

21 世纪电子电气工程师系列

电力电子学

双色

(日) 正田英介 主编
楠本一幸 编

ART 21
电子电气工程师

科学出版社

OHM 社

电力电子学

〔日〕 正田英介 主编 楠本一幸 编
耿连发 耿晓兰 译
金喜平 校



图字:01-2001-0369 号

Original Japanese edition

Arute 21 Pawa Erektoronikusu

Edited by Kazuyuki Kusumoto

Copyright © 1999 by Kazuyuki Kusumoto

Published by Ohmsha, Ltd.

This Chinese language edition is co-published by Ohmsha, Ltd. and Science Press.

Copyright © 2001

All rights reserved.

本书中文版版权为科学出版社和 OHM 社所共有

**アルテ21
パワーエレクトロニクス**

楠本一幸 オーム社 1999正

图书在版编目(CIP)数据

电力电子学/[日]楠本一幸编;耿连发等译.-北京:科学出版社,2001

(21世纪电子电气工程师系列/[日]正田英介主编)

ISBN 7-03-009263-5

I. 电… II. ①楠… ②耿… III. 电力电子学 IV. TN01

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2001)第 13561 号

北京东方科龙电脑图文制作有限公司 制作

科学出版社 OHM 社 出版

北京东黄城根北街 16 号 邮政编码:100717

中国科学院印刷厂 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经

2001 年 6 月第 一 版 开本: A5(890×1240)

2001 年 6 月第一次印刷 印张: 67/8

印数: 1—3 500 字数: 202 000

定 价: 19.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈新欣〉)

主编的话

当今,电子设备已广泛应用于国民经济的各个领域,为了用好这些电子设备,科技人员必须掌握电子技术方面的有关知识。与此同时,电子技术的应用领域也在迅速扩展,人材需求量很大的状况一直没有改变。因此对电子工程专业的毕业生有必要从应用的角度进行二次培训,也有必要为非电专业的技术工作者学习电气电子技术的基础知识创造更多的机会。

为了适应这一形势的需要,组织编写了“21 世纪电子电气工程师系列”丛书,目的是编写一套全面系统介绍电子电气专业基础知识,既适用于企业内部职工培训,也适于非电专业初学者阅读的新型教科书。丛书编委都是在日本有名的电子、电气企业中长期从事职工教育培训的专家,丛书结构及各册内容均由编委会讨论决定。

本套丛书的特点首先表现在教材内容紧密联系实际。通过产品和技术模型说明基础知识与产品、系统的关系,通过具体产品的结构和系统中所发生的现象说明其工作原理或理论。另外,本丛书的所有执笔者都是在相应企业中长期从事实际技术工作或从事职工教育工作的专家,具有丰富的实际经验,书中的举例和例题都是他们多年工作经验的结晶。

此外,在电子技术的专业教学中,由于内容非常广泛,所以以往在对教学内容细化的同时常常忽略了对基础内容的充分消化。本丛书充分注意到了这一问题,从现象入手说明原理,从而保证了基础知识易学易懂,教材内容紧密联系实际。本丛书除了用于企业内部职工教育外,还可用于大专或中等专业学校的专业课教学。

由于受产业全球化和地球环境社会的影响,21 世纪的工程学科必将会发生巨大地变化。读者通过对本套丛书的学习,可以对新时代的电子技术的基础有较充分的了解,在各种领域的产品和系统的革新中发挥自己的聪明才智。

东京理科大学教授,工学博士

正田英介

21 世纪电子电气工程师系列

编辑委员会

- 主 编 正田英介（东京理科大学 前东京大学）
- 编 委 楠本一幸（株式会社东芝）
島田 弥（三菱电机株式会社）
高木正藏（东芝综合人材开发株式会社）
常深信彦（株式会社日立制作所 日立京浜工业专科学院）
丹羽信昭（东京电力株式会社综合研修中心）
春木 弘（前富士电机株式会社）
吉冈芳夫（金泽工业大学 前株式会社日立制作所）
吉永 淳（福井工业大学 前三菱电机株式会社）
- 执 笔 色川彰一（株式会社东芝）
古关庄一郎（株式会社日立制作所）
松竹 贡（株式会社日立制作所）
田中 茂（株式会社东芝）
齐藤凉夫（株式会社东芝）
石桥秀男（株式会社富士电机能力开发中心）
黑泽良一（株式会社东芝）
矢野禎成（三菱电机株式会社）
冈地广明（三菱电机株式会社）

前 言

现在,利用电能的各种装置已经发展到能进行精密操作的程度,在日常生活及工业生产中正日益发挥出更大的作用。因此,要保证装置精密地运转电力电子学在电力能源和控制上显得越来越重要。

电力电子学涉及到电工学的电能和电子学的半导体两个领域的知识。由于它多与控制系统相辅相承,因而也离不开控制理论的知识,所以说电力电子学是跨学科的新技术领域。

本书作为初学者的入门书,为了便于读者理解电力电子学知识,而从读者熟悉的应用实例开始解释。并且,电力电子学是一门跨跃电工学与电子学基础知识的专业性很强的学科,它含有许多专业用语及高技术层次的内容。因此,即使有不能够完全理解的内容,也可以通过在后续各章中的实例,反复讲解,帮助领会,希望读者坚持读到最后。还有,本书把能够理解电力电子学的概要作为首要目的,所以有关更详细的技术内容请参阅相关专著及参考文献。

分担本书执笔的是工作在电力电子学技术领域第一线的以下各位:

第1章:色川彰一 第2章:古关庄一郎、松竹 贡

第3章:田中 茂 第4章:斋藤凉夫

第5章:石桥秀男 第6章:黑泽良一

第7章:矢野禎成、冈地广明

最后,对编委主任、东京理科大学教授正田英介先生为首的各位编委们以及欧姆社(OHMSHA)出版部的各位表示谢意。

楠本一幸

译者跋

电力电子学是集电力、电子与控制技术为一体的一门新兴边缘学科。

本书由浅入深,首先介绍电力半导体器件的基本结构及工作特性,然后对电力电子学基本电路的构成做了比较详细地介绍。

另外,书中还例举了日本电力电子技术应用中有代表性的实例及其发展状况。例如:已经实用化的 50 万伏超高压直流输电系统,以及比较先进的电机调速系统、数控机床控制系统和轧钢机自动控制系统等。本书虽然起点较低,但是综合应用技术含量较高,特别是书中所述的微型计算机数字控制中调速系统的矢量控制技术、弱磁场控制技术等都是 20 世纪 90 年代的成熟技术。本人相信,无论是普通读者,还是专业技术人员,读后一定会有新的感受和启发。

最后,有幸翻译此书,对科学出版社东方科龙公司的各位表示感谢;同时在本书的翻译过程中得到了家人的热情支持和大力协助;金喜平教授也在百忙之中,抽出时间对本书进行全面、详细地审阅,并提出了宝贵的修改意见;在此表示衷心的感谢。

由于水平和时间所限,在翻译过程中难免有错误之处,希望读者批评指正。

译者

目 录

第 1 章 电力电子学概述

1.1	了解电力电子学	1
1.2	电力变换	3
1.3	理想开关和实际情况	5
1.4	电力半导体器件的辅助电路和装置	7
1.4.1	门电路	7
1.4.2	辅助电路	7
1.4.3	冷却装置	8
1.4.4	应用理想开关时的问题	9
1.5	不同类型的变换器使用在不同的场合	9
练 习 题	12

第 2 章 交流电源工作的变换装置 ——有源变换装置和循环变流器

2.1	交流变直流	13
2.1.1	怎样变成直流——使用二极管正变换装置	13
2.1.2	三相交流变成直流	17
2.1.3	如何改变直流电压——使用晶闸管正变换装置 ...	20
2.1.4	归纳功率变换的公式	28
2.1.5	实际的变换装置是怎样构成的	29
2.2	直流变交流——有源逆变器装置	30
2.2.1	怎样由直流变成交流	30
2.2.2	逆变换使用的范围	32

2.3	改变交流频率	
	——使用有源变换装置的频率变换器 33
2.3.1	由交流变直流,再由直流变成交流 33
2.3.2	直接变换交流频率——循环变流器 37
2.4	控制交流功率	
	——交流开关和交流功率调节器 43
2.4.1	通、断交流 43
2.4.2	用晶闸管开关控制交流功率 44
2.5	由变换装置产生的干扰	
	——直流脉动、高次谐波、无功功率 47
2.5.1	直流脉动 47
2.5.2	交流电流波形是非正弦波 49
2.5.3	消耗无功功率 52
	练习题 54

第3章 直流斩波器与开关调节器

3.1	改变直流电压 55
3.2	降低损耗、改变直流电压的方法 56
3.3	斩波器的原理 56
3.4	斩波器控制方法种类 58
3.4.1	三角波比较方式脉宽调制控制 58
3.4.2	滞环比较方式(瞬时比较方式) 60
3.5	斩波器的种类 61
3.5.1	降压斩波器 61
3.5.2	升压斩波器 61
3.5.3	升降压斩波器 62
3.5.4	可逆斩波器 63
3.6	使用范围 63
3.6.1	直流电动机的控制 64
3.6.2	磁轴承控制 64

3.6.3	直流电压的稳定性	64
3.7	开关调节器	64
3.7.1	正向变流器	65
3.7.2	反馈变流器	65
3.7.3	推挽式变流器	66
3.7.4	全桥式变流器	66
	练习题	67

第4章 无源变换装置——逆变器

4.1	具有电压源特性的逆变器	
	——电压型逆变器	69
4.1.1	电压型逆变器使用的范围	69
4.1.2	电压型逆变器电路	70
4.1.3	改变交流电压的方法	75
4.1.4	驱动电动机装置的工作原理	79
4.1.5	如何能够实现大容量的装置	81
4.1.6	使用电压型逆变器时注意事项	85
4.2	具有电流源特性的逆变器	
	——电流型逆变器	86
4.2.1	电流型逆变器使用的范围	86
4.2.2	电流型逆变器电路	87
4.2.3	改变交流电流的方法	91
4.2.4	驱动电动机装置的工作原理	93
4.2.5	如何能够实现大容量的装置	96
4.2.6	使用电流型逆变器时注意事项	98
4.3	优良特性的开关逆变器	
	——谐振型逆变器	100
4.3.1	为什么必需优良特性的开关	100
4.3.2	谐振型逆变器的使用范围	101
4.3.3	谐振型逆变器电路	102

4.3.4 谐振型逆变器的几个问题	107
练 习 题	108

第 5 章 电力半导体器件

5.1 电力半导体器件的种类及其应用	109
5.2 二极管	111
5.2.1 p 型半导体、n 型半导体	111
5.2.2 二极管的结构	112
5.2.3 二极管的工作原理	113
5.2.4 二极管的特性	114
5.3 双极晶体管	114
5.3.1 双极晶体管的工作原理	115
5.3.2 双极晶体管的特性和特征	116
5.4 晶闸管和 GTO 晶闸管(门极可关断)	118
5.4.1 晶闸管	118
5.4.2 GTO 晶闸管(门极可关断)	121
5.5 功率场效应晶体管和绝缘栅双极晶体管 ...	124
5.5.1 功率场效应晶体管(MOSFET)	124
5.5.2 绝缘栅双极晶体管(IGBT)	127
5.6 电力半导体器件的功率损耗和冷却	129
5.6.1 为什么必需对电力半导体器件进行冷却	129
5.6.2 电力半导体器件的功率损耗	129
5.6.3 计算电力半导体器件的面结温度	130
练 习 题	132

第 6 章 电力电子学中的控制

6.1 电力电子技术控制的特征	133
6.1.1 数字式的开、关控制中损耗低的电力变换	133
6.1.2 迅速导通、关断控制的平滑控制	134

6.1.3	按照开关的速度高速处理控制	135
6.1.4	根据目的、用途多样的控制	135
6.2	电力电子技术控制的基本因素	136
6.2.1	PWM 控制	136
6.2.2	空间矢量和坐标变换	143
6.2.3	交流电动机控制	145
6.2.4	转速传感器	150
6.2.5	变频器控制(PWM 变频器控制)	153
6.3	微型计算机和专用集成电路(ASIC)	156
6.3.1	微型计算机和数字信号处理器(DSP)	156
6.3.2	专用集成电路(ASIC)	159
6.4	构成实际控制的实例	162
6.4.1	电力电子微处理器	162
6.4.2	应用实例	164
	练习题	165

第 7 章 电动机控制

7.1	电动机可变速运行的结构	168
7.1.1	直流电动机如何变速	168
7.1.2	交流电动机如何变速	170
7.2	在钢铁轧钢机中如何使用电动机 驱动控制系统	178
7.2.1	轧钢机	178
7.2.2	轧钢机的电动机控制系统构成	179
7.2.3	直流电动机驱动系统的实例	181
7.2.4	交流电动机驱动系统的构成	182
7.3	在机床中如何使用这些控制系统	188
7.3.1	数控(NC)机床	188
7.3.2	驱动系统的构成	189
7.3.3	进给轴驱动	190

7.3.4 主轴驱动	192
练 习 题	194
练习题解答	195
参考文献	202

第 1 章 电力电子学概述

电力电子技术就是用电力半导体器件组合成合适形式的控制技术。

本章将介绍电力电子技术基础及其使用概要。

1.1 了解电力电子学

所谓电力电子学是以电力-电机技术(电工学)、半导体器件技术(电子学)及将两者结合的控制技术(自动控制)这 3 种基本技术作为基础,构成的边缘技术新学科。这个概念虽然从 20 世纪 60 年代开始就使用,但直到 1976 年才由艾维利博士(Dr. Newell)作出如图 1.1 所示的明确定义。

1957 年由美国通用电气公司(GE)开发的晶闸管成为电力电子学发展的开端。之后,又相继开发了 GTO(gate turn-off thyristor,门极可关断晶闸管)、电力晶体管和 IGBT(insulated gate bipolar transistor,绝缘栅双极晶体管)等等,这些新型电力半导体器件正朝着大容量、高性能方向发展。使用这些器件不断开发新的电路技术。并且,微处理器的发展也促进控制技术的进步。由于上述 3 种基本技术的显著发展,电力电子学技术的应用领域也正在迅速扩大。

从小容量的家电产品到工厂、铁路和电力等部门中大容量系统的应用,容量从几千瓦到几千兆、电压从为几十伏到几十万伏,涉及的范围之广,以至于电力电子学已成为现代生活中不可缺少的。虽然电力

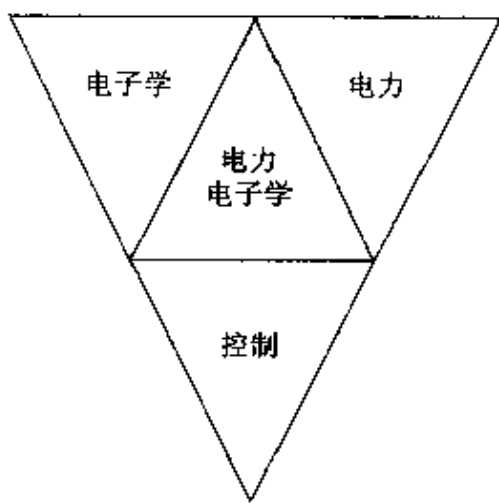


图 1.1 由艾维利博士定义的电力电子学

变换、控制等基本技术具有一定的兼容性,但根据容量和电压大小应用的半导体器件、电路技术也不同,所以说电力电子技术领域范围很广。

为了领会电力电子学的含义,我们首先试想一下成为电力电子技术直接控制对象的电力。在我们身边作为电源虽然有时也使用产生直流电的电池,然而绝大部分工厂、办公室和一般家庭都是使用交流电,它是由大容量交流发电机产生的电能。大功率电能远距离传输时,交流输电可用变压器将电压(V)升高,将电流(I)变小,于是、输电线电阻 R 上的损耗(I^2R)就可以变小了,提高了输电效率。即由于雷击使输电线发生故障,包括半周期内产生的零点交流电流,只要使用机械断路器就可轻易地消除故障的影响。由于上述原因,现在的电力系统都是以 50Hz 或 60Hz 的固定频率的交流电为主体的。

但是,使用电力时固定频率的交流电未必总是最佳选择,有很多时候,为了高效率利用电能,可以根据需要改变频率或将交流电变成直流电。家庭中使用的变频空调就是将市电 100V 交流电¹⁾,先转换成 250V 左右的直流电,进而用半导体器件组成的逆变器将频率转换成 30 ~ 120Hz,从而改变感应电动机的转速,控制输出功率。开始运行时,转速上升,输出功率最大,让空调迅速地供暖或供给冷气;温度稳定后电机转速下降,可以持续地控制温度。这和以前用反复地开、关形式调温的空调器相比,噪声低、效率高。

这是电力电子技术应用的一个实例。交流电的频率、大小和相位是它的 3 要素,如果能使用电力电子技术,就可以自由地变换上述 3 要素,它将给我们带来很大的益处。由于发电造成的空气污染引起了人们对环境问题的关注,所以最近人们盛行开发太阳能电池和燃料电池,这些都是直流电源。将这些直流电如图 1.2 所示那样,通过电力电子技术变成交流,就可以供给人类使用。

由于电力电子技术的进步,把交流电变成高压直流电进行输送,在用户末端再一次地将它变成交流电,这样就可以利用它们。在直流输电中,具有不受电感、电容的影响的特点。应用端只要将输来的直流电再转换成交流电,进一步用电力电子技术,将电力根据各种各样的目的,变成使用容易的形式来使用。

1) 是指日本供电标准。我国市电用 220V 交流电。——译者注

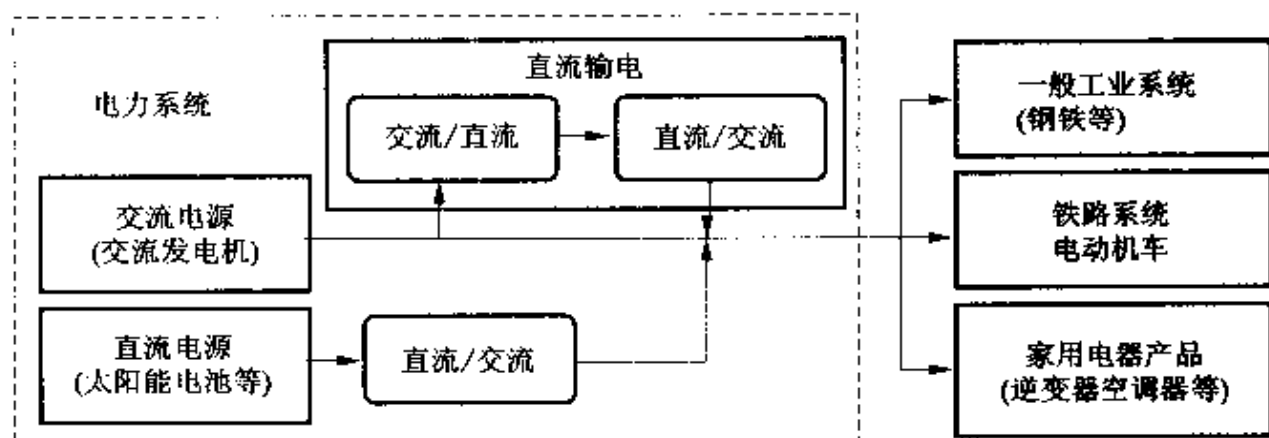


图 1.2 电力电子学的应用领域

1.2 电力变换

用简单的实例来说明用电力电子技术如何进行变换。图 1.3 是将交流变成直流的电路，假定开关是理想的开关，并且忽略了在实际电路中存在配线电感和电容。

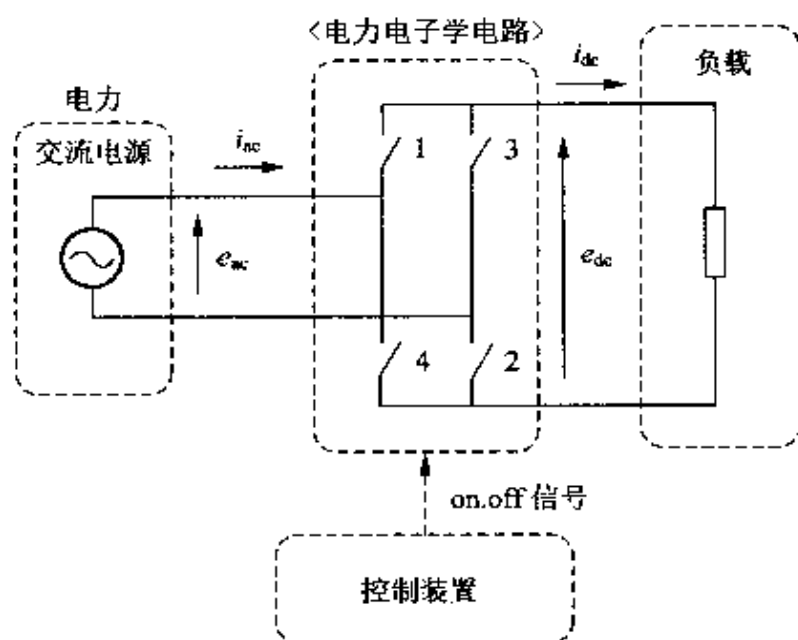


图 1.3 用电力电子技术电力变换的实例

如图 1.4 所示，设用开关 1 和 2 使交流电压 e_{ac} 的相位从零度开始，让

控制角仅延迟 α 定时导通, 在交流电压 e_{ac} 相位 180° 时关断。设开关 3 和 4 的交流电压 e_{ac} 的相位从 180° 时开始, 让控制角也仅延迟 α 定时导通, 在交流电压 e_{ac} 的相位零度时关断。

如图 1.4 所示, 直流电压 e_{dc} 将交流电压 e_{ac} 削去一部分, 然后连接合并在一起形成单极性波形, 其平均值为 V_{dc} 。由于这个电路略去电感, 仅有电阻, 所以直流电流 i_{dc} 和直流电压 e_{dc} 相似成为单极性波形, 平均值为 I_{dc} 。交流电流在开关 1 和 2 导通时形成正极性, 而在开关 3 和 4 导通时成为负极性, 直流电流 i_{dc} 削去一节, 连接合并一起成为双极性的交流电流 i_{ac} 。

当控制角 α 变大时, 平均直流电压 V_{dc} 下降, 平均直流电流 I_{dc} 也下降。由这样的开关构成的电路, 控制开关定时导通、关断, 削去交流电压波形的任意一部分, 连接合并在一起, 就可以将交流变成直流, 并且也可以控制它的大小。

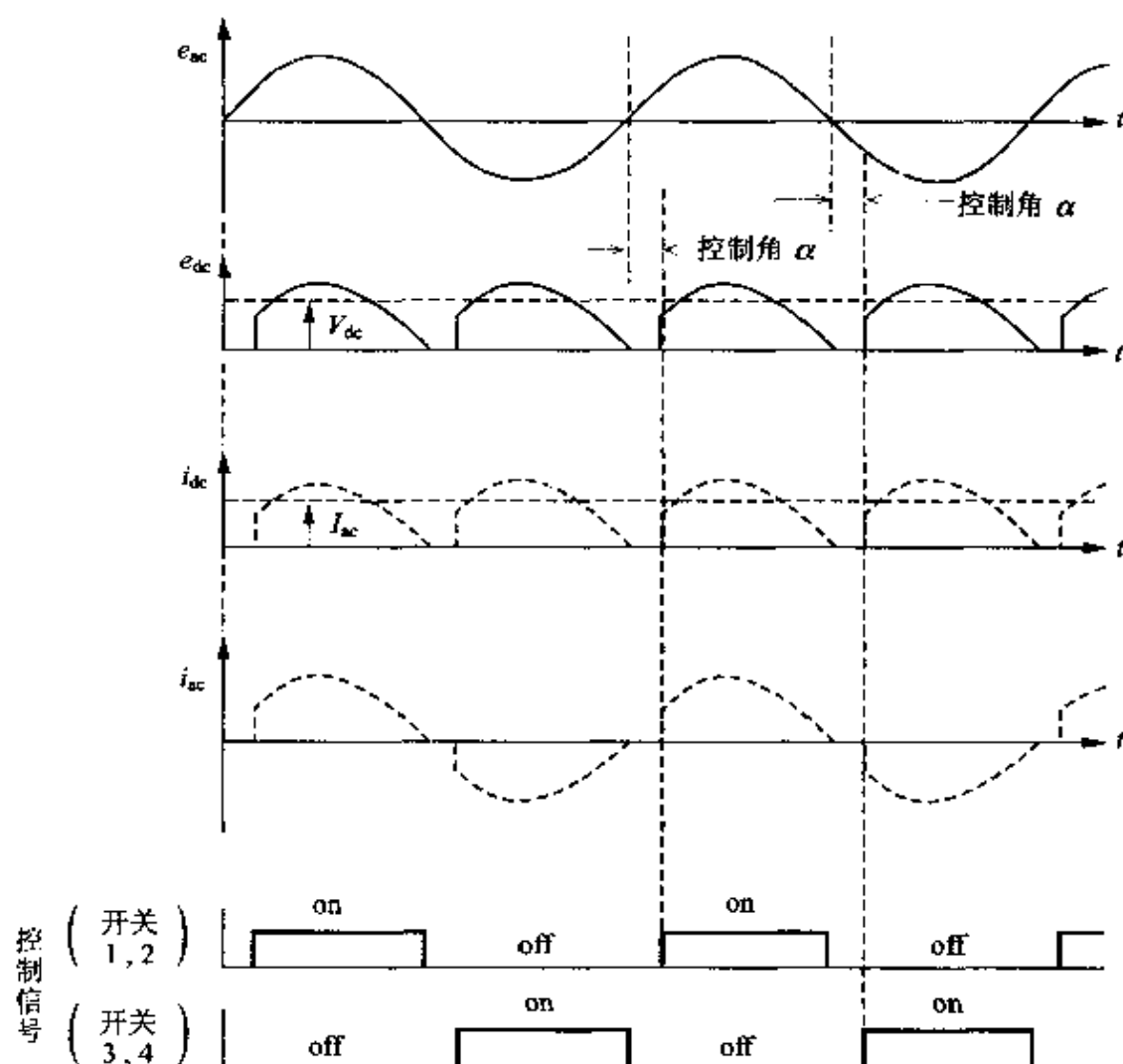


图 1.4 电力变换电路的电压、电流波形

开关控制信号必须高速跟踪,而半导体器件的出现,就可以实现这样的变换、控制。图 1.4 是一个最简单的变换实例。有关更实际的变换电路在第 2 章~第 4 章介绍。

1.3 理想开关和实际情况

将电力任意地、高效率地变换,控制为理想状态,需要开关(参照前节)。所谓理想的开关试想究竟是什么状态?

一般满足如下条件就认为是理想开关:

- (1) 开关处于关断状态时能承受高的端电压,并且漏泄电流为零。
- (2) 开关处于导通状态时能流过大电流,而且这时的端电压(导通电压)为零。
- (3) 导通、关断切换时必需开关时间为零。
- (4) 小信号也能导通、关断,对信号延迟时间也为零。
- (5) 即使反复地开关也不老化。

有关条件(1)和(2)的机械式开关具有理想的近似特征,但是对控制信号延迟的时间长,不能正确地定时导通、关断。由于高频率开、关要发生老化,所以不能用来作为电力电子学用的开关。由于半导体器件的出现,条件(4)和(5)要求的特性得到大幅度改善,从而发展了电力电子技术,但是还不能说是理想的开关。

半导体器件开关时端电压、电流,严密地说是根据各半导体器件不同,其概念如图 1.5 所示。

下面根据图 1.5 将现代的半导体器件关断时的特性、导通时的特性、从关断到导通及从导通到关断的特性和理想开关的不同点进行具体地说明。

► 关断时的特性 ◀

关断时能承受的端电压是有限的(目前即使是最高,也是 12kV 以下),另外,关断时的阻抗也不是无限大的,仍有一点点漏泄电流流过,产生“关断损耗”。

► 导通时的特性 ◀

导通时能流过最大的电流是有限的(目前即使是最大,也是 4~6kA 左右)。并且,导通时半导体阻抗必须是零,正向导通电压和电流的乘积产生“导通损耗”。导通损耗由于半导体器件的进步正在降低,今后希望进一步

地得到改善。

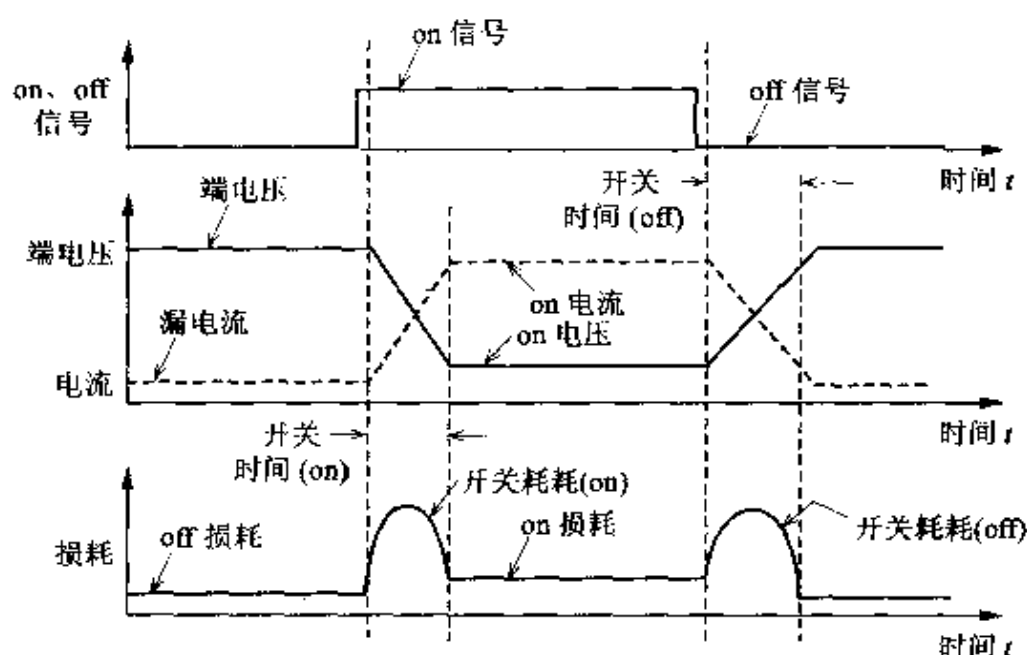


图 1.5 半导体器件开关时端电压、电流和损耗

► 开关时的特性 ◀

从关断到导通以及从导通到关断的开关时间也不是零,这时的电流和电压乘积的开关损耗在器件内部产生,但有希望大幅度地降低。

半导体器件的代表器件是晶体管,它仅仅使基极电流变化,就控制集电极电流变大,也就是说它具有放大的作用,应用这种作用的地方很多。用小的损耗变换大电力的电力电子学领域,已经在上面说明了,使用开关的作用时对于理想的关断特性和理想的导通特性,要求尽可能使用相似的状态。为此,电力电子学用的半导体器件也称为电力开关器件,而本书简单地叫法是**电力半导体器件**。

目前的电力半导体器件不是理想的器件,现正在进行各式各样的研究。由于端电压有限,所以在需要耐高电压时,需要将电力半导体器件多个串联连接。并且,由于流过的最大电流有限,在流过大电流时需将电力半导体器件多个并联连接。将上述电力半导体器件串、并联起来处理成具有一个开关作用的器件,能通、断电流,把它称为真空管。如果相反考虑,根据电力半导体器件串、并联连接技术,就可以制造成具有任意电压、额定电流的真空管。

并且,即使开关时间不为零,开关损耗也可以变得很小。例如图 1.6 所

示,导通时的电压变为零,而电流增加,在关断时电流变为零,如果电压能恢复原来值,这时电压和电流的乘积还是零,也就是说,开关损耗变为零。对变换电路进行仔细研究,这样的转换可以变成谐振型逆变器,关于这方面的实例在第4章中详细说明。

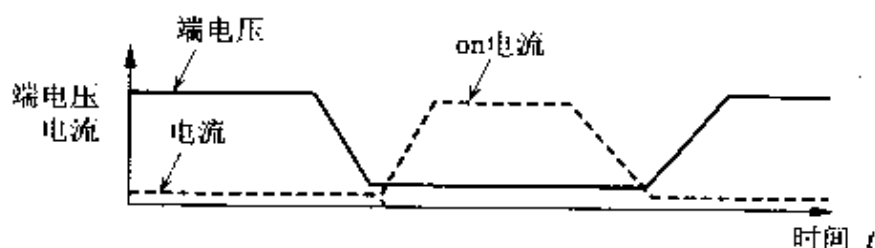


图 1.6 开关损耗小的 on、off 的实例

1.4 电力半导体器件的辅助电路和装置

除此之外,使用电力半导体器件时,必需注意的是:要有产生导通、关断信号的门电路,有将开关时的过电压、过电流降低到电力半导体器件的允许值以下的辅助电路,并且有吸收电力半导体器件产生热量的冷却装置。

1.4.1 门电路

让电力半导体器件导通、关断的门电路尽量用小功率,而且强噪声也不误动作,这样的电路才是理想的门电路。目前有用电流驱动的、用电压驱动的和用光驱动的门电路。用电流驱动的门电路需要比较大的能量和复杂的电路,而用电压驱动的门电路控制方面较容易。用理想的光门电路即使噪声强,但电路简单,用光能直接触发的晶闸管已经实用化了,但是用于光关断电力半导体器件(晶闸管)目前还没有研制成功。

1.4.2 辅助电路

由于目前的电力半导体器件不是理想的开关,所以必须附带辅助电路。

以 GTO 为例说明,为了将 GTO 导通时的 di/dt 抑制在 GTO 容量以下,如图 1.7 所示,必需串联正极电抗器 AL 。但是在 GTO 关断时,由 AL 储蓄的能量如图所示的虚线(i_1)完全消耗在二极管 D_1 和 AL 电阻上,在电

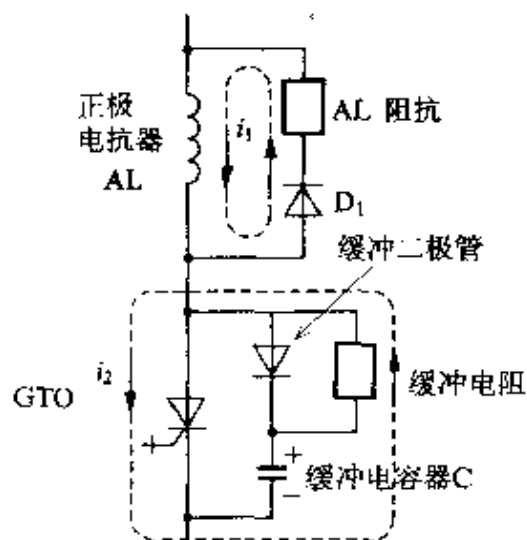


图 1.7 GTO 的辅助电路

抗器 AL 极间产生过电压。为了外形和损耗变小,希望电抗器 AL 越小越好。即期望具有高的 di/dt 容量的电力半导体器件。

并且,当电路关断时,为了将供给 GTO 上的 dv/dt 降低到 GTO 的允许值,必须有缓冲电路。关断 GTO 时由于流过它的电流变为零,此时电流一度流向缓冲二极管、缓冲电容。缓冲电容上的电压慢慢上升和主电路的电压平衡为零,这时包含辅助电路的 GTO 作为开关完成了

电流的断流。如果缓冲电容 C 变大,它能抑制电流断流时的 GTO 极间电压 dv/dt ,使它变低。储蓄在缓冲电容器 C 上的能量,在下一次 GTO 导通时,将按图 1.7 中的虚线(i_2)所示的路线,由缓冲电容 C 向缓冲电阻放电,将其全部消耗在电阻上,在下次 GTO 关断时,缓冲电容器才能重复上述过程,因此,人们期望损耗和外形小、具有高的 dv/dt 容量的电力半导体器件。

电力半导体器件能安全导通、关断的电压,电流区域称为安全工作区域(SOA)。如图 1.8 实线所示的 SOA_1 是最大电压值和最大电流值同时重叠也能够导通、关断的理想区域,它不需要辅助电路。图 1.8 虚线所示的 SOA_2 是开关时电压和电流的范围,这个范围需要辅助电路。

为此,不仅电力半导体器件本身开关损耗降低,而且辅助电路中的开关损耗也要降低,这是非常重要的。今后期待比安全工作区域更宽的电力半导体器件。由于每个电力半导体器件安全工作区域不同,所以目前正在使用对照半导体器件特性的缓冲电路,具体的电路在第 5 章中介绍。

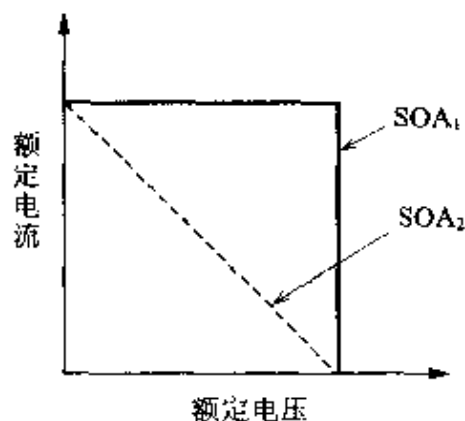


图 1.8 电力半导体器件的安全工作区域

1.4.3 冷却装置

目前电力半导体器件的材料,使用硅晶体为主体,而作为电力半导体器件的正常工作温度范围大约在一 40°C ~ 125°C ,大容量变换器除掉由电力半

导体器件产生的热量,冷却技术非常重要。即使是相同的电力半导体器件,如果加强冷却能力,流过的电流和产生开关频率也提高,但是考虑在经济范围内冷却时,必需降低电力半导体器件导通损耗和开关损耗。

并且,据说 21 世纪使用碳化硅晶体(SiC)的电力半导体器件可以允许到几百度(℃)温度,有希望减轻冷却装置的负担。

★ 1.4.4 应用理想开关时的问题

假如出现具有理想开关特性的电力半导体器件已经解决的话,那么新的课题就出来了,虽然没有损耗,减轻了冷却技术和有关辅助电路技术要求,但是为了运用自如地使用它们,对其他的电路技术要求的重要性变得高了。下面以具体的实例说明。

例如,用开关时间为零的电力半导体器件强制地切换大电流,由于它本身就产生无限大的 di/dt ,在电路布线上的寄生电感将产生过电压。因而,抑制这个过电压的安装技术的改善是重要的,同时由于高次谐波和电磁噪声增大,消除它们的技术也变得更加重要。

1.5 不同类型的变换器使用在不同的场合

电力电子装置有多少种类? 从输入和输出的电力形式分类如表 1.1 所列。

表 1.1 电力变换装置按输入和输出电力形式分类

输入 \ 输出	交 流	直 流
交流	交流变换(直接变换频率)	正变换(整流)
直流	逆变换(逆变器)	直流变换

并且,如图 1.9 所示的所谓有源变换器和无源变换器是以它们变换方式分类。有源变换器在第 2 章详细说明,而像晶闸管那样能够控制定时导通,却不能自身关断的电力半导体器件,使用它们时依靠关断主电路的电压条件进行。另一方面,无源变换器在第 4 章详细说明,然而采用自关断型半导体器件的 GTO,它既能任意控制定时导通,又能定时关断;并且无源变换

器与有源变换器相比,它能更方便地应用在大功率的控制中。

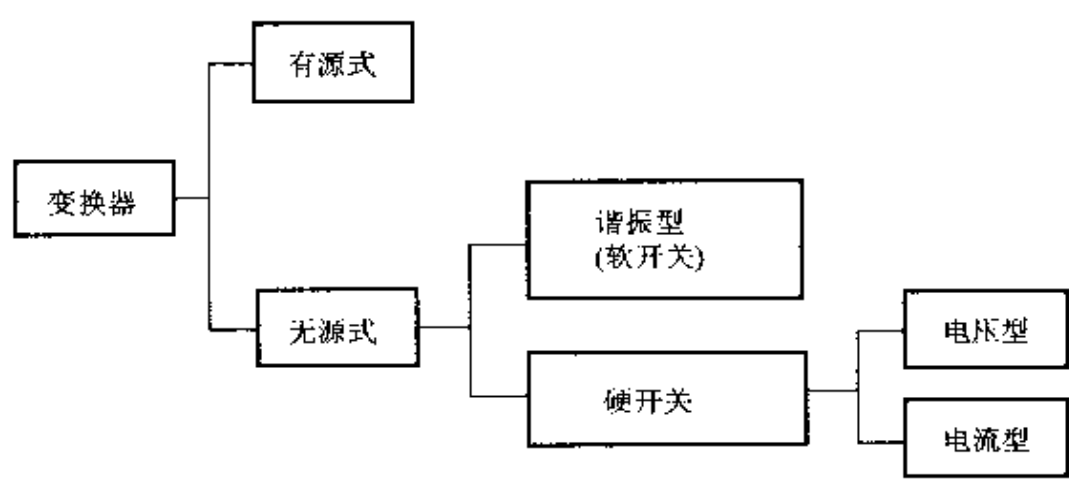


图 1.9 变换器的分类

而且对于无源变换器有利用谐振电路电流为零时开关、且开关损耗降低的谐振型(软开关)的无源变换器,还有不设置谐振电路、采用电路非常简单的硬开关方式变换的变换器。

硬开关方式的分类有:从系统看作为电流源的**电流型**和从系统看作为电压源的**电压型**两类。

以上述分类作为标准,将什么样的电力电子装置应用在什么样的领域,归纳于表 1.2 中。关于各式各样装置的情况在第 2 章中详细阐述。

表 1.2 电力电子学的应用领域

电力变换形式			装 置	应 用 范 围
输入	输出	无源/ 有源		
交流	交流	有源	循环变流器 (直接变换频率)	可调速抽水式发电机励磁装置 直线电动机控制电源 飞机用固定频率电源
			半导体开关	半导体断路器(快速保护用)
			交流功率调节装置	剧场的调光装置 静止型无功功率补偿器(SVC)

续表 1.2

电力变换形式			装 置	应 用 范 围
输入	输出	无源/ 有源		
交流	直流	有源	整流器	电化学用电源(电镀、电解) 电焊机电源 通信机、电子机器用电源 蓄电池充电器 电气铁路变电所电源 发电机励磁装置 直流电动机控制(钢铁轧钢机速度控制)
交流/ 直流	直流/ 交流	有源	交-直变换装置 (逆变器)	直流输电系统 (间接)频率变换系统
直流	交流	无源	逆变器	不间断电源装置(UPS、医院手术室、金融在线系统、航空管理系统、广播系统用电源) 通用逆变器(感应电动机控制) 太阳能发电系统 燃料电池,二次电池系统 有源滤波器 无源式 HVDC、无源式 SVC 逆变器空调器
			高频电源	电磁调理器 荧光灯高频照明电路 感应加热炉 电加工机械电源
直流	直流	无源	直流斩波器	直流电动机控制(电车、电动汽车、电梯等的驱动电源) 磁轴承控制(高速电动机用非接触式磁轴承的电磁线圈电流控制) 直流电动机电源的电压控制
交流/ 直流	直流	无源	开关调节器	计量、控制装置电源

▶▶ 练习题

习题 1

所谓电力电子技术是什么样的技术领域?

习题 2

用电力电子技术能自由地变换电力吗? 请表示出能够变换电力的 3 要素。

习题 3

以电力电子学发展为背景, 举例说明电力半导体器件的进步, 并表示出机械式开关不能满足电力电子技术用的开关的 2 个特性。

第 2 章 交流电源工作的变换装置

——整流、滤波、稳压、逆变、变频、斩波、变频调速

在家庭中电力系统通过配电线路输入 50Hz 或 60Hz 的交流电,办公场所和工厂也是一样。但是最初作为家电产品和 OA 机器使用最多的还是直流电。本章所要说明的变换装置就是将交流电变成直流电,像这样的装置在我们周围随处可见。



本章介绍的变换装置再确切地说是通过交流电源工作的变换装置,称为有源变换装置。它不仅使用范围广,而且在历史上也是最古老的装置。另外变换装置的工作原理对于电流更明确地表示就是阀门的作用。应用这个变换装置不仅将交流电变成直流电,而且也能将直流电变成交流电,还能将一种频率的交流电变成另一种频率的交流电。本章将就有关的变换装置进行介绍。

2.1 交流变直流

2.1.1 怎样变成直流

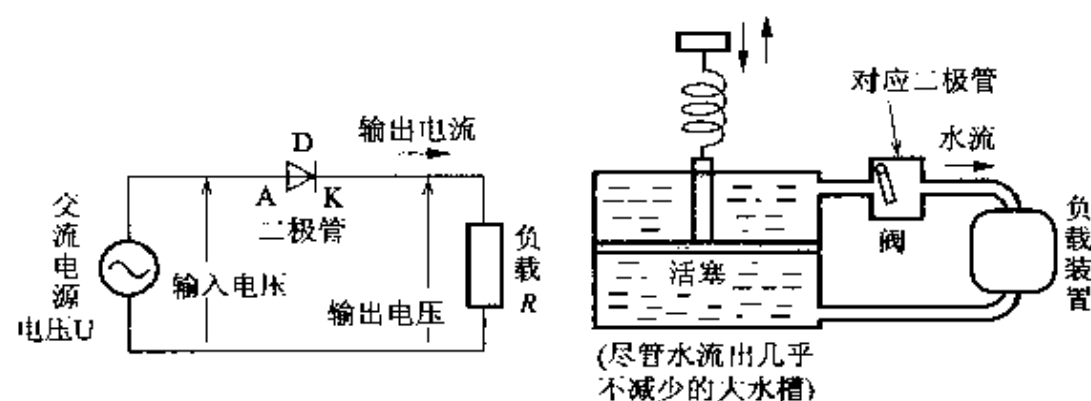
——使用二极管正变换装置

1 由交流变成直流——正变换(整流)

由交流变成直流,怎么样能实现呢? 让我们看看如图 2.1(a)所示的电路,图中 D 用符号  表示,称它为整流二极管,一般简单地称为二极管,下面出现的都称为二极管。二极管的原理将在第 5 章中详细说明。二极管具有单向()的指向)流通电流,而反向不能流通电流的性质。将电流流入方的 A 端称为正极(anode),电流流出方的 K 端称为负极(cathode)。

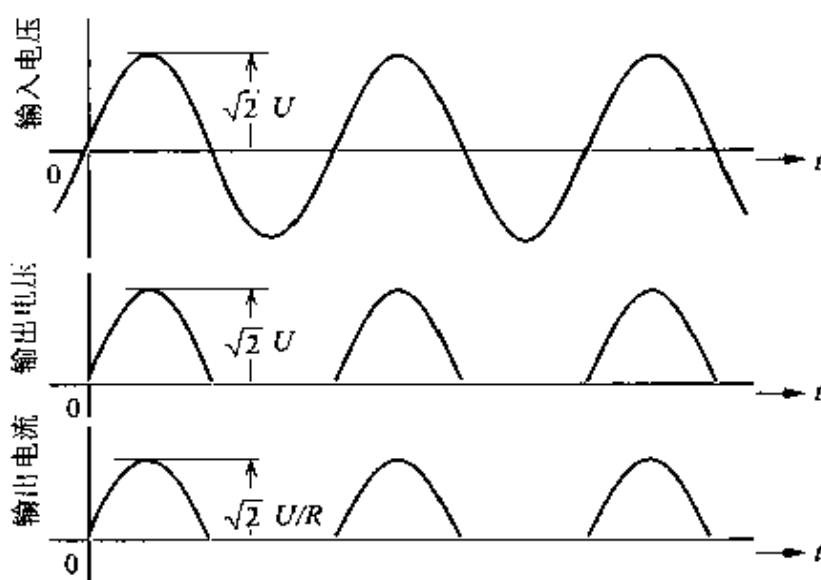
其外观形状是各种各样的,图 2.1(d)所示为其中一例。

图 2.1(a) 的电路正像图(b)所示的水路一样,它仅能让水单方向流通,具有水阀的作用。将活塞向上拉时,阀门打开,水流过负载装置;当活塞压下时,阀门自动关闭,水流停止。这样反复上述动作时,在负载装置中水仅单方向流通。



(a) 电路

(b) 与电路相似的水路



(c) 电压、电流波形



(d) 二极管的外形实例

图 2.1 单相半波整流电路

同上述的水路一样,即使是电路,电压如果变正,电流就通过二极管导通,如果变负二极管就不导通。将活塞拉起的压力就像是电压,水流就像电流。如果是电阻负载,如图(c)所示仅单方向能输出电压,流过电流。像这样的正弦波仅仅是单向一半的波形称为正弦半波。正弦半波电流像从电池中流出的电流那样脉动不是恒值,而只是单一方向流通,可以认为是直流电流。

图 2.1 的电路为交流输入,直流输出,该电路称为单相半波整流电路。由交流变成直流的电力变换称为正变换(或叫整流),将进行正变换的变换装置称为正变换装置(或叫整流装置)。

在正变换工作中二极管就像一个电气阀门,即完成了电压(V)分配的任务。下面介绍的各种变换装置,就是用这样阀门的作用或者开关作用进行电力变换。

2 单相交流的正变换

在上述的例子中,直流电流仅是在交流一个周期内的半个周期中流通。流过交流电路的电流也变成和直流电流相同的波形,这里要使留在半个周期内的电流连续流动恐怕很困难,因为没有流通的回路(观察图的周围)。将这个电路变成如图 2.2 及图 2.3 所示的。

图 2.2(a)是使用变压器的电路。将两组单相半波整流电路合成如图 2.2(b)所示的电路。这时从变压器中心抽头 0 看,在其上、下两端 1、2 产生两个方向相反的交流电压,电压 1 正半周二极管 D_1 导通,电压 1 负半周时,电压 2 变为正半周二极管 D_2 导通。结果在负载上的正、负两个方向的半周期都向同一方向输出电流。流过变压器直流绕组中的电流 1、2 是同一方向,而流过交流绕组的输入电流与电流 2 的方向相反,两个半周期电流合成为交流。由于这个整流电路使用变压器的中心抽头,所以将它称为中心抽头整流电路。

图 2.3(a)是使用 4 个二极管的电路,这个电路称为单相桥式整流电路,是目前使用最广泛的电路。在桥式电路中应用电压的极性,如图 2.3(b)所示,每两个二极管同时导通,其输出波形和中心抽头整流电路的波形相同,而流过变压器直流绕组的电流也为交流。

无论哪种方式的输出波形都比较平滑近似直流。由于输出波形在正弦波正、负两个半周期都有整流的波形,所以将这两个电路称为单相全波整流电路。

变换装置和变压器

• 为了使直流电压变为恒定值,在变换装置中一般使用变压器。这种变压器电流波形是非正弦的,它和普通变压器的使用方法不同,为了区别这一点,称它为变换装置用变压器(整流变压器)。

• 变压器绕组一般称为一次绕组、二次绕组,而变换装置用变压器如第4章中所叙述的,它往往从变换器侧进行励磁,有时究竟哪一侧是一次侧绕组不容易区分。因此将变换电路侧的绕组称为**直流绕组**,将交流电源侧(有时为交流负载)的绕组称为**交流绕组**。

• 不让直流流过变压器,然而单相半波整流电路的交流电流含有和直流电流同样波形的直流分量。在哪儿如果让这个电流连续流过时,变压器磁通分布畸变,将要消去交流绕组中的直流电流分量,于是流过反向励磁电流。由于直流电流变大,铁芯就饱和,并且流过极大的励磁电流,所以单相半波整流电路仅仅在非常小的容量电路中使用。

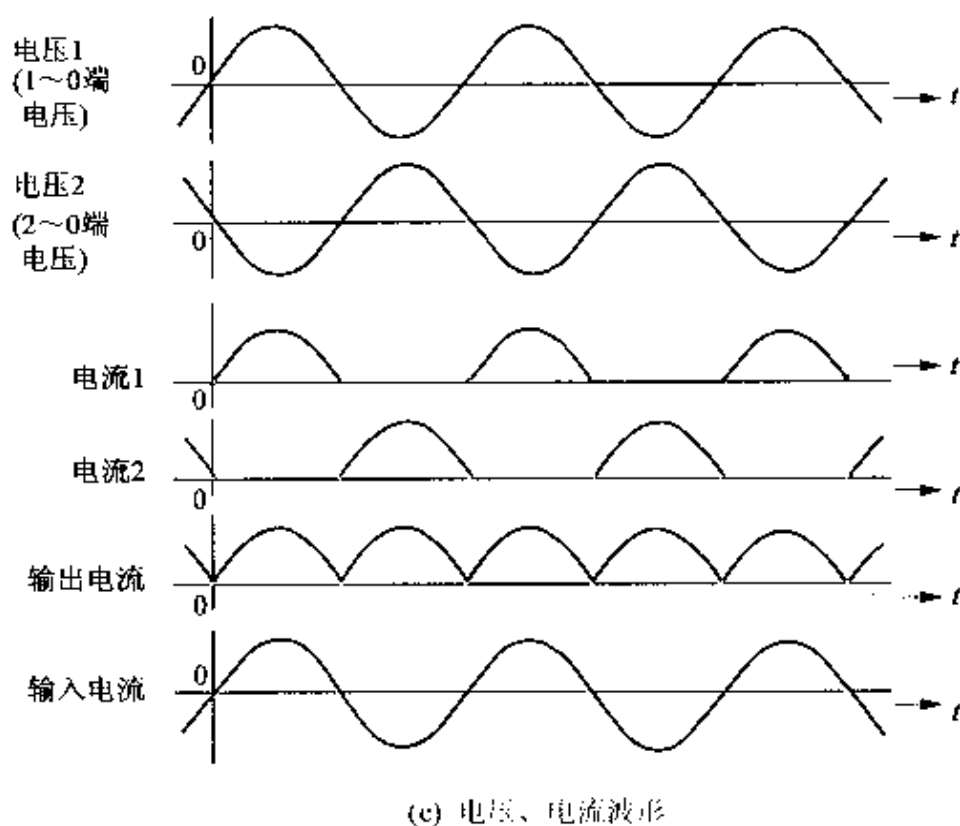
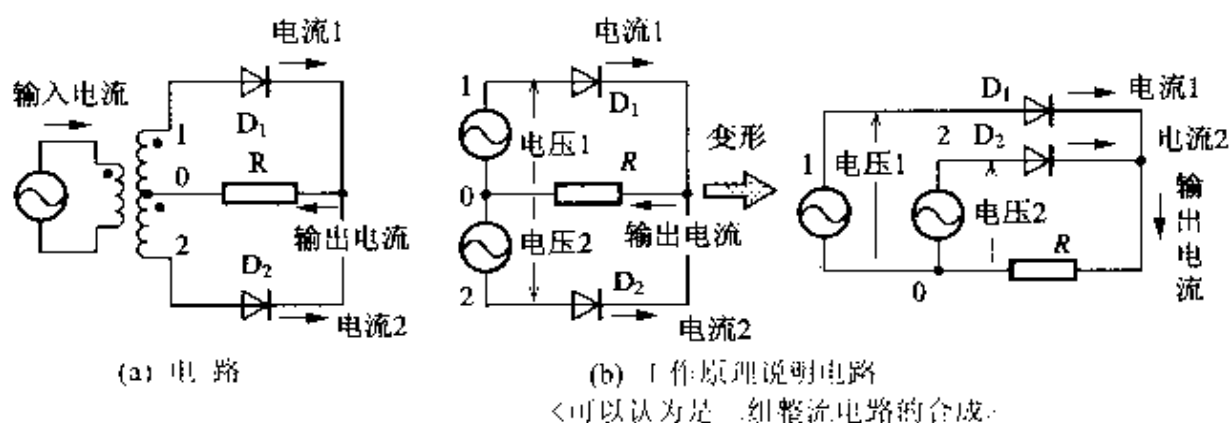


图 2.2 中心抽头整流电路

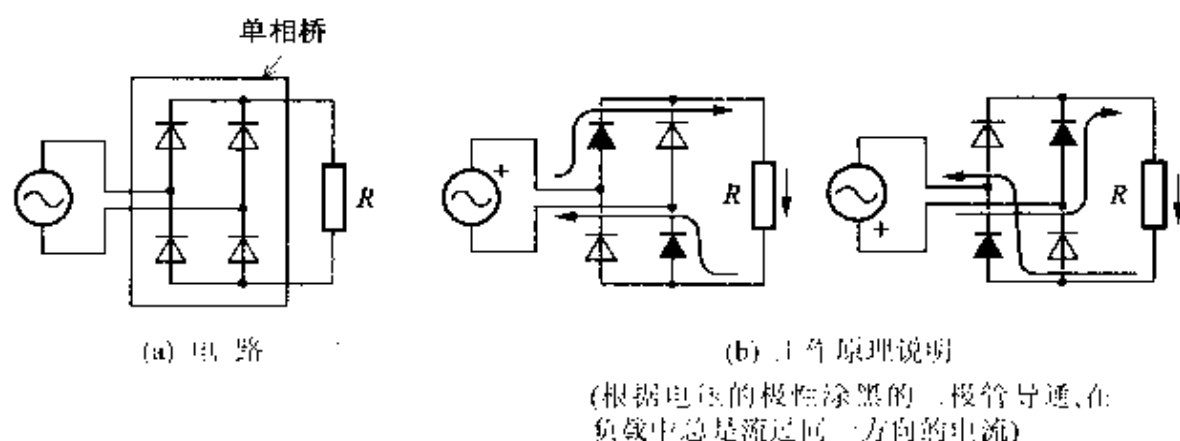


图 2.3 单相桥式整流电路

2.1.2 三相交流变成直流

1 复习三相交流电

家庭和办公室使用两根导线的单相交流电, 而工厂等使用大电功率的地方, 几乎在所有地方都使用 3 根导线的三相交流电。如果除了供给单相交流电的铁路车辆用以外, 就连变换装置的大功率设备几乎都使用三相交流电。像这样的三相交流电在实用中是非常重要的。

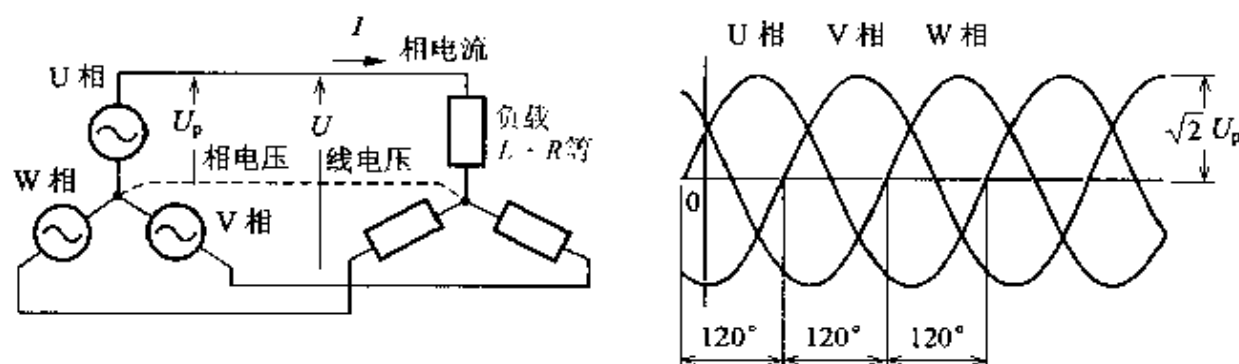


图 2.4 三相交流

首先, 我们复习一下三相交流电。如图 2.4 所示, 三相交流电是使用电压大小相等, 仅仅相位互为 $1/3$ 周期, 每相差 120° 的 3 组交流电压的输送电力的方法。将返回的导线作为中线, 用虚线表示。将 3 组电压分别称为 U

相、V相、W相电压。电压的大小(有效值)表示为 U_p , 例如将相位分别差 30° 、 -90° 、 -210° 时, 于是各相的电压用瞬时值的小写字母表示为:

$$\text{U 相电压: } u_u = \sqrt{2}U_p \sin(\omega t + 30^\circ)$$

$$\text{V 相电压: } u_v = \sqrt{2}U_p \sin(\omega t - 90^\circ)$$

$$\text{W 相电压: } u_w = \sqrt{2}U_p \sin(\omega t - 210^\circ)$$

如果以 f 表示频率, ω 表示电角频率, 则 $\omega = 2\pi f$ (这时 ωt 的单位为弧度(rad), 相位的单位也必需是弧度, 这里为了容易理解, 度仍然是原来的意思。)

如果各相的负载相同, 电流在三相中的大小也相等, 相间的相位差 120° 。电流大小 I 仅滞后于电压相位 ϕ 角, 于是各相电流变为:

$$\text{U 相电流: } i_u = \sqrt{2}I \sin(\omega t + 30^\circ - \phi)$$

$$\text{V 相电流: } i_v = \sqrt{2}I \sin(\omega t - 90^\circ - \phi)$$

$$\text{W 相电流: } i_w = \sqrt{2}I \sin(\omega t - 210^\circ - \phi)$$

其中, 这三相电流的瞬时值的和为零。所谓图 2.4 中表示的返回导线就没有必要了。为此对于三相交流电一般仅用三根导线, 不要返回的导线, 不仅减少了那部分损耗, 而且也提高了输电的效率, 这就是使用三相交流的理由之一。

其次, 我们看电功率。例如: U 相瞬时电功率变为:

$$\begin{aligned} \text{U 相电功率: } p_u &= \sqrt{2}U_p \sin(\omega t + 30^\circ) \times \sqrt{2}I \sin(\omega t + 30^\circ - \phi) \\ &= U_p \cdot I \cos \phi - U_p \cdot I \cos(2\omega t + 60^\circ - \phi) \quad (2.1) \end{aligned}$$

$U_p \cdot I \cos \phi$ 为平均值, 而 2 倍频率的部分是增加的脉动分量。但是, 如果三相合计时(计算省略)的电功率平均值变为一定值 $3U_p \cdot I \cos \phi$, 脉动分量和三相交流电流一样相加起来相互抵消变为零。对于三相交流电将像这样的电功率无脉动地输送出去是它的特点, 这是使用三相交流电的重要理由。

另外的说明省略, 而用三相交流电能够产生旋转磁场, 适宜驱动电动机, 这也是使用三相交流电的理由。

然而, 由于没有了返回的导线(中线), 电压的基准点就没有了, 所以上述的电压不是相电压, 是相与相间的电压, 用线电压表示。例如, 从 V 相看 U 相的电压为:

$$\begin{aligned} \text{U-V 线电压: } u_{uv} &= \sqrt{2}U_p \sin(\omega t + 30^\circ) - \sqrt{2}U_p \sin(\omega t - 90^\circ) \\ &= \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}U_p \cos(\omega t - 30^\circ) \quad (2.2) \end{aligned}$$

这里将新的 $U = \sqrt{3}U_p$ 作为线电压的有效值使用。所谓三相交流电 6600V 等, 这个电压就是表示线电压。相电压是线电压的 $1/\sqrt{3}$ 倍。而且各相间的电流也称为线电流。

使用线电压 U 时, 三相总电功率 P 变为如下表达式:

$$P = 3U_p \cdot I \cos\phi = \sqrt{3}U \cdot I \cos\phi \quad (2.3)$$

其中, $\sqrt{3}U \cdot I$ 为视在功率, $\cos\phi$ 为功率因数。

2 三相交流的正变换

使用二极管的三相整流电路如图 2.5(a) 所示, 它称为三相桥式整流电路, 是三相变换电路中最基本的电路。包括二极管的电路部分称为桥臂, 在每一相中的 p 侧和 n 侧的桥臂相对连接起来。

我们看一看这个电路的工作情况, 三相的各相电压如图 2.5(b)(i) 所示。例如, 当时刻 $t = t_1$ 时, 由于 W 相的电压最高, 所以 5 号二极管导通, p 侧变成 W 相的电压, n 侧电压最低变成 V 相电压, 从而 6 号二极管也导通, 在 p 和 n 之间产生 W 相和 V 相间的线电压 W-V。

当时刻 $t = 0$ 时, 在 p 侧由于 U 相电压最高, 所以 1 号二极管导通, n 侧同上, 所以 p、n 之间产生 U-V 线电压。

如此每 60° 顺序导电, 每个二极管顺序转换, 输出如图 2.5(ii) 所示的直流电压。对电阻负载直流电流波形也如图 2.5(iii) 所示, 和直流电压的波形相同。

交流电流如图 2.5(iv) 所示, 按二极管号码的序号, 每隔 120° 依次导通。

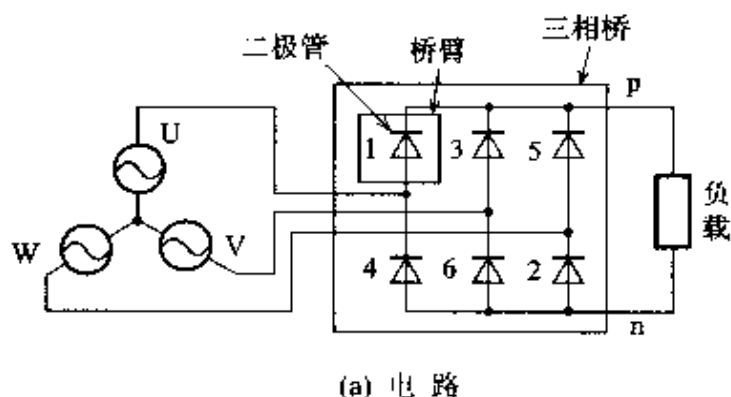


图 2.5 三相桥式整流电路

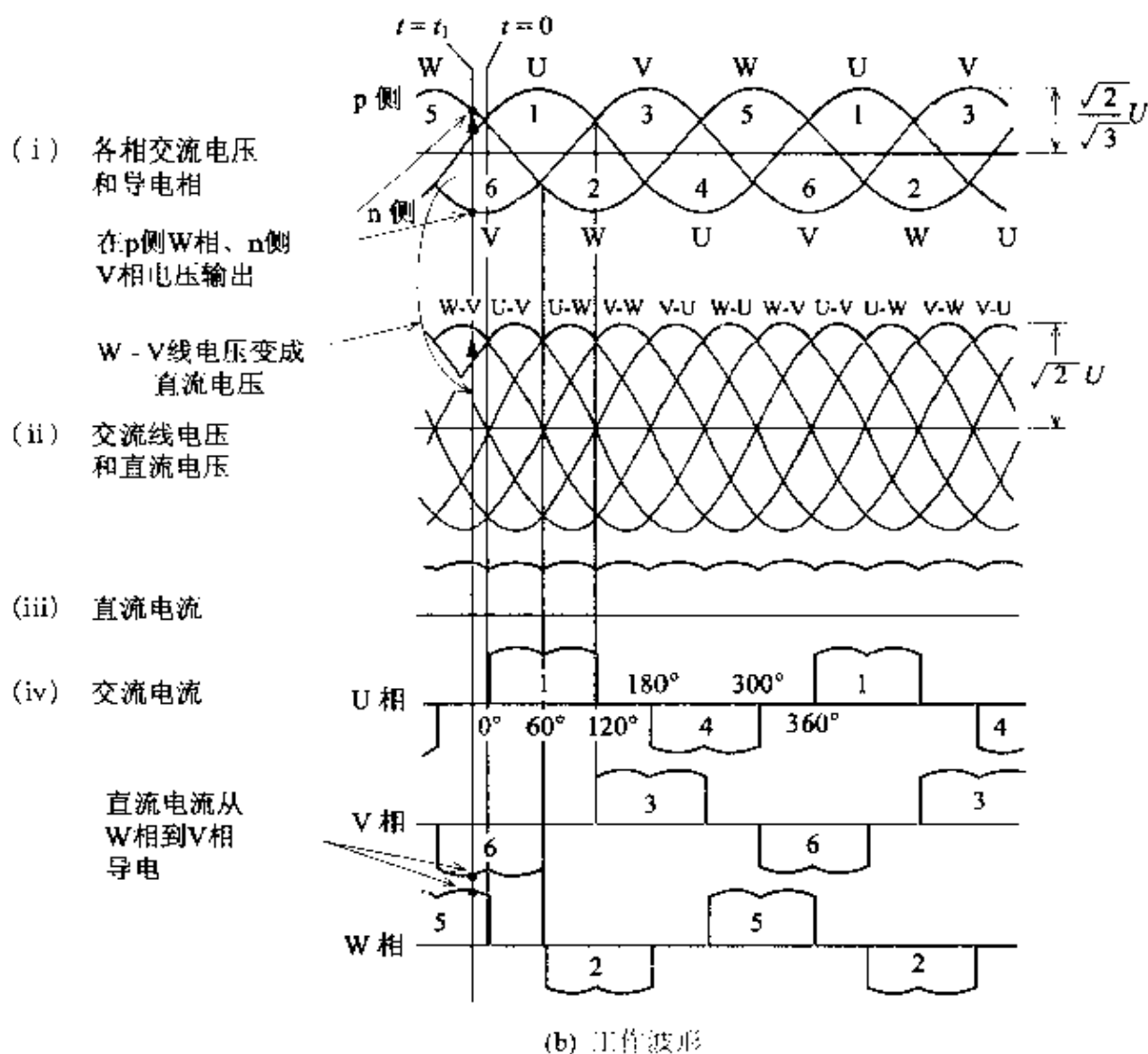


图 2.5 三相桥式整流电路(续)

使用三相桥式整流和上述的单相桥式整流相比,电流脉动更进一步地减小,由于接近恒定的直流,所以很方便。为此,下面将要说明包括使用晶闸管变换装置的大容量设备中几乎都使用三相桥式整流电路,或者称为三相桥式变换电路。

2.1.3 如何改变直流电压 ——使用晶闸管正变换装置

1 直流电压改变方法

使用二极管正变换装置经常在交流电压峰值附近变换出直流电压,所

以只要不改变交流电压,就不可能改变直流电压。相反,如果交流电压改变,直流电压也跟着改变。但是,在实际应用中不希望改变直流电压,并且多数情况下希望它为恒值。例如,在电磁铁中希望流过任意大的电流时,必需调节直流电压,使电流保持在既定值。

改变直流电压的方法如图 2.6 所示,可以考虑使用感应调压器(IVR)等改变交流电压的方法。这种方法可以使用,然而用这种方法(IVR)驱动电动机等,由于响应滞后,所以希望快速控制时不能使用它。不能更简单、快速改变电压,且一点儿也不能产生负方向电压。

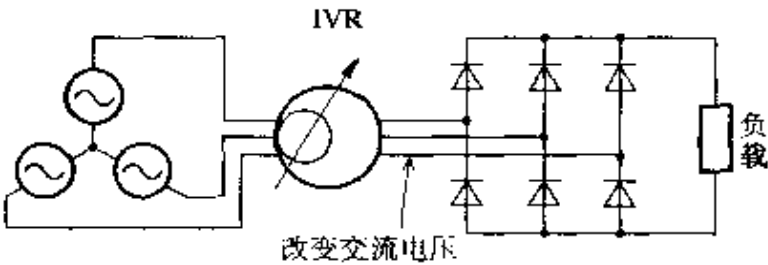


图 2.6 用 IVR 控制直流电压

由图 2.5(b)(ii)看出,交流线电压波形从峰值降低到零,并且变为负的电压。不是交流线电压峰值附近,如果让产生其它以外部分的波形,好像也可以改变电压。例如,虽然在 $t=0$ 时刻,即使 U 相电压最高,但最好不让 1 号二极管立刻导通,因为在 p 侧已经产生原来的 W 相电压,否则电压将降低下来。为此如图 2.7 所示,最好有像带有阀门那样的连接机构。

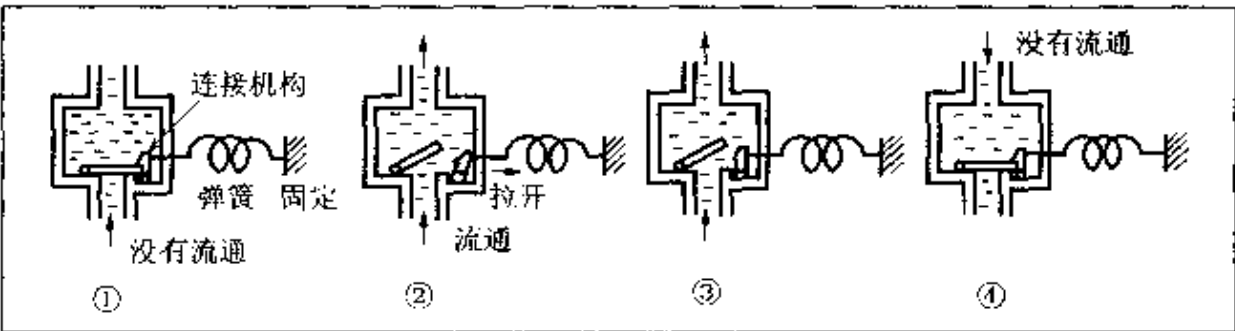


图 2.7 可控制流通的阀门

如图 2.7 所示的那样,用阀门可以改变电压。在介绍之前,关于实现阀门作用的电路器件进行说明。将此器件称为**晶闸管**,其外形实例如图 2.8 (a)所示(其详细原理在第 5 章叙述)。其符号如图 2.8 (b)所示。除正极 (A)、负极 (K) 以外,用符号 G 表示的附加端称为**门极**,另外将二极管和晶闸管等器件称为**电力半导体器件**。

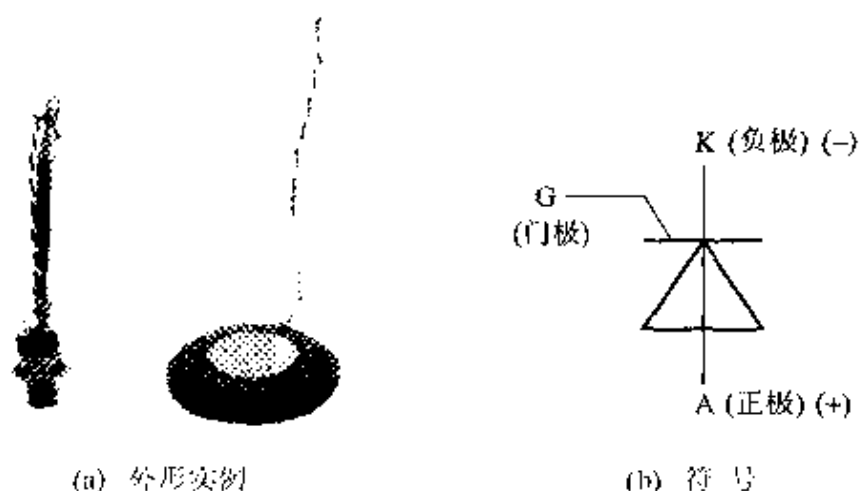


图 2.8 晶闸管

晶闸管的阀门作用如图 2.7 ①,挂上连接机构,想让水流也不能流通,但是如果如图 2.7 ②拉开连接机构,水就流通了。如图 2.7 ③所示,即使让连接机构完全返回开始位置,水流仍然流通。如图 2.7 ④所示,让水流反向流动时,和二极管一样,阀门自动关闭,流通停止。因为阀门关闭时,连接机构自动地挂上,所以一旦关闭后如图 2.7 ①所示,即使向正方向也不流通。要想再流通就必须再一次拉开连接机构。

晶闸管和二极管不同,即使原封不动地再施加正相电压,电流也不流通。要让它开通,必须拉开连接机构,而且最好让电流流过门极 G,我们将这个操作称为**触发**。触发电流开始流通的状态称为**导通 (turn-on)**。一旦电流开始流通,即使消除门极信号,电流仍旧继续流通(阀门打开到原来的状态)。然后如果流通的电流变为零,就变成关闭状态(阀门关闭,连接机构自动地挂上)。将变换到关闭状态称为**关断 (turn-off)**,一旦关断只要不再

触发就不开通。

3 晶闸管变换装置的工作原理

在使用晶闸管变换装置中也有用单相交流的,但是正如在“三相交流”中说明的那样,大容量变换装置几乎都使用三相交流。为此,这里就有关最普通的三相桥式变换电路进行介绍。

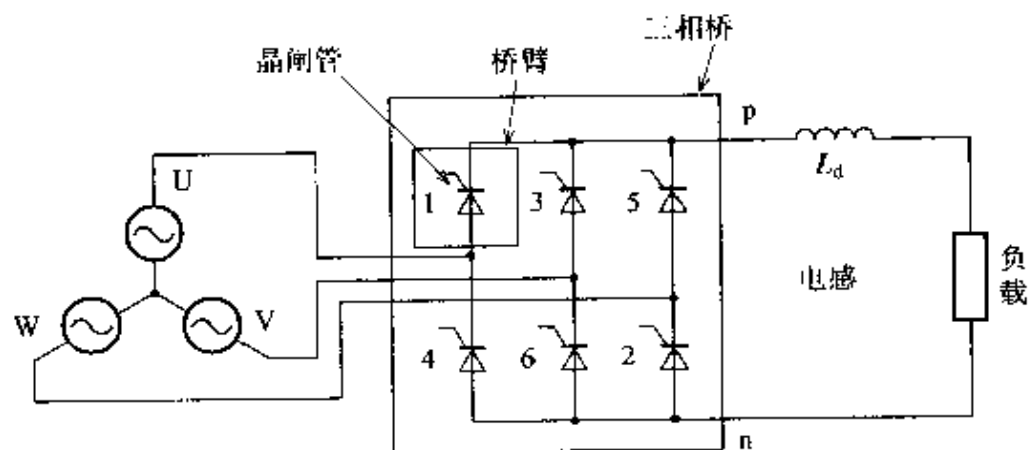
使用晶闸管三相桥式变换电路如图 2.9(a)所示,其中直流电路中有一个大的电感 L_d ,这个电感就是为了使直流电流的脉动变小。在这个电路中,当 $t = 0$ 时,晶闸管 5、6 开通,在 p 侧输出 W 相电压,在 n 侧输出 V 相电压。当 $t > 0$ 时,p 侧导电的 W 相的电压比 U 相的电压高,因而晶闸管 1 没有触发,所以电流没有流通。当 $t = t_a$ 时,使其触发处于导通状态,电流开始流通。直到现在导电的晶闸管 5 电流仍为零,处于关断状态。关于其他晶闸管也以同样的工作方式变换,其变换后的直流电压变为图 2.9(b)(ii)形式。这时求出直流电压平均值 U_d 可得如下表达式:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_v \cos \alpha = 1.35 U_v \cos \alpha \quad (2.4)$$

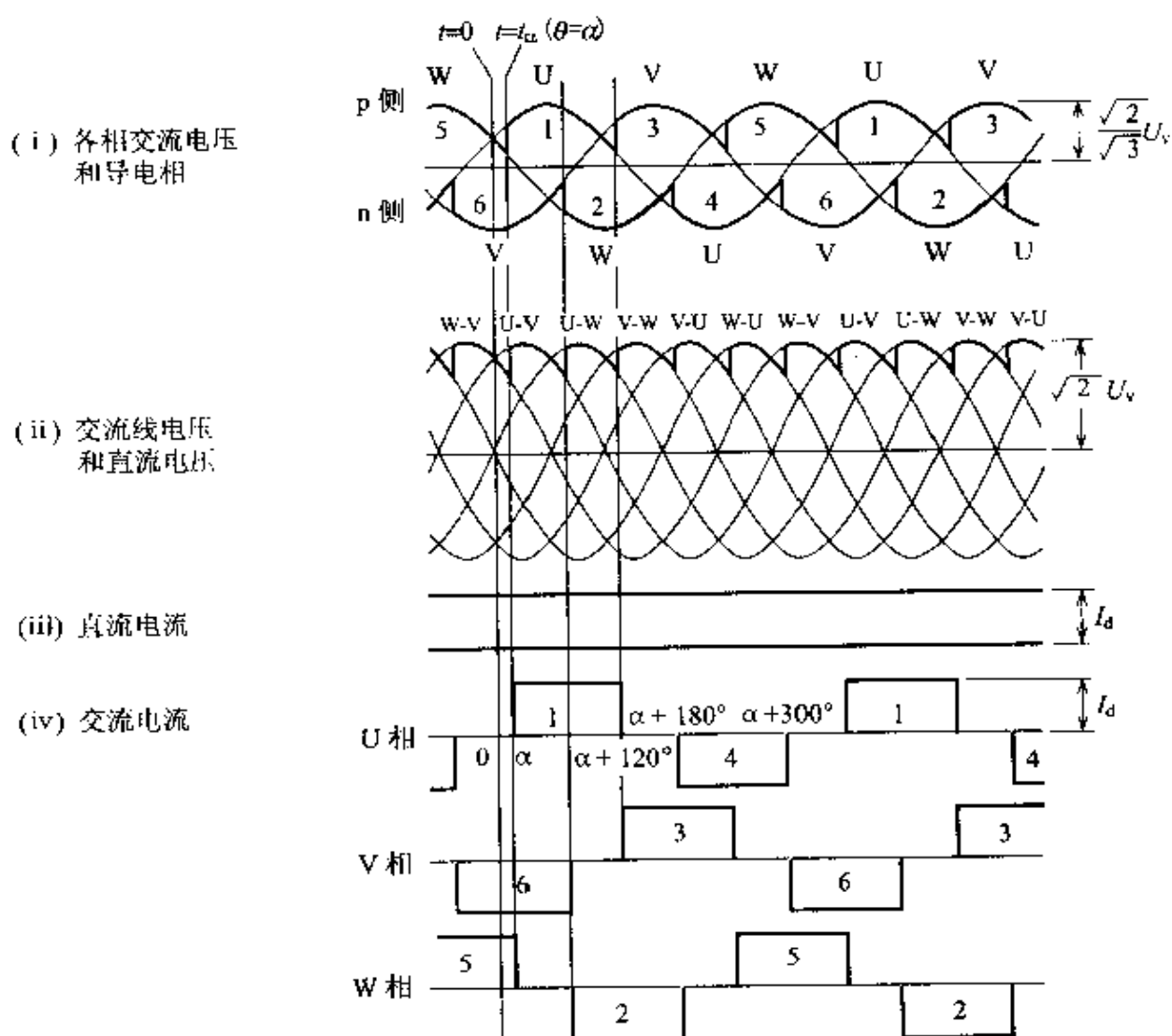
其中, U_v 是交流线电压, $\alpha = 2\pi f t_a$ (f 为交流频率)。因为预定使用变换装置用变压器,所以为了表示直流绕组的电压要附加下标 v ,直流绕组的交流电流也要附加同样的下标 v , α 为施加在晶闸管上正电压的时点(这时 $t = 0$),所以将到触发时间 t_a 用电角度表示(将交流一个周期表示为 360° ,即 2π 弧度(rad)),将 α 称为延迟控制角。

如果是电阻负载直流电流和直流电压变成同样的波形,而在直流中加入一个大电感,所以它的波形几乎没有脉动,变成恒值 I_d 。例如交流电流中 U 相如图 2.9(b)(iv)所示,从 α 到 $\alpha + 120^\circ$ 期间为 I_d ,从 $\alpha + 180^\circ$ 到 $\alpha + 300^\circ$ 期间为 $-I_d$ 。由于将触发时间仅延迟 α 角,所以电流的相位也仅延迟 α 角。

如果使延迟控制角 α 变化,就可以将直流电压变化为式(2.4)形式。如果设 $\alpha = 0$ 其和使用二极管的整流装置一样,就变成 $1.35 U_v$ 。我们把改变 α 的大小叫作相位控制,于是 α 从 30° 开始,每隔 15° 增加下去时,直流电压变成如图 2.10 所示,看到直流电压逐渐降低下来的状态。



(a) 电路



(b) 工作波形

图 2.9 使用晶闸管三相桥式整流电路

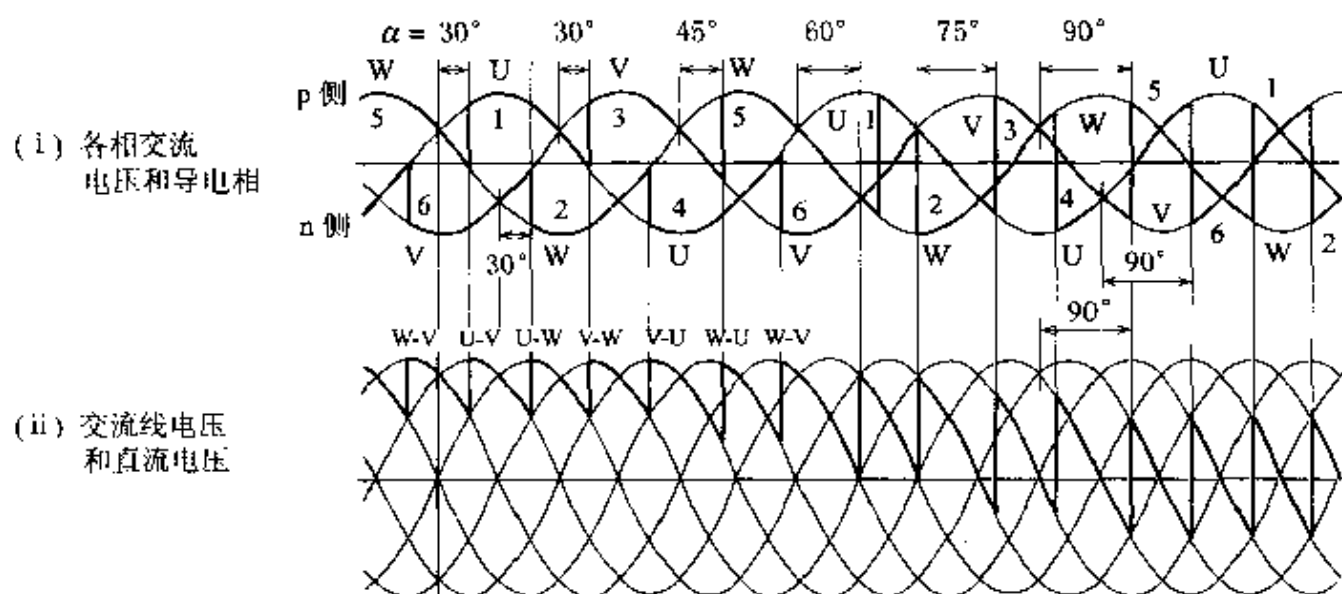


图 2.10 延迟控制角和直流电压

4 换 流

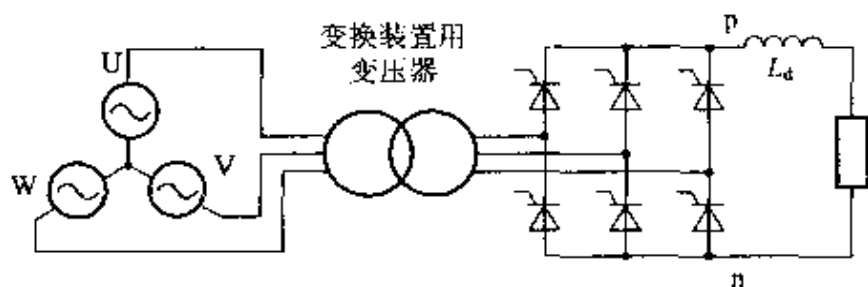
在图 2.5 中,当 $t=0$ 时流过二极管 5 的电流转换到二极管 1 上。如图 2.9 对于晶闸管的情况,当 $t=t_a$ ($\theta=\alpha$) 时,晶闸管 1 导通,流过晶闸管 5 的电流转换到晶闸管 1 上。正如上述的二极管和晶闸管等构成的某一个桥臂那样,电流从这个桥臂转换到另外一个桥臂上,我们将这个电流转换称为换流。

无论是使用二极管时,还是使用晶闸管时,换流是因为接在导电的桥臂上连接的交流电压高(n 侧时电压低),所以电流变化到相应的桥臂上,正像使阀门开、闭动作那样进行换流。为此这里说明的变换装置是根据有交流电压进行换流的。这样的变换装置是通过外部电源电压进行换流,所以将它称为有源换流,因此这里所说的变换装置称为有源变换装置。

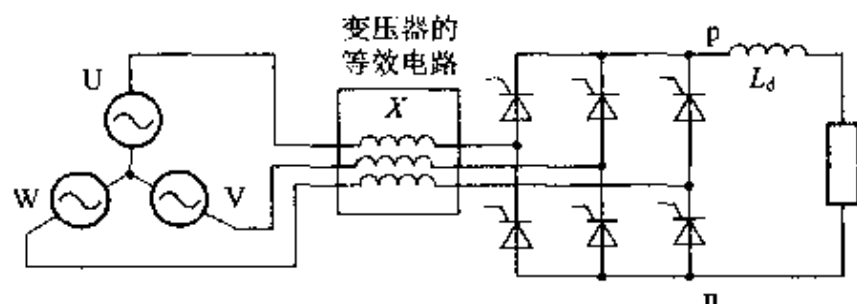
5 脉动数

在使用三相桥式电路变换装置中交流电压在一个周期内进行 6 次换流,我们将在这一个周期内换流的次数称为脉动数。为此把这个变换装置也称为 6 脉动变换装置,在交流一个周期内每相正负两个波形,三相合计 6 个方波电流脉动流通。

图 2.11(a)为使用变换装置用变压器的实际变换装置。变压器的匝数比,接线方式(星形、三角形),电阻和励磁电流等都是必需考虑的,而将电压变比近似换算成 1:1 时,如图 2.11(b),可以认为用串联电抗代替,这个电抗是变压器短路阻抗中电抗分量(换算到直流绕组侧)。



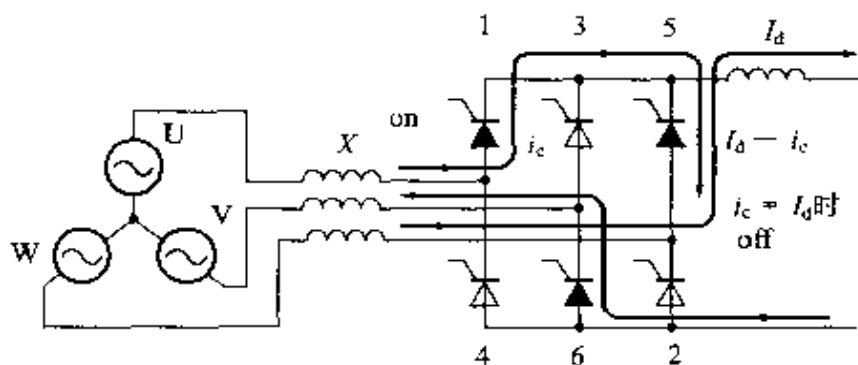
(a) 使用变换装置用变压器的电路



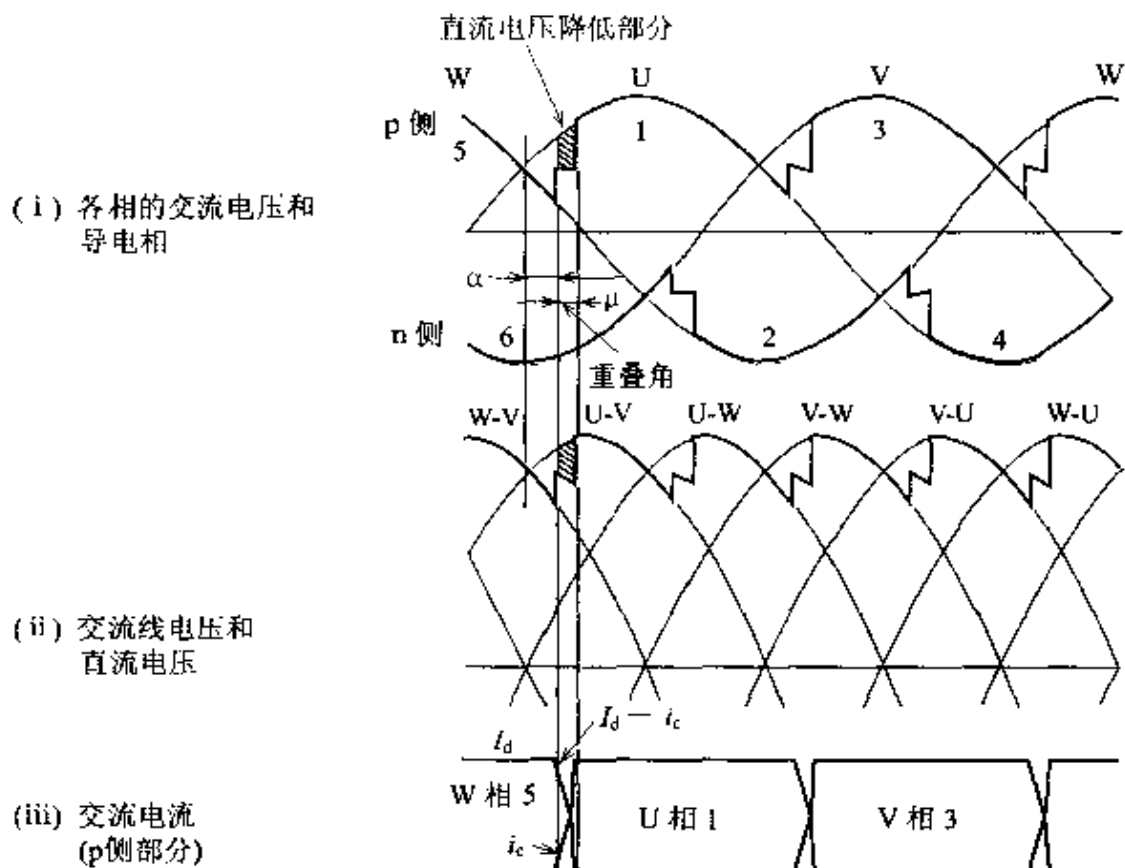
(b) 用电抗代替变压器的电路

图 2.11 使用变换装置用变压器的整流电路

有电抗时这样的交流电路怎样进行换流。根据图 2.12,我们分析一下换流现象,直流电流最初通过晶闸管 5 从 W 相输出,当 $\theta = \alpha$ 时使晶闸管 1 导通,电流从 U 相换流到 W 相上,流过换流电流 i_c ,当 i_c 和直流电流 I_d 相等,晶闸管 5 中的电流变成零时进行换流。当有电抗时,虽然电流 i_c 慢慢增加流通,但是它不能在瞬间进行换流。这时将换流需要的时间用电角度 μ 表示,将 μ 称为**重叠角**(换相角)。而且换流期间由于直流电路中有一个非常大的电感 L_d ,所以直流电流几乎以恒值 I_d 继续流通。



(a) 从晶闸管5换流到1

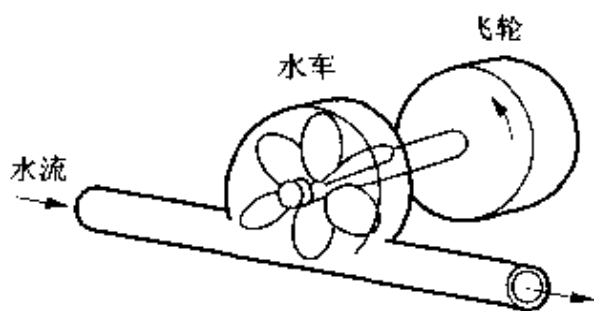


(b) 换流时的波形

图 2.12 有电抗时的换流

电感和电抗

电感可以认为它是惯性。下面我们用水车上飞轮旋转的影象来分析,就容易明白它的道理(参照右图)。要想让水流(电流)流通,即使施加水压(电压),必须旋转飞轮,否则不容易流通。但是如果一次流过去一定流量(电流)起作用,尽管水压(电压)波动,水流量(电流)也不怎么脉动,使其流过去。相反,想让水流(电流)停止时,即使加上反向水压(电压)也很难停止流通。



交流电路中的电感流过交流电流时,相当上述使飞轮反复正、反旋转的作用,阻碍电流的流动。频率越高,阻碍越强,所以往往可将阻碍的强度认为电抗,即 $X = 2\pi fL$ (f 为频率, L 为电感系数)。这是来自交流电路理论的道理,详细情况请参阅系列书

(电路)。

换流电路中有电感时,电流不能立刻换流,产生重叠角(换相角)。

电感或电抗在电抗器和变压器电路中是常数。在变压器中,将变压比换算成 1:1 的等效电路表示时,若省略绕组电阻和励磁导纳,它将变成串联电抗的电路。

7 电抗的影响

交流电流中有电抗时产生重叠角,其结果产生如下的影响:

① 直流端产生的电压即使晶闸管导通,也不能立刻有后一相的电压,如图 2.12 所示。在重叠角期间前相电压和后一相电压之间存在电压降,为此直流电压仅仅降低那一部分。

② 电流波形不是方波,变成梯形波,重叠角如果变大,梯形波的底部变宽,减少高次谐波(以后叙述)。

2.1.4 归纳功率变换的公式

我们归纳一下有关有源变换装置的功率变换公式,但是为了简单化,认为没有重叠角(换相角),直流电压 U_d 可用下式给出:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_v \cos\alpha = U_{d0} \cos\alpha \quad (2.5)$$

U_{d0} 为延迟控制角 α 为零时(使用二极管时)的直流电压,根据相位控制,改变 α 就能改变直流电压。直流功率 P 为 U_d 和直流电流 I_d 的乘积,所以它可用下式给出:

$$P = U_d \cdot I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_v \cdot I_d \cos\alpha = U_{d0} \cdot I_d \cos\alpha \quad (2.6)$$

如果忽略变换装置的损耗,输入、输出的功率相等,来自交流的输入功率也可用(2.6)式给出。

交流电流在每正、负半周期的 120° 期间内,即 $2/3$ 周期导电,其方波的幅值 I_d ,所以有效值 I_v 为:

$$I_v = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (2.7)$$

并且,如下面 2.5 节所述,根据傅里叶变换求出基波(包括方波电流中的交流电压和相同频率的正弦波的电流分量)有效值 I_{v1} 变为下式, I_v 仅比 I_{v1} 大 $\pi/3$ 倍。

$$I_{v1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.8)$$

视在功率 S 由交流电压和交流电流的有效值计算,所以 S 为:

$$S = \sqrt{3} U_v \cdot I_v = \sqrt{3} U_v \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{2} U_v \cdot I_d \quad (2.9)$$

根据基波电流的视在功率 S_1 为:

$$S_1 = \sqrt{3} U_v \cdot I_{v1} = \sqrt{3} U_v \sqrt{\frac{6}{\pi}} I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_v \cdot I_d = U_{d0} \cdot I_d \quad (2.10)$$

由于 I_v 比 I_{v1} 大,所以 S 也比 S_1 仅大 $\pi/3$ 倍。变换装置用变压器容量必须是 S 。功率因数是 P 和 S 的比值,而变换装置仅考虑基波电流,所以往往将基波功率因数 $\cos\phi$ 叫作功率因数。于是基波功率因数实际上是 P 和 S_1 的比值,由式(2.6)和式(2.10)中可得下式:

$$\cos\phi = \frac{P}{S_1} = \cos\alpha \quad (2.11)$$

基波功率因数和延迟控制角 α 的余弦相等($\cos\phi = \cos\alpha$),所以改变 α 时基波功率因数也改变,这是方波交流电流初始相位仅延迟 α 角的原因。

2.1.5 实际的变换装置是怎样构成的

实际的晶闸管变换装置一般的电路构成如图 2.13 所示。有时省略一部分器件,有时也增加其它的器件。三相桥式整流电路部分在实际变换装置中称为变换器。

根据来自控制装置的信号形成所需的延迟控制角这样的脉冲相位器,用它产生触发脉冲,用门极驱动器放大。由此经过脉冲变压器、二极管等构成的电路供给晶闸管栅极电流、变换装置工作。

在晶闸管上并联 RC 电路称为缓冲器,与整流电抗器一同加在晶闸管

上,其浪涌电压等就减小。

此外,还有变换装置用变压器和各种辅助电路等构成。

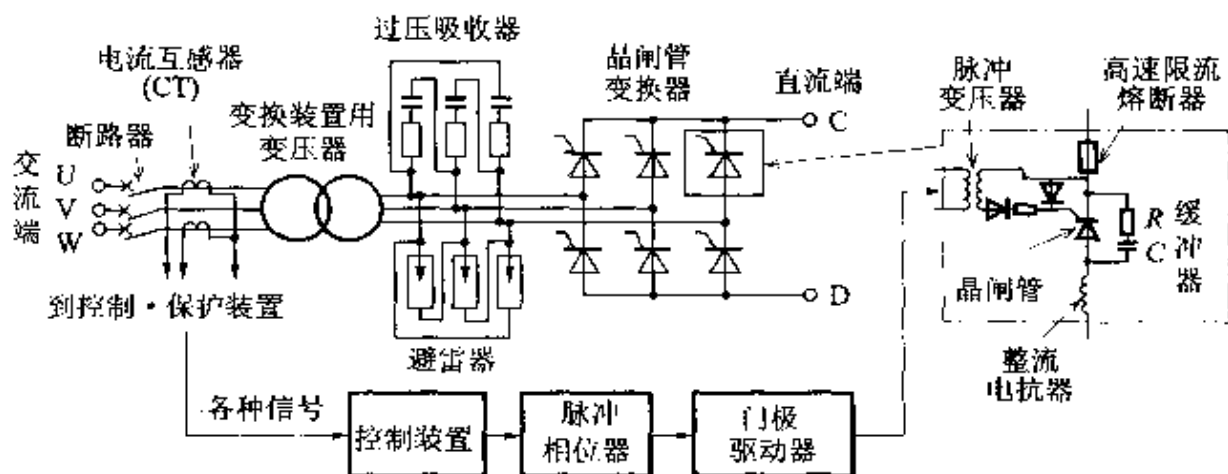


图 2.13 变换装置实际的电路实例

2.2 直流变交流——有源逆变装置

2.2.1 怎样由直流变成交流

1 逆变换

我们知道由交流可以变成直流(参照前节)。那么,相反能否将功率由直流变成交流?如果将前节阐述的晶闸管变换装置的延迟控制角 α 变成 90° 以上就能实现,但是这时直流侧要有电源(负电压源),这是一定的电流继续流通的前提。如果没有功率源就不能变换成交流,有关具体的功率源实例在下面第 2 项中说明,变换功率可用下式给出:

$$P = U_{d0} \cdot I_d \cos \alpha \quad (2.12)$$

如果将 α 变成大于 90° ,如图 2.14(b)所示,电压的极性反向变为负值。因为说明重叠角,所以这里把(b)图认为是有重叠角时的图。由于直流侧功率源要克服由变换装置产生的负电压,供给一定的直流电流,所以如果使电压极性反向,功率源的极性也反向。即功率反向流通,直流就可以变成交流。将从直流变成交流的功率变换与交流变成直流的正变换对比称为逆变换。

使用二极管时只能正变换,而如果使用晶闸管仅仅改变延迟控制角就

既能正变换,又能逆变换。将进行逆变换的变换装置称为**逆变换装置**(或者叫**逆变器**)。晶闸管变换装置或可成为正变换装置,或可成为逆变换装置。究竟使用正变换装置还是逆变换装置,两者在使用上是有区别的。

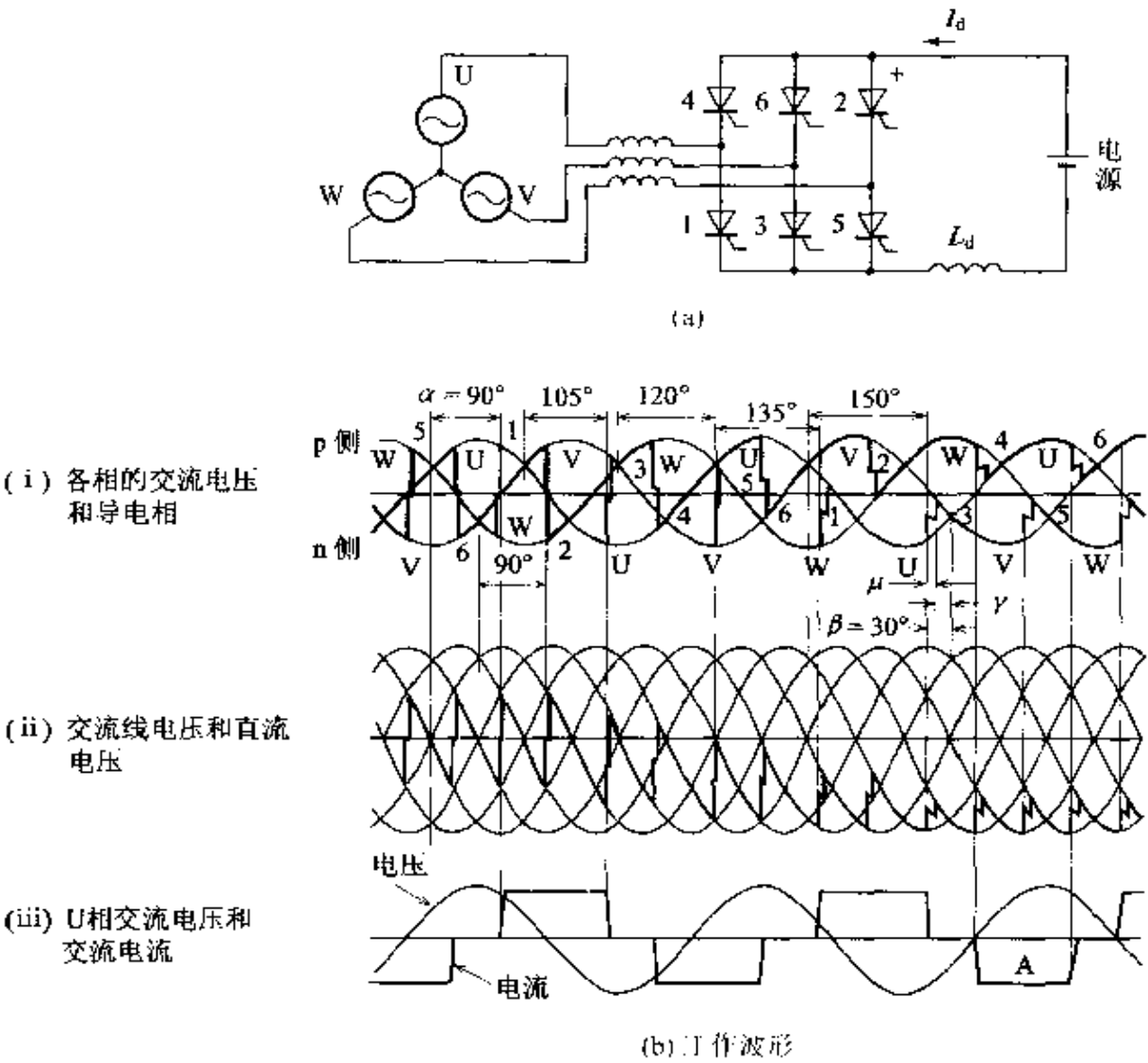


图 2.14 逆变换

2 为什么要逆变换

让我们想想看,为什么将延迟角变为大于 90° 时就变成逆变换? 如图 2.14(a)所示,将直流极性反向考虑就容易理解了。从前用 n 表示输出端施加正电压,如图 2.14(b)(iii)中 U 相电压和电流一起表示出来。例如在图(b)的右下 A 处看出,这时 U 相的电压变正,而电流变负。即来自直流侧电

流通过晶闸管 4 流进交流侧。为此功率反方向流通。总之,由于将延迟控制角变成 90° 以上,使流过电流的相位也延迟 90° 以上,功率因数成为负值,所以电流流进电源侧进行逆变换。

2.2.2 逆变换使用的范围

我们看一看如图 2.15(a) 直流电动机驱动系统,通过变换装置供给电枢电流驱动电动机旋转。

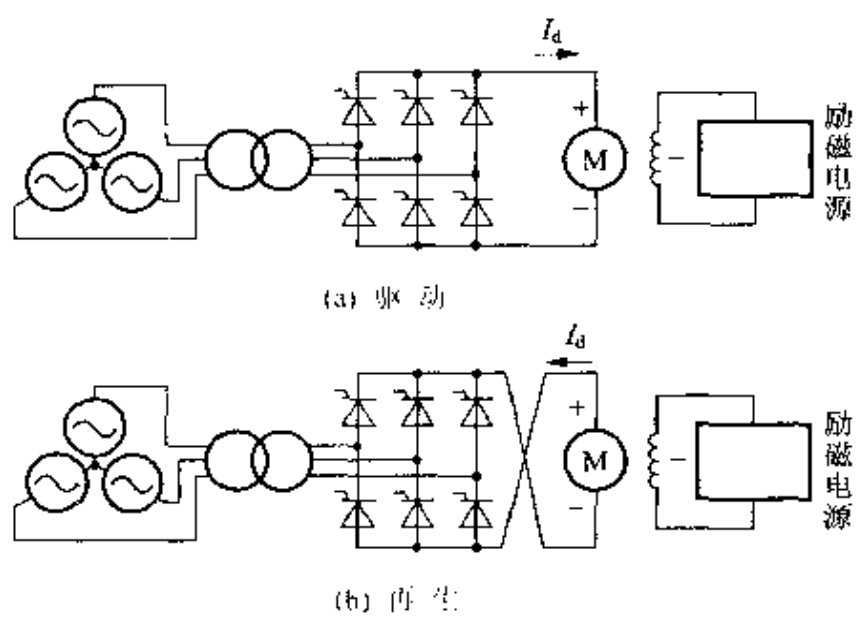


图 2.15 直流电动机的驱动系统

这里怎样使电动机停止旋转呢? 如图 2.15(b) 所示,如果改变电枢两端的连接,使电枢电流的方向相反,电动机按图中的极性产生电动势,在变换装置上施加负电压,如果调整延迟控制角 α 使 I_d 流通,变换装置就逆变换工作。即电动机电枢旋转能量通过变换装置返回电源侧,电动机停止。将旋转时储备的能量返回电源的运转称为再生运行。

除了再生运行外,有源变换装置和逆变换装置还在大型的电力系统的频率变换设备或直流输电设备等各种各样领域中得到使用,这些应用实例将在下节中叙述。

2.3 改变交流频率——使用有源变换装置的频率变换器

2.3.1 由交流变直流,再由直流变成交流

1 交流→直流→交流的变换

在正变换装置中将交流变成直流,在逆变装置中将直流变换成交流。如果将正变换装置和逆变装置组合在一起的话,就可以变成交流→直流→交流的变换。为此,将交流再变成交流的变换称为交流变换,由上述变换的装置称为交流变换装置。特别将一次通过直流的装置称为间接交流变换装置。将正变换装置、逆变装置2台作为一套的全体是间接交流变换装置。输入和输出都是交流,也可以频率不同,这种情况称为频率变换装置,也可以变换成相同频率的交流。

如果输入输出频率相同,可以认为它像变压器一样,然而尽管输入输出电压的相位如何偏移,也可以变换电力,这是它和变压器的差异。

2 使用范围

频率变换装置使用在频率变换设备或晶闸管起动装置等。并且相同结构装置也可以使用在直流输电设备或异步锁定设备中。

频率变换设备

日本的电力系统如图2.16所示,有频率50Hz和60Hz的系统。为了

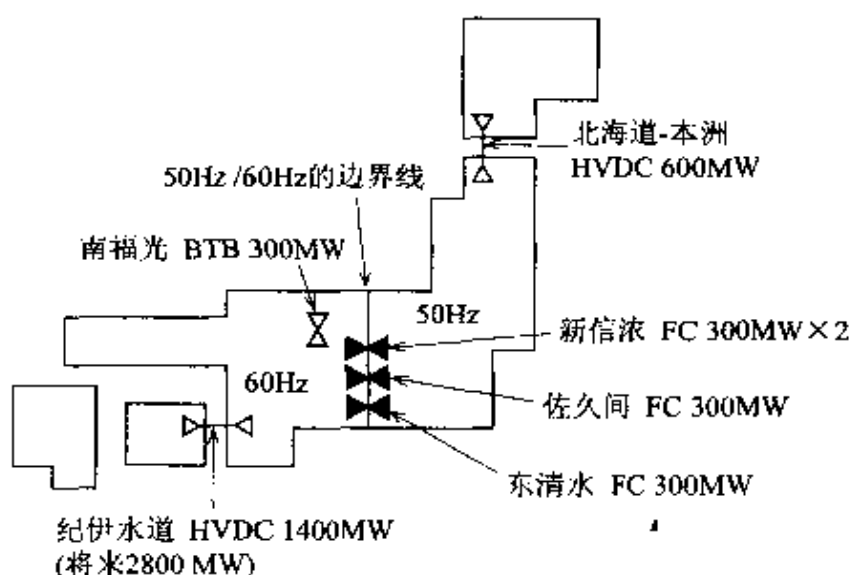
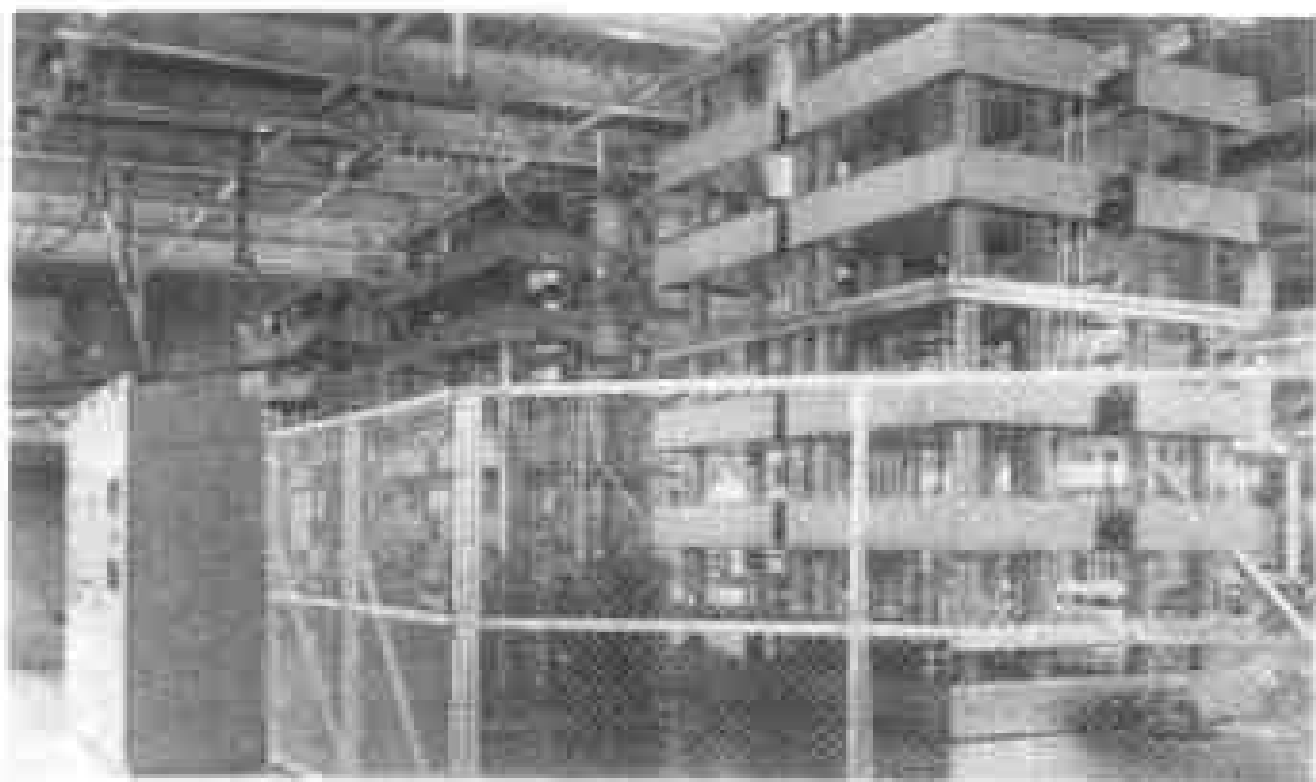
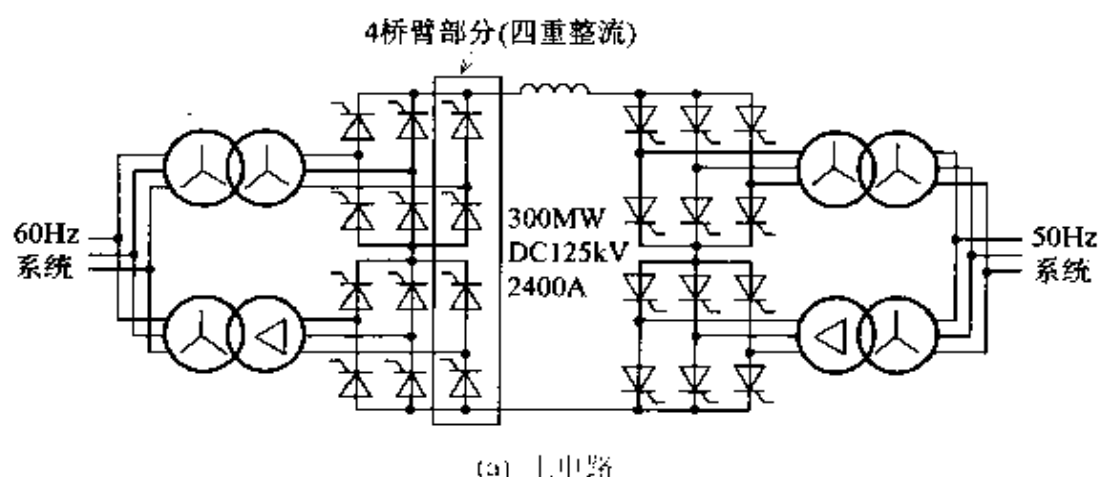


图 2.16 日本国内的 BTB、HVDC 设备

通融这两个系统之间的电力可以使用频率变换装置。除了在新信浓频率变换站有 $300\text{MW} \times 2$ 组、佐久间频率变换站有 300MW 的变换设备正在运行外,在东清水还设置了 300MW 的变频设备。

图 2.17 中所示的是新信浓频率变换站的 2 号机主电路的构成及变换器的照片。它是由单向变换装置 2 个三相桥式整流电路串联构成的,交流电压的相位由变换装置用变压器偏移 30° 。因为换流相位也偏移 30° ,所以



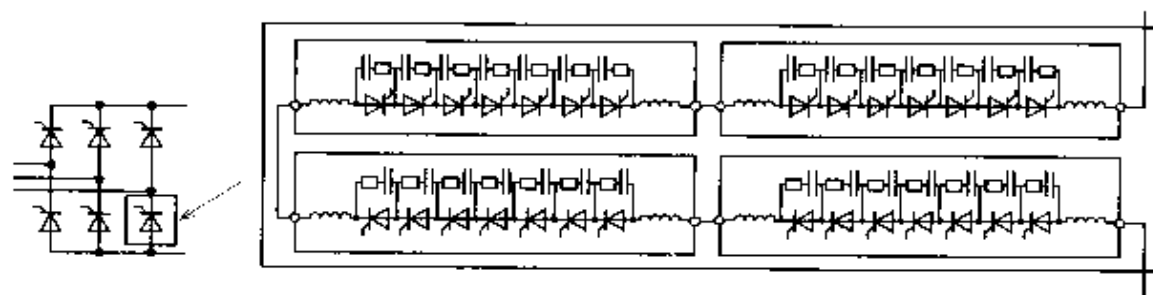
(b) 变换器外形

图 2.17 新信浓频率变换站的频率变换装置

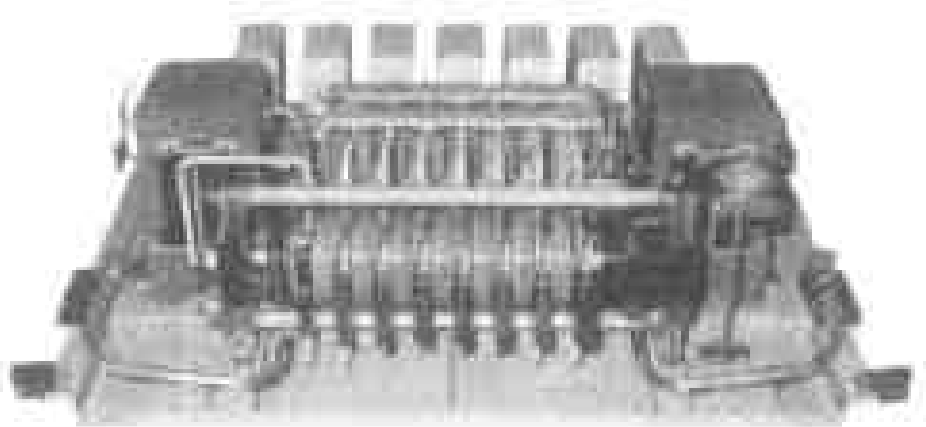
2 台合计时为每隔 30° 换流一次, 在一个周期内进行 12 次换流, 变成 12 脉动变换装置。为此能使直流电压的脉动减少, 并且是为了交流电流波形接近正弦波形, 详细情况在 2.5 节中说明。除此之外, 其它图省略, 为了滤除高次谐波、谐调无功功率设置了交流滤波器, 超前相位用的电容器等。

频率变换设备因为将正变换装置和逆变换装置相互背靠背对接配置, 所以称 BTB(back to back)装置, 也称为 FC(frequency converter)装置。并且无论是正变换装置, 还是逆变换装置, 如果改变延迟控制角, 就变成相反的作用。因此, 电力方向无论在哪个方向上都能自如地变换。

在这样的大电力变换装置中, 串联连接许多个晶闸管。图 2.17 的变换装置的情况是将 $6\text{kV}-2.5\text{kA}$ 的光触发晶闸管串联连接, 如图 2.18(a) 所示, 它是将 28 个晶闸管串联起来作为一个桥臂。所谓光触发晶闸管是用光



(a) 一个桥臂电路(由 4 个模块构成)



(b) 模块内部

图 2.18 桥臂构成的实例

信号能触发的晶闸管。由于光信号用光纤能容易绝缘, 所以高电压变换装置中使用光触发晶闸管。将它串联连接组成如图 2.18(b) 那样的 7 个模块, 用 4 个模块作为一个桥臂的分支。图 2.17(b)(照片)是它的一层部分,

将串联连接 2 个变换器的一相 4 个桥臂集中为 4 层一组。这样的大电力变换装置中将一个桥臂分支的装置称为整流,将其重叠成 4 个桥臂分支,所以将它称为四整流。

在南福光设置的 BTB 装置是将 60Hz 系统相互之间锁定,叫异步锁定设备。从北陆地区向中部地区追加输电线路时,由于经过关西地区的输电线路已经有了,所以通过设置变换站就能在其内部自由地控制输电线路分担的电力。

■ 高电压直流输电(HVDC)

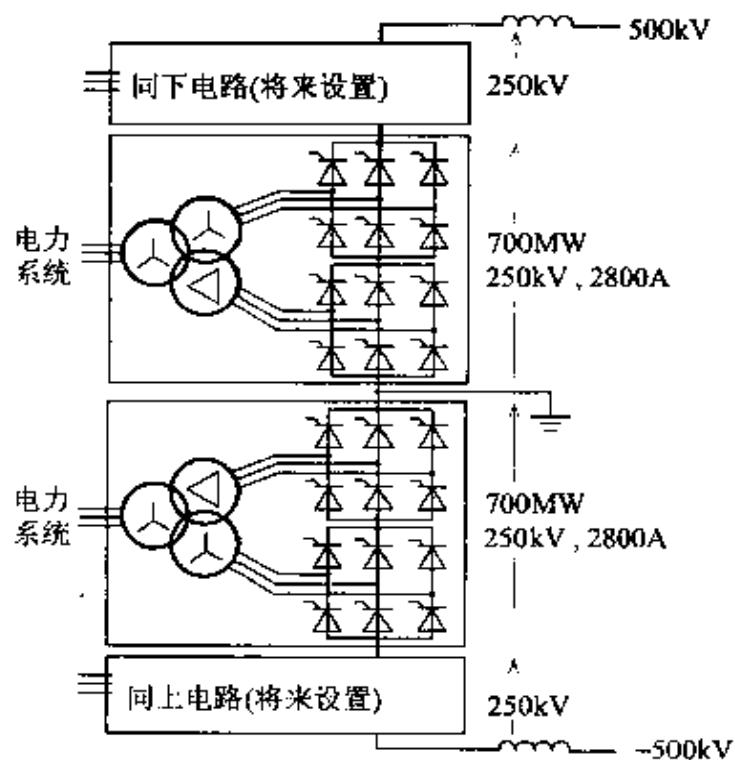
输送电力时,一般的情况使用交流,然而如果在发电端设置正变换装置、在接收端设置逆变换装置,于是就可以用直流输电,将它称为 HVDC (high voltage direct current transmission system) 输送系统。HVDC 需要变换装置,所以变换站需要费用,然而另一方面输电线路用正、负二根就可以了。比较输电功率时,三相交流用三根输电线,视在功率为 $\sqrt{3}UI$,而对于直流用二根输电线,输送功率为 $U_d \cdot I_d$ 。并且由于没有象交流电 $\sqrt{2}$ 倍的峰值电压,所以简化了绝缘。由以上理由,所以直流输电便宜。为此对数百公里(km)以上的远距离输电采用 HVDC 有利。其次,海底和都市中心等用电缆输送时,由于电缆的静电电容产生的充电电流也不需要采用对策,由于数十公里(km)线路是经济的。除此之外, HVDC 还有一些优点,这里不再举例。在世界各地已经有 50 个站以上,共计 40GW 以上的设备正在运行。日本在本州和北海道之间输电线路用直流输电。另外从四国到关西地区的纪伊水道直流输电设备正在建设中。

纪伊水道直流输电设备的主电路和整流照片如图 2.19 所示。8kV-3.5kA 这个世界最大容量级直流输电设备用 40 个光触发晶闸管串联连接,用 6 个模块、250kV-2 800A 的变换装置作为一个桥臂。最终预定的设备容量为 $\pm 500\text{kV}-2\,800\text{A}-2\,800\text{MW}$ 。

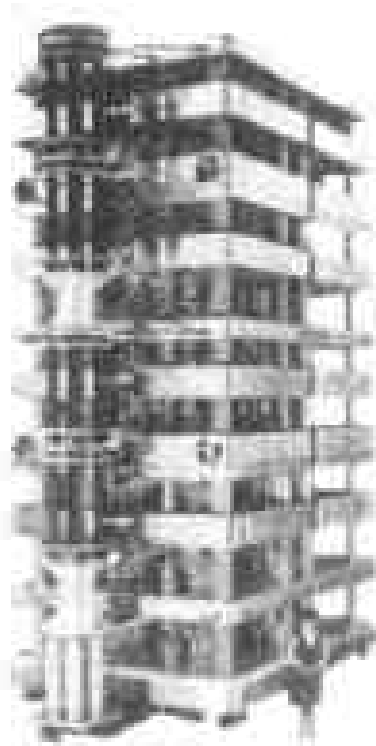
■ 晶闸管起动装置

为了起动扬水发电站的电动发电机,使用晶闸管起动装置。图 2.20 所示的是主电路构成。要求逆变换器侧的频率从零到额定频率可变,交流电压也随其变化,这是它的特征。汽轮发电机的起动也可以使用。

用和晶闸管起动装置相同结构的装置驱动电动机方式,它是直流晶闸管电动机,直流电动机的整流子用品闸管替换,可以改善维修性能等。



(a) 单端主电路



(b) 四重整流外形

图 2.19 纪伊水道 HVDC

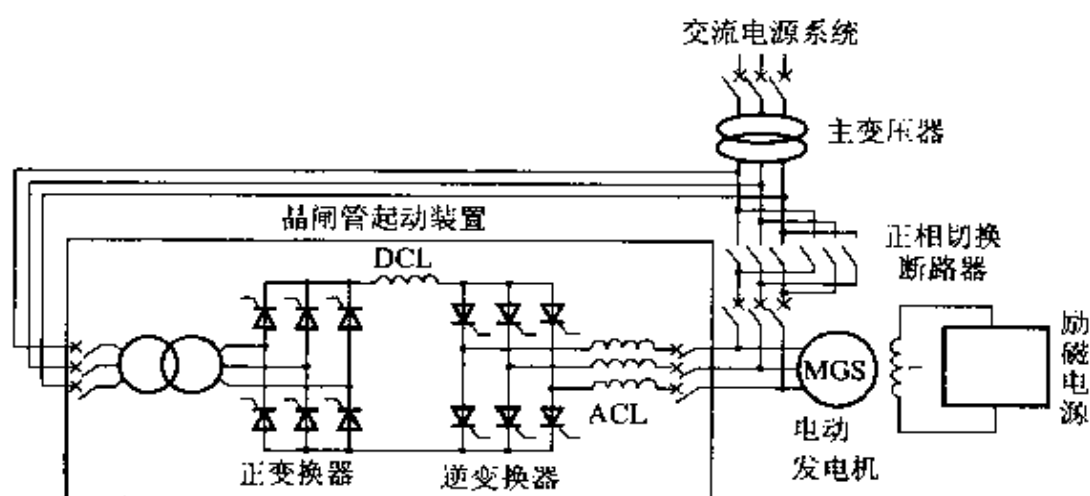


图 2.20 晶闸管起动装置

2.3.2 直接变换交流频率

——循环变流器

在频率变换装置中(参照前面),交流→直流→交流时用两个阶段变换

任意频率的交流。那么能否从交流直接变换任意频率的交流？这样，不必通过直流，由交流直接变换任意频率的交流装置，我们把它称为直接交流变换装置，也称循环变流器。

1 4 象限变换装置

如上所述，使用晶闸管变换装置有形成正变换装置(输出正直流电压)，也有形成逆变装置(输出负直流电压)。那么如图 2.21 所示，在使用晶闸管变换装置的感性负载(电抗和电阻串联负载)上，如果施加正/负电压，其如何变化？电流使正电压增加起来。如果作为负电压虽然再生蓄积在电感上的一部分能量，但是电流减小，最后电流变为零，变换装置不能工作。

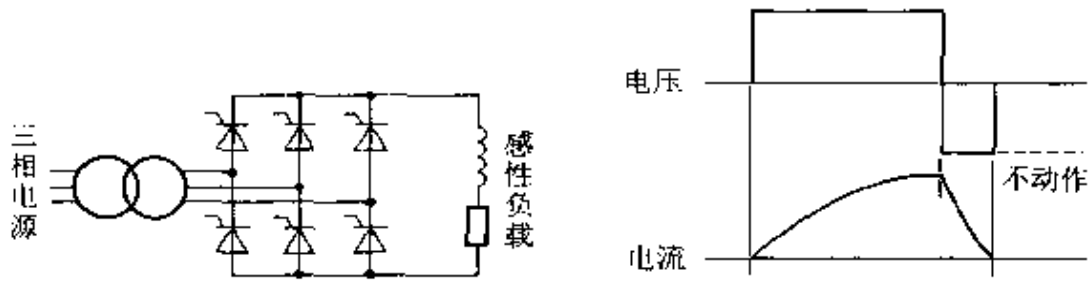


图 2.21 用感性负载的正、负电压导电

这里再反并联一台变换装置(如图 2.22)，即便电流变为零，如果在反向施加正、负电压，下次电流向反向增加/减小。

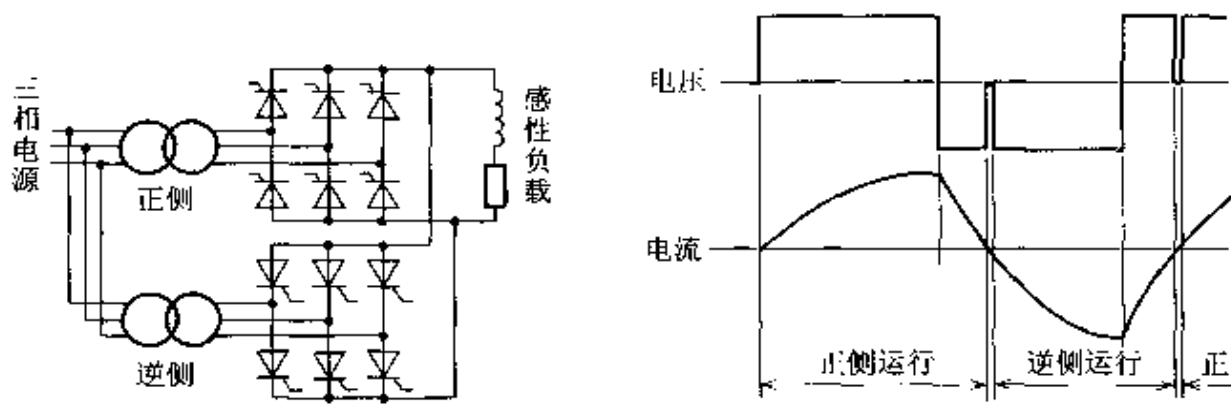


图 2.22 4 象限运行

如果将这样 2 台变换装置交替使用，电流、电压都能正、负自由地输出。

将电流、电压用坐标表示时,其能在 4 象限运行,将这个变换装置叫做 4 象限变换装置。二极管整流装置由于电压、电流只能正向输出,所以称为 1 象限变换装置,而晶闸管变换装置能够输出正、负电压,而且仅用 1 台就能使电流只流向正侧,所以它是 2 象限变换装置。

作为上述说明的感性负载,4 象限变换装置以直流电动机作为负载,也包括再生运行、在正转、反转两方向任意驱动时都可以使用。

2 非循环电流控制循环变流器

使用 2 台反并联连接晶闸管变换装置,如果使输出电压波形正弦变化,仿佛可以输出交流电流。这是循环变流器的工作原理。

从上述感性负载导电说明它如何工作,而使用图 2.23,我们再一次想想看,如果使电压正弦波变化,由输出频率和负载时的常数决定相位,电流滞后流通,并且图中忽略电流的脉动。各运行状态如下:

[状态 1] 正电压、正电流:使正向连接的变换装置工作。

[状态 2] 负电压、正电流:使正向变换装置逆变换工作。

[状态 3] 负电压、负电流:电流为零正向变换装置不工作,使反向连接的变换装置正变换工作。

[状态 4] 正电压、负电流:使反向变换装置 2 逆变换工作,电流变为零时返回状态 1。

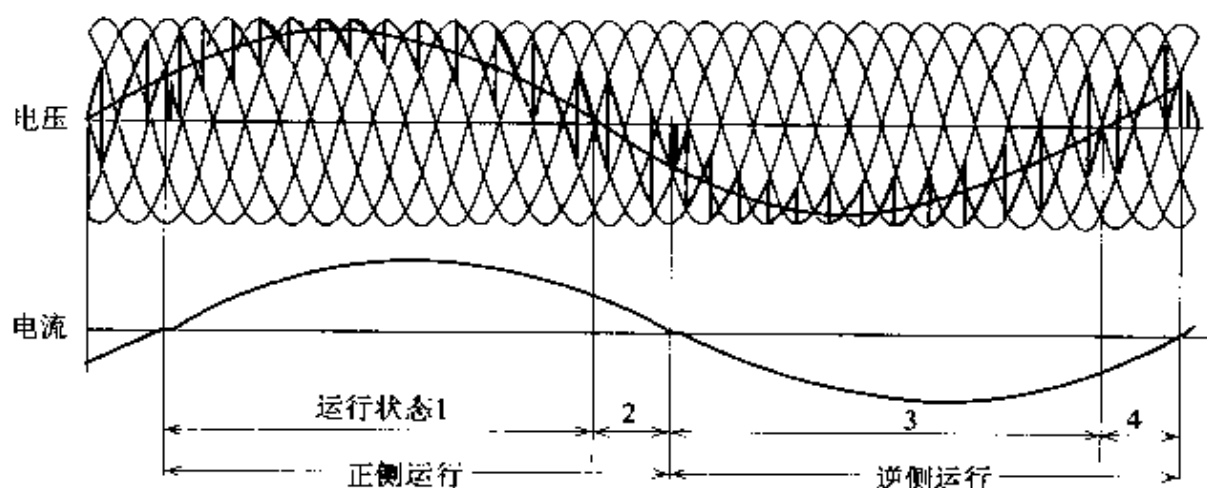


图 2.23 循环变流器的输出波形和运行状态

一边用这样 2 台反并联连接的变换装置转换运行状态,一边使输出电

压成正弦波变化,根据上述的运行,可以产生低频率的交流电压,并且将其准备 3 组,如果每 120° 改变相位导电,就可以产生三相交流电。

这里根据电流的方向,交替使用 2 台变换装置,使用 1 台时,另一台不能流通电流,将这种方式称为非循环电流控制的循环变流器。这时如图 2.24 所示,最好让变换装置共同使用一台变压器。但是为达到上述目的,必需让不使用一方的变换器晶闸管门极信号预先关断(锁定门极)。如果 2 台变换器的晶闸管上同时施加门极信号,从图中明显看出会造成相间短路。

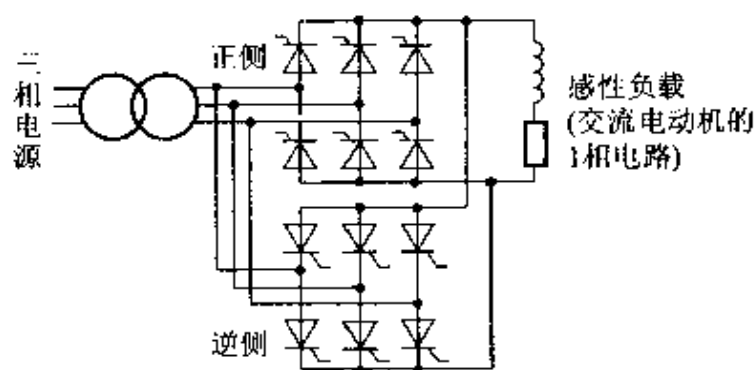


图 2.24 共用一台变压器的正、逆变换电路

对这种方式 2 台变换器变换时,为了确实使晶闸管关断,必需保证这段时间在几毫秒(ms)左右。为此由于频率变高起来的原因,波形畸变变大,驱动电动机时,转矩脉动过大,为此它只能在比较低的频率范围内使用。

3 循环电流控制的循环变流器

如图 2.25 所示,如果将 2 台变换装置通过电抗器反并联连接,正好和频率变换装置(参照上面)相同(用相同交流电源之间变换电力)。由于电抗器输出 2 台变换装置的电压波形畸变,所以必需防止电流脉动。如果巧妙地控制 2 台变换装置输出电压差的百分比数适度,电流就可以流通,并且在这种状态使电压可以按正弦波变化。

另外将电抗器的中点如果连接在负载上,一边在 2 台变换装置之间流过电流,一边如图 2.25(b)所示,可以连续正、负转换输出电流。这是循环电流控制的循环变流器,甚至比较高的频率,可以输出畸变小的交流电。将流过 2 台变换器之间的电流称为循环电流。另外,这里使用的电抗器一般称为相间电抗器。

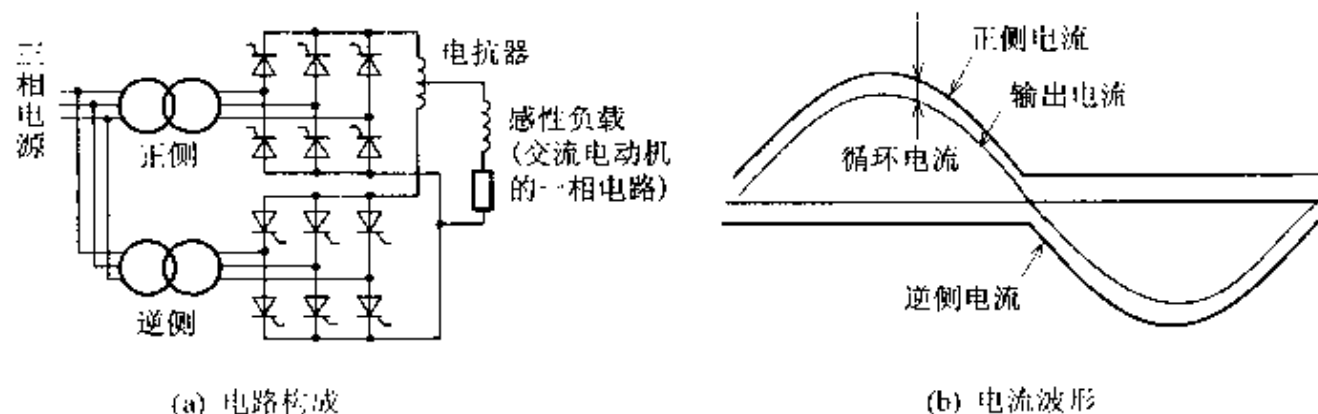


图 2.25 导电循环电流的正、逆变换电路

4 循环变流器的特征

循环变流器由于从交流直接变换交流,所以效率高,特别是对循环电流控制方式有输出电流波形畸变小等特点。

另一方面,根据将变换装置输出的电压波形变成正弦波产生交流的原理,一般只能输出比输入交流频率低的交流,输出三相交流必需是 6 台三相桥式变换器。根据变换装置输出频率,一边变化运行状态,一边使用,所以输入电流波形不是恒值。延迟控制角通过 90 度附近工作,所以输入的无功功率增加等是它的缺点。

忽略重叠角时,构成循环变流器的三相桥式变换装置输出的电压由下式给出:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_v \cos\alpha = U_{d0} \cos\alpha \quad (2.13)$$

认为输出电压为正弦波,所以将 $\cos\alpha$ 变化为正弦波形,输出交流电压。为了有效地使用变换装置,产生的 $\cos\alpha$ 值希望在接近 1 和 -1 范围内。然而,在逆变换中,过分接近 -1 (延迟控制角为 180°) 时,换流完全失败。为了能确保最小极限的剩余角 $\gamma = 180^\circ - \alpha - \mu$ (μ 为重叠角),采用限制 α 最大值的控制方式(控制剩余角)。

5 6 脉动循环变流器、12 脉动循环变流器

从前用三相桥式变换电路说明,现在这是 6 脉动循环变流器和频率变换装置(2.3.1)一样,将三相桥式变换电路 2 台串联连接作为 12 脉动循环变流器,它也经常使用。

12 脉动方式使用的晶闸管数必需是 6 脉动方式的 2 倍,而脉动数多,所以控制性能良好,并且输入、输出波形畸变变小,这是它的优点。

6 循环变流器的使用范围

交流电动机的转速控制

交流电动机中同步电动机和感应电动机的工作原理不同。无论对于哪一种电动机,只要改变频率就可以改变转速。能够输出三相变频交流的构成三相循环变流器,它被使用在电动机调速驱动系统中。

因为循环变流器容易制成大容量化,所以大容量电动机调速驱动以它为主体。例如在轧钢机主机电动机上正在使用它驱动。目前正在制作电动机容量到 10000kW 级的调速系统。

调速发电系统

在扬水发电站的同步电动机发电上(发电机在扬水运行时变成电动机),循环变流器也作为交流励磁装置使用。普通同步发电、电动机是直流励磁,转速由电源频率决定只能是恒值。调速发电系统如图 2.26 所示,同步电动发电机的磁场根据三相交流励磁产生,所以仅仅改变频率,电动发电机就能调速运行。

举出这个系统的优点:

① 发电运行时根据输出或落差大小,可以用水轮机最大效率时的旋转速度运行。

② 即便在扬水运行时,只要改变泵的转速,就能改变输入功率(能调节电力系统全体电力负载)。

③ 电力系统发生功率振荡时,通过高速控制功率,能快速抑制系统的振荡。

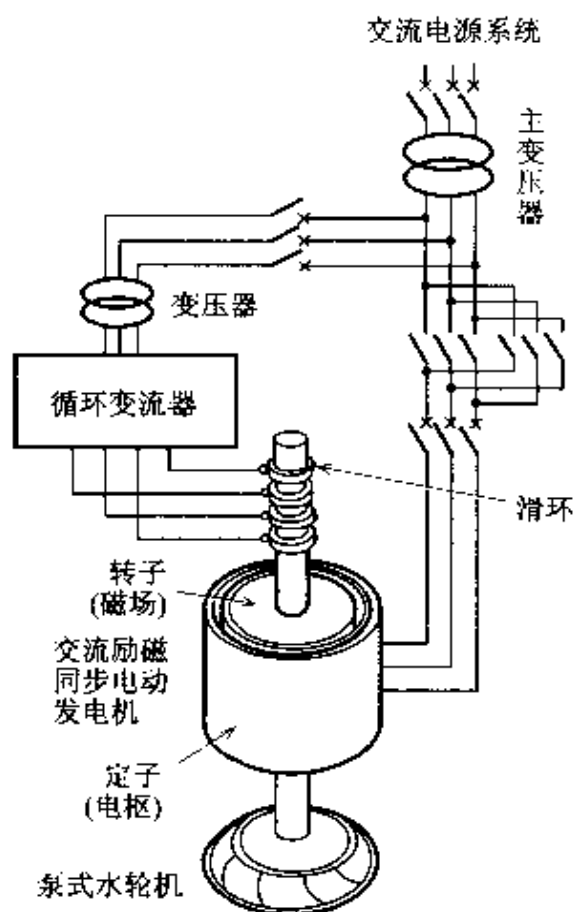


图 2.26 调速发电系统

2.4 控制交流功率——交流开关和交流功率调节器

2.4.1 通、断交流

对改变电热器或电炉发热量,如何做好呢? 交流电压 U 、负载电阻为 R 时,因为功率 $P=U^2/R$,所以如图 2.27(a)所示,可以考虑用自耦调压器改变电压。如图(b)所示,也可以考虑插入串联电抗器。电抗器的转换实际上采用分接抽头最好,这是希望改变转速的风扇等使用的方法。当插入电抗器时,用它的电抗使电流变小,所以风扇的转速改变了。因为电抗器设备电阻小,所以几乎不产生损耗,并且改变分接抽头比使用变压器体积小,也可以变成小型化。

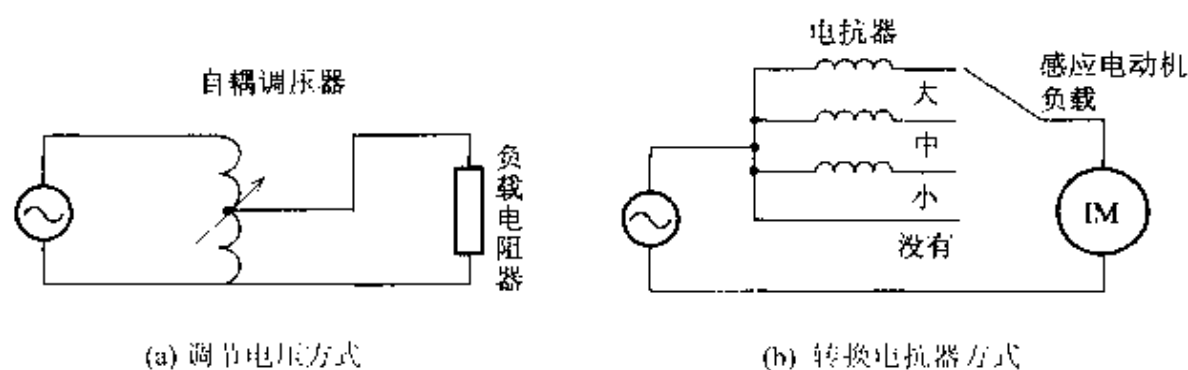


图 2.27 交流功率的调节方法

然而,如果将晶闸管作为开关使用,可以更简单地控制功率。下面我们来看一看根据晶闸管开关控制功率。

利用电力半导体器件导通、关断为操作目的开关称为半导体开关,特别使用晶闸管器件的称为晶闸管开关。如图 2.28(a)所示的那样将晶闸管反并联连接的电路,也有和二极管组合的电路(图 2.28(b)),所谓 3 端晶闸管开关和晶闸管反并联连接的器件具有同样的功能,其构成的开关电路如图 2.28(c)所示,也有将另一方用二极管代替的电路(图 2.28(d))的开关。除此之外,还有一些方式,这里就不再列举了。

晶闸管开关与机械式开关相比,动作快速,不产生电弧,能多次频繁地导通、关断,这就是它的特点。

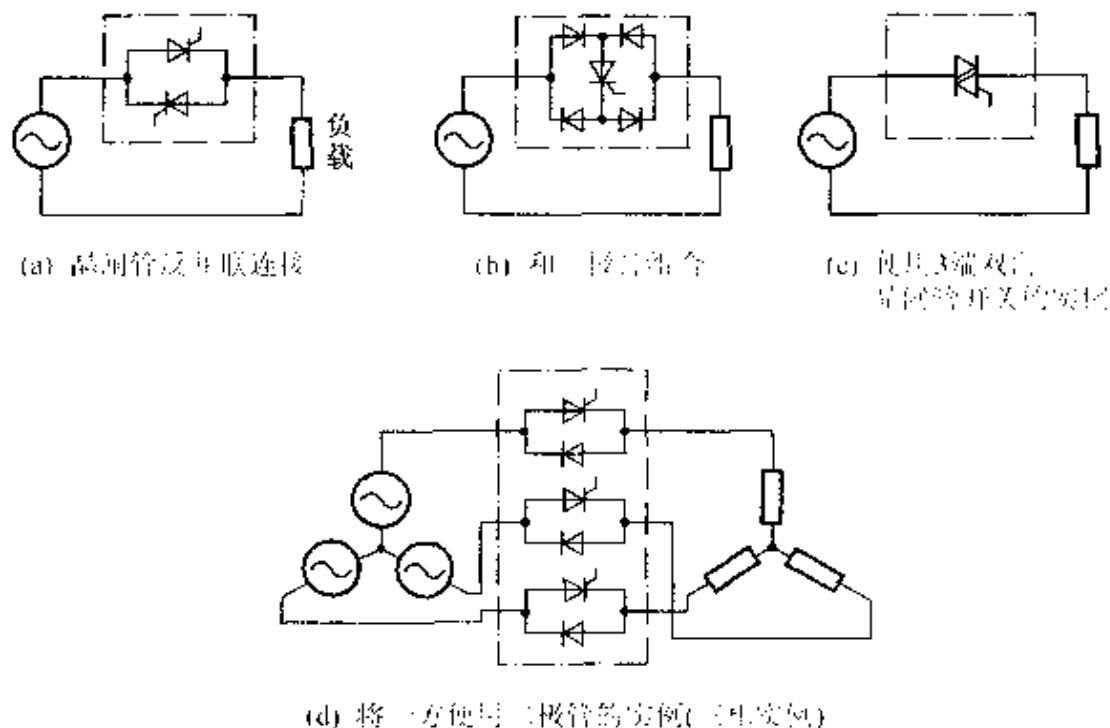


图 2.28 晶闸管开关实例

2.4.2 用晶闸管开关控制交流功率

1 相位控制、周期控制

使用晶闸管开关可以控制功率。如图 2.29(a)所示,如果控制相位,改变导通时的相位(延迟控制角),改变导电期间,就可以控制功率。

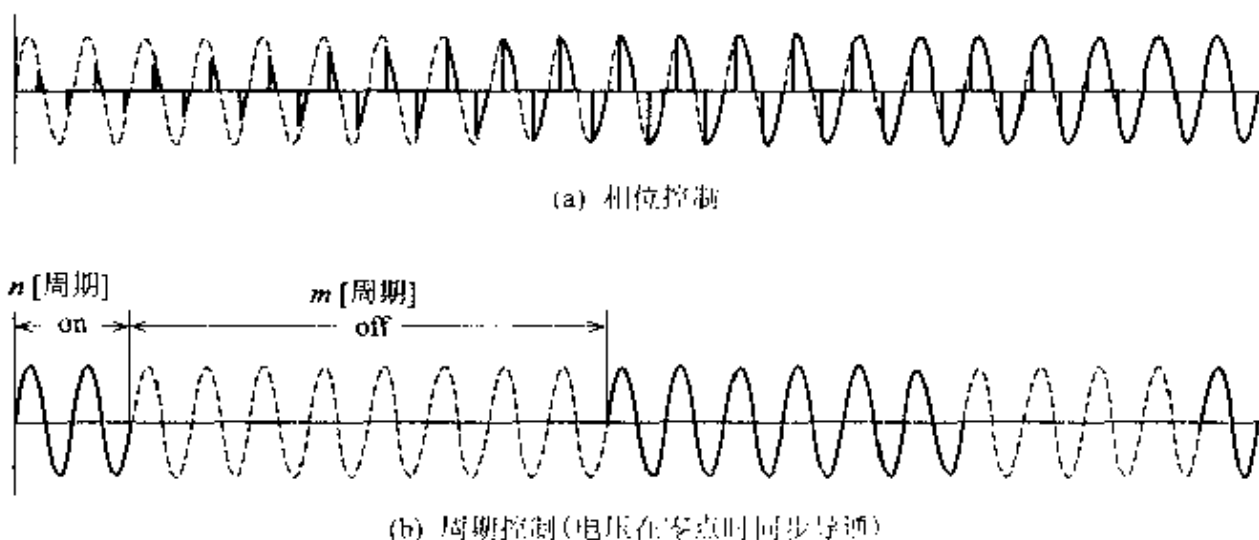


图 2.29 用晶闸管开关调节交流功率的方法

如果是滞后负载时,如图 2.29(b)所示, n (周期)期间导通,然后 m (周期)期间关断,认为重复上述动作。电压平均值为 $n/(n+m)$ 倍,所以改变 n 和 m ,就能控制功率(周期控制)。

2 交流功率调节器

由晶闸管开关控制功率的装置称为交流功率调节器。交流功率调节器比用变压器等的方法重量轻、体积小。由于控制电力电子器件,所以可靠性高,特别是对相位控制,在每半个周期内可以快速的连续控制。但是波形不是正弦变化,产生高次谐波是它的缺点。(参阅 2.5 节)。

周期控制电流波形是正弦波,是它具有的特征,如电炉等,不需要高速控制的大容量装置中使用周期控制。

3 应用实例

交流功率调节器使用在电灯调光装置、电炉的温度控制、电扇等小型电动机的转速调节装置等。作为开关应用的有变压器的分接抽头变换装置等。其中以无功功率补偿器(SVC; static var compensator)进行介绍。

电动机等运行时,不仅消耗作为动力源的有功功率,而且也消耗无功功率(一般为滞后的)。为此,无功功率变动时交流电压也变动。

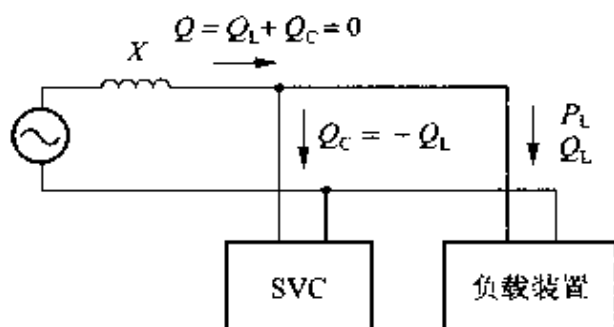


图 2.30 无功功率补偿器(SVC)

无功功率补偿器如图 2.30 所示,它是用负载消耗的无功功率 Q_L 去抵消反向(如果负载由滞后到超前)消耗的无功功率 $Q_C = -Q_L$,电源侧的无功功率 Q 没有变动,并且是抑制电压变动的装置,简称为 SVC。即使在电力系统中,为了抑制输电线电压的变动,稳定地输送电力,应用大量的 SVC。

在 SVC 中有称为 TCR (thyristor controlled reactor) 和 TSC (thyristor switched capacitor) 两类。

如图 2.31 所示,TCR 是用交流功率调节器控制电抗器电流的装置。改变控制滞后角时,在电抗器中流过的电流变化,可以控制无功功率,一般

的负载消耗滞后的无功功率。由于 TCR 中的电抗器是感性负载,所以也消耗滞后的无功功率。因此,设置了与电抗器同容量的超前相电容器。不补偿时电抗器的电流最大,并且让它与超前相电容器的电流相平衡,产生滞后负载时,这部分仅减少电抗器电流进行补偿。

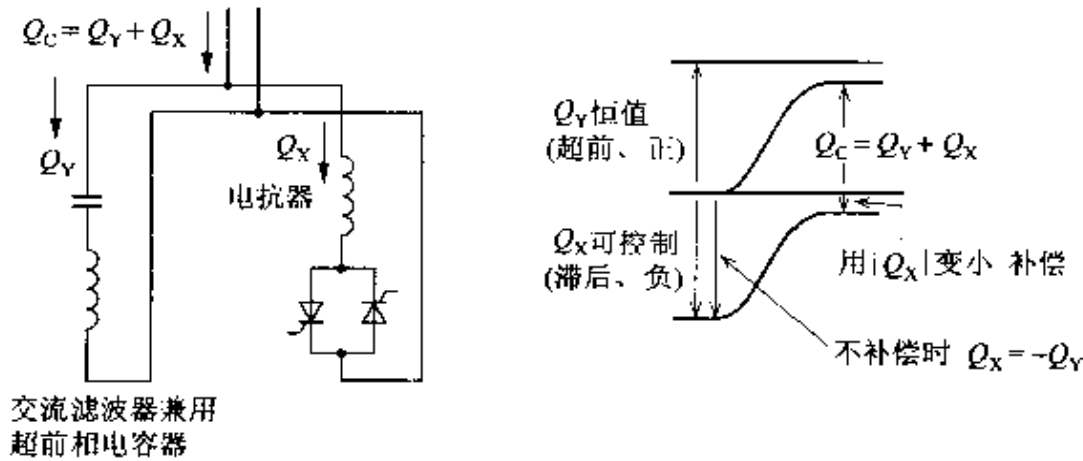


图 2.31 TCR

TSC 电路如图 2.32 所示,TSC 中用晶闸管开关使电容器导通、关断。为了防止电容器充电冲流,只有在交流电压和充电电压(电源电压的峰值)相等时的点才能将开关导通,即不能控制相位。因此,例如把电容器的容量设置 1、2、4 个组合,改变这个组合补偿容量从 0 到 7,8 等级变换,往往也使用这种方法补偿。

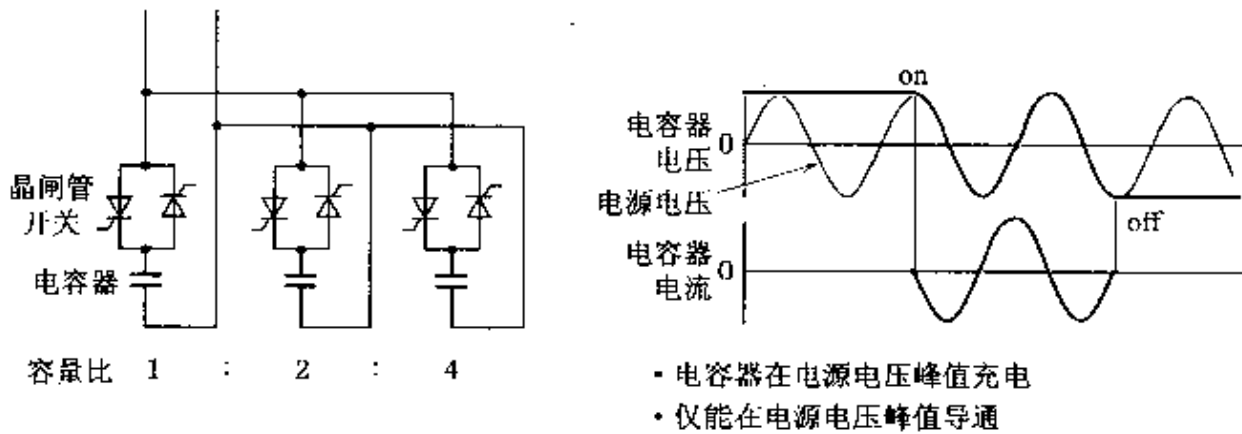


图 2.32 TSC

2.5 由变换装置产生的干扰——直流脉动、高次谐波、无功功率

2.5.1 直流脉动

1 脉动电压

让我们看一下从变换装置输出的直流电压波形。直流电压波形是切下交流电压波形的各部分合成产生(参阅 2.1 节)。因此波形如图 2.33 所示,是脉动的,将这个脉动分量称为脉动电压。直流电压可以认为是恒定电压和脉动电压合成起来的平均值。

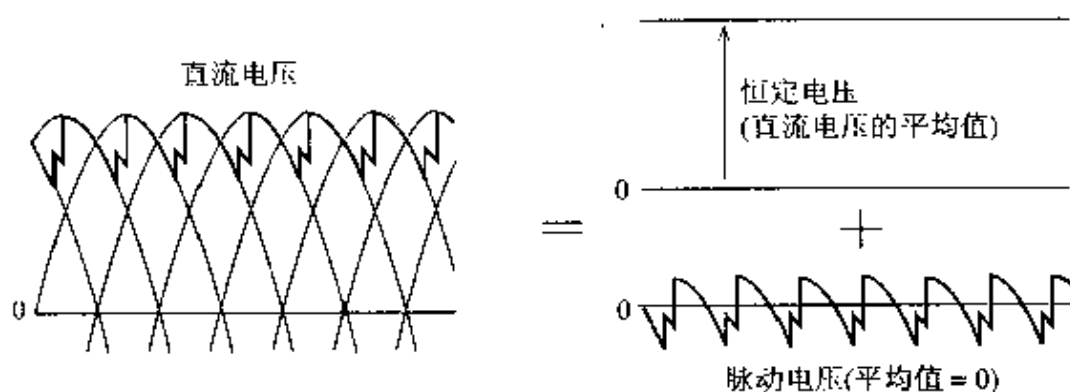


图 2.33 直流电压波形

2 由于脉动电流间断

由于变换装置产生的直流电压脉动,所以直流电流也产生脉动。在 2.1.3 节以后所说的直流电流是假定在直流电路中有个大电感,使直流电流的脉动变得十分小。如果电流脉动过大时就发生和上述所说不同的现象。

例如图 2.34 所示,我们想想看给蓄电池充电的情况。微小电阻串联连接在电路里,如果变换装置和蓄电池之间没有电抗器等,由于只有限制电流元件微小电阻,所以变换装置输出电压比电池电压高期间流过大电流。相反输出电压比电池电压低期间电流完全流不通,即直流电流完全间断。为此,得出如下结论:

- ① 直流电流的峰值变大,变换装置容量必需变大。
- ② 交流电流的峰值也变大,波形更加畸变。
- ③ 交流电流有效值变大,变压器容量必需变大。

④ 直流电压波形和普通波形不同,控制往往不能正常工作。

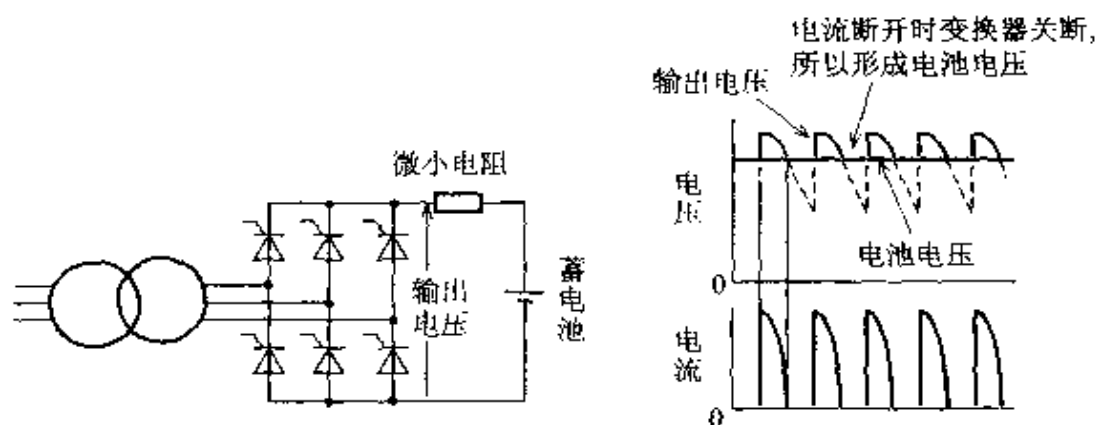


图 2.34 没有电抗器蓄电池的充电

3 直流电抗器

要使电流脉动小,最好在直流电路中有一个大电感的电路元件,因为电感有抑制电流突变的作用,所以其脉动小。

用变换装置驱动直流电动机(电枢通电)时,电动机本身就具有电感的作用。电动机、发电机的励磁绕组和电磁铁励磁时,负载本身都具有一个大电感。在电镀和电解等使用低电压、大电流(例如 10V, 20kA)电源,连接线具有电感作用(接线有一定的电感,一般情况可以忽略,而对低压、大电流不能忽略)。

有很多象这样的场合,在直流电路中需要有电感。但是直流负载是蓄电池或逆变装置时、或将变换装置并联连接时等必需设置直流电抗器,即使是频率变换设备等(参阅 2.3 节)也需要设置直流电抗器。

直流电抗器的电感大小决定抑制电流脉动程度如何。

4 直流电容器

如果流入直流电抗器的电流脉动小,而直流电压保持原来脉动状态,于是使用电子电路电源等时,电压本身脉动也应该变小。让电压脉动变小,需增加直流滤波器,如图 2.35 所示,最好能加上直流电容器。

直流滤波器使用在直流输电或特别要求脉动小等用途地方。家电产品和 OA 机器使用二极管整流器的直流电源就是使用电容器,这也是一种直

流滤波器,并且简单、便宜。

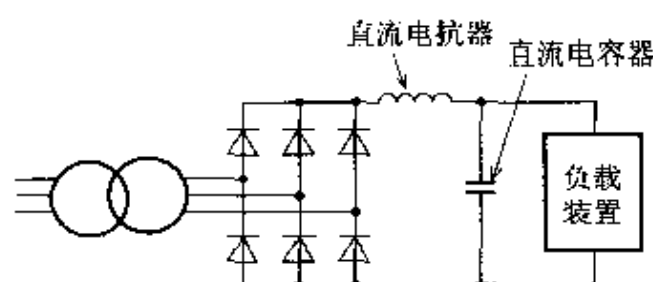


图 2.35 用直流电容器平滑直流电压

使用电容器时,应该怎么做呢? 直流电压虽然脉动小,但是如果没有直流电抗器电流波形如图 2.34,在其峰值形成大的间断。若想让峰值变小,仍然需要补加直流电抗器。如果变换装置越大,就更需要直流电抗器,在交流侧也最好补加直流电抗器。因为晶闸管变换装置场合电压脉动大,所以必然需要电抗器。

2.5.2 交流电流波形是非正弦波

1 高次谐波

假定普通负载,如果交流电压是正弦波,电流也是正弦波。然而,这里必需注意的是变换装置中电流不是正弦波。

流过三相桥式整流电路的交流电流,直流电路电感大。如果直流电流脉动非常小,并且若忽略重叠角,其原波形如图 2.36 所示。它在每半周期内正、负交替 120° 期间导电形成方波。一般情况下,我们可以认为如此畸变电流波形是由和交流电压相同频率的正弦波分量(基波)和其它高次谐波合成的波形。换句话说,流过变换装置的电流必然含有高次谐波分量。

2 产生高次谐波

从电流波形可以求出基波和高次谐波,最好使用傅里叶变换的方法。关于傅里叶变换参阅本系列丛书《电路》。

根据这种方法,可以分解求出包含基波频率整数倍在内的高次谐波的频率,将 n 倍频率的高次谐波称为 n 次高次谐波。

图 2.36 所示,求出的三相桥式整流电路的交流电流基波和高次谐波波形。下面省略计算步骤,仅给出结果。

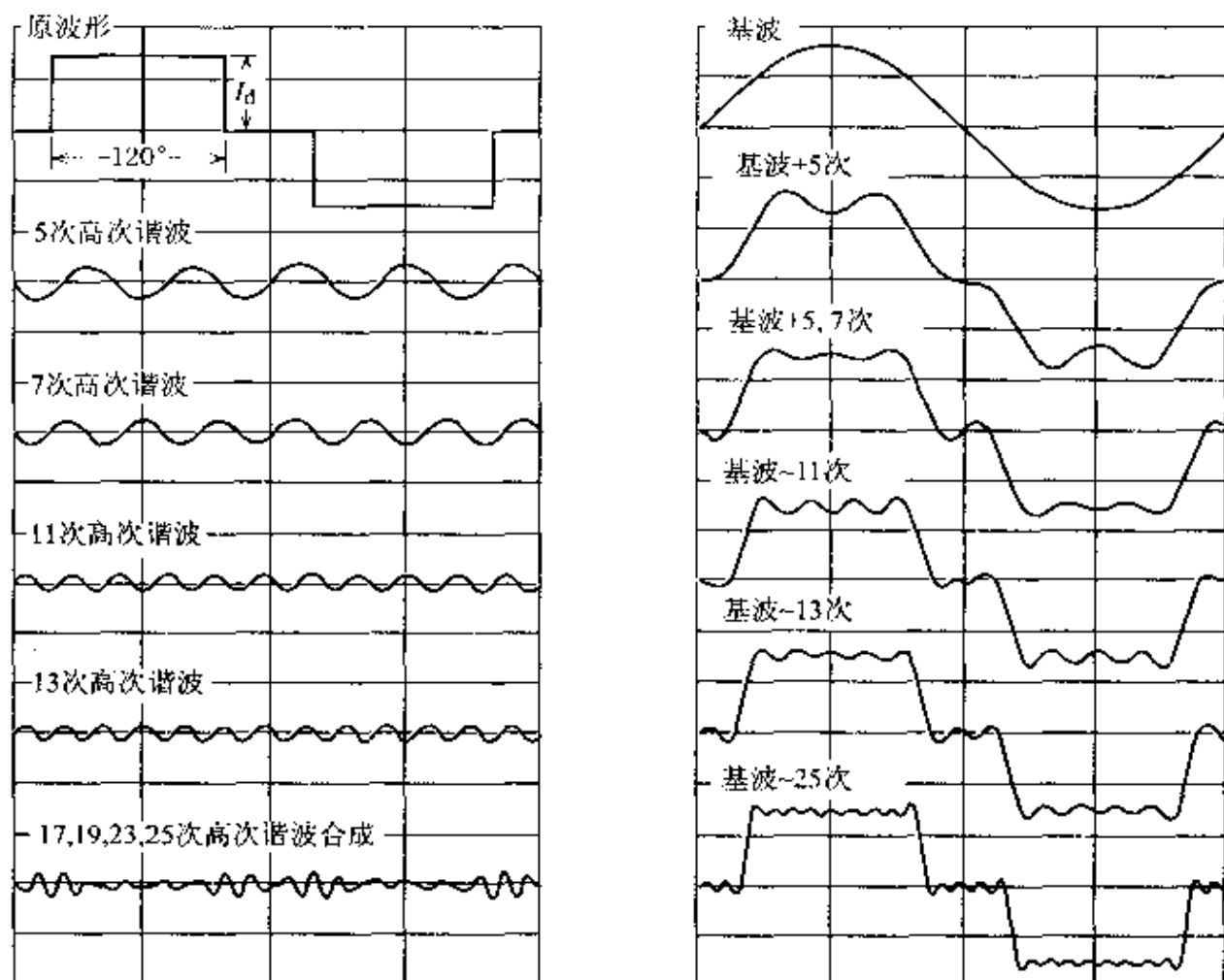


图 2.36 交流电流波形及高次谐波

首先,当直流电流为 I_d 时,基波电流的有效值 I_{v1} 为:

$$I_{v1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.780 I_d \quad (2.14)$$

高次谐波 $n = 6m \pm 1 (m=1, 2, \dots)$ 次,即仅产生 5 次、7 次、11 次、13 次等次谐波,其它谐波次数为零。 n 次高次谐波电流有效值 I_{vn} 为:

$$I_{vn} = \frac{1}{n} I_{v1} \quad (2.15)$$

现在,以 5 次谐波为例,它是基波的 20%。另外,变换装置用变压器交流绕组侧的电流必需用变压器的变压比进行换算。

交流电流的有效值 I_v 如式(2.7)说明, 它为 $\frac{\sqrt{6}}{3} I_0$, 比基波的有效值 I_{v1} 仅仅大 $\pi/3$ 倍。这是在高次谐波中最大的波形。

图 2.36 中高次谐波到 25 次时, 表示出将它们合成的波形, 可以看出其波形与原波形接近方波。

3 高次谐波的影响

高次谐波产生时, 其由交流电源系统流出。由于系统中也连接着交流电容器, 所以线路的电感之间等万一产生谐振时, 流过异常的电流, 一边电容器发热, 一边发生反常声音, 极端的情况往往全部烧坏器件。特别是在 5 次高次谐波中容易产生上述情况。

即使不是这样极端的情况, 由于交流系统中必然有阻抗, 所以高次谐波电流流出时, 电压波形也发生畸变。连接系统的负载中电压波形畸变, 也出现棘手的问题, 为此必须抑制产生高次谐波。

4 交流滤波器

流出高次谐波变少的一个方法是要求完全吸收产生的高次谐波, 也就是设置交流滤波器。交流滤波器如图 2.37 所示, 由电容器(电容 C)和电抗器(电感 L)构成。将 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 称为谐振频率。由于这个频率阻抗小, 所以如果刚好使交流频率变成 n 倍, 就可以吸收 n 次的高次谐波。例如设置吸

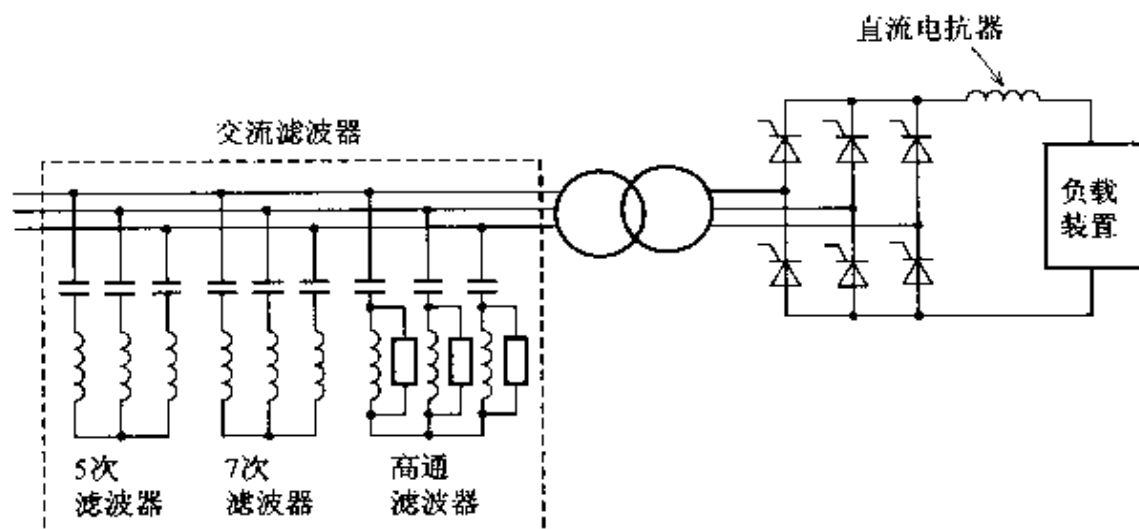


图 2.37 交流滤波器

收 5 次、7 次高次谐波的滤波器。为了吸收 11 次以上的高次谐波往往还设置高通滤波器。

除此之外,还有来自使用无源变换装置(参阅第 4 章)的变换装置加入反向高次谐波电流抵消高次谐波的方法。将这样的变换装置称为有源电力滤波器。

5 多脉动化

能否有减少变换装置中产生高次谐波的方法呢? 其中的一个方法就是使用多个变换器来多脉动化。2 台三相桥式变换电路串联连接 12 脉动的情况如图 2.38 所示。为了获得相同的直流电压,将变换装置用的变压器的变压比变成 2:1。例如将其中 1 台变压器的接线接成 Δ/Y (三角形/星形),将另一台接成 Δ/Δ (三角形/三角形),于是直流绕组电压相位就错开 30° 。

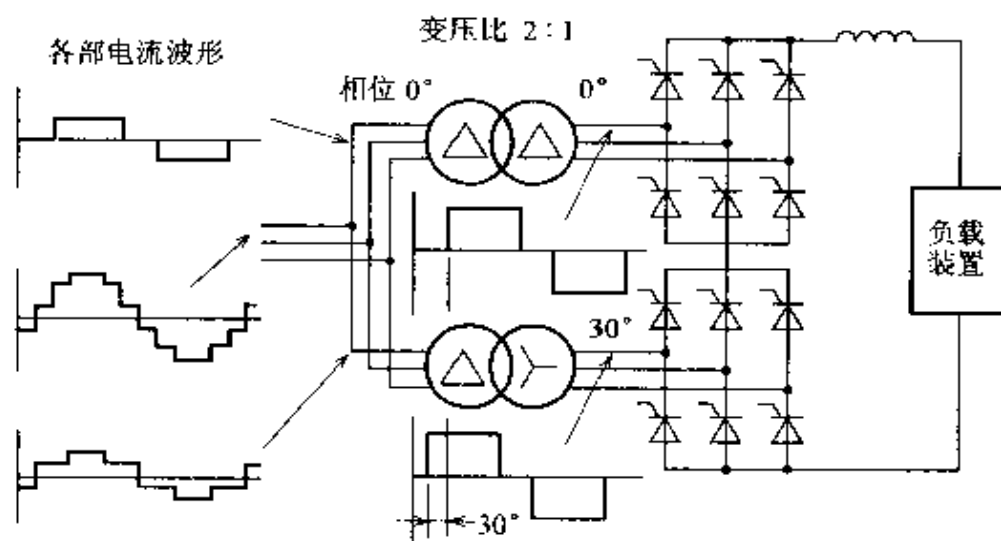


图 2.38 12 脉动变换装置

这样,5、7、17、19 次等高次谐波相位相反而互相抵消,仅仅有 11、13、23、25 次等高次谐波,实际波形如图 2.38 所示,接近正弦波,而且如果变换器的台数为 3、4 台,就有 18、24 脉动,可以更进一步地减少高次谐波。

2.5.3 消耗无功功率

1 什么是无功功率

我们先简单地复习无功功率,在负载上施加交流电压有效值 U 时,想

想看交流电流有效值流过的情况。电流的相位仅仅滞后电压 ϕ 角,电压、电流的瞬时值 u 、 i ,以电压的相位作为基准,可用下式表示:

$$u = \sqrt{2}U \sin \omega t \quad (2.16)$$

$$i = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \phi) \quad (2.17)$$

这时负载上消耗的有功功率 P (平均值)为:

$$P = U \cdot I \cos \phi \quad (2.18)$$

将 $\cos \phi$ 称为功率因数, U 和 I 的乘积是视在功率 S ,功率因数是有功功率与视在功率的比值。为此无功功率 Q 可用下式给出:

$$Q = U \cdot I \sin \phi \quad (2.19)$$

由于电流的相位滞后,所以是滞后的无功功率。为了与电流相位超前时区别,往往也用负值表示($-Q$)。

公式(2.17)的电流可以变形如下:

$$i = \sqrt{2}I \cos \phi \cdot \sin \omega t - \sqrt{2}I \sin \phi \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.20)$$

由上述变形可知,有功功率中的电流分量的相位和电压相同,而无功功率中的电流分量的相位和电压相差 $\pi/2$ (90°),由此看出,它们仅仅是由于电流分量的相位不同而已。

实际上无功功率是表示在负载上暂时储备能量的大小,而储备的能量没有消耗返回给电源。

2 变换装置消耗无功功率

流过晶闸管变换装置的电流如图 2.9 所示,电流的相位大约仅仅滞后延迟控制角 α 度。为此基波功率因数 $\cos \phi$ 如式(2.11)说明变成 $\cos \alpha$,变换装置必然消耗滞后的无功功率。

变换装置消耗无功功率通过基波电流,由其视在功率 S_1 和延迟控制角 α 可用下式给出:

$$Q = S_1 \sin \phi = S_1 \sin \alpha \quad (2.21)$$

如果使 α 接近 0° ,功率因数最好(接近 1),有功功率变大。 α 接近 90° 时功率因数变坏(低),无功功率变大。当 α 变成 90° 以上时,功率流动的方向相反,下一次变成负的功率因数,成为逆变换。当 α 接近 180° 时,功率因数接近 -1 而变好。

消耗无功功率时,交流电压改变。消耗无功功率变小,需要尽可能使 α

接近 0° 或接近 180° , 并且为了补偿消耗的无功功率, 往往必须设置并联超前相的电容器。设置交流滤波器时, 它就是起着超前相电容器的作用。

以上说明了作为消耗滞后的无功功率, 然而我们想一想, 电流的方向反向, 这样就变成超前相位。因而, 也可以认为变换装置产生超前相的无功功率。因为实际上无功功率未必消耗电功率, 所以消耗的说法也有不正确的一面, 要看电流的相位是超前还是滞后。

►► 练习题

以下的问题全部认为忽略变换电路的损耗(电阻、二极管电压降等)及重叠角。并且, 认为在直流电路中接入直流电抗器, 直流电流的脉动非常小。

习题 1

在使用二极管三相桥式整流电路中, 希望输出 500V 直流电压。

- (1) 试问变换装置用变压器直流侧的电压(二次电压、交流)是多少伏(V)?
- (2) 直流电流最大是 100A, 试问变换装置用变压器的容量最好为多少千伏安(kVA)?

习题 2

在使用晶闸管三相桥式整流电路中, 希望输出 200V 直流电压。变换装置用变压器直流侧电压为 160V。

- (1) 试问延迟控制角最好是多少度?
- (2) 交流电压降低、延迟控制角只能小到 10 度, 为了不让直流电压降低, 将交流电压降低的比率必须降到百分之几以下?

习题 3

在使用晶闸管三相桥式整流器中, 变换装置用变压器的交流侧电压(一次电压)为 6 600V, 直流侧电压(二次电压)为 1 200V, 并且直流电流为 1 000A。

- (1) 试求延迟控制角 25° 时, 基波功率因数为百分之几? 消耗无功功率是多少千乏(kvar)?
- (2) 试求交流系统侧的 5 次、7 次高次谐波电流分别是多少安培(A)?

习题 4

在和上面相同的三相桥式整流电路中, 变换装置用变压器也相同, 将它们两组串联连接, 输出 500V 直流电压、1 000A 的直流电流。

- (1) 设两组的延迟控制角相同时, 试求延迟控制角为多少度?
- (2) 设两组的延迟控制角不同时, 一方(变换电路 1)的延迟控制角为 15° , 试求另一方(变换电路 2)的延迟控制角为多少度?

第 3 章 直流斩波器与开关调节器

直流电动机多用于电力机车、电动汽车及机器人的伺服电动机中。为了控制直流电动机的电枢电流及励磁电流,使用直流斩波器。直流斩波器是通过开关作用将一种直流电压高效地变换成另一种直流电压的变换装置,根据不同的用途设计出各种各样的电路。并且,开关调节器是把直流一次变换为高频的交流,再经过整流后得到直流的一种装置。它可作为各种控制用的稳压电源。

3.1 改变直流电压

如图 3.1 所示,在变压器的一次绕组上施加交流电压 v_1 时,铁芯内的磁通 ϕ 就变化,在二次绕组上就产生感应电压 v_2 。于是把一次绕组、二次绕组的匝数定为 w_1 、 w_2 时,在二次绕组中产生的电压 v_2 用下式表达:

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= w_1 (d\phi/dt) \\ v_2 &= w_2 (d\phi/dt) \\ v_2 &= v_1 (w_2/w_1) \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

这种变压器的原理不能适用于直流,那么,如何能改变直流电压呢?

如图 3.2 所示,根据在电源 E 与负载之间串联接入电阻 R ,可以改变直流

电压。改变电阻 R 时,施加在负载上的电压就变化。电阻 R 减小,施加在负载上的电压就增加,电阻 R 增大,负载上的电压 v_L 就变小。

$$v_L = E \cdot r_L / (R + r_L) \quad (3.2)$$

其中, E 为电源电压, r_L 为负载电阻值。

从前的电力机车,如图 3.3 所示,在直流电动机上串联接入切换触点的

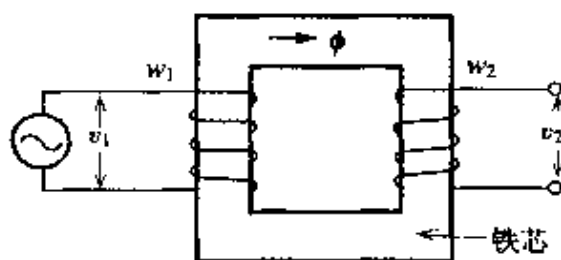


图 3.1 变压器的原理

可变电阻,改变电动机的施加电压,从而控制电流(转矩)。

$$i_L = (E - v_c) / (R + r_L) \quad (3.3)$$

其中, v_c 为直流电动机的感应电动势。

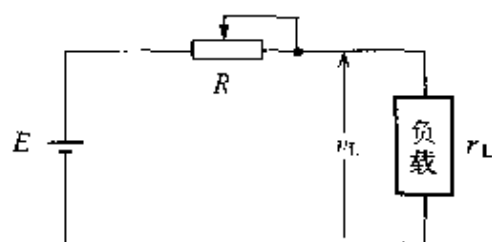


图 3.2 用电阻改变电压

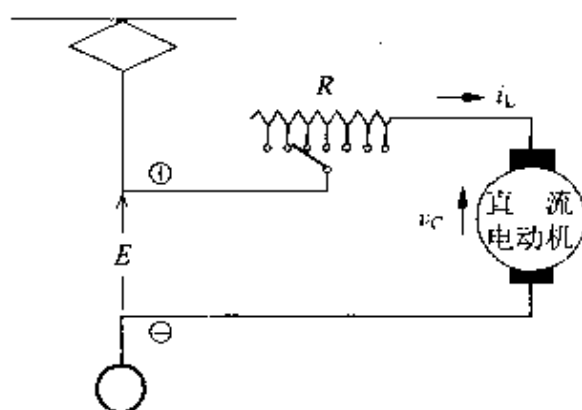


图 3.3 直流电动机的电流控制

可是,用这种方式有缺点,就是在串联的电阻 R 中也流过与负载电流 i_L 相同的电流,将产生大的损耗 $W = i_L^2 \cdot R$ 。

3.2 降低损耗、改变直流电压的方法

所谓切割就是细分成几段,斩波器就是应用上述原理的装置(图 3.4),它是直流斩波器。

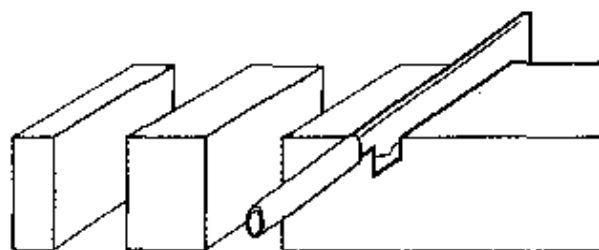


图 3.4 切割

使用开关器件(晶体管、晶闸管等),将直流电压转换成脉冲的形式,把这些脉冲组合在一起就得到输出电压。在中间没有必要加入电阻,降低了损耗。并且,与变压器不同,输出电压 E 能够连续地改变。

3.3 斩波器的原理

图 3.5 是斩波器装置(降压斩波器)的原理图。把负载认为理想电阻

时,开关 Q 接通,电阻两端就施加上电压 E ,电流流通。开关 Q 断开,施加电压就变为零,电流也变为零。根据改变开关器件 Q 接通与断开时间之比,就可以改变输出电压的平均值。如果转换周期 T 一定,输出电压的平均值 E_o 就与导通脉冲 t_{on} 的宽度成正比:

$$E_o = E \cdot (t_{on}/T) \tag{3.4}$$

实际的负载如图 3.6(a)所示,包含电感部分 L ,电流一通过电感 L ,就贮存能量 $(1/2)L \cdot i^2$ 。开关 Q 断开时,过高的瞬时电压就加到开关器件 Q 上。为此,加入续流二极管 D,防止反馈 L (电感)上的能量加在器件上的过电压。另一方面,电感 L 的作用是使流过负载上的电流平滑。图3.6(b)表示开关动作与负载电流(i_L)的波形。假定电阻 r_L 非常小时,电流脉动 Δi 可以近似为下式:

$$\Delta i = (E - E_o) \Delta t / L_L, \quad \Delta t = t_{on} \tag{3.5}$$

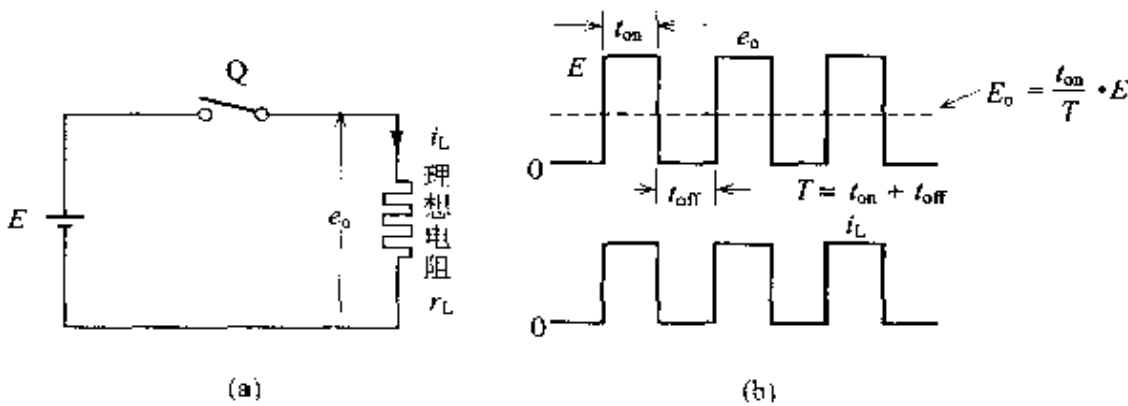


图 3.5 斩波器的原理

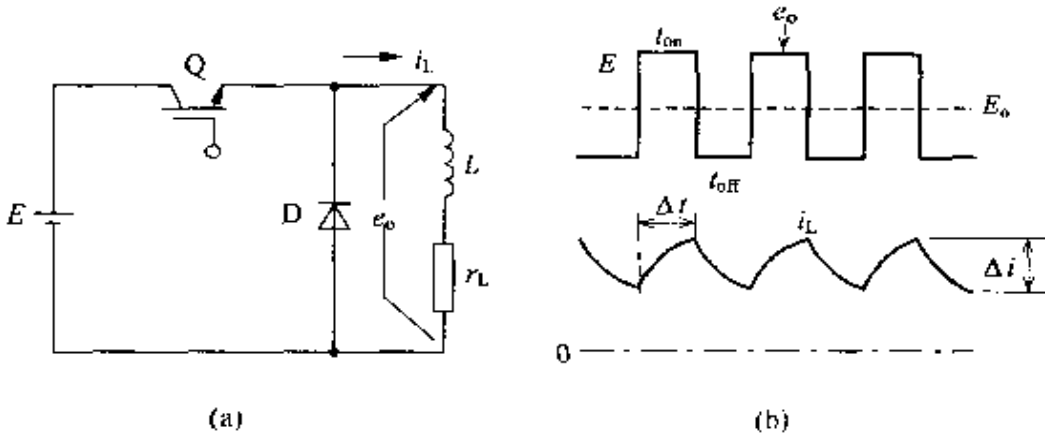


图 3.6 降压斩波器

3.4 斩波器控制方法种类

介绍两种代表性的方式,作为控制斩波器输出电压的方法。

3.4.1 三角波比较方式脉宽调制控制

图 3.7 表示三角波比较脉宽调制(PWM)的控制方式。

将三角波载频信号 X 与电压基准值 e^* 比较以后,产生开关器件 Q 的门极触发信号。即 $e^* > X$ 时器件 Q 导通, $e^* < X$ 时器件 Q 关断。输出电压 E_o 同电压基准值 e^* 成正比例。开关频率通常是个定值,由载频信号的频率确定。

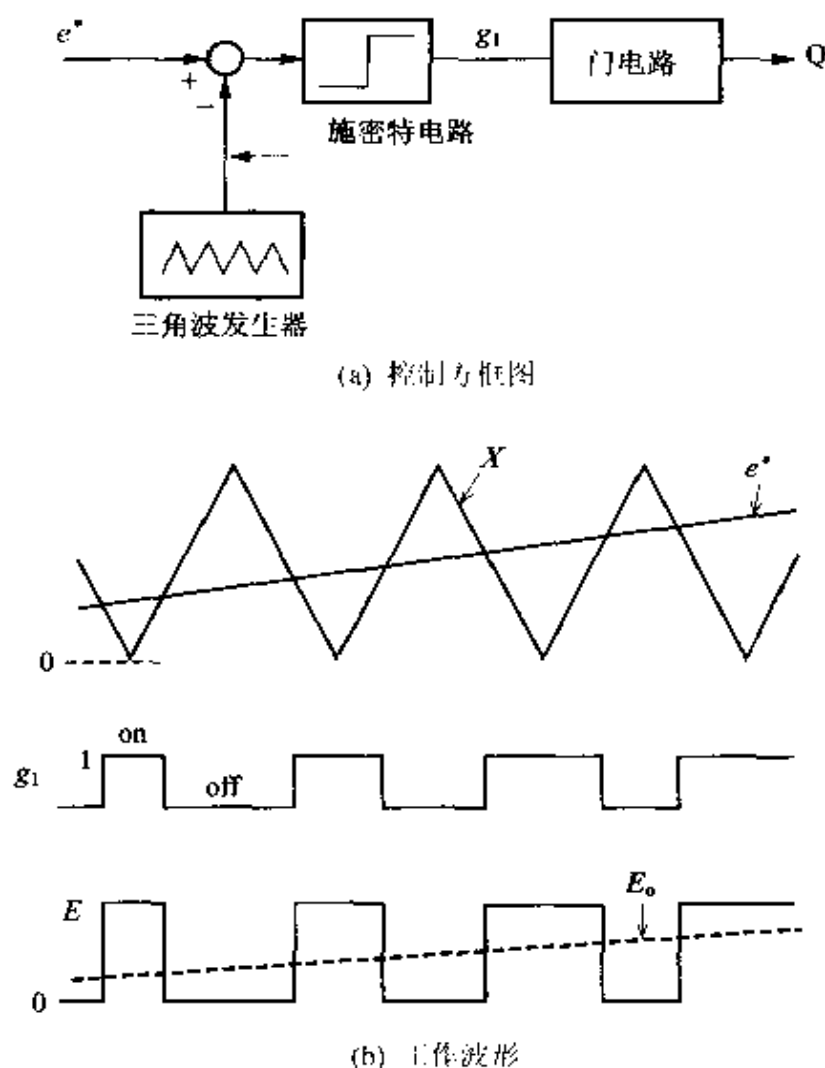


图 3.7 三角波比较 PWM 的控制方式

假定负载电阻非常小时, 电流脉动 Δi 将变为图 3.8(a) 的波形, 与电压基准值 e^* 的关系可用下式表达:

$$\begin{aligned}\Delta i &= (E/L) \cdot (1 - e^*) \Delta t = (E/L) \cdot (1 - e^*) t_{\text{on}} \\ &= (E/L) \cdot (1 - e^*) e^* \cdot T\end{aligned}\quad (3.6)$$

其中, 设 $e^* = 0 \sim 1$

对于电压基准值 e^* 与电流脉动 Δi 的关系如图 3.8(b) 所示, 当 $e^* = 0.5$ 时, 电流脉动最大, 变为下式:

$$\Delta i_{(\max)} = (E/L) \cdot T/4$$

关于 PWM 控制, 将在第 4 章中的 4.1.3 节和第 6 章中叙述。

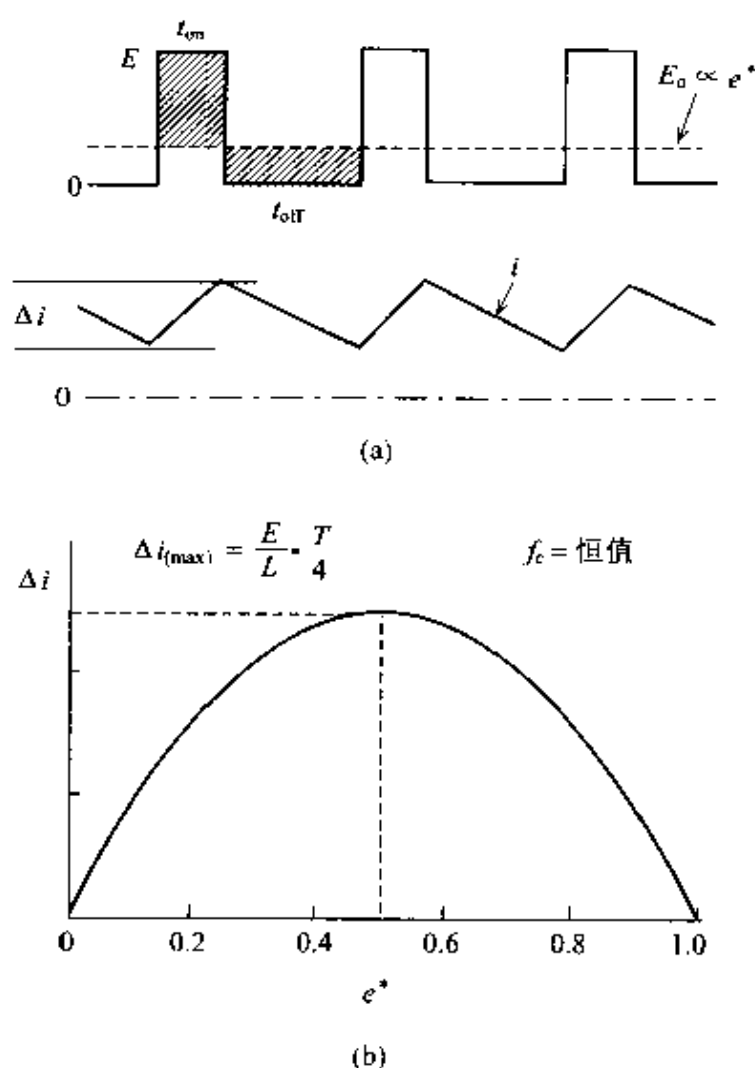


图 3.8 输出电压和电流波动

3.4.2 滞环比较方式(瞬时比较方式)

滞环比较方式的控制方框图如图 3.9 所示。对这种方式,电流控制作为前提,这种偏差 ε 大于 $+a$ 时,开关器件 Q 关断;并且,当偏差 ε 小于 $-b$ 时,器件导通。

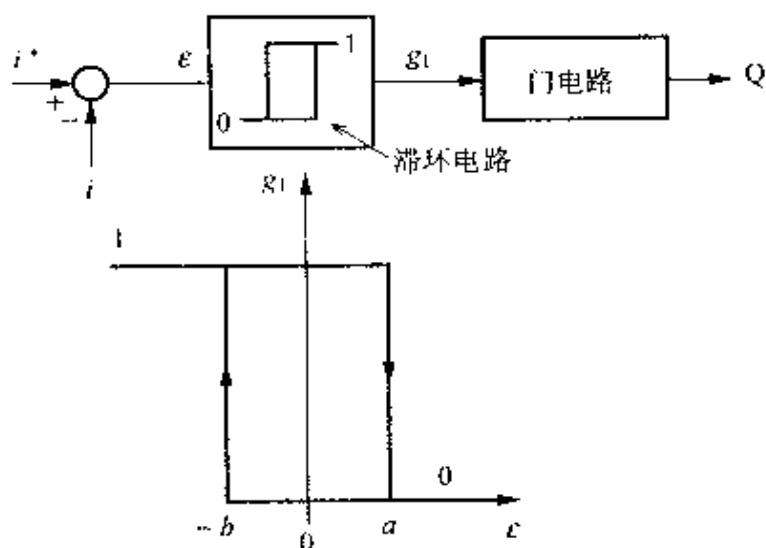


图 3.9 滞环比较电路方式

有效电流 i 如图 3.10 所示,即对于电流基准值 i^* 在 $(i^* + a) \sim (i^* - b)$ 之间变化。为此,电流脉动 Δi 在一定滞环范围内脉动。当滞环的宽度增大,开关频率就降低;相反,若滞环的宽度减小,电流的脉动就变小,然而,开关频率变大。

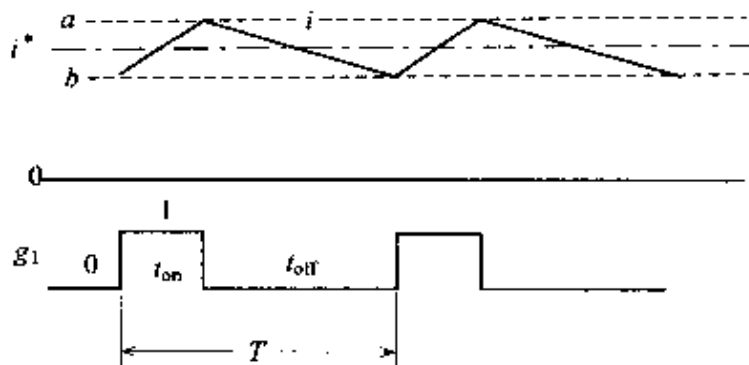


图 3.10 i 作波形

3.5 斩波器的种类

在直流斩波器中,有降压斩波器(使用输出电压比直流电源电压低)、升压斩波器(使用输出电压比直流电源电压高)、升降压斩波器(将上述两种组合在一起的)及可逆斩波器(应用降压-升压斩波器对偶原理,能够反馈能量的)。

3.5.1 降压斩波器

其电路构成如图 3.6 所示。对于直流电源电压 E ,输出电压 E_o 能在 $0 \sim E$ 之间变化,因为它在 $E_o < E$ 时工作,所以称为降压斩波器。它作为控制直流电动机的电枢电流和励磁电流的装置使用。 E_o 与 E 的关系由下式给定:

$$E_o = E \cdot (t_{on}/T), \quad t_{on} = 0 \sim T \quad (3.7)$$

3.5.2 升压斩波器

对于直流电源电压 E ,因为输出电压 E_o 能在 $E \sim \infty$ 之间变化,所以叫升压斩波器。升压斩波器用于将太阳能电池发出的直流电压给更高电压蓄电池等充电的场合。在图 3.11 中表示升压斩波器的电路构成,在图 3.12 中表示它的工作波形。

器件 Q 导通时,电流 i_1 流经的路线为:电源 $E \rightarrow$ 电抗器 $L \rightarrow$ 器件 Q \rightarrow 电源 E ,在电抗器 L 中储存的能量增加。

器件 Q 断开时,在电抗器 L 中储存的能量就释放到负载上,电流 i_1 流经的路线为:电源 $E \rightarrow$ 电抗器 $L \rightarrow$ 二极管 D \rightarrow 电容器 C_o (或负载) \rightarrow 电源 E 。这时假设电抗器 L 的电流 i_1 脉动非常小,流过二极管 D 的电流 i_D 平均值 I_D 变为

$$I_D = i_1 \cdot (t_{off}/T) = i_1 \cdot (T - t_{on})/T \quad (3.8)$$

其中 $t_{on} \cdot t_{off}$ 分别为 Q 导通和断开的時間。假设斩波器电阻内无损耗;输入功率为 $E \cdot i_1$ 。与输出功率 $I_D \cdot E_o$ 相等,输出电压为 $E_o = E \cdot (T/t_{off})$ 。即器件 Q 经常断开($t_{off} = T$)时, $E_o = E$,随着断开时间 t_{off} 变小,输出电压变为 $E_o > E$,理论上 E_o 能可以增加到无穷大($E \rightarrow \infty$)。

如图 3.11 所示,实际上用于对输出电压控制,就是在其局部回路中增加

电流控制环。即将电压检测值 E_o 与电压基准值 E_o^* 比较以后,当 $E_o^* > E_o$ 时,电流 i_l 增加;当 $E_o^* < E_o$ 时,电流 i_l 减少,最终的控制结果为 $E_o^* = E_o$ 。

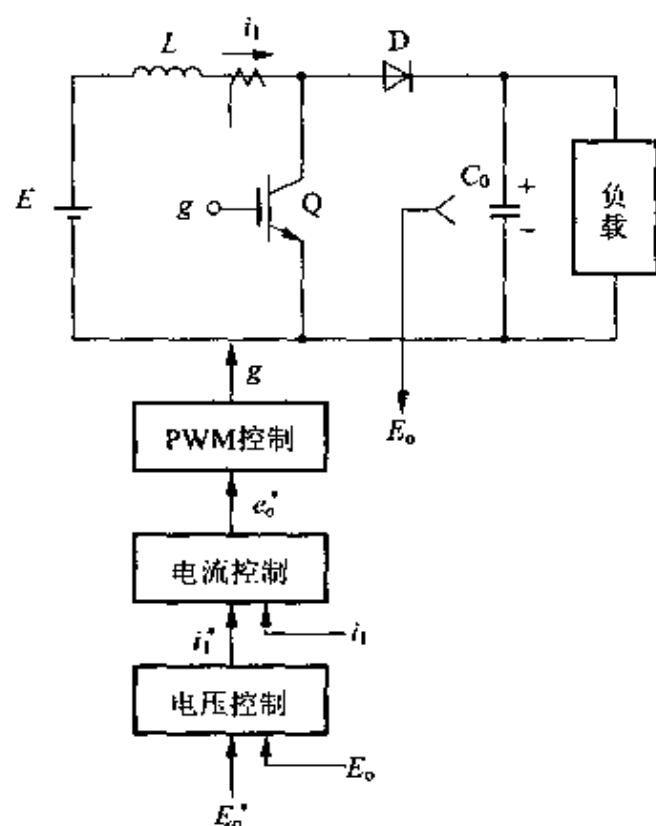


图 3.11 升压斩波器

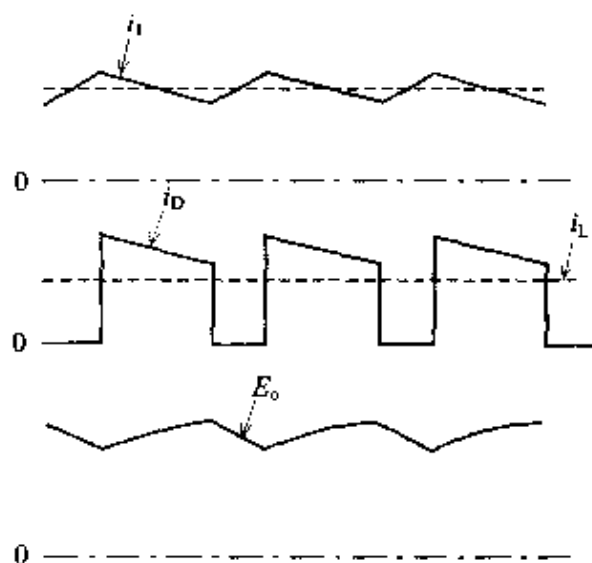


图 3.12 工作波形

3.5.3 升降压斩波器

升降压斩波器的电路构成及工作波形如图 3.13 所示。这种变流器的输出电压能在 $0 \sim \infty$ 之间变化。首先,导通器件 Q 在电抗器 L 中通过电流 i_l ;其次,当器件 Q 断开时,将储存在电抗器 L 中的能量释放到负载上。即电流 i_l 的流经路线为:电抗器 $L \rightarrow$ 平滑电容器 C_o (或负载) \rightarrow 二极管 D。其与升压斩波器不同之处就是输出电压的极性反向和输出电压能在零到任意值之间变化。

假设流过电抗器的电流脉动非常小时,流过开关器件 Q 的电流 i_Q 的平均值 I_Q 为 $I_Q = i_l \cdot (t_{on}/T)$ 。并且,流过二极管 D 的电流 i_D 的平均值 I_D 为 $I_D = i_l \cdot (t_{off}/T)$ 。由输入与输出的功率构成 $E \cdot I_Q = E_o \cdot I_D$,输出电压为 $E_o = E \cdot (t_{on}/t_{off})$ 。根据改变 t_{on} 与 t_{off} 之比,可以使输出电压 $E_o = 0 \sim \infty$ 之间变化。

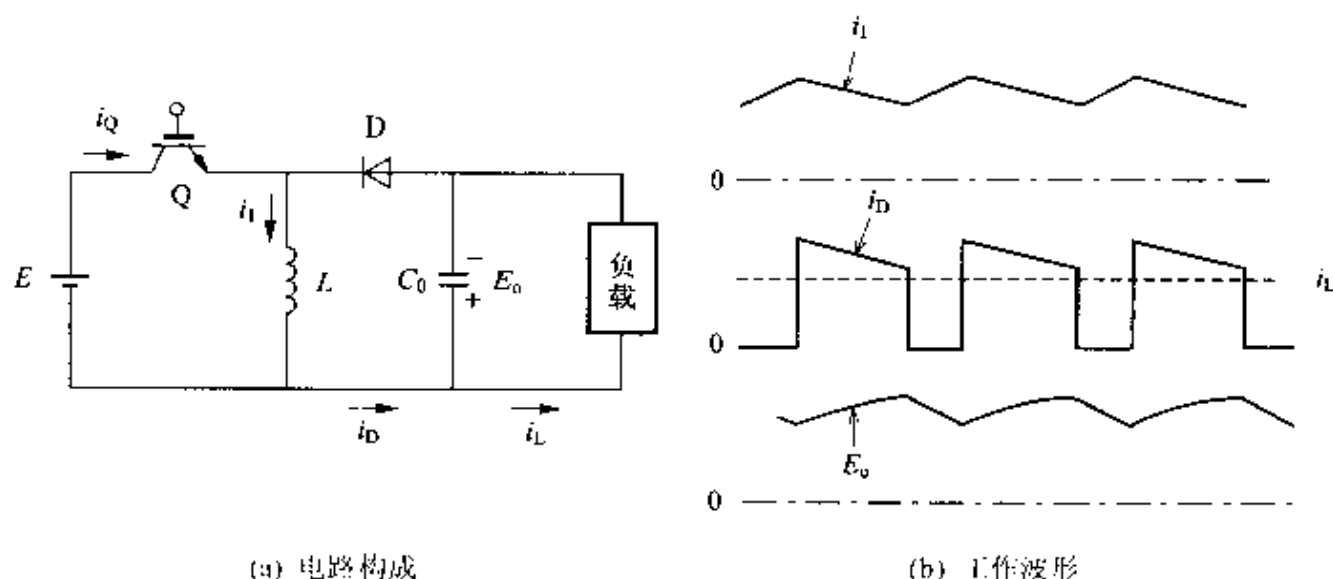


图 3.13 升降压斩波器

3.5.4 可逆斩波器

可逆斩波器的电路构成如图3.14中所示。这种斩波器的能量流向可以采用两个方向,它具有将在负载上产生的能量馈送给电源的特点。因而在用直流电动机驱动电力机车及电动汽车中安装再生制动器时,采用可逆斩波器。能量由电源 E 供给负载上时,器件 Q_2 断开,由器件 Q_1 和二极管 D_2 起着降压斩波器的作用;并且,由负载侧馈送能量时,器件 Q_1 断开,由器件 Q_2 和二极管 D_1 起着升压斩波器的作用。即经常保持 $E_0 < E$ 的关系。

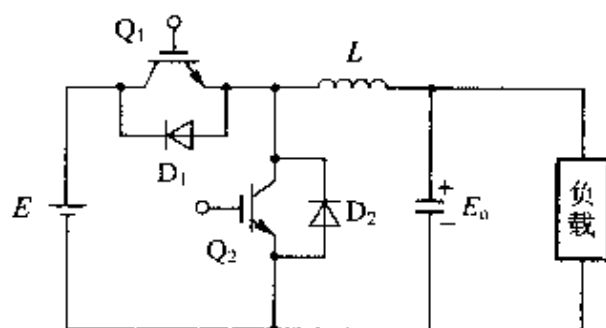


图 3.14 可逆斩波器

3.6 使用范围

直流斩波器使用在什么地方呢? 以下介绍具有代表性的应用实例。

3.6.1 直流电动机的控制

在直流电动机的电枢电流控制及励磁电流控制中使用斩波器装置。直流电动机产生的转矩 τ 同电枢电流 I_a 和励磁磁通 ϕ_f (励磁电流 I_f) 乘积成正比 ($\tau = K_T \cdot I_a \cdot \phi_f$), 为了控制其中某一个量而要使用直流斩波器装置。

斩波器控制直流电动机作为电力机车、电动汽车、电梯及伺服电动机(机器人)等的驱动源普及的范围很广泛。

3.6.2 磁轴承控制

最近,在高速电动机的轴承中开始使用磁轴承。因为可以用非接触式支撑旋转部分,所以无摩擦,具有即使在特殊的环境下也能使用的优点。

为了控制这种磁轴承中电磁线圈的电流而使用斩波器。

3.6.3 直流电压的稳定性

逆变器电力机车(由逆变器控制交流电动机、调速运行的电力机车)逐步取代了直流电动机的电力机车。靠直流起电方式的电力机车,它的导电弓架上的点电压,根据变电站的远近变化很大;并且根据负载的大小起电电压变化。在逆变器电力机车中,直流电压变化很大时,将威胁器件的耐压性,同时产生由于电压不足而不能控制等问题。

为了使直流电压稳定,而使用斩波器装置。

3.7 开关调节器

所谓开关调节器就是直流的稳压电源。将高频开关与变压器组合在一起称为 DC/DC 变流器。在交流电源的情况下,由二极管整流器一次转换为直流,进行 DC/DC 转换。

开关调节器和直流斩波器不同,它具有高频变压器的缺点,由于开关频率的增高,引起改变电压和绝缘的作用,为此人们谋求着这种产品的小型化、轻量化。作为器件采用 IGBT 时,开关频率能在 15~20kHz 之间使用。

它的用途应用于电子仪器的电源、电力电子装置的控制电源及计算机电源等。按照变压器的使用方法有如下种类。

3.7.1 正向变流器

正向变换器的电路图如图 3.15 所示。开关器件 Q 导通时,通过变压器在二极管 D_1 上施加正向电压,负载电流 i_L 通过直流电抗器 L_0 流通;器件 Q 断开时,二极管 D_1 就关断,负载电流 i_L 通过二极管 D_2 续流。若没有变压器,就与降压-升压斩波器作用相同。

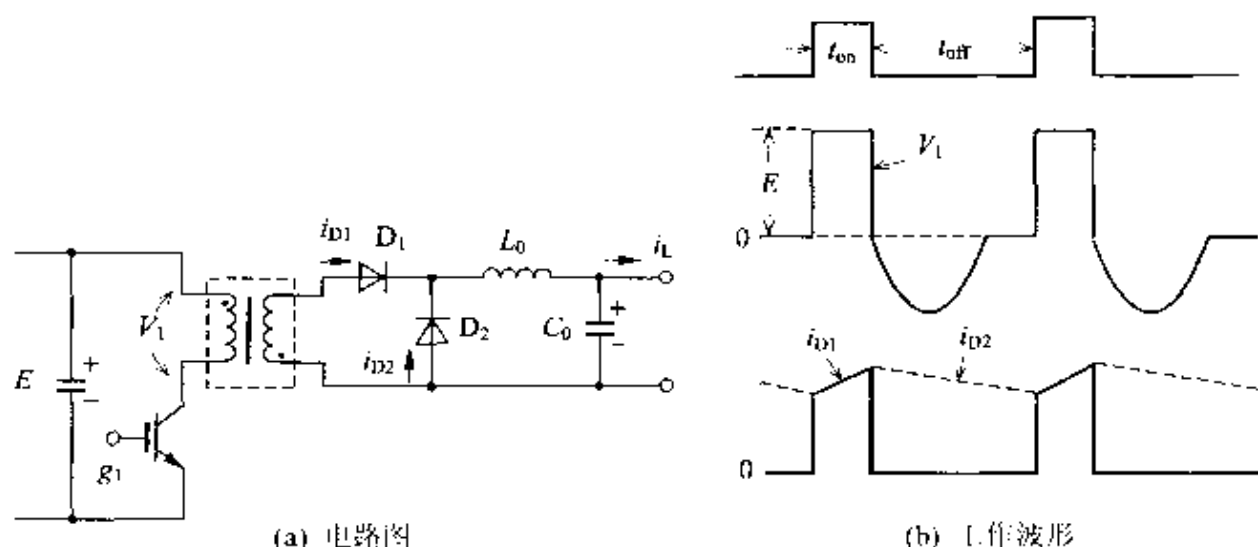


图 3.15 正向变流器

由于变压器有可以自由改变电压的优点,而另一方面必需想法使变压器的铁芯不饱和。

3.7.2 反馈变流器

反馈变流器的电路图如图 3.16 所示。对这种方式,当开关器件 Q 导通时,就给变压器施加电压 E ,储存励磁能量。然后,当开关器件 Q 断开时,储存能量通过连接变压器的二次绕组的二极管 D 释放给负载。

与正向变流器比较时,器件数少,往往使用在小功率用的场合。

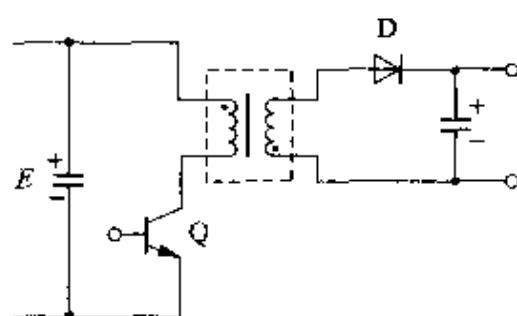


图 3.16 反馈变流器

3.7.3 推挽式变流器

用两管式变流器交替地导通、断开在变压器中产生交变磁场。由于磁通两个方向地变化,所以变压器的利用率提高。这种变流器在中型负载的稳压电源中使用。其电路构成如图 3.17 所示。

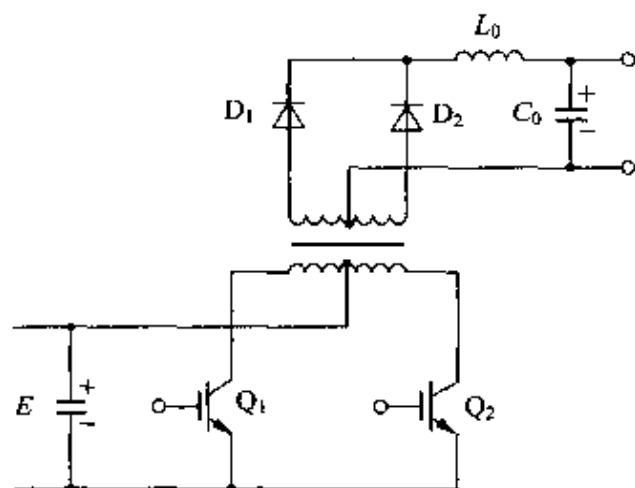


图 3.17 推挽式变流器

3.7.4 全桥式变流器

用 4 个开关器件,构成单相全桥式连接的变流器。在变压器上施加交流电压,产生交变磁场,变压器的利用率比推挽式变流器利用率更高。其变流器在大容量稳压电源中使用。它的电路构成如图 3.18 所示。

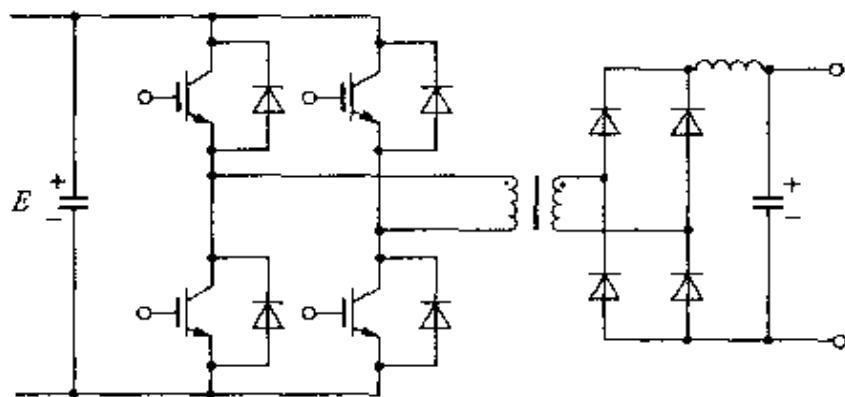


图 3.18 全桥式变流器

下面简单叙述开关调节器有代表性的性能。

■ 输出电压的稳定性

这是开关调节器的基本性能。假定负载在额定电流以下时与负载大小无关,具有保持一定直流输出电压的作用。一般情况,检测输出电压,通过反馈控制,保持电压恒定。

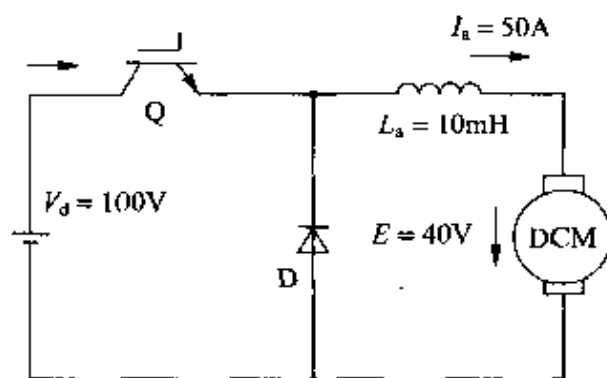
■ 过电流保护

负载因某种原因短路时产生过电流,输出电压下降到接近零保护,这时有保持输出电流的最大额定电流恒定的方法,也有使输出电流完全变小的方法等,所以开关调节器具有防止过电流通过的保护性能。

▶▶ 练习题

习题 1

图中表示用直流斩波器控制直流电动机电枢电流 I_a 时的系统构成。根据脉宽调制(PWM 控制),控制斩波器的输出电压时,假定它的开关频率 $f_c = 1\text{kHz}$,直流电源电压 $V_d = 100\text{V}$,电动机的内部感应电动势 $E = 40\text{V}$,电枢电感 $L_a = 10\text{mH}$,电枢电流 $I_a = 50\text{A}$ 时,在这种条件下控制,试回答下面的问题。其中,电动机的电枢电阻 R_a 非常小,忽略不计。



- (a) 电枢电流控制在一定值时,求出斩波器的开关周期 T 对导通时间 t_{on} 的比例?
- (b) 试求流过开关器件 Q 的电流平均值是多少安培?
- (c) 电枢电流 I_a 的脉动 Δi (峰值-峰值) 是多少?

习题 2

在电源电压 100V ,输出电压 1000V 的升压斩波器中,供给负载 10kW 的功率时,试

求施加给开关器件电压的最大值与流过开关器件内电流最大值分别是多少？其中，忽略斩波器电路的损耗，认为输出电压的脉动及流经直流电抗器的电流的脉动非常小。

第 4 章 无源变换装置

——逆变器

所谓逆变器就是能够由自身开关,产生出保持来自直流基准电压和频率的交流变换装置。它分为同交流电源那样使电流自由流通的电压型逆变器和直接控制电流的电流型逆变器。本章将叙述逆变器的各种用途、逆变器电路的构成和工作原理、大容量化的方法及其使用方法等进行叙述。

另外,本章还将对以降低开关损耗和噪声为目的的谐振型逆变器及其电路构成和工作原理等作简单介绍。

4.1 具有电压源特性的逆变器——电压型逆变器

4.1.1 电压型逆变器使用的范围

1 作为交流电动机驱动装置使用

输送到工厂和家庭电力的配电系统是 50Hz 或 60Hz 固定频率的交流电。如果想让静止的交流电动机平滑加速启动时,由于交流电动机的转速大致和频率成正比例,所以我们希望频率大体从 0Hz 开始慢慢上升起来的变频交流电。交流电动机驱动装置的作用就是从这样的配电系统的固定频率产生可变频率的交流电。例如,在交流电动机轴上有关风扇用的螺旋桨就是做吹风的工作,它需要调速运行。图 4.1 表示工厂和家庭等使用鼓风机、电扇等系统。

根据不同时期及应用场所的不同,希望交流电动机速度为可调的。如调节房间温度需调整冷气设备的逆变器空调器,反复停车、高速运行的新干线电力机车的驱动装置,或者生产铁和纸的工厂也频繁地使用可调速设备

等。由于电压型逆变器具有同交流电源相似的特性,它可以根据负载的性质让电流自由地流通,所以在上述用途的装置、系统中常常使用电压型逆变器。

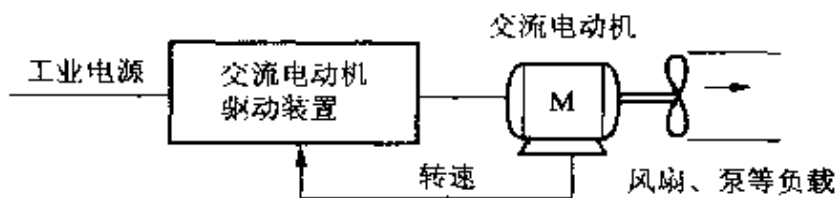


图 4.1 交流电动机驱动装置的应用实例

2 作为产生交流电压的电源装置使用

包括交流电动机驱动装置,即使是电源装置,也有各种各样的形式。作为最常见的计算机等的电源,是不间断电源。通常,从交流电源吸收电能继续运行,停电时从蓄电池中转换出电能,然而随着蓄电池能量的放出,即使变化,也具有保持输出交流电压恒定的作用。

并且,最近到处谈论太阳能发电的问题,太阳能电池是从光能产生电能,这个直流电压依靠气候条件变化很大,而它和不间断电源装置同样地转换成一定的交流电压,一边使家庭内的装置运行,或者一边将多余的电能能够送回配电系统,太阳能发电具有这样的作用。

电压型逆变器是产生交流电力的装置,这个交流电力保持来自直流电源基准电压或频率,在这样用途中使用电压型逆变器。

4.1.2 电压型逆变器电路

1 单相逆变器

所谓逆变器是从直流产生交流的装置已在上面叙述。首先我们简单地介绍一下概念。

图 4.2 是根据理想开关原理表示的单相电压型逆变器主电路的构成。直流电源电压 E 如图中极性是一定的。其中开关从 S_1 到 S_4 中,首先设 S_1 和 S_4 导通, S_2 和 S_3 关断。这时负载电阻 R 上施加的电压 V_r 如图所示方向为 $+E$ 。然后转换开关设 S_1 和 S_4 关断, S_2 和 S_3 导通。于是,施加在电阻 R

上的电压极性改变,成为 $-E$ 。由于这样反复地转换, $+E$ 和 $-E$ 交替出现,在电阻 R 上施加了交流电压。这就是从直流转换交流的原理。电源是直流电压源,从负载看,逆变器似乎是单相交流电压源,所以称为**单相电压型逆变器**。并且,转换开关的功能称为切换。根据在等间隔1秒间切换多少次决定了输出交流的频率。例如,如果缩小切换间隔,根据增加切换次数,就可以增加输出交流电的频率,这是很容易理解的。

将图4.2中的开关替换成电力半导体器件,根据这个理由,好象是可以构成简单的逆变器,然而往往必须重新领会一次。在这个电路中有电感成分时,就不能象上述那样简单地切、入开关。为了想在电感中流过电流继续流通的性质,转换开关时必需处理这个电流。

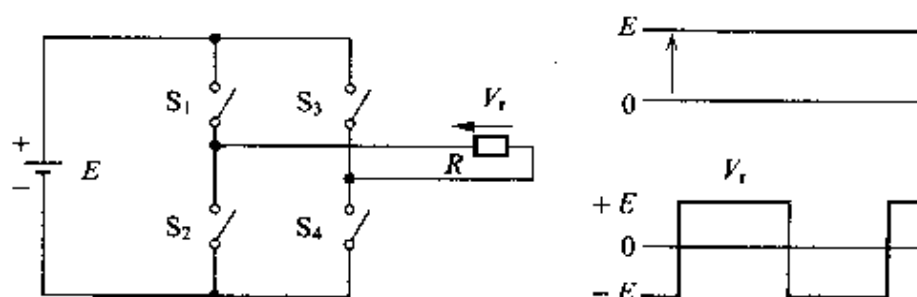


图 4.2 用理想开关的单相电压型逆变器主电路构成

我们看看图4.3,在开关 S_1 关断瞬间,为了建立流入电感 L 电流的避开回路,一定设置二极管 D 。在这个二极管上施加正向电压,二极管导通。结果流经电感 L 的电流可以一边反馈,一边继续流通。将这样的二极管称为续流二极管。

根据上述组合的作用,可以构成单相电压型逆变器,图4.4中表示其主电路构成。这时电池 E 为直流电源,4个电力半

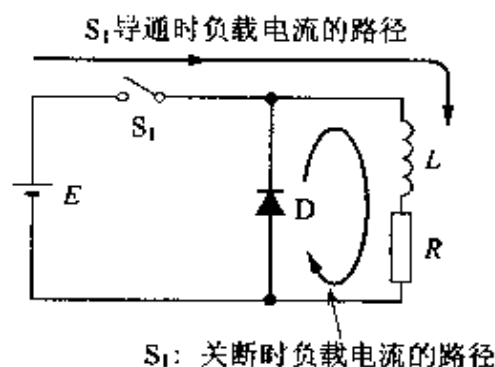


图 4.3 续流二极管的作用

导体器件用晶体管 $T_1 \sim T_4$ 表示,和晶体管反并联连接续流二极管 $D_1 \sim D_4$ 。通常将上述的电力半导体器件和二极管反并联连接起来构成一个开关,将这个开关称为桥臂。图4.4中连接在电池正极上的形成上桥臂、连接在电池负极上的形成下桥臂;上、下桥臂一对构成“一相”。这个期间连接负载有

二次输出“单相”。并且对负载电感 L 和电阻串联电路,图示中的极性取决于电压 V 和电流 I 。

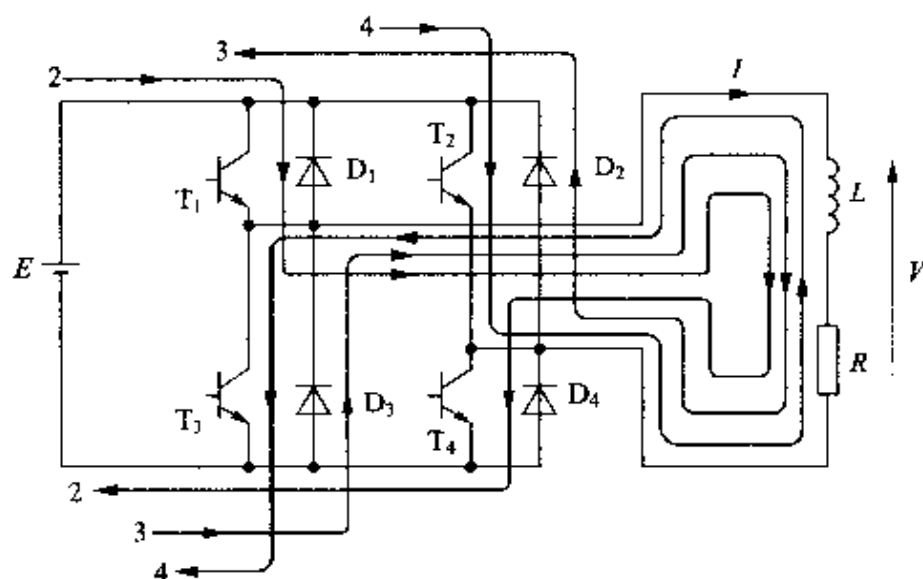


图 4.4 单相电压型逆变器主电路的构成

我们讨论一下这个单相电压型逆变器的工作原理。图 4.5 中示出了逆变器输出电压和输出电流的波形。以时间进行说明,从时刻 0 开始到 T 是一个周期,每 $1/2$ 周期大致变成同样的动作。因而为了容易理解,首先考虑最初半周期($0 \sim T/2$)的最后状态。这时晶体管 T_1 和 T_4 处于导通状态。经过充足时间后达到稳定状态,这时输出电压 $+E$,输出电流经 E (正端) $T_1-L-R-T_4-E$ (负端)的路线流通(状态 2)。在时刻 $T/2$ 时 T_1 和 T_4 关断, T_2 和 T_3 导通。然而,由于输出电流不能立刻改变方向,所以续流二极管动作,二极管 D_2 和 D_3 导通,输出电流经 E (负端) $D_3-L-R-D_2-E$ (正端)的路线流通。但是,这时输出的电压的极性转换为 $-E$ (状态 3)。经过一段时间以后,负载电感 L 上储蓄的能量被直流电源吸收,从直流电源供给负载能量方向切换电流,不久变成稳定状态。这时输出电压为 $-E$,输出电流经 E (正端) $T_2-R-L-T_3-E$ (负端)的路线流通(状态 4)。

省略了时刻 $t=0$ 转入状态 1 的说明(图中没有示出),输出电压 $+E$,输出电流经 E (负端) $D_4-R-L-D_1-E$ (正端)的路线流通。根据上述的工作原理,输出电压是方形波,而输出电流由于负载上电感的存在变为削去角的波形。

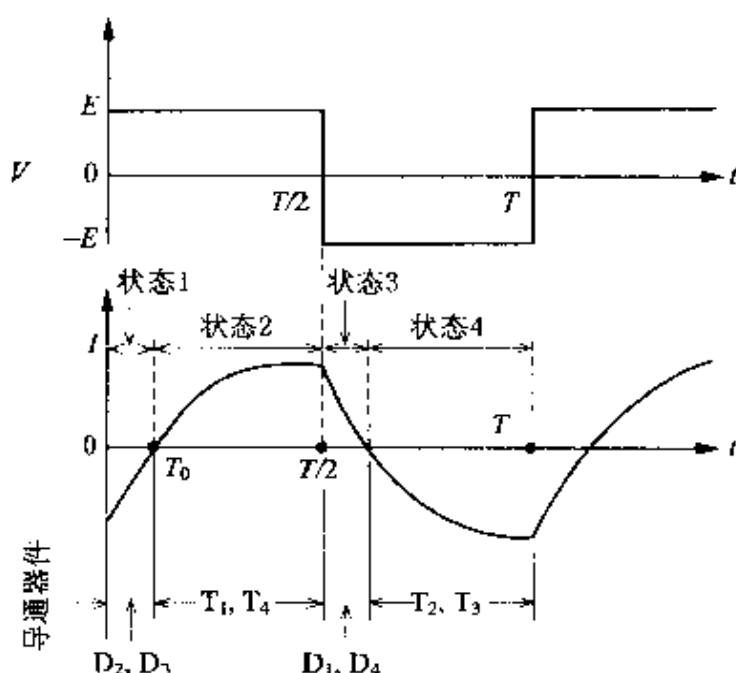


图 4.5 单相电压型逆变器输出电压-电流的波形

其输出的交流频率 $f[\text{Hz}]$ 与周期 $T[\text{s}]$ 有如下表达式:

$$f = 1/T \quad (4.1)$$

2

三相逆变器

在各个家庭中几乎都用单相配电,而工业用往往是大容量,一般采用三相配电。从而,工业用电压型逆变器也几乎都是三相,所以这里对有关三相电压型逆变器进行说明。

例如用电力半导体器件 GTO 实现的三相电压型逆变器的主电路构成如图 4.6 所示。由 6 个 GTO($S_1 \sim S_6$) 和 6 个二极管($D_1 \sim D_6$) 可以组成逆变器电路。作为直流电源容易进行说明,将两个相同电压($E/2$) 的电池串联连接,而且电容器 C_d 和电池并联连接。因为电容器积蓄电荷有维持电压的性能,所以通常将 C_d 作为这样电源的一部分。

其与图 4.4 示出的单相电压型逆变器主电路构成相比,GTO 和二极管反并联的桥臂一对构成“一相”,其增加一个桥臂就成为三相,将其间作为“三相”交流电没有连接负载。负载为连接在定子的三相阻抗,构成三线制,我们通常所说交流功率使用线电压和线电流。对于这种构成的线电流当然是从每“一相”流过负载的电流(如图所示的一相电流 I_L , 其它二相省略),而线电压为各相输出端之间的电压,在图 4.6 中从 V 相看 U 相时的电压,

如图所示的线电压 V_{uv} , 用其极性定义。

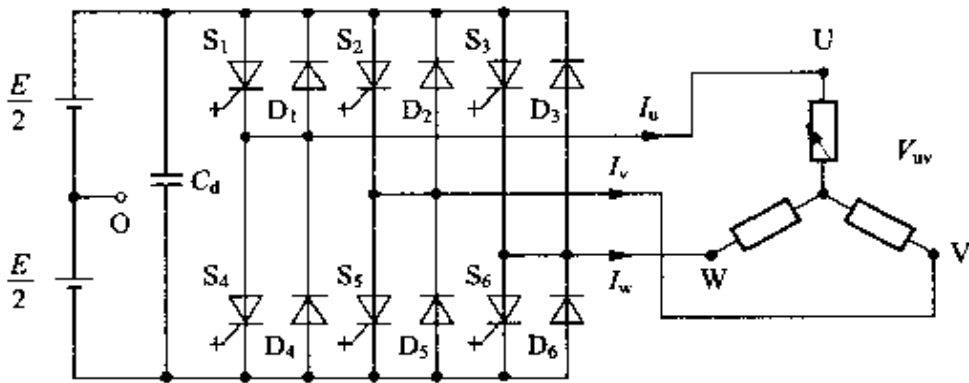


图 4.6 三相电压型逆变器主电路的构成

下面我们试分析这种三相电压型逆变器电路的工作原理。各相的动作与说明单相电压型逆变器的工作原理时相同, 是上桥臂还是下桥臂哪个导通, 那时作为一对桥臂导通。设一周期为 360° , 对单相电压型逆变器各相每 180° 进行切换, 一相上桥臂和另一相下桥臂同时导通或者定时关断。然而, 由于三相电压型逆变器有三相, 所以将各相等间隔错开相位动作时, 其相位差为 120° , 各桥臂导通或关断期间变为 180° 。

其动作可以在图 4.7 中表示的三相电压型逆变器输出电压、输出电流波形确认。即以横轴作为时间, 设周期为 T 。上三行表示构成 U 相、V 相和 W 相的 GTO 导通时的时间。例如 U 相的 S_1 和 S_4 交替导通; U 相的 S_1 和 V 相 S_2 导通时间选择相差 120° 。下面几行表示从直流电源中点 O 看各相输出的电压(称为相电压), 它们分别为 U 相相电压 V_u 、V 相相电压 V_v 和 W 相相电压 V_w 。图中还表示其波形上、下桥臂导通、关断的状态及原来相电压输出情况。然后我们分析一下线电压, 例如 V 相与 U 相间的线电压 V_{uv} 应该是相电压 V_u 和相电压 V_v 之差, 如图示的是产生电压 V_{uv} 的波形 (120° 期间为 $+E$, 其次 60° 期间为 0, 再其次 120° 期间为 $-E$, 剩余 60° 期间为 0)。

这样的线电压和单相电压型逆变器输出电压波形 (180° 导电) 比较时, 交流波形更接近正弦波形。并且, 这样的电压波形加在负载阻抗上时流过的电流波形, 一般地是进一步削角变为近似正弦波。

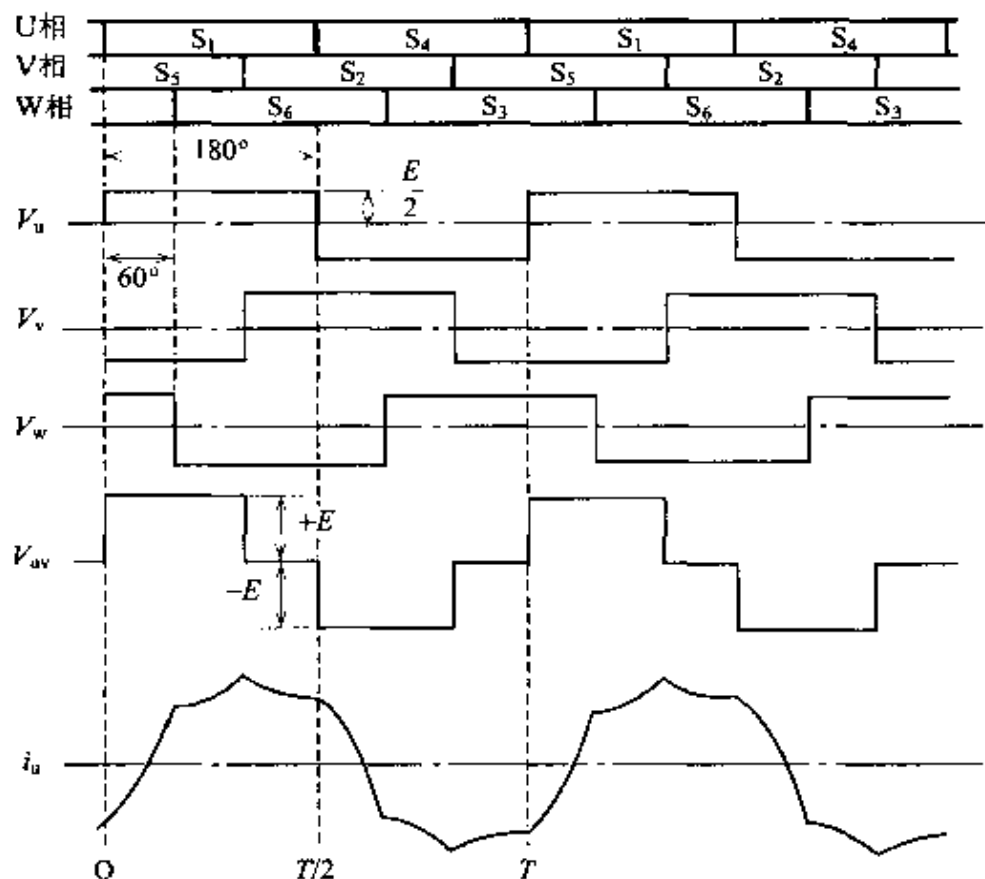


图 4.7 三相电压型逆变器输出电压、电流波形

4.1.3 改变交流电压的方法

1 调节直流电压

在上节中叙述的通过改变电力半导体器件的切换间隔,就可以改变输出交流的频率。然而,变压器或者交流电动机等连接逆变器多数是交流机器,要根据流过铁芯的磁通传输电流,一般地是对照使其变化的频率必需使电压变化。那么,我们考虑一下,对电压型逆变器究竟如何能够使交流电压改变呢?

最简单的方式是在图 4.8 中表示的单相电压型逆变器中改变直流电压的方式。这里通过使直流电压改变,就能改变交流电压。因为直流电压和交流电压的关系由定义确定,所以容易理解。

输出交流基波电压有效值 $V_{(eff)}$ 和直流电压 E 的关系如下式表达:

$$V_{(1\phi, eff)} = (2\sqrt{2}/\pi) \times E; \quad \text{单相电压型逆变器} \quad (4.2)$$

$$V_{(3\phi, eff)} = (\sqrt{6}/\pi) \times E; \quad \text{三相电压型逆变器} \quad (4.3)$$

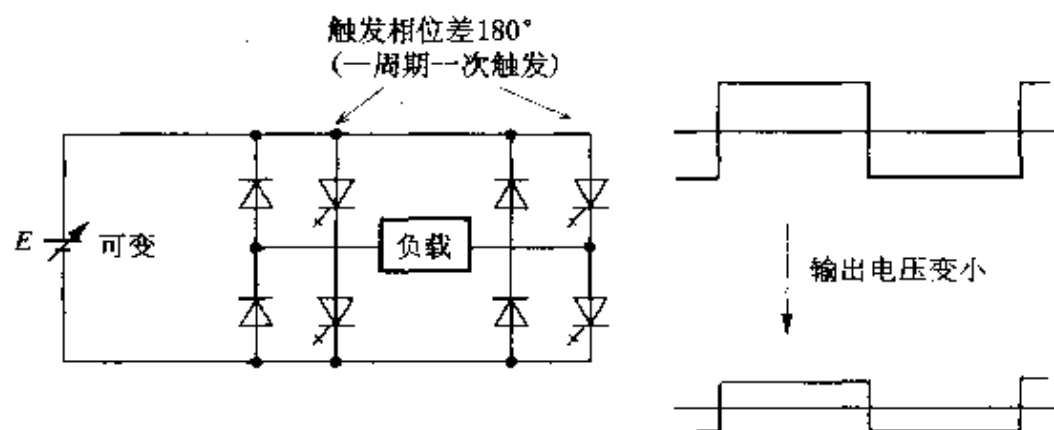


图 4.8 可变直流电压方式

在一般的直流电源中,要保持恒定的电压要加入一个大电容。从而对照频率要迅速改变其直流电压时,为达到此目的必需采取特别控制手段和追加变流器,这是这种方式的缺点。从这样的观点看,这种方式负载变化慢,往往在大容量电压型逆变器中使用。

2 调节脉冲宽度

可变输出脉冲宽度方式在图 4.9 中表示,这种方式各相的上桥臂和下桥臂导电的宽度为 180° 期间是相同的,而根据二相切换时间选择错开一定角度,就使产生输出脉冲宽度可变,这样就调节了输出电压。设相位差 $\theta = 0^\circ$ (相同的时间选择) 时,各相产生相同波形电压,其差值变为零。并且,相位偏差 180° 时,其差值变为最大。从而选择 $0 \sim 180^\circ$ 之间相位差时,可以调节相位差与交流电压成正比,产生的单相交流基波电压有效值 $V_{(1\phi, eff, \theta)}$ 和相位差的关系可用下式表达:

$$V_{(1\phi, eff, \theta)} = (2\sqrt{2}/\pi) \times E \times \sin(\theta/2) \quad (4.4)$$

这种方式虽然直流电压恒定,但是仅仅改变切换时间选择就可以改变交流输出电压,所以这种方式和下述的脉宽调制(PWM)方式的特征是不受直流电路电容的影响,控制响应快。

最近,最常使用的 PWM 方式在图 4.10 中表示。从前的方式是一个周期进行一次切换的方式,如图 4.9 所示, PWM 方式是在一个周期内可以进行几次切换方式。但是产生的脉冲集中,看其平均值变化时,如同产生出来一个周期的波形,它取决于脉冲的宽度调制率合适或者极性。例如,认为比一个周期更短的时间宽度,在这个时间内根据 PWM 控制能产生正极性和

负极性的电压,当这个正、负时间的比率相近时,其平均值变低。如果调节全体平均值变低的那样脉冲的宽度,交流输出电压也变低。根据这种方法产生幅值不同的电压,所以直流电压和产生交流基波电压的幅值关系不一定是唯一的。有最高平均电压仍然是输出直流电压 E 的时候,所以通常的正弦波交流波形的最大值和有效值的关系为

$$V_{\text{eff}} = E/\sqrt{2} \tag{4.5}$$

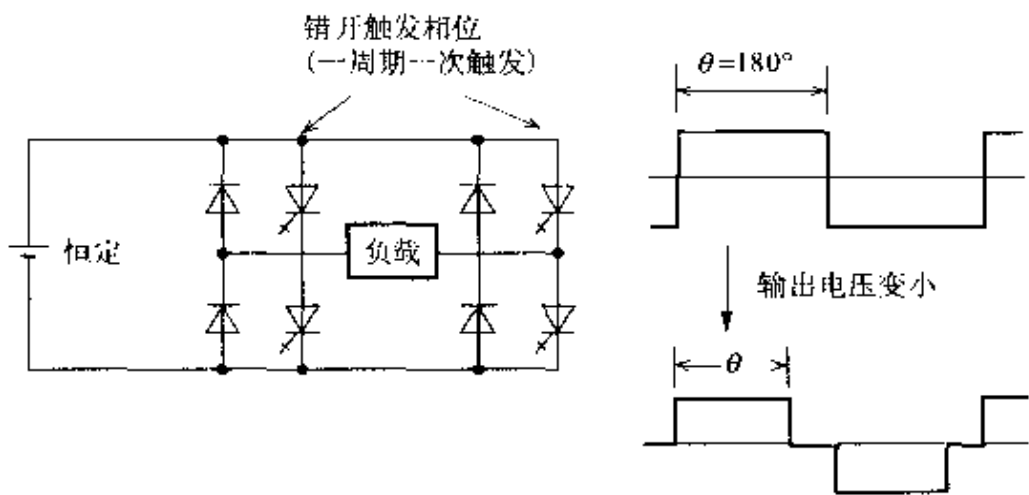


图 4.9 可变输出脉冲宽度方式

其中,保持交流基波电压有效值 V_{eff} 的交流电压变成能够产生最大的电压。

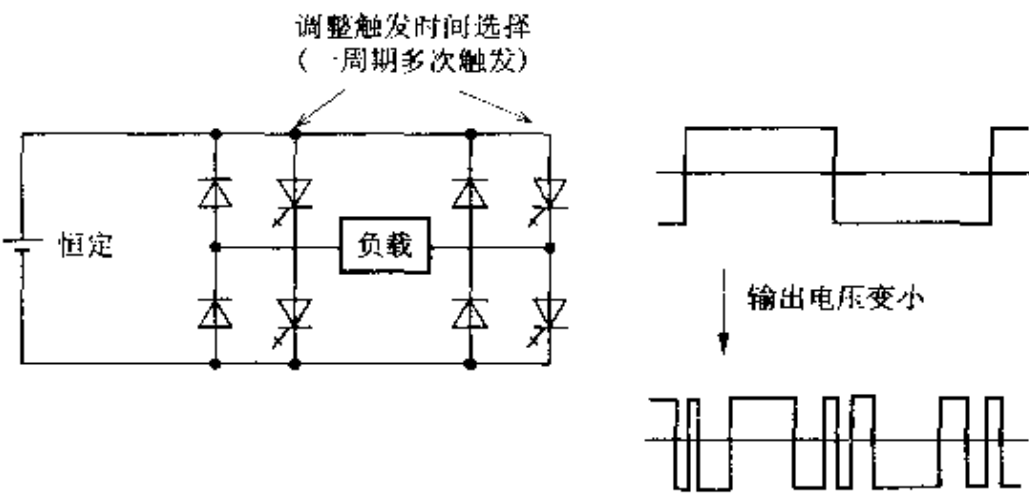


图 4.10 PWM(脉宽调制)方式

根据脉冲的类型有各种各样的方式。如图 4.10 在一个周期期间内各个脉冲的平均值变化为正弦波的方式称为 PWM 方式。上述的控制方式等同时在第 6 章中叙述。

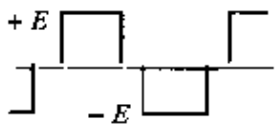
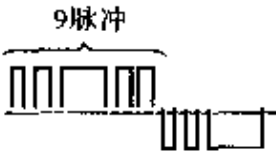
3

考虑高次谐波

这里叙述的调节交流电压的方法在高次谐波这点上有很大的区别。我们认为 PWM 方式是最近装置中最常使用的、低次高次谐波含有率低。有关高次谐波的情况已在第 2 章中叙述。这里就有关在各输出交流波形中含有多少高次谐波分量进行叙述。

有代表性的波形和其含有高次谐波分量的比较在表 4.1 中表示。(A)为可变直流电压方式三相电压型逆变器输出波形,(B)为 9 脉冲 PWM 方式三相电压型逆变器(调制率为 0.8 时)输出波形。(A)波形中含有较多的是 5、7 次低次谐波,而随着次数的上升,其高次谐波含有率同样降低。消除高次谐波的对策一般是采用滤波器,由于是低次的,所以滤波器的容量变大,这也成为装置成本上升的因素。但是,也有对高次谐波影响小的优点。

表 4.1 含有高次谐波分量的比较(分别为有效值)

波 形		基 波	代表性的高次谐波	
(A)	 <p>PAM方式</p>	$V_{\text{PAM}(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E$	$n=5$ 次	$V_{\text{PAM}(5)} = \frac{1}{5} V_{\text{PAM}(1)}$
			$n=7$ 次	$V_{\text{PAM}(7)} = \frac{1}{7} V_{\text{PAM}(1)}$
			$n=11$ 次	$V_{\text{PAM}(11)} = \frac{1}{11} V_{\text{PAM}(1)}$
			$n=13$ 次	$V_{\text{PAM}(13)} = \frac{1}{13} V_{\text{PAM}(1)}$
(B)	 <p>9脉冲 PWM方式</p>	$V_{\text{PWM}(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \times 0.8 \times E$	$n=7$ 次	$V_{\text{PWM}(7)} \approx 0.3 V_{\text{PWM}(1)}$
			$n=11$ 次	$V_{\text{PWM}(11)} \approx 0.3 V_{\text{PWM}(1)}$
			$n=17$ 次	$V_{\text{PWM}(17)} \approx 0.4 V_{\text{PWM}(1)}$
			$n=19$ 次	$V_{\text{PWM}(19)} \approx 0.4 V_{\text{PWM}(1)}$

另一方面,消除(B)波形低次的指定高次谐波,或者可以减少,于是可以获得更近似于正弦波的波形。但是,例如输出频率为 50Hz,如上述调制

率为 0.8 时,在 50Hz 的 (9 ± 2) 倍的 350Hz、550Hz 中约占基波分量的 30%,在 50Hz 的 (18 ± 1) 倍的 850Hz、950Hz 中约占基波分量的 40% 等,这种装置有高次谐波增加的缺点,由于频率比较高,因而滤波器容量不太大,然而脉冲变多,频率变高时,进入电磁波干扰等领域,也有产生影响的可能性。总之,这些电压控制方法的选择要满足来自驱动负载要求的性能范围内。

选择调节交流电压方法时的另外一个观点是切换损耗问题。因为电力半导体器件不是理想开关,所以在切换时必然产生损耗。与一周一次切换的方式相比,PWM 方式切换次数变多,就增加切换损耗。因而,采用 PWM 方式时必须使用开关损耗小的电力半导体器件,这就是该装置成本上升的因素之一。

4.1.4 驱动电动机装置的工作原理

1 选择由交流产生直流的整流器

除了特殊用途外,考虑工业用逆变器时,可利用作为电源装置输送给电力系统的交流。由于电压型逆变器电源是交流电源,所以从交流变成直流需要整流器。因而,作为逆变器装置由交流通过整流器获得直流,由直流再通过逆变器获得交流,于是驱动交流电动机工作。

这里分析一下作为整流器-逆变器系统如何使用(有关整流器已在第 2 章中详细说明)。

根据必需直流电压源的性质,必需选择整流器的主电路构成。图 4.11 中表示的二极管整流器方式,经常作为恒电压直流电压源时采用比较多。虽然电路构成非常简单,但是可以得到基本一定的直流电压源,这是它的特征。然而,不可避免由于电源交流电压改变而使直流电压变化。因而,即使产生一定交流电压的逆变器装置,也和 PWM 方式逆变器等组合,需要调节输出交流电压。

并且,作为可变直流电压源往往使用图 4.12 中所示的晶闸管整流器方式。根据控制晶闸管触发角,就能控制直流电压,作为直流滤波电路由直流电抗器 L_d 和滤波电容器 C_d 组合而成。当然,对于可变直流电压方式经常使用这种整流器;而另一方面作为吸收仅有交流电源的电压变动部分的整流器,通常也设置这种整流器。作为输出一定的直流电压源,也有多台 PWM

方式逆变器组合的装置。

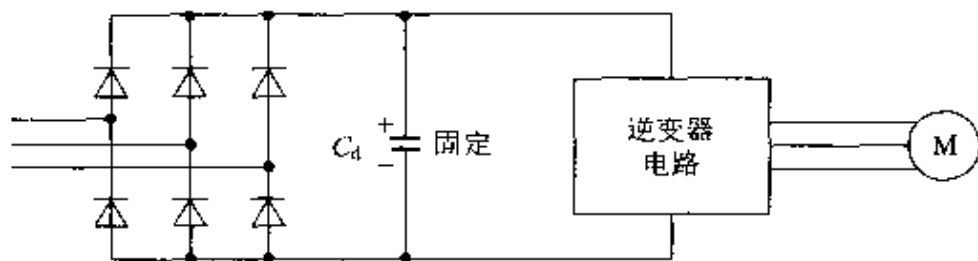


图 4.11 二极管整流器方式

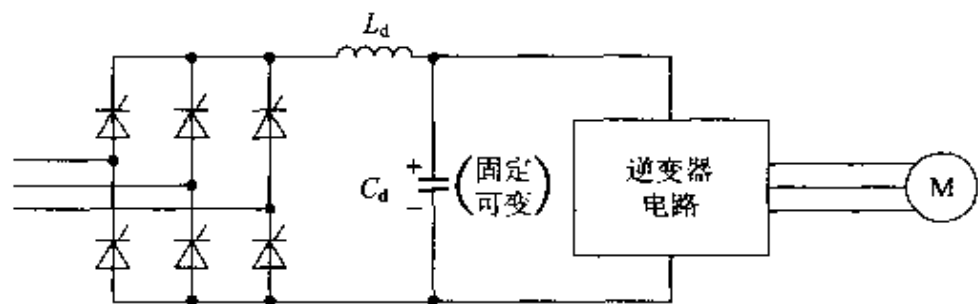


图 4.12 晶闸管整流器方式

此外,最近往往也把和逆变器同样电路构成的装置作为整流器使用。下面分析有关依据。

2 考虑电动机加速、减速时电功率的作用

特别提出在交流电动机驱动中使用的整流器、逆变器系统的一个实例。在电动机加速时,电功率从交流电源—整流器—逆变器通过给与电动机,将其称为**电动运行**。这时整流器必需有将交流电功率变换为直流电功率的作用,上述的二极管整流方式、晶闸管整流方式都具有这种作用。另一方面,电动机减速时,相反将电动机的动能作为电功率从电动机—逆变器—整流器通过返回给交流电源,将其称为**再生运行**,而这时整流器必需是将直流电功率变换为交流电功率的作用。在电压型逆变器中电动运行时和再生运行时的直流电流和电功率流动情况如图 4.13 所示。由整流器将直流电功率变换为交流电功率时,电流的方向相反。不论二极管整流方式还是晶闸管整流方式的导电要有方向性。仍然是这个电路构成完不成上述作用,必需追加电路。因为逆变器和同样电路构成的整流器,具有原来逆变器将直流

电功率变换为交流电功率的作用和同样形式,所以就可以在这个系统中使用。

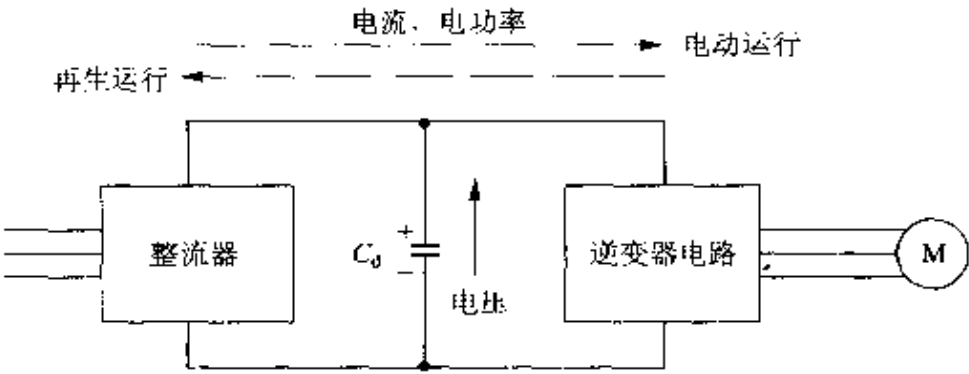


图 4.13 直流电流和电功率的流动

即使有这样的再生作用,多台电动机驱动在电动运行状态下长时间使用,从而使整流器内流过导通二极管的电流比率变大,所以必需确认二极管和电力半导体器件的导电容量。

4.1.5 如何能够实现大容量的装置

1 采用将小容量装置罗列的方法

由上述电路构成的逆变器在制造希望大容量逆变器时,必须选择电路的电压、或者满足电力半导体器件的电流。电力半导体器件根据其种类有实用化的容量范围,主要是在电压型逆变器中使用的器件称为自关断型电力半导体器件。其电压、电流和切换频率等应用范围的组合可以分为几种使用种类。因而,如果用一个电力半导体器件不能够实现想要得到的电压、电流时,可以考虑将多个电力半导体器件串联连接或多个并联连接的方法。再者,所谓自关断型电力半导体器件就是像 GTO、IGBT 那样,由门极信号可以使电力半导体器件流过的电流导通、断开的电力半导体器件。像晶闸管一样为了断开不需要设置其它的电路,所以逆变器变得小型化等,这种器件是有用的电力半导体器件。

另外一种方法是多个逆变器结合输出,合计容量变大的方法,将其称为多重化(或者叫多脉冲化)。对于整流器主要叙述使其降低高次谐波的手段(参见第 2 章)。对于逆变器由于上述那样电力半导体器件的限制,往往可

以使用它们作为增加装置容量的手段。

2 台多重化三相逆变器、12 脉冲电压型逆变器的主电路构成如图 4.14 所示。这种构成在电压型逆变器中使用是最普通的,还有在 2 台三相逆变器输出端连接变压器进行隔离,将其二次侧串联连接起来的方法。不仅装置容量只是单一变大,而且通过变压器合成波形时,具有 6 个相位的输出波形,从中选择几个相位波形,根据改变其大小合成波形,高次谐波少,可以改善波形。这个 12 脉冲电压型逆变器输出电压波形如图 4.15 所示。1 台逆变器输出电压波形中含有 5 次、7 次、17 次和 19 次等高次谐波,然而通过合成互相抵消,其变成更近似于正弦波的波形。

除上述通过变压器合成波形外,还有在个别逆变器输出端设置电抗器将多台逆变器并联连接的方法,或者有时也有将个别单相逆变器输出端串联连接得到高的单相电压的方法等。有关这些请参阅其它的专业书。

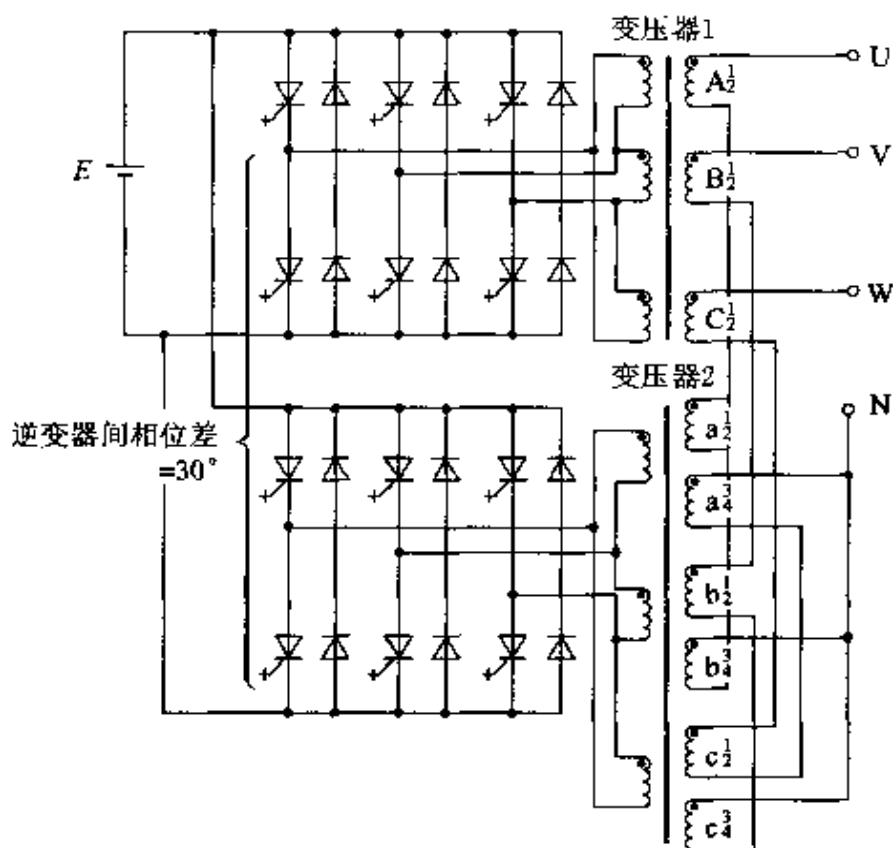


图 4.14 12 脉冲电压型逆变器主电路的构成

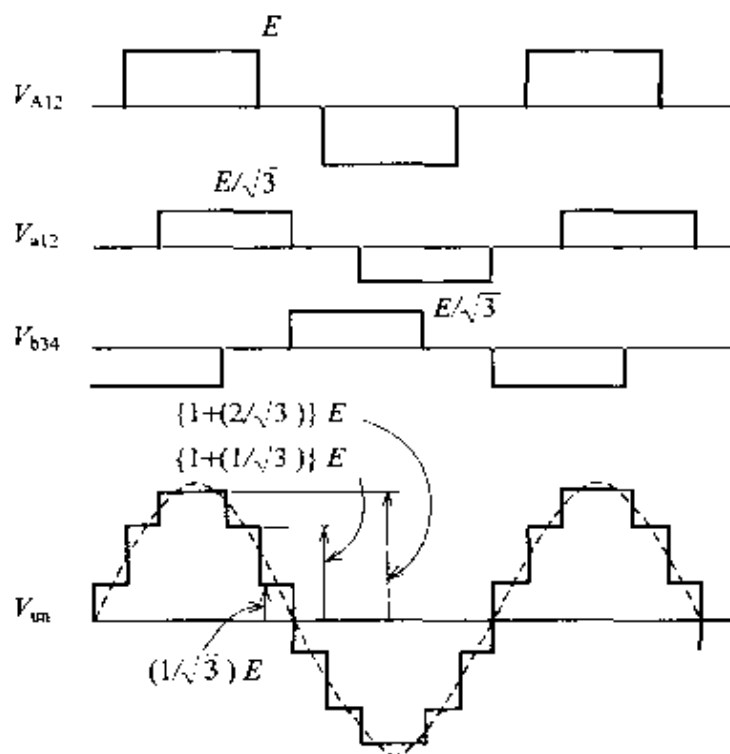


图 4.15 12 脉冲电压型逆变器输出电压波形

2 考虑产生高电压的电路

连接在工业电源的大容量电功率用的变换器,要取决于电源系统的频率,或者在输、配电中使用的情况最好是高电压方便,通过变压器可以采用多个多重化。另一方面,在大容量交流电动机驱动装置中,必需要用非常低的频率起动电动机运行,尽可能不担心磁通饱和(不使用变压器)的方法最好。

将 IGBT 作为电力半导体器件的三相 3 电平电压型逆变器如图 4.16 所示。例如, U 相由 IGBT $S_1 \sim S_4$ 和其反并联二极管 $D_1 \sim D_4$ 及其箝位二极管 D_5 、 D_6 构成。并且,电源用电容器 C_{a1} 、 C_{a2} 串联分为两部分,形成正(+)端、负(-)端,此外有中性点电位端 N,其在箝位二极管 D_5 、 D_6 之间连接。乍一看时,例如 S_1 和 S_2 好像是串联连接,然而由于箝位二极管 D_5 的作用, S_1 和 S_2 连接点在中性点电位 N 上起到了箝位的作用,所以 S_1 和 S_2 上分别仅施加 $(E/2)$ 电压。另外,在相邻 2 个电力半导体器件(S_1 和 S_2 、 S_2 和 S_3 、 S_3 和 S_4)上应该给导通信号,在输出端出现正(+)、N、负(-)三个电位现象,这是它的特征。因而将它称为 3 电平逆变器或者中性点箝位(NPC)方式逆变器。如果用这种 3 电平逆变器,即使不用变压器,对于把 IGBT 作为

电力半导体器件通常构成的逆变器也可以获得 2 倍输出电压,所以最近经常使用它作为实现高电压化、大容量化的一种手段。

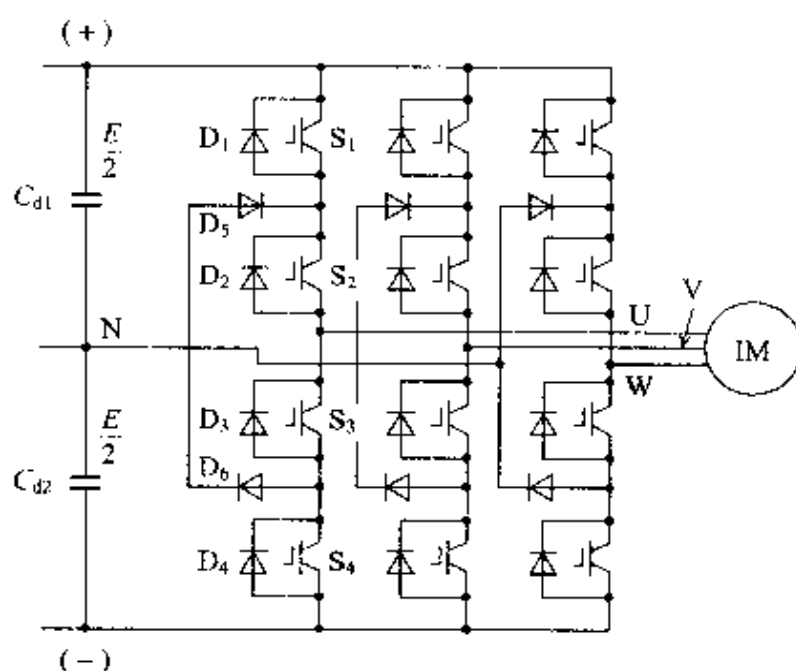


图 4.16 三相 3 电平电压型逆变器主电路的构成

这种动作情况如图 4.17 所示的三相 3 电平电压型逆变器输出电压波形。由于也和 PWM 方式并用,所以输出电压变得更平滑,而从中性点电位 N 看 U 相电压 V_u 和 V 相电压 V_v 虽然是相电压,但是可见出现三个电平 ($+E/2$ 、0、 $-E/2$),而且从 V 相看其和 U 相的线电压 V_{uv} 是 U 相电压 V_u 和 V 相电压 V_v 的电压差,如图所示的波形,可知它形成 5 个电平 $+E$ 、 $+E/2$ 、0、 $-E/2$ 、 $-E$ 。

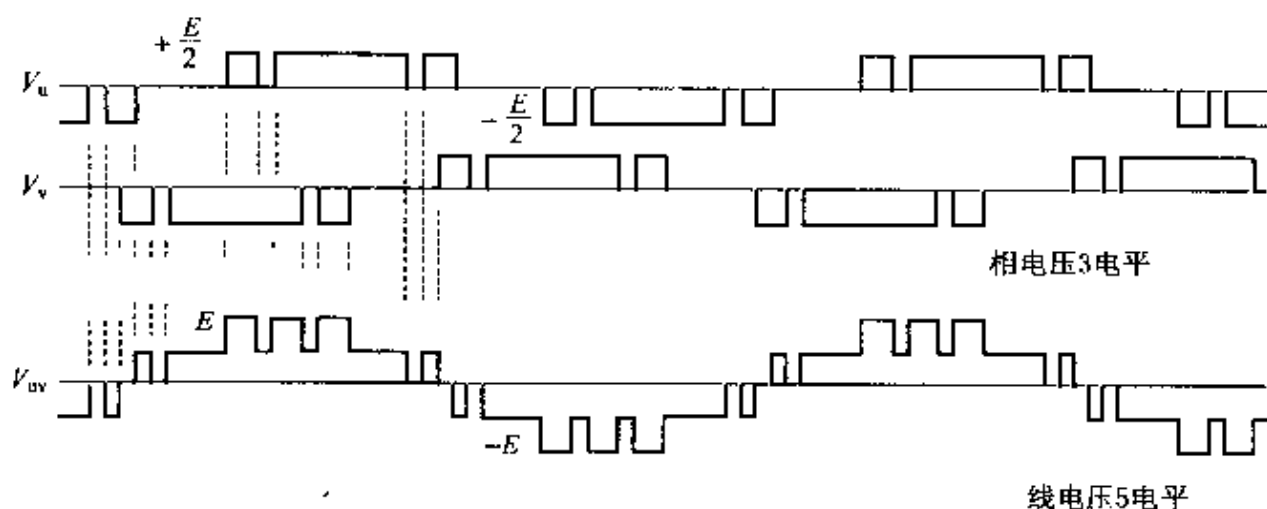


图 4.17 三相 3 电平电压型逆变器输出电压波形

4.1.6 使用电压型逆变器时注意事项

1 浪涌电压

电压型逆变器输出电压波形和工业电源的交流电压波形不同,它不是工业电源交流电压那样完全平滑的正弦波。切换时电路的导通或非导通的状态以非常短的时间(微秒)变化,所以电流的流动变化往往引起产生浪涌电压等过渡现象。特别是如图 4.18 所示的浪涌电压,由于负载或负载连接的导线等电路的条件(对地间产生的寄生电容、导线间的寄生电感等),一会儿衰减,一会儿放大。由于浪涌电压的大小不仅对逆变器电路内部造成影响,而且也必需考虑其他后果,例如使作为负载电动机的绕组间绝缘强度遭受到破坏。

想要把电压型逆变器应用到实际机器上时,要在电路上下功夫,使在逆变器电路内的浪涌电压变小,或者通过多重化将各个浪涌电压对整体电压相对变小上下功夫等,并且,在负载和逆变器装置之间的布线也必需予以注意。

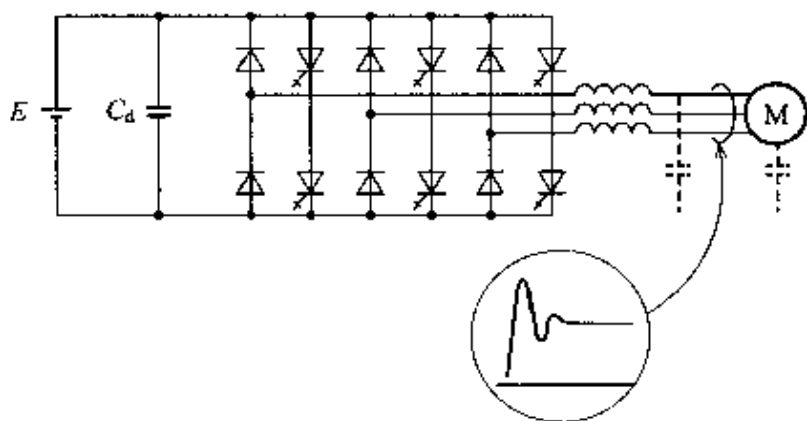


图 4.18 由于切换(换流)产生的浪涌电压

2 电磁噪声(杂音)

除由浪涌电压对电路的影响外,还有短时间电路状况的变化成为噪声源对四周机器造成影响。作为一个例子,由于作为主要非常高频率的电流流过电路内产生电磁波,要考虑电磁波对四周机器造成的影响。另外一个例子,对地电位急剧地变化要流过接地电流,这个电流由于流过的路线不同

要产生电压,它通过电源线对其它机器传播噪声而造成的影响,或者脉冲电压噪声对装置本身误动作等也要考虑。还有,我们把由于这样的电磁扰动对其它机器造成的影响称为电磁干扰(EMI,electro magnetic interference)。

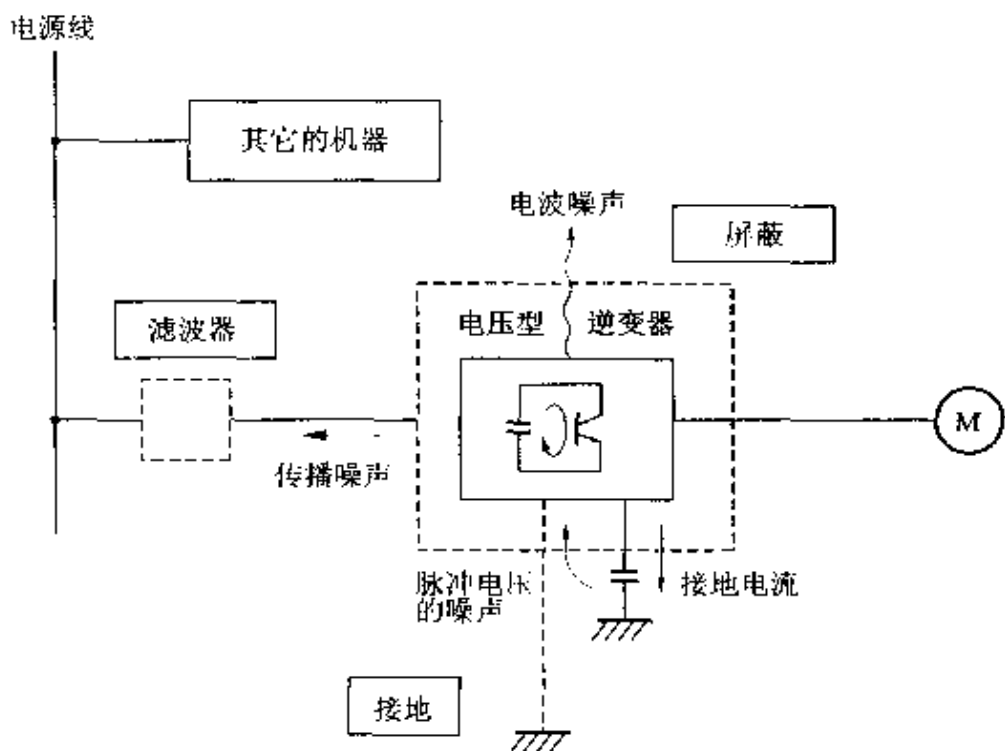


图 4.19 产生噪声和对四周机器的影响

上述产生噪声和对四周机器的影响如图 4.19 所示。由于噪声的大小与装置的容量有关,为了减少它的影响必需采取相应的措施。例如,对电磁波将装置用屏蔽层屏蔽,对于传播噪声要设置 EMI 滤波器,而且对脉冲电压的噪声容易流过接地电流、要抑制它产生的电压等等作为一般的措施处理。

4.2

具有电流源特性的逆变器——电流型逆变器

4.2.1

电流型逆变器使用的范围

1

作为电动机驱动装置使用

所谓电流型逆变器是将直流电流源的能量变换成交流能量的逆变器。

有熟识用电池作为电压源,而不熟识电流源的读者大概很多吧!下面我们调查一下电流型逆变器使用在什么地方?

其实,电流型逆变器也和电压型逆变器同样作为交流电动机驱动装置使用。精密动作不同的设备,包括 0Hz 特别低频率的交流电不如电流型逆变器这方面稳定地容易输出,这是它的特征,所以要求高起动转矩的交流电动机驱动装置中采用电流型逆变器。此外,例如在风扇、水泵的驱动装置中,在低速起动运行时将逆变器作为电源使用,在高速运行时如同使用工业电源一样,进行电路切换有严格的使用方法。有这种情况从电源切换时,在电动机中流过过大的电流,而电流型逆变器容易抑制突变的电流,它具有这种特征,所以它比电压型逆变器多使用在这样用途的场合。

2 作为将电流变换为电压的电源装置使用

作为电源装置使用电流型逆变器的代表实例如超导磁能贮存系统(SMES),它是将直流电源和电力系统连接的变换器。SMES 用功率变换装置系统的构成如图 4.20 所示。



图 4.20 SMES 用功率变换装置系统的构成

作为直流电流源储蓄在超导线圈中的直流能量通过电流型逆变器和电力系统连接,作为有功功率和无功功率反复进行能量转换。例如,当电力系统发生停电时,作为有功功率向系统发出能量,可以供给连接系统上负载的功率,这样使用方法容易理解。我认为这样的使用方法今后将逐渐获得重视。

4.2.2 电流型逆变器电路

1 考虑使用 GTO 三相电流型逆变器

作为电力半导体器件用 GTO 实现三相电流型 GTO 逆变器的主电路构成如图 4.21 所示。可见这是个非常简单的电路构成。这里我们确认一下主电路的动作。

逆变器电路用 6 个 GTO $S_1 \sim S_6$ 构成。作为电源用直流电压源 E 和直流电抗器 L_{dc} 串联电路表示,这里最重要的就是通过直流电抗器 L_{dc} 形成一

定的直流电流源。并且,负载是三相交流电动机,在逆变器三相输出的相间连接三个电容器 C_u 、 C_v 、 C_w 。

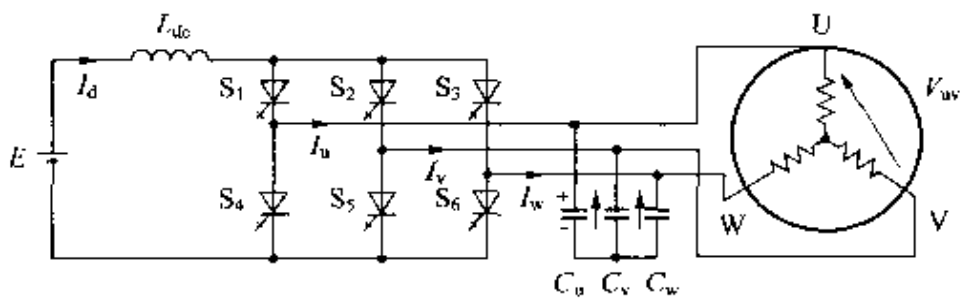


图 4.21 三相电流型 GTO 逆变器主电路的构成

直流电流 I_d 以 $E(+)-L_{dc}-S_1-(U)-(W)-S_6-E(-)$ 流经路线构成回路。我们考虑一下从 S_1 到 S_2 的换流,这时电容器 C_u 如图所示的极性认为充电状态。由于直流电抗器 L_{dc} 是电流源,所以不可能强迫断开电流

的流动,通过重复逆变器内部电力半导体器件导通的时间选择,就可以连续切换电流流通的路线,所以使 S_2 导通, S_1 断开。改变电流路线为 $I_{dc}-S_2-C_v-C_u-(U)$,用图中所示的极性给电容器 C_v 充电,电容器 C_u 呈放电状态。当充电电压超过交流电动机感应电动势时,电流从电动机的 U 相切换到 V 相上,然而由于电源是电流源,所以电流达到一定值后,电流继续上升期间由于电路中的电感(这种情况是电动机内电感)将产生过电压。因而,在逆变器输出交流的相间,每当电流切换时产生浪涌电压。为了抑制这个电压的峰值设置了电容器 $C_u \sim C_w$,换流完成时同样直流电流 I_d 流经的路线为 $E(+)-L_{dc}-$

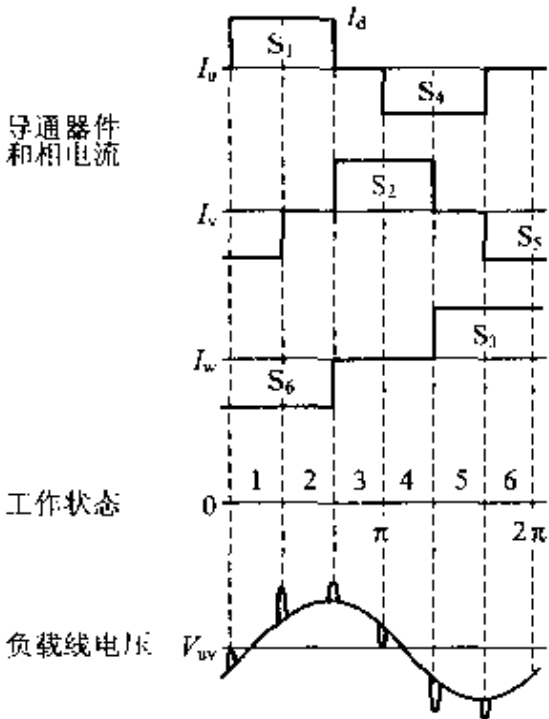


图 4.22 三相电流型逆变器输出电流-电压波形

$S_2-(V)-(W)-S_6-E(-)$ 。

将上述动作图 4.22 中所示的三相电流型逆变器的输出电流、电压波

形可以确认。图中上面三个是输出交流电流 I_u 、 I_v 、 I_w 的波形。由于是三相构成,所以电流各相每 $1/3$ 周期流通,形成 120° 导通角。从波形的形状看使用单相的实例很少,几乎都是三相构成(120° 导通角)是可以理解的,图中最下面的是线电压 V_{uv} 。主要是通过电动机感应电动势形成正弦波形的交流电压波形,在其波形中可知其上面重迭每次换流时由电容器抑制的浪涌电压。

试看电流型逆变器的构成,电流型逆变器输出的交流是通过直流电流源确定电流值的交流电流。交流电路中有阻抗,或者如果是电动机负载,由于其中产生感应电动势,所以根据改变电流的大小,最终也可以改变交流电压的大小,可以认为这就是电流型逆变器。并且,试看相当于在电压型逆变器中反并联二极管的作用时,因为反并联二极管在电感负载上储蓄能量具有保持使电流继续流动的作用,所以可以考虑在电流型逆变器相间通过设置电容器 C 来完成这种作用。

2 考虑使用晶闸管三相电流型逆变器

电流型逆变器强迫断开电流,将要产生过电压,所以不一定仅使用自关断型电力半导体器件,而且使用晶闸管的逆变器多数也已经实用化了。下面我们考虑一下使用晶闸管电流型逆变器的情况。

晶闸管是用任意一种手段通过施加反电压,使其本身流过的电流分流就可以关断的电力半导体器件。通过在电流型 GTO 逆变器的输出交流相间将吸收浪涌电压的电容器作为晶闸管换流电容器加入电路内,就可以进行上述的换流动作。这种串联二极管方式三相电流型晶闸管逆变器的主电路构成如图 4.23 所示。

在图中逆变器电路由 6 个晶闸管 $S_1 \sim S_6$, 6 个串联二极管 $D_1 \sim D_6$ 和 6 个换流电容器 ($C_1 \sim C_6$) 构成。其中,电流流过的状态以 $RF(+)$ L_{dc} — S_u — D_u —(U)—(W)— D_z — S_z — $RF(-)$ 路线构成回路。我们看看从 S_u 换流到 S_v 上的情况,换流电容器 C_1 和 C_3 在图中表示的极性为充电方向,设 S_u 导通时,根据换流电容器的电压,电流立刻切换到路线 L_{dc} — S_v — C_1 ($C_2 \sim C_5$)— D_u —(U),电容器的电压作为反电压施加在 S_u 上,从而 S_u 经过既定时间时变为关断状态。换流初期串联二极管 D_v 反向偏置,换流电容器反向充电,不久当和负载交流电动机的感应电动势平衡时, D_v 变为正偏置,电流开始流入 V 相。电流切换期间在 U 相和 V 相上分流,不久电流流过的路线

为 $RF(+)-L_{dc}-S_v-D_v-(V)-(W)-D_z-S_z-RF(-)$, 换流完毕。这样, 串联二极管为了稳定地进行换流动作, 要保持将换流电容器从负载上分开那样的作用。

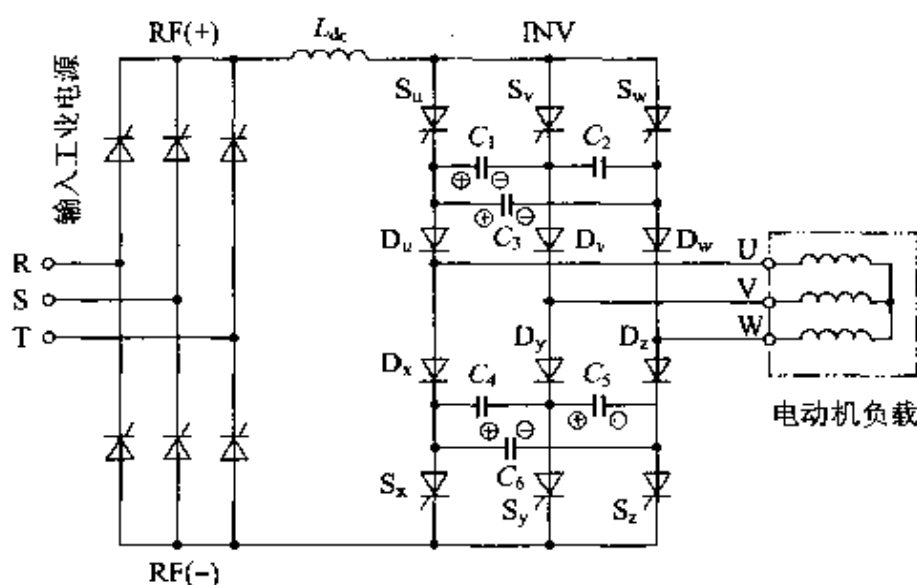


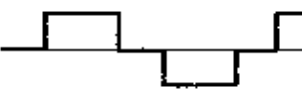

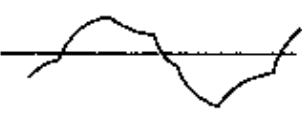
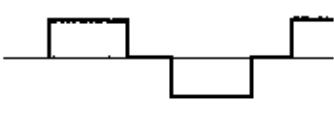
图 4.23 串联二极管方式三相电流型晶闸管逆变器主电路的构成

3 归纳一下电压型和电流型逆变器的区别

以上我们确认了电流型逆变器有代表性的主电路构成, 而其中有关主电路电压、电流波形, 归纳看出两者的差别。

电压型逆变器和电流型逆变器输出波形的比较列于表 4.2 中。电压型逆变器通过将直流电压源切换获得交流输出, 所以输出电压波形成为方波。电动机负载时, 这个方波电压和电动机正弦感应电动势的差分形成高次谐波, 并在基波电流上叠加, 所以如表 4.2 中输出电流缺一个角, 形成一个近似正弦波的电流波形。另一方面, 电流型逆变器通过将直流电流源切换获得交流输出, 所以输出交流波形成为方波。同样在电动机负载时, 电动机感应电动势是正弦波, 在其上面叠加上换流时浪涌电压就是我们观察到的输出电压波形。

表 4.2 电压型逆变器、电流型逆变器输出波形的比较

	电压型逆变器	电流型逆变器
输出电压	 方波电压	 基波电压+换流浪涌电压
输出电流	 基波电流+高次谐波电流	 方波电流

无论是电压型逆变器还是电流型逆变器,在负载仅是无源的阻抗时,从电压源或者电流源阻抗关系,可以求出电流波形或电压波形。并且,负载如果是象电力系统那样可靠的电源,通过在正弦波电压上阻抗压降相加就可以求出电压波形。

4.2.3 改变交流电流的方法

1 调节直流电流

在电流型逆变器中以改变输出交流电流的方法,同样在电压型逆变器也可以用改变电流大小的方法。

改变电流的大小具体手段将在以后叙述。可变直流电流方式如图4.24所示,而且为了使这个电路分析简单而考虑用单相。如果直流电流的大小改变,原来交流电流大小也改变。

下面我们考虑一下改变电流脉冲宽度的方法。

2 调节电流脉冲宽度

对于电压型逆变器,各相电力半导体器件上给导通信号,通过每个上、下桥臂和其它相比较,如果没有电压差,这样的结果就可以调节电压。另一方面,对电流型逆变器由于必然从电流源向任何地方继续流过电流,所以在逆变器内电流源短路,从输出交流侧看时,可以认为好像没有电流输出(电流变小)。

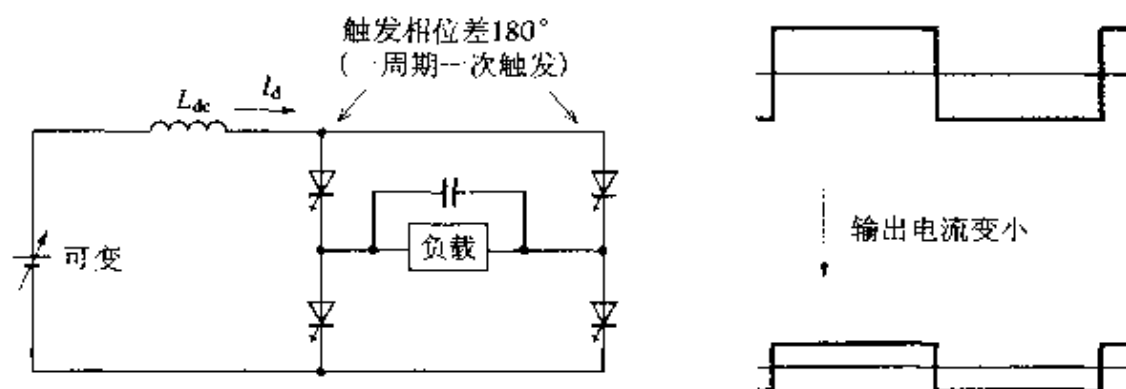


图 4.24 可变直流电流方式

可变输出脉冲宽度方式如图 4.25 所示。可以将图中上、下桥臂 GTO 同时导通, 电流在逆变器内形成短路。从而通过调整这个短路期间, 可以调节输出的交流电流。这种方式从直流电流源的特性看, 即使短路, 其电流不能立刻增加, 所以这个技术性是可能的, 然而不经常采用。其理由为即使短路期间还要继续流过电流, 为此电力半导体器件或者电路内损耗变大。这是装置效率下降的原因。

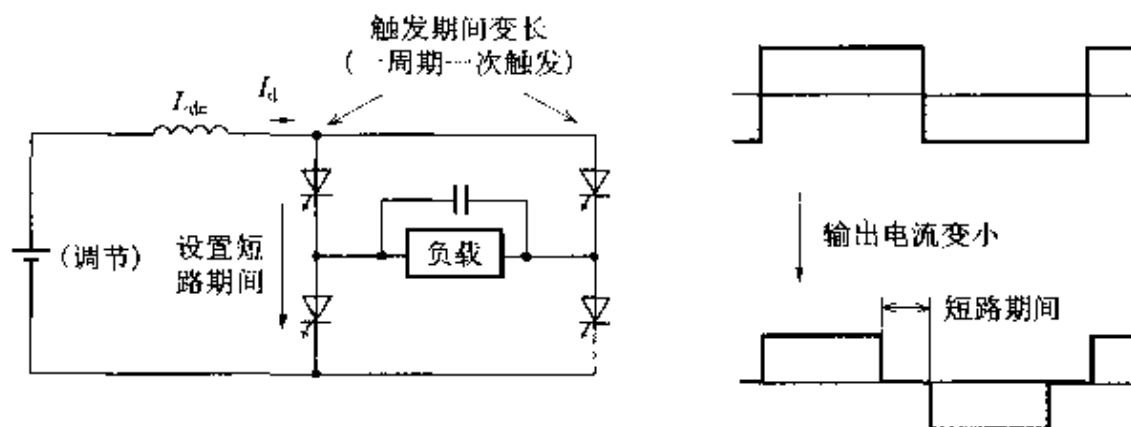


图 4.25 可变输出脉冲宽度方式

在电流型逆变器中如果不设置短路状态, 就不会改变输出电流。因而, 如图 4.26 所示的为有关三相电流型逆变器产生 PWM 波形输出的实例, 不是为了调节这个输出电流的大小, 最终目的就是改善电流的波形。

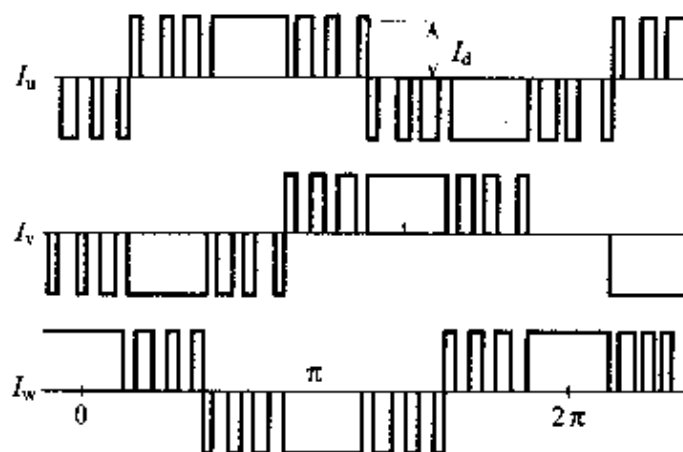


图 4.26 三相电流型逆变器中的 PWM 波形

4.2.4 驱动电动机装置的工作原理

1 考虑从交流产生直流的整流器作用

用电流型逆变器驱动交流电动机系统和电压型逆变器时一样,通过整流器从交流获得直流,再通过逆变器从其直流获得交流驱动交流电动机的系统。(有关整流器的详细说明已在第 2 章叙述,这里省略)。

对于电流型逆变器与上面的电压型逆变器相比时,整流器的作用变为重要的。那么,通过调节整流器产生的直流电压,调节中间电路直流电抗器的电流是为了获得可变的电流源。图 4.27 中表示应用最普通的晶闸管整流器的电流型逆变器的主电路构成。

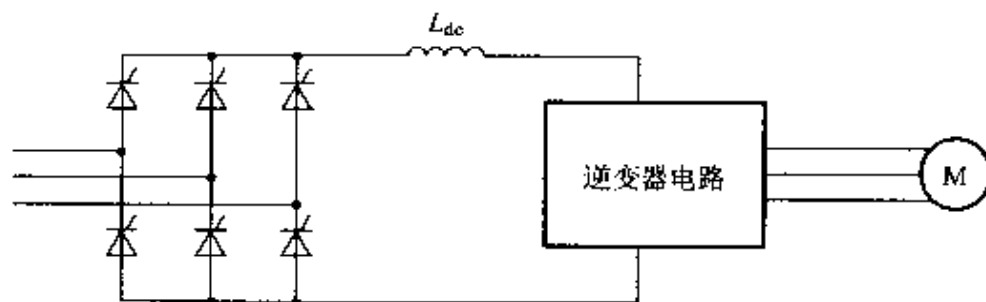


图 4.27 应用晶闸管整流器的电流型逆变器主电路构成

分析一下在这个电路中的具体的动作。逆变器电路直流端间出现直流电压取决于作为负载的电动机的感应电动势和电路阻抗压降。与这个直流电

压相对而言,调节整流器的直流电压时,就在直流电抗器上施加电压差,于是产生出可变的直流电流源。例如,如果让直流电流增加,整流器的电压也让增加,电流就增加,如果电流增加到既定值,然后通过将整流器的电压下降到和逆变器的电压相同,上面的电流就不增加了,利用自动控制、调节这样的电流(参见第 6 章)。

并且,以具有另外作用整流器作为例子,图 4.28 中表示应用切换开关的三相电流型逆变器主电路构成。首先将这个电路的动作简单地进行说明。

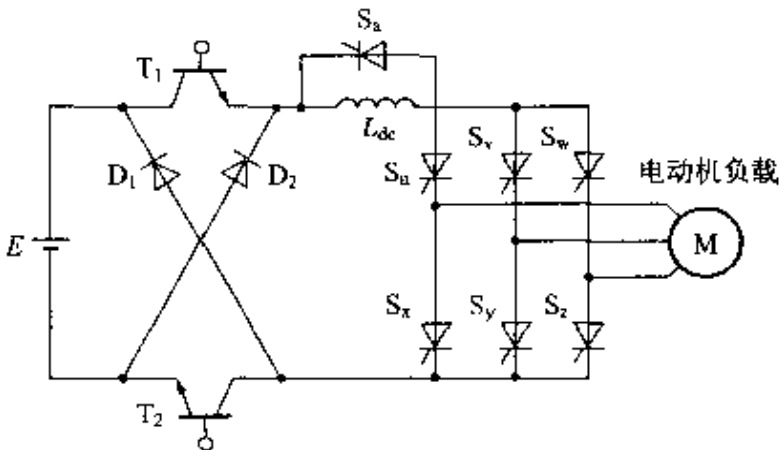


图 4.28 应用切换开关的三相电流型逆变器主电路的构成

逆变器电路使用晶闸管 $S_a \sim S_z$ 的主电路构成,而它与图 4.23 中示出的串联二极管方式电流型晶闸管逆变器采用不同的换流方式。即是在直流电路中将设置开关 T_1 、 T_2 同时关断时,通过导通晶闸管 S_a 短路直流电抗器 L_{dc} ,在 $S_a \sim S_z$ 任意 2 个晶闸管上流过的电流变为零,并且通过倾斜交叉电源电压箝位二极管 D_1 、 D_2 ,给各晶闸管上施加反向直流电压,使其关断。由于全部晶闸管关断,所以称为一次换流方式电流型逆变器。在这个电路中,通过串联插入其和直流电压源的开关 T_1 、 T_2 的导通、关断比率,可以调节整流器产生的直流电压,它是根据逆变器侧的直流电压差改变直流电流的方式。

2 考虑电动机在加速、减速时电功率的作用

电动运行和再生运行时的电源和交流电动机之间的功率流动和应用电压型逆变器时一样(参见 4.1 节),在电动运行时电功率是从电源到电动机,

在再生运行时是从电动机返回给电源流动。对电流型逆变器有什么不同呢？下面我们仔细地研究一下。

对于电压型逆变器由于直流电压的极性(方向)是一定的,所以这个电功率流动方向和直流电流方向一致。即因为电动运行和再生运行的电流流动方向不同,所以对二极管整流器方式或晶闸管整流方式用原来的电路构成是不能适用的。另一方面,对电流型逆变器其直流电压和电功率流动如图4.29所示,直流电流的方向是一定的,我们考虑电动机从电动运行状态到再生运行状态时,假设以电流的相位为基准,电压的相位反向,决定电功率流动反向。因而,从逆变器的直流端电压看时,由于相位反向,所以极性颠倒。不论有什么样的极性,电压的大小,通过控制整流器的晶闸管触发相位,就可以调节逆变器和整流器的电压差,可以保持流过直流电流的大小和方向一定。因此,这时整流器产生的直流电压的极性颠倒,据此,可以将电功率的方向反向。这样对电流型逆变器用晶闸管整流器方式原来的电路构成就能实现电动运行和再生运行。

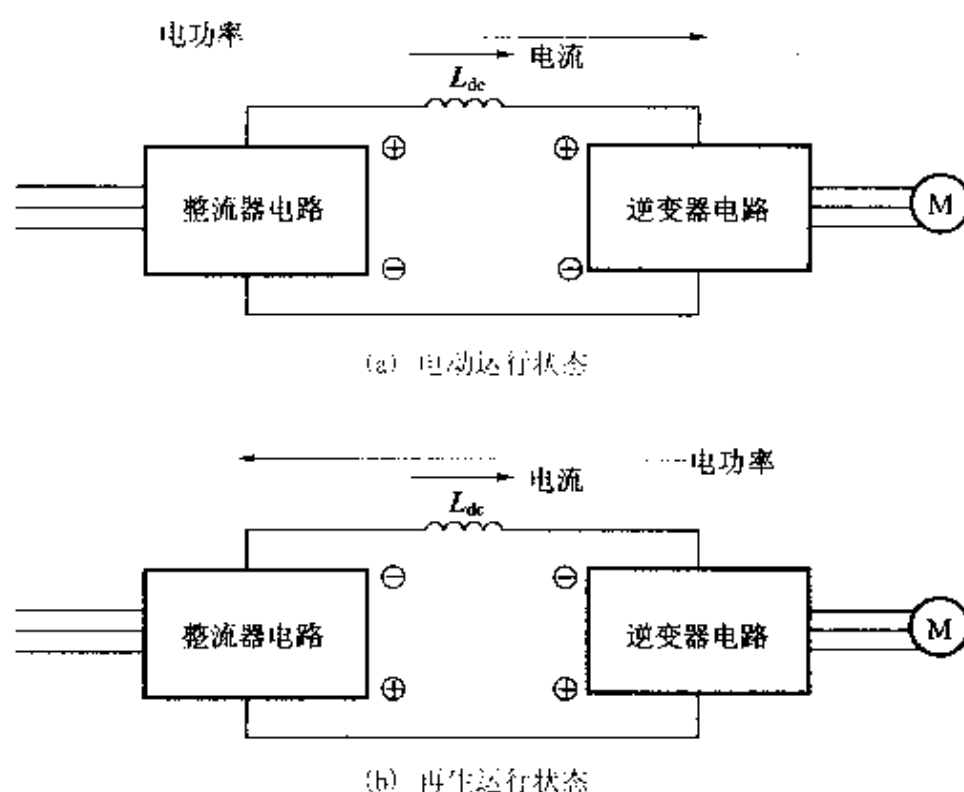


图 4.29 直流电压和电功率的流动

4.2.5 如何能够实现大容量的装置

电流型逆变器和电压型逆变器一样,将适合负载容量的逆变器用单机制造时,要选择符合电路电压或电流的电力半导体器件,或者必须考虑电力半导体器件串联连接、并联连接的技巧。另一方面,要了解电压型逆变器用的电力半导体器件存在反并联二极管,对电力半导体器件没有施加反向电压,而在电流型逆变器的电路构成中,虽然是可关断电力半导体器件,但是和晶闸管整流器的晶闸管一样施加反向电压。这就是电力半导体器件的选择要受很大限制的原因,除了简单串联、并联连接以外,经常采用将变换器组合的方法。

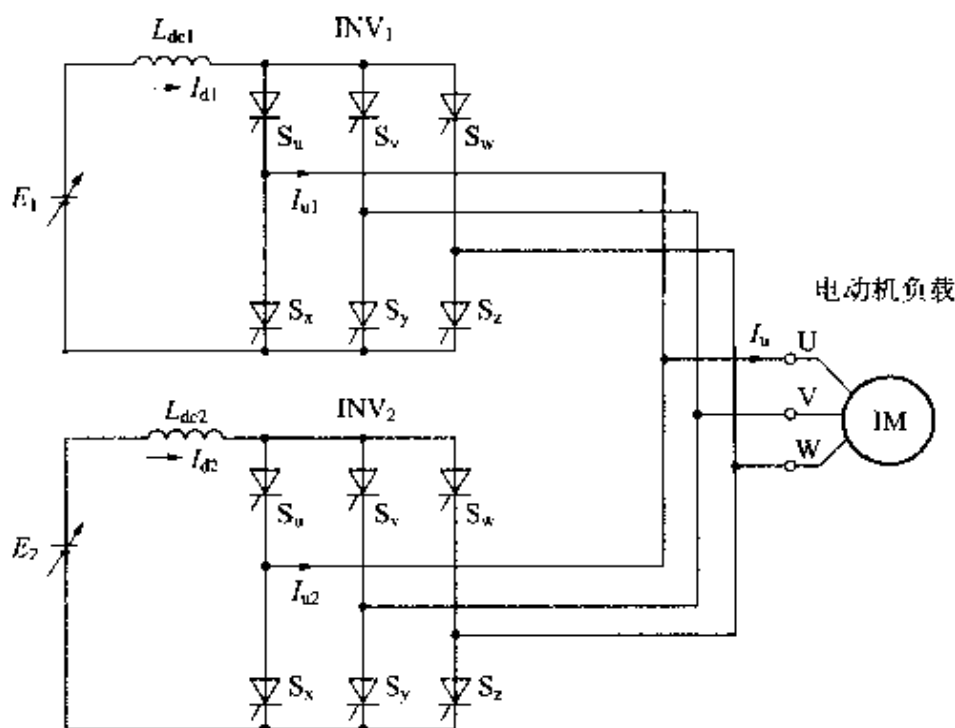


图 4.30 12 脉冲电流型逆变器(没有输出变压器)主电路构成

在变换器组合的方法中有多重化,电流逆变器有几个特征。图 4.30 中示出了 2 台三相电流型逆变器没有使用输出变压器的多重化的 12 脉冲电流型逆变器的主电路构成。这是将个别电流型逆变器输出端直接并联连接方式,它是为了产生这种方式的电流型逆变器。如果在电压型逆变器中进行这种连接,在连接的相上导通、关断时间选择错开一定角度时,直流电源变成完全短路状态,在图 4.31 中表示的是采用输出变压器 12 脉冲电流型逆变器的主电路构成。这是在电流型逆变器中使用的一般连接方法,在逆

变器输出端连接变压器,进行隔离,将其二次侧并联连接起来的方法。在电压型逆变器中是将二次侧串联连接的,这一点两者不同。

对这两种方式在直流电源侧稍微有些不同。对图 4.30 的方式 2 台逆变器 INV_1 、 INV_2 的相位错开一定角度,改善波形运行是一般的方法,而这时负载的功率因数因相位错开一定角度仅此而不同,在逆变器直流端上出现不同的直流电压。从而用一个共同的直流电源不能够解决,需要二个直流电源 E_1 、 E_2 将电位分开。另一方面,图 4.31 方式对照电流相位错开一定的角度,考虑变压器绕组可以将负载的电压相位错开一定角度,所以在技术的处理上可以认为是同一直流电压。并且逆变器的输出侧进行了隔离,所以可以认为是一个共同的直流电源(E)。

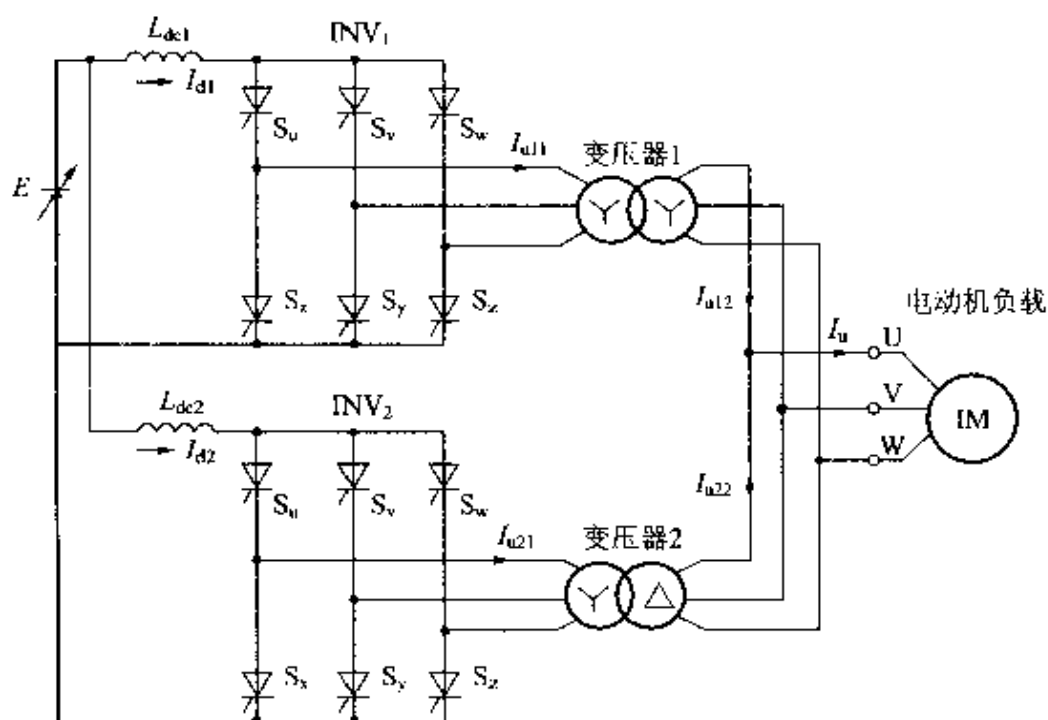


图 4.31 12 脉冲电流型逆变器(有输出变压器)主电路的构成

将这些电路构成的作用在图 4.32 中表示,用 12 脉冲电流型逆变器输出波形来确认。图 4.32(a)是没有变压器的输出波形,上面 2 个波形是 INV_1 、 INV_2 的 U 相电流 I_{u1} 、 I_{u2} 。错开 30° 相位的电流波形与原来波形合成起来,可知 U 相电流为 I_u 。并且图 4.32(b)是有输出变压器的波形,上面 2 个波形是变压器一次 INV_1 、 INV_2 的 U 相电流 I_{u11} 、 I_{u21} 。对于 INV_1 的输出连接变压器 1 的接法是星形-星形(Y-Y)连接,所以其二次 U 相电流 I_{u12}

(图 4.32(b)中上数第 3 行的波形)和一次 U 相电流 I_{u11} 同相位。又 INV_2 的输出连接变压器 2 的接法是星形-三角形(Y- Δ)的接法,所以其二次 U 相电流 I_{u22} 超前一次 U 相电流 I_{u21} 30° 相位,两相合成电流形成图中那样的波形(图 4.32(b)上数第 4 行的波形)。上述两个二次 U 相电流 I_{u12} 、 I_{u22} 合成后,可知形成图中最下行的电流波形 I_u 。

以上是有关大容量化的方法的叙述。即使是电流型逆变器也和电压型逆变器一样都可以使用变压器,所以对大容量电功率用的变换器经常通过变压器采用多重化的方法。另一方面,大容量的电动机驱动装置用非常低的频率起动电动机、运行时有电流容易控制的优点,所以直接连接实用化技术正在研究中。

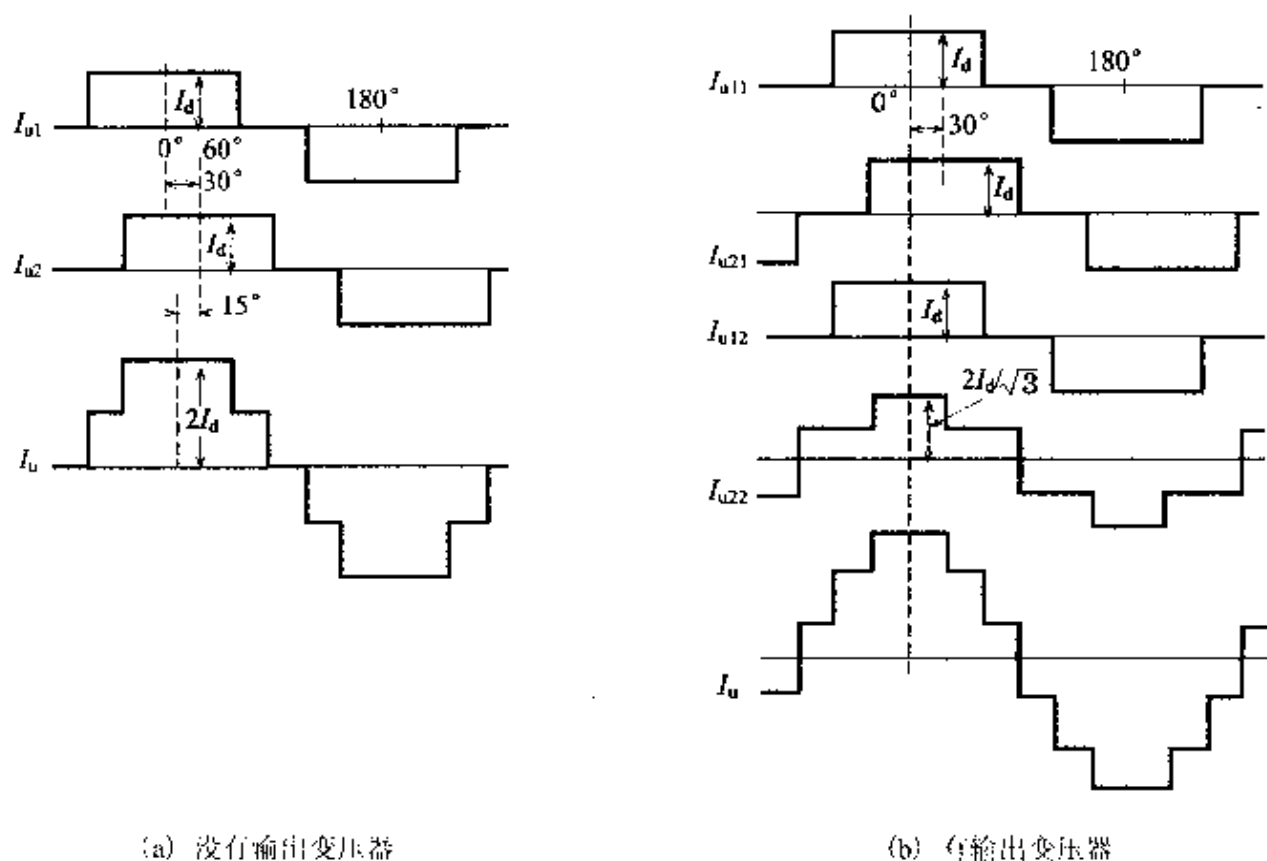


图 4.32 12 脉冲电流型逆变器输出电流波形

4.2.6 使用电流型逆变器时注意事项

1. 考虑主电路的运行条件

对电流型逆变器电流切换时主电路的现象与电压型逆变器应用有很大

不同。例如与负载电动机电路常数关系等,必需考虑在电路中的运行条件;它不怎么受负载的影响等等。

电动机除正常的阻抗外,还必需准确地求出在非常短的时间对换流产生的电路现象的过渡阻抗。当应用电流型逆变器时,必需对这些进行充分地设计。

2 考虑浪涌电压

对电流型逆变器在输出电流切换时产生浪涌电压,其电压用相间电容器抑制,上面已经叙述。电动机驱动的情况,这个浪涌电压有对电动机绕组间的绝缘产生恶劣影响的可能性,当应用它时也必需充分考虑。

但是,这里所谓的浪涌电压是根据电路中阻抗和电流变化率($L \times \frac{di}{dt}$)发生的浪涌电压。因而这个大电压可以用电路抑制电流的变化率来衡量,通常是频率越高,噪声变得越小。

3 考虑转矩脉动

在三相电流型逆变器输出电流波形中多数包括低次高次谐波分量,根据这种高次谐波在电动机中产生的转矩脉动可以预测。图 4.33 中表示了三相电流型逆变器输出电流和转矩脉动的波形。不言而喻,根据负载电动机的不同,而一般认为在三相输出时 6 倍的转矩脉动大约 10%,越多重化转矩脉动越小。

在应用它的时候也必需充分设计,根据负载通过转矩脉动必需事先考虑好振动的机械强度。

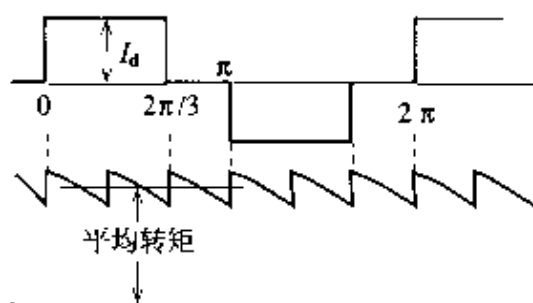


图 4.33 三相电流型逆变器输出电流和转矩脉动

4.3 优良特性的开关逆变器——谐振型逆变器

4.3.1 为什么必需优良特性的开关

1 希望损耗降低

电力电子学装置使用在各个领域。最近,特别是在 OA 和家电领域应用的转换电源等小容量装置正在逐渐扩大。因此为了各种各样的目的进行高频率的转换,特别是从装置小型化观点通过隔离变压器的小型化,逐渐采用提高开关频率的技巧来实现。图 4.34 中表示了 10 年左右变化显著的开关频率和容量降低的倾向,可以看出它们有很强的依赖性。

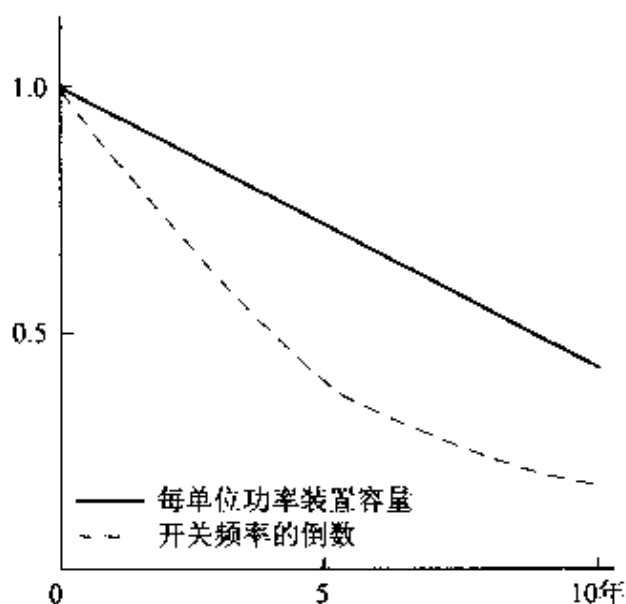


图 4.34 开关频率(倒数)和容量降低的倾向

图 4.35 中表示的是在电力半导体器件中开关时的电压、电流波形的一个实例。这个波形为用电力半导体器件具有的能力断开在电路中流过的电流(称为硬开关)时的波形。由此可见,开关的高峰中有电压和电流最高状态的重叠部分,这是电力半导体器件的开关形成的损耗,每开关一次都产生这个损耗,所以变为高频率时,当然原来的装置损耗变大,这就成为问题。将电压或者电流高的部分错开一点,两者之积的损耗减少,为此人们正在寻求优良特性的开关(软开关)。

2 希望电磁噪声变小

我们再看一下图 4.35 所示的电压波形,它以非常高的电压变化率上升(dv/dt)。这个高变化率和电路条件有关,能形成噪声源已经在电压型逆变器处叙述了。特别是 OA、家用电器放置在人们日常生活场所,对收音机等机器造成影响,希望这样的噪声非常低。想要抑制变化率的技术就是选择优良特性的开关。最近从这方面正在探讨采用软开关技术。

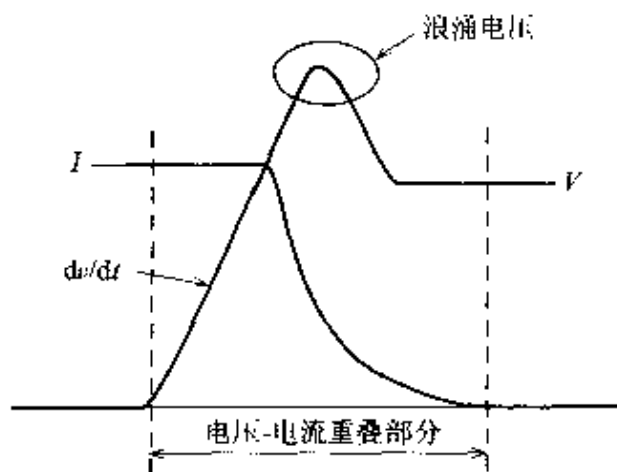


图 4.35 开关时电压-电流波形的一个实例

由如以上开关的观点将优良特性开关的逆变器的总称叫做谐振型逆变器。作为电源的性质如前节所叙述分别具有电压型逆变器或者电流型逆变器特性,所以将两者组合时称为电压型谐振逆变器或电流型谐振逆变器。

4.3.2 谐振型逆变器的使用范围

1 作为高频电源装置使用

谐振型逆变器主要是使用在输出高频交流用途的地方,用高频交流装置供给负载或交流装置小型化、低成本化将高频交流作为变换的手段使用。

作为高频交流装置供给负载为目的用途的,有容量比较小的装置是电磁调理器用电源,容量大的装置是感应加热用电源及放电负载用电源等。图 4.36 中表示的是电磁调理器用电源系统的构成。将交流电源通过二极管整流器变换成直流,用高频谐振型逆变器产生几十千赫、容量 1kW 大的交流,将其放在铸罐底下加热使用。

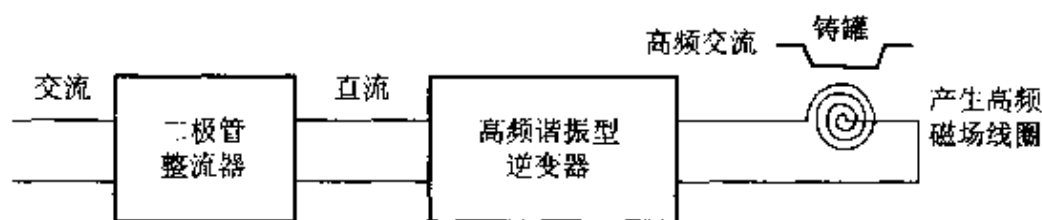


图 4.36 电磁调理器用电源系统的构成

2 作为直流电功率变换装置使用

作为目光指向装置小型化、低成本化,将高频交流作为变换手段使用的主要有小容量装置的电子射击场用电源或 DC/DC 变流器(参阅第 3 章)。

图 4.37 中表示的是电子射击场用电源系统构成。将交流电源用二极管整流器变换成直流,通过高频谐振型逆变器变换成几十千赫的交流。最终的输出必需是高压直流,所以通过包括隔离升降变压器的半波倍压整流电路产生几千伏的直流电压供给磁控管。它的基本原理类似 DC/DC 变流器,为了从直流电源产生出隔离另一种电压的直流电源,利用了高频交流和变压器。



图 4.37 电子射击场用电源系统的构成

4.3.3 谐振型逆变器电路

1 零电压与零电流开关

在分析具体的谐振型逆变器的电路以前,我们首先看看关于软开关的波形。如图 4.35 所示的那样,在电压和电流重叠部分内降低开关损耗,如果在电压或者电流任意一个为零状态换流,两者之积一定为零。

因而,在软开关中有**零电压开关(ZVS)**和**零电流开关(ZCS)**。正如名称那样,所谓 ZVS 就是电力半导体器件的电压在零状态导通、断开的通断状态,ZCS 就是电力半导体器件的电流在零状态导通、断开的状态。

图 4.38 中所示的零电压开、关(ZVS)和零电流开、关(ZCS)的典型波形。观察导通或断开时间选择在电压或者电流任意一方接近零,开关损耗就降低,断开后的电压上升率 dv/dt 比硬开关要低、噪声也降低了。从图中可知,ZVS 中电压为零时,由于电力半导体器件开关结束,所以与开关必需

的时间相比,还要花费相当长的时间利用谐振正弦波电压。即是其在正弦波电压最初和最后的电压零点进行开、关的原因。从而开、关电压变为零,由于谐振其正弦波电压峰值施加给关断高峰中的电力半导体器件上,所以要求电力半导体器件具有高的耐压性能。并且,就ZCS而言,有关电流的变化也完全相同。谐振中高的正弦波电流峰值要流过电力半导体器件,所以需要导通电压低和电流容量大的电力半导体器件。

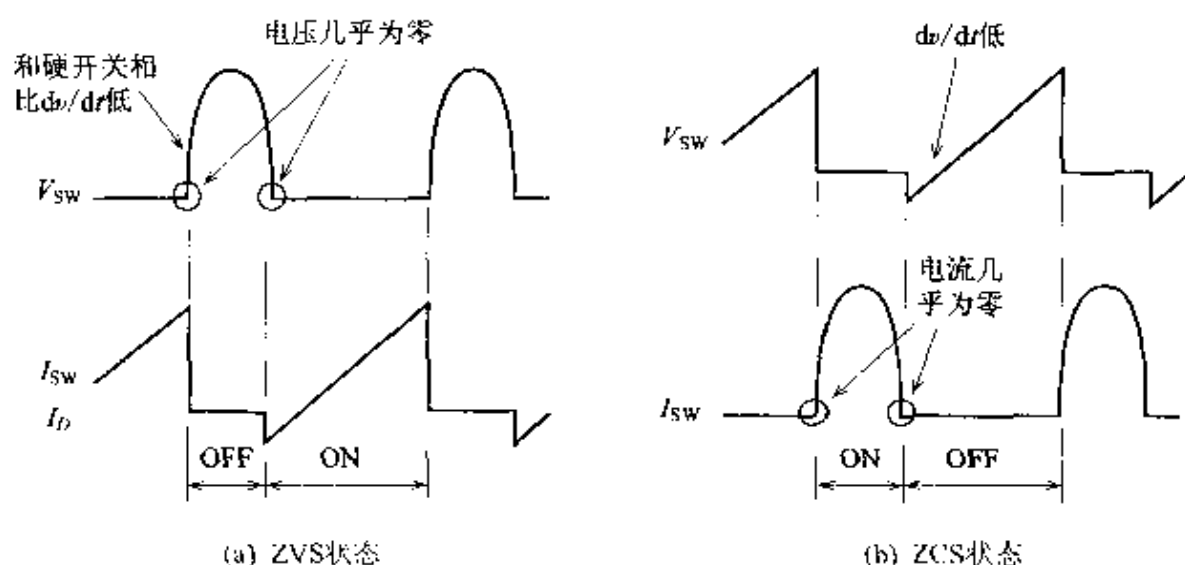


图 4.38 零电压和零电流开关

2 单端谐振型逆变器

所谓单端谐振型逆变器是由连接直流电源的谐振网路及连接在这个网路一端的端子上的谐振开关和从谐振网路接受高频的交流功率的负载系列构成。图 4.39(a)表示的就是使用电磁调压器用电源的电路构成的实例。这个电路构成是将反并联二极管的电力半导体器件作为谐振开关用的电压型逆变器,是用 ZVS 状态进行开关方式。并且通过高频磁场给铸罐感应加热,高频交流功率供给负载。

我们再稍微仔细地看一看电路的工作。单相交流电源经过整流,其输出通过直流电抗器 L_s 和电容器 C_s 的滤波电路形成直流电源。这个滤波电路对谐振型逆变器工作的频率要设计成平滑工作,并认为负载几乎就像电阻一样,交流电源高次谐波非常少,输入功率因数几乎接近 1 是它的优点。相反,将电源频率连接完全平滑化的直流电源上,用相同标称值的电力半导

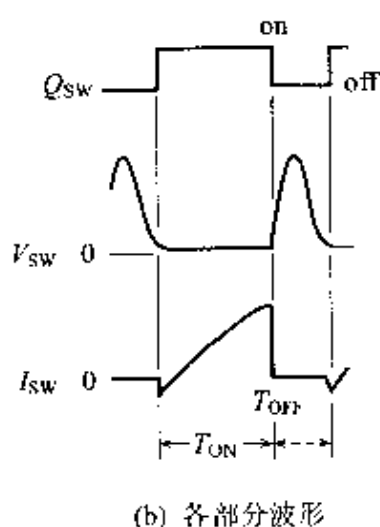
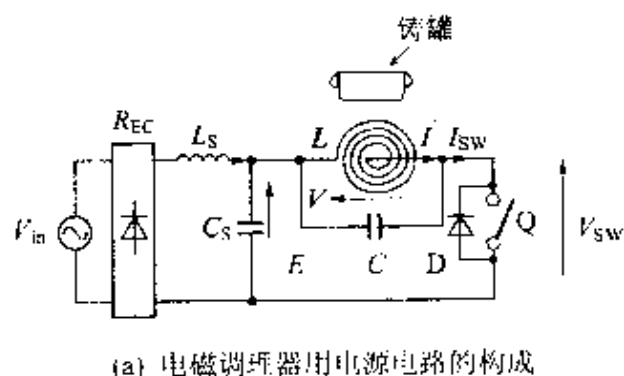


图 4.39 单端谐振型逆变器

体器件对功率可以进行控制,但是仅仅能控制一半的功率是它的缺点。 L 兼作谐振电感的加热线圈, C 为谐振电容器,用这些形成并联谐振电路。如上所述,作为电力半导体器件 Q 可以采用双极晶体管或 IGBT。其工作频率 $20 \sim 50\text{kHz}$ 。图 4.39(b)表示的工作波形,最上面的波形是 Q_{sw} 给与电力半导体器件 Q 导通、关断信号;上数第二行波形是施加给电力半导体器件 Q 上的电压波形 V_{sw} ;第三行波形是流过电力半导体器件 Q 上的电流波形 I_{sw} 。通过电压为零时给与导通信号,电流开始流动,之后给关断信号电流为零,电压开始上升,可知这就是 ZVS 状态换流。详细的功率调节在专业书中可以找到,而通过控制电力半导体器件导通期间 T_{on} 及向负载上调节功率等详细情况请参阅参

考文献[4]。

3 桥式谐振型逆变器

图 4.40(a)中所示的就是使用在感应加热炉上,具有代表性的桥式谐振型逆变器的主电路构成的实例。由电源构成的电压型逆变器,在负载两端具有上、下桥臂连接成桥式结构的逆变器,由此形成全桥式。并且,感应炉为负载的电感 L 形成谐振电抗器,将谐振用的电容器和它串联接入形成串联谐振负载结构。而且在这个谐振电路和逆变器之间插入高频变压器。这个高频变压器根据负载要求的电压,对感应加热用采用降压型,对于放电负载采用升压型。

再稍微详细地看一看桥式谐振型逆变器的工作原理。由控制电路决定导通、关断信号,从电力半导体器件的驱动频率(F_d)和负载常数确定负载

谐振频率($F_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$),在 $F_d = F_0$ 时,功率因数可以在 1 状态下运行,而图 4.40(b)中所示的工作波形就是在 $F_d < F_0$ 条件下运行的波形。预定功率因数滞后多少,这个部分往往使输出功率变小,而使用自关断电力半导体器件时,认为这样运行条件是一般的。对于这样运行状态没有形成完全的软开关,而电流在小范围内断开,所以开关损耗小。并且最大电压不超过直流电源电压 E ,所以电力半导体器件达到额定值能够提高电路电压等,这是它的优点。

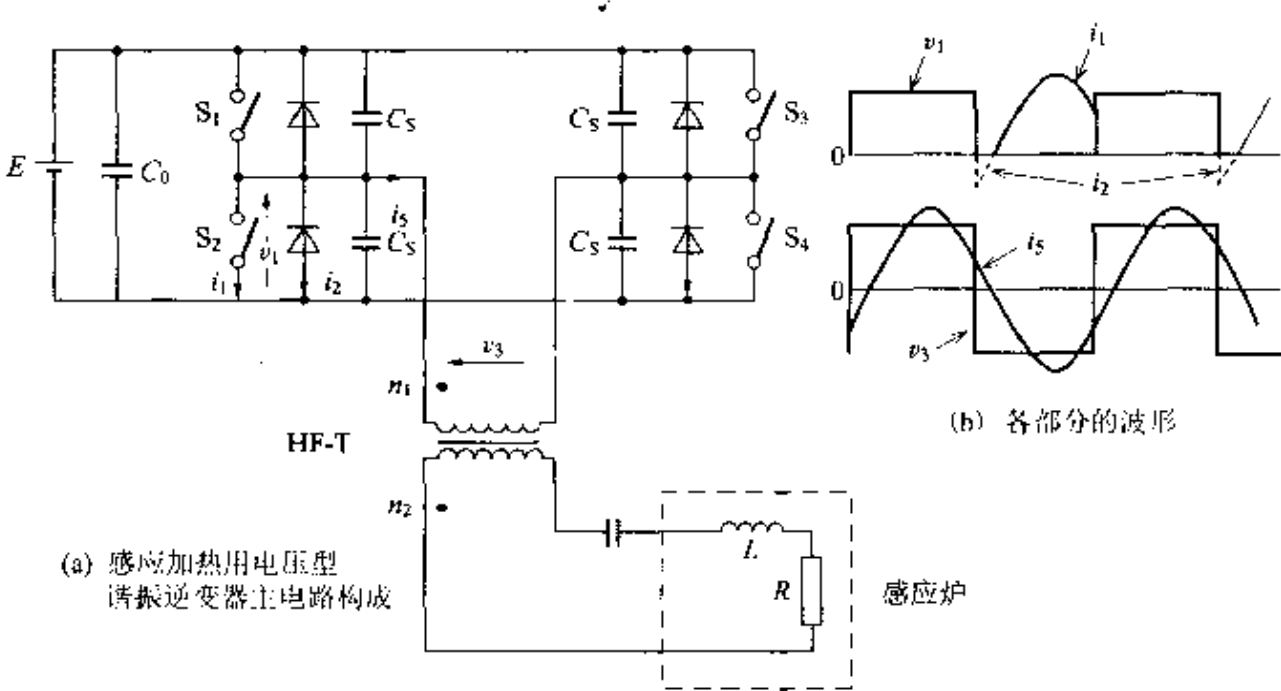


图 4.40 桥式谐振型逆变器

4 谐振直流(DC)耦合型逆变器

所谓谐振 DC 耦合逆变器就是在普通的电压型逆变器电路的直流部分设置谐振电路。基于谐振原理,利用电压谐振使逆变器电路输入端的直流电压变为零。以使逆变器电路的电力半导体器件达到 ZVS 开关状态。并且从上面叙述的电压型逆变器和电流型逆变器的关系可知,即使在电流型逆变器中的直流部分设置谐振电路,通过电流谐振使直流电流变为零,也有使电力半导体器件达到 ZCS 开关状态的逆变器。详细说明已在专业书中叙述。然而,使用关断滞后的 GTO、晶闸管等电力半导体器件可以试一试

在大容量逆变器上的应用。

我们再稍微详细地看看电路的工作原理。在图 4.41 中表示的是谐振 DC 耦合型逆变器的基本主电路构成和动作波形。通过谐振电路产生逆变器电路输入端的直流电压(和 谐振电容器两端的电压相同),这称为**谐振 DC 耦合电压**,必须设置这个电压为零的期间。由于谐振电路的寄生电阻等条件也出现不为零的情况,所以设置与谐振电容器 C_0 并联的谐振开关 S_7 ,通过它设置短路期间,要做到确实产生这种条件。即使由上次动作流过谐振电抗器 L_0 的谐振电流 I_{L0} 和谐振电容器的电压 V_{C0} 共同为零,在时刻 t_0 开关 S_7 导通。由于直流电源 E 通过电抗器 L_0 短路,所以电抗器 L_0 的电流增加储蓄能量。这个电流和流过负载的电流在谐振电路内补充消耗能量的一部分,如果到电流上升,就可以产生下次零电压状态。在时刻 t_1 开关 S_7 关断,由 $E-L_0-C_0$ 产生谐振,谐振电容器电压 V_{C0} 形成振动波形,在一周期后的时刻 t_3 再次变为零。谐振电容器电压 V_{C0} 在零期间($t_0 \sim t_1$)关断逆变器的电力半导体器件。之后,如果给符合某些条件的电力半导体器件导通信号,开、关结束。而且,有关逆变器电路内的电力半导体器件达到 ZVS 状态,至于开关 S_7 ,由于导通时电压、电流在零时导通,所以损耗几乎没有,断开时谐振电容器的电压仍然加在开关上,因为以缓慢地 dv/dt 上升,所以能抑制损耗,使损耗变低。对于这种逆变器有 ZVS 的优点,相反由于谐振 DC 耦合电压的峰值变为直流电压的 2 倍以上,使开始导通的电力半导体器件的电路零件产生大的电压,这是它的缺点,所以目前又提出了箝位这种电压方式的方案。

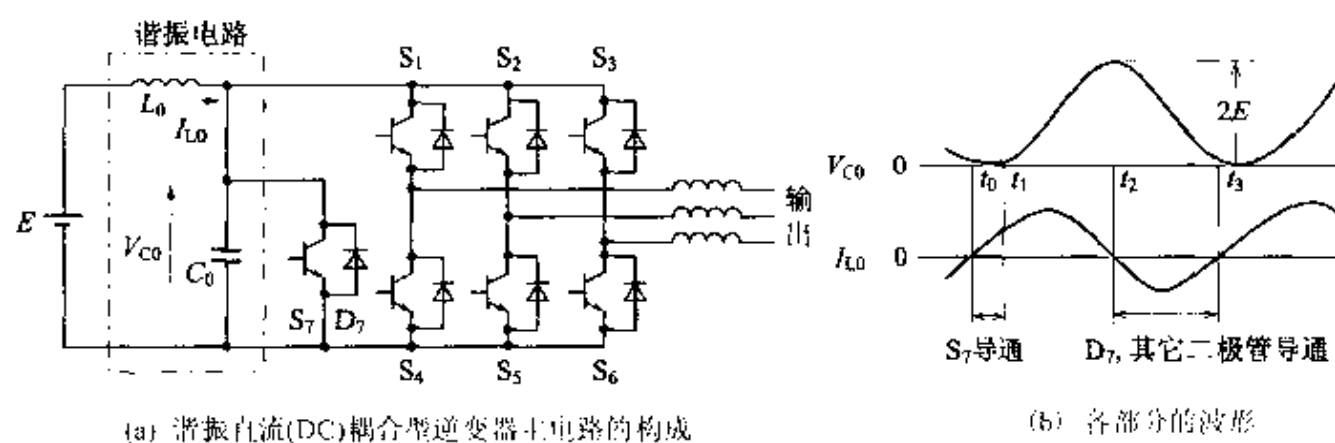


图 4.41 谐振直流(DC)耦合型逆变器

4.3.4 谐振型逆变器的几个问题

谐振型逆变器是利用 LC 谐振现象的逆变器,电抗器部分和负载重复往往省略,而多数情况辅助这种谐振电路。图 4.42 中所示的称为辅助谐振换流电压型逆变器的一相部分的电路构成和普通电压型 IGBT 逆变器的一相部分的主电路构成。从图中清楚可见,为了产生谐振需要谐振电抗器、谐振电容器及其辅助开关的谐振电路零件,为了降低开关损耗及抑制开关时产生的浪涌电压为目的要设置缓冲器电路,与之相比,这有使装置变为大型化、高成本的倾向。并且谐振电路内部,由于谐振现象有电流或电压变大的倾向,提高了主开关电力半导体器件的额定值。而且由于谐振电流电抗器的损耗变大,要考虑解决这些困难的技术课题。

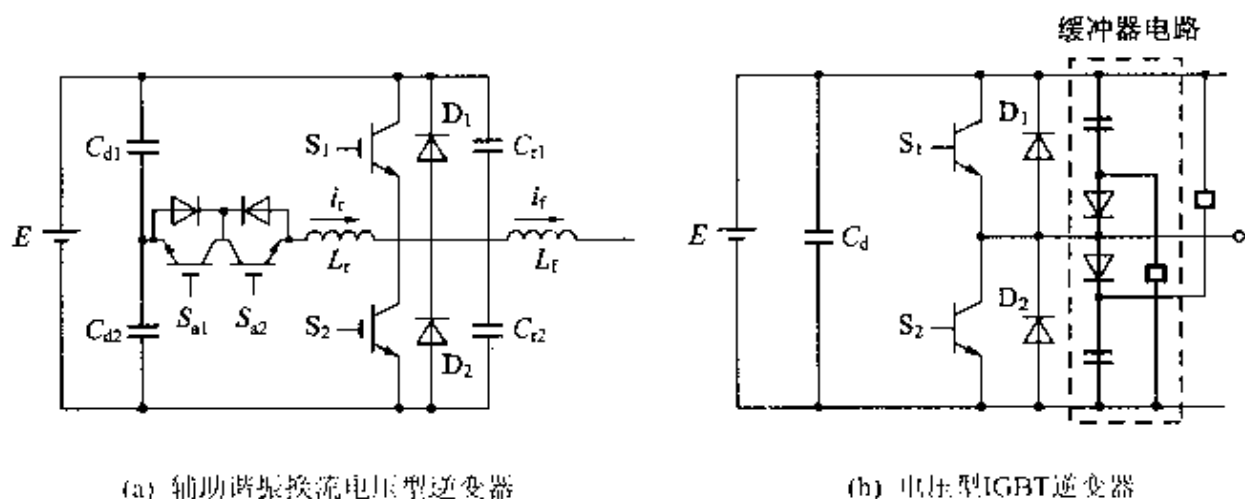


图 4.42 逆变器一相电路的构成

由上述理由,除掉必需产生的一部分高次谐波,尽管电力半导体器件开关损耗和噪声可以降低的良好优点被人们所认识,但是谐振型逆变器实用化仍然很少。

这样的技术课题今后通过实用化研究解决,我们期望扩大这种逆变器的应用范围。

►► 练习题

习题 1

在图 4.4 的单相电压型逆变器的主电路构成及图 4.6 的三相电压型逆变器主电路的构成中,认为负载电流流过的状态分别如图 4.5 及 4.7 最下行表示的那样,这时电流流过各自直流电源(电池)的波形是什么样?并且试求出其电流波形的周期对输出基波交流电压的周期成什么关系?

习题 2

直流电压 100V 时,试分别求出单相电压型逆变器中输出交流基波电压有效值为多少伏(V)?三相电压型逆变器中基波电压有效值可得多少伏(V)?

习题 3

所谓电动机负载的再生运行状态,就是能量从电动机负载返回交流电源的方向流动。这时,对电压型逆变器和电流型逆变器直流电压和直流电流变成什么方向?试叙述实现这个能量流动的过程。

第 5 章 电力半导体器件

在前几章,我们学习了电力半导体器件在电力电子设备电路中作为开关使用的最基本的工作原理。

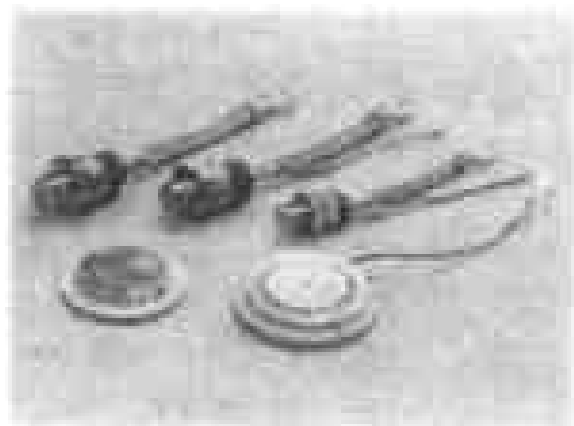
本章将叙述在电力电子设备中使用的主要电力半导体器件的种类、作用、特征和特性。电力半导体器件种类很多,并各有特点,所以深入理解它们对今后的使用很重要。

5.1 电力半导体器件的种类及其应用

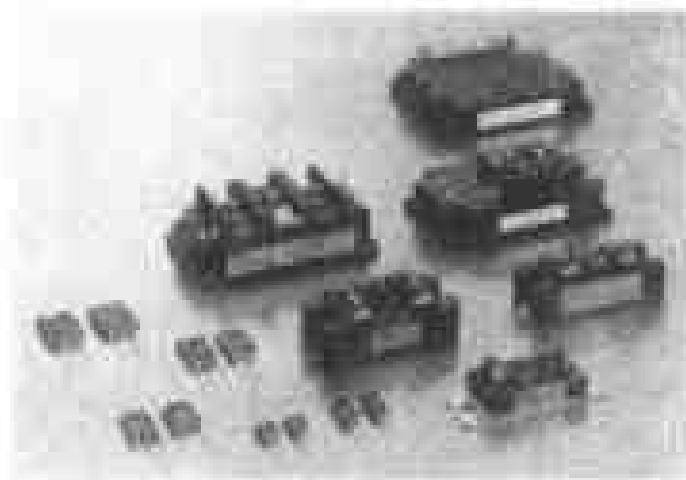
图 5.1 中表示的是在电力电子设备中使用的主要电力半导体器件的外形,将这些器件分别按开关的功能分类有如下 3 种。

(1) **不可控型**:器件本身没有导通、关断控制功能,而是根据电路条件决定导通、关断状态的器件,例如:二极管。

(2) **可控(导通)型**:通过控制信号,能够从关断状态转换成导通状态,



(a) 大、中容量器件(扁圆形、螺旋杆形)



(b) 中容量器件(模块形)及小容量器件(树脂封装形)

图 5.1 各种电力半导体器件(富士电机提供)

而其相反的变换由电路条件决定的器件,例如:晶闸管。


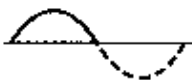

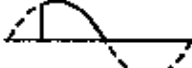





(3) 可控(导通、关断)型:通过控制信号能够从导通状态转换成关断状态以及能进行反转换的器件,也称为自关断型,例如:电力晶体管、GTO 门极可关断晶闸管等。

电力半导体器件从家电产品到工业、信息、交通及电力等的机器多方面作为关键器件使用,所以说没有半导体器件的社会是不可能的说法一点儿也不夸张。

举出有代表性的应用实例,从家电产品到交通、电力机械在已经使用的逆变器中,使用了耐高压、大电流和高速开关的先进双极晶体管、IGBT 等电力半导体器件。对电力晶体管实现困难的高压大容量逆变器装置或无功功率补偿器等,使用了和晶体管具有同样关断功能的 GTO 晶闸管。

另一方面,对连接交流电源工作大容量整流器或超高压直流输电等大容量变换装置,使用了没有关断功能的二极管或晶闸管。并且功率场效应晶体管(MOSFET)具有的高速开关特性,经常被使用在高频电源装置或电子设备电源装置中,从而使该装置小型化、高效率化。还有,对使用最多的二极管电力半导体器件大体上可以将它组装在电机内部。表 5.1 为归纳了上述内容及电力半导体器件的特性概要。

表 5.1 主要电力半导体器件的功能、分类及代表性的应用领域

种类	符号图	开关功能		概略器件特性	应用领域
		导通/ 关断功能	工作波形	额定电压、电流和开关频率	
二极管		无/无 (不可控)		5kV·3kA·几百 Hz	各种整流装置
晶闸管		有/无 (可控导通)		4kV-3kA·几百 Hz 8kV-3.5kA 光晶闸管	炼钢厂、轧钢机、 电解用整流器、 直流输电
门极可关断晶闸管 (GTO)		有/有 (自关断型)		6kV-6kA·几百 Hz	工业、电力机车 用逆变器、无功 功率补偿器
双极型晶 体管				600V-400A·几 kHz 1.2kV-600A·约 2kHz	各种电源逆变器
功率场效 应晶体管 (MOSFET)				600V-70A·约 100kHz	开关电源、OA 机器和汽车
绝缘栅双 极晶体管 (IGBT)				600V-400A·约 20kHz 2.5kV-1.2 kA·约 2kHz	各种逆变器 (UPS、电动机控 制、家电)

5.2.1 p 型半导体、n 型半导体

在物质中有良好导电的物质(称为导体)铜或铝等,及不导电的物质(称为绝缘体)玻璃、橡胶等。导体和绝缘体的性质由物质内部存在能够自由移动的电子数的多少决定。

电阻率大致在这两种物质中间的物质是半导体,相当于元素周期表中的第Ⅳ列的硅或锗元素。对纯粹的半导体在结晶格中排满全部的电子,形成称为共价键的结构。

对这样的半导体给与光或热等的外部能量时,产生能够自由移动的电子(称为自由电子),并且在自由电子脱离的轨迹上产生放出原子后的壳层(称为空穴)。自由电子和空穴加在一起称为载流子。但是,这个载流子的势量没有导体多,所以电阻率相当大,将这样的半导体叫做本征半导体。

例如对这个本征半导体将硅单晶体的原子一部分用元素周期表的Ⅴ族中的砷或者Ⅲ族中的硼代替时,产生如图 5.2 所示的非本征半导体。Ⅴ族原子时,从电子形成的共价键看出形成自由电子,Ⅲ族原子时产生缺少电子形成空穴。

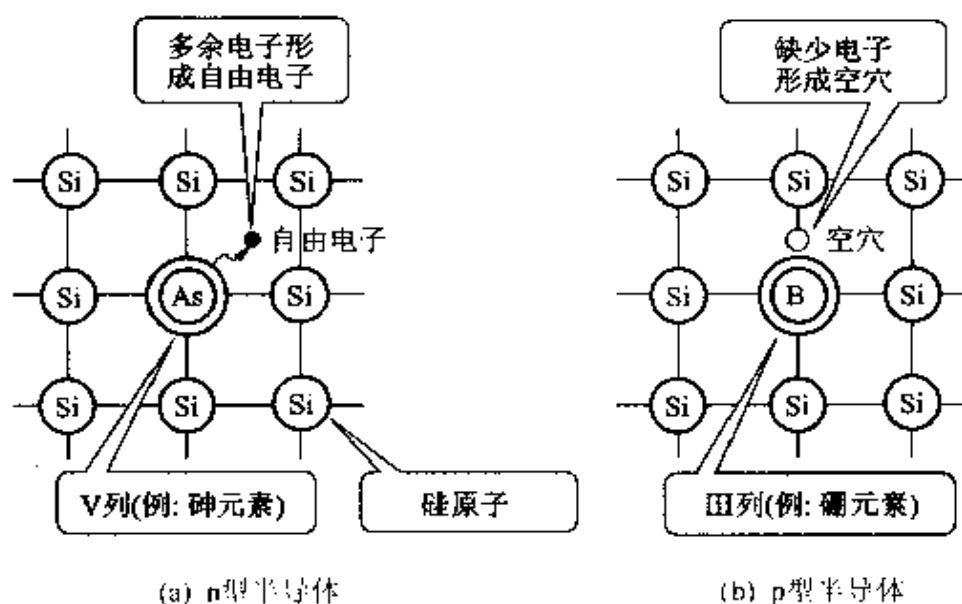


图 5.2 p 型半导体和 n 型半导体

非本征半导体也具有自由电子和空穴的两种载流子,而将载流子数多的称为多数载流子,载流子数少的称为少数载流子。将多数载流子为自由电子的非本征半导体称为 **n 型半导体**;将多数载流子为空穴的半导体称为 **p 型半导体**。通过这两种半导体的组合可以生产出各种各样的半导体器件。

还有,在半导体上施加直流电压时,自由电子向正向移动,空穴向负向移动,从而电流流通。电流的方向和自由电子运动的方向相反。

● 5.2.2 二极管的结构

二极管(正确为整流二极管)是将 p 型半导体和 n 型半导体结合(叫做 **pn 结**)的 2 层结构的器件。在这 2 层结构的 p 型半导体上设置正极端,在 n 型半导体上设置负极端,用外壳加以密封(参见下面的专栏说明)。图 5.3 是二极管的基本结构和符号图。有关二极管的外形请参见图 5.1。

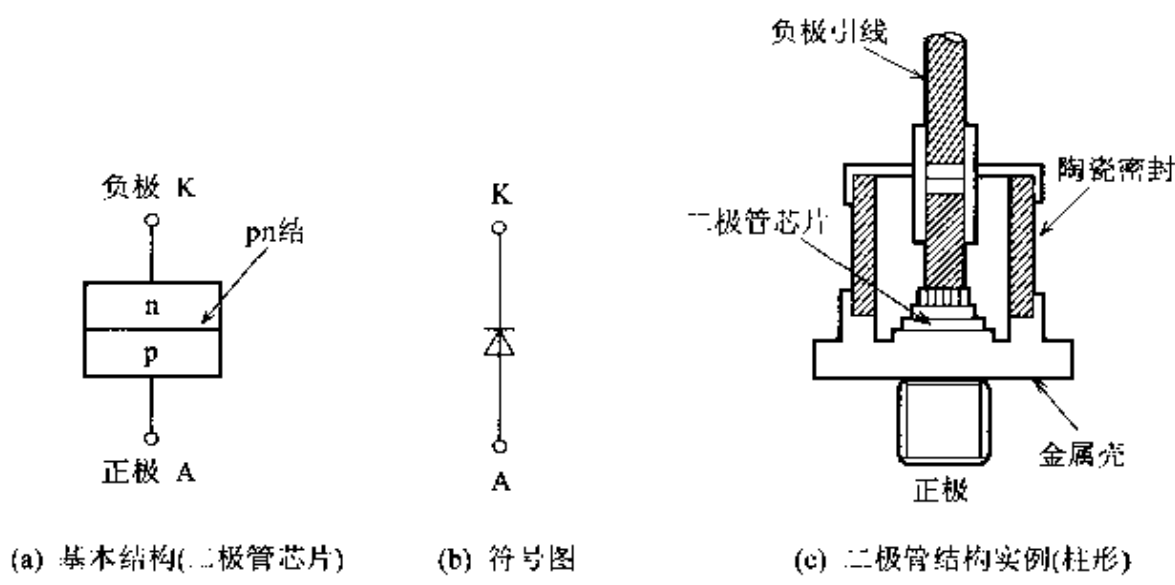


图 5.3 二极管的基本结构和符号图

封装(电力半导体器件的结构)

组成半导体器件的硅芯片,因使用环境、机械应力等因素需进行保护,以及器件散热性等的需要,需将其组装入适宜的外壳中(称为封装)。对中容量的器件散热片采用螺旋柱形结构,而对大容量的器件,为了从两面散热能提高散热效率,通常采用扁圆形结构。

并且在一个外壳里装入多个电力半导体芯片或一个变换电路(例如逆变器),或将

与电力半导体器件工作必需的外围部件或电路装入制造成复合形的器件。将各自的电力半导体模块称为 IPM。这种模块结构主要是在中容量器件中采用。

另外,这种模块是在兼作散热的铜底板上铺设绝缘物,组装芯片,形成绝缘结构的器件。因此,安装散热片简单,并且可以实现小型化。由于这样的理由,电力半导体器件正朝着模块化发展。(外形图如图 5.1 所示)

5.2.3 二极管工作原理

图 5.4 就是表示 pn 结的作用。图(a)表示 pn 结的 p 端施加正电压、n 端施加负电压时的情况,将其叫做正向。p 型半导体中的空穴产生向负电压 n 端移动,n 型半导体中的自由电子(以下称为电子)产生向正电压 p 端移动,这样就形成电流流通。

相反,图(b)表示在 p 端产生负电压、n 端产生正的电压时的情况,将其称为反向。这时 p 型半导体空穴产生向负电压移动,n 型半导体电子产生向正电压移动,在半导体中间部分产生电子或空穴几乎不存在的区域(称为耗尽层),电流几乎没有流通。

例如在具有这样性质的 pn 结上施加交流电压时,电流正向电压时流通,反向时不流通。图中也就表示了所谓的整流作用。

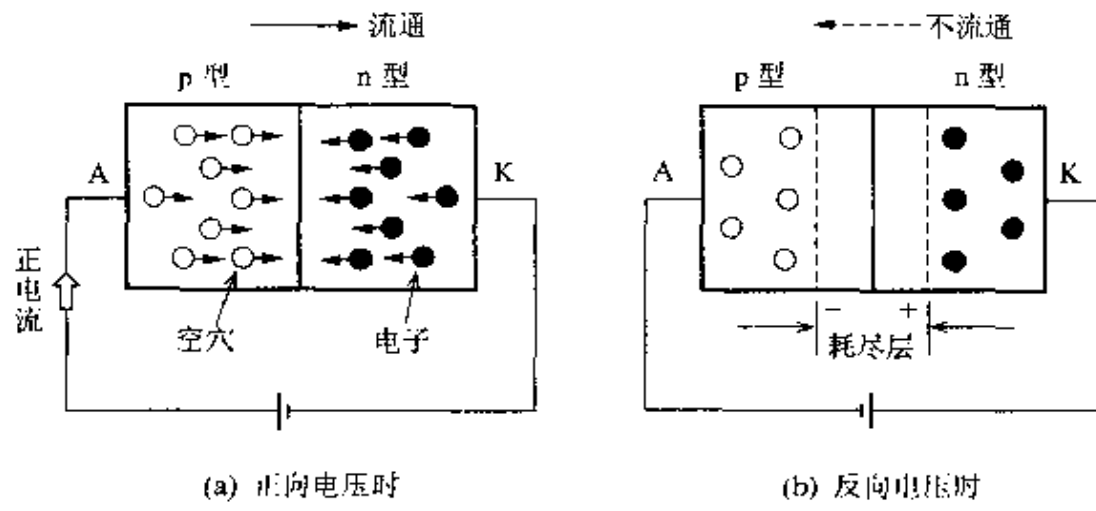


图 5.4 pn 结的原理

5.2.4 二极管的特性

图 5.5 表示了二极管的伏-安特性。使正向电压上升时,大约从 0.6~0.7V 已经有大电流流通,将这时产生的正极和负极间的电压称为正电压,电流称为正电流。另一方面,反向施加电压、电流几乎不流通,然而超过某一个值时,大电流急剧流过,这就是图中表示的击穿现象。

这时的电压值叫做击穿电压。使用二极管时,施加在正极、负极间的电压(交流电压时其峰值电压)一定不要错过这个电压。

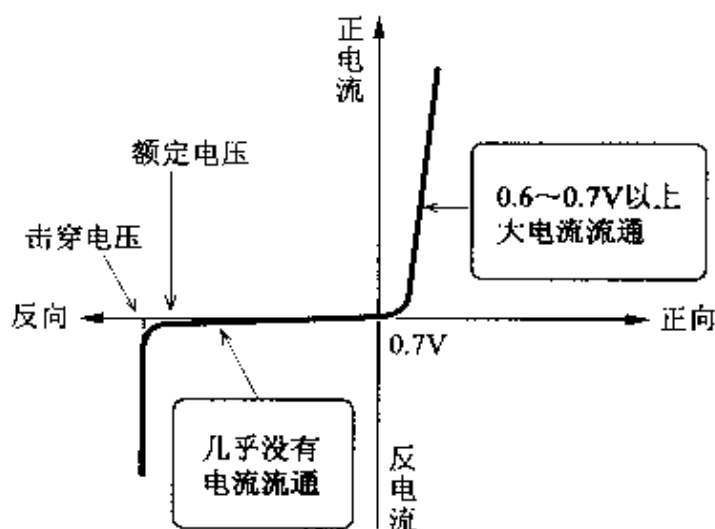


图 5.5 二极管伏-安特性

5.3 双极晶体管

晶体管的最大特征就是有放大作用。由于这个特征,晶体管从家电产品、各种电子装置直到处理大功率的工业机器的广阔领域中得到使用。如上章我们学习的在电力电子设备中将晶体管作为开关使用。

在电力晶体管中,有用电子和空穴两种载流子作用工作的双极型和在它们之中依靠任意一种载流子工作的单极型形载流子晶体管(后面叙述)。从前一般称为晶体管器件的是双极晶体管,它有 pnp 型和 npn 型两种。这里就有关以功率用为主使用的 npn 型晶体管进行介绍。

5.3.1 双极晶体管的工作原理

图 5.6 就是表示 npn 型晶体管的基本结构和工作原理。在基极-发射极之间施加零电压或负电压(称为反向偏置)时,基极-发射极间呈现阻断状态,即使在集电极和基极之间施加正向主电压,晶体管也不进行工作。

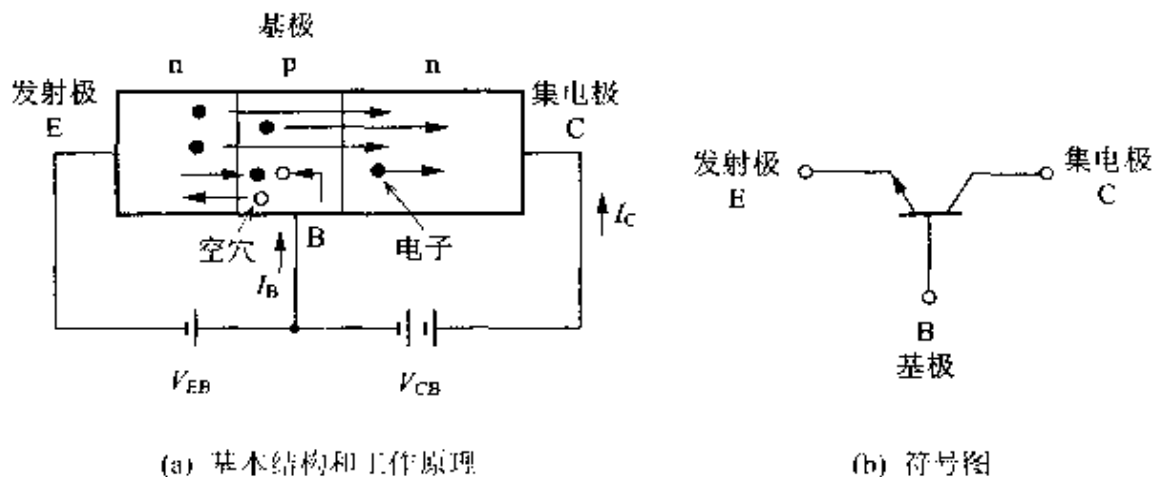


图 5.6 双极晶体管的基本结构和工作原理(npn 型)

图(a)表示晶体管工作时的情况,在基极、发射极之间施加正电压(称为正向偏置)时,从发射极向基极层注入大量的电子。由于基极宽度制作得非常薄,所以大部分电子和基极中空穴复合前朝向集电极侧,进而在集电极产生正电压,电流流入集电极,这是集电极电流 I_C 。并且基极中和空穴复合的一部分电子形成基极电流 I_B 。

将 I_C 和 I_B 的比称为**直流电流放大系数**,用下式表示:

$$h_{FE} = I_C / I_B \quad (5.1)$$

h_{FE} 表示了晶体管性能的主要特性的指标。通常双极型晶体管的 h_{FE} 为几十倍以上。

再者,在双极晶体管耐高电压时 h_{FE} 降低,对大电流晶体管 h_{FE} 小是它的缺点。为了补偿 h_{FE} 小的不足,常采用内装放大用的晶体管的**达林顿(MD)晶体管**结构。图 5.7 中表示的是达林顿晶体管的基本连接。达林顿(MD)晶体管的 h_{FE} 与主晶体管彼

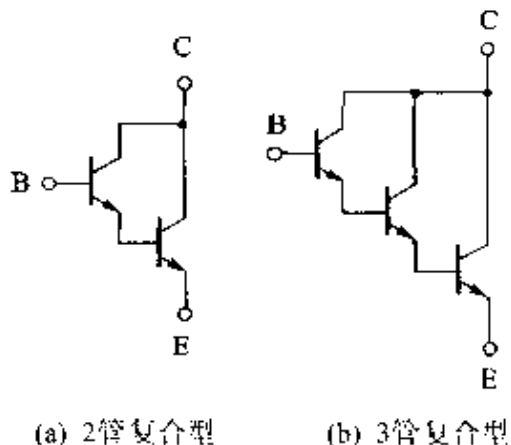


图 5.7 达林顿(MD)晶体管

此之间 h_{FE} 之积作为放大级。

5.3.2 双极晶体管的特性和特征

1 输出特性

图 5.8 为双极晶体管的输出特性,使基极电流变化时,集电极电流变化很大(放大作用),并且非常大的基极电流流过时,集电极、发射极之间的 V_{CE} 变为最小,将这个最小电压称为饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 。在晶体管作为开关使用时,导通损耗(V_{CE} 与 I_C 的乘积)变为最小,让它工作在饱和区和截止区之间。

2 开关特性

图 5.9 是双极晶体管的开关特性。晶体管开关导通和关断时的时间延迟,我们分别将它们称为导通时间 t_{on} 及关断时间 t_{off} 。开关特性由关断时间的主要部分——存储时间所决定。这个时间拉出在基极层积累的载流子(称为积累载流子)需要一定的时间,所以在基极上强迫流过反向电流使拉出载流子的关断时间变短。

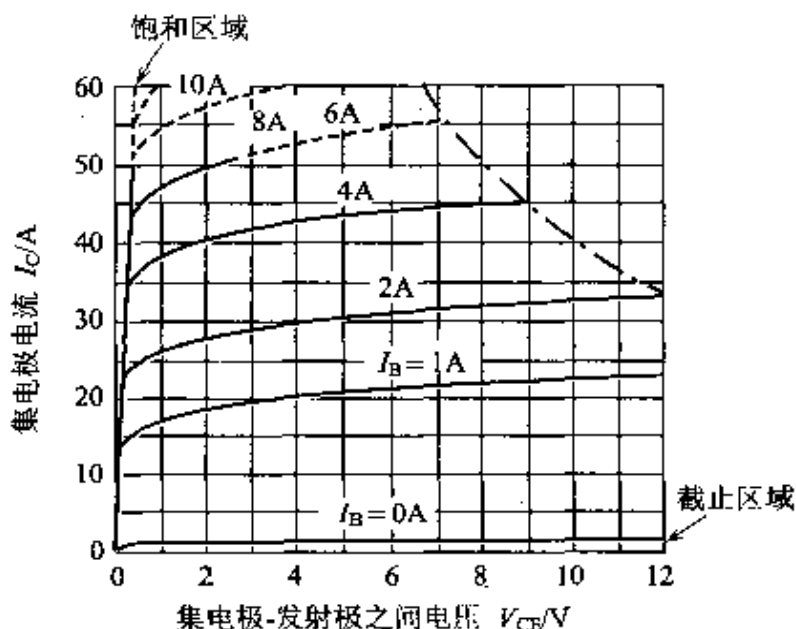


图 5.8 双极晶体管的输出特性(50A, 600V)

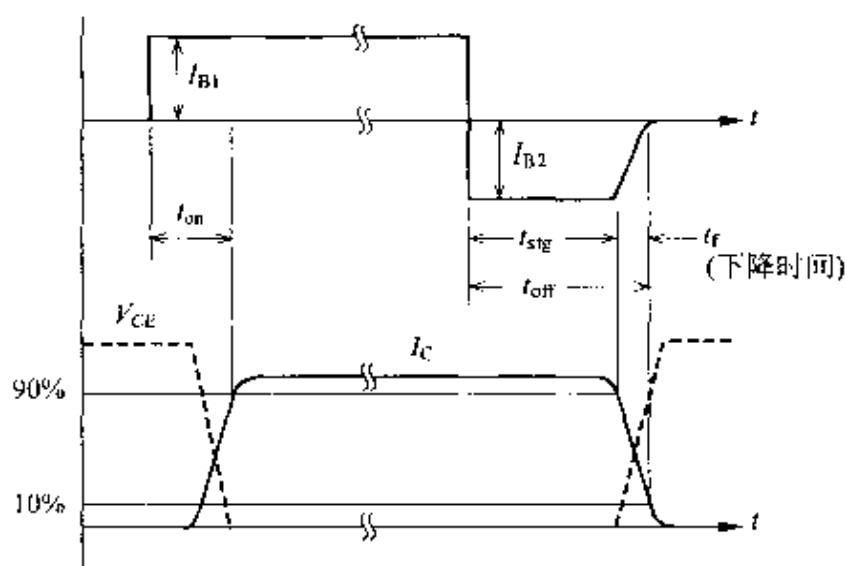


图 5.9 双极晶体管的开关特性

但是,以导通损耗变低为目标,流过多余的基极电流时,由于积累了多余的载流子,所以关断的时间变长,进而导通时间 t_{on} 与关断时间比较时,导通时间相当短。

3 安全工作区域

所谓安全工作区域(SOA)就是确定双极晶体管允许安全工作的范围(V_{CE} 与 I_C 的关系),它有正偏置安全区(SOA)和反偏置安全区(SOA)。即是晶体管在这两个范围内安全地工作,而在范围外如图 5.10 所示将完全损坏。

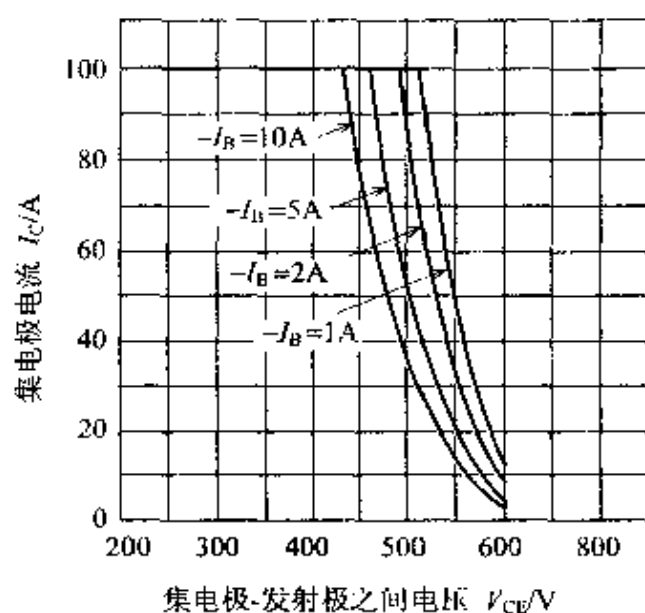


图 5.10 反偏置安全工作区域(50A,600V)

自关断型器件,例如电力晶体管,由于开关关断时强迫电流断开,所以往往通过电路中的电感和其作用产生过电压而损坏晶体管。为此,将由电容器、二极管和电阻组成称为缓冲器的保护电路与晶体管并联连接。

右图为一经常使用的缓冲电路,开关关断时,晶体管 T_r 上流过的电流经过二极管 D 电容器 C 的电路,所以晶体管电压 V_{CE} 缓慢上升,可以抑制过电压的产生。

其结果,保护了晶体管的安全区 SOA,并且由于开关时的损耗(V_{CE} 与 I_C 的乘积)也降低,所以可以充分利用晶体管的额定电压、电流。

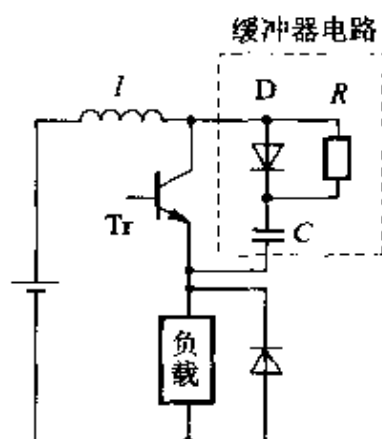


图 5.10 是反偏置 SOA 的实例。在晶体管基极上流过反偏置电流状态时,限制开关关断时 I_C 和 V_{CE} 的范围。反偏置电流越大,关断时间就变短,然而 SOA 变得狭窄晶体管容易损坏。由于过电压等不能满足这个 SOA 时,在晶体管上连接缓冲电路保护。

还有,流过基极正偏流时安全区 SOA 同样也可以确定为正偏置安全区 SOA。

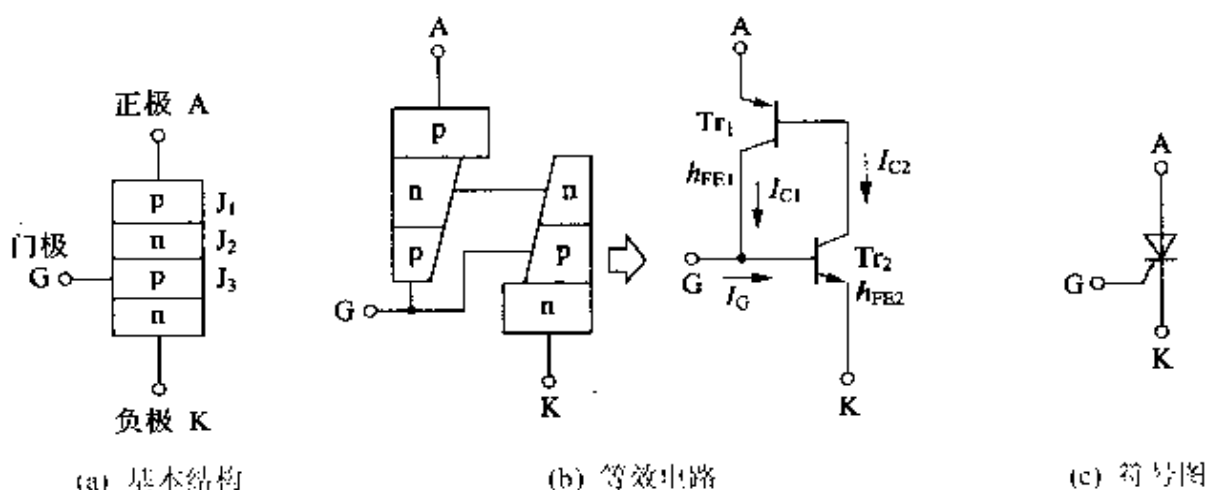
5.4 晶闸管和 GTO 晶闸管(门极可关断)

5.4.1 晶闸管

1 晶闸管的工作原理

晶闸管(正确称为反阻断 3 端晶闸管)是一个 4 层 pnpn 结构的电力半导体器件,可以认为它是带有开关的二极管。即通过控制信号从关断状态向导通状态转换,而开关导通后就和二极管具有同样的工作原理。

图 5.11 表示的是晶闸管的基本结构及等效电路,在 4 层 pnpn 结构的一端 p 型层上设置正极端,在另一端 n 型层上设置负极端,在中间的 p 型层上设置门极端,然后其工作由两个晶体管 pnp 晶体管 Tr_1 和 npn 晶体管 Tr_2 相互结合的电路等效工作。



导通原理:门极电流 I_G 通过 Tr_2 、再经过 Tr_1 放大的 I_{C1} 施加给原来门极电流上, Tr_1 、 Tr_2 的 h_{FE} 之积($h_{FE1} \cdot h_{FE2}$)如果变得比1大,这个回路电流无限地增大。即这两个晶体管呈饱和状态,晶闸管导通。

图 5.11 晶闸管的基本结构和等效电路

控制信号关断门极电压为零时,即使在正极、负极之间施加正向电压,由于中间的 pn 结 J_2 呈现反向阻断状态,所以开关没有导通。或者相反,即使在正极、负极之间施加反向电压,由于 J_1 和 J_3 的 pn 结也呈现反向阻断状态,所以仍然是阻断状态,电流几乎没有流通。

但是,当在正极、负极之间施加正向电压时,同时在门极、负极之间也施加正向电压,门极电流 I_G 流通,通过图(b)说明晶体管的作用呈反向阻断状态的 pn 结 J_2 变成导通状态。

其结果,晶闸管从关断状态转换到导通状态,主电流流通将称为导通。一旦导通以后即使去掉晶闸管门极电流,也不能返回关断状态,一直保持导通状态。

2 晶闸管的特性及特征

晶闸管的伏-安特性

图 5.12 表示了晶闸管的伏、安特性。门极电流为零时,即使正电压上升也不导通,然而当电压上升到某一电压以上时就不保持关断状态,开关瞬间变成导通状态。将这种现象叫做转折,将这个电压值叫做转折电压。晶闸管的额定导通电压确定得比这个电压稍微低一些。还有,这个转折电压根据门极电流值而变化,门极电流变大时,这个电压降低。

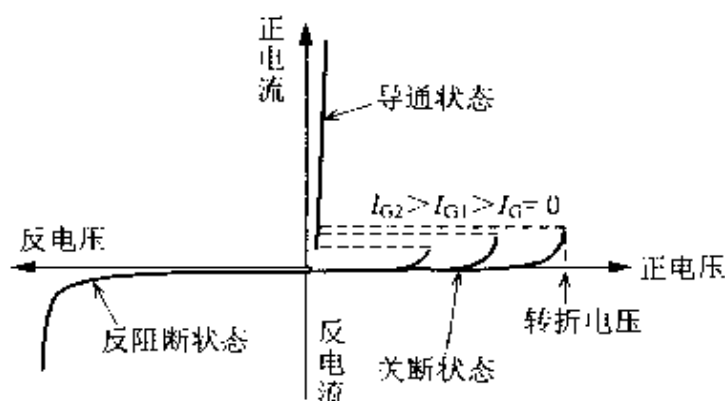


图 5.12 晶闸管的伏-安特性

另一方面,给足够的门极电流时,晶闸管导通的正极、负极间的电压变成 $1\sim 3\text{V}$ 左右的低电压(称为**导通电压**)。晶闸管的导通特性及反向特性几乎和所示的二极管的特性相同。

图 5.13 示出了晶闸管门极电压与电流的关系。在这个特性中表示了晶闸管确定产生导通门极电压、电流的范围、触发区和不导通非触发区。将导通时必需的最小门极电压、电流分别称为门极触发电压、门极触发电流,将不导通的门极电压、电流分别称为门极非触发电压、门极非触发电流。

晶闸管门极特性偏差很大,即使同一额定值的晶闸管之间其特性也不同,所以在设计门极电路(称为**门极驱动电路**)时,必需考虑这个特性的偏差。

□ 开关特性

晶闸管同样依靠开关特性进行导通和关断工作。其中导通工作和晶体管很相似,而有关断和自关断晶体管完全不同。这里以关断工作、特性为中心进行说明。

图 5.14 表示晶闸管关断的工作波形。为了将晶闸管从导通状态返回关断状态,在晶闸管上加上一段时间的反电压,将这个反电压必需的期间称为关断时间;将从导通电流变为零时的点到可能再一次施加正向电压的时间称为 t_q 。在关断的时间以内正电压上升时,必需注意晶闸管再次返回导通状态。

一般情况,电源用晶闸管的关断时间为几百微秒,与电力晶体管相比其关断时间长。

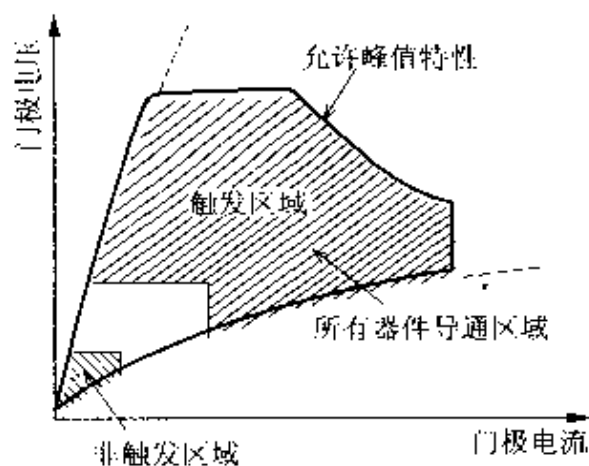


图 5.13 晶闸管门极电压-电流特性

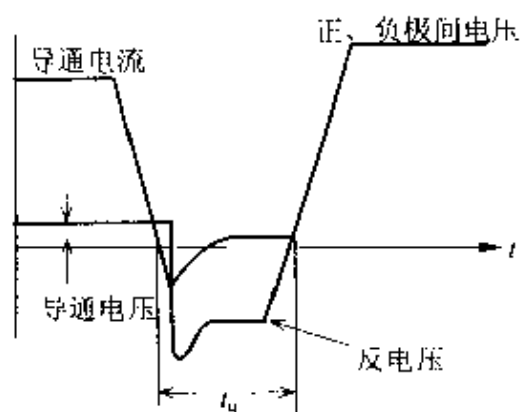


图 5.14 晶闸管关断工作波形

3 光触发晶闸管

光触发晶闸管是用光照射门极部分代替电控制信号(门极电流)使晶闸管导通,其原理结构和特性与一般的晶闸管相同,然而由于使用光导通信号,将晶闸管主电路和控制电路可以完全与电绝缘。为此绝缘性和抗噪声性优越,利用这个特性它被使用在超高压直流输电等用途中。

5.4.2 GTO 晶闸管(门极可关断)

1 GTO 晶闸管与晶闸管的区别

GTO(gate turn-off)晶闸管和上述的晶闸管同样都是 4 层 pnpn 结构的半导体器件,而与晶闸管的基本区别就是通过流入门极负的电具有自关断功能的器件。

图 5.15 表示的是 GTO 的基本结构,让 GTO 导通时,与一般的晶闸管同样流入正的门极电流;另一方面,将导通状态的 GTO 转换成关断状态时,流入负的门极电流(称为门极反电流),正极、负极之间吸出载流子,于是 GTO 不保持导通状态变为关断状态。

实际的 GTO 负极端分割成细小的品格,由多个宽度狭窄的微小晶闸管(称为切片)构成。然后,这些微小的晶闸管并联连接起来。

通过这样的结构,从门极容易拉出载流子,企图提高关断性能。

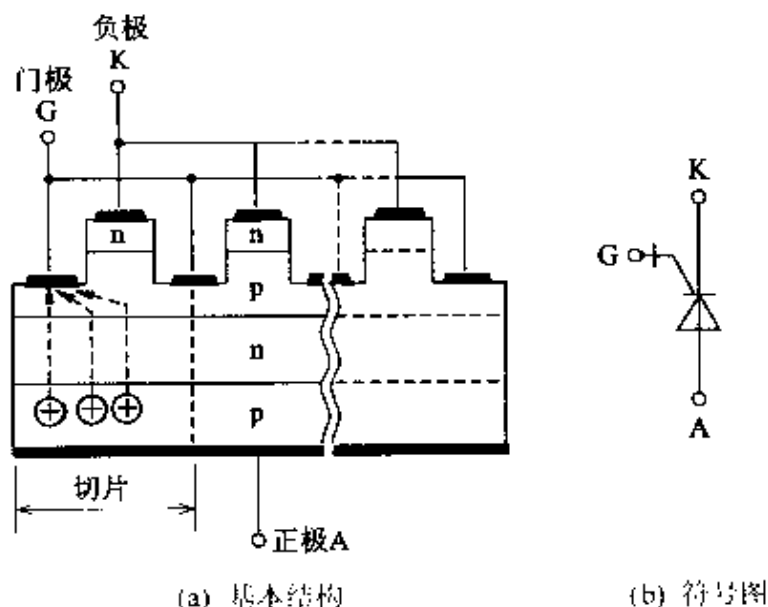


图 5.15 GTO 基本结构

2 GTO 特性和特征

GTO 与一般的晶闸管相同,都是四层 pnpn 结构的半导体器件,所以除了开关特性以外,其它特性与晶闸管表示的特性相同。其中,有关以 GTO 关断工作为中心的特性和特征进行一下研究。

关断特性

图 5.16 表示 GTO 的关断特性,为了将 GTO 在短时间确实关断,用急剧流过的峰值高的门极反电流,通过这个反电流迅速地减少导通电流使它近似为零,而且过一段时间后微小电流流过变为零。在这时 GTO 完全恢复关断能力。将这个关断过程的前半部分称为关断时间 t_{qq} ,后半部分称为尾部时间 t_{tail} 。

将用门极控制可能关断的导通电流称为可控导通电流 I_{TQ} ,将为了让关断必需的最小峰值门极反电流称为门极关断电流 I_{GQ} ,这是 GTO 的重要特性,通常将 I_{TQ} 和 I_{GQ} 的比用关断增益 G 表示:

$$G = I_{\text{TQ}} / I_{\text{GQ}} \quad (5.2)$$

大容量 GTO 关断增益不超过 3~5,这正是 GTO 的缺点。

实际使用 GTO 的时候,连接和 GTO 并联的电容器、二极管及电阻组成的缓冲电路。GTO 缓冲电路的作用基本上和上述的电力晶体管的缓冲电路(参见专栏说明)相同,而 GTO 关断时,将导通电容器暂时分流抑制电

压的上升率,同时将称为峰值信号电压抑制在规定值以内,以起到有效地提高导通电流断开能力的作用。

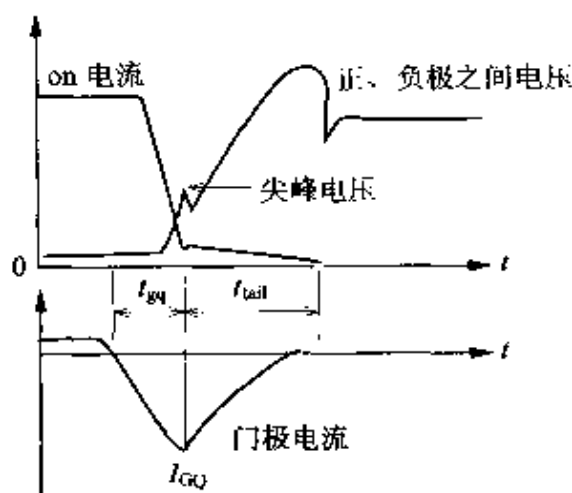


图 5.16 GTO 关断工作波形

从而,没有使用缓冲电路时其能力显著降低,通常 GTO 的特性就是表示连接这个缓冲电路时的特性。

■ 门极驱动电路

图 5.17 是 GTO 门极驱动电路的原理图。基本上由让 GTO 导通的正电源电路和使它关断的负电源电路构成。开关 S_1 导通时,门极正电流流通,GTO 导通。GTO 与晶闸管比较,为了保持导通状态,主电流大,容易返回关断状态。为此,导通期间一般是连续地流过门极电流。

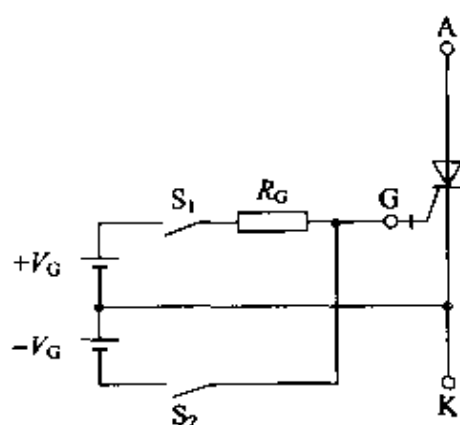


图 5.17 GTO 门极驱动电路原理图

开关 S_2 导通时,门极反电流流过,GTO 关断。在 GTO 关断时,由于必需用急剧地峰值高的门极反电流,所以希望门极驱动电路的阻抗非常小。如前所述,由于大容量 GTO 关断增益不超过 3~5,所以必需使门极反电流的峰值达到几百安(培)以上,例如 3000A 级的 GTO。

5.5 功率场效应晶体管和绝缘栅双极晶体管

有关用基极电流(电流信号)进行集电极电流控制和放大作用的双极晶体管已经介绍了。本节就有关对照双极晶体管用电压信号进行控制和放大作用的 MOSFET(MOS field effect transistor, MOS 型场效应晶体管)和 IGBT(Insulated gate bipolar transistor, 绝缘栅双极晶体管)进行说明。由于这些半导体器件用电压控制信号作用,所以也称为电压控制形电力半导体器件(参见专栏说明)。

5.5.1 功率场效应晶体管(MOSFET)

1 MOSFET 究竟是什么样的半导体器件

MOSFET 是用电子或空穴任意一个载流子作用的单极性载流子晶体管。图 5.18 表示是称为 n 沟道的 MOSFET 的基本结构和工作原理。在 p

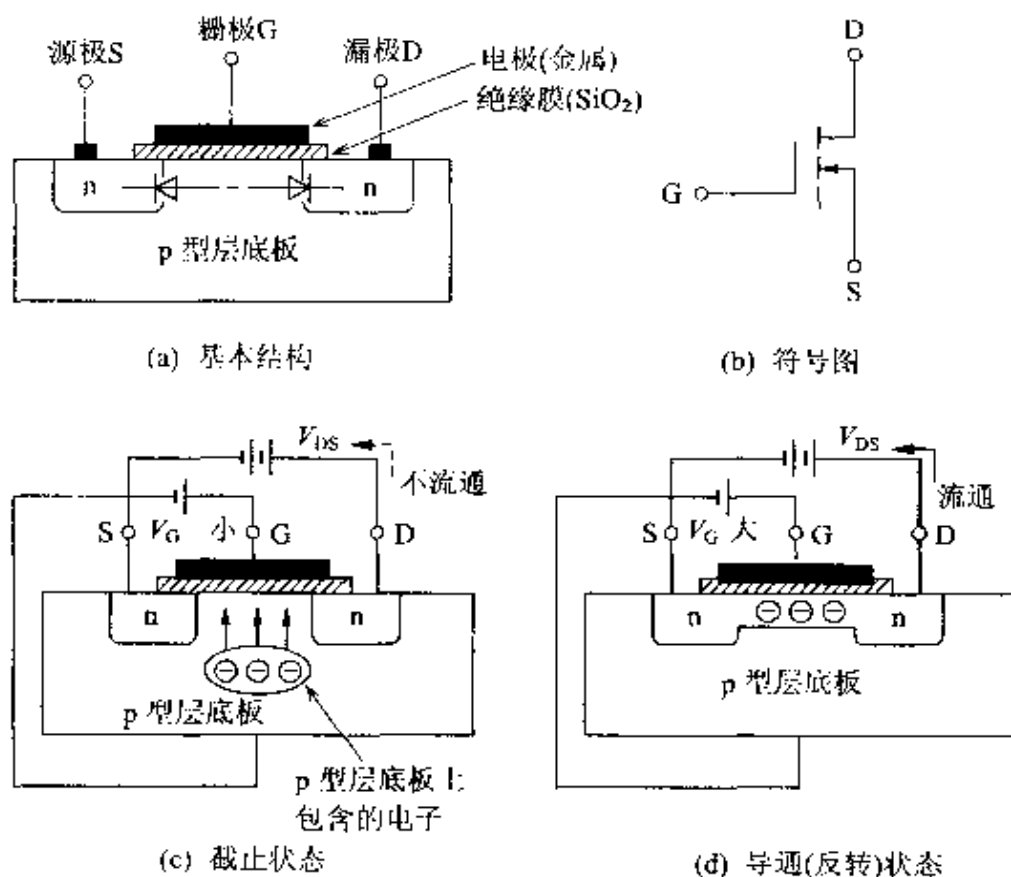


图 5.18 MOSFET 的基本结构和工作原理(n 沟道型)

型半导体的底板上由 2 个 n 区引出漏极和源极,并且,栅极用二氧化硅膜和 p 型层底板进行绝缘,将其称为 MOS(metal-oxide-semiconductor,金属-氧化膜-半导体)结构。

在 MOSFET 中除了 n 沟道型外还有 p 沟道型,然而由于耐高压、大电流变化比较困难,所以对电源用的,要使用 n 沟道型 MOSFET。

2 MOSFET 的工作原理

如图 5.18(a)中所示,栅极关断时,即使在漏极、源极之间施加电压,由于 npn 结构的 2 个 pn 结形成一个反阻断,所以电流也不流通。

下面考虑一下有关栅极施加正电压的 2 种状态。图(c)是在栅极上施加低电压的情况,这时 p 型层底板中的电子通过栅极正电压拉近 p 型层底板的表面附近,而没有足够的电流流通。

另一方面,图(d)是在栅极上施加足够高的正电压的情况,相对栅极电极在 p 型层底板表面附近拉过来很多电子,由于比 p 型半导体空穴数多,所以半导体极性从 p 型变化成 n 型,即为反转。其结果,源极-底板-漏极用 n 型半导体连接,通过它流通电流。将这个通路称为 n 沟道,将这时的栅极电压称为临界值电压。使栅极电压在阈值电压以下时,沟道消失 MOSFET 关断。

3 功率 MOSFET

前面介绍的 MOSFET 为卧式结构,由于电流通道浅,导通电阻变大,所以对电源用半导体器件是不适合的结构。为此,对功率 MOSFET 一般采用立式结构。在图 5.19 中,在栅极上施加正电压时,在栅极电极下的 p 型层上形成 n 沟道,电流从漏极通过沟道流向源极。由于立式结构,增强对 pn 结的耐压性,所以产生短沟道电阻变小,并且漏极面积可以增大,因此其与卧式结构相比,可以制成耐高压、大电流的半导体器件。

电流控制型和电压控制型电力半导体器件

在电力半导体器件中,有用电流控制信号工作的电流控制型半导体器件和用电压控制信号工作的电压型半导体器件。前者,代表的电力半导体器件为双极晶体管、晶闸管;后者它们是 MOSFET 和 IGBT。电压控制型电力半导体器件,由于输入信号部分为 MOS 结构,所以基本上不流过控制信号电流,用小功率信号就可以工作。这样,用电子

电路,如10)信号控制功率场效应晶体管对电力电子设备可以说是很方便的。

4 功率 MOSFET 的特性和特征

由于功率 MOSFET 是单极性载流子晶体管,所以和双极型表示出很大不同的特性。下面我们就研究一下有关功率 MOSFET 特有的特性。

■ 输出特性

栅极电压 V_{GS} 超过阈值电压 $V_{GS(th)}$ 时,漏极电流 I_D 开始急剧地流通,对功率 MOSFET,栅极电压变化变成了漏极电流的变化。由于功率 MOSFET 在导通状态起电阻器作用,所以没有 pn 结那样的上升电压。图 5.20 表示功率 MOSFET 的输出特性。

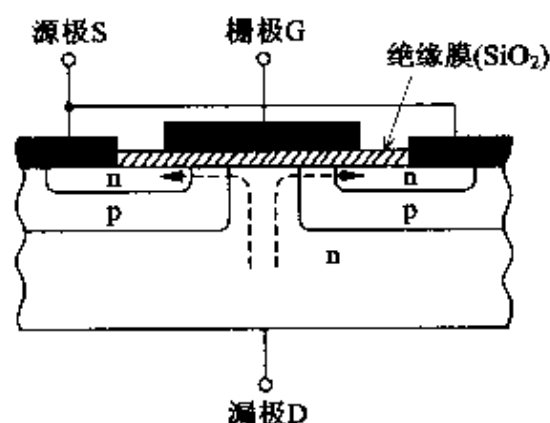


图 5.19 功率 MOSFET(立式)
的基本结构

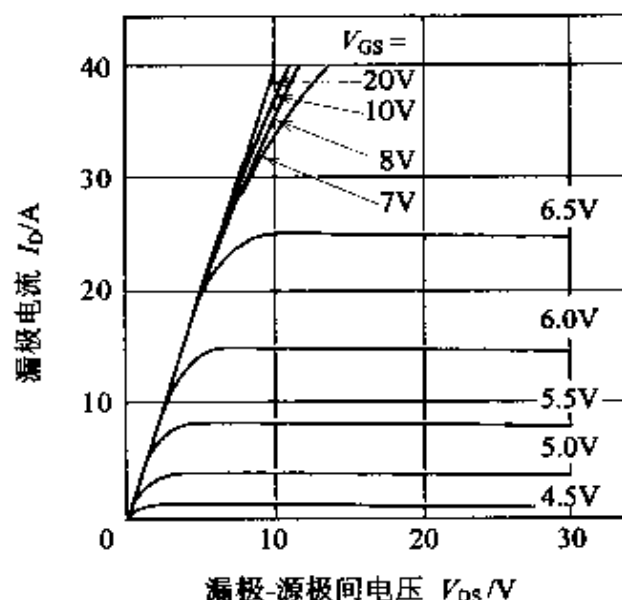


图 5.20 功率 MOSFET 输出
特性(20A, 450V)

■ 开关特性

由于功率 MOSFET 没有积蓄载流子现象,所以本质上开关速度快,其速度与各电极之间寄生电容的充、放电时间相当。为此,用大栅极电流充电时,导通时间变短;用大栅极电流放电时,关断时间变短。

功率 MOSFET 的栅极驱动电路为了控制这个充、放电时间,通常是采用两电源方式(参见 GTO 驱动电路)。充、放电时间用栅极电路的电阻调

整,功率 MOSFET 的关断时间通常为 $100 \sim 300 \text{ ns}$,可以达到 100 kHz 左右的频率范围工作。

安全工作区域

由于导通电阻温度特性为正,所以很难产生集中电流。为此,没有二次击穿现象,安全工作区比同规格的双极晶体管宽。

5.5.2 绝缘栅双极晶体管

IGBT 是具有功率 MOSFET 高速开关特性和双极晶体管的低导通电压特性的两者优点并存的电力半导体器件。由于可以高速开关、耐高压和大电流,所以在电力电子设备领域中它成为重要的半导体器件。

1 IGBT 和功率 MOSFET 的区别

图 5.21 中表示的是 IGBT 和功率 MOSFET 的基本结构。IGBT 基本上是功率 MOSFET 的漏极端追加 p 型半导体层的结构。将 IGBT 用等效电路表示时,如图 5.22 所示的形式,构成了 pnp 型双极晶体管和功率 MOSFET 复合电路。

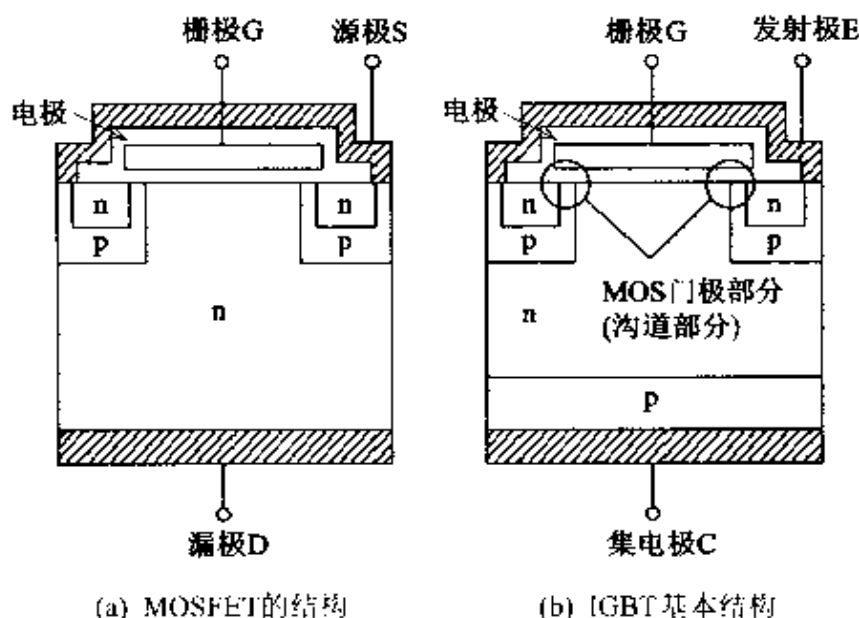


图 5.21 IGBT 和功率 MOSFET 基本结构的比较

在 IGBT 的栅极上施加正电压时,在栅极电极下 n 沟道形成导通的形式。这时从集电极端的 p 型半导体层通过向 n 型半导体层注入空穴,导通

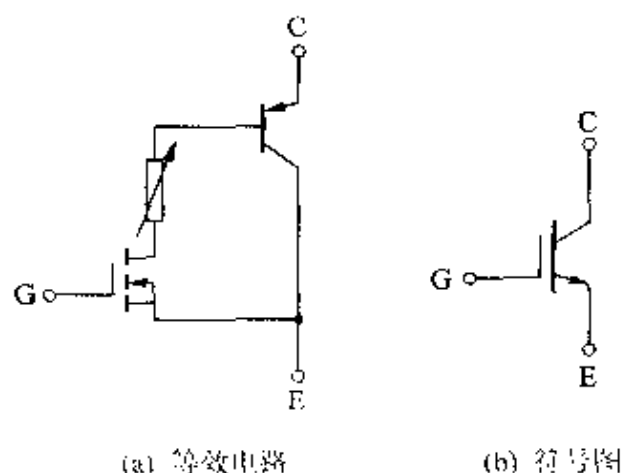


图 5.22 IGBT 等效电路和符号图

电阻急剧降低(称为电导率调制)可获得低导通电压特性。这一点是与功率 MOSFET 的最大区别,也是 IGBT 可以大电流化的理由。另一方面,使栅极电压在临界值电压以下时,沟道消失,IGBT 关断。

2 IGBT 的特性和特征

IGBT 是既保持双极晶体管优点的高导电性(低导通电压特性),又改善开关特性的电力半导体器件。这里我们将研究一下它的导通电压特性和开关特性。此外,IGBT 的栅极特性和功率 MOSFET 相同的不再重述。

输出特性

图 5.23 表示了 IGBT 的输出特性(导通电压特性)。对功率 MOSFET 的导通电压特性表示为电阻器的特性;由于在 IGBT 上有 pn 结,所以大约存在 1V 的上升电压。但是,导通电压比功率 MOSFET 还低。由于 IGBT 通常作为开关使用,所以施加非常大的栅极电压,导通损耗变小使其在饱和电压区域内工作。

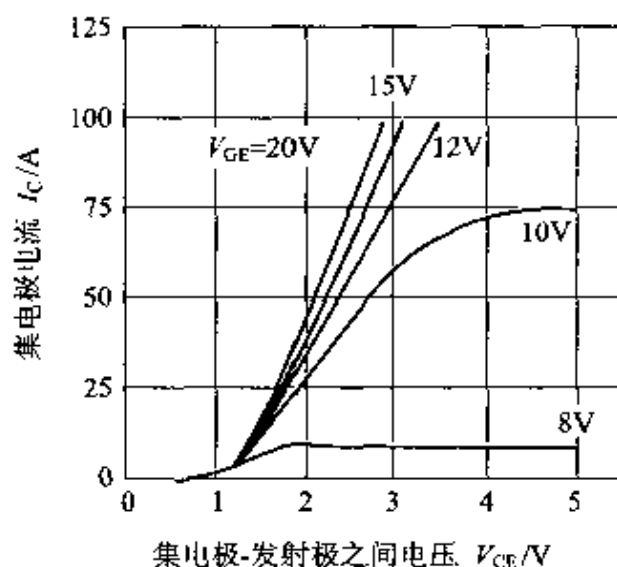


图 5.23 IGBT 输出特性(50A、600V)

■ 开关特性

关断时,由于有积蓄过剩载流子再结合的无效时间(称为**尾部时间**),所以其关断时间比功率 MOSFET 长,比同规格的双极晶体管大约长 1/10 左右。IGBT 工作频率尽管根据电流容量不同,但是可以达到几千赫至 20kHz 左右。

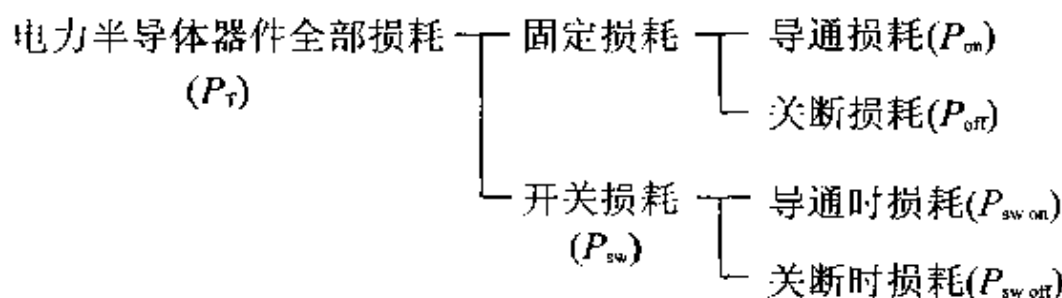
5.6 电力半导体器件的功率损耗和冷却

5.6.1 为什么必需对电力半导体器件进行冷却

正如上节所提到的那样,电力半导体器件由于电力变换、控制动作要产生功率损耗、发热温度上升。为此,对半导体器件确定在安全区工作允许工作温度(称为**结温度**),无论什么情况都不允许超过其规定值,由此,求出电力半导体器件的功率损耗和器件的**结温度**非常重要。

5.6.2 电力半导体器件的功率损耗

图 5.24 表示的是电力半导体器件的开关波形和功率损耗。电力半导体器件的功率损耗多半是固定损耗和开关时的损耗,整理如下。固定损耗中的关断损耗小,一般可以忽略。



各损耗是电力半导体器件电压和电流乘积的平均功率损耗,分别用下式表示:

$$P_T = P_{on} + P_{sw\ on} + P_{sw\ off} \quad (5.3)$$

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{on} \cdot I_{on} dt = V_{on} \cdot I_{on} \cdot D_t \quad (5.4)$$

$$P_{sw\ on} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v \cdot i dt = f \int_0^{t_{on}} v \cdot i dt \quad (5.5)$$

$$P_{sw\ off} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{off}} v \cdot i dt = f \int_0^{t_{off}} v \cdot i dt \quad (5.6)$$

其中, $D_t(=\tau/T)$ 为电力半导体器件的流通率, $f(=1/T)$ 为电力半导体器件的开关频率。

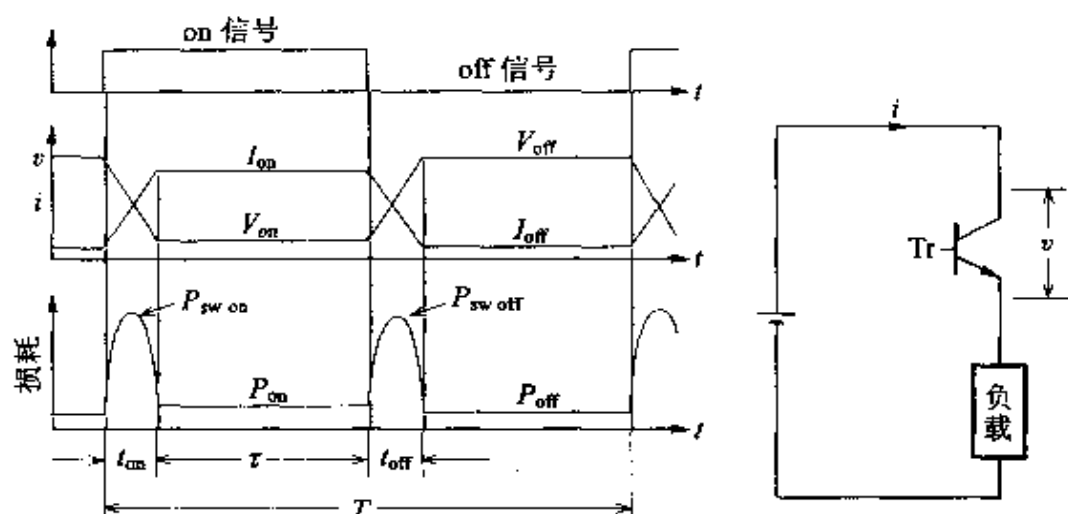


图 5.24 电力半导体器件开关波形和功率损耗

上述的损耗中, P_{on} 与电力半导体器件开关频率没有关系是固定的, 而 $P_{sw\ on}$, $P_{sw\ off}$ 与开关频率成正比例。即电力半导体器件的开关频率变高时, 其功率损耗增加。

5.6.3 计算电力半导体器件的面结温度

电力半导体器件的面结温度如下所述, 它可以用热阻求出。图 5.25 中表示了热阻的概念。和电路欧姆定律同样, 如果将电流 $I[A]$ 代替功率损耗

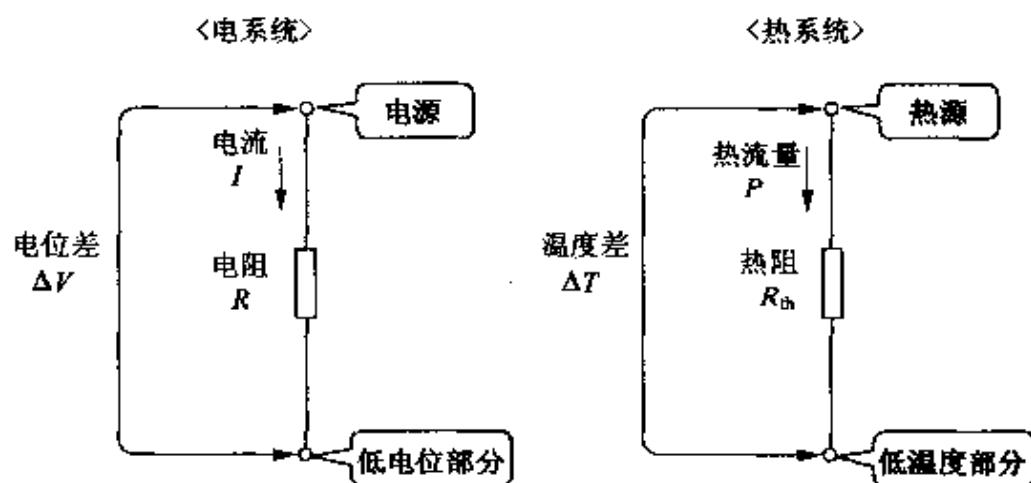


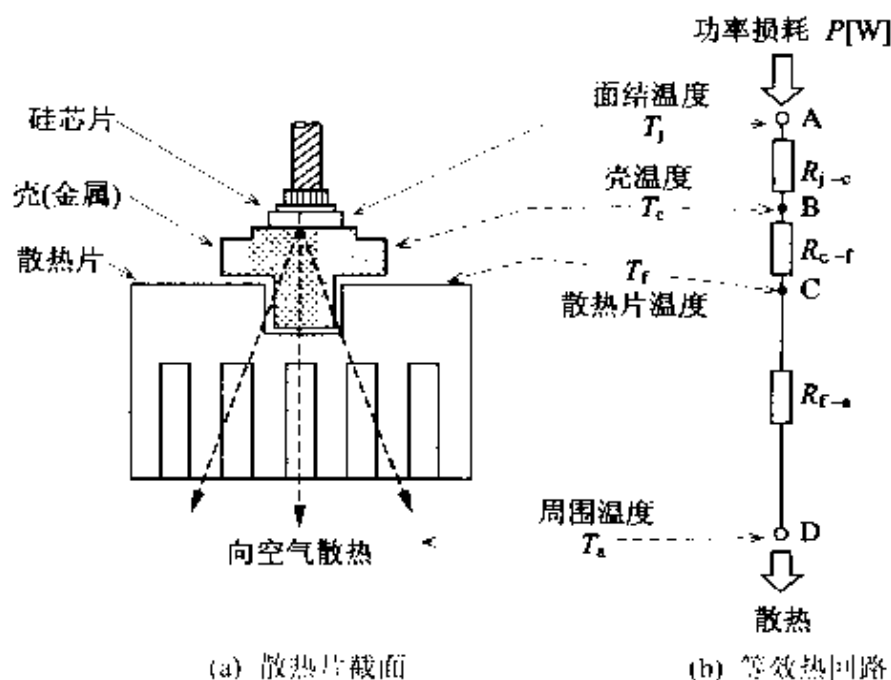
图 5.25 热阻的概念

(热流) $P[\text{W}]$,可求出 2 点间的温度差 ΔT 时,将 R_{th} 称为热阻,用 $[^{\circ}\text{C}/\text{W}]$ 单位表示。

$$I[\text{A}] \times R[\Omega] = \Delta V[\text{V}] \quad (5.7)$$

$$P[\text{W}] \times R_{\text{th}}[^{\circ}\text{C}/\text{W}] = \Delta T[^{\circ}\text{C}] \quad (5.8)$$

图 5.26 是电力半导体器件冷却说明图。图(a)是散热片的截面,图(b)是其热等效回路。A 点产生的功率损耗 P 通过热阻回路以 D 点向周围散热。设与周围结合的 2 点间温度差为 ΔT_d 时,半导体面结温度 T_j 可以用下式表达:



R_{j-c} : 结、壳之间的热阻
 R_{c-f} : 壳、片之间的热阻
 R_{f-a} : 片、周围之间的热阻

图 5.26 电力半导体器件冷却说明图

$$\begin{aligned} T_j &= \Delta T_d + T_a \\ &= P(R_{j-c} + R_{c-f} + R_{f-a}) + T_a [^{\circ}\text{C}] \end{aligned} \quad (5.9)$$

其中, R_{j-c} , R_{c-f} , R_{f-a} 为各部之间的热阻, T_a 为周围温度。

于是求出面结温度,超过电力半导体器件规定值时,更换热阻小的散热片或采用冷却效果好的冷却方式,或者选择功率损耗低的电力半导体器件,必须使面结温度在规定值以下。

►► 练习题

习题 1

试说明有关自关断型电力半导体器件,并举出其代表性的应用实例。

习题 2

试叙述有关电力晶体管的开关特性、特征和注意事项。

习题 3

试说明有关晶闸管的关断动作,并指出使其确实关断的条件是什么?

习题 4

试说明有关 GTO 门极驱动电路的特征。

习题 5

试叙述与双极晶体管比较功率 MOSFET 的特征。

习题 6

试叙述有关 IGBT 的特征。

习题 7

在图 5.26 的冷却模型中,设功率损耗 $P=15\text{W}$,热阻 $[\text{°C/W}]$ 分别为 $R_{j-c}=1.3$, $R_{c-f}=0.2$, $R_{f-a}=3$,周围温度 $T_a=40\text{°C}$ 时,试求面结温度 T_j ,并且,散热片(C点)的温度是多少?

第 6 章 电力电子学中的控制

电力电子学是电力、电子设备和控制技术融为一体的技术领域。与电力半导体开关或电力变换电路、电力机械及电动机等硬件技术一起,如何熟练掌握使用这些硬件的软件技术的控制也是不可缺少的,可以说是将两者综合的系统技术。

最近,为了控制硬件,与微型计算机或数字信号处理器(DSP)一起,使用了专用集成电路(ASIC)等最新电力电子技术,可以实现复杂的控制,扩展了电力电子技术的应用。

本章将叙述电力电子技术控制的特征和如何使用必需的基本器件及微型计算机控制等。

6.1 电力电子技术控制的特征

6.1.1 数字式的开、关控制中损耗低的电力变换

在电力半导体开关中,所谓流过主电路端,对晶闸管或 GTO 晶闸管为正极和负极、对功率场效应晶体管(MOSFET)为漏极和源极、对电力晶体管或绝缘栅双极晶体管(IGBT)为集电极和发射极。此外,还具有称为门极端或者基极端的控制端。通过使控制端的电压或电流变化,导通、关断产生其几十倍、几百倍的电压或电流。

晶体管等电力半导体器件不仅在电压几乎为零的导通状态(饱和区域)和电流几乎为零的关断状态(截止区域)动作,而且在既加电压也流过电流的中间状态(激活区域)也可能动作,可完全连续地控制电压或电流。但是,由于在激活区域电力半导体器件产生电压 \times 电流的损耗,所以通常在电力电子技术控制中,使用功率损耗低的导通、关断状态的开关进行控制(如图 6.1 所示)。

6.1.2 迅速导通、关断控制的平滑控制

电力半导体开关和普通的开关不同,在1秒钟内可以进行从几百次到几百万次导通、关断。尽管导通、关断,但是电灯不能一会儿亮,一会儿灭;电动机也不能一会儿旋转,一会儿停止,能够平滑地并且熟练地进行控制(如图6.2所示)。

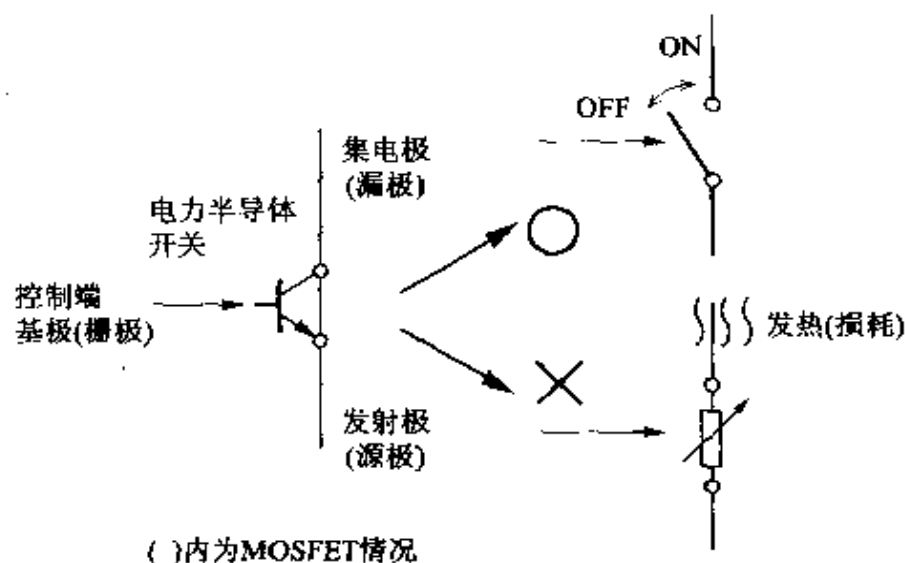


图 6.1 损耗低的数字式开、关控制

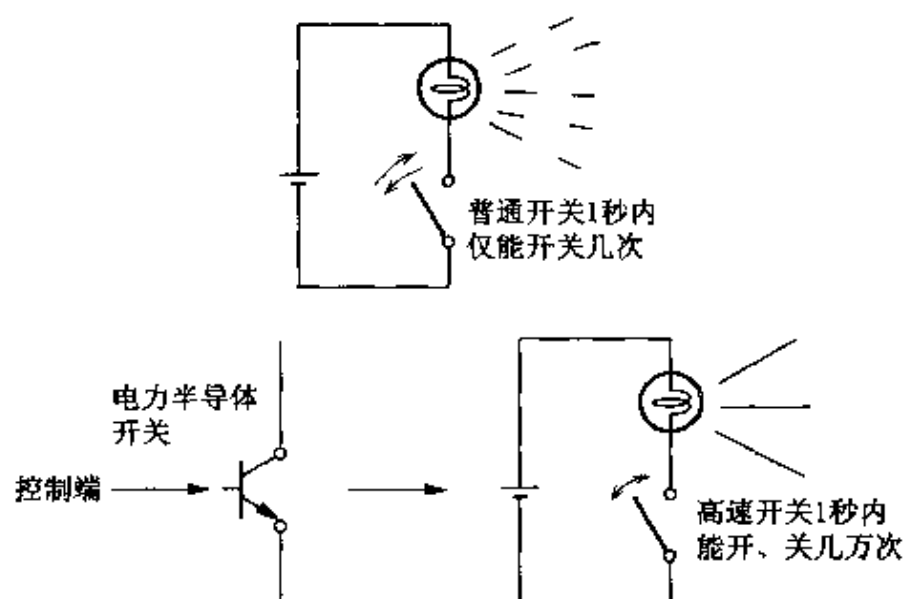


图 6.2 迅速导通、关断的平滑控制

6.1.3 按照开关的速度高速处理控制

反复导通、关断的开关频率多数使用 16kHz 以上的可听到的频率,开关周期为 $67\mu\text{s}$ 的适时控制。为此,电力电子技术控制的开关控制要求微秒(μs)、纳秒(ns)的适时控制,是非常高速的控制。对这种微秒的导通、关断的适时控制采用时间传感器或比较电路等的硬件电路。为了有效地利用以 16kHz 产生开关逆变器的能力,对开关周期 $67\mu\text{s}$ 必须进一步地选定精密地开、关;改变各种各样的定时,将数据每 $33\mu\text{s}$ 进行定位。对电力电子技术控制必需采用高速的微型计算机或数字信号处理器(如图 6.3 所示)。

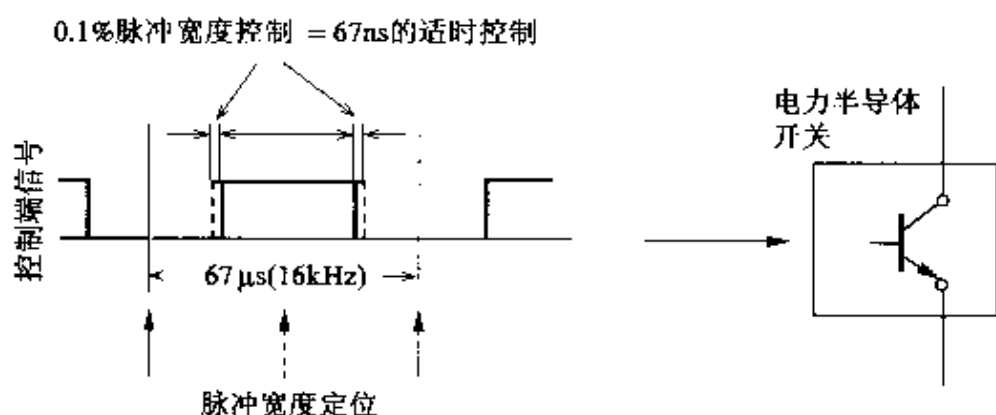


图 6.3 几十毫微秒(ns)高速的适时控制

6.1.4 根据目的、用途多样的控制

根据直流—直流、直流—交流等的电力变换的状态,使用斩波器或电压型逆变器等各种电力变换器,控制也不同。并且,即使是相同电压型逆变器,对交流电动机控制,根据电动机的旋转速度改变频率,而不停电电源(UPS)频率是恒值,不论连接什么样的负载,电压波形必须是真正的正弦波。而且,即使对交流电动机控制仅仅是单一调速;还是要求伺服电动机那样的控制响应性;还是频率的授与方或电压、电流、转数等检测任何一项反馈控制都是不同的。

电力电子技术控制与所使用装置的系统控制有非常密切关系,将它们单独分开控制往往是很困难的,依据系统性能要求必需进行多样的相应控制(如图 6.4 所示)。

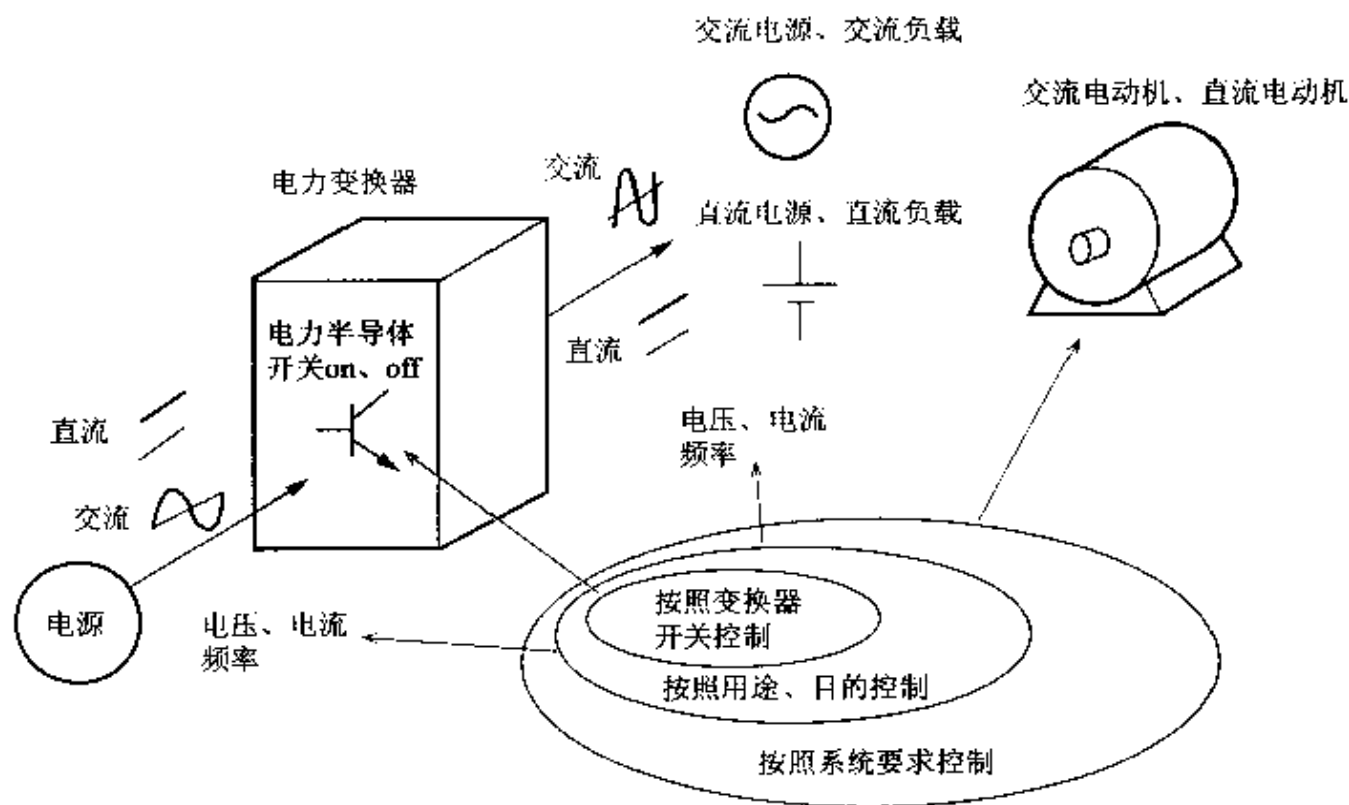


图 6.4 按照系统多样的控制

6.2 电力电子技术控制的基本因素

6.2.1 PWM 控制

PWM(脉宽调制)控制为了控制电力半导体开关器件的开关,产生最终的导通、关断信号。PWM 正如脉宽调制名字所示,它是以一定脉冲频率严密地改变脉冲宽度的方式,然而一般将控制逆变器输出电压的方法往往称为 PWM 控制。有各种各样的 PWM 控制方式,而我们试看看最基本的三角波比较方式 PWM 控制,其原理图如图 6.5 所示。

作为调制载波使用由三角波发生器产生的三角波。用三角波比较电路和逆变器中希望输出的电压指令比较,电压指令比三角波大时,让 S_1 导通、 S_2 关断;电压指令比三角波小时,让 S_1 关断、 S_2 导通。电压指令与脉冲宽度成正比例,三角波在一个周期范围内平均负载电压和电压指令成正比例。

1 载波可以是锯齿波吗?

载波即使是锯齿波同样也和电压指令成正比例关系。但是,对三相输

出这样的多相逆变器线电压波形的脉冲数大约变成三角波的 1/2。这个锯齿波从最大值变化到最小值时的点,由于各相经常同时切换,所以对线电压完全抵消没有表现出变化。三角波载频有效地使用切换,高次谐波少(如图 6.6 所示)。

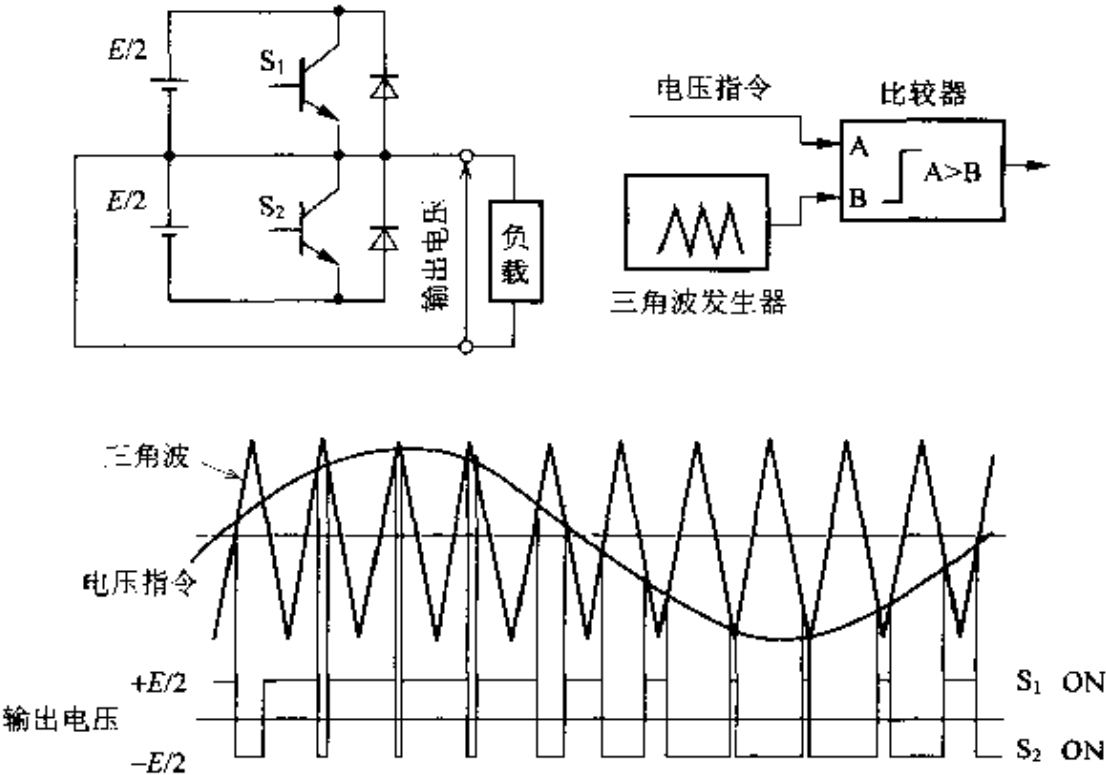


图 6.5 三角波比较方式 PWM 控制原理

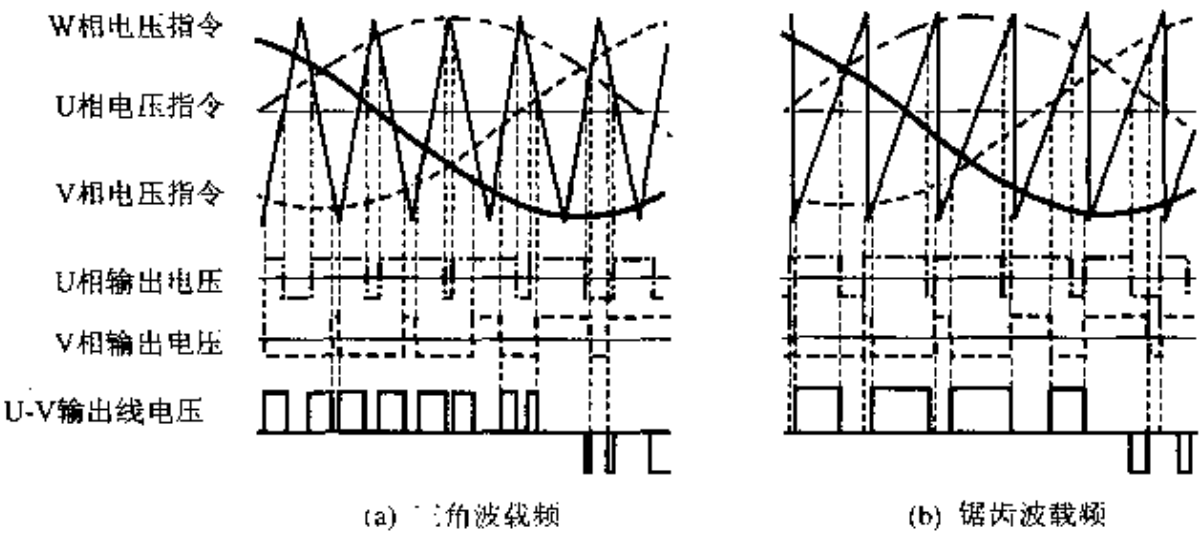
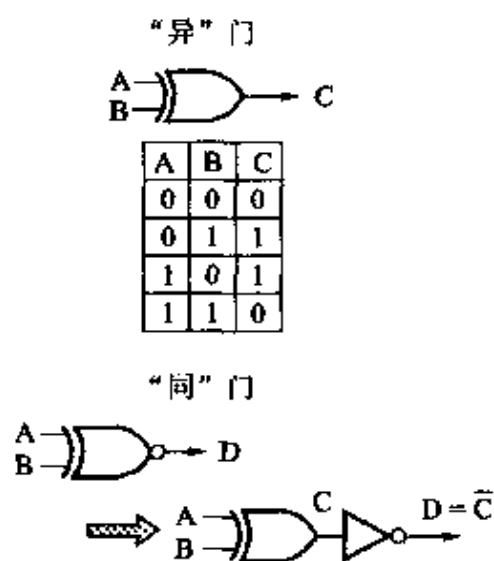
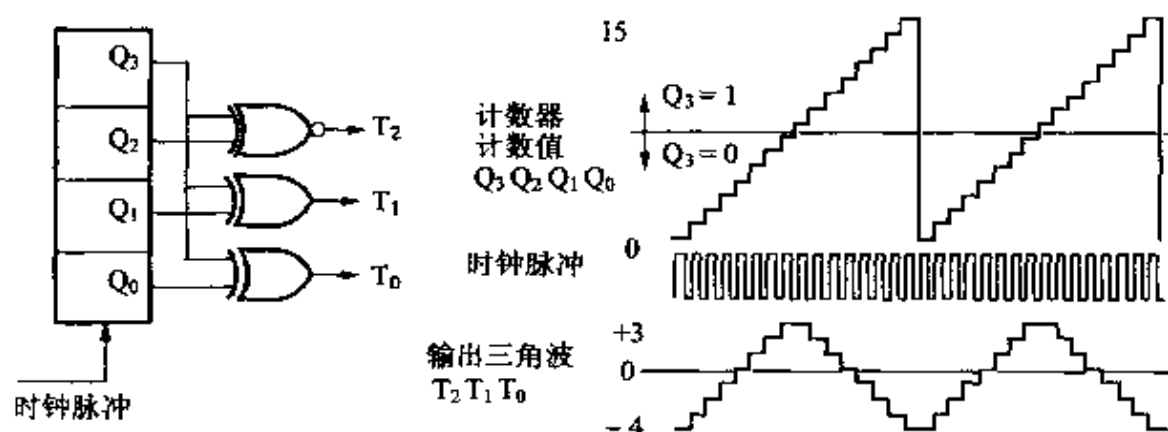


图 6.6 三角波载频和锯齿波载波的区别

2 产生数字三角波的方法

用连接模拟图象说明 PWM 控制原理,而 PWM 控制往往用数字电路构成。三角波发生器用数字电路是怎样构成的呢?

计数器每进入一个时钟脉冲就增加一个计数值,计数到最大值时返回零,将其用波形表示时形成锯齿波。对产生三角波也有使用升降计数器的方法,而升降计数器单纯地与计数器比较,不能增加节拍频率。计数器的最高位输出如果是 1,则下位输出反向,可对应更高的节拍频率形成三角波发生电路。图 6.7 中表示的是 8 步长三角波发生的实例。仅仅反向计数器下位时从 0 到 7 形成 8 步长,所以可对应正、负电压指令,进一步反向三角波最高位二进制数 T_2 ,变换成从 -4 到 +3 的正、负三角波。



计数器						三角波			
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0		T_2	T_1	T_0	
0	0	0	0	0	↗	1	0	0	-4
1	0	0	0	1		1	0	1	-3
2	0	0	1	0		1	1	0	-2
3	0	0	1	1		1	1	1	-1
4	0	1	0	0		0	0	0	0
5	0	1	0	1		0	0	1	+1
6	0	1	1	0		0	1	0	+2
7	0	1	1	1		0	1	1	+3
8	1	0	0	0	↘	0	1	1	+3
9	1	0	0	1		0	1	0	+2
10	1	0	1	0		0	0	1	+1
11	1	0	1	1		0	0	0	0
12	1	1	0	0		1	1	1	-1
13	1	1	0	1		1	1	0	-2
14	1	1	1	0		1	0	1	-3
15	1	1	1	1		1	0	0	-4

图 6.7 三角波发生电路

设分辨率 ± 8 个二进位控制电压指令时,必需是9个二进位数的步长(512字节),使用10个二进位数的计数器即可。如果16kHz的载波频率,节拍频率必需大约为16MHz。

3 数字比较器

在数字比较器中有检测一致的相同比较器和比较大小的数值比较器。在PWM控制中,使用数值比较器,即使变更指令时也能准确地比较大小关系。数值比较器和减法器是同样的结构,仅输出减法结果的符号(最高位的二进位数)(如图6.8所示)。

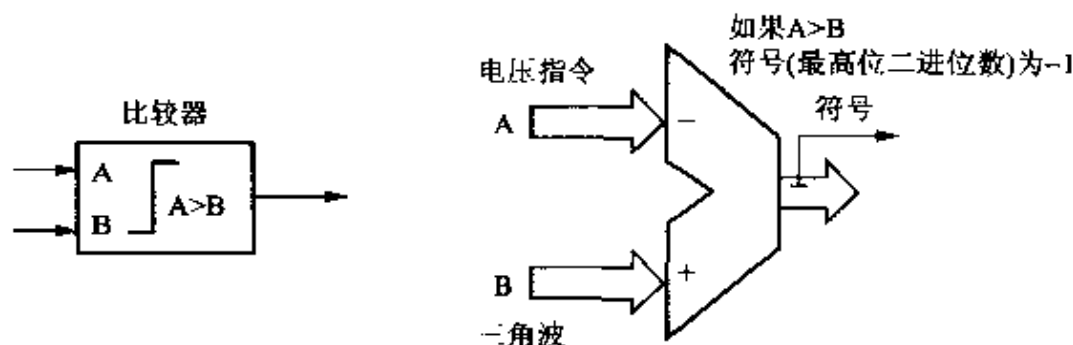


图 6.8 比较器与减法器

4 线电压为正弦波

对三相输出的逆变器即使输出的各相电压不是正弦波,但是产生的线电压为正弦波。图6.9(a)是相电压为正弦波时各相电压和线电压之间的关系,线电压的最大值是相电压最大值的 $\sqrt{3}$ 倍。图(b)是将相电压的一部分错开 60° 的角度,使正侧的器件或者是负侧的器件继续导通时,线电压的最大值是相电压最大值的2倍。尽管使用同样的逆变器,但是,线电压同时大约能大1.15倍($2/\sqrt{3}$ 倍),切换次数也减少,也可以提高效率。

输出低电压时,为了减少切换次数,一定期间将任意一相的切换状态固定,可以认为使线电压为正弦波的方法有各种各样。

5 对导通、关断切换必须设定空载时间电路

为了容易理解PWM控制原理,根据比较器的输出,作为正侧器件导

通、关断和负侧器件关断、导通同时进行说明。但是,实际的电力半导体开关对控制端的信号产生滞后切换,特别是关断滞后大。为此,当给与正侧器件关断信号时,同时给与负侧的器件导通时,正、负器件导电引起电源短路,使开关器件完全烧坏。

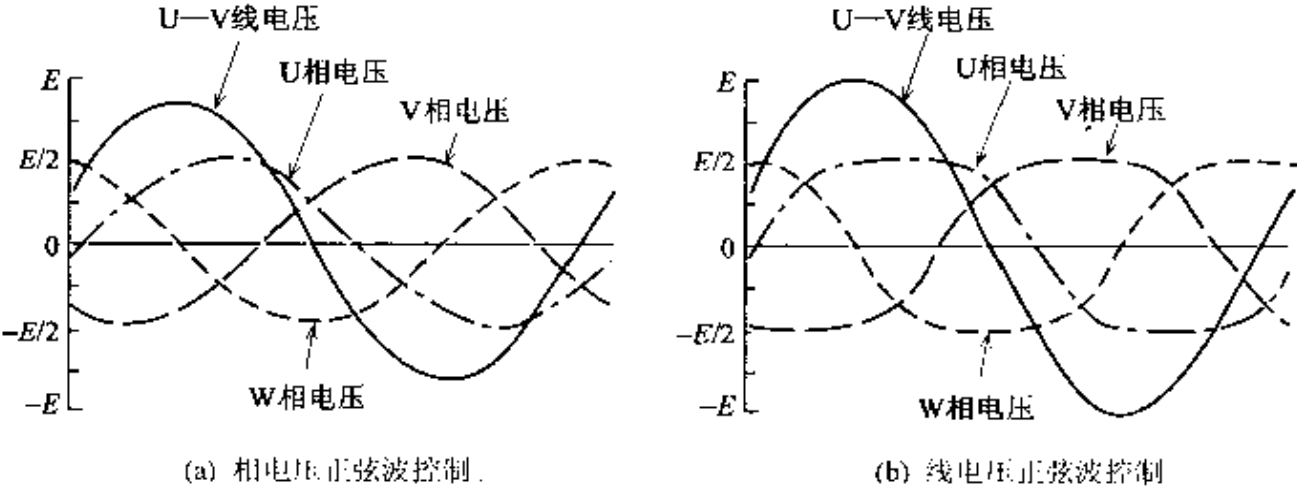


图 6.9 线电压为正弦波

如图 6.10 所示,给与正、负侧的开关器件的控制信号必须保持时间差。一般称为空载时间电路,图 6.11 表示的就是采用这种方法构成的电路。

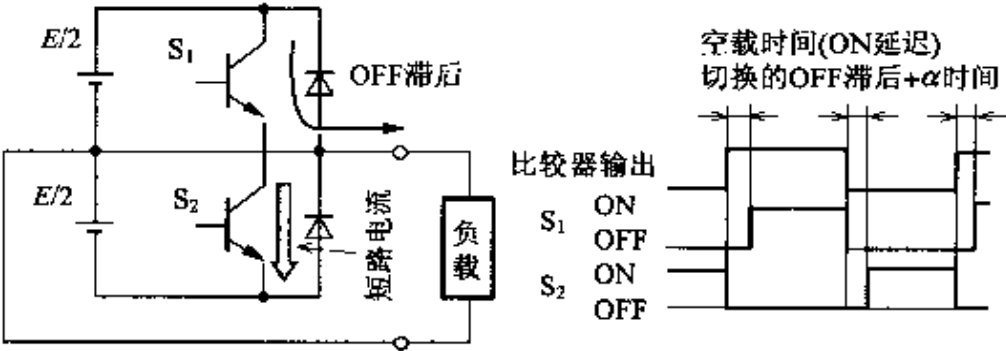


图 6.10 通过空载时间防止短路

6 PWM 控制输出对电力半导体开关的隔离、放大

逆变器使用几百伏的电压,往往和工业电源具有相同的电位。并且正侧开关器件和负侧的开关器件的控制端电位不同,同时将控制电路信号隔

离,对照电力半导体开关控制端的说明可以供给电压或电流进行必要的放大。一般使用光电耦合器进行隔离,用称为栅极驱动电路、基极驱动电路的放大电路放大,供给控制端。光电耦合器和放大电路形成一体的产品已经商品化。使用 DC/DC 变流器,电源也必需和放大电路隔离(如图 6.12 所示)。

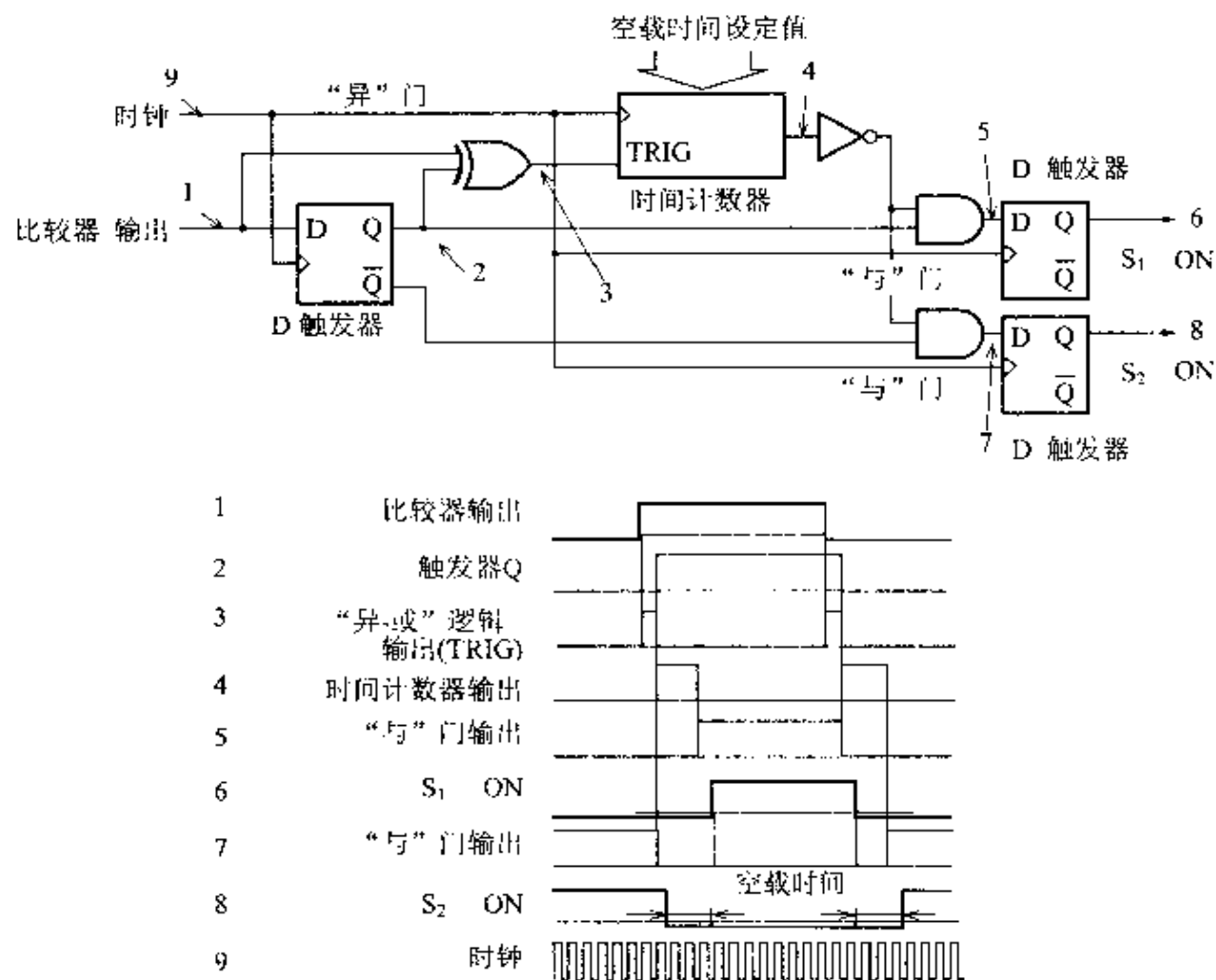


图 6.11 空载时间电路的构成

7 其它电压控制方式

三角波比较方式 PWM 控制是最有代表性的方式。除此之外,我们认为还有各式各样的方式,下面介绍其中的一例。

图案式 PWM 控制如图 6.13 所示,用希望输出电压的相位角 θ 根据指定图案进行切换。图案用原有的计算机编程消除指定的高次谐波,根据目

的确定让加权函数最小。根据基波电压的大小必需注意图案,为了切换频率几乎为常值,使输出频率变化图案必需在一个周期内切换次数不同。

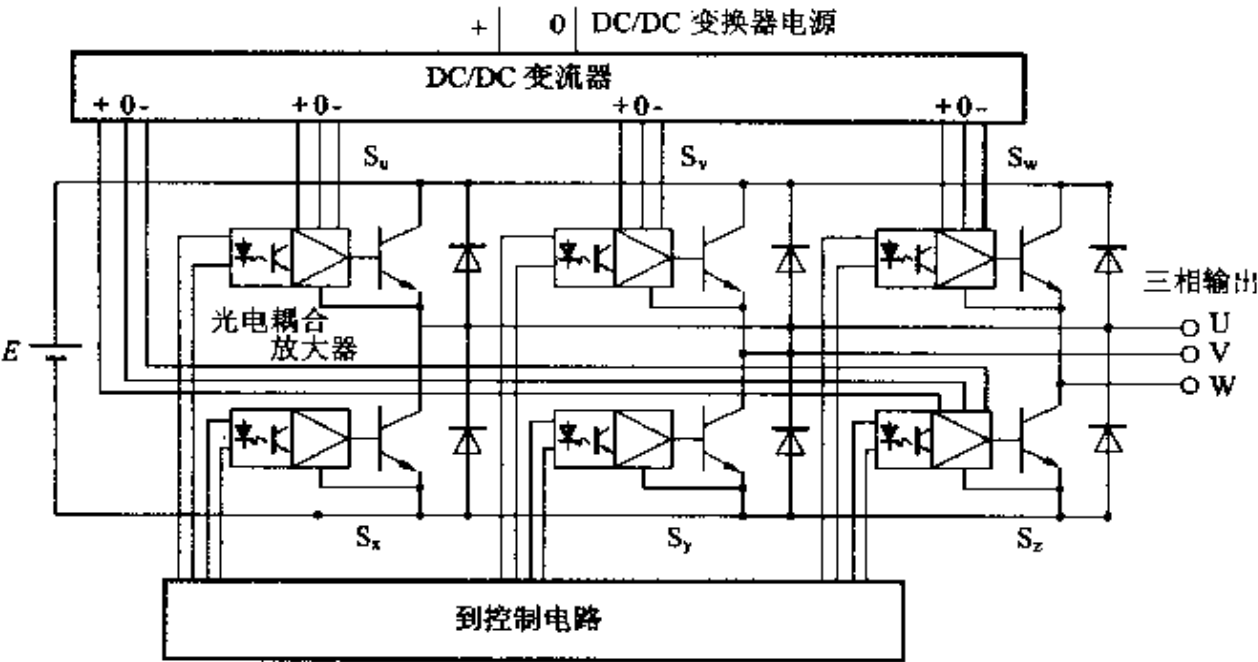


图 6.12 逆变器和控制电路的连接

例如,作为加权函数如果选择为高次谐波电压被用高次谐波次数除的值的平方和时,由高次谐波电流产生的电动机铜耗最小(绕组电阻的损耗)。

图案式 PWM 控制,无论脉冲宽度还是脉冲周期两者可以任意选择,而对三角波比较方式 PWM 控制即使是不可能的波形也能够产生。

脉冲密度调制方式如图 6.14 所示,脉冲宽度以一定的时间 T 控制其脉冲的间隔。

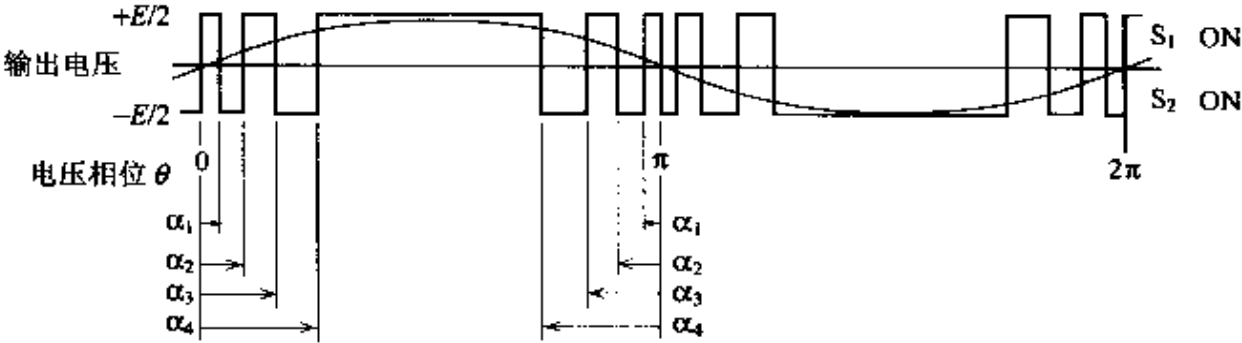


图 6.13 图案式 PWM

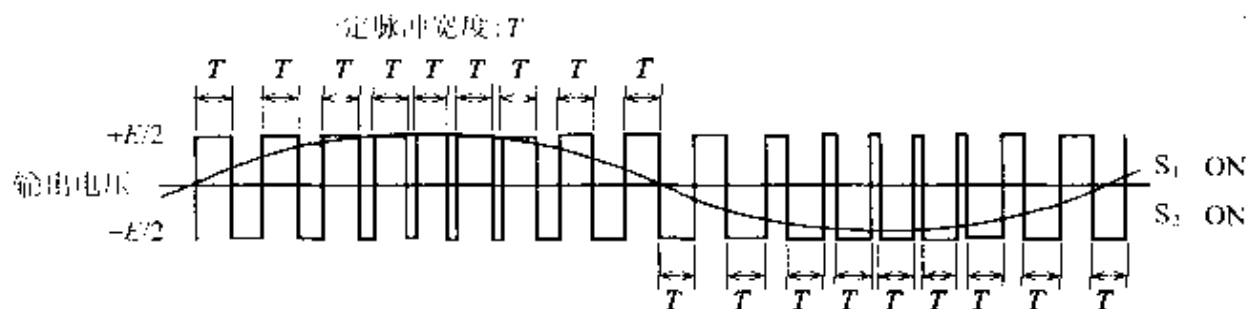


图 6.14 脉冲密度调制(PDM)方式

6.2.2 空间矢量和坐标变换

1 空间矢量

关于表示三相电压或电流采用**空间矢量**的分析方法,它与从前的交流相位关系标识的矢量不同,将三相瞬时值作为空间的一个矢量处理。将三相各轴互差 120° 电角度,在各方向合并相电压或电流的瞬时值表示为矢量,将它们三相矢量合成就是电压或电流的空间矢量。在交流电动机绕组上施加电压或流过电流,将电动机剖成切面时,看到的合成磁场方向和大小用矢量图象表示即可(参见图 6.15 所示)。

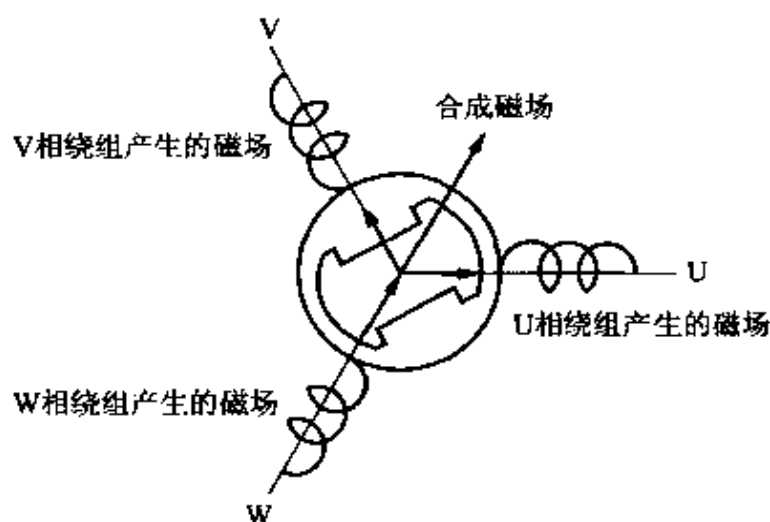


图 6.15 空间矢量

由三相正弦波产生的空间矢量轨迹描绘成随同时间反时针方向圆型旋转。

2 坐标变换

将以交流频率旋转的空间矢量,通过坐标变换分成以交流频率同步旋转的 d 轴、 q 轴正交的 2 个分量处理。将交流频率同步旋转的 d - q 坐标上的各个分量作为直流分量,不太意识到旋转或频率等问题,非常容易理解,控制也简单。

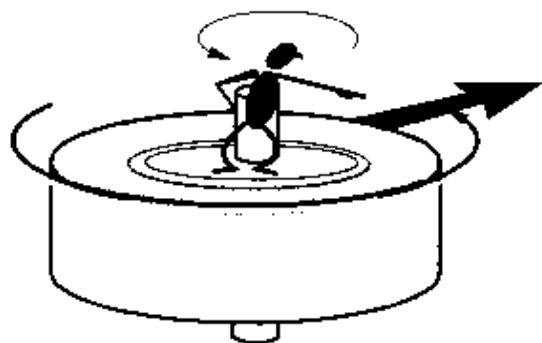


图 6.16 坐标变换图像

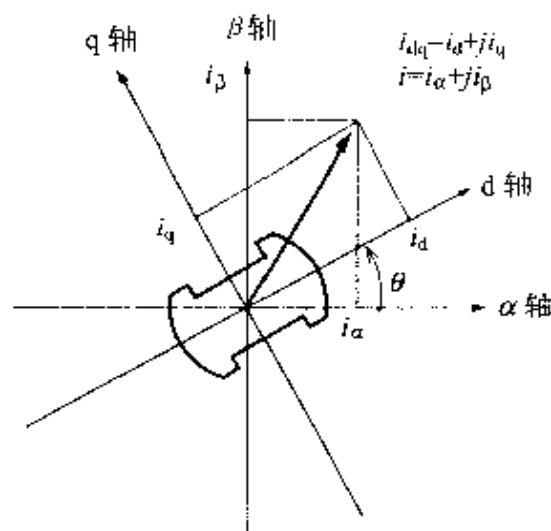
如果以永磁电动机为例(参见图 6.16),不是从外面观测电动机,就像是坐在永磁体上观测那样的感觉。

d - q 坐标以原来同步机的解析等将与磁极轴垂直的称为直轴,将水平方向称为模轴。最近设反时针旋转为正方向,依照数学的处理,往往设 d 轴为水平方向、 q 轴为垂直方向。即使同步电动机以外的电动机一般将磁通方向选为 d 轴。

3 坐标变换方式

用图 6.17 中的矢量图表示的电流 i 从静止坐标($\alpha\beta$ 坐标)观测时,它是通过三相电流 i_u 、 i_v 、 i_w 电流矢量,随着磁极方向 θ 旋转的矢量。将向以磁极方向 θ 同步旋转的旋转坐标(d - q 坐标)的变换称为坐标变换。与此相反,将从旋转向静止坐标方向的变换称为反坐标变换,用电压矢量表示,同样也是电压矢量。

将矢量用复数表示时,使坐标变换表示简单,根据需要如果分成实部和虚部,即求出各个分量,所以很方便。



坐标变换 : $i_{dq} = i \div e^{j\theta}$
反坐标变换 : $i = i_{dq} \times e^{j\theta}$

<使U相和 α 轴一致时的变换式>
为了求出使其变换前后的能量关系一致, 设有如下系数
3相-2相变换为 $\sqrt{2}/\sqrt{3}$ 倍
2相-3相变换为 $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ 倍

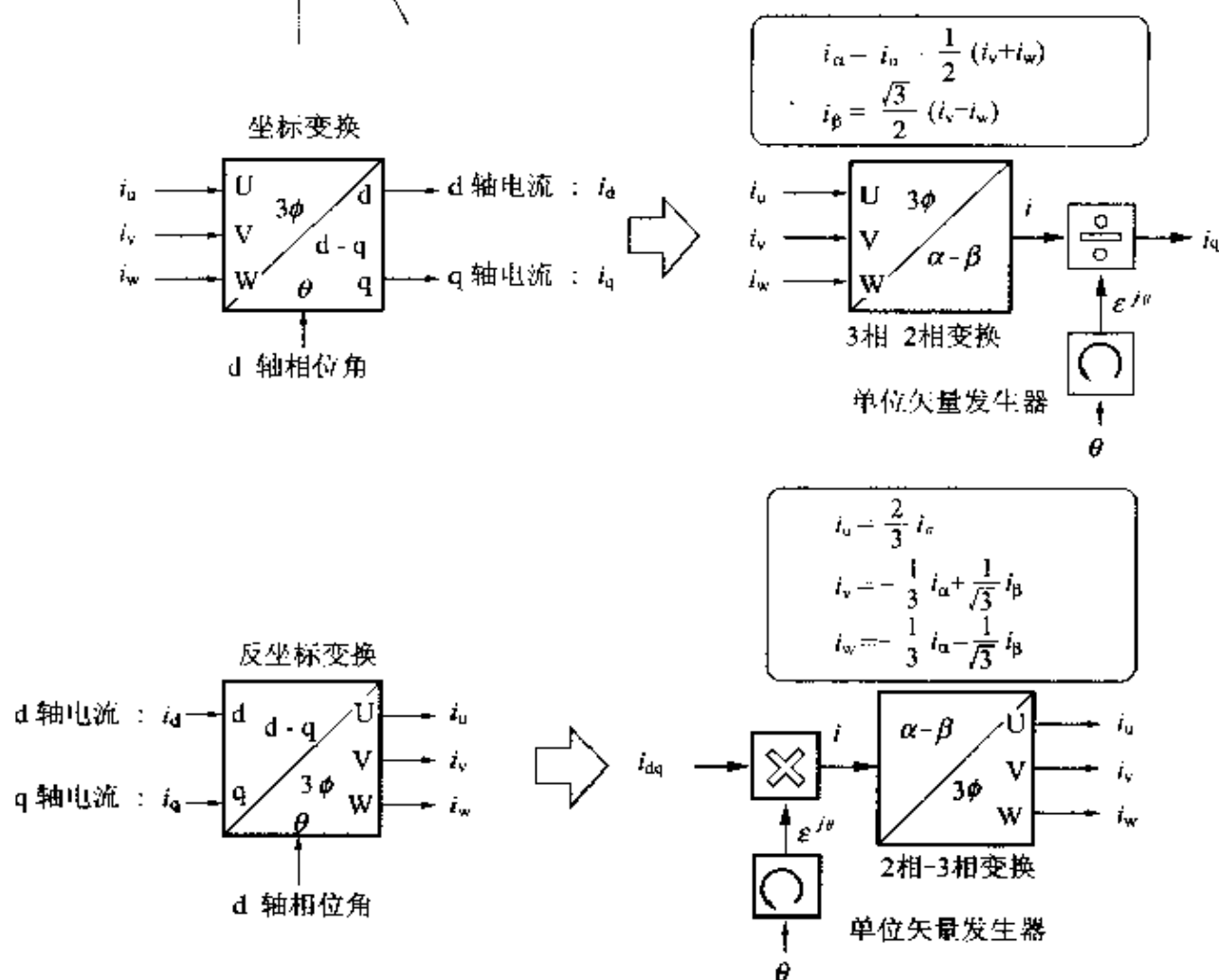


图 6.17 坐标变换

6.2.3 交流电动机控制

有关最有代表性的感应电动机(IM)和永磁电动机(PM)进行说明。

1 电动机的基本控制

图 6.18 中表示了电动机控制的基本控制环。以直流电动机为例容易理解。直流电动机具有励磁绕组和电枢绕组,由励磁电流产生磁通。转矩与磁通和电流的乘积成比例,而由于励磁绕组是个大电感,很难迅速地控制电流,所以通常用电枢电流控制转矩。比较速度指令和速度检测器的输出,根据其差值产生电枢电流指令。比较电枢电流指令和电流检测器的输出,然后根据其差值控制电力变换器的输出电压,从而控制转矩。在速度控制环内,转矩(电枢电流)控制环构成局部环控制。

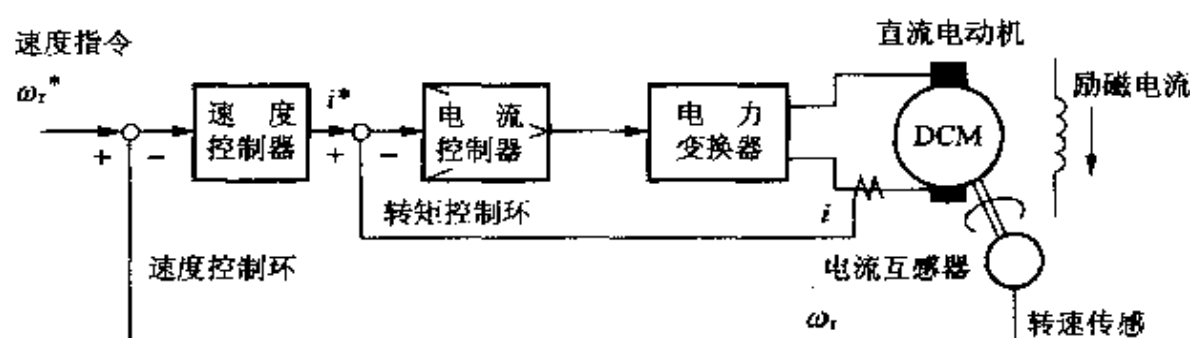


图 6.18 电动机的基本控制环

2 磁通控制

磁通一定时电动机的感应电动势和旋转速度成正比例,随着转速的增加,感应电动势变大。电力变换器达到最高输出电压时,在额定转数以上不让电流流通。如果减少励磁电流,可改变磁通的大小,感应电动势的大小也可改变。如果电力变换器达到最高输出电压时,通过减少励磁进行弱磁控制,进而可以实现达到高速控制。用弱磁控制可以最大限度地利用电力变换器的电压、电流,在弱磁场区域几乎变成恒输出功率的特性。例如对汽车就可以说和多段齿轮等效(如图 6.19 所示)。

3 感应电动机控制

感应电动机(IM)在定子上绕有三相绕组,转子为通过铁心的导条,将其用端环短接形成笼型结构(如图 6.20 所示)。

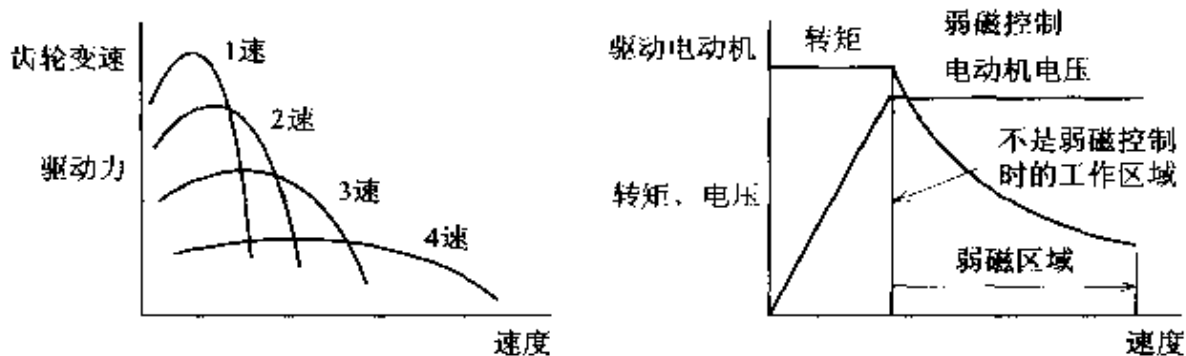


图 6.19 弱磁控制

一般用图 6.21 的 T 形等效电路表示。 s 为转差率, 转差角频率 ω_s 为(定子角频率 ω 和将转子转速换算成电角度旋转角频率 ω_r 之差 $\omega_s = \omega - \omega_r$)对定子角频率 ω 的比值(ω_s/ω)。将通过励磁电流 i_0 产生的磁通以转差角频率 ω_s 切割转子的导条, 产生转子电流 i_2 , 通过定、转子电磁感应产生转矩。

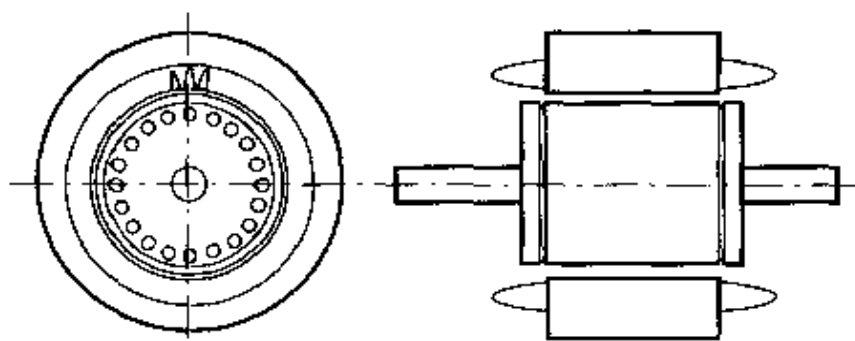


图 6.20 感应电动机结构

图 6.22 表示的是根据利用矢量关系, 将定子电流 i_1 分成正交的两个分量 i_d 、 i_q , 根据磁通流过一定电流 i_d , 和直流电动机电枢电流一样, 根据转矩同时流过电流 i_q , 通过控制转差角频率 ω_s , 没有产生过渡现象可以控制感应电动机, 这就是感应电动机的矢量控制。

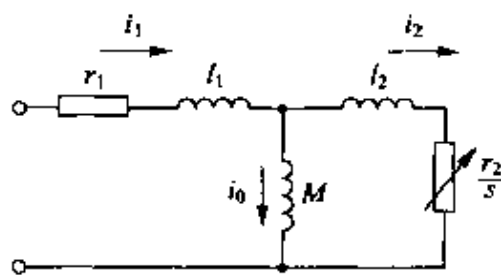


图 6.21 T 形等效电路

$$i_2 = E_2 / (\omega r_2 / \omega_s) \quad (6.1)$$

$$E_2 = \omega M i_d \quad (6.2)$$

$$i_q = (L_2/M)i_2 \quad (6.3)$$

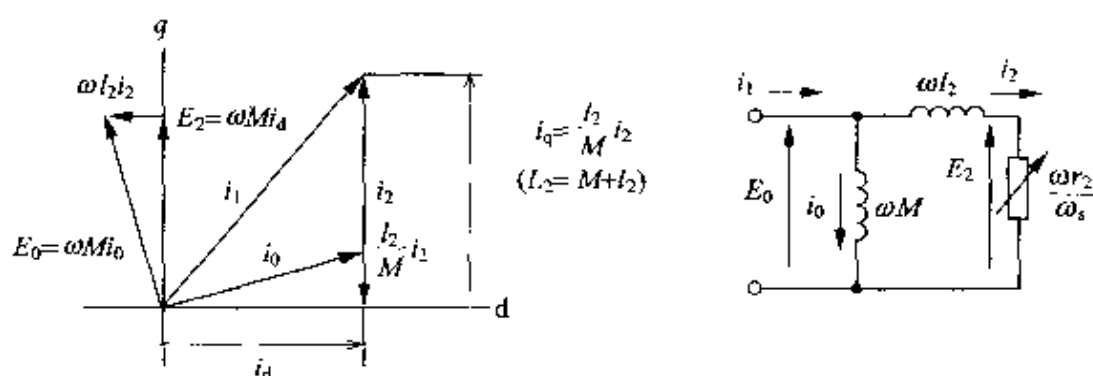


图 6.22 感应电动机矢量控制的关系式

由上述三式中消去 E_2 和 i_2 时,可求出以下的转差角频率 ω_s 和 i_q, i_d 的关系:

$$\omega_s = \frac{r_2/L_2}{i_q/i_d} \quad (6.4)$$

图 6.23 中表示的是感应电动机矢量控制回路的构成,可见利用了图 6.17 的坐标变换、反坐标变换。进而使磁通变化时,即使让 i_d 变化,也不能立刻追随磁通变化,为了补偿这个滞后分量,必需增加与磁通变化率成正比的 d 轴电流分量 i_d 。

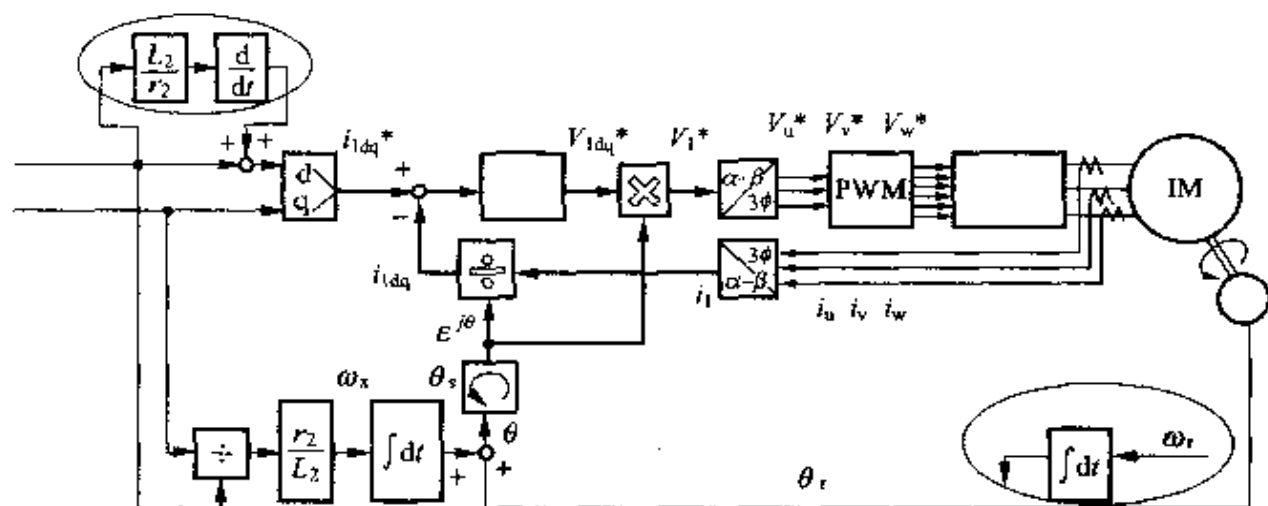


图 6.23 感应电动机(IM)矢量控制回路

永磁电动机(PM Motor)如图 6.24 所示,它为在定子上绕有三相绕组,转子上配置永磁体的结构。

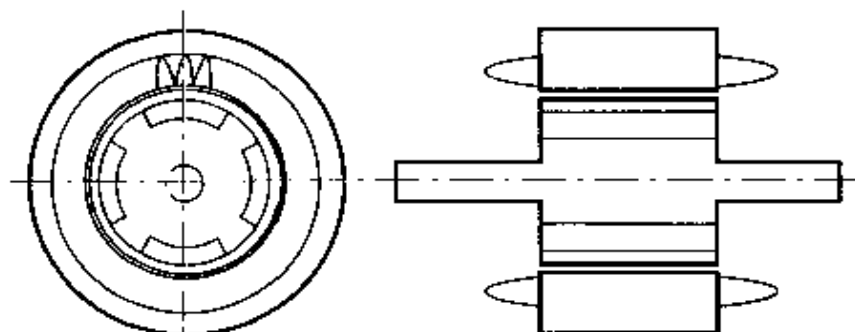


图 6.24 永磁电动机(PM)的结构

图 6.25 中表示了永磁电动机定子电流 i_1 的矢量关系。将磁极的方向作为 d 轴,最好将和它正交的 q 轴电流作为定子电流 i_1 流过。最近已经变成使用埋入永磁体方式(IPM),而在 IPM 中随着 q 轴电流一起,流过负方向 d 轴电流,同时利用磁阻转矩,进行弱磁控制。

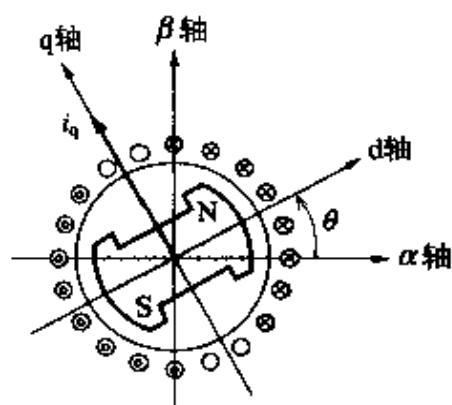


图 6.25 永磁电动机的矢量关系

永磁电动机的控制回路来自感应电动机控制回路,除了转差角频率关系回路、磁通滞后补偿回路以外,其余构成永磁电动机控制回路(如图 6.26 所示)。

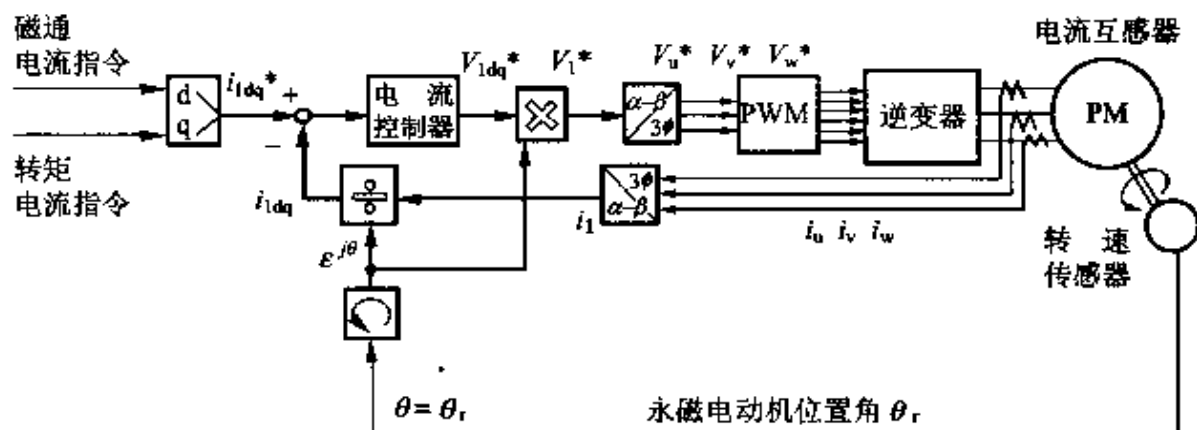


图 6.26 永磁电动机(PM)的控制回路

感应电动机情况作为转速传感器使用脉冲编码器,计算其脉冲相对位置就可以实现控制;而在永磁电动机中,必需用转速传感器对应磁极位置可以检测绝对位置进行控制。

6.2.4 转速传感器

关于脉冲编码器和解算装置是检测电动机转速有代表性的转速传感器,下面就有关其原理及信号处理电路进行叙述。

1 脉冲编码器

脉冲编码器的结构如图 6.27 所示。在旋转圆盘上切成缺口,通过发光二极管和光电晶体管产生如图 6.28 所示的 A 相和 B 相互差 90° 相位的脉冲。为了检测每一转发出一个脉冲的零指示器(Z 相)或永磁电动机(PM)等的磁极位置,准备三相电动机 U、V、W 相互差 120° 电角度的相位信号。

脉冲编码器输出信号处理电路的实例如图 6.29 所示。A 相、B 相信号

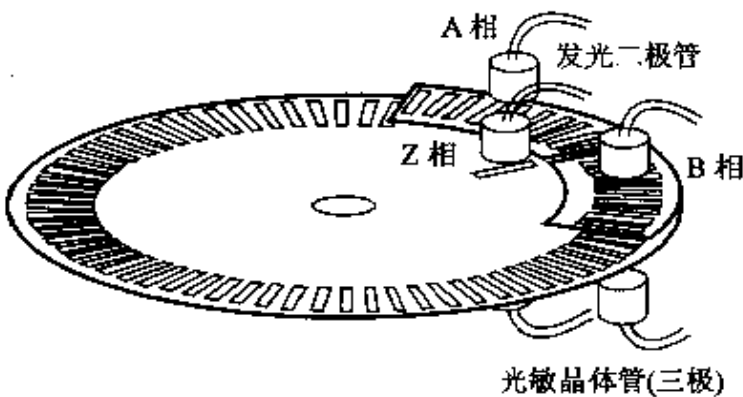


图 6.27 脉冲编码器的结构

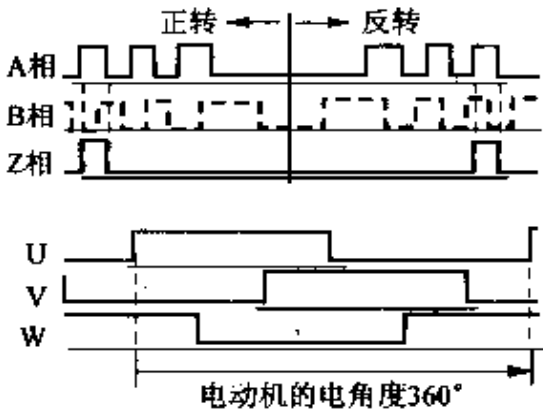


图 6.28 脉冲编码器的输出信号

分别通过 2 个 D 触发器延迟,用“异-或”门检测脉冲信号的上升边和下降边,通过“异-或”门可得脉冲输入频率 4 倍脉冲信号。A 相和 B 相由 D 触发器判别正、反转。

2 解算装置

图 6.30 中表示了解算装置的结构。在定子和转子上具有绕组,和绕线式感应电动机结构类似,所以即使在振动或油雾等使用环境恶劣的地方也

可以使用。在使用解算装置获得数字位置信号时必需有解算装置/数字变换器(R/D变换器),大多数分为两种方法。

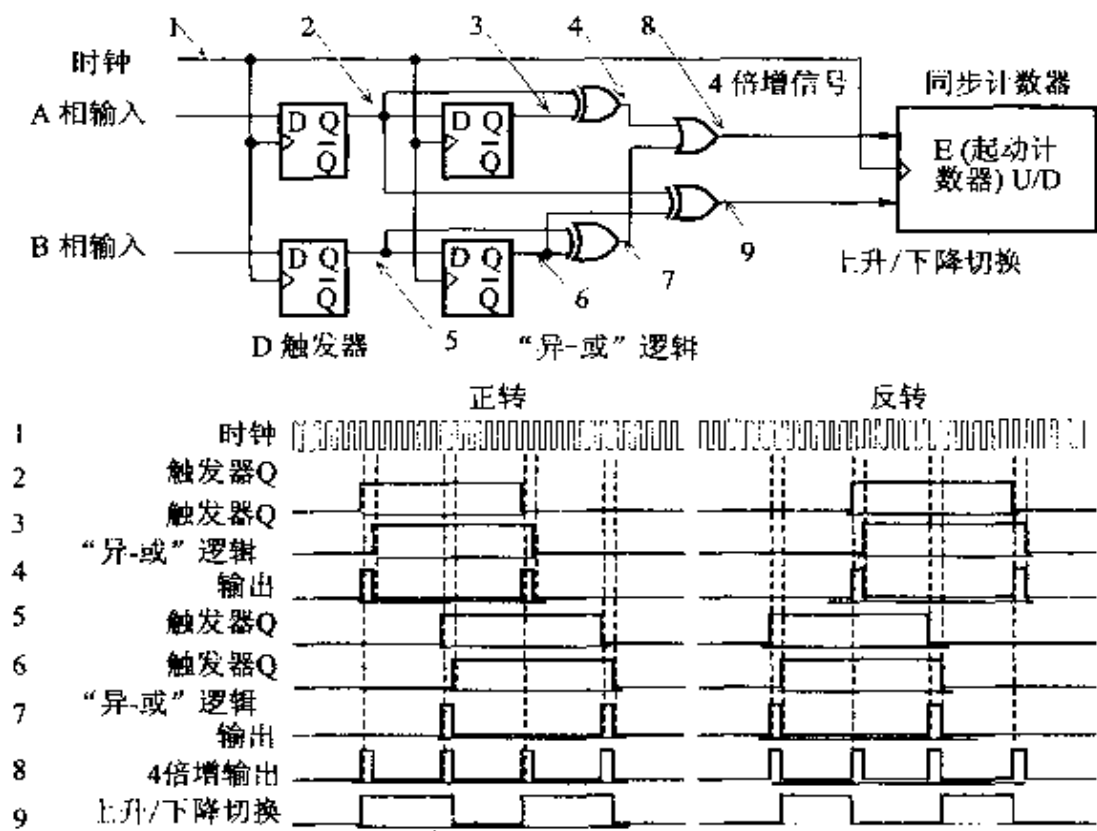


图 6.29 脉冲编码器信号处理电路

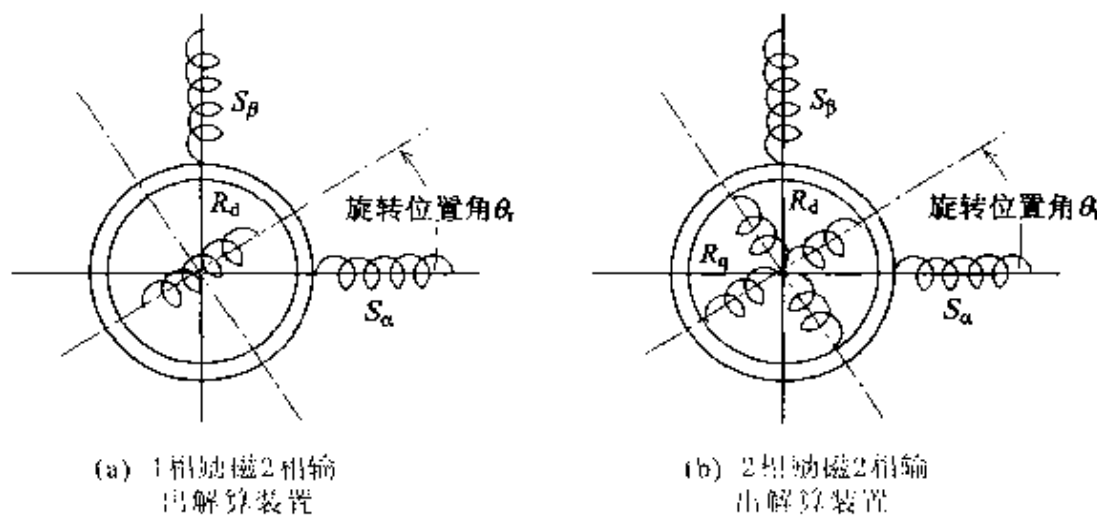


图 6.30 解算装置的结构

一种是称为振幅调制型,使用 1 相励磁、2 相输出解算装置。其波形如

图 6.31 所示,用几千赫励磁解算装置时,包络线根据旋转位置 θ_r 变化可得 2 相输出。对于这个输出,通过图 6.32 中表示的这种构成 PLL(相位锁定环,备置检测相位差追随环电路)的变换电路,获得数字位置信号。在图中示出了各部分信号的关系,而控制放大器输入($V_s \sin \Delta \theta_r$)为正(+)时,使电压控制振荡器(VCO)的频率上升控制,分频计数器 N 输出 θ_r 迅速增加,使 $\Delta \theta_r (= \theta_r - \theta_r')$ 变小动作。 $\Delta \theta$ 最终控制为零,分频计数器 N 的输出 θ_r' 与旋转位置 θ_r 相等。

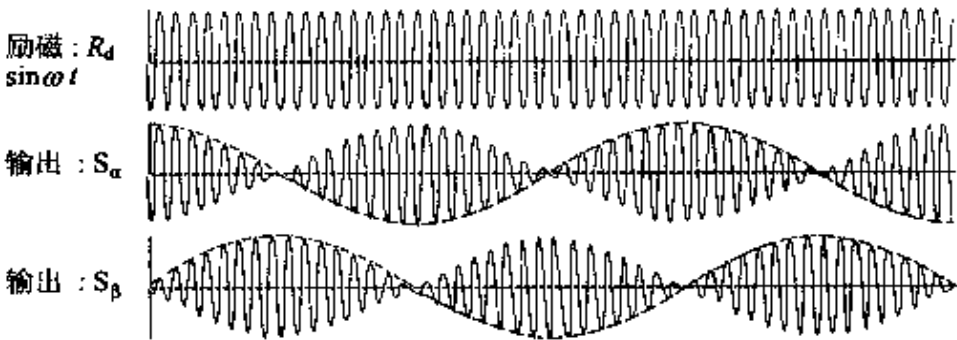


图 6.31 振幅调制式解算装置的波形

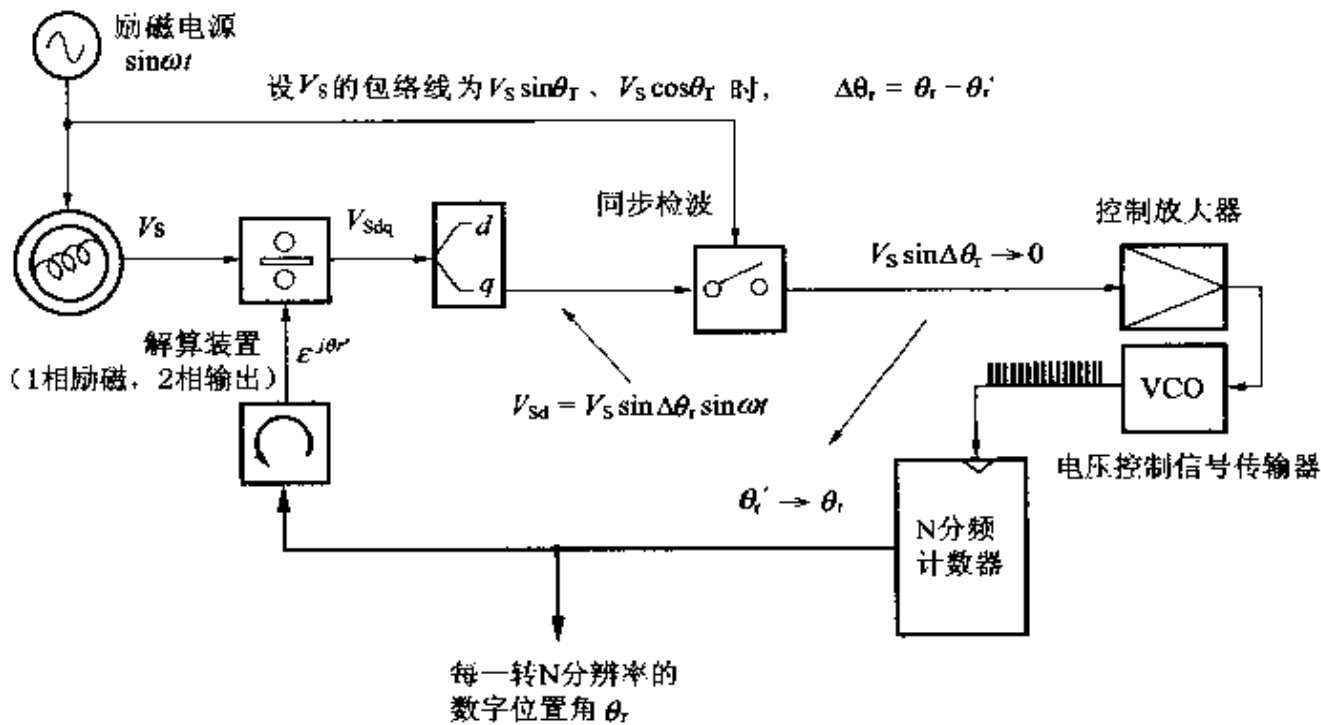


图 6.32 振幅调制式解算装置/数字变换器

此外,图 6.33 中表示的是相位调制式解算装置/数字变换器。解算装置用 2 相正弦波给定子 2 相绕组励磁时产生旋转磁场,在转子绕组中通过旋转磁场感应正弦波感应电动势,根据转子位置 θ_r 变化相位。对 1 相输出解算装置为零点时只能检测相位,而如图所示,采用 2 相输出的解算装置,如果应用坐标变换和 PLL 可以连续地检测相位,产生高分辨率的数字变换。

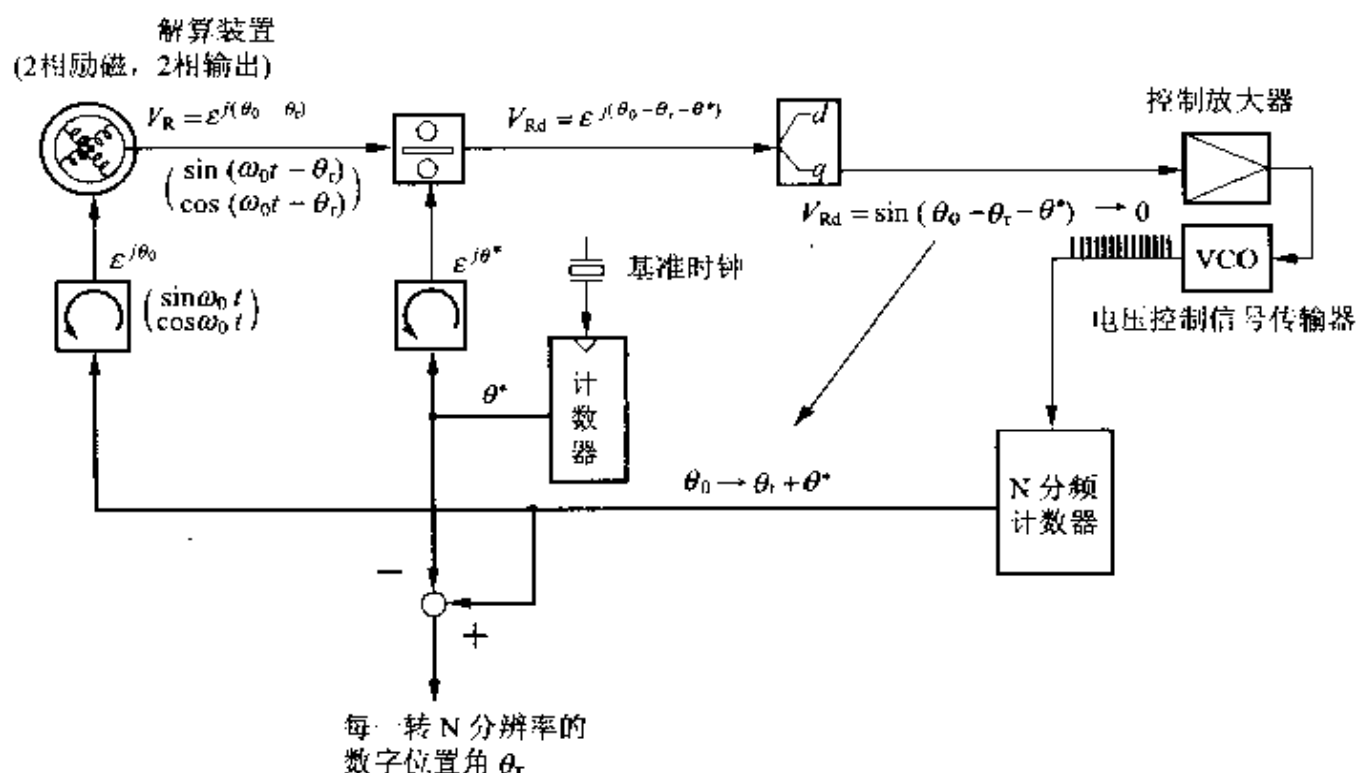


图 6.33 相位调制式解算装置/数字变换器

● 6.2.5 变频器控制(PWM 变频器控制)

一般逆变器的直流电源多数是从交流电源产生。通常是采用二极管整流的直流电源,而在电力机车或电梯等电动机加减速频繁用途中,如果能将减速能量再生给交流电源,可以节省能源。并且最近强烈要求降低电源高次谐波或无功功率,使用晶闸管有源变换器就可以实现能量再生,而在变换器中使用和逆变器相同的主电路进行 PWM 控制,将接近正弦波的电流同时再生给交流电源,并且可以使功率因数为 1.0。

如果认为在逆变器中电动机为减速状态,就可以理解逆变器作为变频器工作。

1 电源相位角检测

用逆变器对电动机控制,将随着电动机的磁通旋转作为d轴,以d轴相位角为基础进行控制。同样对变频器控制必需以电源同步旋转的轴为基准进行控制。为此,必须检测与电源电压矢量同步的相位角。图6.34中表示的是使用应用PLL方式进行检测。

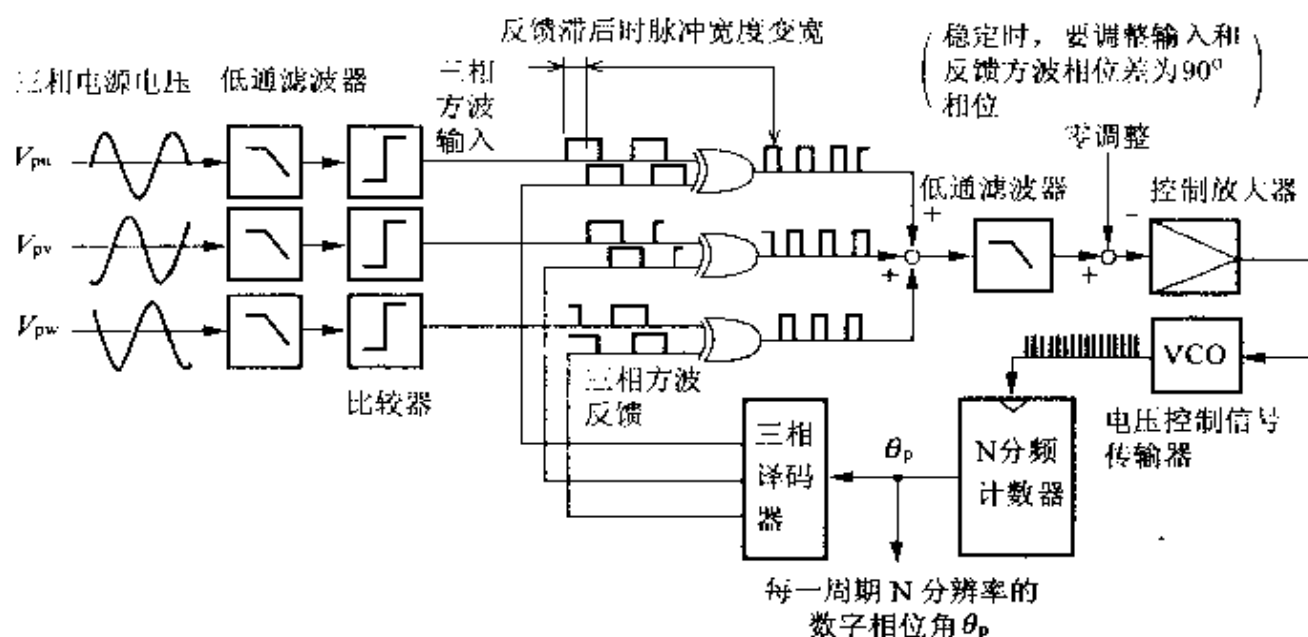


图 6.34 电源相位角检测电路

在图6.34中用低通滤波器提取“异-或”门脉冲输出方波的直流分量,没有除去方波分量时,电压控制振荡器(VCO)频率振荡,检测出的数字相位角随着脉动。但是,过低的选择低通滤波器断开频率时回路响应滞后,不能追随电源变动等。图6.35中表示的电路应用坐标变换使其连续地进行比较相位,是检测精度、分辨率和响应兼容的方式。

2 直流电压控制

将直流电压和直流电压指令比较,如果直流电压下降要增加和交流电源电压同相分量的d轴电流(增加从电源流进方向的同相分量,要注意对逆变器电流以流出电动机方向为正)。从交流电源增加有功功率,直流电压起上升作用,控制直流电压为一定值。PWM变频器即便关断半导体开关,并联二

6.3 微型计算机和专用集成电路(ASIC)

与逆变器 PWM 控制或电动机的矢量控制等控制技术一起,通过微型计算机或数字信号处理器(DSP)用软件就可以实现上述的控制技术,这对电力电子技术的进步贡献很大。并且,将 PWM 控制等的几微秒以下的高速适时控制电路,通过称为 ASIC 的高度集成化的 IC 用非常少芯片就可以构成控制系统,对普及提高电力电子技术起到了极大的作用。

6.3.1 微型计算机和数字信号处理器(DSP)

微型计算机或 DSP 通过变换程序可以容易地改变处理内容,对相同的硬件可用不同的软件控制,例如对感应电动机和永磁电动机的控制可以共同使用硬件回路。并且,调换控制软件也可以提高控制性能。对模拟电路困难的正弦波或坐标变换等的处理也能准确地实现,对纯粹硬件实现困难的判断处理等用软件是容易处理的。

各种型式的微型计算机或 DSP 的出现使装置能够满足要求性能,而且选择使用简单、价格便宜的系统。

1 微型计算机

图 6.37 表示了微型计算机的基本构成。根据内存储器的程序运算处理的结果收藏在存储器或寄存器内。从 1980 年左右电力电子技术控制中开始使用微型计算机,随着微型计算机性能的提高,电力电子技术控制也提高了性能。最近正如我们所见到的个人电脑、微型计算机处理速度或性能迅速提高。但是,由于作为信息用机器过分演进,作为电力电子技术控制用往往浪费,使用也困难。

最近,用简单结构与性能相比成本便宜的 RISC(减少指令的计算机装置)结构,它将微机作成磁心,将 PWM 性能或 A/D 变换器等周围的电路归纳为一体作成芯片,现在已经商品化。对工业用逆变器或空调器用的逆变器,将 8 位或 16 位微机主存作成芯片,目前多数使用这种单片微机。

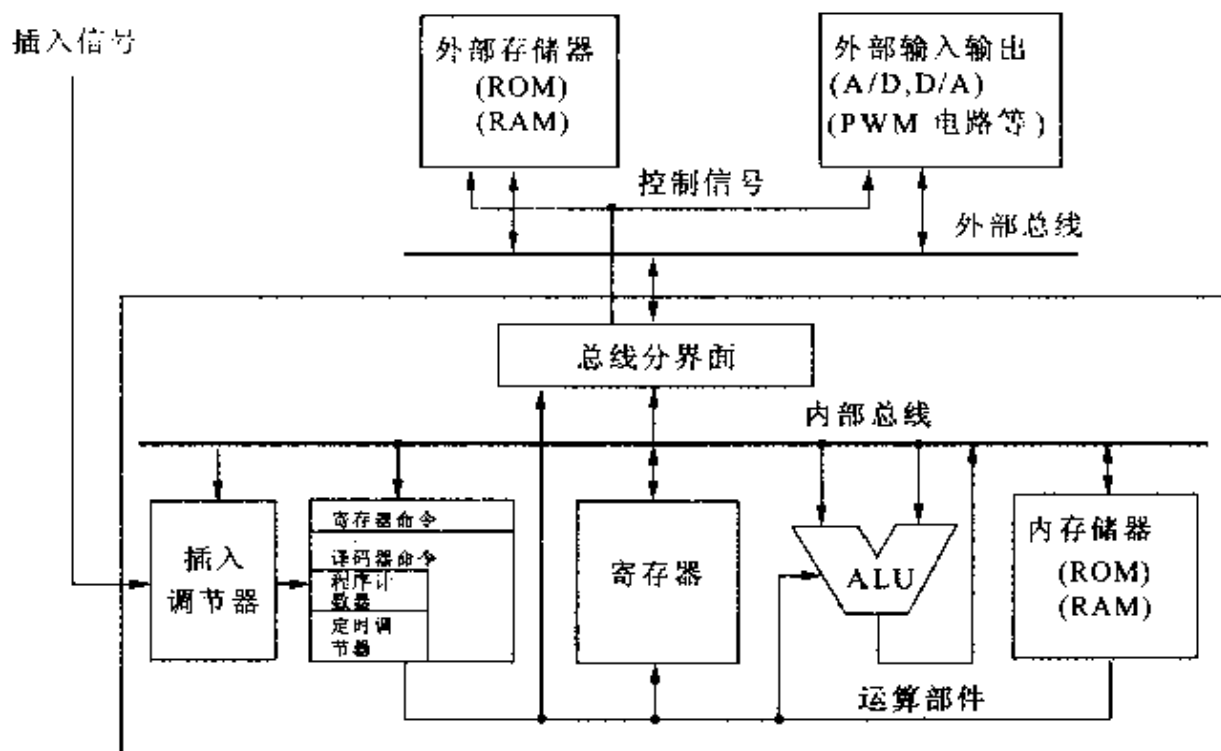


图 6.37 微型计算机的基本构成

2 数字信号处理器 (DSP)

DSP 是为多用积、和运算的声音信号处理等开发的,其如图 6.38 所示。为了高速处理备置乘法器,程序用和数据用存储器同总线分开,命令和数据的读取同时进行。由于将比较小的程序高速处理,所以地址空间不那么大,处理数据多数为 16 位字长。这样的特征对电力电子技术控制也使用简单,采样周期几十微秒的电流控制等应用的实例很多。并且,最近将 DSP 作成磁芯将 PWM 性能或 A/D 变换器等的周围电路归纳为一体作成芯片现已商品化。

3 用插入分开控制运算

使用微型计算机和 DSP 控制在每一定时间发生插入信号,将数据采样进行一系列地控制运算形成采样值控制。对交流电动机控制,PWM 控制或电流控制在 PWM 周期或其 1/2 周期内、速度控制要求控制响应时间在 1/10 左右周期进行运算。

图 6.39 是电流-PWM 控制、速度控制和顺序控制三者插入实行的实例,控制周期短插入的优先权变高,所以复数控制运算明显为并联实行。表

示等插入运算不能进行,用间隔时间实行。

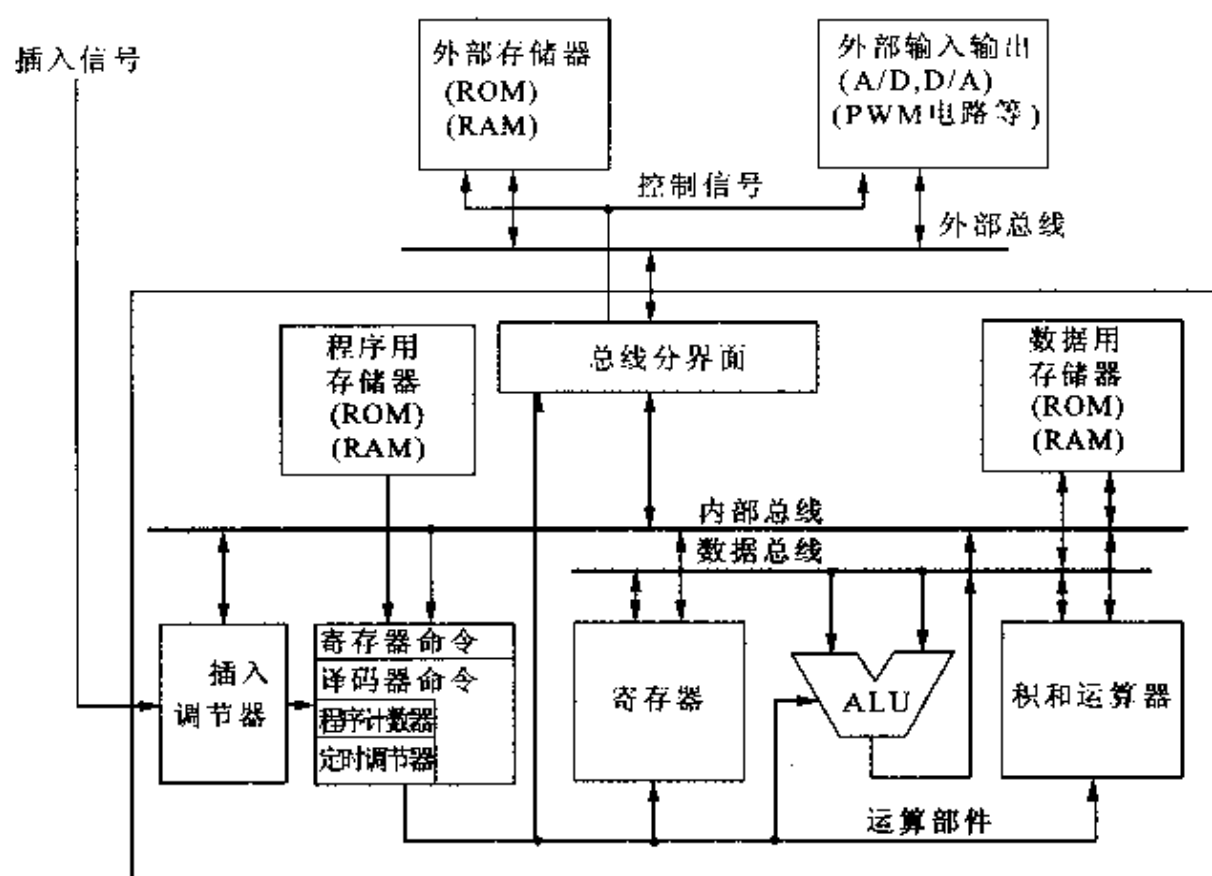


图 6.38 DSP 的构成

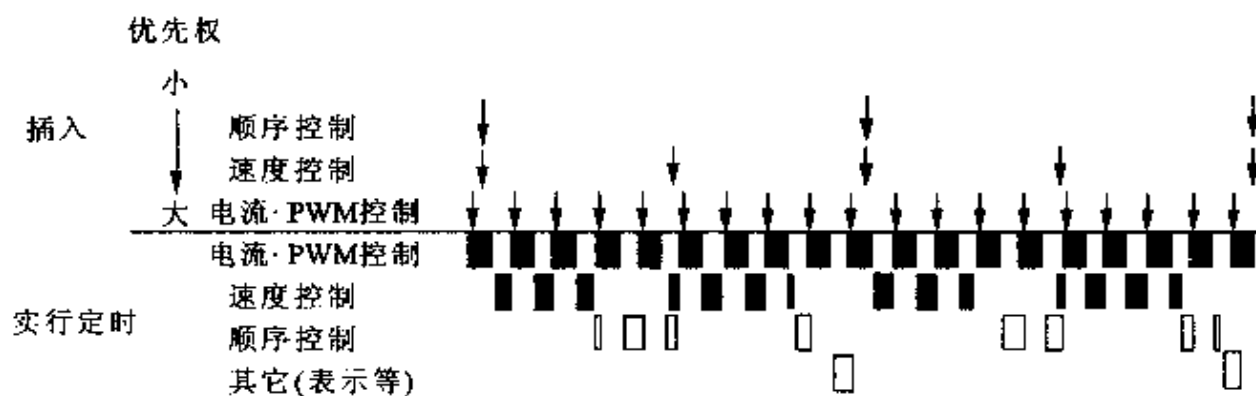


图 6.39 用插入实行控制运算

4 数字控制运算

在经常利用 **PI 控制** (比例积分控制) 的采样值控制中的流程图如图

6.40所示。

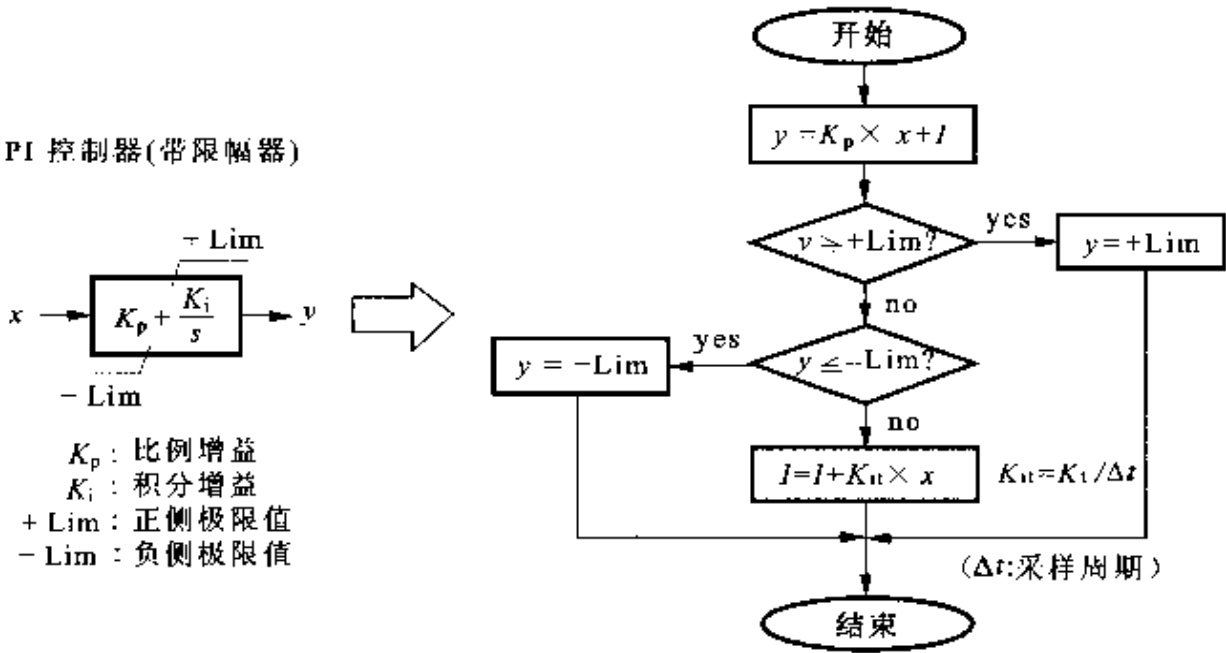


图 6.40 数字 PI 控制流程图

注意积分增益最好替换逐次加法。必需微分时形成差分。在电力电子技术控制中不限制电力变换器的电流时,电力半导体开关一定损坏,所以限幅器是非常重要的。

在有积分器件时,不仅将单一输出 y 作为极限,而且对积分值 I 也必须进行处理。对这个例子如果输出超过极限值停止实行积分。

6.3.2 专用集成电路(ASIC)

ASIC 也称为适合特定用途的 IC,从前半导体技术人员设计出的 IC 用户(这里对于半导体技术人员的用户,例如电力电子设备技术人员)使用 CAD(使用计算机进行设计),即使不知道半导体的制造过程,也可以进行设计。

作为代表的 ASIC 有设计出的专用芯片的标准单元、门阵列,将两者组合在一起的内部门阵列以及将工业用的芯片作为程序使用的可编程序逻辑阵列、可编程序门阵列等。对 PWM 电路等工业用的 IC 必需要几百个芯片,电路可以用非常少的芯片实现。与微型计算机或 DSP 一起掌握使用 ASIC 这已经成为电力电子技术控制的重要之点。

1 标准单元

组合标准晶体管单位的单元设计电路。能够设计自由度高的、集成度也高的产品,需要开发时间,消耗费用。

2 门阵列

将原先基本电路配置成阵列状,准备主芯片,根据用户要求进行布线,由于仅仅进行布线,所以与标准单元相比,开发时间短、费用也便宜。

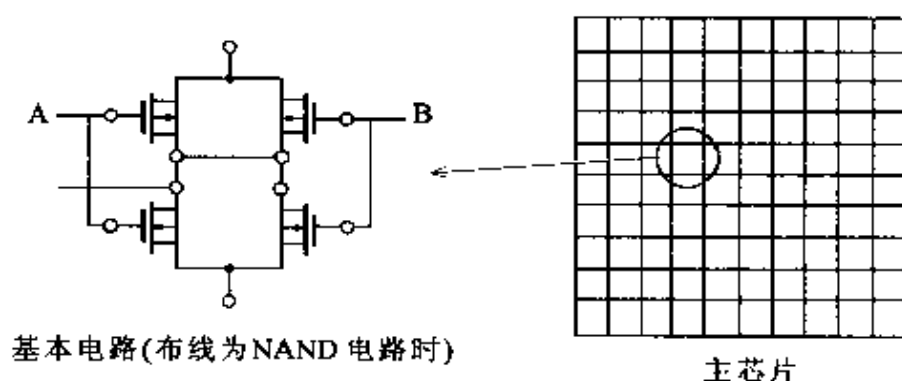


图 6.41 门阵列

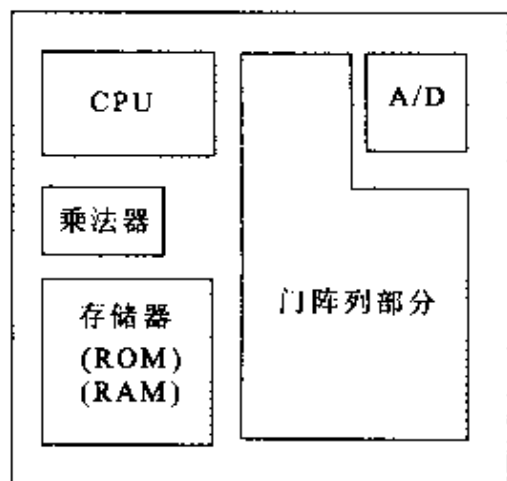


图 6.42 内部门阵列

3 内部门阵列

有原先设计的存储器或乘法器等称为百万单元的嵌入式功能分程序,还有将其它部分作为门阵列。准备了 CPU 内存或 A/D 变换器等,还可以将电力电子装置控制作为一个芯片(参见图 6.42)。

4 可编程序逻辑阵列

可编程序逻辑阵列由 AND 门、OR 门和触发器 D 构成;选择输入(包括反向)、采用 AND 后,再用 OR,通过触发器 D 输出。触发器 D 的输出也变成 AND 的输入和可编程只读存储器(PROM),同样,将采用 AND 的信号选择作为程序写入,这个程序也可以消除(参见图 6.43)。

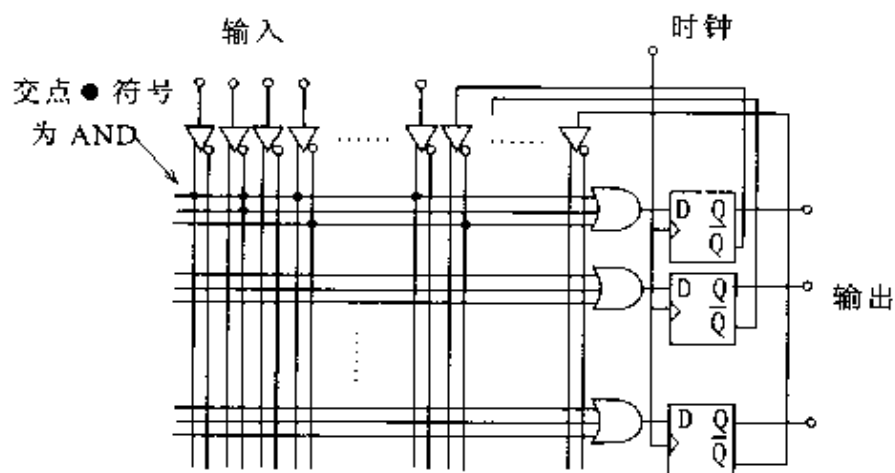


图 6.43 可编程序逻辑阵列

5 可编程序门阵列

图 6.44 中表示了可编程序门阵列。图中的 CLB 由逻辑函数发生器和触发器 D 构成,是产生程序功能的分程序。通过这个 CLB 与程序的连接组合实现它的功能。清除时从外部的串行数 ROM 写入程序。

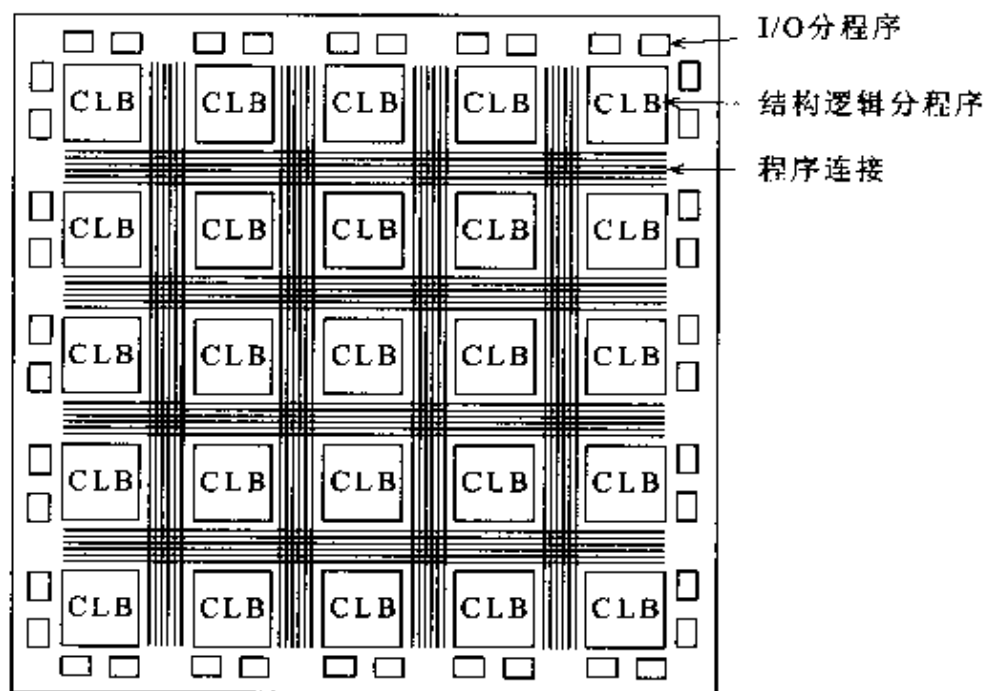


图 6.44 可编程序门阵列

6.4 构成实际控制的实例

试看实际的电力机车用什么样的结构进行控制。

6.4.1 电力电子微处理器

电力电子微处理器是为了进行大部分电力电子技术处理的用一个芯片开发出来的控制器。它就是将电力电子设备采用 32 位微机 and 电力电子技术专用多功能逻辑电路及内部门阵列构成一体化的设备。其外形如图 6.45 所示,其构成如图 6.46 所示。

1 电力电子设备专用微机内存

作为控制用以 16 位运算为主体,16 位 \times 16 位其结果可以运算 32 位。在电力电子技术控制中可以省略不必要的命令(如文字处理命令等);相反,要加强附加极限运算、数据大小不同的运算(扩大符号、舍入处理)、指令序列处理(位数处理)、正弦波积、和运算或 $\sqrt{\quad}$ 、 \tan^{-1} 函数等命令。

特别正弦波积、和运算命令用 1 命令实行 $A = A \pm B \times \sin C$ 等的运算,为了处理三相将正弦波 120° 相位错开处理。以这些命令可用下列表达式:

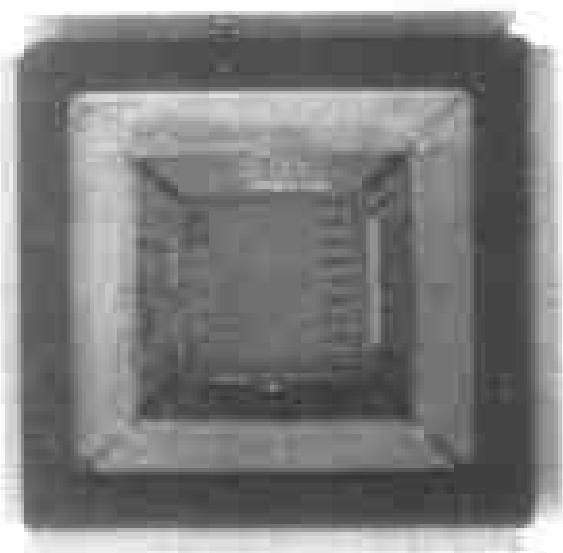


图 6.45 电力电子微处理器

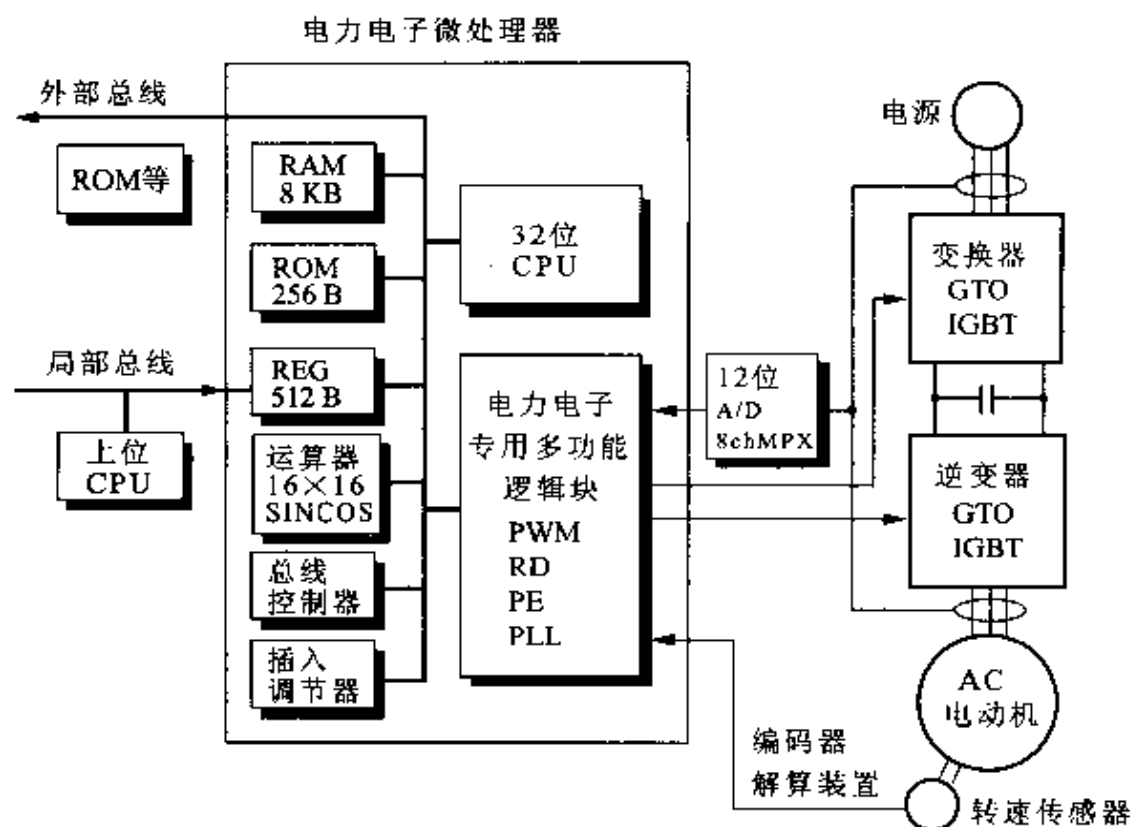


图 6.46 电力电子微处理器的构成

$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ w \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

将其坐标变换为：

$$mcw \quad d = u \langle \sin w \rangle \theta \quad : \quad d = u \times \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$mcusub \quad d = w \langle \sin u \rangle \theta \quad : \quad d = d - w \times \sin\theta$$

$$msw \quad q = u \langle \cos w \rangle \theta \quad : \quad q = u \times \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$msusub \quad q = w \langle \cos u \rangle \theta \quad : \quad q = q - w \times \cos\theta$$

用上述 4 行可以编程序，执行时间为 540ns。

2 电力电子设备专用多功能逻辑

将三角波比较方式 PWM、图案 PWM 可以对应逆变器-变换器或 NPC 逆变器（中性点箝位逆变器、也称 3 电平变换器）备置 2 台三相逆变器。同时备置了作为转速传感器、脉冲编码器和解算装置的界面、感应电动机转差

频率处理或电动机极数处理、电源相位角的检测功能和 A/D 变换器及其界面等的硬件。

通过选择、利用上面的技术,可以应用各种各样的用途,不仅电力机车,而且电梯或炼钢厂等工业用电动机控制中也可以应用。

6.4.2 应用实例

从前的电力机车往往是将一辆上的 4 台电动机用一台逆变器驱动,而现在是如图 6.47 所示将每个电动机分别用一台逆变器驱动方式。逆变器用使用 IGBT 的 NPC(3 电平)逆变器,随着施加在 IGBT 上的电压降低,也实现了改善波形。电动机是感应电动机,每台逆变器使用电力电子微处理器。

如图 6.48 所示,对感应电动机的控制应用矢量控制。通过矢量控制,伴随着提高转矩响应性,为了使钢轨和车轮之间的空转变得微小,引进了控制微小空转控制方式。与以前的控制相比,雨天时平均加速度能力增加 20%,前后加速度振动的变化变成 1/2 以下,企图实现了乘坐者心情舒畅和提高加速度能力的目的。

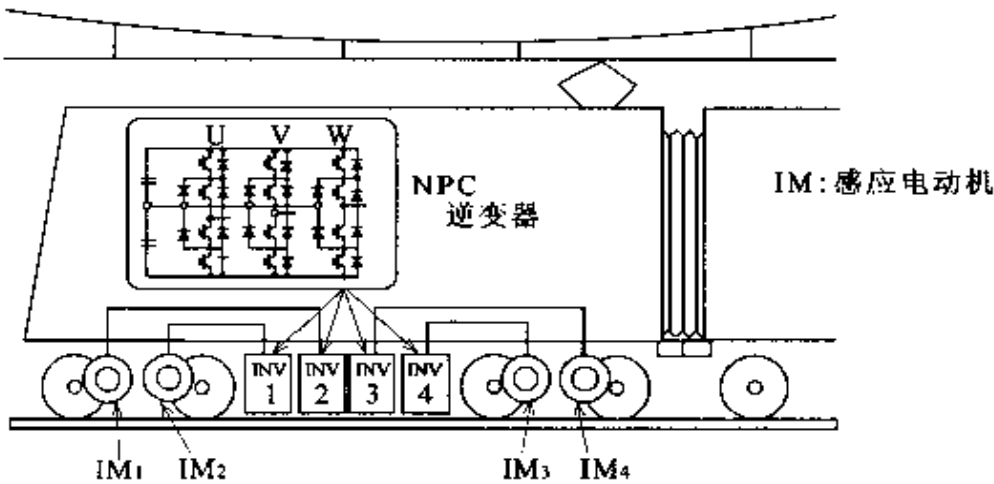


图 6.47 用分别逆变器控制的电力机车

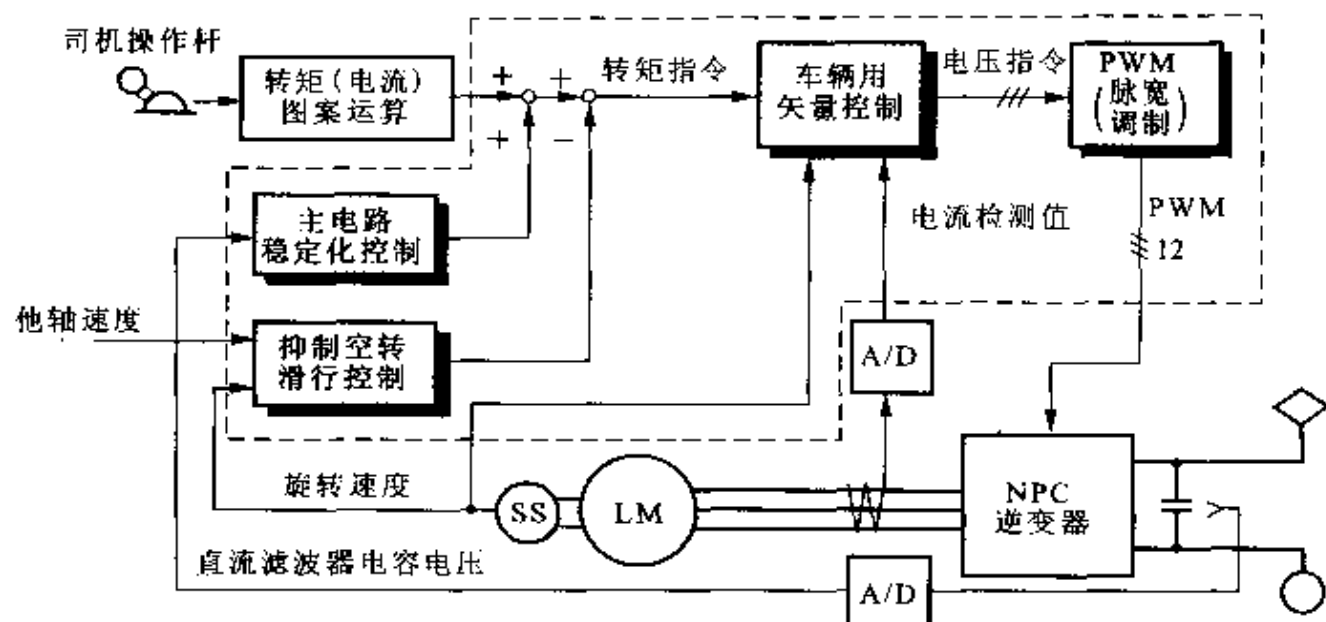


图 6.48 控制方式

►► 练习题

习题 1 _____

在图 6.11 的空载时间电路中,为什么在连接“与”门输出 5、7 的输出行有触发器 D 呢?

习题 2 _____

在图案式 PWM 中,将加权函数用高次谐波次数除高次谐波电压值的平方和时,为什么产生电动机的铜耗最小?

习题 3 _____

试用空间矢量表示能产生三相逆变器的电压。

习题 4 _____

图 6.17 中表示的坐标变换从 i_u, i_w 直接变换为 i_d, i_q 时,可用什么样的变换方式表示? 其中,设 3 相 3 线制时中性点没有电流,并且下式成立 $i_d + i_v + i_w = 0$ 。

第 7 章 电动机控制

应用于工业中具有代表性的电动机速度控制方式是直流电动机的电压控制和交流电动机的频率控制。从 20 世纪 60 年代中期,随着晶闸管的出现,从前的 M-G(电动机、发电机组)方式变为用晶闸管的直流电动机控制(伦纳德晶闸管),以此为契机,电动机控制实现高精度、快速响应和高效率化,并且从小容量到大容量被广泛地应用起来。

由于微型计算机的数字控制技术和自关断器件的进步,从 20 世纪 80 年代中期,确立了交流电动机的控制技术。交流电动机现在已经发挥出超过直流电动机的控制响应性。现在新设备中为了整流电枢电流的机械整流子和电刷已经没有了。维护性优越的交流电动机控制的应用已成为主流。但是,直流电动机控制现在仍然多数运行在钢铁、造纸的领域,可以说它是可变速控制的源头。



图 7.1 轧钢生产线的外观

本章将叙述有关这种直流电动机和交流电动机可变速运行方式,及有关作为要求快速响应、高精度的代表性用途的钢铁轧钢机和机床中的应用实例。轧钢生产线的外观如图 7.1 所示。作为机床代表的复合加工 NC 车床的外观如图 7.2 所示。



图 7.2 复合加工 NC 车床的外观

7.1 电动机可变速运行的结构

7.1.1 直流电动机如何变速

直流电动机的结构和它的等效电路如图 7.3 所示。

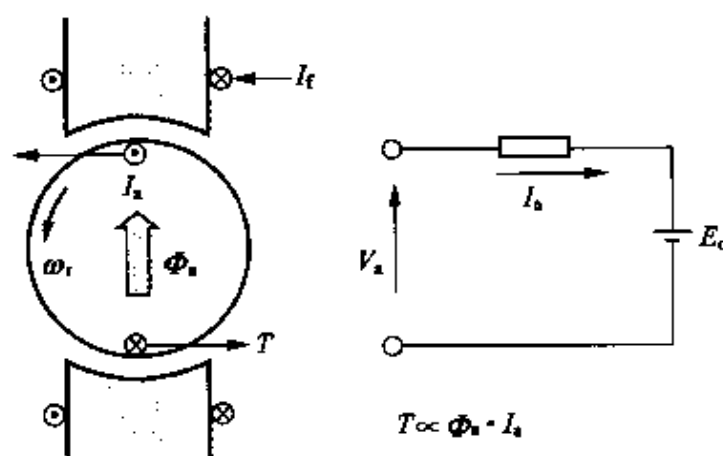


图 7.3 直流电动机的结构和等效电路

直流电动机的转矩 T 与电枢电流 I_a 和电枢交链磁通 Φ_a 成正比,用下式表示:

$$T = K_t \cdot \Phi_a \cdot I_a \quad (7.1)$$

其中, K_t 为转矩系数, Φ_a 为电枢交链磁通。

电枢交链磁通 Φ_a 可由励磁电流 I_f 调节,所以电动机转矩由电枢电流和励磁电流控制。并且,直流电动机的感应电动势(反电动势) E_c 与电动机的旋转角速度 ω_r 和电枢交链磁通 Φ_a 成正比例,如下式所示:

$$E_c = K_c \cdot \Phi_a \cdot \omega_r \quad (7.2)$$

其中, K_c 为反电动势系数。

对直流电动机稳定运行状态,下式成立:

$$V_a = E_c + I_a \cdot R_a \quad (7.3)$$

其中, V_a 为电动机端电压, R_a 为电枢电阻。

如果励磁电流 I_f 一定,电动机的转矩 T 最好通过控制电枢电流 I_a 来实现。并且,对于感应电动势而言为了控制电枢电流 I_a ,最好控制电动机的端电压 V_a 。

直流电动机的旋转角速度 ω_r 可用

$$\omega_r = (V_a - I_a \cdot R_a) / (K_c \cdot \Phi_a) \quad (7.4)$$

给出。为了控制速度,调节励磁电流 I_f ,控制电枢交链磁通 Φ_a ,最好控制电动机的端电压 V_a 。

如图 7.4 所示的速度-转矩特性,一般的使用如下方法:在额定速度 ω_b 之间的低速区,控

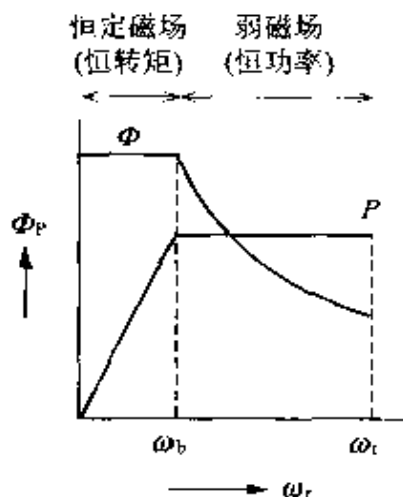


图 7.4 磁场控制特性

制电枢电压来控制速度,从额定速度到最高速度 ω_r 之间的高速区,以弱励磁磁通控制,大体保持电动机端电压一定,进行速度控制的磁场控制。如这样低速区恒转矩、高速区恒功率特性的使用实例很多。

直流电动机(DCM)的可变速运行具有代表性的构成伦纳德晶闸管方式如图 7.5 所示。作为在电动机轴上直接连接的转速传感器(SS),一般使用脉冲编码器。

对电枢电路将转矩(电枢电流)控制环作为局部环,构成速度控制回路,为了使速度指令信号 ω_r^* 和速度信号 ω_r 的偏差变为零的控制, di/dt 控制部分限制在适当的值,即使电流的时间变化率与电动机的整流条件相符合的适当值。当 di/dt 比规定值大时,整流火花就变大,整流子烧毁,所以维修

频率增加。由于这个原因抑制 di/dt , 因此由它限制转矩的响应特性。

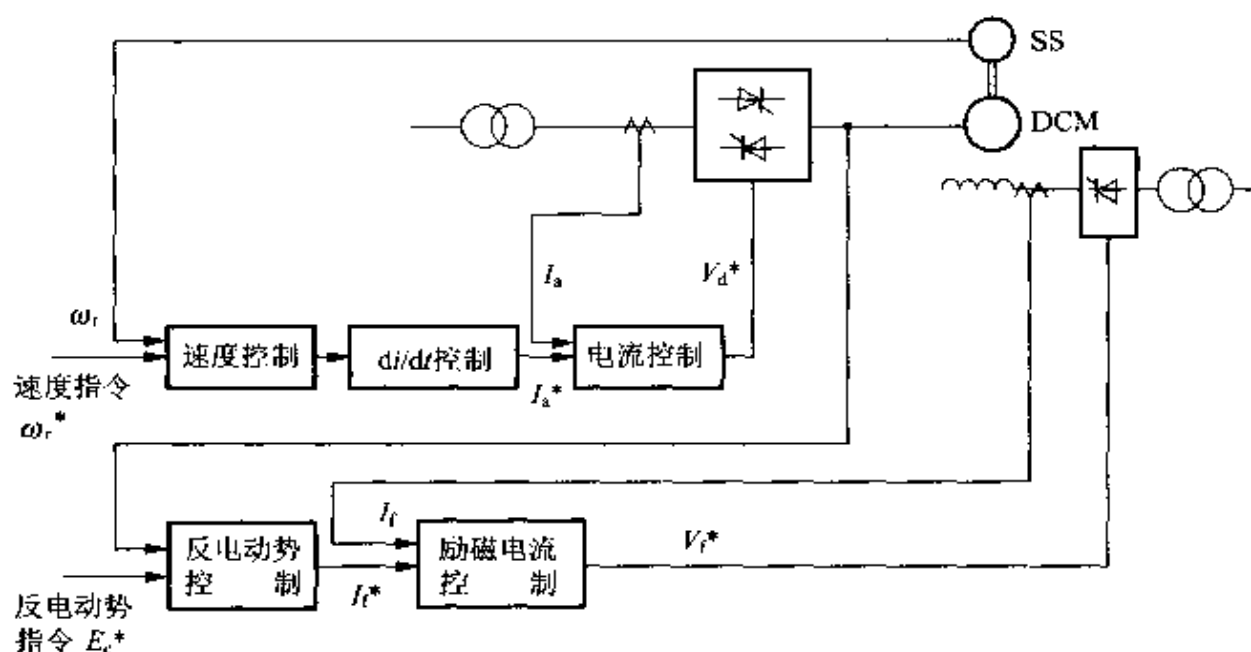


图 7.5 用静止伦纳德方式的直流电动机变速控制

励磁电流 I_f 的控制回路作为局部环, 电枢交链磁通 Φ 。为了使反电动势 E_c 达到规定值, 用反电动势控制部分通过控制电压来控制规定值。

7.1.2 交流电动机如何变速

1 改变感应电动机的速度

作为改变感应电动机速度的方法, 一般为通过逆变器控制频率。这种

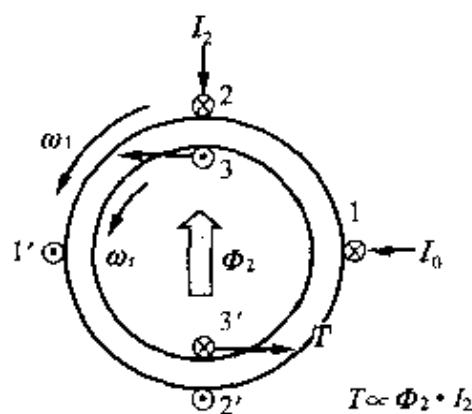


图 7.6 感应电动机结构

频率的控制也可大致分为 V/f 控制和矢量控制。后者与前者相比, 可得到更好的可变速性能。这里, 叙述有关矢量控制的原理和特征。

矢量控制

在感应电动机上施加角频率 ω_1 的三相交流电压时, 产生以角速度 ω_1 旋转的旋转磁场, 其结果如图 7.6 所示。将定子可以认为用相互正交的角速度 ω_1 旋转的两个集中绕

组 1-1' 和 2-2' 等效。这里试看一下转矩的产生。在图中 1-1' 是产生旋转磁通 Φ_2 的绕组, 其中流过的电流 I_0 是励磁电流分量。电流流过与 Φ_2 交链的转子绕组 3-3', 为了抵消它, 在和 1-1' 正交的 2-2' 绕组中流过电流 I_2 。感应电动机的转矩 T 和这个旋转的磁通 Φ_2 、正交电流 I_2 成正比:

$$T \propto \Phi_2 \cdot I_2 \propto I_0 \cdot I_2 \tag{7.5}$$

即其中, I_0 是产生交链转子侧磁通 Φ_2 的励磁电流分量, I_2 是和转矩成正比例的转矩电流分量, 这相当于在图 7.3 中示出的直流电动机的励磁电流 I_f 和电枢电流 I_a 。矢量控制是将感应电动机的 I_0 和 I_2 单独地控制方式。为此对矢量控制可进行电流控制。

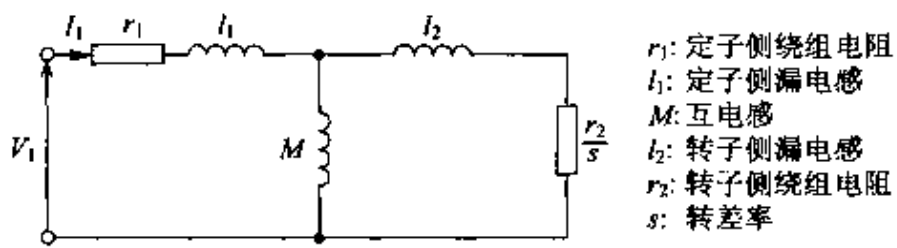


图 7.7 感应电动机 T 形等效电路

然后, 将其用感应电动机的等效电路看看。图 7.7 是归算到感应电动机定子侧的一相 T 形等效电路。其中, 将转子侧的漏电感 l_2 集中到定子侧, 等效变换为图 7.8。其中, 电流 I_0 和 I_2 相互正交, I_0 是励磁电流分量, I_2 是转矩电流分量, 分别相当于图 7.6 中的 I_0 和 I_2 。即所谓的转矩控制意味着在图 7.8 中单独地控制 I_0 和 I_2 。

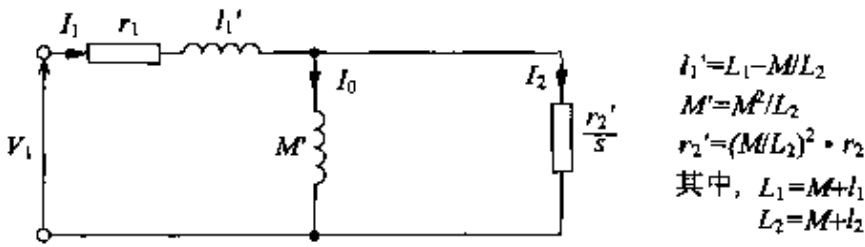


图 7.8 图 7.7 的变形

如何进行矢量控制

那么, 具体地考虑如何控制。在矢量控制中有下面两种方式:

① 磁场定向方式:直接或间接地检测旋转磁场的方式。

② 转差频率控制方式:由定子侧电流决定转差频率,由它和电动机的旋转速度控制定子侧角频率的方式。

如图 7.6 中的说明,如果能检测转子侧交链磁通 Φ_2 的位置,就可以进行矢量控制。就是根据上述①的方式,但是在电动机中必需有磁场传感器,所以现在广泛应用的是②的方式。在这里介绍一下②的方式。

再返回到图 7.8 看看,不仅在稳定状态时,即便在过度状态时,由于电流 I_0 和 I_2 经常正交,所以下面的关系式永远成立:

$$\omega_1 \cdot M' \cdot I_0 = (r_2' / s) I_2 \quad (7.6)$$

所以

$$s \cdot \omega_1 = (r_2' / M') \cdot (I_2 / I_0) = (r_2 / L_2) \cdot (I_2 / I_0) \quad (7.7)$$

其中, $s \cdot \omega_1 = \omega_1 - \omega_r = \omega_s$, ω_1 为定子角频率, ω_r 为电动机旋转角频率, ω_s 为转差角频率

即对于 I_0 和 I_2 只要控制转差角频率 ω_s 永远满足式(7.7)。如果换句话说,对于电动机旋转角速度 ω_r ,只要将定子角频率 ω_1 作为 $\omega_1 = \omega_r + \omega_s$ 控制即可。如上所述在图 7.6 中,相当于对应电流 I_0, I_2 按照式(7.7)急剧地改变旋转磁场的角速度 ω_1 ,进而式(7.7)的关系式也可称为**矢量控制条件**。

使用这种关系通过矢量控制,描述进行速度控制的控制构成如图 7.9 所示。为使速度指令 ω_r^* 与速度检测值 ω_r 之差变为零,变化转矩电流分量指令 I_2^* ;另一方面,流过感应电动机(IM)的电流 i_u, i_v, i_w 通过坐标变换器 A 变换为与转子交链磁通 Φ_2 并联的绕组电流分量 I_0 和 Φ_2 正交绕组电流分量 I_2 ,使这些和励磁电流分量指令 I_0^* 、转矩电流分量指令 I_2^* 相等进行电流控制。其中推算转子交链磁通 Φ_2 的位置 θ_1 ,其为图中虚线部分,用式(7.7)求出转差频率指令 ω_s ,加上速度检测值 ω_r 确定定子侧角频率 ω_1 ,将它进行时间积分算出 θ_1 。控制励磁电流分量 I_0 为恒定值(其结果 ϕ_2 的大小为恒值)。根据速度偏差,通过改变转矩电流分量 I_2 ,就可以进行转矩的线性控制,可以实现快速响应的速度控制。进而,使用作为功率放大器 PA 的 PWM 控制方式的逆变器。

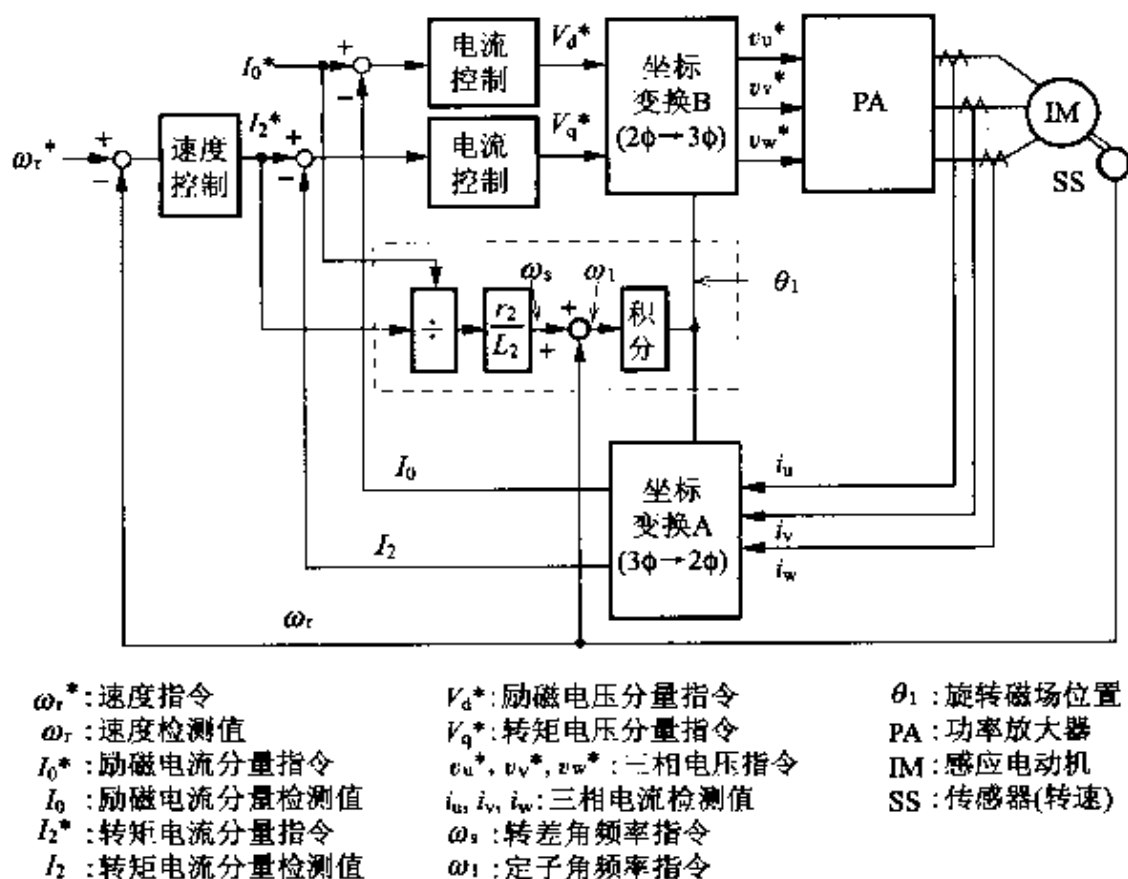


图 7.9 用矢量控制感应电动机的速度控制构成

2 改变同步电动机的速度

同步电动机如下所述,小容量的装置作为伺服电动机广泛应用于机床或一般工业机械中,另外,大容量的设备作为轧钢机驱动用与感应电动机一起使用。为了对同步电动机进行高效且快速响应地可变速控制,采用对应磁极位置的电流控制方式。这与上述的感应电动机矢量控制的原理相同,而这里特别将采用永磁同步电动机场合称为直流(DC)无刷电动机。这里将介绍有关 DC 无刷电动机和由外部供给励磁电流的同步电动机的矢量控制。前者由于将永磁体贴在电动机的转子表面的结构,所以与后者相比,由电枢电流对磁场磁通的影响较小,为此即使不考虑实用上的电枢反应,最终结果也不相同。

直流(DC)无刷电动机控制

所谓 DC 无刷电动机,就是将永磁同步电动机与逆变器组合在一起,按照电动机的磁极位置,流过电动机既定波形的电流产生转矩的系统。其说明如下,相当于采用逆变器电子整流器装置代替由直流电动机整流子和电

刷进行机械整流的机构,因而起名为“DC 无刷式”。

如上所述,DC 无刷电动机和永磁同步电动机为同一结构,是由永磁体的旋转磁场和定子侧的三相电枢绕组构成。将它形象化地描述为图 7.10 所示的形式。将相位各差 120° 的三相绕组 U—U'、V—V' 及 W—W' 用集中绕组表示。相对于 U—U' 绕组的磁动势方向,将旋转磁极的位置用 θ_r 表示。这时产生的转矩 T 与各相的电流及与电流正交的磁通分量乘积的总和成正比,可用下式表示:

$$T = K \cdot \left\{ i_u \cdot \Phi_a \cdot \sin\theta_r + i_v \cdot \Phi_a \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_w \cdot \Phi_a \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \right\} \quad (7.8)$$

其中, K 为比例系数, Φ_a 为电枢交链磁通

对应磁极位置 θ_r , 各相电流如下:

$$\left. \begin{aligned} i_u &= I_a \cdot \sin\theta_r \\ i_v &= I_a \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_w &= I_a \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \quad (7.9)$$

这时,电动机产生转矩为

$$T = 3/2 \cdot K \cdot I_a \cdot \Phi_a \quad (7.10)$$

经常可得同一方向的恒转矩,并且它的大小与各相电流的大小(幅值 I_a)成正比。即由逆变器相对于磁极旋转位置,控制各相的电流如式(7.9),经常可以得到同一方向的恒转矩,并且,可知其转矩可以由电流的大小控制。

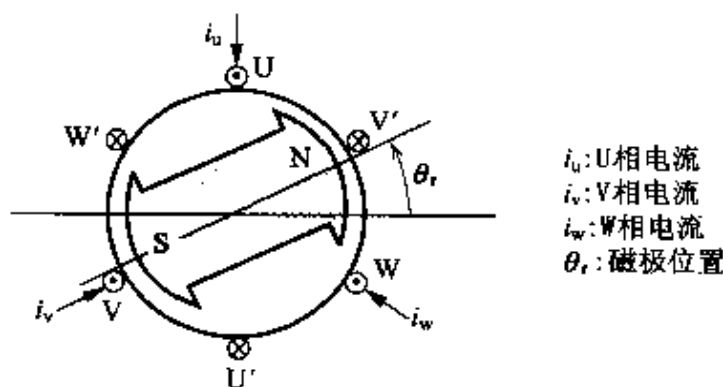


图 7.10 直流(DC)无刷电动机的结构

再者,定子侧的三相绕组可以认为用正交的两个绕组等效,而如图7.11按照旋转磁极的位置用两个正交绕组 $d-d'$ 、 $q-q'$ 替换时,上述相当于控制在磁极正下方的绕组 $q-q'$ 中连续流过直流电流 I_d 。并且,通过这个定子侧绕组产生的合成磁动势用永磁体表示时,就如图7.12所示。在一般的同步电动机的运行中,定子绕组的合成磁动势和旋转磁极形成的角(将它称为负载角),根据负载的状态变化,而直流无刷电动机如图中所示被控制为永远正交,保持产生最高效率转矩状态。并且,如上述可知,在直流无刷电动机的控制中必需检测电动机的磁极位置。

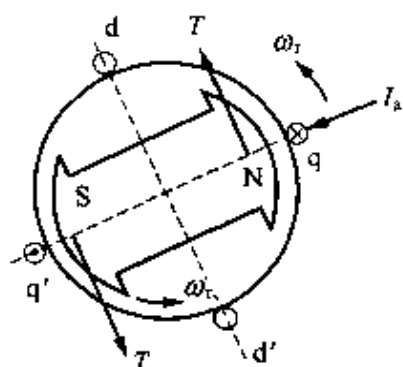


图 7.11 用 d 、 q 轴绕组表示

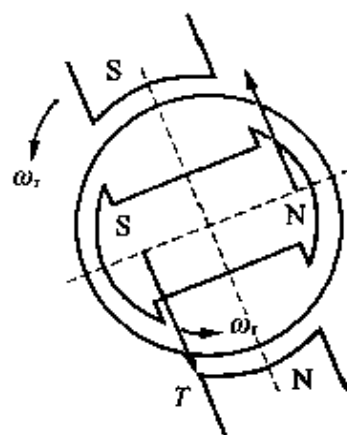


图 7.12 将旋转磁场
模型化表示

那么,再介绍有关进行速度控制的具体控制构成,图7.13给出了一个构成实例。由直接连接在电动机轴上的传感器 SS 可以检测出磁极位置 θ_r 和电动机速度 ω_r 。将电流控制以 I_d 、 I_q 分量构成,实现如图7.11示出的状态方法认为容易理解。通过速度控制部分,使速度指令 ω_r^* 与实际速度 ω_r 之差为零,形成与其差值成正比的电流指令 I_q^* ,它相当于图7.11中的电流 I_d 。另一方面,为了使在磁极正下方的 q 绕组中仅仅流过电流,在 d 绕组中不流过电流,设 $I_d^* = 0$,通过坐标变换器 A,把流过电动机的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 变换和旋转磁极产生同方向磁通分量的 I_d 和正交分量 I_q ,通过两个电流控制部分,使上述指令值 $I_d^* (=0)$ 、 I_q^* 一致控制。坐标变换器 B 将电流控制所必需的电压指令 V_d^* 、 V_q^* 变换为给与实际电动机的三相电压指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* ,所以和坐标变换器 A 有反变换关系。并且,PA 在功率变换器中采用 PWM 逆变器。根据上述的过程,最终在电动机中流过用式(7.9)表现的电流,产生式(7.10)的转矩,使电动机的速度与指令值 ω_r^* 一致进行

控制。

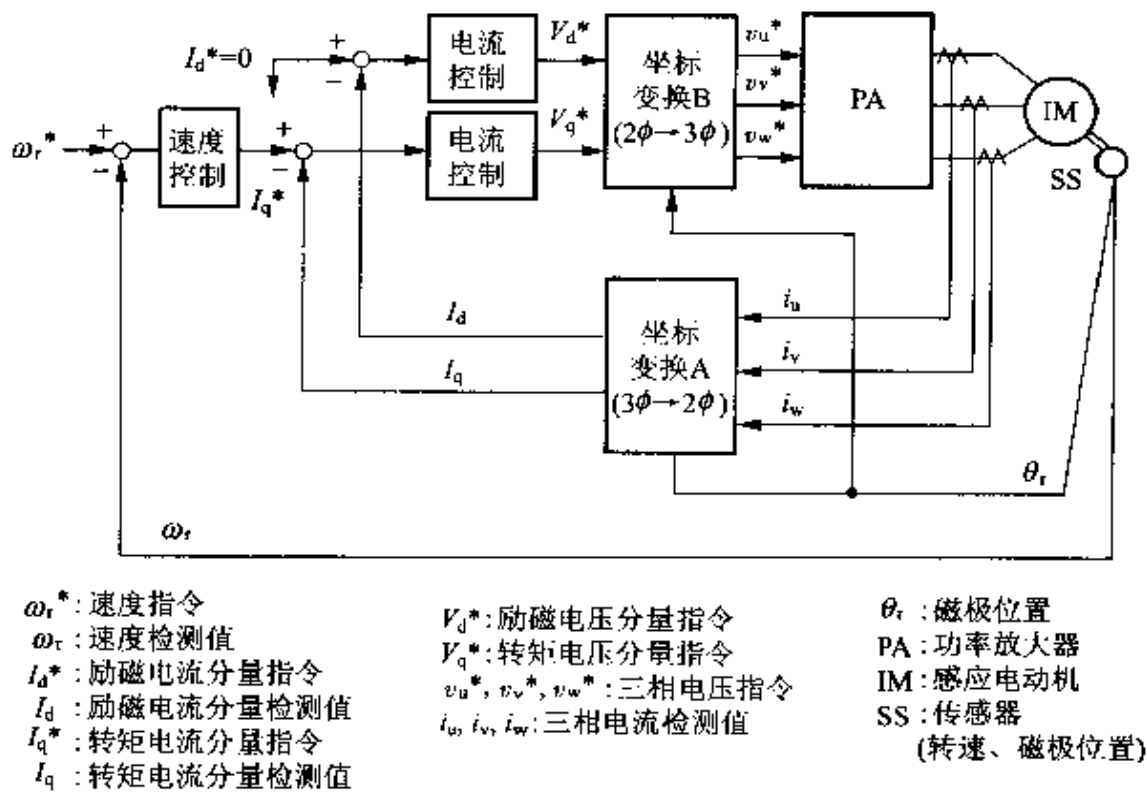


图 7.13 直流(DC)无刷电动机的速度控制构成

同步电动机的矢量控制

下面介绍有关应用轧钢机驱动同步电动机的矢量控制。同步电动机产生既定的转矩,在图 7.14 中表示其运行状态下的电压、电流和磁通的矢量。以 d-q 轴表示和转子同步旋转的坐标系,d 轴为磁场磁动势方向。

γ - δ 坐标系是和转子同步旋转的相同坐标系, γ 轴认为电枢反应的磁通方向,流过电枢电流时,产生电枢反应磁通,通过励磁电流产生的磁通与合成磁通就形成图中的电枢交链磁通 Φ_a 。通过电枢交链磁通 Φ_a ,速度电动势产生与其正交的 V_a 方向,忽略电阻压降分量时,这就变成电动机的端电压。电枢交链磁通 Φ_a 对励磁磁通 Φ_f 只偏移 θ_a 角度。将这个 Φ_a 方向的轴称为 γ 轴,与 Φ_a 正交的轴称为 δ 轴。电枢电流的 γ 轴分量为 $I_{\gamma a}$, δ 轴分量为 $I_{\delta a}$,如果将这个 $I_{\gamma a}$ 控制为零,就可以实现功率因数为 1 的控制。角度 θ_a 相当于同步电动机的负载角,转矩 T 可由下式给出:

$$T=K_t \cdot \theta_a \cdot I_{\delta a} \tag{7.11}$$

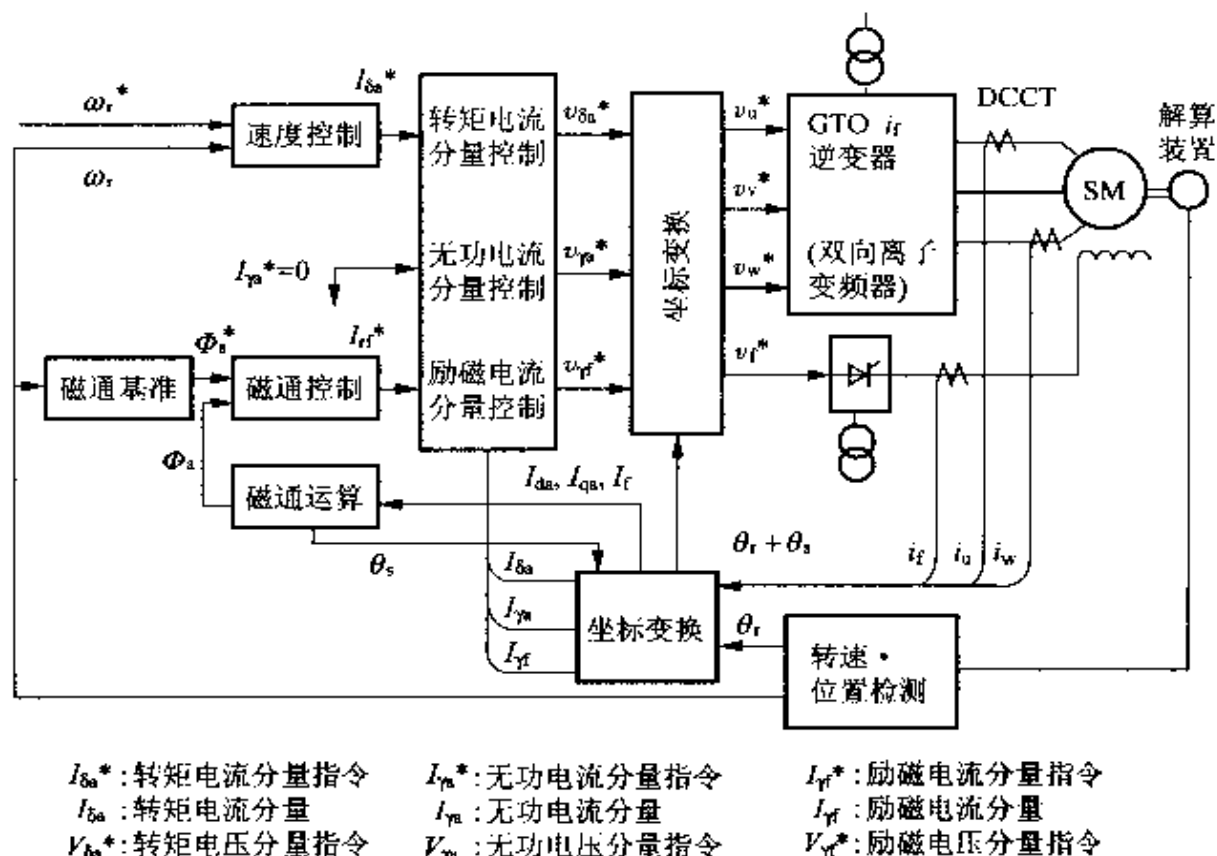


图 7.15 同步电动机矢量控制的控制系统构成

7.2 在钢铁轧钢机中如何使用电动机驱动控制系统

7.2.1 轧钢机

制造钢铁产品的轧钢机有钢板轧钢机（厚板、热轧、冷轧）、条钢轧钢机（棒钢、型钢、线材）和钢管轧钢机（管子）。作为大型轧钢机具有代表性的轧钢制造过程如图 7.16 所示。所谓的轧制就是把钢板（钢坯等）插入旋转的轧辊之间，通过逐渐缩小轧辊之间的间隔而最终成形的过程称为轧制。

对**厚板辊轧、热连轧**的方式，将钢坯在加热炉内加热到 $1\,000^{\circ}\text{C}$ 以上之后，通过轧钢机，得到期望厚度的钢板。对冷轧方式是采用热连轧方式产生的钢板，冷却后，再进一步轧制。如图中的粗轧钢机、厚板轧钢机，将钢坯夹在轧辊之间正反两个方向一边送给，一边通过数个轧辊型缝轧制，将这种轧钢机称为**可逆轧钢机**。另一方面，如图中精轧钢机，被轧制原料横跨多个轧辊，一个方向依次轧制，将此类轧钢机称为**非可逆辊轧机**。图中示出了 7 台轧钢机，将各列轧钢机称为轧钢机列。

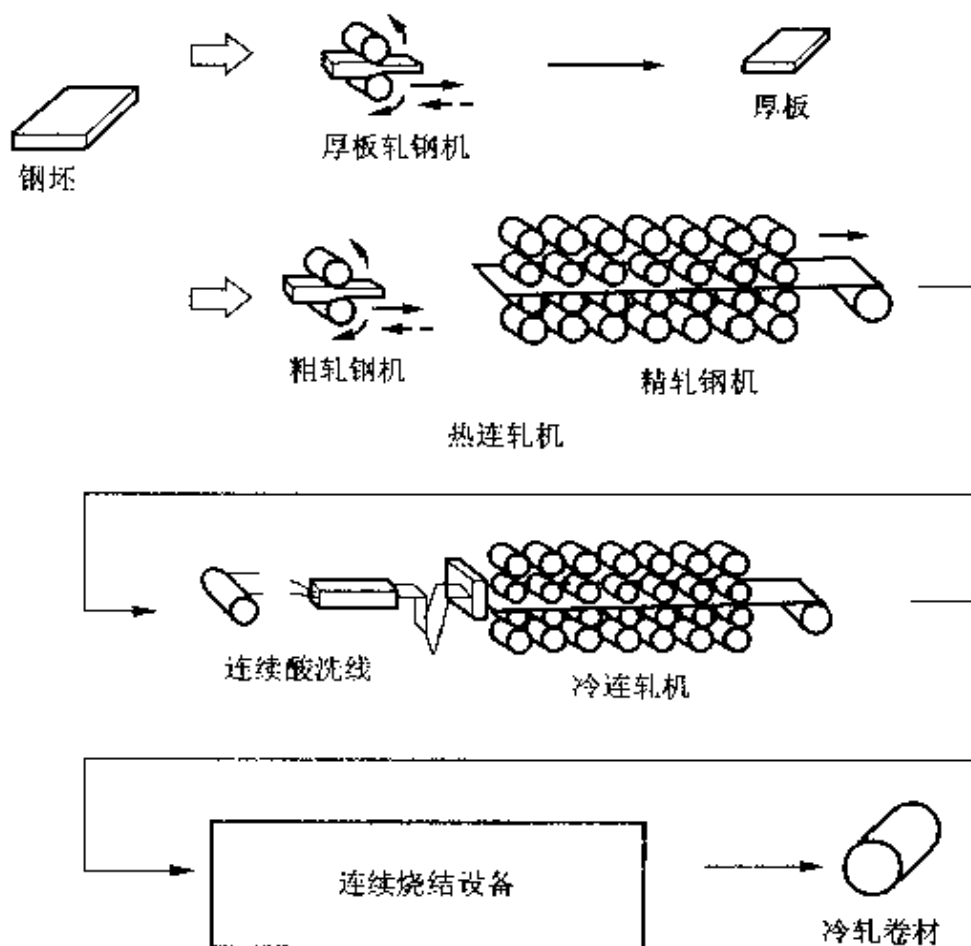
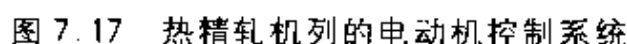


图 7.16 钢板(带钢)的制造过程

7.2.2 轧钢机的电动机控制系统构成

作为辊轧设备的电动机控制系统的代表实例如图 7.17 所示,其为热连精轧机控制系统的构成。轧辊的间隙通过响应性优良的油压压下由 AGC (自动控制板厚)装置控制。各轧机列中轧辊的速度由轧制用电动机的旋转速度控制。将决定生产线速度的主速度指令(MRH)和决定机列同轧辊速度比的机列速度指令(SSRH)为基础,通过电动机驱动用电源装置(PS)速度控制(ASR)辊轧用电动机。在精轧机中被轧原料咬在轧辊间隙后,一边加速,一边辊轧。被轧原料轧出后,接着的原料咬入之前降速,处于待机状态。在辊轧中因为被轧原料跨过多个轧辊,通过机列间的张力微小地抑制板厚变化,所以,在机列间主动加上材料活套轧制。将起这种作用的机械称为活套挑,可进行这种活套挑的高度和机列间的张力一定控制。活套挑的高度和机列间张力可通过活套挑电动机的电流控制和前段机列轧辊的速度补偿调整。为此,进行保持各机列的速度比为定值的同步控制。

对这些轧钢机,从前专门应用的直流电动机现在多数的设备还在运行中,近年引进以交流电动机为主的辊轧设备。下面就有关直流电动机驱动和交流电动机驱动系统的构成进行说明。



7.2.3 直流电动机驱动系统的实例

图 7.18 中表示有关热精轧中第二轧机列的直流电动机驱动系统实例。这个轧机列的轴用 3 台直流电动机直接驱动。检测每台电动机电流,增加负载电流大的电动机励磁电流,使其感应电动势变大,要想使负载电流降低,为了使每台电流一致,需调节每台励磁电流。这样做使 3 台直流电动机的电流平衡。轧钢机的 3 台电动机的合计容量为 10 500kW, 197/492 [r/min], 每分钟超负载 175%。晶闸管整流器应用 4kV/1.5kA 的晶闸管器件,构成 12 相整流器,消除低次高次谐波(5 次,7 次),降低了电源高次谐波。

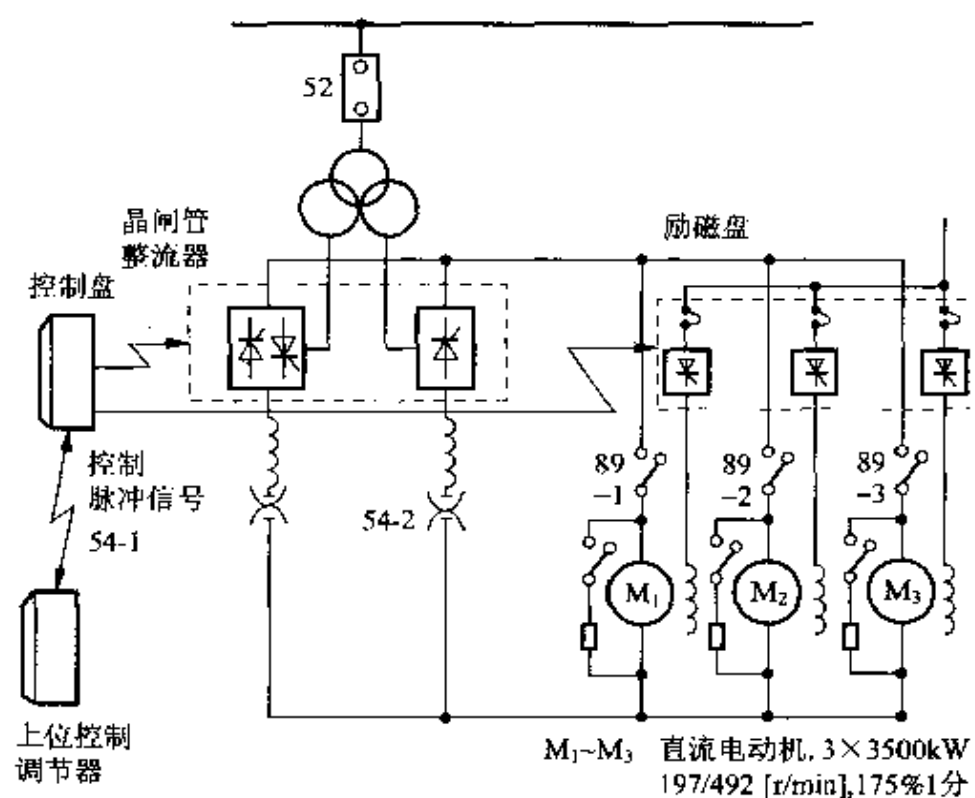


图 7.18 精轧钢机驱动用直流电动机驱动系统

从上位控制调节器(设备调节器)速度指令信号、控制 BIT 信号(控制状态切换信号,基准导通、关断等)通过光纤传给晶闸管装置,晶闸管装置根据这个信号动作。

对钢铁辊轧用伦纳德晶闸管装置采用数字控制,可得速度精度为 $\pm 0.01\%$ 、响应速度 ω_c 为 15~20 弧度/秒。关于精度控制值或检测值的分辨

率,或者有关响应恰当地选择它们的采样周期或控制周期,得到了目标精度和响应。在一般的控制系统中,对速度指令微小步长变化,形成对目标速度的跟踪时间大约 $2/\omega_c$ 、变为 100ms 左右的响应。在直流电动机中,由于抑制电流的变化率,必需限制 di/dt ,所以其响应性被限制到这种程度(参见 7.1 节)。

曾经在模拟控制时代,速度控制精度低,即使运算放大器时代其为 $\pm 0.5\%$ 左右,通过模拟控制特有的特性变动,同时经过时间发生微小的速度变化。为此,在上述补偿控制范围内没有隔离保护层,通过遥控开关必需手动调节速度。现在用数字控制,随之手动的调节没有了,提高了钢板厚度的精度。

变换装置的容量达到 1 000~13 000kW(100%连续,过负载 175% 每 1 份定额)左右,正准备作为标准。

图 7.19 中表示的是辊轧用(热精轧)直流电动机 2 台 $\times 5\,250\text{kW}$, 85/206[r/min](基本速度/最高速度)的加减速速度波形,其速度按照速度指令良好地进行着控制。

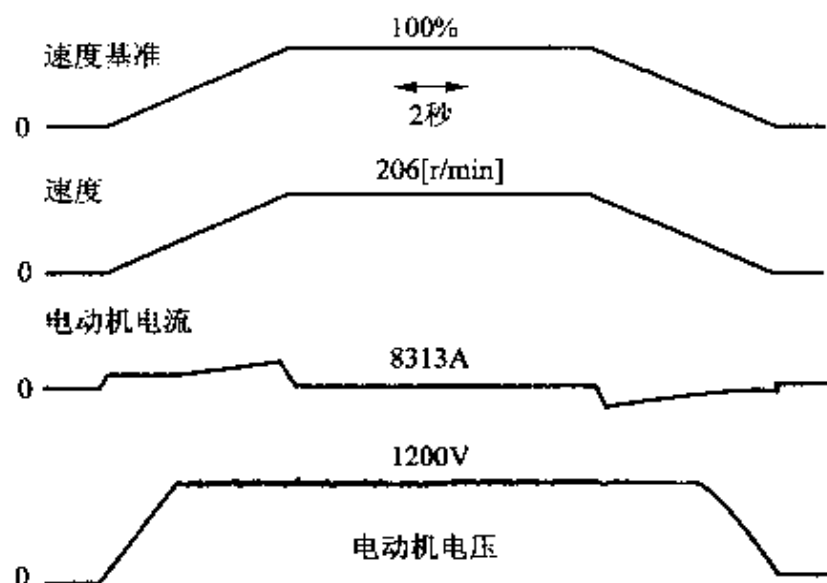


图 7.19 直流电动机的加、减速运行波形

7.2.4 交流电动机驱动系统的构成

从 20 世纪 80 年代中期双向离子变频器(循环变流器)驱动系统已相当

多数量被应用起来,最近 **GTO 逆变器驱动系统** 也已经应用,于是形成应用交流电动机驱动背景如下所述。

① 对于直流电动机有单机电枢容量制造极限的限制,在冷轧机、热轧机等高速、大容量轧钢机中直流电动机串联连接,而对交流电动机可以用单机电枢容量构成,同时可以缩减电动机占据的空间,驱动系统简单化。

② 直流电动机由于受电枢电流 di/dt 的限制,其速度响应的极限为 $15\sim 20$ 弧度/秒。对交流电机本身可获得 $60\sim 80$ 弧度/秒的高速响应。对和轧辊直接连接状态也可达到弧度 $30\sim 40$ 弧度/秒的高速响应,在高速连轧机中企图提高板厚的精度。

图 7.20 是表示轧钢用交流电动机驱动系统的大概应用的图解。 $2\,000\text{kV}$ 以下系统广泛应用 **IGBT 逆变器**, $2\,000\text{kV}$ 以上系统应用双向离子

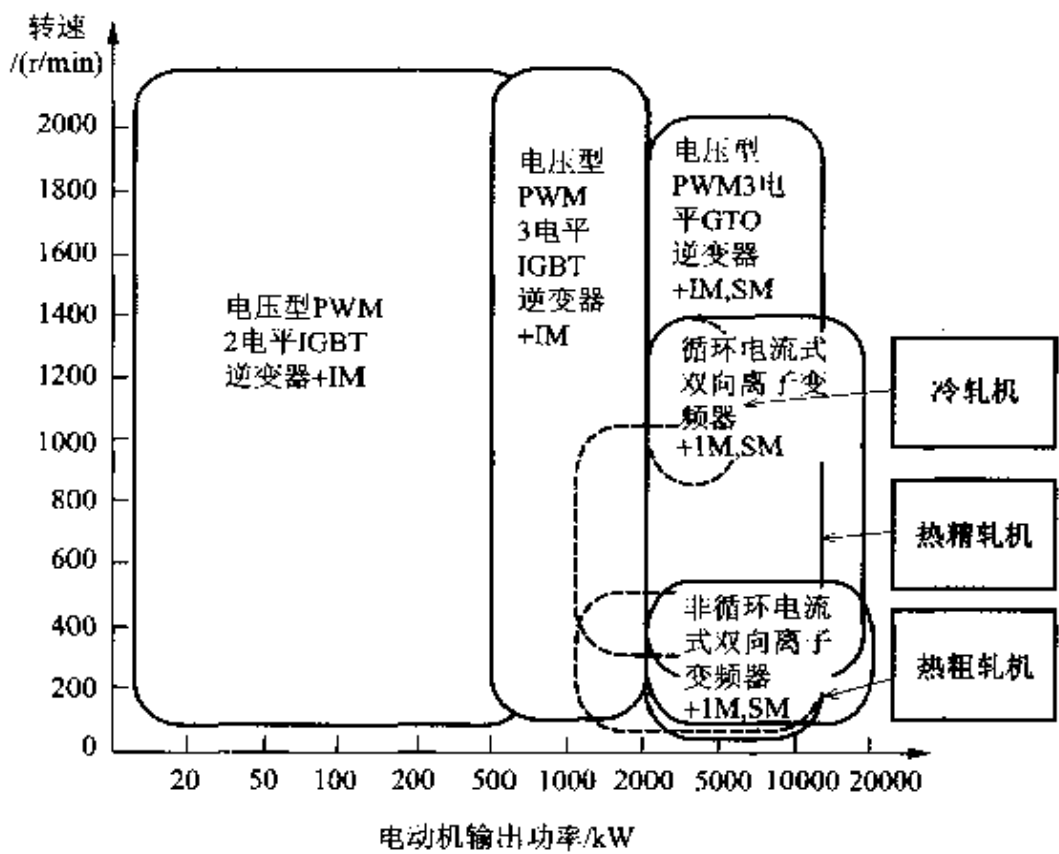


图 7.20 轧钢用交流电动机和驱动应用范围

变频器或 **GTO 逆变器**。交流电动机 $2\,000\text{kW}$ 以下结构简单,专门采用牢固的感应电动机。对 $2\,000\text{kW}$ 以上可以在功率因数为 1.0 时运行,励磁磁场减弱时电动机电压一定,在同一输出功率时变换器容量变小,多数情况应

用同步电动机。但是,对有停止张力运行的冷轧机使用感应电动机。其停止张力时电动机通电,电流不是零频率,由于它是转差频率的交流,所以正是每个半导体器件上电流集中影响小的原因。

图 7.21 中表示了应用在钢铁轧钢机驱动(冷轧机用)感应电动机通过矢量控制的 4 象限运行的波形。电动机额定输出功率为 3 800kW、极数 4p、480/1500[r/min],对弱磁控制大约为 1/3,可见速度被良好地控制着。

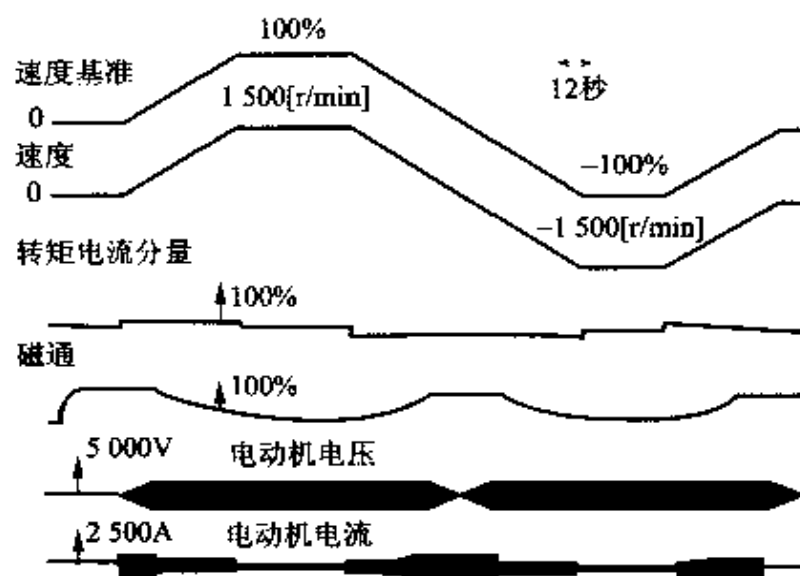


图 7.21 钢铁冷轧机用感应电动机(3800kW、480/1500[r/min]、4p)的加、减速运行

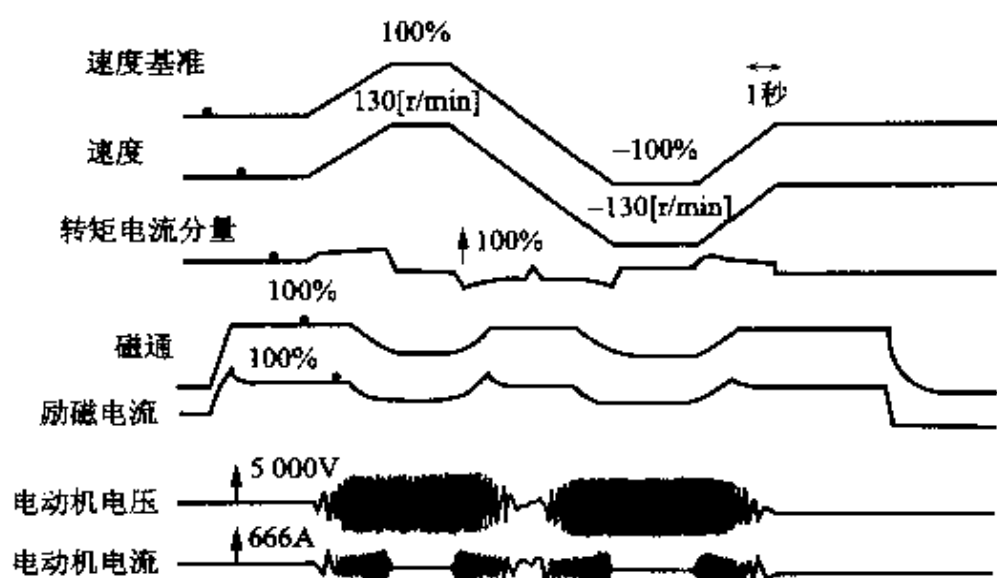


图 7.22 钢铁粗轧钢机用同步电动机(6000kW、75/130[r/min]、12p)的加、减速运行

并且,通过矢量控制钢铁热轧机(热轧、粗轧钢机)用的同步电动机的4象限运行的加、减速运行的波形在图7.22中表示。电动机的额定值为输出功率6000kW、转速75/130[r/min]、极数12p。对弱磁控制范围为1/2,加、减时的速度跟踪速度指令进行准确地控制。

1 双向离子变频器(循环变流器)驱动的实例

钢铁轧钢机驱动用双向离子变频器的电路构成有非循环型和循环型。作为基本构成有将三相桥式电路6个组合的36桥臂构成和12个组合的72桥臂的构成。对72桥臂构成各相的三相桥式电路其电源变压器具有相互差 30° 相位差2行串联起来。为此72桥臂构成对于36桥臂构成切换的控制点可以理解为多一倍,所以电源高次谐波变少,电动机电流波形变好。因而轧钢机主机中应用72桥臂构成。器件一般应用晶闸管,其额定值为4kV/1.5kA、4kV/1.0kA;6kV/2.5kA的光触发晶闸管也已经实用化。

图7.23表示的是用非循环双向离子变频器热轧粗轧钢机电机驱动电路构成的实例。非循环型正、反电流切换时浪费时间(1ms左右),由于输出频率上升时输出电压发生畸变,所以输出频率限制在电源频率的1/3左

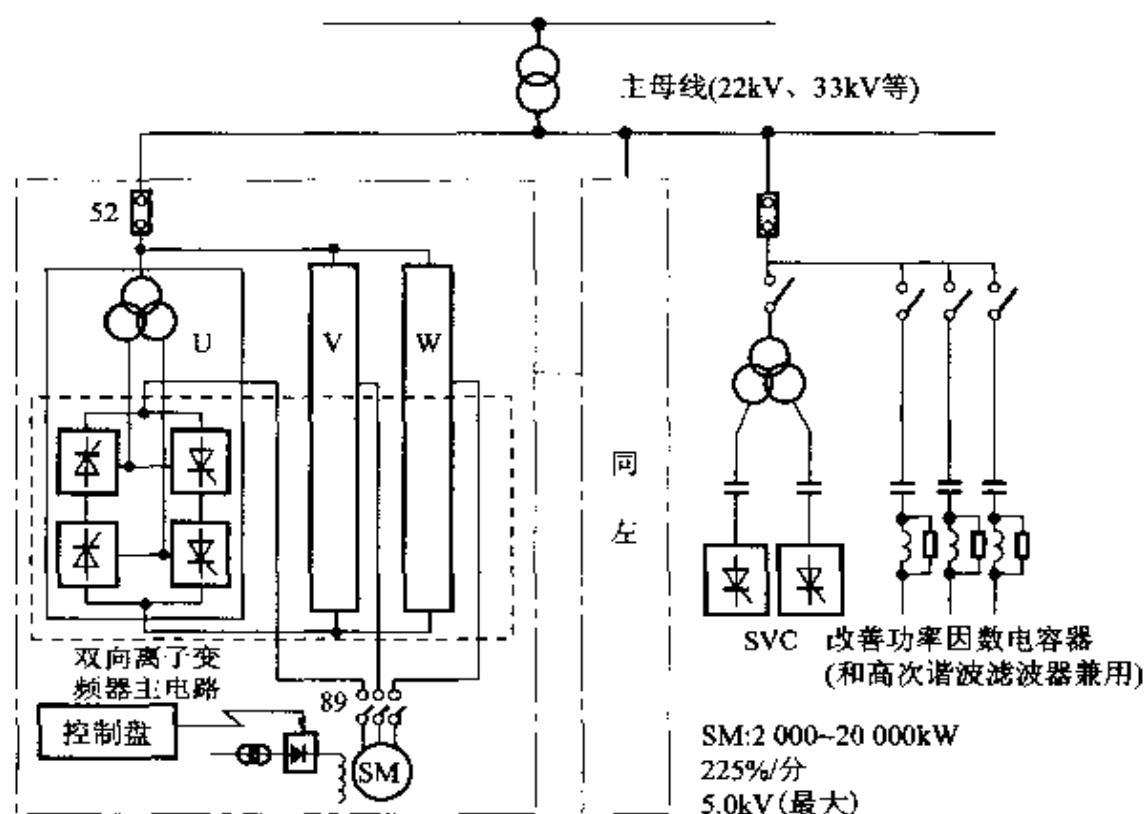


图 7.23 钢铁轧钢机驱动用非循环双向离子变频器的电路构成

右,从而其适宜厚板轧钢机、热轧粗轧钢机这样低速的轧钢机。非循环双向离子变频器的功率因数一般在 $0.6 \sim 0.7$,而且为了改善功率因数进行非对称控制的应用,而其本质和晶闸管整流器相同,为了改善电源的功率因数设置改善功率因数的电容器。对双向离子变频器和伦纳德晶闸管有同样特性高次谐波除外,依靠运行频率产生边带。从而作为高次谐波滤波器以 11 次,13 次滤波器为基础,根据需要组合低次谐波(3、5、7 次等)滤波器,应用抑制反谐振频率的高次谐波放大的高通滤波器,和改善功率因数的电容器兼用。并且,引进有源滤波器装置,采用了积极地消除低次高次谐波方法。其结果将轧制时的功率因数控制在 $0.9 \sim 0.95$,改善了功率因数,特别将主母线高压系统(22kV、33kV 等)电压畸变率抑制在 $2\% \sim 3\%$ 以下。并且,对大容量设备还应用无功功率补偿器(SVC),有时随着负载的无功功率的变化也补偿电压变动。

图 7.24 表示的是用循环型双向离子变频器热轧精轧钢机的电路构成

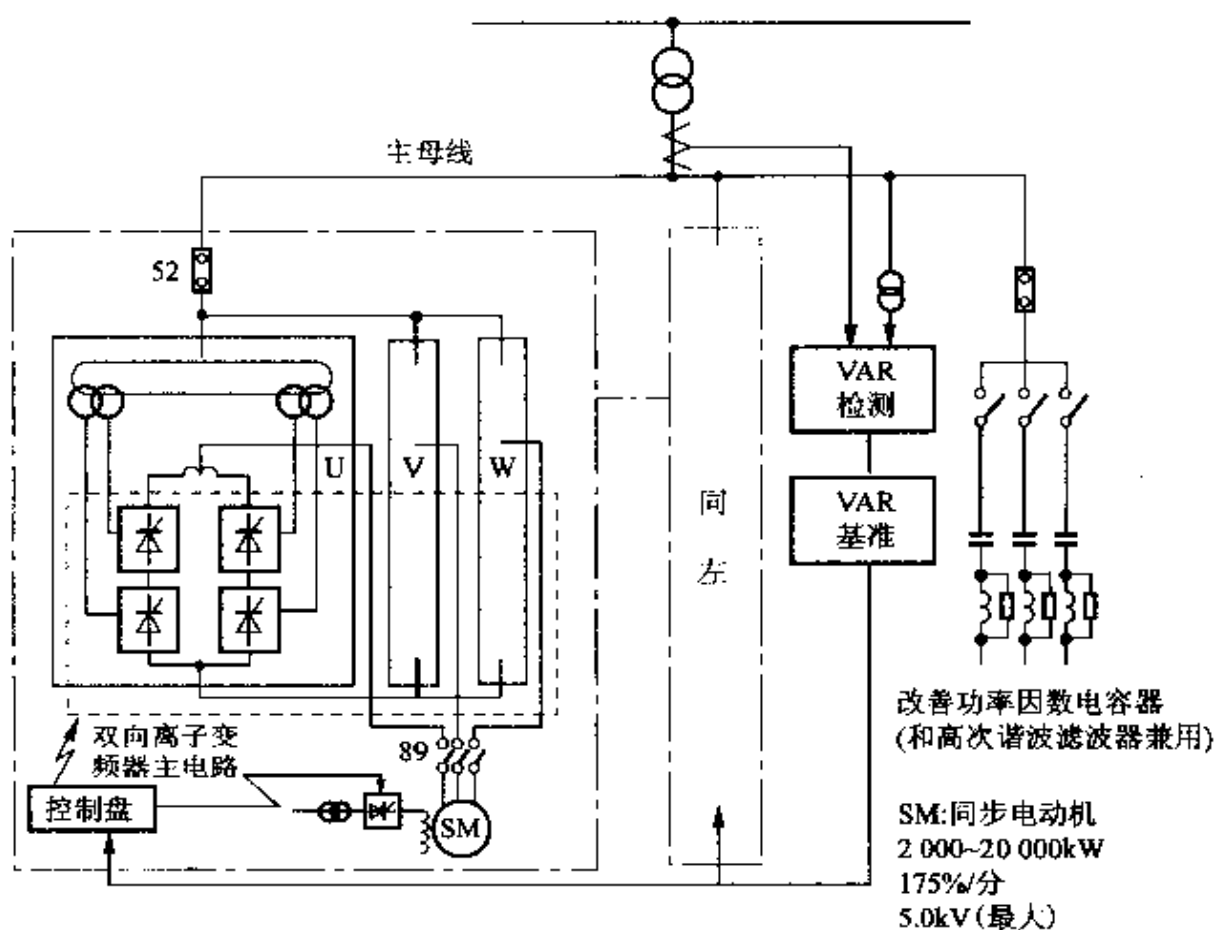


图 7.24 钢铁轧钢机驱动用循环双向离子变频器的电路构成

实例。循环型正、反电流切换时没有浪费时间,输出频率可以增加到电源频率的 80% 左右。从而,在热轧精轧钢机以及冷轧机这样高速轧钢机中应用循环型双向离子变频器。对循环型和非循环型同样必需改善功率因数的电容器,而为了无功功率达到期望值,检测无功功率、控制双向离子变频器的循环电流等进行多项控制,实用化 SVC 方式这里从略,不再叙述。

2 GTO 逆变器驱动的实例

随着 GTO 器件大型化的进步,扩大了逆变器的单机容量,其已经应用在大规模轧钢机中。应用在钢铁轧钢机中的 GTO 逆变器采用 4.5kV/4kA、外半径是 4 英寸 GTO,1993 年将它开始应用在冷轧机上,1995 年开始应用 6kV/6kA 6 英寸 GTO、10 000kVA 的 GTO 逆变器应用在 6 000kW 的厚板轧钢机中。1996 年末 12 台 10 000kVA 的逆变器构成的热连轧钢机(7 000kW 级)开始运行。

图 7.25 中表示了用 GTO 逆变器,包括精轧钢机的热连轧电动机驱动电路构成的实例。将 GTO 逆变器 2 组并联连接(多重化)的 10 000kW 级轧钢机驱动系统也已经实用化了。主电路输出线电压使用具有 3 电平逆变器,其与从前方式的具有 2 电平的 2 电平逆变器比较,输出电压高次谐波减少,可获得更加近似与正弦波的波形。在输入侧变换器上使用和 GTO 逆变器同一电路,同时控制直流电压为恒定值,进行功率因数控制,可实现高次谐波少、电源功率因数为 1.0 的控制。

GTO 逆变器驱动最有特点的地方是以下 3 点:

- ① 由于可经常控制电源功率因数为 1.0,所以不需要改善功率因数设备。
- ② 能够使电源高次谐波电流最小化(5% 以下),不需要抑制高次谐波对策的设备。
- ③ 可实现输出频率到 60Hz 的控制,电动机选择极数的自由度大,根据所用设备电动机变得小型化了。

也就是说,GTO 逆变器不需要改善功率因数的电容器和高次谐波滤波器,可以构成无污染(绿色)的电源,它在钢铁轧钢机中的应用逐渐增加起来。

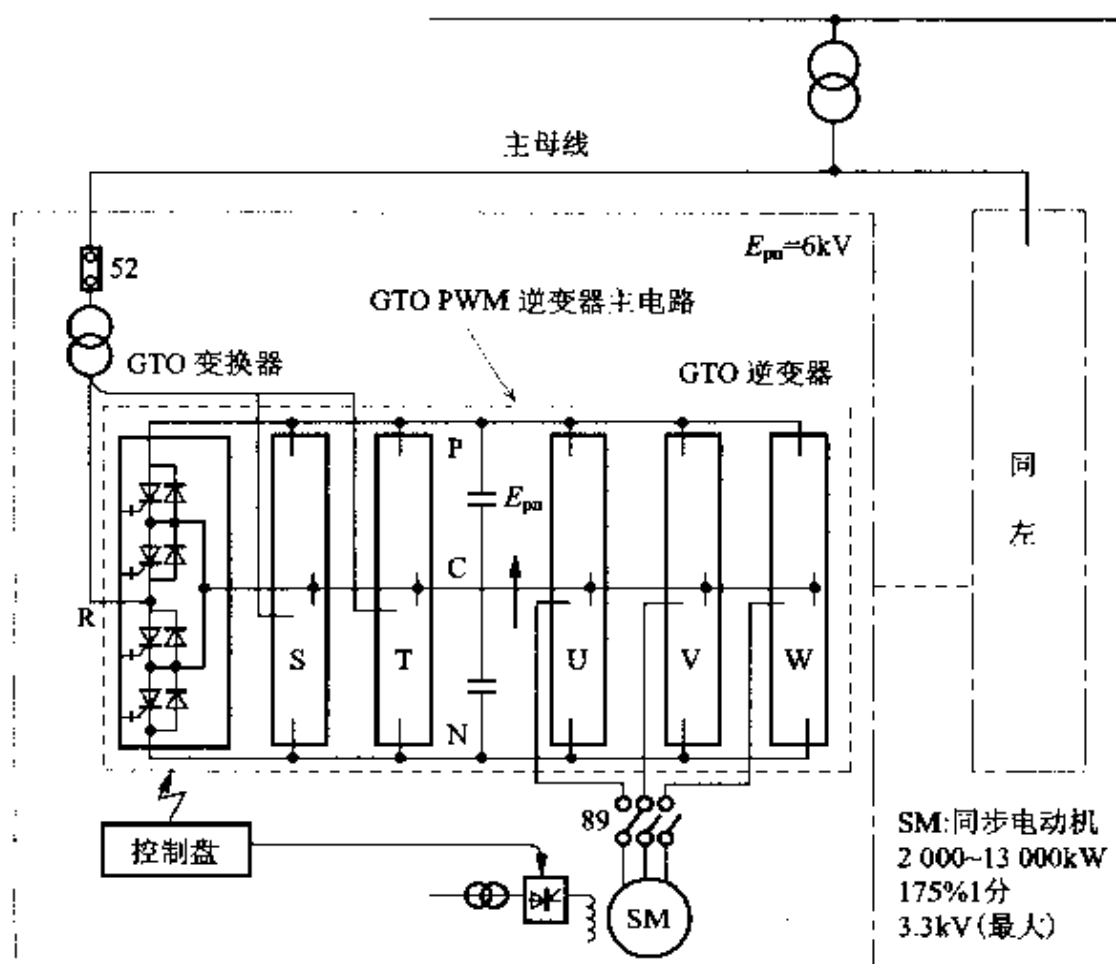


图 7.25 GTO 逆变器热连轧精轧钢机的电路构成

7.3 在机床中如何使用这些控制系统

最近在数控(NC)机床中,有效地利用感应电动机的矢量控制和直流(DC)无刷电动机控制,使机床性能得到迅速提高。在主轴驱动中采用了感应电动机的矢量控制,在进给轴驱动中采用了直流(DC)无刷电动机控制。这里介绍有关这些应用中的驱动系统的构成、高精度和高响应的控制实例。

7.3.1 数控(NC)机床

作为 NC 机床的代表有 NC 车床和机械加工中心。NC 车床在主轴上夹紧加工材料(以下称工件)旋转,用刀具与其接触加工,所以是切削加工中心。另一方面,机械加工中心将工件固定在工作台上,在主轴上安装刀具,将其旋转加工,将各个刀具自动地交换进行铣削、钻孔和攻丝等各种加工。

就是将全部工件和刀具的相对位置进行 NC 控制。

图 7.26 是表示数控车床有代表性的主轴、进给轴的机构。对主轴电动机采用感应电动机,进行矢量控制旋转控制工件。对 X 轴、Z 轴进给轴用

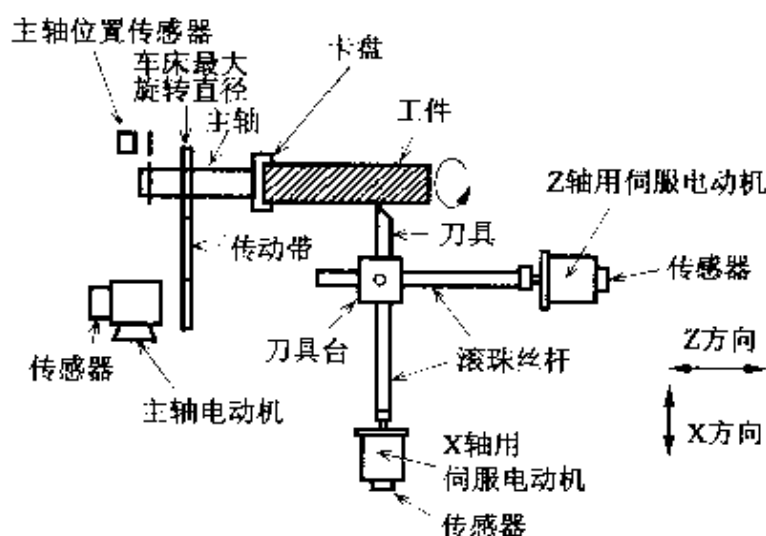


图 7.26 NC 车床的主轴、进给轴的基本构成

的伺服电动机采用直流(DC)无刷电动机,将刀具台在 X 方向、Z 方向上进行位置控制。其结果,刀具台在 X-Z 平面上一边画出既定的轨迹,一边移动,加工旋转的工件。对数控车床进给轴称呼是以工件的纵向方向作为 Z 轴,面向主轴旋转中心方向作为 X 轴。

7.3.2 驱动系统的构成

图 7.27 就是将主轴电动机、进给轴电动机的驱动系统构成的功率放大器为中心进行了表示。主轴为了交换工件和刀具,频繁地反复加、减速度,运行速度高,惯性也大,所以必需高效地进行减速时的制动能量的处理,为此设置共同的再生电源变换器。对于吸收能量,不仅主轴电动机,而且进给轴伺服电动机的制动能量也可以再生给电源,不但节约能量,而且可谋求简化电路。

最近为了用一台机床进行各种复合加工,为此产生了采用多台主轴电动机及近 10 台伺服电动机的机械设备。在这样电动机台数变多的场合设置可能再生电源的共同变换器特别有效。再者,复合加工 NC 车床(图 7.2)还可以进行切削以外的加工,这是 NC 车床应用的一个实例。

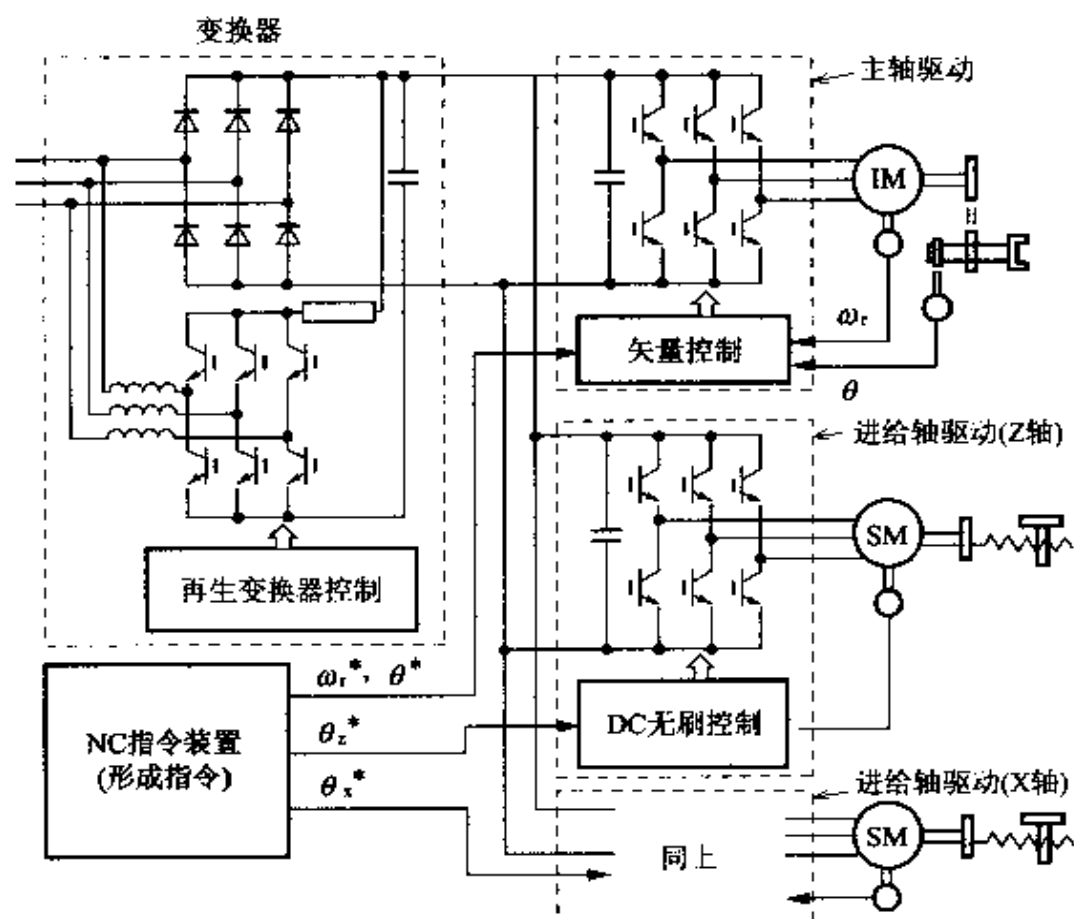


图 7.27 NC 机床驱动系统的构成

7.3.3 进给轴驱动

图 7.28 表示以进给轴驱动装置的控制为中心的方框图。其中，伺服电动机的容量以 1.0~3.5kW 为主，一般最高速度为 3 000(r/min)。伺服进给轴就是为了控制位置(参见 7.3.1)，在速度控制环的外侧位置控制环作为主瓣构成。并且，为了必需移动速度和控制轨迹，来自数字控制(NC)每短时间的位置指令可说明如下，即如图 7.29 的实线所示，在平面上移动时，伺服进给轴要注意用 X 轴还是 Z 轴 2 个轴分量，而对各轴在 Δt 时间内应进给距离 Δx 、 Δz 作为位置指令 θ^* 时刻给出。

$$\Delta x = F_x \cdot \Delta t$$

$$\Delta z = F_z \cdot \Delta t$$

其中， F_x 、 F_z 是速度 F 的 X 轴分量和 Z 轴分量。

这样分配给各轴上的指令，为了让它沿着既定的轨迹移动，所以各相的位置环的响应要准确相同，为 30~50r/s。速度控制环的响应对电动机本体可

达到 $500 \sim 1\,000 \text{ r/s}$ 。对功率放大器(PA)采用容易进行电流控制(采用高控制响应性)的 PWM 控制方式的逆变器。再者,即使设定各轴的位置控制环的响应相同,如果在局部环产生控制的饱和现象,不产生本来的动作,就不能描述位置指令那样的轨迹。

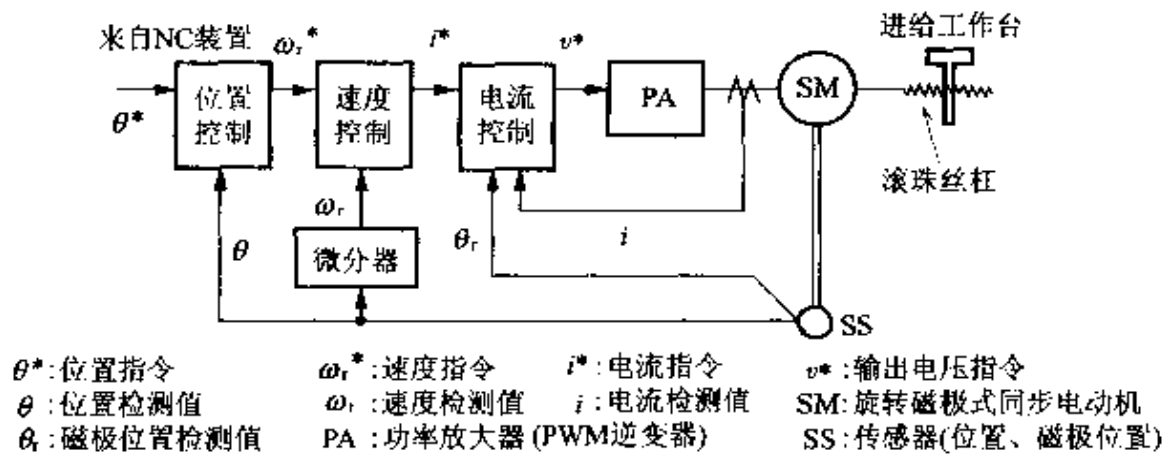


图 7.28 进给轴驱动装置的构成

为了限制逆变器中要流过的电流(这由使用的电力半导体器件决定),在图 7.28 的电流控制中,逆变器的电流在要求限制值以上时,作为逆变器不能流过限制值以上的电流(限制电流)。其结果,在电流控制中发生饱和现象,原来期望的控制也不能实现。由于必需过大的电流要求在电动机上产生过大的转矩,这就是要求过大的加速度的原因。从而,为了将电流复原到逆变器限制值以内,不要产生过大的加速度,让指令平滑地变化。为此,来自 NC 装置的指令经过一次时滞的加、减速电路授与位置环。

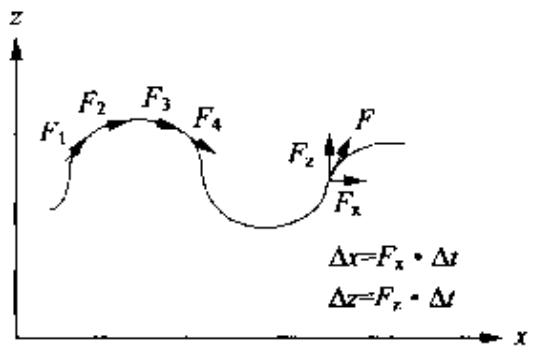


图 7.29 移动轨迹和位置指令的关系

并且,位置的控制用微米指令的精度进行,其可实现如下。在图 7.26 中滚珠丝杠螺距以 P (毫米/转)表示,如果设伺服电动机的传感器(最近广泛使用脉冲编码器)的旋转位置分辨率为 K (分割/转),工作台的移动单位 $\Delta x[\text{mm}]$ 可以表示为 $\Delta x = P/K$ 。其中,假如设 $P=10$ 、 $K=100\,000$ 时, Δx

$=0.1\mu\text{m}$ 。即,这时如果仅使伺服电动机的传感器按分辨率旋转,工作台应该仅仅移动 $0.1\mu\text{m}$ 。再者,通常在机床中使用的滚珠丝杆 $P=8\sim 12$,编码器的分辨率使用 $K=1\text{万}\sim 100\text{万}$ 。

图 7.30 是安装在标准的 NC 车床上的进给轴 1.5kW 的伺服电动机(100%连续定额,300%短时定额)以加、减速时间常数 30ms 进行 $3\,000\text{[r/min]}$ 的加、减速动作的波形。用时间常数 30ms 平滑地上升到 $3\,000\text{[r/min]}$,并且可知减速时也是如此。

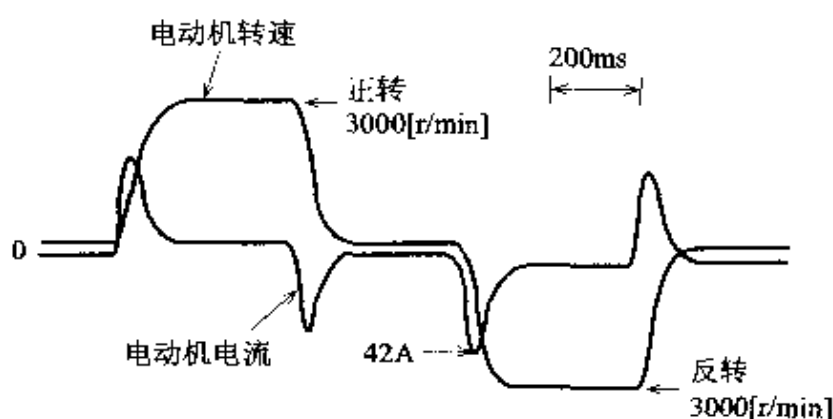


图 7.30 伺服进给轴的加、减速特性

7.3.4 主轴驱动

图 7.31 中表示主轴驱动装置的构成。IM 是主轴驱动用的感应电动机,其主容量是 $5.5\sim 55\text{kW}$ 。电动机的最高旋转速度对车床为 $5\,000\sim 8\,000\text{[r/min]}$,对机械加工中心为了高效切削铝等轻金属已经超前高速化, $50\,000\text{[r/min]}$ 以上的系统也实用化了。主轴本来就是完成供给切削动力任务的,为此要求从低速到高速额定输出功率的特性。并且,对机械加工中心由于交换刀具进行定位、停止控制等,在 NC 车床中还进行工件角度的分度的位置控制。而且,最近主轴控制超前高响应化,将主轴和进给轴同样进行位置(转角)控制,伺服化也正在实用化。为此,从 NC 给出速度指令 ω_r^* 和位置指令 θ^* ,通过运行状态进行切换控制。

为了进行既定的加工,主轴必需注意准确地跟踪,维持来自 NC 的速度指令,而其加工速度到加、减速之间实际没进行加工,浪费时间。而且,主轴由于变换工件和刀具频繁地进行加、减速,所以这个加、减速时间要短也是

重要要求之一。为此,主轴驱动用逆变器,在加、减速时流过其允许值的额定电流,产生最大的转矩。这点和进给轴用逆变器的使用方式不同。对主轴电动机加、减速设计成能产生固定值 120%左右的转矩,图 7.32 是加、减速特性的图示。在机械加工中心驱动的实例中电动机的额定值为 11kW, 2 000/10 000[r/min]。通过矢量控制输出理论值那样的转矩,用短时间进行加、减速运行。再者,速度控制环的频率响应在电动机本体上可达 200~300 弧度/秒。

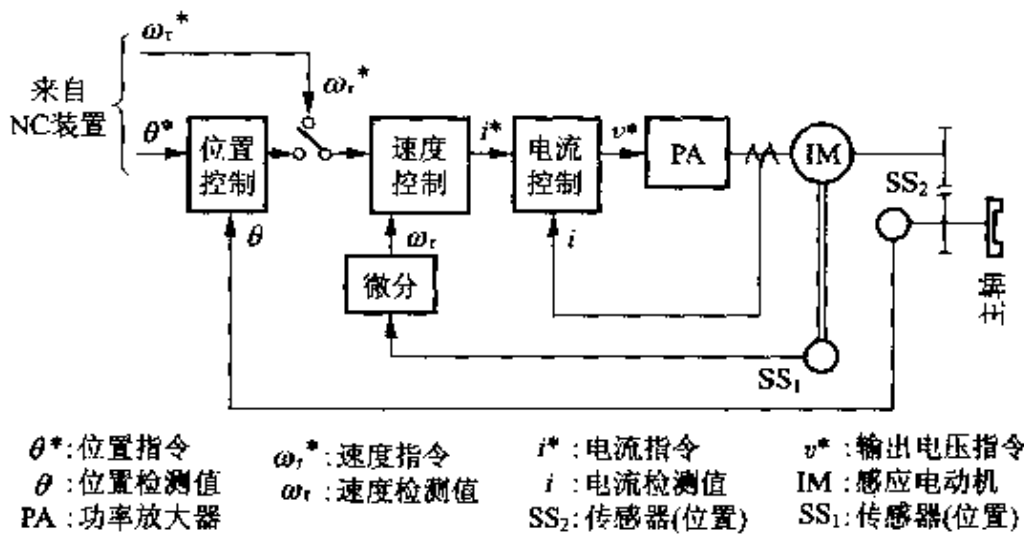


图 7.31 主轴驱动装置的构成

然后,以提高主轴控制性能作为位置控制的实例介绍高速同步规准控制。图 7.33 是其系统的构成图。在机械加工中心的主轴夹紧规准刀具,通过保持主轴的转角和 Z 轴的进给位置同步进行位置控制,可实现高速规准加工。这时,主轴和 Z 轴的位置环增益要准确一致,并且两者的速度环产生高响应实现瞬时控制。

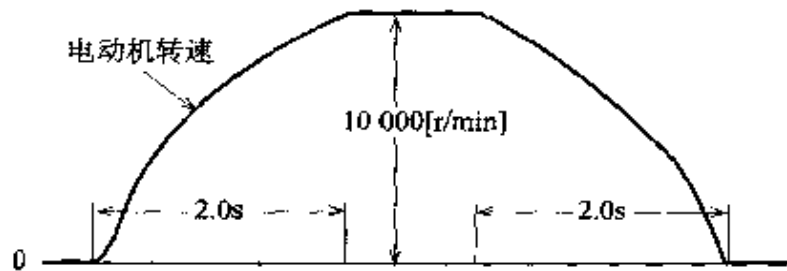


图 7.32 主轴的加、减速特性

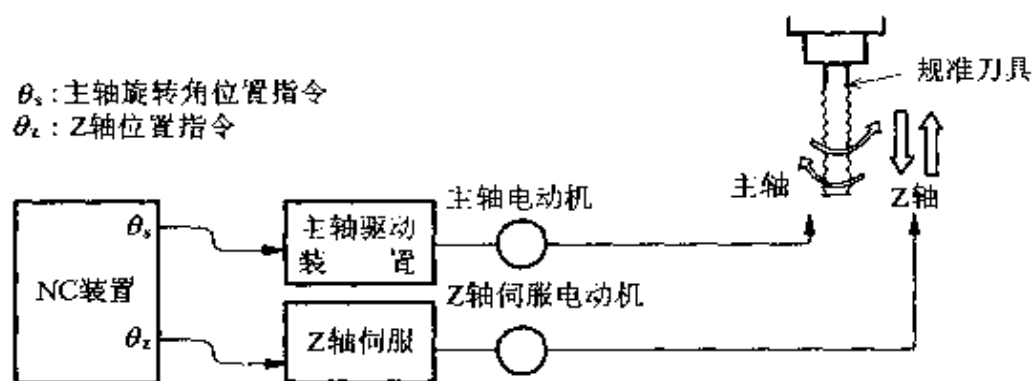


图 7.33 高速同步规准系统的构成

►► 练习题

习题 1 _____

试简述有关矢量控制。

习题 2 _____

试叙述应用交流电动机驱动代替直流电动机驱动的理由。

练习题解答

第 1 章

习题 1

电力电子学是将电力-电机技术、半导体器件及与它们结合在一起的控制技术 3 个基本技术作为基础的技术领域。

习题 2

频率、大小和相位。

习题 3

对控制信号延迟的时间长;不能正确地定时导通、关断;反复开关时老化;不能高频率地开关。

第 2 章

习题 1

(1) 对使用二极管三相桥式变换电路,用本章的式(2.4),设 $\alpha=0$ 时,直流电压 U_d 和交流电压 U_v 之间有 $U_d=1.35U_v$ 的关系;当 U_d 为 500V 时, $U_v=500 \div 1.35=370\text{V}$ 。

另外,1.35 准确为 $3\sqrt{2}/\pi=1.35047\cdots$,但是在实际应用中用 1.35 就足够了。以下的答案也和准确的计算有误差,而是求出的应用实际值。

(2) 用本章的式(2.9),变压器的容量为 $S \approx \sqrt{2}U_v I_d$;因此, $S \approx \sqrt{2} \times 370 \times 100 \div 1\,000 \approx 52.3\text{kVA}$,其中用 1 000 除是将 VA 换算成 kVA。

习题 2

(1) 对使用晶闸管三相桥式变换电路,用本章的式(2.4)中直流电压和交流电压之间的关系为 $U_d=1.35U_v \cos\alpha$;当 $U_v=160\text{V}$ 、 $U_d=200\text{V}$ 时,则 $\cos\alpha=200 \div (1.35 \times 160) = 0.926$,为此可得延迟角 α 为 22° 。

(2) 当 $\alpha=10^\circ$ 、 $U_d=200\text{V}$ 输出时,需要用同样的公式求出 $U_v=200 \div (1.35 \times \cos 10^\circ) = 150\text{V}$,为此下降率为 $(150-160)/150 \times 100\% = -6\%$;这时交流电压必须降低 6% 以下。

习题 3

(1) 由于忽略重叠角,所以用本章的公式(2.11),基波功率因数 $\cos\Phi=\cos\alpha$,从而 $\cos\Phi=\cos 25^\circ=0.906$,即为 91%。基波容量由本章式(2.10)给出, $S_1=(3\sqrt{2}/\pi)U_v I_d=1.35U_v I_d$ 。无功功率由本章的公式(2.21)给出, $Q=S_1 \sin\alpha$,所以 $Q=(1.35 \times 1\,200 \times$

$1\,000) \times \sin 25^\circ \div 1\,000 = 650 \text{ kvar}$, 用 $1\,000$ 除换算成 kvar 。

(2) 基波电流由本章的公式(2.14)给出, $I_{a1} \approx 0.780 I_d$, 由于其为变换装置用变压器直流侧电流(二次电流), 所以换算成交流侧电流(一次电流), 其基波电流为 $I_1 = 0.780 I_d \times 1/k = 0.780 \times 1\,000 \times 1\,200/6\,600 = 142 \text{ A}$ 。 n 次高次谐波电流用本章公式(2.15)为基波电流的 $1/n$ 倍, 所以 5 次高次谐波电流为 $I_5 = 142/5 = 28 \text{ A}$; 7 次高次谐波电流为 $I_7 = 142/7 = 20 \text{ A}$ 。

(1) 和习题 2(1)求法相同。交流电压 U_v 以相同的变换电路两组串联连接, 设延迟控制角分别为 α_1, α_2 时, 直流电压变为 $U_d = 1.35 U_v \cdot (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$ 。如果延迟控制角同为 α , 则 $U_d = 2 \times 1.35 U_v \cos \alpha$, 所以由此可得 $\cos \alpha = 500 / (2 \times 1.35 \times 1\,200) = 0.154$, 于是可得 $\alpha = 81^\circ$ 。

(2) 变换电路 1 的 $\alpha_1 = 15^\circ$ 时, 则从 $500 = 1.35 \times 1\,200 \times (\cos 15^\circ + \cos \alpha_2)$, 可求出 $\cos \alpha_2 = -0.657$, 即 $\alpha_2 = 131^\circ$ 。

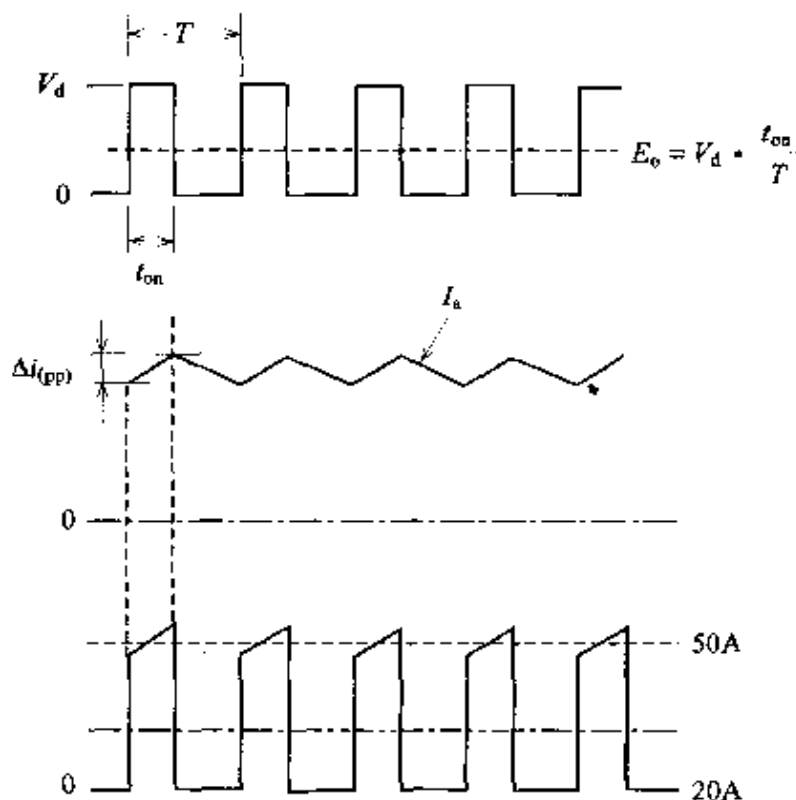
另外, 这时变换电路 1 消耗的无功功率为 $Q_1 = (1.35 \times 1\,200 \times 1\,000) \times \sin 15^\circ / 1000 = 419 \text{ kvar}$; 变换电路 2 消耗的无功功率为 $Q_2 = (1.35 \times 1\,200 \times 1\,000) \times \sin 131^\circ / 1000 = 1\,223 \text{ kvar}$; 两者合计为 $Q_1 + Q_2 = 419 + 1\,223 = 1\,642 \text{ kvar}$, 如果设延迟控制角相同时, 则有 $2 \times (1.35 \times 1\,200 \times 1\,000) \times \sin 81^\circ / 1\,000 = 3\,200 \text{ kvar}$; 所以两者比较无功功率减少, 即可见提高了功率因数。作为延迟控制角不同值的控制称为非对称控制方式, 直流电压变低时(如果 α 相同, 当 α 接近 90° 时), 可以改善功率因数。

第 3 章

(a) 忽略电枢电阻时, 斩波器输出电压的平均值与电动机内的感应电动势相等。因此, $E_0 = V_d \times t_{on} / T = E; t_{on} / T = E / V_d = 40 / 100 = 0.4$ 。

(b) 直流电动机消耗的功率 $P_a = I_a \times E$, 其与直流电源侧供给的功率 $P_d = V_d \times I_d$ 相等。 I_d 和流过开关器件上的电流相等, 其平均值为 $I_a = P_a / V_d = 50 \times 40 / 100 = 20 \text{ A}$ 。

(c) 假设电阻分量非常小时, 电枢电流 i_a 的脉动分量呈线性变化。因此, $\Delta i_{(pp)} = (1/L) \cdot (V_d - E) \times \Delta t$, 由于 $T = 1/f_c$, 所以 $\Delta t = t_{on} = 400 \mu\text{s}$; 则 $\Delta i_{(pp)} = (1/0.01) \times (100 - 40) \times 0.0004 = 2.4 \text{ A}_{(pp)}$ 。其波形如下图所示。



习题 2

图 3.11 中,电源电压为 $E=100\text{V}$,输出电压 $E_o=1\,000\text{V}$,开关器件 Q 关断时,二极管 D 导电,施加在输出侧电容器 C_o 上的电压 $E_o=1\,000\text{V}$ 施加在开关器件 Q 上。因此器件 Q 上施加电压的最大值为 $1\,000\text{V}$ 。

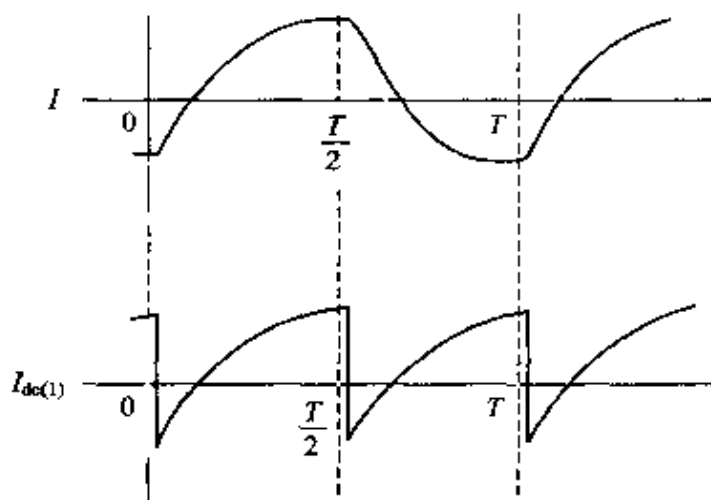
并且由于负载为 10kW ,所以负载电流为 10A 。忽略电路损耗时,由电源侧供给的电流,即流过直流电抗器上电流为 100A 。开关器件 Q 导通时,由于直流电抗器的电流流通,所以器件 Q 上的最大电流为 100A 。

第 4 章

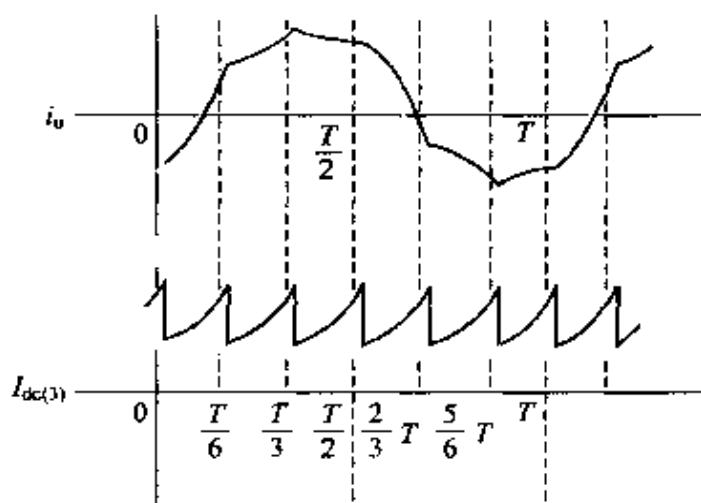
习题 1

单相逆变器时,在直流电源和负载之间流过的电流通过逆变器电路内构成一个回路;所以考虑简单。即用图 4.5 中的交流电流波形 I 表示电流波形,然而仅仅是因为切换,电力半导体器件按照每 180° 切换一次。其波形描述为每 180° 极性颠倒,如图解 4.1 的波形 $I_a(1)$ 。因而,这个波形的周期变成输出交流基波周期的一半(2 倍脉动频率)。另一方面,三相逆变器时,由于将逆变器的上侧 3 个桥臂中任意 2 个桥臂或将下侧 3 个桥臂中的任意 2 个桥臂同时流过负载电流,所以变得复杂一些。图 4.7 中表示 U 相电流波形 I_u ,所以首先将其每 180° 用上侧桥臂和下侧桥臂切换、颠倒极性考虑;进而在其上面如果相差 120° 相位重叠组合成 V 相和 W 相的电流波形,就可求出如图解 4.2 的波

形 $I_{dc}(3)$ 。结果在逆变器电路内形成 6 个电力半导体器件, 每切换一次重复的波形, 变成输出交流基波的 $1/6$ 周期 (6 脉动频率)。即使任意的情况, 用直流电流的平均值和直流电压之积求出, 然而变成直流电源给与交流负载的功率。



图解 4.1



图解 4.2

习题 2

可以用交流电压有效值公式计算 (参见 4.1.3 节), 即单相交流时为

$$V_{(1\phi)} = (2\sqrt{2}/\pi) \times 100 = 90.0 \text{ V}$$

三相交流时为

$$V_{(3\phi)} = (\sqrt{6}/\pi) \times 100 = 78.0 \text{ V}$$

图 4.5 的 V 波形和图 4.7 的 V_{uv} 波形不同, 从而确定这两个电压的有效值不同。

习题 3

对电压型逆变器,由于直流电压的极性一定,所以流过直流电流的方向反向,即如图 4.13 所示。直流电流的方向流经逆变器电路(正端)~整流器(正端)~整流器(负端)~逆变器电路(负端),电动机运行状态的能量返回给交流电源的能量;另一方面,对电流型逆变器,由于直流电流方向一定,所以逆变器电路、整流器的电压极性反向,即如图 4.29(b)所示。直流电流方向流经逆变器电路(负端)~整流器(负端)~整流器(正端)~逆变器电路(正端)仍然没有变化,而只是逆变器、整流器的(负端)颠倒为正极性,所以同样是电动机运行状态的能量返回给交流电源的电。

第 5 章

习题 1

参照 5.1 节。

习题 2 习题 3

参照 5.3 节,5.4.2 小节开关特性。

习题 4

参照 5.4.2 小节门极驱动电路。

习题 5

参照 5.5 节 MOSFET 的基本结构和工作原理。

习题 6

参照 5.5 节 IGBT 的特性和特征

习题 7

A~D 点间的温差 ΔT_d 为

$$\Delta T_d = P \times (R_{j-a} + R_{c-j} + R_{t-a}) = 12 \times (1.3 + 0.2 + 3) = 54^\circ\text{C}$$

从而,面结温度 T_j 为

$$T_j = \Delta T_d + T_a = 54 + 40 = 94^\circ\text{C}$$

同样,散热片(C点)的温度为

$$T_t = P \times R_{t-a} + T_a = 12 \times 3 + 40 = 76^\circ\text{C}$$

第 6 章

习题 1

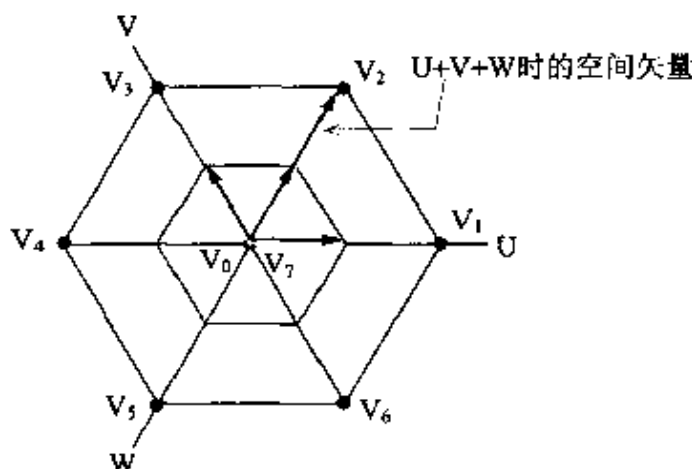
“与”门电路的输入是第一行 D 触发器和时间计数器的输出。在各自的时钟脉冲上同步输出变化,然而由于延迟电路不同在输出变化上稍微产生同步差,所以在“与”门电路输出上出现须脉冲。在时钟脉冲上用同步的 D 触发器通过采样“与”门电路的输出,可以准确地获得正确的理论。经常使用这样的方法进行 ASIC 等电路设计。

习题 2

交流电动机对高次谐波几乎可以认为是电感分量,高次谐波电流和频率成反比例。因而高次谐波电压被高次谐波次数除的值与各次高次谐波电流成正比例,其平方和与各次高次谐波电阻损耗(I^2R)之和成正比例(假设绕组电阻值不随着频率变化)。

习题 3

用黑圆圈表示的点为三相逆变器中可能输出电压空间矢量的点。对三相逆变器,各相电压将直流电压作为 E ,由于将 E 分为 $+E/2$ 、 $-E/2$ 两组,所以组合的数有 $2 \times 2 \times 2 = 8$ 种。但是,无论使三相正侧的半导体器件导通,还是使负侧的半导体器件导通时,用正中间共同的点表示为零矢量,全部形成 8 种电压矢量。



习题 4

$$i_u = i_u + \frac{1}{2}(i_v + i_w) = \frac{3}{2}i_u$$

$$i_p = \frac{\sqrt{3}}{2}(i_v - i_w) = -\frac{\sqrt{3}}{2}(i_u + 2i_w)$$

从而,

$$i_{\alpha\beta} = \frac{3}{2}i_u - j \frac{\sqrt{3}}{2}(i_u + 2i_w)$$

$$i_{dq} = \left\{ \frac{3}{2}i_u - j \frac{\sqrt{3}}{2}(i_u + 2i_w) \right\} (\cos\theta - j\sin\theta)$$

从 i_{dq} 实部求出 i_d , 从虚部求出 i_q 为

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \sqrt{3} \begin{pmatrix} \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - \sin\theta \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_w \end{pmatrix}$$

第 7 章

习题 1

将励磁电流分量和转矩电流分量单独进行控制,获得比直流电动机还快的高速响应的交流电动机控制方式。请参阅 7.1.2 节。

习题 2

通过提高维修性能、小型化,企图节省空间、高响应化。通过高响应化,提高钢铁轧钢机中轧板厚度的精度及提高机床驱动中的加工精度。并且在机床主轴驱动中实现高速运转。请参阅第 7 章开头、7.2.4 节及 7.3.4 节。

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)

参考文献

- [1] 正L日英介, 深尾正, 島田隆一, 河村篤男監修: パワーエレクトロニクスのすべて, オーム社 (1995)
- [2] 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: 半導体電力変換回路, p.128, (社)電気学会 (1987)
- [3] 二宮保: 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, p. S. 52 (1992)
- [4] 大森英樹, 小南秀之, 中岡睦雄, 丸橋 徹: 電気学会論文誌, D-107, 4, pp.487-494(1987)
- [5] 電気学会多重化電力変換方式調査専門委員会編: 電気学会報告第556号「多重化電力変換器とその応用技術」, (社) 電気学会 (1995)
- [6] 電気学会高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会編: 電気学会技術報告(II部), 第443号「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, (社) 電気学会 (1992)
- [7] 電気学会電気専門用語集No.9, 半導体電力変換装置, コロナ社 (1986)
- [8] 堀 孝正: パワーエレクトロニクス, オーム社 (1996)
- [9] 電気学会編: 電気工学ハンドブック, 電気学会 (1988)
- [10] 三菱電機技術研修所編1わかりやすい半導体デバイス, オーム社(1996)
- [11] (株)富士電機能力開発センター編: やさしい電気と制御の基礎知識, オーム社 (1994)
- [12] 平紗多賀男: パワーエレクトロニクス, 共立出版 (1992)
- [13] 電気学会編: パワーデバイス・パワーICハンドブック, コロナ社 (1996)
- [14] インバータドライブハンドブック編集委員会編: インバータドライブハンドブック, 日刊工業新聞社 (1995)
- [15] 電気学会調査専門委員会編: 金属産業分野におけるACドライブ技術, 電気学会技術報告第630号, 電気学会 (1997)