源或恒流源。铁心损耗的相对大小也可以影响电流的波形。对于许多变压器,磁路的设计是使得在额定电压下要求的最大磁通运行在近于饱和曲线的膝点,这将使磁化电流的正弦波形畸变的量减至最小。如果当变压器运行在电压与频率的比值超过它的设计值时,则励磁电流的畸变可能大大地增加。例如,例 3.2 中的变压器,如果由 110V, 50Hz 电源励磁,由式(3.11)计算出的最大磁通为 0.0041Wb; 观察图 3.6 的作图方法表明,在  $\omega t = \frac{\pi}{2}$  时,磁化电流的峰值将大大地增加。

至此,我们已讨论了变压器从正弦电压源励磁的有关问题,这种励磁方式常常称为正弦磁通激励。在电子变压器中,常常遇到许多其它的励磁方式,例如用一个方波电压源来励磁就非常普遍。还有许多是由一个恒流电源来励磁,当它是正弦波时,这种励磁方式常称为正弦电流激励。用类似于例题 3.2 的作图过程可以说明,正弦电流激励导致铁心中的磁通是非正弦波,从而感应一个非正弦波的电势。这一章最后的一个习题中,也给出了有助于推导相应于这种励磁形式的磁通-电压关系。

### 3.2.2 空载电压关系

式(3.3)中已导出了原绕组的感应电势,从图 3.5 可见,副绕组(即线圈 2)也交链同样的磁通,因此,用推导  $e_1$  的相同方法可得线圈 2 中的感应电势,为

$$e_2 = -N_2 \frac{d\phi_m}{dt} = -N_2 \omega \phi_{mm} \sin \omega t \quad (3.11)$$

原绕组感应电势和副绕组感应电势之比为

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (3.12)$$

感应电势之比等于匝比。

必须注意感应电势的概念及其应用。原绕组电压是由三个不同分量组成的,即

$$V_1 = E_1 + I_{10}X_{11} + I_{10}R_1 \quad (3.13)$$

除非空载电流  $I_{10}$  等于零(在任何实际变压器中是不可能的), 否则原绕组的感应电势不等于原绕组的端电压  $v_1$ 。也就是说, 原绕组的感应电势不能直接测量, 只能用式(3.13)进行计算。因此, 测量两个绕组空载端电压的比值并不完全等于匝比, 这一点必须引起注意。可以重申这一结论, 只有理想变压器(见 3.2.5 节)的电压比才等于匝比。实际变压器的电压比要在 3.2.6 节变压器的阻抗被确定后才能确定。许多类型的变压器, 尤其是电力变压器, 其空载时的电压比值非常接近于匝比, 因此, 这一测量普遍用来作为计算匝比的近似值。

高压变压器中, 常常存在空载损耗的第三个分量, 这就是电晕损耗。电晕损耗是由于很高的电场强度在高压绕组的周围产生电离作用而引起的。用于电视、雷达等方面的电子变压器和连接高压传输线的大型电力变压器中, 都存在电晕损耗。但是在本章后面几节推导变压器等值电路和分析方法中, 将不考虑这一损耗。有关电晕损耗的进一步说明和试验方法, 可参考文献 6 和 7。

### 3.2.3 励磁等值电路和相量图

两个基尔霍夫定律方程式(式 3.10 和 3.13)提出了两种形象化的表示法, 它们对于理解变压器内部关系和用模拟变压器供计算机系统分析是很有用的。多年来, 等值电路技术已广泛地用于系统分析的各个领域, 并已成为分析机电装置的重要工具。图 3.7 是表示变压器励磁特性的等值电路(图中符号采用有效值)。图中所有阻抗和参数在前一节都已说明。这个等值电路是普通 T 型网

络的两个分支,待介绍变压器负载关系时,将添上第三条分支。 $T$ 型网络的并联分支称为励磁支路,因为它表示了用磁激励的变压器的两个效应。

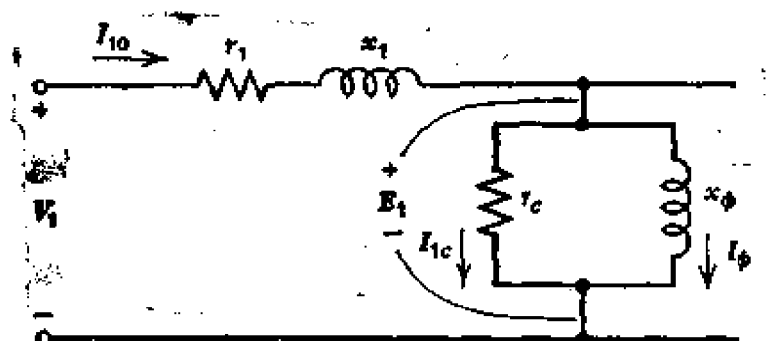


图 3.7 空载等值电路

在正弦励磁的变压器的稳态分析中,另一个分析工具是相量图,它在理解变压器相位关系、内部电压降落以及效率等方面是非常有用的。图 3.8 表示了变压器空载时的相量图。

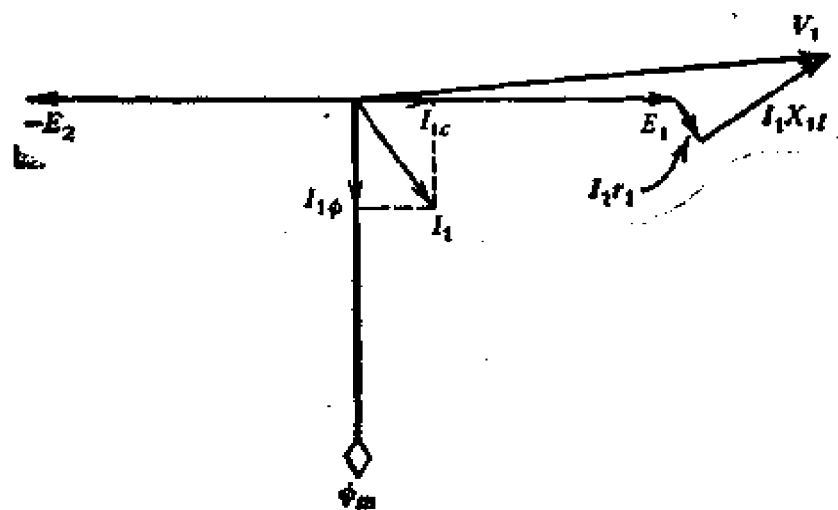


图 3.8 空载相量图

### 3.2.4 变压器的负载特性

假设把图 3.5 的开关  $S_1$  闭合,则负载通过副边(线圈 2)形成闭合回路。线圈 2 中的感应电势  $e_2$  将产生电流  $i_2$ 。图 3.5 中电流  $i_2$  的方向符合电磁基本定律,即它产生的磁通要反抗互感磁通  $\phi_{12}$  的变化。这些传统的性质可根据第二章的简单法则确定,在图 3.5

的绕向情况下,副边电流的方向如图所示。读者可以验证图 3.5 的方向是正确的,而且可作出不同绕向时副边电流的方向。这些确定方向的特性是以后论述变压器极性惯例的基础。

副边电流的大小遵守另一个基本电磁关系,即 2.5 节讨论的安培环路定律。假定没有气隙,则根据式(2.22)可得

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = \phi_m R \quad (3.14)$$

从磁路的研究表明,原边和副边绕组磁势之差等于主磁路(即变压器铁心)的磁压降。这个磁势差在磁路的术语中称为励磁磁势,它已在前一节讨论过。与主磁路径并联的有两条磁路——原边和副边的漏磁路,由于它们主要通过非磁性材料区域,因而有很高的磁阻。对于式(3.14)左边的两个磁势也可以写成它们各自的漏磁阻压降的两个附加方程式,然而,要用解析法来描述漏磁路的磁阻是非常困难的,而且这些方程式也没有太大的意义。本章的后面,我们将采用可以测量的电路参数来处理漏磁关系,这就非常简单了。

式(3.14)左边的磁势差等于励磁磁势  $N_1 i_{1\phi}$ , 总电流  $i_1$  与磁化电流  $i_{1\phi}$  之差常称为原边电流的负载分量  $i_{1L}$ 。以  $i_1 = (i_{1L} + i_{1\phi})$  代入式(3.14)得

$$N_1(i_{1L} + i_{1\phi}) - N_2 i_2 = \phi_m R \quad (3.15)$$

这个方程式可以分解为两个方程式,从而导出进一步描述变压器作用的重要关系

$$N_1 i_{1\phi} = \phi_m R \quad (3.16)$$

$$N_1 i_{1L} = N_2 i_2 \quad (3.17)$$

或

$$\frac{i_{1L}}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \quad (3.18)$$

式(3.18)给出了原边电流负载分量和副边电流以及匝比之间的关系,可以看出,它和电压关系正好相反。从另一个意义上说,如果变压器是一台升压变压器,则它也是一台降流变压器,或者相反。在许多电力变压器中,原边电流的励磁分量和负载分量相比非常

小,因此有

$$\frac{i_1}{i_2} \approx \frac{1}{a} \quad (3.19)$$

负载电压和负载电流的乘积是确定变压器尺寸和额定值的一个有用参量,称为伏-安功率或视在功率。它可以由式(3.12)和(3.18)得到

$$\text{伏-安功率} = e_1 i_{1L} = e_2 i_2 \quad (3.20)$$

可以看出,原边和副边绕组要求的负载伏-安能力必须相等。此外,原边还必须有提供所需要的励磁伏安容量。

**例题 3.3** 一变压器铁心中的正弦磁通为  $\phi_1 = 0.0012 \sin 377t$  Wb, 该磁通交链 150 匝的原绕组, 试计算在原绕组中感应电势的有效值。

**解** 由于已知  $\omega = 377 \text{ rad/sec}$  所以频率  $f = 60 \text{ Hz}$ , 代入式(3.5)即得

$$E_1 = 4.44 \times 60 \times 150 \times 0.0012 = 48 [\text{V}]$$

**例题 3.4** 变压器的铁心磁通可表示为  $\phi = 0.002 \sin 377t + 0.00067 \sin 1131t$ , 试计算与这个磁通相交链的 80 匝线圈中的感应电势。

**解** 由式(3.3)得

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} = -60.5 \cos 377t - 60.5 \cos 1131t$$

**例题 3.5** 加在 200 匝的变压器绕组上的电压为  $v = 100 \sin 377t + 20 \sin 1885t$ , 试导出铁心中磁通的表达式, 忽略漏磁通和绕组的电阻。计算电压和磁通的有效值。

**解** 由式(2.25)积分得

$$\begin{aligned} \phi &= -\frac{1}{200} \left( -\frac{100}{377} \cos 377t + \frac{20}{1885} \cos 1885t \right) \\ &= 0.00133 \cos 377t - 5.3 \times 10^{-5} \cos 1885t \end{aligned}$$

其有效值为

$$\phi = \sqrt{\left[\frac{(0.00133)^2}{2} + \frac{(5.3 \times 10^{-5})^2}{2}\right]} = 0.00094[\text{Wb}]$$

$$V = \sqrt{\left(\frac{100^2}{2} + \frac{20^2}{2}\right)} = 72.1[\text{V}]$$

**例题 3.6** 某变压器进行空载试验, 当空载电流为 2.5A 时, 感应电势为 400V (电势、电流为有效值), 测出铁耗为 150W。忽略绕组电阻和漏磁通, 试确定 (1) 空载功率因数; (2) 磁化电流的有效值; (3) 铁耗电流的有效值。

解 (1) 功率因数  $\cos \varphi = \frac{150}{(2.5)(400)} = 0.15$

(2) 磁化电流  $I_{1\phi} = 2.5 \sin(\cos^{-1} 0.15)$   
 $= 2.5(\sin 81.4^\circ) = 2.47[\text{A}]$

(3) 铁耗电流  $I_w = 150/400 = 2.5(\cos 81.4^\circ)$   
 $= 0.375[\text{A}]$

**例题 3.7** 一变压器的额定容量为 10kVA, 原、副边电压分别为 400V 和 200V。忽略励磁和铁耗, 试计算匝比和绕组电流的额定值。

解 匝比近似等于 400/200, 或  $a = 2$ 。假定变压器的容量达到额定, 则两个绕组的电流也达到额定, 所以

$$I_1 = \frac{10000}{400} = 25[\text{A}]$$

$$I_2 = \frac{10000}{200} = 50[\text{A}]$$

注意变压器的额定值都是用有效值表示的。

**例题 3.8** 例题 3.7 的变压器, 原绕组为 1000 匝, 原绕组的导体采用 AWG 16 号铜线, 如果副边绕组设计成具有与原绕组完全相同的铜耗(欧姆电阻损耗), 求副绕组所用的导线尺寸为多大?

解 为了使副绕组铜耗等于原绕组铜耗, 副绕组的电阻必须是原绕组的四分之一, 因为副边电流是原边电流的两倍。然而, 副边的匝数又是原边匝数的一半, 从而可假定副绕组的长度是原绕

组长度的二分之一。因此,为了使副绕组电阻降为原绕组的四分之一,副边导体的截面积必须是原边导体截面积的两倍。从附录 II 查出原绕组 AWG 16 号导体的截面积为 2580 CM,从附录 II 中可查出近于两倍这个截面积的标准导体为 13 号(5180CM)。

实际上,一般采用扁的或方的导线绕制,而不采用圆导线。

### 3.2.5 理想变压器的阻抗关系

在推导变压器等值电路中,一个有用的概念是理想变压器概念。所谓理想变压器是一台没有电阻、没有漏抗、不需要励磁电流(在式(3.6)中表示为铁心磁阻为零或铁心磁导率为无穷大)和没有铁耗的变压器。理想变压器包含一个第二章已讨论的理想磁路,而且它只有一个简单的匝比。

让我们看一下理想变压器的电流和电压的关系。假设把图 3.5 中的开关闭合,副边就有电流  $i_2$  流过负载阻抗  $Z_L$ 。由式(3.17)可知,这个电流由等于  $ai_1$  的原边电流来平衡( $i_1$  不需要两个下标,因为假设励磁和铁耗分量都等于零)。由于假定副绕组的电阻和漏抗为零,所以负载阻抗上的电压  $i_2 Z_L$  等于副绕组感应电势的大小。由式(3.12)可知,原边感应电势和副边感应电势的关系为  $e_1 = ae_2$ 。对于理想变压器,原边端电压等于原边的感应电势,从而原边端电压可表示为

$$v_1 = e_1 = ae_2 = a(i_2 Z_L) = a(ai_1 Z_L) = a^2 i_1 Z_L \quad (3.21)$$

原边电压对原边电流的比值  $v_1/i_1$  即为负载阻抗折合到原绕组的等值阻抗,或者称为从原边看的负载阻抗。由式(3.21)得

$$Z'_L = \frac{v_1}{i_1} = a^2 Z_L \quad (3.22)$$

类似于前面一样的分析,它也可表示为原边阻抗折合到副绕组或从副边看的阻抗,而且有其相反的关系。即

$$Z''_L = \frac{Z_L}{a^2} \quad (3.23)$$

式(3.22)和(3.23)可以一般地叙述为一个绕组中的任何阻抗折合

到另一个绕组的值是变压器匝比平方的函数。在式(3.22)和(3.23)中,阻抗  $Z_L$  的上标是用来标志被折合到的绕组的。这是变压器一个最有用的特性,而且是变压器用于阻抗匹配的基础。

**例题 3.9** 一台变压器额定值为  $3\text{kVA}$ ,  $100/400\text{V}$ , 在  $400\text{V}$  的绕组端接一个  $50\Omega$  的负载电阻,试求出该负载情况下两个绕组中的电流和折合到  $100\text{V}$  绕组的等值电阻,假设该变压器为理想变压器。

**解**  $400\text{V}$  绕组中的电流为  $400/50 = 8\text{A}$ 。由于  $a = 1/4$ , 由式(3.19)可求得  $i_1 = 8/(1/4) = 32[\text{A}]$ 。折合到  $100\text{V}$  绕组的阻抗为  $a^2(50) = 50/16 = 3.125[\Omega]$ 。

**例题 3.10** 一输电线到终端的电阻为  $100\Omega$ , 实际负载电阻为  $500\Omega$ , 计算实际负载和输电线相匹配时的变压器变比。

**解** 采用式(3.22)的符号, 让  $Z_L = 500\Omega$ ,  $Z_L' = 100\Omega$ , 因此  $a^2 = 100/500$ ,  $a = 1/\sqrt{5} = 0.446$ 。

### 3.2.6 等值电路图

折合到 1 绕组的变压器等值电路如图 3.9 所示, 这种等值电路适合于大多数工频和音频变压器。当变压器运行在高频时, 绕组之间的电容量就显得非常重要, 它必须包含在等值电路里。含有电容参数的等值电路将在 3.4 节讨论。

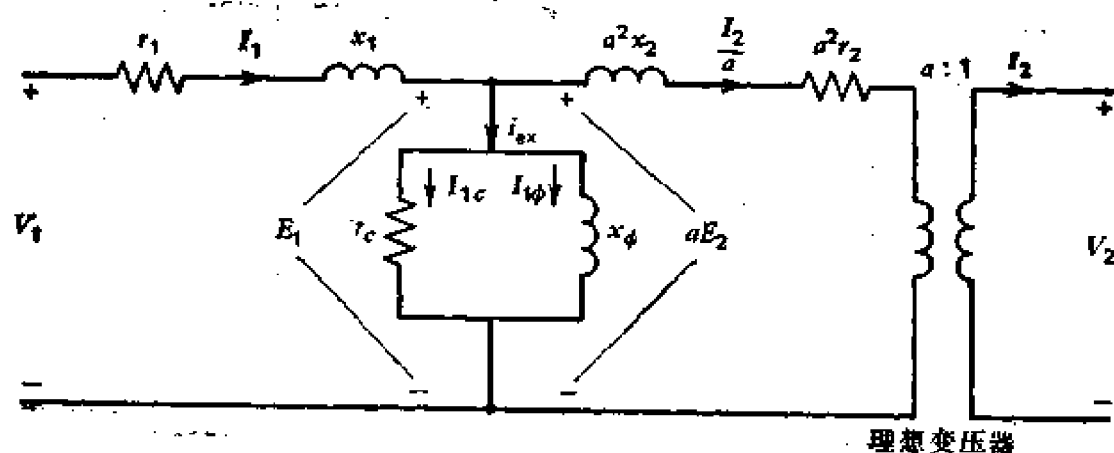


图 3.9 折合到 1 绕组的变压器等值电路

图 3.9 所示网络的两条并联分支上的电阻和电抗,已在 3.2.1 和 3.2.3 节作为电路的空载或励磁阻抗进行了分析,注意  $T$  型电路的左臂分支中含有电流的负载分量  $I_{L2}$ 。如果把副边漏阻抗折合到原绕组的匝数,就可连成一完整的  $T$  型网络。完整等值电路的附加部分为

1. 副绕组的有效电阻  $r_2$ 。
2. 副绕组的漏电抗  $x_2$ , 它是由表示在图 3.5 中的漏磁通  $\phi_{2l}$  引起的,可用类似于式(3.7)和(3.8)的方法确定。
3. 为了完善这一等值电路,使 2 绕组的电压和电流有一个正确值,在等值电路包括一理想变压器。理想变压器在等值电路中的作用仅仅是用匝比  $a$  乘或除以 2 绕组的电压或电流。如果等值电路是折合到 2 绕组,则理想变压器就要放在电路的最左端,即靠近 1 绕组的端点。或者,在某些情况下,也可以放在  $T$  型网络的中部,置于励磁阻抗的左边或右边,然而,它无论放在哪一边,都不反映变压器的电压降落、励磁电流、相角、功率因数、损耗和效率,而这些物理量对于等值电路一般是有用的。因此,当分析单个变压器时,常常忽略理想变压器,因为它容易使一个很好的对称  $T$  型网络引起混乱。理想变压器的用途是将一个绕组的电压或电流折算到另一个绕组,这一点可以用简单的方法来实现。我们在这里讨论这一课题是因为在许多借助于变压器互相连接的电气系统的研究中,理想变压器必须包括在等值电路中。在计算机模拟中,这

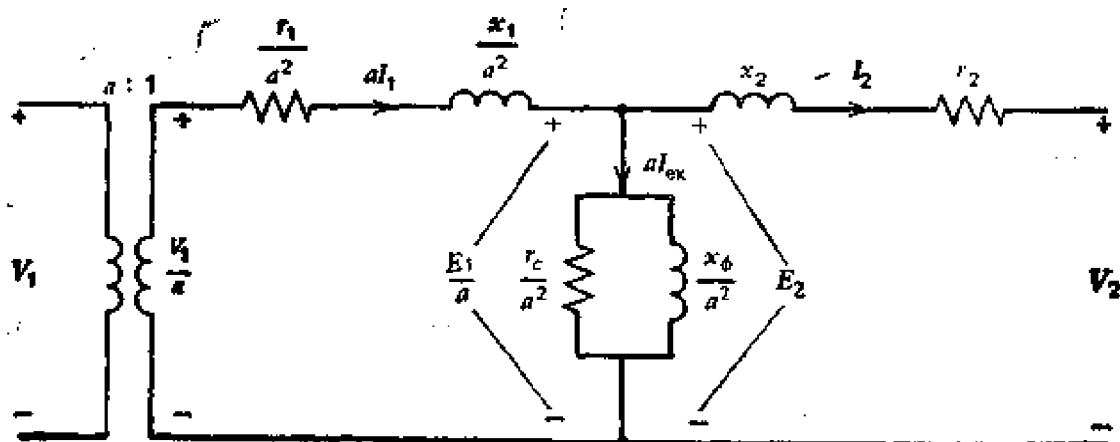


图 3.10 折合到 2 绕组的变压器等值电路

一点可以由简单地乘或除一个常数来达到。

这个基本完整的等值电路有许多需要修改和简化的地方，是需采用改变后的等值电路取决于被解决的实际问题的需要和准确度的要求。图 3.10 为折合到 2 绕组的完整等值电路。注意本书内变压器的所有表示中，匝比  $a$  都是由式(3.1)确定的。

已经注意到，理想变压器在等值电路中常常被忽略。如果按图 3.9 折合到 1 绕组，则要求把负载阻抗  $Z_L$  也折合到 1 绕组，这样的简化表示在图 3.11 中。如果对图 3.10 进行同样的简化，绕组 1 的输入电压  $v_1$  必须折合到 2 绕组。

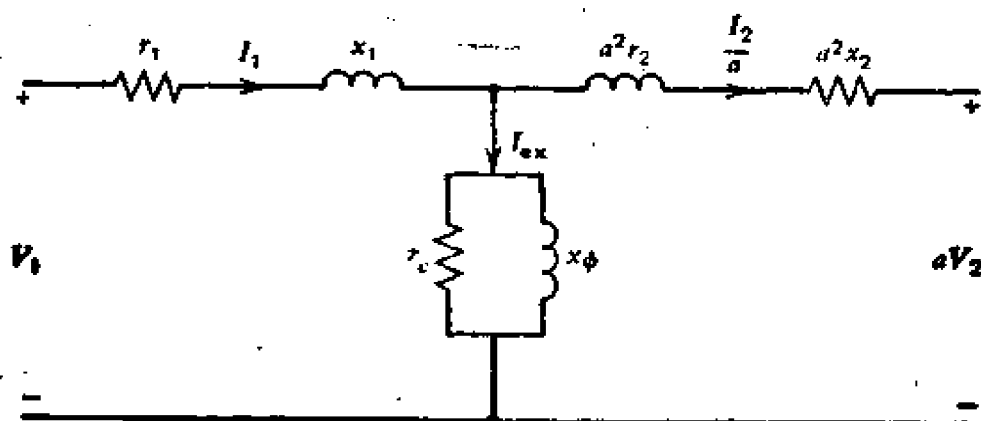


图 3.11 通常采用的变压器等值电路

另一种普通的简化等值电路是不考虑含有  $x_\phi$  和  $r_\phi$  的励磁支路。当磁化电流和铁耗电流相对于负载分量很小时（许多电力变压器就是这样），这种近似常常被证明是正确的。这个串联阻抗在许多实际问题中，对计算电力变压器的电压调整率也是有意义的。简化后的近似等值电路如图 3.12 所示。

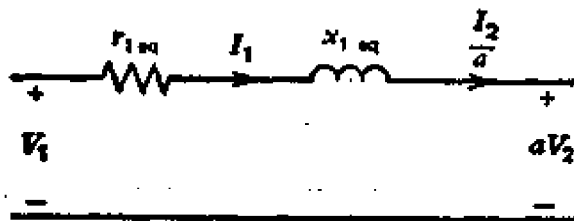


图 3.12 变压器的近似等值电路

近似等值电路的两个串联支路的总阻抗称为变压器的等值阻抗，等值阻抗必须说明它是折合到哪一个绕组的阻抗。从图 3.12 可知，折合到 1 绕组的等值阻抗为

$$Z_{1eq} = r_1 + a^2 r_2 + j(x_1 + a^2 x_2) = r_{1eq} + jx_{1eq} \quad (3.24)$$

相类似,折合到 2 绕组的等值阻抗为

$$Z_{2eq} = \frac{r_1}{a^2} + r_2 + j\left(\frac{x_1}{a^2} + x_2\right) = r_{1eq} + jx_{2eq} \quad (3.25)$$

空载相量图已画在图 3.8 中, 包括负载关系的完整相量图如图 3.13 所示。相量图是由负载相量  $aV_2$  和  $I_2/a$  以及它们之间的功率因数角  $\theta_2$  开始画的, 为了画出相量图, 必须已知或假设参数。某些习题中, 通常是假设变压器的额定负载电流(或额定电流的几分之几), 在额定负载电压下, 假设几个不同的功率因数, 然后计算满足这些负载条件所需的变压器输入电压和电流。这一章, 我们把 2 绕组称为负载绕组或输出绕组或副绕组, 而 1 绕组称为输入绕组或原绕组。这种叫法并不是绝对的, 读者可以采用自己感觉最方便的叫法。

我们已经作出了负载相量  $aV_2$  和  $I_2/a$ , 然后在负载电压  $aV_2$  上加上 2 绕组的阻抗压降, 就得到副边的感应电势  $aE_2$ ; 再把励磁电流分量加到副边电流上, 就得到原边的输入电流  $I_1$ ; 再在副边感应电势相量  $aE_2$  上加上原绕组的阻抗压降, 就得到输入电压  $V_1$ 。注意相量图总是折合到 1 绕组或其它绕组作出来的(图 3.13 是折合到 1 绕组), 因而, 电压和电流不会因是否有理想变压器而

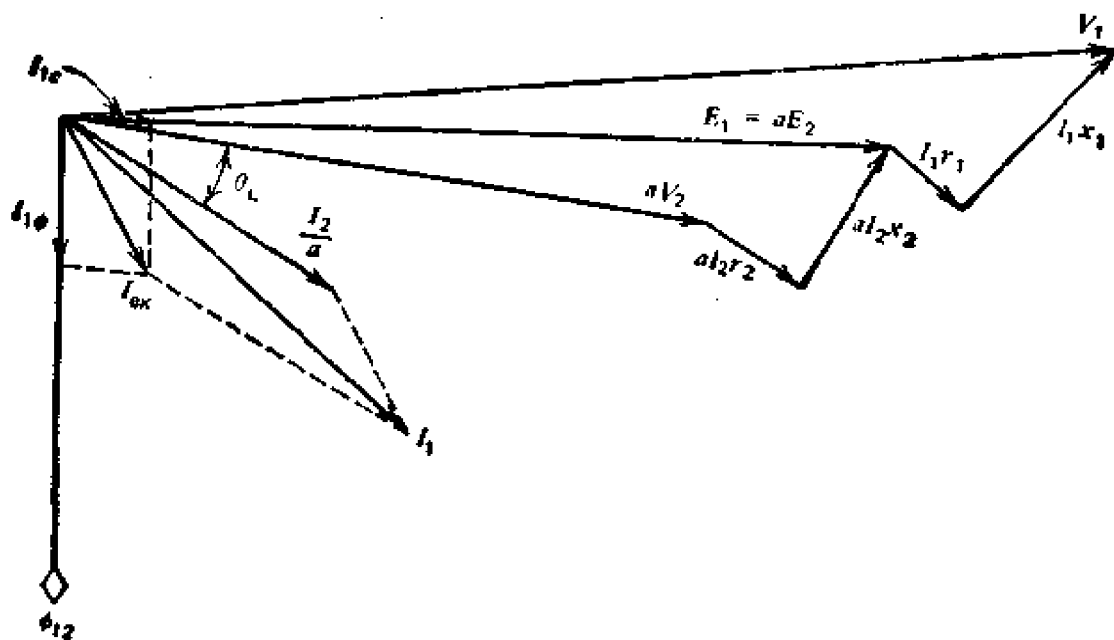


图 3.13 变压器的负载相量图

发生变化,而且也决不表明一定要折合到某一绕组相量图才能用于图解法。

下面举例说明等值电路和相量图的一些用途。

例题 3.11 一台变压器的额定值为 500kVA, 2400/480V, 60 Hz, 该变压器等值电路中的阻抗如下(其中下标 1 表示高压绕组, 2 表示低压绕组):

$$r_1 = 0.058\Omega \quad r_2 = 0.002\Omega \quad x_\phi = 400\Omega$$

$$x_1 = 0.29\Omega \quad x_2 = 0.012\Omega \quad r_c = 2000\Omega$$

负载接在低压绕组边, 该绕组是在额定电流、额定电压、 $\cos \varphi = 0.866$  (滞后) 的负载条件下, 试求出高压绕组端的电压、电流和功率因数以及变压器功率。

解 匝比  $a = \frac{2400}{480} = 5$ ; 额定负载电流为  $\frac{500000}{480} = 1040[\text{A}]$ 。

以下的计算显得很冗长, 但很容易编成程序在程序计算器或计算机上进行计算。图 3.13 的相量图在如下电压和电流分量的复数运算中将是有益的。该题将折合到高压绕组 (1 绕组) 进行计算。

副边感应电势为

$$\begin{aligned} E_2 &= 5 \times 480 + \frac{1040}{5} \angle -30^\circ \times (25 \times 0.002 + j25 \times 0.012) \\ &= 2440.5 \angle 1.15^\circ [\text{V}] \end{aligned}$$

注意计算是以负载电压作为参考相量。励磁电流为

$$\begin{aligned} I_{ex} &= I_c + jI_\phi = \frac{2440 + j49}{2000} + \frac{2440 + j49}{j400} \\ &= 1.3425 - j6.0755 = 6.22 \angle -77.54^\circ [\text{A}] \end{aligned}$$

原边 (1 绕组) 电流为

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{ex} + \frac{I_2}{a} = 1.3425 - j6.0755 + 208 \angle -30^\circ \\ &= 182.2425 - j110.0755 = 213 \angle -31.2^\circ [\text{A}] \end{aligned}$$

原边电压为

$$\begin{aligned} V_1 &= 2440 + j49 + (213 \angle -31.2^\circ) \times (0.058 + j0.29) \\ &= 2482.5 + j95.5 = 2483 \angle 2.13^\circ [\text{V}] \end{aligned}$$

1 绕组端的功率因数是  $V_1$  和  $I_1$  之间夹角的余弦, 即  $\cos 33.4^\circ = 0.832$ , 变压器的效率为

$$\begin{aligned} & (1040 \times 480 \times 0.866) / [(1040) \times 480 \times 0.866 + (1040)^2 \\ & \quad \times 0.002 + (213)^2 \times 0.058 + (2440^2 / 2000)] \\ &= \frac{433.000}{440.760} = 0.982 \end{aligned}$$

例题 3.12 计算例题 3.11 变压器的串联等值阻抗。(1) 折算到高压绕组(1 绕组); (2) 折算到低压绕组。

解 (1) 折合到 1 绕组的串联等值阻抗为

$$\begin{aligned} z_{1eq} &= 0.058 + 25 \times 0.002 + j(0.29 + 25 \times 0.012) \\ &= 0.108 + j0.59 = 0.6 \angle 79.6^\circ [\Omega] \end{aligned}$$

(2) 折合到 2 绕组的串联等值阻抗为

$$\begin{aligned} z_{2eq} &= \frac{0.058}{25} + 0.002 + j\left(\frac{0.29}{25} + 0.012\right) \\ &= 0.00432 + j0.0236 = 0.024 \angle 79.6^\circ [\Omega] \end{aligned}$$

例题 3.13 试确定例题 3.11 变压器从原边看的变压器负载电路的戴维宁 (Thevenin) 等值阻抗。

解 对于这一计算, 需要把负载阻抗折合到原边(1 绕组), 求法如下:

$$z_L = \frac{480}{1040 \angle -30^\circ} = 0.461 \angle 30^\circ = 0.392 + j0.226 [\Omega]$$

折合到原边为

$$z_{1L} = 25 \times z_L = 11.3 \angle 30^\circ = 9.8 + j5.65 [\Omega]$$

副边电路折合到原边的总阻抗为

$$\begin{aligned} z'_{1L} &= 25(0.002 + j0.012) + 9.8 + j5.65 \\ &= 9.85 + j5.95 = 11.5 \angle 31.2^\circ [\Omega] \end{aligned}$$

该阻抗和两个励磁阻抗 ( $x_\phi$  和  $r_c$ ) 并联后的值为

$$\begin{aligned}
 z_e &= \frac{1}{1/200 + 1/j400 + 1/11.5 \angle 31.2^\circ} \\
 &= 11.22 \angle 32.3^\circ = 9.5 + j6 \\
 &= 11.24 \angle 32.3^\circ [\Omega]
 \end{aligned}$$

该等值阻抗和原边 (1 绕组) 阻抗串联后的值为

$$\begin{aligned}
 z_{TH} &= 0.058 + j0.29 + 9.5 + j6 = 9.558 + j6.29 \\
 &= 11.45 \angle 33.4^\circ [\Omega]
 \end{aligned}$$

注意这个等值输入阻抗的角度等于例题 3.11 求出的输入电压和电流相量之间的夹角。

为了获得等值电路中的参数和几个其它的变压器参数, 将对试验进行说明。

### 3.2.7 变压器的变比

前面已经讲过, 只有理想变压器的匝比才等于电压比。令电压比为

$$\frac{v_1}{v_2} = a' \quad (3.26)$$

从式(3.13)可以看出, 变压器端电压之比与原、副边漏阻抗有关, 它可表示为

$$a' = \frac{z_{10} + K \sqrt{z_{10} z_{20}}}{z_{20} + K \sqrt{z_{10} z_{20}}} \quad (3.27)$$

式中

$$z_{10} = r_1 + j(x_1 + x_\phi);$$

$$z_{20} = r_2 + j\left(x_2 + \frac{x_\phi}{a^2}\right);$$

$$K = \frac{x_\phi}{(x_1 + x_\phi)} \text{ 称为耦合系数。}$$

式(3.27)忽略了铁耗(即等值电阻  $r_\phi$ ) 的影响,  $z_{10}$  和  $z_{20}$  分别为原、副边加额定电压时测出的开路阻抗。

例题 3.14 计算例 3.11 变压器的电压比  $a'$ 。

解 首先计算如下数值:

$$K = \frac{400}{(400 + 0.29)} = 0.993$$

$$z_{10} = 0.058 + j400.29$$

$$z_{20} = 0.002 + j16.012$$

代入式(3.27)得

$$a' = 5.023$$

可以看出,对于大容量、耦合紧密的变压器,实际的匝比和变压比之间只有微小的差别;但在电子变压器中,二者之间通常有较大的差别。

### 3.3 变压器实验

#### 3.3.1 变压器的极性

变压器的极性是描述变压器两个绕组中感应电势和负载电流分量相对方向的一个特性。两个绕组中感应电势和负载电流分量的相对方向,首先取决于楞次定律所描述的规律。按照这一规律,电势方向由式(2.2)所讨论的向量性质和与向量性质相联系的右手定则来确定。第二个因素取决于两个绕组在铁心上的相对绕向,它可以由图 3.1 和图 3.5 绕组示意图中看出,绕组或者是按顺时针,或者是按反时针缠绕在铁心上。至于选择哪种绕向,要看变压器装配过程中的实际情况。安装变压器时,通常看不见绕组的相对绕向,因而不能用直观的方法来确定感应电势和负载电流的相对方向。

大多数变压器中,制造厂家在变压器上提供一些标记来指明绕组的极性,这样的标记称为极性标记。最简单的极性标记是在每个绕组的一个端子上打一个点,如图 3.14 所示。点极性惯例的含意是,某一瞬间,当一个绕组的感应电势从带点的端指向另一端为正时,则另一绕组的感应电势也是从带点的端指向另一端为正;或者用稳态负载电流分量表示为,当负载电流从一个绕组的带点

端流入时, 另一个绕组的负载电流将从带点端流出。点极性惯例可以用右手定则验证, 或用图 3.1 或图 3.5 的单相变压器简化图, 按第二章中式(2.2)的向量标志法来验证。

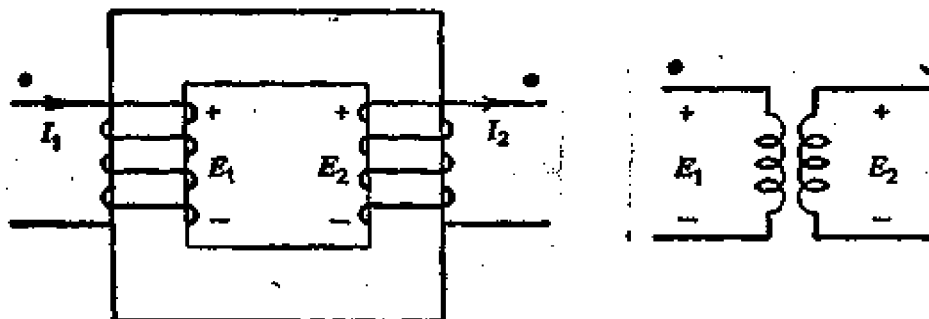


图 3.14 点极性惯例

用于电力系统的大型变压器采用的是另一种极性惯例, 这种惯例确定变压器的全部四个端点: 高压端标为  $H_1$  和  $H_2$ , 低压端标为  $X_1$  和  $X_2$ , 其中有角标 1 的端等效于点极性惯例中带点的端。

如果对变压器的极性有怀疑时, 可以通过简单的试验来判断, 它只要测量变压器空载时的电压就可以了。试验时, 在一个绕组上加额定电压, 把一个绕组的一端和另一绕组的一端用导线连结起来, 通常把靠得最近的两个端连起来, 然后测量剩下的两个端点之间的电压。如果测得的电压大于外加试验电压, 这种极性称为加极性; 如果比外加试验电压小, 则称为减极性。通过这个试验可

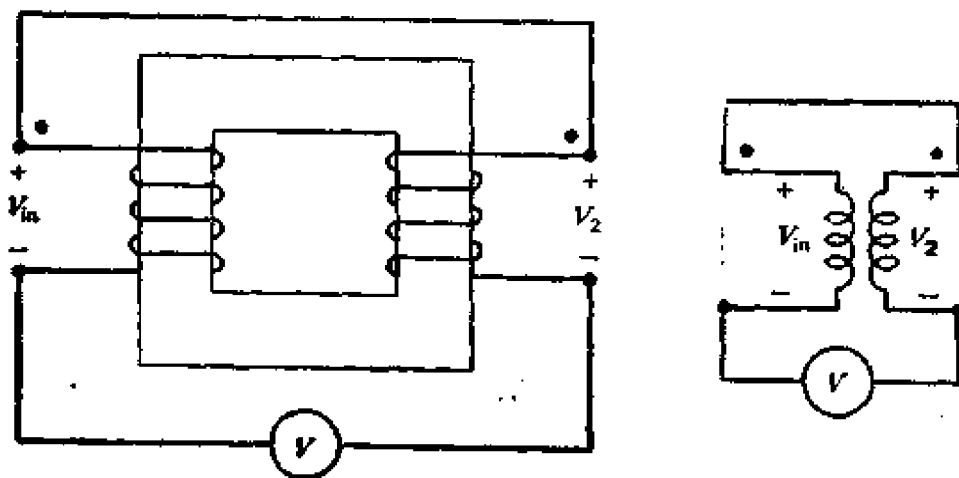


图 3.15 极性试验。如图所示, 电压表将读出  $(V_{1a} - V_1)$ , 为减极性

以很容易地判断出绕组的极性,如图 3.15 所示。

### 3.3.2 空载试验

空载试验的目的是获得等值电路中的励磁阻抗、空载损耗、空载电流及空载功率因数。这是一个简单试验,而且像它的名称含意一样,一个绕组开路,另一个绕组通常加上额定频率的额定电压。测量原绕组的端电压、电流、功率和副绕组的开路电压,测量副边的电压可以用来检验匝比。

假设空载试验数据是在 1 绕组加电压、2 绕组开路时测得的。空载损耗等于试验中瓦特表的读数,铁耗等于空载损耗减去 1 绕组的电阻损耗。后者通常很小,在某些情况下可以忽略。

$$P_c = W_{NL} - I_{1NL}^2 r_1 \quad (3.28)$$

空载功率因数等于  $W_{NL}/V_1 I_{1NL}$ 。1 绕组的感应电势为

$$E_{1NL} = V_1 - I_{1NL} \angle \theta_{NL} (r_1 + jX_1) \quad (3.29)$$

式中  $\theta_{NL}$  为空载功率因数角。等值铁耗电阻  $r_c$  和励磁电抗求法如下:

$$r_c = \frac{E_{1NL}^2}{P_c} \quad (3.30)$$

$$I_c = \frac{P_c}{E_{1NL}} \quad (3.31)$$

$$I_\phi = \sqrt{I_{1NL}^2 - I_c^2} \quad (3.32)$$

$$x_\phi = \frac{E_{1NL}}{I_\phi} \quad (3.33)$$

$$e \approx \frac{V_1}{E_{2NL}} \quad (3.34)$$

测量中最好采用热电偶仪表,因为读出的是与波形无关的有效值。然而,必须注意测量仪表的频率响应,因为对于脉冲型励磁,即使基波频率相对较低,还可能含有很高的高频分量。要精确地测量功率是比较困难的,这不仅是由于非正弦波的影响,而且因为在大部分变压器中,空载功率因数很低,一般在 0.05—0.2 范围

内,瓦特表一般不适用于这种情况,电子扩程瓦特表可能是在高度非正弦和低功率因数下测量变压器空载试验功率最常用的仪器<sup>8</sup>。而且,这种电子扩程瓦特表,常常可以很容易地从实验室现有的元件来制作。该试验的进一步讨论,见参考文献 5。

### 3.3.3 短路试验

顾名思义,短路试验是将一个绕组的两个端点短路,另一个绕组施加一低电压,其电压的大小是使短路绕组中的电流为某一特定值——通常为额定电流或为额定电流的几分之几。此外,短路绕组的选择是任意的,通常由试验中所用测量仪器来确定。

短路试验的基本目的是测取串联阻抗,第二个目的是测取短路损耗。它对于计算绕组的集肤效应、温升和等值电阻的标么值方面是很有用的。短路试验通常在额定频率下进行。对于脉冲变压器,可能需要用超出其工作脉冲的谐波频率范围的某一频率进行试验。上一节关于测量的讨论也适用于短路试验。

短路试验时,由于施加的电压很低,因此铁耗和励磁电流非常小,按这种假定,短路阻抗求法如下:

$$Z_{1sc} = \frac{V_{1sc}}{I_{1sc}} \quad (3.35)$$

$$r_{1sc} = \frac{P_{1sc}}{I_{1sc}^2} \quad (3.36)$$

$$x_{1sc} = \sqrt{Z_{1sc}^2 - r_{1sc}^2} \quad (3.37)$$

短路阻抗近似等于式(3.24)给出的折合到 1 绕组的等值阻抗,近似的程度取决于变压器励磁支路影响的程度。工程分析中,通常假定短路阻抗等于等值阻抗,一般还认为折合到同一绕组的两个绕组的阻抗相等。这样就可以从短路试验分别求出原、副绕组的阻抗,这一假定对于许多工程问题是很有效的。本章后面的习题,除非在其它状态下,一般都采用这一假定。根据上述两个假定可得

$$r_1 = a^2 r_2 = \frac{r_{1sc}}{2} \quad (3.38)$$

$$x_1 = a^2 x_2 = \frac{z_{1sc}}{2} \quad (3.39)$$

$$z_1 = a^2 z_2 = \frac{z_{1sc}}{2} \quad (3.40)$$

可以通过测量每个绕组的欧姆电阻来更精确地分出 1 绕组和 2 绕组的电阻值，而且假定按照和欧姆电阻相同的比值来分开有效电阻。

**例题 3.15** 某一变压器的空载试验数据如下：从 1 绕组测出 115V, 60Hz, 80W, 3A, 1 绕组的串联阻抗为  $r_1 = 0.02\Omega$ ,  $x_1 = 0.1\Omega$ , 求  $r_e$  和  $x_e$ 。

**解** 空载功率因数角为

$$\theta_{NL} = \cos^{-1}\left(\frac{80}{115 \times 3}\right) = 76.6^\circ$$

空载时 1 绕组的感应电势为

$$E_{1NL} = 115 - (3 \angle 76.6^\circ)(0.02 + j0.1) = 114.7 \angle 0^\circ [\text{V}]$$

$$I_e = \frac{80}{114.7} = 0.7 [\text{A}]$$

$$I_1 = \sqrt{3^2 - 0.7^2} = 2.93 [\text{A}]$$

$$r_e = \frac{114.7}{0.7} = 163.8 [\Omega]$$

$$x_e = \frac{114.7}{2.93} = 39.2 [\Omega]$$

可以看出，若不考虑 1 绕组的电压降， $r_e$  和  $x_e$  的值将只引起很小的变化。

**例题 3.16** 一台 10kVA, 7200/120V, 60Hz 的变压器，在高压绕组边进行短路试验，测得数据如下：220V, 1.39A, 200W, 60Hz。求串联等值阻抗。

**解** 由于所加试验电压为额定值的 3%，所以励磁电流可以忽略。

$$z_{sc} = \frac{220}{1.39} = 158.3 [\Omega]$$

$$r_{sc} = \frac{200}{1.39^2} = 103.5[\Omega]$$

$$x_{sc} = \sqrt{158.3^2 - 103.5^2} = 119.8[\Omega]$$

假定折合到同一绕组的两个绕组的阻抗相等。则

$$r_1 = a^2 r_2 = \frac{103.5}{2} = 51.8[\Omega]$$

$$x_1 = a^2 x_2 = \frac{119.8}{2} = 59.9[\Omega]$$

$$r_2 = \frac{51.8}{3600} = 0.0144[\Omega]$$

$$x_2 = \frac{59.9}{3600} = 0.0166[\Omega]$$

### 3.4 变压器的电容

所有变压器的实际部件之间都存在电容，主要存在于绕组的

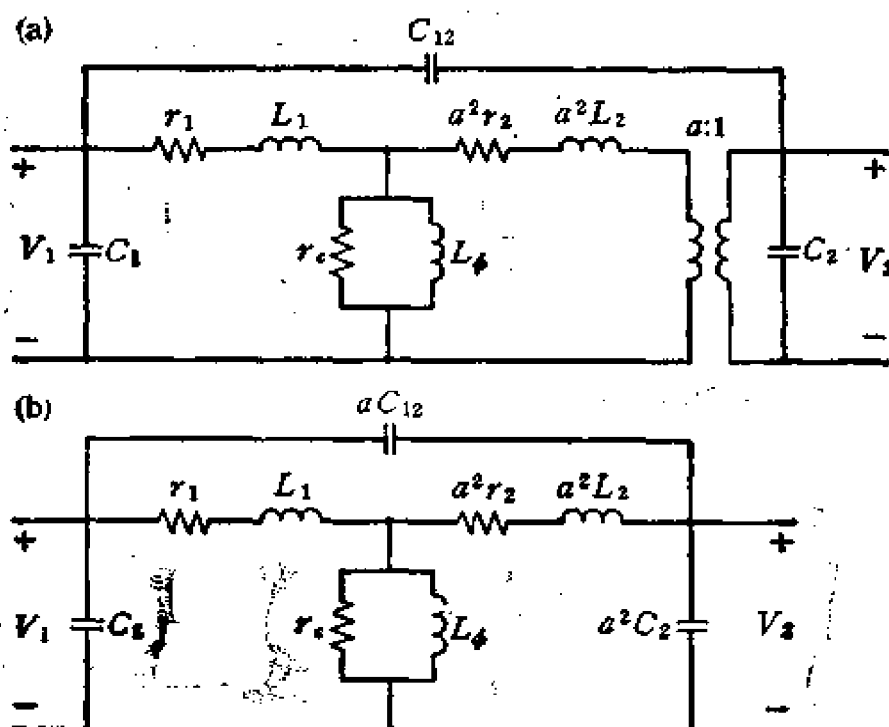


图 3.16(a) 用集中电容来表示分布电容的等值电路。  $C_1 = 1$  绕组(原边)分布电容;  $C_2 = 2$  绕组(副边)分布电容;  $C_{12}$  = 输入和输出之间跨接和直接漏电容; (b) 取消理想变压器后的等值电路

匝间、层间、线匝与铁心之间、线匝与金属外壳之间以及端子和外部引线之间。这些电容一般分布在整个变压器空间，但分布电容的影响常常可以用一集中电容来代替，而且可以加在前面讨论的等值电路里。尽管对于工频高压变压器，在设计绝缘系统时，必须考虑内部匝间电容造成的电压梯度，但电容的影响只有在高频和脉冲用途中才是重要的。

包含三个电容的集中电路通常用来描述变压器的分布电容<sup>3</sup>。该电路画在图 3.16(a) 中，除了互电容  $C_{12}$  外，理想变压器可以从等值电路中取消，这一变换如图 3.16(b) 所示。

这些包含电容的等值电路，适合于变压器在工作频率时分布电容不可忽视的情况下，参考文献 9 中给出了测量集中等值电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_{12}$  的方法。用手算来分析包含电容的等值电路显得非常冗长，因此，使用计算机电路分析程序几乎是必不可少的。

### 3.5 涌 流

本章的大部分研究变压器的稳态理论和变压器的分析。然而，还有变压器的瞬变特性方面也应值得特别注意。这就是当变压器投入到正弦电压源的时候，可能会出现很大的电流，该合闸电流的峰值称为涌流，它是变压器连接到电压源瞬间的函数。实际上，涌流是不可控制的，它可能引起此变压器额定电流大许多倍的电流峰值，也可能根本就观察不到。对于大型变压器，涌流是非常值得关心的问题。下面作简要说明。

变压器带负载合闸时，对涌流有所缓和，而空载时最容易观察，因此，将用空载合闸来说明这一现象。若忽略铁耗和原绕组的电阻，变压器空载时电压和磁通之间的关系可以由式 (3.3) 和 (3.11) 表示为

$$v_1 = N \frac{d\phi}{dt} = V_{1m} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.41)$$

式中  $\alpha$  为正弦变化的电压在  $t = 0$  时的相位角，这个线性一阶微

分方程的解为

$$\begin{aligned}\phi &= \frac{V_{1m}}{\omega N} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \\ &= \phi_m [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)]\end{aligned}\quad (3.42)$$

由式(3.42)可见,磁通由两部分组成,一部分是暂态分量,一部分是稳态分量。由于忽略了铁耗和原边电阻,暂态分量  $\phi_m \cos \alpha$  不会衰减。当然,在实际变压器中都有这一项,而且随时间常数按指数规律衰减,其时间常数是变压器电阻和铁耗的函数。对于小型变压器,时间常数是毫秒级,而大型变压器的时间常数可达 1 秒甚至更大。

考虑暂态分量衰减时,我们来看式(3.42)的含意。首先,可以看到暂态分量的幅值是变压器连接到电压源瞬间初相角  $\alpha$  的函数。如果  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  (它意味着  $t = 0$  时,电源电压达到正的最大

值),此时暂态分量为零,不会出现涌流。如果  $\alpha = 0$ ,则暂态分量最大。此时变压器在合闸后的最初几个周期内,会出现严重的电流峰值,这是最坏的情况,如图 3.17 所示。从图中可以看出,两个磁通分量在四分之一周期以后是相加的。当  $\omega t = \pi$  时,若忽略暂态分量的衰减,变压器铁心中的磁通将为  $2\phi_m$ 。实际上,由于变压器合闸前铁心中常常已有剩磁,如果剩磁方向适当,则磁通的峰值可能比正常磁通幅值的两倍还大。

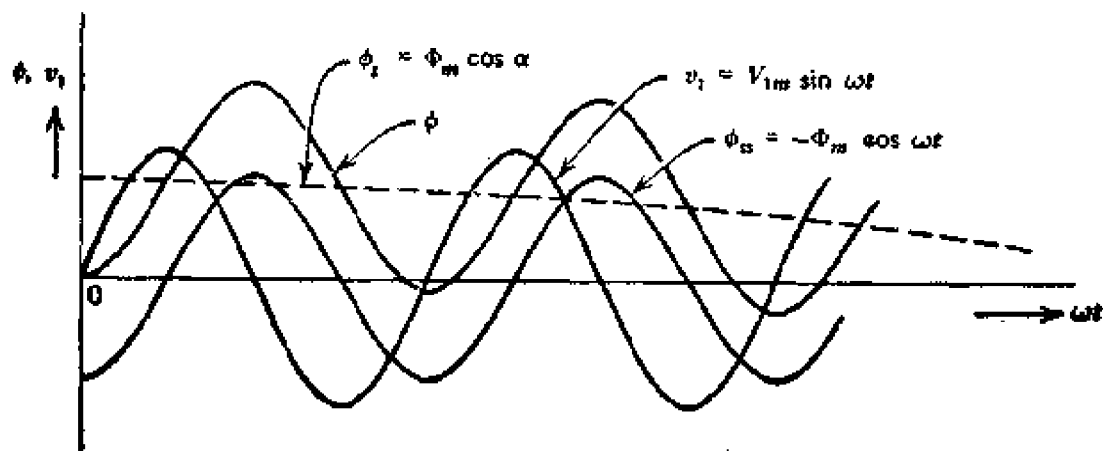


图 3.17 当  $\alpha = 0^\circ$  时变压器空载合闸磁通关系曲线

由于饱和的影响,与磁通峰值相关的电流峰值相应地要增大很多。大多数变压器的铁心和绕组的设计都是在额定电压下,使得最大的稳态磁通处于饱和曲线的膝部附近。因此,由于铁心饱和的影响,变压器合闸期间,在前述的两倍或大于两倍最大稳态磁通条件下,可能需要比正常励磁电流大几百倍的励磁电流。当选择电源电路及涉及变压器保护的任何电路中,必须考虑上述的可能性。参考文献 5 给出了与变压器设计参数有关的第一个涌流峰值(以安为单位)的简便近似式为

$$I_{PK} = \frac{b(NA_c)(2B_m + B_r - B_s)}{\mu_0 N^2 A_c} \quad (3.43)$$

式中

- $b$  — 线圈的轴向长度,单位为米;
- $A_c$  — 励磁线圈的平均线匝所包围的空间总面积,单位为平方米;
- $A_c$  — 铁心有效截面积,单位为平方米;
- $N$  — 励磁绕组的匝数;
- $B_r$  —  $t = 0$  时的剩余磁密,单位为特斯拉;
- $B_m$  — 设计的最大稳态磁密,单位为特斯拉;
- $B_s$  — 饱和磁密,单位为特斯拉。

### 3.6 一些特殊型式的变压器及变压器联接

上一节介绍的变压器基本理论和实验,一般用于各类变压器。然而,还有许多理论和实际的附加概念,对于许多通常用于变压器结构和联接的分析中是非常重要的。下面将进行简要的讨论。

#### 3.6.1 脉冲变压器

正常运行在断续励磁电源上的变压器称为脉冲变压器。这种励磁方式使得脉冲变压器在设计和分析上都和运行于连续励磁电源(如正弦电压)的变压器有所不同。本节将概述一些分析方

法,章末有若干习题,可供读者对此课题作进一步的探讨。

脉冲变压器的平均功率一般很低,但峰值功率却可能很大,最早为脉冲励磁专门设计的变压器是第二次世界大战期间为雷达的应用而研制的,这些变压器具有非常高的峰值功率。类似的脉冲变压器是用于线性加速器和类似的设备上。最近,已研制出许多用于电子和控制用途的中、低峰值功率的脉冲变压器,例如用于功率晶闸管的门触发电路中。脉冲励磁通常由矩形波电压脉冲或高频正弦脉冲的短脉冲群组成,但通常也采用许多其它脉冲波形。脉冲的幅值和脉冲的重复率决定变压器的平均功率。第八章关于电动机电子控制中,描述了几种脉冲波形。脉冲变压器的参数通过图 3.18 所示的标准脉冲波形来确定,这个波形既可代表由矩形脉冲励磁引起的电压波形,也可代表同样的电流波形,因此可用一个广义的符号  $A$  来描述。标准脉冲波的主要脉冲参数也表示在图 3.18 中。可以看出,这些参数按照电路分析和控制理论所用的参数来确定。特殊变压器中,由矩形波脉冲引起的输出电压或电流脉冲的实际波形和幅值,可以由分析图 3.16 完整的等值电路中求得。

正如已经注意到的那样,这样的分析需要计算机模拟技术,而

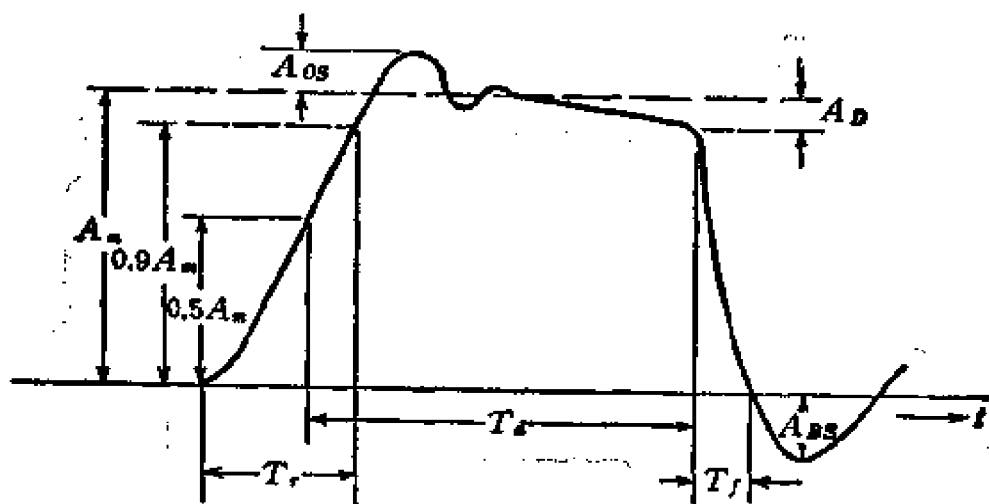


图 3.18 用于脉冲变压器分析和技术规范中的标准电压或电流脉冲波形。 $A_m$  = 脉冲幅值; $A_{os}$  = 过冲; $A_D$  = 平顶降落; $A_{rs}$  = 反冲; $T_s$  = 持续时间; $T_r$  = 上升时间; $T_f$  = 下降时间

且冗长和费时间。然而,在脉冲的不同阶段,可以考虑简化完整的等值电路,这些简化图表示在图 3.19 中,其中所有参数假设已折合到副边(输出绕组)<sup>9.16</sup>。所有这些参数除  $C_D$  和  $C_L$  外,都已在前面确定。其中  $C_D$  为副边绕组的分布电容,  $C_L$  为负载和端接电缆电容。

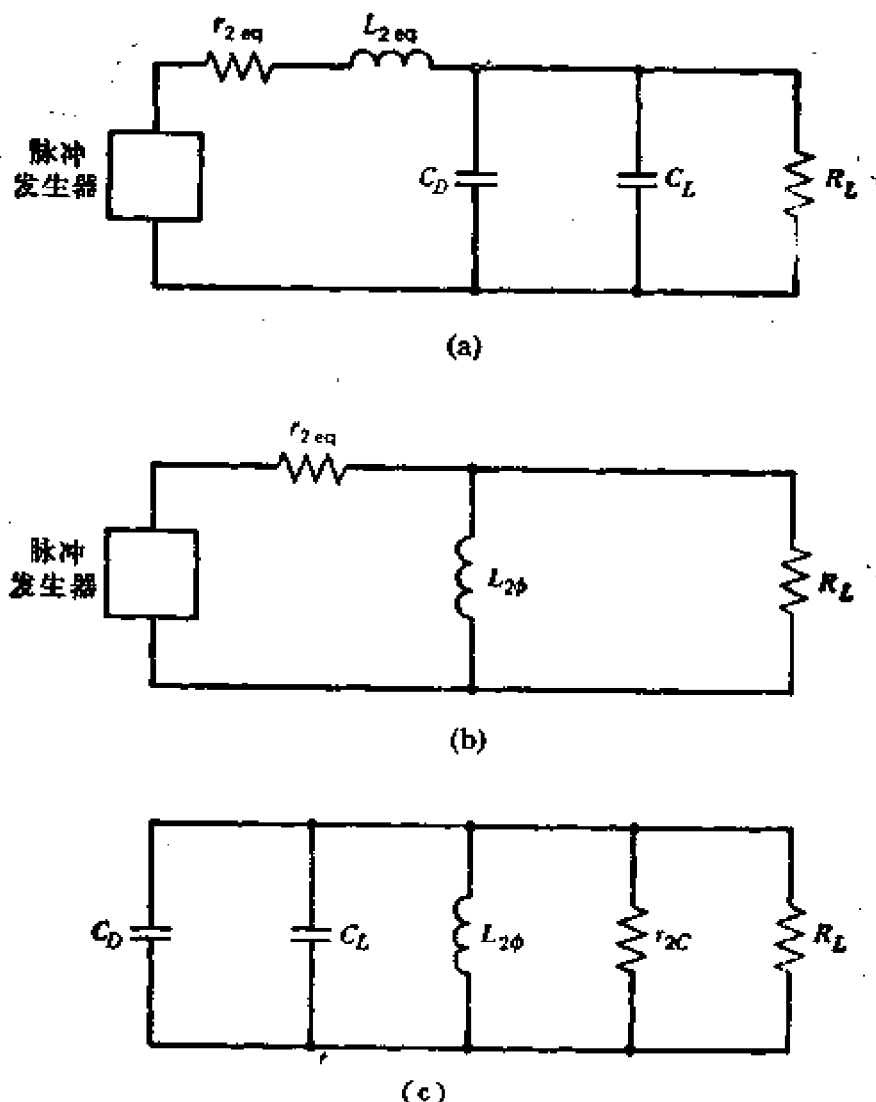


图 3.19(a) 在电阻负载情况下,计算变压器脉冲前沿(上升时间)的简化等值电路; (b) 计算变压器脉冲顶部的简化等值电路; (c) 计算变压器脉冲后沿(下降时间和反冲)的简化等值电路

无论是平均伏安、峰值伏安还是额定功率,在设计和使用时都要加以考虑,而且它们可能相隔几个数量级。脉冲变压器的另一个重要的参数是电压-时间积的额定值,此值的定义

是：在铁心饱和效应影响引起总的励磁电流脉冲波形按给定百分数偏离线性斜率以前，加到绕组上的矩形脉冲最大电压对时间的积分。对于脉冲用途来说，磁心磁导率的定义也需修改为：当磁密的变化率在每个周期的时间内基本上保持不变时，磁导率的大小值<sup>11</sup>。或

$$\mu_r = \frac{1}{\mu} \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (3.44)$$

式中

$\Delta B$  — 在所述时间间隔内磁密的变化；

$\Delta H$  — 磁场强度相应的变化。

### 3.6.2 变压器的多相联接

许多电力、整流和电动机控制应用中，多相电路被用来降低导线和电机中的损耗。最普通的多相系统为三相系统，但两相、六相甚至十二相的系统也有各种不同的用途。大部分电力生产、传输和分配系统以及许多交流电动机的控制系统都是三相系统。在对称三相系统中，三相电压或电流相量，在相位上彼此相差  $120^\circ$  电角度。

如果要求用多相系统传输电压或电流时，必须采用多相变压器联接。三相变压器可以由三个单相变压器经过适当联接而成，也可以在具有三个铁心柱的铁心上，用适当的方法安置三套绕组而成。前者称为三相变压器组，后者称为三相变压器。三相变压器的铁心和外壳的尺寸重量都比总额定容量相同的三相变压器组要小一些。对于油冷变压器，所需的油量也有所减少。然而，这两类变压器的分析，除对铁心磁路的分析和整个系统的热分析外，几乎都是相同的。

三相变压器联接的应用中，一个值得关心的问题是三相系统中功率、电压和电流关系的正确理解，这些关系几乎已被现代电子工程师们忘记。为了帮助那些致力于电子学、计算机和集成电路的工程师，使他们当偶然遇到要解释为什么工厂的空调器保

险丝经常熔断、为什么一台感应电动机不能起动等问题时,不致说不出原因。所以特将三相变压器的电压、电流和功率关系作简要说明。

三相变压器最普通的两种联接是三角形连接和星形联接。其联接示意图如图 3.20(a) 所示。一般地说,三相变压器的原绕组既可接成三角形,也可接成星形。至于选择哪一种联接,取决于实际用途的需要、中线的要求(如在配电系统中)、抑制谐波及接地考

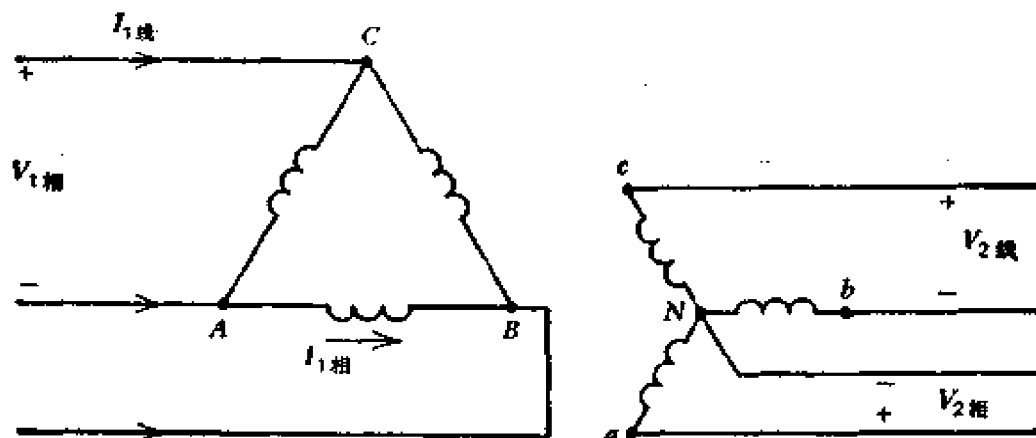


图 3.20(a) 变压器的三角形-星形联接

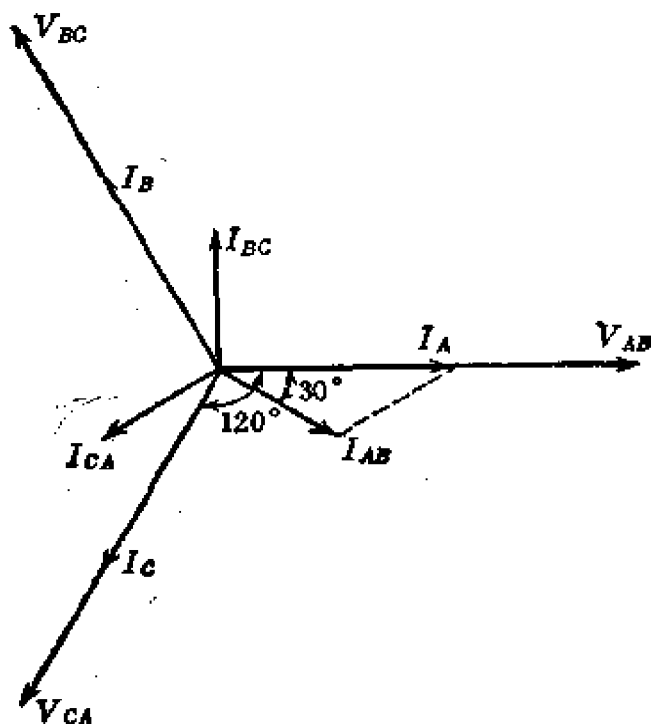


图 3.20(b) 图 3.20(a) 中三角形绕组的相量图

虑等要求。电力系统中,最普通的是  $\Delta/Y$  联接。

任何对称的三相变压器中,相量关系可以用图 3.21 所示的对称图来表示。这个图形的外侧边是等边三角形的三条边,其  $N$  点表示三角形的几何中心。一台实际的  $\Delta/Y$  联接的变压器绕组表示在图 3.22 中,除了考虑相序以外,图 3.21 三角形和图 3.22 连接图中的字母完全是任意的。所谓相序是当图 3.21 中的三角形逆时针旋转时,字母经过观察者的顺序。图 3.21 中的相序为  $A-C-B$ 。在对称三相变压器的分析中,相序是无关紧要的。但它能决定联接于变压器副边的多相电动机的转向。由于本章是研究变压器,所以在分析中将不考虑相序。

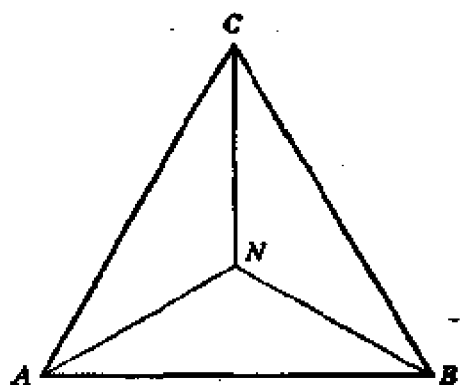


图 3.21 分析三相变压器的图形

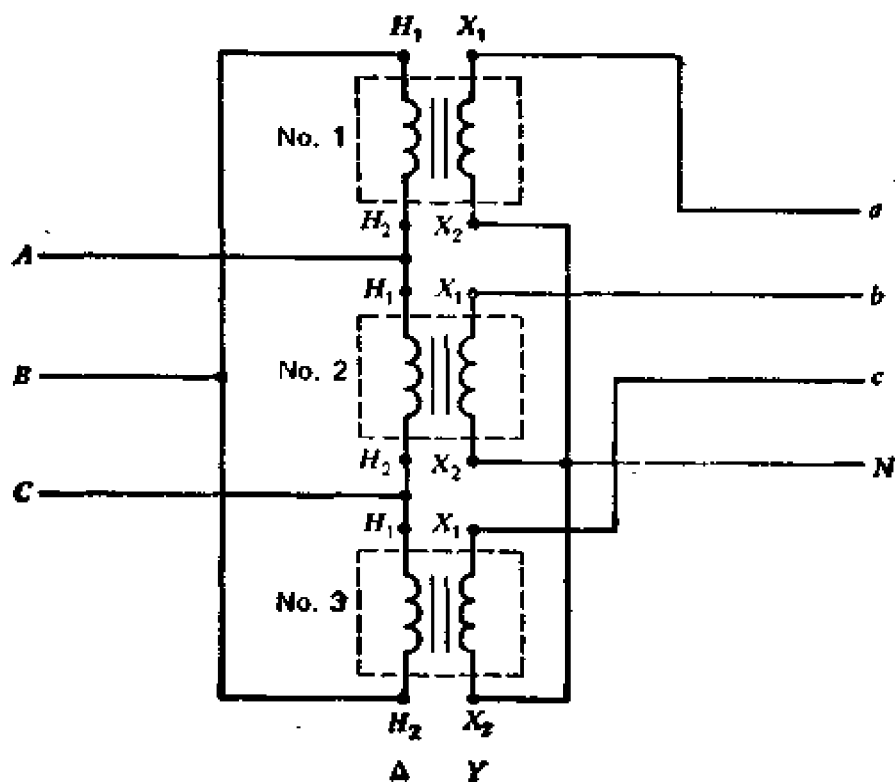


图 3.22 连成  $\Delta/Y$  的三相变压器组的联接

线中的电流称为线电流;跨接在变压器绕组上的电压称为相电压,这些绕组中的电流称为相电流。可以看出,三角形联接中的相电压等于线电压;而星形连接中的相电流等于线电流。对于星形连接,相电流或相电压常常称为线对中点的电流或电压。

再回到图 3.21,图中的线段可以用来表示三角形联接或星形联接的电压或电流的相位关系。为了说明图 3.21 中的相位关系,可以让  $A$  到  $B$  的线段代表相位为  $0^\circ$  的一个相量,则线段  $BC$  代表一个处于  $120^\circ$  的相量;线段  $NA$  代表一个处于  $210^\circ$  的相量,线段  $CN$  代表一个处于  $-90^\circ$  的相量等等。

为了分析三相联接,最后需要的是基尔霍夫定律关系式。不论是线值还是相值,都可表示为

$$\sum V = 0 \quad (3.45)$$

$$\sum I = 0 \quad (3.46)$$

对于一台 Y 接的变压器,如果图 3.21 中三角形中心的 Y 代表相电压的相位关系,则外三角形代表线电压的相位关系。各个线段还表示相电压和线电压的大小。对于  $\Delta$  联接,如果外三角形表示线电流的相位和大小,则内部 Y 形代表相电流的相位和大小。此外,如果图 3.21 的外三角形表示  $\Delta/Y$  联接的变压器  $\Delta$  形侧的线电压相位,则内部 Y 形表示该变压器 Y 侧线电压的相位,但它们不表示其大小。下面让我们来看看三相变压器中线值和相值之间的大小关系。对于三角形接法

$$I_{\text{线}} = \sqrt{3} I_{\text{相}} \quad (3.47)$$

对于星形联接

$$V_{\text{线}} = \sqrt{3} V_{\text{相}} \quad (3.48)$$

三相联接的总功率为

$$\begin{aligned} P &= 3(V_{\text{相}})(I_{\text{相}})(\cos \theta_{\text{相}}) \\ &= \sqrt{3}(V_{\text{线}})(I_{\text{线}})(\cos \theta_{\text{相}}) \end{aligned} \quad (3.49)$$

注意在多相系统中,唯一有意义的功率因数角是相量之间的角度。

**例题 3.17** 3 台 100 kVA, 19000 V 变压器的高压绕组连成三角形,当相绕组流过额定电流,且功率因数为 0.866(滞后)时,求

这种联接的线电压、线电流的大小和相位。

解 假设绕组按图 3.20(a) 的三角形联接, 绕组额定电流为  $\frac{100000}{19000} = 5.26[\text{A}]$ , 额定线电流为  $\sqrt{3} \times 5.26 = 9.1[\text{A}]$ , 为了画

出相量图, 可假设三相绕组的电压相位和图 3.21 的一致, 即  $V_{AB} \angle 0^\circ$ ,  $V_{BC} \angle 120^\circ$  和  $V_{CA} \angle 240^\circ$ , 相电流相对于这些相电压的相位由功率因数角来确定。该例中功率因数角为  $\cos^{-1}(0.8666) = 30^\circ$ , 为了求得线电流相位, 必须假定图 3.20(a) 中电流的方向。三相电流方向必须假定一致, 或者是流进三角形, 或者是流出三角形。对电流方向的任何其它假定(例如一个电流流进, 而另一个电流流出三角形)都将得不到前面的三相相量。我们假定所有三条线上的电流都是流入三角形, 在三角形的节点处应用基尔霍夫电流定律即可求得线电流。例如  $I_A = I_{AB} - I_{CA} = 5.3 \angle -30^\circ - 5.3 \angle 210^\circ = 9.1 \angle 0^\circ[\text{A}]$ 。其相量图如图 3.20(b) 所示。

注意上述所有关系适用于对称的三相系统, 即所有相或线的电压和电流, 都是大小相等, 相位互差  $120^\circ$  的。在这样的系统中, 中线没有什么重要的作用了, 它只是用来作为接地线。三相系统的不对称是由各相负载的不对称和变压器励磁电流的谐波影响而引起的, 两种联接对这些不对称有着不同的反应。

在三角形联接中, 不对称表现为在三角形内产生环流。它将引起变压器绕组中的附加电阻损耗, 从而可能引起变压器过热。然而, 这个环流通常又认为是三角形联接的优点之一。因为它能收集谐波电流和维持 Y 联接侧的相电压或线电压趋于相等。两种不对称类型(不对称负载和谐波影响)都趋向于在 Y 联接侧引起中线电流。如果接线的另一侧为  $\Delta$ , 则使中线电流减至最小。如果没有中线, 则中性点就会偏离图 3.21 中三角形的几何中心。它将至少引起三相变压器组中的一台变压器或三相变压器的部分电压异常地升高, 这是不希望出现的情况。由于这一原因, 现在很少采用不接地的星形联接。

上述讨论需要说明一下三相联接中谐波的相位关系。可以说

明<sup>7,12</sup>,多相变压器中谐波的相位关系随谐波的次数而变化。例如,在三相变压器中,离参考相  $120^\circ$  角的相的三次谐波,其相位移为  $3 \times 120^\circ = 360^\circ$ ;离参考相  $240^\circ$  角的相的三次谐波,其相位移为  $3 \times 240^\circ = 720^\circ$ ;因此,在三相变压器中,三相的三次谐波同相位。这一结论还适用于所有三的奇数倍次谐波。

三角形联接中,三次(和三的奇数倍次)谐波电流彼此相加,在三角形内形成环流。这就是为什么这种联接能收集谐波电流的理由。相类似,不接地的星形联接中,三次谐波电势是彼此相加的,它趋向于使图 3.21 中的中性点发生位移,这就是为什么三角形联接能抑制谐波和不希望采用不接地的星形联接的简单原因。在用傅氏级数得出的多相变压器励磁电流只含奇次谐波的结论<sup>12,13</sup>之后,讲述该问题可能更合适些,这一结论留给读者阅读参考文献 2, 7, 12 和 13 去研究。

三相联接的最后一个问题是有关它们的对称性。首先,从前面的讨论中可以注意到,三角形和星形是对偶联接的。这两个系统中,对偶的电压和电流关系互为反量。三相系统的几何对称性已公认为是完美的系统,力图掌握这些系统的数学和物理意义的大学生和见习工程师们,应该牢记这个见解。三相电力系统是世界上大多数工业经济的基础,由于节能变得更加迫切,所以电力系统的最优化将变得十分重要。因此,尽管变压器和电力工程方面在许多年以前就成熟了,但不应该忽视进一步改进的重要性和可能性。

其它几种多相联接也具有一定的重要性。图 3.23 所示的是开口三角形联接,顾名思义,是去掉一台变压器的三角形联接。由于在三相系统中,任何一相电压是另外两相的相量和(式 3.45)。所以跨接在三角形开口侧的电压等于第三相电压,这就允许仅用两台变压器进行三相变压。开口三角形联接是一种不对称联接,即使接到一对称电源和一对称负载阻抗时,两变压器绕组也将运行在不同的功率因数下。因此,开口三角形的容许容量仅为一台变压器额定容量的  $\sqrt{3}$  倍,

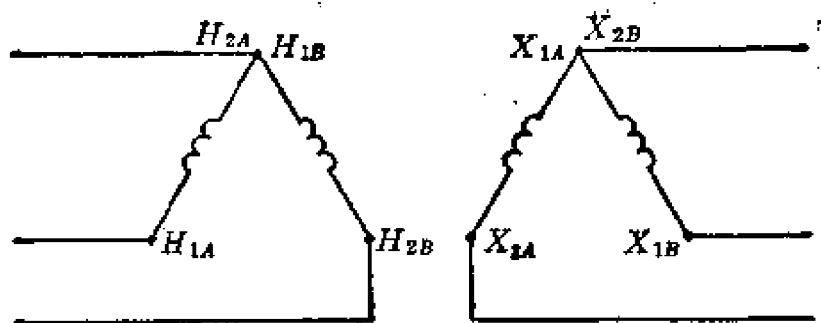


图 3.23 开口三角形联接

图 3.24 所示的斯柯特接线方法是一种三相变两相或两相变三相的方法。它要求在一台变压器上有一个  $0.866N_1$  的抽头,而且另一变压器的绕组有一个中心抽头。像开口三角形联接一样,它也是一个不对称联接。六相星形联接如图 3.25 所示,它是把三相转换成六相的方法,常用于许多整流器和晶闸管整流电路中。六

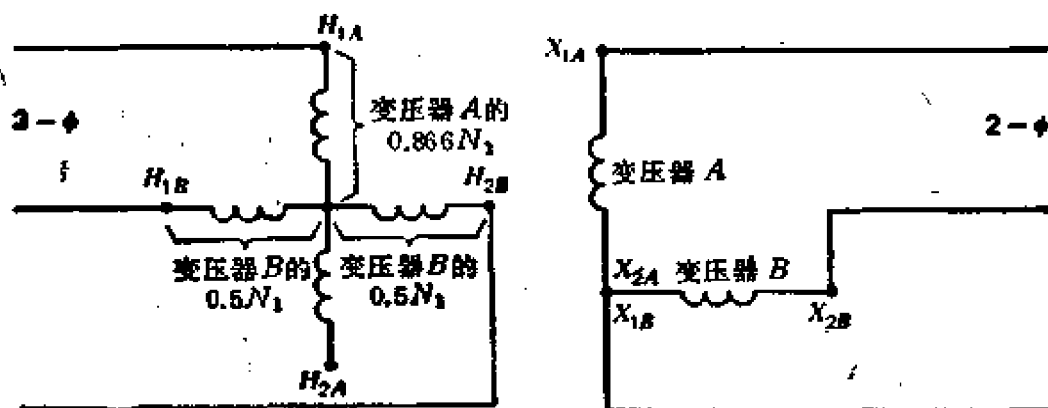


图 3.24 三相变换成两相的斯柯特联接

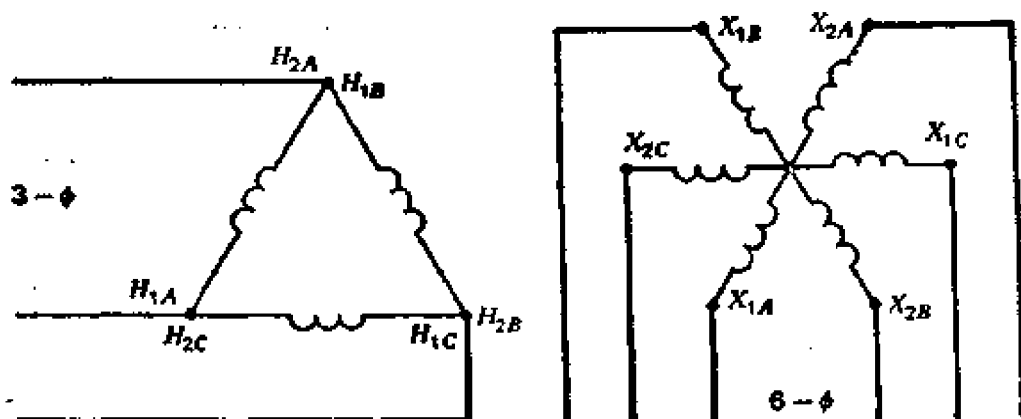


图 3.25 三相三角形转换成六相星形联接

相系统的特征角是  $60^\circ$ 。

### 3.6.3 自耦变压器

自耦变压器针对某些用途来说是非常有用的。因为它比多绕组变压器简单,而且成本相对低廉。然而,它不能提供电气隔离,因而不能用于要求电气隔离的场合。自耦变压器电路如图 3.26 所示,它可以通过两绕组变压器的两个绕组在电气上按顺极性串联演变而来。假设已联成如图 3.26 的电路,其中  $AB$  是两绕组变压器的原边,  $BC$  是两绕组变压器的副边。把两个绕组按顺极性串联作为自耦变压器的原边  $A-C$ , 自耦变压器的副边为绕组  $B-C$ 。设两绕组变压器的匝比和电势比为

$$a = \frac{N_{AB}}{N_{BC}} = \frac{E_{AB}}{E_{BC}} \quad (3.50)$$

则自耦变压器的匝比为

$$a' = \frac{E_{AB} + E_{BC}}{E_{BC}} = \frac{N_{AB} + N_{BC}}{N_{BC}} = 1 + a \quad (3.51)$$

式 (3.51) 表明, 自耦变压器的变比要比同一套绕组联成双绕组变压器的变比大。它还表明<sup>12</sup>, 一台两绕组变压器联成自耦变压器后, 其伏-安容量增大。这是因为自耦变压器中, 从原边传输到副边的容量除了像双绕组变压器中由电磁感应传输的以外, 还有一部分是直接传导传输的。大多数实验室中, 最常见的自耦变压器是自耦调压器, 在这种调压器中(即图 3.26),  $B$  点是可以移动的。

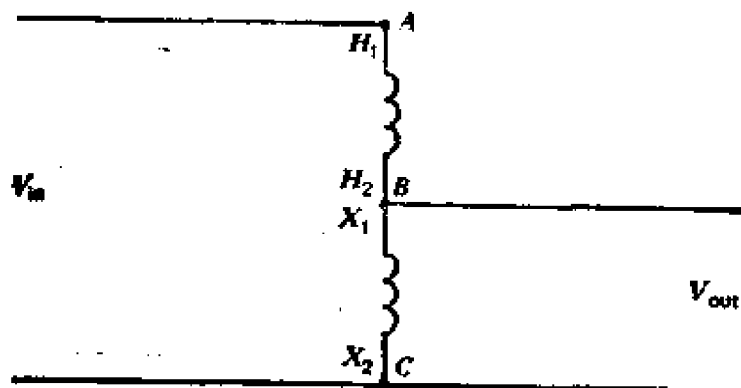


图 3.26 两绕组变压器接成降压自耦变压器

### 3.6.4 电流互感器

电流互感器是一台两绕组变压器，它是测量或传感电流的测试设备。其原边和电源或负载串联，从而可以认为其励磁为恒流方式。电流互感器实质上是电压互感器的对偶或相反方式。电流互感器空载时，必须把副边短路，否则副边会引起危险的高压。

副边的阻抗或负载称为电流互感器的二次侧负载，尽管它是必需的，而且非常小，但仍是我们不希望的。设计和应用电流互感器的目的是准确地获得电流比的大小和相位，而不是任何带负载的能力。从图 3.13 的相量图可以看出，励磁电流是电流比不准确的原因，因此，应尽量减少这个电流分量。电流互感器的变比几乎常常等于降流比，而且它的原边常常不是绕在互感器上的一部分，而是被测电流线路的一部分。

## 习 题

3.1 一对称方波电压加在一台变压器的原边绕组上，副绕组开路，试确定并画出铁心中磁通波形。忽略原绕组电阻和铁耗。

3.2 求出加到习题 3.1 变压器中原边电压有效值、铁心中最大磁通值及方波频率之间的关系。这个关系式将类似于正弦励磁方程式(3.5)。

3.3 如果施加一对称三角波电压，重复习题 3.1 和 3.2。

3.4 一台变压器铁心是用 M-19 变压器钢片叠装而成(见图2.4)，铁心净面积为  $10\text{cm}^2$ ，如果由  $100\text{V}$  (有效值)、 $400\text{Hz}$  的正弦电压励磁，加额定电压时，铁心中最大磁密在 M-19 钢饱和曲线的膝部 ( $1.2\text{T}$ )。试求原绕组所需的匝数。忽略绕组电阻和铁耗。

3.5 题 3.4 中铁心平均长度为  $40\text{cm}$ ，以额定电压施加到由题 3.4 计算出的匝数上，求磁化电流的有效值。

3.6 变压器铁心中的交变磁通按时间的平方规律从磁通周期的起点的零值增加到  $t = 10\text{ms}$  时的  $2.4 \times 10^{-1}\text{Wb}$ ，然后，按照与上升段的四分之一周期内的曲线对称地减少，当  $t = 20\text{ms}$  时，又减到零。负半周和正半周以时间轴对称。

(\*) 画出加到产生上述磁通特性的 500 匝线圈上的电压曲线草图。

(b) 求该电压的最大值、有效值、半周期的平均值和波形系数。

3.7 例题 3.1 的变压器由一个电流源(正弦电流激励)励磁,励磁电流的有效值为  $2.0\text{A}$ ,用类似于例 3.1 的图解法,画出铁心磁通半个周期以上的波形;画出约半个周期的原边感应电势波形草图。

3.8 用式(3.43)计算题 3.4 变压器的涌流峰值。采用题 3.4 计算的匝数,并假设线圈长度为  $10\text{cm}$ ;平均匝面积 ( $A_t$ ) 为  $12\text{cm}^2$ ;剩余磁密 ( $B_r$ ) 为  $0.31$ 。

3.9 一个非正弦电压  $v = 120 \sin 377t - 60 \sin 1885t$ , 加在变压器的 200 匝绕组上,试确定铁心磁通随时间变化的关系式,并求磁通最大值。画出电压和磁通波形草图。

3.10 一台变压器额定值为  $100\text{kVA}$ ,  $11000/2200\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$ , 在低压绕组进行空载试验,得数据为  $2200\text{V}$ ,  $2\text{A}$ ,  $100\text{W}$  及  $60\text{Hz}$ 。如果在高压绕组上加额定电压进行空载试验,求测得的电流和功率。

3.11 空载试验时,加到变压器绕组上的电压为  $v = 100 \sin 377t$ , 若已找出励磁电流为  $i = 5 \sin(377t - 60^\circ) + 2 \sin(1131t - 120^\circ)\text{A}$ , 试计算铁耗和励磁电流有效值。

3.12 某变压器的空载试验数据如下:  $120\text{V}$ ,  $2.3\text{A}$ ,  $75\text{W}$  和  $60\text{Hz}$ 。忽略绕组的电阻和漏抗,求励磁电抗  $X_m$ , 铁耗等值电阻  $r_i$  和空载功率因数。

3.13 如果题 3.12 中变压器的绕组电阻和电抗分别为  $0.4\Omega$  和  $1.5\Omega$ ,重新计算考虑绕组阻抗影响的  $X_m$  和  $r_i$ 。

3.14 一台额定值为  $220/440\text{V}$ ,  $25\text{kVA}$  和  $60\text{Hz}$  的变压器,在  $220\text{V}$  绕组侧做空载试验得试验数据为  $220\text{V}$ ,  $10\text{A}$ ,  $700\text{W}$ ,  $60\text{Hz}$ ; 在  $440\text{V}$  绕组侧做短路试验得试验数据为  $37\text{V}$ , 额定电流,  $1000\text{W}$ ,  $60\text{Hz}$ 。求折算到  $440\text{V}$  绕组的完整等值电路(图 3.9)的阻抗。说明获得这些阻抗所作的假设。

3.15 作出题 3.14 折算到  $220\text{V}$  绕组的完整等值电路。

3.16 变压器的电压调整率定义为副边空载电压减去给定负载条件下的副边电压,再除以负载电压,用百分数表示为

$$\text{电压调整率} = \frac{V_1(\text{空载}) - V_1(\text{负载})}{V_1(\text{负载})} \times 100\%$$

计算电压调整率时,通常忽略励磁电流,即采用图 3.12 的近似等值电路。试求题 3.14 变压器在下列情况下的电压调整率。

(a)  $440\text{V}$  绕组侧接功率因数为  $0.85$  (滞后)的额定负载。

(b)  $440\text{V}$  绕组侧接功率因数为  $0.85$  (超前)的额定负载。

(c) 440V 绕组侧接功率因数为 0.85 (滞后)的半载。

3.17 某一变压器额定值为 1000kVA, 11000/2200V 和 60Hz, 在高压侧进行短路试验,测得数据为 1000V, 额定电流,和 9kW, 分别求出折算到两个绕组的等值串联电阻、电抗和阻抗。

3.18 额定值为 500kVA, 2400/120V 和 60Hz 的变压器, 额定电压下的空载损耗为 1600W, 额定电流下的短路损耗为 7500W,求下列负载条件下变压器的效率。

(a) 电流为额定值,功率因数为 0.8 (滞后)。

(b) 300kW, 功率因数为 0.8 (超前)。

(c) 100kW, 功率因数为 0.8 (落后)。

3.19 三台相同的变压器, 每台额定值为 200kVA, 13200/2300V, 60Hz, 高压绕组接成  $\Delta$  形, 低压绕组接成 Y 形。求该变压器原、副边绕组额定的相和线的电压和电流值。

3.20 一台 460V, 300kVA 的三相对称负载, 由接在一个 2300V 三相系统的三相变压器组供电, 变压器绕组接成  $\Delta/\Delta$ , 试求每一变压器绕组的额定电流、电压和千伏安值。

3.21 两台变压器,其型号如题 3.19 所述。原、副边都接成开口三角形。

(a) 求这种联接所能提供的负载千伏安值。

(b) 一个三角形联接, 300kVA,  $\cos\varphi = 0.866$ , 2300V 的三相负载接入这个开口三角形变压器的低压端,求 13200V 侧的变压器电流。

3.22 把题 3.14 的变压器接成 660/220V 的自耦变压器。

(a) 求自耦变压器的变比  $a$ 。

(b) 求自耦变压器的额定容量。

(c) 把 25kVA,  $\cos\varphi = 0.8$  (滞后)的负载接在 220V 端,求负载电流和变压器两个绕组中的电流。

3.23 通过一自耦变压器从 120V 电源,以 110V 电压向一个 12kVA,  $\cos\varphi = 0.7$  (滞后)的负载供电。求自耦变压器各部分的额定电压和电流。

3.24 一台加极性变压器, 额定值为 15kVA, 2300/115V, 60Hz, 在额定条件下, 变压器有 75W 的励磁损耗和 250W 的短路损耗。把该变压器接成 2300/2415V 的自耦变压器,在负载功率因数为 0.8 (滞后)的条件下, 任何绕组都不超过额定电流时所能供给的伏-安值为多少? 求在此负载时的效率。

3.25 一变压器的额定值为  $10\text{kVA}$ ,  $9200/120\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$ 。对该变压器进行试验测得数据如下: 短路(高压绕组加电压):  $220\text{V}$ ,  $1.39\text{A}$ ,  $200\text{W}$ 。空载(低压绕组加电压):  $120\text{V}$ ,  $2.5\text{A}$ ,  $76\text{W}$ 。求折算到高压侧的等值电路参数。

• 3.26 求题 3.25 中变压器的电压比  $a'$ 。参考 3.2.6 节。

3.27 一理想变压器额定值为  $2400/240\text{V}$ 。将一个  $50\text{A}$ ,  $\cos\varphi = 1$  的负载接于低压侧。而且跨接在低压绕组上的电压必须恰好为  $200\text{V}$ 。求当高压侧加  $2400\text{V}$  电压时, (a) 在低压侧; (b) 在高压侧必须串入多大的电阻。

3.28 一台  $60\text{Hz}$  变压器额定值为  $10\text{kVA}$ ,  $440/110\text{V}$ 。以高压侧作为原边运行于  $50\text{Hz}$  的电源上。如果变压器铁心磁通最大值和运行于  $60\text{Hz}$  时的相同。

(a) 原边所加电压的有效值为多少?

(b) 在原边施加 (a) 中计算的电压, 副边开路电压有效值为多少?

(c) 如果磁通和温升都和  $60\text{Hz}$  时的相同, 运行于  $50\text{Hz}$  时, 新的额定千伏安值将为多少? (假设忽略  $60\text{Hz}$  和  $50\text{Hz}$  之间铁耗的变化)。

3.29 题 3.4 的变压器铁心平均长度为  $0.25\text{m}$ 。按照题 3.4 的条件并假设 M-19 的损耗由图 2.5 给出(对  $0.019$  叠片正确)。求铁心中铁耗。M-19 型钢的密度为  $0.286\text{lb/in}^3$ 。

3.30 题 3.4 和 3.29 中的铁心用于  $400\text{Hz}$ ,  $1000\text{A}$ ,  $100/24\text{V}$  的变压器, 采用电流密度为  $200\text{A/CM}$ 。试设计原、副绕组。

3.31 假设用于题 3.30 的铁心横截面为正方形, 总截面积为  $11\text{cm}^2$ 。求填充系数, 估算由题 3.30 设计的两个绕组的总长度。

(a) 计算两绕组中电阻损耗。

(b) 用题 3.29 计算出的铁耗, 计算在额定伏安时(输出  $1000\text{VA}$ ) 变压器的损耗。用图 3.12 的等值电路计算电阻损耗。

## 第四章 机电系统

以上的讨论中,没有包含任何机械运动.我们在前边章节中曾指出,机电能量转换过程必须涉及机械和电两方面的运动.所谓机械运动,我们指的是一个回路——电路、磁路或电磁系统相对于另一个回路的位置和速度的改变.电的运动意味着在一个回路里电流、电压和磁链的改变.实际上通常涉及到的回路大概不止一个,而端电压和电流是不允许同时变化的.

一个装置里的机械运动可能是由于外部作用的机械力而产生的,如在发电机中;或者可能是由于电磁力的原因而引起的,如在电动机中.然而,必须认识到,电磁力也存在于发电机中,它是反抗外部机械力的.另外,在电动机中,由于机械运动,会在内部感应电势.由于对电磁作用原理的理解促进了电机的发展,在定量计算这些力之前,我们将用几个例子来定性地说明工作原理.

本章,我们将限定讨论集中参数的机电系统,其中场是似稳场,电和机械的作用能用有限的几个变量来表达.通常我们为简化分析假定运动是逐渐增长的,机电系统运动逐渐增长的典型例子包括各种变换器,例如扬声器、电磁继电器等等.

### 4.1 电磁场产生的机械力

磁场作用产生机械力的两个基本作用是(1)磁力线对准;(2)磁场和载流导体间相互作用.磁力线对准的例子表示在图 4.1 中.在图 4.1(a) 中,铁磁体上的作用力引起磁力线对准,因此磁力线路径缩短,磁阻减小;图 4.1(b) 表示了一个磁阻电动机的简单结构,电磁力使转子轴线和定子轴线对准;图 4.1(c) 表示了两个载流线圈的对准.磁场和载流导体之间相互作用的几个例子表示在

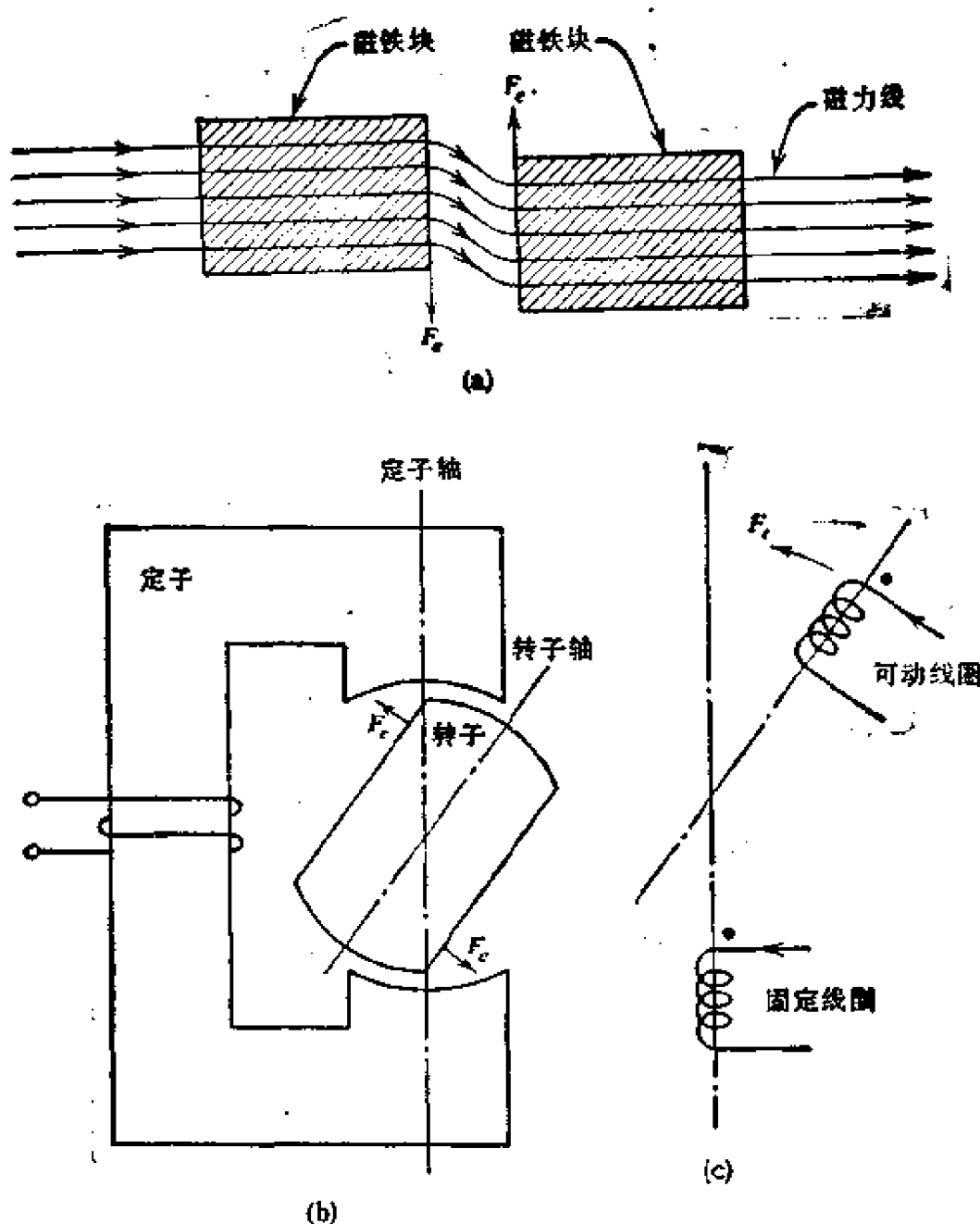


图 4.1 产生电力  $F_c$  的磁效应 (a) 磁场中磁铁体对齐; (b) 磁阻电机; (c) 两个载流线圈对齐

图 4.2 中, 其中载流导体位于磁场中受到机械力作用。在图 4.2(b) 瞬间, 由于磁力线和线圈电流之间的相互作用, 产生的力形成了运动线圈上的一个转矩。这种机械结构成为各种电磁量测仪表的基础, 几乎所有工业直流电动机均通过相互作用原理来工作。

电磁原因产生机械力的定量计算将在后面研究, 这里将简单

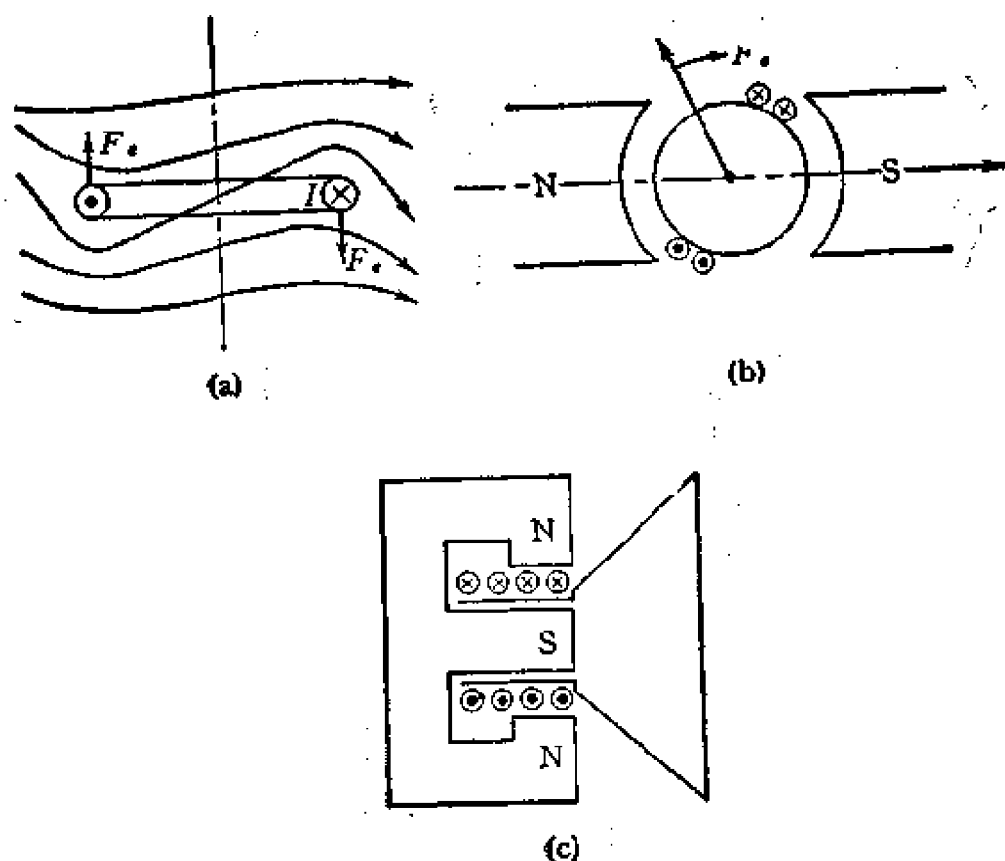


图 4.2 由载流导体和磁场相互作用产生电力 (a) 在磁场中的一匝线圈;(b) 磁电式安培计;(c) 动圈式扬声器

地分析力产生的某些原理。我们想指出这样一点，即电磁力总是向着这样一个方向：回路磁阻减小或在磁场中贮藏的能量最小。此外还可能由于磁致伸缩造成铁磁材料变形而产生相对小的力，这点不包括在本书范围内。

## 4.2 能量守恒和能量转换

我们已经给出了磁场怎样产生机械力的几个例子。显然，对于能量转换(也就是做功)，机械运动像机械力一样重要。由于在机械运动时，耦合磁场中贮藏的能量是分布的，例如图 4.2(b)，磁场能量的大多数是贮藏分离定、转子的气隙中，气隙场可以称为耦合场。当耦合场的分布使场贮藏的能量随机械运动而改变时，就会出现机电能量转换。这种情况从能量守恒原理可以得到证明，

能量守恒原理使我们能够决定磁场作用下机械力增加的数量。

和机电系统相关的能量守恒原理可以用几种方法来叙述。例如,我们可以表示为

$$\text{电能输入} + \text{机械能输入} = \text{贮藏能量增加} + \text{能量损耗变为热量} \quad (4.1)$$

或

$$\text{电能输入} = \text{作的机械功} + \text{贮藏能量增加} + \text{能量损耗变为热量} \quad (4.2)$$

或者如果仅仅考虑系统的转换部分(或无损耗部分),我们有

$$\text{输入能量总和} = \text{贮能的变化} \quad (4.3)$$

或

$$\text{输入电能} = \text{作的机械功} + \text{贮藏能的增加} \quad (4.4)$$

图 4.3 是将系统守恒部分和损耗部分分开的原理图。总的贮能是电场贮能和磁场贮能的总和,但是在实用上,电场的贮能差不多是忽略的。

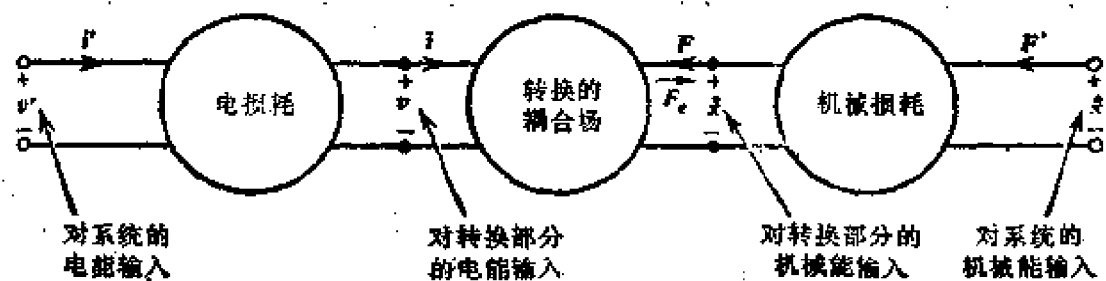


图 4.3 一个机电系统的表示

### 4.3 力的方程式

从上面的叙述我们看到,通过耦合场电能和机械能之间的相互变化,能量转换是可能的,这使我们找到从贮藏能量的改变来确定机械力增加的方法。由此,参考图 4.4,方程式 (4.3) 变为

$$F dx + v i dt = dW \quad (4.5)$$

其中

$F dx$  — 输入的机械能;

$vi dt$  — 输入的电能;

$dW$  — 贮能的增加.

现在, 如果  $F_e$  是反抗的电磁力  $F$  的始值, 即是  $F dx = -F_e dx$ , 如果  $dW_m$  是磁场中贮藏的能量(电场中贮藏的能量是忽略的), 等式 (4.5) 可以改写为

$$F_e dx = -dW_m + vi dt \quad (4.6)$$

由法拉第定律, 电压  $v$  可以用磁链  $\lambda$  来表示为

$$v = \frac{d\lambda}{dt} \quad (4.7)$$

因此方程式 (4.6) 变为

$$F_e dx = -dW_m + i d\lambda \quad (4.8)$$

在继续分析之前, 我们应当指出方程 (4.8) 就是方程 (4.4) 的重复.

在一个机电系统中,  $(i, x)$  或  $(\lambda, x)$  可以考虑作为独立变量, 如果我们考虑  $(i, x)$  作为独立变量, 则磁链  $\lambda$  可写成  $\lambda = \lambda(i, x)$ ,  $\lambda$  可以用微分表示为

$$d\lambda = \frac{\partial \lambda}{\partial i} di + \frac{\partial \lambda}{\partial x} dx \quad (4.9a)$$

也就是, 我们有  $W_m = W_m(i, x)$  那么

$$dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial i} di + \frac{\partial W_m}{\partial x} dx \quad (4.9b)$$

因此, 把方程式 (4.9a) 和 (4.9b) 代入方程式 (4.8) 得到

$$\begin{aligned} F_e dx &= -\frac{\partial W_m}{\partial x} dx - \frac{\partial W_m}{\partial i} di + i \frac{\partial \lambda}{\partial x} dx + i \frac{\partial \lambda}{\partial i} di \\ \text{或} \quad F_e dx &= \left( -\frac{\partial W_m}{\partial x} + i \frac{\partial \lambda}{\partial x} \right) dx + \left( -\frac{\partial W_m}{\partial i} + i \frac{\partial \lambda}{\partial i} \right) di \end{aligned} \quad (4.10)$$

因为增量  $di$  和  $dx$  是任意的,  $F_e$  必须与这些增量无关, 因此  $F_e$  是和  $di$  无关的, 在 (4.10) 方程式中,  $di$  的系数必然是零.

方程式 (4.10) 变为

$$F_e = -\frac{\partial W_m}{\partial x}(i, x) + i \frac{\partial \lambda}{\partial x}(i, x) \quad (4.11)$$

该式是力的方程式, 适用于  $i$  是独立变量的情况。为了表示方程式 (4.10) 中  $di$  的系数总是为零, 就有

$$-\frac{\partial W_m}{\partial i} + i \frac{\partial \lambda}{\partial i} = 0 \quad (4.12)$$

我们可以想起下式(参看方程式 4.7)

$$W_m = \int i d\lambda = i\lambda - \int \lambda di \quad (4.13)$$

将方程式 (4.13) 代入方程式 (4.12), 注意方程式 (4.12) 两边总是满足的, 因此, 方程式 (4.11) 是有根据的(确实成立的)。

在另一方面, 如果  $\lambda$  是作为独立变量出现, 也就是如果  $i = i(\lambda, x)$  和  $W_m = W_m(\lambda, x)$

$$dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial \lambda} d\lambda + \frac{\partial W_m}{\partial x} dx$$

将此式代入方程式 (4.8), 可得

$$F_e dx = -\frac{\partial W_m}{\partial x} dx - \frac{\partial W_m}{\partial \lambda} d\lambda + i d\lambda \quad (4.14)$$

由方程式 (4.13), 意味着  $\partial W_m / \partial \lambda = i$ , 那么方程式 4.14 最后变为

$$F_e = -\frac{\partial W_m}{\partial x}(\lambda, x) \quad (4.15)$$

从方程式 (4.13), 可以看到方程式 (4.14) 中  $d\lambda$  的系数是零。

我们注意到上述推导中, 假定  $i$  或  $\lambda$  二者之一作为一个独立变量。在  $i$  是独立变量的情况下, 相应为一个电流励磁系统。对于一个机电系统, 例如表示在图 4.4(a) 中的系统, 电枢经历从位置①到位置②的运动, 在这期间线圈电流保持常数  $I_0$ 。磁链变化从  $\lambda_1$  到  $\lambda_2$ , 输入电能成为  $dW_e = I_0(\lambda_2 - \lambda_1)$ 。电能从电流源来, 表示在图 4.4(b), 在这过程中, 磁场能增加为

$$dW_m = \frac{1}{2} I_0 (\lambda_2 - \lambda_1).$$

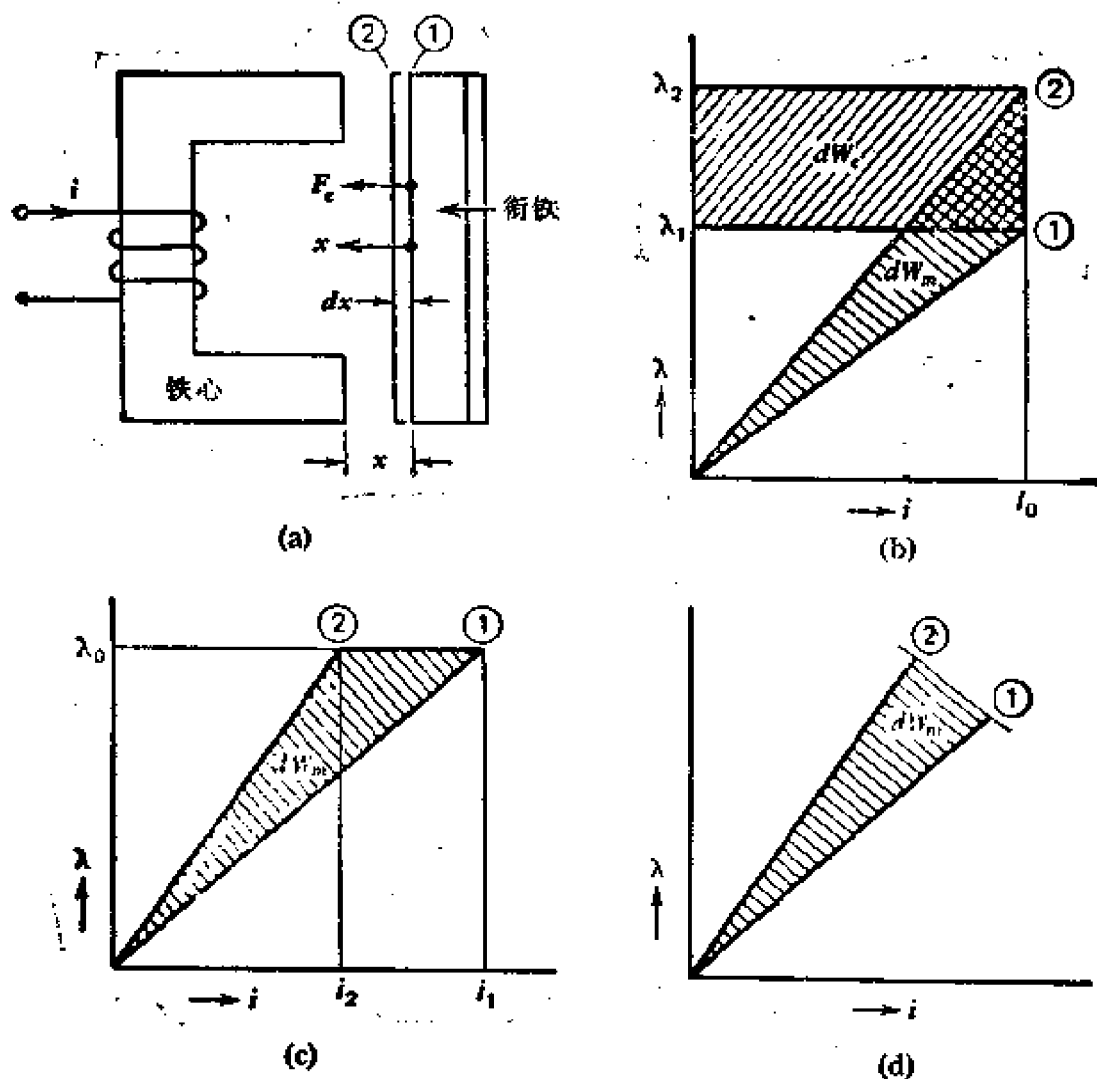


图 4.4 一个机电系统中的能量守恒。(a) 一个简单系统；(b) 恒电流运行；(c) 恒电压(或磁链)运行；(d) 一般情况

因此,从方程式 (4.5),我们有

$$dW_e + Fdx = dW_m$$

或

$$I_0(\lambda_2 - \lambda_1) + Fdx = \frac{1}{2} I_0(\lambda_2 - \lambda_1)$$

或

$$Fdx = -\frac{1}{2} I_0(\lambda_2 - \lambda_1) \quad (4.16)$$

其中  $F$  可以考虑为外部所加的机械力, 负号和  $dx$  有关, 表示运动是反抗正  $x$  的方向。显然, 方程式 (4.16) 右边是负的,  $\lambda_2 > \lambda_1$ ,  $F dx = -F_e dx$ , 因此, 方程式 (4.16) 为

$$-F_e dx = -\frac{1}{2} l_0 (\lambda_2 - \lambda_1) \quad (4.17)$$

由此看出, 对于电流励磁系统, 输入电能分为贮能增加和作机械功二部分, 这两部分是相等的。

下面我们考虑磁链保持常数  $\lambda_0$  的情况, 如图 4.4(c) 所示, 这期间电流允许从  $i_1$  变到  $i_2$  ( $i_2 < i_1$ ), 在这情况下, 没有电能从电源输入, 从比较图 4.4(b) 和图 4.4(c) 可以看到, 贮藏能量的变化是  $dW_m = \frac{1}{2} \lambda_0 (i_2 - i_1)$ 。这是负值, 因此, 从方程式 (4.5),

我们得到

$$F dx = dW_m$$

或

$$F dx = \frac{1}{2} \lambda_0 (i_2 - i_1)$$

或

$$-F_e dx = \frac{1}{2} \lambda_0 (i_2 - i_1) \quad (4.18)$$

此式表示所作机械功等于贮能的减少。

在上面理论上的讨论中, 我们考虑  $i$  或  $\lambda$  两者之一保持常数。但是, 在实际上, 两者都不可能保持常数, 位置从①变到②时, 相应的路径如图 4.4(d)。然而, 能量守恒原理在决定电磁力时仍然是有用的。

重新考虑方程式 (4.11) 和 (4.14), 忽略饱和, 我们得到

$$W_m = \frac{1}{2} \lambda i = \frac{1}{2} L i^2$$

那么

$$F_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial x} = -\frac{1}{2} \lambda \frac{\partial i}{\partial x} \quad (4.19)$$

### 4.3.1 共能的概念和力的方程式

考虑图 4.4(a) 的守恒系统, 让电能由输入端供给, 没有机械运动。在这种情况下, 电源供给的能量全部贮藏在磁场中。这能量是

$$W_m = \int_0^\lambda i d\lambda'$$

由部分积分可得

$$W_m = i\lambda - \int_0^i \lambda' di \quad (4.20)$$

方程式 (4.20) 中  $\int_0^i \lambda' di$  叫做磁共能  $W'_m$ , 方程式 (4.20) 也可写为

$$i\lambda = W_m + W'_m = \int_0^\lambda i d\lambda' + \int_0^i \lambda' di \quad (4.21)$$

对于非线性磁路, 在图 4.5 中用图解来描述。显然, 对于线性磁路, 磁能和磁共能是相等的。下面推导力的方程式, (方程式 (4.11) 和 (4.15)) 用共能表示力的方程式为

$$F_x = \frac{\partial W'_m}{\partial x}(i, x) \quad (4.22)$$

$$F_x = \frac{\partial W'_m}{\partial x}(\lambda, x) - \lambda \frac{\partial i}{\partial x}(\lambda, x) \quad (4.23)$$

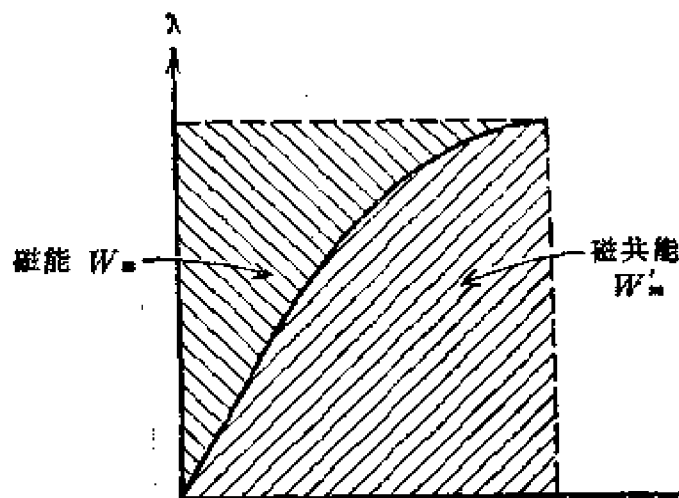


图 4.5 磁能和共能

比较方程式 (4.11) 和 (4.22), 当电流作为独立变量时, 方程式 (4.22) 比方程式 (4.11) 简单。

我们将通过下面的例子说明力的方程式的应用。

例题 4.1 在一个机电系统中 (图 4.6), 电流、磁链和位置的关系为

$$i = \lambda^2 + 2\lambda(x-1)^2, \\ x < 1$$

找出  $x = 0.5$  时, 在铁块上的作用力。

解 利用式

$$W_m = \int i d\lambda$$

和已给的  $i$  表达式, 我们得到

$$W_m = \frac{1}{3} \lambda^3 + \lambda^2(x-1)^2$$

因此, 从方程式 (4.15) 计算的电磁力成为

$$F_e = -2\lambda^2(x-1)$$

同样的结果也可以通过计算  $\partial i / \partial x$  得到

$$\frac{\partial i}{\partial x} = 4\lambda(x-1)$$

将此代入 (4.19) 式可得

$$F_e = -2\lambda^2(x-1)$$

在  $x = 0.5$ ,  $F_e = \lambda^2$ , 由此得到, 如果忽略漏磁, 力是正比于电压的平方。

例题 4.2 一个简单的磁阻电机表示在图 4.7 中。电机是单向励磁, 也就是仅在定子上带有一个绕组, 励磁绕组绕在定子上, 转子自由转动, 定转子形状使绕组电感随转子位置成正弦变化, 电感随空间位置的变化是两倍频率。也即

$$L(\theta) = L'' + L' \cos 2\theta$$

其中符号可参看图 4.7。对于励磁有

$$i = I_m \sin \omega t$$

确定瞬时和平均转矩。

解 磁贮能是

$$W_m = \frac{1}{2} L(\theta) i^2$$

磁链是

$$\lambda(\theta) = L(\theta) i$$

其中  $i$  是独立变量

因此,从方程式(4.11)

$$T_e = - \frac{\partial W_m}{\partial \theta} + i \frac{\partial \lambda}{\partial \theta}$$

用电感和电流表示,可变为

$$T_e = - \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} + i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta}$$

对于已给定电流和电感变化的情况下

$$T_e = - \frac{1}{2} I_m^2 L' \sin 2\theta \sin^2 \omega t$$

如果转子现在以角速度  $\omega_m$  旋转,那么某一瞬时下

$$\theta = \omega_m t - \delta$$

(其中  $\delta$  是  $t = 0$  时,电流  $i$  也是 0 时的转子位置),那么用  $\omega$  和  $\omega_m$ ,瞬时转矩表示式为

$$T_e = - \frac{1}{2} I_m^2 L' \{ \sin 2(\omega_m t - \delta) - \frac{1}{2} [ \sin 2(\omega_m t + \omega t - \delta) + \sin 2(\omega_m t - \omega t - \delta) ] \}$$

我们利用下面的三角恒等式,得到最后的形式

$$\sin^2 A = \frac{1}{2} (1 - \cos 2A)$$

和

$$\sin C \cos D = \frac{1}{2} \sin (C + D) + \frac{1}{2} \sin (C - D)$$

从这个表示式可以得出结论,时间的平均转矩是零,因为在一个周

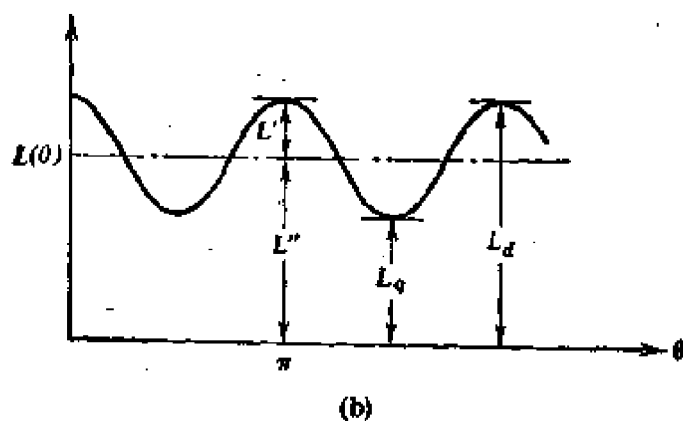
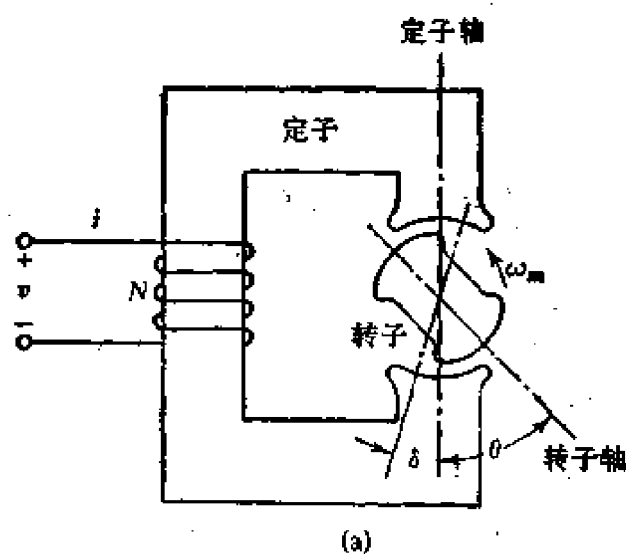


图 4.7 (a) 一个磁阻电机;(b) 电感变化

期内每项的积分值是零。只有当  $\omega = \omega_m$  时,平均转矩不是零。在这种特殊的频率下,平均转矩的大小成为

$$T_{av} = \frac{1}{4} I_m^2 L' \sin 2\delta$$

或从图 4.7(b)得

$$T_{av} = \frac{1}{8} I_m^2 (L_d - L_q) \sin 2\delta$$

这样,例如在  $I_m = 4\text{A}$ ,  $L_d = 0.2\text{H}$  和  $L_q = 0.1\text{H}$  时,最大平均转矩是  $0.2\text{N} \cdot \text{m}$ 。

从以上分析,可以得出几个结论。电机产生平均转矩只是在相

应的角频率  $\omega = \omega_m$  的特殊速度下才可能,  $\omega_m$  作为同步速是已知的。因此磁阻电机是一个同步电机, 电机产生的转矩叫磁阻转矩。如果  $L_d = L_q$ , 则磁阻转矩为零。磁阻转矩随转矩角  $\delta$  作正弦变化, 角  $\delta$  是转矩的量度, 电感  $L_d$  和  $L_q$  是电感的最大值和最小值, 分别叫做直轴电感和横轴电感。最大转矩发生在  $\delta = 45^\circ$  的点, 叫做牵出同步(失步)转矩。某些负载转矩如超过最大转矩, 将导致电机不稳定运行。

例题 4.3 本例中, 我们将在分析中涉及电压励磁线圈电阻的作用。例如在图 4.6 中, 设  $r$  是  $N$  匝线圈的电阻, 忽略饱和, 如果端电压  $v = V_m \sin \omega t$ , 每个磁路的磁阻可以表示为  $R = a + bx$ , 其中  $a$  和  $b$  是常数, 找出电磁力的瞬时值和平均值。

解 磁场中贮藏的能量可以表示为

$$W_m = \frac{1}{2} R \phi^2$$

其中  $N\phi = \lambda$  线圈磁链。因此, 我们有

$$F_x = -\frac{1}{2} \phi^2 \frac{\partial R}{\partial x} = -\frac{1}{2} b \phi^2$$

因为  $R = a + bx$ ,

现在的问题是实际的磁通  $\phi$  减小了,  $v$  用下式:

$$v = ri + N \frac{d\phi}{dt}$$

其中  $\phi = Ni/R$ 。因此, 在稳态状况下

$$\phi = \phi_m \sin(\omega t - \phi)$$

其中

$$\phi_m = \frac{NV_m}{\sqrt{[(rR)^2 + (\omega N^2)^2]}}$$

和

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega N^2}{rR}$$

所以, 瞬时电磁力是

$$F_s = -\frac{1}{2} \frac{bN^2V_m^2}{(rR)^2 + (\omega N^2)^2} \sin^2\left(\omega t + \tan^{-1} \frac{\omega N^2}{rR}\right)$$

力的时间平均值是

$$(F_s)_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T F_s dt = -\frac{b}{4} \frac{N^2V_m^2}{(rR)^2 + (\omega N^2)^2}$$

注意,  $\sin^2$  (或  $\cos^2$ ) 的平均值是  $\frac{1}{2}$ 。

#### 4.4 电流和磁通的变化

在电压励磁系统中, 研究输入电流随时间函数的变化是有意  
义的。以下的讨论是定性的, 我们将考虑一个数字的例子。现分  
析图 4.8 表示的系统。在没有加电压时, 我们认为可动铁块 (电

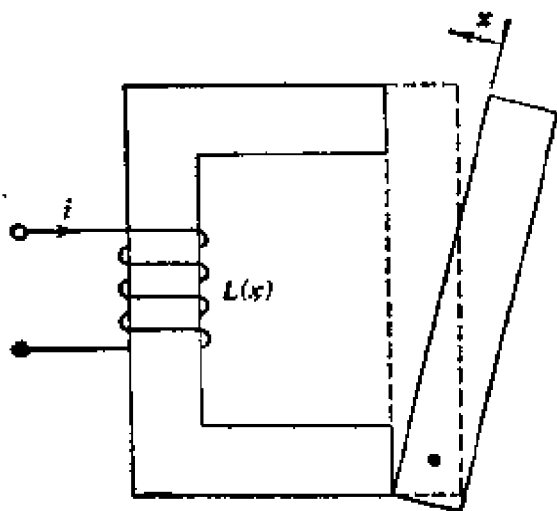


图 4.8 一个电磁继电器模型

枢)离开铁心的距离是  $x_0$ , 相应的电感是  $L_0$ ——最小电感, 时间常数  $T_0$  是  $L_0/r$ ; 如果铁块保持在初始位置, 加上一个阶跃电压, 就像一个  $rL$  电路一样, 电流随时间常数  $T_0$  变化, 最终电流是  $V/r$ , 其中  $V$  是所加电压。但是, 如果铁块允许运动, 它的最终位置是  $x_f$ , 电路的电感

增加到  $L_f$ , 相应的时间常数是  $T_f = L_f/r$ , 显然,  $T_f > T_0$ 。对于可动铁块处在起始和最终位置上的情况, 其相应的电流表示在图 4.9 的曲线 (a) 和 (b) 上。但是从曲线 (a) 过渡到曲线 (b) 是不平滑的, 因为铁块开始运动时, 系统的机械时间常数  $T_m$  立即起作用, 一般认为  $T_m > T_f > T_0$ 。这可用来解释在不变电压下铁块运动时, 电流变化的规律性。

在励磁电流不变情况下,研究磁通变化是有意义的。对于最初的位置  $x_0$ ,磁阻最大,相应磁通  $\phi_0$  最小;当运动完成时,磁通达到最大值  $\phi_f$ 。磁通的变化决定于机械时间常数,和前面电流决定于电时间常数一样。得出磁通随时间变化的函数关系是有意义的(参看问题 4.12)。

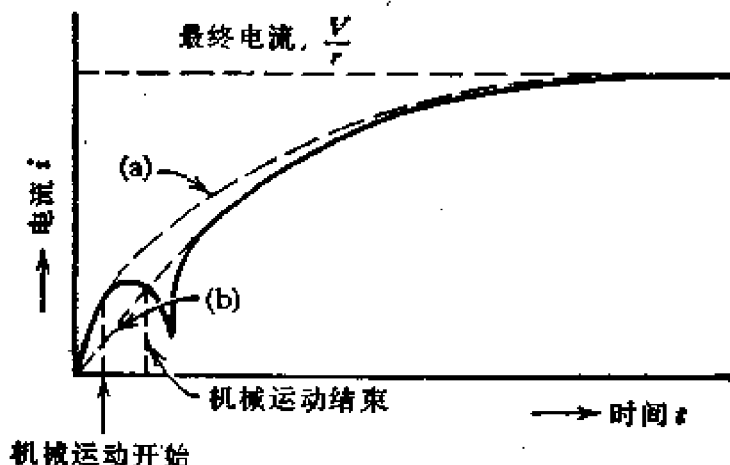


图 4.9 加上一个阶跃电压后的  $i(t)$

## 4.5 机电系统的动力学

在上面讨论中,我们已计算了机电能量转换过程中电和机械的运动。在这一节我们将研究机电动力学,推导有关的运动方程式,在各种运行条件下,解这些方程,这样就可得到给定系统的动态特性。我们还将举出几个说明性的例子。

为了得到给定的能量转换系统的必须的定量数据,一般会遇到几方面的困难。首先,涉及到运动方程式的参数计算。为了得到适合于分析的模型,往往不得不采用某些近似值。举一个具体的例子。在计算一个电磁装置的各种绕组的电感时,经常可近似地忽略其饱和作用。在类似旋转的能量转换装置中,实际上应考虑到例如谐波、漏磁和齿槽效应,虽然这些因素中的每一个都影响装置的性能,但往往不能全面地考虑到。这种情况下,实际装置是用理想模型来代替。影响正确性的另一方面,是应用专门的方法、

例如用数字和图形的方法解问题而产生一定的误差。一旦运动方程式的参数被确定(它是研究能量转换装置很重要的一步),明确表达方程式(在后面讨论)将是很方便的事情。

研究一个能量转换装置的第二步困难是产生了运动方程后如何解。这些方程大多数是时变系数的非线性方程式,对于解这些非线性方程,一般方法是不可能的,必须用近似方法得到最后的结果。例如在换能器中,假定一个运动增量(通常并非不现实),围绕一个静态运行点,这可使非线性运动方程线性化。方程式线性化以后,可通过标准的方法求解。对于旋转能量转换器,例如电动机和发电机,列出运动方程式的程序和一个换能器类似。这些方程式的解决通过线性转换,或是通过某些其它技术,如数学方法或模拟计算机、数字计算机等是很方便的,后者也可用来解决尚未线性化的方程式。

电磁能量转换器的分析和研究也包含在下述几个方面。

#### 1. 外形的考虑和物理描述

这部分要给出输入输出端的位置,给固定元件和运动元件做标记,给出磁路的具体结构、绕组数据和各种物理尺寸。

#### 2. 选择模型和简化假定

这一般取决于存在问题的性质和希望改进解题方法的程度。例如,在一个磁的装置中,首先假定忽略边缘效应、忽略饱和、忽略磁滞效应,磁性材料的磁导率是理想的,假设为无限大、比空气隙的磁导要大得多,因此磁场能量假定单独贮藏在空气隙中。

#### 3. 确定系统参数

这部分包括对系统中的部分如电阻、电感和电容的计算,对机械部分如质量(或是惯性矩)、强度、摩擦系数的计算。参数通常是从系统的物理描述和简化假定下选择模型来得到。在多数情况下,确定参数实际就是计算多种电感,这是困难的,但也是和电磁装置性能有关的一步。

#### 4. 列出电和机械运动方程式

这就是相应的电压-电流方程式和力的平衡(或转矩平衡)方

程式,运动方程可用后面讨论的方法之一推导出来。

### 5. 运动方程式的解法

这一步是在运动方程式形成以后来完成的,通常产生的各种不同的方程式都是非线性的,在简单的情况下,例如在作为小信号应用的转换器的情况下,运动方程式首先是线性化,然后把它们作为带有常系数的线性的不同方程式求解。对于旋转电机的复杂情况,某些典型的线性转换是很必要的,通常不饱和方法在所有的情况下都是可用的。随着数字计算机的普遍应用,数字解法可以很方便地得到,甚至也可用在非线性运动方程的求解上。

### 4.5.1 运动方程式的组成

一个机电系统的电和机械特性是由相应的电和机械的运动方程式给出的。运动方程式是电压(或电流)平衡式和力(或转矩)平衡式,这些方程式可以通过外加力和反抗力相等来得到。在电的方程式中,机械原因造成的电动势、例如由机械运动感应电压,可用法拉第定律得到。电原因造成的机械力通过前面推导的力方程式来确定。在组成机械方程式方面,由磁场作用得到的力可以作为一个外部施加的力来考虑,我们称这个力为一个电力用  $F_e$  表示。现在我们通过下面的例子具体说明方程式的组成。

一个电磁继电器可以用图 4.10 的集中参数系统模型表示。在没有外部施加的机械力的情况下,我们按照下列的步骤来列出运动的动态方程式。

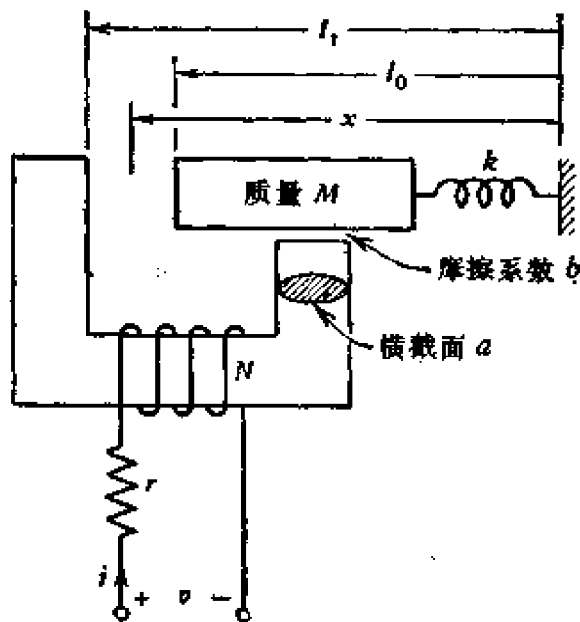


图 4.10 一个机电系统

### 1. 假定

我们忽略磁路饱和,假定磁导率为无穷大,忽略漏磁和边缘磁通。而且,我们假定摩擦力线性正比于速度以及弹簧力线性正比于弹簧的伸长。

### 2. 参数

机械参数是质量  $M$ , 摩擦系数  $b$ , 弹簧倔强系数  $k$ ; 电路参数是电阻  $r$ , 电感  $L$ 。电感同样可以用图 4.10 中表示的多种尺寸来计算,如下式:

$$L(x) = \frac{\mu_0 a N^2}{l_1 - x} = \frac{A}{C + x} \quad l_0 \leq x \leq l_1 \quad (4.24)$$

其中  $A$  和  $C$  是常数(注意  $A = -\mu_0 a N^2$  和  $C = -l_1$ )

### 3. 运动方程式

现在可以识别作用在系统上的不同的力。电方面为

$$r_i + \frac{d}{dt}(Li) = v \quad (4.25)$$

其中左边项意味着反抗力或电压降。机械方面为

$$M\ddot{x} + b\dot{x} + k(x - l_0) = F_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial x} \quad (4.26)$$

其中左边是反抗力的总和,  $F_e$  这个电力可考虑作为外部力, 它由式(4.11) 或 (4.8) 给出。

#### 4.5.2 重新考虑等式 (4.25) 和 (4.26)

在确定一个系统的性能方面运动方程是很重要的, 故此重新考虑它们。在电的方程中,重要的是由机械运动产生的项;在机械方程式中,则是由电运动产生的项。因此在方程式 (4.25) 中,我们有  $d(Li)/dt$ , 同样可写成

$$\frac{d}{dt}(Li) = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dx} \dot{x} \quad (4.27)$$

其中  $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$  = 机械速度, 它导致了电感随时间变化。注意式 (4.27) 中第二项是由机械运动产生的,叫做运动电压, 而且在式

(4.25) 中, 由于 (4.27) 式这一项的存在, 使它成为非线性微分方程式。

现在我们考虑等式 (4.26) 的右边, 联系式 (4.24), 可得

$$\frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial x} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial}{\partial x} \left( -\frac{A}{C+x} \right) = -\frac{A}{2} \frac{i^2}{(C+x)^2} \quad (4.28)$$

其中同样有一非线性项, 使等式 (4.26) 成为一个非线性微分方程式。联想到  $A = -\mu_0 \sigma N^2$  和  $C = -l_0$ , 这意味着电力是正的并作用在正  $x$  方向。

### 4.5.3 运动方程的解析解法

为了方便, 我们重写运动方程式 (方程式 (4.25) 和 (4.26)) 如下:

$$L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dx} x + ri = v \quad (4.29)$$

$$M\ddot{x} + b\dot{x} + k(x - l_0) = \frac{\mu_0 \sigma N^2 i^2}{2(l_0 - x)^2} \quad (4.30)$$

如 4.5.2 节所讨论的, 方程式是非线性的, 直接的解析解法不能得到。然而, 在小信号和运动增加的情况下, 有关系统的有用数据可以通过解相应的线性化的不同的运动方程式来得到。另外, 对小信号强制运动, 作为一个给定的物理系统, 方程式线性化需要一个稳定的平衡点存在, 小信号 (或运动) 将偏离这个平衡点。让  $(V_0, I_0, x_0)$  表示稳态稳定平衡点, 那么

$$\begin{aligned} v(t) &= V_0 + v_1(t) \\ i(t) &= I_0 + i_1(t) \\ x(t) &= X_0 + x_1(t) \end{aligned} \quad (4.31)$$

其中  $(v, i, x)$  是原来的变量,  $(v_1, i_1, x_1)$  是对  $(V_0, I_0, X_0)$  的小的波动。这个小的波动将通过产生如  $i_1^2, i, x_1$  等典型项的作用来度量, 而这些项是可以忽略的, 考虑到这些强制运动情况, 让我们来检查式 (4.29) 和 (4.30) 中的非线性项, 例如通过代入  $x = X_0 + x_1$  到 (4.24) 式, 我们得到

$$L = \frac{\mu_0 a N^2}{l_1 - x} = \frac{\mu_0 a N^2}{l_1 - X_0 - x_1} = L_0 \left( \frac{1}{1 - x_1/(l_1 - X_0)} \right) \\ = L_0 \left( 1 - \frac{x_1}{l_1 - X_0} \right)^{-1} \quad (4.32)$$

其中  $L_0 = [\mu_0 N^2/(l_1 - X_0)]$ , 对于小值  $x_1$ , 等式 (4.32) 可以用二项式级数展开, 如

$$L = L_0 \left[ 1 + \frac{x_1}{l_1 - X_0} + \left( \frac{x_1}{l_1 - X_0} \right)^2 + \left( \frac{x_1}{l_1 - X_0} \right)^3 + \dots \right] \quad (4.33)$$

而且, 我们从式 (4.33) 可得到

$$\frac{\partial L}{\partial x_1} = \frac{L_0}{l_1 - X_0} \left[ 1 + \frac{2x_1}{l_1 - X_0} + 3 \left( \frac{x_1}{l_1 - X_0} \right)^2 + \dots \right] \quad (4.34)$$

那么式 (4.33) 和式 (4.34) 的线性化形式是

$$L \simeq L_0 \left( 1 + \frac{x_1}{l_1 - X_0} \right) \quad (4.35)$$

和

$$\frac{\partial L}{\partial x_1} \simeq \frac{L_0}{l_1 - X_0} \left( 1 + \frac{2x_1}{l_1 - X_0} \right) \quad (4.36)$$

其中  $x_1/(l_1 - X_0) \ll 1$  是假定的, 式 (4.33) 和 (4.34) 中所有的二次项和高次项可以忽略。

磁链  $\lambda$  成为

$$\lambda = Li \\ \simeq L_0 \left( 1 + \frac{x_1}{l_1 - X_0} \right) (I_0 + i_1) \\ \simeq L_0 I_0 + L_0 i_1 + \frac{L_0 I_0}{l_1 - X_0} x_1 \quad (\text{忽略 } x_1 i_1)$$

和

$$\frac{d}{dt}(Li) \simeq L_0 \frac{di_1}{dt} + \frac{L_0 l_0}{l_1 - X_0} \dot{x}_1 \quad (4.37)$$

$$ri = rl_0 + ri_1 \quad (4.38)$$

把式 (4.31)、(4.37) 和 (4.38) 代入式 (4.25) 得到

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + ri_1 + \frac{L_0 l_0}{l_1 - X_0} \dot{x}_1 + rl_0 = v_1 + V_0 \quad (4.39)$$

稳态或直流运行点由下式给出

$$rl_0 = V_0 \quad (4.40)$$

式 (4.39) 剩下的项给出了电的动态(有关这一运行点)表示式

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + ri_1 + \frac{L_0 l_0}{l_1 - X_0} \dot{x}_1 = v_1 \quad (4.41)$$

这是电的运动方程的线性化。

下面我们考虑式 (4.26) 右边, 我们把式 (4.36) 代进去, 并且

$$i^2 = I_0^2 + 2I_0 i_1 + i_1^2 \simeq I_0^2 + 2I_0 i_1 \quad (\text{忽略 } i_1^2)$$

可得

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial X} &\simeq \frac{1}{2} (I_0^2 + 2I_0 i_1) \frac{L_0}{l_1 - x_1} \left( 1 + \frac{2x_1}{l_1 - X_0} \right) \\ &= \frac{L_0 I_0^2}{2(l_1 - X_0)} + \frac{L_0 l_0}{l_1 - X_0} i_1 + \frac{L_0 l_0^2}{(l_1 - X_0)^2} x_1 \end{aligned} \quad (4.42)$$

(忽略  $i_1 x_1$  项) 将式 (4.31) 和 (4.42) 代入式 (4.26) 得

$$\begin{aligned} M\ddot{x}_1 + b\dot{x}_1 + kx_1 + k(X_0 - l_0) \\ = \frac{L_0 I_0^2}{2(l_1 - X_0)} + \frac{L_0 l_0}{l_1 - X_0} i_1 + \frac{l_0 I_0^2}{(l_1 - X_0)^2} x_1 \end{aligned} \quad (4.43)$$

稳态机械平衡由下式给出

$$k(X_0 - l_0) = \frac{L_0 I_0^2}{2(l_1 - X_0)} \quad (4.44)$$

然后, 在式 (4.43) 中剩下的项就是机械动态项, 可用以下线性化的方程式给出。为

$$M\ddot{x}_1 + b\dot{x}_1 + \left[ k - \frac{L_0 I_0^2}{(l_1 - X_0)^2} \right] x_1 = \frac{L_0 I_0}{l_1 - X_0} i_1 \quad (4.45)$$

然后,系统的机电动态可通过解线性化的方程(式4.41和4.45)得到,解法见4.5.4节。

#### 4.5.4 平衡点的存在

我们回顾方程式(4.41)和(4.42)给出的稳态运行点,很明显,方程(4.40)是对一个电阻电路应用欧姆定律的情况。对于一个给定的 $r$ ,  $(V_0, I_0)$ 是能够确定的;知道了 $I_0$ ,我们能先解方程(4.40),解法可用图形表示在图4.11上,其中弹簧力和电力的变化(作为两种不同的电流)用 $X_0$ 的函数的曲线表示。如果代表弹簧力的直线能相交于作为电力的曲线,平衡点是存在的。因此,

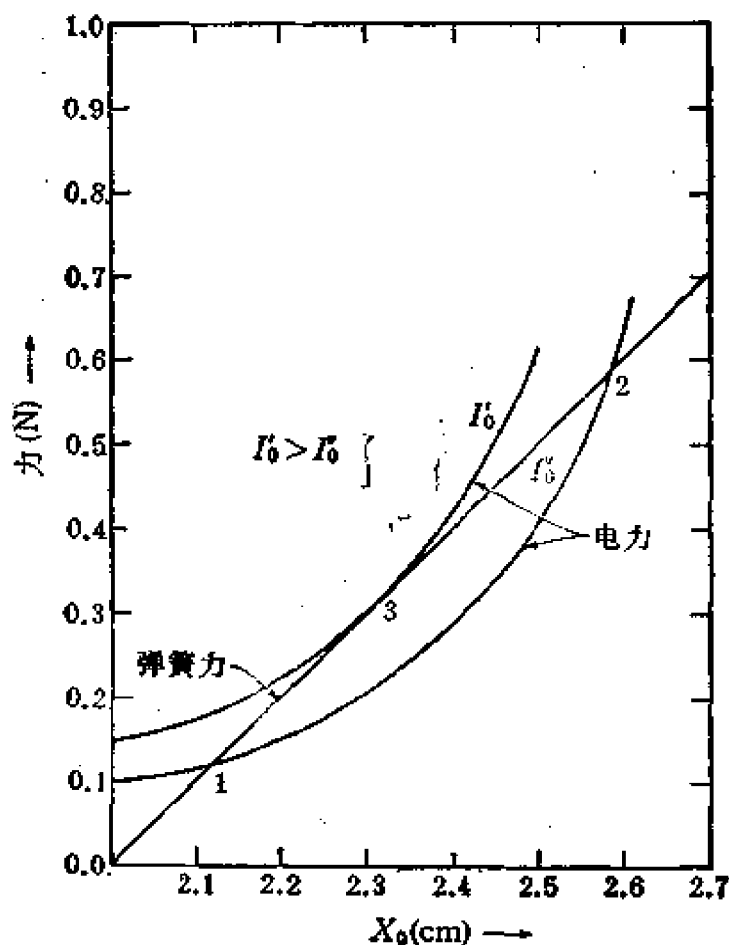


图 4.11 力随距离的变化,  $I_0 = 2.45\text{A}$ ,  $I_0' = 2.0\text{A}$ ,  $l_1 = 3\text{cm}$ ,  $L_0 = 2\text{cm}$ ,  $N = 200$  匝,  $a = 1\text{cm}^2$ ,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\text{H/m}$ ,  $k = 1\text{N/cm}$

对于大于  $I_0(2.45\text{A})$  的电流,不存在平衡点。电力总是大于弹簧力,拉着铁块移到末端位置 ( $X_0 = l_1$ )。对于电流  $I_0$ ,在位置3( $x_0 = 2.3\text{cm}$ ),弹簧力是等于电力,但是对这一点的微小干扰,将可能产生电力超过弹簧的扭曲力。因此, $I_0 = 2.45\text{A}$ , $X_0 = 2.3\text{cm}$  的点不是一个稳定运行点。

下面,如果电流是减小到  $I_0'(=2.0\text{A})$ ,我们得到点1和2两个平衡点。在点2,如果铁块运动到右边 ( $X_0$  增加),电力总是大于弹簧力,产生向左边连续运动直到  $X_0 = l_1$ 。在另一边,如果铁块运动到右边 ( $X_0$  减小),弹簧力总是大于电力,铁块连续运动到点1 ( $X_0 = 2.13\text{cm}$ ),这是一个稳定平衡点。一个微干扰,使铁块运动到左边或右边,结果总会使铁块返回到1点。因此,作为系统的静止稳态运行点是 ( $V_0 = 6\text{V}$ ,  $I_0 = 2\text{A}$ ,  $x_0 = 2.13\text{cm}$ ) 的点。

#### 4.5.5 数值解法

在线性系统理论中状态变量是通常应用的,用状态变量组成方程式能方便地研究系统的动态。机电装置如变换器和旋转电机可以看作动态系统,借助于标准的计算机子程序,能够得到状态方程式的解法,并可研究系统的动态特性。非线性方程的程序并不比线性系统的程序难,线性化的步骤可以避免,非线性系统的分析实际上比线性近似系统的分析还要简单。

对于描写一个机电系统行为的方程式,用状态方程式表示能够减少方程式数目。

$$\dot{\mathbf{y}} = f(\mathbf{y}, \mathbf{v}, t)$$

其中  $\mathbf{y}$  是状态向量,  $\mathbf{v}$  是输入向量。假定围绕某些平衡点作微小运动,则状态方程式可线性化为

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{A}\mathbf{y} + \mathbf{B}\mathbf{v}$$

其中  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{B}$  矩阵是系统参数的综合。作为一个具体例子,当在计算机上判定已经产生了解时,解非线性方程的工作也是比较容易的。

对于电磁继电器,让我们找到电流、电枢位置和输入的阶跃电

压作为时间函数的速率。在运动方程(方程(4.25)和(4.26))中,  
 $L$ 由(4.24)给出,让状态变量是  $y_1 = i, y_2 = x, y_3 = \dot{x}$ , 状态变  
 量方程式变为

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= \frac{(c + y_2)}{A} \left[ v_1 - r y_1 + \frac{A y_1 y_3}{(c + y_2)^2} \right] \\ \dot{y}_2 &= y_3 \\ \dot{y}_3 &= \frac{-1}{M} \left[ \frac{A y_1^2}{2(c + y_2)^2} + k(y_2 - l_0) + b y_3 \right] \end{aligned} \quad (4.46)$$

现在可重新写出线性化的方程(方程 4.41 和 4.45) 为

$$\begin{aligned} L_0 \frac{di_1}{dt} + \gamma \dot{x}_1 + r i_1 &= v_1 \\ M \ddot{x}_1 + b \dot{x}_1 + \beta x_1 - \gamma i_1 &= 0 \end{aligned} \quad (4.47)$$

其中

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{L_0 I_0}{(I_1 - X_0)} \\ \beta &= k - \frac{L_0 I_0^2}{(I_1 - X_0)^2} \end{aligned}$$

这些方程的状态方程形式是

$$\dot{y}_1 = \frac{1}{L_0} (r y_1 - \gamma y_3 + v_1)$$

```

SUBROUTINE FCT (X, Y, DERY, NDM)
REAL*4Y(NDIM), DERY(NDIM), SOL(100,4)
COMMON SOL,N,V,AM,AK,R,OL,B,C,A
IF(Y(2)) 1,1,2
1 DERY (1)=(V-Y(1)*R)*C/A
  DERY (2)=0.
  DERY(3)=0.
  RETURN
2 DERY (1)=(V-Y(1)*R)*(Y(2)+C)/A+Y(1)*Y(3)/(Y(2)+C)
  DERY (2)=Y(3)
  DERY (3)=-B*Y(3)/AM-AK*(Y(2)-OL)/AM-A*Y(1)*Y(1)/(2.*AM*(Y(2)+C)*
    1(Y(2)+C))
  RETURN
END
  
```

图 4.12 解非线性系统的程序

$$\dot{y}_2 = y_3 \quad (4.48)$$

$$\dot{y}_3 = \frac{1}{M} (\tau y_1 - \beta y_2 - b y_3)$$

甚至对于像方程 (4.48) 那样简单的方程系统, 也能用计算机来确定和得到解答。一旦决定应用计算机, 显然, 方程 (4.46) 的程序不比方程 (4.48) 的程序难, 而通过使用非线性方程可以避免附加线性化这一工作。

图 4.10 的继电器可以用子程序 RKGS 并产生图形。图 4.12 表示对非线性系统的程序式, 这些式子通过外部子程序 FCT 送入 RKGS。图 4.13 表示电流和阶跃电压的位置; 本例所用常数是

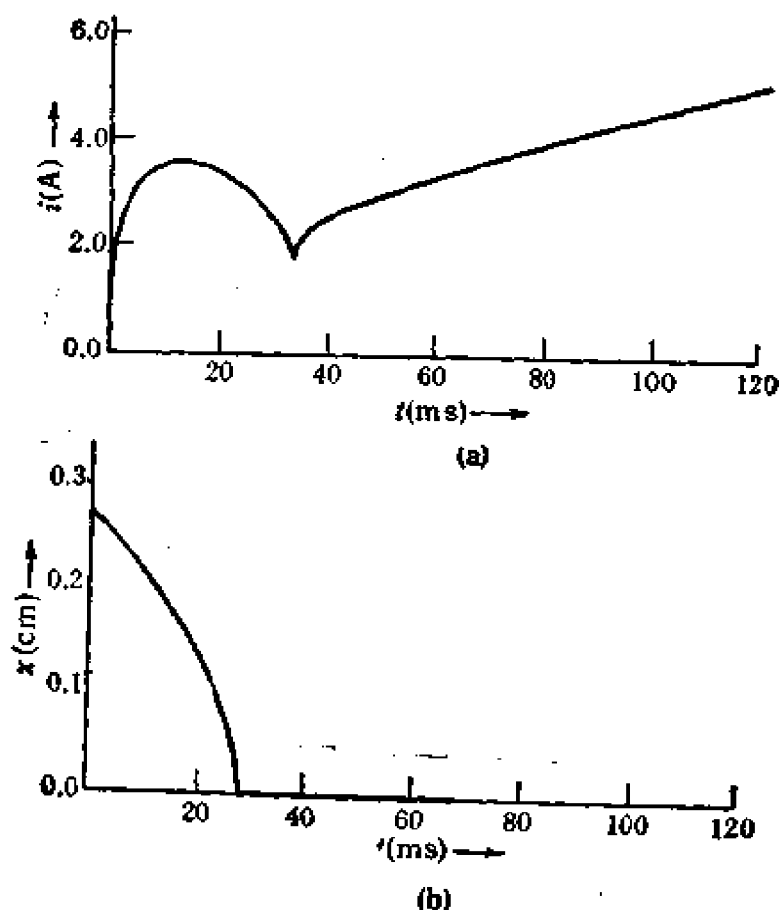


图 4.13 (a) 输入阶跃电压后的  $i(t)$ ;  
(b) 输入阶跃电压后的  $x(t)$

$M = 10\text{g}$ ,  $b = 0.0001\text{N} \cdot \text{sec/cm}$ ,  $k = 1\text{N/cm}$ ,  $R = 1\Omega$  和  $X_0 = 2.13$ , 其余数据表示在图 4.11 上。

## 4.6 电的等值电路

我们知道用等值电路(例如前边对变压器的研究)分析一个系统是非常有用的,机电系统能用单纯的电的等值电路来表示。对于一个机械系统,通过下面的例子来说明产生一个等值电路的方法。

由弹簧、物体、阻尼器组成的单纯的机械系统表示在图 4.14 (a) 中,假定图中的阻尼力正比于速度,如果  $F_{ex}$  是加在系统上面的一个外力,那么从牛顿定律可写出力的平衡方程式为

$$M\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F_{ex}$$

如果力  $F_{ex}$  假定作为模拟电压  $v$ , 图 4.14 的系统能够导出以下的对应量

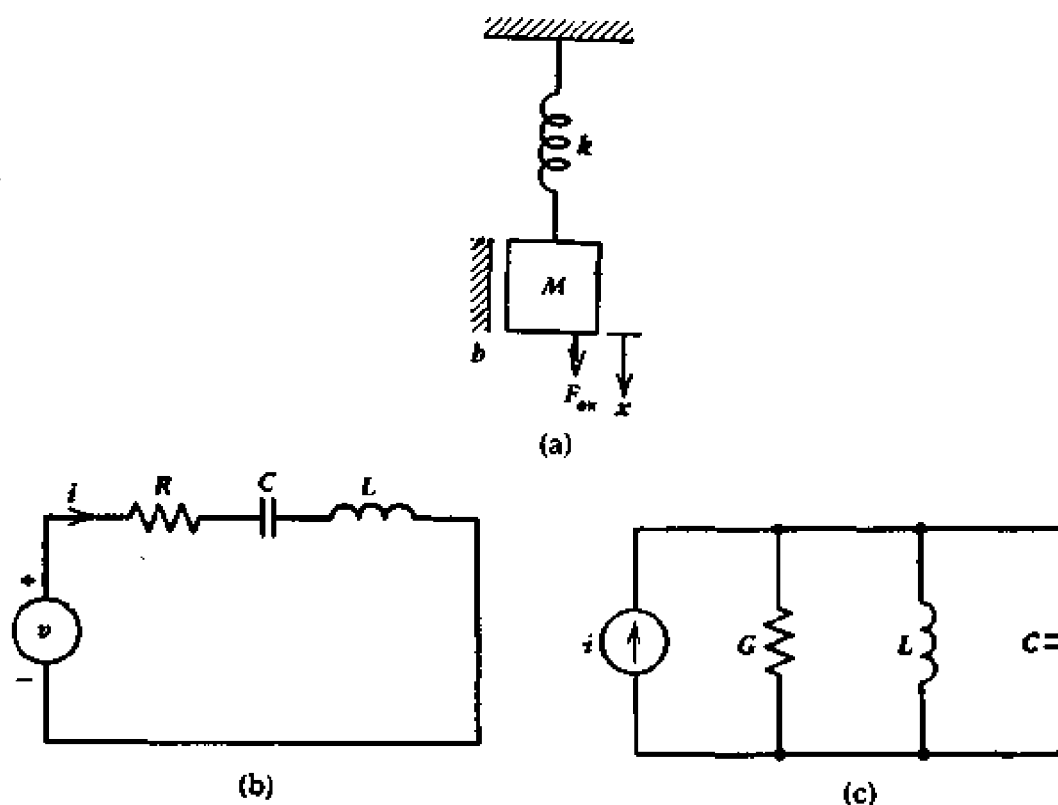


图 4.14 (a) 一个机械系统; (b) 力-电压的等值电路; (c) 力-电流的等值电路

在对偶原理的基础上,如果力是模拟电流,能够引出以下的模拟。

## 力-电压模拟

力 $F$	电压 $v$
速度 $\dot{x}$	电流 $i$
阻尼 $b$	电阻 $R$
质量 $M$	电感 $L$
弹性系数 $k$	倒电容 $1/C \Rightarrow$ 电容的倒数

## 力-电流模拟

力 $F$	电流 $i$
速度 $\dot{x}$	电压 $v$
阻尼 $b$	电导 $G$
质量 $M$	电容 $C$
弹性系数 $k$	电感的倒数 $= 1/L$

上面的例子包括了一个非常简单的纯机械系统，但是这个方法能用于更复杂的机电系统。在上面分析的基础上，我们现在可以产生 4.5.5 节研究过的继电器的等值电路，为此目的，我们重新列出方程式 (4.47)

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + ri_1 + \gamma \dot{x}_1 = v_1 \quad (4.49)$$

$$M \ddot{x}_1 + b \dot{x}_1 + \beta x_1 - \gamma i_1 = 0 \quad (4.50)$$

我们让  $\gamma \dot{x}_1 = v_2$ ，那么式 (4.49) 变为

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + ri_1 = v_1 - v_2 \quad (4.51)$$

将  $\gamma \dot{x}_1 = v_2$  代入式 (4.50) 就有

$$M \ddot{x}_1 = \frac{M}{\gamma} \dot{v}_2, b \dot{x}_1 = \frac{b}{\gamma} v_2 \text{ 和 } \beta x_1 = \frac{\beta}{\gamma} \int v_2 dt$$

那么式 (4.50) 变为

$$C_2 \dot{v}_2 + G_2 v_2 + \frac{1}{L_2} \int v_2 dt = i_1 \quad (4.52)$$

其中  $C_2 = M/\gamma^2$ ,  $L_2 = \gamma^2/\beta$  和  $G_2 = b/\gamma^2$ ，利用这些常数，等式 (4.51) 和 (4.52) 可以用图 4.15 给出的等值电路表示。

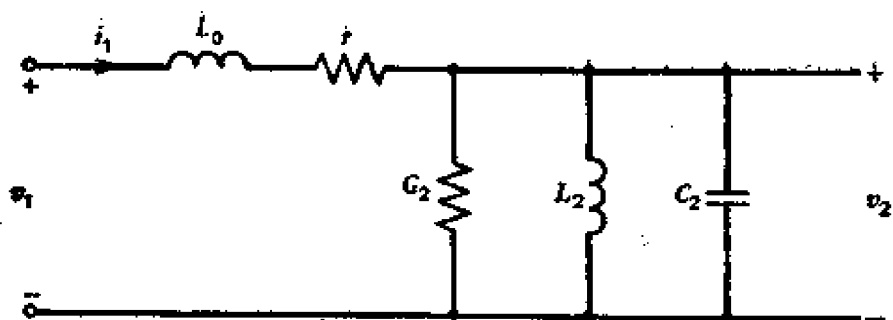


图 4.15 机电系统的等值电路

## 4.7 双和多励磁系统

到目前为止,我们所讨论的仅仅是一个线圈的系统(也就是单电输入),但是一般情况下使用多线圈(或多励磁)系统。为了找到

瞬时的电力,我们需要确定系统的贮能。对于一个双励磁(或两线圈)系统(图 4.16),我们能用电感来表示磁链。

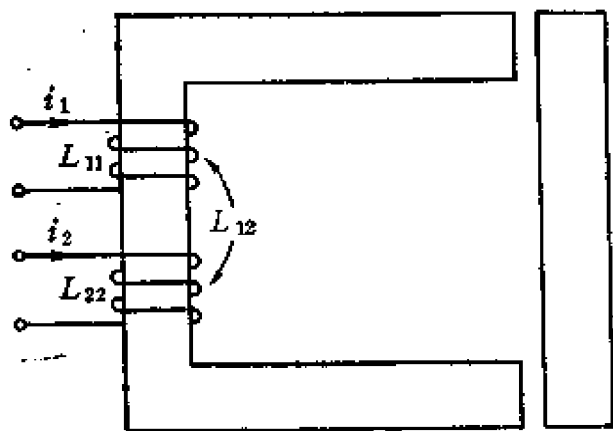


图 4.16 一个双励磁系统

$$\lambda_1 = L_{11}i_1 + L_{12}i_2$$

$$\lambda_2 = L_{12}i_1 + L_{22}i_2$$

假定磁链有增量,那么

$$d\lambda_1 = L_{11}di_1 + L_{12}di_2$$

$$d\lambda_2 = L_{12}di_1 + L_{22}di_2$$

为了找到贮藏磁能的变化,用相应的电流乘  $d\lambda_s$ , 因此

$$\begin{aligned} dW_m &= i_1d\lambda_1 + i_2d\lambda_2 \\ &= L_{11}i_1di_1 + L_{12}i_1di_2 + L_{12}i_2di_1 + L_{22}i_2di_2 \\ &= L_{11}i_1di_1 + L_{12}d(i_1i_2) + L_{22}i_2di_2 \end{aligned}$$

总磁能通过此式积分计算得到

$$W_m = \frac{1}{2} L_{11}i_1^2 + C_{12}i_1i_2 + \frac{1}{2} L_{22}i_2^2$$

$$= \frac{1}{2} (L_{11}i_1^2 + L_{12}i_1i_2 + L_{21}i_1i_2 + L_{22}i_2^2) \quad (4.53)$$

而且,式(4.53)通常可表示为

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_k \sum_m L_{km} i_k i_m \quad (4.54)$$

或用矩阵表示法,有

$$W_m = \frac{1}{2} \mathbf{i} \mathbf{L} \mathbf{i} \quad (4.55)$$

其中  $\mathbf{i}$  是一个直列矩阵,  $\mathbf{i}$  是  $\mathbf{i}$  的转置(也就是  $\mathbf{i}$  是行矩阵),  $\mathbf{L}$  是系统的电感矩阵。

一旦贮能找到,多励磁系统的程序的其余部分是和前面说明的程序相类似的。电压和转矩用矩阵表示为

$$\mathbf{v} = \frac{d}{dt} (\mathbf{L} \mathbf{i}) + \mathbf{r} \mathbf{i} \quad (4.56)$$

$$T_e = - \frac{1}{2} \mathbf{i} \frac{\partial}{\partial \theta} (\mathbf{L}) \mathbf{i} \quad (4.57)$$

#### 4.8 瞬时值、平均值和均方根值问题

由于电的原因所产生的力的瞬时值和平均值,对于研究机电系统是重要的。机械运动开始的瞬间,瞬时力必须不为零。对连续运动,平均力必须不为零。平均力定义为

$$F_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T F_{inst} dt \quad (4.58)$$

其中  $T$  是相应的周期,  $F_{inst}$  是瞬时力。

从定义平均力开始,均方根值的一种新的解释就产生了,它可通过下列方程式来说明。对一个电流励磁感应系统,瞬时力是

$$F_i = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial X} \quad (4.59)$$

其中电流  $i$  可以具有任何波形,从式(4.58)和(4.59)得到平均

力是

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial X} \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \quad (4.60)$$

如果该系统用直流励磁,平均力是

$$F_{av} = \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial X} I_{dc}^2 \quad (4.61)$$

因此从式 (4.60) 和 (4.61),产生同样平均力的直流值是

$$I_{dc} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.62)$$

式 (4.62) 说明对于定义均方根或有效值是一样的。因此为了在交流励磁或直流励磁两种情况下存在相同的平均力,交流的均方根值必须等于直流的大小。

总之,在这章里,我们已经研究了机电能量转换过程的基本原理,并应用这些原理来研究了若干机电系统的动态情况。

## 习 题

4.1 一个圆柱形螺线管表示在图 4.17 中,数据如下:  $g = 5\text{mm}$ ,  $a = 2\text{cm}$ ,  $b = 2\text{mm}$ ,  $l = 4\text{cm}$ ,如果线圈中电流是 10A 直流电,确定可动铁心上受到的电磁力。

4.2 对于题 4.1 的螺线管,线圈中通入 60Hz 交流电。如果可动铁心受到 600N 平均力,计算线圈中交流电流的大小。

4.3 图 4.17 表示一个单励磁的电磁系统,又使其在水平方向的运动受到约束,有关的尺寸表示在图中。在下述两种情况下确定可动铁心上作用的电磁力:

(a) 电流励磁  $i = I \cos \omega t$

(b) 电压励磁  $v = V \cos \omega t$

对 (a)、(b) 两种情况,忽略绕组电阻、漏磁场、边缘效应,假定全部能量贮藏在气隙中,也就是铁心导磁率比自由空间导磁率相比大得多。如果不忽略绕组电阻,应该如何修正计算。

4.4 一个电磁机构的电感和  $\theta$  具有如下关系:

$$L_{11} = 2 + \cos 2\theta = L_{22}$$

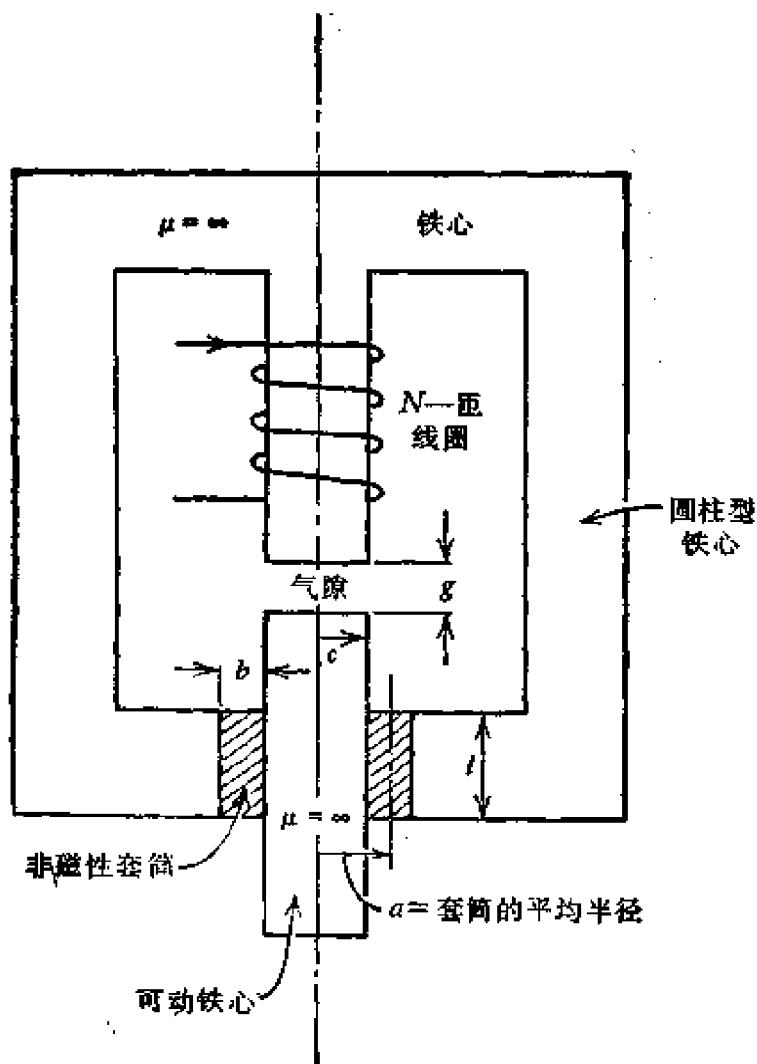


图 4.17 一个圆柱形的螺线管

$$L_{11} = 1 + 0.5 \cos \theta = L_{21}$$

假定绕组电阻为 0, 当两个绕组接到同一个电源,  $v_1 = v_2 = 155 \sin 377t$ , 求转矩(作为  $\theta$  的函数)。

4.5 图 4.19 的系统有两个线圈, 自感和互感分别为  $L_{11}, L_{12}, L_{22}$ 。线圈 1 中通入电流  $i_1 = I_1 \sin \omega_1 t$ , 线圈 2 中通入电流  $i_2 = I_2 \sin \omega_2 t$ , 电感为  $L_{11} = k_1/x, L_{12} = k_2/x, L_{22} = k_3/x$ ,  $k_1, k_2, k_3$  是常数, 导出平均力的表达式(用积分形式)。对于 (a) 最大平均力和 (b) 最小平均力两种情况下, 找出  $\omega_1$  和  $\omega_2$  之间的关系, 确定最大平均力, 最小平均力和中间平均力。

4.6 图 4.6 系统的  $(\lambda, i)$  关系式由下式给出:

$$i = 3\lambda^2 + 2\lambda(x - 2)^2$$

其中  $x$  = 空气隙, 确定  $x = 1$  时贮藏的磁能。在  $x = 1$  时, 如果  $\lambda = N\phi =$

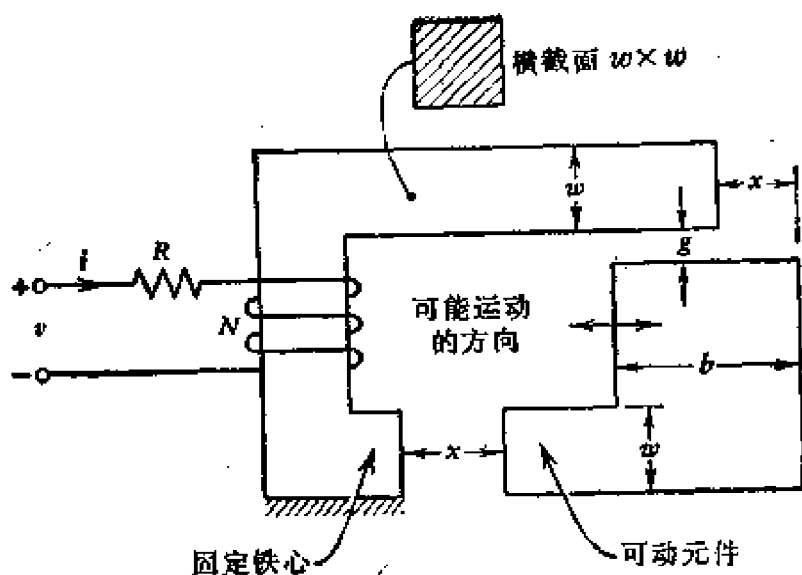


图 4.18 习题 4.3

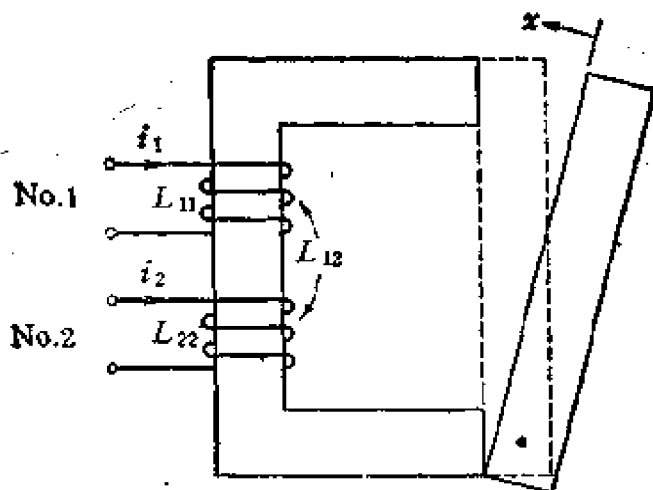


图 4.19 习题 4.5

12, 电磁力为多少?

4.7 对于习题4.6给出的  $(\lambda, i)$  关系式, 求  $x=1$  时贮藏的磁共能. 利用共能的概念, 确定在  $x=1$  和  $\lambda=12$  时产生的力的大小. 从而看到其结果和习题 4.6 所得结果是一致的.

4.8 两个互相耦合的线圈电感是  $L_{11} = A = L_{22}$ ,  $L_{12} = L_{21} = -B \cos \theta$ , 其中  $A$  和  $B$  是常数. 在下述情况下求出产生的电磁转矩: (a)  $i_1 = I_0$ ,  $i_2 = 0$ ; (b)  $i_1 = i_2 = I_0$ ; (c)  $i_1 = I_m \sin \omega t$ ,  $i_2 = I_0$ ; (d)  $i_1 = i_2 = I_m \sin \omega t$ ; (e)  $i_1 = I_m \sin \omega t$ ,  $i_2 = I_m \cos \omega t$ ; (f)  $i_1 = I_0$ , 线圈 2 短路. 以上情况均为  $I_0 = 9$  是一个常数直流电流.

4.9 在一个电磁铁中,  $i-\lambda$  关系是

$$i = \lambda^3 + \lambda x$$

其中  $x$  是某一任选的气隙, 如果  $\lambda$  是独立可变的。(a) 在  $x=0.5$  和  $x=1$  时找到一个电磁力的表示式, (b) 力随  $x$  改变吗? 请解释。

4.10 用能量概念重新回答习题 4.9。

4.11 图 4.20 是由弹簧、物体质量和阻尼组成的机械系统, 选择一个合适的坐标系, 从牛顿定律写出运动方程式。利用 (a) 力-电压模拟和 (b) 力-电流模拟, 来得到电的等值电路。

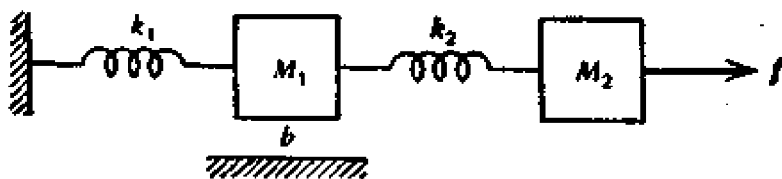


图 4.20 习题 4.11

4.12 应用力-电流模拟, 对于图 4.21 所示的机械系统画出一个电的等值电路。

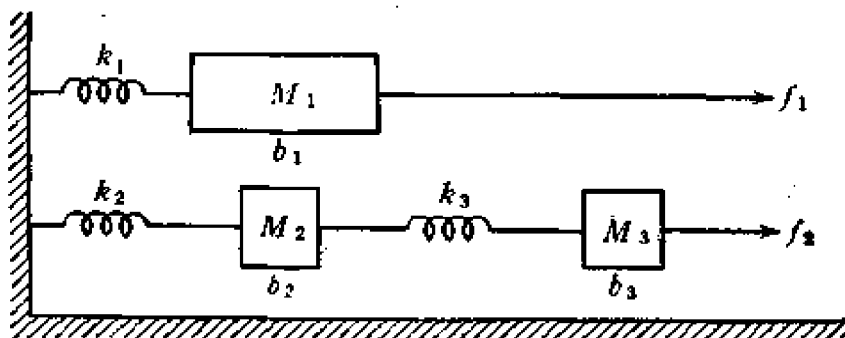


图 4.21 习题 4.12

4.13 对于图 4.10 所示的系统, 书中已经研究过了, 在力-电流模拟的基础上, 重新得出一个电的等值电路。利用力-电压模拟, 用电的参数重新写出公式 (4.49) 和 (4.50)。看到在两个方程中耦合项的系数不出现相同的符号。说明在这情况下, 仅仅利用无源元件不能产生等值电路。

4.14 在图 4.22 的系统中具有下述有关的数据:  $r_1, r_2$  是两个线圈的电阻;  $i_1, i_2$  是电流;  $n_1, n_2$  是匝数;  $\mu_0$  是自由空间的磁导率;  $A$  是中间臂和边上臂的横截面积;  $M$  是电枢质量;  $k$  是弹簧常数;  $b$  是摩擦系数;  $l_0$  是当  $i = 0$  时的弹簧长度。假定全部磁能都贮藏在气隙中。

(a) 如果  $i_1 = I_m \cos \omega t, i_2 = I_m \sin \omega t$  (1) 用矩阵形式写出电运动方程式。(2)

写出机械运动方程式。(3) 如果上述方程式为非线性, 识别非线性项。

(b) 如果  $i = i_{dc}, i_2 = 0$ , 得出静态运行点和围绕这点的线性方程。

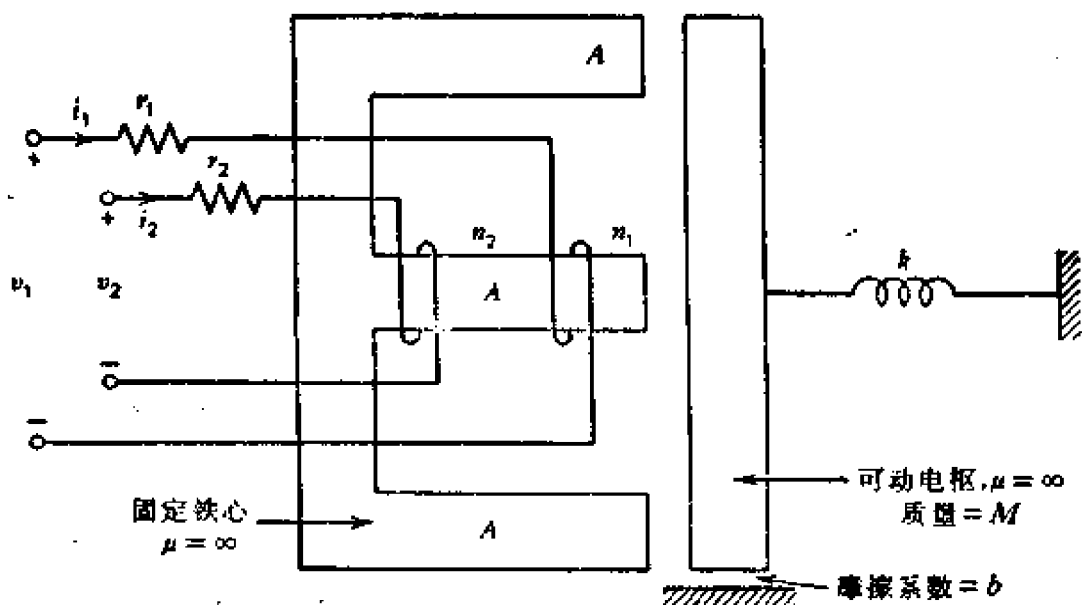


图 4.22 习题 4.14

4.15 两个线圈的自感和互感(H) 作为位移  $x$  (m) 的函数, 表示为

$$L_{11} = L_{22} = 3 + \frac{2}{3x} \quad L_{12} = L_{21} = \frac{1}{3x}$$

忽略电阻, 两个线圈用同一电压源  $v = v_1 = 100 \cos 50t$  V。

(a) 找出电力(也就是电的初始力)的表达式。

(b) 计算  $x = 1$  时力的平均值。

(c) 力的作用是企图使  $x$  增加还是减少?

4.16 一个机电系统表示在图 4.23, 铁心结构是圆柱形的。其它数据在图上。忽略线圈电阻, 线圈两端电压为  $v$ 。

(a) 写出一般的电和机械的运动方程式。

(b) 如果  $a = 1\text{cm}, l_1 = 5\text{cm}, b = 4\text{cm}, w = 0.1\text{cm}, N = 1000$  匝, 在  $x = 0.5\text{cm}$  时计算线圈电感。

(c) 对于 (b) 中的数据, 计算在  $x = 2\text{cm}$  时铁心上的力,  $i = 10\text{A}$  直流电。

4.17 习题 4.9 的电磁铁, 用  $3\text{A}$  直流电流励磁, 线圈为  $N$  匝。如果在  $x = 1.0\text{cm}$  时, 磁铁需要产生一个  $12\text{N}$  的力, 利用实际的磁导  $P$  计算  $N$ 。

4.18 图 4.24 给出一个机电系统, 推导产生电力的表达式。阐述在推

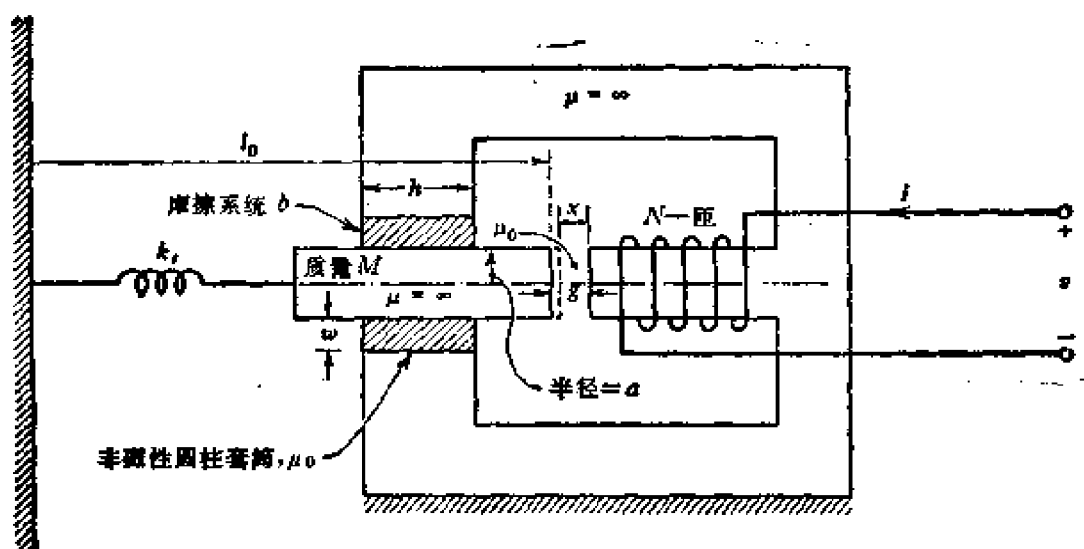


图 4.23 习题 4.16

导中使用的全部简化假定,写出电和机械的运动方程式,找出平衡位置,电力的方向是什么? 以下假定弹簧拆去,忽略摩擦。一个外部力牵引可动铁心通过距离  $d$ , 确定耦合场贮能的变化,如果贮能有一个变化,能量到哪儿去了? 或者能量从何而来,作为这种情况可能吗?

4.19 图 4.25 中磁路横截面积是  $a$ , 滑动装置具有粘滞性的阻尼力  $F_{\text{visc}} = b\dot{x}$  反抗滑动装置运动,并作用在支架上,位置  $x$  等于  $x_0$ ,它是在无电励磁情况下得到的。如果  $v = V_m \cos \omega t$ , 忽略绕组电阻,用给定的符号确定

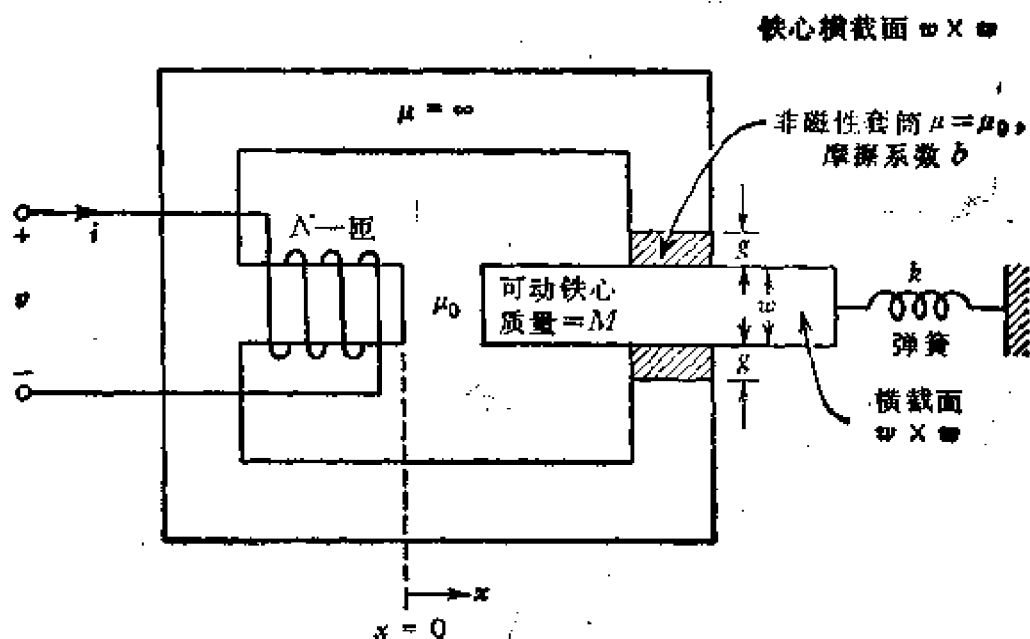


图 4.24 习题 4.18

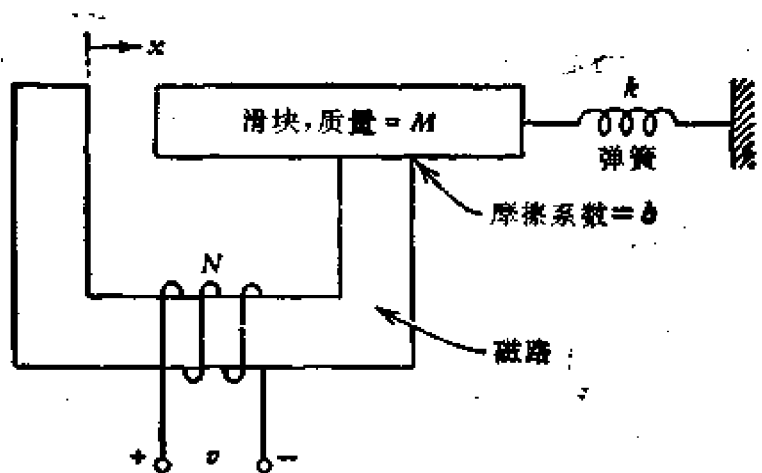


图 4.25 习题 4.19

下述量:

- (a) 作用在滑动装置上的磁力.
- (b) 在稳态情况下, 距离  $x$  作为时间的函数式和该表达式成立的条件.
- (c) 如果磁性材料无损耗, 由电压源供给的平均功率.

4.20 对于表示在图 4.10 上的系统, 具有书 (4.55 节) 中规定的参数, 当输入电流为  $2A$  时, 确定磁通随时间变化的函数.

## 第五章 直流换向器电机

本章将介绍一种常见的旋转电磁装置,即直流换向器电机。直流换向器电机的分析将用到前面各章中叙述的很多原理,特别是第二章磁路的概念和第四章力的关系。在这一章中通常只简称为直流电机。由于特定的原因,我们引入了换向器这个词。首先换向器能显示本章所讨论的装置的特色,没有换向器,这些电机和其它种类的电机一样,不能显示其特色。换向器是一种机械整流器即换流器,它可以接上直流电源使机械装置具有某些有用的特性,如成为一个电动机,一个发电机或是一个控制装置。其次,换向器形式并不是直流电机的唯一形式,虽然我们用了直流,事实上它并不是一个完善的直流电机,我们主要是指这个装置在一定转速和转矩条件下,它的电流和电压是单方向的。研究电子学的读者或许会反对用一个机械换向器作为装置的一部分,并如此频繁地用在电子和控制系统中。人们不禁要问为什么不采用带有固态装置的换向器呢?这样的装置在今天是相当普通的,称为无刷直流电机。如果人们仍然想知道什么是真正的直流电机,那就是叫做单极机的一种装置,它是法拉第在 1830 年制造的法拉第圆盘发电机的后代。液态金属类型的单极机结构已经在航空上有了多种用途。因此,我们使用直流换向器电机来代表一种特殊结构的直流电机。

### 5.1 直流换向器电机的描述

图 5.1 到图 5.4 表示了各种直流换向器电机的实例。直流换向器电机是由旋转部件(叫做转子或电枢)和静止部件(称为定子)所组成的,在所有各类的旋转电机中,通常具有两种型式的几何结

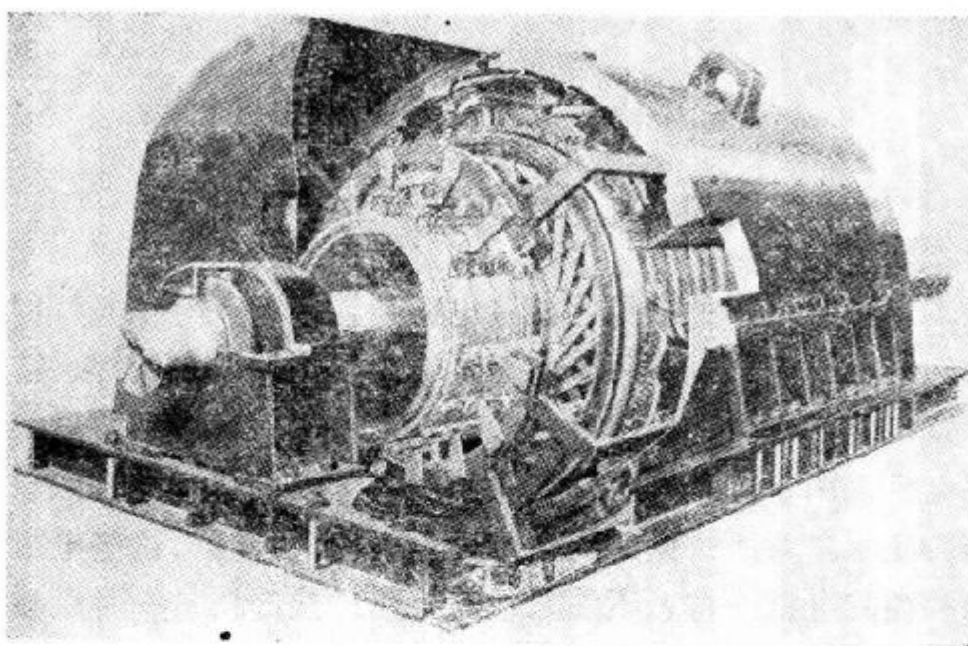


图 5.1 4000hp,700V 直流电动机的剖视图

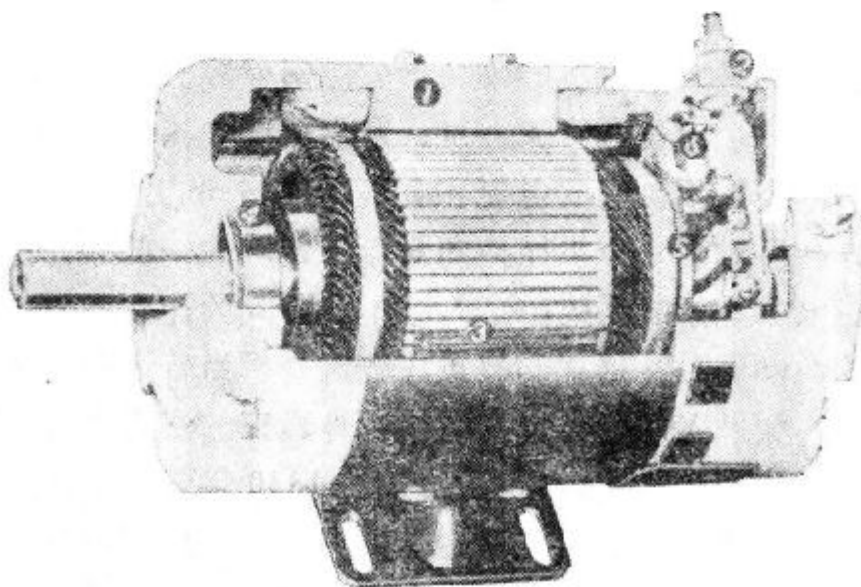


图 5.2 牵引用直流换向器电机

构,它是由气隙尺寸的坐标来区分的。一种是最常见的径向气隙;一种是轴向气隙,它适用于扁平电动机中。在径向气隙结构中,旋转部件在外形上通常为圆柱形,安装在定子里面。定子在外形上是一个空心圆柱体或是一个圆环,定子和转子同心。气隙是指转子外直径和定子内直径之间在半径方向上量测的径向距离。在轴向气隙结构中,转子和定子在外形上都是圆盘且是沿轴向平行的

同轴圆盘，气隙是指两个邻近圆盘表面间的轴向距离。本书的理论和分析方法是同样能应用于两种几何结构的电机的。然而有时几何结构会使列方程式受到一定的约束，这里将使用更为普遍的径向结构电机进行分析研究。两种几何结构中，均存在轴承和润滑油系统，以支持转子旋转并产生最小摩擦损耗和最小的偏心率。轴承固定在轴承室(定子的外结构部分)，轴承室的结构随着电机的冷却通风系统的型式而改变，也随着为阻止尘土和外来微粒进入电机、采用的不同保护方式而改变，可参看第一章。某些结构也可进一步在图 5.1 到图 5.4 中看到。

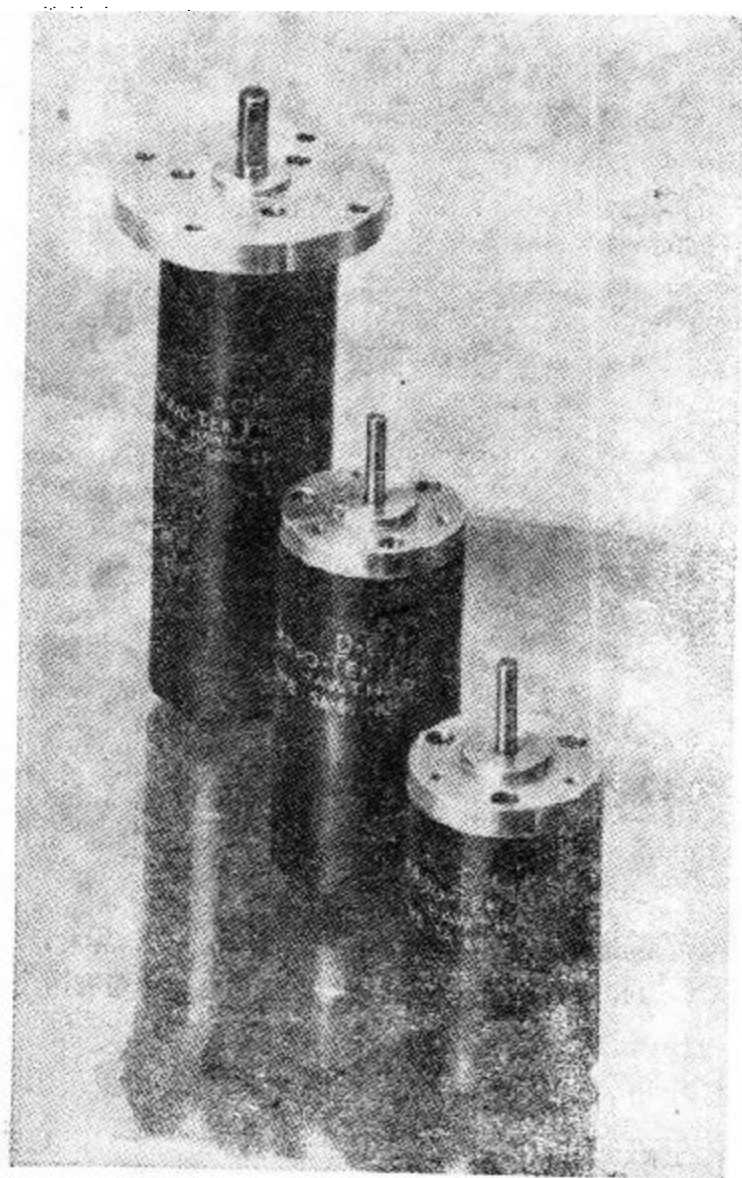


图 5.3 典型的控制电动机和发电机

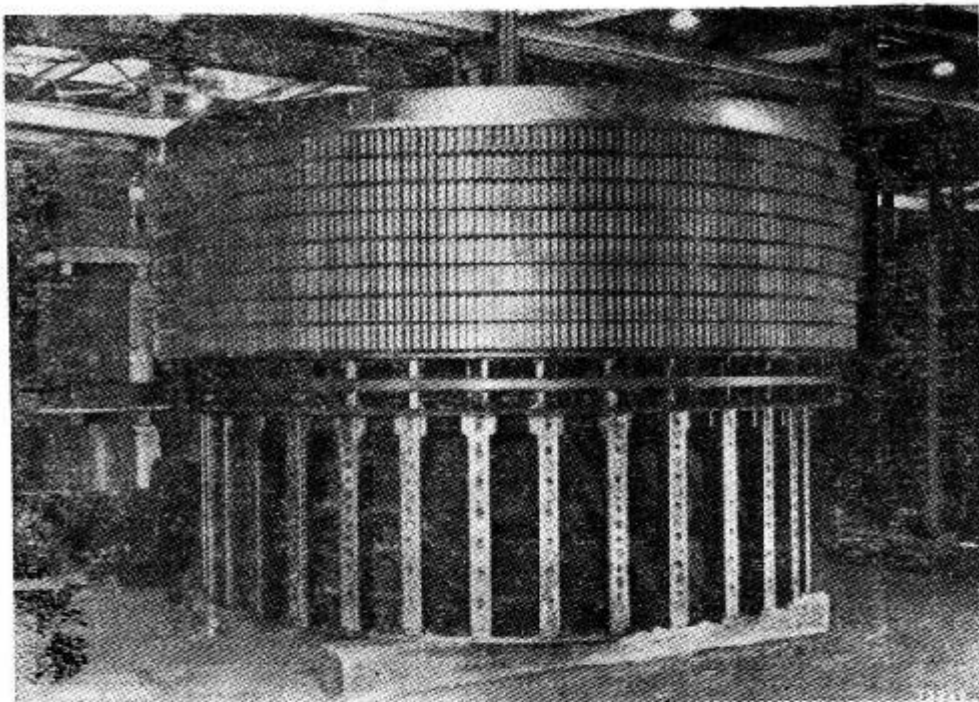


图 5.4 3500hp, 220V, 40/80rpm 的直流电动机转子体；一半由冲压件构成

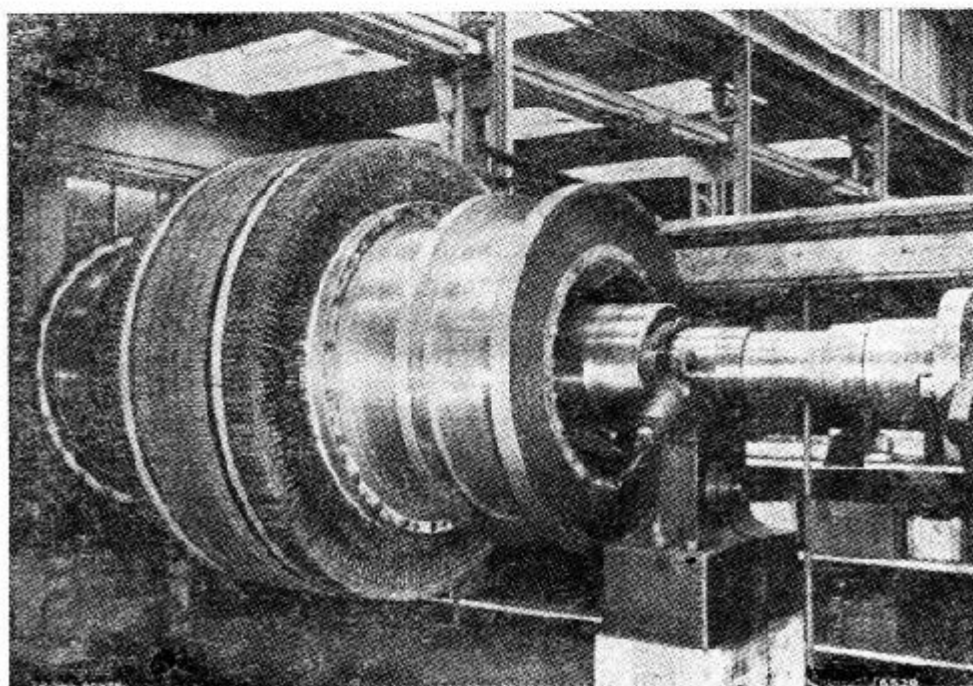


图 5.5 2000kW, 450rpm 直流发电机的电枢上带有两个换向器

在电磁方面，直流换向器电机由两个或更多的励磁源组成，它们通过磁路在磁方面耦合。两个主要励磁源一个位于定子上，它是由一个电绕组或是一个永久磁铁构成的；另一个位于转子上，是

电枢绕组（图 5.5）。因此直流换向器电机是一个多励磁电机，磁路由电枢磁性材料、气隙、磁极（软磁材料或永久磁铁）和轭（它经常是机械外壳的构成部分）组成。附加的励磁源由间极和补偿绕组（图 5.6）产生，它们将在换向问题中一起阐述。

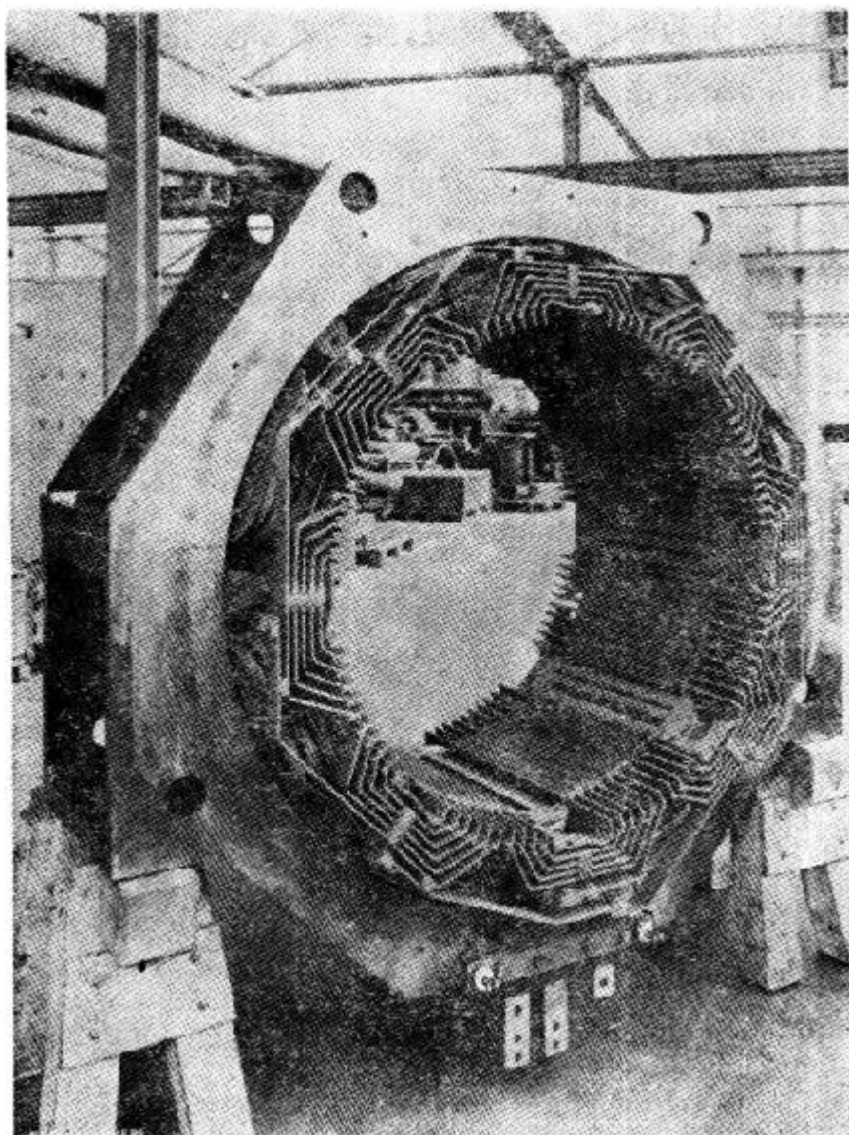


图 5.6 1030kW 直流电动机的定子，其上有补偿绕组和间极

励磁系统的作用是提供能量，建立一个磁场。使用电的励磁绕组（图 5.7）可以得出代表直流换向器特点的各种工作特性。永久磁铁的励磁系统通常价格便宜，占有的空间位置比励磁绕组小，而且是不需要供给能量的独立电源。

电枢绕组经常称为直流换向器电机的功率绕组，因为电机的

电磁转矩是由于电枢绕组电流的作用产生，而且电枢绕组端部通过换向器、电刷系统连接到外部功率源。换向器、电刷系统的作用是作为外部电枢电路和电机内部电枢绕组之间的一个机械开关装置。在电枢绕组内部，电流和感应电压是随时间变化的，在极性方面是可逆的。作为一个双向装置，换向器、电刷系统有点类似于具有反并联对的整流器的作用。

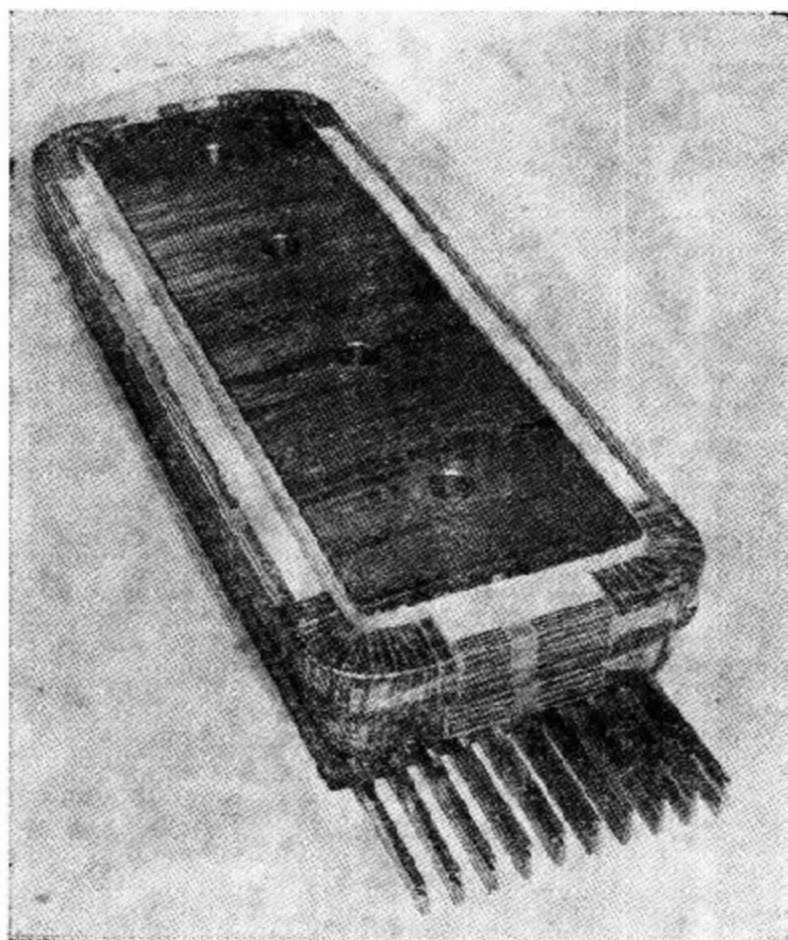


图 5.7 轧钢机用 2550kW 直流电动机的磁极

具有径向气隙的直流换向器电机的转子或电枢在外形上是圆柱体，固定在由轴承支承的轴上（图 5.5）。轴的一端或两端从机器的轴承室伸出，这是机器的输入、输出端，可以在机械上与负载装置或机械能源耦合，这取决于机器是作为电动机还是作为发电机运行。在很多电机中，转子的有效部分，也就是在磁路中作为磁导体使用的部分，是一个软磁材料的空心圆柱体，它通过一个轮辐

或支架的纯结构部件支承在轴上。使用这种结构形式比起实心圆柱体可以减少重量。

在转子表面上有一些平行的轴向的槽，通常沿转子表面均匀分布。槽中放置电枢线圈，它们构成电枢绕组。在大电机中，这些线圈是预先成型的，按照绕组连接规律放在槽中，它们将在 5.2 节讨论。各种类型的电气绝缘用来绝缘线圈和钢槽表面，它取决于线圈中产生的电压，使线圈散热的冷却方式或热传导工艺以及线圈运行的周围环境。

为了机械加固，防止磨损及进一步保护绝缘，在线圈和槽壁之间放入不导电的槽绝缘。槽之间的磁性材料叫齿，常见的几种槽和齿的横截面几何形状表示在图 5.8。虽然槽截面可能是一个细小的设计部分，但是它对电机的基本性能有值得注意的影响，例如它影响了电枢电感，齿的磁饱和，在定子磁极中感应的涡流损耗和放置在槽中的线圈的结构和价格。

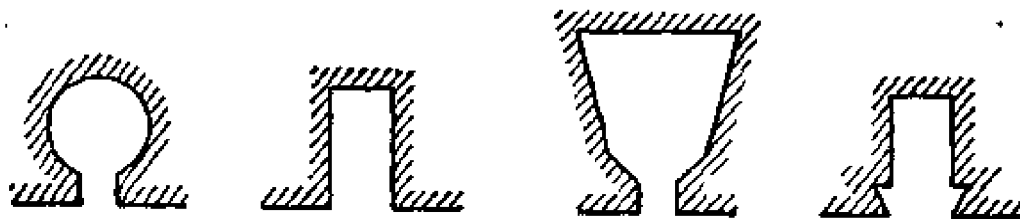


图 5.8 几种典型的电枢槽形

旋转电机的机械和结构设计本来就是一个很复杂的课题，一个部件的形状随着磁、电和绝缘材料的改进而不断改变，也随着热传导工艺改进和新的生产过程的产生而改变。文献 2 详细地叙述了交流和直流旋转电机的结构特点。当然，我们的兴趣更多地是在研究电机工作的电磁原理方面。

## 5.2 电 枢 绕 组

许多型式的电枢绕组已经用于直流换向器电机中，最早的结构是环型，它是缠绕在外形为圆环的转子上。在现代径向气隙的电机中，多数的电机绕组是叠或波绕组。小型转子通常用机械缠

绕,沿转子轴向从一端绕到另一端,整个导线放入槽中,一次一匝。在大型转子中,绕组由放在槽中的成型线圈构成。文献 2 到 4 详细地叙述了电机绕组。

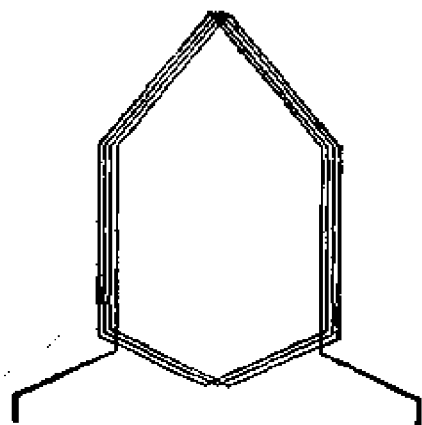


图 5.9 多匝波绕组

电枢绕组是一个连续绕组,也就是它没有起点和终点,它是一些线圈串联构成的,线圈的一个端点连接到一个换向片上。一个线圈可以由一匝或是由串联起来的多匝(图 5.9)构成。组成线圈的很多串联匝只有第一匝的首端和最后匝的末端连接换向片。线圈端部连接到换向片上的方式决定了绕组是叠绕组还是波绕组。

组还是波绕组。

两种典型绕组的线圈外形一般是相同的,从一个已经绕好的电枢和换向器外观来检查,是不可能确定绕组的形式,两种绕组型式之间的区别表示在图 5.10 和图 5.11 中。

为了理解这些绕组的安排,设想在转子和换向器表面上沿轴向剖开,两个圆柱表面(转子和换向器)已展开成平面,这就是图 5.10 和 5.11 中呈现的平面。如果我们不考虑这个瞬间,事实上,随着转子的转动,将会有另外一组轴向线条出现在图中。叠绕组这个名词是从绕组沿转子表面前进的实际情况产生出来的。线圈的开始端连接到一个换向片,线圈的末端返回到与开端换向片相邻的下一个换向片相连接。波绕组这个名称的原因更模糊,只是当这种绕组画在图 5.11 上,它具有波浪的形状而已。

线圈的两边一般放在槽中,隔开一个极距。极距是指磁极中心之间的距离,可以用槽数作单位(总槽数除以总极数)或用度数表示为

$$\alpha = \frac{360^\circ}{p} \quad (5.1)$$

其中  $p$  为极数,线圈两边隔开一个极距的绕组称为整距绕组,由

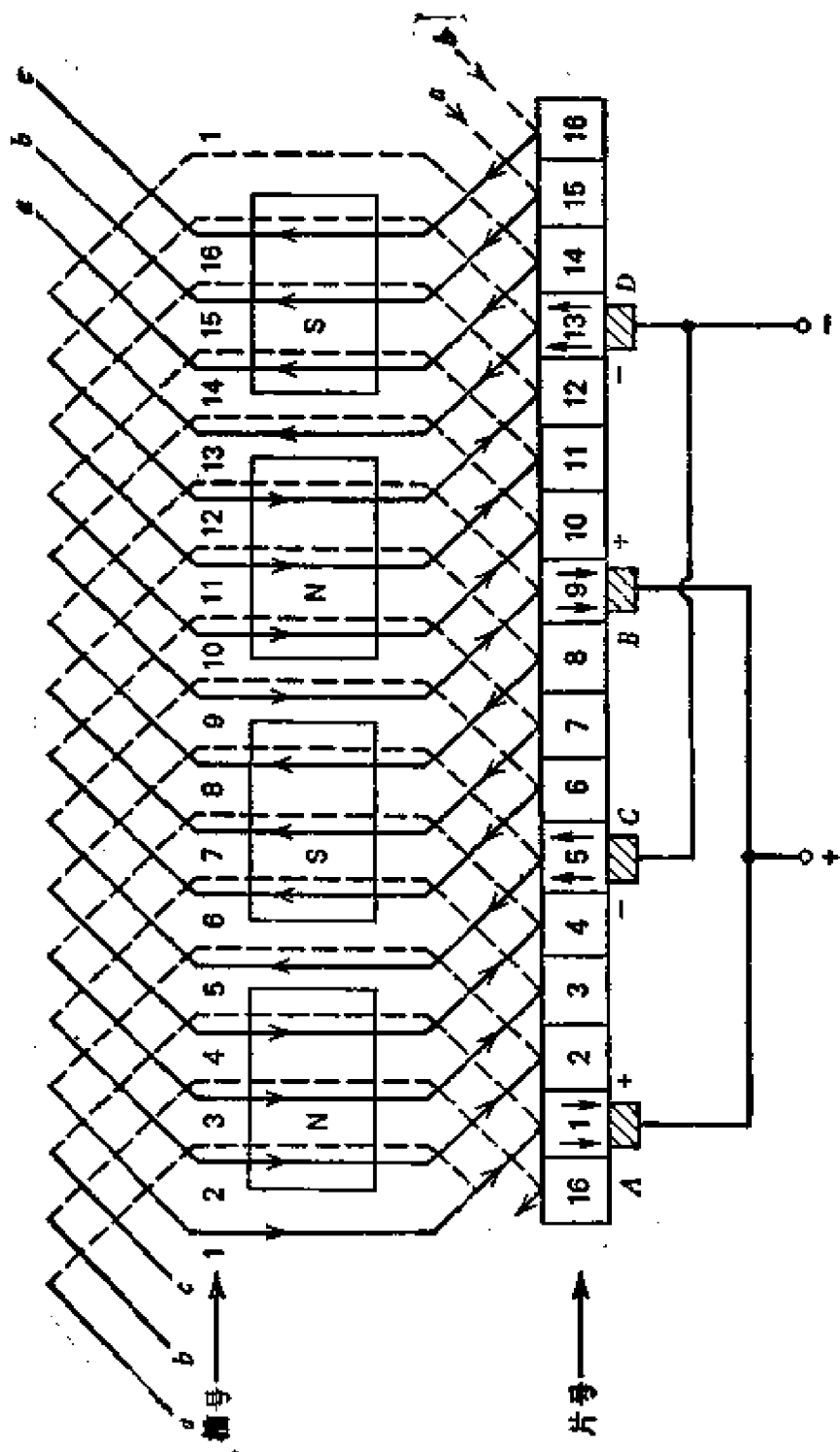


图 5.10 电枢绕组的展开图

于各种原因,常希望线圈两边隔开距离比一个极距小些,这样的绕组称为短距或分数距绕组。实际上这种绕组在交流电机的定子绕组中比直流电机电枢绕组中用得更多。电枢绕组通过放在换向器上的电刷和外部连接,当换向器和转子旋转时,电刷是静止的,固定在一定的位置,电刷之间隔开一个极距。在叠绕组中,电刷位置的数目必须等于磁极的数目,半数位置的电刷是正极性,半数负极性,正极性的电刷组和负极性的电刷组分别通过外部电的连接并联起来。

对于波绕组,仅仅两个位置的电刷是需要的,一个位置的电刷是正极性,一个是负极性。为了减少电刷的电流密度经常使用更多位置的电刷。两种绕组的主要不同处,就电机的电气性能来说,是电枢正、负端之间绕组的并联电路数目。规定符号  $a$  作为电枢两端间并联支路的数目,我们得到

$$\begin{array}{ll} \text{叠绕组} & a = p \\ \text{波绕组} & a = 2 \end{array} \quad (5.2)$$

用图 5.10 和图 5.11 方式展开的绕组叫单绕组。如果表示出连续绕组,绕组将通过换向片构成闭合回路。这样的绕组中,每槽有两个线圈边,线圈数等于槽数也等于换向片数。复绕组每槽有两个或更多的线圈,而且其电的并联支路数为式 (5.2) 所表示的单绕组并联支路数的整数 (2 或更大) 倍。导体、换向片和槽之间的关系也和前面给出的关系不同。另一个绕组特点 (这点是无关紧要的) 是相邻线圈连接到换向片的顺序。如果顺序是向前, (从电机的换向器端观察为顺时针方向) 绕组称为前进的,如果反方向,绕组称为后退的。我们注意到图 5.10 的叠绕组是前进的,图 5.11 的波绕组也是前进的,它们和这些图中表示的换向片标志的顺序是一致的。一个单叠绕组可以放入任意槽数的转子中,一个单波绕组不能在任意槽数中安放,它要满足极数和槽数 (或换向片数) 之间的某种关系。这关系表示为

$$Y_p = Y_b + Y_l = \frac{(\text{槽数} \pm 1)}{(p/2)} \quad (5.3)$$

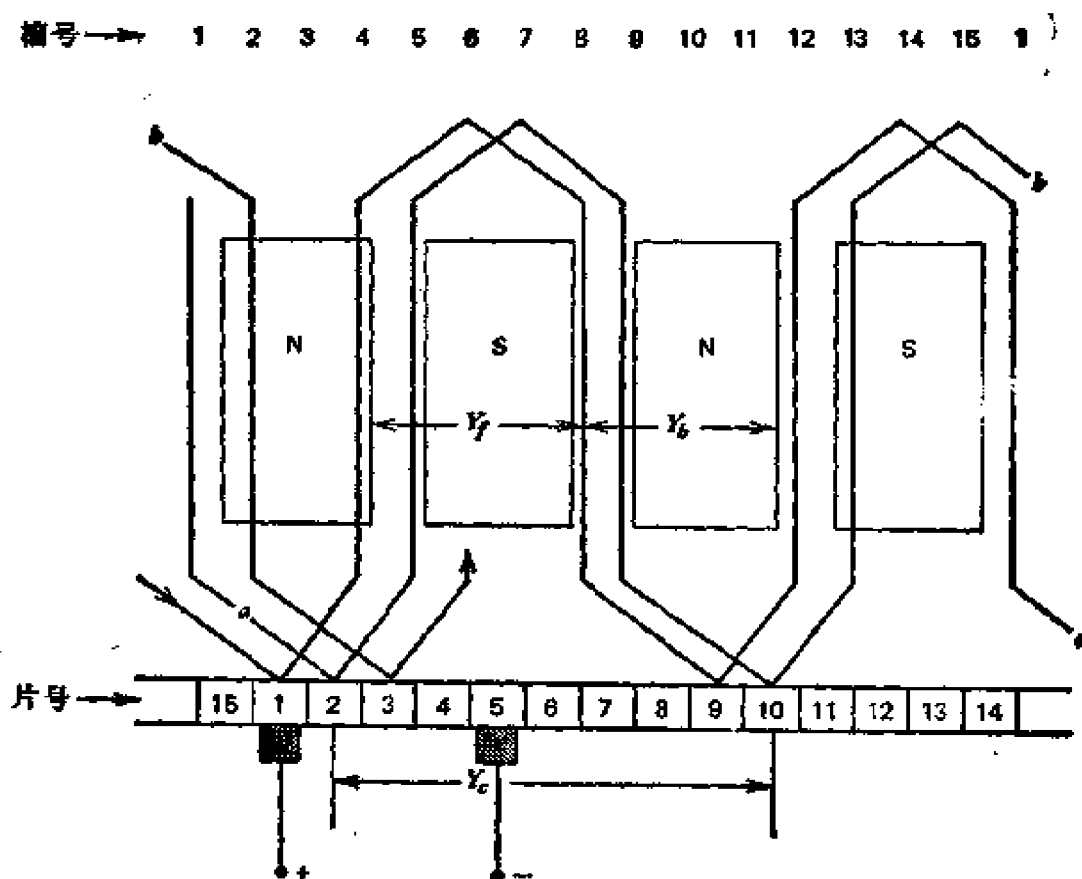


图 5.11 电枢波绕组的展开图

其中

$Y_f$  是换向器节距；

$Y_b$  是线圈后节距；

$Y_c$  是线圈前节距。

线圈后节距是用槽来度量的，等于最接近极距的整数，或

$$Y_b = \text{取整数}(\text{槽数}/\text{极数}) \quad (5.4)$$

当槽数/极数是一个非整数时，通常选择最接近的较小的整数值。这就意味着线圈较小，因此将减小价格和具有较低的电阻值。这些线圈节距在图 5.11 上表示出来了。

例题 5.1 图 5.11 的波绕组放在一个具有 17 槽的电枢中，换向器有 17 片，试设计单波绕组的节距。

解 从式 (5.3)  $Y_c = (17 \pm 1) / \left(\frac{4}{2}\right) = 8 \text{ 或 } 9$ ，选择 9。从式

(5.4)  $Y_1$  取整  $(17/4)$ , 选择 4. 因此  $Y_1 = 9 - 4 = 5$ . 这些就是用于图 5.11 的数值.

在电枢槽数不满足式 (5.3) 的情况下, 为了在电枢及换向器上放入波绕组, 可让比实际槽数低 1 的数满足式 (5.3), 如例题 5.1 那样设计单波绕组节距, 这时将会有槽空着. 为了避免转子的不平衡, 空槽内填满伪线圈, 以保持机械平衡. 由于这一原因, 某些换向片将会留着不用.

在本章末尾将进一步讨论几个问题, 使得对电机绕组设计感兴趣的读者能更深入了解. 另外也可参考文献 2 到 4.

在小直流电机中, 使用去掉换向器的绕组是更普遍的. 这些电机中, 电刷等直接和绕组本身接触. 最常用的这类电机叫做印刷电路电机, 这个名词最早是从电化学腐蚀工艺制成电枢绕组而得来的, 类似的电枢现在依靠冲压工艺制成. 这样的电枢实例表示在图 5.12. 对于印刷或冲压电枢绕组, 最常用的是轴向气隙

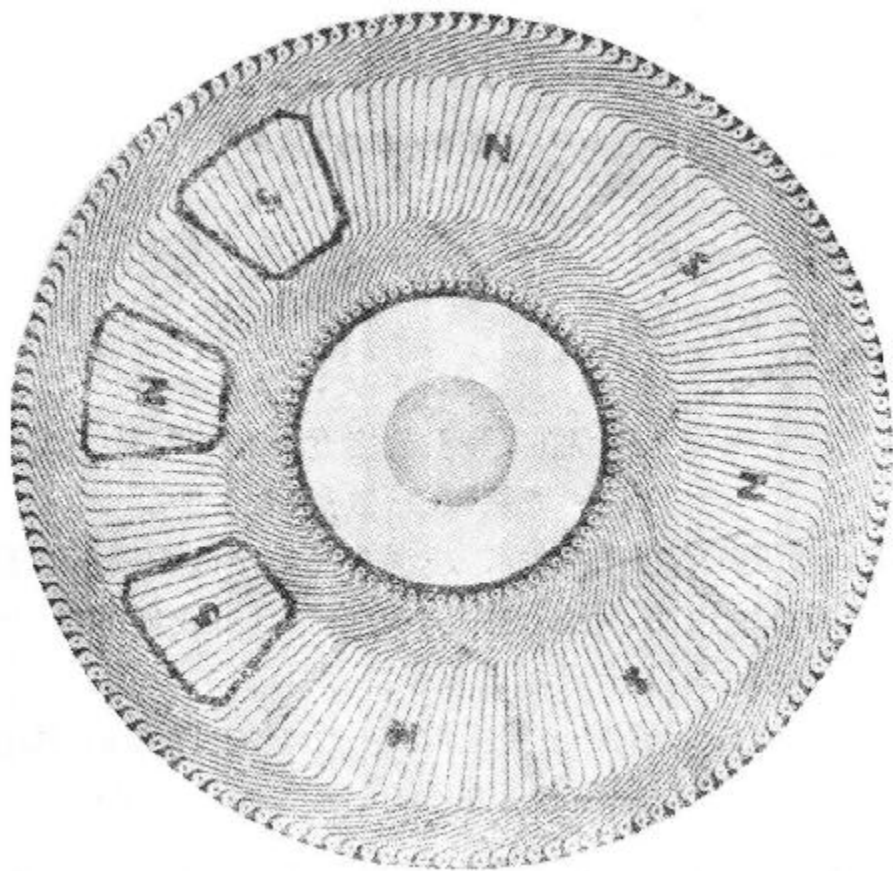


图 5.12 盘式电动机的印刷电路绕组图

结构,但设计径向气隙也是可能的。

### 5.3 电 枢 电 压

这一节里,我们将研究当电枢在定子磁极产生的磁场中旋转时,在电枢绕组中感应的电压。电压可以用几种形式表达,如在4.7节中讨论的用励磁和电枢绕组的自感和互感来表示。在直流换向器电机的分析中,习惯上用励磁磁通表达产生的电枢电压,而不用4.7节的自感和互感。自感和互感强调电枢电压和励磁系统物理尺寸的关系,因为许多直流换向器电机是由永久磁铁来代替绕组励磁,在电机的性能计算中用电感来表示几乎是不可能的。

在下面研究中,我们将采用一个非常简单的直流电机结构,图5.13就是一个简单的两极电机的横截面图形,两根导体截面表示单匝线圈的两个边,参考轴是垂直轴,线圈位置离参考轴  $\theta_m$ 。  $\phi_p$  是从一个极发出的总磁通,假定它完全是水平方向的,链着线圈的磁通是线圈(转子)位置的函数,它可表示为

$$\phi = \phi_p \cos \theta_m \quad (5.5)$$

如果转子以角速度  $\omega_m$  弧度/秒旋转,转子位置是时间函数,即

$$\theta_m = \omega_m t \quad (5.6)$$

从法拉第定律,对于一个单匝线圈(式2.25),其中感应的电压是

$$e = \phi_p \omega_m \sin \omega_m t \quad (5.7)$$

如果定子上有  $p$  极而不是图5.13表示的2极,考虑到线圈中感应电压的频率增大到  $p/2$  倍,正如转速增大到  $p/2$  倍效果一样,我们可以定义一个等效电角度

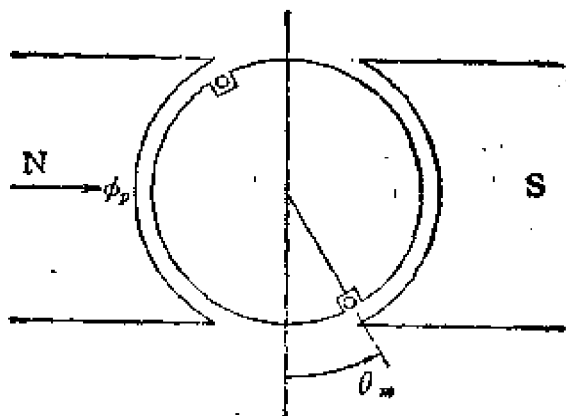


图 5.13 两极电机轴向横截面的简图，  
图中只表示了一个电枢线圈

$$\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m \quad (5.8)$$

电角度的单位通常是用电弧度或电角度来表示,它等于转过的机械角度乘以极对数  $\frac{p}{2}$ 。用  $\theta_e$  代替  $\theta_m$ , 用前面的分析结果可以

得到一个电枢线圈中感应电压的表达式为

$$e = \phi_p \frac{p}{2} \omega_m \sin \omega_m \frac{p}{2} t \quad (5.9)$$

对于  $N$  匝串联的线圈, 式 (5.9) 变为

$$e = N \phi_p \frac{p}{2} \omega_m \sin \frac{p}{2} \omega_m t \quad (5.10)$$

因为换向器的作用, 在电枢端产生的电压是瞬时电压最大值的半波平均值为

$$\begin{aligned} E &= \frac{p}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} e d(\omega_m t) = \frac{2}{\pi} \left( \phi_p N \frac{p}{2} \omega_m \right) \\ &= \frac{1}{\pi} N p \phi_p \omega_m \end{aligned} \quad (5.11)$$

在直流换向器电机中, 习惯上用导体数  $Z$  (线圈边数) 和并联支路数  $a$  来表示匝数, 则

$$N = \frac{Z}{2a} \quad (5.12)$$

将此式代入式 (5.11) 得

$$E = K_e \phi_p \omega_m \quad (5.13)$$

$$K_e = \frac{Zp}{2\pi a} \quad (5.14)$$

由上述表示式得到电枢感应电压是电机转速、每极磁通和绕组结构的函数。这个电压完全和电机作为电动机运行或是发电机运行无关, 也就是说, 它不取决于电枢中电流流动的方向。在电动机运行中, 这个电压通常称为反电势。在某些场合, 式 (5.13) 叫做电势方程式。

表示式 (5.13) 的图形叫做磁化曲线或励磁曲线, 它是分析

电励磁的直流换向器电机的主要工具之一。这个曲线是驱动电机在不变的机械速度  $\omega_m$  下,改变励磁电流(改变磁通  $\phi_f$ ),在整个过程中量测电枢两端的开路电压而得到的。两种不同机械速度下的典型磁化曲线表示在图 5.14 上,这个试验叫无载试验,在 5.10 节描述。

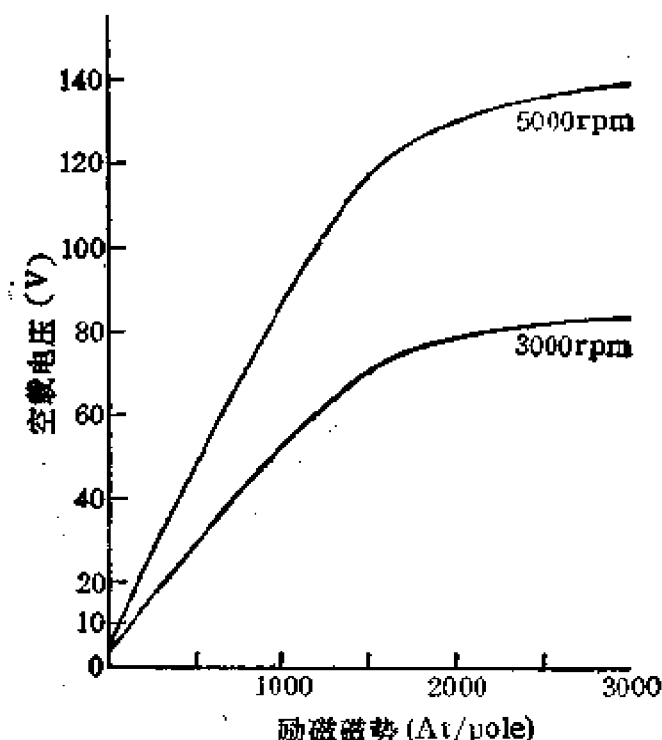


图 5.14 直流换向器电机的典型磁化曲线

应注意在图 5.14 曲线中使用的物理量单位和第二章阐述的  $B-H$  曲线是有关的,虽然后者的单位通常涉及到磁性材料的特性。对于带有气隙的磁路例如换向器电机的磁路,它们也是同样可以使用的。图 5.14 的物理量单位与  $B$  及  $H$  的关系如下:

$$e = K_a \omega_m (A_f B_f) \quad (5.15)$$

$$\text{安匝/每极} = (NI)_f$$

$$= H_c l_c + H_f l_f + (H_{a1} l_{a1} + H_{l1} l_{l1})/2 \quad (5.16)$$

其中

$(NI)_f$  = 试验中应用的每级等值安匝数;

$A_f$  = 面向气隙的磁极面积,单位用平方米;

$B_p = A_p$  上磁密的平均值,单位用特斯拉;

$H$  — 磁场强度,单位用安培每米;

$l$  — 磁体长度,单位用米。

下标  $g, p, ay, sy$  相应为气隙、磁极、电枢轭、定子轭。在等式 (5.13) 中使用磁通并不总是很方便,为此式 (5.13) 经常用励磁电流来代替励磁磁通。表示为

$$E = K_f I_f \omega_m \quad (5.17)$$

式中  $K_f$  和式 (5.13) 中电枢常数  $K_a$  之间的关系就是每极磁通和励磁电流或磁场电流之间的关系。这个关系在第二章中讨论过。

式 (5.13) 是线性方程式,式 (5.17) 不是线性的,因为  $\phi_p$  和  $I_f$  之间有非线性关系,系数  $K_f$  是非线性的,它随着图 5.14 磁化曲线的弯曲而变化。因为对于一个直流换向器电机,这个曲线能从试验得出,常数  $K_f$  与式 (5.13) 的  $K_a$  比较是相对容易得到的,而且很多电机,特别是控制类电机,是运行在磁化曲线的线性区域,在这种情况下,式 (5.17) 的非线性可不考虑。

## 5.4 电 磁 转 矩

现在让我们简要地回答组成本节标题的两个词的含义并加以分析,因为这些名词在讨论旋转电机中将会频繁出现。读者对第二个词转矩大概是熟悉的,可能已经形成了一个物理概念。转矩是一个力和一个力臂的乘积,它经常用一个向量来表示为

$$\mathbf{T} = \mathbf{r} \times \mathbf{F} \quad (5.18)$$

其中  $\mathbf{F}$  表示力,  $\mathbf{r}$  是力臂或是围绕旋转轴并从轴向外的一段半径。

对式 (5.18) 感兴趣的是转矩的方向。在电磁旋转电机中,  $\mathbf{r}$  通常是电机旋转部件转子的半径,  $\mathbf{F}$  是作用在载流导体上或是作用在转子表面处的力。在直流换向器电机或很多其它类型的旋转电机中,两个向量是垂直的。由式 (5.18) 中向量代数的叉乘可

以看到,由此产生的转矩向量是沿着旋转轴的方向,也就是和电机转轴平行。这种情况下,对于  $\mathbf{T}$  仅仅存在两种可能的方向,它取决于  $\mathbf{r}$  和  $\mathbf{F}$  的相对方向,两者都是平行于旋转轴。因为通常误解为转矩的方向是和力  $\mathbf{F}$  的方向相同,所以这点必须提出来。

通常把转矩作为一个标量来对待,它的单位就是能量或功的单位(从式 (5.18) 可以看出)。在国际标准单位中,转矩单位是牛顿·米,英制单位是磅·呎。把转矩作为一个标量来对待,更适合于由贮藏磁能的变化导出电磁转矩的方法,这在例题 4.2 中已有阐述

本节标题中的第一个名词电磁,意思是在旋转电机能量转换过程中,电和磁场之间的相互作用,这点从式 (5.10) 和第 4 章式 (4.15) 能很好地看到。这些等式描述了在电动机中电能转换到机械能,或反之在发电机中从机械能转换到电能的作用原理。

作为旋转电机主要机理的能量转换过程,可以用非常简单的关系来描述。

$$E I_a = T_a \omega_m \quad (5.19)$$

其中  $T_a$  是电磁产生的转矩,  $I_a$  是电枢电流,这些名称在这里是用于直流换向器电机的,式 (5.19) 两边的意义,对所有类型的旋转电机都是同样的。等式左边表示了电功率,右边表示了机械功率。应注意到式 (5.19) 具有双向作用,即可用来描述电动机也可用于发电机。

等式 (5.19) 引出了推导直流换向器电机电磁转矩表示式的一个简便方法。将式 (5.11)  $E$  代入,解  $T_a$  可得到

$$T_a = K_a \phi_a I_a \quad (5.20)$$

这个推导出的公式可能仍给读者留下一个印象,电磁转矩是一个含义不明确的量,因此让我们从式 (5.18) 来推导式 (5.20),这使我们有可能引入洛仑兹力(式 2.4)。首先我们看到式 (2.6) 表示的洛仑兹力在直流换向器电机中是可以应用的,假定  $\mathbf{r}$  和  $\mathbf{F}$  之间具有垂直关系,对于式 (5.18) 的标量形式为

$$T_a = r B I I_a \quad (5.21)$$

这是长度为  $l$ , 流过电流为  $I_a$  的一个电枢导体在半径  $r$  上产生的转矩。对于  $Z$  根导体, 连成具有  $a$  条支路的情况, 等式 (5.21) 变为

$$T_a = \frac{ZBlrI_a}{a} \quad (5.22)$$

假定对应于一个励磁磁极的磁通  $\phi_p$ , 在电枢表面的磁密分布是均匀的, 每极磁通量可表示为

$$\phi_p = BA_p = B \left( 2\pi r \frac{l}{p} \right) \quad (5.23)$$

将式 (5.23) 的  $B$  代入式 (5.22), 得出

$$T_a = \frac{Zp}{2\pi a} \phi_p I_a$$

这个式子和式 (5.20) 是一致的, 就像式 (5.13) 那样, 常用励磁电流来代替励磁磁通以表示转矩, 因此有下式

$$T = K_t I_f I_a \quad (5.24)$$

## 5.5 直流换向器电机的接线方法

直流换向器电机的性能非常显著地受到励磁电路和电枢电路彼此连接方式的影响。在讨论这些连接方式前, 让我们概括直流换向器电机的三个基本方程式 (这对于了解连接方式的作用是有意义的)

$$E = K_a \phi_p \omega_m \quad (5.13)$$

$$T = K_a \phi_p I_a \quad (5.20)$$

$$V = E \pm I_a R_a \quad (5.25)$$

其中  $R_a$  是表示电枢电路的电阻。式 (5.25) 表示电枢端电压  $V$  和感应电压  $E$  的关系, 公式右边的符号取决于电机是作为电动机运行还是发电机运行, 正号用于电动机运行。电机的转速关系可将式 (5.13) 代入式 (5.25) 得到

$$\omega_m = \frac{V \pm I_a R_a}{K_a \phi_p} \quad (5.26)$$

图 5.15 简示在直流换向器电机中，励磁电路和电枢电路不同的连接方法。图中圆圈仅表示电枢电路的感应部分，也就是产生式 (5.13) 中感应电压的部分。在电枢电路中还存在电枢绕组的电阻和电感及为了改善换向而和电枢绕组串联的其它绕组的电阻

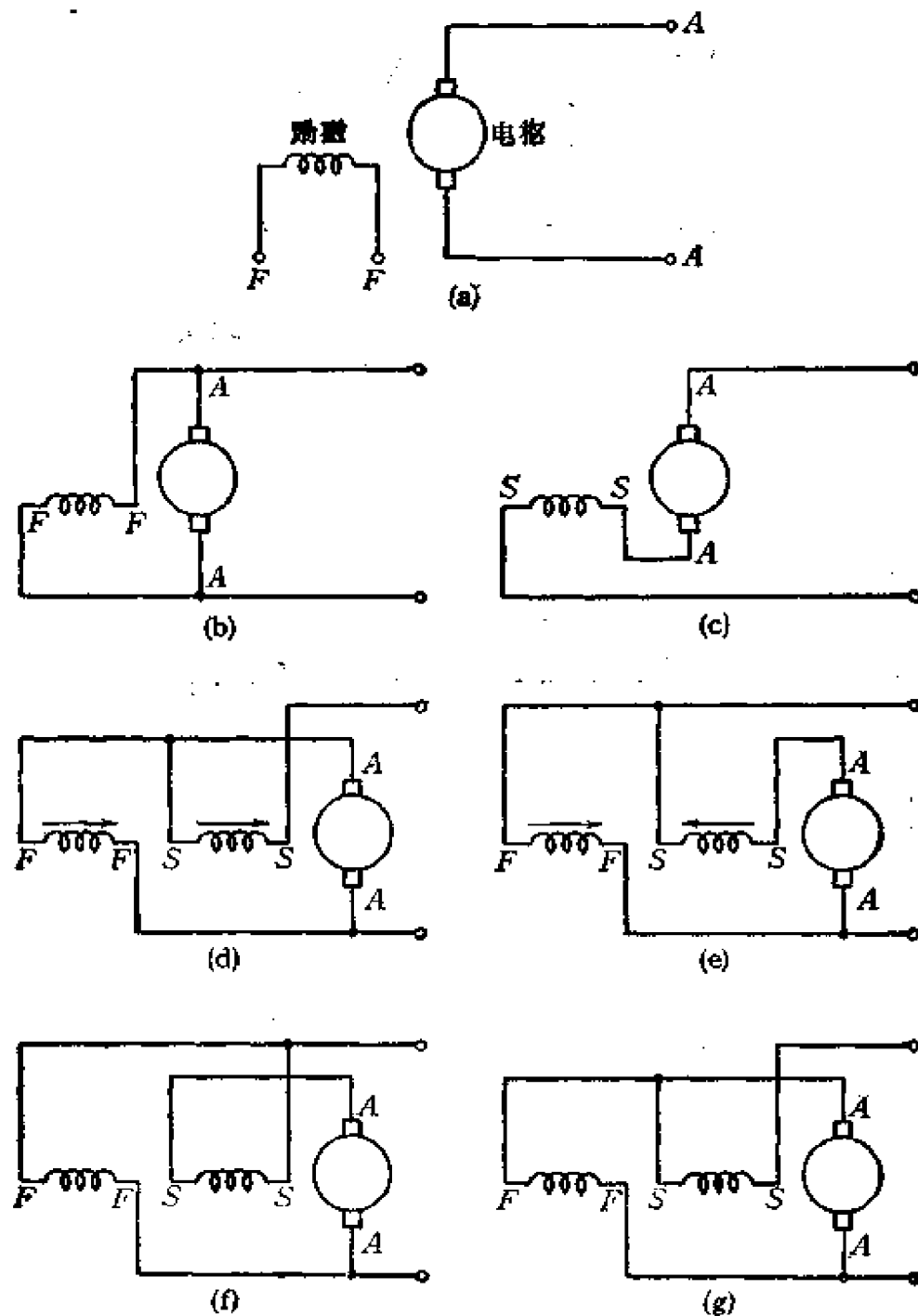


图 5.15 直流电机的分类。(a) 它励；(b) 并励；(c) 串励；(d) 积复励；(e) 差复励；(f) 长复励；(g) 短复励

和电感等无源电路元件。电枢圆圈旁边的正方形符号表示和电枢相接触的电刷系统。

在图 5.15 中还表示了电路的另一个性质,即总是将励磁和电枢电路画在彼此相差  $90^\circ$  的位置上,这表示在直流换向器电机中,两种电路产生的空间磁场的实际方向。还要注意,虽然在图上两个电路之间的空间角度是  $90^\circ$  物理角,但在一般多极电机中,实际上是表示了空间隔开  $90^\circ$  电角度。

图 5.15(d) 和图 5.15(e) 中箭头的方向也是表示两个励磁绕组产生的磁场的方向,最后四种电路只表示了两种电机结构,即差复励和积复励结构,长复励和短复励指出了复励电机中并励绕组两种可能连接的方法,这两种电机性能仅存在很小的差异。

在图 5.15 中表示了五种基本结构,还有附加的第六种结构,即用永久磁铁励磁的直流换向器电机,这可作为它励电机(图 5.15(a))的同一种类型来考虑,用永久磁铁产生的不变励磁来代替电的励磁。全部六种结构都能作为电动机运行或是发电机运行。

并励结构电机(图 5.15(b))开始是在小功率、恒速中应用,这种结构是它励结构(图 5.15(a))的一个变种。作为一个发电机,并励结构电机叫做自励发电机,它具有一种有趣的特性叫电压升高。这种现象发生在电枢供给它自身励磁的过程中,在不可能得到外电源励磁时,这种发电机是非常有用的,例如在偏僻的地区或野外工作场合。

电压在开始建立时,需要磁路中存在一些剩磁,而且励磁电路必须用一定的方法连接到电枢上,这就是对于给定的电枢旋转方向,电枢电压引起励磁绕组中流过某一方向的电流,由这个电流产生的磁场必须能帮助剩磁。电压的建立过程可以从图 5.16 看到。典型的电机磁化曲线和励磁电阻线一起表示在图上,后者仅仅作为自励发电机励磁回路电阻上电压和电流的关系曲线。电压上升过程如下:假定励磁电路最初不和电枢电路连接,电枢在给定的速度下旋转,由此产生剩磁感应电压  $E_r$ ;当励磁电路连接到电枢电路时,由于励磁电路电感的作用,励磁电路中最初电流为零,电

压  $E$ , 出现在电枢电路两端, 其结果引起励磁电路中流过电流  $I_1$ ,  $I_1$  上升的速率取决于励磁电路的时间常数。然而随着  $I_1$  产生磁场, 电枢电压按照磁化曲线上升到  $E_1$ , 电枢电压又引起励磁电流增加到  $I_2$ , 又促使电枢电压上升到  $E_2$ 。这过程是连续的, 直到磁化曲线和电阻线相交, 在交点上电压上升停止。至此作为并励发电机能够连续稳定地供给负载运行。但是必须注意, 当励磁电路的电阻增加时, 图 5.16 的电阻线逆时针运动, 在某电阻值, 电阻线和磁化曲线直线部分差不多重合。作为一个功率源, 产生了电压不稳定的现象, 有时也会产生某些有用的特性; 作为一个控制装置, 叫做转控机, 如果电阻再增加, 就不可能建立起电压。

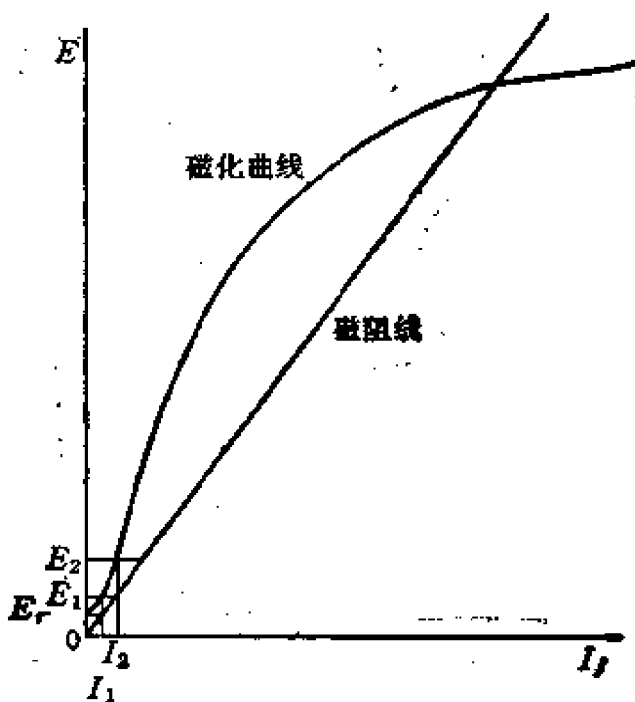


图 5.16 自动发电机中电压的建立

复励结构也有一些感兴趣的特性, 积复励结构 (图 5.15(d)) 意味着两个励磁绕组的磁场是叠加的。虽然积复励结构由于集中了串励和并励两者的优点, 在电动机和发电机中经常使用, 但是随着电子控制技术在电枢和励磁电路中的应用, 这种复励结构较少使用了。

差复励结构电机极少使用, 除非在实验室中, 初学电机的学生可能不注意而接成这种结构, 这时并励和串励磁通彼此相反, 在某些运行情况下励磁磁通可能为零。如果在电动机运行里出现, 由式 (5.26) 可知, 电动机速度可能会危险地升高, 这种情况是应当避免的。差复励连接应用在控制场合具有某些有用的特性, 但是一般情况下会产生不稳定运行, 从而可能损坏电机。

**例题 5.2** 一台 6 极、30 槽直流换向器发电机电枢绕组为叠

绕组,用式 (5.14) 确定电枢常数  $K_a$ 。

解 叠绕组的并联支路数等于极数,本例中  $a = 6$ ,在单匝绕组中,有效导体数等于槽数的 2 倍,因此  $Z = 2 \times 30 = 60$  根导体,代入式 (5.14),可得

$$K_a = \frac{60 \times 6}{2\pi \times 6} = \frac{30}{\pi} = 9.55$$

例 5.3 例 5.2 中的发电机在它励方式下运行,每极磁通量是  $0.04\text{Wb/极}$ ,如果发电机转速为  $3000\text{rpm}$ ,确定无载电枢电压。

解 因为  $3000\text{rpm}$  等于  $314.16\text{rad/sec}$ ,无载电压是

$$E = 9.55 \times 0.04 \times 314.16 = 120[\text{V}]$$

例 5.4 例 5.2 中的发电机作为一个电动机运行时,励磁回路仍和例 5.3 一样,磁通量是  $0.04$  韦伯/极。现供给一个转矩为  $50\text{N} \cdot \text{m}$ ,转速为  $4000\text{rpm}$  的负载,求所需要的电枢电流和电压。电枢电路的电阻是  $0.075\Omega$ 。

解 电枢电流从式 (5.20) 直接得到

$$I_a = 50 / (9.55 \times 0.04) = 130.9[\text{A}]$$

反电势是

$$E = 9.55 \times 0.04 \times 418.9 = 160[\text{V}]$$

从式 (5.23) 可得电枢电压是

$$V = 160 + 130.9 \times 0.075 = 169.8[\text{V}]$$

例 5.5 某一它励发电机的磁化特性表示在图 5.14 中,转速为  $5000\text{rpm}$ ,励磁电流为  $2000\text{A}$ ,供给负载电流为  $150\text{A}$ ,总电枢电路电阻为  $0.08\Omega$ ,确定端电压,功率输出及需要的输入电磁转矩。

解 从图 5.14 中  $2000\text{A}$  时无载电压为  $131\text{V}$ ,在给定的负载电流下,端电压(忽略电枢反应)是

$$V = 131 - 150 \times 0.08 = 119[\text{V}]$$

输出功率是

$$P = 119 \times 150 = 17850[\text{W}]$$

• 179 •

电磁功率是

$$P_e = EI = 131 \times 150 = 19650 [\text{W}]$$

输入电磁转矩是

$$19650/523.6 = 37.5 [\text{N} \cdot \text{m}]$$

## 5.6 电枢和励磁电路的磁特性

用几个典型的图形来表示不同励磁源产生的磁场间的特定关系是有意义的。图 5.17 是一个两极直流换向器电机横截面（垂直于旋转轴）的示意图。在这种简化表示中，换向器未表示出，仅将连接到外电枢电路的电刷画出，它放置在电枢导体有效部分某个合适的位置上。这种表示电机的方式不管绕组是叠还是波都一样。在

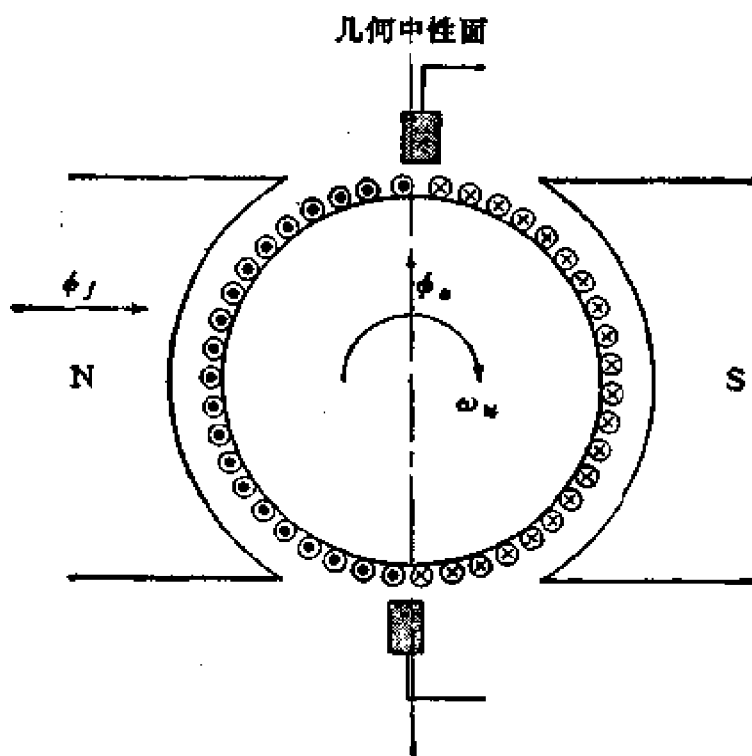


图 5.17 位于几何中性面上的电刷

一台无换向器的印刷电路绕组（图 5.12）电机中，绕组大多为闭合回路，电刷和导体直接发生电的接触。由电枢电流产生的磁通  $\phi_a$  和励磁磁通是垂直的，且和电刷轴线重合。在图 5.17 中，表

示磁通的箭头方向仅表示励磁磁势或电枢磁势产生的磁力线的中心线或者叫做轴线,并不表示它们是向量。

我们可以看到,由电枢电流产生的电枢磁力线或磁密,其方向是沿着直轴,它们在空间是静止的、和电枢转速无关。这个现象是由于电刷作用产生的,当一个导体通过电刷位置时,导体中的电流就改变方向,这过程叫做换向。由电枢电流产生的静止磁场和励磁绕组产生的磁场之间的作用叫电枢反应。

因为电刷轴线决定了电枢磁场轴线,磁场轴线可以随着电刷轴的移动而移动。在补偿绕组出现以前,许多早期的换向器电机中,往往使用这种技术来改善换向,现在这种方法仍用于汽车起动电动机中。通过这种技术可以减少由于补偿绕组增加的价格,并能获得满意的换向。图 5.18 是类似于图 5.17 的简单示意图,为了改善换向,将电刷在需要的方向上移动了位置,通过移动电刷改善换向的电机将在后面进行讨论。

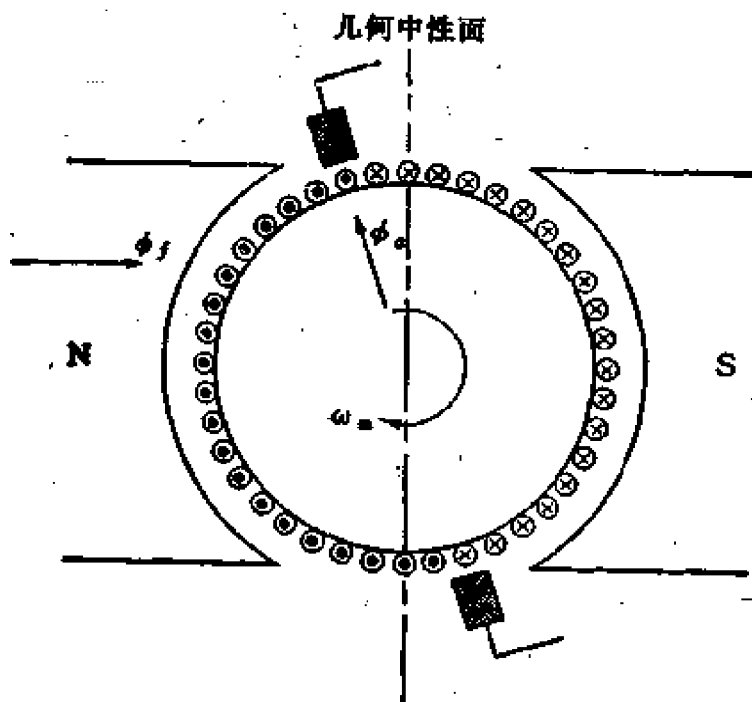


图 5.18 从几何中性面移开后的电刷

为了观察励磁和电枢磁场间的作用,用几个示意图来表示直流换向器电机比用图 5.17 更为清楚。在图 5.19 中,磁极和电枢的

圆周表面已经用类似于图 5.10 和图 5.11 那样的方法展开,得到表面展开后的直线图形。图 5.19(a) 表示了直线化的气隙表面,假定气隙长度不变。由励磁绕组产生的磁势和磁通分布表示在 5.19(b) 中,图 5.19(c) 表示由电枢组产生的磁势和磁通分布,图 5.19 中的磁势是应用安培定律(式 2.2)得到的,假定磁体部分的材料是理想的磁性材料。

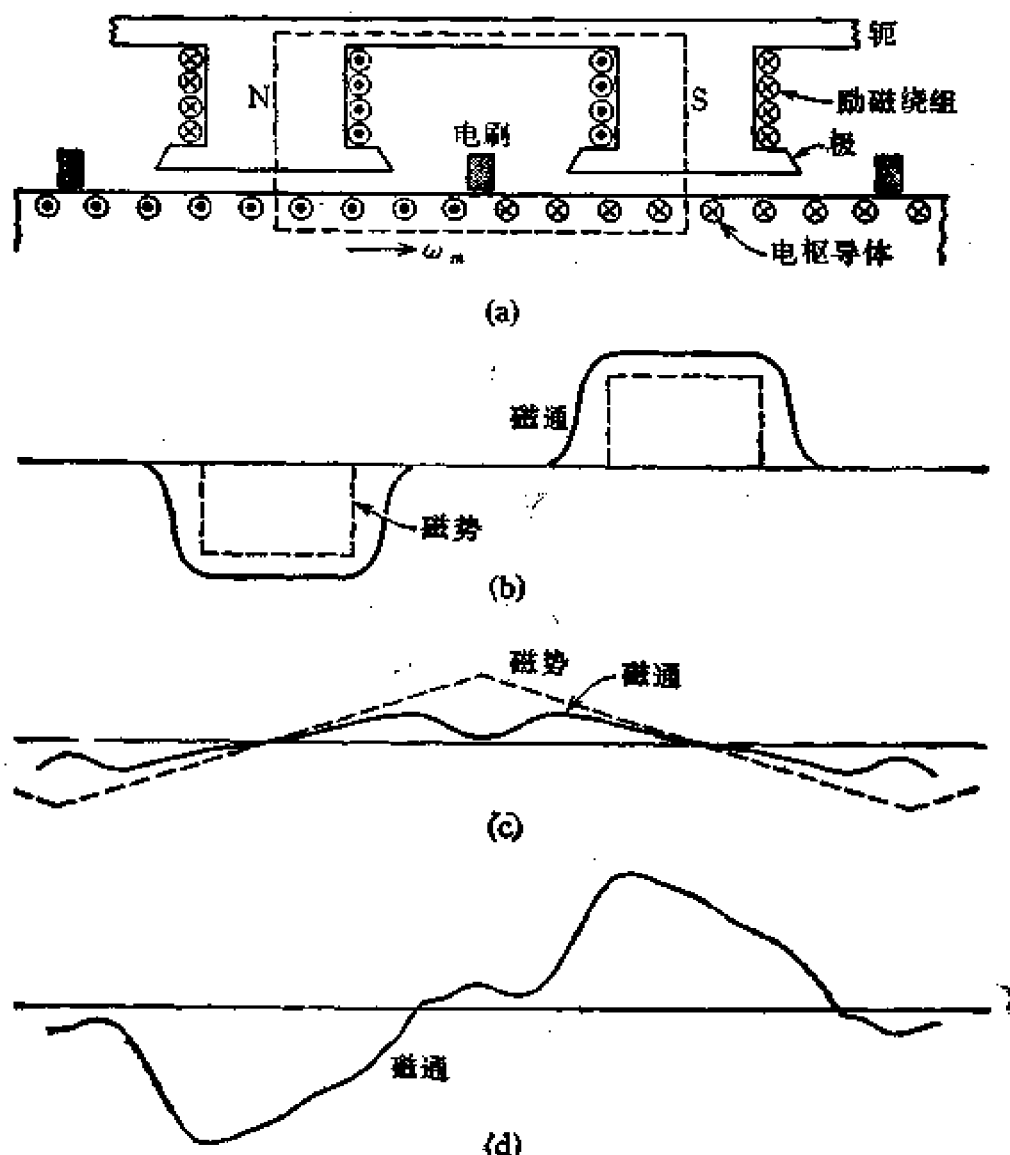


图 5.19 (a) 电枢和励磁的示意图; (b) 由励磁单独产生的磁通和磁势;  
(c) 由电枢单独产生的磁通和磁势; (d) 由励磁和电枢合成磁势产生的磁通

为了应用上述的关系,整个闭合磁路将选择在一个极距范围内(式 5.1),包含全部励磁源,并通过两个极的中心。它表示在图

5.19(a) 中。由励磁绕组单独产生的磁势 (图 5.19(b)) 也可以方便的应用式 (2.2) 得到, 不需要作进一步解释。

电枢磁势的分布看起来更困难些, 对于图 5.19(a) 表示的回路, 电枢导体的磁势等于零, 因为在闭合回路中, 载有正电流和负电流的导体数是相等的。把这个回路向右边移动, 将会有更多的正载流导体包含在回路中, 因此能产生一个正磁势。如果在回路移动时保持其几何形状不变, 电枢磁势将是一个随导体位置而阶梯增加的函数图形。在图 5.19(c) 中表示的三角函数就是这些阶梯变化的磁势的平均值。这个平滑的三角函数表示了一个电流层的磁势, 在两个电刷之间, 一种极性的电枢电流均匀连续地围绕电枢分布; 紧跟着的下面两个电刷之间, 另一种极性的电枢电流也是围绕电枢均匀连续地分布, 这时就会出现三角函数图形。如果在实际电机中, 导体放在不连续的窄而深的槽中, 则平滑的三角图形是近似的。

我们能从式 (2.2) 来说明这些磁势图的意义。这些图形都是描述在一个极距范围里呈现的磁势, 它们是闭合回路位置的周期性函数, 因为考虑到闭合回路经过的铁磁体中没有磁位降,  $\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}$  全部是在气隙中的。

下面来分析一般情况下的电枢反应作用。当然随着电机的结构和应用场合的不同, 不同电机可能会有很大的不同。

1. 在直流换向器电机中, 电枢反应基本上是一个横轴磁场, 因为它垂直于主励磁磁场, 这个特定关系在图 5.17 可清楚地看到。

2. 电枢反应的横轴磁化效应是使主励磁磁场畸变的一个主要原因。造成主磁场畸变的两个基本原因是:

(a) 在电枢导体正在进行换向的间极区域, 产生了一个新磁场。

(b) 在主磁极下由于极的一边增加磁势, 另一边减少磁势而扭歪了磁场。正如在图 5.19(d) 看到的, 在主磁极的一端增加了磁密。

图 5.3: 电枢反应横轴磁场可能有一些去磁作用。

(a) 在主磁场下的区域,由于电枢反应引起一边增加磁势,另一边减少磁势。磁势是一种代数迭加,但这种迭加产生的磁通取决于磁路的饱和程度。如果正常的励磁磁场是设计在磁性材料饱和曲线的弯曲点附近,在磁极一边由于磁势增加的部分所产生的磁密,比磁极另一边由于磁势减少部分所产生的磁密要少一些。

(b) 移动电刷产生一个去磁磁势(或增磁)。从图 5.18 可看到,电枢磁势不再垂直于主励磁磁势,它有横轴磁势和去磁磁势两个分量。如果用这种移动电刷的方法来改善换向,则非横轴的磁场将总是一个去磁磁场。

4. 当电机运行在电动机或者是发电机两种情况时,电枢反应对主磁场的作用是相反的。这是因为运行在电动机和发电机两者的不同处,正是由电枢电流的符号所决定的。

## 5.7 换 向

换向在本章已经提到过,但没有特别定义这一名词。在直流换向器电机中,换向指的是电枢线圈中电流反向的过程,这个过程是当线圈连接的换向片经过和外电路连接的静止的电刷时发生的。换向在广义上通常是指电流改变方向,例如在一个晶体管(可控硅)中的情况。这一概念和在直流换向器电机中使用的换向也是一致的。因为电枢电流必须首先断开,然后引起相反极性的电流流动。在直流换向器电机中,理想的换向是电枢电流从  $+I_a$  线性变化到  $-I_a$ 。如图 5.20 中所示。线性换向是我们寻求的目标,但是在直流换向器电机的设计和运行中,这个目标是很难达到的,妨碍线性换向的几个主要因素如下:

1. 在发生换向的空间区域的磁通,也就是围绕正在进行换向导体的区间的磁通,由于电枢反应的作用扭歪了。
2. 存在自电抗电压  $L di/dt$ , 它和进行换向线圈的电感有关。
3. 存在互电抗电压  $M di/dt$ , 它和正在换向的邻近线圈有关。
4. 换向片之间的高电压,它是由磁极一端最大磁通感应的,这

是在磁极一边电枢反应磁通叠加到主励磁磁通上所引起的，在节 5.6 中已经讨论过了。

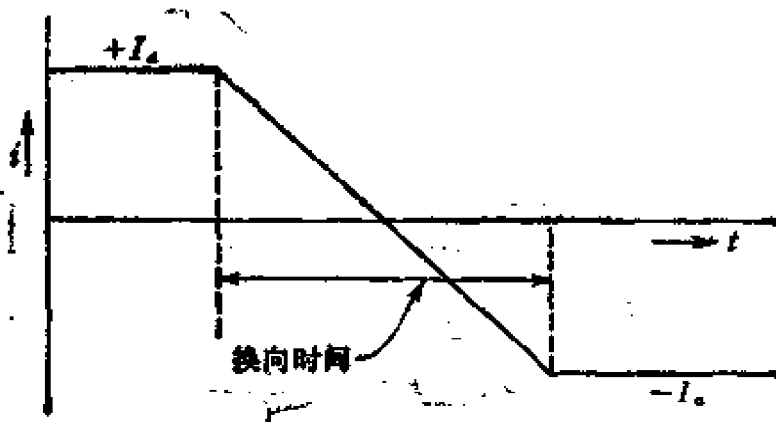


图 5.20 直线或理想的换向

对于换向期间电压、电流的分析研究，在文献 5 中有详细叙述。

为了补偿电枢反应的作用，已经产生了下述的几种方法。

#### 1. 间极

这是位于主磁极之间的附加极，位置在对着电刷的地方。间极的设计是使其产生一个磁通，这磁通一方面要和电枢反应在该处引起的磁通极性相反，另一方面还要使这磁通增加到足可以抵消自、互感抗电压。抵消电枢反应磁通所需要的磁势可以参考图 5.19(c) 得到。每个电刷位置上的横轴磁势是

$$NI_s = \left( \frac{1}{2} \text{ 极距内的导体数} \right) \times \frac{I_a}{a} \quad (5.27)$$

间极磁势必须比式 (5.27) 算出的值大，因为需要补偿自、互抗电压的作用。这个值是随每个电机结构不同而改变的，但一般来说，大约是从式 (5.27) 得到磁势的 1.25 倍。

产生间极磁势的绕组是和电枢电路串联的，因此电枢反应是由间极磁势随电枢电流线性改变来补偿的。图 5.21 表示了假定气隙不变的情况下，间极对减小极间磁通和补偿电抗电压的作用。

#### 2. 补偿绕组

这种绕组位于主磁极的极表面，是为了补偿主磁极下电枢反

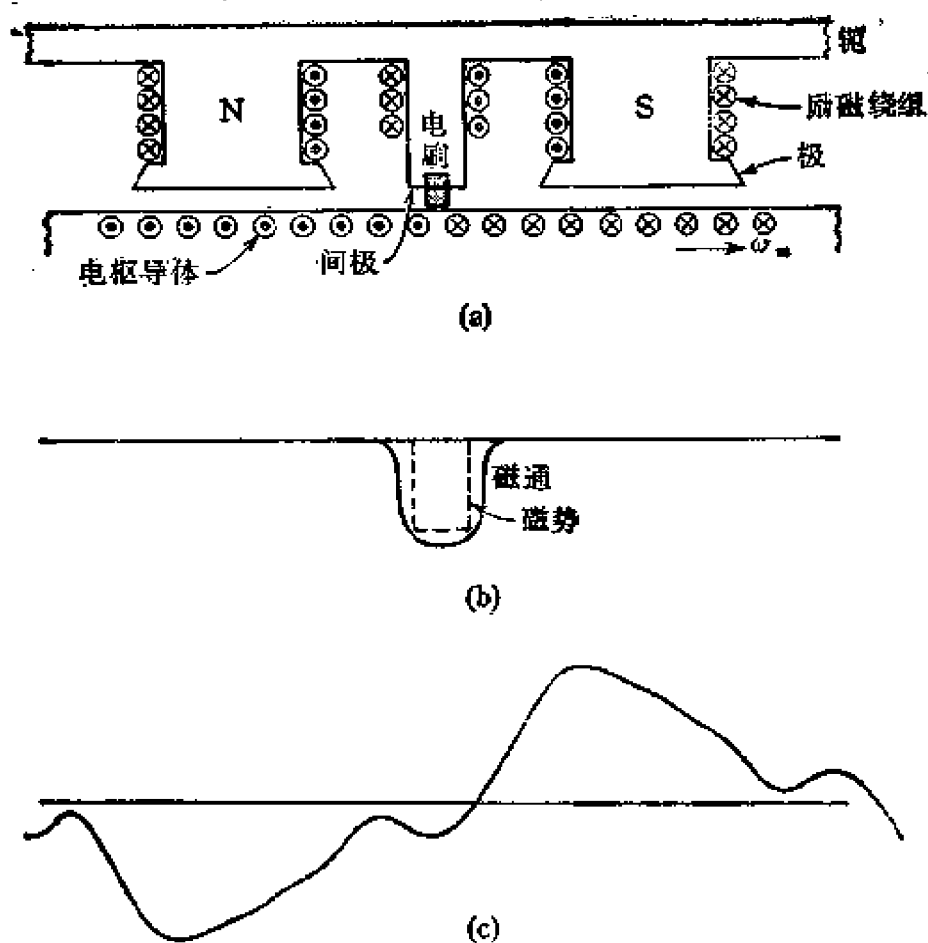


图 5.21 (a) 表示间极位置的示意图；(b) 由间极产生的磁通和磁势；  
(c) 由主励磁、电枢和间极励磁合成产生的磁通

应扭歪磁场的作用而设计的。图 5.22 表示补偿绕组的位置。应用式 (5.22) 可以看到补偿绕组的补偿就是消除主磁极下的电枢反应磁势，补偿绕组和间极绕组一样，是和电枢绕组串联的。

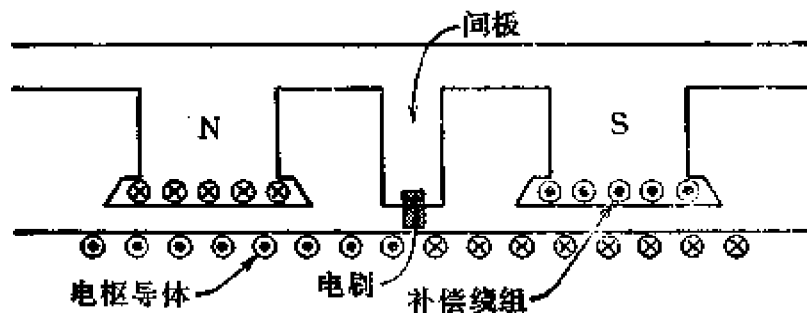


图 5.22 补偿绕组

### 3. 移动电刷

这是一种古老的补偿电枢反应的方法，图 5.18 表示了电枢反应磁势是怎样从单纯的横轴磁势经过移动电刷改变为横轴和去磁两种分量磁势的。这种技术是在间极和补偿绕组以前，为补偿电枢反应作用而采用的。

## 5.8 损耗和效率

在旋转电机轴上的机械功率为

$$P_m = T \omega_m \quad (5.28)$$

这个功率在电动机中是可利用的输出功率，也就是能供给一个外机械负载的功率，例如泵、发电机等。在发电机中，这是需要输入功率。在直流换向器电机端部的电功率是

$$P_e = VI + P_f \quad (5.29)$$

其中  $V, I$  是连接到电机外部的电压和电流， $P_f$  是它励电机运行时供给励磁绕组的功率。在发电机中， $P_e$  中的  $VI$  就是输出功率， $P_m$  和  $P_e$  的比是电机的效率。

输入和输出功率之间的差值由电机内部的各种分量组成，它们是通过图 5.23 的能流图来描述的。在这种图里功率（或能）流动的方向可以有二种，取决于电机是作为电动机运行或是作为发电机运行。在一些电磁旋转电机中常遇到很多损耗分量，这里仅给出直流换向器电机中的损耗分量。

### 1. 机械损耗

在直流换向器电机中有三个机械分量。

(a) 轴承摩擦。轴承用于带着转矩负载（轴向和径向）并具有一定旋转速度的电机中，轴承摩擦分量随轴承的种类和性能而改变。轴承损耗可近似作为电机转速的函数由下式给出<sup>6</sup>

$$P_b = K_b \times 10^{-6} \times (\text{转速})^{2/3} \quad (5.30)$$

其中  $K_b$  是一个常数，取决于轴承尺寸、型式和润滑的方法。每个电机具有两个同类轴承，用油注入润滑， $K_b$  在 1.1 到 1.7 之间。

(b) 风阻摩擦。这个分量是由于电枢旋转引起气隙和极间区

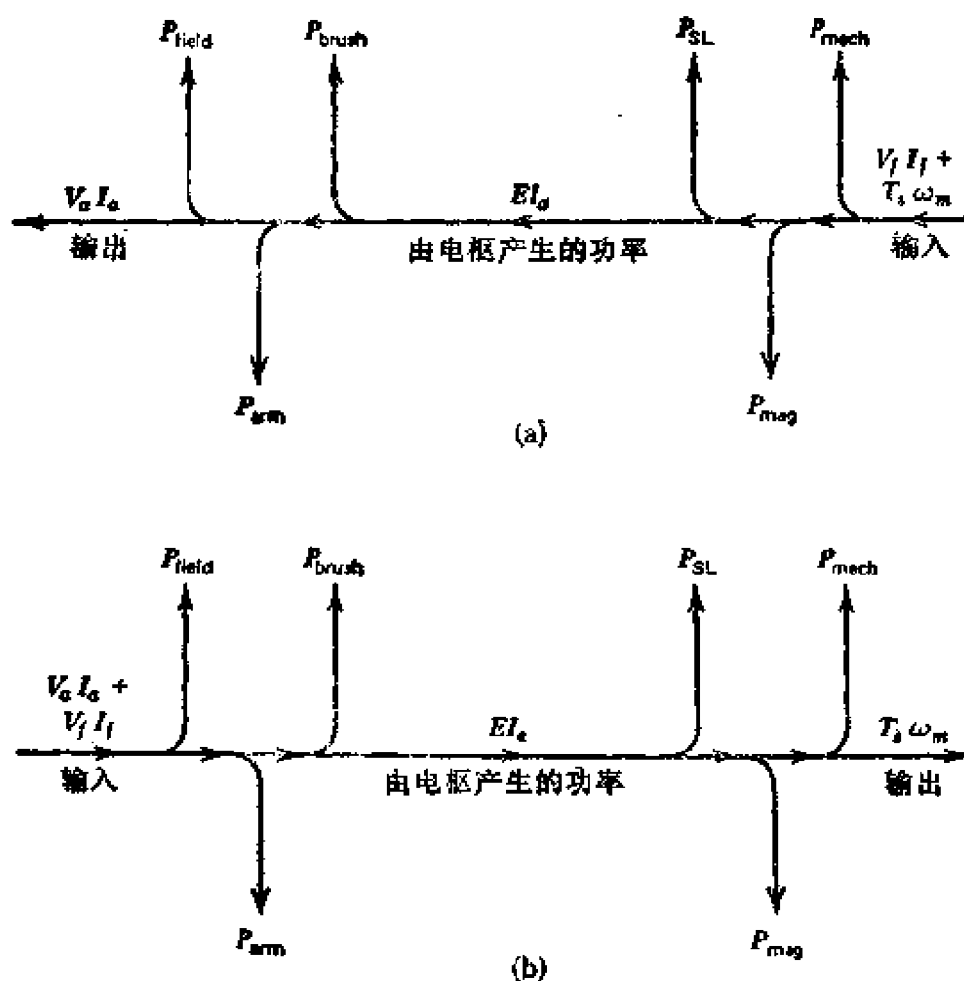


图 5.23 在直流换向器电机中的功率流动。(a) 发电机;(b) 电动机

域的空气运动而产生。为了估算径向气隙电机的风阻损耗，假定在紊流条件下，可利用公式（文献 7）

$$P_w = \pi C_d \rho R^4 \omega_m^3 l \quad (5.31)$$

其中  $R$  和  $l$  是圆柱转子相应的半径和长度， $\rho$  是空气密度， $C_d$  是表面的摩擦系数，由下式估算

$$\frac{1}{\sqrt{C_d}} = 2.04 + 1.768 \ln(\text{Re} \sqrt{C_d}) \quad (5.32)$$

其中  $\text{Re}$  是径向气隙的雷诺数。

(c) 电刷摩擦。这个分量是具有换向器电刷系统的旋转电机所特有的，它通常是电机损耗中较大的一个分量，是这类电机不受欢迎的原因之一。

## 2. 磁损耗或铁损耗

这些损耗产生在直流换向器电机的磁铁部分,在磁场随时间变化时产生,这些损耗的性质已经在第2章描述过。磁损耗首先在直流换向器电机的电枢中产生,因为极和轭部的磁场是不变的,电枢磁材料在连续旋转时通过主磁场和电枢反应磁场,使电枢磁材料中磁场随时间变化。为了消除涡流,电枢通常由叠片构成,极和轭经常用实心磁材料构成,然而在向着气隙的磁极面上,叫极表面,有一个涡流源会产生相应的损耗。

## 3. 绕组损耗

这种损耗通常叫铜损耗,它们是在电枢、励磁、间极和补偿绕组中产生的损耗。如果绕组电阻已知,或已用5.9节的试验方法量测,这些损耗是容易计算的。电枢、间极和补偿绕组的电阻通常可合在一起,作为总的电枢电路电阻。

## 4. 电刷电损耗

在电刷中作为主要材料的碳石墨材料具有和金属材料不同的电阻特性,它类似于半导体的负电阻温度特性。电刷损耗是由电刷和换向器之间的接触电阻引起的,而接触电阻也不能用欧姆电阻来描述。为此,电刷压降及损耗经常和电枢电路的电压及损耗分开考虑。电刷损耗取决于很多因素,包括电刷结构、接触压力、电刷温度和换向器表面的情况。对于单纯的石墨电刷,经常假定电刷接触电阻上的压降是一个常数,为2.0V。因此电刷损耗是 $2I_a W$ 。然而,实际上电刷压降的大小是随电刷结构显著变化的,必须针对每一台电机来确定。在小电机中,电刷压降和损耗通常包括在总的电枢电路参数中。

## 5. 杂散负载损耗

由于电机带负载引起了损耗增加,这种特殊的损耗就叫做杂散负载损耗。它可归因于电枢反应磁场改变了磁场分布而引起磁损耗增加,这种损耗在大电机中是更为显著的。杂散负载损耗准确量测是困难的,在大电机中,这种损耗常规定为电机输出的1%。

## 5.9 实验确定电机参数

为了确定一台具体电机的性能或是确定一台电机对某些使用装置的匹配能力, 必须知道电机内部某些参数的大小。特别是在控制装置中, 电枢和励磁电路的电抗和电阻最重要。和别的典型电路一样, 这些量通常可以使用电桥法或电压电流测量方法得到。量测电枢电路的电阻和电感时经常希望不考虑电刷, 这可通过在电刷下面的换向器上用探针来量测得出电枢电路的电阻, 还可以从电机的标准试验如堵转试验来得到。在这个试验中, 电机的转子在机械上是堵住的, 可将转子转轴上制动器的抱闸夹紧, 阻止转子旋转, 然后用磅秤来量测电机产生的转矩。在并励或它励电机中, 为了改变励磁电流, 励磁回路由一个可变电压源来供电。电枢电路是由一个相应的低电压源来供给的, 因此电枢电路的阻抗仅仅只剩下电枢电路的电阻。

另一个有用的电机试验是无载试验。被试电机是一个发电机, 由一个外部源驱动, 速度恒定, 电枢电流为零(电枢电路开路), 量测电枢电压作为励磁电流的函数, 产生的磁化特性的数据表示在图 5.14。从这些数据中或从式(5.17)都能得到转矩常数  $K_t$ , 输入转矩(用牛·米)和转速(用弧度每秒)的乘积, 是供给试验电机的输入功率, 它就是在特定的转速和励磁电流下量测的电机无载损耗。无载损耗是机械损耗和磁损耗的总和, 无载试验可在试验电机运行速度范围内的几个速度下重复做, 得到的一系列曲线描述了转速和励磁(励磁电流)范围内机械和磁损耗的变化。

在某些串励电机和很多低功率电机中, 励磁绕组两端不易受到影响, 前面所描述的试验不能实现, 而且很多实验室并没有把试验电机作为发电机来运行的合适的驱动机械装置。在无载损耗试验不能实现的情况下, 把试验电机作为无载电动机运行, 可得到某些同样的数据。磁化曲线可以通过改变电枢电压得到, 为了保持转速不变, 可改变励磁电流。量测电枢电流和电压, 励磁电流和转

速,用这种方法保持转速不变,能够得到需要的励磁电流范围,它比发电机无载方法要小些。因为电动机是无载的,电枢电流是很小的,电枢反应效应可忽略,感应电压  $E$  可通过从量测的端电压减去小的电枢电阻压降找到。电枢电流和电枢端电压的乘积是电枢的功率输入,减去电枢损耗  $I^2 r$ ,可以得到无载损耗。电动机无载运行时必须小心,在电机试验期间,当运行在小励磁电流时,电动机不得超过最大安全运行速度。

通过无载和其它试验可以确定 5.8 节所描述的多种损耗分量。

1. 试验电机的机械损耗可从驱动试验电机在无载和无励磁状态来确定,驱动机械的输出应是知道的或是可计算的。

2. 磁损耗通过试验电机无载但加上一定的励磁,重复上述实验来确定,本次试验和上述实验输入到试验电机的功率差值就是磁损耗。

3. 欧姆损耗由量测电阻或堵转试验来确定。电刷损耗通常和电枢绕组损耗分开,可以通过计算或量测电刷和接触电阻来得到。

4. 杂散负载损耗可通过驱动试验电机到需要的转速范围,电枢短路,流过小的励磁电流使电枢电流达到额定值(或其它特定的值)来确定。这个试验的输入功率减去用以前方法量测得到的相应电流和转速下的欧姆损耗和机械损耗就是杂散负载损耗。

## 5.10 预先确定工作特性

从前边实验得到的数据可以用来预先确定在任何运行条件下的电动机和发电机的性能。如果将结果用图形来表示,这一过程是简单的。(a)与速度相对应的机械损耗。(b)与速度相对应的磁损耗和感应电枢电压,它是在所选择的励磁电流下得到的(一系列曲线)。(c)与电枢电流相对应的杂散负载损耗(如果是值得考虑的),它是在所选择的转速下得到的(一系列曲线)。

利用这些数据时,在磁损耗、感应电压和杂散负载损耗曲线之中经常需要用插入法,

我们将简单说明它励电动机的确定方法。图 5.23 的功率损耗图将帮助我们掌握总功率损耗中各个分量的分配。为了完成预先确定性能,开始必须假定输入功率或输出功率,选择输入功率还是输出功率一般是以电机怎样应用和怎样控制作为基础,对于励磁和电枢两者控制的电动机,实际上通常假定输出参数。

1. 假定输出转矩  $T_e$  和轴的转速  $\omega_m, T_e$  (用牛·米) 和  $\omega_m$  (用弧度每秒)的乘积得出机械输出功率。

2. 对于假定的特殊转速  $\omega_m$ , 可从曲线  $a$  上查找机械损耗  $P_{mech}$ 。

3. 假定一个励磁电流  $I_f$ , 因为此方法将对一些不同的励磁电流值反复应用, 因此对所假定值并不太苛求; 然而励磁电流应在试验数据所用到的励磁电流范围内, 并且是在电机实际运行时间希望使用的。对假定的励磁电流和转速, 从曲线  $b$  寻求感应电压  $E$  和磁损耗  $P_{mag}$ 。

4. 从曲线  $c$  计算或估计杂散负载损耗值  $P_{SL}$ 。

5. 电机的电磁功率是

$$P_e = T_e \omega_m + P_{mech} + P_{mag} + P_{SL} \quad (5.33)$$

6. 对假定的输出和励磁电流, 得电枢电流

$$I_a = \frac{P_e}{E} \quad (5.34)$$

7. 至此, 为了准确, 可以重复上述的步骤。现在电枢电流已知, 从曲线  $c$  可得到杂散负载损耗。将此值和第 4 步估算的值加以比较, 如果数值上显著不同, 可将新值放入式 (5.33)。用式 (5.34) 确定电枢电流新值这个过程可以反复几次直到  $P_{SL}$  和  $I_a$  的值和曲线  $c$  量测的数据相一致。

8. 计算电枢电路损耗  $P_{cu}$ , 和电刷损耗  $P_b$  (如果分开处理)。

9. 计算励磁绕组损耗  $P_f$ 。

10. 电动机的效率是

$$\eta = \frac{T_e \omega_m}{T_e \omega_m + P_{mech} + P_{mag} + P_{SL} + P_{cu} + P_b + P_f} \quad (5.35)$$

11. 对于假定输出条件下所需要的输入功率当然就是式(5.35)的分母,

12. 需要的电枢端电压,忽略电枢反应是

$$V = E + I_a R_a \quad (5.36)$$

其中  $R_a$  已换算到某一假定的温升下,并包括了电刷降、电刷降也可以单独处理如 5.8 节所讨论的。

13. 如果去磁电枢安匝数是已知的,有可能考虑电枢反应的去磁作用而变更式(5.36),这时的参数和已确定的参数在数值上是不同的,因为它是随电机磁路的饱和而改变。由于电枢反应去磁作用只有通过大范围的负载试验得到,这就会使得上面描述的只用无载和短路试验数据预先确定性能的方法失去意义。因此,我们将用下述方法来简单说明电枢反应去磁作用,在讨论中参数的估算值会是有用的;另一方面,复杂的负载试验也是能利用的。

为了在这个方法中引入电枢反应的作用,曲线  $b$  的横坐标必须用安匝来表示。然后用步骤 3 把假定的励磁电流值作为一个假定的安匝值来表示,迭加上假定的电枢反应去磁安匝数  $AR$ 。从曲线  $b$  寻求新的  $E$  值叫做  $E'$ 。利用  $E'$  在式(5.36)中确定  $V$ 。注意:  $E$  仍可利用来确定步骤 3 的磁损耗和步骤 6 的电枢电流,因为磁损耗和感应电压是磁通的函数(不是磁势),但是,需要的真正的励磁电流必须为

$$I_f' = \frac{N_f I_f + AR}{N_f} \quad (5.37)$$

新的励磁电流值必须用于计算步骤 9 的励磁绕组损耗。

14. 对另一个励磁电流值重复步骤 3 到步骤 13 (如果包含电枢反应或者可用励磁安匝)。

15. 对于另一个输出转矩或转速,重复步骤 1 到步骤 13。

这个预先确定简单性能的方法已经用了许多话来描述,实际上如果曲线  $a$  到曲线  $c$  很容易获得时,甚至用手工计算也只需要相对短的时间。然而,只要有可能,仍希望将上述过程的程序存入计算机中,因为它更适合于计算机计算(用计算机计算是更快的)。

**例题 5.6** 一台它励电动机额定值是 1hp, 220V, 4.6A, 1750rpm 励磁电流是 350mA, 电枢电阻经过温度修正后是  $4.8\Omega$ , 励磁电阻是  $630\Omega$ 。通过实验室试验得到的损耗数据和磁化曲线表示在图 5.24 到 5.26。当电动机运行在额定速度下额定转矩时, 试决定需要的输入电枢电压, 输入功率和效率。

**解** 额定转矩可以得到为  $3.01\text{b} \cdot \text{ft}$  或  $4.06\text{N} \cdot \text{m}$ , 虽然在问题中并不需要。功率输出是 746W。遵循前边提出的第一步骤到

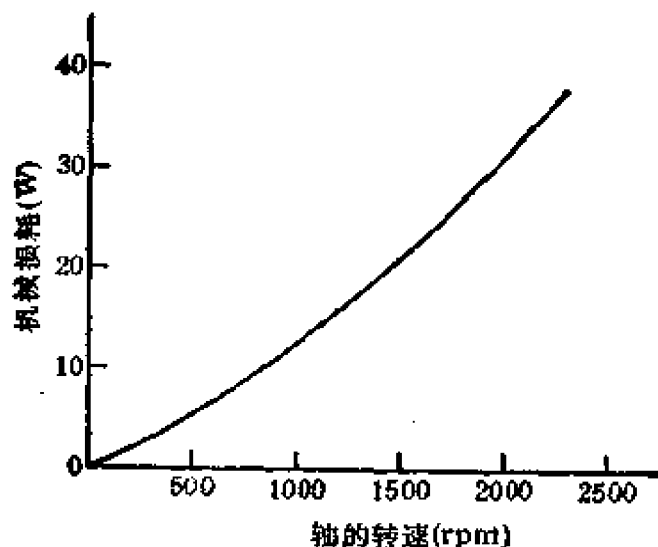


图 5.24 1hp 电机的机械损耗

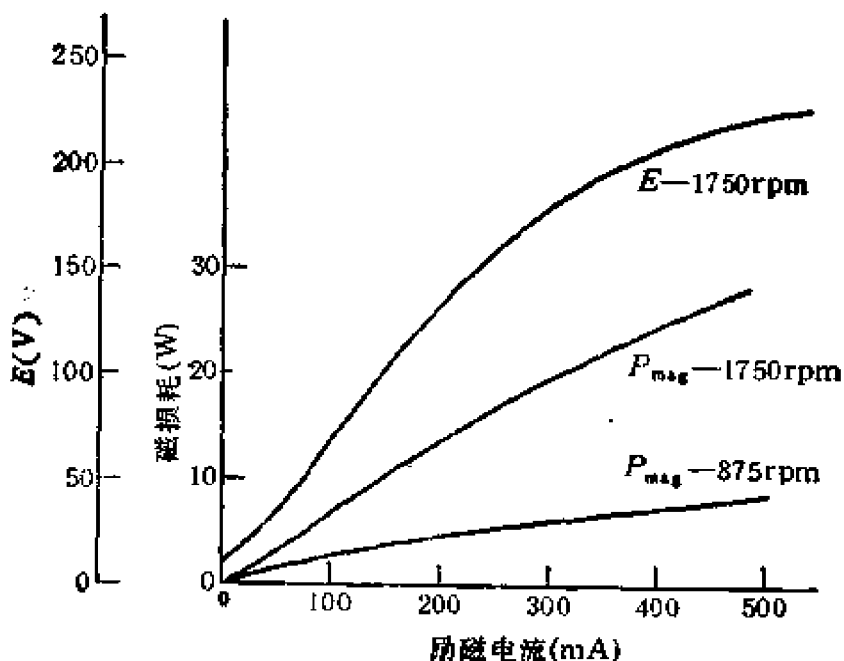


图 5.25 1hp 电机的磁损耗和感应电势

第十五步骤方法进行,从图 5.24,额定转速下的机械损耗是 26W,从图 5.25,额定励磁电流 350mA 下的磁损耗为 22W,从图 5.26,假定电枢电流是额定值,或为 4.6A,得出额定转速下的杂散负载损耗为 17W,因此电

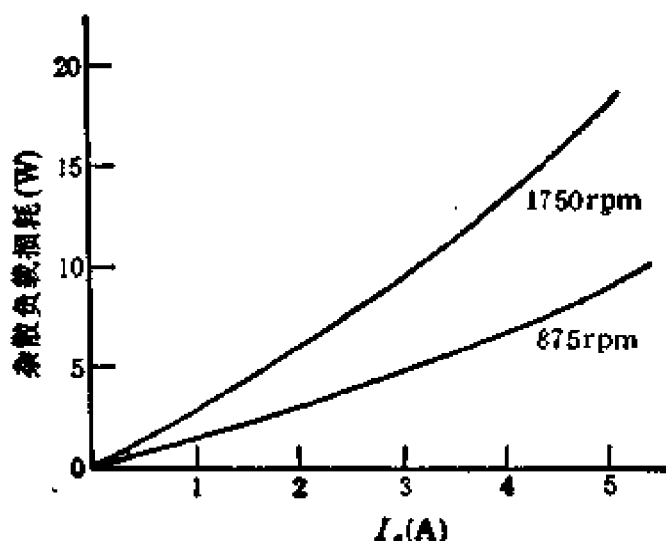


图 5.26 1hp 电机的杂散负载损耗

磁功率是

$$746 + 26 + 22 + 17 = 811 \text{ [W]}$$

从图 5.25 在 350mA 励磁下感应电压是 192V,可以得到电枢

$$\text{电流为 } \frac{811}{192} = 4.25$$

[A],这和在确定杂散负载损耗中使用的假定值是差不多的,因

此不需要重复迭代.电枢电压降是  $4.25 \times 4.8 = 20.4 \text{ [V]}$ ,电枢铜损耗是  $4.25^2 \times 4.8 = 87 \text{ [W]}$ ,励磁铜损耗是  $0.35^2 \times 630 = 77 \text{ [W]}$ ,功率输入是  $811 + 87 + 77 = 975 \text{ [W]}$ ,效率是  $746/975 = 0.77$  或 77%.

## 5.11 直流换向器电机的特性

现在将进一步详细的讨论最常用的几种直流换向器电机.直流换向器电机额定值的意义可参考第一章及文献 1,8,9.

### 5.11.1 串励电动机

串励电动机多年来已成为主要的电牵引装置,现在仍广泛地用于各类电气车辆中,如电气火车、电车、工业天车和汽车起动电动机等.串励电动机能够获得每单位输入电流的最高转矩,从转矩式 (5.20) 或 (5.24) 看到它的特性是很明显的.

如果励磁绕组和电枢绕组串联,励磁电流和电枢电流相等,转矩能表示为

$$T = K_m I_a^2 \quad (5.38)$$

其中  $K_m$  是和式 (5.20) 的电枢常数及磁路特性有关的新的常数。当电流大小使磁路工作在不饱和条件下,串励电动机转矩随电枢电流的平方而变化,超过饱和,转矩随电枢电流一次方而变化,就像并励或它励电机一样。式 (5.38) 是用了磁路不饱和区。在电源电压不变时,串励电动机的一般特性表示在图 5.27 上。

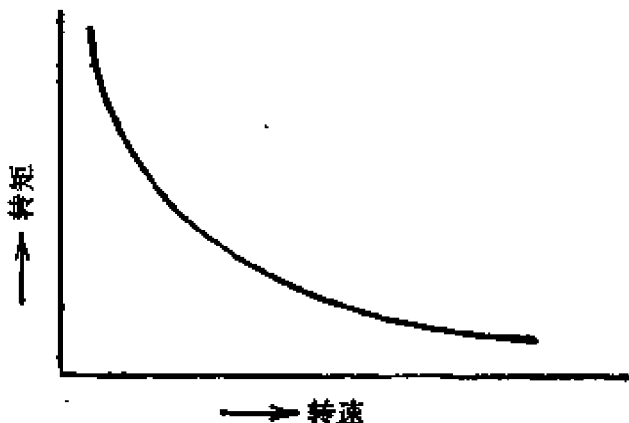


图 5.27 电源电压不变时,串励电动机的转矩转速特性

串励电动机的特性在轻载下趋向于很高的转速,这是不希望有的,这从式 (5.26) 能很好看到。如果电机轻载,电枢电流很小,在串励电机中,串励磁通因而也很小,使得式 (5.26) 的分母很小,引起了机械转速  $\omega_m$  很大。这就是在一般大学的实验室中,通常引起的机器飞车。

### 5.11.2 它励电动机

它励电机具有单独进行电枢控制和励磁控制的可能性,这意味着独立的速度和转矩(称为一个电机的运行参数)控制。最早使用这种特性的是华特-列奥纳德系统,它仍然广泛地应用于需要变转速变转矩的控制系统中,如钢和铝的轧机。华特-列奥纳德系统示意图表示在图 5.28。这种它励结构特别是可适用于反馈控制,例如去磁电枢反应作用,电枢和电刷电阻压降能通过增加励磁得到补偿。

在很多变速情况下使用的转速转矩特性表示在图 5.29。这特

性有两部分组成:速度上升到基础转速  $N_b$  为止的低速下为恒转矩部分; 速度超过基础转速为恒功率部分。它励电机通常运行在典型的华特-列奥纳德系统或各种类型电子控制系统中。在恒转矩区域,通常在励磁电流为恒值下运行(在这区域最大励磁决定最大扭矩的能力),控制转矩通过控制电枢电压获得。

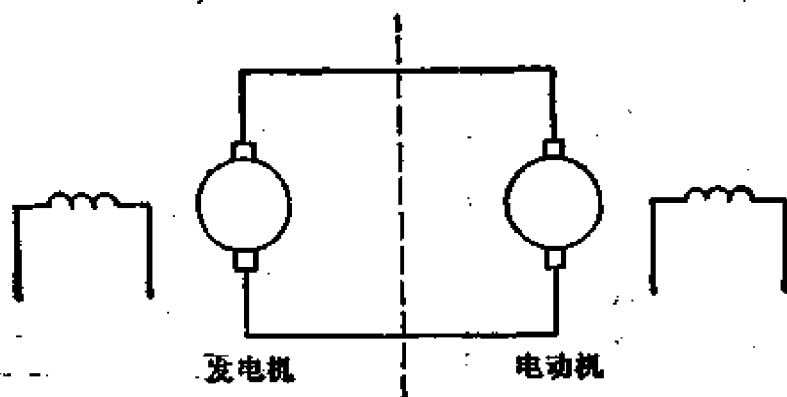


图 5.28 华特-列奥纳德系统示意图

在高速恒功率区域,电枢电流保持常数,转矩和转速是通过改变励磁电流或通过所谓弱磁来改变的,运行的这两种状态参看式(5.17)可以了解。例如恒电磁功率为

$$P = E I_a = K_f I_f \omega_m I_a = \text{常数} \quad (5.39)$$

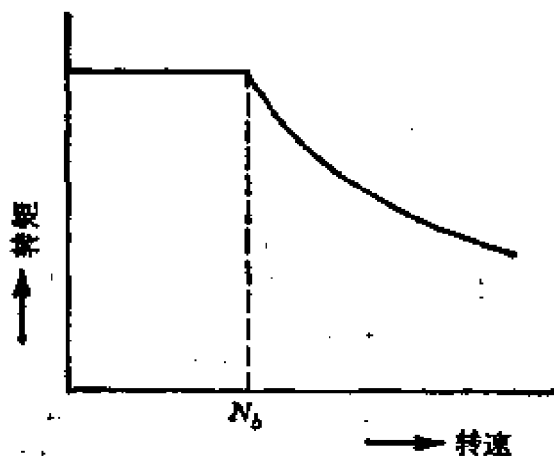


图 5.29 牵引电动机的转矩转速特性

如果在式(5.39)中,电枢电流保持常数,乘积  $I_f \omega_m$  也必须保持常数,它指出了转速和励磁电流之间的倒数关系。这是图 5.29 恒功率区域的实际情况,在基础转速以上产生了抛物线特性,因为转矩随  $I_f$  降低(或和  $\omega_m$  成倒数),转速、转矩和基础转速需要的

励磁决定了设计这类电动机的尺寸。牵引电动机通常把基础转速状况定为额定情况(参看第一章),因为电动机的额定值是以连

续运行作为基础的。在牵引电动机应用中，由于需要广泛改变功率，其它的额定值也是有用的。具有间歇工作或 1 分钟工作的牵引电动机，它们的转矩和电流额定值是连续运行额定值的 3 至 5 倍。

### 5.11.3 它励发电机

目前它励发电机的主要是用作发电站里大型同步发电机的励磁电源，作华特-列奥纳德系统中的控制发电机和做辅助的备用电源。它励发电机具有它励电动机的全部控制灵活性。在它励发电机和它励控制中使用的一个重要特性是电压调整率。电压调整率是在发电机带有负载下量测输出电压的变化，定义为

$$\text{电压调整率(百分值)} = \frac{V(\text{无载}) - V(\text{负载})}{V(\text{负载})} \times 100\% \quad (5.40)$$

在它励发电机中，负载是和电枢电流同义的。虽然式 (5.40) 是可用在任何负载情况下的，但电压调整率一般是规定用在满载或额定负载的情况下。在它励发电机中电压随负载发生改变由两个因素引起：电枢压降和电枢反应去磁作用。带有固定励磁的一个典型的电压特性表示在图 5.30 中。随着负载增加电压的下降可以近似通过励磁的增加来抵消，这点常通过反馈控制系统中用电枢电压作为反馈信号来实现。

### 5.11.4 并励电机

实际上，并励和它励这两个名词是可以互相交换使用的，然而在本书中我们已经将两种励磁方式区别开来，并作为两种不同的电机加以论述。并励电机指的是励磁总是连接到电枢的两端（或是总和电枢相并联），如图 5.15(b) 所示，励磁回路中串联一个不变电阻。很明显，并励电机不像前两节所讨论的它励那样具有控制灵活性。并励发电机或自励发电机已在节 5.5 简短地讨论过，并励电动机用在转速和转矩不需要精密控制的工业及汽车工业方面。

典型并励电动机的转速转矩关系表示在图 5.31, 转速与转矩关系具有倾斜特性是因为电枢电阻压降和电枢反应引起的。在某些转矩值, 一般为电动机额定转矩的 2.5 倍时, 电枢反应过大, 引起磁通迅速下降, 使产生的转矩迅速掉下至失速状态, 产生转矩的突然下降, 导致高度过负载下的不稳定运行。通过附加一个和电枢电路串联的串励绕组能够显著的消除不稳定情况, 这种结构的绕组(指串励绕组)叫做稳定绕组, 虽然这个名词和由于它存在会引起电机在额定转矩附近转速产生较大的变化相矛盾。这种特性也表

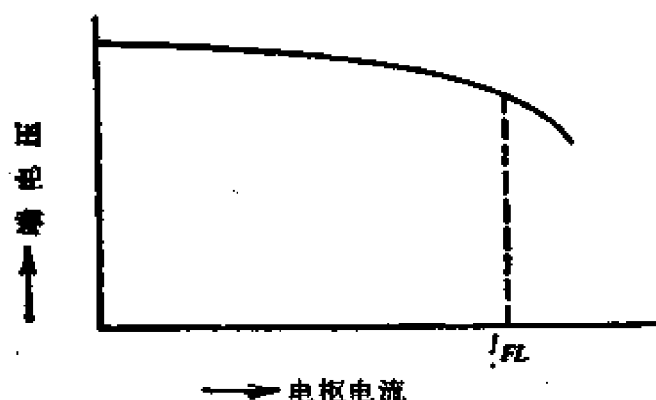


图 5.30 发电机的电压特性

示在图 5.31。此种结构的电机叫复励电动机。并励和复励电动机, 可用在需要转矩变化时转速变化不大的场合, 而用励磁控制在价格上是不合算的。

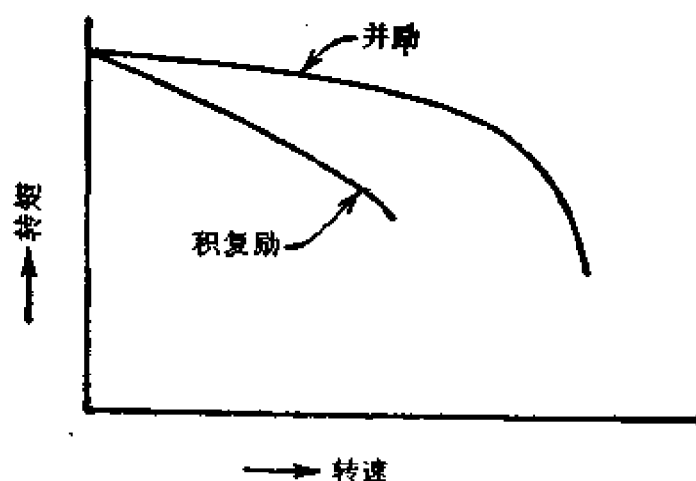


图 5.31 并励和复励电动机的转矩转速特性

示在图 5.31。此种结构的电机叫复励电动机。并励和复励电动机, 可用在需要转矩变化时转速变化不大的场合, 而用励磁控制在价格上是不合算的。

### 5.11.5 控制电动机

控制电动机是一种额定功率相对小的电动机（通常功率小于几百瓦），它带有不变的励磁。如励磁不变，在基本转矩公式（式 5.20）中只有一个变量可得

$$T = K_c I_a \quad (5.41)$$

其中  $K_c$  是一个新的常数用牛·米/安。为了减弱电枢反应的作用和提供电压和转矩之间的线性关系，控制电动机具有相对高的电枢电阻，这一点是作为一个控制装置使用的基础。控制电动机所希望的转速转矩关系可以从图 5.31 所示的并励电动机转矩特性变化而来，是在电枢电阻大大增加时并励电动机产生的转矩特性，如图 5.32 所示。

图 5.32 控制电动机的转矩转速特性

图 5.32 和 5.33 表示了几种典型的控制电动机的物理特性，固定励磁可从永磁或绕组励磁两者之一获得。

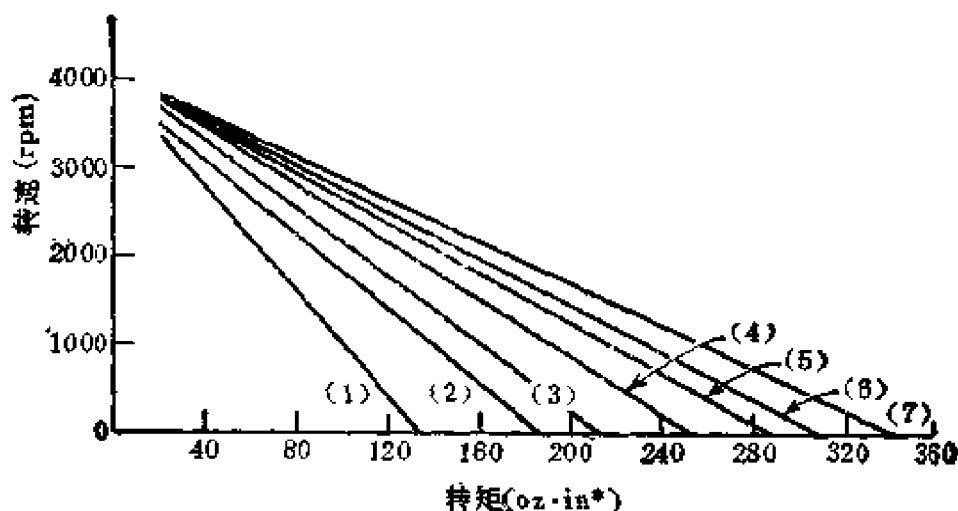


图 5.33 12V 串励永磁电动机的转速转矩特性

\* 10z = 28.349523g.

控制电动机的一个重要参数是旋转元件的惯量，通常使惯量最小，是为了有可能在输入控制函数阶跃变化时获得最快的响应。在评价控制电机时，有用的参数是  $\frac{\text{转矩}}{\text{惯量}}$  比值，它通常可利用电动机的堵转转矩（图 5.32 中转速转矩特性在横轴的值）来计算。

### 5.11.6 永磁电动机

在直流换向器电机中用永久磁铁代替绕组励磁既提供了某些优越性，也随之带来了一些危险。在小电机中用永久磁铁励磁差不多总会使制造价格低廉。当电机尺寸加大时，价格上的优点逐渐减少，而主要考虑永磁电机的特殊应用。作为商品的永久磁铁电动机已经制成了 5hp 或更大的容量。

永久磁铁电机的效率一般比绕组励磁电机的高，因为减少了励磁电损耗。在某些情况下，永久磁铁电机比同等额定功率的绕组励磁电机体积要小，而且不需要励磁控制。应用永久磁铁励磁简化了电机结构、去掉了两个电的接线端和相应的绕组。利用永久磁铁励磁存在的问题和危险性包括：

1. 永久磁铁由于电枢反应磁势可能退磁，引起电机无法使用。退磁可能由于不恰当的设计造成，或由故障或瞬变过程或电枢电路中不恰当的连接、不合适的电刷移位、或温度效应引起过大的电枢电流造成。

2. 永久磁铁能够运行在一定的磁密（参考表 2.2）下，由此产生的气隙磁密比绕组励磁电机的要低。铁氧体磁铁是特别理想的，它是永久磁铁中价格最低的，最广泛地用于电机中。

永久磁铁电机的转速对转矩的特性比并励电动机更平直，因为电枢反应磁势对永久磁铁磁通的影响比对励磁绕组结构的磁通影响要小。图 5.33 表示了 12V，3in 直径，长度可变的永久磁铁电动机系列的转速转矩特性。这类电动机在使用时带有电池电源供电，它包括汽车加热器和空气调节风机、电燃油泵、船用引擎起动机、轮椅和电池式电力工具。

永久磁铁电动机的设计和应用除电枢反应去磁磁势不同以外,均类似于绕组励磁的电动机,设计必须假定在全部可预见的运行条件下,包括故障条件,永久磁铁将不会退势。由于交轴电枢反应在极面下产生的磁铁去磁已在节 5.6 中描述过,表示在图 5.19 中。在讨论中指出,电枢反应在极面的半边下增加了主磁场,在另半边下削弱了主磁场。在一个电动机中磁势抵消主磁场出现在磁极的后极端,即电枢导体旋转通过磁极部分时后面的半个极面。

在电动机中,供给最大电枢电压,当启动或停转时,电枢电流具有最大值。这时呈现最大电枢反应作用,这磁势将可能产生磁铁退磁。后极端电枢反应磁势从式 (5.27) 得

$$\text{mmf}_{a_r} = (\text{半极面下的导体数}) \times I_a / a \quad (5.42)$$

其中  $I_a$  是在供给最大电枢电压下,启动或停转时的电枢电流。由此磁势产生的磁场强度是

$$H_a = \frac{\text{mmf}_{a_r}}{(l_m + l_g)} \quad (5.43)$$

其中  $l_m$  和  $l_g$  是磁铁和气隙的径向长度,在用标准国际单位时这些长度用米表示, $H_a$  用安培/米 (A/m) 表示。在表示永久磁铁特性时,CGS 单位实际上仍是通用的。(H 用奥斯特, B 用高斯),因此可以将式 (5.43) 的  $H_a$  转换为 CGS 单位

$$H(\text{Oe}) = \frac{H}{79.577} (\text{A/m}) \quad (5.44)$$

带有可变气隙的永久磁铁系统的分析已在第二章给出,示意在图 2.17 中。在第 2.11 节和图 2.17 中,增加气隙会增加永久磁铁的外部磁导,对磁铁有去磁作用。电枢反应的去磁作用是一种类似的现象,但需要一个和第二章可变气隙去磁作用不同的图形来分析。改变了外磁路的磁导也就改变了图 2.18 中运行线 OA 的斜率。而去磁磁势是作为沿图 2.18 横坐标的磁场强度分量出现。

为了简单说明分析方法,铁氧体磁铁的永磁去磁特性表示在图 5.34 中。假定一个永久磁铁电动机在转子处于任何位置时气隙

均为常数,假定气隙磁路磁导由图 5.34 中斜率为  $\alpha_d$  的运行线  $OA$  表示。图 5.34 也表示出了内部的去磁曲线,内部磁感应(磁通密度)定义为<sup>11</sup>,在磁体中某一点的磁感应和在同样磁动势作用下存在于真空中的磁感应之间的向量差,可用式表示为

$$B_i = B - \mu_0 H \quad (5.45)$$

内部磁感应也可定义为磁性材料单独对总磁感应作出的贡献,在线性均匀材料中,式(5.45)的向量差可以用代数差来代替。

在磁材料的磁滞回线的第 2 和第 3 象限,  $H$  是负的,在式(5.45)中的减法过程变成了相加。因此在第 2 象限,内部的去磁曲线是在正常的去磁曲线上面。这个曲线是容易得到的,因为当正常曲线是用 CGS 单位绘制的,这种单位制  $\mu_0 = 1$ 。对于正常曲线上坐标  $B_d$  和  $H_d$  的点可得到内部曲线上的一点,关系为

$$B_i = B_d + H_d \quad (5.46)$$

从式(5.46)可以看到对于具有很大矫顽力  $H_c$  的材料(如铁氧体和稀土钴合金),内部的去磁曲线将和正常曲线显著不同。

为了估算永久磁铁上电枢反应去磁作用,用图 5.34 来说明作图方法。加上外磁场强度  $H_a$ ,使运行线  $OA$  向左平移到一个新的位置用  $MB$  表示,  $B$  是新的运行线与内去磁曲线的交点。将  $B$  点垂直投影到正常曲线上的  $B'$  点,得到在有外磁场情况下存在的磁密。如果外磁场去掉,运行点不会沿正常去磁曲线返回,而以沿一条次磁滞回线到点  $C'$ 。它是初始运行线上  $C$  点的投影。

如果外磁场重复出现,运行点将运动回到次磁滞回线上面部分的  $B'$  点,次磁滞回线的平均斜率由永久磁铁特性决定,叫回复导磁率,在 2.11 节已定义。对于铁氧体永久磁铁,斜率很接近于零,意味着图 5.34 中线  $B'C'$  接近于水平位置。就是说由去磁电枢反应引起的铁氧体磁铁电动机中,磁密的变化比起绕组励磁电动机中磁密的变化要小得多。

如果平移运行线  $H_a$  大于  $H_{a1}$ ,在磁极去磁的半边也将造成完全去磁。实际上  $H_a$  会显著小于  $H_{a1}$ ,这是考虑到去磁曲线随温度变化、其它的材料常数的改变、设计计算不准确和随轴承的磨



有效值,产生了较高的欧姆损耗;为了得到满意的换向,需要较高电阻值的电刷,产生了较高的换向损耗;另外需要稍有不同的绕组设计。把一个串励电动机设计成交流励磁比起同样尺寸设计成直流励磁时,将有较少匝数的磁场绕组,而且因为换向问题更为困难,交流电动机通常需要一个补偿绕组(参看 5.7 节)。交流机比直流机换向更为困难的原因是在经历换向的线圈中,比 5.7 节列举的四个电压分量还多了一个附加的电压分量,这是由于链着线圈的磁通随时间改变,引起在线圈中感应一个变压器电压。这种补偿方法的设计减少了在节 5.7 讨论过的火花和换向器的损耗,因此在交流或通用串励电动机中是更为必要的。

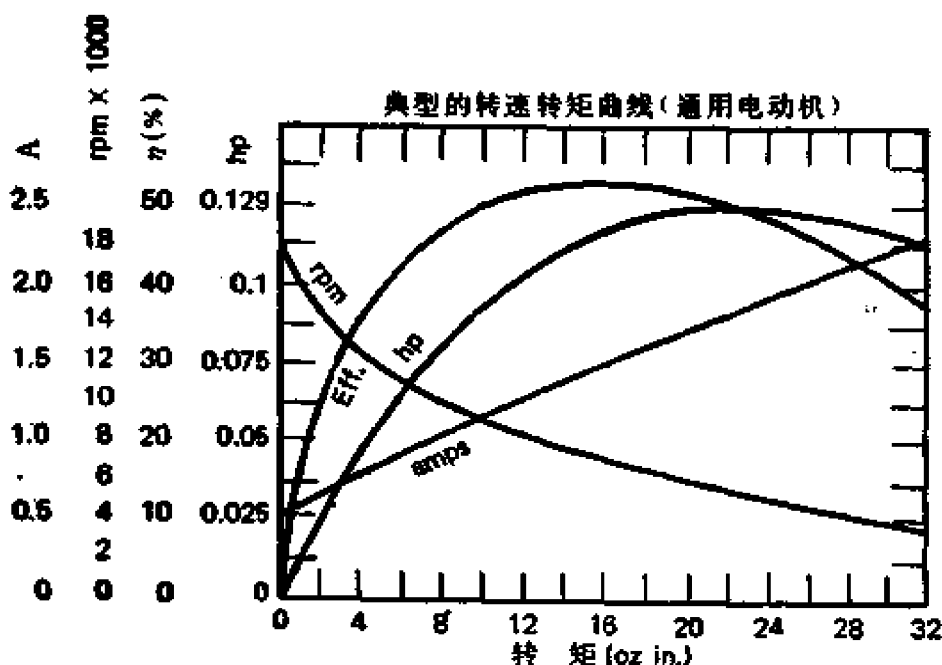


图 5.35 通用电动机的特性,额定值为 1/8hp, 115V, 60Hz

典型的一台 1/8hp 的通用电动机的特性表示在图 5.35,它能运行在从直流到 60Hz 的电源中。交流串励电动机的一个有趣的特性是输入功率因数随负载增加(输出功率)而减小,这和其它的普通交流电动机(感应电动机)的情况正相反。验证这个特性留在本章结尾讨论。而且,通用电动机能用直流串励电动机同样的方法进行动力制动,虽然必须附加预防措施,使得在制动开始的瞬间保证励磁磁通不要通过零。

**例题 5.7** 一直流串励电动机由 230V 电源供电, 运行在 80A 线电流, 750rpm 转速下。串励磁场为 15 匝/极, 具有总电阻为  $0.11\Omega$ , 总的电枢电路电阻是  $0.14\Omega$ , 磁路特性是由附录 3 曲线给出。忽略电枢反应, 确定线电流为 20A 时的电动机转速。

**解** 从式 (5.26) 知道, 电动机转速正比于感应电压  $E$ , 反比于每极磁通量。在 80A 时,  $E_{80} = 230 - 80(0.14 + 0.11) = 210[\text{V}]$  (参看图 5.36); 在 20A 时,  $E_{20} = 230 - 20(0.14 + 0.11) = 225[\text{V}]$ ; 在 80A 时, 励磁为  $NI_{80} = 15 \times 80 = 1200[\text{At}]$ ; 在 20A 时, 励磁为  $NI_{20} = 15 \times 20 = 300[\text{At}]$ 。由附录 3 得到  $\phi_{80} = 4.3\text{mWb}$ ,  $\phi_{20} = 1.4\text{mWb}$ 。因此, 在 20A 时, 转速  $= 750 \cdot \frac{225}{210} \cdot \frac{4.3}{1.4} = 2468[\text{rpm}]$ 。

**例题 5.8** 一台它励直流电机作为发电机运行, 额定值为 25kW, 200V, 1200rpm, 总电枢电路电阻是  $0.12\Omega$ , 1200rpm 时的无载磁化曲线表示在图 5.37 中, 励磁电路的总电阻是  $100\Omega$ , 励磁绕组为 1000匝/极。在 1200rpm 时, 机械损耗是 300W; 在 2500At/极励磁时, 磁损耗是 200W; 忽略电枢反应和杂散负载损耗。当电机作为发电机运行在额定负载, 1200rpm, 2500 匝/极励磁情况下, 确定电枢端电压, 效率, 输入转矩和电压调整率。

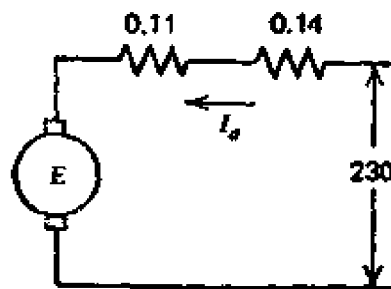


图 5.36 例 5.7 电动机的等值电路

**解:** 额定电枢电流是  $25000/200 = 125[\text{A}]$ , 从图 5.37 可得感应电势是  $E = 230\text{V}$ , 端电压  $V = 230 - 125 \times 0.12 = 215[\text{V}]$ , 功率输出  $= 215 \times 125 = 26875[\text{W}]$ , 电枢欧姆损耗  $= 125^2 \times 0.12 = 1875[\text{W}]$ , 励磁损耗  $= 2.5^2 \times 100 = 625[\text{W}]$ 。功率输入  $= 26875 + 1875 + 625 + 300 + 200 = 29875[\text{W}]$ , 效率  $= \frac{26875}{29875} = 0.9$ , 转速

是  $\frac{1200}{60} \times 2\pi = 125.66[\text{rad/sec}]$ , 输入转矩  $= (29875 - 625)/$

$125.66 = 232.77[\text{N} \cdot \text{m}]$ , 如果负载去掉, 无载电压将是  $230\text{V}$ . 因此从式 (5.40), 电压调整率为  $(230 - 215) \times 100/215 = 7\%$ .

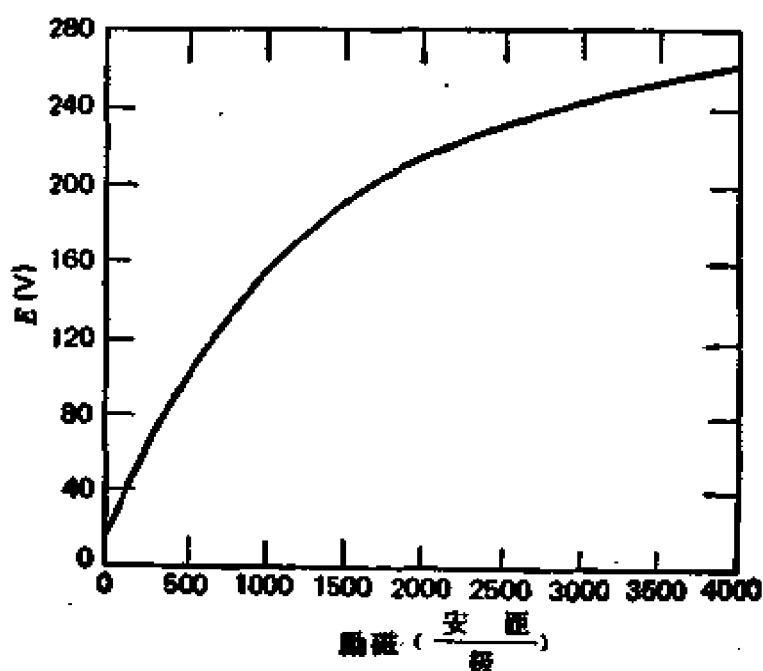


图 5.37 1200rpm 时的无载电压

**例题 5.9** 把例题 5.8 的电机作为它励电动机运行。励磁为 2000 安匝/极电枢端供给  $250\text{V}$  电压, 电枢电流为  $100\text{A}$ , 确定电动机转速和电磁转矩。忽略电枢反应, 磁损耗和杂散负载损耗。

**解** 感应电势是  $E = 250 - 100 \times 0.12 = 238[\text{V}]$ , 然而, 如果转速为  $1200\text{rpm}$  由图 5.37 在  $2000\text{At}$  时  $E$  为  $212\text{V}$ , 因此, 电动机转速必须正比增加到  $E$  为  $238\text{V}$ , 这个转速为

$$1200 \times \frac{238}{212} = 1347[\text{rpm}] = 141[\text{rad/sec}].$$

电磁转矩是  $238 \times 100/141 = 168.8[\text{N} \cdot \text{m}]$ .

**例题 5.10** 重复例题 5.9. 如果电枢反应产生去磁作用为 250 安匝/极, 从图 5.37 可知, 当励磁为  $2000 - 250 = 1750$  安匝/极时,  $E = 202\text{V}$ , 因此转速增加到  $1200 \times \frac{238}{202} = 1414[\text{rpm}] = 148.1$

$[\text{rad/sec}]$ , 电磁转矩是  $238 \times 100/148.1 = 160[\text{N} \cdot \text{m}]$ .

## 5.12 直流换向器电机的动力学

如同研究稳态关系的情况一样,动态方程式会随着具体电机的结构(串励或并励),电源电压的种类和负载等等稍微有点变化。下面讨论的多数情况是在图 5.38 所示的它励结构电机的基础上,由此建立动态方程式。这种结构是最普通的,在其它结构下,我们能够进行修改。小写的符号用来表示时间函数或是随时间变化的参数。

我们可得到,通过电枢电路的总电压为

$$v_a = e + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (5.47)$$

$$e = K_f i_f \omega_m \quad (5.48)$$

其中  $L_a$  是电枢电感,用亨利作单位。等式 (5.47) 是作为电动机运行写出,对于描写发电机运行,  $i_a$  和  $\frac{di_a}{dt}$  的符号要改变。这些方程式和它们的稳态对应方程式 (5.25) 和 (5.17) 是类似的。通过励磁电路的总电压,我们可得到

$$v_f = i_f R_f + L_f(i_f) \frac{di_f}{dt} \quad (5.49)$$

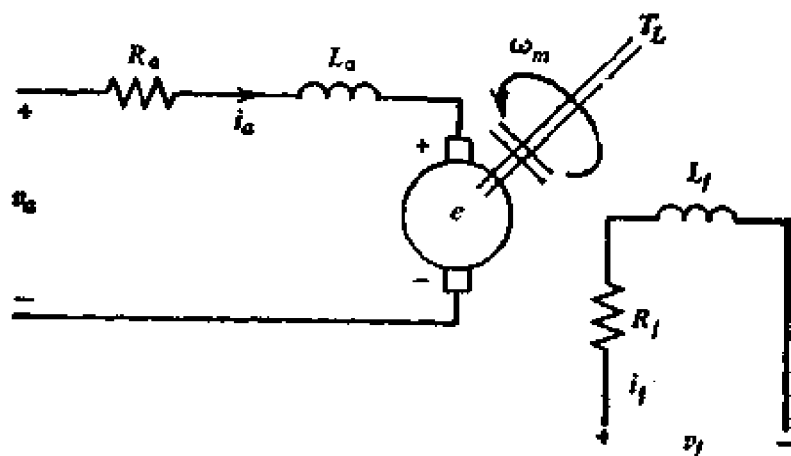


图 5.38 动态分析的示意图

励磁电路的电感  $L_f(i_f)$ , 是  $i_f$  的非线性函数, 这个非线性函数是

和电机的磁化曲线或是磁通随电机磁路的安匝而变的特性有关。  
作用在电动机轴上的转矩总和为

$$T_e = T_L + D\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.50)$$

$$T_e = K_e i_a \quad (5.51)$$

其中  $D$  是表示旋转损耗转矩的阻尼衰减系数, 用牛·米·秒作单位;  $J$  是总旋转系统的惯性矩, 包括转子、负载、耦合器和轴, 用千克·米<sup>2</sup>或牛·米·秒<sup>2</sup>为单位;  $T_L$  是负载转矩, 用牛·米为单位。

式(5.50)在理解直流换向器电机带负载方面是有用的。为此, 习惯上将式(5.50)重新排列如下:

$$T_e - T_L = D\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.52)$$

让我们首先考虑电动机运行的情况。电动机起动只有当电磁转矩  $T_e$  大于负载转矩  $T_L$  才是可能的, 在起动时, 转速为零, 两转矩之间的差决定了电机最初的加速度。直流换向器电机有能力产生很高的起动转矩(零转速时的转矩), 由此而被频繁使用。只要式(5.52)左边大于右边, 电动机将连续加速。

当  $T_e - T_L = D\omega_m$  时, 达到平衡状态, 这时加速度是零, 电动机运行在恒速下, 两种不同类型的负载转矩运行情况表示在图 5.39 中。一种是恒转矩, 可以表示切削工具或车床; 一种是功率近似随速度立方改变的转矩, 可以表示一个风扇负载。如果式(5.52)左边变为负值, 可能出现在平衡速度下负载转矩增加, 或电磁转矩减小, 这时右边必须也是负值。这种情况依靠负的加速度来达到, 也就是减速度引起速度减小到新的平衡状态。负载和转速改变的过程在直流换向器电机中通常是一个稳定的过程, 除非在很小的励磁情况、或是带有小的负载转矩下, 电枢反应过度的情况下可能引起超速。

在起动或停车时, 电动机反电势是零, 电枢电流等于电源电压除以电枢电阻; 这时造成电流远远超过了换向器、电刷组和电枢绕组的额定电流, 这种情况在多数电机中为了使某些电枢部件不被

损坏只允许运行几秒钟。在很多电机中,如果用电枢电压控制,加上电枢电流反馈信号控制,上述情况是可以避免的。在带有类似的控制线路的电机中,通常在起动时增加电枢电阻,限制电枢电流到安全的数值。直流换向器电机起动是由几段电阻组成,用开关装置改变电阻值来控制起动电流和转矩。

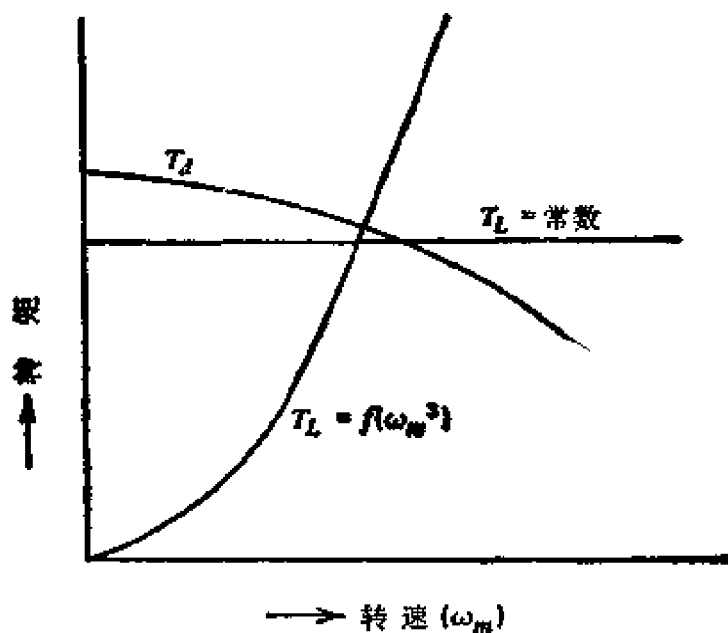


图 5.39 电动机的负载转矩特性

### 5.12.1 动力和再生制动

直流换向器电机最有用的特性是具有从电动机运行状态平滑地转换到发电机运行状态的能力,反之亦然。在多数牵引使用中,在制动或减速车辆过程中,很多能量浪费了,这能量最后成为制动闸或制动杆的热量。有三种方案可以避免直流换向器电机在牵引应用中的制动损耗。一是动力制动,运动车辆的动能依靠直流换向器电机的发电机作用转输到电阻上。再生制动作为一个节省能量的方案是最有用的,车辆的动能依靠电机的发电机作用贮存在电池、飞轮或其它类型的贮能系统中。第三种电制动经常用在工业直流换向器电机如天车或卡车等电动机中,叫反接制动。在电动机运行期间将磁场或电枢绕组之一突然反接使产生了较大的反

方向转矩,这种情况下运动系统的动能消耗在电枢绕组中,这种制动方案需要换向器电刷组和电枢绕组的设计有一定余量。这几类电制动由于速度接近零时,转矩减少,使制动作用减弱,因此通常伴随电制动还需要辅助的机械制动或液压制动。

在再生制动中,只有一部分贮存动能是被电池充电或飞轮所吸收,因为一部分动能消耗在电动机和车辆的风阻摩擦损耗上以及消耗在电动机减速期间的电损耗上。因此,作为牵引应用中节省能量方法之一的再生制动的效率,是由驱动装置中电的元件的效率所决定的。文献 12 指出在典型的城市驱动中用再生制动的方法,大约输入到汽车的能量的 35% 是可以回收的;如果由于克服电系统损耗和机械损耗的总的需要,使这部分能量减少,大约有 10—15% 的输入到车辆的能量可以吸收而贮存在电池、飞轮或其他装置中。回收能量的准确数值,取决于驱动的负载种类、运行场所、驱动装置的效率、驱动的传动比等等。

动力制动是将动能消耗在牵引电动机的外接电阻中,这是较容易分析的。这种情况下,式 (5.47) 变为

$$e = i(R_a + R_b) + L \frac{di_a}{dt} \quad (5.53)$$

其中  $R_b$  是为消耗制动动能而附加到电枢电路上的电阻,式 (5.52) 左边仍为负值,式 (5.48) 和 (5.49) 对电动机或发电机运行都是不变的。解这些方程式,表示动力制动的情况将在本章结尾作为一个问题来解决。

电机动态分析中的重要参数是转动惯量  $J$  和衰减系数  $D$ ,为了得到这些参数,有一种简单的实验方法叫做减速试验,这种方法是在电枢或励磁为零时转子转速下降到静止过程中精确量测转子转速时间的变化。转子转速最好的量测方法是通过一个微小的转速仪使转速正比于电压,在带状的记录仪上记录电压大小。

一个典型的减速转速特性表示在图 5.40 中,从这个试验并借助式 (5.52) 可以求得参数,在无电枢电流、励磁和无负载转矩情况下的转速下降期间,式 (5.52) 变为

$$-D\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.54)$$

式 (5.54) 两边乘以机械速度  $\omega_m$ , 将得出两个功率项为

$$-D\omega_m^2 = J\omega_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.55)$$

式 (5.55) 左边是电机的机械损耗, 右边是供给转动系统的动能的变化率。

通过选择某一转速值, 用节 5.9 提出的方法确定这一转速下的机械损耗, 从减速试验确定转速时间曲线在这一转速下的斜率, 解式 (5.55) 可以得到转动惯量  $J$ 。

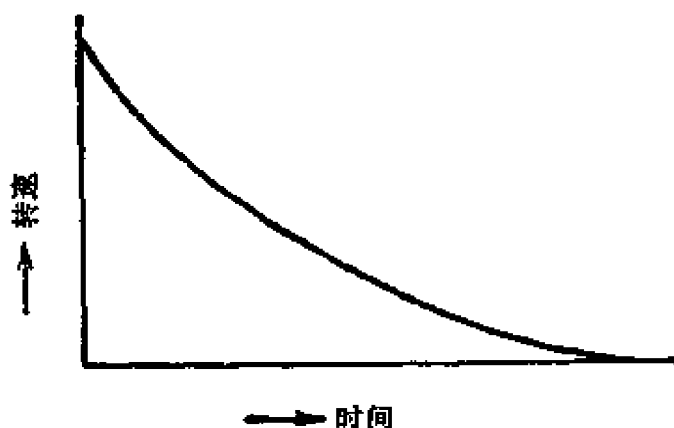


图 5.40 减速试验中转速随时间的变化

应该注意仅仅是选择

的转速周围的一段减速曲线才是我们需要的。对于选择转速下的线性机械衰减系数值, 可以通过机械损耗除以机械速度平方来得到。在整个电机的转速范围, 衰减系数的数值会显著变化。

### 5.12.2 直流换向器电机的传递函数

现在让我们回到式 (5.47) 至式 (5.51), 对几种典型问题这些方程式的线性形式是可采用的, 线性控制理论的方法通常用来研究电机的动态或用于研究作为大系统某一部分的模型电机。广泛用在线性系统和位置转速控制系统的一种电机结构是永久磁铁或它励电动机。

对于这种结构, 式 (5.49) 是不需要的, 暂时也忽略负载转矩  $T_L$ 。剩下的方程式取拉普拉斯变换, 得出

$$V_s = E + (R_s + sL_s)I_s \quad (5.56)$$

$$E = K_s \omega_m \quad (5.57)$$

$$T_e = (D + sJ)\Omega_m \quad (5.58)$$

$$T_e = K_t I_a \quad (5.59)$$

在这些方程中,用大写字母来表示经转换后的可变量  $F(s)$ , 对于它励电机和永磁电机新的常数  $K_t$  是乘积  $K_t I_f$ , 常数  $K_t$  通常是由开路电压对转速(用弧度每秒)的曲线的斜率来得到的。应用线性控制理论,表示这些方程式的最简单的方法是用方块图,反电势项作为反馈信号,表示在图 5.41 中。在图中引入了这种类型的电机的两个主要的时间常数:电时间常数  $\tau_e$ ,机械时间常数  $\tau_m$ 。这些时间常数是定义为

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (5.60)$$

$$\tau_m = \frac{J D}{D} \quad (5.61)$$

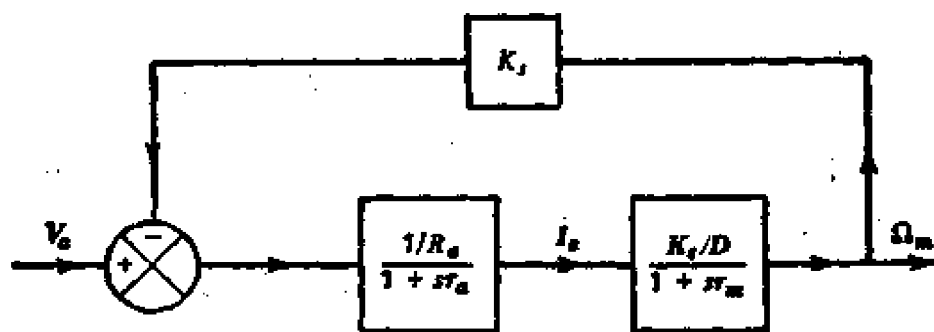


图 5.41 具有恒励磁电动机的方块图

在系统中必须考虑到负载转矩。图 5.41 的方块图可以修改成为带有第二输入  $T_L$  的多输入图,如图 5.42 所示,它能更方便地通过联立方程 (5.56) 至 (5.59) 来描写电动机的动态,即

$$\frac{\Omega_m}{V_a} = \frac{K_t}{K_t^2 + R_a D + s(L_a D + R_a J) + s^2 J L_a} \quad (5.62)$$

还可以得到一个类似的带有  $T_L$  作为输入函数的表达式,机械时间常数可借助实验量测频率特性来得到;它们是从分解式 (5.62) 的分母产生,而不是从式 (5.60) 和 (5.61) 中分别得出的时间常数。在位置检测的应用中,角的位置函数  $\theta$  可以由关系  $\Omega_m = s\theta$

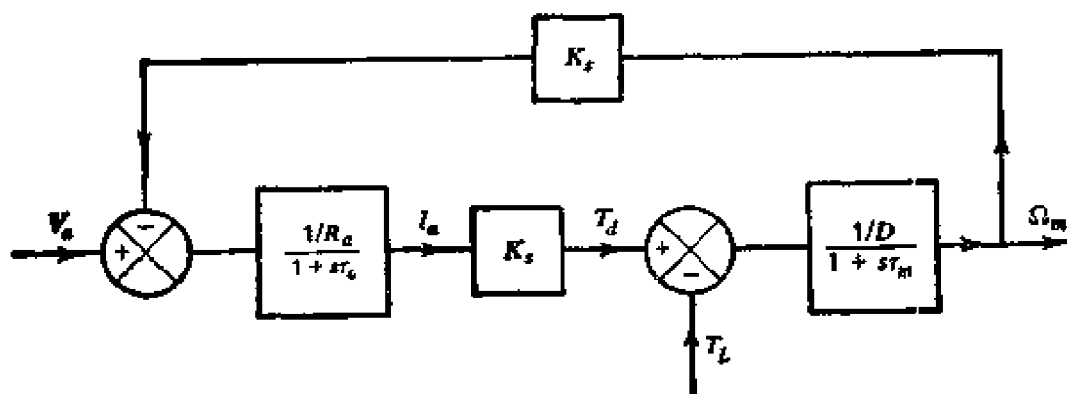


图 5.42 具有多边输入的电动机的方块图

引入式 (5.56) 至 (5.59), 那么全部电动机的转换函数变为

$$\frac{\theta}{V_a} = \frac{K_s}{s[K_s^2 + R_a D + s(L_a D + R_a J) + I^2 J L_a]} \quad (5.63)$$

同样的结构经常可用来作为转速计或速度检测装置中的一个分电机, 因为一台测速发电机的输出通常供给一个高阻负载如电压表, 电枢电阻和电感可以忽略, 转换函数从式 (5.57) 变为

$$\frac{E}{\Omega_m} = K_s \quad (5.64)$$

它励发电机可以作为一个放大器来考虑, 在大功率半导体装置出现以前是作为电源使用的。作为一个放大器, 发电机运行在恒速, 并用励磁电压  $v_f$  来控制, 放大器的特性通过讨论式 (5.49) 以及式 (5.50) 和 (5.51) 可以知道。我们将迭加一个负载电阻  $R_L$  在电枢回路中, 规定放大器的输出为这个电阻的两端的电压, 作为这一结构下的转换方程是

$$V_L = I_a R_L \quad (5.65)$$

$$E = [(R_a + R_L) + sL_a] I_a \quad (5.66)$$

$$E = R_f I_f \quad (5.67)$$

$$V_f = (R_f + sL_f) I_f \quad (5.68)$$

我们已经假定了线性励磁电感  $L_f$  和电压常数  $K_f$ , 为了利用线性控制理论, 如果励磁控制全部在磁化曲线的饱和区域或全部在非饱和区域或利用分段线性技术, 这种方法是可以接受的, 注意

到  $K_f$  是磁化曲线 (图 5.14) 的斜率。

作为这个系统的转换函数是

$$\frac{V_L}{V_f} = \frac{\frac{K_f}{R_f} \left( \frac{R_L}{R_L + R_a} \right)}{(1 + s\tau_f)(1 + s\tau_L)} \quad (5.69)$$

$$\tau_f = \frac{L_f}{R_f} \quad (5.70)$$

$$\tau_L = \frac{L_a}{(R_a + R_L)} \quad (5.71)$$

因为  $R_L$  一般必须大于电枢电阻  $R_a$ , 可以看到这个放大器的稳态放大系数是  $K_f/R_f$ 。

放大器通过将电枢电刷短路, 并增加和主电刷轴线成  $90^\circ$  电角度的第二套电刷, 可以增加放大器的第二级。从图 5.17 到 5.19 可看到, 第二套电刷在垂直位置出现, 从电刷上可取得电枢反应磁通感应的电枢绕组电压。这是电枢反应起有益作用的一种电机结构的例子, 在电器行业中的名字叫做交磁放大机, 它作为功率放大器已得到了很多应用。正常位置的短路电刷产生了很大的电枢反应磁场, 它在第二套电刷两端感应出相对大的电压。事实上在式 (5.69) 的稳态放大系数部分将增加第二个  $K_f$  系数。

## 习 题

5.1 一个 4 极、48 槽的电枢上, 放置每个线圈为三匝的简单叠绕组, 确定电枢系数  $K_a$ , 用角度表示和用槽表示的极距大小。

5.2 一个 10 极电动机有 123 槽, 放置了一个简单的波绕组。本绕组将需要使用与很多有效线圈一样的伪元件吗? 确定前节距, 后节距和换向器节距。假定每线圈 4 匝, 计算  $K_a$ 。

5.3 习题 5.2 的电机运行在 5000rpm 下, 励磁磁通为 0.015 韦伯/极, 确定电枢感应电压  $E$ 。

5.4 从图 5.10 和 5.11 的绕组安排中, 确定每种情况下电枢两端之间的并联电路数。并说明和 5.2 节给出的一般规律有什么联系?

5.5 习题 5.1 的电动机运行在气隙磁通 0.012 韦伯/极, 电枢电流 100A

的情况下,确定电磁转矩。

5.6 它励电动机的名牌额定值为 50hp,440V 和 3000rpm。

(a) 确定额定转矩,用  $\text{lb} \cdot \text{ft}$  和用  $\text{N} \cdot \text{m}$  两种单位。

(b) 假定电机在额定输出情况下的效率是 85%,求电源电压为额定,输出为额定时的电枢电流。

5.7 表示式 (5.17) 和 (5.24) 中常数  $K_t$  的数值。

5.8 具有图 5.33 曲线 4 特性的电动机,起动 (0rpm) 电流为 42A,确定速度常数  $K_s$ ,这个电动机的无载 (0 电流或 0 转矩) 感应电压是多少?

5.9 习题 5.8 的电动机具有电枢电阻  $0.4\Omega$ ,在电源电压 12V 下运行,当电动机吸收 90A 电流时,电动机运行在什么转速和转矩下?

5.10 一个并励电机,运行在 2400rpm,磁化曲线数据为

励磁电流 (A)	0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
电枢电压 (V)	4	75	133	160	172	182

(a) 用图表示上述数据。

(b) 如果电机作为自励并励发电机运行,在 2400rpm 下为了得到无载电压 150V,确定需要的并励电阻值。

(c) 确定建立自励电压需要的临界并励电阻值。

5.11 一个它励电机磁化特性表示在图 5.14 中,电机有电枢电阻  $0.1\Omega$ ,励磁电路电阻  $40\Omega$ ,励磁绕组为 500匝/极,励磁电压为 120V。

(a) 电机在 5000rpm 时电枢的无载或开路电压是多大?

(b) 如果电机作为发电机运行,电枢电流 100A,电枢端电压为多大?(忽略电枢反应)

(c) 如果在 100A 时电枢反应产生去磁磁势为 220安匝/极,确定 100A 时的电枢端电压。

5.12 一个它励 120V 电动机当电枢电流为 8A 时产生一个转矩为  $20\text{lb} \cdot \text{ft}$ 。

(a) 假定不改变励磁电流,忽略电枢反应,当产生转矩为  $60\text{lb} \cdot \text{ft}$  时确定电枢电流多大。

(b) 如果在  $20\text{lb} \cdot \text{ft}$  转矩时,转速比  $60\text{lb} \cdot \text{ft}$  转矩时高出 6%,确定电枢电阻。

5.13 一台长复励发电机具有图 5.14 所示的磁化曲线, 并励绕组有 700 匝/极, 串励绕组有 5 匝/极。电枢电路电阻(包括电刷)是  $0.08\Omega$ , 串励绕组电阻是  $0.005\Omega$ 。在  $5000\text{rpm}$  下, 当并励电流是  $2.0\text{A}$ , 电枢电流是  $150\text{A}$  时, 确定端电压, 忽略电枢反应。

5.14 永磁电动机, 它的转速转矩特性如图 5.33 曲线(7)所示, 它经常用于驱动空气压缩机来调节空气。假定压缩机的转速转矩特性由公式  $T = 0.15 \times 10^{-4} \omega_m^3$  来描述, 其中  $T$  是  $\text{N} \cdot \text{m}$ ,  $\omega_m$  是  $\text{rad/sec}$ 。确定电动机驱动压缩机的稳态转速(注意, 这问题可以通过作图或分析法来解决, 如果用作图法, 则用转速为横坐标重新画出图 5.33 曲线(7)是更为方便的, 然而要注意到曲线数据和前面公式之间所用的单位不同)。

5.15 一台串励电动机, 磁特性表示在附录 3 的图 A3.1 中, 串励绕组为 6 匝/极, 电阻为  $0.008\Omega$ , 电枢电路(包括电刷)有电阻  $0.017\Omega$ , 在  $24\text{V}$  供电, 电流为  $400\text{A}$  的负载条件下, 电枢常数  $K_e$  是 32。

(a) 在以上电枢电流下确定转速和转矩。

(b) 仍为  $24\text{V}$  供电, 在电流为  $200\text{A}$ ,  $100\text{A}$  和  $50\text{A}$  时重复 (a) 问题。

(c) 画出转速转矩特性。

5.16 习题 5.15 所叙述的电动机, 其机械和磁损耗已经由试验确定, 表示在图 5.43 的曲线中。确定电枢电流为习题 5.15 中的四种不同大小时, 串励电动机的效率, 忽略杂散负载损耗。

5.17 习题 5.11 中叙述的电机。

(a) 如果电枢是直接连接到  $120\text{V}$  电源上, 确定初始 ( $t = 0$ ) 电枢电流。

(b) 如果限制电枢电流到  $200\text{A}$ , 确定和电枢串联的增加的电阻值。

5.18 例题 5.6 作为电动机, 计算所需要的电枢端电压, 输入功率和效率, 分别运行在以下两种情况:

(a) 作为电动机运行, 在  $\frac{1}{2}$  额定转速下和  $\frac{1}{2}$  额定转矩下运行。

(b) 作为发电机运行, 在额定端电压、额定电枢电流和额定转速下运行。

5.19 确定一个转换函数。表示式为

$$G_T(s) = \frac{\Omega_m(s)}{T_L(s)}$$

当考虑负载转矩  $T_L$  作为输入, 转速  $0.5\Omega_m$  作为输出时, 作为电动机来分析。

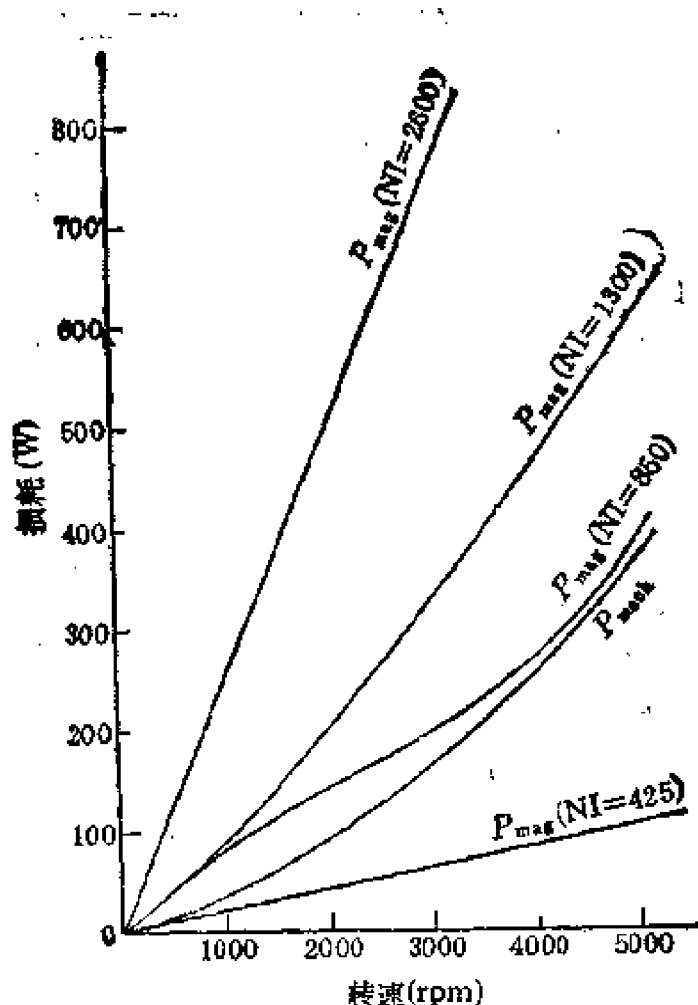


图 5.43 习题5.16中串励电动机的损耗

5.20 永久磁铁材料用于一个电动机,会使电动机具有很好的特性。作为本章描述的一个例子(第5.11.6和图5.34),用了铁氧体磁铁这种材料使电动机运行在相对低的气隙磁密下,但反过来保持了相对高的无去磁反应水平,和使用铝镍钴 VI(图2.14和表2.3)的电动机相比较,分析以下几个方面。

(a) 绘制铝镍钴 VI 的内去磁曲线,什么是铝镍钴 VI 的  $H_d$ ? 正常的去磁曲线也必须绘制。

(b) 可以看到,和铁氧体材料比较,铝镍钴 VI 必须在较高的导磁率(图5.34中 OA 线的斜率)下运行,因为导磁率是外磁路磁导,主要气隙长度的函数。这一点涉及到铝镍钴 VI 电机中可利用的实际气隙长和铁氧体电机相比较,将意味着什么?

(c) 假定铝镍钴 VI 的导磁率 50, 在图 5.34 中使用的导磁率是多少?

(d) 磁密降到  $0.8B_r$  (图 5.34B 点) 以前, 铝镍钴 VI 电动机可以允许的电机反应(用磁场  $H_r$ ) 是多少?

(e) 具有同样尺寸和同样绕组两种电机, 一个用铝镍钴 VI, 一个用铁氧体(如图 5.34), 两种电动机之间的反电势或电枢电压值的比大约是多少?

(f) 试估算两种电动机的功率(相应于  $E$  和  $I_a$  的乘积) 讨论电动机应用的两种磁性材料的相应的优缺点。

5.21 假定式 (5.52) 中的线性衰减系数  $D$ , 让  $T_L = 0$ , 解出在动力制动运行期间作为时间函数的电动机转速。参看式 (5.47) 到 (5.51), 假定制动运行的开始时间  $t = 0$  时,  $i_a = I_a$  和  $\omega_m = \omega_r$ , 还假定在制动运行期间  $V_r$  和  $i_f$  保持常数不变。

5.22 一个控制电动机(永久磁铁励磁) 通过全部传动比为  $R$  的齿轮系驱动一个惯性负载, 如果负载惯性是  $J_L$ , 负载转矩  $T_L$  是零, 推导转速控制的转换函数

$$G_r(s) = \frac{\Omega_r(s)}{V_r(s)}$$

怎样的传动比能改变这个系统的机械时间常数  $\tau_m$ ?

5.23 对于一个电枢控制的它励电动机由式 (5.56) 至 (5.59) 以及图 5.38 描述, 假定  $T_L$  和  $D$  是 0, 电动机起始  $t = 0$  时处静止状态, 加额定励磁电流, 供给额定电枢电压。从电动机静止到达最终稳态转速所需的这段时间内找出在电枢电阻上总的能量损耗, 将这个能量和稳态转速下旋转惯性体贮藏的动能相比较。如果  $D$  不是零, 重复以上问题。

5.24 一个通用电动机额定值为  $1/8\text{hp}$ ,  $5000\text{rpm}$ ,  $1.8\text{A}$ ,  $115\text{V}$  和  $60\text{Hz}$ , 计算电动机的额定转矩。忽略风阻和摩擦, 当电动机在额定转速、供给额定功率时, 试验测出输入量为  $115\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$ ,  $1.84\text{A}$ ,  $182\text{W}$ , 计算输入功率因数和效率, 画出这个电机在给定负载条件下的定性相量图。图 5.44 表示的等值电路将会帮助画出这图, 可以假定感应电压乘电动机电流等于电磁功率, 如假定不存在机械损耗则也等于输出功率。

在这电动机上, 另一个试验数据为在输入为  $115\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$ ,  $2.5\text{A}$ ,  $214\text{W}$ ,  $3400\text{rpm}$  时输出转矩为  $3.50\text{oz}\cdot\text{in}$ , 计算输入功率因数和效率。画出这个负载条件下的相量图, 和前边负载下的相比较。

5.25 一个直流它励牵引电动机额定值为  $40\text{hp}$   $120\text{V}$ ,  $315\text{A}$ , 转速  $3000\text{rpm}$ , 电动机具有的转矩转速特性类似于图 5.29 所表示的。确定恒转矩区域内的转矩值, 恒功率区域是在  $2.5:1$  的转速范围内 ( $7500\text{rpm}$  到

3 000 rpm), 如果磁路特性是在附录 III 给出, 求需要什么样的励磁范围?  
假定损耗仍然近似常数, 在 40 hp, 7 500 rpm 下的电枢电流是多少?

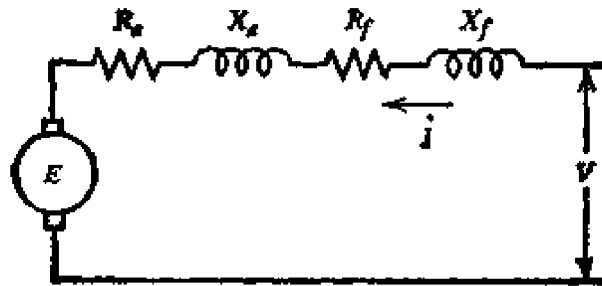


图 5.44 习题 5.24

## 第六章 感应电机

感应电动机是所有电动机中最普通的。正像第五章中讨论过的直流电机一样，感应电机也是由定子和转子组成，转子装在轴承上并以空气隙与定子隔开。电磁方面，定子是由冲压的铁心(叠片)组成，铁心上有嵌了导体的槽。这些导体按照预先规定好的型式彼此连接起来，构成为电枢绕组。在 6.1 节中，我们将仔细分析电枢绕组。

定子绕组通入交流电流时，会在转子绕组中感应电流。感应电机的转子是圆柱形的，可以做成导条两头短路，例如鼠笼型电机(图 6.1)；或把端线引到滑环上供外部连接的多相绕组，例如绕线

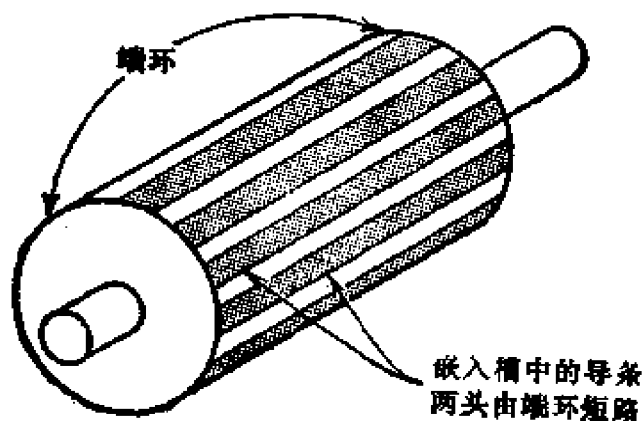


图 6.1 鼠笼型转子

型转子电机(图 6.2)。绕线型转子绕组与定子绕组相类似。有时把鼠笼型电机也叫无刷电机，绕线型电机叫滑环电机。图 6.3 中表示出在生产过程中的定子和三个不同阶段的转子。电动机的额定值为 2500kW, 3kV, 575A, 2 极和 400Hz。图 6.4 中是已经制成的 3400kW, 6kV 鼠笼型电动机，图 6.5 是 15200kW, 三相、四极绕线型感应电动机。图 6.6 是全部装配好的鼠笼型电动机的局

· 215 ·

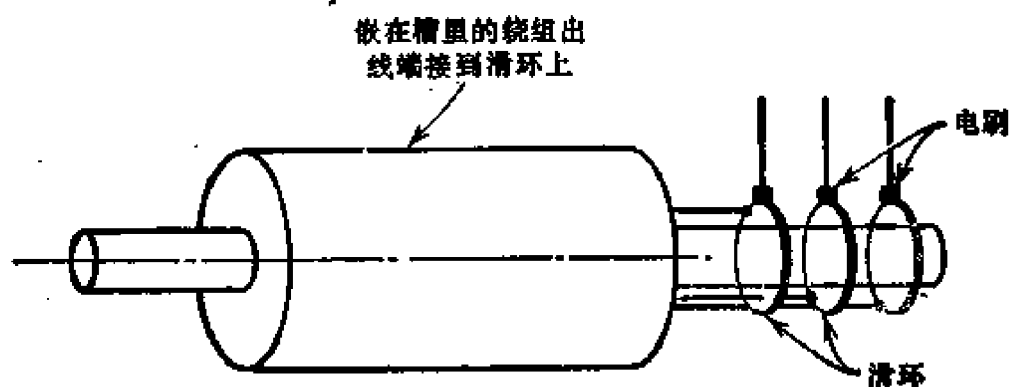


图 6.2 绕线型转子

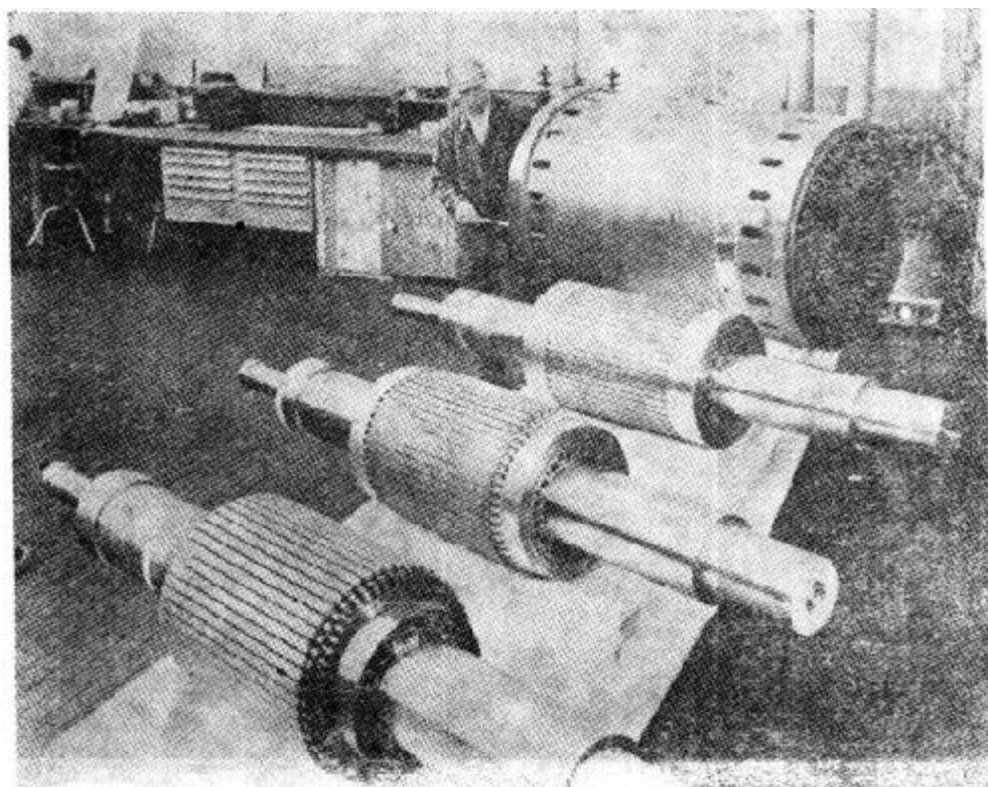


图 6.3 在不同制造阶段中的 2500kW, 3kV, 2 极, 400Hz 电动机的转子

部剖面图。

感应电机的运行基础是转子中的感应电流与气隙磁场的相互作用。如果在这种相互作用下产生的转矩使转子旋转,电机运行于电动机状态。另一方面,由外部能源拖动电机的转子超过一定的转速,这时电机发出电功率,则运行于感应发电机状态(而不像感应电动机要吸收电功率)。可见,感应电机既能作为电动机,又能

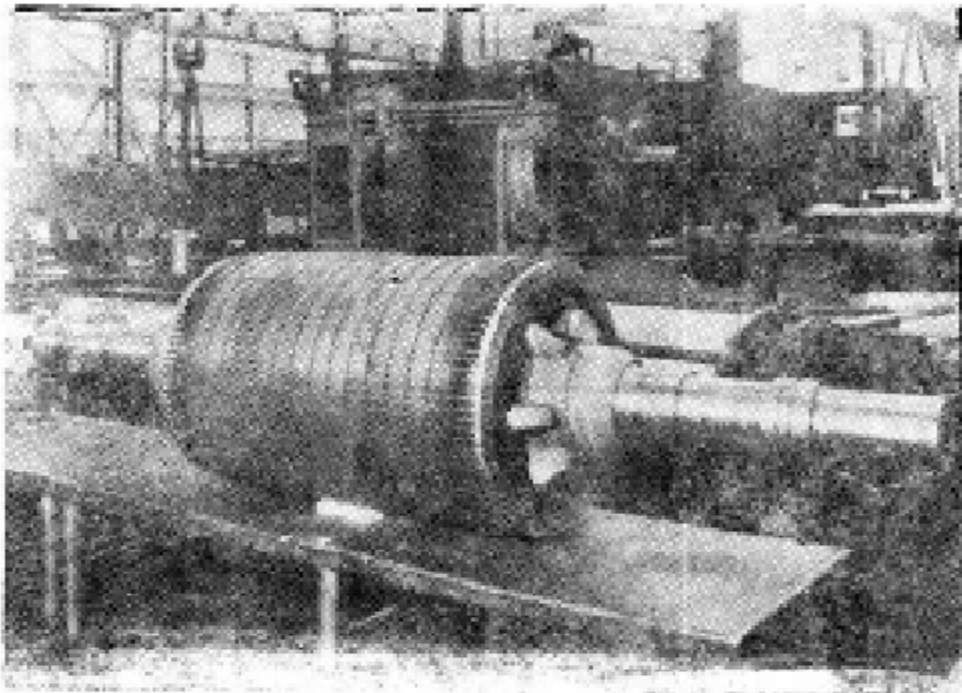


图 6.4 3400kW, 6kV, 990rpm 电动机的转子

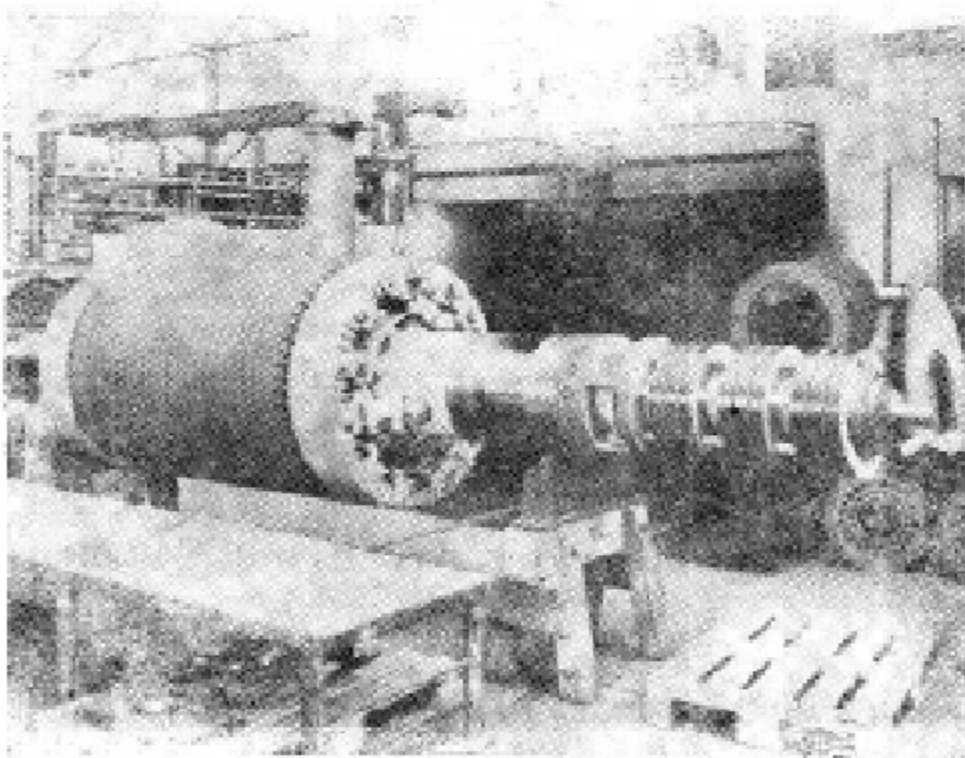


图 6.5 三相 1520kW, 2.4kV 滑环型电动机的转子

作为发电机，然而，大多数情况下，总是用作电动机，而不用作发电机。

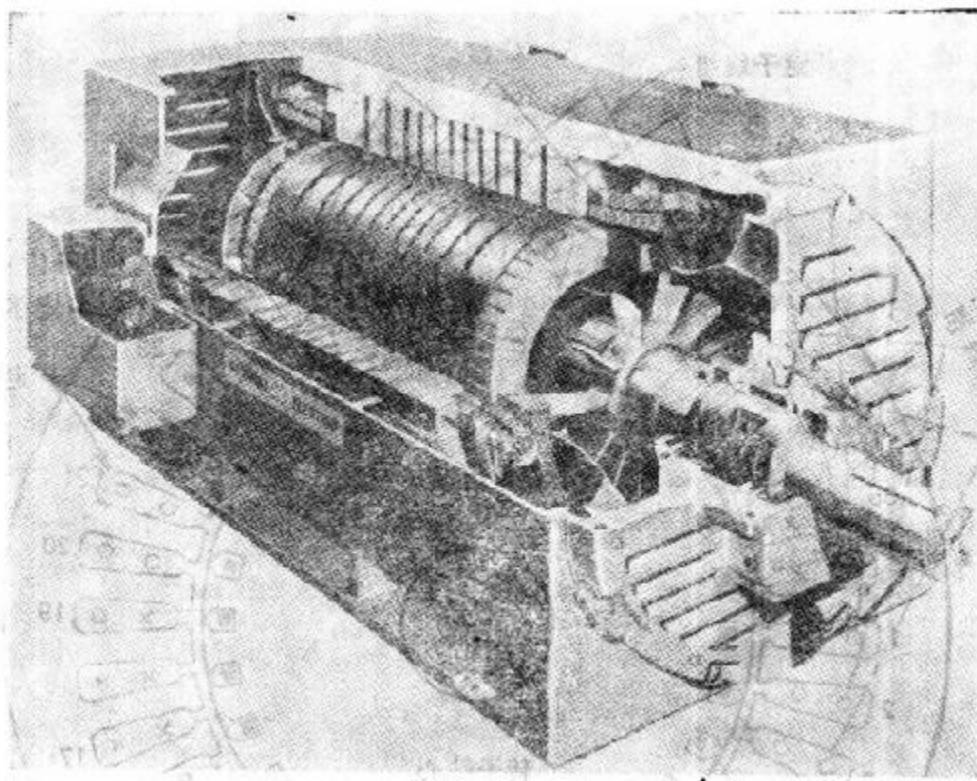


图 6.6 感应电动机的剖面图

在仔细分析感应电动机之前，值得去研究一下它的定子结构以及由定子绕组(电枢绕组)产生的磁场。

## 6.1 电枢绕组磁势

我们回顾一下第五章中直流电机的电枢，电枢绕组分布在整个电枢圆柱体的外表面上。那些嵌了导体的槽布满了整个电枢表面，并按照预先规定的方式彼此连接好，这样就构成了直流电机的电枢绕组。同样，在感应电机中，电枢绕组是由分布在电机定子槽里的导体相互连接而构成的。通常，定子上不只一个独立绕组。图 6.7 画的是三相定子绕组的排列，注意，定子绕组分布在整个定子的各槽里。每个槽里有两个圈边，例如 1 槽里有  $A$  相和  $B$  相的圈边，而 2 槽则放了仅仅是  $A$  相的两层(或两个圈边)。这种绕组是我们所熟悉的双层绕组。此外它是一个 36 槽、4 极绕组(图 6.7)，每极每相槽数为 3。

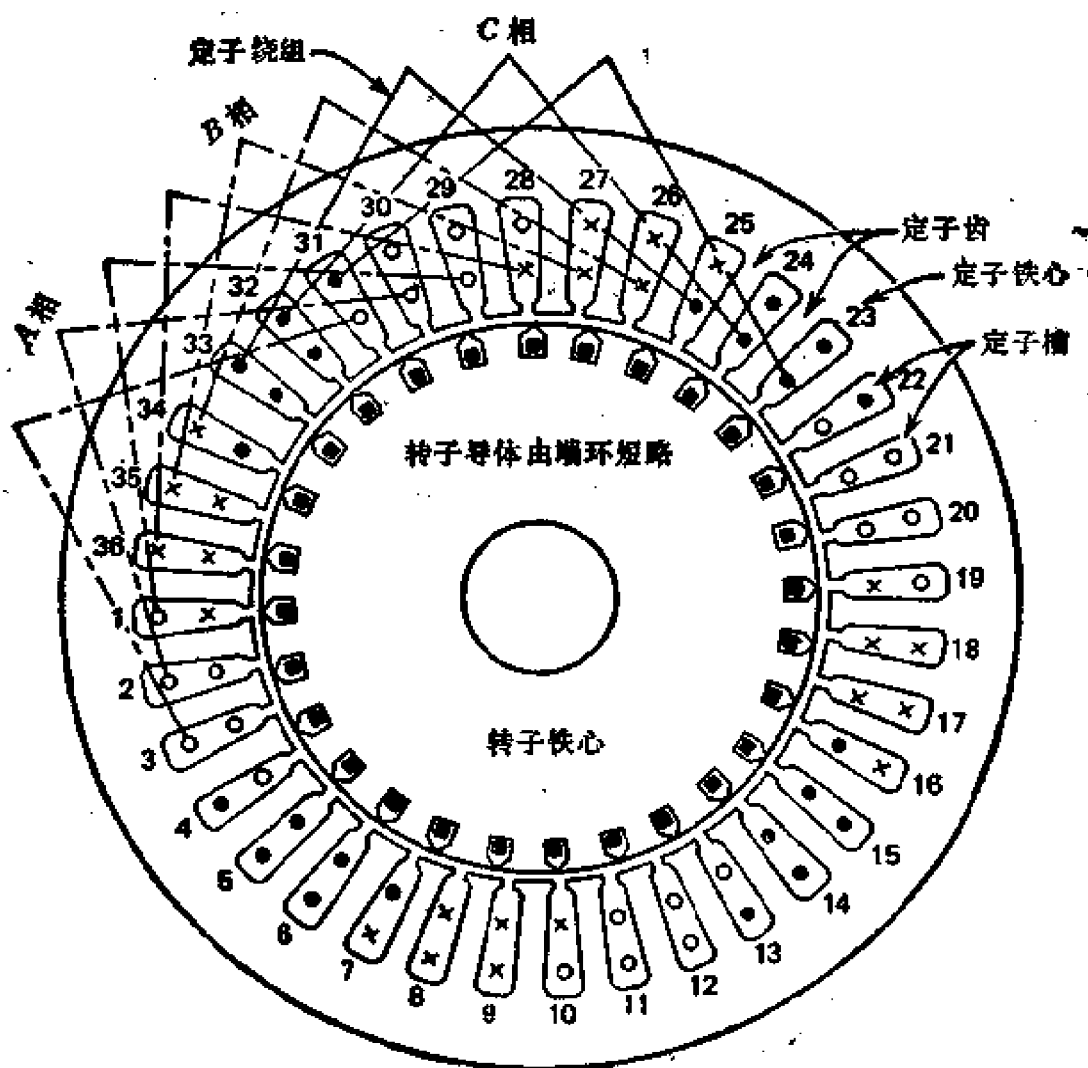


图 6.7 定、转子绕组。符号：O，A 相；×，B 相；●，C 相

为了产生 4 极的磁通，每个线圈的跨距(节距)是整个圆柱表面的四分之一。实际上，节距要短一些，见图 6.7，每个线圈包含着 8 个齿。线圈节距约为极距的 89%，因此，是短距绕组。有关电枢绕组的细节见参考文献 1。

目前，我们将研究电枢绕组产生的磁势。首先，假设有一个  $N$  匝，整距的单个线圈并忽略了开槽的影响，如图 6.8 所示。很清楚的看出，电机有两个极(图 6.8(a))。根据安培定律，对所有磁感应线都有  $\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = Ni$  的关系。换句话说，在图 6.8(b) 中，线圈两个圈边之间的磁势值  $Ni$  是个常数。按照习惯，在电机里只考

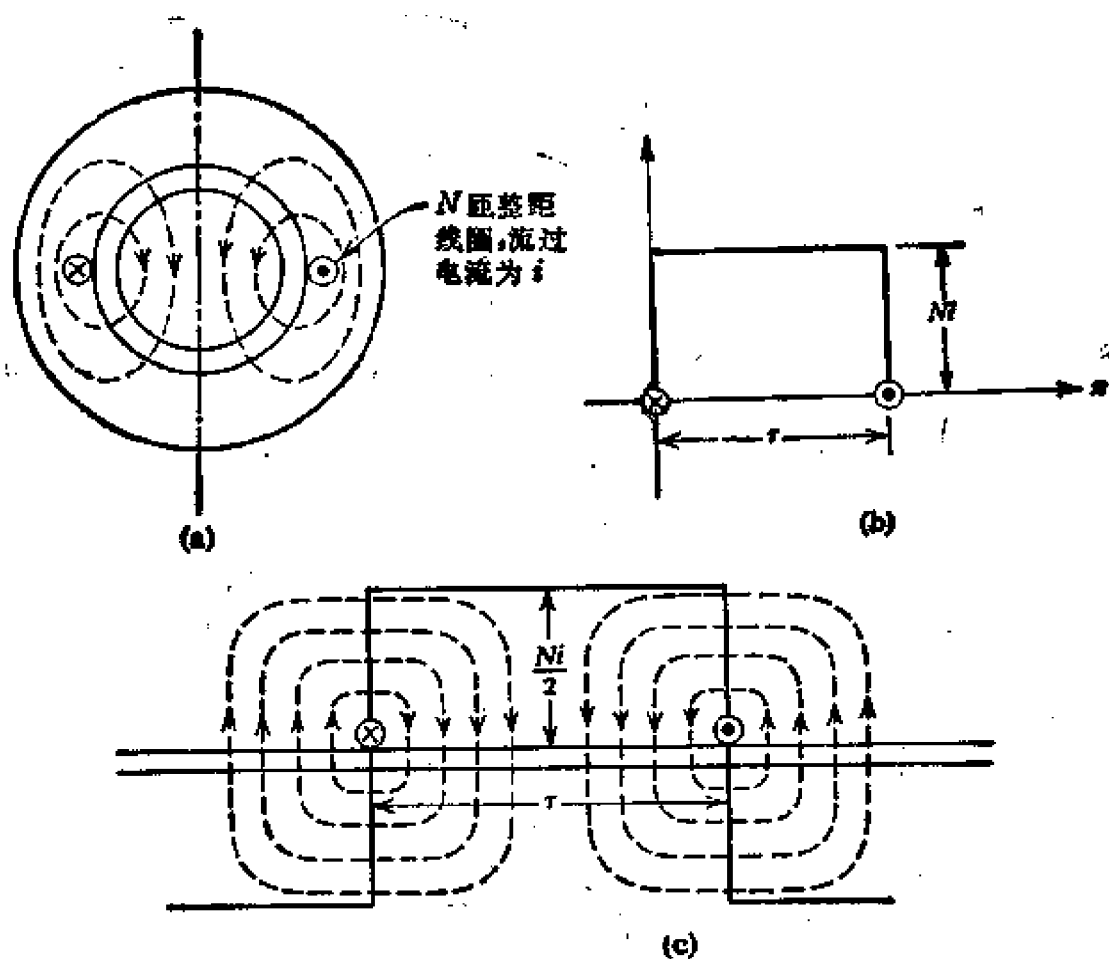


图 6.8 集中绕组产生的磁通和磁势。(a) 由  $N$  匝线圈产生的磁感应线；  
(b) 由  $N$  匝线圈产生的磁势；(c) 每极磁势

考虑绕组每极的磁效应。于是，当  $i$  是线圈里的电流时，每极磁势为  $Ni/2$ ，画在图 6.8(c) 中。这样描述的理由是图 6.8(c) 也代表磁通密度的分布，只是标尺不同而已。显然，一个极下的磁通密度（例如  $N$  极）必须与另一极下的磁通密度（例如  $S$  极）相反，以保持进入转子表面的磁通量与离开转子表面的磁通量相等。比较图 6.8(b) 和图 6.8(c)，我们注意到，用正、负面积表示磁势曲线（图 6.8(c)）有利于给出磁通密度的分布，而磁通密度则必须用包围正、负面积图形表示。图 6.8(c) 里磁势分布可以用傅氏分析分解出各谐波分量。基波分量的周期与原矩形波的周期 ( $2r$ ) 相同，基波的幅值是原矩形波幅值的  $4/\pi$  倍。

因此磁势的基波分量为

$$F(x, t) = \frac{4}{\pi} \frac{Ni}{2} \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (6.1)$$

假设电流按正弦规律变化, 即  $i = I_m \sin \omega t$ , 式 (6.1) 变为

$$F(x, t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} NI \cos \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t \quad (6.2)$$

简化为

$$F(x, t) = 0.9NI \cos \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t \quad (6.3)$$

其中  $I$  是电流的有效值。值得注意的是, 由磁势产生的磁通随时间是交变的, 在空间上是固定的。

在电机里, 很少用单个的  $N$  匝线圈 (图 6.8(a)) 以产生电枢磁势, 而是用像图 6.7 所示的一种分布在整個电枢圆周表面的绕组。尽管分布绕组的基波磁势幅值比集中绕组的要小些, 但它能充分利用电机的空间, 还能减少分布磁势中的谐波含量。理想情况下, 设法使绕组的分布能得到纯粹正弦波形分布的磁势。

实际上, 为了研究感应电动机, 我们近似地假设磁势按正弦波形分布。于是, 我们让彼此相移  $120^\circ$  (在时间和空间上) 的三个相同的线圈产生空间分布的磁势 (或磁通密度) 为

$$\begin{aligned} F_a &= F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x \\ F_b &= F_m \sin (\omega t - 120^\circ) \cos \left( \frac{\pi}{\tau} x - 120^\circ \right) \\ F_c &= F_m \sin (\omega t + 120^\circ) \cos \left( \frac{\pi}{\tau} x + 120^\circ \right) \end{aligned} \quad (6.4)$$

注意, 三个线圈由三相电源励磁。因为我们已经指出三相绕组是由三个独立的  $N$  匝线圈组成的, 从式 (6.3) 和式 (6.4) 知道,

$$F_m = 0.9NI$$

式 (6.4) 三个磁势的总和就是合成磁势在空间和时间上变化情况。

按照  $\sin A \cos B = \frac{1}{2} \sin (A - B) + \frac{1}{2} \sin (A + B)$ , 把  $F_a$ ,  $F_b$  和  $F_c$  相加, 得合成磁势为

$$F(x, t) = 1.5 F_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) \quad (6.5)$$

图 6.9 画出了三个不同瞬间  $t_1 < t_2 < t_3$  合成磁势的位置。随着时间的推移,固定点  $P$  向右移动了,即合成磁势是一个幅值不变的行波,在电机里,由合成磁势产生的磁场叫作旋转磁场。研究不同瞬间的合成磁势,如图 6.9 所示,也能获得同样的结论。从图中清楚表明,当时间从  $t_1$  到  $t_3$ ,合成磁势在空间上从  $\theta_1$  转到  $\theta_3$ ,旋转磁场的存在是感应电动机运行的基础。

为了用式 (6.5) 确定旋转磁场的速度,设想一观察者在  $P$  点随着磁势波一道移动。对观察者来说,磁势波的幅值保持为常数(与时间无关),这就意味着式 (6.5) 的右边为常数。用数学表示时是

$$\sin \left( \omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) = \text{常数}$$

或

$$\omega t - \frac{\pi}{\tau} x = \text{常数} \quad (6.6)$$

把式 (6.6) 两边对  $t$  微分,得

$$\omega - \frac{\pi}{\tau} \dot{x} = 0$$

或

$$\dot{x} = \frac{\omega \tau}{\pi} = 2f\tau = \frac{2\tau}{T} = \frac{2}{T} \quad (6.7)$$

其中  $\tau$  — 极距,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  是输入电流的频率,  $T$  是相应的周期(即  $f = \frac{1}{T}$ )。从式 (6.7) 可以得出结论,当电流完成了一个循环,

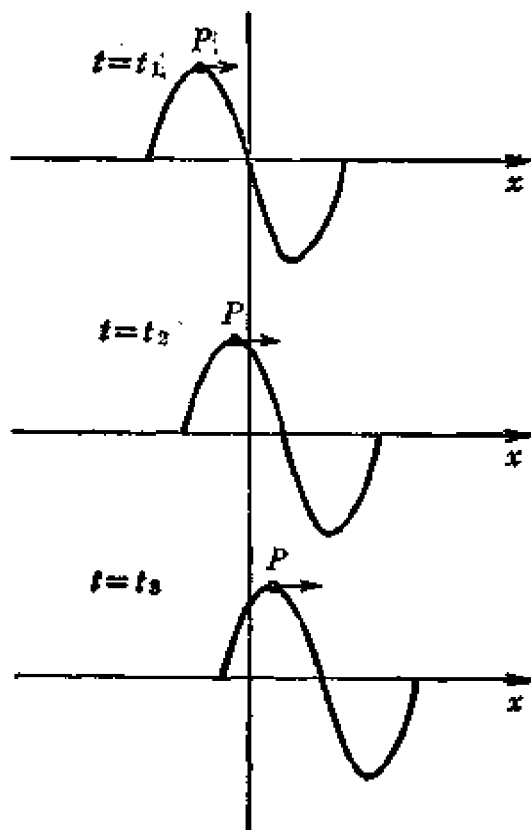
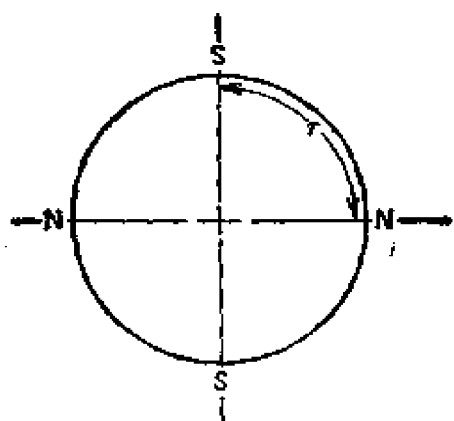


图 6.9 在不同时间间隔  $t_1 < t_2 < t_3$ , 函数  $\sin \left[ \omega t - \left( \frac{\pi}{\tau} x \right) \right]$



图 6.11 极距  $\tau$  的示意图

$$n = \frac{60(2/\tau)}{p\tau} = \frac{120f}{p} \quad (6.8)$$

显然,这是一个固定的转速,叫作同步转速,通常用  $n_s$  表示。于是把式(6.8)重新写成

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (6.9)$$

## 6.2 多相感应电动机的作用原理

回顾 6.1 节,三相定子励磁在感应电动机气隙里产生了旋转磁场,并且式(6.9)给出了旋转磁场的同步转速。当磁场旋转时,切割了转子导体,于是在转子导体中感应了电压。此感应电压产生了转子电流,此电流又与气隙磁场相互作用产生了转矩。只要存在旋转磁场与转子里的感应电流,就有这个转矩,从而转子沿着旋转磁场的方向开始转动(注:这是很容易证实的,根据能量守恒原理,转子不可能在自己的转矩作用下,向磁场的相反方向旋转。),一直达稳态转速  $n$ , 且  $n < n_s$ 。显然,当  $n = n_s$  时,将没有感应电流,也就没有转矩了。当  $n > n_s$  时,对应的是发电机状态。

另外解释多相感应电动机运行原理的方法,是认为定子磁场(励磁)与转子磁场(感应)相互作用。由定子励磁产生的旋转磁场,以同步转速在气隙里旋转。此旋转磁场在转子里感应了多相

电流,从而产生了另一个旋转磁场,它也以同样的同步转速相对于定子旋转。因此有两个旋转磁场,它们都以同步转速相对于定子旋转,且彼此是相对静止的。因此,按照磁场对齐原理(第四章),转子受到转矩(可以这样说,被定子磁场拖着。),转子沿着定子旋转磁场的方向旋转。

### 6.3 转差率和转子电流的频率

转子的实际机械转速  $n$  通常用同步转速  $n_s$  的分数以及与之有关的转差率  $s$  表示。转差率  $s$  定义为

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (6.10)$$

转差率也可用转差率的百分数表示为

$$\text{转差率百分数} = \frac{n_s - n}{n_s} \times 100\%$$

转子不动时,由定子产生的旋转磁场相对于转子绕组的速度与相对于定子绕组的速度完全一样。于是,转子电流的频率  $f_r$  与定子电流的频率  $f_s$  相等。当转子以同步速旋转时,旋转磁场与转子之间没有相对运动,转子电流的频率为零。在其它转速下,转子电流的频率正比于转差率  $s$ ,证明如下。

首先,从式(6.9)知道,在  $p$  个极的磁场里,以  $n_s$  转速旋转的导体,其感应电流的频率  $f_s$  为

$$f_s = \frac{pn_s}{120} \quad (6.11)$$

在感应电动机里,转子导体与定子产生的旋转磁场之间的相对转速  $n_r$  为

$$n_r = n_s - n \quad (6.12)$$

于是由式(6.11)和式(6.12),得转子电流的频率为

$$f_r = \frac{p}{120} (n_s - n) \quad (6.13)$$

由式 (6.9) 和式 (6.10), 有

$$(n_s - n) = sn_s = s \left( \frac{120f}{p} \right) \quad (6.14)$$

变换式(6.14)得

$$f_r = sf \quad (6.15)$$

这就是所谓的转差频率。在式 (6.15) 中,  $f_r$  — 转子电流频率,  $f$  — 定子输入电流(或电压)的频率。

综上所述:

1. 定子旋转磁场以同步速  $\omega_s$  旋转(相对于静止的观察者)。
2. 转子磁势产生的旋转磁场也是与定子磁势产生的旋转磁场同方向、同样的同步速旋转。定、转子产生的旋转磁场彼此之间是相对静止的。
3. 转子产生的旋转磁场相对于转子的转速为  $(\omega_s - \omega_m)$ , 其中  $\omega_m$  是转子本身实际的机械转速。
4. 在转子中感应的电流和电压其频率是转差频率。

## 6.4 转子等值电路

考虑到转子电流的频率是转差频率, 我们可以把转子每相的电抗  $x_2$  通过转差率  $s$  用静止时的每相漏电抗  $X_2$  来表示。

$$x_2 = sX_2 \quad (6.16)$$

其次, 我们注意到, 在转子回路里感应电压的幅值也与转差率成正比。

根据变压器原理(第三章), 我们可以把静止的感应电动机看成是一台具有空气隙的变压器。对变压器来说, 我们知道感应电压  $E_2$  为

$$E_2 = 4.44fN\phi_m \quad (6.17a)$$

但是, 当转差率为  $s$  时, 按照式 (6.15) 频率变为  $sf$ , 把此频率值代入式 (6.17a), 得出当转差率为  $s$  时电压  $e_2$  为

$$e_2 = 4.44sfN\phi_m = sE_2 \quad (6.17b)$$

由此可以得出结论,如果转子静止时每相感应电压为  $E_2$  的话,在转差率为  $s$  时,电压  $e_2$  即为

$$e_2 = sE_2 \quad (6.17c)$$

利用式 (6.16) 和式 (6.17c), 得到转子的等值电路如图 6.12(a) 所示。转子电流  $I_2$  为

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sX_2)^2}} \quad (6.18)$$

此式可写为

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + X_2^2}} \quad (6.19)$$

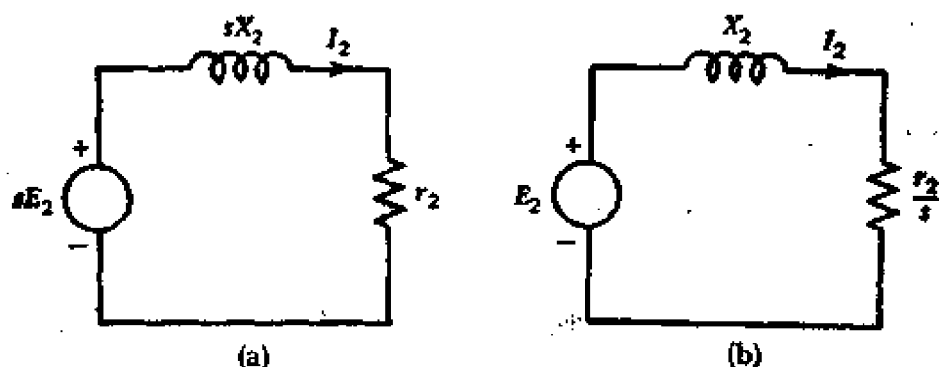


图 6.12 转子等值电路的两种型式

最后得到变换型式的等值电路,如图 6.12(b) 所示。注意,图 6.12 所示的等值电路是一相的,把这个等值电路与每相定子等值电路合在一起,就能得到感应电动机完整的等值电路,这将在 6.5 节里讨论。

## 6.5 完整的等值电路的推导

我们重申,仅仅把感应电动机的定子接到交流电源上,转子不另外接外部电源;转子电压、电流是由感应而来的。在这方面,感应电动机可以看成是一个具有空气隙且副边有可变电阻的变压器。于是,可以认为变压器的原边与感应电动机的定子相对应,而

副边与折合到每相基础上的转子相对应。然而, 由于有了气隙的缘故, 励磁电抗  $X_m$  的值比变压器的相对要小。像第三章讨论过的变压器一样, 定、转子之间有表现为励磁电抗的互链磁通和各种漏磁通。例如, 虽然漏磁通被分成各种分量, 诸如端部漏磁通, 槽漏磁通, 齿顶漏磁通等等, 但这里不仔细考虑。用  $X_2$  表示转子总的漏电抗, 如图 6.12。然而要指出, 每个漏磁通分量都对应着相应的漏电抗分量, 这些分量在变压器里是不存在的。

回过来根据变压器的推论, 认为转子与定子的耦合, 就像变压器的副边与原边耦合一样, 把这个电路画在图 6.13 中。进一步研究这个电路, 需要把转子量折合到定子边。为了达到目的, 像第三章变压器一样, 必须知道变比。

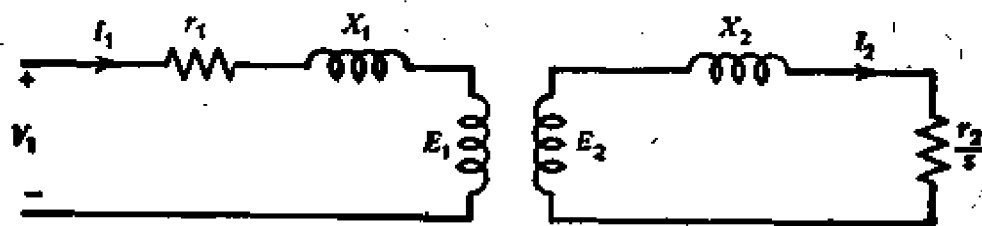


图 6.13 定、转子耦合电路

必须要注意变比的定义, 在感应电动机里, 电压变比必须包括定、转子绕组分布的因素。为此, 转子对定子的电压变比为

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{k_{w2} N_2}{k_{w1} N_1} \quad (6.20)$$

其中  $k_{w1}$  是每相定子具有  $N_1$  匝串联绕组的绕组系数,  $k_{w2}$  是转子每相具有  $N_2$  匝串联绕组的绕组系数。分布绕组的绕组系数  $k_w$  是分布系数  $k_d$  与短距系数  $k_p$  的乘积。在进一步讨论感应电动机变比概念之前, 通过以下两个例子来说明分布与短距系数。

**例题 6.1** 导出交流电枢绕组分布系数的一般表达式, 指出如何用分布系数修正电压方程式。

**解** 我们回顾前几章(变压器与直流电机), 在链着磁通  $\phi$  的  $N$  匝线圈(全部匝数)里, 当磁通的频率为  $f$  时, 感应电压  $E$  为

$$E = 4.44f\phi N \quad (6.21)$$

如果这些  $N$  匝的线圈是分布在一些槽里, 如图 6.7 所示, 在线圈里感应的电压在相位上彼此要错开一个槽距角  $\alpha$ 。槽距角  $\alpha$  定义为

$$\alpha = \frac{180^\circ p}{Q} = \frac{180^\circ}{mq} \quad (6.22)$$

其中

$m$  = 相数;

$q$  = 每极每相槽数;

$p$  = 极数;

$Q$  = 总槽数。

$N$  匝线圈总端电压可以由每个线圈感应电压的向量和得到。图 6.14 画出了这些向量和。由此得到比值

$$k_d = \frac{\text{总电压}}{\text{每个线圈电压的总和}} = \frac{E_r}{qE_c} \quad (6.23)$$

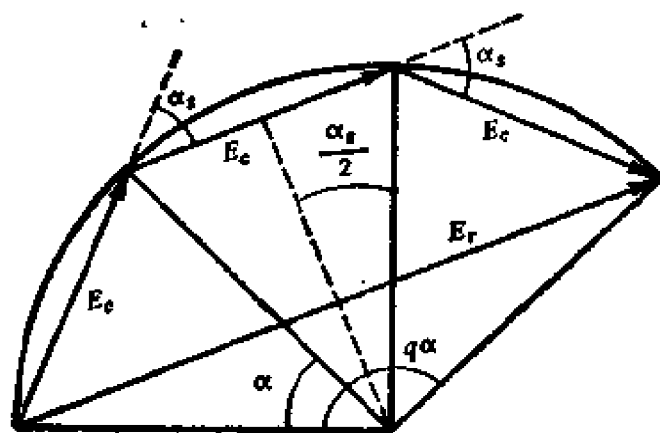


图 6.14 确定  $k_d$

$k_d$  即所谓的分布系数。从图 6.14 得

$$k_d = \frac{E_r}{qE_c} = \frac{2R \sin q(\alpha/2)}{2Rq \sin(\alpha/2)} = \frac{\sin q(\alpha/2)}{q \sin(\alpha/2)} \quad (6.24)$$

用式 (6.24) 修正(式 (6.21)) 电压等式为

$$E = 4.44k_d f \phi N \quad (6.25)$$

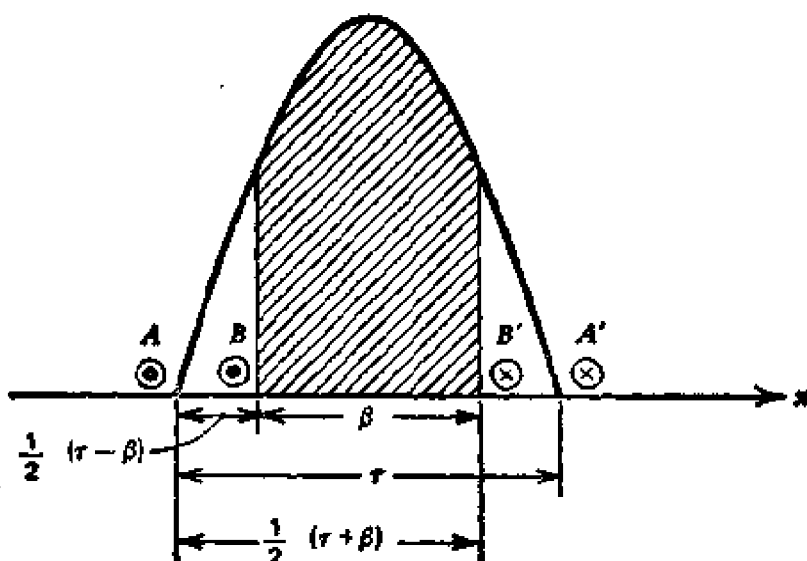
表 6.1 给出了某些三相绕组的分布系数。

表 6.1 三相绕组的分布系数

每极每相槽数	2	3	4	5	6	8	$\infty$
$k_d$	0.966	0.960	0.958	0.957	0.957	0.956	0.955

例题 6.2 回顾图 6.7, 线圈的节距不等于极距, 这种绕组叫作短距绕组。与整距线圈相比较, 在短距线圈中感应电压在考虑了短距系数后减小了。下面推导短距系数的表达式。

解 图 6.15 画的是磁密按正弦分布时的整距与短距线圈, 整

图 6.15 确定  $k_p$ 

距线圈的跨度 = 极距  $\tau$ , 让短距线圈的跨度为  $\beta$ 。图 6.15 中, 整距线圈链着的磁通正比于曲线下的总面积, 而短距线圈链的磁通正比于阴影面积。于是, 阴影面积与总面积之比即为短距系数  $k_p$ 。

$$k_p = \frac{\int_{-\frac{\tau+\beta}{2}}^{\frac{\tau+\beta}{2}} \sin \frac{\pi}{\tau} x dx}{\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \sin \frac{\pi}{\tau} x dx} = \sin \frac{\pi \beta}{2\tau} \quad (6.26)$$

考虑短距系数, 式 (6.25), 电压等式修改为

$$E = 4.44 k_d k_p f \phi N = 4.44 k_w f \phi N \quad (6.27)$$

其中  $k_w = k_d k_p$ , 在式 (6.20) 中叫绕组系数。

例题 6.3 一台由  $p$  个极  $Q$  根导体组成的鼠笼转子, 确定其分布、短距和绕组系数, 并且确定其相数和每对极每相线圈数。

解 转子相数  $m_2 = \frac{\text{导体数}}{\text{极对数}} = \frac{Q}{p/2}$

$$\begin{aligned} \text{每对极每相圈数 } N_2 &= \frac{\text{导体数}}{\text{极数} \cdot \text{相数}} = \frac{Q}{pm_2} \\ &= \frac{Q}{p \frac{Q}{p/2}} = \frac{1}{2} \end{aligned}$$

短距系数  $k_p = 1$  (假设每对极导体数为整数, 因每相只有半匝, 使  $k_p \approx 1$ ).

$$\text{分布系数 } k_d = \frac{\sin(q\alpha/2)}{q \sin(\alpha/2)}$$

其中

$$q = \text{每对极每相槽数} = \frac{Q}{2pm_2} = \frac{Q}{2p \frac{Q}{p/2}} = 1$$

于是

$$k_d = \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin(\alpha/2)} = 1$$

且

$$k_w = k_p k_d = 1$$

总之, 我们分别根据例 6.1 和例 6.2 得到分布与短距系数  $k_d$ ,  $k_p$ . 在例 6.3 里指出, 鼠笼转子的  $k_d = k_p = 1$ , 且每相串联圈数  $N_2 = \frac{1}{2}$ . 对绕线型转子, 这些量的确定与定子的相类似.

现在回过头来讨论变比, 根据式(6.3)得出定、转子磁势  $F_1$  和  $F_2$ , 即

$$F_1 = 0.9m_1k_{w1} \frac{N_1 I_1}{p} \quad (6.28a)$$

和

$$F_2 = 0.9m_2k_{w2} \frac{N_2 I_2}{p} \quad (6.28b)$$

其中  $m_1$  和  $m_2$  分别是定、转子的相数. 在绕线型转子中,  $m_2 = m_1$ . 对鼠笼型转子, 相数  $m_2 =$  每对极下的导体数, 即  $Q_2/(p/2)$ ,  $Q_2$

是转子导体数。事实上,把转子量折合到定子的依据,是转子对定子的磁势不变。即折合到定子边的转子电流  $I'_2$ , 流过  $m_1$  相及  $N_1$  匝线圈,但产生的磁势不变,仍为原来的  $F_2$ 。因此,从式(6.28b)有

$$0.9m_2k_{w2}\frac{N_2I_2}{p} = 0.9m_1k_{w1}\frac{N_1I'_2}{p}$$

或

$$I'_2 = \frac{m_2k_{w2}N_2}{m_1k_{w1}N_1} I_2 \quad (6.29)$$

并且,转子每相伏安值折合到定子边必须与原来转子的伏安值相等。于是

$$m_1E'_2I'_2 = m_2E_2I_2 \quad (6.30)$$

把式(6.20)和式(6.29)代入式(6.30),得折合到定子边的转子电压  $E'_2$ , 为

$$E'_2 = \frac{k_{w1}N_1}{k_{w2}N_2} E_2 = E_1 \quad (6.31)$$

下一个条件也必须满足,即转子  $I^2r$  损耗也不应改变。用数字表示为

$$m_1(I'_2)^2r'_2 = m_2I_2^2r_2 \quad (6.32)$$

其中  $r'_2$  折合到定子边转子每相的电阻,  $r_2$  是转子每相电阻。从式(6.29)和式(6.32)得

$$r'_2 = \frac{m_1}{m_2} \left( \frac{k_{w1}N_1}{k_{w2}N_2} \right)^2 r_2 \quad (6.33)$$

最后,在静止转子漏抗里贮藏的磁能也应保持不变,即

$$\frac{1}{2} m_1L'_2(I'_2)^2 = \frac{1}{2} m_2L_2I_2^2 \quad (6.34)$$

其中  $L'_2$  折合到定子边转子每相的漏电感。式(6.34)两边同乘以定子角频率  $\omega$ , 并代入式(6.29), 得

$$X'_2 = \frac{m_1}{m_2} \left( \frac{k_{w1}N_1}{k_{w2}N_2} \right)^2 X_2 \quad (6.35)$$

这就是折合到定子边的转子漏电抗。

总之,折合到定子边的转子电流、电压、电阻和电抗,必须分别

乘上式(6.29)、(6.31)、(6.33)和式(6.35)中的系数。

在论证了感应电动机与变压器之间有类似之处,并考虑了它们之间的主要差别后,我们能够把转子量折合到定子。于是,从图6.13的电路可以得到每相的准确等值电路,如图6.16(a)所示,为了清楚起见,把  $r'_2/s$  分成为

$$\frac{r'_2}{s} = r'_2 + \frac{r'_2}{s}(1-s)$$

得到图6.16(b)所示的等值电路。这里  $r'_2$  是折合到定子边转子每相的电阻,  $r'_2(1-s)/s$  决定于转子的转速以及对应电动机负载的动态电阻。注意,图6.16(a)和图6.16(b)中所有的参数都是转子不转时的数值,整个电路是折合到定子边一相的准确等值电路。下面将介绍等值电路的用途,但先举一个例子,以说明转子量向定子边折合时需要计算的折合系数。

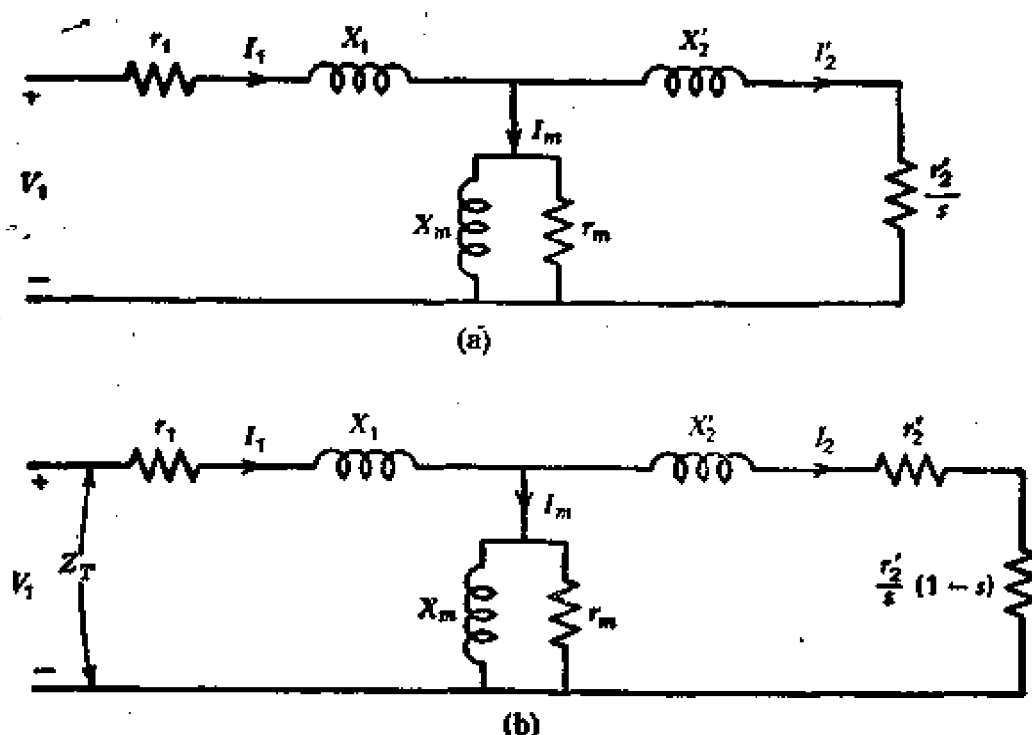


图 6.16 感应电动机等值电路的两种型式

**例题 6.4** 图 6.7 画的是鼠笼型感应电动机的定子绕组, 每相有 24 匝。计算转子不转时转子电阻向定子折合所需要乘的折合

系数。

解 从图 6.7 中看出, 定子是三相  $m_1 = 3$ , 四极  $p = 4$ , 每极每相槽数  $q = 36 / (4 \times 3) = 3$ , 槽距角为

$$\alpha = 180^\circ / (3 \times 3) = 20^\circ$$

(见式 6.22)。于是, 根据式 (6.24) 或表 6.1 得

$$k_{d1} = \frac{\sin(3 \times 20^\circ / 2)}{3 \sin(20^\circ / 2)} = 0.96$$

再者, 从图 6.7 知道,  $\tau = 9$  槽和  $\beta = 8$  槽。于是, 根据式 (6.26) 得

$$k_{p1} = \sin \frac{8\pi}{18} = \sin 80^\circ = 0.985$$

定子绕组系数为

$$k_{w1} = k_{d1} k_{p1} = 0.945$$

对转子来说, 有

$$k_{w2} = 1, N_2 = \frac{1}{2} \text{ 和 } m_2 = \frac{Q}{p/2} = \frac{28}{4/2} = 14$$

把这些值代入式 (6.33) 得

$$r'_2 = \frac{3}{14} \left( \frac{0.945 \times 24}{1 \times \frac{1}{2}} \right)^2 r_2 = 440.9 r_2$$

折合系数为 440.9。

## 6.6 由等值电路计算性能

感应电动机等值电路的主要用途是用来进行性能计算。当然, 我们假设等值电路中所有的参数是已知的; 并给定了输入或输出情况, 或者给定了这两种情况。例如, 给定了输入电压和运行的转差率, 就可以确定输入电流、功率因数、效率等等。我们强调, 电机是对称运行的, 所有的计算都是一相的值。像例 6.4 所指出的那样, 所有的量需要乘合适的折合系数。

为了说明图 6.16, 我们重新把这个等值电路画在图 6.17 里,

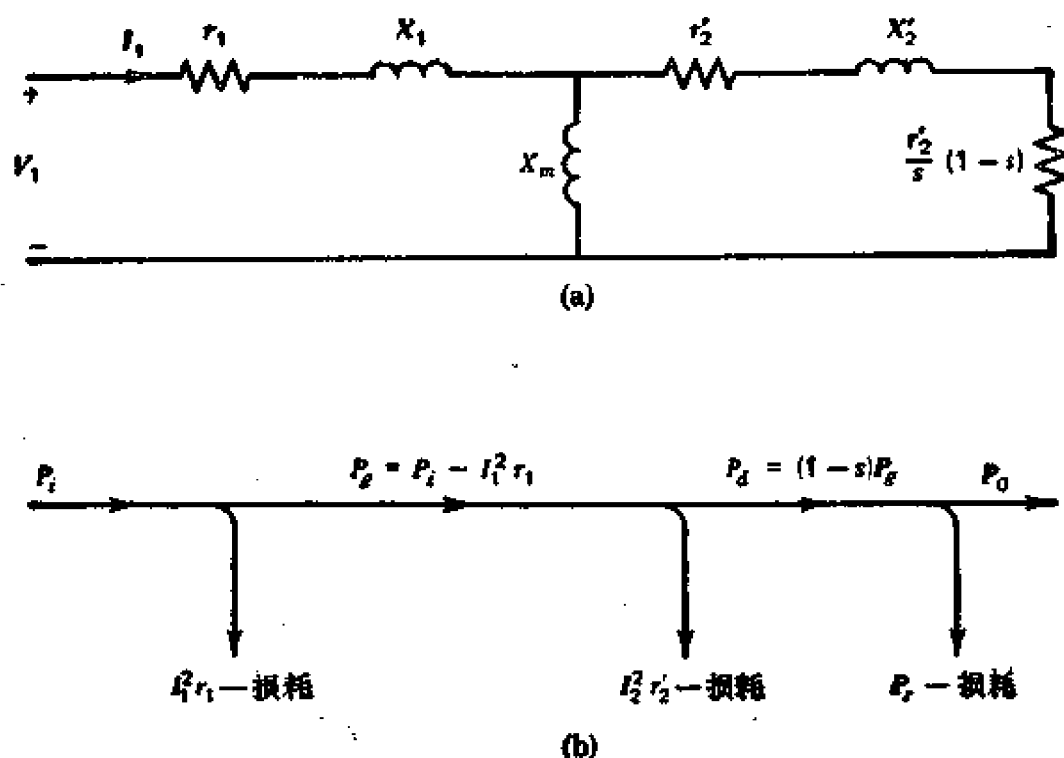


图 6.17 感应电动机的功率流程

图中还画出了近似的功率流程,以及电机一相的各种损耗。注意,我们忽略了铁损耗,大多数情况下这个损耗是在定子铁心里。因此,过气隙的功率  $P_g$  是输入功率  $P_i$  和定子  $I_1^2 r_1$  损耗之差,即

$$P_g = P_i - I_1^2 r_1 \quad (6.36)$$

显然,这个功率消耗在电阻  $r_2'/s$  里(图 6.16)。因此

$$P_g = (I_2')^2 \frac{r_2'}{s} \quad (6.37)$$

如果从  $P_g$  中减去转子  $(I_2')^2 r_2'$  损耗,得机械功率  $P_d$

$$P_d = P_g - (I_2')^2 r_2' = (1-s)P_g \quad (6.38)$$

这个功率表现为在电阻  $r_2'[(1-s)/s]$  上的损耗,它相当于负载功率。从  $P_d$  中减去机械摩擦损耗  $P_f$  得轴输出功率  $P_o$ , 即

$$P_o = P_d - P_f \quad (6.39)$$

还有

$$P_i = V_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (6.40)$$

且效率  $\eta$  是  $P_o/P_i$  之比,

现在用例题 6.5 来说明这个过程。

例题 6.5 对 220V, 三相, 4 极, Y 接, 60Hz 的感应电动机, 等值电路如图 6.16(a) 所示, 其参数为

$$r_1 = 0.2\Omega \quad r'_2 = 0.1\Omega$$

$$x_1 = 0.5\Omega \quad x'_2 = 0.2\Omega$$

$$x_m = 20.0\Omega$$

总铁损耗与机械损耗为 350W。当转差率为 2.5% 时, 计算输入电流, 输出功率, 输出转矩和效率。

解 由于铁损耗约为 350W, 我们可近似地忽略电阻  $r_m$ 。于是, 根据图 6.17(a), 总阻抗为

$$\begin{aligned} Z_t &= r_1 + jX_1 + \frac{jX_m \left( \frac{r'_2}{s} + jX'_2 \right)}{\frac{r'_2}{s} + j(X_m + X'_2)} \\ &= 0.2 + j0.5 + \frac{j20(4 + j0.2)}{4 + j(20 + 0.2)} \\ &= (0.2 + j0.5) + (3.77 + j0.95) \\ &= 4.23/20^\circ \end{aligned}$$

$$\text{相电压} = 220/\sqrt{3} = 127[\text{V}]$$

$$\text{输入电流} = 127/4.23 = 30[\text{A}]$$

$$\text{功率因数} = \cos 20^\circ = 0.94$$

$$\text{总输入功率} = \sqrt{3} \times 220 \times 30 \times 0.94 = 10.75[\text{kW}]$$

$$\text{过气隙的总功率} = 3 \times 30^2 \times 3.77 = 10.18[\text{kW}]$$

$$\text{总机械功率} = 0.975 \times 10.18 = 9.93[\text{kW}]$$

$$\text{总输出功率} = 9.93 - 0.35 = 9.58[\text{kW}]$$

$$\begin{aligned} \text{总输出转矩} &= \text{输出功率} / \omega_m \\ &= (9.58/184) \times 1000 = 52[\text{N}\cdot\text{m}] \end{aligned}$$

其中

$$\omega_m = 0.975 \times 60 \times \pi = 184[\text{rad/sec}];$$

$$\text{效率} = 9.58/10.75 = 89.1\%.$$

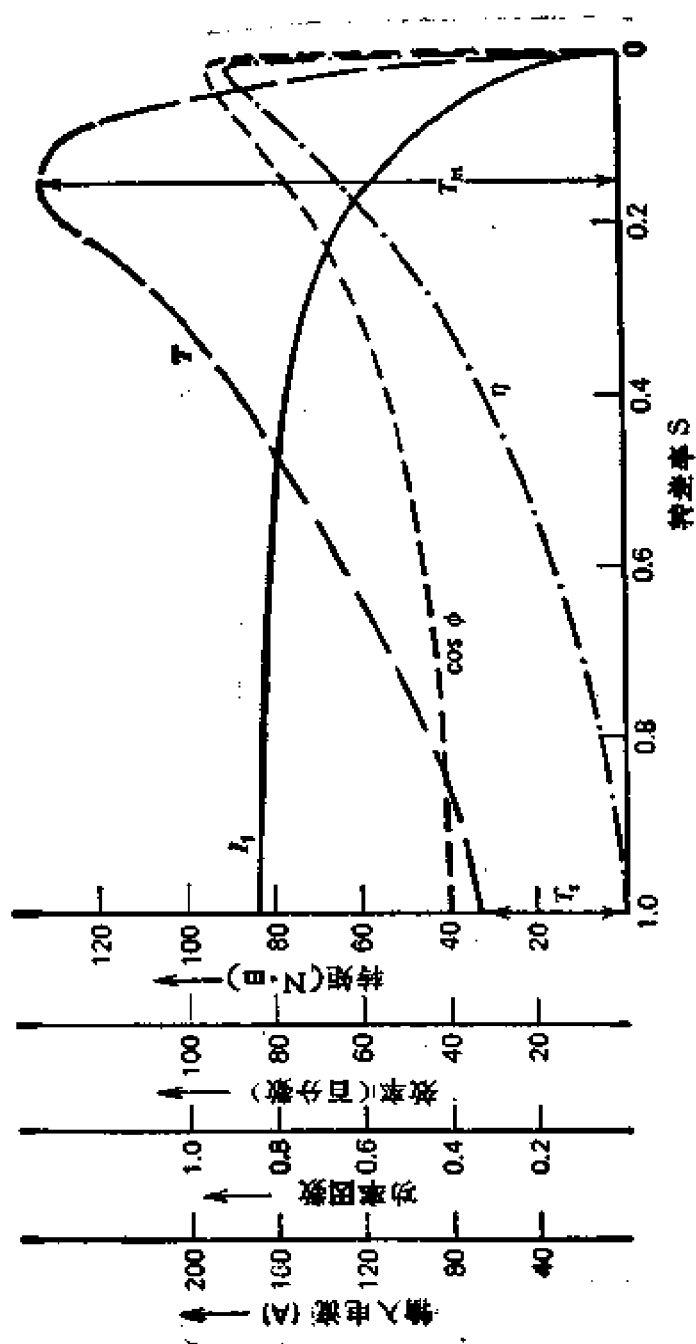


图 6.18 感应电动机的特性.  $T_m$  最大转矩,  $T_r$  启动转矩, 图中符号: —, 输入电流; ---, 功率因数; - · - · -, 效率百分数; ———, 转矩

利用例 6.5 给出的步骤, 可以计算电动机在其它转差率下的性能。图 6.18 画出了转差率从 0 到 1 计算出的电机性能。

## 6.7 由实验求等值电路

例 6.5 举例说明了等值电路的用途。然而, 我们不用图 6.16 所示的准确等值电路, 而是为了简化计算, 忽略并联分支的电阻  $r_m$ 。实际上, 在许多计算中, 感应电动机用图 6.19 所示的等值电路。为了计算电机的性能, 必须事先知道参数。用下述的两个试验, 能够得到图 6.19 所示等值电路的参数。

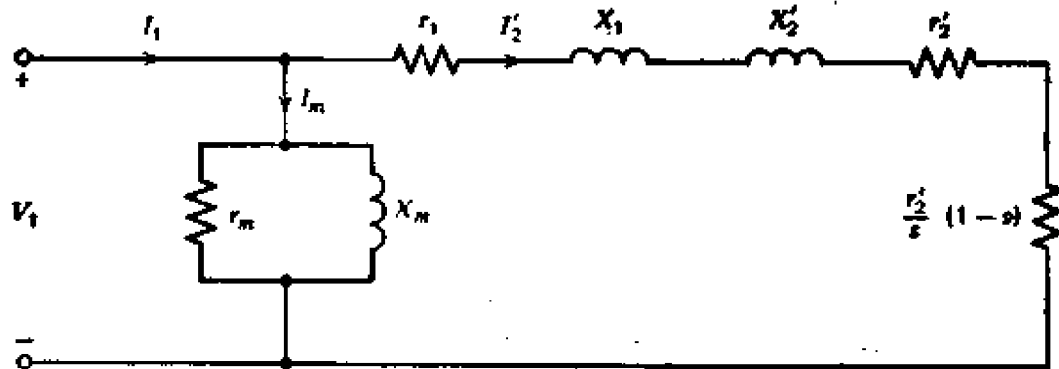


图 6.19 感应电动机简化等值电路

### 1. 空载试验

在这个试验中, 电机应加上额定电压, 并让电机空载运行。测量输入功率、电压和电流。把这些值化为每相值, 分别用  $W_0$ 、 $V_0$  和  $I_0$  表示。注意,  $W_0$  — 每相空载功率, 是从测量的空载功率中减去空载机械损耗值得到的 (参考例 6.6 的解释)。当电机空载运行时, 转差率接近于零, 等值电路中右边的并联分支可认为是开路的。于是参数  $r_m$  和  $X_m$  可以根据下式得到

$$r_m = \frac{V_0^2}{W_0} \quad (6.41)$$

$$X_m = \frac{V_0}{I_0 \sin \phi_0} \quad (6.42)$$

其中

$$\phi_0 = \cos^{-1} \frac{W_0}{V_0 I_0} \quad (6.43)$$

## 2. 转子堵转试验

在这个试验中,把电机的转子堵转 ( $s = 1$ ),且降低电机的电压,使定子绕组中流过额定电流。记录输入功率、电压和电流,并化为每相值,分别用  $W_s$ ,  $V_s$  和  $I_s$  表示。忽略铁损耗,并且认为图 6.19 等值电路中并联分支不存在了。于是,可得参数为

$$r_s = r_1 + \alpha^2 r_2 = \frac{W_s}{I_s^2} \quad (6.44)$$

$$X_s = X_1 + \alpha^2 X_2 = \frac{V_s \sin \phi_s}{I_s} \quad (6.45)$$

其中

$$\phi_s = \cos^{-1} \frac{W_s}{V_s I_s} \quad (6.46)$$

式(6.44)和式(6.45)中的  $\alpha$  是常数,类似于变压器的变比,它是把转子的电阻和电抗折合到定子边,在 6.5 节里已讨论过。这里介绍的试验是粗略的,精确的或详细的可参考文献 1 和 4。定子每相交流电阻  $r_1$  能够直接测出,当知道了  $r_s$ ,根据式(6.44)便可找出折合到定子边的转子电阻  $r'_2 = \alpha^2 r_2$ 。没有简单的办法把漏电抗  $X_1$  和  $X_2$  分开。式(6.45)给出了总漏电抗值,近似地可认为  $X_1 = X_2$ 。现在举一个根据试验数据来计算电机参数的例子。

**例题 6.6** 三相、Y 接感应电动机空载与堵转试验结果如下:

空载试验线电压 = 220V, 总输入功率 = 1000W, 线电流 = 20A, 摩擦与绕组损耗 = 400W。

堵转试验线电压 = 30V, 总输入功率 = 1500W, 线电流 = 50A。

定子绕组两出线端之间电阻 = 0.16Ω。计算图 6.19 所示简化等值电路的参数。

解 
$$V_0 = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127[\text{V}]$$

$$I_0 = 20[\text{A}]$$

$$W_0 = \frac{1}{3}(1000 - 400) = 200[\text{W}]$$

于是,从式(6.41)到式(6.43)有

$$r_m = \frac{127^2}{200} = 80.5[\Omega]$$

$$\phi_0 = \cos^{-1} \frac{200}{20 \times 127} = 86^\circ$$

$$X_m = \frac{127}{20 \times 0.99} = 6.4[\Omega]$$

现在

$$V_1 = \frac{30}{\sqrt{3}} = 17.32[\text{V}]$$

$$I_1 = 50[\text{A}]$$

$$W_1 = \frac{1500}{3} = 500[\text{W}]$$

于是,从式(6.44)到式(6.46)有

$$r_s = \frac{500}{50^2} = 0.2\Omega$$

$$\phi_1 = \cos^{-1} \frac{500}{17.32 \times 50} = 54^\circ$$

$$X_s = 17.32 \times \frac{0.8}{50} = 0.277[\Omega]$$

知道了等值电路中的参数,像例 6.5 那样,就可以计算电机的性能了。

## 6.8 感应电动机的性能指标

例题 6.5 和例题 6.6 介绍了等值电路的用途,以及为了计算电动机的性能,用试验数据来确定它的参数方法。感应电动机的性能可以用下列几个指标来表明:效率;功率因数;起动转矩;起动

电流;最大转矩。

在图 6.18 里已经画出了这些特性。从设计角度考虑,应包括由  $I^2r$  损耗和铁损耗引起的发热以及散热的问题。详细讨论每一特性由于参数的变化而引起设计效果的改变已不属于本书的范围。这里我们概括一下趋势,例如效率近似地与  $(1-s)$  成正比。因此,电动机最适合于在尽可能高的转速下带负载。由于效率明显地决定于  $I^2r$  损耗的大小,对给定的负载下,  $r_2'$  和  $r_1$  应尽量小。为了减小铁损耗,运行时的磁通密度  $B$  必须要小。这就和需要的负载电流  $I_2$  发生了矛盾,因为决定于负载大小的转矩是  $B$  与  $I_2$  的乘积。换句话说,对一定的负载,试图减小铁损耗,其结果使  $I^2r$  损耗增加超过限度。

可以从 6.5 节介绍过的等值电路中看出,减小漏电抗和增大励磁电抗能够改善功率因数。但是,把漏电抗减到最小不是聪明的办法,因为电动机的起动电流实质上受这些电抗的限制。还有,我们注意到高的功率因数和低的起动电流之间的矛盾。另外,漏电抗越小,最大转矩越大。

$r_1'$  大产生的起动转矩也大,即转子电阻越大,起动转矩也越大(这应当是有条件的。译者注)。增大电阻  $r_2'$  又与要求的高效率有矛盾。

通过例题 6.7,考虑转子回路,就可以得到这些结论。

例题 6.7 从图 6.12 所示的转子等值电路,确定(1)电磁转矩达最大值时的电阻  $r_2$ ; (2)在最大转矩时对应的转差率; (3)最大起动转矩时的  $r_2$ ; (4)  $X_2$  对转矩有什么作用。

解 根据图 6.12, 每相的机械功率  $P_m$  为

$$P_m = I_2^2 \frac{r_2}{s} (1-s) = T_e \omega_m$$

但机械速度  $\omega_m$  与同步速度之间的相对关系为

$$\omega_m = (1-s)\omega_s$$

由以上两式得电磁转矩的表达式为

$$T_e = \frac{I_2^2 r_2}{s \omega_s} \quad (6.47)$$

转子电流为

$$I_2 = \frac{s E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s X_2)^2}} \quad (6.48)$$

根据式(6.47)和式(6.48),有

$$T_e = \frac{E_2^2}{\omega_s} \left( \frac{s r_2}{r_2^2 + s^2 X_2^2} \right) \quad (6.49)$$

与式(6.49)合起来考虑,并让  $\partial T_e / \partial r_2 = 0$  得到最大电磁转矩  $T_e$  为

$$\frac{\partial T_e}{\partial r_2} = \frac{s E_2^2}{\omega_s} \left[ \frac{(r_2^2 + s^2 X_2^2) - r_2(2r_2)}{(r_2^2 + s^2 X_2^2)^2} \right] = 0$$

或

$$r_2^2 + s^2 X_2^2 - 2r_2^2 = 0$$

$$(1) \quad r_2 = s X_2$$

$$(2) \quad s = \frac{r_2}{X_2}$$

$$(3) \text{ 在起动时 } s = 1, r_2 = X_2$$

矩应(4)在给定的电阻下,如果  $X_2 = 0$ , 根据式(6.49)起动转为最大值。

用另外一种方法,让  $\partial T_e / \partial s = 0$ , 也能得出(1)、(2)和(3)同样的结论。得

$$r_2(r_2^2 + s^2 X_2^2) - s r_2(2s X_2^2) = 0$$

由此式得  $r_2 = s X_2$ ,  $s = r_2 / X_2$ , 且当  $s = 1$  时,  $r_2 = X_2$ 。

明显的,这个分析是近似的。但是,在习题 6.5 里,用准确的等值电路也能得到类似的结论。

## 6.9 感应电动机的速度控制

感应电动机简单而又坚固,因而得到了广泛的应用。然而,它

有致命的缺点,与直流电动机相反,它不能在运行条件下,大范围内简单而有效地连续变速。我们简单地评论一下感应电动机能够变速的方法,如连续变速或断续变速。这里不打算研究这些方法的细节,有兴趣的读者可查阅本章末尾的参考文献。

能够改变感应电动机速度的方法有(1)改变行波磁场的同步速度;(2)改变转差率。由于感应电动机的效率近似地与 $(1-s)$ 成正比,任何控制速度的方法使转差率改变,都是低效的。另一方面,如果供电的频率是常数,用改变同步速的办法调速,其结果使电动机的速度不连续变化。现在我们将讨论这些调速方法的细节。

### 6.9.1 用改变同步速调速

在感应电机里,旋转磁场的同步转速  $n_s$  为

$$n_s = 120 \frac{f}{p}$$

其中  $p$  — 极数,  $f$  — 供电的频率。改变  $n_s$  可用(1)改变极数  $p$ , (2)改变频率  $f$  的办法。这两种方法都得到了应用,这里适当地加以说明。

#### 1. 变极法

用这种方法,电动机定子绕组设计成能改变各线圈的连接方法的型式(出线端要引出来),以改变绕组的极数比为2比1。因此,能得到两个同步转速,仅能得到两个运行转速。如果有多个独立的绕组(例如有两个),每一个独立绕组又能变极,就能得到多个(例如4个)同步转速。但是,事实上,用这种方法,仅能使电动机的转速得到断续控制。由于电动机是无刷的鼠笼型电动机,这种方法具有高效和安全可靠的优点。

另一种变极的方法是极幅调制。据报道,鼠笼型单绕组电动机能得到三种运行转速。还有一种变极方法能产生三或五速,叫相调制变极。像最简单的变极方法一样,极幅调制和相调制变极法使电动机的同步转速不连续变化。

## 2. 变频法

同步转速直接与频率成正比。如果能实现改变电源的频率，就能改变电动机的同步转速。按照电源频率的连续或断续变化，电动机的转速也能连续或断续变速。但是，电动机产生的最大转矩与同步转速成反比。如果我们希望最大转矩为常数，当电动机的同步转速增高时，电源电压与频率同时要增大。应用这个方法所特有的困难，是电源的频率通常是固定不变的。当电源的频率可变时，才可能应用这种方法。已经有各种方案实现电源变频。随着大功率固体装置的出现，现在可用静止的逆变器拖动感应电动机，将在第八章里详细讨论。

### 6.9.2 改变转差率调速

参看图 6.20 可最清楚地了解感应电动机改变转差率的调速

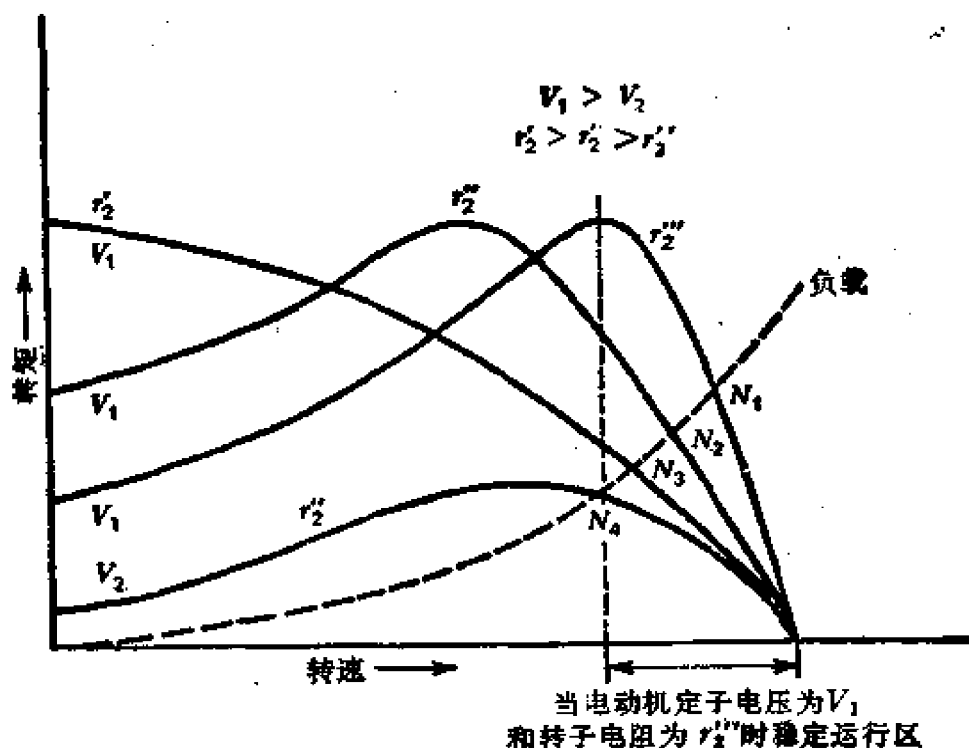


图 6.20 改变转差率调速

方法。虚线代表负载的转矩转速特性，实线是感应电动机在不同条件下(如不同的转子电阻  $r_2$ ,  $r_2'$ ,  $r_2''$  和不同的电压  $V_1$ ,  $V_2$ ) 的转矩转速特性。因为有 4 条不同的转矩转速特性，在给定负载下，电

动机可以运行在 4 个转速  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$  和  $N_4$  中的任一个转速。注意,最大转矩右边是电动机的稳定运行区。实际上,用下述的每种方法都能改变电动机的转差率。

### 1. 改变定子端电压法

由于电机产生的电磁转矩与电源电压的平方成正比,我们得到对不同电源电压供电的电动机有不同的转矩转速特性。图 6.20 画出了在一定的转子电阻  $r_2'$  下,两种电源电压  $V_1$  和  $V_2$  时的两条曲线。于是电动机能够运行在  $N_2$  和  $N_4$  转速下。如果电压能够从  $V_1$  连续变化到  $V_2$ ,在给定负载下,电动机的转速也能从  $N_2$  连续变到  $N_4$ 。这种方法除了用于鼠笼型电动机外,还能用于绕线型感应电动机。

### 2. 改变转子电阻法

这种方法只能用于绕线型电动机。图 6.20 画出了在转子回路外接三种不同电阻的转子电阻  $r_2'$ ,  $r_2''$  和  $r_2'''$  时的转矩转速特性。在给定负载下,可以运行在三个转速下。当然,连续变化转子电阻,可以连续调速。

### 3. 用固态开关控制

除了逆变器驱动鼠笼电动机外,对绕线型电动机,可以在转子回路串入逆变器,或者用固态开关装置,如可控硅整流器(SCR 即可控硅)控制定子电压以改变转速。调节给电动机供电的可控硅的触发角可以控制它的输出,这个方法与前面提出变电压的方法相类似。但是,用可控硅控制运行的范围宽,且比其它用转差率调速方法效率更高(见第八章)。

### 4. 用辅助电机调速

对感应电动机的调速还有其它可行方案。包括串级法,反装式交流整流子电动机,机械式串级控制和可控硅静止串级控制等等,详见参考文献 1, 4。

总之,用改变转差率来调节感应电动机的转速,本质上是低效的,并且还有其它的缺点。控制同步速的方法效率高,但实际上很难作到,特别是无刷电机(鼠笼型)很难连续变速。具有令人满意

的、经济的和高效的调速方法正在发展之中。

## 6.10 感应电动机的起动

我们在第五章中讨论过直流电动机的起动，有些类似的情况适用于感应电动机。电动机从静止加速到稳态运行的转速，输入的能量必须比电动机和负载的动能大，至少要大出总损耗的能量。输入电流不应过份地大，例如不应超过额定电流的 6 倍。起动转矩应约为额定转矩的 1.5 倍。

首先应考虑限制电流，一些限制定子起动电流的普通方法如下：

### 1. 降压起动

在起动过程中，减小加在定子上的电压，当电动机的转速达稳定转速的 25 % 以内，把电压增加到额定电压。这个方法具有明显的缺点，即需要有可变电压的电源和起动转矩减小了。一种叫 Y- $\Delta$  起动的方法是降压起动法。如果定子在正常情况下接成  $\Delta$  接，当接成 Y 接时，降低了相电压，其结果减小了起动电流。例如，在起动时，定子为  $\Delta$  接，起动线电流约为额定电流的 5 倍；定子为 Y 接时，起动电流小于 2 倍额定电流；但起动转矩在 Y 接时是  $\Delta$  接时的三分之一。Y- $\Delta$  起动的优点是便宜，仅仅需要一个三极（或三个单极）双掷开关，如图 6.21 所示。

### 2. 串电阻限流

有时在三条电源线中串电阻限制起动电流，当电动机达到转速后，把这些电阻短路退出。这个方法的缺点显然是低效的，因为外串电阻中有损耗。

现在回到起动转矩上来，回顾前一节，起动转矩的大小

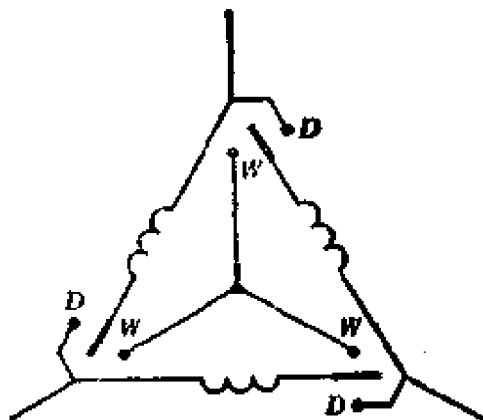


图 6.21 Y- $\Delta$  起动，开关放在 W 对应的是 Y 接；开关放在 D，则是  $\Delta$  接

与转子电阻有关。即转子电阻大，使起动转矩也大。在绕线型感应电机中(见图 6.22)，可以很方便地在转子回路中串入电阻。于是，能在起动过程中保持大的起动转矩，从而减小了起动时间。

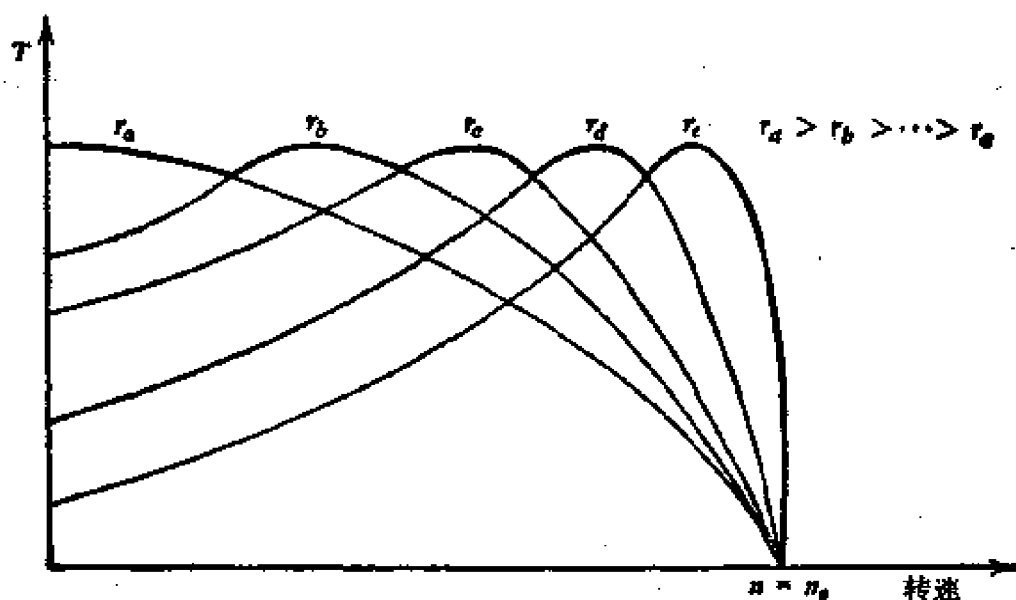


图 6.22 在起动绕线型电动机时，改变转子电阻的效果

可以采用小截面的导体或者导体用高电阻率的材料，使鼠笼型电机转子电阻增大。但是，这种情况下，电动机的效率降低了。用深槽式转子能克服这个缺点，所谓深槽是槽深是槽宽的 2 至 3 倍(见图 6.23)。转子导体嵌在深槽里，能提供大的等值电阻和大

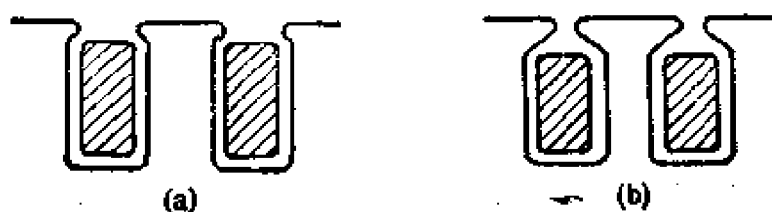


图 6.23 (a) 开口槽；(b) 半闭口槽

的起动转矩。在小转差率的正常运行条件下，转子电阻变得较小，效率较高。这种转子导体电阻的特性受集肤效应的影响。在起动时，转子电流的频率较高，由于集肤效应，导体里的电流将集中在顶部。在这种情况下，转子电流的频率与定子的输入频率相同(即 60Hz)。在正常运行时，转子电流的频率非常小(为转差频率，在

定子频率为 60Hz 时, 转差率为 5%, 转差频率为 3Hz), 这时可忽略集肤效应, 电流均匀分布在导体的整个截面上。

双鼠笼转子电机(图 6.24)是利用集肤效应的另一种形式的电机, 其中内笼靠近槽底并且放置低电阻的导体, 外笼靠近定子放置高电阻的导体。在起动时, 由于集肤效应, 外笼起主要作用, 于是产生了大的起动转矩。正常运行时, 因集肤效应不大, 电流进入内笼, 结果使稳态运行时效率高。注意, 正常运行时, 两个笼里都有电流, 致使电动机的额定容量增大了。

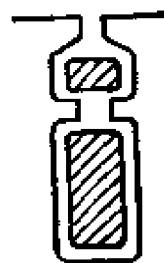


图 6.24 双鼠笼  
转子槽形

## 6.11 单相感应电动机

在前几节我们研究了在对称的条件下, 多相-三相-感应电动机的运行情况。现在让我们来考虑一下轻载运行下的三相感应电动机。如果电源线中的一条线断了, 尽管电动机的转速变了, 但能够继续运转。这种三相感应电动机的运行可以看作是单相电动机运行。

现在我们研究一下, 三相电动机处于静止状态并由单相电源供电的情况。显然, 电动机转不起来, 这是因为电动机的气隙里是脉振磁场而不是旋转磁场, 正像以前讨论过那样, 脉振磁场不能产生需要的转矩。于是可以这样说, 单相感应电动机不能自起动, 但是, 如果用其它的方法起动后, 它能继续运转。这个含义是, 电动机必须用辅助的方法起动, 才能使它自起动。在下节里将介绍单相感应电动机的各种起动方法。

不考虑用机械的方法起动单相电动机。三相与单相感应电动机的根本差别是, 单相感应电动机定子上只有一个单相绕组, 在气隙里产生的磁场在空间上是固定的, 只是在时间上是交变的。三相感应电动机定子上有三相绕组, 在气隙里产生的是旋转磁场。单相感应电动机的转子大多数是鼠笼型转子, 其转子与多相感应电

动机的相类似。在同样的外形尺寸下，单相感应电动机的额定容量要比三相电动机小得多，可见单相感应电动机通常都是分马力电动机。它们广泛地用于家用电器、电风扇等等。

### 6.11.1 单相感应电动机的运行分析

单相感应电动机定子绕组产生的磁场随时间是交变的，磁场在转子电路里产生电流，从而产生了磁势，磁势随着转子旋转。分析单相感应电动机时，可以认为磁势、磁通、感应电压（既有切割电压，又有变压器电压）和电流分别是由定子和转子产生的，这样的研究产生了横轴磁场理论。然而，我们也能用分析多相感应电动机的方法来分析单相感应电动机。多相感应电动机的运行基础是存在着旋转磁场。这种研究是基于这样的一个概念，一个脉振磁场可以分成方向相反的两个旋转磁场。当用数学方法表示这个概念时，脉振磁场的形式为

$$B(\theta, t) = B_m \cos \theta \sin \omega t \quad (6.50)$$

式(6.50)可以写成

$$B_m \cos \theta \sin \omega t = \frac{1}{2} \sin(\omega t - \theta) + \frac{1}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (6.51)$$

式(6.51)等号右边的第一项代表正转的旋转磁场，则第二项代表反转的旋转磁场。把一个脉振磁场分成两个方向相反的旋转磁场理论，是众所周知的双旋转磁场理论。正向旋转磁场的转向假设与转子的转向一致，于是，转子的转速为  $n$  转/分， $n_s$  是同步转速/分， $s_f$  是转子相对于正向旋转磁场的转差率，也就是  $s$ ，根据式(6.10)的定义

$$s_f = s = \frac{n_s - n}{n_s} = 1 - \frac{n}{n_s} \quad (6.52)$$

$s_r$  是转子相对于反转旋转磁场的转差率，为

$$s_r = \frac{n_s - (-n)}{n_s} = 1 + \frac{n}{n_s} = 2 - s \quad (6.53)$$

我们知道，根据多相感应电动机运行，当  $n < n_s$  时，式(6.52)对应着电动机运行，而式(6.53)就是制动运行。于是两种转矩对

转子来说起相反的作用。

多相感应电动机的转矩关系可以应用于单相感应电动机中两个旋转磁场中的任何一个。于是，单相感应电动机的总转矩可以写成

$$T = \frac{I_2^2}{\omega_m} \frac{(1-s)}{s} r_2' - \frac{I_2^2}{\omega_m} \frac{(1-s)}{(2-s)} r_2 \quad (6.54)$$

现在，我们从式(6.51)看出，旋转磁场的幅值是脉振磁场的一半，于是，可以把电动机的总励磁电抗和漏电抗对应于正转和反转的旋转磁场，可以把电动机的总励磁电抗和漏电抗分成相等的两份。基于双旋转磁场理论，单相感应电动机近似的等值电路画在图6.25(a)里。定性的转矩转速特性画在图6.25(b)里。例6.8解释此等值电路的应用。

**例题 6.8** 一台  $\frac{1}{4}$  hp, 230V, 4 极, 60Hz 的单相感应电动机的参数为  $r_1 = 10.0\Omega$ ,  $r_2' = 11.65\Omega$ ,  $x_1 = 12.8\Omega = x_2'$ ,  $x_m = 258.0\Omega$  (见图 6.25(a))。当电源电压为 210V, 转差率为 3% 时, 计算 (1) 输入电流; (2) 功率因数; (3) 机械功率; (4) 轴功率 (已知机械损耗为 7W); (5) 效率 (已知在 210V 时铁损耗为 35.5W)。

**解** 根据给定的数据, 计算等值电路里的参数

$$\frac{0.5r_2'}{s} = \frac{11.65}{2 \times 0.03} = 194.16 [\Omega]$$

$$\frac{0.5r_2'}{2-s} = \frac{11.65}{2(2-0.03)} = 2.96 [\Omega]$$

$$j0.5x_m = j129 [\Omega]$$

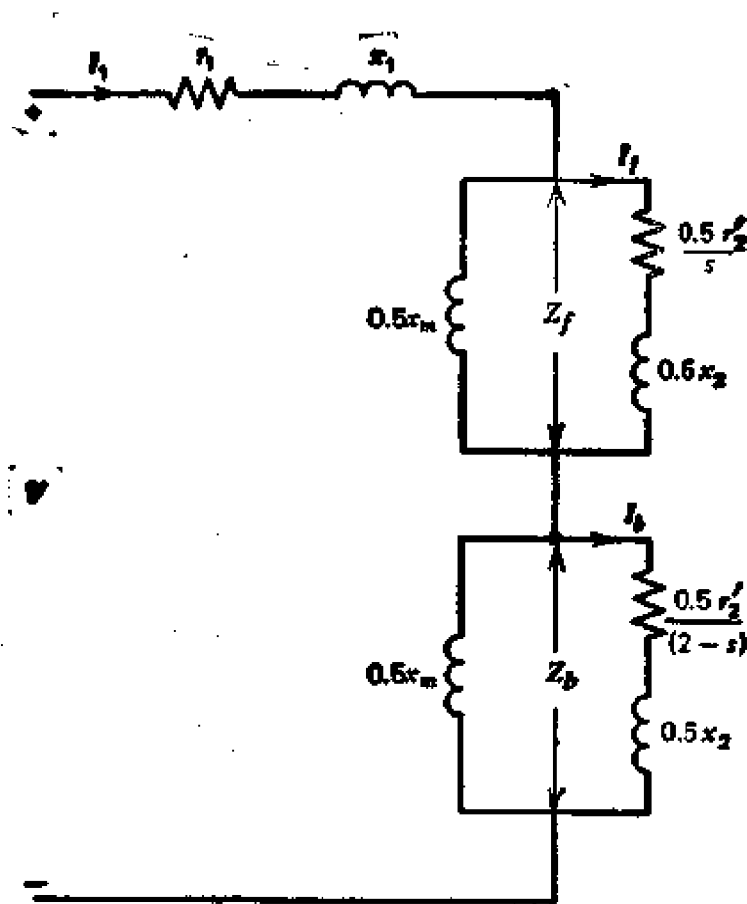
和

$$j0.5x_2' = j0.5x_1 = j6.4 [\Omega]$$

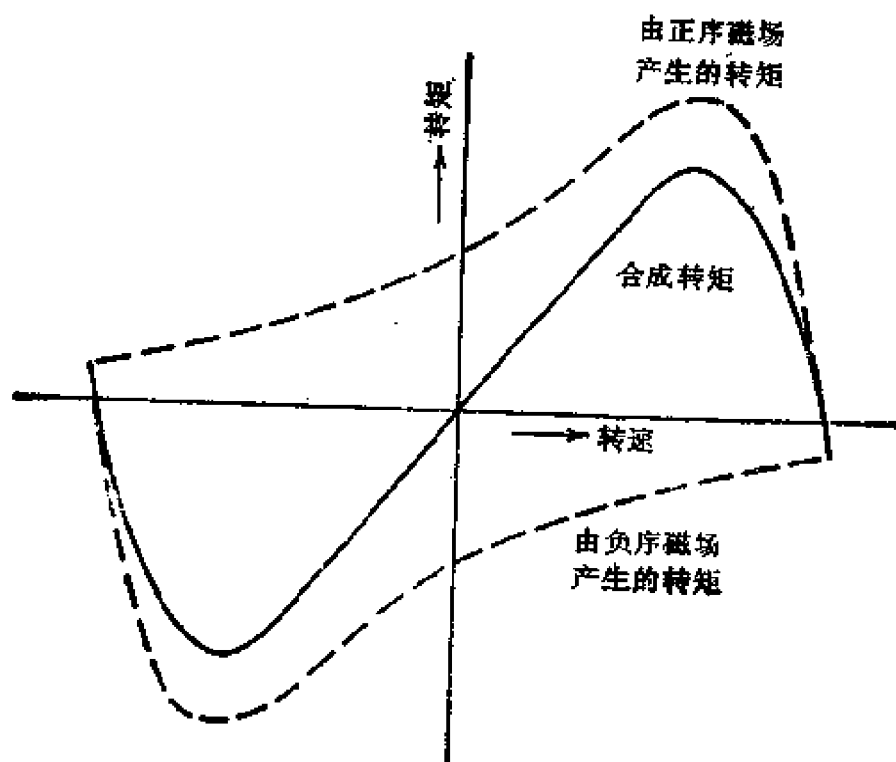
正转磁场的等值电路参数

$$\begin{aligned} Z_f = r_f + jX_f &= \frac{(194.16 + j6.4)j129}{194.16 + j6.4 + j129} \\ &= 49.0 + j65.6 \end{aligned}$$

反转磁场的等值电路参数



(a)



(b)

图 6.25 (a) 基于双旋转磁场理论的单相感应电动机的等值电路;  
(b) 基于旋转磁场理论单相感应电动机的转矩转速特性

$$\begin{aligned} Z_s &= r_s + jX_s = \frac{(2.96 + j6.4)j129}{194.16 + j16.4 + j129} \\ &= 2.68 + j6.16 \end{aligned}$$

总串联阻抗  $Z_t$  为

$$\begin{aligned} Z_t &= Z_1 + Z_f + Z_s \\ &= (10 + j12.8) + (49.0 + j65.5) + (2.68 + j6.16) \\ &= 61.68 + j84.56 = 104.66 \angle 53.9^\circ \end{aligned}$$

(1) 输入电流为

$$I = \frac{V}{Z_t} = \frac{210}{104.66 \angle 53.9^\circ} = 2 \angle -53.9^\circ$$

(2) 功率因数  $= \cos 53.9^\circ = 0.59$  (滞后)。

(3) 机械功率

$$\begin{aligned} P_d &= (I^2 r_f - I^2 r_b)(1 - s) \\ &= (2^2 \times 49 - 2^2 \times 2.68)(1 - 0.03) \\ &= 179.7 [\text{W}] \end{aligned}$$

(4) 轴功率

$$P_s = P_d - P_{\text{rot}} = 179.7 - 7 = 172.7 [\text{W}]$$

(5) 输入功率  $VI \cos \theta = 210 \times 2 \times 0.59 = 247.8 [\text{W}]$ ;

输出功率  $= P_s - P_{\text{iron}} = 172.7 - 35.5 = 137.2 [\text{W}]$ ;

效率  $= \frac{137.2}{247.8} = 55.3\%$ 。

### 6.11.2 单相感应电动机的起动

我们早已知道,由于没有旋转磁场,当单相感应电动机在静止状态时,不能自起动。有两种起动单相感应电动机的方法:一种是装上换向器和电刷,如推斥电机;一种是装上辅助绕组以产生旋转磁场,例如分相。现在将研究后一种方法。

由多相感应电动机理论知道,为了得到旋转磁场,至少得有两个磁势,它们在空间上彼此应有相位差,并且流过的电流在时间上也不应同相。为此,在单相感应电动机的定子上装了起动绕组,用

以产生第二个磁势，第一个磁势是由定子的主绕组产生。对主绕组与起动绕组的磁势之间能产生在时间与空间上相位移的方法简述如下。

### 1. 分相电动机

这种型式的电动机示意图画在图 6.26(a) 中，其中主绕组具有相对低的电阻和高的电抗值，而起动绕组却具有高电阻和低电

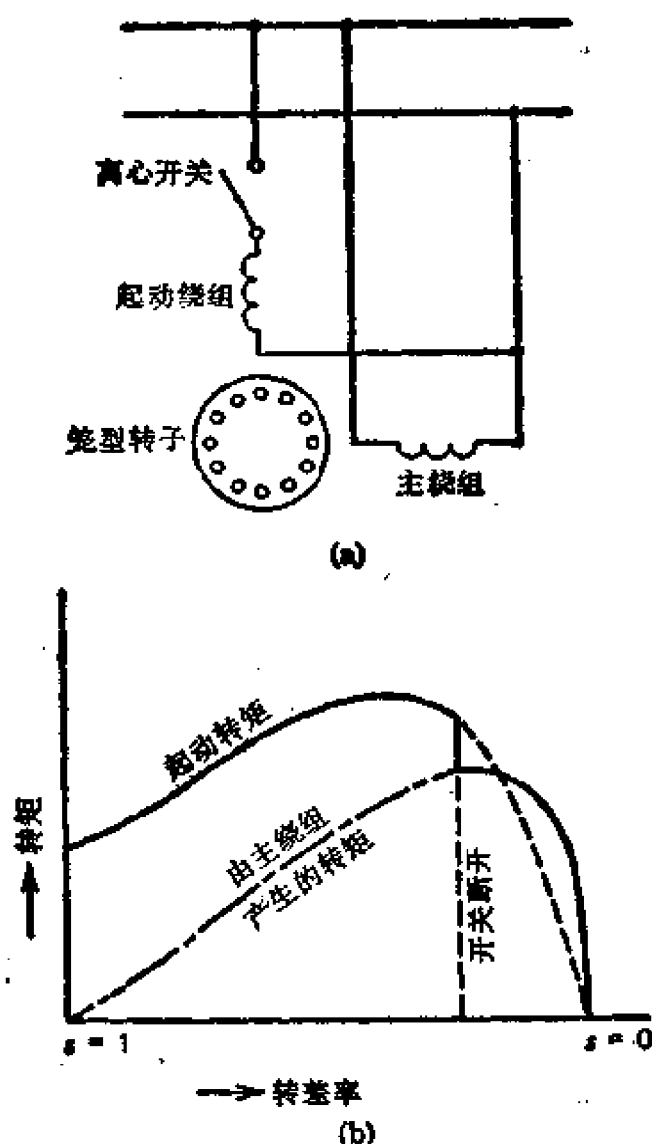


图 6.26 (a) 分相电动机连接；(b) 转矩转速特性

抗，并且还有一个离心开关。两个电流  $I_m$  和  $I_l$  之间的相位角  $\alpha$  约为  $30-45^\circ$ ，且起动转矩  $T_l$  为

$$T_s = K I_m I_s \sin \alpha \quad (6.55)$$

其中  $K$  是常数。当转子达到一定的转速时（大约为稳态转速的 75%），离心开关动作，把起动绕组从线路中退出。图 6.26(b)画出了分相电动机的转矩转速特性，这种电机可用于风扇、鼓风机等，额定容量作到 1/2hp。

在分相电动机的起动绕组里串联电阻能得到大的起动转矩在主绕组中串联电抗，也能得到类似的效果。当电动机达到转速后，把这个电抗短路。

## 2. 电容起动电动机

在起动绕组中串联电容，如图 6.27 所示，能够使式(6.55)中的  $\alpha$  角增大，这样可以增大起动转矩。这种电动机不局限于分马力电动机，可以作到 10hp。110V，1hp 电动机需要 400  $\mu\text{F}$  电容量，对 1/8hp 电动机 70  $\mu\text{F}$  就足够了。一般情况下，可用不贵的电解电容，并且可以得到约为 4 倍额定转矩大小的起动转矩。

如图 6.27 所示，只是在起动时把电容加进去，当转子达到预定的转速后，离心开关再把它切除。可是，有些电动机没有离心开关，这种电机起动绕组与电容器都参加运行，而且电容器容量也比较小，例如一台 110V，1/2 hp 的电动机需要 15  $\mu\text{F}$  的电容器。

第三种电容电动机用两个电容器，其中一个电容永远留在起动绕组回路里，一个可用离心开关切除。实际上，这种电动机是两相不对称感应电动机。

## 3. 遮极电机

另一种起动非常小的单相感应电动机的方法，是用装在磁极

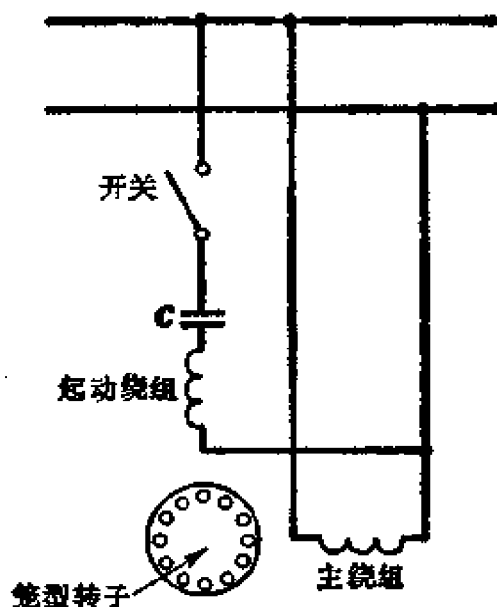


图 6.27 电容起动电动机

上的短路环,如图 6.28 所示,其中主绕组绕在凸极上. 短路环是个铜环,套在部分磁极上,这种电动机叫遮极电动机. 装短路环的目的是为了让通过短路环部分的磁通、在时间上要比通过极面下的磁通延缓,即非遮极部分的磁通比遮极部分的磁通先到最大值,于是得到磁通的变化顺序是从非遮极部分到遮极部分,如图 6.28 所示. 循序变化的磁通类似于旋转磁通,为此,短路环提供了起动转矩. 遮极电动机在分马力电动机是最便宜的,它的功率为  $1/20$  hp.

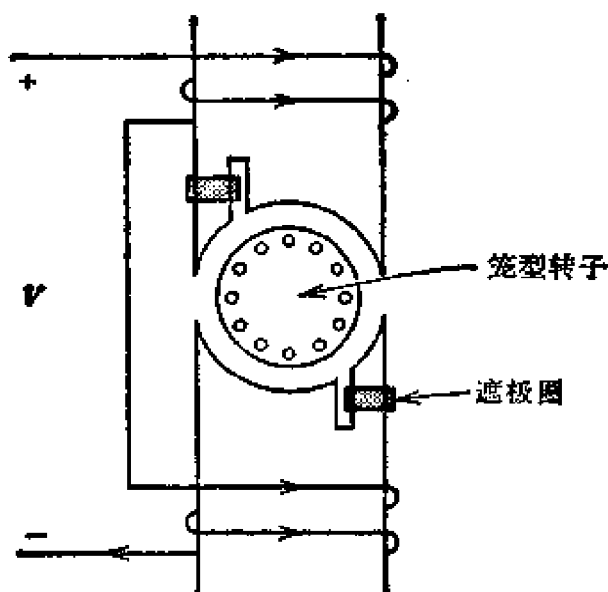


图 6.28 遮极电动机

总之,在本章里研究了在对称条件下,多相或单相感应电动机的稳态运行特性. 在第九章里进一步讨论感应电动机的课题,诸如动态特性和不对称运行. 第八章介绍感应电动机的晶闸管控制.

## 习 题

6.1 一台 4 极, 60Hz, 1710rpm 感应电动机. 计算转差率的百分值; 转子电流的频率; 定子产生的旋转磁场的转速; 转子产生的旋转磁场相对定子的转速. 都以转/分和弧度/秒计.

6.2 一台相电压为 127V, 2 极, 60Hz 绕线型感应电动机, 转子每相感

应电压为  $3.81\text{V}$ 。假设定、转子每相有效匝数彼此相等。计算

(a) 电动机的转速。

(b) 转差率。

6.3 一台鼠笼型感应电动机有 42 根导体，每根导体的电阻为  $4.12 \times 10^{-3}\Omega$  (包括两边端环电阻在内)。定子绕组数据为 6 极、3 相、36 槽，每相 144 匝，绕组系数为 0.836。计算折合到定子边转子每相的等效电阻。

6.4 一台感应电动机过气隙的功率为  $24.3\text{kW}$ ，已知机械功率为  $21.9\text{kW}$ ，求转差率？在此转差率下的机械损耗为  $350\text{W}$ ，计算当它的同步转速为  $3600\text{rpm}$  时的输出转矩。

6.5 根据图 6.17(a) 所示的等值电路，找出电动机产生最大转矩时的转差率表达式。推导出最大转矩的表达式。

6.6 一台 3 相， $230\text{V}$ ， $60\text{Hz}$ ，Y 接，2 极感应电动机，在转差率为 3% 时运行其线电流为  $22\text{A}$ 。每相定子电阻和漏电抗分别为  $0.1\Omega$  和  $0.2\Omega$ 。转子漏电抗为每相  $0.15\Omega$ 。忽略  $X_m$  和  $r_m$ 。计算

(a) 转子电阻。

(b) 过气隙的功率。

(c) 机械功率。

6.7 一台 3 相， $600\text{V}$ ， $60\text{Hz}$ ，4 极，Y 接绕线型异步电动机，每相参数为

$$r_1 = 0.75\Omega \quad X_1 = X'_2 = 2.0\Omega$$

$$r'_2 = 0.80\Omega \quad X_m = 50.0\Omega$$

忽略铁损耗。

(a) 计算产生最大电磁转矩时的转差率。

(b) 求出最大转矩值。

(c) 确定电动机稳定运行转速的范围。

(d) 计算起动转矩并与最大转矩相比。

6.8 仅考虑转子回路，重作习题 6.7 中的 (a) 和 (b) 两问。并假设  $r_1 = X_1 = 0$ ，在这种情况下可以把  $600\text{V}$  看成为加在转子上的线电压。

6.9 一台 4 极， $60\text{Hz}$ ，3 相感应电动机，转子每相电阻为  $1.0\Omega$ ，转子每相的漏电抗为  $2.5\Omega$ 。仅用转子电路求最大转矩时的转差率。还要求最大转矩与转差率为 5% 时的转矩之比。

6.10 一台 3 相， $60\text{Hz}$ ，4 极， $1710\text{rpm}$  的感应电动机，已知过气隙的功率为  $120\text{kW}$ ，求转子的铜损耗？在  $1710\text{rpm}$  时电动机的铁损耗与机械损耗分别为  $1.7\text{kW}$  和  $2.7\text{kW}$ ，定子铜损耗为  $3\text{kW}$ 。计算电动机的效率及输出转

矩。

6.11 一台 440V, 25Hz, 2 极, Y 接电动机, 它的每相励磁电抗为  $10.5\Omega$ , 转子每相漏电抗为  $0.12\Omega$ 。仅用转子电路, 分别对转子每相电阻为 (a)  $0.03\Omega$ , (b)  $0.06\Omega$  和 (c)  $0.1\Omega$  时, 求最大电磁转矩对应的转差率。指出转子电阻对电动机转矩转速特性的影响。忽略  $r_1$  和  $X_1$ 。

6.12 对习题 6.7 中的电动机, 确定用最大转矩起动电动机, 应在转子每相回路里串入多大的电阻值?

6.13 一台 4 极, 60Hz, 3 相绕线型感应电动机, 转子电阻为  $0.2\Omega$ , 转子漏电抗为  $2.0\Omega$ 。仅用转子回路, 确定转差率为 20% 和 5% 两种情况下产生相同的转矩, 转子回路里应串入多大的电阻值?

6.14 一台 400V, 60Hz, 3 相, Y 接, 4 极感应电动机, 一相等值电路中的参数为(见图 6.17(a))

$$r_1 = 2r_2' = 0.2\Omega \quad X_1 = 2.5X_2' = 0.5\Omega$$

$$X_m = 20.0\Omega$$

当转速为 1755rpm 时总机械损耗和铁损耗为 800W。在此转速下, 计算 (a) 输出转矩, (b) 电动机的效率。

6.15 导出习题 6.14 电动机的等值电路。等值电压和阻抗是什么? 用这些值计算输出转矩, 并与习题 6.14 的结果进行比较。

6.16 用等值电路或别的方法计算习题 6.14 电动机的最大转矩时的转差率。

6.17 定性地画感应电动机转矩转速的草图, 并与正规的特性进行比较。画出下述几种情况的图形:

(a) 保持输入电压不变, 改变频率。

(b) 保持频率不变, 改变输入电压。

6.18 一台 220V, 3 相, 60Hz, 4 极, Y 接感应电动机, 定子每相电阻为  $0.25\Omega$ 。在此电动机作空载和转子堵转试验数据为

空载试验: 定子电压 = 220V

输入电流 = 3.0A

输入功率 = 600W

摩擦和绕组损耗 = 300W

转子堵转试验: 定子电压 = 34.6V

输入电流 = 15.0A

输入功率 = 720W

- (a) 求电机的近似等值电路。  
 (b) 已知电机作电动机运行, 转差率为 5%, 计算机械功率, 电磁转矩和效率。

(c) 确定最大转矩时的转差率和计算最大转矩。

6.19 双鼠笼转子已在课文叙述了(见图 6.24)。这种转子可以用阻抗  $Z_1$  与  $Z_2$  并联的近似等值电路表示, 其中  $Z_1$  与  $Z_2$  分别是外笼与内笼的阻抗。已知  $Z_1 = 1 + j\Omega$ ,  $Z_2 = 0.1 + 2j\Omega$ , 用转子等值电路确定

- (a) 在起动时两个笼产生的转矩比值。  
 (b) 转差率为 2% 时两个笼产生的转矩比值。

6.20 对习题 6.19 的电动机, 计算两个笼产生的转矩相等时的转差率。

6.21 一台单相, 110V, 60Hz, 4 极感应电动机有以下的参数(见图 6.25 (a)):

$$r_1 = r_2' = 2\Omega \quad x_1 = x_2' = 2.4\Omega \\ X_m = 48\Omega$$

电动机的铁损耗为 15W, 摩擦与绕组损耗在 7% 的转差率时为 7W。计算输出功率和电动机的效率。

6.22 在图 6.25(a) 电路里, 在  $Z_2$  中忽略  $X_m$ , 在反转磁场电路里让

$$r_2' = \frac{1}{4} r_2$$

在这些近似下, 重新计算习题 6.21 并比较其计算结果。

## 第七章 同 步 电 机

同步电机是最普通的三种电机之一，直流电机和多相感应电机已在前几章进行了论述。多相同步发电机是电机生产中单机容量最大的电机，每天使用的大部分电能都是由多相同步发电机提供的。例如，额定容量为几百兆伏安的同步发电机目前已相当普遍，几千兆伏安的同步电机可望在本世纪 80 年代投入使用<sup>1</sup>。所谓同步电机是因为在稳态运行条件下，它们在恒速和恒频下运行。像大多数旋转电机一样，同步电机既能作为电动机运行，又能作为发电机运行。作为电动机运行时，一般用于恒速装置中，如果用于需要调速的装置，则需要一台适宜的变频电源(见第八章)。在发电厂作为发电机运行时，常常是几台同步发电机并联运行，此时，它们分担负载。有时，其中一台发电机允许作为空载的同步电动机在线路中运行。至于同步电动机的这种空载运行情况，将在以后进行讨论。

同步发电机的运行是建立在法拉第电磁感应定律的基础上，在导体与磁场作相对运动而产生电势这一点上，交流同步发电机非常像直流发电机，然而，同步发电机不像直流发电机那样有一个换向器。同步电机的两个基本部分是带有直流励磁绕组的励磁结构和一个电枢，电枢通常装有能感应三相电势的三相绕组。现代同步电机几乎都采用固定的电枢和旋转的励磁结构，旋转的直流励磁绕组通过滑环和电刷与外部电源相接。有些同步电机的励磁结构没有电刷装置，而依靠旋转的二极管来代替。装有电枢绕组的定子，某些方面与第六章研究的多相感应电动机的定子非常相似，我们在 7.1 节将讨论同步电机结构上的某些特点。

## 7.1 同步电机的结构特点

下面介绍同步电机结构形式的一些特点。

### 1. 励磁方式

前面我们已经讲过,同步电机的转子通常是作为励磁部分,转子上的励磁绕组通入直流产生励磁磁场。直流励磁电流可以由与同步电机转子同轴的自励直流发电机供给,这样的直流发电机称为励磁机,励磁机产生的直流送入同步电机的励磁绕组,如图 7.1 所示。在大容量低速电机中(例如水轮发电机),励磁机可能不是自励,而由另一台自励式或永磁式辅助励磁机提供励磁机的励磁(图 7.7)。由于和同步电机同轴的直流发电机在维修上较困难,因此,这一励磁形式限制在 100MW 以内。

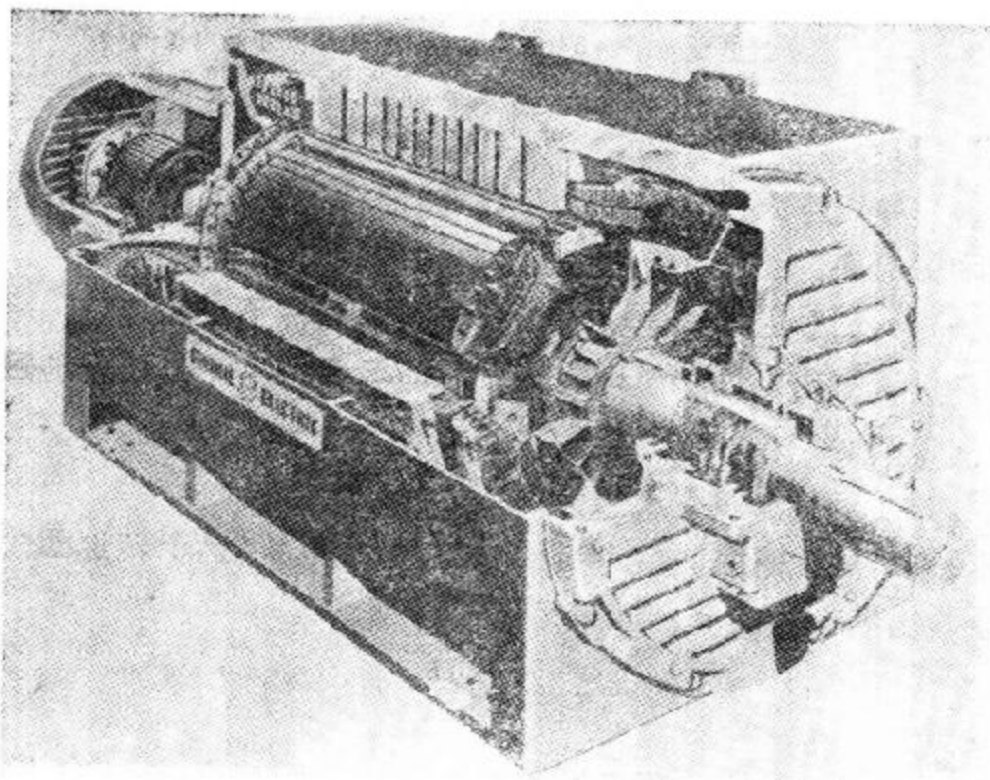


图 7.1 凸极同步电机的剖视图

另一种励磁方式是由硅二极管和晶闸管提供励磁电流,这种励磁方式对大型同步电机不会出现励磁问题,两种半导体整流器

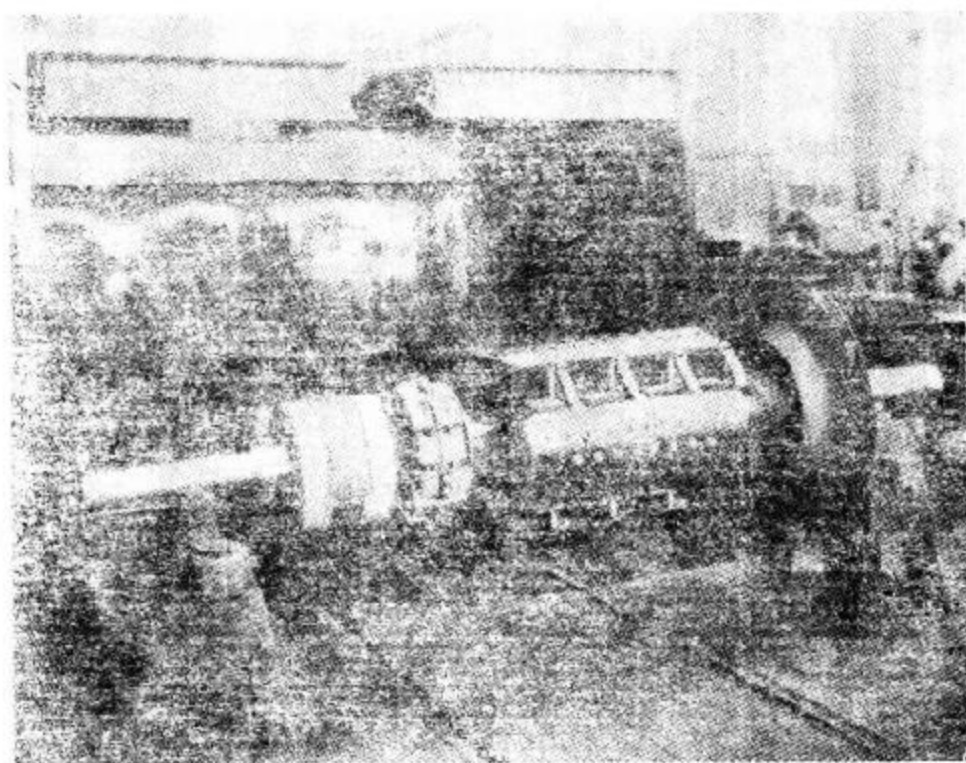


图 7.2 具有旋转整流器的 3360 kVA, 6kV 无刷同步发电机的转子

励磁系统是:

(a) 静止整流器励磁系统。静止的整流器通过滑环供给同步电机励磁电流。

(b) 无刷励磁系统。整流器装在轴上和转子一起旋转, 这种系统避免了使用电刷和滑环装置, 图 7.2 表示了一个无刷励磁系统。

## 2. 转子结构和电机的转速

我们已经注意到, 同步电机是一种恒速电机, 这个转速即为式 (6.9) 给出的同步速  $n_s$ , 即

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (7.1)$$

于是一台 2 极 60Hz 同步电机必须以 3600rpm 运行, 而一台 12 极 60Hz 的同步电机转速仅为 600rpm。转子的结构取决于电机的额定转速, 对于高速的汽轮发电机, 一般采用隐极式转子(见图 7.2 和 7.3), 而低速的水轮发电机和柴油发电机, 一般采用凸极式转子

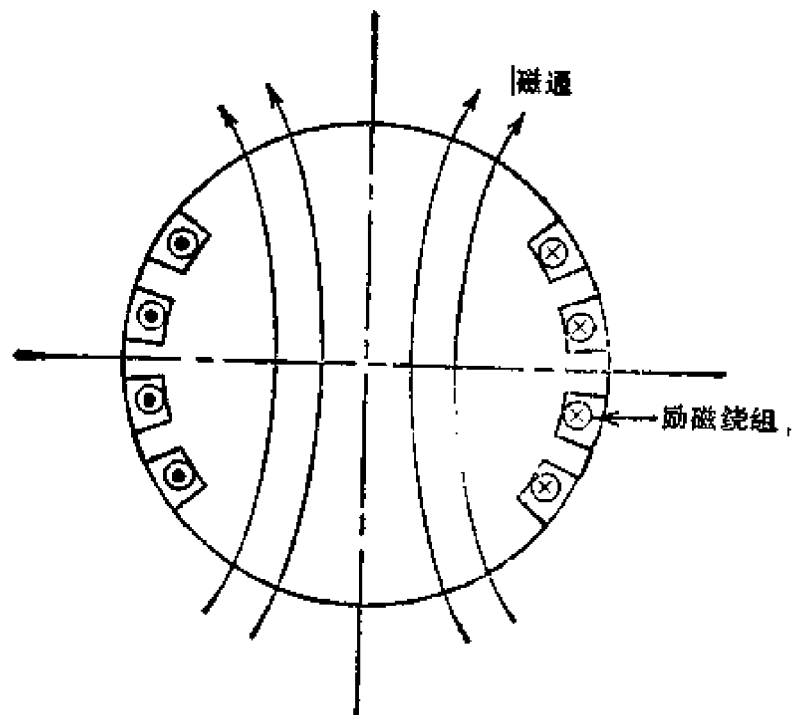


图 7.3 隐极转子上的励磁绕组

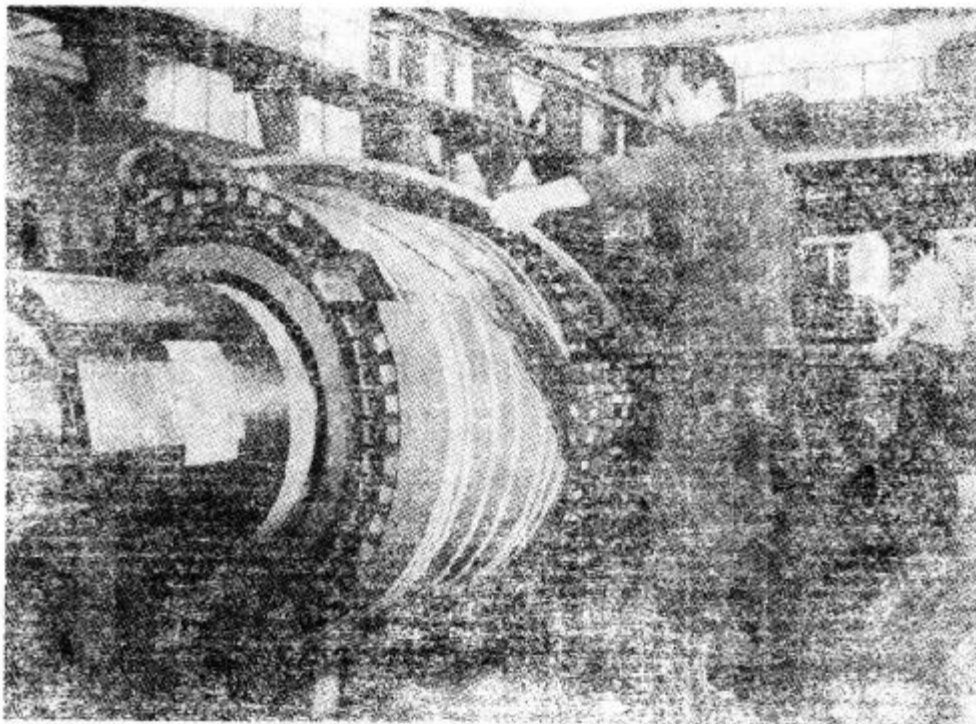


图 7.4 正在安装直接水冷汽轮发电机的转子阻尼空心导体

(见图 7.5 和 7.6)。凸极转子比隐极转子的造价低,但不适于大容量的高速电机,因为运行在 3600rpm 时,会产生很大的离心力和

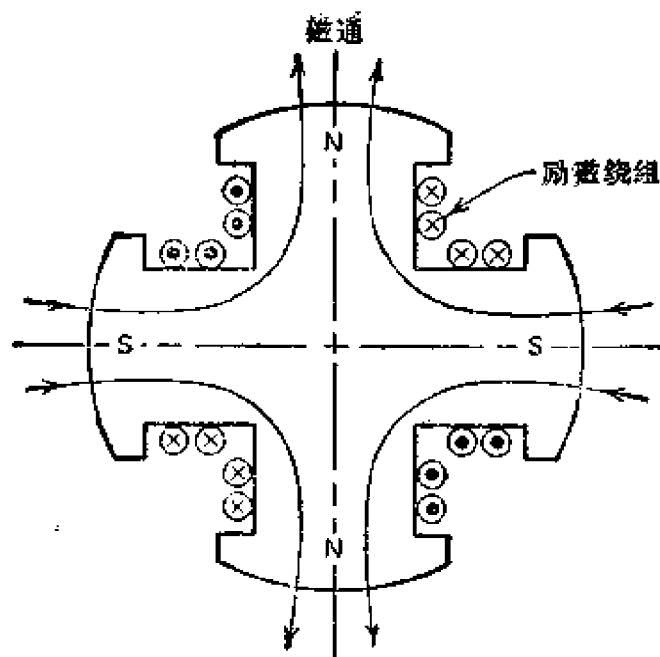


图 7.5 凸极转子上的励磁绕组

机械应力。

同步电机结构上的另一个特点是转子有不同的安装形式。例如,隐极式汽轮发电机(图 7.2)和凸极式柴油发电机(图 7.1)的转子采用卧式结构,而水轮发电机(图 7.7)一般总是采用凸极转子立式结构。

### 3. 定子

同步电机的定子类似于多相感应电动机的定子(见图 7.8),隐极电机和凸极电机的定子基本上没有什么差别,然而,水轮发电机的定子直径通常比其它型式的发电机(图 7.9)的要大。定子铁心是由高质量的冲片叠装而成,冲片上开有嵌放线圈的槽。

### 4. 冷却

由于同步电机通常做得很大,绕组中流过很大的电流。对于一台精心设计的电机,典型的电枢电流密度可达  $10\text{A}/\text{mm}^2$ ,此外,铁心的磁负荷也使得许多部位达到了饱和。电磁负荷在同步电机中产生的热量必须适当地被散掉,因此,冷却电机有效部分的方式决定了它全面的实际结构。除了采用空气作为冷却介质以外,同步电机还采用水、氢气和氮等作为冷却介质。图 7.4 表示了一台

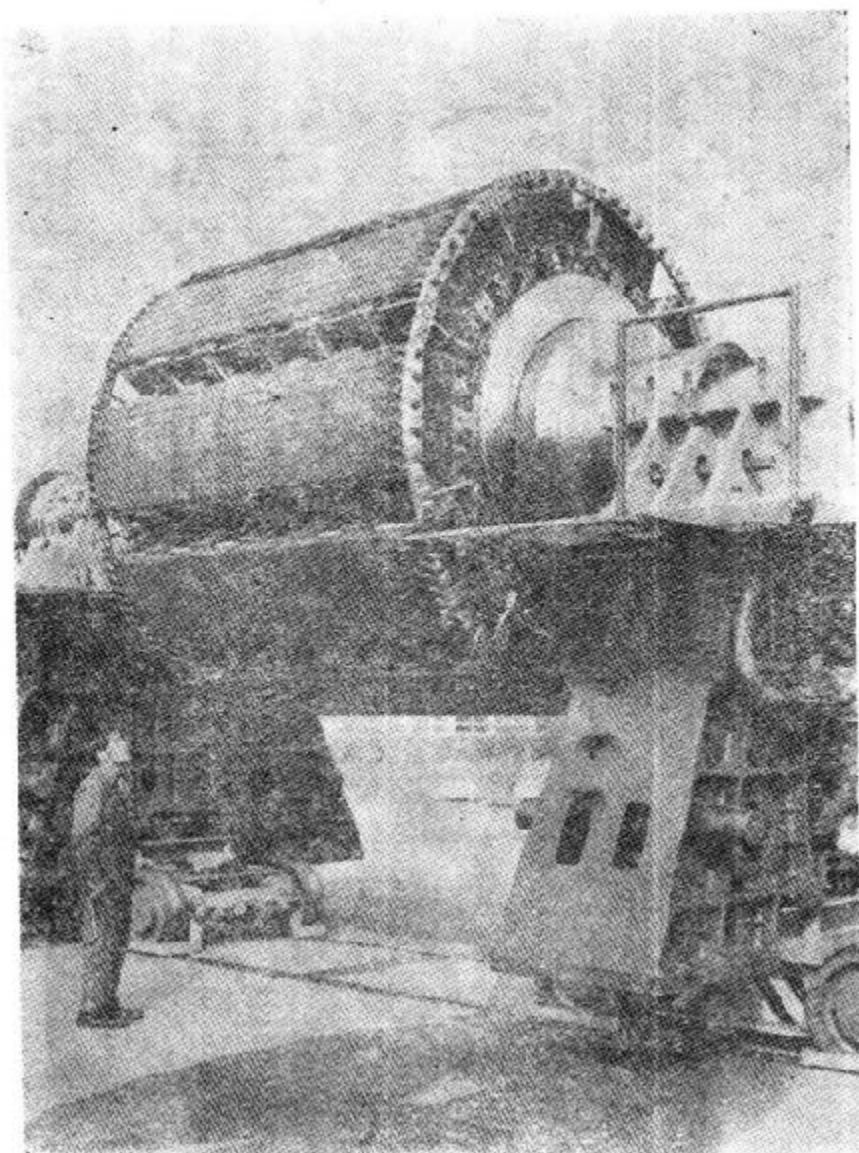


图 7.6 152.5MVA, 13.8kV 同步电机的凸极转子

正在安装阻尼空心导体的直接水冷的汽轮发电机转子，图 7.9 表示了一台汽轮发电机定子的冷却装置。

### 5. 阻尼绕组

至此，我们已讲述了同步电机的两种绕组，即三相电枢绕组和励磁绕组，并且还指出，在稳定状态下，电机以恒定的同步速运行。然而，和其它电机一样，同步电机在起动期间和异常情况下要经历瞬变过程，在瞬变期间，转子可能产生机械振荡和一个不希望的偏离同步速现象。为了克服这一现象，一般在转子上安装一个和感应电机鼠笼条相似的附加绕组，这种绕组称为阻尼绕组，如图 7.1，

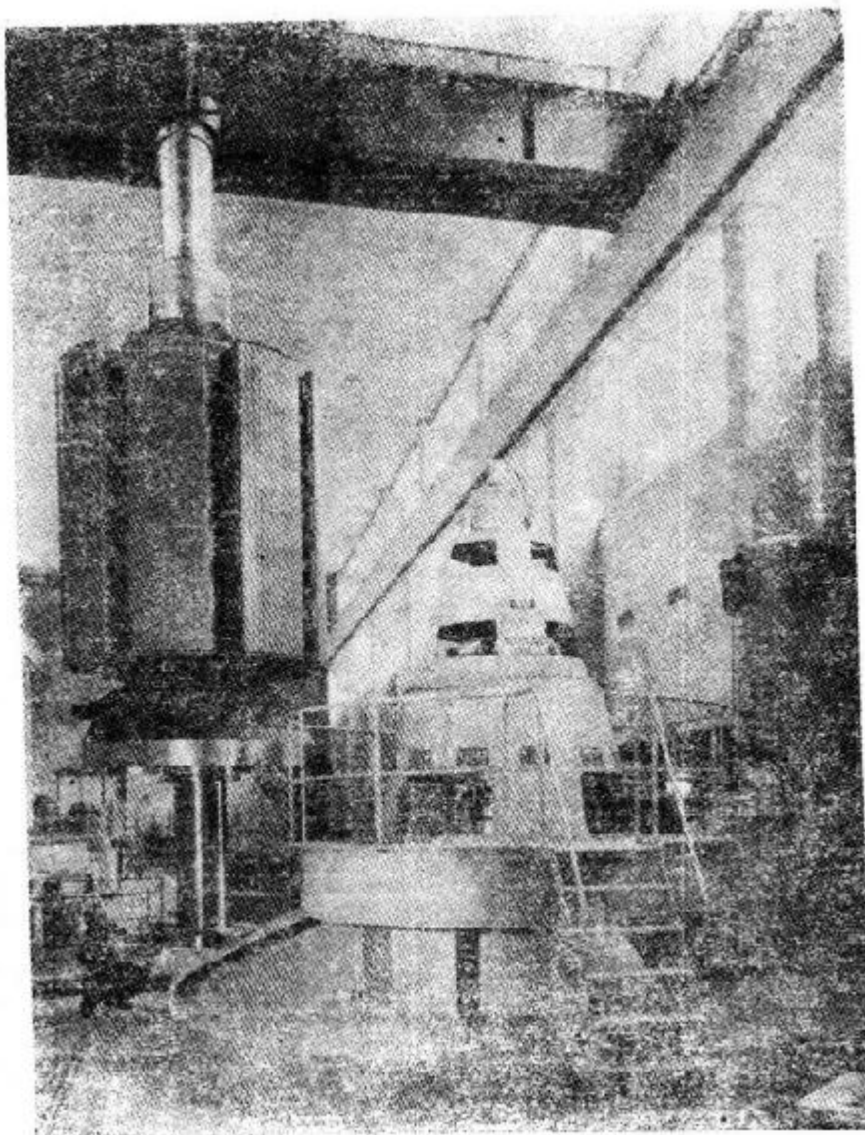


图 7.7 正在安装的水轮发电机转子

7.4 和 7.6 所示。当转子转速偏离同步速时，在阻尼绕组中要感应电流，阻尼绕组的作用像感应电机的鼠笼转子一样，要产生一个转矩使转速恢复到同步速。另外，对于同步电动机，阻尼条能提供起动转矩，否则，同步电动机是不能自起动的。

总之，图 7.1 至 7.9 表示了同步电机不同型式的各种结构特征。原则上，电机有三个绕组——电枢绕组、励磁绕组和阻尼绕组，它们分别安置在定子和转子上，如图 7.1 所示。在 7.2 节，我们以最简单形式的同步电机开始进行研究。

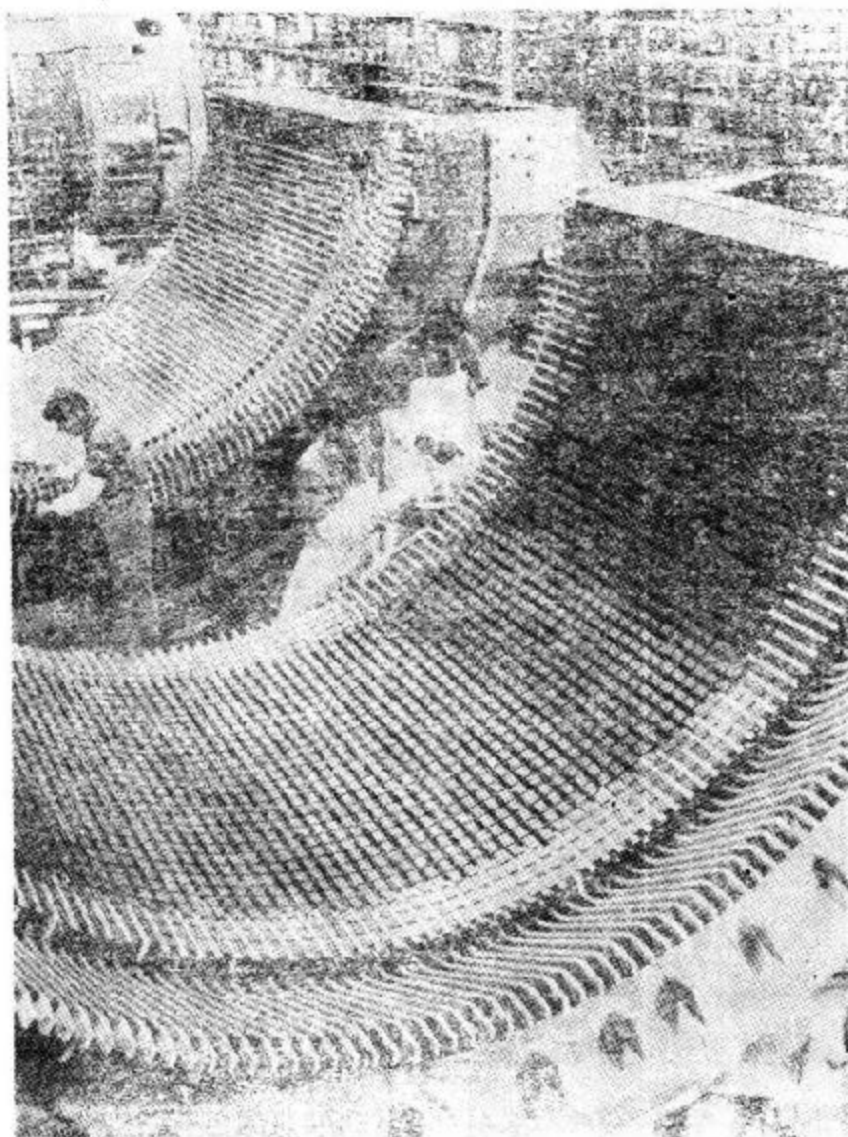


图 7.8 在同步电机半圆定子的槽内安放定子导体

## 7.2 同步电机运行原理

我们早就注意到,同步电机既能作为电动机运行,又能作为发电机运行。本节将定性地研究作为电动机运行的原理,然后再定性地研究作为发电机运行的原理。

### 7.2.1 同步电动机的运行

从 7.1 节的讨论中注意到,同步电机凸极转子类似于第四章

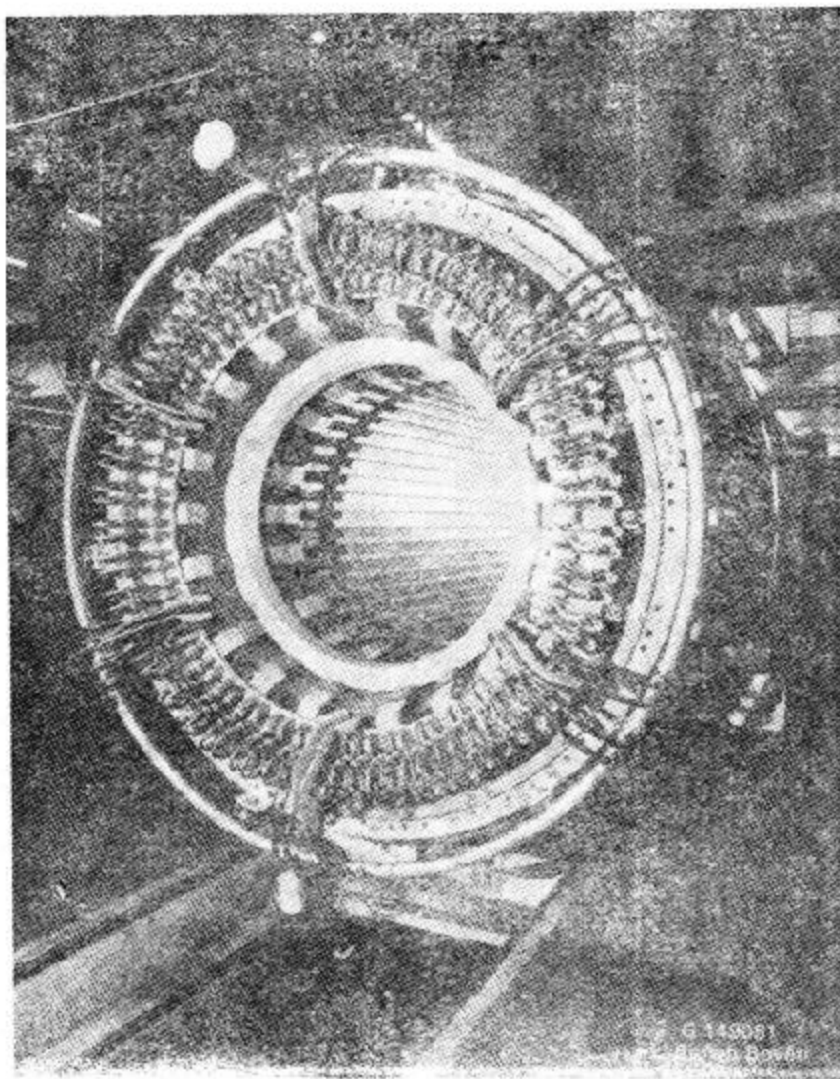


图 7.9 一台 722MVA, 22kV 汽轮发电机的定子绕组端部

中讨论的磁阻电动机的转子,从而,我们就能从第四章中研究的能量贮存与能量转换的原理,来说明多相同步电机是如何作为电动机运行的。我们知道,三相同步电机的定子类似于三相感应电动机的定子。第六章中已经说明,当三相感应电动机的定子绕组接入三相电源后,要在电机气隙里产生一个旋转磁场。凸极同步电机的定子(或电枢)绕组由三相电源通入三相电流时,也要在气隙里产生一个旋转磁场(参看图 7.10(a))。为了使磁路的磁阻最小,转子轴线总是趋向于和旋转磁场轴线方向一致,因此,如果气隙磁场旋转,转子就将与气隙磁场一起旋转。从图 7.10(b)可以看到,隐极转子由于有均匀的气隙,气隙磁场转到任何位置都遇到相同的

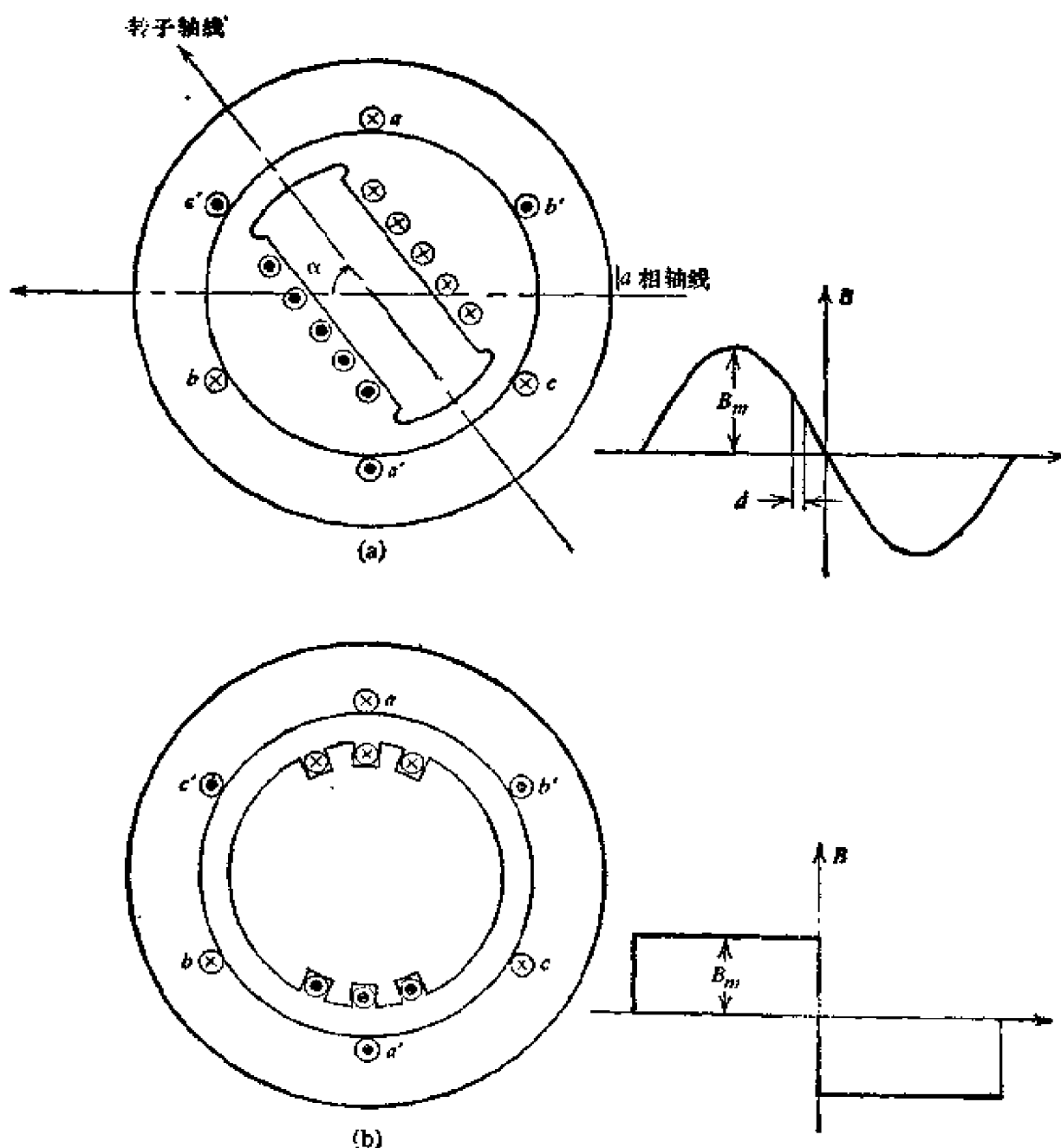


图 7.10 (a) 三相凸极同步电动机及其磁密分布;  
(b) 三相隐极同步电动机及其磁密分布

磁阻, 转子没有任何与气隙磁场轴线方向一致的最佳位置, 因此, 转子不随旋转磁场一起旋转。我们把凸极转子所具有而隐极转子所没有的这种转矩称为磁阻转矩, 这种转矩是由于电机气隙周围的磁阻不同而引起的。

如果让励磁绕组 (图 7.10(a) 或 7.10(b)) 由直流电源馈入直

流电流,则产生一定极性的转子磁场。根据磁力线走磁阻最小的路径的原则(第四章)可以断定,当转子被励磁时,转子磁场轴线将趋向于和定子磁场轴线一致,而且将和旋转磁场一同旋转。可以看出,虽然凸极转子有一个由于凸极引起的磁阻转矩,但对于一个被励磁的转子,不管是隐极式还是凸极式,都将趋向于和旋转磁场一同旋转。在以后的章节中,将推导出由于励磁磁场和凸极产生的同步电机电磁转矩表达式。

至此,我们已经说明了隐极和凸极转子电机产生转矩的原理,概括地说,定子旋转磁场趋向于拖着转子旋转,好像定子的N极吸引转子的S极一样。然而,如果转子是静止的,定子磁极将使转子磁极来回摆动,因此同步电动机不能自起动。实际上,转子上装有和感应电动机鼠笼条作用相同的阻尼绕组,它能提供一个起动转矩。一旦电动机旋转起来,并接近同步速,则转子在旋转磁场的作用下就会被牵入同步,并以同步速旋转,此时阻尼绕组就不再起作用了。运行中如果转子偏离同步速,也会在阻尼绕组中感应电流,该电流将趋使转子恢复同步速运行。没有阻尼绕组的电机或有阻尼绕组的大型电机,一般用辅助电动机起动。在讨论同步电动机的运行特性之前,先讨论同步电机作为同步发电机运行的情况。

### 7.2.2 同步发电机的运行

和直流发电机一样,同步发电机的作用原理也是建立在法拉第电磁感应定律的基础上。如果穿过线圈的磁链随时间变化,线圈中就会感应电势;或者说,如果导体切割磁力线,导体中就要感应电势。研究图 7.10(b)中所示的电机,并假定气隙中磁密处处相等,则通过  $aa'$  平面的磁密为

$$B_m = \frac{\phi}{Dl} \quad (7.2)$$

式中

$\phi$  — 由励磁绕组产生的每极总磁通;

$D$  — 线圈  $aa'$  两边之间的距离;

$l = aa'$  的轴向长度。

如果转子被移动  $\theta$  角(图 7.10(b)), 则线圈的磁链  $\lambda = N\phi \cos \theta$ , 当转子以恒速  $\dot{\theta} = \omega$  旋转时, 线圈  $aa'$  中感应的电势为

$$v_a = -\frac{d\lambda}{dt} = -\frac{d\lambda}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = N\phi \sin \theta \frac{d\theta}{dt} \quad (7.3)$$

以  $\frac{d\theta}{dt} = \omega = 2\pi f$  和  $\theta = \omega t$  代入式 (7.3) 得

$$v_a = \omega N\phi \sin \omega t = 2\pi f N\phi \sin \omega t = E_m \sin \omega t \quad (7.4)$$

式中  $E_m = 2\pi f N\phi$ ,  $f = \frac{\omega}{2\pi}$  为感应电势的频率。由于  $b, c$  相分别落后和超前于  $a$  相  $120^\circ$  (图 7.10(b)), 从而可以写出相应的电势表达式为

$$v_b = E_m \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (7.5)$$

$$v_c = E_m \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (7.6)$$

图 7.11 画出了三相电势的波形图。

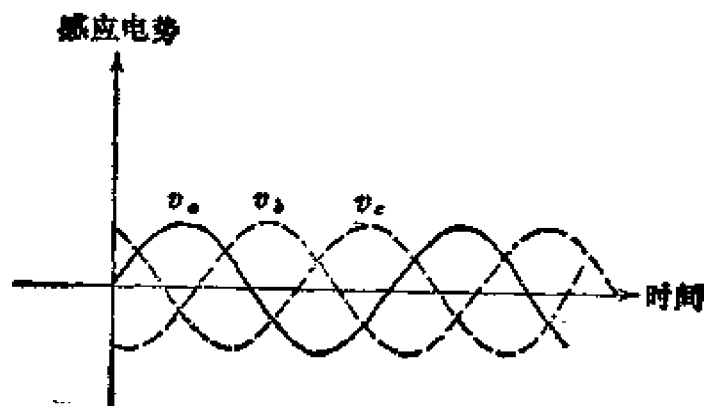


图 7.11 三相同步发电机产生的三相电势波形

下面我们研究图 7.10(a) 的凸极同步电机。假设励磁磁密在定子表面的分布为图中所示的正弦波, 穿过  $dx$  单元的磁通为

$$d\phi = B(\theta) \left( \frac{D}{2} \right) d\theta l,$$

其中  $B(\theta)$  为磁密分布,  $D$  为定子内径,  $l$  为轴向长度。因此, 每极总磁通  $\phi$  为

$$\phi = \int_0^\pi \frac{D}{2} l B_m \sin \theta d\theta = B_m D l \quad (7.7)$$

由式(7.7)得

$$B_m = \frac{\phi}{Dl}$$

上式与式(7.2)相同,因此,在  $aa'$  线圈中感应的电势和式(7.3)、(7.4)一样。

需要注意的是式(7.7)是指由励磁所产生的每极磁通量和由式(7.2)给出的相同,并且这个磁通沿着转子轴线取向,因此,  $a$  相磁链也可写为  $\lambda = N\phi \cos\theta$ , 于是,式(7.3)至(7.6)对凸极电机同样是适用的。

### 7.3 对某些实际问题的考虑

在考虑用同步电机的分析方法来确定它们的运行性能之前,先复习以前讨论中的一些假定或结论。

首先,我们在 7.2.2 节推导电势方程式时,是用一个  $N$  匝线圈来表示一相绕组,实际上,与第六章中讨论的不一样。从 6.1 节可知,一相绕组是分布在定子的周围,绕组节距小于一个极距,即为短距绕组。为了考虑绕组的分布和短距的影响,我们采用一个  $k_w < 1$  的绕组系数,即

$$k_w = k_d \cdot k_p \quad (7.8)$$

它的意义是,将一个分布、短距的  $N$  匝线圈的感应电势将变为一个集中、整距的  $N$  匝线圈电势的  $k_w$  倍。式(7.8)中的  $k_d$  称为分布系数,  $k_p$  称为节距系数。  $k_d$  和  $k_p$  可按 6.1 节进行计算。当一相绕组分布在定子周围的槽时,理想情况下,把磁势的分布设计成接近正弦形是可能的。然而,实际上电枢绕组产生的磁势总是包含着谐波,正如由磁势分布的傅氏级数表达式所描述的一样。更详细的论述见参考文献 2 和 3。

第二,对于凸极电机,先前假定气隙中磁密是按正弦分布,显然,这是一个理想化的假设。实际上,磁场为非正弦分布,它接近于图 7.12(b) 所示的形状。图 7.12(a) 是通过磁场图形的测绘技

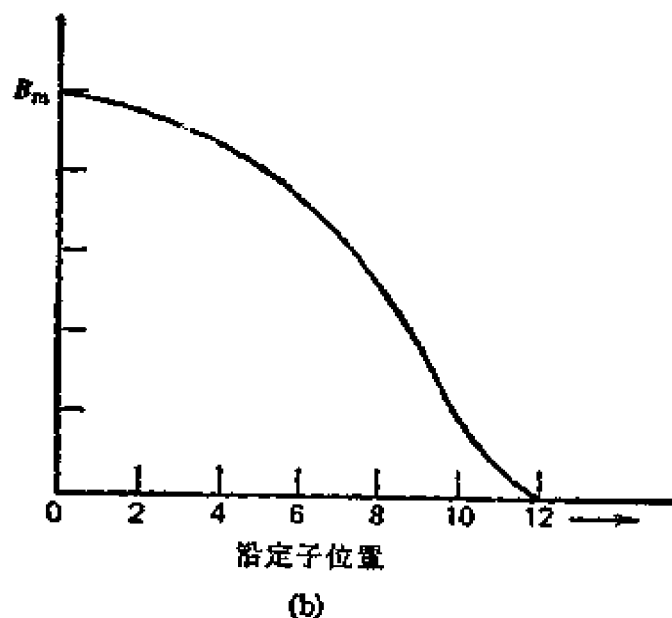
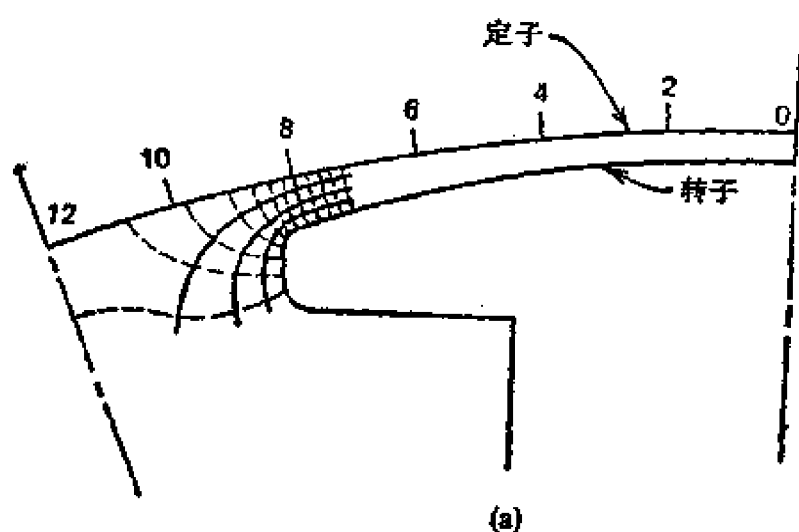


图 7.12 (a) 磁场图(虚线为磁力线,实线为等磁位线); (b) 磁密分布

术获得的磁场分布。若忽略磁路中铁心部分磁阻,可以发现,每一磁通管的磁导正比于平均截面积和平均长度的比值。因此,磁导沿定子表面的分布就可求出来,如果已知磁势的分布,就可得到磁密的分布。

第三,迄今我们所讨论的,还没有考虑齿和槽的存在。从图 7.13(a) 和 7.13(b) 可以清楚地看到,由于受槽和齿的影响,气隙磁通对应的磁导是变化的,它将引起磁场含有称为齿脉振的成分,

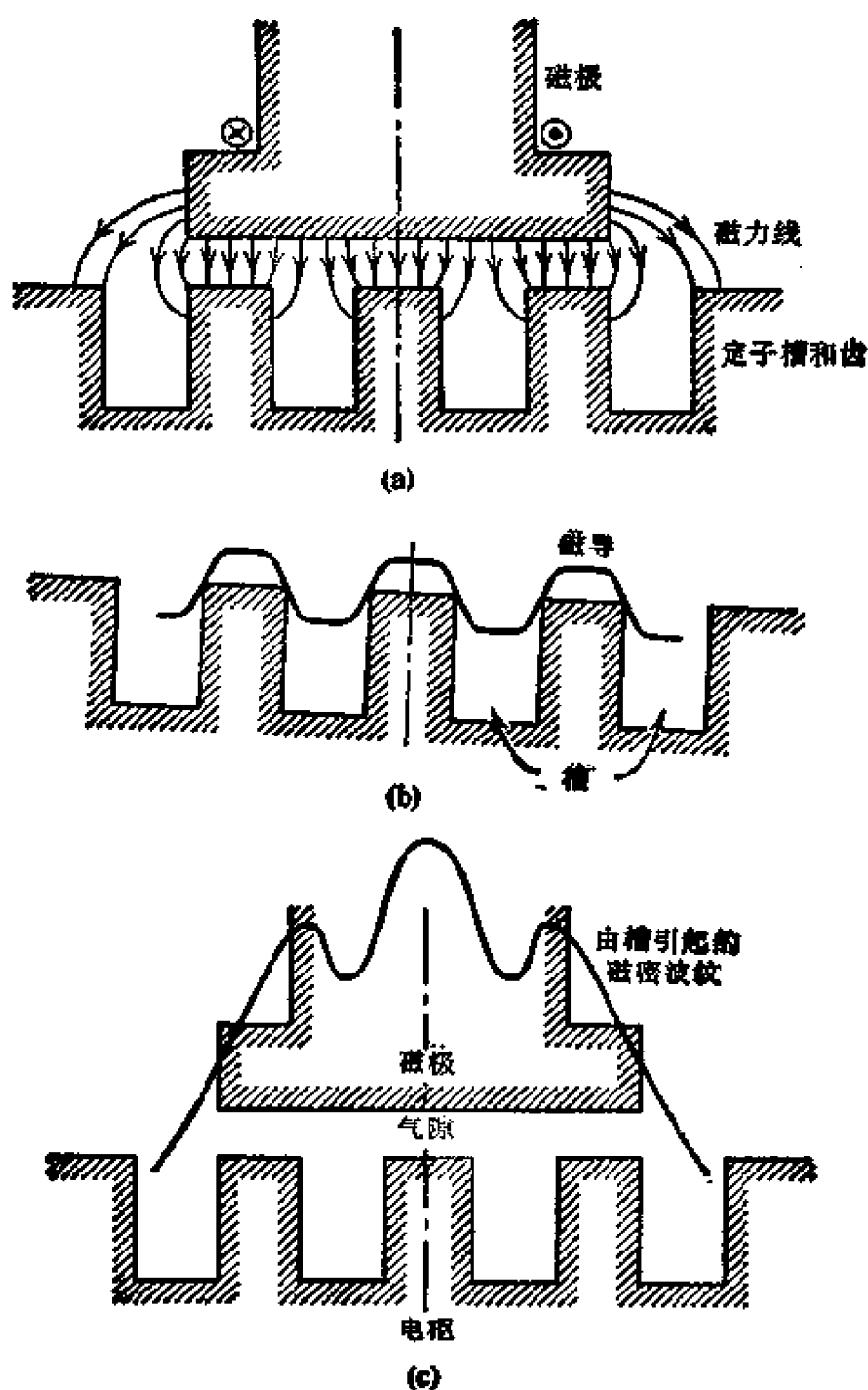


图 7.13 (a) 靠近齿顶的磁密分布；(b) 沿电枢表面磁导的变化；  
(c) 由电枢槽引起的磁密分布的畸变

如图 7.13(c) 所示，这样的脉振在感应电势中引起比 60Hz 更高的谐波电势（例如 875Hz），高频脉振同时又引起电磁噪声。因此，必须通过适当的设计来降低同步电机的齿谐波，通常采用较多

的半闭口槽、斜槽或采用分数槽绕组等来实现。最后,饱和对空载电压的影响表示在图 7.14 中。

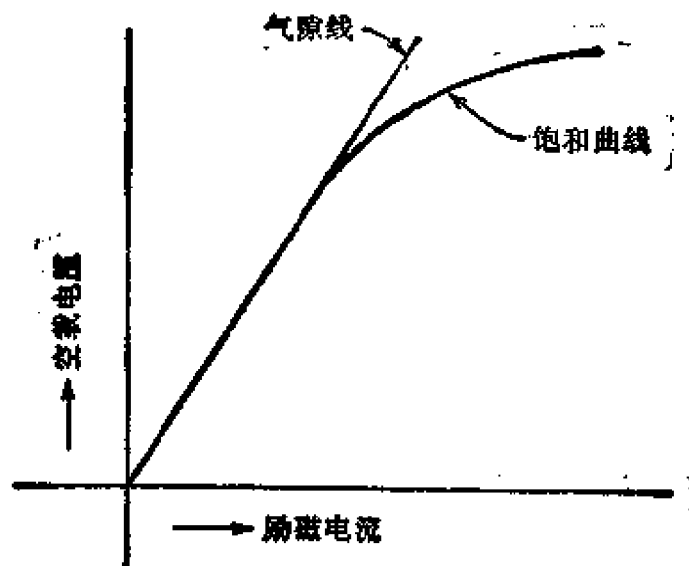


图 7.14 同步电机的空载特性

## 7.4 同步电机的运行特性

现在将定量地分析同步电机稳态运行的一些特性,为了方便,把发电机运行和电动机运行两种状态分别进行讨论。尽管隐极电机的分析方法和凸极电机略有不同,但在进行详细分析之前,都必须确定分析中所采用的电机参数。

既然只研究电机的稳态特性,那么,励磁绕组和阻尼绕组的电路参数就不需要考虑了。励磁绕组的存在将用励磁产生的磁通来表示。在分析电枢绕组时,将用一相来代表整个电枢绕组(就象第六章中分析感应电动机一样)。显然,电枢绕组本身有电阻,而且该电阻的欧姆值必须包含运行温度以及集肤效应的影响,因此,电枢电阻比它的直流电阻大,该变大了的电阻称为电枢绕组的有效电阻,用  $r_s$  表示,  $r_s$  的值约为其直流电阻的 1.6 倍。

下面再研究电枢绕组的电抗。首先研究由于电枢导体中的电流产生的只交链电枢导体的漏磁通所引起的漏电抗,这些漏磁通

并不交链励磁绕组。和感应电动机一样,为了计算方便,把漏电抗分为四个部分:(1)端部漏抗;(2)槽漏抗;(3)齿顶和谐波漏抗;(4)相带漏抗。这四部分在每台同步电机中并不都是重要的,在大多数大型电机中,后两种漏抗只占总漏抗的很小一部分。

端部漏抗和槽漏抗所对应的磁路分别如图 7.15(a) 和 (b) 所示,用  $X_s$  表示每相电枢绕组的总漏抗。在分析前,让我们考虑隐极同步发电机,并引入同步电抗的概念,因为同步电抗是确定同步电机稳定特性最重要的参数。

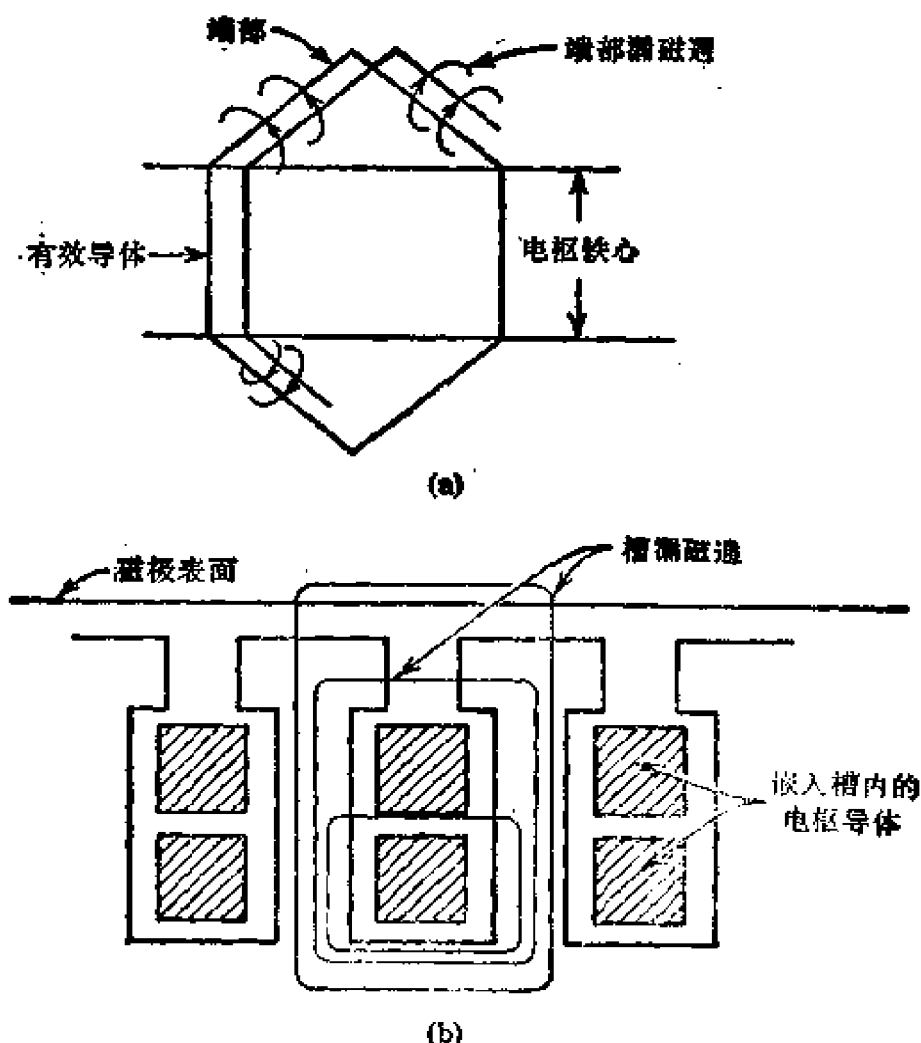


图 7.15 (a) 端部漏磁路; (b) 槽部漏磁路

#### 7.4.1 隐极同步发电机的特性

前面曾指出,在对称运行条件下,将以一相为基础来研究同步

电机。首先，研究隐极同步发电机空载运行情况。令空载相电势为  $V_0$ ，对应的励磁电流为  $I_f$ ，这里  $V_0$  是发电机的内电势。假设  $I_f$  是发电机运行在不饱和条件下的值，然后，保持励磁电流  $I_f$  不变，把电枢出线端短路，测量电枢相电流  $I_a$ 。在这种情况下，全部的内电势都降落在电机的内阻抗上，用数学表达式表示为

$$V_0 = I_a Z_s \quad (7.9)$$

式中  $Z_s$  称为同步阻抗， $Z_s$  由  $r_s$  和同步电抗  $X_s$  两部分组成，即

$$Z_s = r_s + jX_s \quad (7.10)$$

式(7.10)中的同步电抗  $X_s$  比前面提到的电枢漏抗  $X_a$  大很多。那么，其中额外的电抗从何而来呢？在下面的讨论中，将回答这一问题。

让发电机带一个功率因数为 1 的负载，相电流为  $I_a$ ，端电压每相为  $V_t$ ，其相量表示在图 7.16 相量图中。图中  $V_0$  等于  $V_t$

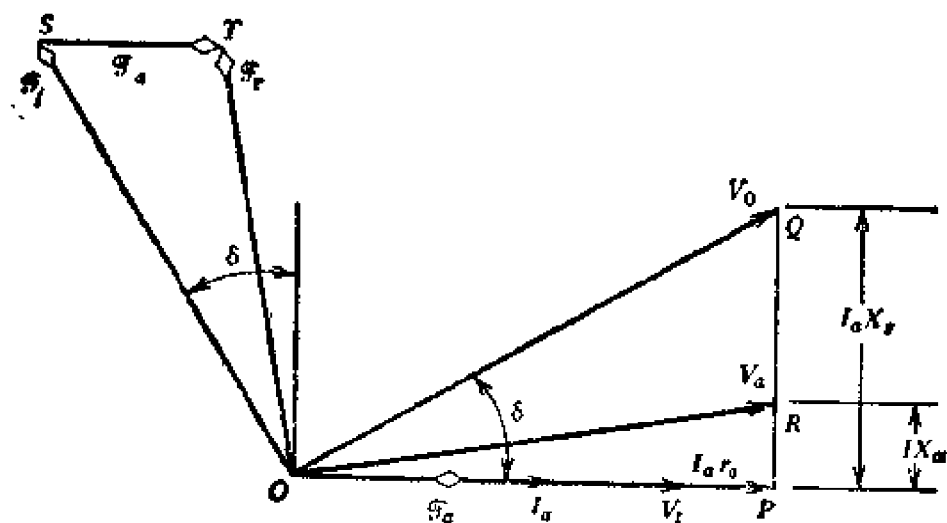


图 7.16 隐极同步发电机在  $\cos \varphi = 1$  时的相量图

和电枢的电阻压降及漏抗压降的相量和。注意在发电机中有两个磁势，即由电枢电流产生的电枢磁势  $\mathcal{F}_a$ ，以及由励磁电流产生的励磁磁势  $\mathcal{F}_f$ 。为了找出产生电势  $V_0$  的磁势  $\mathcal{F}_f$ ，可以由图 7.17 发电机的空载特性上找出对应于  $V_0$  的磁势  $\mathcal{F}_f$ 。磁通和产生它的磁势同相位，由  $e = -N \frac{d\phi}{dt}$  可知，某一磁通感应的电势又

落后于磁通  $90^\circ$ ，因而  $\mathcal{F}_a$  超前于  $V_r$   $90^\circ$ ，而且  $\mathcal{F}_a$  和  $I_a$  同相位，如图 7.16 所示。磁势  $\mathcal{F}_a$  称为电枢反应磁势。励磁磁场必须提供一个足够的磁势抵消  $\mathcal{F}_a$ ，才能有一个净值磁势  $\mathcal{F}_f$  去感应电势  $V_r$ ，因为  $\mathcal{F}_a$  加上一个与  $\mathcal{F}_a$  大小相等、方向相反的分量即为励磁磁势  $\mathcal{F}_f$ ，如图 7.16 所示。相量  $\mathcal{F}_f$  是发电机中总的励磁磁势，对应于该磁势的发电机空载电势是从图 7.17 的空载特性查出

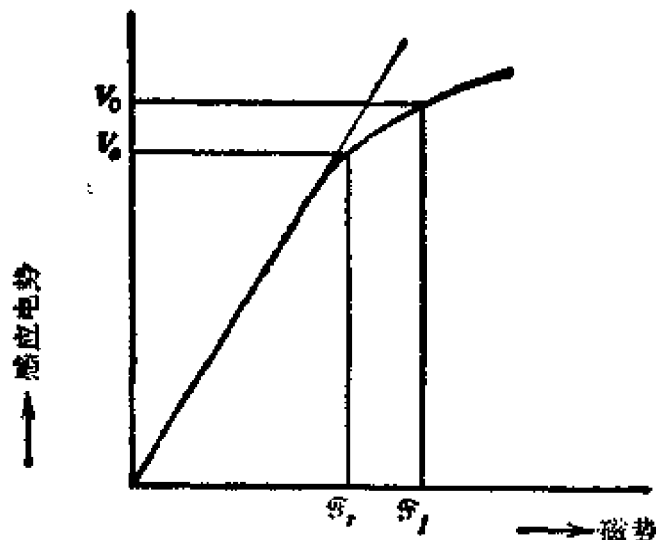


图 7.17 同步发电机的空载特性

的  $V_r$ ，这一空载电势称为名义感应电势。它也表示在图 7.16 中。从相量图的几何形状可以清楚地看到， $\triangle OST$  相似于  $\triangle OQR$ ，直线  $QR$  垂直于  $OP$ ，而且必须通过  $P$  点，因为  $OP = V_r + I_a r_a$ ，因此， $QRP$  是一条连续的直线。从而有

$$V_r = V_r + I_a (r_a + jX_s) \quad (7.11)$$

式中  $X_s$  为同步电抗，它与式 (7.9) 和 (7.10) 所定义的一致。同步电抗除了包含  $X_a$  以外，还有一个由电枢反应引起的电枢反应电抗，因此，同步电抗是电枢漏抗和电枢反应电抗之和。

实际的同步电机中，除了容量很小的以外，几乎都是  $X_s \gg r_a$ ，在这种情况下， $Z_s \approx jX_s$ 。因此，今后的大部分分析将采用这一条件。电压调整率和功角特性是同步发电机最重要的稳态特性，和变压器、直流发电机一样，我们定义同步发电机在给定负载下的电压调整率为

$$\text{电压调整率百分值} = \frac{V_0 - V_L}{V_L} \times 100\% \quad (7.12)$$

式中  $V_L$  是负载时的端电压,  $V_0$  是空载电势。显然, 对于一给定的  $V_L$ , 可以从式 (7.11) 求出  $V_0$ , 进而求出电压调整率。下面以例题 7.1 和 7.2 来进一步说明电压调整率的计算。

**例题 7.1** 一台三相、Y 接、2500kVA, 6600V 汽轮发电机, 运行在满载且  $\cos \varphi = 0.8$  (滞后) 情况下, 每相同步电抗和电枢电阻分别为  $10.4\Omega$  和  $0.071\Omega$ , 求其电压调整率。

**解** 显然,  $X_s \gg r_s$ , 因而可以作出忽略  $r_s$  的滞后功率因数相量图, 如图 7.18(a) 所示。其数值如下:

$$V_L = \frac{6600}{\sqrt{3}} = 3810[\text{V}]$$

$$I_s = \frac{2500 \times 1000}{\sqrt{3} \times 6600} = 218.7[\text{A}]$$

从式 (7.11) 得

$$V_0 = 3810 + 218.7(0.8 + j0.6)j10.4 = 5485 \angle 19.3^\circ$$

$$\text{电压调整率百分值} = \frac{5485 - 3810}{3810} \times 100\% = 44\%$$

**例题 7.2** 已知  $\cos \varphi = 0.8$  (超前), 重复前例的计算。

**解** 作出图 7.18(b) 所示的相量图, 从图中可得

$$V_0 = 3810 + 218.7(0.8 + j0.6)j10.4 = 3048 \angle 36.6^\circ[\text{V}]$$

$$\text{电压调整率百分值} = \frac{3048 - 3810}{3810} \times 100\% = -20\%$$

从例题 7.1 和 7.2 可以看到, 电压调整率取决于负载的功率因数。和直流发电机情况不同, 同步发电机的电压调整率可以为负值。 $V_0$  和  $V_L$  间的夹角称为功率角, 用  $\delta$  表示。为了说明功率角的意义, 我们再分析一下图 7.18(a)。从图中可得

$$I_s X_s \cos \varphi = V_0 \sin \delta \quad (7.13)$$

而  $P_L = V_L I_s \cos \varphi$ , 把式 (7.13) 中的  $I_s \cos \varphi = \frac{V_0 \sin \delta}{X_s}$  代入  $P_L$

式中, 可得

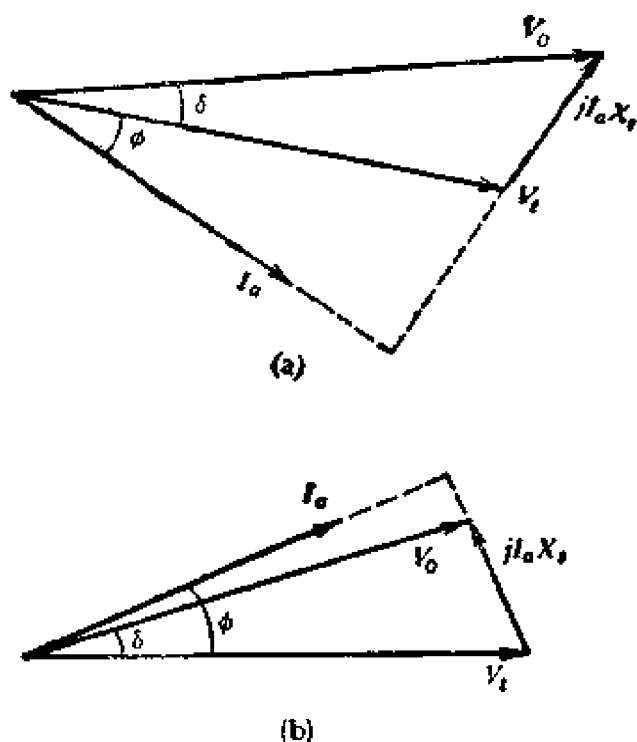


图 7.18 相量图。(a) 滞后功率因数；(b) 超前功率因数

$$P_e = \frac{V_0 V_t}{X_s} \sin \delta \quad (7.14)$$

上式表示同步电机的电磁功率与  $\sin \delta$  成正比，式(7.14)常称为隐极同步电机的功角特性。

#### 7.4.2 隐极同步电动机的特性

除了一些精确的计算外，往往忽略比同步电抗小很多的电枢电阻，因此，同步电机稳态时的一相简化等值电路如图 7.19(a) 所示。可以看出，该等值电路类似于直流电机的电路，只不过把直流电阻用同步电抗代替而已。图 7.19(a) 中还表示了端电压  $V_t$ ，励磁电势  $V_0$  和流入或流出的电枢电流  $I_a$ ， $I_a$  是流入还是流出取决于电机的运行方式——电动机运行为流入，发电机运行为流出。借助于该等值电路和式(7.14)，我们将研究同步电动机稳态运行的一些特性。图 7.19(b) 表示了由式(7.14)所描述的功角特性，其中正的功率和正的功率角对应于发电机运行状态，而负的功率角

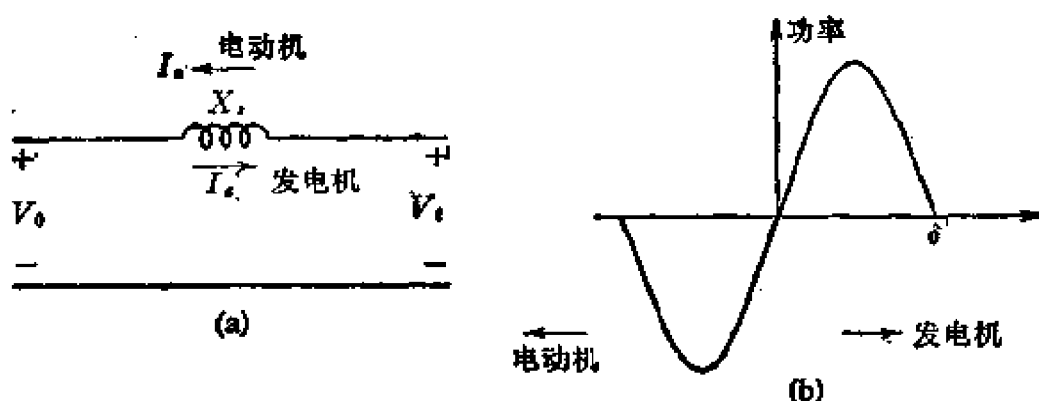


图 7.19 (a) 近似等值电路; (b) 同步电机的功角特性

对应于电动机运行状态。由于  $\delta$  是  $V_0$  与  $V_1$  间夹角, 所以  $V_0$  超前于  $V_1$  为发电机运行, 而  $V_0$  落后于  $V_1$  为电动机运行。从图 7.19(a) 得电压平衡方程方程式为

$$V_1 = V_0 + jI_a X_s \quad (7.15)$$

如果电动机运行在恒功率下, 则式 (7.13) 和 (7.14) 应满足

$$V_0 \sin \delta = I_a X_s \cos \varphi = \text{恒值} \quad (7.16)$$

由于  $V_0$  是取决于励磁电流  $I_f$ , 因此可以考虑两种情况: (1) 当调节  $I_f$  使  $V_0 < V_1$  时, 电机处于欠励状态; (2) 当增加励磁电流使  $V_0 > V_1$  时, 电机处于过励状态。两种情况下的电压-电流关系如图 7.20(a) 所示。在恒功率下,  $V_0 > V_1$  时的  $\delta$  角比  $V_0 < V_1$  时的  $\delta$  角要小。并可以看出, 电动机欠励时运行于滞后的功率因数 ( $I_a$  滞后于  $V_1$ ), 而过励时运行于超前的功率因数, 两种情况下电动机的端电压和负载又是相同的。因此, 电动机的运行功率因数是通过改变励磁电流从而改变  $V_0$  来控制的, 这是同步电动机一个非常重要的特性。在恒定负载下, 根据式 (7.16) 可得出改变励磁电流时电枢电流变化的轨迹, 如图 7.20(a) 所示。从图中可以得到电枢电流  $I_a$  随励磁电流  $I_f$  (对应于  $V_0$ ) 的变化关系, 而且, 对于不同的负载都可以找出  $I_a$  与  $I_f$  的关系曲线, 如图 7.20(b) 所示。这些曲线称为同步电动机的 V 形曲线。同步电动机的用途之一就是用来补偿电网的功率因数, 正如例题 7.3 和 7.4 所表明的那样。

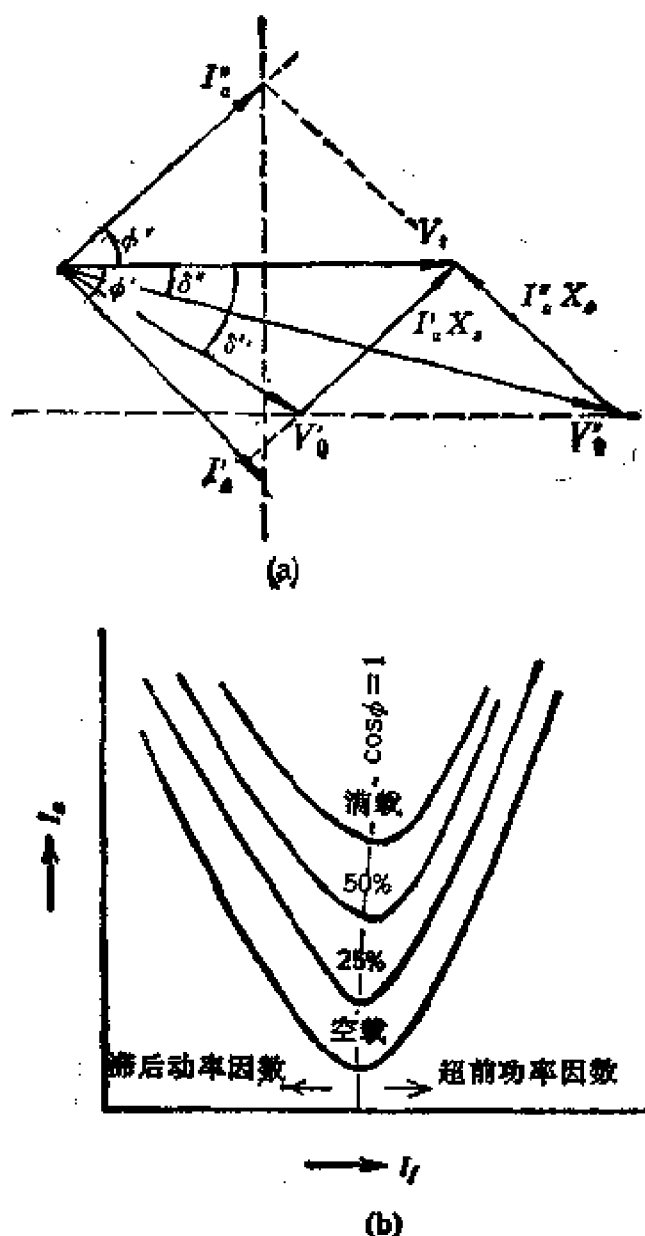


图 7.20 (a) 同步电动机运行于欠励 ( $V_t$ ,  $I_a$ ,  $\phi'$  和  $\delta'$ ) 和过励 ( $V_t'$ ,  $I_a'$ ,  $\phi''$  和  $\delta''$ ) 时相量图; (b) 同步电动机的 V 形曲线

**例题 7.3** 一个三相 Y 连接的负载, 当线电压为 220V、功率因数为 0.707(滞后)时, 电流为 50A。一台三相 Y 连接的隐极同步电动机, 其同步电抗每相为  $1.27\Omega$ , 与负载并联连接。当电动机功率角为  $30^\circ$  时, 输入功率为 33kW。忽略电枢电阻, 试计算(1)电动机的无功功率千乏值; (2)电动机和负载总的功率因数。

**解** 一相的电路和相量图如图 7.21 所示。从式(7.14)得

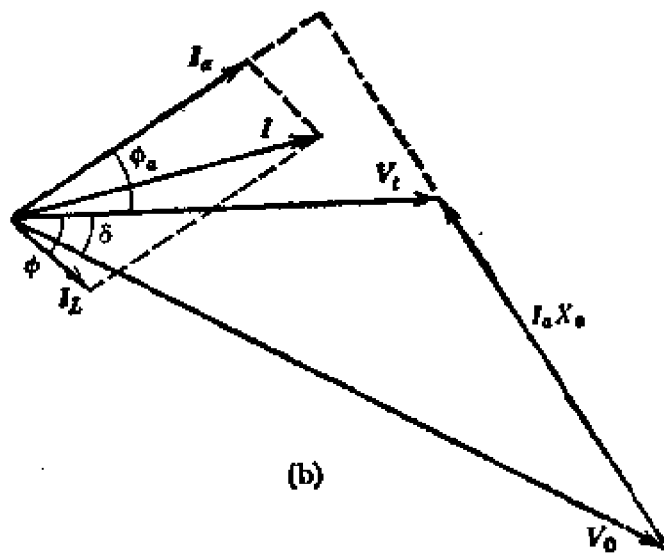
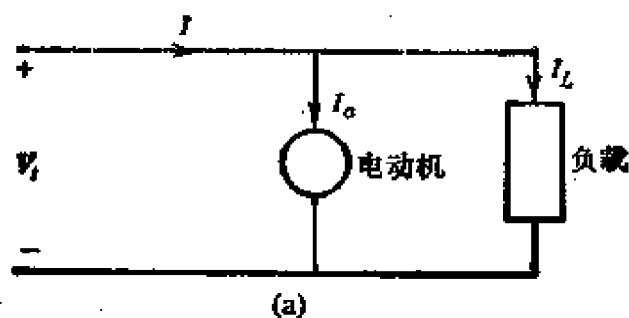


图 7.21 (a) 电路图; (b) 相量图

$$P_s = \frac{1}{3} \times 33000 = \frac{220}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{1.27} \sin 30^\circ$$

由此得出

$$V_s = 220[\text{V}]$$

从相量图求得  $I_s X_s = 127 \text{ V}$ , 因而,  $I_s = \frac{127}{1.27} = 100 \text{ A}$ ,  $\varphi_s = 30^\circ$ ,

所以电动机的无功功率为

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{3} V_s I_s \sin \varphi_s \\ &= \sqrt{3} \times 220 \times 100 \times \sin 30^\circ \times \frac{1}{1000} \\ &= 19[\text{kvar}] \end{aligned}$$

总功率因数由下式求得

$$\tan \varphi = \frac{I_s \sin \varphi_s + I_L \sin \varphi_L}{I_s \cos \varphi_s + I_L \cos \varphi_L} = 0.122$$

$$\varphi = 7^\circ$$

$$\cos \varphi = 0.992(\text{超前})$$

例题 7.4 计算例题 7.1 的发电机在满载下电压调整率为零时的功率因数。

解 设  $\varphi$  为功率因数角, 则

$$I_a Z_s = 218.7 \times 10.4 / \varphi + 89.6 = 2274.48 / \varphi + 89.6 [V]$$

由于电压调整率为零, 所以  $|V_a| = |V_t|$ , 因此,

$$\begin{aligned} |3810| &= |3810 + 2274.48 [\cos(\varphi + 89.6) \\ &\quad + j \sin(\varphi + 89.6)]| \\ 3810^2 &= [3810 + 2274.48 \cos(\varphi + 89.6)]^2 \\ &\quad + [2274.48 \sin(\varphi + 89.6)]^2 \end{aligned}$$

从上式可得

$$\varphi = 17.76^\circ$$

$$\cos \varphi = 0.95(\text{超前})$$

### 7.4.3 凸极同步电机

前面的讨论中, 已分析了隐极同步电机, 并且广泛利用了电机的参数——同步电抗。对于凸极电机, 从线端测出的电抗将随着转子位置的改变而变化。这一点和隐极电机是不相同的(见第四章例题 4.2)。

为了克服这一困难, 我们采用由布朗德尔 (Blonden) 提出的双反应理论(见 9.5 节)。这一理论提出, 对于凸极电机的电枢磁势, 可以把它分解成两个互相垂直的分量, 一个位于称为直轴(或  $d$  轴)的凸极转子轴线上, 另一个位于称为交轴(或  $q$  轴)的极间中心线上。磁势的  $d$  轴分量  $\mathcal{F}_d$  起加磁或去磁作用,  $q$  轴分量  $\mathcal{F}_q$  引起交轴磁场效应。如果电枢磁势的幅值为  $\mathcal{F}_a$ , 则

$$\mathcal{F}_d = \mathcal{F}_a \sin \phi \quad (7.17)$$

$$\mathcal{F}_q = \mathcal{F}_a \cos \phi \quad (7.18)$$

式中  $\phi$  是电枢电流  $I_a$  和内电势 (或励磁电势)  $V_a$  之间的相位角。磁势的空间分布和  $\phi$  角表示在图 7.22 中。  $\mathcal{F}_d$  和  $\mathcal{F}_q$  的作用是

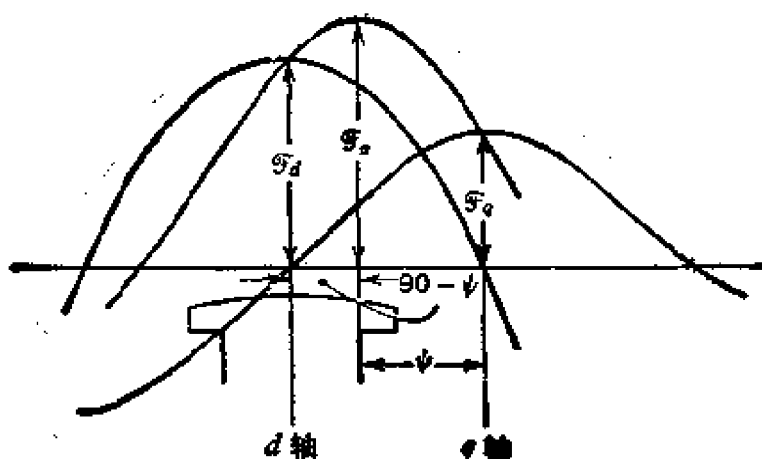
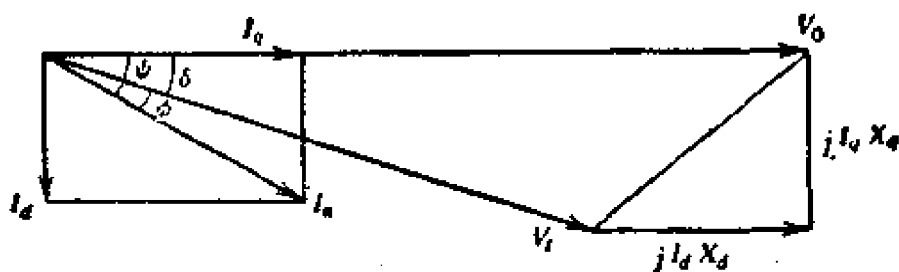
图 7.22 电枢磁势和它的  $d$  轴及  $q$  轴分量

图 7.23 凸极电机相量图

分别产生电压  $V_d$  和  $V_q$ 。为了进行说明,我们研究一个凸极发电机,其端电压为  $V_t$ , 供给一个滞后功率因数 ( $\cos \phi$ ) 的负载, 相电流为  $I_a$ , 对于一给定的励磁电流, 还可以从空载特性上找出空载电势  $V_0$ , 这些特征量 ( $V_t$ ,  $V_0$ ,  $I_a$ ,  $\phi$ ) 都表示在图 7.23 中。

为了作出相量图, 可选择  $V_0$  作为参考相量, 并忽略电枢电阻。由于负载时有电枢反应,  $V_0$  将降低到  $V_t$ , 降低的大小由  $V_d$  和  $V_q$  确定, 而  $V_d$  和  $V_q$  是分别由  $\mathcal{F}_d$  和  $\mathcal{F}_q$  产生的。从  $V_0$  减去电枢漏抗压降  $I_a X_s$  就得到  $V_t$ 。可以说,  $V_0$  和  $V_t$  之间的差别是由电枢反应电抗和电枢漏抗引起的(即同步电抗引起的)。也可以把  $I_a$  分解成  $d$  轴和  $q$  轴两个分量  $I_d$  和  $I_q$ , 因此,  $I_a X_s$  在图 7.23 中可表示为  $I_d X_d$  和  $I_q X_q$  的相量和, 于是就完成了如图 7.23 所示的相量图。我们可以想到  $X_d$  和  $X_q$  的物理意义, 它们分别为凸极电机的直轴和交轴电抗, 这两个电抗可以通过下一节讨论的试验方法测得。以上的讨论, 适用于对称电机一相的情况, 下面将通过例题

## 7.5 说明一些计算的细节。

**例题 7.5** 一台 20kVA, 220V, 60Hz Y 连接的三相凸极同步发电机, 在功率因数为 0.707 (滞后) 下供给额定负载, 电机的参数为  $r_s = 0.5\Omega$ ,  $X_d = 2X_q = 4.0\Omega$ , 计算给定负载下的电压调整率。

$$\text{解 } V_l = 220/\sqrt{3} = 127[\text{V}]$$

$$I_s = 20000/(\sqrt{3} \times 220) = 52.5[\text{A}]$$

$$\varphi = \cos^{-1}0.707 = 45^\circ$$

由图 7.23 (忽略  $r_s$ ) 得

$$I_d = I_s \sin(\delta + \varphi)$$

$$I_q = I_s \cos(\delta + \varphi)$$

$$V_l \sin \delta = I_q X_q = I_s X_q \cos(\delta + \varphi)$$

或

$$\begin{aligned} \tan \delta &= \frac{I_s X_q \cos \varphi}{V_l + I_s X_q \sin \varphi} \\ &= \frac{52.5 \times 2 \times 0.707}{127 + 52.5 \times 2 \times 0.707} = 0.37 \end{aligned}$$

$$\delta = 20.6^\circ$$

于是

$$I_d = 52.5 \sin(20.6^\circ + 45^\circ) = 47.5[\text{A}]$$

$$I_d X_d = 47.5 \times 4 = 190.0[\text{V}]$$

$$\begin{aligned} V_0 &= V_l \cos \delta + I_d X_d \\ &= 127 \cos 20.6^\circ + 190 = 308[\text{V}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{电压调整率百分值} &= \frac{V_0 - V_l}{V_l} \times 100\% \\ &= \frac{308 - 127}{127} \times 100\% \\ &= 142\% \end{aligned}$$

例题 7.5 表明了怎样利用相量图求凸极同步发电机的电压调整率。事实上, 相量图描述了电机完整的稳态运行特性。例如, 可

以利用图 7.23 相量图得到运行于发电机或电动机状态的凸极同步电机功角特性。按照这个图,忽略  $r_s$  和内部损耗,因此

$$\text{输出功率} = V_t I_a \cos \varphi = \text{电磁功率 } P_d \quad (7.19)$$

$$I_a X_q = V_t \sin \delta$$

$$I_a X_d = V_0 - V_t \cos \delta \quad (7.20)$$

$$I_d = I_a \sin(\delta + \varphi)$$

$$I_q = I_a \cos(\delta + \varphi) \quad (7.21)$$

把式 (7.21) 代入 (7.20), 解出  $I_a \cos \varphi$  得

$$I_a \cos \varphi = \frac{V_0}{X_d} \sin \delta + \frac{V_t}{2X_q} \sin 2\delta - \frac{V_t}{2X_d} \sin 2\delta \quad (7.22)$$

最后,把式 (7.22) 代入式 (7.19) 得

$$P_d = \frac{V_t V_0}{X_d} \sin \delta + \frac{1}{2} V_t^2 \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta \quad (7.23)$$

如图 7.24 所示,电磁功率  $P_d$  的变化是功率角  $\delta$  的函数。由式

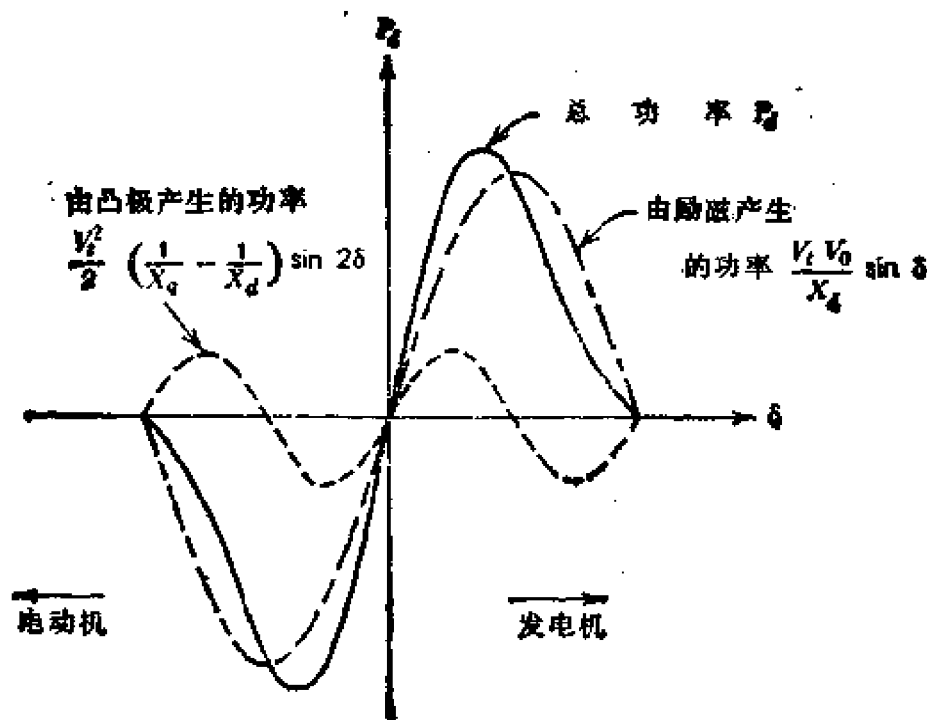


图 7.24 凸极同步电机功角特性

7.23 看出,电磁功率由两项组成,第一项由励磁磁场产生,第二项是由凸极引起的。很清楚,当  $X_d = X_q$  时,电机由于没有凸极引

起的分量,因而只有第一项,它代表了隐极电机的功角特性。如果没有励磁磁场,则意味着  $V_f = 0$ , 式(7.23)中第一项为零。因此,就得到由第二项给出的磁阻电机的功角特性,它已在第四章中讨论过。和前面讨论的隐极电机一样,由式(7.23)给出的功角特性,除反映发电机运行外,还反映了电动机运行。功率角  $\delta$  前者为正,后者为负。

## 7.5 同步电机的瞬变过程

上一节集中讨论了同步电机的稳态情况,这一节将简要地讨论同步电机的某些瞬变现象。我们只研究:(1)同步发电机的突然短路;(2)由电机负载的突然变化引起的机械瞬变过程。至于其它许多涉及同步电机的瞬变现象,我们不予研究。

从前面的讨论中可知,如果已知电机的参数,就可确定给定条件下电机的特性。例如,用  $X_d$  和  $X_q$  就可表示凸极同步电机的稳态功角特性。同样,对同步电机瞬变状态来说,其参数就是瞬变或超瞬变电抗以及有关时间常数。7.5.1 节将确定与电机突然短路研究有关的这些参数。

### 7.5.1 同步发电机的突然短路

首先,假定电机不饱和并忽略所有绕组(电枢绕组、励磁绕组和阻尼绕组)的电阻,因此只剩下了电感,它意味着交链闭合回路(或绕组)的磁链不能发生突变。这就是所谓磁链守恒原理。换句话说,对于每一个绕组,其磁链的和总是不变的。根据这些假定,我们来研究一台隐极电机(图 7.25),而且集中考虑  $a$  相和励磁绕组。设  $t = 0$  时,励磁电流为  $I_f$ 。  $t = 0$  以前,假定电枢开路。当  $t = 0$  时,电枢绕组突然短路,而且假定短路瞬间,  $a$  相的磁势轴线正好与励磁绕组的磁势轴线正交,这样,两个绕组之间相互不耦合。显然,  $t = 0$  时,交链电枢绕组  $a$  相的磁链  $\lambda_a = 0$ , 而交链励磁绕组的磁链为  $\lambda_f = L_f I_f$ , 其中  $L_f$  为励磁绕组的电感,我们

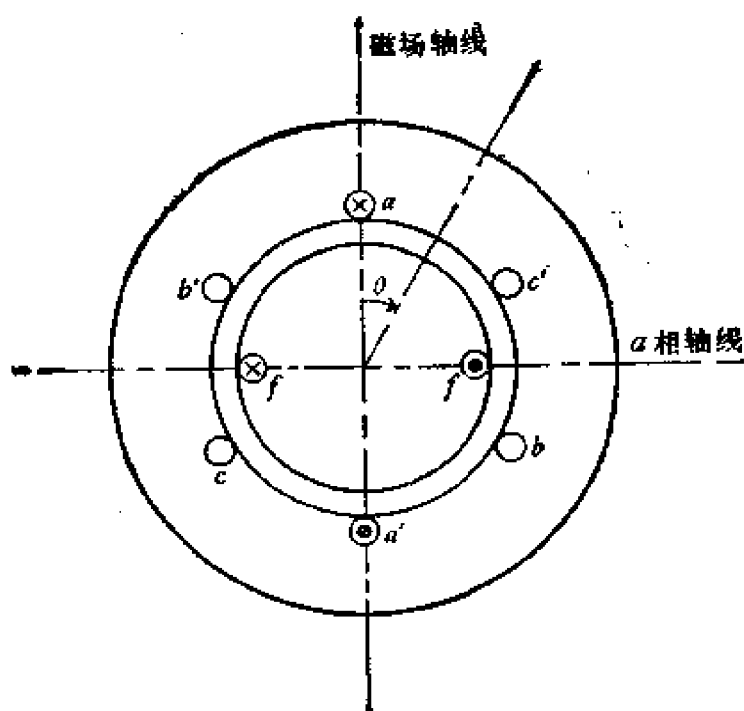


图 7.25 三相隐极同步电机(仅 a 相和励磁绕组有电流)

可以把它分为两部分,即

$$L_f = L_l + L_{ad} \quad (7.24)$$

其中  $L_l$  为励磁绕组的漏电感,  $L_{ad}$  为励磁绕组和电枢绕组之间的互感, 因此,  $L_{ad}$  对应于电枢反应电抗。于是, 利用式(7.24)可以把  $\lambda_f$  表示为

$$\lambda_f = (L_l + L_{ad})I_f = L_{ad}(1 + \tau_f)I_f$$

式中  $\tau_f = \frac{L_l}{L_{ad}}$  称为励磁绕组漏磁系数。

过时间  $t$  后, 转子转过  $\theta$  角(见图 7.25), 此时, 电枢绕组和励磁绕组将分别产生电流  $i_a$  和  $i_f$ , 电枢电流  $i_a$  和励磁绕组中的电流  $(i_f + I_f)$  将用来维持这些绕组的磁链不变。因此, 对于电枢绕组有

$$\lambda_a = i_a L_{ad}(1 + \tau_a) + (i_f + I_f)L_{ad} \sin \theta = 0 \quad (7.25)$$

式中  $\tau_a = \frac{X_l}{\omega L_{ad}}$  为电枢绕组漏抗系数。同样, 对于励磁绕组有

$$\begin{aligned} \lambda_f &= (i_f + I_f)L_{ad}(1 + \tau_f) + i_a L_{ad} \sin \theta \\ &= I_f L_{ad}(1 + \tau_f) \end{aligned} \quad (7.26)$$

联立式(7.25)和(7.26)求解得

$$i_s = \frac{[(1 + \tau_f) \sin \theta] I_f}{\sin^2 \theta - (1 + \tau_s)(1 + \tau_f)}$$

$$i_f = - \frac{(\sin^2 \theta) I_f}{\sin^2 \theta - (1 + \tau_s)(1 + \tau_f)}$$

当  $\theta = \frac{\pi}{2}$  时, 这些电流出现最大值。其值为

$$(i_s)_{\max} = - \frac{(1 + \tau_f) I_f}{\tau_s + (1 + \tau_s) I_f} \quad (7.27)$$

$$(i_f)_{\max} = \frac{I_f}{\tau_s + (1 + \tau_s) I_f}$$

用  $\omega L_{sd}$  同时乘式(7.27)的分子、分母, 使得

$$(i_s)_{\max} = - \frac{(1 + \tau_f) V_0}{X_1 + (1 + \tau_s) X_f} \quad (7.28)$$

式中  $V_0 = \omega L_{sd} I_f$  为(内部)感应电势;  $X_f = \omega L_{sd} \tau_f$  为励磁绕

组漏电抗;  $X_1 = \omega L_{sd} \tau_s$  为电枢绕组漏电抗。相应于式(7.28)的电路表示在图 7.26 中, 其电路的输入电抗为直轴瞬变电抗  $X'_d$ 。

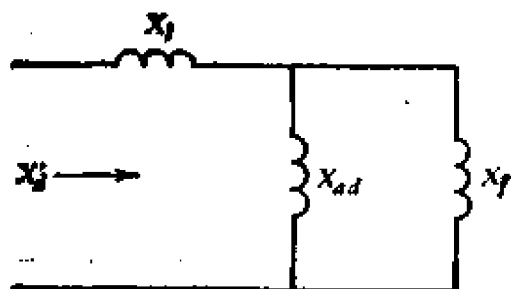


图 7.26 瞬变电抗的等值电路

下面考虑直轴阻尼绕组的影响, 可以看出, 除了励磁绕组由直流电源通入电流以外, 在

效果上, 阻尼绕组和励磁绕组作用是一样的。因此, 在  $d$  轴有电枢绕组、励磁绕组和阻尼绕组其等值电路如图 7.27 所示。其中  $x_{Dd}$  为阻尼绕组漏电抗, 从图 7.27 可得超瞬变电抗为

$$x'_d = x_1 + x_{Dd} \frac{\tau_f}{\tau_{Dd} + \tau_f(1 + \tau_{Dd})} \quad (7.29)$$

式中

$$\tau_{Dd} = \frac{x_{Dd}}{x_{sd}}$$

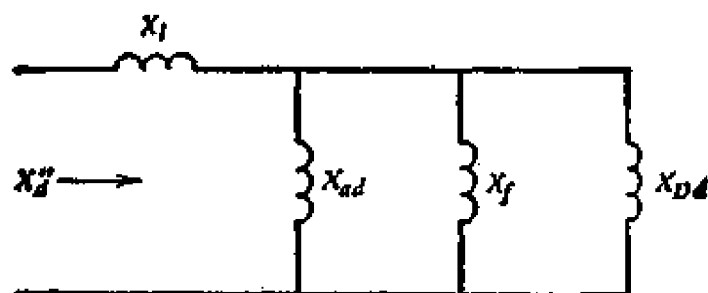


图 7.27 超瞬变电抗的等值电路

已定义  $x_d'$  来说明励磁绕组的存在, 而  $x_d''$  表示了阻尼绕组的影响, 再考虑各个绕组的电阻, 就可以确定电枢绕组中的短路电流。但要得到一个包括  $x_d'$  和  $x_d''$  影响的短路电流解是一个非常繁重的任务, 而且超出了本书的范围。然而, 根据某些重要结论, 可以作出关于瞬变电流的波形。假定当  $\alpha$  相磁链为零时电枢端发生突然短路, 其电流波形如图 7.28 所示。其中包络线的衰减率由绕组的时间

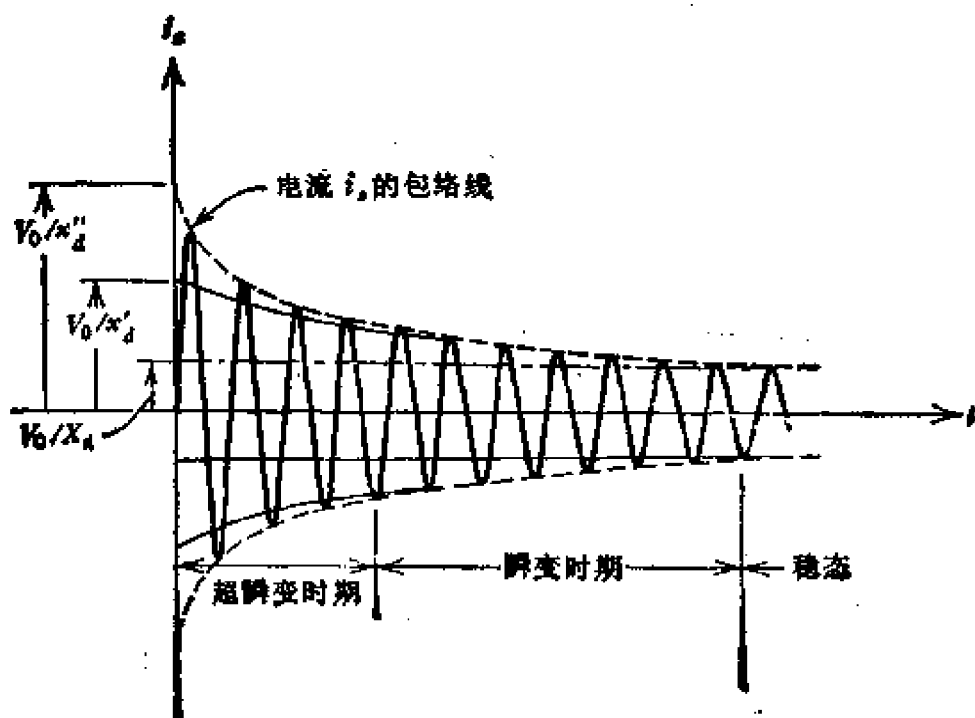


图 7.28 一发电机发生突然短路时, 电枢电流随时间变化的波形

间常数确定。首先, 阻尼绕组有最小的时间常数, 其最大电流值为  $V_0/x_d''$ 。阻尼绕组的影响仅持续在头几个周期内。然后, 最大电流

由  $x'_d$  确定,其值为  $V_0/x'_d$ 。最后,稳定短路电流由同步电抗  $X_d$  来限制。

表 7.1 中给出了同步电机各种电抗的典型标么值,其中的标么值以同步电机额定值为基值。

表 7.1 同步电机电抗标么值

电抗	凸极电机	隐极电机
$X_d$	1.0—1.25	1.0—1.2
$X_q$	0.65—0.80	
$X'_d$	0.35—0.40	0.15—0.25
$X'_q$	0.20—0.30	0.10—0.15
$X''_d$	0.20—0.30	0.10—0.15

### 7.5.2 同步发电机机械瞬变过程

同步发电机运行时的转矩方程式为

$$J\ddot{\theta}_m + b\dot{\theta}_m + T_e = T_m \quad (7.30)$$

式中

$T_e$  为电机的电磁转矩;

$T_m$  为外部施加的转矩;

$J$  为旋转系统的转动惯量(包括负载或原动机);

$b$  为摩擦系数,包括电阻尼。

为了便于说明,以一台两极隐极电机为例,并假设机械振荡的频率很低,因而可以使用稳态功角特性,注意这种分析只是近似的。电机每相的电磁功率为

$$P_e = \frac{V_0 V_e}{X_e} \sin \delta = T_e \omega_m \quad (7.31)$$

采用不同的比例,该式还可以表示电磁转矩。对于由负载的突然变化而引起  $\theta_m$ ,  $T_e$  和  $T_m$  的变化分别用  $\Delta\theta_m$ ,  $\Delta T_e$  和  $\Delta T_m$  来表示,于是,式(7.30)便可写为

$$(Jp^2 + bp)\Delta\theta_m + \Delta T_e = \Delta T_m \quad (7.32)$$

从式(7.31)得电磁转矩的变化为

$$\Delta T_e = \frac{V_0 V_t \sin(\Delta\delta)}{\omega_m X_t} \quad (7.33)$$

式中  $\omega_m$  为转子的机械角速度, 它等于稳态条件下的同步角速度。式(7.33)中, 在恒定电压条件下, 只有  $\delta$  随负载变化。当  $\Delta\delta$  很小时,  $\sin(\Delta\delta) \approx \Delta\delta$ , 因而式(7.33)变为

$$\Delta T_e = K_e \Delta\delta \quad (7.34)$$

式中  $K_e = \frac{V_0 V_t}{\omega_m X_t}$ 。把式(7.34)代入式(7.32), 并考虑由于是两极电机, 所以  $\Delta\theta_m = \Delta\delta$ , 因而得

$$(Jp^2 + bp + K_e)\Delta\delta = \Delta T_m \quad (7.35)$$

这是一个以功率角  $\delta$  为自变量的线性二阶微分方程。如果我们把它与机械系统的二阶微分方程进行比较, 就可得到振荡的固有频率和阻尼率, 它们分别为(见第四章)

$$\omega_s = \sqrt{\frac{K_e}{J}} \quad (7.36)$$

$$\zeta = \frac{b}{2\sqrt{K_e J}} \quad (7.37)$$

**例题 7.6** 一台 30hp, 220V, 三相、Y 接、60Hz, 3600rpm 的隐极电机, 空载时, 由一台辅助电动机拖至额定转速, 然后突然接到相序相同的 220V 电源上, 试由下列数据分析机械暂态过程。每相同步电抗  $= 2.0\Omega$ , 式(7.31)中的每相励磁电势  $V_0 = 150V$ , 转动部分的惯量  $= 1.5\text{kg} \cdot \text{m}^2$ , 式(7.32)中的阻尼转矩  $b = 5\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}/\text{sec}$ 。

**解** 用  $\delta'$  表示  $\Delta\delta$ , 由式(7.35)得运动方程为

$$J \frac{d^2\delta'}{dt^2} + b \frac{d\delta'}{dt} + K_e \delta' = 0 \quad (7.38)$$

式(7.38)中的  $K_e$  称为同步转矩。对于三相的电动机运行,  $K_e$  由下式确定

$$K_e = \frac{V_0 V_t}{\omega_s X_t} \times 3 \quad (7.39)$$

对于给定电机,  $V_0 = 150\text{V}$ ,  $V_1 = 220/\sqrt{3} = 127\text{V}$ ,  $X_1 = 2.0\Omega$ ,  $\omega_s = 120\pi \text{ rad/sec}$ , 把这些数据代入式 (7.39) 得

$$K_1 = \frac{150 \times 127 \times 3}{120\pi \times 2} = 75.8 [\text{N} \cdot \text{m/rad}]$$

因而, 式 (7.38) 变为

$$(1.5p^2 + 12p + 75.8)\delta' = 0 \quad (7.40)$$

由式 (7.36)、(7.37) 和 (7.40) 可得

$$\omega_n = \sqrt{\frac{75.8}{1.5}} = 7.1 [\text{rad/sec}]$$

$$\zeta = \frac{5}{2\sqrt{75.8 \times 1.5}} = 0.23$$

由  $2\pi f_n = \omega_n$  可得用每秒周数表示的振荡固有频率为

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{7.1}{2\pi} = 1.1$$

大多数电机中

$$0.2 < f_n < 2$$

$$\zeta \approx 0.2$$

求出了  $\zeta$  和  $\omega_n$ , 便可从下面的方程得到机械状态。

$$\frac{\delta'}{\delta'_n} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{\zeta\omega_n t} \sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \phi) \quad (7.41)$$

式中

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta};$$

$\delta'_n$  为稳态时功率角。

注意式 (7.41) 是方程 (7.38) 在  $\zeta < 1$  时的解。

## 7.6 同步电机电抗的测定

隐极电机的同步电抗可以由空载和短路试验测定。空载饱和线和稳态短路特性如图 7.29 所示。2A 的励磁电流对应的短路电

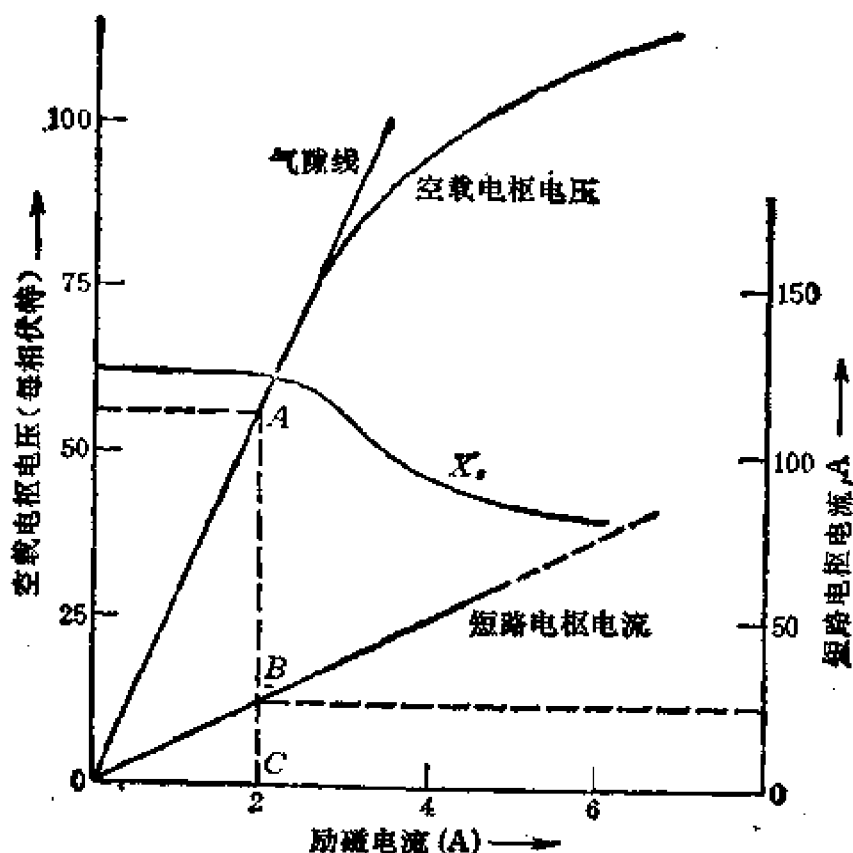


图 7.29 同步电机的空载特性和短路特性

电流为 25A，而此时的空载电压为 57V，因而，同步阻抗为

$$57/25 = 2.48[\Omega].$$

忽略电枢电阻，则  $Z_s \cong X_s = AC/BC = 2.48$ ，如图 7.29 所示。 $X_s$  随饱和的程度而变化。

对于凸极电机，必须知道  $X_d$  和  $X_q$ ，这两个电抗的物理意义已在前面讨论过，它们分别是对应于不同的转子位置电枢电抗的最大值和最小值。这两个电抗可由转差试验测定。试验时，电机由三相电源励磁，并由原动机拖到近于同步速旋转，励磁绕组开路。用示波器录取电枢电流、电枢电压和励磁绕组感应电势的波形，如图 7.30 所示。根据电枢电流最大值和最小值的比值，即可得到  $X_d/X_q$  的比值。例如，从图中可以得到  $X_d/X_q = 1.6$ 。利用隐极电机按空载特性和短路特性求  $X_s$  的方法测出  $X_s$ ，然后根据  $X_d/X_q$  的比值即可算出  $X_q$  值。还有其它一些方法测定这两个电抗，可参考

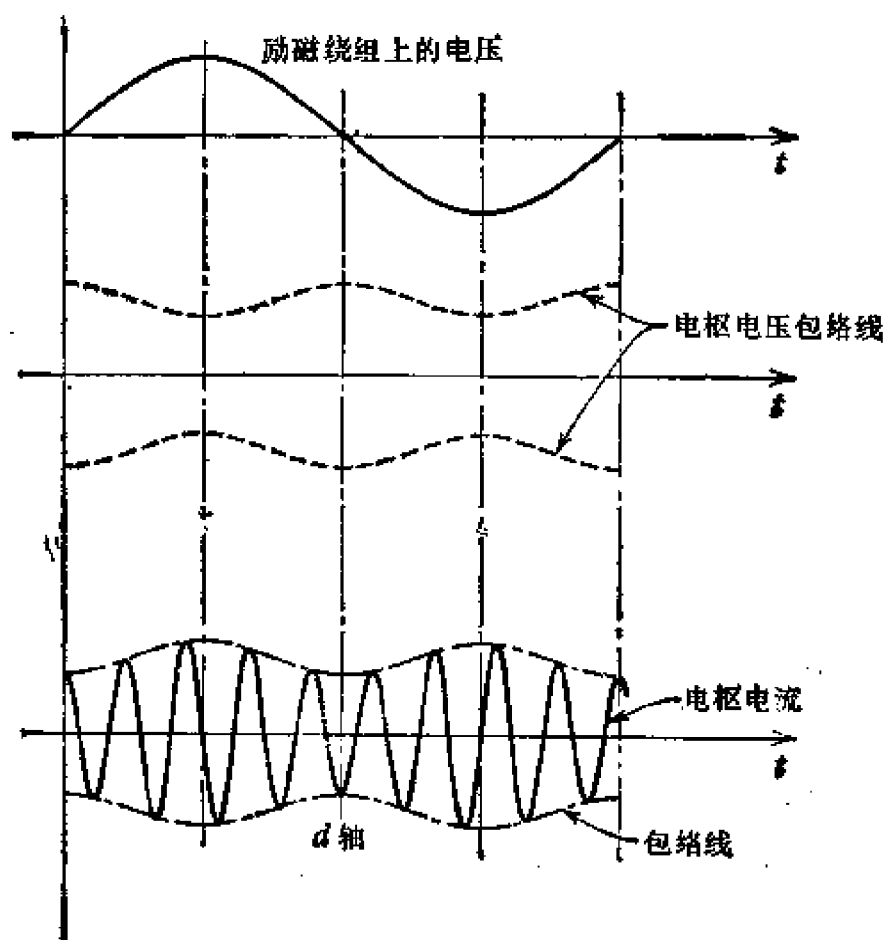


图 7.30 由转差试验得到的波形图

文献 2 和 3。

瞬变电抗  $x'_d$  和超瞬变电抗  $x''_d$ ，可以通过记录运行在空载、额定转速的电机突然短路时的三相电流波形来确定。一般说来，各相电流的波形对时间轴是不对称的。然而， $x'_d$  和  $x''_d$  既可以通过忽略直流分量来确定，也可以从图 7.28 所示的波形图来确定。

## 7.7 小型同步电动机

到目前为止，所讨论的都是大型的三相同步电机（数量级为几百千瓦，甚至更大），因为我们是按电力系统中实际应用情况来考虑的。然而，为数众多的设备中，需要小功率（例如分马力）的同步电机。大多数这类电机经常设计在单相电源上运行，而且不需要

直流励磁或采用永久磁铁。在这方面,分马力同步电动机显著地不同于具有较大额定容量的三相同步电动机。小型同步电动机的两种类型是磁阻电动机和磁滞电动机,这两种电动机常被用于钟表、计时器和电唱机等装置中。

### 7.7.1 磁阻电动机

重新回顾一下例题 4.2,可以对磁阻电动机稍微有所了解。我们知道,磁阻电动机的转矩类似于凸极同步电动机由凸极引起的转矩。它的时间-平均转矩,对于某一个给定频率,仅在某一速度时才不为零,其功角特性如例 4.2 中所讨论的一样。

磁阻电动机作为一台感应电动机进行起动,而正常运行时,作为一台同步电动机运行。它的定子类似于感应电动机的定子(单相或多相),因此,为起动一台单相磁阻电动机,几乎 6.11 节所讨论的任何方法都可以采用。三相磁阻电动机作为

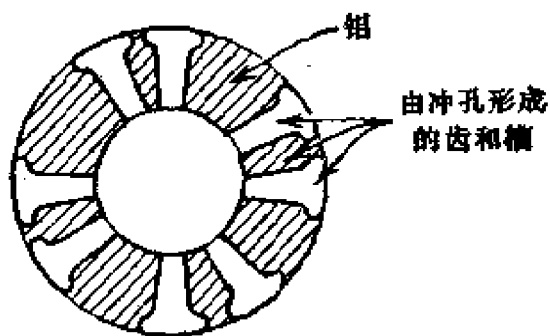


图 7.31 磁阻电动机转子

感应电动机起动时能自起动,起动后,被拉入同步并按同步速作为同步电动机运行。三相磁阻电动机应有较低的转子电阻,此外,转子和负载总的惯性应该较小。4 极转子的一种典型结构如图 7.31 所示,图中,大小槽中的铝是用来作为异步起动用的。

### 7.7.2 磁滞电动机

和磁阻电动机一样,磁滞电动机也不用直流励磁。然而,与磁阻电动机不同的是磁滞电动机不是凸极转子,而是一个用特殊磁性材料(例如铬、钢或钴)制成的环,并固定在一个铝或其它一些非铁磁材料的圆柱体上,如图 7.32 所示。磁滞电动机的定子类似于感应电动机的定子,它也采用异步起动。

为了理解磁滞电动机的运行,可以考虑转子中的磁滞和涡流

损耗。和感应电动机一样，磁滞电动机的转子有一个等值电阻，消耗在该电阻上的功率决定了电动机的电磁转矩，正如第六章讨论

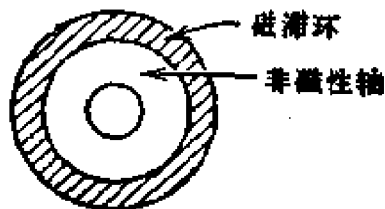


图 7.32 磁滞电动机转子

的一样。磁滞电动机产生的电磁转矩可以分成两个分量，一个是由涡流损耗产生的，而另一个是由于磁滞损耗产生的。我们知道，涡流损耗可以表示为

$$P_e = K_e f_2^2 B^2 \quad (7.42)$$

式中

$K_e$  为一常数；

$f_2$  为涡流的频率；

$B$  为磁密。

转子频率  $f_2$  与定子频率  $f_1$  的关系可以通过滑差  $s$  表示为

$$f_2 = sf_1 \quad (7.43)$$

因此，把式 (7.43) 代入式 (7.42) 得

$$P_e = K_e s^2 f_1^2 B^2 \quad (7.44)$$

转矩  $T_e$  和  $P_e$  的关系为(见第六章)

$$T_e = \frac{P_e}{s\omega_s} \quad (7.45)$$

于是，把式 (7.44) 代入式 (7.45) 即得

$$T_e = K' s \quad (7.46)$$

式中  $K' = K_e f_1^2 B^2 / \omega_s$  为一常数。

对于磁滞损耗  $P_h$ ，可以表示为

$$P_h = K_h f_2 B^{1.6} = K_h s f_1 B^{1.6} \quad (7.47)$$

相应的转矩  $T_h$  为

$$T_h = K'' \quad (7.48)$$

式中  $K'' = K_h f_1 B^{1.6} / \omega_s$  为一常数。

式 (7.46) 给出的转矩分量  $T_e$  与转差成正比，并随转子转速的增加而减少，当达到同步速时， $T_e$  为零，这个转矩为磁滞电动机的起动转矩。式 (7.48) 给出的第二个转矩分量在转子的任何转

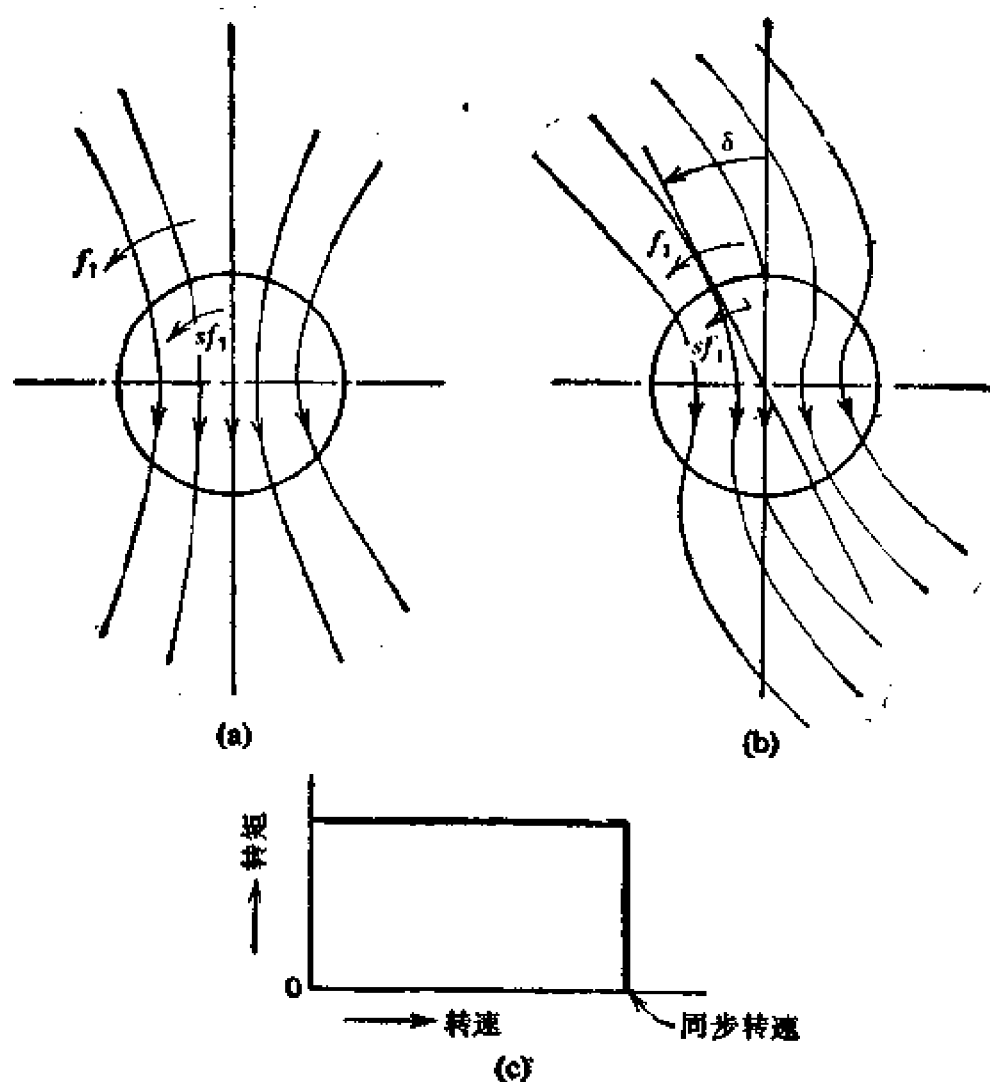


图 7.33 (a) 没有磁滞的铁心转子在磁场中的情况；(b) 有磁滞的铁心转子在磁场中的情况；(c) 磁滞电动机的转矩特性

速下都保持不变,而且是转子达到同步速时的唯一转矩;这个转矩的物理基础是磁滞现象,它引起转子磁场轴线落后于定子的磁场轴线。图 7.33(a) 和 7.33(b) 分别表示了是否存在磁滞现象,这一现象是通过转子磁场轴线的位移来判定的。图 7.33(b) 中的滞后角  $\delta$  引起了磁滞转矩,正如前面提到的,磁滞转矩与转子转速无关(表示在图 7.33(c) 中),直到转矩崩溃为止。

## 习 题

7.1 一台 60Hz 的同步发电机给一台 8 极、转差为 2% 的感应电动机

供电,求这台电动机的转速为多少? 如果该发电机为 (a) 2 极, (b) 6 极,发电机的转速必须为多少?

7.2 一台 2 极凸极同步电机的励磁磁势产生的磁密分布为正弦形,其幅值为  $0.75\text{T}$ 。如果转子以  $3600\text{rpm}$  旋转,计算电枢上一个  $150$  匝的线圈感应的电势大小及频率。电枢轴向长度为  $12\text{cm}$ , 其内径为  $10\text{cm}$ 。

7.3 用一交流电源供给一台 2 极同步电机的励磁绕组励磁,其气隙磁密分布为  $B(\theta, r) = B_m \cos \omega_1 r \cos \theta$ 。电枢内径为  $2r$ , 长度为  $l$ 。如果转子 (或磁场) 以  $\omega_2 \text{ rad/sec}$  旋转,试写出电枢上一个  $N$  匝线圈感应电势的表达式,并分析当  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$  时的特殊情况。

7.4 一台  $30\text{kVA}$ ,  $230\text{V}$ ,  $\text{Y}$  接的隐极同步电动机,运行在满载且

$$\cos \varphi = 0.707$$

(超前)状态下,一阻抗为  $(4 + j3)$  欧/相的三相  $\text{Y}$  接感性负载,和电动机并接在电网上。计算 (a) 电动机和感性负载总的功率因数; (b) 电动机和负载的有功功率和无功功率; (c) 电动机和感性负载的合成线电流。

7.5 书中,已经推出了忽略电枢电阻时的隐极同步电机功角特性。如果不忽略电枢电阻  $r_a$ ,试推出隐极同步电机的功角特性表达式。

7.6 一台  $5\text{kVA}$ ,  $230\text{V}$  三相  $\text{Y}$  接的隐极同步发电机,其参数为  $r_a = 0.6$  欧/相,  $X_s = 1.2$  欧/相,试计算 (a) 电压调整率; (b) 满载且  $\cos \varphi = 0.8$  (滞后) 时的电磁功率。注意此时不忽略  $r_a$ 。

7.7 对题 7.6 的发电机,试求出当满载和空载的端电压相同时的功率因数。

7.8 一台  $150\text{MVA}$ ,  $12.6\text{kV}$  三相  $\text{Y}$  接的隐极同步发电机,电枢电阻可忽略不计,空载特性如下:

励磁电流 (A)	100	200	300	400	500	600	700
电枢线电压 (kV)	1.9	3.8	5.8	7.8	9.8	11.3	12.6

励磁电流为  $350\text{A}$  时的电枢短路电流为  $4000\text{A}$ 。(a) 求同步电抗的不饱和值; (b) 求励磁电流为  $700\text{A}$  时的同步电抗饱和值; (c) 利用 (b) 项求出的  $X_s$  值计算满载且  $\cos \varphi = 0.8$  (滞后) 时的电压调整率。

7.9 一台隐极同步电机的同步阻抗为  $Z_s$ , 电枢电阻为  $r_a$ 。每相电磁功率为

$$P_e = \frac{V_1 V_2}{Z_s} \cos(\delta - \varphi) - V_1^2 \frac{r_a}{Z_s^2}$$

式中  $V_e$  为感应电势,  $V_t$  为端电压,  $\delta$  为功率角,  $\varphi$  为功率因数角。试求出对应于最大电磁功率的功率角。如果  $P_m$  为最大电磁功率, 那么相应的  $V_e$  是多少(用  $P_m$ ,  $V_t$ ,  $r_s$  和  $Z_s$  表示)?

7.10 一台 12.6kV 三相同步电动机, 其同步电抗为 0.9 欧/相, 电枢电阻可忽略不计, 若该电机运行在  $\cos \varphi = 0.866$  (超前), 线电流为 1575A 状态下, 试计算励磁电势和功率角。

7.11 题 7.10 中的电动机负载时的功率角为  $30^\circ$ , 试计算电动机此时的电枢电流和功率因数。

7.12 一台 400V, 三相 Y 接的同步电动机, 其同步阻抗

$$Z_s = (0.15 + j3) \text{ [欧/相]}.$$

在某一负载和励磁下, 电动机的电枢电流为 22.4A,  $\cos \varphi = 0.8$  (超前), 试计算励磁电势和功率角。

7.13 调节题 7.12 中电动机的励磁, 使电动机达到最小的电枢电流为 17.94A, 求此时的感应电势, 忽略电枢电阻的影响。

7.14 题 7.12 中电动机的励磁电势为 280 伏/相, 电枢电流为 25A。忽略电枢电阻的影响, 求运行的功率因数。

7.15 如果题 7.12 中的电动机励磁电流被调到使  $V_e = V_t$ , 且此时的电枢电流为 20A, 求电动机的电磁功率, 忽略  $r_s$ 。

7.16 画出一台凸极同步发电机供给一个超前功率因数负载时的相量图。从这个相量图推导出用电机参数  $X_d$ ,  $X_q$ , 电枢电流  $I_a$  及负载功率因数角  $\varphi$  表示的功角  $\delta$  表达式。

7.17 一凸极同步发电机为 Y 连接, 运行在 220V (线电压), 功角为  $30^\circ$  状态下, 每相的电机参数为  $X_d = 5\Omega$ ,  $X_q = 3\Omega$ ,  $r_s$  可忽略不计。如果发电机发出 16kW 的总功率, 计算给定运行条件下的电压调整率。

7.18 一台 20kVA, 220V, 60Hz 的三相 Y 接凸极同步发电机, 供给  $\cos \varphi = 0.707$  (超前) 的额定负载运行。每相的电机参数为电枢电阻  $r_s = 0.05\Omega$ , 直轴同步电抗  $X_d = 4.0\Omega$ , 交轴同步电抗  $X_q = 2.0\Omega$ , 试计算在此特定负载下的电磁功率和电压调整率百分值。注意电阻  $r_s$  是很小的。

7.19 一台同步电动机在 1800rpm 时产生  $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$  的转矩。如果负载转矩突然减到零, 观察到最初 0.3 秒期间, 转矩角在  $12^\circ$  范围内振荡, 7.5 秒后, 振荡减为  $4.42^\circ$ , 计算空载条件下的整步转矩、 $J$  和  $b$ 。

## 第八章 电动机的电子控制

本章主要讨论用于电动机控制的电子器件和线路的理论及应用。

各种类型机电装置的特性已在前面各章讨论过,但如果没有用于电机控制的附加元件和线路,这些特性是不能实现的。这些附加设备可以是电源开关那样的简单装置,也可以是由半导体器件、线路元件、机械装置等组合成的复杂装置,例如,用在钢厂中生产钢材的1万马力轧辊电动机使它在全速状态下1秒钟反转的控制装置。控制常用于旋转电动机的两个端口,即电端头和机械轴,两端口之间常有联系,例如反馈电路。

近年来,用于控制旋转电机的元件和系统有很大的差异和变化。在实际应用和理论分析中,旋转电机的任何方面都没有像电机的电子控制那样,经历着大的变化和为改善电机的特性所具有的潜力。

### 8.1 电动机控制的一般问题

电动机控制系统的目的是控制电动机一个或多个输出量,即转速、角位置、加速度、转矩和机械输出功率;电动机不同点的温度控制,也是电动机控制系统常见的目的。由于电动机的输出机械量被输入电量所控制,各类电机的输入电量和输出机械量之间的特性关系在设计和分析电子控制时是十分重要的。因而通常将直流电动机的电子控制与同步电动机和感应电动机的电子控制分开处理。负载和电源的特性也影响到控制特性,图8.1表示出电动机电子控制的最基本的控制系统方框图,该图画出了包括负载和电源的全部电动机系统。由于许多电动机控制是开环控制,图中反

馈环节由虚线画出。负载表示广义的负载，它可能是一个纯惯性负载；电源也是广义的，即包括电动机要求的所有电源，如直流电动机所要求的励磁电源和电枢电源。图 8.1 没有解析式表示，不要与在控制理论中描述信号流向的方框图相混淆。这里，我们只简单地表示出普通控制系统主要元件的一般拓扑布置图，本章将讨论其中的控制器元件。

用于电动机控制的功率半导体的材料和结构特性与机电装置的材料和结构特性不同，因而其运行和环境的特性也不同。但由于两种不同类型的装置用于一个共同的环境、在一个相同的电压和电流值的系统中，认识它们的差别对电动机电子控制的设计和应用是极为基本的。它们的主要差异可以总结如下：

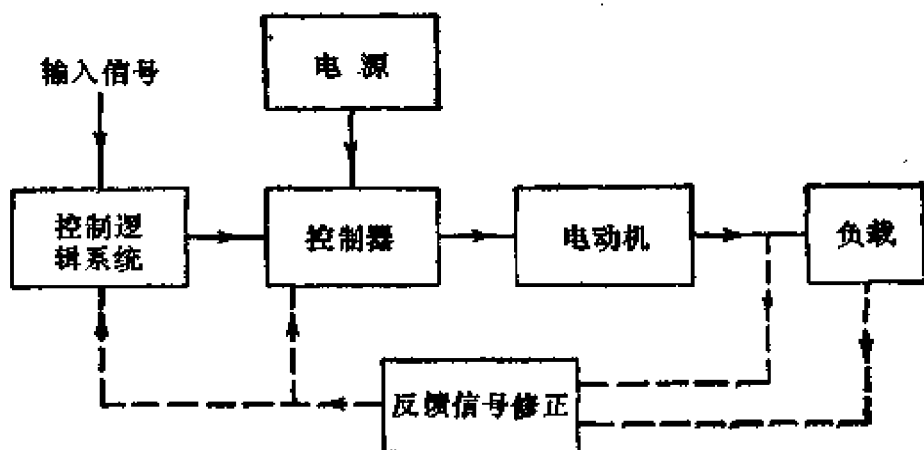


图 8.1 电动机电子控制的一般方框图

1. 电动机有大的热容量，并能经受以分计量的热过载。半导体的热时间常数非常短，能经受的热过载常常小于 1 秒，只有很弱的自然热传导回路、应用时多数需要加装散热器。

2. 两种装置的电流过载特性完全不同，部分原因是由于两者的上述热特性的差别所造成的，半导体装置的过载能力比较小。

3. 如晶闸管等许多半导体受着电流变化率的限制，而电动机则没有相应的限制。

4. 晶闸管也受着电压变化率的限制，而电动机运行时，这不是一个需要考虑的因数。

5. 半导体线路对无论是传导或感应产生的电磁干扰都是非常敏感的,而电动机决不会受这样的影响。

6. 半导体对冲击和振动比电动机要敏感得多,然而,适当地安装和包装,可使半导体用于多数振动级别的情况下。

7. 电动机已传统地运行于连续的电流和电压波形,如恒定直流和正弦交流。当用半导体系统控制时,波形是较不规则并常常是不连续的,且带有陡前沿的波前。这样的波形影响着电动机的损耗和励磁特性,甚至在某些情况下,建议修改电动机的设计。

8. 电磁型电动机是电感装置,正常运行时贮存有大的电感能量。在半导体装置快速开关动作时,为防止电压的尖峰值和过高的  $dv/dt$  值而损坏装置,电感能量的处理问题是电动机电子控制中的一个主要设计问题。

半导体控制装置和电动机之间的这些固有差别,几乎在电动机电子控制的设计和运行的每个方面都要涉及到。

## 8.2 电压和电流波形

采用半导体装置的电动机控制系统的一个主要特性是电压和电流波形的性质,这些波形通常是不规则的,且基于连续正弦或恒定直流波形的标准公式已不适用。傅里叶级数分析法常用于有非线性磁化特性的电磁装置分析中。然而,当一台电动机或变压器是由电子控制系统励磁时,所加的波形是非正弦的,且常常是不连续的,由于电动机各部分的非线性将进一步使波形发生改变。

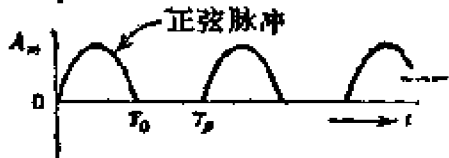
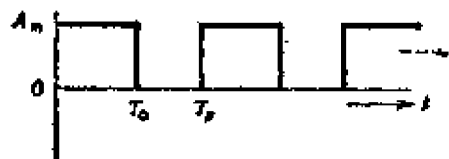
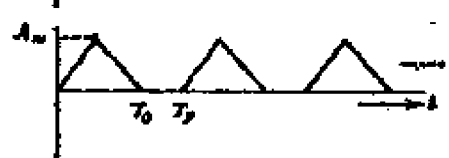
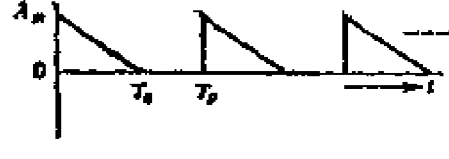
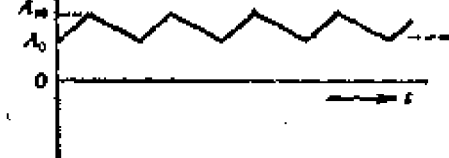
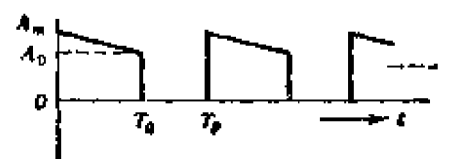

电子控制另一个有趣的特点是波形可能作为电动机转矩或速度的函数而变化。因而,电压和电流的负载、励磁分量常常都是非正弦波形,这一特点使得考虑与电动机电子控制系统的设计、分析或运行有关的问题时应当注意下列问题:

1. 电压和电流的测量必须使用能精确地表示被测量波形的仪器。热电偶型仪器适合于测量多数电子控制电动机系统的电压和电流,示波器通常用来分析主电路和控制信号量的波形。

2. 当电动机由非标准的波形励磁时, 应尽可能测量其损耗, 第二章所讨论的磁性材料的损耗数据是由正弦励磁得到的, 对于其它波形的励磁常常不正确, 非正弦波形励磁时的铁心损耗测量比较困难, 在这种情况下, 应该采用特殊的瓦特表, 如电子倍增器、霍尔效应、热电偶型等仪器。

3. 电子控制电动机系统中电压、电流的频率范围要比加至电

表 8.1 电动机控制器波形

1.		均方根值 $A_m \sqrt{\frac{T_0}{2T_p}}$	平均值 $\frac{2}{\pi} \cdot \frac{T_0}{T_p} \cdot A_m$
2.		$A_m \sqrt{\frac{T_0}{T_p}}$	$\frac{T_0}{T_p} \cdot A_m$
3.		$A_m \sqrt{\frac{T_0}{3T_p}}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{T_0}{T_p} \cdot A_m$
4.		同波形 3	同波形 3
5.		$A_m \sqrt{\frac{1}{3}(1+\xi+\xi^2)}$ ( $\xi = \frac{A_0}{A_m}$ )	$\frac{1}{2} A_m (1+\xi)$ ( $\xi = \frac{A_0}{A_m}$ )
6.		$A_m \sqrt{\frac{T_0}{T_p} \cdot \frac{1}{3}(1+\xi+\xi^2)}$ ( $\xi = \frac{A_0}{A_m}$ )	$\frac{1}{2} \cdot \frac{T_0}{T_p} A_m (1+\xi)$ ( $\xi = \frac{A_0}{A_m}$ )
7.		$A_m \sqrt{\frac{1}{T_p} \left[ \frac{T_0 - T_p}{2} + \frac{T_0 \sin\left(2\pi \frac{T_0}{T_p}\right)}{4\pi} \right]}$	$\frac{T_0}{\pi T_p} A_m (1 + \cos \frac{\pi T_0}{T_p})$

动机的基波频率宽广得多。当选择实验室中使用的仪器,考虑由控制系统来的电磁噪声干扰和保护用于通断功率装置的逻辑控制电路时,都要考虑上述事实。

为了计算电子控制系统中电动机的功率、转矩、导线和其它元件的发热、元件和测试仪器的规格,必须计算电压、电流的平均值和均方根值,这些值的计算常常要利用 1.3 节所给出的平均值和均方根值的定义。

表 8.1 列出了电子控制系统中几种常见的波形,并给出了平均值和均方根值计算的表达式。在表 8.1 里的所有波形图中,  $T_0$  是脉冲的接通时间,  $T_r$  是信号的一个周期的时间。如果  $T_0 = T_r$ , 即没有信号断开时间,也可用这些平均值和均方根值的公式。信号的基波频率为

$$f_r = \frac{1}{T_r} \quad (8.1)$$

**例题 8.1** 计算表 8.1 中波形 4 的均方根值和平均值。

**解** 首先必须写出一个周期内的瞬时量表达式,波形 4 是一个简单的直线方程,即

$$a = A_m - \frac{A_m}{T_0} t$$

均方根值是由函数的平方的平均值再开方而求得,一个周期内的平方平均值为

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} a^2 dt &= \frac{1}{T_r} \int_0^{T_0} \left[ A_m^2 - 2 \frac{A_m^2}{T_0} t \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{A_m}{T_0} \right)^2 t^2 \right] dt = \frac{T_0}{T_r} \frac{A_m^2}{3} \end{aligned}$$

开方后的均方根值

$$A = A_m \sqrt{\frac{1}{3} \frac{T_0}{T_r}}$$

平均(不是半波平均)值可由方程式 (1.9) 求出

$$\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} a dt = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_0} a dt$$

$$= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_0} \left( A_m - \frac{A_m t}{T_0} \right) dt$$

$$A_{av} = A_m \left( \frac{1}{2} \frac{T_0}{T_p} \right)$$

注意,正斜率的锯齿波均方根值和平均值有相同的公式。

表 8.1 中的波形称为斩断的波形,在电子控制的电动机电路中,由固态开关装置交替短间接通和断开电路而形成。许多电路里导通脉冲的波形是有规则的形状或接近于有规则的形状,表 8.1 中的前四种波形即属于这类情况。此时,均方根值和平均值可以写成统一表达式

$$A = A_m \sqrt{K_f \frac{T_0}{T_p}} \quad (8.2)$$

$$A_{av} = A_m K_A \frac{T_0}{T_p} \quad (8.3)$$

上述表达式里,  $K_f$  和  $K_A$  是仅依赖于脉冲形状的系数。如正弦脉冲时,

$$K_f = \frac{1}{2} \quad K_A = \frac{2}{\pi}$$

三角形脉冲时,

$$K_f = \frac{1}{3} \quad K_A = \frac{1}{2}$$

方波脉冲时,  $K_f = K_A = 1$ 。

**例题 8.2** 如果表 8.1 中波形 1 变为正、负正弦脉冲交替改变的波形,试求出其平均值、半波平均值和均方根值。

**解** 由方程式 (8.2) 知均方根值为

$$A = A_m \sqrt{\frac{1}{2} \frac{T_0}{T_p}}$$

由方程式 (1.8) 得半波平均值为

$$A_{HWA} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \sin \omega t dt$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_0} \sin 2\pi \left( \frac{1}{2T_0} \right) t dt \\
 &= \frac{1}{T_p} \frac{T_0}{\pi} \left( -\cos \frac{\pi}{T_0} t \right)_0^{T_0} \\
 &= \frac{cT_0}{T_p} \frac{2}{\pi}
 \end{aligned}$$

全周期的平均值为零

$$A_{av} = 0$$

平均值和半波平均值是分析斩波波形和非正弦波形时用到的数值,从上述例子里可明显地看出两者之间的区别。对表 8.1 中只有一个极性的脉冲波形而言,半波平均值是没有意义的,方程式 8.3 中的  $K_A$  实际上是脉冲自身的半波平均值系数。



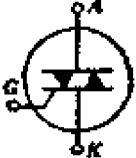
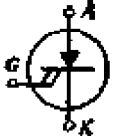
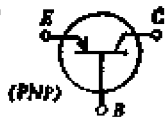
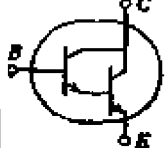

### 8.3 功率半导体器件

现在有许多类型的功率半导体用于电动机的电子控制中,具体应用时的半导体类型基本上取决于被控电动机要求的功率、电压和电流等因素,其它因素包括使用条件特别是半导体的环境温度、控制方式或控制原理、整个系统的费用等。本节总结应用于电机控制中较重要的半导体主要特性。

表 8.2 列出了用于电动机电子控制系统的主要半导体器件及它们在电路图中的标准符号,每个器件在目前工艺水平下的最大电压、电流和时间响应等能力也列于表 8.2 中。一个器件很少同时达到表中列出的那些最大能力值,通常只能实现一个最大值,以后将简要地讨论这一事实以及具体应用中半导体器件设计时的各种权衡问题。表 8.2 中的时间或速度参数通常表示各器件所能得到的最小关断时间;表 8.2 符号栏内,字母  $A, K, G, E, C, B$  分别表示相应器件的阳极、阴极、门极、发射极、集电极和基极。对表中的齐纳(稳压)二极管,如果按照所列出的其它器件的含义来说,它并不是一个真正的功率控制器件,但由于它广泛地用作许多电动机控制器中的电压控制和传感器件,故将它列入表中。

表 8.2 所列出的器件通常按结构分类为双层结构器件, 其中最熟悉的是硅整流管; 三层结构器件, 其典型代表是功率晶体管; 四层结构器件或晶闸管, 其双稳态作用决定于  $p-n-p-n$  再生反馈。晶闸管这一名词用来代表所有四层结构器件, 包括硅可控开关 (SCS)、双向晶闸管 (Triac)、可关断晶闸管 (GTO) 和可控硅 (SCR), 由于可控硅至今是唯一能经受高电压、大电流的可控

表 8.2 功率半导体

	器件	符号	最大能力		
			电压 (V) 5000	电流均方根值 (A) 7500	速度 ( $\mu s$ )
	硅整流管				
SCR	可控硅		5000	3000	1
TRIAC	双向晶闸管		1000	2000	1
GTO GCS	可关断晶闸管		400 1000	200	0.2 2
	功率晶体管		3000	500	0.2
	达林顿管		1000	200	1
	齐纳二极管		500		100

半导体器件,故它在电动机的电子控制中有很大的用途。然而,从表8.2可以看出,现在已能生产适应于电动机控制的电压和电流额定值的功率晶体管和达林顿器件,人们正期望着这些器件的性能将会进一步增高。

### 8.3.1 硅整流管

硅整流管是首先生产的功率半导体器件之一,它与锗整流管一起,几乎取代了真空管和充气管的功率整流管。图 8.2 表示出

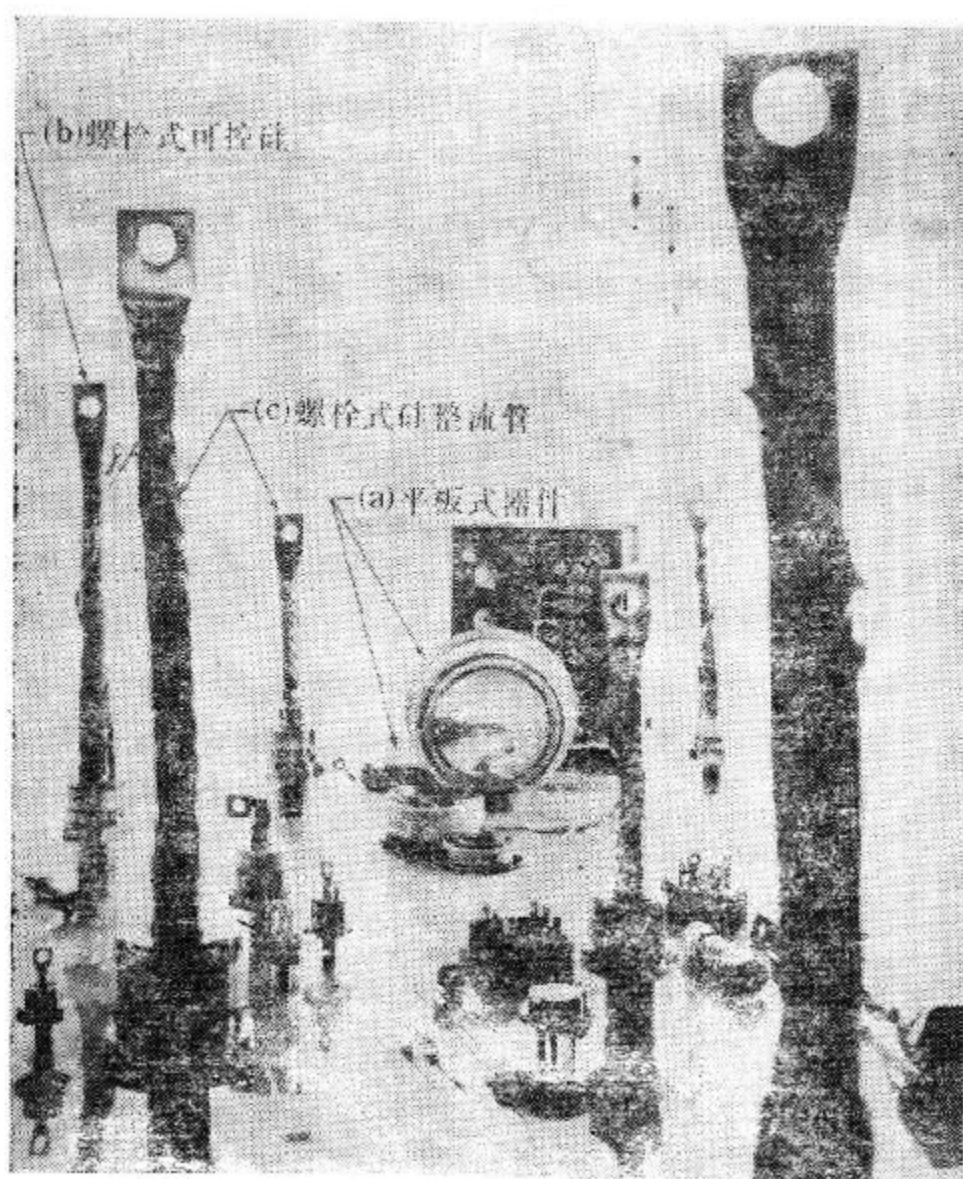


图 8.2 硅整流管和可控硅 (SCR).  
(a) 平板式器件; (b) 螺栓式可控硅; (c) 螺栓式硅整流管

现在常用的两种硅整流管结构。一种是螺栓式整流管，器件底部有带螺纹的圆柱，是整流管的阴极，且安装在一个平板或散热器上；另一种是平板式整流管，其顶部和底部圆形平面构成阳极端子和阴极端子，安装时端子表面与匹配表面必须夹紧以得到良好的电气接触。平板式结构的主要优点是改善了热交换路径，具有通过两个电端子的低热阻热路，而螺栓式结构设计的热路只通过一个电端子的低热阻热路。

硅整流管的主要参数是重复反向峰值电压 (PRV) 或阻断电压、平均正向电流和最大运行结温，多数硅器件的最大结温为  $125^{\circ}\text{C}$ 。整流管的  $v-i$  伏安特性如图 8.3 所示，当通过正向电流时，在额定电流范围内大约有  $1\text{V}$  的压降。整流管也有浪涌电流和过电压额定值，它们在实际应用时也是重要的参数。

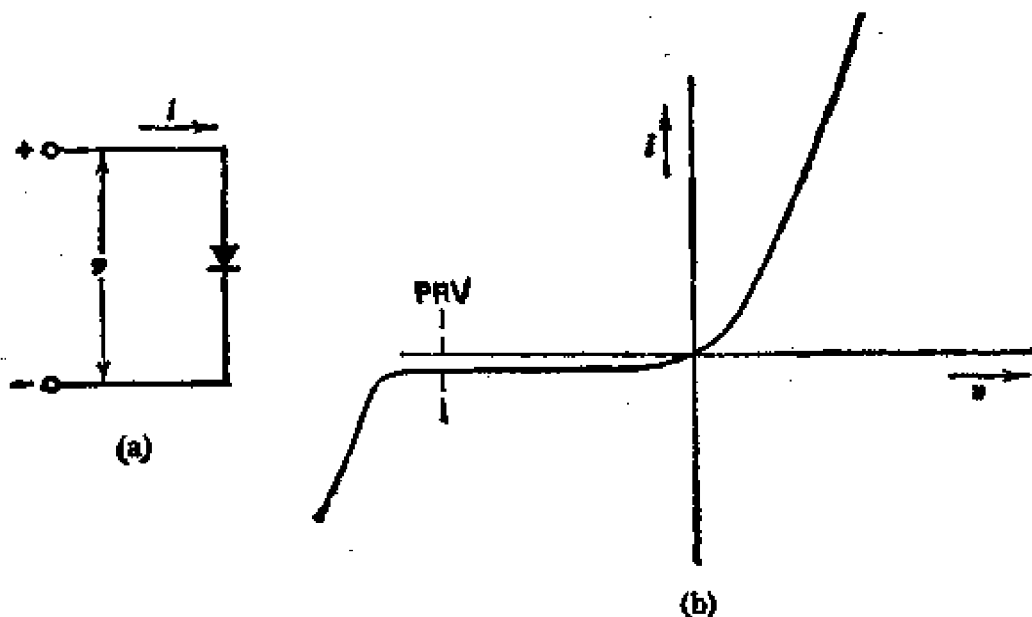


图 8.3 硅整流管特性。(a) 符号；(b) 伏安特性

整流管的另一重要特性是恢复时间，即正向电流停止后至达到具备完全的反向阻塞能力之间的时间。这一特性称为二极管的反向恢复性能，它是由导电停止后清除掉二极管内少数载流子要求的时间所决定，该时间在几微秒左右，并且要求流过一定的反向电流。这种现象在电动机控制系统中可能会引起电磁噪声和呼叫声，在系统设计时必须加以考虑。恢复特性决定了阻断电压重复

施加给整流管的速率及整流管的工作频率。许多电机控制系统要求整流管的恢复时间很短,为此,已经制成恢复时间为几百毫微秒的快速恢复器件,普通和快速恢复硅整流管恢复特性的比较如图 8.4 所示。

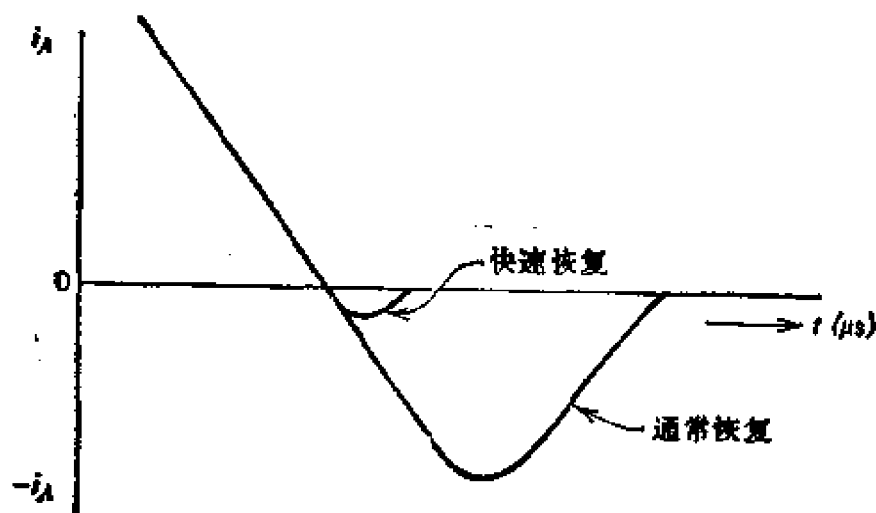


图 8.4 普通与快速恢复硅整流管的反向恢复区域的比较

硅整流管在电动机控制系统中一个常见的用途是作续流二极管,它给电源断开后的电动机电流提供一个续流路径,本章所要讨论的许多控制系统里都要用到续流二极管。

### 8.3.2 可控硅

虽然我们总称四层器件为晶闸管,但可控硅也常称为晶闸管。可控硅(SCR)有三个端子:阳极、阴极和门极。可控硅的反向特性非常像 8.3.1 节所讨论的硅整流管的反向特性。其正向导电可由门极控制,门极联接至与主电路隔离的低信号电路上,门极控制是有局限性的,门极电流能使可控硅正向导通,但它不能使其导通停止。门极控制只是短暂的,在这短暂的时间内,可控硅  $P_1N_1P_2N_2$  结构的  $P_2$  区发生空穴堆积,从而把空间电荷区的负离子抵消;  $N_1$  区发生电子堆积,把空间电荷区的正离子抵消;使  $J_2$  结由反向转入正向,可控硅由阻断转为导通。当电流开始流过阳极时,可控硅自锁而继续处于导通状态,直到由于别的原因使可控

硅关断。可控硅的关断过程称为换向,在 8.4 节将要详细讨论。图 8.2 表示可控硅的两种主要结构: 螺栓式和平板式。除了可控硅的门极引线外,两种结构的可控硅在外表上与硅整流管是相似的,图 8.5 表示带散热器和熔断器的平板式可控硅组件。

图 8.6 是功率可控硅 SCR 的数据表。应用于电动机控制系统可控硅器件 (No. C449PN) 的主要参数和量值如下:

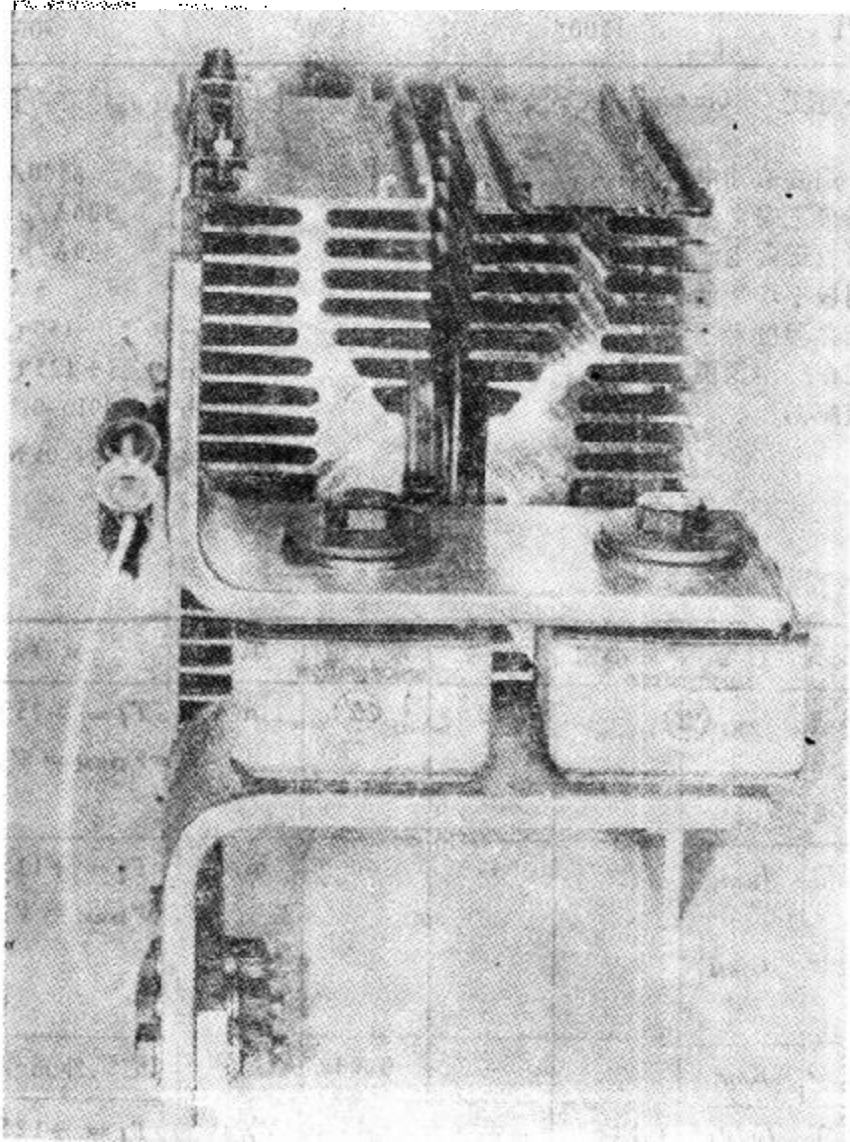


图 8.5 带散热器和熔断器的平板式晶闸管  
(位于两散热器之间), 前侧元件为可控硅快速熔断器

1. 重复反向峰值电压 **PRV** (1800V).
2. 正向电流最大平均值。这一参数与半导体的热过程有关

## 最大容许额定值

型 号	重复正向峰值电压 (断态) $V_{DRM}^a$ $T_j = 40^\circ - 125^\circ\text{C}$	重复反向峰值电压 $V_{RRM}^a$ $T_j = 40^\circ - 125^\circ\text{C}$	非重复反向峰值电压 $V_{RSM}^a$ $T_j = 125^\circ\text{C}$
C449PN	1800V	1800V	2040V
C449PS	1700	1700	1920
C449PM	1600	1600	1790
C449PE	1500	1500	1700

<sup>a</sup> 脉冲宽度为 10ms 的正弦半波电压, 有关低额定电压值器件的标准, 可与厂方联系。

一周波浪涌电流, $I_{TSM}$	6500A
阳极正向电流最大上升率, 非重复值	500A/ $\mu\text{s}$
阳极正向电流最大上升率, 重复值	300A/ $\mu\text{s}$
门极平均耗散功率, $P_{G(av)}$	5W
储存温度范围	-40 到 +150 $^\circ\text{C}$
工作结温范围	-40 到 +125 $^\circ\text{C}$
装配力	3000lb + 500lb-0lb 13.3kN + 2.2kN-0kN

## 特 性

试验项目	符号	最小值	型号	最大值	单位	试验条件
重复反向峰值 电流	$I_{RRM}$	—	10	25	mA	$T_j = +25^\circ\text{C}$ , $V = V_{DRM} = V_{RRM}$
正向通导电流	$I_{DRM}$					
重复反向峰值 电流	$I_{RRM}$	—	45	60	mA	$T_j = +125^\circ\text{C}$ , $V = V_{DRM} = V_{RRM}$
断态峰值阻断 电流	$I_{DRM}$					
热阻	$R_{\theta JC}$	—	—	0.04	$^\circ\text{C}/\text{W}$	结到外壳-两侧冷却
正向阻断电压 临界上升率 (线性) (高于 此上升率会引 起晶闸管开 通)	$dv/dt$	200	—	—	V/ $\mu\text{s}$	$T_j = +125^\circ\text{C}$ , $V_{DRM} = 0.8$ 额定值, 按指数或线性上升, 指数时 $dv/dt = 0.8$ $V_{DRM}(0.632)/\tau$
选择较高的 $dv/dt$ 值时可与厂方协商						

续表

试验项目	符号	最小值	型号	最大值	单位	试验条件
门极触发电流	$I_{GT}$	—	—	200	mA dc	$T_C = +25^{\circ}\text{C}, V_D = 6\text{Vdc}, R_L = 3\Omega$
		—	—	150		$T_C = +125^{\circ}\text{C}, V_D = 6\text{Vdc}, R_L = 3\Omega$
		—	—	—		$T_C = -40\text{至}25^{\circ}\text{C}, V_D = 6\text{Vdc}, R_L = 3\Omega$
门极触发电压	$V_{GT}$	—	—	3	Vdc	$T_C = 25\text{至}+125^{\circ}\text{C}, V_D = 6\text{Vdc}, R_L = 3\Omega$
		—	—	5, ..., 3		$T_C = -40\text{至}25^{\circ}\text{C}, V_D = 6\text{Vdc}, R_L = 3\Omega$
		—	—	—		$T_C = 25^{\circ}\text{C}, I_T = 2000\text{A (峰值)}$ 占空比 $\leq 0.01\%$
通态峰值电压	$V_{TM}$	—	—	2.8	V	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, I_T = 2000\text{A (峰值)}$ 占空比 $\leq 0.01\%$
		—	—	—		$T_C = 25^{\circ}\text{C}, I_T = 2000\text{A (峰值)}$ 占空比 $\leq 0.01\%$
		—	—	—		$T_C = 25^{\circ}\text{C}, I_T = 2000\text{A (峰值)}$ 占空比 $\leq 0.01\%$
普通电路换向 关断时间 (带 反向电压) C449-60 C449-40	$t_e$	—	—	60	$\mu\text{s}$	(1) $T_C = +125^{\circ}\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{A}$ (3) $V_R \geq 50\text{V}$ (4) 再施加电压 0.8 $V_{DRM}$ (5) 正向阻断电压上 升率 $=200\text{V}/\mu\text{s}$ (6) 门偏压=关断期 间内断开, 0V, 100 $\Omega$ (7) 占空比 $\leq 0.01\%$
		—	—	40		(1) $T_C = +125^{\circ}\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{A}$ (3) $V_R \geq 50\text{V}$ (4) 再施加电压 0.8 $V_{DRM}$ (5) 正向阻断电压上 升率 $=200\text{V}/\mu\text{s}$ (6) 门偏压=关断期 间内断开 (7) 占空比 $\leq 0.01\%$
		—	—	—		(1) $T_C = +125^{\circ}\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{A}$ (3) $V_R \geq 50\text{V}$ (4) 再施加电压 0.8 $V_{DRM}$ (5) 正向阻断电压上 升率 $=200\text{V}/\mu\text{s}$ (6) 门偏压=关断期 间内断开 (7) 占空比 $\leq 0.01\%$
普通电路换向 关断时间 (带 反馈二极管) C449-60 C449-40	$t_e$	—	60	b	$\mu\text{s}$	(1) $T_C = +125^{\circ}\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{A}$ (3) $V_R \geq 50\text{V}$ (4) 再施加电压 0.8 $V_{DRM}$ (5) 正向阻断电压上 升率 $=200\text{V}/\mu\text{s}$ (6) 门偏压=关断期 间内断开 (7) 占空比 $\leq 0.01\%$
		—	40	b		(1) $T_C = +125^{\circ}\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{A}$ (3) $V_R \geq 50\text{V}$ (4) 再施加电压 0.8 $V_{DRM}$ (5) 正向阻断电压上 升率 $=200\text{V}/\mu\text{s}$ (6) 门偏压=关断期 间内断开 (7) 占空比 $\leq 0.01\%$
		—	—	—		(1) $T_C = +125^{\circ}\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{A}$ (3) $V_R \geq 50\text{V}$ (4) 再施加电压 0.8 $V_{DRM}$ (5) 正向阻断电压上 升率 $=200\text{V}/\mu\text{s}$ (6) 门偏压=关断期 间内断开 (7) 占空比 $\leq 0.01\%$

b 最大关断时间与厂家联系

图 2.6 可控硅数据表

$$\left(\frac{2}{\pi} \times 850 = 540\text{A}\right).$$

3. 正向电流最大均方根值。这是器件金属导体部分如螺栓式阳极软辫线的电流额定值(850A)。

4. 一周波浪涌电流(6500A)。

5. 正向阻断电压临界上升率。通常有两个额定值,初始值(当第一次开通时)和重复值(换向后)(200V/ $\mu\text{s}$ )。

6. 关断时间。即换向后至正向电压能再次施加之前的时间(参看 8.4 节)(40 $\mu\text{s}$ )。

7. 阳极正向电流最大上升率。太高的  $di/dt$  可能引起局部点过热,这是器件损坏的一个主要原因(300A/ $\mu\text{s}$ )。

8. 最大运行结温(125 $^{\circ}\text{C}$ )。

图 8.6 数据表列出了可控硅的重要附加参数。可控硅使用时的热控制是极为严重的问题,上述提到过的多数参数都是器件温度的函数,这也是其它型式半导体的特性,因而从事于可控硅应用的相当一部分工程师是参与设计散热器、安装方法和所要求的附加冷却装置(参见图 8.5)的工作。可控硅的串联或并联通常也是由满足热要求所决定。

可控硅包括有许多等级,用于电动机控制器的有两大类,即逆变器型和斩波器型两类。前者用于逆变器、频率变换器和无刷直流电动机系统,后者用于斩波器、相控整流器、调节器等,两种类型的主要差别在于与上述可控硅参数中的第五,六,七项相联系的时间响应。

可控硅在导通时的正向压降是明显地变化的,开通后最初几微秒内的压降值可能很大,高的压降值会引起可控硅较大的开关损耗,可控硅的平均正向压降是 1.5 至 2.0 V。

### 8.3.3 双向晶闸管

双向晶闸管(TRIAC)近似等效于一对背靠背的或者反并联的可控硅,并且做在一块硅片上。它可以在两个方向触发,即是一

个准双向作用的器件。双向晶闸管用于灯光调整电路、热源控制、交流电动机速度调节等场合。它具有的参数和所列出的可控硅参数相同，但是双向晶闸管是只有一个门极的三端子器件，与两个不同的可控硅反并联联接时相比，对时间响应有一定的影响，双向晶闸管的关断时间与可控硅的关断时间具有同一个数量级，这意味着在给双向晶闸管施加反向电压之前必须有一个近似等于关断时间的时段；然而当反并联时，在一个可控硅正向电流中止后，可以立即施加反向电压。双向晶闸管现在还没有达到如同可控硅那样高的额定电压和额定电流，因而它用于较低额定功率的电动机控制中。

### 8.3.4 可关断晶闸管或门控开关

可关断晶闸管 (GTO) 或门控开关 (GCS) 为晶闸管族的三端子、四层结构半导体器件，其特性非常类似于可控硅。另外，它可由适当的门极信号来关断，这一特性的价值将在阅读 8.4 节后得到进一步理解。现在，这类晶闸管的电压、电流额定值还远低于可控硅的额定值。

早期所生产的器件，关断要求的门极电流几乎等于正要关断的阳极电流，即门极电路应具有等值于阳极电路载流能力的电流，然而近来关断晶闸管所要求的门极电流已经明显地降低了。要关断的阳极电流和门极电流的比值称为关断增益  $A_{ITO}$ ，相似于功率晶体管中的等值关断增益。现在的 GTO 或 GCS 器件的关断增益在 2 至 1000 范围内变化，后者数值为低额定阳极电流值 (5A 或以下) 的器件。门极关断脉冲与门极开通脉冲的极性相反。许多电动机控制要求的电流范围在 50—200A 内。门控开关 (GCS) 的关断时间显著低于等值可控硅 (SCR) 的关断时间，因而这些器件用于要求高的开关频率的逆变器、斩波器和频率变换器等装置中。门控开关取代可控硅后，由于取消了可控硅换向电路而使控制器的重量有所减轻。

### 8.3.5 功率晶体管

当功率晶体管应用于电动机控制电路时,总是运行在开关状态,它不工作于线性放大特性部分,而是处于饱和部分。由于共发射极电路具有高的功率增益,所以常用这种电路。典型的功率晶体管的集电极-发射极饱和电压  $V_{CE(SAT)}$  是 0.2—0.8V,此数值范围显然低于可控硅导通时的阳极-阴极压降值,因而其平均功率损耗低于额定功率值相同的可控硅的平均功率损耗。功率晶体管的开关时间也通常快于可控硅的开关时间,并且与可控硅的关断和换向有关的问题在功率晶体管几乎不存在。然而功率晶体管要比相同功率的可控硅昂贵。另外,现有功率晶体管的电压、电流额定值要低于可控硅的电压、电流额定值。前面已经指出,单只器件通常不可能同时得到列于 8.2 中的最大额定电压和电流值,对功率晶体管更是这样。额定电压为 1000V 或 1000V 以上器件的额定电流为 10A 或者更小;相似地,高额定电流值 50A 或 50A 以上器件的额定电压为 400V 或者更低。在实际的电动机控制电路中,有关表 8.2 中高额定电压和额定电流的功率晶体管的运行经验是很少的。为了满足 200V 或 200V 以下的大电流电动机控制的要求,常常将较低额定电流值的晶体管并联使用,这要求确保并联器件集电极电流的均匀分配和基极电流的同步。

一组低功率开关晶体管的典型技术数据列于图 8.7 中,应用于电动机控制中的主要额定数据(有些未列入图 8.7 中)包括如下:

1. 击穿电压。  $BV_{CEO}$ ——基极断开时集电极-发射极的击穿电压;  $BV_{CBO}$ ——发射极断开时,集电极-基极的击穿电压。
2. 集电极饱和电压  $V_{CE(SAT)}$ 。
3. 发射极-基极额定电压  $V_{EBO}$ 。
4. 最大集电极电流  $I_C$ , 平均值与峰值。
5. 正向电流变换比  $H_{FE}$ , 在线性区域内的集电极-基极电流比。
6. 功率耗散。

6—30A 合金型晶体管高安全工作区

型式	A500		A510		A670	
额定值 $I_c$	6A	6A	7.5A	7.5A	20A	20A
等级号	151	152	153	154	163	164
$V_{ceo}(sus)$ 40	151-08	152-04	153-04	154-04	163-04	164-04
50	151-05	152-05	153-05	154-05	163-05	164-05
60	151-06	152-06	153-06	154-06	163-06	164-06
70	151-07	152-07	153-07	154-07	163-07	164-07
80	151-08	152-08	153-08	153-08	163-08	164-08
90	151-09	152-09	153-09	154-09	163-09	164-09
100	151-10	152-10	153-10	154-10	163-10	164-10
120	151-12	152-12	153-12	154-12	163-12	164-12
140	151-14	152-14	153-14	154-14	163-14	164-14
160	151-16	152-16	153-16	154-16	163-16	164-16
180	151-18	152-18	153-18	154-18	163-18	164-18
200	151-20	152-20	153-20	154-20	163-20	164-20
220	151-22	152-22	153-22	154-22	163-22	164-22
$f_T$ 典型值	11 + 1.5A 1.3V 0.5MHz	18 + 1.5A 1.25V 0.5MHz	15 + 1.5A 1.3V 0.5MHz	25 + 1.5A 1.25V 0.5MHz	15 + 5A 1.1V 0.5MHz	25 + 5A 1.0V 0.5MHz
最大额定值	$V_{EB} = 25V, I_B = 3A$ $T_{J\&TSG} = -65$ 到 +150°C $P_T = 100W + 80^\circ C$ $R\theta_{JC} = 0.7^\circ C/W$		$V_{EB} = 25V, I_B = 3A$ $T_{J\&TSG} = -65$ 到 +175°C $P_T = 200W + 25^\circ C$ $R\theta_{JC} = 0.75^\circ C/W$		$V_{EB} = 25V, I_B = 7.5A$ $T_{J\&TSG} = -65$ 到 +175°C $P_T = 200W + 75^\circ C$ $R\theta_{JC} = 0.5^\circ C/W$	

型式	A67H			
额定值 $I_c$	30A			
等级号	110	110	110	110
$V_{ceo}(sus)$	50	2N2757	2N2763	2N2769
	100	2N2758	2N2764	2N2770
	150	2N2759	2N2765	2N2771
	200	2N2760	2N2766	2N2772
	250	2N2761		
$h_{FE} \min$	10 + 10A	10 + 15A	10 + 20A	10 + 25A
$V_{ce}(sat) \max$	1.5V	1.5V	1.5V	1.5V
$f_T$ 典型值	0.5MHz	0.5MHz	0.5MHz	0.5MHz
最大额定值	$V_{FB} = 25V, I_B = 7.5A$ $T_{j\&Tsg} = -65$ 到 $+175^\circ C$ $P_T = 200W$ 到 $75^\circ C$ $R\theta_{JC} = 0.5^\circ C/W$			

7. 最大结温, 典型值 150—180℃.

8. 开关时间, 上升时间  $t_r$ 、贮存时间  $t_s$  和下降时间  $t_f$ , 往往

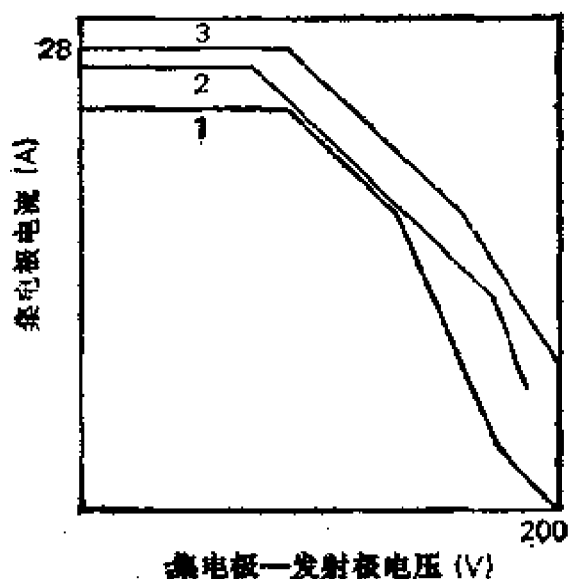


图 8.7 低功率开关晶体管  
安全工作区 (SOA) 1. “高速”晶体管  
2. 单扩散型晶体管 3. 西屋合金型晶体管

这些开关时间与图 8.7 中的开关最大频率有关。

热阻抗和温度系数也是重要的参数。当功率晶体管并联运行时，特别需要注意器件特性随温度的变化， $I_C-V_{BE}$  特性对温度是极其敏感的。

功率晶体管的开关动作是由基极电路控制的，连续的基极电流用以保持晶体管处于饱和状态或开通状态。与基极电路相关的消耗可能是整个器件损

耗的一个重要部分，在决定电动机控制器的效率时应考虑这一因素。晶体管开通时的上升时间可由输入过量的基极电流而减小。当集电极电流达到其最大值和处于饱和状态时，基极电流降低到维持晶体管处于饱和状态的最小值。为了关断晶体管，在开始处于关断状态之前，必须从基极区消去与过量基极电流成比例的剩余电荷，从而形成贮存延迟时间  $t_s$ ，关断时向基极供给一个反向电流可以使该时间最小。下降时间  $t_f$  也是在关断时输入过量的基极反向电流来减小。基极电路在关断时的反向偏压不能超过基极额定电压值  $V_{EBO}$ ，否则会损坏器件。降低反向基极电流至零形成慢关断。

为降低开关时间而输入过量的基极电流能引起所谓晶体管第二次击穿，从而使晶体管损坏。第二次击穿是由于发射结的电流集中所引起的热击穿过程。电流集中可能产生热点，引起温度不断升高，从而造成器件的损坏。集电极电流和集电极-发射极电

压的安全工作范围常常由  $I_C$ - $V_{CE}$  特性图上所标的安全工作区 (SOA) 来表示, 在此区域以外运行可能引起第二次击穿。电动机电路包含有许多电感元件, 在晶体管关断期间, 与晶体管集电极串联的电感元件所贮存的能量将增加集电极-发射极电压, 且该电压是集电极电流减小率的函数, 因而用大的反向基极电流迫使晶体管快速关断将引起高的电压  $V_{CE}$  值, 高电压值又增加了开关损耗及晶体管的发热, 从而可能引起第二次击穿。图 8.7 中画有几种晶体管安全工作区的曲线。

近来, 金属-氧化物场效应晶体管 (MOSFETs) 已经用于包括电动机控制在内的功率装置中<sup>21</sup>, 场效应晶体管的优点是有非常低的开关时间 (100ms 秒或更小), 没有上述的第二次击穿现象, 还具有由于正的温度系数而产生的并联时所特有的电流分配能力等。现在的场效应晶体管额定值在 28 安(平均值)和 100V 左右<sup>22</sup>。

### 8.3.6 功率达林顿

功率达林顿是指在一块芯片上制造的按达林顿接法的晶体管对, 也可由两只分立的晶体管组成同样特性的达林顿晶体管, 但通常体积较大、更复杂和昂贵。达林顿器件的主要优点是具有高的电流增益, 8.3.5 节所讨论的晶体管的运行参数及损坏方式也适用于达林顿管。

达林顿放大器是近来才用于电动机控制领域的, 由于它的采用有利于电动机控制器的尺寸、费用和重量的减小, 其应用已经得到肯定。它可用于直流电动机控制的斩波器和交流电动机控制的逆变器中, 但通常仍是低功率的。用于电动机控制的达林顿逆变

表 8.3 功率达林顿特性

型 号	平均电流 $I_C$ (A)	$V_{CBO}$ (V)	脉冲频率(Hz)
Toshiba S1168D <sup>20</sup>	400	300	10 <sup>3</sup>
GE <sup>20</sup>	200	400	10 <sup>3</sup>

器的分析实例可见参考文献 9 和文献 20。

功率达林顿正用在包括电车在内的几种电动机控制装置中，表 8.3 列出了用于高功率装置的两大器件及其主要参数。

#### 8.4 可控硅换向技术<sup>1-4,35</sup>

可控硅的基本工作原理已在 8.3.2 节简述过。可控硅的导通是依靠门极通入电流而实现，从而引起结电压迅速击穿和建立阳极电流。当阳极电流超过某一最小值时，器件继续保持导通而自锁，并且失去阳极电流的控制，从此时起到器件再次处于阻断状态时为止，阳极电流只由阳极和阴极之间的外部电路所决定。换向即是可控硅器件从正向导通状态进入正向阻断状态或关断可控硅的过程，在所有阳极-阴极电路中，可能在两种条件下实现关断或换向。

1. 利用外电路的开关或其它类似原理或增加外电路的电阻而使阳极电流降为零或非常低的数值。这种条件称自然换向或饥饿换向，它要求比器件的技术数据——最小关断时间要长得多的时间间隔。

2. 阳极和阴极间施加反向电压，即阳极电位低于阴极电位，这种情况称为强迫换向，它几乎应用于所有的实际可控硅装置中。

在由直流电源供电的系统中，强迫换向可依靠系统中贮能元件(电容或电感)的适当安排和附加的开关器件(通常是可控硅)来实现。在交流电源供电的系统中，强迫换向可由电源的周期性电位反向来实现。强迫换向的工作原理可用图 8.8 至图 8.10 来解释。图 8.8 表示为关断可控硅使换向成功时，换向期间所存在的电压和电流关系。此特性代表了图 8.9 或图 8.10 中的可控硅  $S_1$  的电压和电流，电流  $i_1$  已标在两图中，电压  $v_1$  即可控硅  $S_1$  的阳极-阴极电压。下面解释图 8.9 和图 8.10 电路如何满足上述电压和电流关系。

图 8.8 中时刻  $t_1$  以前，可控硅处于导通状态，当时间为  $t_1$  时可

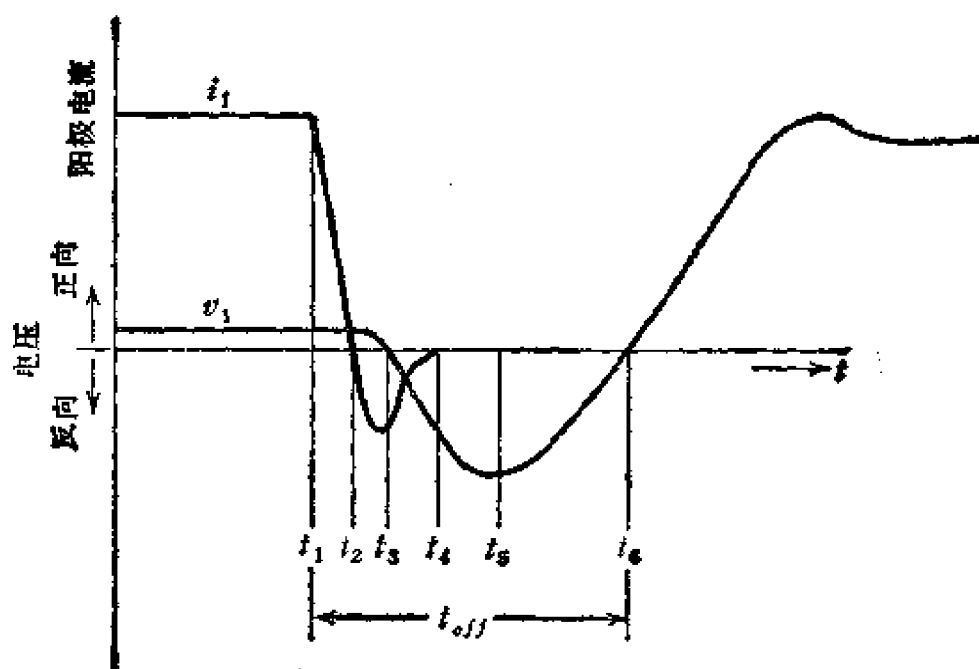


图 8.8 可控硅换向期间的电压与电流

控硅开始换向,此时有一个负值电压引入外部阳极-阴极电路。直到阳极电流降为零值时的  $t_2$  时刻,阳极-阴极电压降仍保持为一个导通水平的低值 (1.5—2.0V),此后电压开始向负值变化。直到时刻  $t_4$ ,阳极必须保持一个负值(反偏压)电位, $t_1$  至  $t_4$  的间隔时间为电路关断时间  $T_{off}$ ,该时间必须稍大于器件的关断时

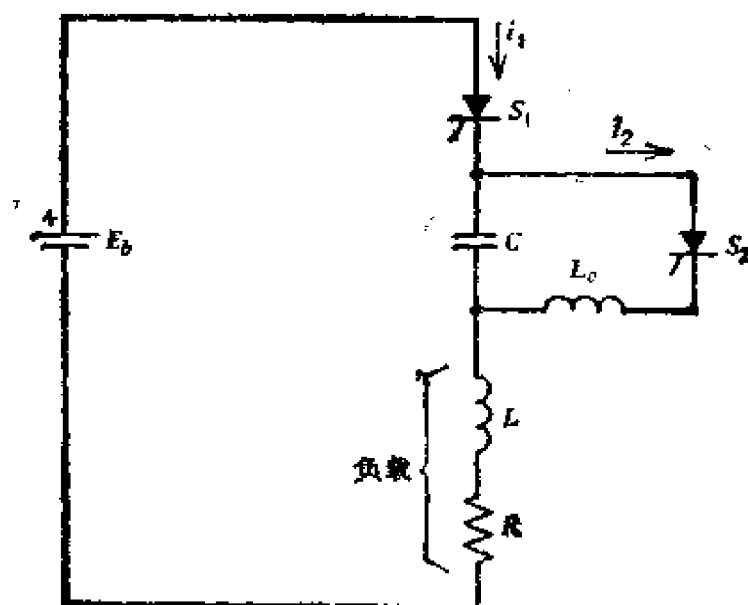


图 8.9 串联换向的电动机控制器

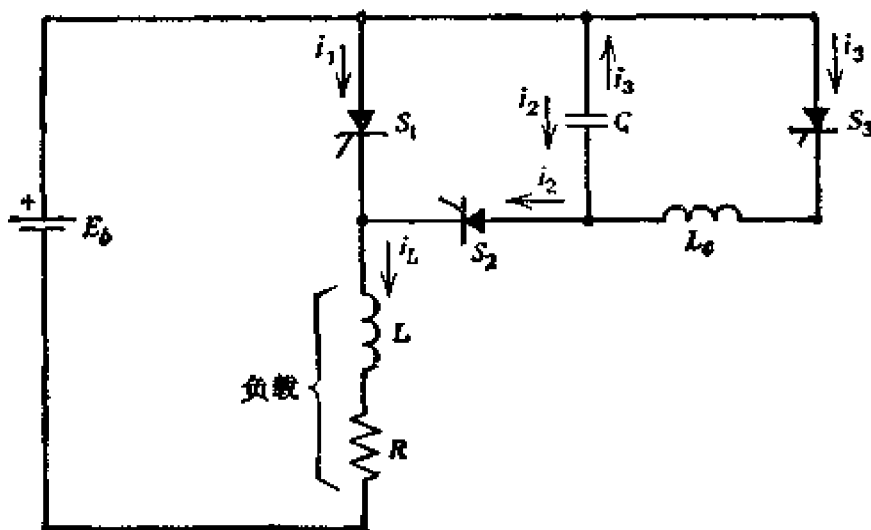


图 8.10 并联换向的直流斩波器

间  $t_{off}$  (图8.6), 以保证可靠关断。阳极电流降为零值后有一个反向恢复时间  $t_2$  至  $t_4$  (通常  $3\mu s$  或更小), 正如8.3.1节对硅整流器件所解释的, 在此期间有一个反向电流。在换向过程中, 必须小心控制下述两种特性, 以使换向成功并防止器件损坏。

1.  $t_1$  至  $t_4$  的时间间隔内, 阳极电流的变化率  $-\frac{di}{dt}$  可能很高

(在此期间内没有对  $\frac{di}{dt}$  的内部限制), 甚至可控硅或与其阳极相串联的很小量的电感在阳极-阴极间也能引起所不希望的高电压。为了在此期间内保护器件不致损坏, 可跨接电容-二极管串联电路(称为吸收电路)于阳极-阴极间或并联浪涌电压抑制器于阳极与地之间来限制感应电压值。

2. 强迫关断时间(图8.8中  $t_4$  后), 加于可控硅的正向电压上升率有一个限制, 即可控硅的再施电压上升率  $dv/dt$  额定值。多数可控硅为  $20-50V/\mu s$ 。

由直流电源供电的电动机控制器的强迫换向的方法分两类: 即串联换向与并联换向。分类的原则视换向电容器与要换向的可控硅在电气上是串联或是并联而定。两类换向中有许多的电路结构, 这里将介绍两个基本的电路, 至于其电路的进一步变化将在以后几节讨论电动机的某些具体控制方案里介绍。

### 8.4.1 串联换向

图 8.9 表示一个简单的串联换向电路<sup>[1]</sup>。电路中  $S_1$  为主可控硅, 该可控硅向由电阻  $R$  和电感  $L$  组成的负载供电并准备换向, 电路中  $C$  为换向电容,  $S_2$  为反向可控硅,  $L_c$  为反向电感。其工作过程如下: 由门极电流开通可控硅并建立负载电流, 从电源流过负载、换向电容的电流可用 RLC 串联电路的微分方程式描述。

$$E_s = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt \quad (8.4)$$

在欠阻尼 ( $L/C > R^2/4$ ) 的情况下, 电流  $i_1$  的解为

$$i_1 = \left( \frac{E}{Z_0} - \frac{\alpha}{\beta} I_{10} \right) e^{-\alpha t} \sin \beta t + I_{10} e^{-\alpha t} \cos \beta t \quad (8.5)$$

式中

$$E = E_s - V_{cs};$$

$V_{cs}$  —  $t = 0$  时的电容器电压, 当电容器  $C$  的上极板电位高于下极板电位时,  $V_{cs}$  值为正;

$$Z_0 = \sqrt{L/C - (R/2)^2}, \text{ 特征阻抗欧姆值};$$

$$I_{10} = \text{电流起始值 } (t = 0);$$

$$\alpha = R/2L, \text{ 衰减常数, } 1/\text{秒};$$

$$\beta = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2} = Z_0/L, \text{ 相位常数, 弧度/秒}.$$

电容器电压的解析式

$$v_c = E_s - I_{10} R_0 e^{-\alpha t} \left[ \frac{\sin(\beta t + \epsilon + \Theta)}{\sin \Theta} \right] \quad (8.6)$$

式中

$$R_0 = \sqrt{L/C};$$

$$Z_1 = E/I_{10} = \text{负载阻抗};$$

$$\sin \Theta = Z_0 / \sqrt{Z_1^2 - RZ_1 + (L/C)};$$

$$\Theta = \tan^{-1} Z_0 / (Z_1 - R/2);$$

$$\sin \epsilon = Z_0 / \sqrt{L/C}; \quad \epsilon = \tan^{-1}(\beta/\alpha) = \tan^{-1}(2Z_0/R).$$

负载电压(跨于  $L$  和  $R$  两端电压)为

$$v_{LR} = I_{10} R_0 e^{-\alpha t} \frac{\sin(\beta t + \varepsilon + \Theta)}{\sin \Theta} \quad (8.7)$$

在串联换向的许多情况下,可控硅导通时的起始电流为零。将  $I_{10} = 0$  代入方程式(8.5)至(8.7)得

$$i_1 = \frac{E}{Z_0} e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (I_{10} = 0) \quad (8.8)$$

$$v_c = E_c - \frac{E}{\sin \varepsilon} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \varepsilon) \quad (I_{10} = 0) \quad (8.9)$$

$$v_{LR} = \frac{E}{\sin \varepsilon} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \varepsilon) \quad (I_{10} = 0) \quad (8.10)$$

在方程式(8.8)至(8.10)中,电感  $L$  应理解为串联电路总电感,包括电源电感、可控硅自身电感、阳极与阴极引线电感及负载电感;同样,电阻  $R$  也应理解为串联电路总电阻。

如果可控硅  $S_1$  是双向开关,则方程式(8.8)至(8.10)描述了由直流电源供电的 RLC 电路的典型的暂态响应或回响,其波形为正弦形。然而由于可控硅不能流过反向电流,电流在第一个正弦响应结束后停止流通,形成正弦脉冲波形。它是由直流电源供电的、通过一个诸如二极管、可控硅或晶体管等单向作用器件的 RLC 电路响应特性,这种波形常常出现在各种类型的电子线路中,正弦脉冲的宽度为

$$T_0 = \frac{1}{\beta} (\pi - \Theta) \quad (8.11)$$

$$= \frac{\pi}{\beta} \quad (I_{10} = 0) \quad (8.12)$$

可控硅开通( $t = 0$ )之后,当正弦脉冲电流达到最大值时的时间为

$$T_m = \frac{1}{\beta} (\varepsilon - \Theta) \quad (8.13)$$

$$= \frac{\varepsilon}{\beta} \quad (I_{10} = 0) \quad (8.14)$$

正弦脉冲期间内,近似地认为  $t = T_m$  时电感  $L$  的磁场能量首先达到最大值,或者  $I_{10} = 0$  的初始条件下在正弦脉冲宽度  $T_0$  的

一半时,磁场能量首先达到最大值。该能量继而又返回电容器  $C$ , 正弦脉冲结束即  $i = 0$  时,电感能量完全释放,电容已充电至

$$v_c(T_0) = E_s + e^{-\alpha T_0} I_{10} R_0 \left( \frac{\sin \varepsilon}{\sin \Theta} \right) \quad (8.15)$$

$$= E_s(1 + e^{-\alpha T_0}) \pm V_{c0} e^{-\alpha T_0} \quad (I_{10} = 0) \quad (8.16)$$

设电容器初始电压为零 ( $V_{c0} = 0$ ), 电路初始电流为零, 由方程式 (8.16) 得

$$v_c(T_0) = E_s(1 + e^{-\alpha T_0}) = E_s(1 + e^{-R/2Z_0}) \quad (8.17)$$

在欠阻尼的情况下, 指数  $R/2Z_0$  比 1.0 小得多, 电流脉冲结束时的电容电压略低于电源电压  $E_s$  的两倍。如果衰减常数为零, 即此电路为无损耗电路 ( $R = 0$ ), 脉冲结束时电容器电压正好是电源电压的两倍。在正弦脉冲电流结束后, 如果忽略短暂的反向恢复时间, 电流及电感压降为零, 加至可控硅上的反偏压为电容器电压与电源电压之差。如果反偏压能在大于关断时间  $t_{off}$  间隔内维持, 可控硅可进行换向, 并回复到正向阻断状态, 这是串联换向的基本原理。这大概是可控硅换向的最简单、最安全的方法, 然而由于可控硅处于反偏压的情况下, 这个电路不可能继续运行, 因而在实用上也就没有多大价值。

该电路的实用性在于有可控硅  $S_1$  和电感  $L_c$  的电路使电容器电压反向。当使可控硅  $S_2$  开通后, 只要令方程式 (8.5) — (8.7) 中的  $E_s$  和  $I_{10}$  为零, 电容器初始电压  $V_{c0}$  等于可控硅  $S_1$  的电流脉冲结束时的电容器电压, 上述方程式即可描述该反向电路的电压、电流关系。

由这些方程式及初始条件可以明显地看出, 流过  $C-S_2-L_c$  的电流是另一个正弦脉冲, 该脉冲电流通过电容器  $C$  的方向与前一个脉冲电流的方向相反。当第二个脉冲结束时, 电容器电压被反向, 图 8.9 的上极板电位低于下极板电位。电容器电压的数值取决于电感线圈 ( $L_c$ ) 的电阻值, 如果电阻为零, 其电压值将保持第一个脉冲电流结束时的电压值不变。第一个脉冲结束后就立即产生使电容器电压反向所需要的第二个脉冲, 该脉冲使得主可控硅

$S_1$  的阳极-阴极处于反偏压状态,反偏压维持时间略大于可控硅  $S_1$  的关断时间。对图 8.9 所示电路,该时间间隔  $T_0$  可由下式求得

$$\sin(\xi - \beta T_0) = \frac{E_s}{E} \sin \xi \quad (8.18)$$

式中

$$\tan \xi = \frac{\sin \epsilon}{\frac{R_0}{Z_f} - \cos \epsilon} = \tan \epsilon (I_{10} = 0)$$

注意,时间  $T_0$  是继可控硅  $S_2$  开通后可控硅  $S_1$  电压为负值的时间间隔,如果假定此电路换向时间  $T_0$  足够地大,电路将随着电容器电压反向而为下一工作状态作准备。同样注意可控硅  $S_2$  是由串联换向方法在反向脉冲结束时换向。电容器和电源的电压是串联相加的,如果可控硅  $S_1$  开通,正向电流再次流过可控硅  $S_1$ 。由于 RLC 串联电路的总电压为电源电压与电容器电压之和  $E_s + V_{co}$ ,第三个电流脉冲最大值要大于第一个电流脉冲最大值。令方程式 (8.5)~(8.7) 中的  $E$  等于  $E_s + V_{co}$ ,这些方程式也可描述该脉冲过程。

如果可控硅  $S_1$  和  $S_2$  交替工作,电容器电压将可能大大地高于电源电压值。如果电路电阻为零,采用这种方法时的电容器电压将达到无穷大数值。由于电路总是存在一定的电阻,当可控硅  $S_1$  开通瞬间时的电容器的最终或稳态电压为

$$V_{co} = E_s \coth \frac{\alpha T_0}{2} \quad (8.18a)$$

这种方法用于各种倍压器电路和部分串并联晶闸管换向电路中。

## 8.4.2 并联换向

摩根电路<sup>1,14</sup>是最早、最简单的并联换向电路之一,它是由饱和变压器(参见第三章)的开关作用来关断可控硅的,由于可控硅价格的降低,摩根电路中的饱和变压器已由换向可控硅所取代。换向电路表示在图 8.10,图中可控硅  $S_1$  为需换向的主可控硅,其负

载为电阻和电感； $S_2$  为换向可控硅； $S_3$  为反向可控硅； $C$  为换向电容器； $L_c$  为反向电感。

在许多并联换向电路里，可控硅  $S_2$  可由二极管代替。假设  $S_2$  为可控硅，其工作原理如下：假定图 8.10 所示电路的初始状态没有充电，可控硅  $S_1$  和  $S_2$  同时开通，电流  $i_1$  和  $i_2$  分别流过可控硅  $S_1$  和  $S_2$ ，负载电流为  $i_L = i_1 + i_2$ 。电流  $i_2$  通过的回路是  $E_s - C - S_2 - R - L$ ，其数值可由 8.4.1 节的方程式来决定；电流  $i_1$  通过的回路是  $E_s - S_1 - R - L$ ，它是直流电源供电的  $R - L$  电路中典型的上升电流。电容器大小的选择根据下述两条原则：(1) 工作时的正弦电流脉冲时间比所要求的负载电流脉冲要短，(2) 电容器能贮存足够的能量使可控硅  $S_2$  在负载电流脉冲结束时换向。可控硅  $S_2$  是借助于 8.4.1 节所描述的串联换向原理换向，换向完成时电流  $i_2 = 0$ 。

当可控硅  $S_1$  仍处于导通状态时，换向电容器电压通过反向电路  $S_3 - L_c$  而被反向，和 8.4.1 节所描述的  $S_2 - L_c$  反向电路相似。最后的电容器电压略低于两倍电源电压，其上极板电位低于下极板电位。当要求结束通过  $L$  和  $R$  的负载电流脉冲时，再次开通可控硅  $S_2$ ，从而由于电容器电压而施加反偏压于主可控硅  $S_1$ ，通过可控硅  $S_1$  的电流几乎立即转移给电容器。如果忽略可控硅  $S_1$ 、电容器  $C$  和两者间联线的电感，该电流的转移是瞬时完成的。如果这种条件能在大于可控硅关断时间内维持，则使可控硅  $S_1$  换向完成。电容器电压再次反向，可控硅  $S_2$  最后由串联换向法关断。这种阳极电流由要换向的主可控硅迅速转移至并联电容器，此种情形表示在图 8.8 中。

如果令 8.4.1 节中方程式的  $I_{10}$  等于换向初始时(可控硅  $S_2$  开通瞬间)在主可控硅  $S_1$  中的电流、电压  $V_{c0}$  等于电容器  $C$  上的电压(符号为负)，这时方程式中  $E = E_s + V_{c0}$ 。换向期间流过电容器和负载的电流可以由这些方程式计算出。可以看出，在可控硅  $S_1$  关断期间，电流是一个时间间隔为  $T_0$  的正弦脉冲， $T_0$  值由  $C$ ， $L$ ， $R$  和  $\theta$  决定， $\theta$  值由  $I_{10}$  和  $V_{c0}$  决定。在已知主可控硅技术数

据和其换向电流  $I_{10}$  时, 可以用这些方程式来设计其换向电路。可控硅技术数据包括正向和反向峰值电压(确定  $V_{co}$  的上限值)、关断时间  $t_{off}$  (确定电路关断时间  $T_Q$ )、再施电压上升率  $\frac{dv}{dt}$ 。换向期间热特性也应加以校核。

如果已知负载  $R$  和  $L$ 、电源电压、可控硅技术数据, 则需要确定换向电路的设计包括确定换向电容器  $C$  的电容值、反向电感  $L_r$  的电感值、辅助可控硅的额定值和技术数据等。其确定方法可以先假定一个电容值和  $V_{co}$  值, 进而由方程式 8.18 决定电路的关断时间  $T_Q$ 。由于要求大量的迭代计算, 手算是相当复杂的, 最好是由方程式 (8.5)~(8.18) 的计算机仿真来完成, 特别是对并联换向方案设计时要求电流  $I_{10}$  为非零值的情况。然而, 在分析换向特性时, 常常希望对上述方程式作出各种简化假定, 最明显的简化假定是忽略电路电阻  $R$ , 则方程式中的参数修正如下:

$$\alpha = 0 \quad \beta = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \epsilon = \frac{\pi}{2} \quad (8.19)$$

$$\Theta = \tan^{-1} \frac{Z_0}{Z_f}; \quad \xi = \tan^{-1} \frac{Z_f}{Z_0} = \frac{\pi}{2} - \Theta \quad (8.20)$$

$$\cos(\Theta + \beta T_Q) = \frac{E_f}{E} \cos \Theta \quad (8.21)$$

$$\cos \beta T_Q = 0 \quad (I_{10} = 0) \quad (8.22)$$

方程式 (8.22) 已经给出了换向电容器电容值第一次估计的近似数值, 由方程式可知

$$\beta T_Q = \frac{\pi}{2}$$

或

$$T_Q = \sqrt{LC} \frac{\pi}{2} = \frac{\pi/2}{\beta} = T_m \quad (8.23)$$

近似表示为

$$\sqrt{LC} \approx 0.6 T_Q \quad (8.24)$$

由方程式 (8.5) 和 (8.13) 可求得电流最大值为

$$I_{\max} = i(T_m) = I_{10} e^{-\sigma T_m} \frac{\sin \theta}{\sin \Theta} \quad (8.25)$$

$$= \frac{E}{Z_0} e^{-\sigma T_m} \sin \theta \quad (I_0 = 0) \quad (8.26)$$

利用简化假定  $R = 0$ , 方程式 (8.25) 变为

$$I_{\max} = \frac{\sqrt{E^2 + (I_{10} Z_0)^2}}{Z_0} = \frac{E_{PK}}{Z_0} \quad (8.27)$$

由于此方程式给出了考虑初始电流  $I_{10}$  和初始电容电压  $V_{10}$  的影响时串联电路峰值电压与最大电流的比值, 所以是一个非常有用的表达式。利用式 (8.19) 得出的  $Z_0$  简化表达式, 并代入式 (8.24) 和消去电感  $L$  各得出

$$C \approx \frac{0.6 T_Q I_{\max}}{E_{PK}} \quad (8.28)$$

式中

$$E_{PK} = \sqrt{(E_s \pm V_{10})^2 + (I_{10} Z_0)^2};$$

$I_{\max}$  — 换向期间电容器电流最大值。

$E_{PK}$  也通常取为电容器  $C$  所承受的最大电压值。

这些关系的应用可由下述几个例子说明。

例题 8.3 如图 8.9 所示的串联电路, 其组成元件参数为

$$R = 0.4 \Omega, L = 125 \mu\text{H}, C = 100 \mu\text{F}, E_s = 72\text{V}.$$

试求最大电流, 电流脉冲宽度及主可控硅  $S_1$  开通后电流脉冲达到最大值的时间。

解 首先求出计算时所用的几个参数

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C} - \left(\frac{R}{2}\right)^2} = 1.1 \Omega$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = 0.88 \times 10^4$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{2Z_0}{R} = 79.7^\circ = 1.39 [\text{rad}]$$

利用这些参数值由公式 (8.12) 求出电流脉冲宽度为

$$T_0 = \frac{\pi}{0.88 \times 10^{-1}} = 358 [\mu s]$$

由方程式 (8.14) 得

$$T_m = \frac{1.39}{0.88 \times 10^{-1}} = 158 [\mu s]$$

计算  $\alpha$  值

$$\alpha = \frac{R}{2L} = \frac{0.4}{250 \times 10^{-6}} = 1.6 \times 10^3$$

将  $T_m$ ,  $\alpha$  值代入方程式 (8.26) 得  $I_{max}$

$$I_{max} = \frac{72}{1.1} (e^{-0.252}) (\sin 79.7^\circ) = 50.2 [A]$$

例题 8.4 试问例 8.3 中电流脉冲结束时的电容器电压值为多少?

解 利用方程式 (8.16) 得

$$v_c(T_0) = 72(1 + e^{-0.592}) = 72(1 + 0.565) = 113 [V]$$

例题 8.5 图 8.9 中的可控硅  $S_1$  和  $S_2$  交替工作, 设  $L_c = 20 \mu H$ , 其他参数值同例 8.3. 假定在稳态下可控硅  $S_1$  和  $S_2$  每次开通时的电容电压为 180V, 即说明反向电路电阻为零. 试决定流过可控硅  $S_1$  的新电流脉冲最大值, 校核电路换向时间  $T_0$  对保证可控硅  $S_1$  安全换向是否足够长.

解 流过可控硅  $S_1$  的电流脉冲的时间参数与例 8.3 完全一样, 故最大电流求得为

$$I_{max} = \frac{(72 + 180)}{1.1} (e^{-0.252}) (\sin 79.7^\circ) = 176 [A]$$

对于反向电路的电流脉冲, 有

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{20}{100}} = 0.448 \Omega$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{10^{11}}{2000}} = 2.24 \times 10^4 [\text{rad/sec}]$$

$$\epsilon = \frac{\pi}{2}; \alpha = 0$$

$$T_0 = \frac{\pi}{\beta} = 141[\mu\text{s}]$$

$$T_m = \frac{\pi/2}{\beta} = 70.5[\mu\text{s}]$$

$$I_{\max} = \frac{180}{0.448} = 402[\text{A}]$$

注意,这是一个高峰值、窄脉冲宽的电流,是该类型电路所要求的典型电流脉冲。这种情况下,在关断时间或电路换向时间(可控硅  $S_2$  开通后的时间)内,电容器电压仍比电源电压要高,以维持可控硅  $S_1$  上的反偏压。这由下面的计算可以看出,当令方程式(8.9)中电容器电压  $v_c$  等于 72V,并注意反向电路中的  $E_c$  为零,则

$$72 = 0 - \frac{180}{1.0} (1.0) \sin\left(\beta T_0 + \frac{\pi}{2}\right)$$

可求得时间  $T_0$  为

$$\beta T_0 = 66.4^\circ = 1.14[\text{rad}]$$

$$T_0 = \frac{1.14}{2.24 \times 10^{-2}} = 51[\mu\text{s}]$$

对这一功率范围内各种类型可控硅器件,上述时间是足够的。

**例题 8.6** 假定例 8.4 中可控硅开通没有时间滞后,试决定电容器电流的均方根值。

**解** 电容器电流的波形如图 8.11 所示,利用表 8.1 中的公式求出电流均方根值。

可控硅  $S_1$  导通时的电流均方根值

$$I_1 = 176 \sqrt{\left[ \frac{253}{2(353 + 141)} \right]} = 105[\text{A}]$$

可控硅  $S_2$  导通时的电流均方根值

$$I_2 = 402 \sqrt{\left[ \frac{141}{2(353 + 141)} \right]} = 152[\text{A}]$$

电容器电流均方根值

$$I = \sqrt{105^2 + 152^2} = 185[\text{A}]$$

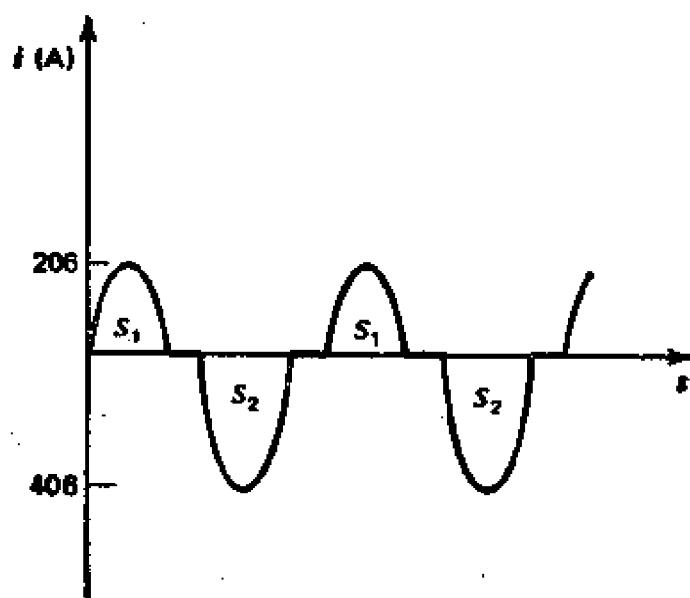


图 8.11 例 8.6 的电流波形

## 8.5 门极和基极电路开通技术

晶闸管和功率晶体管所具有的控制能力，是由于它们能在一个非常短的时间内从高阻抗状态转换到低阻抗状态。这一开通动作是由晶闸管的门极和共发射极晶体管的基极来实现的。设计与门极或基极相联的电路时，它可将原始系统控制信号转换为使功率器件正确开通的脉冲或电流。

图 8.12 为一般的门极开通特性，该特性表示了满足器件开通的门极电压和电流范围，此范围内的数字随着器件大小和类型而略有变化。对给定范围内的电压、电流脉冲而言，器件的开通时间可以明显地变化，高峰值、窄宽度的电流脉冲通常可以降低器件的开通时间，即所谓强-触发或输入过量门极电流。

### 8.5.1 门极触发电路

几乎所有类型的脉冲电路都可用来触发晶闸管。门极触发电路通常与其它类型脉冲电路设计方法相同，主要决定于晶闸管运

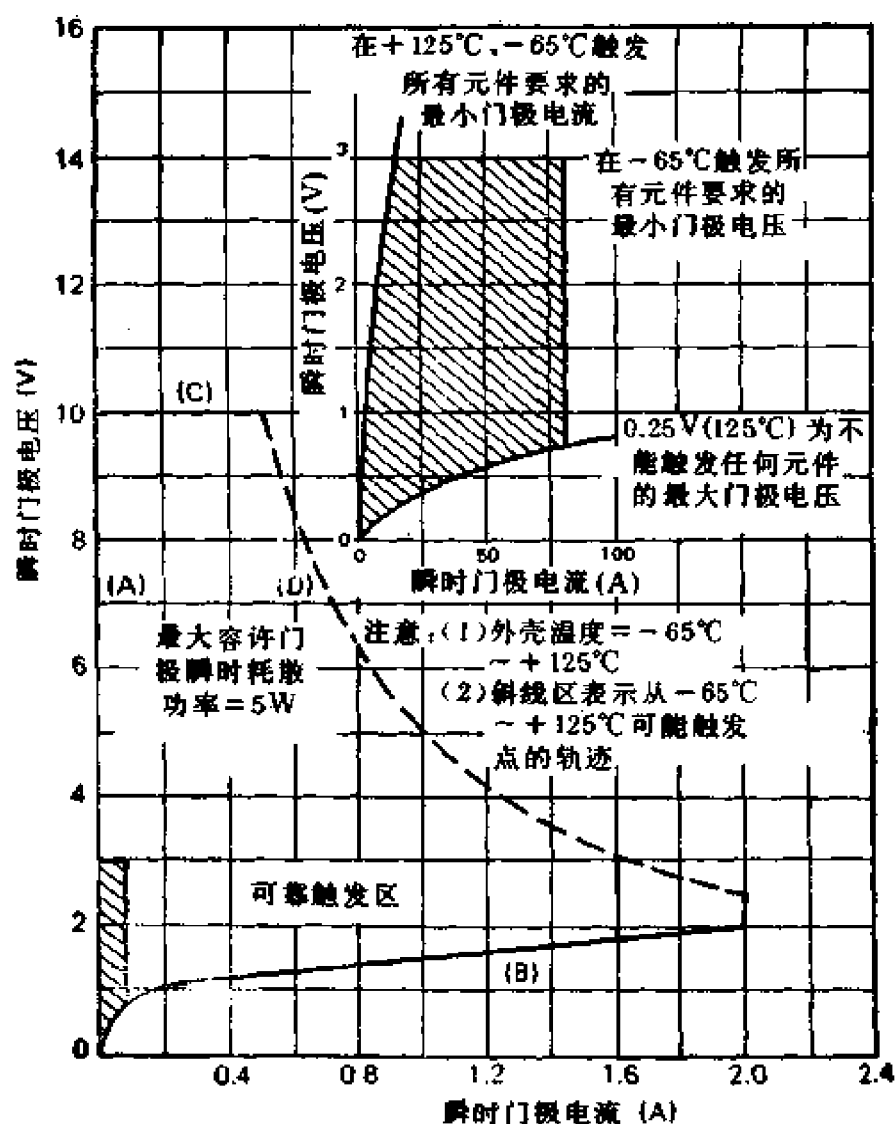


图 8.12 门极开通特性

行所要求的触发电路输入信号(即前述的控制信号)的性质及门极电路区域内的电磁噪声,电动机控制系统通常工作在高的电磁噪声的条件下。

广泛应用于触发电路中的是半导体型和电磁型两种元件。磁放大器已常常用于触发电路,但最近几年已经被半导体开关器件所代替,后者通常比前者的开关时间短,构成的触发系统重量轻。图 8.13 为利用磁放大器构成可控硅触发电路的例子。用于触发电路中的半导体开关有两种,即单结晶体管(UJT)和硅可控开关

(SCS), 图 8.14 表示利用单结晶体管 (UJT) 的一个简单原理图。晶体管是用于门极电路最常见的器件, 图 8.15 表示与可控硅门极为变压器耦合的晶体管放大电路。这些例子只是涉及无数晶闸管门极触发电路中的最简单电路, 现在许多触发系统已经完全

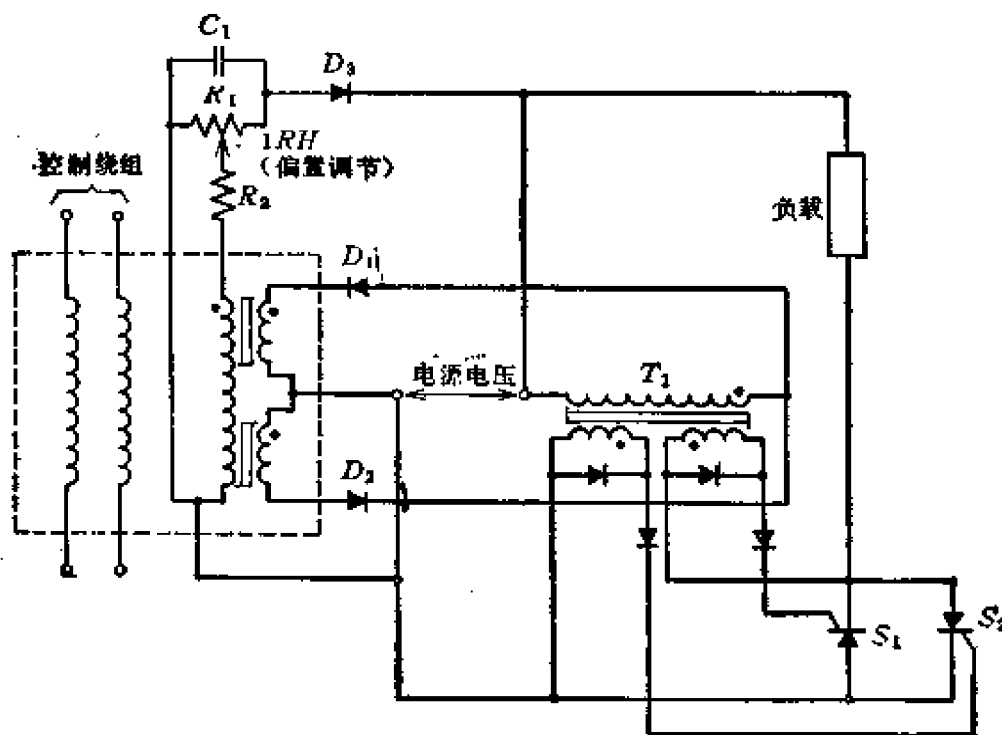


图 8.13 全波磁放大器触发电路

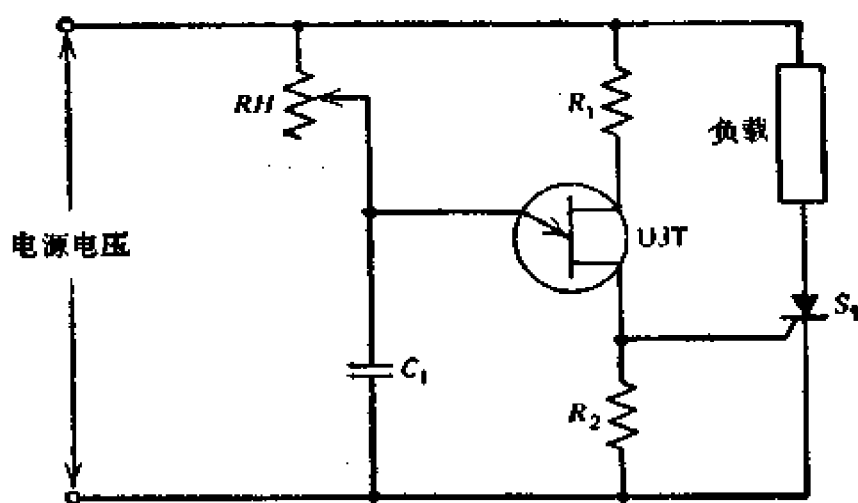


图 8.14 半波相控半导体电路

组件化,并广泛地用于标准的拖动线路中,如相控整流器等装置。

如图 8.15 所示,与晶闸管门极端子变压器耦合的电路是为了降低门极电路噪声信号,而此噪声信号常常引起晶闸管的误触发,由于晶闸管的误开通可能将电源直接短路,因此是非常危险的并常常引起器件严重损坏,当以后讨论电动机控制器的电路时可明显看出这点,用于门极触发的脉冲变压器已在第三章简要地讨论

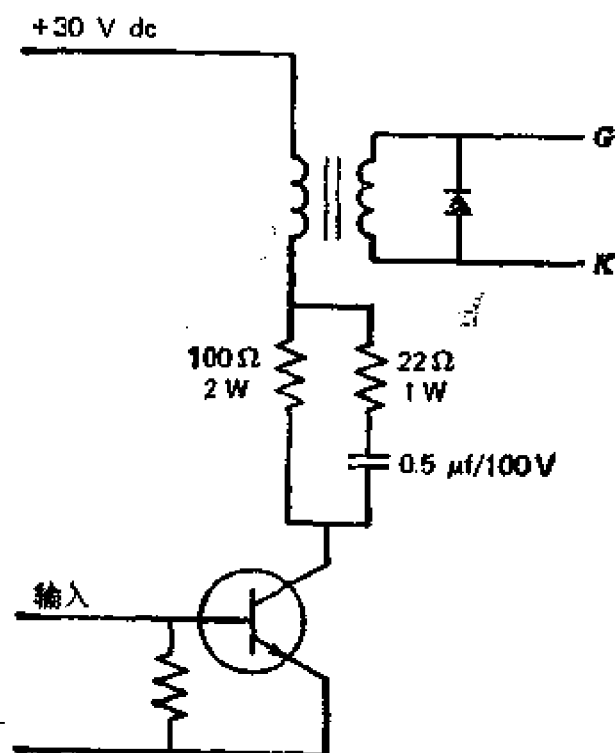


图 8.15 可控硅门极触发电路

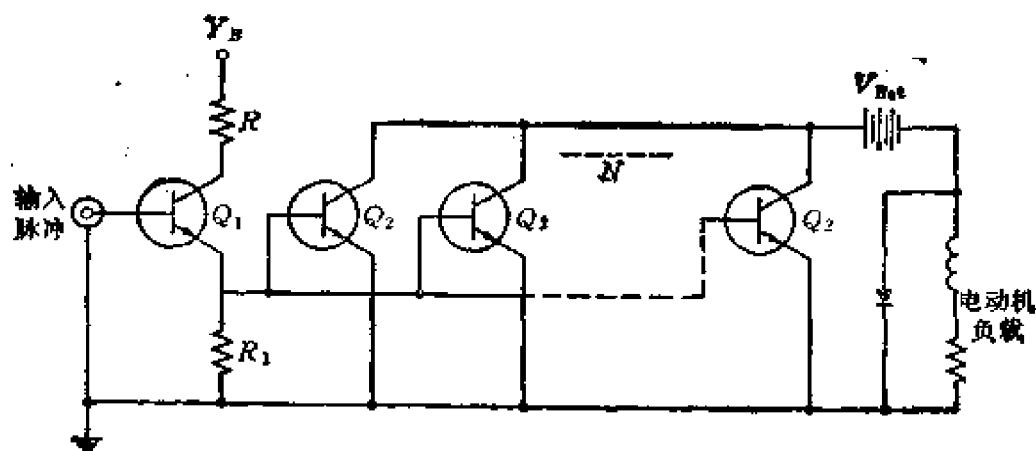


图 8.16 共发射极输出器激励电路

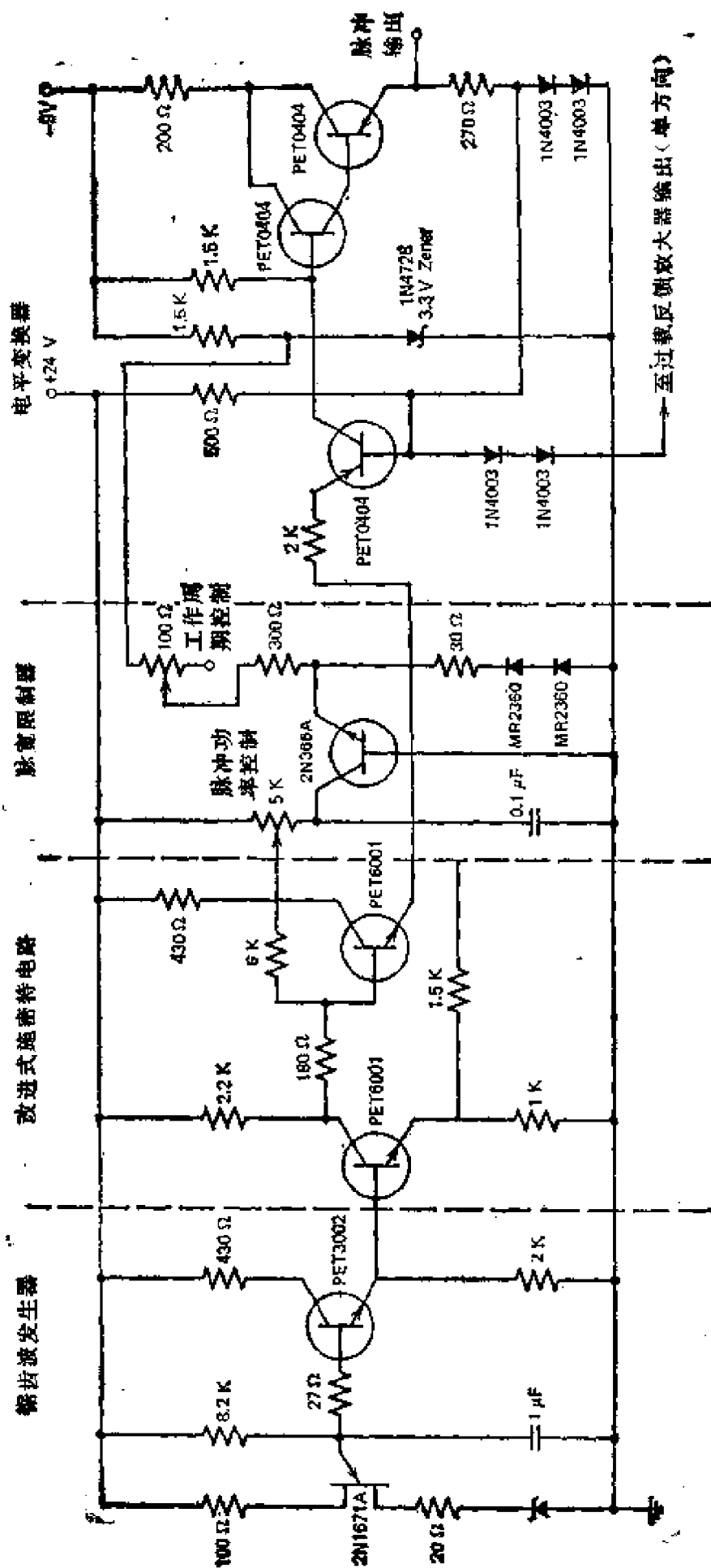


图 8.17 PNP 晶体管脉宽调制器

过,为了防止由于变压器杂散电容的存在使噪声信号进入门极,必须小心地设计变压器的接地与屏蔽。

### 8.5.2 晶体管基极激励

读者对开通功率晶体管的电路大概熟悉,它在许多教科书里都已讨论过。上面讨论过的晶闸管门极触发电路的多数考虑因素可应用于晶体管基极激励。当然,要在晶体管整个导通时间内保持基极信号和开通晶闸管所要求非常短暂的门极脉冲在设计上有所不同。图 8.16 和图 8.17 表示典型的晶体管激励电路。

## 8.6 相控整流器

整流器即是将交流变换到直流的变换器,可控整流器即意味着是可控硅整流器,而不是通常的整流器。最后,相位则意味着用和交流电流相位有关的信号的函数进行控制。普通整流电路没有特有的控制特性,它是恒定的交直流电压比值的变换电路,电压比仅仅随负载电流引起的电压降落不同而略有变化。将整流器件改为可控整流器件——可控硅时,这些电路仍然有交流/直流变换能力,同时能大范围地控制直流电压和电流值的数值。相控整流器电路广泛地应用于由交流电源供电的所有功率额定的直流电动机控制,这是本章将要讨论的四种电动机电子控制中最简单的一种形式,其部分原因在于电路中可控硅是电网换向,而不是 8.4 节所讨论的利用辅助电路来实现换向。

最简单的整流电路是半波整流,现在利用这个电路来说明相位控制的一般原则。图 8.18 是一个简单的控制静态电感负载的半波相控整流器,电压、电流波形也表示在图中,图中  $v_{i1}$  是频率为  $1/T_f$  的正弦输入电压。每正半周内电压过零值后经过时间  $T_0$  时可控硅  $S_1$  开通,在半个周期的时刻  $T_0$  时,电源电压将变为负值,提供可控硅  $S_1$  一个反偏压。然而,由于电感负载的作用,电流滞后于电压一个相位,时间  $T_0$  后仍有电流存在,整个半周期时间

$T_0 - T_p$  内反偏压加于  $S_1$ ，保证了在电流  $i_L = 0$  时可靠地关断可控硅。负载电流  $i_L$  可以近似地认为是正弦波形，只要设  $T_0$  时刻为  $t = 0$ ，由  $R-L$  电路经正弦电压供电的一般关系式可求出该电流。图 8.18 中电压和电流的均方根值及平均值，可由表 8.1 中相应的公式求得。可以看出，负载电压和电流受可控硅开通时刻  $T_0$  所控制，该开通时刻是由可控硅  $S_1$  的门极触发脉冲的时间所决定。根据表 8.1 波形 7 给出的关系，增加  $T_0$  值则减小负载电流和电压的均方根值和平均值。

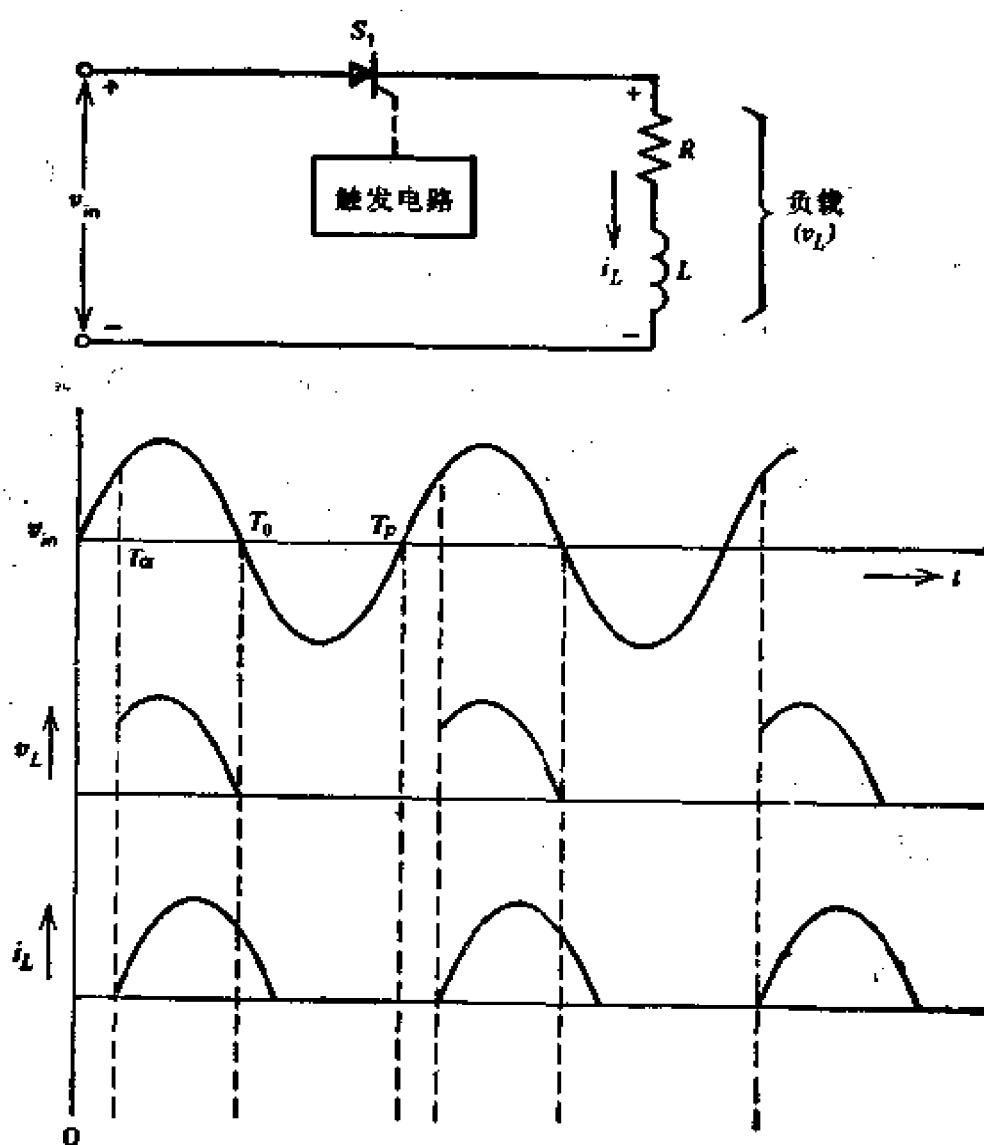


图 8.18 带静止负载的单相半波可控整流电路

带  $R-L$  负载的全波桥式可控整流电路及其电压、电流波形如图 8.19 所示, 桥式电路中的四个半导体器件只用了两个可控硅元件, 这个电路由于下述两个原因很少在实际中采用: 负载电流是脉冲电流且其平均值和均方根值对峰值的比值低; 大电感负载时, 第一个电流脉冲可能延伸到第二个可控硅导通的时间内, 此时加在第一个可控硅上近似为  $2V$  的反偏压 (输入电压与负载压

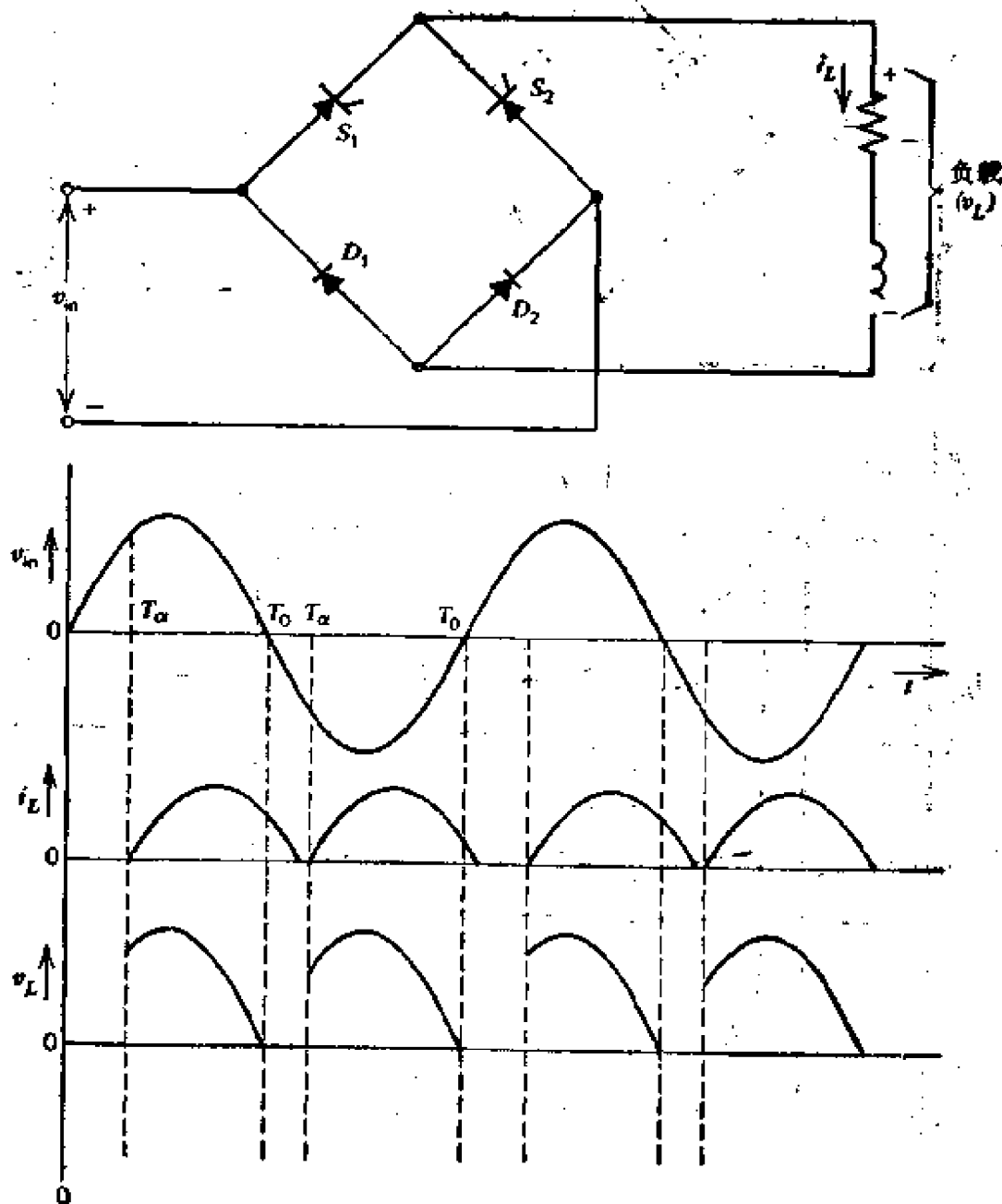


图 8.19 带静止负载的单相全波可控整流电路

降或第二对可控硅和二极管的串联压降的差值),可能使第一个可控硅的关断时间放慢。对多数电感负载的电路,如图 8.20 所示,在负载端并联一只续流二极管,此续流二极管作为提供连续负载电流或电枢电流的回路,改善了第一个可控硅的关断能力。

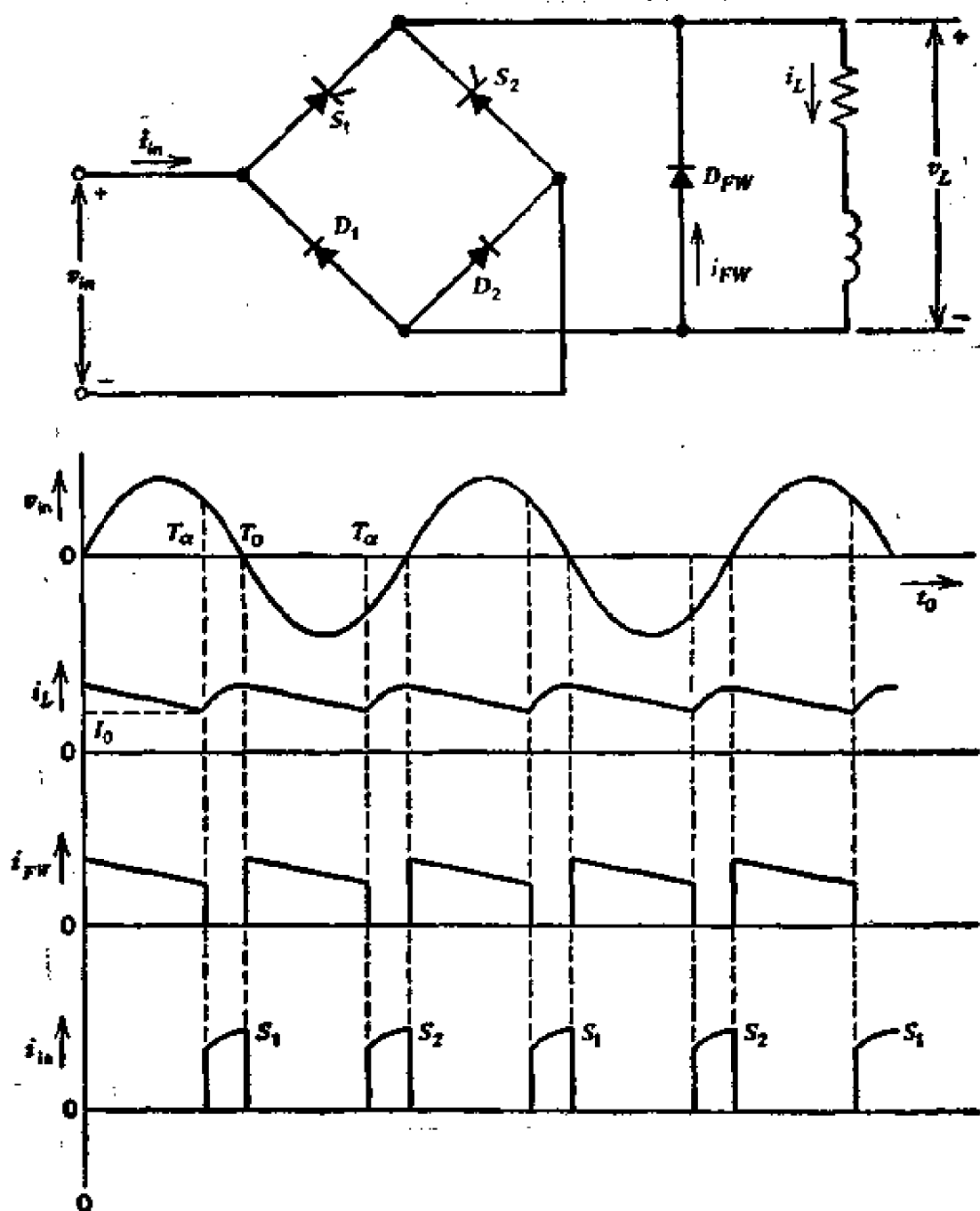


图 8.20 带静止负载及续流二极管的单相全波可控整流电路

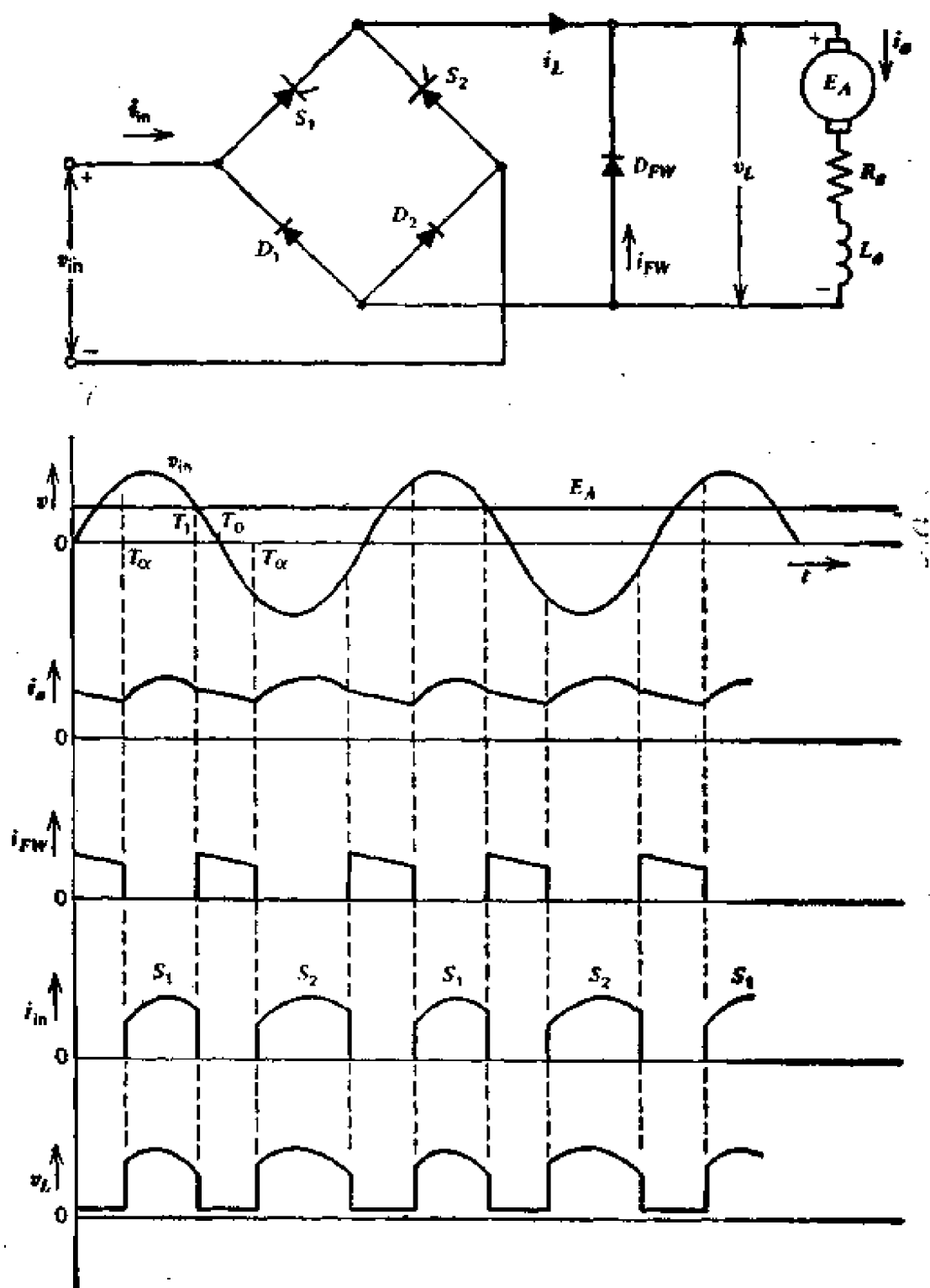


图 8.21 具有反电势负载和续流二极管的单相全波可控整流电路

图 8.20 的工作原理如下：假定电路已处于稳定状态， $t = T_0$  时的负载电流和续流二极管电流为  $I_o$ ，所有半导体器件处于关断

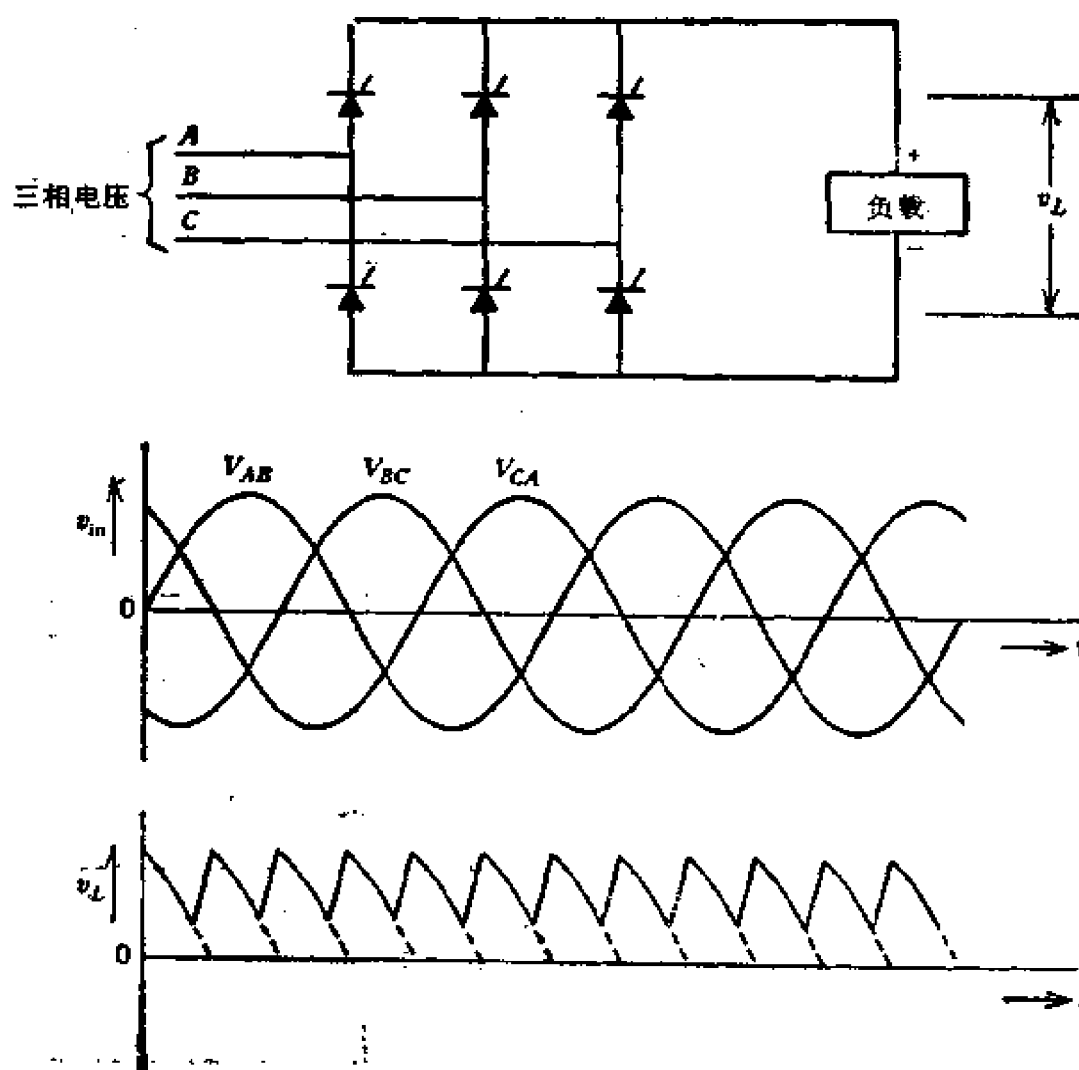


图 8.22 三相全波可控整流电路和电压波形

状态。分析从开通可控硅  $S_1$  开始。当可控硅  $S_1$  开通时,它经受着电源电压、负载和续流二极管并联压降与二极管  $D_2$  的压降之和,负载和续流二极管并联压降等于二极管的饱和电压,对硅整流器件而言数值大约为  $1\text{ V}$  左右。该电压降加上二极管  $D_1$  的等值电压与输入电压  $v_{i1}$  相比是可以忽略的,可控硅  $S_1$  可瞬间开通,直到  $t = T_0$  后输入电压反极性,且其负值输入电压  $v_{i1}$  超过负载-续流二极管并联压降或  $-1.0\text{ V}$  后,可控硅  $S_1$  处于反偏压状态而完成换向。电流继续在负载-续流二极管回路内流过,直到第一个半周后又经过时间  $T_0$  时可控硅  $S_2$  开通。同可控硅  $S_1$  一样,可控硅  $S_2$  几乎也是瞬间开通的,直到输入电压再次变为正值后,可控

• 346 •

硅  $S_2$  换向, 负载电流再次通过二极管  $D_1$  续流, 又到可控硅  $S_1$  再次开通, 过程如此重复下去。

图 8.20 电路里续流二极管流过的电流, 可以由短路的  $RL$  电路 (忽略二极管压降) 的暂态电流关系求出, 其初始电流 ( $t = 0$  时) 为可控硅关断时的电流, 续流期间的电流波形即为  $RL$  电路中暂态电流衰减的波形。可控硅导通期间的正弦电流脉冲是由一个正弦电源供电的  $RL$  电路中的电流, 图 8.20 中  $t = 0$  时的起始电流与时间  $T$  有关。负载电流是由两段不同类型的暂态电流组成, 每段电流都可容易地计算出, 这就是电动机控制系统中电流波形的特点。

当带有如电动机电枢的有源负载时, 其波形与无源负载相似, 如图 8.21 所示。图中电枢电势  $E_A$  认为是与时间无关的恒值。事实上, 当电枢电流由桥式整流器供给时, 电动机转速有所升高; 而由续流二极管续流时, 电动机转速有所降低。故电势  $E_A$  曲线有一点轻微的波动, 除非电动机的惯性非常小。电势波动一般来说是很小的且可以忽略。带有源负载与带无源负载的电路工作的主要区别在于可控硅的关断与续流开始瞬间, 对带电势  $E_A$  的有源负载电路, 可控硅关断时刻出现在输入电压  $v_{in}$  变得比电势  $E_A$  小的时刻, 该时刻在图 8.21 中由  $T_1$  表示。相控整流器的电压和电流波形的平均值和均方根值可由表 8.1 中相应的关系式算出。

电动机的电源是多相电源时, 如图 8.22 所示, 可应用多相桥式相控电路。

## 8.7 续流二极管

续流二极管影响着相控整流器及其它多数控制器里可控硅的大小选择。例如图 8.21 中可控硅  $S_1$  开通时, 续流二极管处于反偏压而关断, 其电流 (即电枢电流) 转换至桥式电路中经过  $S_1$  和  $D_2$  回路流通。由于电枢电感中已经有负载电流流过, 可控硅  $S_1$  中的电流上升仅受着桥式电路中两支路段及电源的电感的限制。桥式电

路和电源的电感常常是非常低的,如果电源是无穷大电源,它的电感则为零,这是大功率电源系统的常见情况。即使是 $1\mu\text{H}$ 或更小的电感也会使可控硅 $S_1$ 的电流上升非常快,并能导致可控硅热点的出现而使器件损坏。其补救方法常常是在可控硅 $S_1$ 的阳极串联一只小的饱和电抗器,它可产生大约 $5\text{--}10\mu\text{s}$ 的时间延迟,一旦电抗器处于饱和状态,其压降和功率损耗皆可忽略。续流二极管关断过程中流过它的反向电流也能在一个支路桥的可控硅开通时产生不好的影响,并能在处于断态的可控硅上产生高电压峰值。

利用续流二极管后,其电路关系适用于将要讨论的所有类型控制器,必须在设计控制器电路时加以考虑。

**例题 8.7** 如图 8.18 所示半波相控整流器,其输入电压 $v_{i0}$ 为 $120\text{V}$ , $60\text{Hz}$ ,设 $T_a$ 是 $T_0$ 的一半,试决定负载端的平均电压值。如果 $T_a = 0.002\text{s}$ 时,试重复计算负载端的平均电压值。

**解** 平均电压值能直接由表 8.1 中波形 7 的计算表达式求出。

$60\text{Hz}$  对应的周期时间  $T_P = 0.0167\text{s}$

半周时间  $T_0 = 0.0083\text{s}$

当 $T_a$ 等于 $T_0$ 的一半时,负载端的平均电压值

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi} \left( 1 + \cos \frac{\pi}{2} \right) \sqrt{2} \times 120 = 27[\text{V}]$$

当 $T_a = 0.002\text{s}$ 时,负载端的平均电压值

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi} \left( 1 + \cos \pi \frac{0.002}{0.0083} \right) \sqrt{2} \times 120 = 46.5[\text{V}]$$

**例题 8.8** 如图 8.19 所示全波电路,试重复例 8.7 的计算。

**解** 全波电路负载电压的一周期时间为正弦波的半周期时间,如图 8.19 所示的 $T_0$ 。因而利用表 8.1 的关系式,当 $T_a$ 是 $T_0$ 的一半时,负载端的平均电压值为

$$V_{av} = \frac{1}{\pi} \left( 1 + \cos \frac{\pi}{2} \right) \sqrt{2} \times 120 = 54[\text{V}]$$

正如所期望的,该值是两倍于半波电路的数值。

当  $T_a = 0.002\text{s}$  时, 同样也是两倍于半波电路的数值即  $93\text{V}$ 。

**例题 8.9** 如果图 8.19 全波电路的负载为  $1.2\Omega$  电阻及  $2\Omega$  电感, 试决定例 8.8 中两种触发角时的平均负载电流。

**解** 由于电流增加时电感电压对时间的积分等于电流减小时电感电压对时间的积分, 负载电感在一个周期内的平均电压为零, 因而上例中计算的平均电压只是电阻的平均电压 (忽略可控硅及二极管压降), 平均电流则可由平均电压除以负载电阻而得。

在  $T_a$  是  $T_0$  的一半时, 平均电流为

$$I_{av} = \frac{54}{1.2} = 45[\text{A}]$$

在  $T_a = 0.002\text{s}$ , 平均电流为

$$I_{av} = \frac{93}{1.2} = 77.5[\text{A}]$$

### 8.7.1 可控整流器电流关系

上述几个例子已计算了相控整流电路的平均电压, 它可以应用表 8.1 对应波形的计算式求出, 但可控整流电路的电流分析并不是如此简单。

当整流器在时间  $T_a$  开通而向电感性负载  $R$  和  $L$  供电时, 流过的电流可以用电路理论知识分析。该电路的电压方程式可由下列微分方程式描述:

$$E_m \sin \omega t = iR + L \frac{di}{dt} \quad (8.29)$$

方程式 (8.29) 的电流解

$$i = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \phi) - e^{-(t-T_a)/\tau}] \cdot \sin(\omega T_a - \phi) + I(T_a) \cdot e^{-(t-T_a)/\tau} \quad (8.30)$$

式中

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2};$$

$$\phi = \tan^{-1}(\omega L/R);$$

$$V_m = \text{输入电压}(v_{in}) \text{最大值};$$

$I(T_a)$  — 等于  $T_a$  时的负载电流;

$\tau = L/R$ , 负载的时间常数;

$\omega = 2\pi f$  — 输入电压 ( $v_{1a}$ ) 的角频率,

该电流包含三个分量: 方程式 (8.30) 中第一项的电流稳态分量; 方程式第二项与电压有关的电流暂态分量; 最后一项为由电感电流初始值引起的第二暂态分量。第二暂态分量的存在是带续流二极管系统的特点。连续供电电路里, 上述暂态分量在输入信号几个周波以后就已消失。断续供电的电路里, 上述暂态分量在每个开关动作初始期间都存在, 并对电流脉冲的形状、持续时间有着较大的影响。电流脉冲的形状由方程式 (8.30) 决定, 是正弦脉冲与指数项的合成, 因为其形状通常相当类似于正弦形, 有时称为准正弦形。脉冲参数如脉冲时间、最大值、斜率等不能基于正弦形的假定来计算。由于方程式 (8.30) 中第一暂态分量是随可控硅的开通瞬间  $T_a$  而变化, 该电流脉冲的分析是相当复杂的。如果当  $\omega T_a = \phi$  时可控硅开通, 方程式 (8.30) 的第二项则不存在; 如果当  $\omega T_a = \phi \pm \frac{\pi}{2}$  时开通, 第二项达到最大值。这与变压器之类的多数电感元件接通交流电源时的情况一样。前面已经说明过准正弦波形的例子, 图 8.18 和图 8.19 的负载电流脉冲即是  $I(T_a)$  为零的准正弦形状; 图 8.20 和图 8.21 的电流脉冲(由电源供电期间)也是这种形状, 但  $I(T_a)$  不等于零。

图 8.23 更详细地画出了  $I(T_a)$  为零时的电流脉冲及其稳态电流和暂态电流分量。脉冲时间为

$$T_d = T_s - T_a \quad (8.31)$$

电流为零的时刻  $T_s$  值, 可由方程式 (8.30) 中令  $i = 0$  和  $t = T_s$  求出, 得超越方程式

$$\sin(\omega T_s - \phi) = e^{(-T_s - T_a)/\tau} \sin(\omega T_a - \phi) \quad (8.32)$$

此方程式与串联换向电路的方程式 (8.18) 有相同的形式, 用手算是费时的, 可用计算机计算。也可绘出曲线表示出此波形脉冲时间  $T_d$  与  $T_a$ ,  $\phi$  的关系<sup>17</sup>。

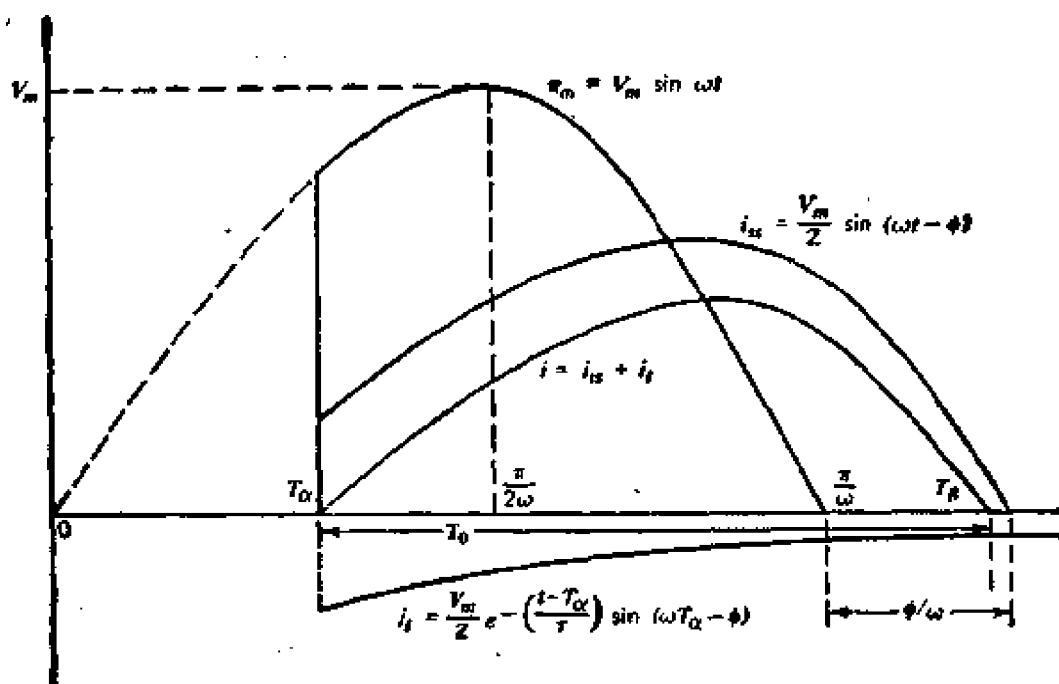


图 8.23 图 8.19 电路的负载电流脉冲

幸运的是,由于负载电感的平均电压值为零,此类电流脉冲的平均值计算可用例 8.9 的方法,直流电流平均值由负载端电压平均值(由表 8.11 波形 7 求出)除以负载电阻即可得到。该值用于决定系统的效率、负载功率和可控硅、二极管的平均电流。电流和电压平均值是由指示平均值的仪器所测量,如达松瓦尔(D'Arse-nwol)仪器。

然而这种波形的电流脉冲均方根值计算要困难得多,它要求从方程式(8.32)求出了脉冲时间后决定方程式(8.30)右端的平方的平均值。文献17画出了电流均方根值与  $T_\alpha$ ,  $\phi$  的关系图,当然也可应用计算机程序求解。电流均方根值常常用来决定电动机控制器的欧姆损耗和选择可控硅、电缆线的大小。

至今,主要对初始电流  $I(T_\alpha)$  为零时的方程式(8.30)作了分析,对于图 8.18,图 8.19 及许多类似电路是适用的。更一般地说,这些关系可应用于正弦形电源供电的  $RL$  电路流过断续电流的情况。连续电流存在于电动机并联有续流二极管的许多电动机

控制系统, 图 8.20 和图 8.21 已提出了这种典型的电流波形。然而, 即使负载电流是连续的, 它也是由不连续的电流脉冲段所组成, 正确地说, 电流是分段连续的, 表示在上述图形中的电流是由两段电流组成: 流过电源、负载、整流桥中一组可控硅及二极管的电流, 即图形中的输入电流; 流过续流二极管和负载的电流, 图中用  $i_{FW}$  表示。

分段连续电流的第一段可由方程式 (8.30) 且  $I(T_0)$  为某一非零值来分析。除了因附加一项包含  $I(T_0)$  的第二暂态分量而变复杂些外, 其它与上述分析相似, 注意, 方程式 (8.32) 中也必须增加这一项。脉冲开始瞬间为  $T_0$ , 脉冲结束瞬间由负载电路的电压关系所决定, 即负载端电压对续流二极管为正向电压且使其开通的时刻。当为静止负载时, 脉冲结束瞬间近似地为输入电压经过零值的时刻, 如图 8.20 的  $T_0$ ; 当有源负载时, 该瞬间为输入电压在数值上变得小于负载电势的时刻, 如图 8.21 的  $T_1$ 。由于它们可随二极管的开通特性、二极管电压降及二极管、可控硅和它们的引线的电感不同而有所变化, 所以确定的这些时间量是近似值。如果上述电感值可以忽略不计(小于  $1\mu\text{H}$ ), 这些时间可用于所述的分析中。

假定上述第二类影响可忽略不计, 续流二极管电流开始于通过桥式电路的电流脉冲结束瞬间, 该电流段结束于电源再次通过桥式电路向负载供电的时刻, 此时二极管处于反偏压而关断。当为静止负载时, 流过负载-二极管闭合回路的电流可由熟悉的电感性电路的衰减表达式表示为

$$i_{FW} = I(T_0)e^{-t/\tau} \quad (8.33)$$

式中  $I(T_0)$  为输入电压信号过零值时的负载电流值, 它可由方程式 (8.30) 计算出。  $T_0$  出现在电流脉冲达到最大值后不久的时刻, 为此电流脉冲达到最大值时,  $di/dt$  及负载电感电压为零。以后电流脉冲开始下降,  $di/dt$  及负载电感电压变为负值。当电感电压达到足以克服二极管压降 (1V 或更少) 的负值时, 使续流二极管处于正偏压而开始续流, 这就是负载电感的作用。对有电势

$E_A$  的动态负载系统, 流过二极管-负载回路的电流遵循下列方程式

$$0 = Ri + L \frac{di}{dt} + E_A \quad (8.34)$$

方程式 (8.34) 的电流解可由通常的方法求得

$$i_{pW} = I(T_1)e^{-t/\tau} - \frac{E_A}{R}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (8.35)$$

式中  $\tau = L/R$ ,  $I(T_1)$  为  $E_A = V_{i0}$  时的电流, 如图 8.21 的  $T_1$  时刻所对应的电流。

由方程式 (8.33) 和方程式 (8.35) 可知, 续流二极管电流的波形是指数型的, 常常由斜率为负值的直线段来近似表示, 特别对于所讨论的直流电动机负载, 即有源负载的情况, 采用的就是这种近似法。许多这类电路中, 负载电阻可以忽略, 方程式 (8.34) 变为

$$0 = L \frac{di}{dt} + E_A \quad (8.36)$$

其电流解

$$i_{pW} = I(T_1) - \frac{E_A}{L}t \quad (8.37)$$

这样, 当有源负载的负载电阻可以忽略时, 负载电流确实能由某一负值斜率的直线方程所表示, 这个假定常常用于直流电动机的分析中。图 8.20, 图 8.21 如表 8.1 波形 6 即是根据这一假定得出的。实用上也将负载电流的上升段(电源电压供给电流的一段)近似地用一条直线段来代替, 结果变为表 8.1 中波形 5 所表示的锯齿波形, 这种波形常用于电动机负载并带有续流二极管的电路。当计算负载电流的平均值和均方根值时, 用这种直线段来近似表示特别方便, 并且在许多情况下是足够精确的。

上述有关电流脉冲的波形、时间、平均值和均方根值的讨论是基于相控整流器系统, 但是它也适用于电动机控制的许多其它情况, 以后在讨论其它类型的电动机控制时将常常引用这些关系。

例题 8.10 一台直流电动机由单相全波桥式可控整流器(图

8.21) 控制, 电源为交流 60Hz, 120V, 电动机电枢电阻为  $0.1\Omega$ , 电枢电感  $1\text{mH}$ , 电枢并联有续流二极管, 电动机运行在电枢反电势为  $60\text{V}$  的恒速下, 可控硅开通时刻 ( $T_a = 0.003\text{s}$ ) 的电枢电流为  $27\text{A}$ , 试决定 (1) 当续流二极管开始续流及可控硅关断时刻的电枢电流值; (2) 续流二极管续流结束时的电流。

解 有效值为  $120\text{V}$  的电压最大值为

$$V_m = 169.7[\text{V}]$$

有关的参数值为

$$Z = \sqrt{0.1^2 + (377 \times 0.001)^2} = 0.39 \angle 75.2^\circ [\Omega];$$

$$\phi = 75.2^\circ = 1.3125[\text{rad}]$$

$$V_m \sin \omega T_1 = 60; T_1 = 0.00739\text{s}$$

$$\omega T_1 = \pi - 60/169.7 = 2.786[\text{rad}]$$

$$\omega T_a = 377 \times 0.003 = 1.131[\text{rad}]$$

$$T_0 = (1/2)(1/60) = 0.00833[\text{s}]$$

$$\omega T_0 = \pi, \text{ rad}$$

$$\tau = 0.001/0.1 = 0.01[\text{s}]$$

由方程式 (8.30) 可知, 电流波形第一段结束时的电流值为

$$\begin{aligned} i(T_1) &= \frac{169.7 - 60}{0.39} \times \left\{ \sin(2.786 - 1.3125) \right. \\ &\quad \left. - \exp \left[ - \left( \frac{0.00739 - 0.003}{0.01} \right) \right] \sin(1.131 - 1.3125) \right\} \\ &\quad + 27 \exp \left[ - \left( \frac{0.00739 - 0.003}{0.01} \right) \right] = 281.3[0.995 \\ &\quad - 0.645(-0.1805)] + 27 \times 0.645 = 330[\text{A}] \end{aligned}$$

续流二极管到下一可控硅开通时, 此时刻为输入电压过零值后  $T_0$  秒, 即续流二极管经过的续流时间为

$$0.00833 - 0.00739 + 0.003 = 0.00394[\text{s}]$$

由方程式 (8.35) 求出该时刻电流为

$$i_{rw} = 330 \exp\left(\frac{-0.00394}{0.01}\right) - \frac{60}{0.1} \times \left[1 - \exp\left(\frac{-0.00394}{0.01}\right)\right]$$

$$= 222.5 - 195.5 = 27[\text{A}]$$

例题 8.11 图 8.24 为并联有续流二极管的某电动机 电 枢 稳 态负载电流的直线近似表示, 最大和最小值如图所示, 试决定输入电流、负载电流、续流二极管电流的平均值和均方根值。

解 电流波形中最小与最大值之比为:

$$\xi = 100/150 = 2/3$$

由表 8.1 波形 6 的关系式可计算输入电流的均方根值与平均值为

$$I_{rms} = 150 \sqrt{\frac{1}{3} \times \left(\frac{0.002}{0.006}\right) \times \left(1 + \frac{2}{3} + \frac{4}{9}\right)} = 72.6[\text{A}]$$

$$I_{av} = 150 \left(\frac{1}{2}\right) \times \left(\frac{0.002}{0.006}\right) \times \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 41.7[\text{A}]$$

由表 8.1 波形 6 亦能得出续流二极管的均方根值与平均值为

$$I_{rms} = 150 \sqrt{\left(\frac{0.004}{0.006}\right) \times \left(1 + \frac{2}{3} + \frac{4}{9}\right) \times \frac{1}{3}} = 102.8[\text{A}]$$

$$I_{av} = 150 \left(\frac{1}{2}\right) \times \left(\frac{0.004}{0.006}\right) \times \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 83.3[\text{A}]$$

负载电流可由表 8.1 波形 5 求得

$$I_{rms} = 150 \sqrt{\frac{1}{3} \times \left(1 + \frac{2}{3} + \frac{4}{9}\right)} = 125.8[\text{A}]$$

$$I_{av} = 150 \times \left(\frac{1}{2}\right) \times \left(1 + \frac{2}{3}\right) = 125[\text{A}]$$

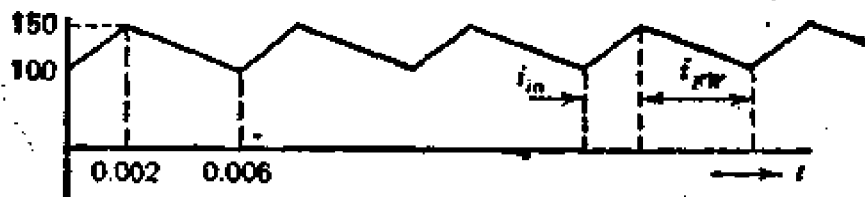


图 8.24 具有斩波器控制和续流二极管的电动机电流直线近似波形

## 8.8 斩波控制器

电源为直流时,主要的直流电动机控制器称为斩波控制器或电压斩波器,它广泛地用于电池供电系统中,如高尔夫车、叉式起重车和其它电气车辆的变速拖动。斩波器这一名词是电源和负载间的一个周期性通断的开关控制装置的通用名字,它的作用是改变负载电压。实际上,它作为一个电压调节系统而工作,而且开关装置常常是一个机械装置,如许多自动电压调节器。这种电压控制的工作原理是改变一个恒定电压值的电源供电给负载的接通时间,而不是改变连续供电给负载的输入电压数值。由于用斩去输入电压而变成断续脉冲来改变接通时间,这类调节器因此而得名。电动机控制斩波器与电压调节器的区别主要在于所控制的负载电压范围。对变速电枢控制而言,电压范围必须是由零到电动机的最高电压。电动机控制斩波器已商品化,它用可控硅、可关断晶闸管、功率晶体管和达林顿管作为功率开关器件。

斩波器用来控制电动机和发电机两种运行方式的直流电机。对前一种运行方式,因为它的输出电压低于电源电压,借改变输出电压来控制电动机的速度或转矩,此种斩波器常常称为降压型斩波器。对发电机运行方式(通常是再生发电状态运行),此种斩波器称为升压型斩波器,这是因为电动机电压必须增加到高于电源电压。能运行在两种方式下的斩波器称为双象限斩波器,在电枢电压-电流坐标平面上,是运行在两个象限内。

### 8.8.1 时间比控制

时间比控制即是时间参数比的控制,通常表示为接通时间与断开时间之比,或者为接通时间与脉冲周期时间(接通时间与断开时间之和)之比。正是由于这种控制概念,在表 8.1 中列出的均方根值和平均值的计算式都以时间参数表示,而不是以角度表示的。在这些公式中, $T_1$ 是脉冲的接通时间, $T_2$ 是重复周期的时间,

由表 8.1 的计算式可以看出,对于为恒值  $V_m$  的输入电压,电压或电流的均方根值和平均值的改变,可以由控制  $T_o/T_r$  的比值来实现,这是时间比控制的基本原理。

### 1. 恒频、可变脉冲宽度

输入电压的接通是以固定频率进行的,该固定频率是由如振荡器、 $R-C$  网络的充电、电源频率等固定频率信号所决定。脉冲宽度是由控制功率半导体的关断时刻或可控硅换向的时刻来调节。在某些情况下,关断时刻或换向时刻是以恒定的速率进行的,开通时刻则是变化的,从而控制着负载的平均电压。

### 2. 变频、恒脉冲宽度

开通时刻可以控制并且是所要求的平均负载电流或功率的函数。一旦功率半导体处于通态,即整定一个固定的时间延迟,使接通时间固定。

### 3. 综合方法

在任何一种使用可控硅的时间比控制中,开通脉冲之后都有一固定的时间,在此期间内可控硅必须在下一个开通脉冲出现之前关断。此时间即为 8.3.2 节所描述的可控硅关断时间  $t_{off}$ ,该关断时间  $t_{off}$  决定了能施加给负载的平均电压最大值。在许多情况下,这种限制可由另加旁路直接将输入电压施加给负载而被取消。在直流电动机负载的情况下,这只能在相对高的转速下进行,它可以产生足够大的反电势来限制电枢电流。

## 8.8.2 斩波器电路

多数电动机控制用斩波器的功率半导体一直是可控硅器件,直到最近,功率达林顿管和功率晶体管已经有适合于这些应用的电压和电流等级,现在应用的许多种电路已使用上述两种型式的半导体器件。这里只讨论几种电路,可控硅斩波器电路的系统总结可参阅文献 37,其它电路在文献 14,17,18,19 至 23 和 34 都有分析。

一个最基本的可控硅斩波器电路如图 8.10 所示,在分析可控

硅换向关系时已经讨论过该电路。图 8.10 电路中是一个静止负载，但同样可应用于有反电势  $E_b$  的直流电枢之类的有源负载，静止负载可表示为速度为零的电枢负载，其中  $R$  和  $L$  分别表示电枢的电阻和电感。斩波器电路也常用来控制它励直流电动机的励磁电流，此时的负载为静止负载。图 8.10 电路是单向的，不能运行在电动机再生制动状态。图 8.25 表示该电路用于带反电势  $E_b$  的直流电动机电枢控制的电压和电流波形，图中假定转速恒定不变，即恒定励磁电流时的反电势恒定不变。

图 8.25 中假定该系统处于稳态，且每个周期以功率可控硅  $S_1$  开通时负载电流为  $I_0$  而开始，以直线段近似地表示主可控硅  $S_1$  及续流二极管的电流波形，这些波形代表了 8.8.1 节所介绍的时间比控制的任何一种方法。电路的最小关断时间即图中  $T_0$  与  $T_r$  间的最小时间，由可控硅  $S_1$  的参数  $t_{off}$  决定。同时，在关断期间内，通过可控硅  $S_2$  (图 8.10 中) 的反向脉冲必须完成，在多数电路中，它要求一个比可控硅  $S_1$  的换向时间更长的时间。为了总结这一基本斩波电路的工作情况，下面介绍在稳态情况下该电路的工作过程。

1.  $t = 0$  时的负载电流为  $I_0$ ，一个门极脉冲加入可控硅  $S_1$  的门极端，可控硅在几微秒内开通。由于电压  $V_{i_n} - E_b$  施加给负载，可控硅  $S_1$  及负载中的电流按指数规律增加，图中以带正斜率的直线段近似地表示。电容器原先已充电至略高于  $V_{i_n}$  的电压，其上极板电位低于下极板电位。

2. 导通后某个时刻  $T_0$  (由所要求的平均负载电流所决定)，一个门极脉冲加入可控硅  $S_2$  的门极端使  $S_2$  开通，由于电容器的充电电压对可控硅  $S_1$  为反偏压，可控硅  $S_1$  的电流几乎瞬间地转移 (假定可控硅  $S_1$  和其阳极、阳极引线无电感) 到电容器  $C$  和可控硅  $S_2$  的回路，施加给负载端电压为电源电压  $V_{i_n}$  和电容器电压的和，导致一正弦电流脉冲通过电路  $E_b - C - S_2 - L - R$ ，这可由 8.4 节中串联换向的方程式来表示。

3. 电流脉冲  $i_2$  达到最大值后不久，此时负载电感端电压近似

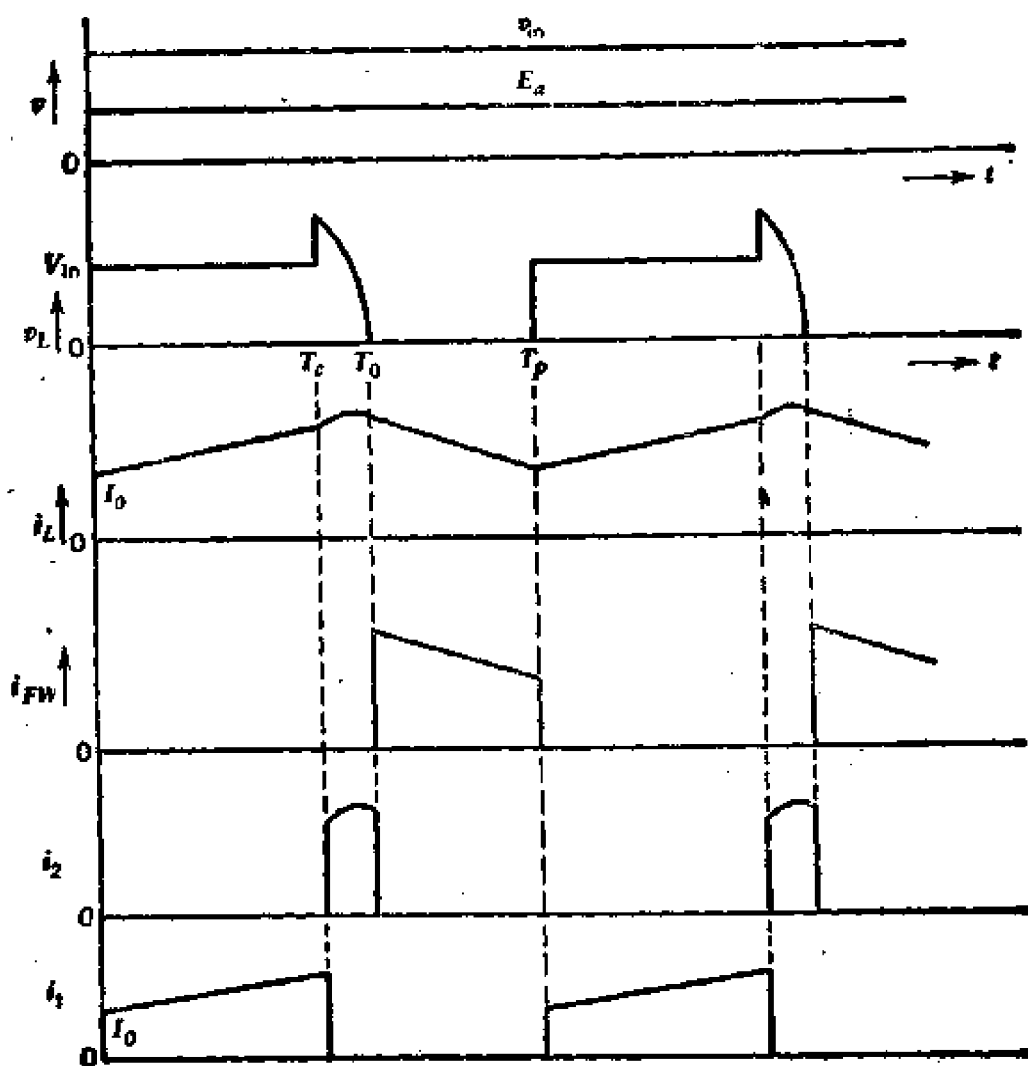


图 8.25 图 8.10 斩波器电路的电压、电流波形

为零,可控硅  $S_2$  处于反偏压状态并开始换向,该时刻如图 8.25 所示.电流差不多同时开始流过续流二极管,电容器被充电且上极板为正.

4.  $T_0$  至  $T_p$  时间内,负载电流连续流过续流二极管、电容器通过可控硅  $S_2$  在该时间间隔内反向充电(图 8.10 中电流  $i_3$ ).

琼斯斩波器 (Jones chopper)<sup>18</sup> 是用于许多叉式起重车的最普通电路,功率回路如图 8.26 所示.其工作过程如下: 可控硅  $S_1$  开始导通,电流流过  $S_1$ - $L_2$ -负载回路.电感  $L_1$  和  $L_2$  通常是绕在同一铁心上的两个耦合线圈,因而流过电感  $L_2$  的电流必然引起与其成正比的电流流过  $L_1$ - $D_1$ - $C$  回路,电容器  $C$  充电且下

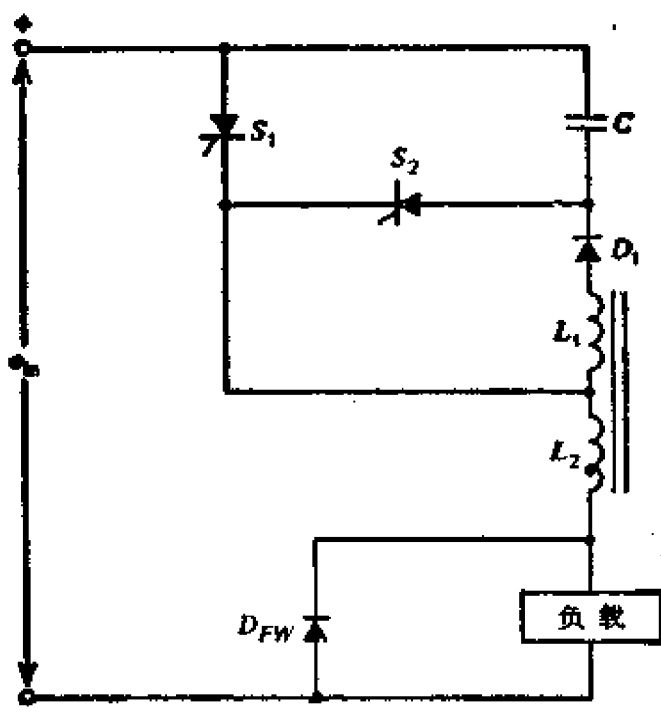


图 8.26 琼斯斩波器电路

极板为正。当可控硅  $S_2$  开通时，可控硅  $S_1$  处于反偏压而关断，引起一个典型的正弦电流脉冲流过  $C-S_2-L_1$ -负载回路。该电流脉冲达到最大值后不久，续流二极管处于正向偏压而开始续流，可控硅  $S_2$  处于反偏压而关断。下一步工作过程以开通可控硅  $S_1$  开始。电容器  $C$  通过  $C-S_1-L_1-D$  回路而电压反向，同时也通过电磁感应关系由电感  $L_2$  向负载供给电流。当电容器  $C$  电压已反向时，又由于流过电感  $L_2$  的负载电流的耦合作用进一步通过二极管对电容器  $C$  充电，直到二极管  $D_1$  处于反偏压而截止时充电停止，此时电容器的下极板电位为正，以后电路将重复上述过程。琼斯电路的缺点在于耦合电感  $L_1$  和  $L_2$  的尺寸和重量较大，然而直到最近，这个电路的制造成本仍比图 8.10 中的全半导体电路的制造成本低，其部分原因是因为其换向电容器容量小。至于琼斯电路的详细设计问题可参考文献 1 和文献 18。

一个采用串联换向的斩波电路如图 8.27 所示。该电路用最少数目的功率半导体器件<sup>19</sup>，电路里唯一的可控硅的换向是借助于电容器  $C_1$  的谐振充电来实现的。

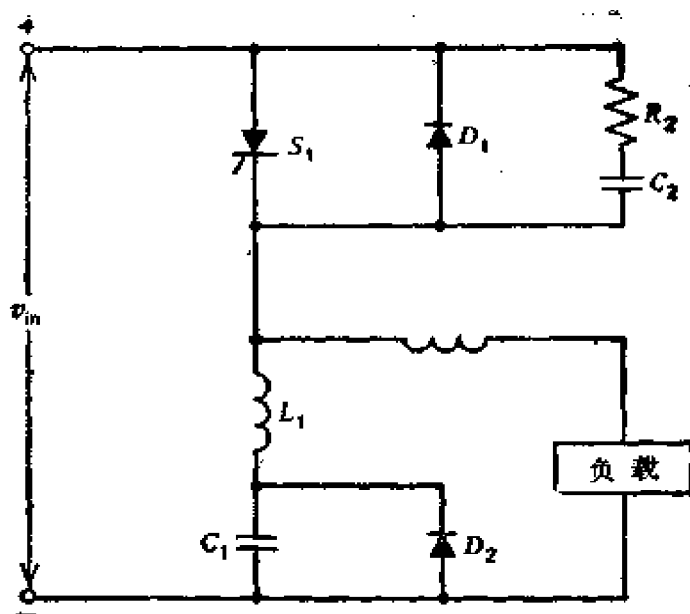


图 8.27 利用串联换向的斩波器

要求双向流动功率时，如用在需在再生制动状态下工作的牵引型直流电动机时，则图 8.10，图 8.26 和图 8.27 所示的半导体电路基本上必须加倍。例如，另一个反极性的斩波器必须并联于原斩波器以双向控制电动机。图 8.28 为一个双象限晶体管控制器，用于可再生制动的电气车辆中<sup>20</sup>，表 8.3 所列的第二种功率达林顿管用于这个电路。两个器件  $Q_1$  和  $Q_2$  并联供电给额定电流为 400A 的电动机，器件  $Q_2$  用于再生制动状态，供给的额定电流为 200A。升压再生的过程为： $Q_2$  开通并短接电枢，这引起电枢电流的迅速上升，该电流值可由它励磁电流（图中未画出）调节；当电流上升到要求值时关断  $Q_2$ ，贮存在电枢及电路电感中的能量通过二极管  $D_1$  和  $D_2$  送还给电池电源，该电流通过此充电过程在数值上下降很快；当电流达到某个规定的低值时，由开通  $Q_2$  使电流再度上升，过程如此重复下去。电流上升和向电池返送的周期要从电动机吸收能量，从而使电动机速度降低或制动。如图 8.28 所示的升压型斩波器允许再生制动直到电枢转速接近于零，它比没有升压特性时所可能有的转速要低得多。

串励电动机再生制动通常比它励电动机再生制动更困难且效

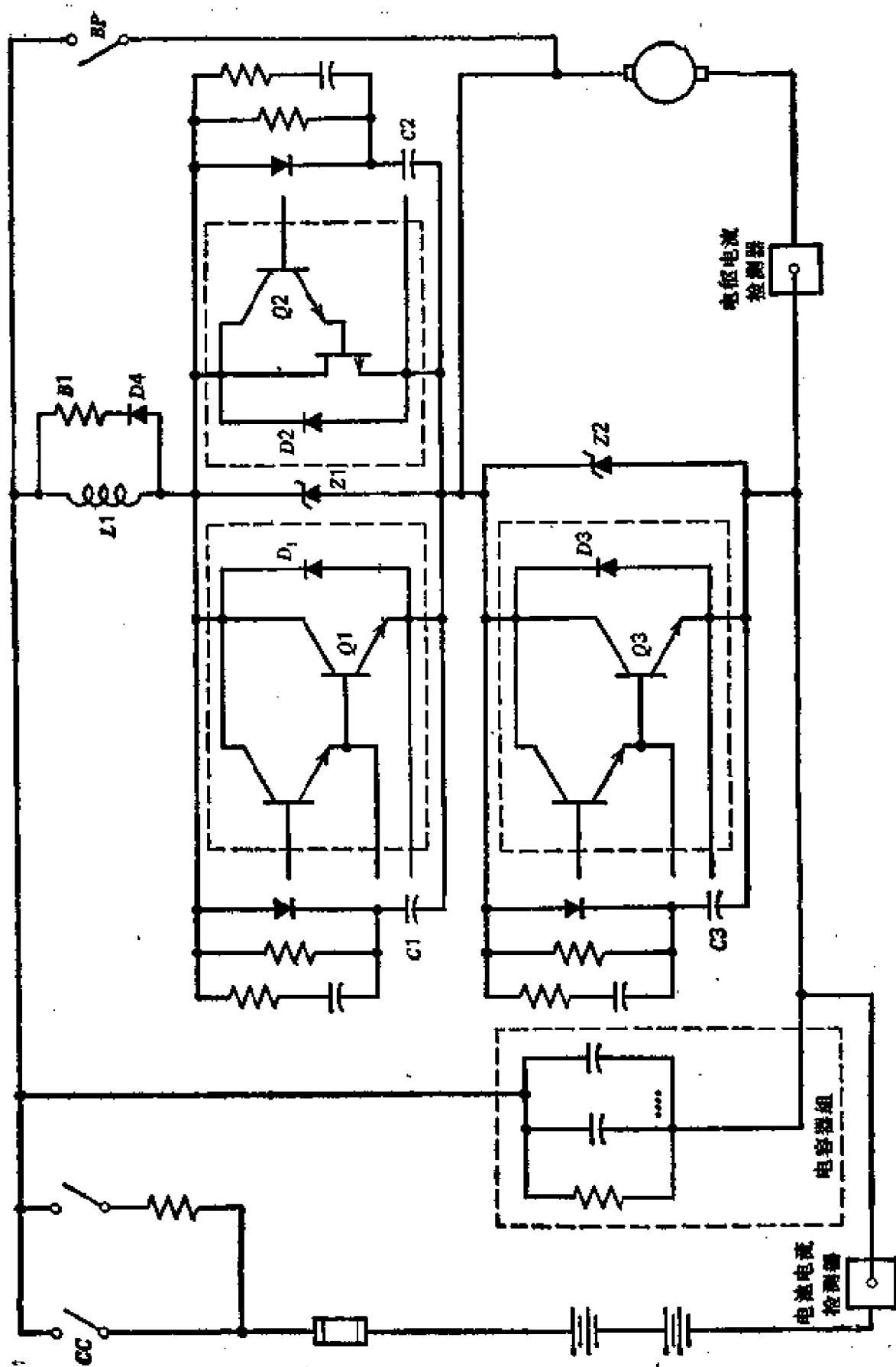


图 8.28 功率达林顿管双象限新波器

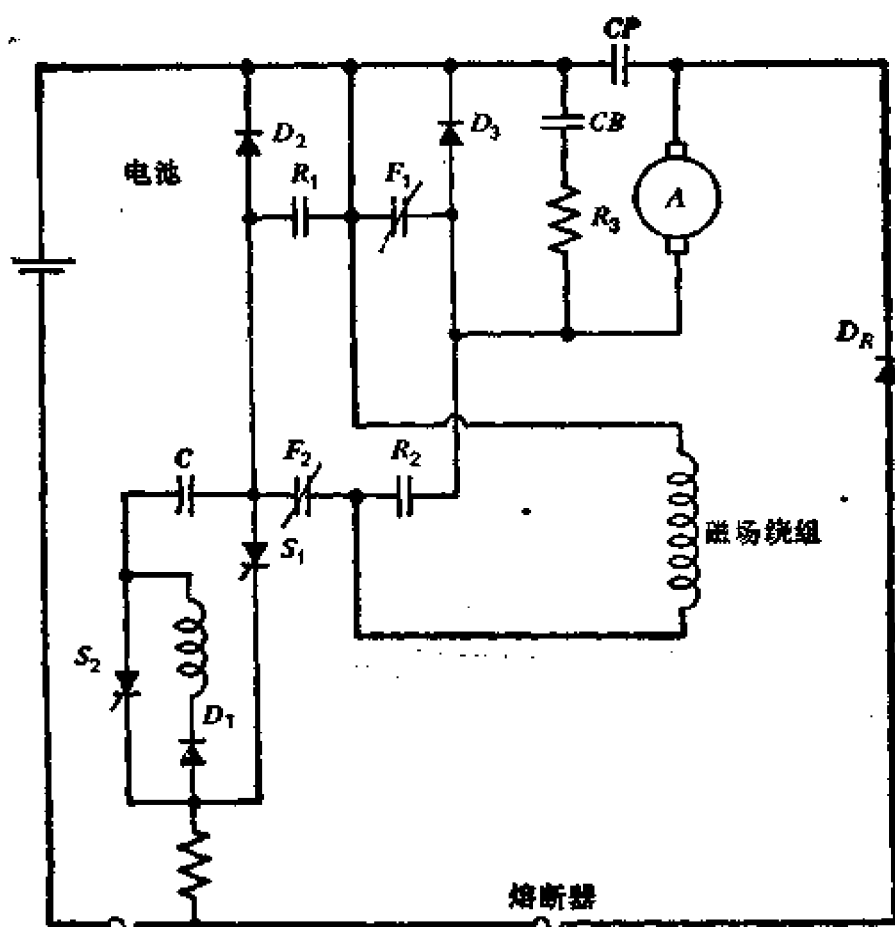


图 8.29 串励电动机控制器原理接线图

率低。图 8.29 为用于串励电动机的双象限控制的常用可控硅电路<sup>21,26</sup>。在该控制方案中，一般地说在串励电动机的控制中，必须能反接电枢回路与励磁回路，以便实现双象限控制。这通常是由大电流、电磁操纵的开关即所谓接触器来实现的，虽然也可用半导体开关或继电器，但是价格较高。图 8.29 电路是根据所要求的电动机旋转方向接通接触器  $CP$  及接触器  $F$  或  $R$  触头组来控制电动机，电枢和串励绕组回路的端电压由斩波可控硅  $S_1$  和其换向电路来控制。如果要求再生制动，则在电流等于或接近于零时断开  $CP$  和断开  $F$  或  $R$  触头组，同时接通另一触头组使磁场反向。反接励磁绕组使励磁电流在一个短暂时间内为零，但由于剩磁存在而磁通并不为零，因而在励磁绕组已经反接后必须立即由一个辅助励磁绕组使磁场反向，该绕组称反馈励磁绕组，它由电池供电。

这在电枢绕组上感应一个相应极性的低电压,并引起电流流过励磁绕组,形成串励发电机运行。电流上升(和电压升高)是由开通可控硅  $S_1$  使电枢绕组和励磁绕组通过  $S_1-D_R$  而短接,当可控硅  $S_1$  关断时,电枢和磁场绕组中的能量通过  $D_1-D_R$  送回电池。如要回到电动机运行,则  $CP$  接通和励磁绕组再反接为原来的联接。当电动机运转时,不必要再进行磁化。

上面讨论的所有斩波器的基本控制方法是 8.8 节所说的时间比控制。斩波频率为表 8.1 波形图中  $T_p$  的倒数,这对升压型和降压型两种斩波器都是一个重要的参数。为提高系统的效率和减小噪声要求高频斩波,这是斩波器控制电动机的一个特点。然而,高频斩波要求用快速功率半导体,这通常是更昂贵的,同时其换向电路、保护电路需要更精确的设计。例如图 8.28 中,增加与功率器件跨接的典型的电压尖峰限制电路(即吸收电路),吸收电路里的热量直接与斩波频率成正比地增加。

斩波频率也影响到电枢和电池电路的电流波形及均方根电流值与平均电流值的比值。低斩波频率(长时间周期  $T_p$ )与高斩波频率比较,有一个较宽转矩和转速范围的断续电枢电流。当然,电流是否断续也依赖于电枢-电池回路的时间常数。

斩波频率的选择是设计变速电动机控制的斩波器首先要决定的参数之一,对这个参数的了解,是斩波器电动机几乎各个方面的分析都是需要的。现在先给出一台斩波器与电动机的技术数据相配套的某些准则,然后再举一个具体电动机要求的实例。

首先,再观察一下表 8.1 的波形,波形 3 和波形 5 分别表示斩波控制它励电动机的电池、电枢回路断续电流和连续电流的直线近似波形。降压型和升压型斩波器的简化电路图,分别如图 8.30(a)和图 8.30(b)所示,图中略去了换向电路与吸收电路。前面已经讨论了这两种斩波器电路的工作情况。两种斩波器的电流至少由两段组成,一段是通过电池和电枢回路的电流,另一段是电枢及其并联半导体电路的电流。至于图 8.25 中  $i_2$  所表示的短时间换向期间的电流将在下面分析中略去。如果是断续电流,则有一个

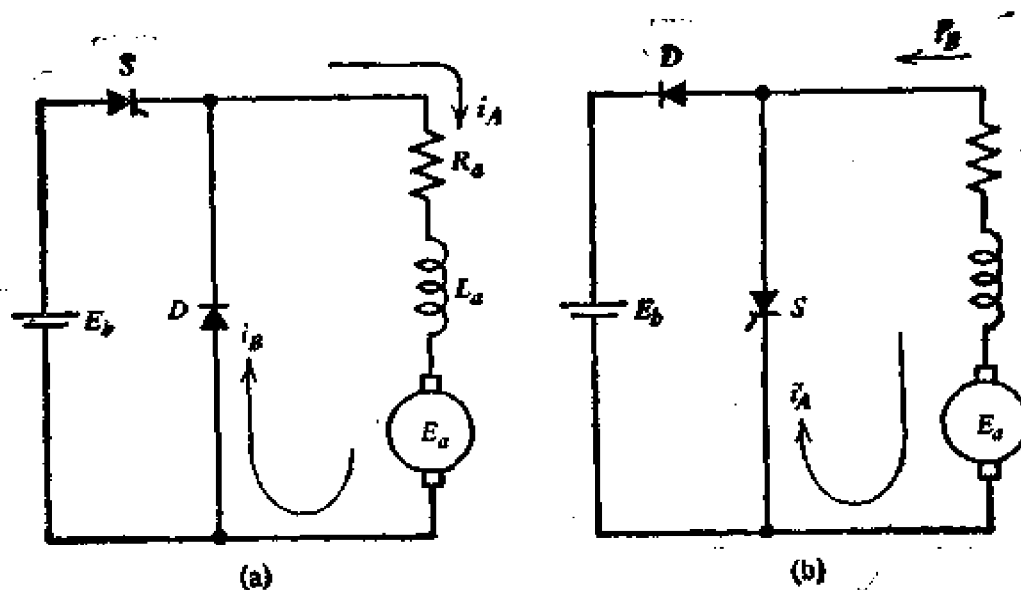


图 8.30 用于电动机控制的斩波器简化电路图

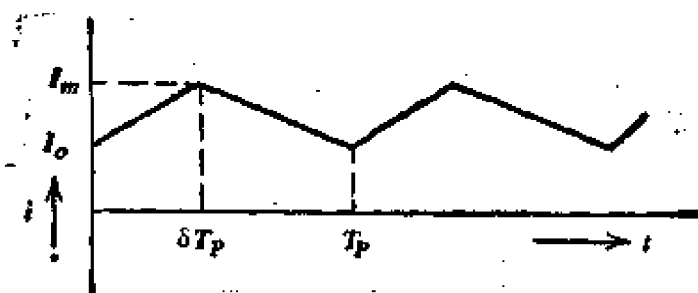


图 8.31 连续电枢电流的近似波形

零电流的第三段,如表 8.1 中波形 3 所示。对图 8.30(a) 的电动机斩波器,假定励磁电流恒定及电机已处于稳定状态。按图 8.31 的符号规定,有下列关系存在。

$$A. 0 \leq t \leq \delta T_p$$

$$E_b = iR_a + L_a \frac{di}{dt} + E_a \quad (8.38)$$

$$i = \frac{E_b - E_a}{R_a} (1 - e^{-t/T_a}) + I_o e^{-t/T_a} \quad (8.39)$$

$$i \approx \frac{E_b - E_a}{L_a} t + I_o \left( 1 - \frac{R_a}{L_a} t \right) \quad (8.40)$$

$$B. \delta T_p \leq t \leq T_p \text{ (假定电路中具有同样的电阻和电感)}$$

$$0 = iR_s + L_s \frac{di}{dt} + E_s \quad (8.41)$$

$$i = -\frac{E_s}{R_s} (1 - e^{-t/T_s}) + I_m e^{-t/T_s} \quad (8.42)$$

$$i \approx -\frac{E_s}{L_s} + I_m \left(1 - \frac{R_s}{L_s} t\right) \quad (8.43)$$

式中

$E_s = K_s \omega_m$  — 电枢感应电势;

$T_s = L_s / R_s$  — 电枢电路时间常数, 秒;

$K_s = K_s \phi_s$  — 常数(参看方程式(5.13)).

所有其它符号如图 8.30 和图 8.31 所示, 方程式(8.40)和(8.43)是前一个精确方程式的直线近似形式。电流最大值可由方程式(8.39)令  $t = \delta T_p$  时求出, 电流最小值则由方程式(8.42)令  $t = T_p$  时计算出, 将这些值代入两方程式中并求解电流最大值  $I_m$  和最小值  $I_0$ 。

$$I_m = -\frac{E_s}{R_s} + \frac{E_b}{R_s} \left( \frac{1 - e^{-a_1}}{1 - e^{-a_0}} \right) \quad (8.44)$$

$$I_0 = I_m e^{-a_2} - \frac{E_s}{R_s} (1 - e^{-a_2}) \quad (8.44a)$$

$$= -\frac{E_s}{R_s} + \frac{E_b}{R_s} e^{-a_2} \left( \frac{1 - e^{-a_1}}{1 - e^{-a_0}} \right)$$

式中

$$a_1 = \delta T_p / T_s;$$

$$a_2 = T_p (1 - \delta) / T_s;$$

$$a_0 = T_p / T_s.$$

考虑直线近似时

$$I_m \approx \frac{\delta E_b - E_s}{R_s} \quad (8.45)$$

$$I_0 \approx -\frac{E_s}{R_s} + (1 - \beta) \delta \frac{E_b}{R_s} \quad (8.45a)$$

例题 8.12 利用精确方程式和直线近似方程式求出图 8.30 所示电路的稳态电流最大值 ( $I_m$ ) 和最小值 ( $I_0$ )。电路参数如下:  $E_s = 150\text{V}$ ,  $E_a = 110\text{V}$ ,  $R_s = 0.05\Omega$ ,  $L_s = 10^{-3}\text{H}$ ,  $T_s = 0^{-3}\text{s}$ ,  $\delta = 0.8$ 。

解 时间常数  $T_s = L_s/R_s = 0.02\text{s}$  计算用各系数为

$$a_1 = 0.8 \times 10^{-3}/0.02 = 0.04$$

$$a_2 = (1 - 0.8) \times 10^{-3}/0.02 = 0.01$$

$$a_0 = 0.05$$

由方程式 (8.44) 得

$$I_m = -\frac{110}{0.05} + \frac{150}{0.05} \left( \frac{1 - e^{-0.4}}{1 - e^{-0.05}} \right) = 209.9[\text{A}]$$

由方程式 (8.44a) 得

$$I_0 = -\frac{110}{0.05} + \frac{150}{0.05} e^{-0.01} \left( \frac{1 - e^{-0.04}}{1 - e^{-0.05}} \right) = 186.1[\text{A}]$$

由方程式 (8.45) 得

$$I_m \approx \frac{0.8 \times 150 - 110}{0.05} = 200[\text{A}]$$

由方程式 (8.45a) 得

$$I_0 \approx \frac{0.8 \times 150 \times (1 - 0.01) - 110}{0.05} = 176[\text{A}]$$

注意,方程式 (8.41) 和 (8.42) 已在分析续流二极管得到的方程式 (8.34) 和 (8.35) 中讨论过。

再生发电或升压型控制器(图 8.30b)的方程式与上述方程式是非常相似的,它们也能由图 8.31 的同样波形表示。所不同的是对于同样的电池极性和旋转方向,再生电流的符号相反(电动机电流规定为正时,此时电流为负),并且两电流段的时间间隔正好相反(即下降电流段通过电池,上升电流段通过并联半导体)。

图 8.31 所示的连续电流和表 8.1 波形 3 所示的断续电流间的边界,出现在将方程式 (8.42) 或 (8.43) 中令  $i = T_s$  时电流为零的情况下,参考文献 37 已提出了表示上述边界的方法,将边界表

示为转矩和速度标么值、电枢电路时间常数 ( $T_a = L_a/R_a$ ) 和斩波周期  $T_p$  的函数。速度标么值定义为在每极磁通不变情况下的电机实际速度除以无载 ( $i = 0$ ) 时的速度, 无载速度为

$$\omega_{NL} = \frac{E_b}{K_t} \quad (8.46)$$

转矩标么值定义为实际转矩除以全电压、零转速下的转矩, 该转矩为

$$T_R = \frac{E_b K_t}{R_a} \quad (8.47)$$

连续电流和断续电流间的边界所对应的临界转速标么值可由方程式 (8.42) 和方程式 (8.46) 导出。对于电动机运行方式

$$\omega_c = \frac{e^{-(1-\delta)T_p/T_a} - e^{-T_p/T_a}}{1 - e^{-T_p/T_a}} \quad (8.48)$$

当平均临界电流表示为临界转速的函数时, 连续电流与断续电流间的临界转矩由平均临界电流乘以转矩常数  $K_t$  后除以转矩基值求得:

$$T_c = K_t I_c / T_R = \omega_c - 1 - \frac{T_a}{T_p} \ln [\omega_c (1 - e^{-T_p/T_a}) + e^{-T_p/T_a}] \quad (8.49)$$

参考文献 39 中已导出了再生发电或升压型斩波器控制电动机的类似表达式。临界速度和临界转矩在斩波器控制电动机的转矩、转速标么值平面上确定了一个对应点, 这些点的轨迹表示了连续电枢电流和断续电枢电流间的边界。图 8.32 绘出了不同斩波周期与电枢时间常数比值  $T_p/T_a$  下的边界曲线, 常数  $\delta$  或  $(1 - \delta)$  的线段也表示在图中。图中的电动机运行侧, 断续电流出现在给定的  $T_p/T_a$  比值对应的边界曲线左侧。图中的再生发电运行侧, 断续电流出现在给定的  $T_p/T_a$  比值对应的边界曲线右侧。从图 8.32 可以看出, 再生发电运行的边界曲线几乎与电动机运行的边界曲线对称于纵坐标。由于图 8.32 是由转矩和速度标么值绘制的, 只要在一个斩波周期的两个电流段内有相同的时间常数, 并

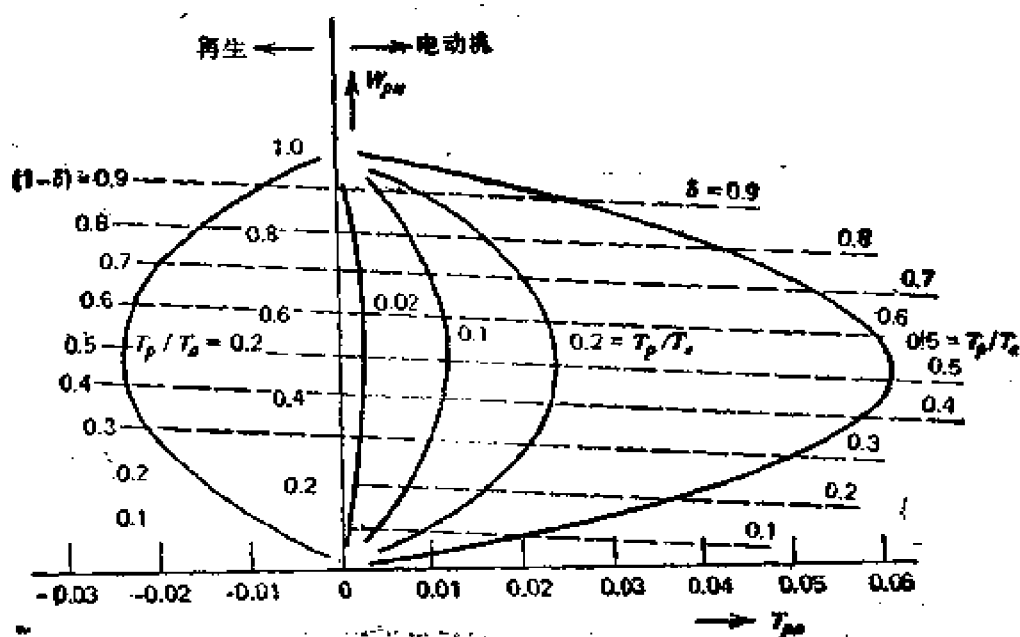


图 8.32 电动机/斩波器控制的连续电流边界曲线

且忽略电枢反应, 图中曲线适用于任何它励电动机。参考文献 37 给出了考虑电枢反应影响的一种方法, 并且可修正方程式 (8.38) 至 (8.45) 来考虑两个电流段具有不同的时间常数。

第五章阐述了它励电动机的理论, 下一例子将用到第五章的理论。

**例题 8.13** 一台它励直流电动机在最大励磁磁场 ( $K_f = 0.135$ ) 时有最大转矩额定值 (一分钟)  $136 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 转速基值为  $5000 \text{ rpm}$  ( $523.6 \text{ rad/sec}$ ), 如利用弱磁调速 (参考图 5.29), 转速为  $8000 \text{ rpm}$  ( $837.8 \text{ rad/sec}$ ) 时产生最大功率输出 (1min)。电动机的参数如下:  $R_a = 0.0062 \Omega$ ,  $L_a = 10^{-4} \text{ H}$ , 电枢由  $108 \text{ V}$  电池供电。

1. 决定  $K_f$ ; 确定在零转速、转速基值及最大转速下的电枢电流和转矩的平均值, 确定无载速度 ( $\omega_{NL}$ ) 和全压零速转矩 ( $T_R$ )。

2. 设在最小转矩  $6.8 \text{ N} \cdot \text{m}$  至问题 1 的整个速度范围内的最大转矩间平滑控制, 电枢反应所能容许的最小励磁磁场 ( $K_f$ ) 为最大转矩时的励磁磁场的 20%, 在该转矩、励磁磁场下重复问题 1。

3. 选择满足上述转矩与速度特性的降压型斩波器的斩波频率

(或周期)及时间比控制范围,并在尽可能大的电动机转矩/转速范围下得到连续电流。

解

1. 转速在 0 至 5000rpm 范围内产生转矩  $136\text{N} \cdot \text{m}$  的平均电流为

$$\frac{136}{0.135} = 1007[\text{A}]$$

速度基值 ( $523.6\text{rad/sec}$ ) 下的电磁功率为

$$136 \times 523.6 = 71210[\text{W}]$$

在速度为  $837.8\text{rad/sec}$  下的转矩为

$$71210/837.8 = 85[\text{N} \cdot \text{m}]$$

假定弱磁控制区域内电枢电流恒定,励磁磁场  $K$ , 在  $837.8\text{rad/sec}$  时为

$$0.135 \left( \frac{85}{136} \right) = 0.084$$

零转速、转速基值对应励磁下的无载速度为

$$\frac{108}{0.135} = 800[\text{rad/sec}]$$

最大转速励磁下的无载速度为

$$\frac{108}{0.084} = 1286[\text{rad/sec}]$$

零转速、转速基值对应励磁下的全压零速转矩为

$$\frac{108 \times 0.135}{0.0062} = 2352[\text{N} \cdot \text{m}]$$

最大转速对应励磁下的全压零速转矩为

$$\frac{108 \times 0.084}{0.0062} = 1463[\text{N} \cdot \text{m}]$$

2. 虽然电动机在低转矩时可能要求在高值磁通下运行,仍假定在全部速度范围内

$$K_f = 0.2 \times 0.135 = 0.027$$

因而在全部速度范围内的电枢电流为

$$\frac{6.8}{0.027} = 252[\text{A}]$$

无载速度为

$$\frac{108}{0.027} = 4000[\text{rad/sec}]$$

全压零速转矩为

$$108 \times 0.027 / 0.0062 = 470[\text{N} \cdot \text{m}]$$

3. 为了用图 8.32 决定斩波频率, 首先计算速度和转矩标么值, 这可由实际速度或转矩数值除以相应的无载速度或全压零速转矩而得到:

(a) 全部速度范围内最小控制转矩时转矩标么值

$$T_{r_n} = \frac{6.8}{470} = 0.014$$

(b) 最小转矩和速度基值时速度标么值

$$\omega_{r_n} = \frac{523.6}{4000} = 0.131$$

(c) 最小转矩和最大速度时速度标么值

$$\omega_{r_n} = \frac{837.8}{4000} = 0.209$$

(d) 在问题 1 的全部弱磁调速范围内 (5000—8000rpm) 最大转速 8000rpm 时的转矩标么值  $T_{r_n}$  为

$$T_{r_n} = \frac{85}{1463} = 0.058$$

速度基值时的速度标么值为

$$\omega_{p_n} = \frac{523.6}{800} = 0.655$$

注意, 增加斩波器频率 (降低斩波器周期) 对给定的时间常数而言, 会引起图 8.32 中电动机运行范围的边界曲线由右向左移动, 上述 (a)—(c) 计算得出的最小转矩对应的标么值, 可由图 8.32 查

得。当  $T_p/T_s \leq 0.1$  时可得到连续电流,选择  $T_p$  值为

$$T_p = 0.1 \times \frac{10^{-4}}{0.0062} = 0.00161s$$

所对应的斩波频率为

$$\frac{1}{0.00161} = 621[\text{Hz}]$$

该值并不特别高,是一个合适的数值。在此选用这一数据并计算由此产生的峰值电流,从而将有助于确定所需要的功率半导体的大小。

上述(d)项中已计算出高转矩标么值,图 8.32 中对应点(0.655, 0.058)的接通时间标么值  $\delta$  约为 0.73,最大转速时感应电势为

$$E_s = 0.084 \times 837.8 = 70.4[\text{V}]$$

代入方程式(8.45)得最大速度时的最大电流为

$$I_m = \frac{0.73 \times 108 - 70.4}{0.0062} = 1361[\text{A}]$$

由表 8.1 波形 5 可得最小电流为

$$I_0 = 2 \times 1007 - 1361 = 653[\text{A}]$$

电流波形的波纹系数为

$$\frac{1361 - 653}{1007} = 0.703$$

更严重的情况是在转矩最大和转速很低的情况下,图 8.32 的曲线直到速度标么值低到 0.05 也是可以查到。如果再低于这一数值,反电势的影响可以忽略不计,电流应该按一个静态电阻-电感负载来处理。当  $\omega p_s = 0.05$ , 实际转速为

$$0.05 \times 523.6 = 26.2[\text{rad/sec}] \text{ 或 } 250[\text{rpm}]$$

由图 8.32 查得

$$\delta \approx 0.12$$

注意此时对应的电势为

$$E_s = 0.135 \times 26.2 = 3.5[\text{V}]$$

最大电流为

$$I_m = \frac{0.12 \times 108 - 3.5}{0.0062} = 1526[\text{A}]$$

最小电流为

$$I_0 = 2 \times 1007 - 1526 = 488[\text{A}]$$

波纹系数为

$$\frac{1526 - 488}{1007} = 1.03$$

此时的接通时间为

$$0.12 \times 0.0161 = 161[\mu\text{s}]$$

这样低的数值接近于可控硅脉冲宽度的极限,会引起可控硅较大的开关损耗,而对功率晶体管则不成问题。注意,为了满足电动机控制的电流要求,只好用几个功率半导体并联工作。

## 8.9 交流电动机的控制

前面几节集中讨论了直流电动机的控制,现在分析感应电动机和同步电动机的电子控制。由于直流电动机的控制技术简单灵活,其变速控制得到了广泛应用,电子控制器出现后仍然是这种情况;另外,控制器的价格通常也低于用于相同速度和转矩额定值的交流拖动。然而,电子控制的交流拖动在许多领域方面的应用正逐渐增加,如在纺织工业中即是如此;随着大功率晶体管的运行积累了更多的经验,其应用无疑将日益增加。近来电动机控制的研究是关于变速同步电动机和感应电动机控制,在交流电动机控制的其它各个方面,特别是对低功率电动机,功率半导体的应用也正在增加。它们包括

1. 电动机起动控制。
2. 限速控制。
3. 无刷直流电动机。
4. 磁场控制用的励磁机。

5. 提高电动机能量效率的电动机控制。
6. 通用电动机控制。

### 8.9.1 交流电动机起动控制

交流电动机的起动需兼顾考虑起动电流允许降低的程度及起动转矩达到要求的数值，习惯上是在电源和电动机间接入串联阻抗以及接入适当的开关电路来达到，起动电流和起动转矩是分级控制的。起动转矩和起动电流的连续变化可以用功率半导体时间比控制来实现，一个典型的电路如图 8.33 所示。固态起动器可设计成当电动机起动时冲击电流很小而可忽略，对负载的冲击也很小，从而增加电动机和传动装置的寿命。固态起动器也常常用来

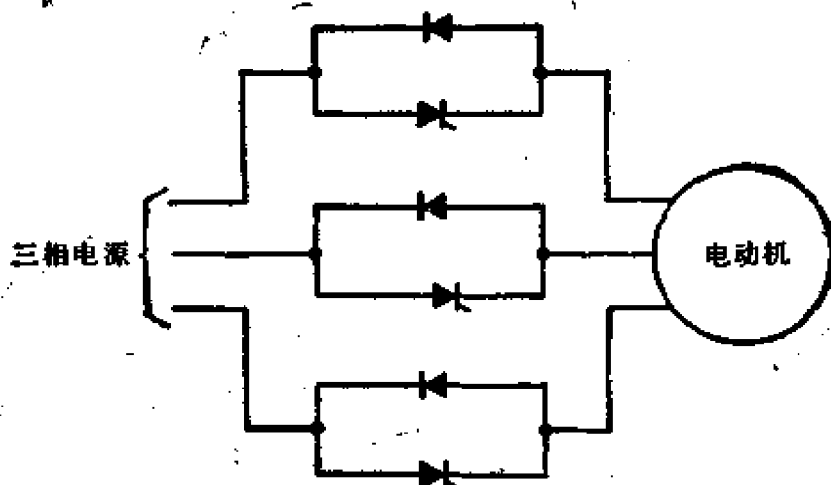


图 8.33 固态起动器的功率回路

控制电动机减速或制动，控制下坡道滑行的电动机也能提高电动机和传动装置的寿命。

### 8.9.2 单相交流电动机控制

正如第六章所讨论的，控制感应电动机的输入电压，电机速度能在额定速度上、下约 10% 的范围内变化。图 8.34 表示将双向晶闸管用于单相交流电动机的相位控制电路及相应的输入电压波形。注意，表 8.1 波形 7 所列的电压均方根值的公式同样适用于交

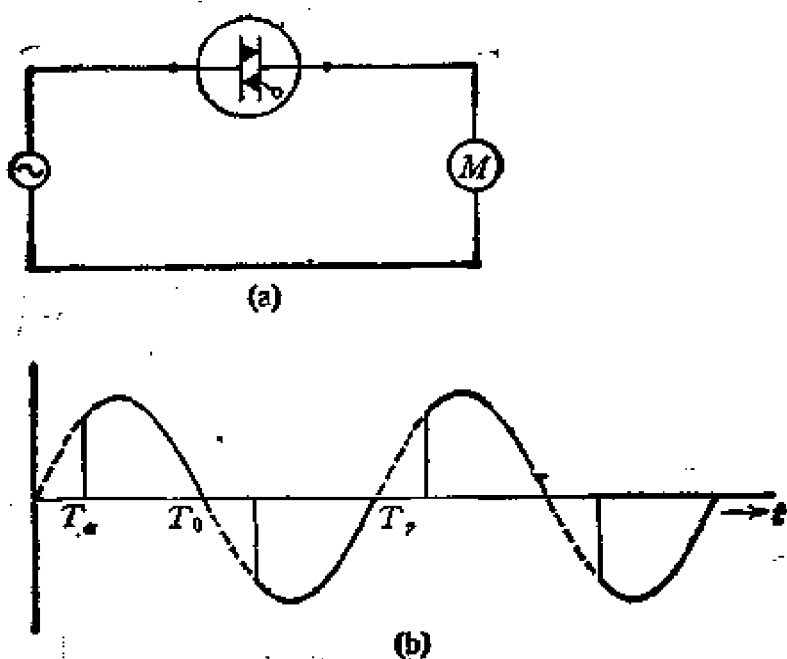
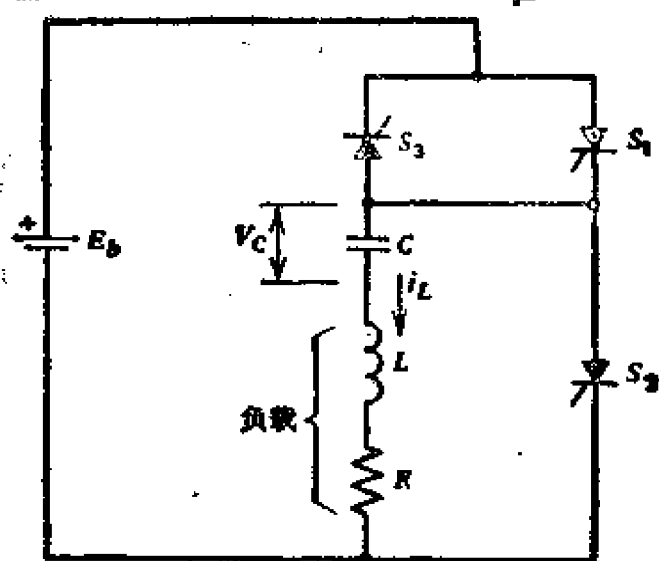


图 8.34 (a) 单相电动机的双向晶闸管控制;  
(b) 电动机输入电压波形

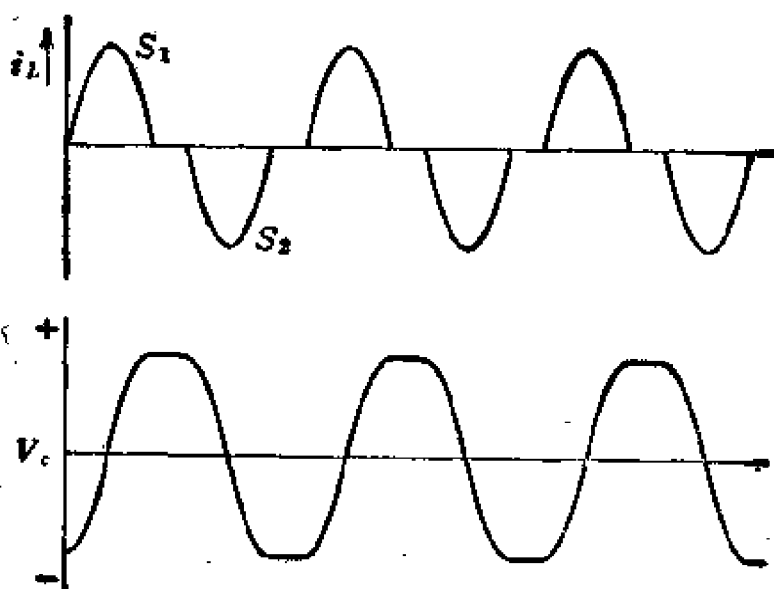
流电动机的波形,如果电压平均值视为半波平均值,平均值公式也是适用的。

### 8.9.3 串联逆变器

串联逆变器是最简单的逆变器电路之一,并且用作功率半导体的可控硅数量最少。串联逆变器主要用于固定频率场合下<sup>17</sup>,但也用作某种负载下的感应电机和磁阻电机的变速控制器。图 8.35 表示有电压和频率两种控制作用的串联逆变器的一种电路<sup>18</sup>,电流和电容器电压波形也同时画出。可以看出串联逆变器运行时,由于采用了串联换向,其电流脉冲为断续电流。最小关断时间由可控硅的技术数据  $t_{off}$  所决定,它也决定了在固定电压下的最大均方根值电流。图 8.35 的正常运行是交替地触发可控硅  $S_1$  和  $S_2$ ,产生如图所示的断续电流脉冲。正如 8.4 节所指出,轻载时可能在电容器上引起过电压,这可以由交替触发可控硅  $S_1$  和  $S_2$  来降低。当可控硅  $S_1$  开通时(当然是在适当的电容器电压极性下),一个电流脉冲流过电池,因而能量返送回电池,降低了贮存在



(a)



(b)

图 8.35 (a) 串联逆变器电路; (b) 电流和电压波形

电容器里的能量。

该电路工作的最大频率是由可控硅安全工作所要求的关断时间及由方程式 (8.12) 所决定的脉冲时间的和决定的, 后者是  $R-L-C$  串联电路参数的函数, 其中的  $R$  包括负载的等值电阻。增加关断时间, 电路可以在低于最大频率的频率下工作, 从表 8.1 波形 1 可看出, 这也降低了电流均方根值和电动机的负载容量。这对某些类型的负载, 如风扇、鼓风机等通风机型和某些类型的泵等, 随

着速度下降而功率降低的特性是容许的，这类逆变器已成功地用于鼓风机的自动控制中。

#### 8.9.4 无刷直流电动机

无刷直流电动机是带有半导体控制的同步电动机，它具有直流电动机的特性，并可由直流电源供电运行。普通电动机的机械式换向器电刷系统的作用由半导体的电子开关来完成。无刷直流电动机最常见的结构是由功率晶体管作开关的多相永磁同步电动机，这种结构的小功率无刷电动机已经用于航天方面，它要求没有电磁噪声和换向火花以及长时间工作而不加维护。图 8.36 表示永磁式无刷电动机的结构示意图<sup>39</sup>。电机有四相定子绕组，每相绕组相继由功率晶体管励磁，晶体管由位置检测器所给的信号控制，本图中的检测器为霍尔发生器。晶体管开通的频率决定了电机的转速，导通时间的长短决定了电动机转矩的大小。通过电子电路，可以控制无刷电动机运行在恒速和变速两种情况下。有许多其它型式的位置检测器应用于无刷直流电动机控制，如光敏二极管、可控硅、感应电势耦合线圈等。无刷直流电机中的定子电压和电流与逆变器供电的电机的定子电压和电流相同，以后将进一步讨论。

现已制造出用于牵引和其它变速拖动的大功率无刷直流电动

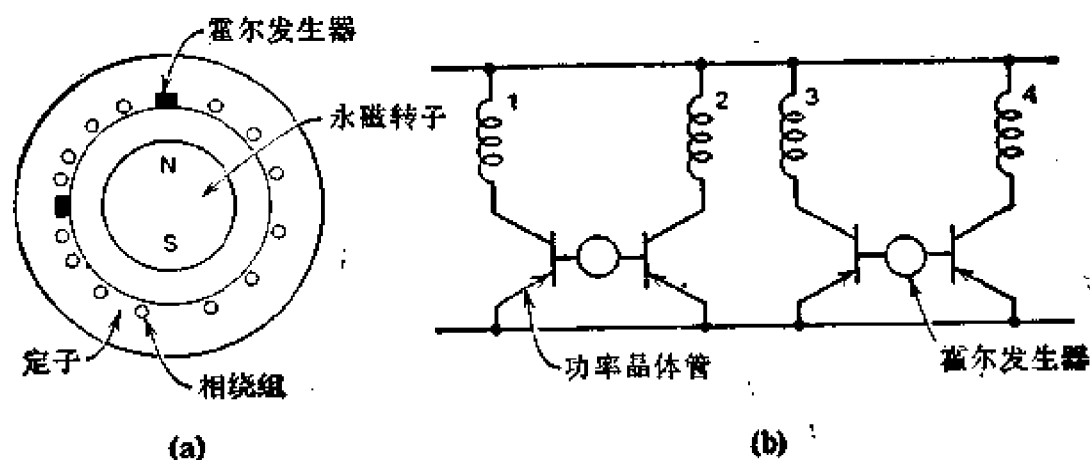


图 8.36 无刷直流电动机。(a) 电动机截面图；(b) 电路图

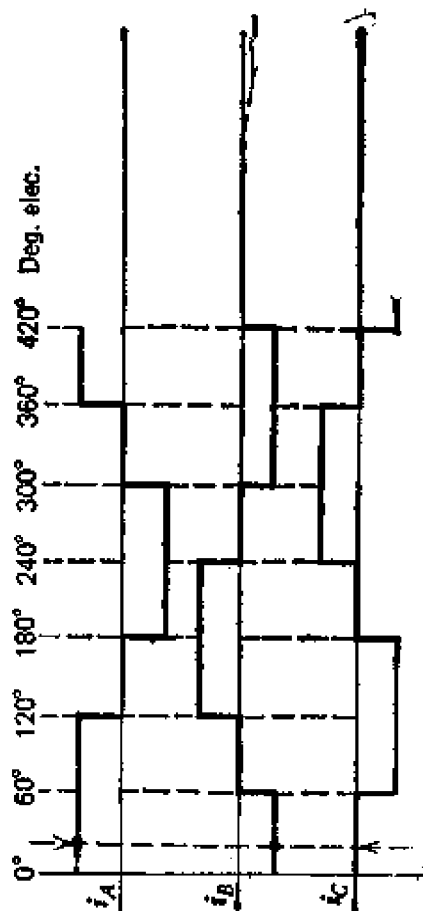
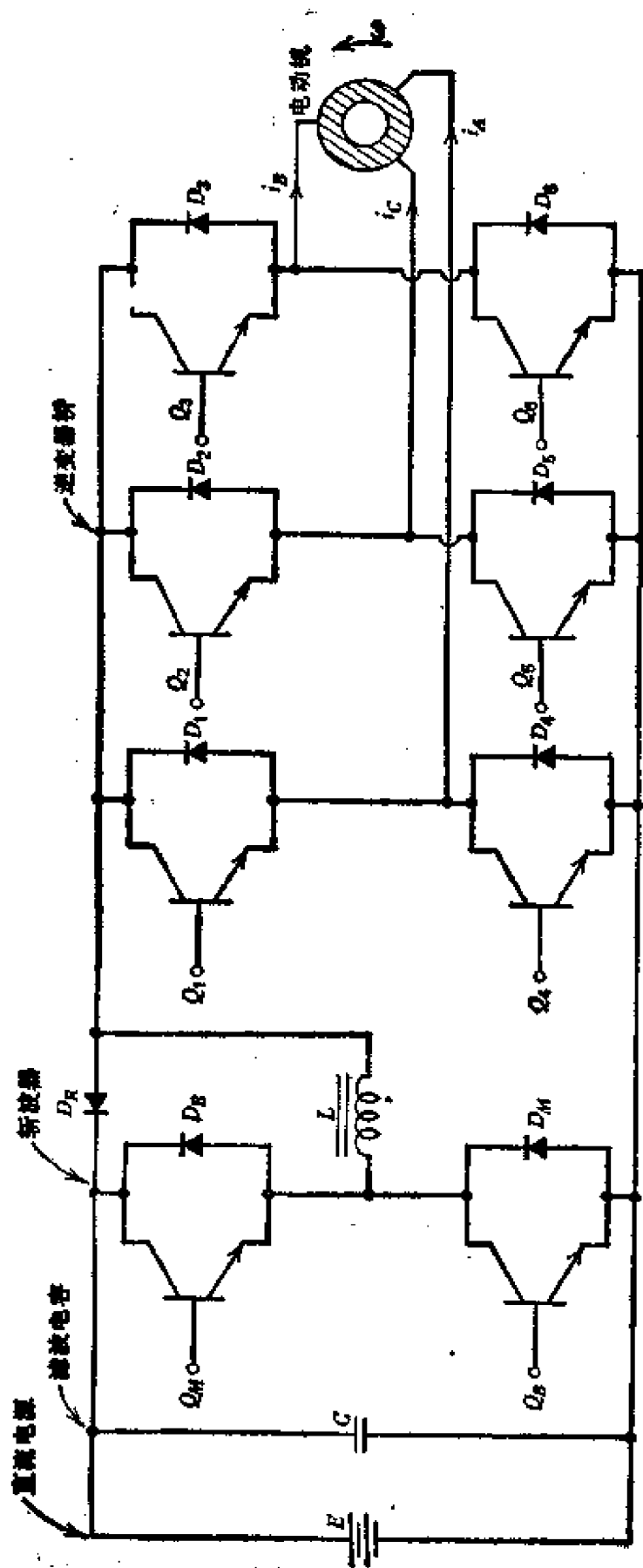


图 8.37 无刷直流电动机的电子线路及理想电流波形

机,参考文献 13 描述了一台基本结构为轴向气隙磁阻电动机的无刷直流电动机。最近,随着高能钕钴永磁材料的出现,用作无刷直流牵引电动机的几种永磁电动机结构已经问世。图 8.37 表示现用于电气机车系统的无刷永磁牵引电动机<sup>39</sup>的主回路原理图及其理想波形,此电动机的电子控制由控制电压值(转矩)的晶体管斩波器及将直流变换为电动机所需交流电压的三相桥式逆变器组成。

#### 8.9.5 提高效率的电子控制

能提高平均值或能量效率(参阅第一章)的电动机控制的许多方法已问世多年,但由于过高的价格而未能得到应用。随着功率半导体价格的降低及对能量利用率的更加关心,对某些控制方法有了新的评价。如第一章所介绍的,在工业化国家里,电动机消耗了全部能量中相当大的一部分,而感应电动机又是其中最大的能量消耗者,其中有些能量消耗完全是不必要的。正如第六章所讨论过的那样,这类电动机虽然有许多优点,但有在最高功率输出时功率因数非常低这一缺点,从而降低了电动机的效率(对一定的功率输出要求较大的电流),反过来又增加了传输损耗。感应电动机是所有输电、配电、发电系统具有滞后功率因数这一特性的主要原因,这一事实早已被许多供电单位所认识,如采取惩罚低功率因数的工业用户、高价格收费、传输线上附加电容器补偿典型负载的感性功率因数等措施。在第一章里已经提到,提高电动机效率的收益是非常高的,即使电动机效率提高很少,由于工业化国家里电动机数量惊人,故也能节省相当大的能量。

许多电动机实际运行的特点是由一个固定电压的电源供电且负载功率是变化的,由于励磁电流大小是电压的函数,在轻载情况下,有相当一部分能量被浪费掉,甚至在重载时的励磁电流也占总电流中相当大的一部分。降低励磁电流从而相应地降低铜损、铁损的明显方法是降低电压,使电压降到适合于所给负载的最小数值。美国国家航空和航天管理局马歇尔(NASA Marshall)实验室研制出一种控制器<sup>40</sup>,并且现已商品化出售,其控制示意图

如图 8.38 所示, 这个方案是利用图 8.34 中的双向晶闸管加以控制, 实现作为负载的函数的电压控制。

利用功率半导体降低电动机能量损耗引起了一些非议, 半导体控制的附加费用显然是这些非议之一。但是, 在技术分析上必须保证半导体的应用不至于使增加的费用大于降低电动机损耗所节省的费用。半导体控制时的损耗将在下面几节简要地讨论, 从机械控制转变为半导体控制的所有改变中必须考虑这一因素。

### 8.9.6 交流牵引电动机控制

牵引电动机的基本特性如第五章图 5.29 所示。同步电动机和感应电动机可以用电子控制改变外加电压的频率而得到这一特性。图 8.39 表示感应电动机由变频电源供电的速度转矩特性, 感应电动机的速度转矩特性的基本形状随频率的变化很小。图 8.39 中的最大转矩特性是各固定频率速度转矩特性的最大转矩点的轨迹。图中曲线表明了, 在非常低的频率下的最大转矩有所降低的情况, 这是因为此时定子绕组

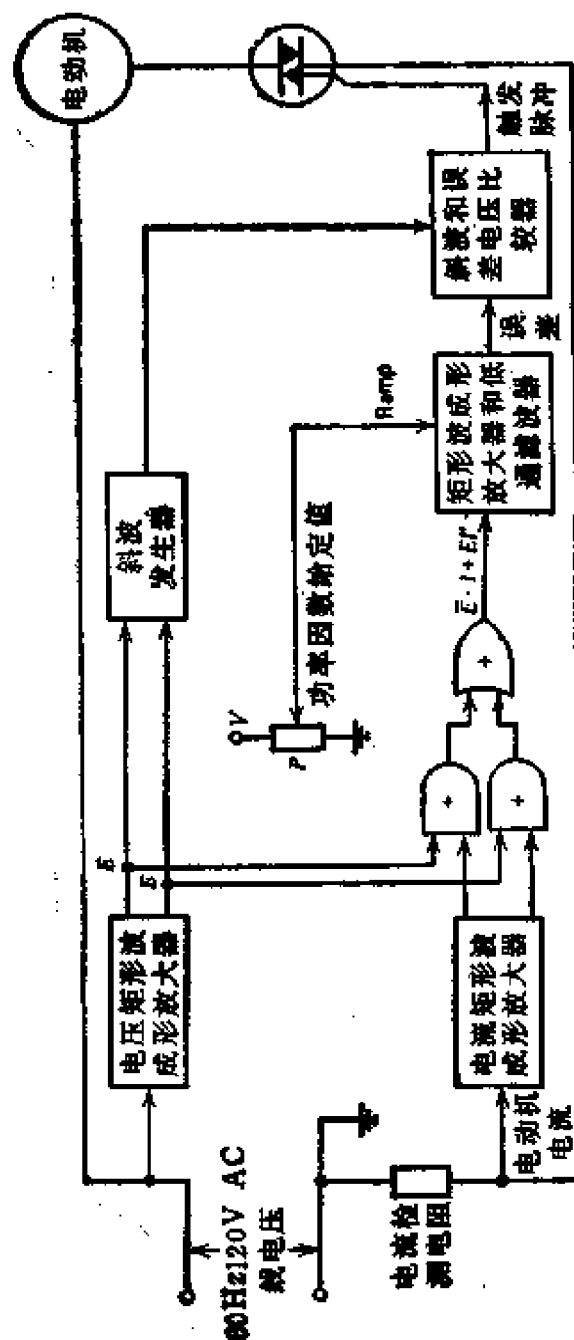


图 8.38 为降低感应电动机经负载损耗的双向晶闸管控制电动机功率因数的逻辑方框图

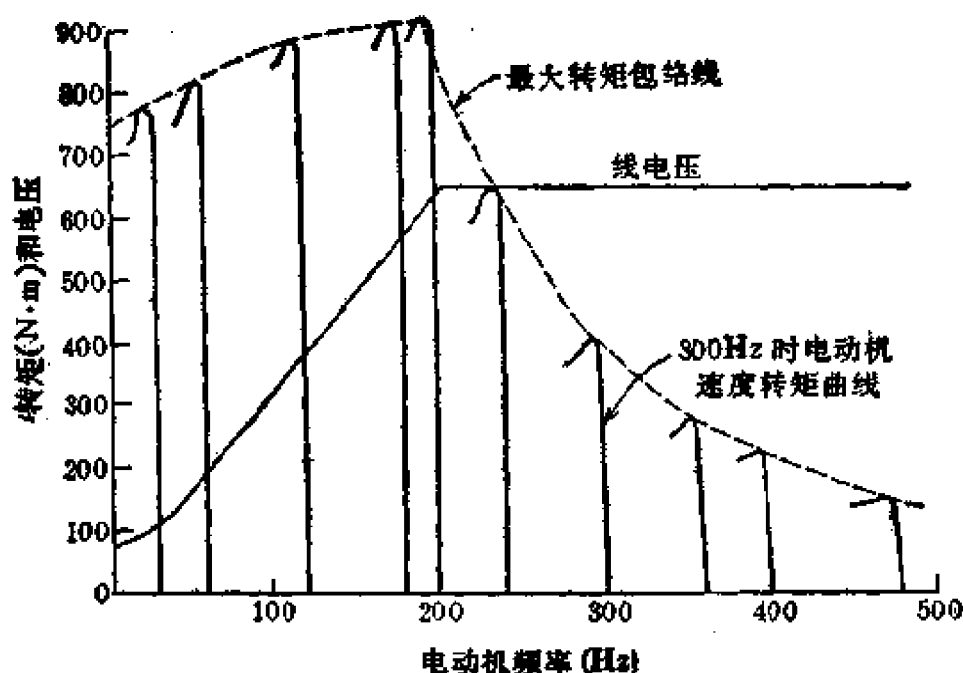


图 8.39 变频器控制的感应电动机速度/转矩特性

压降起着主要的作用(感抗几乎可以忽略),而在正常频率下定子绕组电阻压降可以忽略。然而,除了这点不正常外,感应电动机可以运行在从最大至零间的任何转速下,转速为零时意味着电动机由频率为零的直流电供电。当然,在任何频率下的电压必须保持磁路适当的磁通或  $V/f$  比值。图 8.39 中第一区域的速度转矩特性为恒转矩区。在这一区域内,外加电压必须从近于零值变化到电动机的转速和频率基值(图 8.39 中为 200 Hz)对应的数值,以便基本上保持恒定电流和恒定转矩。超过转速基值后,外加电压保持为一常数,  $V/f$  比值随着速度的升高而降低,致使电动机磁通随速度和频率增加而成反比地减小(参看方程式(6.27)),感应电动机这部分速度转矩特性相似于它励直流电动机弱磁变速的特性。电动机能稳定运行的最小磁通决定了其运行的最大速度。正如图中所见,频率增加而磁通减小的这一区域的最大转矩是随频率或速度增加而成反比地减少,电机运行在该区域内的电磁功率为一个恒值,并等于速度基值或频率基值时的电磁功率。

利用相似的电子控制用于同步电动机,可以得到同样的变速

牵引特性。利用永磁式、感应子式、磁阻式和普通的同步电动机的牵引拖动已经得到应用。注意,除了永磁结构外,同步电动机的磁场控制能被用作晶闸管换向的一种方法,因而在利用晶闸管控制的系统中,同步电动机有着它的优越性。

交流牵引拖动所要求的高电压、电流数值的变频电源是不容易获得的。对于目前多数的牵引拖动,由于价格和复杂性原因,仍由直流电动机和某种形式的斩波器控制构成。虽然用于牵引拖动的交流电动机比相同容量的直流牵引电动机价格低、体积小、重量轻、工作可靠和耐用,但交流拖动的半导体控制器的价格、复杂性、重量的增加可能要超过交流电动机本身的得利。下面讨论一下变速拖动系统中速度和转矩的控制技术。

感应电动机的变速控制中,除了输入电压和频率外,有一个必须在控制方案中加以考虑的第三变量——滑差,即转子机械转速和同步转速之差。滑差可能是不控量,它只是随负载而变化,这和平常恒定频率的情况一样。然而,某些运行点的滑差有可能相当大,引起过大的转子损耗  $I^2R$ ;而另外一些运行点的滑差又过分小,引起电动机的磁路饱和。许多年以前在欧洲就研究出变速拖动中滑差频率的控制<sup>24</sup>,并已用于多数系统中,其应用表明了控制滑差频率时电动机的效率要高于不控制滑差时电动机的效率<sup>25</sup>。在这种控制方法中,电动机的输入电压频率由功率半导体的导通时间所决定,频率的控制信号由正比于机械转速的信号加上代表滑差频率(或转/分)的微小增量所组成,由于这一增量决定了电动机速度转矩特性的运行点(参阅第六章),故实际上它是电动机的转矩控制。可控滑差频率的利用,也允许感应电机在电动机运行与发电机运行间简单而平滑地过渡。当控制信号中的电压增量降低并为零时,电机处于无载下运行,其机械损耗由机械负载供给。如果增量进一步降低且变为负值,则要求一个高于同步速度的机械速度,于是电机变为再生发电运行方式,向逆变器输入端的直流电网供电。由于要求适应感应电动机负载的无功功率,多数逆变器电路能在上述反向的功率流动下工作。变速拖动的鼠笼式感应电动

机通常做成非常低的转子电阻结构，以运行在相对低的滑差情况下。

### 8.9.7 功率逆变器

为达到如图 8.39 所示的交流牵引拖动的速度转矩特性，其变频、变压电源的实现有好几个方案。最常用的是直流耦合控制器，在这种控制器电路中，受控的电源电压值加在直流滤波器上，滤波器的输出馈送给逆变器，逆变器输出控制电动机速度。由于直流滤波器对逆变器而言是一个恒流源，这个系统的逆变器部分常常称为电流馈电逆变器。直流耦合控制器可用于交流或直流电源，这种控制的一种变型是用于图 8.37 中的无刷直流电动机，图 8.40 表示从三相交流电源馈电的一台感应电动机变速控制的直流耦合控制器的主电路。感应电动机和单侧励磁同步电动机的控制，如磁阻或磁滞电动机等，要求直流耦合控制器逆变器的可控硅强迫换向，这时大大增加了如图 8.40 控制器的复杂性、价格、尺寸和冷却要求。假定输入电压是可控制的，逆变器各电压、电流分量的波

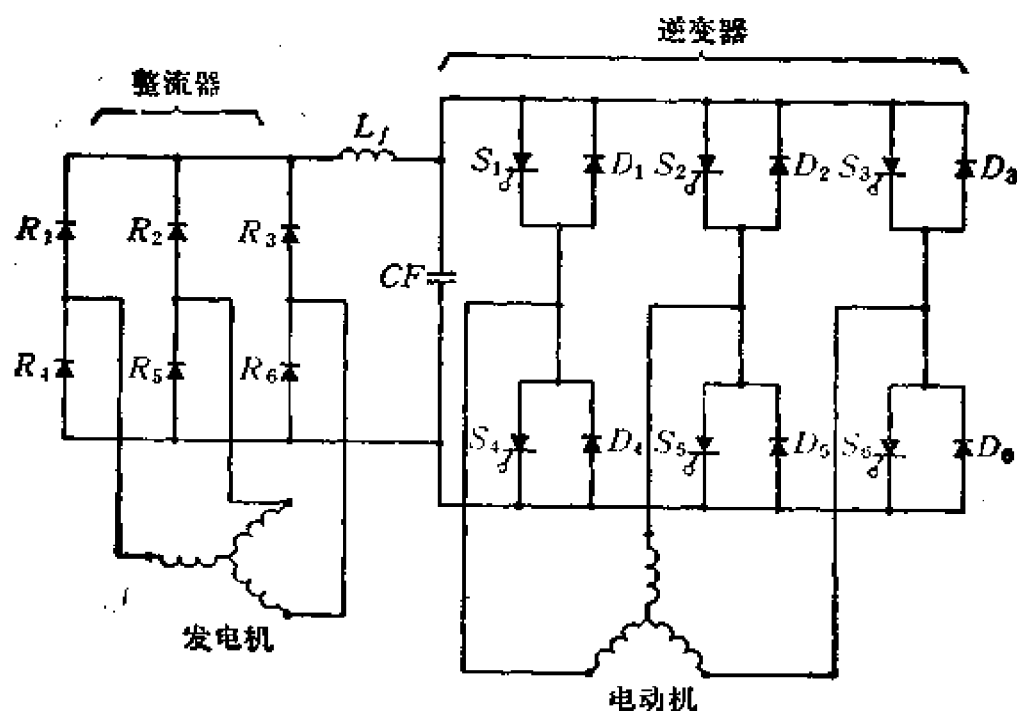


图 8.40 具有电压输入控制的桥式逆变器

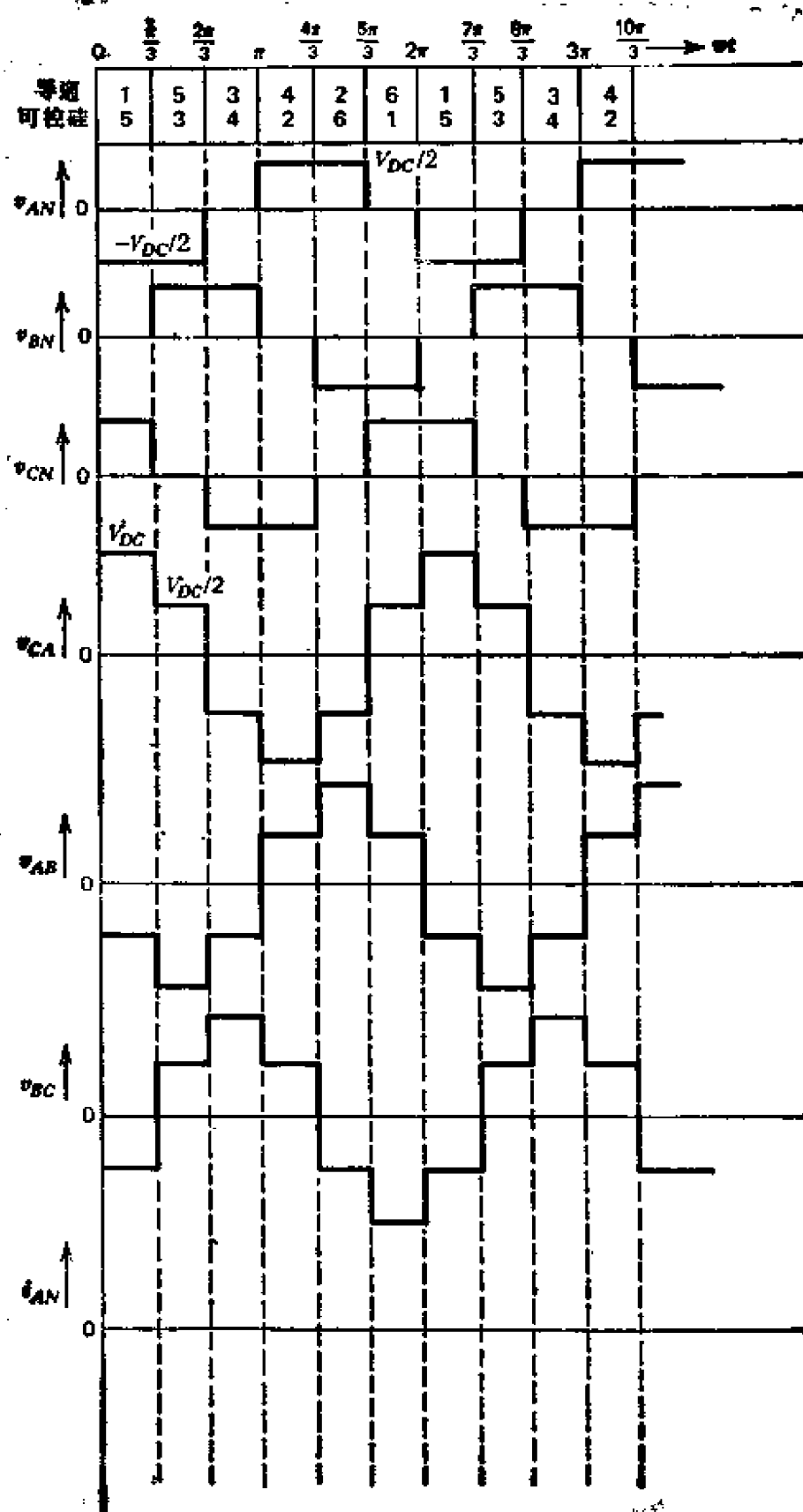


图 8.41 电压可控逆变器的波形图

形如图 8.41 所示。逆变器波形通常要比直流电动机控制器的波形更复杂，更常用傅里叶级数分析法。电动机电流大小由控制馈电给逆变器的输入直流电压来实现，这是由发电机来完成的。电动机电流的频率由可控硅门极信号的频率所决定，正如上面所提到的，信号频率常常是正比于速度加滑差频率的信号的函数。和可控硅反并联的二极管在可控硅关断后提供一条滞后电流流动的支路；当电动机作发电机运行时，它们也有助于提供反向功率流动的支路。在桥式逆变器中，要求可控硅门极脉冲有着严格的次序；由于门极端的噪声输入而引起的可控硅的不正确触发，可能引起对侧可控硅同时导通时使直流输入端直接短路。

详细考查图 8.41 会有助于对电压控制逆变器工作的了解。图中最上行表示角频率的弧度间隔，第二行表示按图 8.40 编号的在各间隔内加入门极信号的可控硅。在电压可控逆变器中，为保持可控硅处于导通状态，可控硅的门极信号必须在可控硅导通的整个时间间隔内存在，这是由于在此期间电流可能会不通过可控硅回路。对感应电动机之类的感性负载会出现这种情况，每个可控硅导通时间间隔中的一段时间内，电流将通过反并联二极管流通，而不是通过可控硅。门极触发次序说明在任意一瞬间只有两个可控硅处于导通状态，可以看出每个可控硅门极信号加入时间为  $2\pi/3$  弧度。图 8.41 中紧接的三个图表示负载的相电压，再下面三个图表示线电压。这些图表示理想化的波形，只对纯电阻平衡负载才是严格正确的。这是因为在每个时间间隔内，负载的一个端点不联接到处于门极触发的可控硅的一点而被悬空，其电位由负载性质决定，而不是容易事先估计的。

图 8.41 中的电压波形是基于悬端电位相对于另一负载端电压为  $\pm V_{dc}/2$  的假定，它只有对平衡电阻负载才是正确的，对其它平衡负载也可以认为是近似的。图 8.41 电压波形  $v_{AN}$  和  $v_{CA}$  上标出了电压的数值，从表 8.1 波形 2（应用于交替或单向方波）可以看出相电压的均方根值为

$$V_p = \frac{V_{dc}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} = 0.408V_{dc} \quad (8.50)$$

线电压均方根值可相似地求出为

$$V_L = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (8.51)$$

逆变器的相电压和线电压各形成一组对称的三相电压（即各相电压或各线电压相位互差  $2\pi/3$  弧度），三相相电压或线电压之和为零。

图 8.41 表示了可控硅门极信号的次序，在每个时间间隔内只有两个可控硅导通，这是可控硅换向时间所要求的。可以看出，一个可控硅换向后到与它相串联而跨接于直流输入电压的对侧可控硅门极触发开始之间，存在有  $\pi/3$  弧度的角度间隔。例如，当  $2\pi/3$  弧度时可控硅  $S_1$  换向，对侧的可控硅  $S_2$  直到  $\pi$  弧度时才开始送入门极信号。然而，从方程式(8.50)可以看出，这使得相电压均方根值与直流输入电压的比值变低。依靠在每个时间间隔内使三个可控硅导通的办法可以使电压比提高，但需要降低换向时间。在理想的门极信号次序下，一个可控硅的门极信号送入时正是对侧可控硅换向时刻；实际上，在这两个过程之间必须有一个时间延迟以确保第一个可控硅的安全换向，这种方式增加了由于不正确换向引起电源通过两可控硅直接短路的可能性。当每时间间隔三个可控硅导通时，负载电压波形正好与图 8.41 所表示的波形反向，此时相电压为  $0.471V_{dc}$ ，线电压为  $0.815V_{dc}$ 。

脉冲调制控制的逆变器主电路与变压控制的逆变器基本上相同，且常用图 8.40 所示的三相桥式电路。然而，可控硅控制的方法截然不同，在相位调制的逆变器中，相电压是由一系列比基波频率更窄的方波脉冲所组成。虽然也应用幅值变化的斩波脉冲<sup>27</sup>，但更一般地是用这些恒定的幅值和变化的宽度的脉冲。输出电压波形是一系列脉冲串，其极性周期地变化以产生一定的基波频率。输出脉冲串重复的速度即称为载波频率  $f_c$ ，载波频率与基波频率的比值应尽可能地高，以减小负载谐波。脉冲宽度调制法取消了如

相控整流器或图 8.40 中的交流发电机-整流器系统之类的附加电压控制器。

图 8.42 表示了脉冲宽度调制控制的逆变器输出电压的一部分, 所要求的正弦波形也画在图中。把图中一周的电压波形与图 8.41 电压控制逆变器的电压波形相比较可看出, 半个周期内各脉冲宽度的变化(有时称基准脉冲电压)控制着电压均方根值大小。在实际应用中, 有许多方法实现这种调制。一个常用的方法是三角波法, 其脉冲之间的关断时间由两个参考信号波形的交点所决定, 一个是高频的三角电压波, 另一个是基波频率的正弦波。别的方法在参考文献中有所讨论。脉冲间的最小关断时间决定了载波频率, 它受着可控硅逆变器关断时间的限制。

脉冲宽度调制控制方法的选择, 特别是基准脉冲数的选择, 明显地影响着电动机电压和电流的谐波成分, 进一步影响着电动机的损耗、电磁噪声以及逆变器电动机系统的噪声。参考文献 26 和 27 提出了优化脉冲宽度调制方法的问题。文献 28 将谐波成分作为基波频率每半周的基准脉冲的函数进行了计算, 同时分析了脉冲宽度调制方法产生的谐波对大型同步电机的定子铜损的影响; 其铜损比绕组流过正弦电流时增加了 50%, 它取决于槽中导体的设计和布置。

### 8.9.8 频率变换器

频率变换器用于变速电动机的控制装置, 其电源是交流的。它将恒压、恒频的电源变换为变压、变频的电源而输出。电源频率必

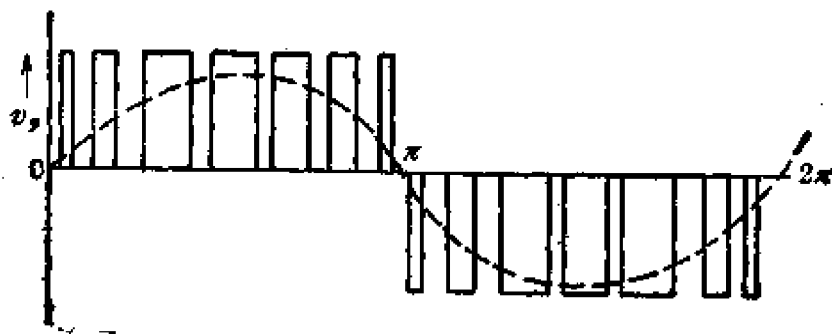


图 8.42 脉宽调制逆变器输出波形

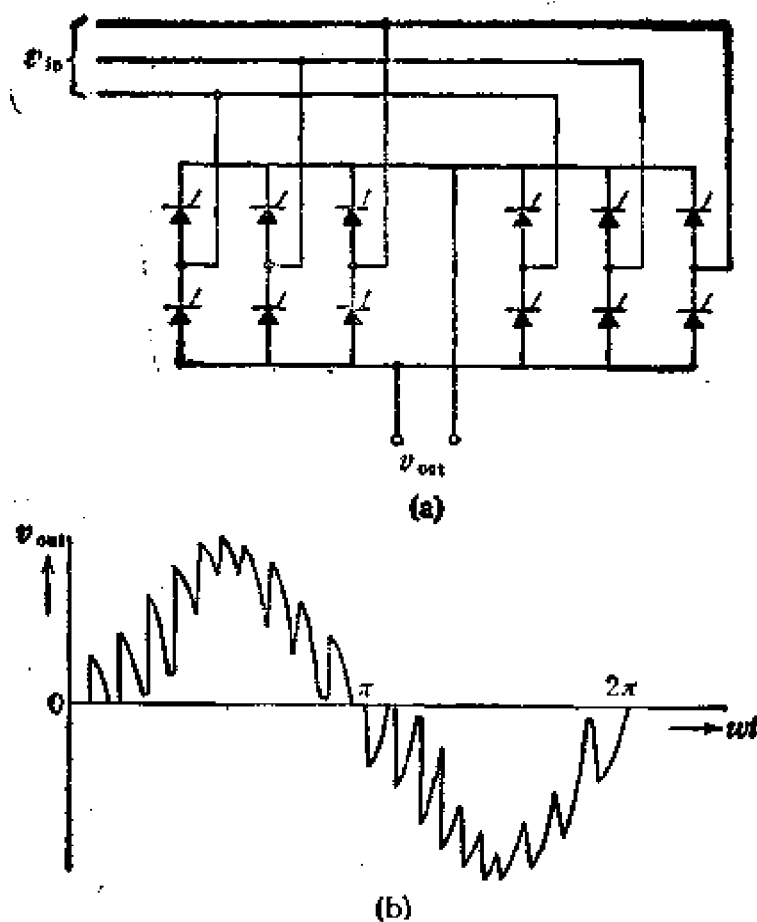


图 8.43 (a) 频率变换器的单相接线图; (b) 输出电压波形

须至少是输出的最大频率的 3—4 倍。图 8.43 表示用于多相电动机控制的三相频率变换器的单相电路图和单相电压输出波形。频率变换器电压和频率控制的原理是相控整流器和脉冲调制逆变器应用原理的综合。频率变换器输出电压基波的频率值取决于其半个周期内所包含的输入电压脉冲串的脉冲数。正如相控整流器一样，输出电压的数值取决于可控硅导通的延迟角。输出频率和输出电压两个参数都取决于图 8.43 中可控硅的门极脉冲。可控硅换向采用电网换向，正如相控整流器中的一样。

图 8.43 只表示了三相控制系统的一相，因此从图可以看出，多相电动机控制要求大量的功率半导体器件。频率变换器比相同功率额定值的逆变器要求更多的功率半导体，然而，频率变换器中单个器件的额定值却低于逆变器中单个器件的额定值。当频率变换器与逆变器比较时，是比较两种装置中功率半导体器件的相对费

用、尺寸、重量等。频率变换控制器的详细分析可参阅文献 22, 32, 33。

### 8.10 控制器-感应电动机的损耗

前面已讨论了用于控制电动机转速和转矩的电子控制的主要类型。电子控制与用电阻、电感或电压控制的传统控制方法间的显著区别大概是电子控制的电压、电流波形,自然就要提出这样一个问题,即电子控制出现的各种各样波形对电动机运行性能产生何种影响。电子控制的主要影响是电动机损耗、电磁噪声和声频噪声等方面,一般地说这些影响远小于从观察图 8.42 所示波形所预想的结果。也应当记住,甚至稳态运行的直流电机也有着换向器上发生火花这一个电磁问题,一台优良设计的任何一种励磁方式下的电动机里所产生的声频噪声通常远小于通风和轴承损耗所产生的噪声(电子控制的电动机声频噪声来源于控制器或辅助元件,并非电动机本身)。

电子控制器产生的功率损耗虽然很小,然而由于以下几个重要原因,应在任何一种变速电动机/控制器应用中加以考虑。

1. 控制器和控制方案的设计可能对电动机损耗有着重要的影响,这已在本章直流斩波器及脉冲宽度调制逆变器等节中初步讨论过。

2. 控制器产生的损耗要导致附加发热,这有可能要求改变热交换系统,以使电动机的温升控制在容许的范围内。

3. 在选择电动机和控制器时,整个系统的效率通常是一个主要因素。

计算带有规则波形的电动机损耗的方法已在讨论各类电动机的有关各章里分析过。一般地说,没有基于规则波形计算损耗的简单方法来估算带电子控制器的电动机的损耗,特别是磁路损耗。在实际波形下,进行测量是决定这些损耗的唯一可靠方法。由于电子控制器的波形常常随电动机负载和速度而变化,杂散损耗也

是如此。如果不能推算出电流波形或没有一定准确性的假定，甚至铜损也是这样。很明显，机械损耗受控制类型的影响很小。

只有很少的文献介绍有关电动机损耗与其控制间相联系的数据，其原因除了为得到其实验数据需要一定费用外，还存在着另外一些问题：(1)缺乏合适的功率测量仪器；(2)建立合适的数据比较基础是困难的。最后一点是指电子控制下电压和电流的关系通常与规则波形下控制时的关系很不相同。直流电动机电子控制下的损耗的最全面的研究之一是参考文献 30 所提出的，这篇文章介绍了一台 14.9kW 叠片结构串励直流电动机在带续流二极管的功率达林顿 400 周斩波器控制和稳定直流两种情况下的实验结果。两种控制类型的比较基础是相同的平均电流和相同的电动机转速。表 8.4 列出了该研究结果。

表 8.4 电子控制对直流电动机效率的影响

电动机平均电流 (A)	电动机速度 (rad/sec)	电动机效率(%)	
		稳定直流	斩波器控制
53	53	36	29
102	52	54	45
202	52	57	58
102	105	53	62
202	105	71	71
51	210	64	58
101	210	80	77
202	210	79	81
53	314	74	65
103	314	82	82

从表 8.4 可以看出，随电流(近似地随转矩)和速度而变化的效率在两种控制类型下的关系。在一些情况下斩波器控制的电动机效率高于稳定直流的电动机的效率。一般地说，在较重的电动机负载和较高的转速下，两者效率近乎相等。

在电子控制电动机的应用中还必须考虑控制器本身的损耗，电子控制器的损耗通常低于电磁式或电阻式控制器的损耗，用功

率晶体管的控制器的损耗低于用相同额定值的功率可控硅的损耗,参考文献 28 至 30 给出了电子控制器的损耗数据。

最后,整个系统的设计和应用,必须考虑由于电子控制在电源中产生的损耗。尤其是与多数电子控制系统有关的电流波纹可能增加电动机拖动电源——电池中的损耗并引起发热,故常常必须利用大的滤波器来降低波纹和改善电池的工作性能。

## 习 题

8.1 设表 8.1 前三种波形图中  $T_1 = \frac{1}{2} T_p$ , 试决定各对应波形的波形因数(均方根值与平均值之比)。

8.2 由于电路电感的存在,一个真正的方波电流是难以得到的,虽然常由方波脉冲近似表示,但电流脉冲实际则是梯形波。假定表 8.1 波形 2 是图 8.44 所示的梯形波脉冲,而不是方波脉冲。试导出 (a) 电流均方根值  $I_{rms}$  表达式, (b) 电流平均值  $I_{av}$  表达式。

8.3 试写出表 8.1 波形 4 的傅里叶级数表达式的前 5 项。

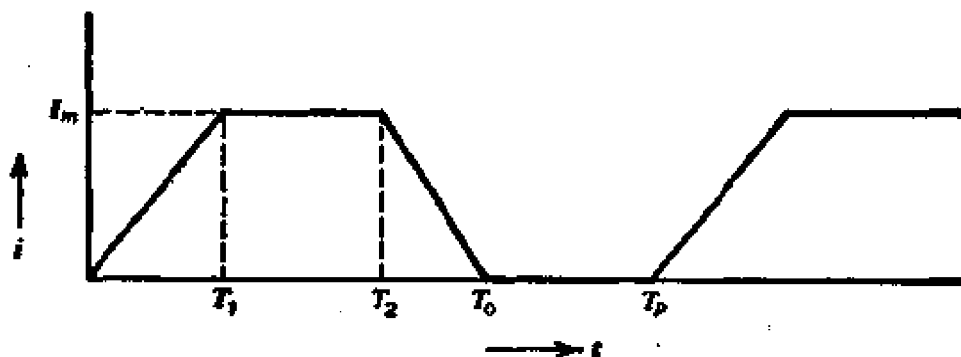


图8.44 题 8.2 图

8.4 设一电流波为表 8.1 波形 4, 其最大值  $I_m = 10\text{A}$ ,  $T_1 = T_p/3$ , 当该电流流过的电阻为  $1\Omega$  时, 试根据表 8.1 中的方程式求出电阻的欧姆损耗; 并将此计算值与由问题 8.3 导出的傅里叶分量表达式计算的损耗值比较。

8.5 8.8.2 节中介绍了琼斯斩波器(图 8.26)的工作过程。假定其负载为串联的电阻和电感, 试画出负载、可控硅  $S_1, S_2$  及电容器  $C$  的电压和电流波形。

8.6 设图 8.9 中  $E_s = 100\text{V}$ ,  $C = 120\mu\text{F}$ ,  $L = 200\mu\text{H}$ ,  $R = 0.05\Omega$ ,  $V_{ce} = I_{cs} = 0$ . 试求出  $Z_s, \alpha, \beta$ ; 在上述情况下, 可控硅  $S_1$  触发后有正弦电流脉冲流过电容器, 试计算电容器的充电电压、正弦电流脉冲的最大值和脉冲宽度。

8.7 习题 8.6 中如果可控硅  $S_1$  直接与静态  $R-L$  电路相连, 试计算可控硅  $S_1$  开通时的最大电流上升率。

8.8 设图 8.9 电路的电源为习题 8.6 中的  $100\text{V}$ , 脉冲频率为  $1000\text{Hz}$ .

(a) 设  $C = 12\mu\text{F}$ , 忽略反向电路的电阻, 试决定在要求的时间内为使电容器电压反向所需要的电感  $L_s$  值。

(b) 试决定当电路连续工作时, 电容器上的稳态电压  $V_{ce}$  (方程式 (8.18a)).

8.9 在图 8.18 所示电路中,  $R = 1.0\Omega$ ,  $L = 2.0\text{mH}$ . 设输入电压为  $120\text{V}$ ,  $400\text{Hz}$  交流电压, 且  $T_s = 0.2T_s$ , 试计算负载电压均方根值和平均值及负载电流平均值。

8.10 如 8.9 习题中的电路改为图 8.19 中的电路, 试重复习题 8.9 的计算。

8.11 如 8.9 习题中电路改为图 8.20 电路, 忽略续流二极管的阻抗, 试重复习题 8.9 的计算。

8.12 一台  $120\text{V}$ ,  $50\text{A}$  的直流电动机受一单相桥式相控整流器控制, 由  $120\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$  交流电源供电。假定电动机最大电流(起动时)限制为电动机额定电流的 3 倍, 试计算可控硅的电流均方根值、平均值和反向峰值电压 (PRV) 等额定数据。

8.13 一台利用图 8.33 固态起动器起动的如第六章例题 6.5 的感应电动机, 其额定数据为  $220\text{V}$ ,  $50\text{A}$ ,  $17.5\text{hp}$ , 三相  $60\text{Hz}$ , 等值电路数据与例 6.5 相同, 忽略铁心损耗对应的电阻  $r_m$ , 起动电流限制为额定电流的 1.5 倍 ( $75\text{A}$  均方根值), 电源为三相  $220\text{V}$ 。

(a) 为使起动电流限制到要求数值, 试决定可控硅导通的相位延迟近似值。

(b) 画出起动时在可控硅、二极管中流过的电流波形。

(c) 计算起动时可控硅、二极管中电流的均方根值和平均值。

8.14 一台  $10\text{hp}$ ,  $100\text{V}$  它励直流电动机在变速、变转矩情况下运行, 在  $3000\text{rpm}$  以下时, 由电枢斩波器控制其转矩, 其电源为  $120\text{V}$  电池。设电

池内阻为  $0.09\Omega$ , 电枢电阻  $0.025\Omega$ , 电枢电感  $0.5\text{mH}$ , 电动机常数(参见方程(5.17))为  $0.028\text{V}_{\text{sc}}/\text{A}$ ; 最大励磁电流为  $10\text{A}$ , 在上述励磁电流下最大电动机转矩(1分钟额定值)  $71\text{N}\cdot\text{m}$ 。

如图 8.10 所示斩波器, 用来控制转速为 0 至  $3000\text{rpm}$  范围内的转矩值从 0 至  $71\text{N}\cdot\text{m}$ 。

(a) 设可控硅  $S_1$  以恒定速率开通, 由控制电流脉冲的导通时间来控制电枢电流平均值, 并带有续流二极管。当转速在  $3000\text{rpm}$  时使电枢电流在 10 至  $250\text{A}$  范围内变化, 试选择脉冲频率(以  $500\text{Hz}$  为最好的起始点)及决定脉冲宽度的范围。

(b) 在  $1000\text{rpm}$  时重复 (a) 的计算。

(c) 在  $0\text{rpm}$  时重复 (a) 的计算。如用原来所选择的脉冲频率, 要保持电流在  $250\text{A}$  平均值内, 是否有问题? 如增加电枢电路电感, 是否在转子静止时有利?

8.15 试决定习题 8.13 中可控硅  $S_1$  的技术数据, 包括电流均方根值  $I_{\text{rms}}$ , 电流平均值  $I_{\text{av}}$ , 正、反向电压额定值, 电流上升率  $di/dt$  和电压再施加上升率  $dV/dt$ 。

8.16 试设计习题 8.14 的斩波器换向电路。

8.17 如使用模拟或数字计算机, 拟出习题 8.14 的斩波器控制电动机系统的模型, 并估计该系统在可控硅  $S_1$  按习题 8.14 运行下, 是否总运行在所选择的技术数据内。设在模型中, 器件  $S_1, S_2, S_3$  和  $D_{\text{fwd}}$  当关断时为开路状态, 当导通时所有四器件模拟为约  $1\text{mH}$  的电感和  $1.5\text{V}$  (可控硅) 或  $1\text{V}$  (二极管) 的电阻压降。

8.18 例 8.12 中, 电动机电枢电路具有较低电感时, 在一定转速下会导致较高波纹因数的电流波形和很短的脉冲宽度。设例 8.12 的电枢电路增加  $0.5\text{mH}$  时, 重复例 8.12 的计算并比较两种电感情况下的波纹因数。

8.19 只用一个可控硅器件实现时间比控制的串联谐振斩波器如图 8.27 所示, 可控硅换向是由串联谐振电路  $L_1-C_1$  的作用所完成。为保证可控硅  $S_1$  的换向要求有足够的电容器电压, 该电路工作在恒定导通时间方式, 而不是恒定频率方式(参阅 8.3.1 节), 即可控硅  $S_1$  在一确定的时间间隔内导通, 以保证电容器  $C_1$  充电至近于两倍电源电压(忽略充电电路电阻), 然后电容器电压使可控硅  $S_1$  处于反向偏压而关断, 负载电流由改变导通脉冲的频率而控制。

该电路的工作过程如下: 设负载电流流过  $L_1-D_1-L_2$  和负载, 电容器初

始电压为零,且  $L_2 > L_1$ ; 开通可控硅  $S_1$ , 使  $C_1$  充电和流过不断加大的负载电流; 当第一个半周结束时, 电容器  $C_1$  达到近似两倍  $v_{in}$  的电压, 电容器  $C_1$  中的电流反向并通过二极管  $D_1$  和电源放电, 使可控硅  $S_1$  处于反偏压; 当电容器电压下降到比输入电压  $v_{in}$  还低时, 通过负载放电并直到电容器电压降为零时为止。

(a) 假定负载为纯电阻时, 画出可控硅  $S_1$  和电容器  $C_1$  及负载的电流和电压波形图。

(b) 已知电路参数  $L_1 = 55\mu\text{H}$ ,  $C_1 = 100\mu\text{F}$ ,  $L_2 = 0.4\mu\text{H}$ , 负载  $R_L = 15\Omega$ , 不考虑吸收电路  $R_2-C_2$  时, 试决定电路关断时间(可控硅  $S_1$  处于反偏压的时间)。若  $v_{in} = 150\text{V}$ , 初始状态时  $V_{C_1} = 0$ , 为确保可控硅换向, 试决定可控硅  $S_1$  的导通时间。

(c) 试决定使负载电流为  $5\text{A}$  时的导通频率。

8.20 感应电动机等值电路参数值如第六章例题 6.5 所示, 现估计该三相电动机应用功率因数能量控制器(图 8.38)时的经济效益。分析时应考虑包括  $r_m$  在内的精确等值电路(图 6.16)。

(a) 无载时  $r_s'/s$  上的功率即等于通风与摩擦损耗, 且近似地等于  $V_\phi^2/(r_s'/s)$ , 式中  $V_\phi$  为电源相电压,  $r_s' = r_s/2$ , 当外加额定线电压  $220\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$  三相电源时, 试决定无载时的滑差。如果电动机为四级绕线式电机, 试决定无载速度和功率因数。

(b) 设  $r_m$  与  $X_m$  随  $(1/V_\phi)^2$  而变化, 其它阻抗参数保持常数, 如果电源线电压降至  $180\text{V}$ , 试决定电动机的损耗、功率因数(分析时假定滑差保持不变)。

(c) 降压后实际滑差将有所增加, 通风摩擦损耗仅稍有改变。假定通风摩擦损耗比原来降低  $10\text{W}$ , 试计算降压后 ( $180\text{V}$ ) 的电动机滑差、损耗、功率因数和速度。

(d) 画出三个双向晶闸管 (TRIACS) 用于此变压装置的主电路图。试决定双向晶闸管的电流和电压均方根值和平均值等额定参数。

(e) 设该电动机每日无载运行 2 小时, 每周运行 5 日, 试决定当采用电压控制电动机时每年的能量节省值。如电价为每度 6 分, 每年节省能源费用多少? 该费用是否能抵偿双向晶闸管的费用?

8.21 一台  $1/4\text{hp}$ ,  $60\text{Hz}$ ,  $1750\text{rpm}$ ,  $120\text{V}$  单相感应电动机, 当运行在额定情况下输入电流为  $4.5\text{A}$ , 电动机起动时直接接入  $120\text{V}$ ,  $60\text{Hz}$  电源且起动电流为  $8\text{A}$ 。电动机由双向晶闸管控制器(图 8.34)调节速度, 控制器采

用图 8.34(b)的相位控制法改变电压而控制电动机的速度。

(a) 假定电动机最大(失步)转矩是额定转矩的 1.5 倍,此时电流为额定电流的 1.2 倍,双向晶闸管控制器必须能承受额定电压时最大转矩的运行情况(图 8.34(b)中最小的  $T_a$  值),试决定双向晶闸管的反向重复峰值电压(PRV)、电流均方根值、电流平均值和关断时间  $t_{off}$  等技术数据。

(b) 为适应 (a) 中所述最大转矩情况,图 8.34(b)中最小延迟时间  $T_d$  应为多少?

(c) 此时电动机电流均方根值是多少?

(d) 在电动机起动和失速状态下,双向晶闸管控制有什么优点?

8.22 一台手提式抛光工具的电机为一单相感应电动机,电源为 24V 电池,额定功率 1/8hp,抛光时要求的功率输出为常数,但必须有小量的电压控制,电动机由图 8.35 所示的单相可控硅逆变器电路控制。电动机额定运行时从输入端看的等值阻抗  $R = 0.62\Omega$ ,  $L = 0.36\text{mH}$ ,输入频率为 400Hz,当在 1/8hp 运行时,电动机的输入电流均方根值为 22A,转子电流为 15A。

(a) 当忽略电池、引线、器件的电阻和电感时,试决定上述运行情况下,可控硅  $S_1, S_2$ , 电容器  $C$  的大小和额定值。

(b) 当在 1/8hp 运行时,电容器  $C$  上电压会过高吗(方程式 (8.18a))? 可控硅  $S_2$  的采用是为限制电路电压及得到速度控制的要求吗?

8.23 当例题 8.22 的手提式抛光工具中的逆变器-感应电动机由一个斩波器-串励(通用)电动机系统代替时,1/8hp 串励电动机运行速度为 5000rpm,电流 8.6A,由 24V 直流或 60Hz 交流电压供电。

(a) 电动机堵转试验的数据为 8.7A, 40W, 16.7V, 60Hz, 电枢端电压 2.7V, 励磁端电压 14V, 20℃ 时励磁绕组电阻为  $0.232\Omega$ , 电枢绕组电阻  $0.196\Omega$ , 试决定电动机堵转时电枢和励磁回路的电感。

(b) 如例题 8.18 中那样,忽略电路电阻和电感。试设计由 24V 电池供电,在额定运行条件下电动机拖动用的功率晶体管斩波器,决定晶体管的  $I_{cs}, h_{FE}$  (最小),  $V_{CE}$  (饱和),  $P$ , 和  $f_R$  (典型)等技术数据。

(c) 比较斩波器-串励电动机和逆变器-感应电动机在实现速度控制和速度调节方面的难易程度。

## 第九章 统一电机理论

在前几章里,我们把每一种电机作为一个孤立的实体,分别研究了它们,并且着重分析了旋转电机的静特性。然而,回顾第四章,在某些约束条件下,我们阐明并求解了动态运动方程式。类似的研究也适用于旋转电机,这将在下节中讨论。这里,我们将试图提出各种统一的能用于各类电机的方法。事实上,统一电机理论已发展到能用来分析各种不同类型的旋转电机,但现在我们只限于讨论下述三种结构的电机:

1. 定子是凸极式的。
2. 隐极式的。
3. 转子是凸极式的。

上述三种结构的电机,分别是我们早已熟悉的直流电机、感应电机和凸极同步电机:

运用统一电机理论不仅能解决电机中的一般问题,还能解决一些特殊的问题。在分析之前,先介绍一下统一电机理论的实质。

### 9.1 问题的性质和目的

准确地说,研究统一电机理论的目的,是想找到一个分析电机的新方法。从理论上来看,如果(1)知道了运动方程式中的参数,(2)在给定的条件下能够对方程式求解,就能达到上述的目的。回顾第四章,用矩阵形式表示的机电系统统一运动方程式为

$$\mathbf{v} = \frac{d}{dt} (\mathbf{L}\mathbf{i}) + \mathbf{r}\mathbf{i} \quad (9.1)$$

$$T_e = -\frac{1}{2} \mathbf{i} \frac{\partial}{\partial \theta} [\mathbf{L}]\mathbf{i} \quad (9.2)$$

这些方程式也适用于电机。于是,应解决如下几个问题:

1. 分别确定电机的电感和电阻矩阵  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{r}$ ;
2. 确定输出量,如电压  $\mathbf{v}$  或电流  $\mathbf{i}$ ;
3. 求解式(9.1)和式(9.2)。

下面将仔细介绍。首先,必须知道导体的尺寸(长度与截面积)和电阻率,以确定电阻。如果需要的话,应进行温度修正。

可以根据单位电流产生磁链的定义来确定电感,即

$$L_{pq} = \frac{\lambda_{pq}}{i_q} \quad (9.3)$$

其中  $\lambda_{pq}$  是  $q$  线圈中电流  $i_q$  产生的链着  $p$  线圈的磁链,  $L_{pq}$  是  $p$  和  $q$  线圈之间的电感。

另外,还可以从贮能法得到电感,即电感回路里的贮能(一般指互感)等于磁场里的贮能,即

$$\frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^n L_{km} i_k i_m = \frac{1}{2} \int_{vol} \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} dv \quad (9.4)$$

当参数确定后,接着最重要的,也是最困难的是如何对运动方程式求解。可以用数值积分法(或叫时域法、状态变量法)求解这些方程式,这将在后面的章节中讨论。第二种方法是通常采用的变换法,即引入变量来解方程式。为此,重新把式(9.1)写成

$$\mathbf{v} = \mathbf{Z}\mathbf{i} \quad (9.5)$$

式中  $\mathbf{Z} = \mathbf{Z}(p) = p\mathbf{L} + \mathbf{r}$ , 通常称为运行阻抗。现在引入变量如

$$\mathbf{v} = \mathbf{S}\mathbf{v}' \quad (9.6)$$

和

$$\mathbf{i} = \mathbf{S}\mathbf{i}'$$

其中带撇的量是新变量。用变换矩阵  $\mathbf{S}$  与不带撇的老变量相联系,把式(9.6)代入式(9.5)得

$$\mathbf{S}\mathbf{v}' = \mathbf{Z}\mathbf{S}\mathbf{i}' \quad (9.7)$$

选  $\mathbf{S}$  为非奇异矩阵(即它的逆  $\mathbf{S}^{-1}$  存在),并用  $\mathbf{S}^{-1}$  左乘式(9.7),得

$$\mathbf{v}' = (\mathbf{S}^{-1}\mathbf{Z}\mathbf{S})\mathbf{i}' = \mathbf{Z}'\mathbf{i}' \quad (9.8)$$

式(9.8)是式(9.5)的变换形式。我们重申,求解式(9.5)是困难的,因为它含有与时间(或 $\theta$ )相关的系数。为了克服这个困难,选了变换矩阵 $\mathbf{S}$ ,这样 $\theta$ 便从运动方程式中消失了。于是,能用简单的方法求解该方程式(在9.4至9.6节中介绍)。

有三种常用的变换法:

1. 对称分量(或 $\pm$ )变换。
2. 前进、后退(或 $fb$ )变换。
3. 直交(或 $dq$ )轴变换。

后一种变换是指实际电机与假想(变换的)电机之间的等效关系。假想电机有两个绕组,分别放在两个互相垂直的轴上,称为直轴 $d$ 和交轴 $q$ ,大多数电机都可以进行这种变换。反过来,从假想电机出发,也能够构成许多通用电机。这种思路是统一电机理论的关键。我们把在 $d, q$ 轴有绕组的电机(具有换向器及合适的电刷)叫作原型电机,从原型电机能够得到多种型式的实际电机,将在9.8节介绍。

## 9.2 确定电机的电感

从电机的磁路结构看,有隐极电机,如感应电机、隐极同步电机;凸极电机,如直流电机、凸极同步电机。

确定电机的电感时,先分析隐极电机,再分析凸极电机。为了简单,假设电机的绕组以及气隙磁密都按正弦分布。如果是非正弦的话,可用傅氏级数表示<sup>1</sup>。同样,为了方便,用等效的集中绕组代表实际的分布绕组,且等效绕组的匝数 $N = 2Z$ , $Z$ 是分布绕组单位弧度串联导体数。

### 9.2.1 隐极电机的电感

图9.1(a)是隐极电机,其定、转子上各有一个匝数分别为 $N'$ 和 $N''$ 的集中绕组。假设 $\mu_{\text{iron}} \gg \mu_0$ ,  $r \gg g$ (见图9.1a),

$H_r \gg H_\theta$ 。定、转子基波磁势分别为

$$\mathcal{F}' = k' N' i' \sin \theta$$

$$\mathcal{F}'' = k'' N'' i'' \sin(\theta - \theta_0) \quad (9.9)$$

如图 9.1(a) 和 (b) 所示。其中  $k'$  和  $k''$  是绕组系数(见第六章)。 $\theta$  是沿气隙圆周方向任选的位置,  $\theta_0$  是  $\mathcal{F}'$  和  $\mathcal{F}''$  之间距离。下面用贮能法求自感和互感。

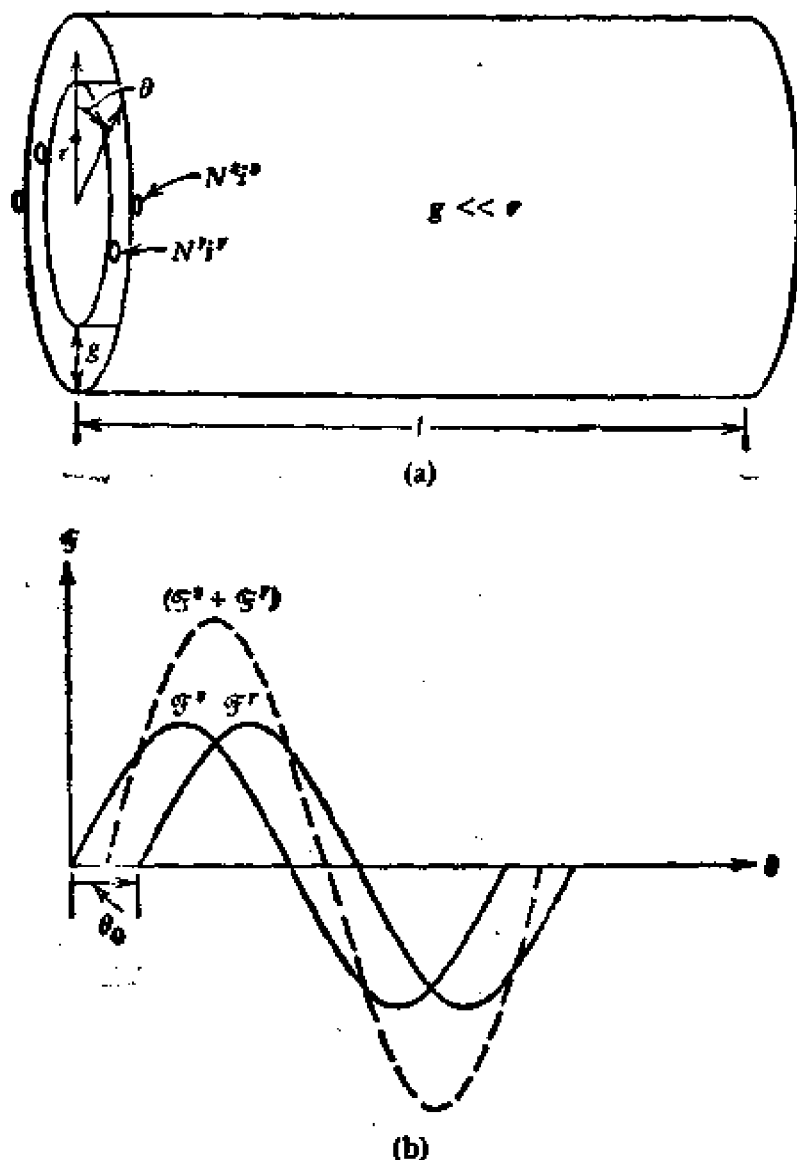


图 9.1 (a) 具有两个绕组和均匀气隙的电机; (b) 绕组磁势

在单位表面积  $\Delta S$  上通过的磁通为  $\Delta \phi$  (在  $r$  方向), 即

$$\Delta \phi = B_r \Delta S = \mu_0 H_r \Delta S \quad (9.10)$$

磁路的磁导为

$$\Delta P = \mu_0 \frac{\Delta S}{g} \quad (9.11)$$

设  $Ni$  是总磁势, 于是磁通  $\Delta\phi$  为

$$\Delta\phi = Ni\Delta P = \mu_0 \frac{Ni}{g} \Delta S \quad (9.12)$$

比较式 (9.10) 与式 (9.12), 有

$$H_r = \frac{Ni}{g} \quad (9.13)$$

用磁位降的概念也能解释式 (9.13)。当  $\mu_{\text{iron}} \gg \mu_0$  时, 磁势  $Ni$  只降落在气隙  $g$  里。气隙里总  $H$  值为

$$H = H' + H'' = \frac{1}{g} [k'N'i' \sin\theta + k''N''i'' \sin(\theta - \theta_0)] \quad (9.14)$$

因此, 气隙里的贮能为

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{1}{2} \mu_0 \int_{\text{vol}} H^2 dv = \frac{1}{2} \mu_0 \int_{x=1}^l \int_{y=0}^g \int_{\theta=0}^{2\pi} H^2 r d\theta \\ &= \frac{1}{2} \mu_0 l g \frac{r}{g^2} \int_{\theta=0}^{2\pi} [(k'N'i')^2 \sin^2\theta + (k''N''i'')^2 \sin^2(\theta - \theta_0) \\ &\quad + 2k'k''N'N''i'i'' \sin\theta \sin(\theta - \theta_0)] d\theta \\ &= \frac{\mu_0 \pi r l}{2g} [(k'N')^2 (i')^2 + (k''N'')^2 (i'')^2 + 2k'k''N'N''i'i'' \cos\theta_0] \end{aligned} \quad (9.15)$$

同样的能量用电感表示为

$$W_m = \frac{1}{2} L''(i')^2 + \frac{1}{2} L'''(i'')^2 + L''i'i'' \quad (9.16)$$

比较式 (9.15) 和式 (9.16), 得电感为

$$L'' = \frac{\mu_0 \pi r l}{g} (k'N')^2 = L' \quad (9.17)$$

$$L''' = \frac{\mu_0 \pi r l}{g} (k''N'')^2 = L'' \quad (9.18)$$

$$L'' = \frac{\mu_0 \pi r l}{g} k' k'' N' N'' \cos \theta_0 = L'' \cos \theta_0 \quad (9.19)$$

至此, 仅分析了定、转子各有一个绕组的情况。在两相电机里, 定、转子上各有两个相同的绕组, 它们彼此互相垂直, 没有磁路上的耦合关系, 如图 9.2 所示。用电感矩阵表示为

$$L'' = \begin{bmatrix} L' & 0 \\ 0 & L' \end{bmatrix} \quad L'' = \begin{bmatrix} L' & 0 \\ 0 & L' \end{bmatrix} \quad (9.20)$$

由式(9.19)能得到定、转子的互感, 为

$$L'' = \begin{bmatrix} L''_{as} & L''_{bs} \\ L''_{bs} & L''_{as} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'' \cos \theta_0 & -L'' \sin \theta_0 \\ L'' \sin \theta_0 & L'' \cos \theta_0 \end{bmatrix} \quad (9.21)$$

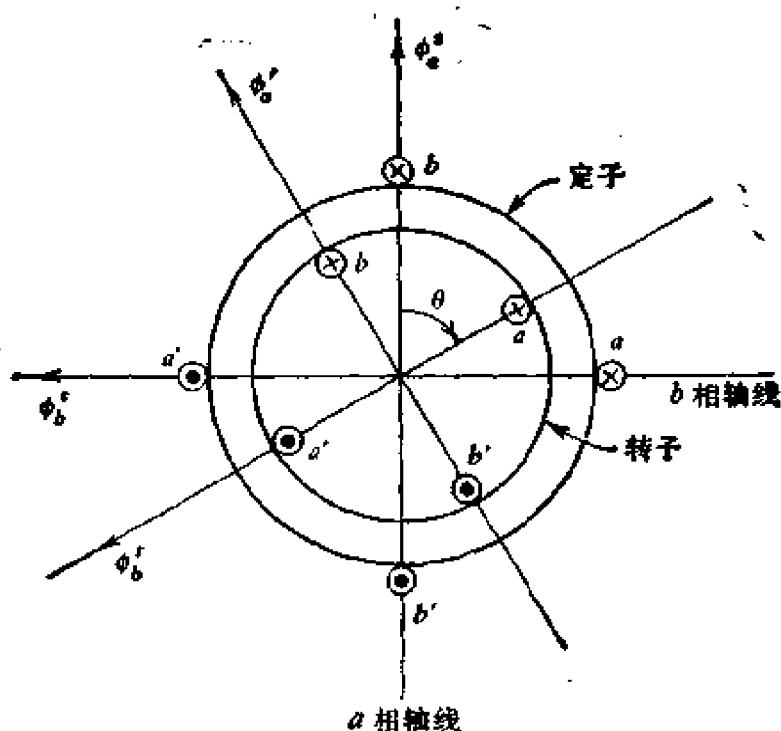


图 9.2 两相隐极电机

在式(9.21)里,  $L$  的下标  $a, b$  指的是相, 上标  $s, r$  指的是定、转子。例如,  $L''_{as}$  表示定子  $a$  相与转子  $b$  相之间的互感。式(9.21)矩阵中的元素可以从式(9.19)得到。例如, 把  $\theta_0 = (90^\circ - \theta_0)$  代入式(9.19), 得  $L''_{as}$ ; 把  $\theta_0 = (90^\circ + \theta_0)$  代入式(9.19), 得  $L''_{bs}$ , 依此类推, 于是, 对两相电机, 整个  $L$  矩阵为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}^{ss} & \mathbf{L}^{sr} \\ \mathbf{L}^{rs} & \mathbf{L}^{rr} \end{bmatrix} \quad (9.22)$$

其中由式(9.20)和式(9.21)给出子矩阵,并且  $\mathbf{L}^r$  是  $\mathbf{L}^s$  的转置矩阵。

### 9.2.2 凸极电机的电感

图9.3是两相凸极电机。设气隙磁密为正弦分布,且只考虑基波磁势。当转子只有一个绕组时,电机的电感矩阵  $\mathbf{L}$  为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{aa}^{ss} & L_{ab}^{ss} & L_{ar}^{sr} \\ L_{ba}^{ss} & L_{bb}^{ss} & L_{br}^{sr} \\ L_{ra}^{rs} & L_{rb}^{rs} & L_{rr}^{rr} \end{bmatrix} \quad (9.23)$$

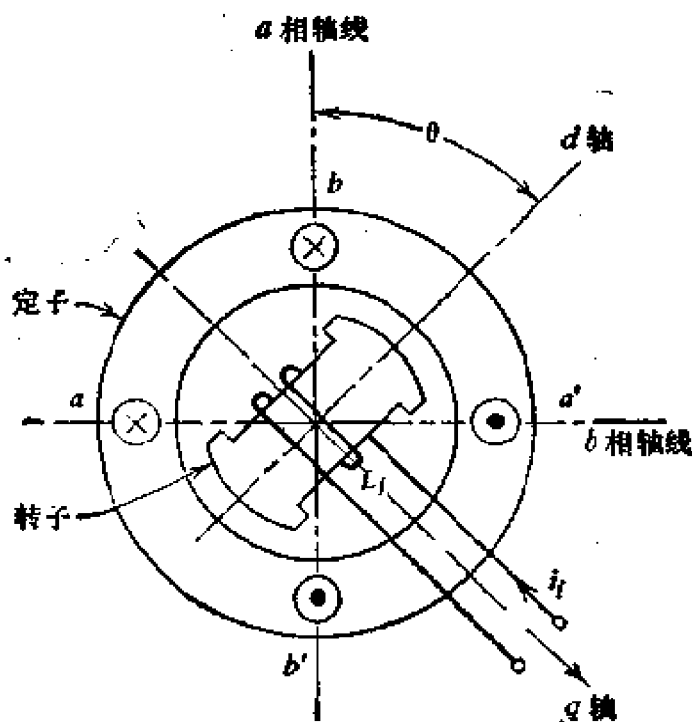


图 9.3 两相凸极电机

首先介绍与转子位置无关的转子自感。为

$$L_{rr}^{rr} = L_f = \frac{\mu_0 N_f^2 A_f}{\ell_f} = \text{常数} \quad (9.24)$$

式中

$N_f$  是转子绕组匝数;

$A_f$  是转子磁极表面积;

$g_d$  是直轴气隙。

从 9.2.1 节介绍的方法得到定、转子绕组之间的互感, 为

$$\begin{aligned} L'_{ar} &= L'_{ra} = L'' \cos \theta \\ L'_{br} &= L'_{rb} = L'' \sin \theta \end{aligned} \quad (9.25)$$

为了确定定子的自感与互感, 把  $a$  相磁势  $\mathcal{F}'_a = k' N' i'_a$  分解到  $d, q$  轴上(见图 9.3), 得

$$\begin{aligned} \mathcal{F}'_{da} &= \mathcal{F}'_a \cos \theta = k' N' i'_a \cos \theta \\ \mathcal{F}'_{qa} &= -\mathcal{F}'_a \sin \theta = -k' N' i'_a \sin \theta \end{aligned} \quad (9.26)$$

令  $P_d, P_q$  分别为  $d, q$  轴磁导, 气隙磁通为

$$\begin{aligned} \phi'_{da} &= P_d \mathcal{F}'_{da} \\ \phi'_{qa} &= P_q \mathcal{F}'_{qa} \end{aligned} \quad (9.27)$$

电流  $i'_a$  产生的  $a$  相磁链为

$$\lambda''_{aa} = k' N' \phi'_{aa} = k' N' (\phi'_{da} \cos \theta - \phi'_{qa} \sin \theta) \quad (9.28)$$

联立式 (9.26)、(9.27) 与式 (9.28), 得

$$\lambda''_{aa} = \frac{1}{2} (k' N')^2 i'^2_a [(P_d + P_q) + (P_d - P_q) \cos 2\theta] \quad (9.29)$$

或

$$L''_{aa} = \frac{\lambda''_{aa}}{i'_a} = L' + L'_0 \cos 2\theta \quad (9.30)$$

式中

$$L' = \frac{1}{2} (k' N')^2 (P_d + P_q);$$

$$L'_0 = \frac{1}{2} (k' N')^2 (P_d - P_q).$$

把  $\theta = (\pi/2) - \theta$  代入式 (9.30), 得

$$L''_{ab} = L' - L'_0 \cos 2\theta \quad (9.31)$$

互感为

$$L''_{ab} = L''_{ba} = \frac{\lambda''_{ab}}{i'_a} \quad (9.32)$$

$a$  相电流  $i'_a$  产生链着  $b$  相的磁链为  $\lambda''_{ab}$ 。把  $\theta = (\pi/2) - \theta$  代入式 (9.27) 和式 (9.28), 得

$$\lambda''_{ab} = k' N' \left[ \phi'_{aa} \cos \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) - \phi'_{aa} \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) \right] \quad (9.33)$$

把式 (9.26)、(9.27) 代入式 (9.32), 得

$$\begin{aligned} \lambda''_{ab} = (k' N')^2 i'_a & \left[ P_d \cos \theta \cos \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) \right. \\ & \left. + P_q \sin \theta \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) \right] \end{aligned}$$

再把上式代入式 (9.32), 简化为

$$L''_{ab} = L''_{ba} = L'_0 \sin 2\theta \quad (9.34)$$

式中  $L'_0$  已经在前面确定了。

用矩阵表示时, 两相凸极电机的  $\mathbf{L}$  矩阵为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L' + L'_0 \cos 2\theta & L'_0 \sin 2\theta & L'' \cos \theta \\ L'_0 \sin 2\theta & L' - L'_0 \cos 2\theta & L'' \sin \theta \\ -L'' \cos \theta & -L'' \sin \theta & L_f \end{bmatrix} \quad (9.35)$$

在电机里, 还有一种定子是凸极的磁路结构, 如直流电机。图 9.4(a) 画的是一台两极电机 (转子为整距线圈), 图 9.4(b) 是气隙定子基波磁势与基波磁密波形。对磁密进行傅氏分析, 基波分量为

$$B(\theta) = \frac{4\mu_0}{\pi g} N' i' \cos \alpha \cos \theta \quad (9.36)$$

于是, 链着转子绕组的磁链为

$$\lambda' = N' l_r \int_{\theta_0 - \pi/2}^{\theta_0 + \pi/2} B(\theta) d\theta \quad (9.37)$$

把式 (9.36) 代入式 (9.37) 并简化为

$$\lambda' = 2N' l_r i' \left( \frac{4\mu_0}{\pi g} N' \cos \alpha \right) \cos \theta_0 \quad (9.38)$$

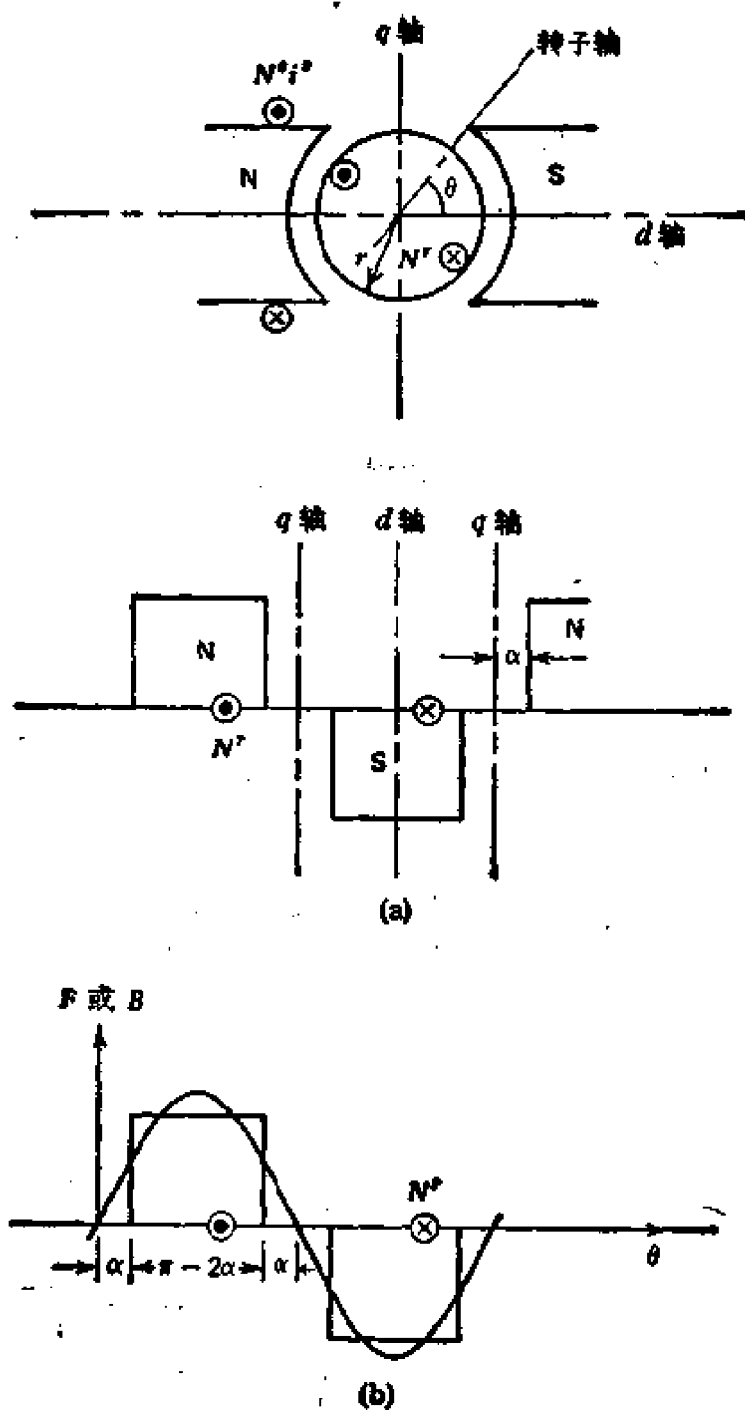


图 9.4 (a) 两极凸极电机; (b)  $B(\theta)$  的基波分布

由此, 定子对转子的互感为

$$L' = \frac{\lambda'}{i'} = \frac{8\mu_0}{\pi g} l_r N' N' \cos \alpha \cos \theta = L_m \cos \theta \quad (9.39)$$

其中

$$L_m = \frac{8\mu_0 l r N' N'' \cos \alpha}{\pi g}$$

$\alpha$  和  $r$  的定义见图 9.4,  $l$  是电机的轴向长度,  $g$  是气隙长度,  $N'$ ,  $N''$  分别是定、转子的匝数。

转子的自感是  $\theta_0$  的函数, 可用本节介绍凸极转子电机相类似的方法确定, 为

$$L'' = L' + L_0 \cos 2\theta_0 \quad (9.40)$$

最后, 定子自感是常数(与转子位置无关), 为

$$L' = (N')^2 \mu_0 \frac{A_s}{g} = L' \quad (9.41)$$

其中

$A_s$  — 定子磁极的表面积;

$g$  — 气隙总长度。

定子为凸极的电机, 其  $\mathbf{L}$  矩阵为

$$\begin{bmatrix} \frac{L'}{L'} + \frac{L''}{L'} \\ \frac{L''}{L'} + \frac{L'}{L'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L' & L_m \cos \theta_0 \\ L_m \cos \theta_0 & L' + L_0 \cos 2\theta_0 \end{bmatrix} \quad (9.42)$$

上面分析了三种基本形式的电感矩阵。根据具体情况, 把它们代入运动方程式中, 就能计算电机的特性。

### 9.3 定子为凸极的电机

写成矩阵形式的电压方程式为

$$\mathbf{v} = \mathbf{r}\mathbf{i} + p(\mathbf{L}\mathbf{i}) \quad (9.43)$$

式中  $p = d/dt$ , 式(9.43)等号右边的后一项展开为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{L}\mathbf{i}) &= \mathbf{L}p\mathbf{i} + (p\mathbf{L})\mathbf{i} = \mathbf{L}p\mathbf{i} + \frac{d}{d\theta_0} \mathbf{L} \omega_m \mathbf{i} \\ &= (\mathbf{L}p + \omega_m \mathbf{G})\mathbf{i} \end{aligned} \quad (9.44)$$

式中  $\omega_m = d\theta_0/dt$  是转子角速度,  $\mathbf{G} = d\mathbf{L}/d\theta_0$ 。把式(9.44)代入式(9.43), 得

$$\mathbf{v} = (\mathbf{r} + \mathbf{L}p + \omega_m \mathbf{G})\mathbf{i} \quad (9.45)$$

式(9.45)最后一项是由转子旋转引起的电压,叫切割电压。

其次,转矩方程为

$$T_e = \frac{1}{2} \mathbf{i} \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_0} \mathbf{L} \right] \mathbf{i} = \frac{1}{2} \mathbf{i} \mathbf{G} \mathbf{i} \quad (9.46)$$

于是,式(9.45)和(9.46)是定子为凸极的电机其统一运动方程式。

图 9.5 中电刷放在  $q$  轴上,尽管电枢导体在旋转,因电刷的存在,电枢绕组产生的沿  $q$  轴方向的磁通,相对于定子是静止的,因此不会在定子里感应电压。于是,直流电机的  $\mathbf{G}$  矩阵由式(9.44)和式(9.42)变为

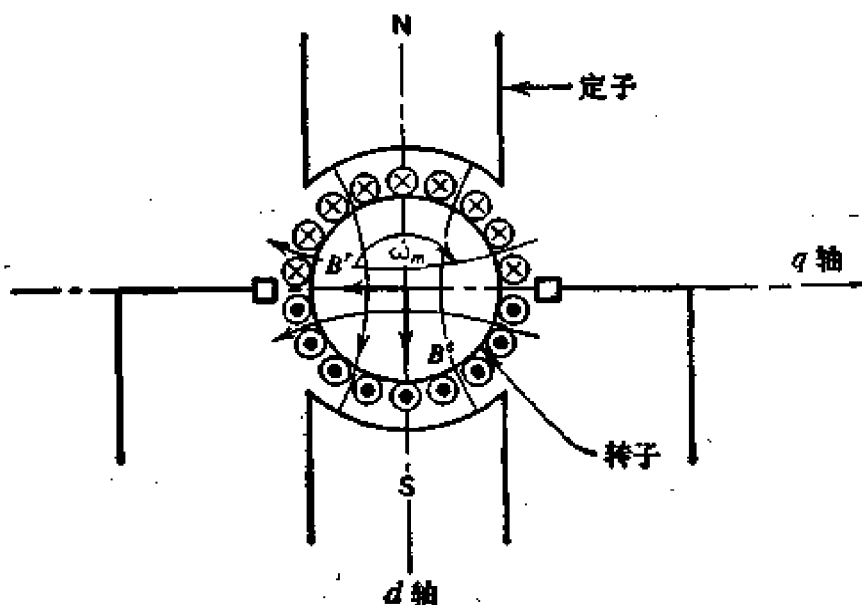


图 9.5 标明定、转子磁轴的直流电机

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & -L_m \sin \theta_0 \\ -L_m \sin \theta_0 & -2L_s \sin 2\theta_0 \end{bmatrix} \quad (9.47)$$

当电刷放在  $q$  轴上,  $\theta_0 = -\pi/2$ , 直流电机理想的统一运动方程式为

$$\begin{aligned} v' &= r'i' + L'pi' \\ v' &= r'i' + L'pi' + \omega_m L_m i' \\ T_e &= L_m i' i' \end{aligned} \quad (9.48)$$

根据式(9.48)可以得到直流电机的特性。

## 9.4 隐极式电机

知道了参数,由式(9.45)和式(9.46)的统一方程式,就能求得感应电机的特性。为此,下面分析定、转子都有两个独立绕组的两相电机。式(9.22)已给出了 $\mathbf{L}$ 矩阵。对两相感应电机尚有如下的特点:转子绕组是短路的,即 $v'_a = v'_b = 0$ ;转子电流的频率 $\omega = \omega' = \omega_m$ ,  $\omega_m = \dot{\theta}_0$ 为转子的角频率, $\omega'$ 为定子频率;定子是对称的,

于是

$$\begin{aligned} v'_a &= V' \cos \omega' t \\ v'_b &= V' \sin \omega' t \end{aligned} \quad (9.49)$$

和

$$\begin{aligned} i'_a &= I' \cos(\omega' t - \phi') \\ i'_b &= I' \sin(\omega' t - \phi') \\ i'_c &= I' \cos(\omega' t - \phi') \\ i'_d &= I' \sin(\omega' t - \phi') \end{aligned} \quad (9.50)$$

把参数值以及把式(9.49)和式(9.50)代入式(9.45),得 $\theta_0 = \omega_m t + \delta$  ( $\dot{\theta}_0 = \omega_m$ ,  $\delta$ 是功率角)时的方程为

$$\begin{aligned} & V' \cos \omega' t + \omega' L'' I' \sin(\omega' t + \delta - \phi') \\ &= (r' + L' p) i'_a \\ & V' \sin \omega' t - \omega' L'' I' \cos(\omega' t + \delta - \phi') \\ &= (r' + L' p) i'_b \\ & \omega' L'' I' \sin(\omega' t - \delta - \phi') = (r' + L' p) i'_c \\ & -\omega' L'' I' \cos(\omega' t - \delta - \phi') = (r' + L' p) i'_d \end{aligned} \quad (9.51)$$

因电流、电压都为正弦量,可用复指数形式表示,式(9.51)可写成

$$\begin{aligned} \mathbf{V}' &= V' e^{j\theta} \\ \mathbf{I}' &= I' e^{-j\phi} \end{aligned}$$

和

$$\mathbf{I}' = I' e^{-k\theta' - \omega t}$$

这种情况下,式(9.51)简化为相量方程式

$$\mathbf{V}' - j\omega' L'' \mathbf{I}' = (r' + j\omega' L') \mathbf{I}' \quad (9.52)$$

和

$$-j\omega' L'' \mathbf{I}' = (r' + j\omega' L') \mathbf{I}' \quad (9.53)$$

根据转差率的定义,  $s = \omega' / \omega'$ , 重写式(9.53)为

$$-j\omega' L'' \mathbf{I}' = \left( \frac{r'}{s} + j\omega' L' \right) \mathbf{I}' \quad (9.54)$$

根据式(9.52)和式(9.54),可以画出感应电动机的等值电路,如图9.6所示。图中  $\omega'(L' - L'')$  是定子漏电抗,  $\omega' L''$  是励磁电抗。

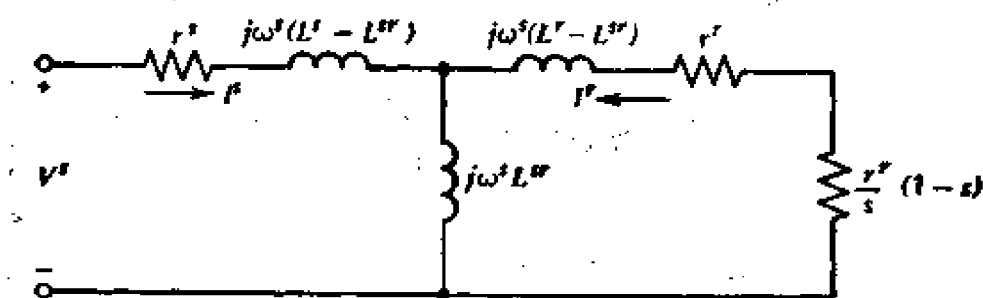


图 9.6 两相感应电动机的等值电路

用等值电路能够得到感应电动机的全部静特性。用类似于上述的方法,也能求得隐极同步电机的特性(见习题 9.4)。

## 9.5 凸极转子电机

把式(9.35)代入式(9.1)和式(9.2),得到时变系数微分方程式,可以采用后面有关章节介绍的数值解法,或者用 9.5.1 节介绍的变换法求解。

### 9.5.1 $dq$ 变换

我们知道,由于定、转子之间有相对运动,导致微分方程为变

系数方程,使求解困难。设想把定子绕组放在转子上,当然就不存在相对运动,这样一来,问题就好办了。但是不能简单地就把原定子绕组放在转子上,而是放上一个等效绕组,使它产生的磁场与原定子的一样才行。图 9.7 画出了凸极电机定、转子绕组,以及等效的  $d, q$  绕组(即沿  $d, q$  轴放置)。各绕组的电流及匝数如图 9.7 所示。下面介绍一下定子  $a, b$  绕组与转子上  $d, q$  绕组之间的等效关系。设转子不加励磁,定子磁势分解在  $d, q$  轴为

$$\begin{aligned}\mathcal{F}_d &= N_d i_d = N(i_a \cos \theta + i_b \sin \theta) \\ \mathcal{F}_q &= N_q i_q = N(-i_a \sin \theta + i_b \cos \theta)\end{aligned}\quad (9.55)$$

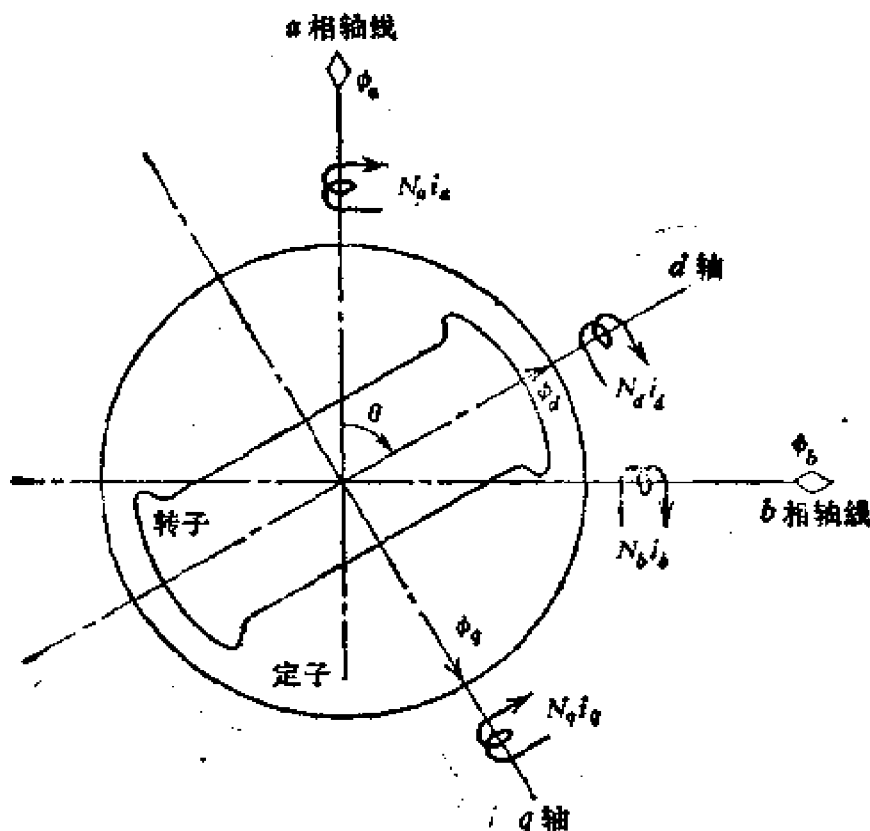


图 9.7 凸极转子电机  $a, b$  到  $d, q$  的变换

令  $N_d = N_q = N$ , 式 (9.55) 用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}\quad (9.56)$$

于是,式 (9.56) 表明了原相电流  $i_a, i_b$  与新电流  $i_d, i_q$  的变换关

系。由于励磁绕组在转子上，励磁电流  $i_f$  不必作任何变换。连励磁电流  $i_f$  也包括在内，式 (9.56) 为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_f \end{bmatrix} \quad (9.57)$$

或

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (9.58)$$

式 (9.58) 可写成

$$\mathbf{i} = \mathbf{S}_{dq} \mathbf{i}' \quad (9.59)$$

式中  $\mathbf{i}'$  代表新电流， $\mathbf{S}_{dq}$  是变换矩阵。这就是所谓的  $dq$  变换。且有

$$\mathbf{S}_{dq}^{-1} = \tilde{\mathbf{S}} \quad (9.60)$$

符号  $\sim$  代表转置的意思。

总之，式 (9.59) 是  $ab$  变量与  $dq$  变量之间的变换关系。例如，

$$\mathbf{i}_{ab} = \mathbf{S}_{dq} \mathbf{i}_{dq}$$

和

$$\mathbf{v}_{ab} = \mathbf{S}_{dq} \mathbf{v}_{dq} \quad (9.61)$$

其中

$$\mathbf{S}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.62)$$

$$\mathbf{S}_{dq}^{-1} = \tilde{\mathbf{S}}_{dq}$$

把式 (9.61) 代入式 (9.1) 和式 (9.2)，得运动方程式为

$$\mathbf{v}_{dq} = r \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{S}_{dq}^{-1} p (\mathbf{L} \mathbf{S}_{dq} \mathbf{i}_{dq}) \quad (9.63a)$$

$$T_e = -\frac{1}{2} [i_{dq}][\tilde{S}_{dq}] \frac{\partial}{\partial \theta} [L] S_{dq} i_{dq} \quad (9.63b)$$

将式 (9.63a) 等号右边的第二项展开, 为

$$\begin{aligned} S_{dq}^{-1} p (L S_{dq} i_{dq}) &= S_{dq}^{-1} \left[ \left( \frac{\partial L}{\partial \theta} \theta \right) S_{dq} i_{dq} + L \frac{\partial}{\partial \theta} (S_{dq}) \theta i_{dq} + L S_{dq} (p i_{dq}) \right] \\ &= \left[ S_{dq}^{-1} \frac{\partial L}{\partial \theta} S_{dq} + S_{dq}^{-1} L \frac{\partial}{\partial \theta} (S_{dq}) \right] \theta i_{dq} + (S_{dq}^{-1} L S_{dq}) p i_{dq} \\ &= \left\{ S_{dq}^{-1} \left[ \frac{\partial}{\partial \theta} (L S_{dq}) \right] \theta + (S_{dq}^{-1} L S_{dq}) p \right\} i_{dq} \end{aligned} \quad (9.64)$$

把式 (9.35) 和式 (9.62) 代入, 简化后得

$$S_{dq}^{-1} p (L S_{dq} i_{dq}) = \begin{bmatrix} L_d p & -\theta L_q & L^s p \\ \theta L_d & L_q p & \theta L^s \\ \frac{L^s p}{L^s p} & 0 & \theta L_f p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_f^s \end{bmatrix} \quad (9.65)$$

其中  $L_d = L' + L'_s$ ,  $L_q = L' - L'_s$ . 由式 (9.63a)、式 (9.63b) 和式 (9.65), 得

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_f^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r^s + L_d p & -\theta L_q & L^s p \\ \theta L_d & r^s + L_q p & \theta L^s \\ -\frac{L^s p}{L^s p} & 0 & r^s + L_f p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_f^s \end{bmatrix} \quad (9.66)$$

和

$$T_e = i_d^s i_q^s (L_d - L_q) + i_q^s i_f^s L^s \quad (9.67)$$

在恒转速运行时, 运动方程式中不存在角度的函数关系, 式 (9.66) 成为一组常系数线性微分方程。据此就能求得凸极电机 (包括发电机和电动机) 的特性。

还应指出, 隐极电机是凸极电机的一个特例, 即它的凸极效应为零, 因此,  $dq$  变换同样能用于隐极电机。例如, 两相感应电动机也能用  $dq$  变换来分析 (见习题 9.5)。

## 9.6 其它变换

除了  $dq$  变换外,还有对称分量(+-)变换、前进后退 ( $f_b$ ) 变换,同样也能得隐极电机的特性。这些变换都有数学依据<sup>1</sup>,但这里作为定义看待。两相电机+-变换的定义为

$$\mathbf{S}_{+-} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (9.68)$$

$$\mathbf{S}_{+-}^{-1} = \tilde{\mathbf{S}}_{+-}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (9.69)$$

其中 $\sim$ 代表转置,\*代表共轭复数, $-1$ 代表矩阵的逆。在原量(不带撇的)和变换量(带撇的)之间的关系为

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= \mathbf{S}_{+-} \mathbf{i}' \\ \mathbf{v} &= \mathbf{S}_{+-} \mathbf{v}' \end{aligned} \quad (9.70)$$

把式(9.68)至(9.70)以及式(9.20)、(9.21)代入式(9.1)和(9.2),得两相电机经+-变换后的运动方程式,为

$$\begin{bmatrix} v'_+ \\ v'_- \\ -\bar{v}'_+ \\ \bar{v}'_- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r^s + L_p^s & 0 & L''e^{j\theta}(p+j\theta) & 0 \\ 0 & r^s + L_p^s & 0 & L''e^{-j\theta}(p-j\theta) \\ L''e^{j\theta}(p-j\theta) & 0 & r^r + L'p & 0 \\ 0 & L''e^{j\theta}(p+j\theta) & 0 & r^r + L'p \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_+ \\ i'_- \\ -\bar{i}'_+ \\ \bar{i}'_- \end{bmatrix} \quad (9.71)$$

$$T_e = -jL''[(i'_+ * i'_-)e^{j\theta} - (i'_- i'^*_+)e^{-j\theta}] \quad (9.72)$$

在速度  $\omega_m = \dot{\theta}$  时, 式 (9.71) 是一组时变系数微分方程式, 但式 (9.72) 仍是非线性的。为此, 进一步用  $fb$  变换, 把转子量折合到定子边。  $fb$  与  $+$  分量之间的关系为

$$\mathbf{v}'_{+-} = \mathbf{S}_{fb} \mathbf{v}'_{fb} \quad (9.73)$$

式中

$$\mathbf{S}_{fb} = \begin{bmatrix} e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix} \quad (9.74)$$

将此变换用于转子电压、电流上, 式 (9.71)、(9.72) 变为

$$\begin{bmatrix} v'_+ \\ v'_- \\ v'_f \\ v'_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r^s + L^s p & 0 & L^{sr} p & 0 \\ 0 & r^s + L^s p & 0 & L^{sr} p \\ L^{sr}(p - j\omega_m) & 0 & r' + L'(p - j\omega_m) & 0 \\ 0 & L^{sr}(p + j\omega_m) & 0 & r' + L'(p + j\omega_m) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_+ \\ i'_- \\ i'_f \\ i'_b \end{bmatrix} \quad (9.75)$$

$$T_e = jL^{sr}(i'_+ i'_f - i'_- i'_b) \quad (9.76)$$

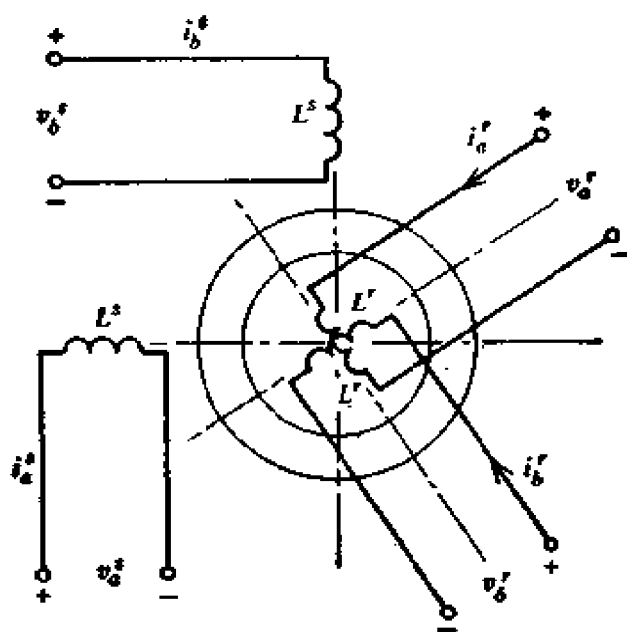
根据式 (9.75) 得出的等值电路如图 9.8 所示。当已知各参数后, 便能从等值电路求得电机的特性。

运用上述的变换法来研究一台运行于不对称电压下的两相感应电动机。

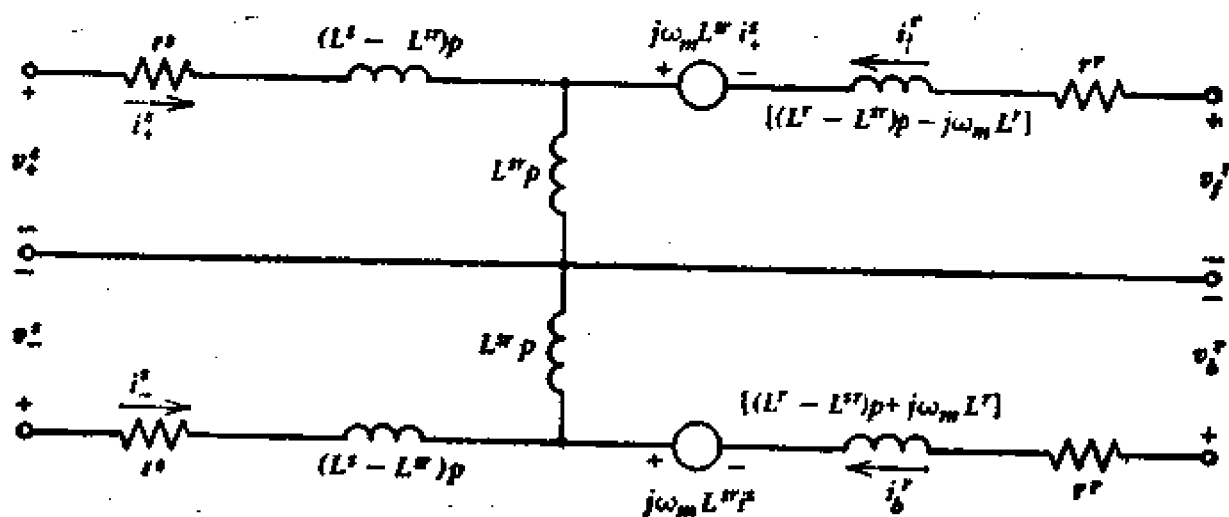
$$\begin{aligned} v'_a &= V'_s \cos \omega t \\ v'_b &= V'_s \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (9.77)$$

$$v'_c = v'_d = v'_f = v'_b = 0 \quad (9.78)$$

从式 (9.68)、式 (9.70) 和式 (9.77) 得



(a)



(b)

图 9.8 (a) 两相隐极电机; (b) 等值电路

$$v_+^s = \frac{1}{2\sqrt{2}} [(V_a^s + jV_b^s)e^{j\omega t} + (V_a^{s*} + jV_b^{s*})e^{-j\omega t}]$$

$$v_-^s = \frac{1}{2\sqrt{2}} [(V_a^s - jV_b^s)e^{j\omega t} + (V_a^{s*} - jV_b^{s*})e^{-j\omega t}] \quad (9.79)$$

其中

$$\begin{aligned} V_a^s &= V_a^s \\ V_b^s &= -jV_b^s e^{j\phi} \end{aligned} \quad (9.80)$$

上标\*代表共轭复数。在稳态条件下,

$$\begin{aligned} V_+^s &= \frac{1}{\sqrt{2}} (V_+^s + jV_+^s) \\ V_-^s &= \frac{1}{\sqrt{2}} (V_+^s - jV_+^s) \end{aligned} \quad (9.81)$$

考虑式(9.81)的关系,式(9.79)可写成

$$\begin{aligned} v_+^s &= \frac{1}{2} (V_+^s e^{j\omega t} + V_-^{s*} e^{-j\omega t}) \\ v_-^s &= v_+^{s*} \end{aligned} \quad (9.82)$$

对稳态电流为

$$\begin{aligned} i_+^s &= \frac{1}{2} (I_+^s e^{j\omega t} + I_-^{s*} e^{-j\omega t}) \\ i_-^s &= i_+^{s*} \\ i_f^s &= \frac{1}{2} (I_f^s e^{j\omega t} + I_b^{s*} e^{-j\omega t}) \\ i_b^s &= i_f^{s*} \end{aligned} \quad (9.83)$$

从式(9.82)看出,电压分成了两个分量:  $V_+^s e^{j\omega t}$  和  $V_-^{s*} e^{-j\omega t}$ 。把式(9.79)至式(9.83)代入式(9.71),且转子转速为  $\omega_m$ , 励磁为  $V_+^s e^{j\omega t}$  得

$$\begin{aligned} V_+^s &= (r' + j\omega L') I_+^s + j\omega L'' I_f^s \\ 0 &= j(\omega - \omega_m) L'' I_f^s + [r' + j(\omega - \omega_m) L'] I_+^s \end{aligned} \quad (9.84)$$

对励磁为  $V_-^{s*} e^{-j\omega t}$  有

$$\begin{aligned} V_-^{s*} &= (r' - j\omega L') I_-^{s*} - j\omega L'' I_b^{s*} \\ 0 &= -j(\omega - \omega_m) L'' I_-^{s*} + [r' - j(\omega + \omega_m) L'] I_b^{s*} \end{aligned} \quad (9.85)$$

已知  $(\omega - \omega_m) = s\omega$ ,  $(\omega + \omega_m) = (2 - s)\omega_m$ , 式中  $s$  是转差率。为此,把式(9.84)、(9.85)用非共轭电压、电流表示为

$$\begin{aligned} V_+^s &= (r' + j\omega L') I_+^s + j\omega L'' I_f^s \\ 0 &= j\omega L'' I_+^s + \left( \frac{r'}{s} + j\omega L' \right) I_f^s \end{aligned} \quad (9.86)$$

和

$$V_- = (r' + j\omega L')I_- + j\omega L''I_+$$

$$0 = j\omega L''I_- + \left(\frac{r'}{2-s} + j\omega L'\right)I_+ \quad (9.87)$$

这两组方程给出了电动机的伏安特性。类似地,把式(9.83)代入式(9.76)得转矩方程为

$$\begin{aligned} T_e = & \frac{1}{4} jL''[(I_+^* I_- - I_+ I_-^*) + (I_- I_+^* - I_-^* I_+)] \\ & + (I_- I_+ - I_+ I_-)e^{j2\omega t} + (I_+^* I_-^* - I_-^* I_+^*)e^{-j2\omega t} \end{aligned} \quad (9.88)$$

从式(9.86)和式(9.87)解出电流再代入式(9.89),且让 $e^{\pm j2\omega t}$ 的平均值等于零,得平均转矩的表达式为

$$\begin{aligned} T_{av} = & \frac{\left(\frac{1}{2}\right)\omega(L'')^2 \frac{r'}{s} (V_+)^2}{\left\{\frac{r'r'}{2-s} - \omega^2[L'L' - (L'')^2]\right\}^2 + \omega^2\left(r'L' + \frac{r'L'}{s}\right)^2} \\ & - \frac{\left(\frac{1}{2}\right)\omega(L'')^2 \frac{r'}{2-s} (V_-)^2}{\left\{\frac{r'r'}{2-s} - \omega^2[L'L' - (L'')^2]\right\}^2 + \omega^2\left(r'L' + \frac{r'}{2-s}L'\right)^2} \end{aligned} \quad (9.89)$$

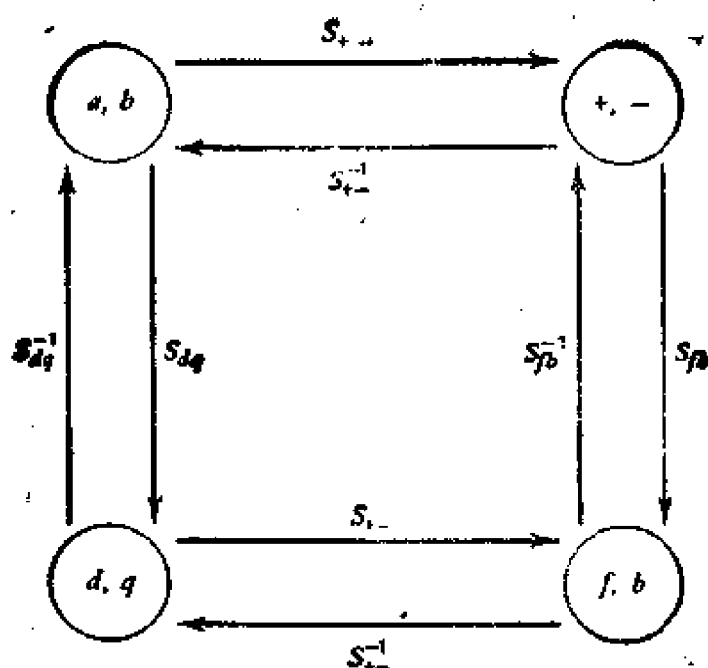
图9.9给出了两相电机各变换之间的关系,上标 $-1$ , $*$ 和 $\sim$ 分别表示矩阵的逆、共轭复数和转置。

**例题 9.1** 一台两相、2极、400Hz 伺服电动机,每相参数为

$$\begin{aligned} r' &= 50\Omega & \omega L' &= 610\Omega \\ r'' &= 430\Omega & \omega L'' &= 460\Omega \\ \omega L'' &= 380\Omega \end{aligned}$$

设两相电压分别为 $V_a = 230\angle 0^\circ$ , $V_b = 115\angle -90^\circ$ ,当转速为6000rpm时,计算稳态转矩。

**解** 已知



$$S_{+-} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}, \quad S_{+-}^{-1} = \tilde{S}_{+-}^*$$

$$S_{fb} = \begin{bmatrix} e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix}, \quad S_{fb}^{-1} = \tilde{S}_{fb}^*$$

$$S_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad S_{dq}^{-1} = \tilde{S}_{dq}^*$$

图 9.9 两相变换的总结

$$n_s = \frac{120 \times 400}{2} = 24000 [\text{rpm}]$$

$$s = \frac{24000 - 6000}{24000} = 0.75$$

$$\omega = 2\pi \times 400 = 2513 [\text{rad/sec}]$$

根据式 (9.81) 得

$$V'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [230 + j(-j115)] = 244 [\text{V}]$$

$$V'_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [230 - j(-j115)] = 81.3 [\text{V}]$$

根据式(9.89), 得

$$T_{\text{e}} = 1.045 \times 10^{-2} - 0.139 \times 10^{-2} = 0.906 \times 10^{-2} [\text{N} \cdot \text{m}]$$

## 9.7 三相变换

以上都是讨论两相电机的情况,但是,工业中应用最多的是三相感应电动机。实际上,前面分析两相电机的基本方法,同样能用于三相或多相电机中。这是因为,三相或多相电机可以等效为两相电机。这里不对三相变换进行详细的分析,但指出,三相变换是  $3 \times 3$  的矩阵。这是由于有三个相的变量 ( $a, b, c$ ) 就应有三个变换变量。例如,对称分量法有正序、负序和零序三个分量(即+, -, 0); 而  $dq$  变换,则应有  $d, q, o$  三个分量。此外,从三相向两相变换也是可行的。文 1—3 中已详细介绍了三相电机,这里不再叙述了。

## 9.8 原型电机

从 9.1 节知道,大多数实际电机能从原型电机(见图 9.10)推导出。由于有电刷,从转子绕组产生磁场角度看,相当于是一个静止的绕组。一台有 4 个电刷的直流电机,沿  $d$  轴的绕组与  $q$  沿轴绕组之间没有磁耦合关系。各绕组中产生下述电压:

1. 自感电压。
2. 互链绕组间的变压器电压。
3. 定子  $q$  绕组产生的磁场在转子  $d$  绕组中的切割电压(速度电压),以及定子  $d$  绕组产生的磁场在转子  $q$  绕组中的切割电压(见 9.3 节)。
4. 转子  $q$  绕组产生的磁场在转子  $d$  绕组中的切割电压,以及转子  $d$  绕组产生的磁场在转子  $q$  绕组中的切割电压。

根据图 9.10 原型电机模型,用矩阵表示的电压方程为

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_d^s + L_d^s p & 0 & L_{dd}^{sr} p & 0 \\ 0 & r_q^s + L_q^s p & 0 & L_{qq}^{sr} p \\ L_{dd}^{rs} p & G_{dq}^{rs} \omega_m & r^r + L_d^r p & G_{dq}^{rr} \omega_m \\ G_{qd}^{rs} \omega_m & L_{qq}^{rs} p & G_{qd}^{rr} \omega_m & r^r + L_q^r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (9.90)$$

式中  $G$  是切割电压系数, 下标指的是  $d, q$  轴, 上标是定、转子。例如,  $G_{dq}^{rs}$  代表由定子(上标  $s$ ) 交轴(下轴  $q$ ) 绕组产生的磁场在转子(上标  $r$ ) 直轴(下标  $d$ ) 切割电压的切割系数。其它符号见图 9.10, 且  $r_d^s = r_q^s = r^s$ 。根据 9.3 节  $G$  的含义, 即

$$G = (\partial L'' / \partial \theta)_{\theta = \theta_0}$$

把下列的参数代入式 (9.90)

$$G_{dq}^{rs} = -L_{qq}^{rs} \quad G_{qd}^{rs} = L_{dd}^{rs}$$

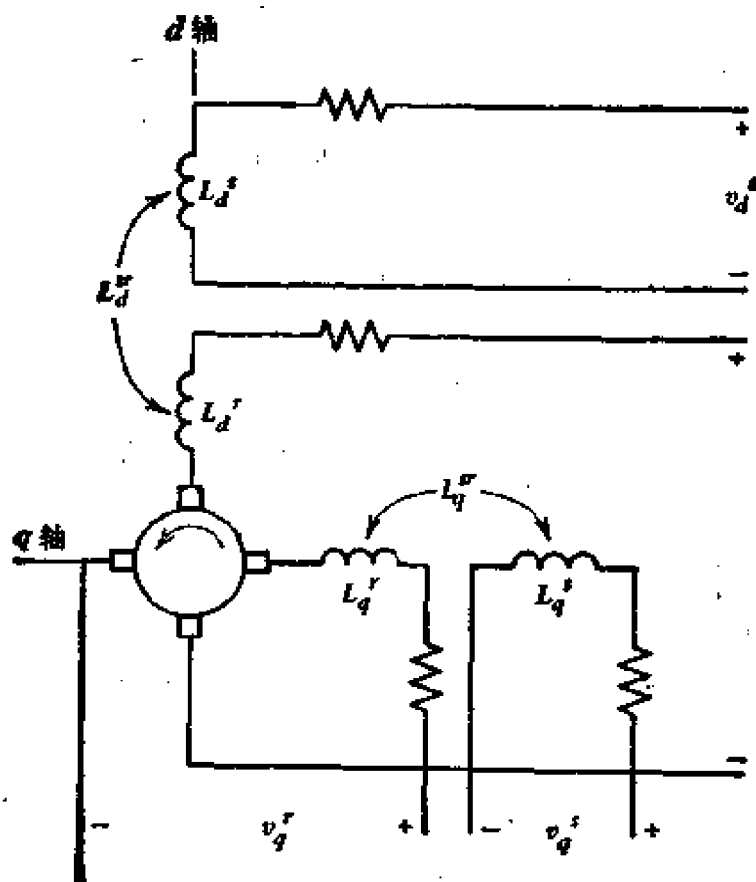


图 9.10 原型电机

$$G'_{dq} = -L'_q \quad G'_{qd} = L'_d$$

得

$$\begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \\ v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r'_d + L'_{dd}p & 0 & L'_{dq}p & 0 \\ 0 & r'_q + L'_{qq}p & 0 & L'_{qd}p \\ -L'_{dd} & -L'_{dq}\omega_m & r'_d + L'_{dd}p & -L'_{dq}\omega_m \\ L'_{dd}\omega_m & L'_{dq}p & L'_{dq}\omega_m & r'_q + L'_{qq}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \\ i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} \quad (9.91)$$

上式可写成

$$\mathbf{v} = (\mathbf{r} + \mathbf{L}p + \mathbf{G}\omega_m)\mathbf{i} \quad (9.92)$$

$\mathbf{G}$  矩阵为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L'_{dq} & 0 & -L'_q \\ L'_{dd} & 0 & L'_d & 0 \end{bmatrix} \quad (9.93)$$

转矩方程为

$$T_e = \mathbf{i}^T \mathbf{G} \mathbf{i} \quad (9.94)$$

以上这些方程与 9.3 节介绍过的相类似。可见,原型电机是一个统一的电机,各种实际电机,根据不同的条件,可以由它推导出。由于原型电机毫无实用意义,下面不再深入分析了。有关详细的介绍,可查阅文献 2—6。

## 9.9 时域法

为了方便,把式(9.1)和式(9.2)重写如下

$$\mathbf{v} = \mathbf{r}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}\mathbf{i}) \quad (9.95)$$

$$T_e = -\frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial}{\partial \theta} (\mathbf{L}\mathbf{i}) \quad (9.96)$$

求解上述方程,就能得到电机的运行特性。如前所述,用变换法,诸如  $dq$  变换,  $\pm$  变换等使运动方程容易求解。但是,只有在理想电机,如它的电感矩阵满足某些特性时,才有可能求解该方程。在许多情况下,例如磁密分布非正弦或非对称,因消不掉与转子位置有关的项,即便使用了变换法,也找不到运动方程的解。值得注意的是,时域法是求解上述运动方程的一种好方法。根据时域方程式,能在计算机上用数值法解式(9.95)和式(9.96)。常用的数值积分法如龙格-库达-高斯-谢德尔法(RKGS)和连续系统模型程序(CSMP)可用来解式(9.95)和式(9.96)。

下面举例说明。

例题 9.2 同步发电机运行时,用状态变量的形式表示式(9.95)更为便利。因此,我们把式(9.95)重新写成

$$\mathbf{r}\mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i} + \left( \frac{d}{dt} \mathbf{L} \right) \mathbf{i} = \mathbf{v} \quad (9.97)$$

如果同步发电机运行的转速为  $\omega_m = \dot{\theta}$ , 式(9.97)能表示为

$$\omega_m \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i} = - \left( \mathbf{r} + \omega_m \frac{d}{d\theta} \mathbf{L} \right) \mathbf{i} + \mathbf{v} \quad (9.98)$$

在式(9.98)两边左乘  $[\omega_m \mathbf{L}]^{-1}$ , 最后得

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i} = \mathbf{Z}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{v} \quad (9.99)$$

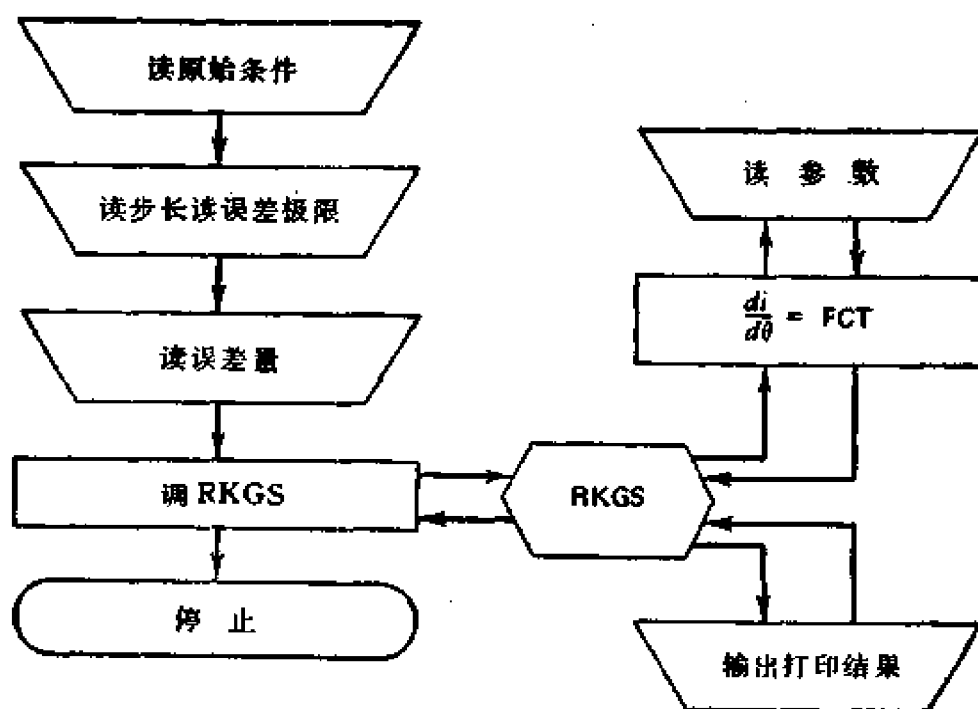
其中

$$\mathbf{Z} = -[\omega_m \mathbf{L}]^{-1} \left( \mathbf{r} + \omega_m \frac{d}{d\theta} \mathbf{L} \right), \quad \mathbf{B} = [\omega_m \mathbf{L}]^{-1}$$

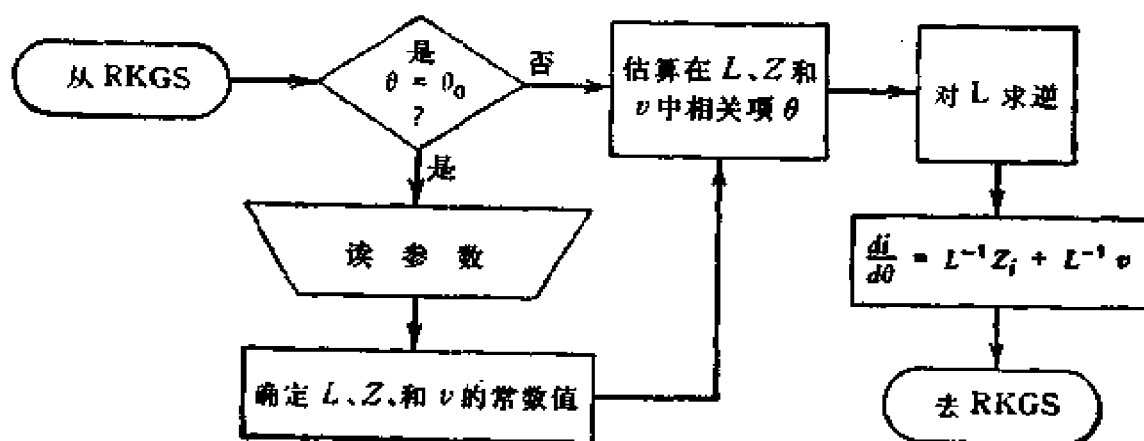
式(9.99)是标准形式的状态方程式。现在把时域法用在凸极同步发电机带纯电阻负载的情况。由于电机本身不对称,式(9.34)电感系数  $L''_{\theta}$  不是  $L'_\theta$ , 因此,在  $dq$  变换中不能消除  $\theta$  函数。故必须用时域法借助于数字积分去求解运动方程式。

下面计算一台 10kW, 220V, 12 极, 50 Hz 两相凸极电机的稳态电枢电流。电机参数如下:  $L''_{\theta} = (15.93 + 2.96 \cos 2\theta) \text{mH}$ ,  $L''_{\phi} = 9.56 \sin 2\theta \text{mH}$ ,  $L''_{\psi} = (15.93 - 2.96 \cos 2\theta) \text{mH}$ ,  $L''_{\eta} =$

$L''_s = 0.197 \sin \theta H$ ,  $L''_r = L''_b = 0.197 \cos \theta H$ ,  $L''_f = L_f = 2.52 H$ ,  $r' = r_s + r_{load} = (0.1 + 9.68) = 9.78 \Omega$ ,  $v_s = v_b = 0$ ,  $v_f = 3.75 V$ . 用龙格-库达-高斯-谢德尔 (RKGS) 法对式(9.99)求解。用 IBM-360 计算机的系统程序包的数值积分子程序。此子程序有两个供给用户的程序：一个为输出程序；一个为  $i-\theta$  对应



(a)



(b)

图 9.11 用 RKGS 法计算相电流程序框图

数据,以便求式(9.99)右边数值的程序。典型的 $i-\theta$ 可以取初始电流 $i_0$ 和初始角度 $\theta_0$ 。上例中,除了 $i' = i_j = 5\text{A}$ 外,设 $i_0, \theta_0$ 都零。图9.11(a)是RKGS法程序框图,图11(b)给出了

$$\text{FCT} = \frac{di}{d\theta}$$

求值框图。对给定 $Z$ 函数(见式(9.99)),可求出 $d/d\theta$ 项的值。

从式(9.99)中的 $Z, B$ 矩阵看出,要想得到它们,需要经过一些数学运算,如矩阵求逆和矩阵乘以常数。

也可以把式(9.98)写成

$$L \frac{d}{dt} i = Z_1 i + v_1$$

式中 $L$ 是 $L$ 矩阵, $Z_1 = -(r/\omega_m) + (dL/d\theta)$ 和 $v_1 = (v/\omega_m)$ 。

带纯电阻负载的两相电机,用计算机算出的电枢电流如图

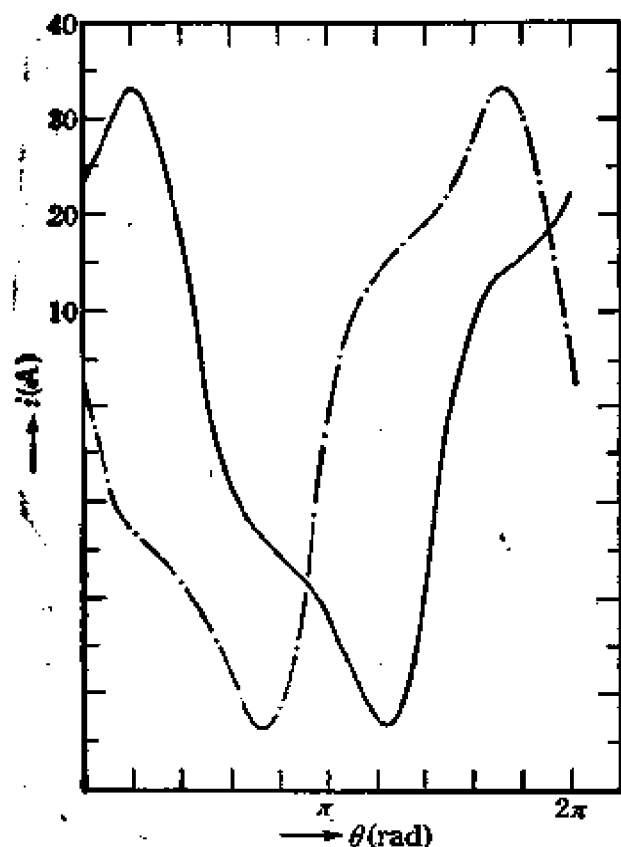


图 9.12 计算的相电流。

--- 是  $a$  相电流; — 是  $b$  相电流

9.12 所示。显然,因电机不对称,输出电流偏离正弦形很远。

在这个例子里,计算的稳态电流值是令人满意的,即

$$i(\theta) = i(\theta + 2\pi)$$

用  $i(0) = 0$  作为初始条件。除了能得到稳态解外,如果机时允许,也能算出瞬时解。图 9.12 画出了一个周期里电流的计算值。

在文献 7 里介绍了用时域法求解同步电机的过渡过程。

**例题 9.3 感应电动机的动特性。** 第六章研究了感应电动机稳态运行情况。但是,当合闸、制动、升速、反转、突加负载以及启动时,电机都要经历过渡过程。为此,应了解感应电动机的动特性,这里仍用时域法来求解运动方程式。

像第四章的分析方法一样,认为感应电动机是一个多绕组的电磁能量转换器。用 4.7 节的符号标志,其运动方程用矩阵表示为

$$\mathbf{v} = \mathbf{r}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}\mathbf{i}) \quad (9.100)$$

$$T_e = \frac{P}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \mathbf{i} = J\dot{\omega}_m + b\omega_m + c \quad (9.101)$$

其中  $\mathbf{i}$  代表  $\mathbf{i}$  的转置。为了求解瞬态转矩,应知道定、转子的电流,即将式 (9.100) 代入式 (9.101) 即可。

由于上述方程是时变系数非线性微分方程式,像例题 9.2 那样,可用数值解。因此,用状态变量表示这些运动方程式 (9.100) 和式 (9.101) 写成

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = -\mathbf{L}^{-1}\left(\mathbf{r} + \frac{d\mathbf{L}}{dt}\right)\mathbf{i} + \mathbf{L}^{-1}\mathbf{v} \quad (9.102)$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{2J}\left(P\mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \mathbf{i}\right) - \frac{b}{J}\omega_m - \frac{c}{J} \quad (9.103)$$

以上两式合并为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv} \quad (9.104)$$

式中各向量为

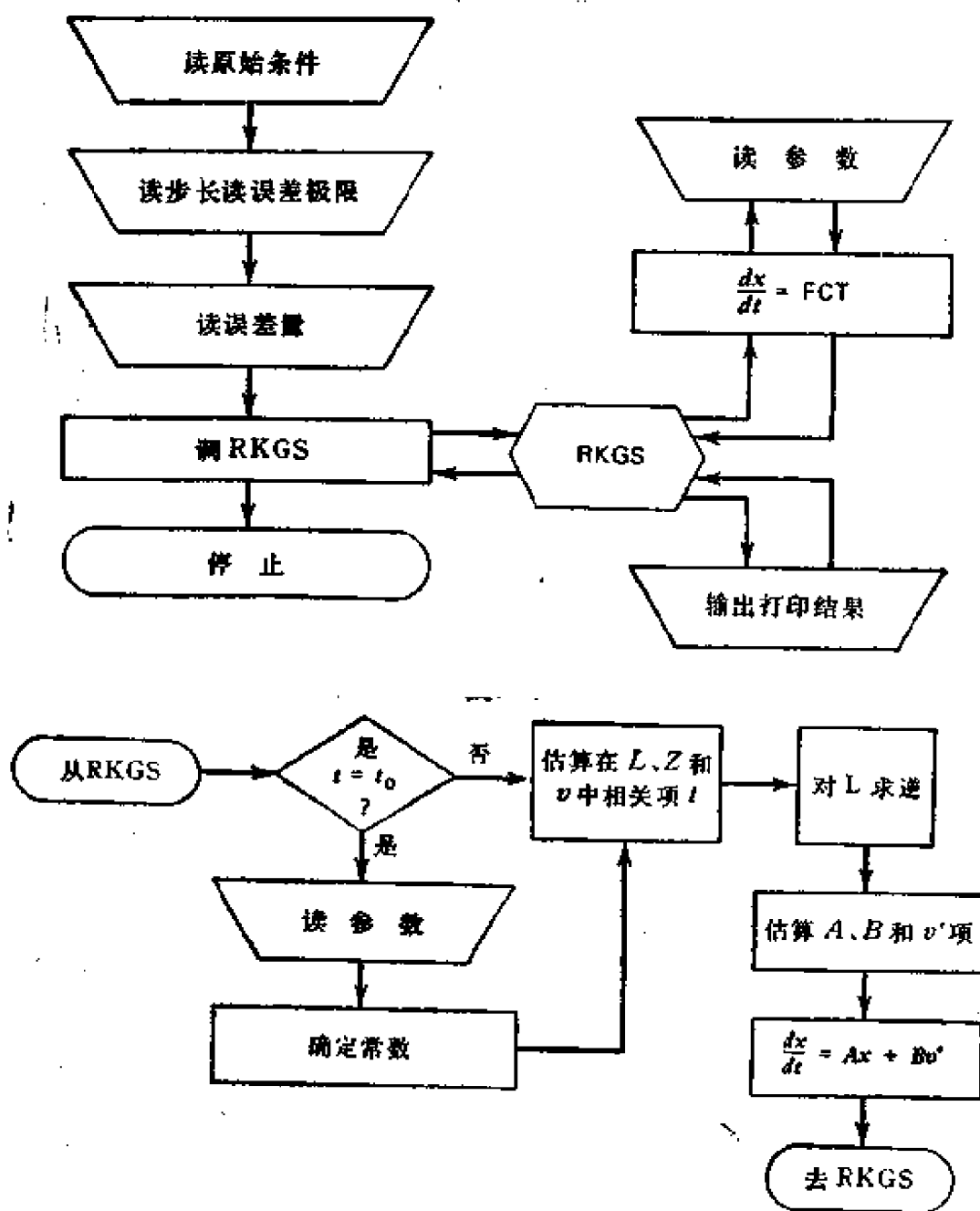


图 9.13 计算步骤框图

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i \\ \omega_m \\ \theta \end{bmatrix} \quad (9.105)$$

$$\mathbf{v}' = \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{c}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.106)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\mathbf{L}^{-1} \left( \mathbf{r} + \frac{d\mathbf{L}}{dt} \right) & 0 & 0 \\ \frac{P}{2J} [F(\mathbf{i})] & -\frac{b}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.107)$$

$$\dot{\theta} = \frac{P}{2} \omega_m, \quad F(\mathbf{i}) = \theta \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \mathbf{i}$$

这样一来，把感应电动机起动的过渡过程，简化为用时变系数状态方程式表示。像例 9.2 那样，可用 RKGS 法程序求解，图 9.13 画的是这种情况下的框图。为了说明问题，我们计算一台 30 hp, 220V, 4 极, 60Hz, Y 接的电动机。其等值电路如图 9.14 所示。电动机的总负载转矩为  $(0.06\omega_m + 0.03\omega_m + 6)\text{N} \cdot \text{m}$ ,  $\omega_m$  是转子转速 rad/sec。当定子突然接到三相 220V 电源上时，求其加速特性。

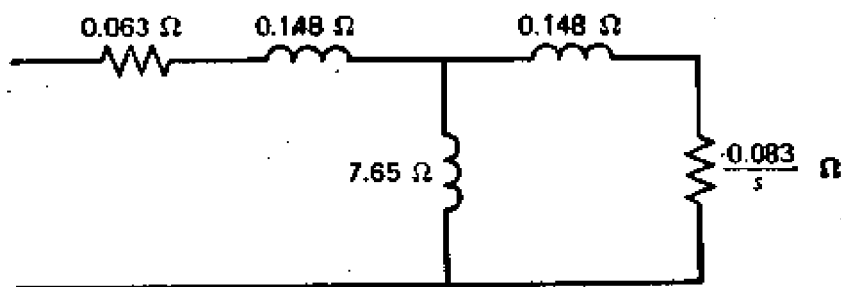


图 9.14 感应电动机简化的等值电路

把式 (9.100) 和式 (9.101) 展开为

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{v}}' \\ \dot{\mathbf{v}}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}' + p\mathbf{L}'' & p\mathbf{L}'' \\ p\mathbf{L}'' & \mathbf{r}' + p\mathbf{L}'' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}' \\ \dot{\mathbf{i}}' \end{bmatrix} \quad (9.108)$$

$$T_e = \frac{P}{2} [\mathbf{i}'^T \mathbf{r}'] \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \mathbf{L}'' & \mathbf{L}'' \\ \mathbf{L}'' & \mathbf{L}'' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}' \\ \mathbf{i}' \end{bmatrix} \quad (9.109)$$

其中  $p = d/dt$ , 上标  $s, r$  分别代表定子和转子量。在所研究的情况下, 各子矩阵为

$$\mathbf{v}' = \begin{bmatrix} 180 \cos 377t \\ 180 \cos(377t - \phi) \\ 180 \cos(377t + \phi) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}'' = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.110)$$

其中  $\phi = 2\pi/3$ ,

$$\mathbf{r}' = \begin{bmatrix} 0.063 & 0 & 0 \\ 0 & 0.063 & 0 \\ 0 & 0 & 0.063 \end{bmatrix} \Omega; \quad \mathbf{r}'' = \begin{bmatrix} 0.083 & 0 & 0 \\ 0 & 0.083 & 0 \\ 0 & 0 & 0.083 \end{bmatrix} \Omega \quad (9.111)$$

$$\mathbf{L}' = \mathbf{L}'' = \begin{bmatrix} 20.3925 & -10.0 & -10.0 \\ -10.0 & 20.3925 & -10.0 \\ -10.0 & -10.0 & 20.3925 \end{bmatrix} \text{mH} \quad (9.112)$$

$$\mathbf{L}'' = \begin{bmatrix} 20 \cos \theta & 20 \cos(\theta + \phi) & 20 \cos(\theta - \phi) \\ 20 \cos(\theta - \phi) & 20 \cos \theta & 20 \cos(\theta + \phi) \\ 20 \cos(\theta + \phi) & 20 \cos(\theta - \phi) & 20 \cos \theta \end{bmatrix} \text{mH} \quad (9.113)$$

其中  $\phi = 2\pi/3$ ,

$\tilde{\mathbf{L}}''$  是  $\mathbf{L}''$  的转置矩阵。在式 (9.101) 里,  $P = 2$ 。根据

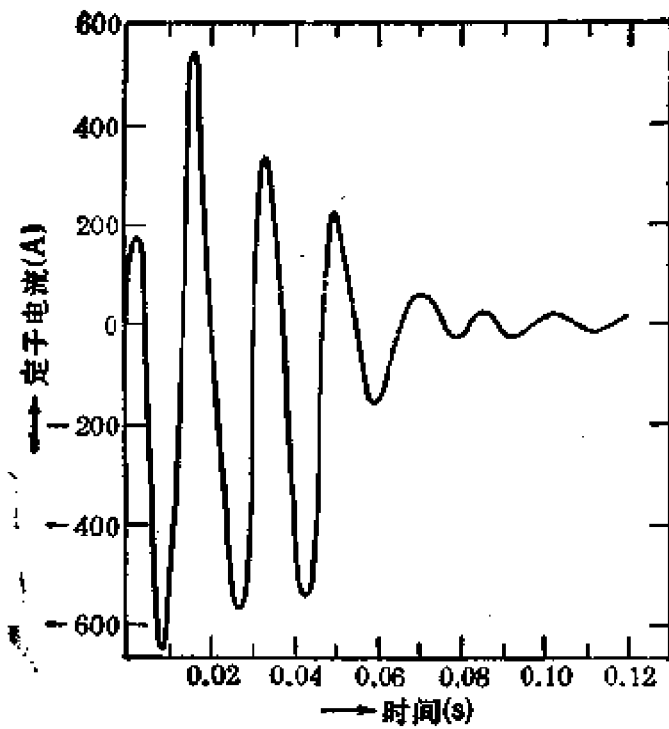
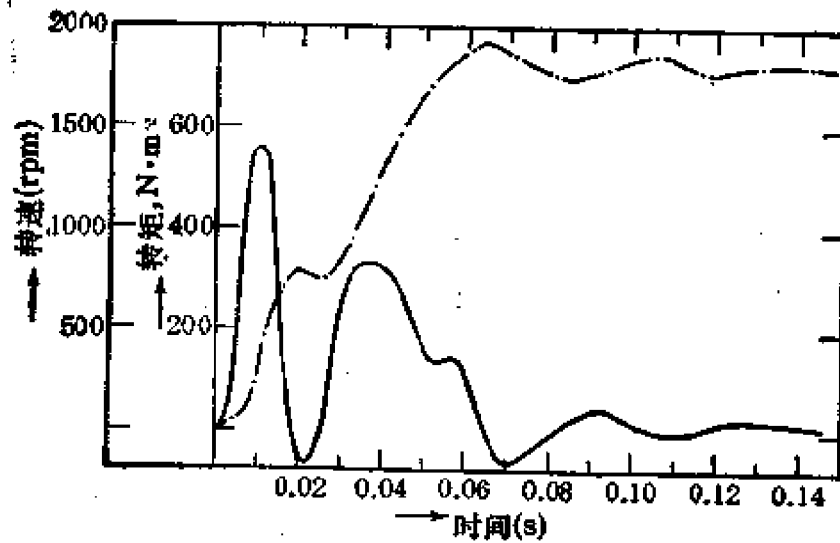
$$T_L = 0.06\dot{\omega}_m + 0.03\omega_m + 6 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (9.114)$$

计算负载转矩。假设电动机由静止开始起动, 初始条件  $\mathbf{x}(t) = 0$ 。向量  $\mathbf{x}(t)$  中的  $i$  知道了, 并代入式 (9.109), 就能求得转矩值。

图 9.15 和图 9.16 画出了  $i(t)$ ,  $T_L(t)$  和  $\omega_m(t)$  的计算值。图 9.17 是过渡过程中转矩转速特性。值得注意, 动态转矩转速特性与第六章介绍的稳态特性, 有明显的区别。

例题 9.4 直流电机的动特性。用时域法再分析一下它励直流电动机带负载起动的过程, 如图 9.18 所示。根据式 (9.45) 写出其运动方程式为

$$L_a \frac{di_a}{dt} + r_a i_a + k\omega_m i_f = v_a \quad (9.115)$$

图 9.15 起动过程的  $i(t)$  波形图 9.16 转矩转速波形。  
——是转矩；- - - 是转速

$$L_f \frac{di_f}{dt} + r_f i_f = v_f \quad (9.116)$$

$$J\dot{\omega}_m + C_2 \omega_m + C_0 = T_e = k_i i_f \quad (9.117)$$

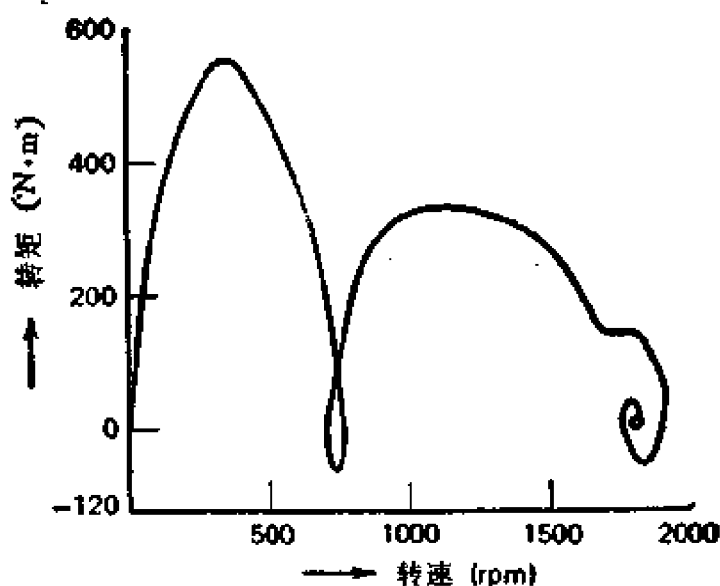


图 9.17 过渡过程中转矩转速特性

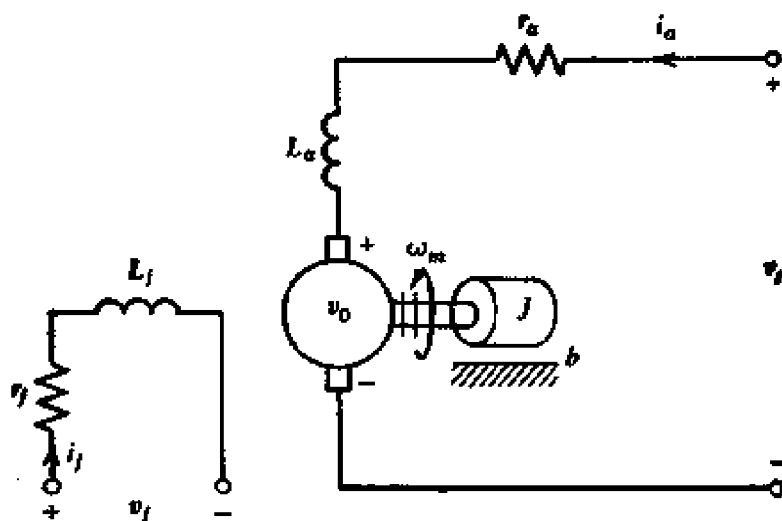


图 9.18 它励直流电动机

已知电动机的参数为  $r_a = 0.013\Omega$ ,  $L_a = 0.01\text{H}$ ,  $r_f = 1.43\Omega$ ,  $L_f = 0.167\text{H}$ ,  $J = 0.21\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $C_2 = 1.074 \times 10^{-6}\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2$  (在图9.19计算机程序里用Q表示),  $C_0 = 2.493\text{N} \cdot \text{m}$  (在程序里用C表示),  $k = 0.004\text{N} \cdot \text{m}/\text{A}^2$ ,  $v_f = 12\text{V}$ ,  $v_a = 24\text{V}$ .

在  $t = 0$  时, 给电动机突加电压  $v_f$  和  $v_a$ , 试研究其起动过程. 很清楚, 式(9.115)至式(9.117)是一组非线性微分方程式, 只能进行数值解. 求解时, 用连续系统模型程序 (CSMP), 如图 9.19.

```

****CONTINUOUS SYSTEM MODELING PROGRAM****

*** VERSION 1.3 ***

INITIAL
IFI=16.7832
IAI=0
CMI=0
CONSTANT RA=0.0130, LA=0.01, RF=1.43, LF=0.167, J=0.21, O=1.074E-6, C=2.493
X=0.204
VF=12.0
VT=24

DYNAMIC
IAD=(VT-(K*OM*IF)-(A*IA))/LA
CMD=((K*IF*IA)-(O*CP*OM)-C)/J
IFD=(VF-(PF*IF))/LF
Y=K*IF*IA
W=K*OM*IF
QM=INTGRL(OMI,OMD)
IA=INTGRL(IAI,IAD)
IF=INTGRL(IF,I,IFD)
PRINT CM,IF,IA,VF,T,W
TIME PRDEL=.1,FINTIM=20,DELT=.1.
PRTPLT OM,IF,IA,VF,Y,W

END
STOP
OUTPUT VARIABLE SEQUENCE
IFI IAI CMI K W VF VT OMD OM IAD IA
IFD IF
OUTPUTS INPUTS PARAMS INTEGRALS MEM BLKS FORTRAN DATA CDS
18(500) 50(1400) 10(400) 3+ 0= 3(300) 15(600) S

```

图 9.19 计算直流电动机过渡过程的程序

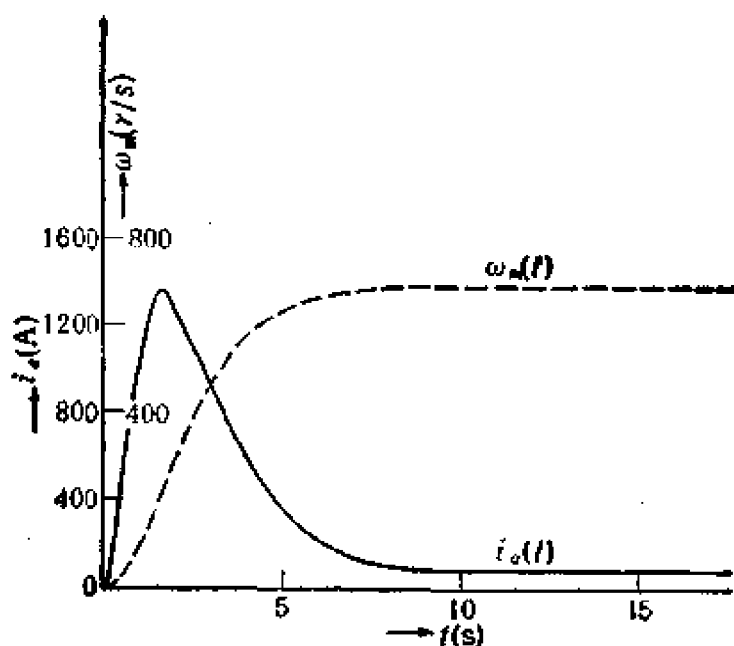


图 9.20 直流电动机起动过程的计算

图 9.20 是转速和电流随时间变化的波形,即  $\omega_m(t)$  和  $i_a(t)$ . 图 9.19 的程序还能算出励磁电流、转矩和反电势.

总之,40 年来,统一电机理论为研究电机提供了极大的方便.差不多所有电机都能用,诸如  $dq$  变换、对称分量变换等进行分析.在应用这些变换时,如果电机的几何尺寸具有对称性,则其阻抗矩阵也对称.另外,时域法是求解电机稳态与动态特性的较为有效的方法.

## 习 题

- 9.1 用凸极电机磁势分到  $d, q$  轴上的类似方法,推导式 (9.40).
- 9.2 式 (9.42) 是凸极定子电机的  $L$  矩阵. 当定子不加励磁, 转子电流为  $i' = I' \sin(\omega t + \delta)$  时, 确定电机产生随时间变化的平均转矩.
- 9.3 根据式 (9.48), 求下述电机稳态运行方程式: (a) 发电机; (b) 电动机.
- 9.4 从式 (9.20) 至式 (9.22) 得隐极同步电机的  $L$  矩阵. 当增加了一些约束条件后, 就能求得感应电动机的特性(见 9.4 节). 用类似的办法, 求两相隐极同步电机稳态转矩特性.
- 9.5 证明用  $dq$  变换得到两相感应电动机的等值电路, 与用别的方法

(见图 6.17)得到的完全相同。

9.6 当两相感应电动机中的一相不加励磁, 根据习题 9.5 的  $dq$  变换式, 求这种情况下电动机的转矩转速特性。

9.7 从式 (9.75) 着手, 求两相对称感应电动机稳态运行时的等值电路。

9.8 一台电机, 定子有一个绕组, 转子有两个绕组。定子接在 24V 直流电源, 转子以  $100\pi \text{ rad/sec}$  旋转。其它数据如下:  $L_{00}'' = 2.9\text{H}$ ,  $L_{11}'' = L_{22}'' = 1.95\text{H}$ ,  $L_{01}'' = (-1.49 \sin \theta + 0.665 \sin 3\theta)\text{H}$ ,  $L_{02}'' = 1.665 \cos \theta\text{H}$ ,  $R_0' = 30\Omega$ ,  $R_1' = R_2' = 15\Omega$ ,  $R_L = 1000\Omega$ ,  $\omega_m = 100\pi \text{ rad/sec}$ ,  $v_0' = 24\text{V}$ ,  $i_0''(0) = 0.8\text{A}$ ,  $i_1''(0) = 0.0124\text{A}$ ,  $i_2''(0) = 0.025\text{A}$ , 其中  $R_L$  为负载电阻, 下标 0, 1, 2 代表绕组。试计算  $i_1''(\theta)$  值。

9.9 分析一台三相不对称感应电机, 它的  $\psi'$ ,  $\psi''$ ,  $r'$ ,  $r''$  和  $L''$  与例题 9.3 的一样。  $L''$  和  $L''$  的值如下:

$$L'' = \begin{bmatrix} 20.3925 & -20 \cos 40^\circ & -20 \cos 70^\circ \\ -20 \cos 40^\circ & 20.3925 & -20 \cos 70^\circ \\ -20 \cos 70^\circ & -20 \cos 70^\circ & 20.3925 \end{bmatrix} \text{ mH}$$

$$L'' = \begin{bmatrix} 20 \cos \theta & 20 \cos(\theta - 140^\circ) & 20 \cos(\theta + 110^\circ) \\ 20 \cos(\theta + 120^\circ) & 20 \cos(\theta - 20^\circ) & 20 \cos(\theta - 130^\circ) \\ 20 \cos(\theta - 120^\circ) & 20 \cos(\theta + 100^\circ) & 20 \cos(\theta - 10^\circ) \end{bmatrix} \text{ mH}$$

试计算电动机的起动特性。并证明, 当定子绕组有轻微的不对称时, 其过渡过程比对称时变化剧烈。

9.10 当  $r_s = 0.0045\Omega$  时, 重新计算例题 9.4 的电机, 并画出  $i_s(t)$  曲线。

## 附录 1 符号和单位的说明

### A. 国际标准单位

符号	名 称	国际单位制
<b>A</b>	磁矢位	韦伯/米 (Wb/m)
<b>B</b>	磁通密度	特斯拉 (T)
<i>C</i>	电容量	法拉 (F)
<b>D</b>	电通密度	库仑/米 (C/m)
<i>D</i>	粘滞阻尼系数	牛·米·秒 (N·m·s)
<b>E</b>	电场强度	伏/米 (V/m)
<i>E, e</i>	电动势	伏 (V)
<i>f</i>	频率	赫兹 (Hz)
<b>F, F</b>	力	牛 (N)
<i>g</i>	气隙长度	米 (m)
<i>H</i>	磁场强度	安/米 (A/m)
<i>I, i</i>	电流	安 (A)
<b>J</b>	电流密度	安/平方米 (A/m <sup>2</sup> )
<i>J</i>	转动惯量	公斤·平方米 (kg·m <sup>2</sup> )
<i>L</i>	自感系数	亨利 (H)
<i>l</i>	长度	米 (m)
<i>M</i>	互感系数	亨利 (H)
<i>M</i>	磁势标量 (MMF)	安(安匝)(At)
<i>N</i>	匝数	
<i>P, p</i>	功率	瓦 (W, 1hp = 746W)
<i>P</i>	极数	

符号	名 称	国际单位制
$P$	磁导	亨利(H)
$Q$	电荷	库仑(C)
$Q$	品质因数	
$R, r$	电阻	欧( $\Omega$ )
$R$	磁阻	1/亨利( $H^{-1}$ )
$S$	表面积向量	平方米( $m^2$ )
$T$	转矩	牛·米( $N \cdot m$ )
$t$	时间	秒(s)
$U$	速度向量	米/秒( $m/s$ )
$V, v$	电势(或电压)	伏(V)
$v$	体积	立方米( $m^3$ )
$W$	能量	焦耳或瓦特秒(J 或 W s)
$\sigma$	电导率	1/(欧·米) [ $(\Omega \cdot m)^{-1}$ ]
$\epsilon_0$	电介质常数 (自由空间介电常数) (电容率)	法拉/米(F/m)
$\theta$	角度(弧度)	
$\lambda$	磁链	韦伯(Wb)
$\mu$	磁导率	亨利/米(H/m)
$\mu_0$	自由空间磁导率	
$\mu_R$	相对导磁率	
$\rho$	电阻率	欧·米( $\Omega \cdot m$ )
$\phi, \phi$	磁通	韦伯(Wb)
$\omega$	角速度	弧度/秒(rad/sec)

## B. 补充单位

英制和厘米·克·秒(CGS)制是两个常用于某些工业和科学计算的附加单位制。这两个单位制和国际单位制(SI)之间的关系,可以通过第二章式(2.9)和(2.10)两个基本的磁参量找出

来.对于这三个单位制,可用适当的表达式将式(2.10)重写如下:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_R \mathbf{H} \quad (\text{国际单位制和英制})$$

$$\mathbf{B} = \mu_R \mathbf{H} \quad (\text{厘米·克·秒制})$$

式中的单位和数值如下:

	国际单位制	英制	厘米·克·秒制
$\mu_0$	$4\pi \times 10^{-7}$	3.19	1
<b>B</b>	特斯拉 (T)	线/英寸 <sup>2</sup> (lines/in <sup>2</sup> )	高斯 (G)
<b>H</b>	安/米 (A/m)	安/英寸 (A/in)	奥斯特 (Oe)

### C. 单位换算

符号	名称	国际单位制	英制	厘米·克·秒制
<b>B</b>	磁密	特斯拉 (T) (=1Wb/m <sup>2</sup> )	$6.452 \times 10^4$ lines/in <sup>2</sup>	$10^4$ G
<b>H</b>	磁场强度	安/米 (A/m)	0.0254A/in	$0.004\pi$ Oe
$\phi$	磁通	韦伯 (Wb)	$10^8$ lines	$10^8$ Mx
<b>D</b>	粘滞阻 尼系数	牛·米·秒 (N·m·s)	0.73756 lb·ft·s	$10^7$ dyn·cm·s
<b>F</b>	力	牛顿 (N)	0.2248lb	$10^5$ dyn
<b>J</b>	惯量	公斤·平方米 (kg·m <sup>2</sup> )	$23.73$ lb·ft <sup>2</sup>	$10^7$ g·cm <sup>2</sup>
<b>T</b>	转矩	牛·米 (N·m)	0.73756 ft·lb	$10^7$ dyn·cm
<b>W</b>	能量	焦耳 (J)	1W·s	$10^7$ erg

附录2 单根漆包圆形电磁线表

美国线 规号码	裸线标 称直径 (in)	漆膜厚度 (in)		总直径 (in)			20°C重量		20°C电阻		导线数/in		美国线 规号码
		最小	最大	最小	标称	最大	标称 (Lbs/MFt)	标称 (Ft/Lb)	标称 (Ohms/Lb)	标称 (Ohms/MFt)	标称		
8	.1285	.0016	.0026	.1288	.1306	.1324	50.20	19.92	.6281	.01251	7.66	8	
9	.1144	.0016	.0026	.1149	.1165	.1181	39.81	25.12	.7925	.01991	8.58	9	
10	.1019	.0015	.0025	.1024	.1039	.1054	31.59	31.66	.9988	.03162	9.62	10	
11	.0907	.0015	.0025	.0913	.0927	.0941	25.04	39.94	1.26	.05032	10.8	11	
12	.0808	.0014	.0024	.0814	.0827	.0840	19.92	50.20	1.59	.07982	12.1	12	
13	.0720	.0014	.0023	.0727	.0738	.0750	15.81	63.25	2.00	.1265	13.5	13	
14	.0641	.0014	.0023	.0649	.0659	.0670	12.49	80.06	2.52	.2018	15.2	14	
15	.0571	.0013	.0022	.0578	.0588	.0599	9.948	100.5	3.18	.3196	17.0	15	
16	.0508	.0012	.0021	.0515	.0525	.0534	7.880	126.9	4.02	.5101	19.0	16	
17	.0453	.0012	.0020	.0460	.0469	.0478	6.269	159.5	5.05	.8055	21.3	17	
18	.0403	.0011	.0019	.0410	.0418	.0426	4.970	201.2	6.39	1.286	23.9	18	
19	.0359	.0011	.0019	.0366	.0374	.0382	3.943	253.6	8.05	2.041	26.7	19	
20	.0320	.0010	.0018	.0327	.0334	.0341	3.138	318.7	10.1	3.219	29.9	20	
21	.0285	.0010	.0018	.0292	.0299	.0306	2.492	401.2	12.8	5.135	33.4	21	
22	.0253	.0010	.0017	.0260	.0267	.0273	1.969	507.9	16.2	8.228	37.5	22	

续表

美国线 规号码	裸线标 称直径 (in)	漆膜厚度 (in)		总直径 (in)			20℃重量		20℃电阻		导线数/in		美国线 规号码
		最小	最大	最小	标称	最大	标称 (Lbs/M Ft)	标称 (Ft/Lb)	标称 (Ohms/Lb)	标称 (Ohms/M Ft)	标称		
23	.0226	.0009	.0016	.0233	.0238	.0244	1.572	636.1	20.3	12.91	42.0	23	
24	.0201	.0009	.0015	.0208	.0213	.0218	1.240	806.5	25.7	20.73	46.9	24	
25	.0179	.0009	.0014	.0186	.0191	.0195	.988	1012	32.4	32.79	52.4	25	
26	.0159	.0008	.0013	.0165	.0169	.0174	.779	1284	41.0	52.64	59.2	26	
27	.0142	.0008	.0013	.0149	.0153	.0156	.623	1605	51.4	82.50	65.4	27	
28	.0126	.0007	.0012	.0132	.0136	.0139	.491	2037	65.3	133.0	73.5	28	
29	.0113	.0007	.0012	.0119	.0122	.0126	.395	2532	81.2	205.6	82.0	29	
30	.0100	.0006	.0011	.0105	.0109	.0112	.310	3226	104	335.5	91.7	30	
31	.0089	.0006	.0011	.0094	.0097	.0100	.246	4065	131	532.5	103	31	
32	.0080	.0006	.0010	.0085	.0088	.0091	.199	5025	162	814.1	114	32	
33	.0071	.0005	.0009	.0075	.0078	.0081	.157	6394	206	1317	128	33	
34	.0063	.0005	.0008	.0067	.0070	.0072	.123	8130	261	2122	143	34	
35	.0056	.0004	.0007	.0059	.0062	.0064	.0977	10235	331	3388	161	35	
36	.0050	.0004	.0007	.0053	.0056	.0058	.0783	12771	415	5300	179	36	
37	.0045	.0003	.0006	.0047	.0050	.0052	.0632	15823	512	8101	200	37	
38	.0040	.0003	.0006	.0042	.0045	.0047	.0501	19960	648	12934	222	38	
39	.0035	.0002	.0005	.0036	.0039	.0041	.0383	26110	847	22115	256	39	
40	.0031	.0002	.0005	.0032	.0035	.0037	.0301	33222	1080	35880	286	40	
41	.0028	.0002	.0004	.0029	.0031	.0033	.0244	40984	1320	54099	323	41	
42	.0025	.0002	.0004	.0026	.0028	.0030	.0195	51282	1660	85128	357	42	
43	.0022	.0002	.0003	.0023	.0025	.0026	.0153	65360	2140	139870	400	43	
44	.0020	.0001	.0003	.0020	.0022	.0024	.0124	80645	2590	208870	455	44	

## 附录3 机电系统和电机分析中的计算机技术

“计算机时代”的最早期，模拟和数字计算机技术就已被应用到变压器、旋转电机和控制系统的分析和设计中。今天，计算机技术已被用于电机、变压器和其它机电系统的各个方面。该附录只介绍磁化特性的几个计算机处理方法和几个专门设计程序。

### A. 磁化特性

电磁系统中，要达到精确的主要障碍是磁路的非线性关系。对于早期用于电机分析的图解、模拟和数字技术来说，计算机方法提供了一个极其宝贵的方案。处理磁化特性的一些方法介绍如下：

1. 可以把一个实际的  $B-H$  特性(或  $\phi-NI$  或  $E-NI$  特性)贮存在数据存储器里。

2. 磁化曲线可以用两根或多根直线段来表示。图 A3.1 是一台汽车起动电动机的典型磁化曲线。用两条直线段表示曲线的主

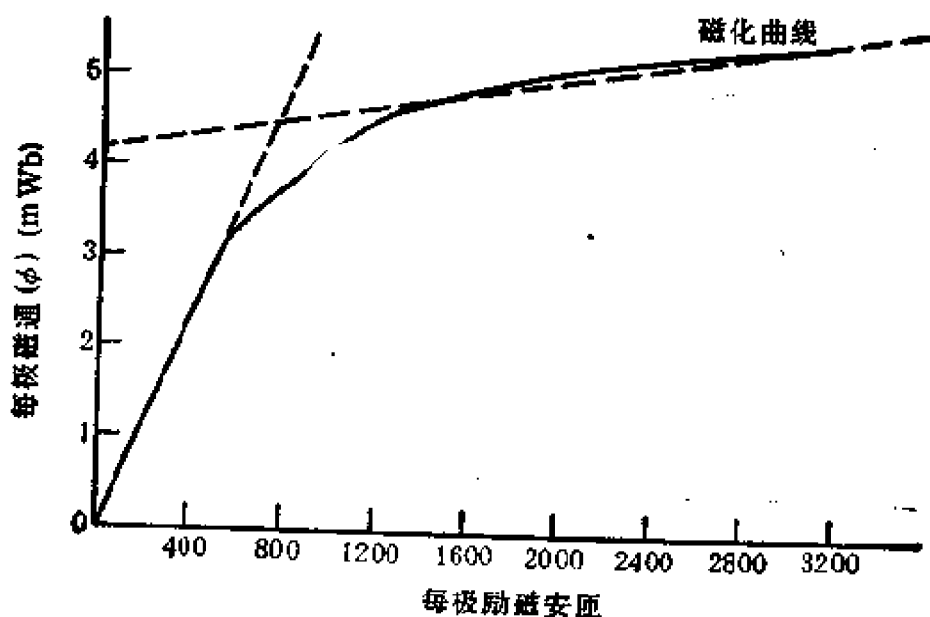


图 A3.1 磁化曲线和直线近似法

要斜率。这些直线段的方程为

$$\phi = 6.786 \times 10^{-4}(NI)_f[W], (NI)_f < 700$$

$$\phi = 4.2 \times 10^{-3} + 4.1 \times 10^{-7}(NI)_f[W], (NI)_f > 700 \quad (5.36)$$

第三段处于磁化特性的膝部,它能很准确地被描述出来。

3. 可以有不同的方法来表示一根曲线,例如图 A3.1, 可以用  $IN$  (或  $H$ ) 的幂级数来表示。一般, 这样一个关系至少需要三项。在许多计算机系统中, 读者可以得到的供回归分析用的软程序, 能够给出一个  $B-H$  特性的幂级数表达式。

4. 已提出了许多  $B-H$  特性的解析式。一个非常有用的解析式已用于磁路分析的有限元法。即

$$H = (k_1 e^{k_2 B^2} + k_3)B \quad (5.37)$$

式中  $k_1, k_2$  和  $k_3$  可以由式(5.37)通过测量  $B-H$  特性的三个实验点来确定。

5. 有限元。有许多计算机程序用于分析机电装置的磁路。有限元的主要用途是推导和测绘等位线和磁力线, 计算能量、电感和力。一个对于许多计算机用户系统都可以利用的程序是 AOS/MAGNETIC<sup>1</sup>。

## B. 变压器和感应器

许多变压器和感应器的设计软件适用于许多计算机用户系统<sup>2</sup>。

1. TRANS——一般变压器设计程序。
2. INDUCTOR——感应器设计程序。
3. TOPT——变压器优化技术。
4. FERRO——铁磁谐振变压器设计程序。

## 参 考 文 献

## 第一章

1. B. Richards, "Inventor's Tinkering Pays Off," *The Washington Post*, Washington, D.C., May 9, 1977.
2. J. L. Johnson, G. T. Hummert, and A. R. Kecton, "Liquid Metal Current Collectors for Homopolar Machines," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-95, No. 4, New York, July 1976, pp. 1234-1243.
3. K. Asano and A. W. Bright, "On the Theory of Charge Collection in Electrostatic Generators," *Journal of Physics*, Vol. 5, 1972, pp. 1185-1198.
4. D. C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, Wiley, New York, 1959.
5. S. A. Nasar, *Electromagnetic Energy Conversion Devices and Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1970.
6. Y. H. Ku, *Electric Energy Conversion Techniques*, Ronald Press, New York, 1959.
7. National Electrical Code, National Fire Protection Association, Boston, Mass. 1975.
8. ANSI/NEMA Standards Publication, No. MG1-1978, "Motors and Generators," National Electrical Manufacturers Association, 2101 L Street, Washington, D.C., 20037, June 1978.
9. D. G. Fink, ed., *Electrical Engineers Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1975.
10. "Electronics and Electrical Reference Issue," *Machine Design*, A Penton Publication, May 15, 1980.
11. NEMA Standard MG1-12.53b, "Efficiency of Polyphase Squirrel Cage Integral H.P. Motors," 1978.
12. C. E. Link, "Trends for Single Phase Induction Motor Design and Application Deriving from Higher Energy Costs," Conference Record, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, #79 CH 1484-51A, October 1979.
13. F. J. Nola, "Circuit Saves Power in AC Induction Motors," *EDN*, September 5, 1979.

## 第二章

1. H. C. Roters, *Electromagnetic Devices*, John Wiley & Sons, New York, 1941.
2. "Design and Application of Permanent Magnets," *Indiana General Corporation Manual*, No. 7, Valparaiso, Ind., 1968.
3. "Permanent Magnet Design," Thomas and Skinner, Inc., Bulletin M303, Indianapolis, 1967.
4. L. V. Bewley, *Two-Dimensional Fields in Electrical Engineering*, Macmillan, New York, 1948.
5. P. Silvester, *Modern Electromagnetic Fields*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1968.

### 第三章

1. D. G. Fink and J. M. Carroll, *Standard Handbook for Electrical Engineers*, 10th ed., McGraw-Hill, New York, 1968.
2. L. F. Blume, et al., *Transformer Engineering*, John Wiley, New York, 1951.
3. N. R. Grossner, *Transformers for Electronic Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1967.
4. O. Kiltie, *Design Shortcuts and Procedures for Electronics Power Transformers and Inductors*, Harris Publishing, Cleveland, 1975.
5. "Tests for Electronics Transformers and Inductors," *IEEE Standard No. 389-1978*, New York, 1978.
6. *Electrical Transmission and Distribution Reference Book*, 4th ed., Westinghouse Electric Corp., East Pittsburgh, Pa., 1950.
7. E. Clarke, *Circuit Analysis of A-C Power Systems*, Vol. 1, John Wiley, New York, 1943.
8. D. H. Hamburg and L. E. Unnewehr, "An Electronic Wattmeter for Non-sinusoidal Low Power Factor Power Measurements," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. Mag-7, New York, September 1971, pp. 438-442.
9. "Low-Power Pulse Transformers," *IEEE Standard*, No. 390-1975, New York, 1975.
10. H. W. Lord, "Pulse Transformers," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. Mag-7, No. 1, New York, March 1971, pp. 17-28.
11. "Test Procedures for Magnetic Cores," *IEEE Standard*, No. 393-1977, 1977.
12. G. V. Mueller, *A. C. Machinery*, McGraw-Hill, New York, 1948.
13. P. Franklin, *Fourier Methods*, McGraw-Hill, New York, 1949.

### 第五章

1. "Test Procedure for Evaluation and Classification of Insulation Systems for DC Machines," *IEEE Standard 304-1969*, New York, 1969.
2. C. G. Veinott, *Fractional and Subfractional-Horsepower Electric Motors*, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1970.
3. C. S. Siskind, *Direct-current armature Windings-Theory and Practice*, McGraw-Hill, New York, 1950.
4. R. G. Kloeffler, R. M. Kerchner, and J. L. Brenneman, "Direct Current Machinery," Revd Ed; MacMillan, New York, 1948.
5. J. S. Ewing and B. R. Patel, "Contribution to Commutation Analysis," Paper #T72010-2, IEEE Power Engineering Society, February, 1972.
6. "Airesearch 5HP Motor Development and Test Summary Report," Report No. F-4095-R, Airesearch Division Garrent Corp., Los Angeles, February 1963.
7. J. E. Vrancik, "Prediction of Windage Power Loss in Alternators," NASA Report No. TN D-4849, Lewis Research Center, Cleveland, July 1968.
8. A. Kusko, *Solid State DC Motor Drives*, MIT Press, Cambridge, 1968.
9. B. M. Emunson and J. S. Ewing, "New NEMA Standards for DC Motors for Use on Rectified Power," *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, Vol. IGA-7, No. 4, New York, July/August 1971.
10. J. R. Ireland, *Ceramic Permanent-Magnet Motors*, McGraw-Hill, New York, 1968.

11. IEEE *Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms*, IEEE Standard No. 100-1972, Wiley-Interscience, New York, 1972.
12. L. E. Unnewehr, et al., "Energy Saving Potential of Engine-Electric Vehicular Drives," Proceedings of the Eleventh Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Vol. 1, September 1976.
13. T. A. Murray, "Amplidynes—Sensitive Control Systems for Brute-Force Applications," *Machine Design*, Cleveland, December 17, 1964.

## 第六章

1. General Electric Co., *General Electric SCR manual*, 5th ed., Electronics Park, Syracuse, N.Y., 1972.
2. Westinghouse Electric Corp., *Westinghouse SCR Designers Handbook*, 2nd ed., Youngwood, Pa., 1970.
3. R. Allan, "Power Semiconductors," *IEEE Spectrum*, New York, November 1974.

## 第七章

1. V. J. Vickers, "Recent Trends in Turbogenerators," *IEE-Reviews*, Proceedings of the IEE, Vol. 121, No. 11R, New York, November 1974, pp. 1273-1306.
2. A. S. Langsdorf, *Theory of Alternating Current Machinery*, McGraw-Hill, New York, 1955.
3. M. Liwshitz-Garlik and C. C. Whipple, *Alternating Current Machines*, Van Nostrand, 1961.
4. F. E. Gentry, R. I. Scace, and J. F. Flowers, "Bidirectional Triode  $p-n-p-n$  Switches," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 53, No. 4, New York, April 1965, pp. 355-369.
5. "Electric Motors and Controls," *Machine Design Reference Issue*, Vol. 48, No. 10, April 29, 1976.
6. T. H. Szypulski, "Some Studies on Parallel and Series Operations of Triacs," *IEEE Industrial Applications Society 1976 Conference Record*, No. 76CH1122-1-1A, New York, October 1976.
7. R. S. Ramshaw, *Power Electronics*, Chapman and Hall, London, 1973.
8. D. G. Fink, ed., *Electric Engineers Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1975.
9. A. B. Roby, "Designing Darlington Variable Frequency Inverter," *IEEE Industrial Applications Society 1976 Conference Record*, No. 76CH1122-1-1A, New York, October 1976.
10. T. Sato, K. Mase and S. Iesaka, "Toshiba Giant Power Transistors," *Toshiba Tech. Ref.*, Tokyo Shibara Electric Co. Ltd., April 1978.

11. J. B. Rice and L. E. Nickels, "Commutation  $di/dt$  Effects in Thyristors Three-Phase Bridge Converters," *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, New York, November 1968.
12. R. F. Dyer, "Concurrent Characteristics of SCR Switching Parameters for Inverter Applications," *SCR and Solid State Technology*, Syracuse, N.Y., April 1965.
13. L. E. Unnewehr, "Series-Commutated SCR Controllers for Variable-Speed Reluctance Motor Drives," *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, No. 73CH0787-2 AES, Pasadena, Calif., June 1973.
14. Y. Takeda et al., "Analysis and Design of the Morgan Circuit with Resistor Loads," *Electrical Engineering in Japan*, October 1967.
15. R. G. Schieman, "Power Line Pollution by 3-Phase Thyristor Motor Drives," *IEEE Industrial Applications Society Conference Record*, No. 76CH1122-1-1A, New York, October 1976.
16. J. K. Hall and D. S. Palmer, "Electrical Noise Generated by Thyristor Control," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 123, No. 8, New York, August 1976.
17. S. B. Dewan and A. Straughen, *Power Semiconductor Circuits*, Wiley-Interscience, New York, 1975.
18. T. Malarkey, "SCR Controller for a Series Field DC Motor," *Motorola Applications Note AN-734*, Phoenix, Ariz., 1974.
19. R. G. Hoft, H. S. Patel, and Y. Dote, "Thyristor Series Resonant DC-DC Chopper," *IEEE Transactions on Magnetics*, New York, September 1972.
20. R. L. Steigerwald, "A Two-Quadrant Transistor Chopper for an Electric Vehicle Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-16, No. 4, New York, July 1980.
21. B. Berman, "Battery Powered Regenerative SCR Drive" *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. IA-8, No. 2, New York, March 1972.
22. J. D. Harnden and F. B. Golden, *Power Semiconductor Applications*, Vol. I, IEEE Press, 1972.
23. A. Kusko, *Solid-State Motor Drives*, MIT Press, Cambridge, Mass., 1969.
24. D. A. Bradley et al., "Adjustable-Frequency Inverters and Their Application to Variable-Speed Drivers," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 111, No. 11, New York, November 1964.
25. P. D. Agarwal, "The GM High Performance Induction Motor Drive Systems," *IEEE Transaction Paper*, No. 68TP107-PWR, New York, January 1968.
26. T. L. Grant and T. H. Barton, "Control Strategies for PWM Drives," *IEEE-IAS Conference Record*, 79CH1484-51A, October 1979.
27. G. B. Kliman and A. B. Plunkett, "Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-15, No. 1, New York, January 1979.
28. F. G. G. DeBuck, "Losses and Parasitic Torques in Electric Motors Subjected to PWM Waveforms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-15, No. 1, New York, January 1979.
29. K. Y. G. Li, "New 3-Phase Inverter Circuit," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 115, No. 11, New York, November 1968.
30. J. R. Schwab, "Performance of a 14.9-Kw Laminated Frame DC Series Motor with Chopper Controller," *DOE/NASA/1044-79/2*, NASA TM; 79177, June 1979.

31. I. L. Kosow, *Control of Electric Machines*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1973.
32. C. J. Amato, "Variable Speed with Controlled Slip Induction Motor," *IEEE Conference Record, Industrial Static Power Conversion Conference*, Philadelphia, November 1965.
33. L. J. Jacovides, "Analysis of a Cycloconverter-Induction Motor Drive System Allowing for Stator Current Discontinuities," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-9, No. 2, New York, March 1973.
34. B. R. Pelly, "Applying International Rectifier's Power MOSFETs," International Rectifier Co. Brochure, September 1979.
35. W. McMurray, "Thyristor Commutation in DC Choppers—A Comparative Study" *IEEE Transactions on Industry and Applications*, vol. IA-14, No. 6, New York, November 1978.
36. J. J. Morrison, "Electronic Control of Battery Electric Vehicles," *Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers*, Vol. 42, No. 2, pp. 91–100, February 1972.
37. H. Satpathi, G. K. Dubey, and L. P. Singh, "Performance and Analysis of Chopper Fed D.C. Separately Excited Motor Under Regenerative Braking," *Electric Machines and Electromechanics*, Vol. 5, No. 4, July 1980.
38. W. Dittrich and Erich Rainer, "Electronic Motor DMc3, A New Brushless Miniature D. C. Motor," *Siemens Review*, Vol. 44, March 1967.
39. N. A. Demerdash et al., "Improved Electronically Commutated Brushless DC Motor for Electric Vehicles," *Electric and Hybrid Vehicle Program Transactions*, Vol. 2, Third EHV Contractors' Meeting, U.S. Department of Energy, June 1979.
40. F. J. Nola, "Circuit Saves Power in A. C. Induction Motors," *Electronic Design News*, September 5, 1979.

## 第八章

1. S. A. Nasar, *Electromagnetic Energy Conversion Devices and Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1970.
2. D. C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, John Wiley, 1959.
3. D. O'Kelly and S. Simmons, *Generalized Electric Machine Theory*, McGraw-Hill, New York, 1968.
4. H. K. Messerle, *Dynamic Circuit Theory*, Pergamon Press, Elmsford, N.Y., 1968.
5. G. Kron, *Tensors for Circuits*, Dover Publications, New York, 1959.
6. B. Adkins, *The General Theory of Electrical Machines*, Chapman and Hall, London, 1957.
7. R. E. Fite, "Transient Performance of an Isolated Synchronous Generator," MS thesis, University of Kentucky, Lexington, Kentucky, 1974.

355187

## 第九章



1. J. R. Brauer, "Simple Equations for the Magnetization and Reluctivity Curves of Steel," *IEEE Transactions on Magnetics*, New York, January 1973.
2. A. O. Smith, "Engineering Consulting Service," MKT510577, May 1977, (brochure).
3. Available from Optimized Program Services, Inc., Berea, Ohio.

