

高等学校教材

电力电子应用技术及装置

北方交通大学 叶 斌 主编

北方交通大学 郝荣泰 主审

(京)新登字 063 号

内 容 简 介

本书选择了电力电子技术在国民经济中应用最为广泛的几个领域,由浅入深地分析和综合了这些领域电力电子实用技术的原理和装置的性能特点。全书分为六章,分别阐述了大功率整流装置、逆变装置、直流传动装置、交流传动装置及电源变换装置的电力电子变流电路结构、工作原理、系统的控制技术、应用领域和性能特点,以及电力电子装置的可靠性和抗干扰技术,并力求反映近代电力电子技术的新成就。

本书为高等学校教材,适用于电气自动化、电气传动控制、电力牵引、电子技术等电类专业,也可供电类工程技术人员和研究生参考。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子应用技术及装置/叶斌编著. —北京:中国铁道出版社,1999

ISBN 7-113-03330-X

I. 电… II. 叶… III. ①电力系统-电子技术-高等学校-教材②电力系统-电气设备-高等学校-教材 IV. TM76

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999)第 18138 号

书 名:电力电子应用技术及装置

著作责任者:叶 斌

出版·发行:中国铁道出版社(100054,北京市宣武区右安门西街8号)

责任编辑:方 军

封面设计:李艳阳

印 刷:北京市兴顺印刷厂

开 本:787×1092 1/16 印张:15.75 字数:397 千

版 本:1999 年 8 月第 1 版 1999 年 8 月第 1 次印刷

印 数:1~2000 册

书 号:ISBN7-113-03330-X TH·76

定 价:20.10 元

版权所有 盗印必究

凡购买铁道版的图书,如有缺页、倒页、脱页者,请与本社发行部调换。

前 言

电能变换技术是对电能的变换、控制和调整的技术,它是应各种用电设备对电能的不同需求而发展起来的。如今,电能变换技术正以电力电子、微电子和控制三者紧密结合的形式,形成了电力电子技术这门新兴的边沿学科。

晶闸管及自关断电力电子器件是电力电子装置的核心部件,它损耗小、开关速度快、功率大、寿命长,使得电力电子装置获得低耗高效的显著优势,从而,使电力电子技术在新能源的开发、储存和利用中占有重要地位。自 80 年代中期起,每一种新型器件的诞生,都伴随着电能变换技术的重大变革,从而促使电力电子装置向着能量变换更为完善的方向发展。

由于微电子学的迅速发展、微型计算机的普及应用,使电力电子技术呈现欣欣向荣的景象。控制技术的开发使实现变流器的多功能化、智能化和电力电子装置及系统的数字仿真成为可能。从而把电力电子装置的性能、效率和可靠性提高到一个全新的水平。

目前,由于电力电子器件制造技术的进步、主电路结构和控制技术的发展以及装置应用技术的开发,电力电子装置正向着自关断化、高性能化、模块化、智能化、小型轻量化、高效化、廉价化和高可靠性方向发展。电力电子技术在大功率整流、直流传动、交流传动、无功补偿、功率变换、电源装置、电力电子开关等方面的应用日益扩大。可以说,从小小的家用电器到庞大的直流输电系统,无一不渗透着电力电子技术的新成就,而且新的应用领域仍在不断开拓之中。

为适应电力电子技术的飞速发展,学生们在掌握电力电子器件和电力电子电路基本知识的同时,应进一步学习由各种电力电子电路所组成的实用装置,研究其运行特性,以及按照装置的负载特点所采用的控制手段等,这就是本课程的主要内容。

目前,介绍电力电子实用技术和装置的专著很多,但有关的教材还不多见。本书选择了在国民经济中应用比较广泛的几个领域,由浅入深地分析和综合了这些领域电力电子实用技术和装置的特点,使学生们由此而窥见电力电子技术的一般问题。本课程是在学习过电路分析、电子技术、电力拖动自动控制和电力电子器件、电路及其控制技术等的基础上开设的。

本书为铁道部“九五”重点教材。全书分为六章,第一章介绍大功率整流装置原理及性能;第二章介绍 DC/AC 变换技术及其应用;第三章介绍直流传动装置及控制技术;第四章介绍带有方向性发展的近代、现代交流调速的控制思想、原理和手段;第五章介绍电源变换装置;第六章介绍电力装置的可靠性和抗干扰技术。每章之后有思考题和习题供学生自我检查,巩固知识。由于课程学时和教材篇幅所限,本书着重对典型装置的主电路及系统控制方式进行分析,其它的问题由学生自行分析和细化,留给学生了解动态、掌握细节、开拓思路、培养能力的机会,为将来从事电力电子技术的研究、应用打下基础。

本书由北方交通大学叶斌主编,北方交通大学郝荣泰主审,参加审稿的还有上海铁道学院邵丙衡,大连铁道学院叶家金,铁道部科学研究院关茂杉。

本书在编写的过程中,得到了铁道部科学研究院吴茂杉研究员的支持和悉心指导,得到了北方交通大学电气工程系梁晖和刘志刚博士及张建利工程师等的热心帮助,在此表示诚挚的谢意。

在本书编写的过程中,对书后的参考文献作了借鉴,在本书即将问世之际,谨向参考文献的作者表示深切的谢意。

限于作者的学识和信息,书中错误或不足之处难免,恳请专家读者批评指正。

编 者

1999. 2

目 录

第一章 可控整流装置	1
第一节 可控整流电路概述.....	1
第二节 常用 AC/DC 变换装置.....	2
第三节 功率因数的改善.....	10
第四节 整流装置的谐波分析.....	21
第五节 整流电路的多重化.....	27
第六节 电力电子装置对供电系统的影响.....	33
第七节 静止无功补偿装置(Static Var Compensator-SVC).....	35
思考题及习题.....	39
第二章 逆变装置	42
第一节 基本逆变电路.....	42
第二节 逆变器输出谐波的控制.....	47
第三节 脉宽调制逆变器.....	52
第四节 PWM 逆变器的发展趋向.....	57
第五节 三点式 PWM 逆变器.....	61
第六节 谐振直流环节逆变器.....	66
第七节 逆变技术的应用.....	70
思考题及习题.....	86
第三章 直流调速装置	88
第一节 直流调速系统用的可控直流电源.....	88
第二节 直流电动机的调速方法.....	91
第三节 晶闸管一直流电动机系统及其开环机械特性.....	95
第四节 晶闸管一直流电动机系统的动态特性.....	102
第五节 晶闸管一直流电动机的闭环控制系统.....	106
第六节 晶闸管一直流电动机可逆调速系统.....	112
第七节 两组晶闸管可逆线路中的环流.....	116
第八节 配合控制的有环流可逆调速系统.....	118
第九节 逻辑控制的无环流可逆调速系统.....	121
第十节 直流脉宽调速系统.....	126
思考题及习题.....	133
第四章 交流调速装置	135
第一节 交流调速概述.....	135
第二节 异步电动机变压调速系统.....	138
第三节 绕线转子异步电动机串级调速系统.....	142

第四节	异步电动机变频调速系统·····	152
第五节	异步电动机变频调速控制系统·····	155
第六节	异步电动机矢量控制系统·····	161
第七节	异步电动机直接力矩控制·····	172
第八节	无换向器电机调速系统·····	180
	思考题及习题·····	188
第五章	电源变换装置·····	189
第一节	不停电电源概述·····	189
第二节	锁相技术基础·····	193
第三节	整流触发的锁相控制·····	195
第四节	不停电电源逆变器的控制·····	197
第五节	静止开关的工作原理和控制逻辑·····	200
第六节	开关稳压电源概述·····	202
第七节	隔离式开关电源的几种高频变换电路·····	205
第八节	半桥式实用开关电源电路·····	209
	思考题及习题·····	216
第六章	电力电子装置的可靠性和抗干扰技术·····	218
第一节	可靠性的基本概念·····	218
第二节	提高系统可靠性的措施·····	225
第三节	提高电力电子器件可靠性的措施·····	228
第四节	电力电子装置的抗干扰技术·····	235
第五节	变流装置及系统的保护·····	242
	思考题及习题·····	244
	参考文献·····	245

第一章 可控整流装置

第一节 可控整流电路概述

一、电力变流电路的分类

电力变流技术是指在电源和负载之间,改变电压、电流、频率(包括直流)、相位、相数中一个以上的量,依靠二极管、晶闸管及电力电子自关断器件的开关工作,来实现电能的变换和控制的技术。能实现这种电能变换和控制的变流装置称为电力电子变流装置。电力电子变流装置种类繁多,因此常常按照不同的侧重点将其分为若干类型,如按照装置的功能来分,有整流电路、逆变电路、斩波电路、交流调压电路等;按照装置的电源来分,有直流电源供电和交流电源供电的变流电路,如斩波电路、自换相逆变电路及负载换相逆变电路等都属直流电源供电的变流电路,而整流电路、周波变流电路、电力有源滤波电路等属交流电源供电的变流电路;按照变流电路所采用器件的不同类型而分为全控电路、半控电路和不可控电路等。本章将着重分析整流装置。整流装置泛指AC/DC变换装置,是国民经济中广泛应用的、一种电能变换装置。

二、可控整流电路的一般结构

可控整流电路的一般结构如图1-1所示,通常由交流电源(工频电网及整流变压器)、整流主电路、电抗器、负载及控制电路构成。其最基本的工作原理是,整流电路从工频电网吸收电能,并把它转换成直流电能输送到负载端,为了限制输出电流的脉动、保证输出电流的连续、改善整流装置供电的负载特性,在装置的输出电路中接入与负载串联的电抗器。

在实际应用时,对一个可控整流电路的基本技术要求是:

(1)直流输出电压可调范围大、电流脉动小、带载能力强;

(2)整流元件导电时间尽可能长,合理利用元件的电压、电流定额;

(3)变压器利用率高,尽量防止直流磁化;

(4)交流侧功率因数高,谐波电流要小。

在分析一个实际的整流电路时,常常将系统中某些次要的或非本质的因素忽略(或暂时忽略),即所谓在理想条件下来研究它,以便获得主要的结论,然后再将暂时被忽略的因素考虑进去,加以完善、修正,使结论更加接近一个实际的系统,尽管这样,得到的结果仍然是真实系统的近似,但随着控制技术和控制方法的不断进步,这种近似与工程实际的误差必将越来越小,因而一般能够满足工程上的要求。常常假定的理想条件如:

1. 理想器件:变流元件具有理想特性,整流变压器绕组无漏感,无内阻,无铁耗,铁心的导磁系数为无穷大,变比常常简化为1;

2. 理想电源:交流电网有无限大的容量,电源为恒频、恒压和三相对称,因而整流电路接入点的网压为无畸变正弦波;

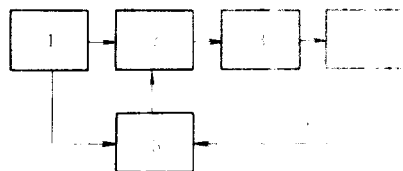


图 1-1 可控整流电路的一般结构

1—交流电源(工频电网及整流变压器); 2—整流主电路;
3—电抗器;4—负载;5—控制电路

3. 理想负载:整流电路输出端平波电抗器的电感量足够大,因而负载电流的交流分量几乎为零,这样,整流装置都输出无脉动的平直电流,等等。

上述假定的一些理想条件在研究逆变电路时也常采用,如由于电压型逆变器直流侧接有大电容进行滤波,在正常工作时电压基本保持不变,可看作电压源而忽略直流电压的脉动;电流型逆变器直流侧接有大电感进行滤波,在正常工作时电流基本保持不变,可看作电流源等。

第二节 常用 AC/DC 变换装置

将交流变换为直流称为整流,也称为 AC/DC 变换,这种变换的功率可以是双向的,功率由电源向负载传送的变换称之为“整流”,功率由负载传输回电源的变换称之为“有源逆变”,对直流输出电压的调节,除采用传统的相控整流方案,还可采用其它高性能的控制方式,如斩波调节或高频调制技术。本章扼要地阐述常用大功率整流装置的基本构成、特性、整流变压器的联接方式、网侧谐波、功率因数补偿等问题。

一、常用大功率可控整流装置

1. 三相半波整流电路

图 1-2(a)为晶闸管三相半波整流主电路结构,整流变压器作 Y,yn 联接,各相绕组和铁心的布置见图 1-2(b),电路中各电压、电流的波形如图 1-2(c)所示。

主电路基本电量如下:

整流输出电压、电流的平均值为

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha$$

$$I_d = \frac{U_d}{R}$$

晶闸管电流的平均值和有效值为

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d$$

晶闸管承受最大正反向电压为

$$U_{Tm} = \sqrt{6} U_2$$

假定整流变压器铁心的导磁系数为无穷大,每相铁心柱上的磁势相等,并都由原、副边电流共同产生,据此可写出磁势平衡方程式如下:

$$M_a = i_{1a} W_1 - i_{2a} W_2$$

$$M_b = i_{1b} W_1 - i_{2b} W_2$$

$$M_c = i_{1c}W_1 - i_{2c}W_2$$

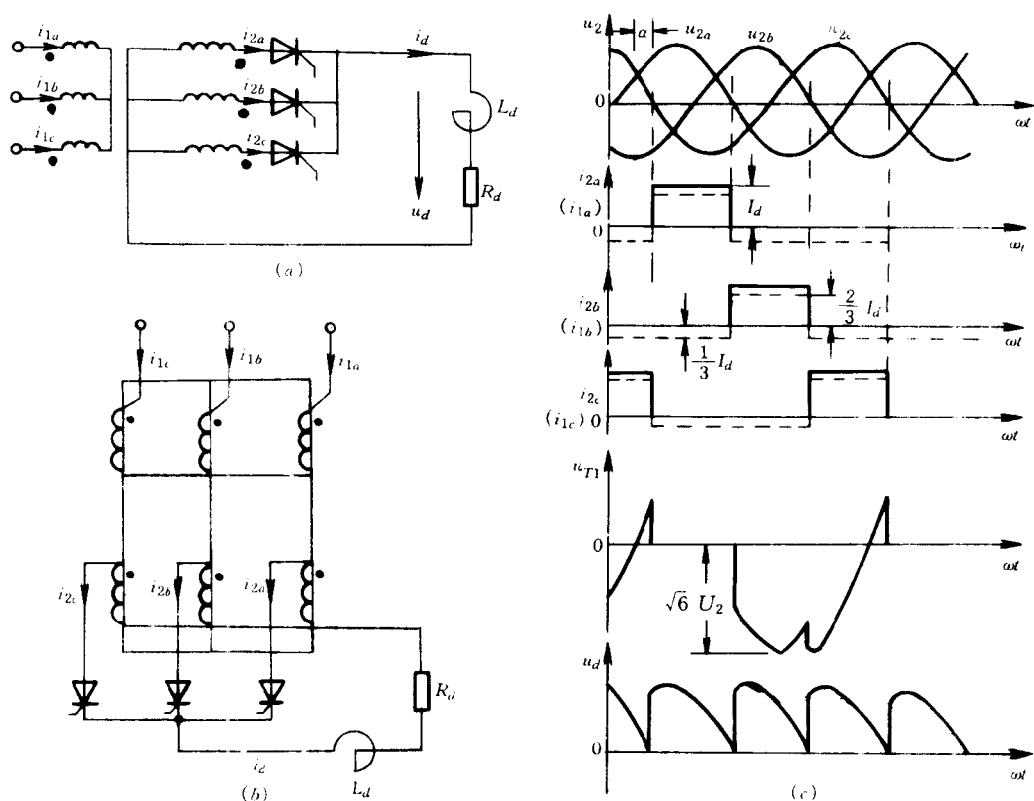


图 1-2 晶闸管三相半波整流电路
(a)主电路结构;(b)各相绕组和铁心的布置;(c)电压、电流的波形。

设原、副边绕组匝比为 1, 所有绕组匝数为 W , 且 $M_a = M_b = M_c = M$, 则:

$$\frac{M}{W} = i_{1a} - i_{2a}$$

$$\frac{M}{W} = i_{1b} - i_{2b}$$

$$\frac{M}{W} = i_{1c} - i_{2c}$$

将上述三式相加得:

$$\frac{3M}{W} = i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} - (i_{2a} + i_{2b} + i_{2c})$$

根据电路的工作原理, 可知任意一瞬间:

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0$$

$$i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = I_d$$

所以

$$M = -\frac{1}{3}I_d W;$$

由此得

$$i_{1a} = i_{2a} - \frac{1}{3}I_d,$$

$$i_{1b} = i_{2b} - \frac{1}{3}I_d,$$

$$i_{1c} = i_{2c} - \frac{1}{3}I_d;$$

所以原边电流波形如图 1-2(c) 中的虚线所示。

整流变压器副边电流有效值为

$$I_2 = I_T = \sqrt{\frac{1}{3}}I_d$$

原边电流的有效值为:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{2}{3}I_d \right)^2 \times \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3}I_d \right)^2 \times \frac{4\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3}I_d$$

变压器副边的容量为:

$$S_2 = 3U_2I_2 = 3 \times \frac{2\pi U_{d0}}{3\sqrt{6}} \times \sqrt{\frac{1}{3}}I_d = 1.48P_{d0}$$

式中

$$P_{d0} = U_{d0}I_d$$

变压器原边的容量为:

$$S_1 = 3U_1I_1 = 3 \times \frac{2\pi U_{d0}}{3\sqrt{6}} \times \frac{\sqrt{2}}{3}I_d = 1.12P_{d0}$$

在工程上规定变压器原、副边容量的平均值为该变压器的标称容量 S

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = 1.34P_{d0}$$

三相半波整流电路接线简单,特别是当直流输出电压要求为 220V 时,可直接接至 380V 三相交流电源而省掉整流变压器。但该电路中变压器利用率低,整流电压脉动系数大,输出电压较低。尽管三相半波整流电路的应用范围受到限制,但这种整流电路是大多数多相整流电路的基本单元,因此对三相半波整流电路的研究成为认识多相整流电路的基础。

2. 六相半波整流电路

六相半波整流电路的主电路结构如图 1-3(a) 所示,其输出电压、整流变压器原、副边电流及磁势的波形见图 1-3(b)。在这种电路中,任何瞬时,只有一个元件导电,每个元件导电的时间为 1/6 周期。

整流输出平均电压及平均电流为

$$U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = 1.35U_2 \cos \alpha$$

$$I_d = \frac{U_d}{R}$$

通过晶闸管的平均电流和有效值电流为

$$I_{dT} = \frac{1}{6}I_d$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{6}}I_d$$

晶闸管承受最大电压为

$$U_{Tm} = 2U_{2m} = 2.82U_2$$

假定变压器原、副边绕组匝比为 1 : 11, 根据磁势平衡原理, 由图 1-3(a) 可列出如下三式:

$$i_{1a} - i_{2a} + i'_{2a} = \frac{M}{W}$$

$$i_{1b} - i_{2b} + i'_{2b} = \frac{M}{W}$$

$$i_{1c} - i_{2c} + i'_{2c} = \frac{M}{W}$$

将三式相加, 得到:

$$(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c}) - (i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} - i'_{2a} - i'_{2b} - i'_{2c}) = \frac{3M}{W}$$

因为 $i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0$

$$\text{所以 } i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} - i'_{2a} - i'_{2b} - i'_{2c} = -\frac{3M}{W}$$

由波形图 1-3(b) 所示, $i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} - i'_{2a} - i'_{2b} - i'_{2c}$ 按 3 倍电源频率在 I_d 和 $-I_d$ 之间脉动, 可见磁势 M 也按 3 倍电源频率在 $+\frac{1}{3}I_dW$ 和 $-\frac{1}{3}I_dW$ 之间脉动。比如在 $0 \sim \pi/3$ 之间, 仅 $i'_{2b} = I_d$, 其余皆为 0, 此时 $M = \frac{1}{3}I_dW$, $i_{1a} = \frac{1}{3}I_d$, 在 $\pi/3 \sim 2\pi/3$ 之间, 仅 $i_{2a} = I_d$, 此时 $M = -\frac{1}{3}I_dW$, $i_{1a} = \frac{2}{3}I_d$, 其它区间的情况可类推。可见在变压器铁心中存在着 3 倍频的交流不平衡磁势, 这一交流不平衡磁势将产生三次谐波磁通, 在绕组内感应出 3 次谐波电势以及引起附加损耗, 且变压器绕组只有 1/6 周期得到利用, 因此, 这种六相半波整流电路是不常用的。

3. 带平衡电抗器的双反星形整流电路

图 1-4(a) 是带平衡电抗器的双反星形整流电路, 它实际上是由两个独立的三相半波整流电路并联组成, 整流变压器的原边接成 Δ 形, 副边两套绕组在相位上相差 π 角度。两路的输出通过平衡电抗器相互连接, 平衡电抗器对整流电路的直流分量无扼流作用, 而对交流分量的感抗很大, 正是平衡电抗器的电抗平衡了两组三相半波整流电路之间的电位差, 才使两组三相半波电路各自独立导电, 任何瞬时并联地工作, 共同支持着负载。

电路中各电压电流波形如图 1-4(b) 所示, 两个三相半波整流电路的输出电压在相位上

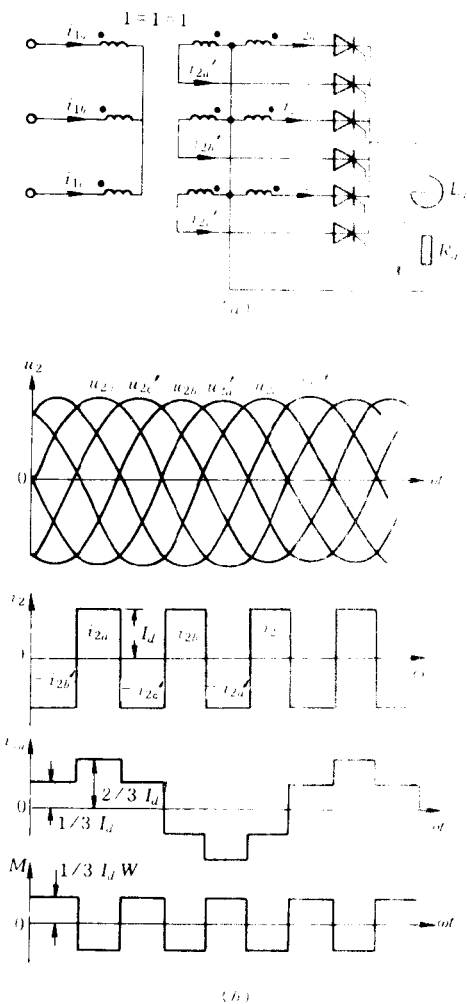


图 1-3 六相半波整流电路
(a) 主电路结构; (b) 电压电流及磁势波形。

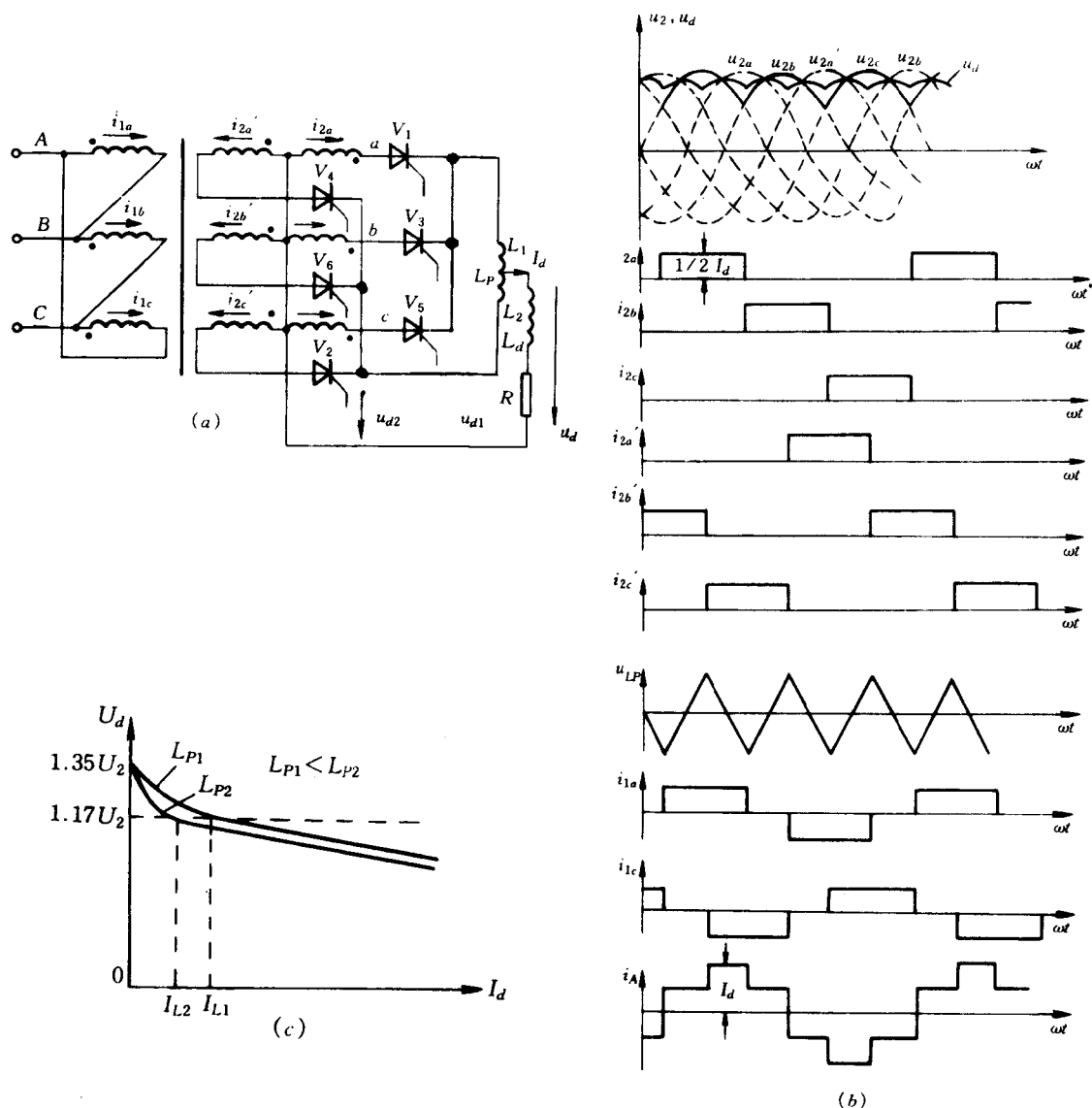


图 1-4 带平衡电抗器的双反星形整流电路
(a) 主电路结构; (b) 电压、电流波形; (c) 外特性曲线。

错开 $\pi/3$, 其输出整流电压的瞬时值之差降落在平衡电抗器 L_p 上。平衡电抗器两端电压 u_{LP} 为三倍基频、近似于三角形的波, 它不含直流成分, 只含级次为 3、9、15... 等 3 的奇数倍次的谐波。 u_{LP} 必然引起不通过负载的交变环流 i_L , 其大小决定于平衡电抗器的电抗值。实际上, 加接电抗器就是为了限制交变的环流, 而 i_L 实际上成为平衡电抗器的励磁电流。这样, 每个整流电路的负载电流是在各自分担的负载电流 $\frac{1}{2}I_d$ 的基础上叠加相对微弱的环流电流而构成的。当负载电流远小于平衡电抗器的励磁电流 (其值约为额定负载电流的 1%~2%) 时, 平衡电抗器失去作用, 该电路即成为六相半波整流, 输出电压从 $1.17U_2\cos\alpha$ 升到 $1.35U_2\cos\alpha$, 即增高 15%, 其外特性曲线如图 1-4(c) 所示。因此, 双反星形整流电路是不可能在空载条件下运行

的,它的理想空载整流电压是指没有相位控制、没有轻载条件下的突升时的理论空载整流电压。

若 $L_1 = L_2 = \frac{1}{2} L_T = L$, 由图 1-4(a) 和图 1-4(b) 可知

$$u_L = (u_{d1} - u_{d2}) / 2$$

$$u_d = u_{d1} - u_L = u_{d1} + u_L$$

所以

$$u_d = \frac{1}{2} (u_{d1} + u_{d2})$$

每个晶闸管的平均电流为

$$I_{dT} = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} I_d \right) = \frac{1}{6} I_d$$

每个晶闸管的有效电流为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} I_d \right)} = 0.289 I_d$$

根据磁势平衡的原则,可得到和六相半波电路中相同的磁势平衡方程

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} - (i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} - i'_{2a} - i'_{2b} - i'_{2c}) = \frac{3M}{W}$$

但由于变压器副边绕组各相电流是导电角为 $\frac{2\pi}{3}$ 的矩形波(不同于六相半波导电角为 $\frac{2\pi}{6}$),

所以

$$i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} - i'_{2a} - i'_{2b} - i'_{2c} = 0$$

因为

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0,$$

所以

$$M = 0,$$

也就是说,这种整流电路,不论变压器原边绕组为星形或三角形结线,正常情况下各心柱均无剩余磁势,但如平衡电抗器正常工作情况遭到破坏,整流器便会转入六相半波工作状态,带来三倍频率零序磁通所引起的现象,并使臂电流有效值猛增而招致整流元件和变压器副边绕组等过热损坏,这是在装置的设计和运行中必须加以防范的。

由于铁心柱无剩余磁势,所以

$$i_{1a} = i_{2a} - i'_{2a}$$

$$i_{1b} = i_{2b} - i'_{2b}$$

$$i_{1c} = i_{2c} - i'_{2c}$$

$$I_2 = I_T = 0.289 I_d$$

变压器副边容量

$$S_2 = 6U_2 I_2 = 6 \frac{2\pi U_{d0}}{3\sqrt{6}} \times 0.289 I_d = 1.48 P_{d0}$$

原边绕组电流为

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{1}{2} I_d \right)} = \frac{1}{\sqrt{6}} I_d$$

变压器原边容量

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 1.05 P_{d0}$$

所以

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = 1.265 P_{d0}$$

晶闸管承受最大电压为

$$U_{Tm} = 2U_{2m} = 2.82U_2$$

4. 三相全控桥式整流电路

三相全控桥式整流电路在工业领域获得广泛应用。如图 1-5(a) 所示,一般都采用 D, y 接线的变压器,它相当于两组不同换相的三相半波电路串联而成,其电压电流波形如图 1-5(b) 所示。

不难看出采用这种电路形式,可以在同样的交流电压和不增加整流元件反向工作峰值电压的情况下,比三相半波整流增加一倍的直流输出电压,并在臂电流具有相同波形系数的情况下,得到六脉波的输出,减小了输出电压的脉动。变压器原边电流的波形和幅值是和变压器的联结与变比有关的。根据变压器铁心柱上磁势平衡的原理可写出如下方程

$$i_{1a} - i_{2a} = i_{1b} - i_{2b} = i_{1c} - i_{2c} = \frac{M}{W}$$

可列出回路电压方程如下

$$u_{AB} = L_1 \frac{di_{1a}}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_{1a} - i_{2a})$$

$$u_{BC} = L_1 \frac{di_{1b}}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_{1b} - i_{2b})$$

$$u_{CA} = L_1 \frac{di_{1c}}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_{1c} - i_{2c})$$

L_1 为原边绕组漏电感, L_0 为由磁势产生的主磁通引起的主电感,将上三式相加

$$u_{AB} + u_{BC} + u_{CA} = (L_1 + L_0) \frac{d}{dt}(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c}) - L_0 \frac{d}{dt}(i_{2a} + i_{2b} + i_{2c})$$

因原边为三相正弦电压,故 $u_{AB} + u_{BC} + u_{CA} = 0$,任一瞬间 $i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = 0$,副边三相电流对称,原边电流也必是三相正弦电流,故 $i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0$,所以, $M = 0$ 于是得

$$i_{1a} = i_{2a}$$

$$i_{1b} = i_{2b}$$

$$i_{1c} = i_{2c}$$

$$i_A = i_{1a} - i_{1c} = (i_{2a} - i_{2c})$$

$$i_B = i_{1b} - i_{1a} = (i_{2b} - i_{2a})$$

$$i_C = i_{1c} - i_{1b} = (i_{2c} - i_{2b})$$

可见在三相桥式电路中,各铁心柱没有剩余磁势,在一周波中,变压器绕组既通过正方向的电流,也通过负向电流。铁心中不存在直流磁势不平衡,提高了变压器的利用率。

其他一些电量计算为

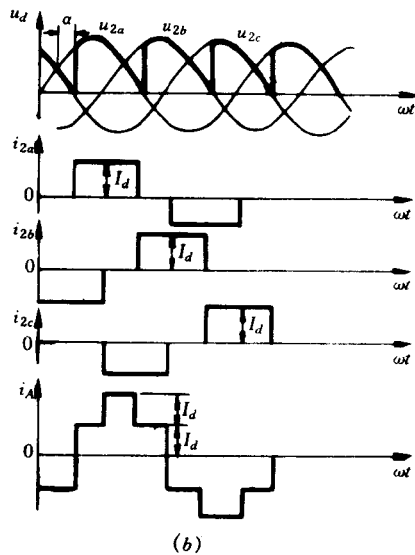
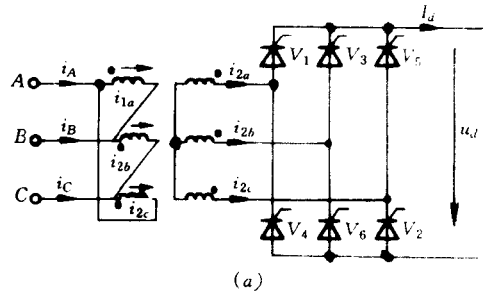


图 1-5 三相桥式整流电路
(a) 主电路结构; (b) 电压、电流波形。

$$U_1 = (1.17U_2 \cos \alpha) \times 2 = 2.34U_2 \cos \alpha = 1.35U_{20} \cos \alpha$$

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d$$

$$I_1 = I_2 = I_3 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[I_d^2 \times \frac{2\pi}{3} + (2I_d)^2 \times \frac{\pi}{3} \right]} = \sqrt{2} I_d$$

$$\text{变压器副边容量} \quad S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times \frac{U_{d0}}{2.34} \times 0.816 I_d = 1.05 P_{d0}$$

$$\text{原边容量} \quad S_1 = 3U_1 I_1 = 3U_2 I_2 = 1.05 P_{d0}$$

$$\text{标称容量} \quad S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = 1.05 P_{d0}$$

二、整流变压器常用的接线方式

1. 消除直流磁化

在三相半波整流电路中,由于变压器铁心柱上有方向和数值不变的磁势 $\frac{1}{3} I_d W$,即存在着直流磁势不平衡,因而在铁心中产生方向一致、大小相等的直流磁通,导致不希望的铁心饱和。至于 $\frac{1}{3} I_d W$ 引起多大的危害,分两种情况,如果整流变压器是三心式的,直流不平衡磁势所产生的磁通仅能以空气隙,变压器油箱臂等部件作为回路,由于磁阻很大,产生的直流磁通很小,变压器饱和程度小,不平衡情况影响不大,每相磁通仍接近于正弦;但如果是用三个单相变压器构成每相磁路彼此独立的三相变压器,则直流磁势有铁心作为回路,产生的直流磁通不容忽视,它将引起铁心严重饱和,激磁电流剧增,铁心发热,这时直流磁势不平衡是不允许的。

为了消除整流变压器的直流磁化,可有多种对策,如采用双反星形整流电路,在这种电路中,变压器的每相铁心在一周期中受到来自两个换相组的正、反方向相等的磁化,因而不存在剩余磁势;一些称之为双拍的整流电路,允许整流变压器的阀侧电流在绕组中沿两个方向流动,也消除了直流磁化;还有,将单拍电路的各相阀侧绕组分成两段,采用曲折形联接,虽然会降低绕组的利用率,但能消除剩余磁势,图 1-6 表明了这种接法的(亦称曲折形接法)主电路结构和电压矢量关系。

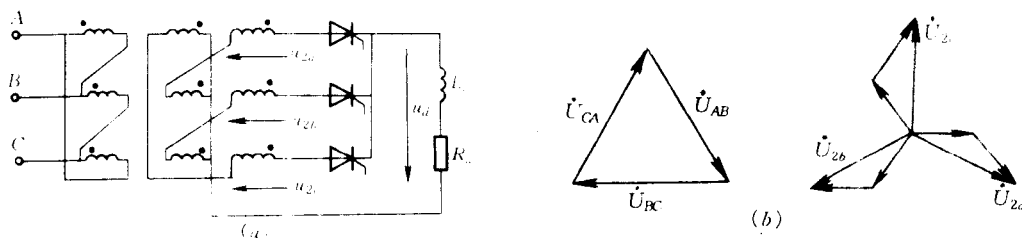


图 1-6 整流变压器的曲折形联结
(a) 主电路结构; (b) 电压矢量。

2. 消除 3 次谐波磁通

由于变压器磁化曲线的非线性,在铁心中要得到正弦磁通、激磁电流必定要含有三次谐波。当变压器作 Y, y 联结时,激磁电流中不可能有三次谐波,则磁通是平顶的,含有丰富的三次谐波以至感应出尖顶波的电压,有时这个电压超过正常电压峰值的 50%~60%,而且由于

三次谐波磁通通过油箱壁及其它金属构件在其中产生涡流,增大损耗,使变压器的效率降低,且局部过热对安全运行危害很大。因此,国家规定 Y,y 联结的变压器,其容量不得超过 1600kV·A。Y,y 接线在大功率整流电路中一般不宜采用,即使在小功率整流电路中采用也须考虑这个异常的情况。

从整个磁路来看,根据全电流定律,主磁通将是原副两边合成的磁势产生的,因此当变压器采用 D,y、Y,d 或 D,d 联结时,可以供给产生正弦磁通所需要的三次谐波电流,这样主磁通将保持接近正弦,当然电势也就接近正弦。在大型电力网中,当高低压绕组边都需要中点接地保护时,为使电势仍保持正弦形,就要求在变压器中再加一个第三线圈,且接成△形,其任务就是为三次谐波电流提供通路。但由于短路情况的要求,第三线圈的容量应不小于额定容量的 1/3。

第三节 功率因数的改善

一、功率因数恶化的危害

根据网侧功率因数 PF (Power Factor) 的定义:

$$PF = \frac{P}{S} = \zeta \cos \varphi \approx \cos \varphi$$

$$P \approx S \cos \varphi$$

$$Q \approx S \sin \varphi$$

式中, P 和 S 分别为交流输入端的有功功率和视在功率, $\cos \varphi$ 和 ζ 分别为交流输入端输入电流的位移因数和畸变因数。在多脉波整流电路中, ζ 都接近于 1, 因此变流装置的功率因数 PF 可以近似为位移因数 $\cos \varphi$ 。

从图 1-7 可以看出, 如果供电系统传递的有功功率 P 保持一定, 功率因数 PF 的恶化使系统的无功功率由 Q 增至 Q' , 视在功率由 S 增至 S' , 从而使流过供电系统的电流增加, 它对系统产生的影响是严重的。

1. 总电流 I 增加使电力系统的器件如变压器、电气设备、导线等容量增大, 使用户内部的设备投资费用增大。

2. 总电流 I 增大, 使设备及线路损耗增加, 每相损耗 ΔP 为:

$$\Delta P = I^2 R = \frac{P^2 + Q^2}{U^2} R = \Delta P_p + \Delta P_Q$$

式中, $\Delta P_p = \frac{P^2}{U^2} R$; $\Delta P_Q = \frac{Q^2}{U^2} R$; R 为设备及线路损耗的等效电阻, ΔP_Q 系由于无功功率在系统通过所产生的有功损耗值, 它与通过的无功功率的平方成正比。

3. 线路及变压器的电压损失增大, 引起供电点电压波动

当负载电流变化时, 负载端会出现的电压波动由图 1-8 来说明。图中 U_0 是电网供电电压, U 是负载端电压。电网中的电压损失 ΔU , 如忽略纵分量, 即只考虑图 1-8 中的 ac 段, 可近似为:

$$\begin{aligned} \Delta U = ac &= ab + bc = I_r \cos \varphi + I_x \sin \varphi \\ &= \frac{U_r I_r \cos \varphi + U_x I_x \sin \varphi}{U_r} = \frac{P_r + Q_x}{U_r} \approx \frac{Q}{U_r} \end{aligned}$$

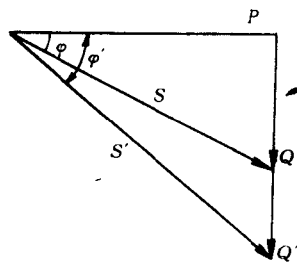


图 1-7 传递相同的有功功率, 功率因数与无功功率和视在功率的关系

式中 P ——电网输出的有功功率；

Q ——电网输出的无功功率；

U_e ——电网额定电压；

r ——线路电阻；

x ——线路电抗。

在电力系统中,通常 $x \gg r$, 因此,当系统电抗一定,电压波动和系统无功功率的变化成正比:

$$\Delta U = \frac{Q}{U_e^2} x$$

二、改善功率因数的措施

相控变流器能得到广泛的应用,是由于它简单、廉价、可靠、而且无需任何换相电路。当相控变流器的输出

电压变小亦即当触发角较大时,其电源功率因数较低。因为触发角增大时,变流器交流侧输入电压和输入电流之间的移相角加大,并吸取较大的滞后无功功率,以至降低了功率因数。虽然半控变流系统能提供比全控变流系统较好的功率因数,然而这一改进的效果并不显著。为此在大功率变速传动应用场合,应特别考虑低功率因数运行的问题。下面讨论相控变流器中改善功率因数的各种方法。为便于分析,假定电机电流恒定(即无脉动),幅值为 I_d , 并且交流电源是理想的(即恒频恒压的正弦波)。

1. 相位角控制(PAC—Phase Angle Control)

首先研究图 1-9(a) 的单相桥式相控整流器的某些运行性能,以便比较改善功率因数的各种方法。在理想情况下,全控及半控整流器的电源电压和电流的波形分别示于图 1-9(b) 及 (c)。

(1) 全控整流器

由图 1-9(b) 可得平均输出电压为

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2} U}{2} \cos \alpha = U_{d\max} \cos \alpha \end{aligned}$$

如果 $U_{d\max}$ 取为基准值(即取为 1 个单位 pu), 则

$$U_d = \cos \alpha \quad (\text{pu})$$

电源电流 i 可以用傅立叶级数来表示,即

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

式中 I_0 ——电源电流的直流分量(即平均电流),其值为

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i d\omega t = 0$$

a_n, b_n ——傅立叶系数,其值为

$$a_n = \frac{1}{n} \left\{ \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i \cos n\omega t d\omega t \right\} = \frac{2I_d}{n\pi} [\sin n(\pi+\alpha) - \sin n\alpha]$$

$$b_n = \frac{1}{n} \left\{ \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i \sin n\omega t d\omega t \right\} = \frac{2I_d}{n\pi} [\cos n\alpha - \cos n(\pi+\alpha)]$$

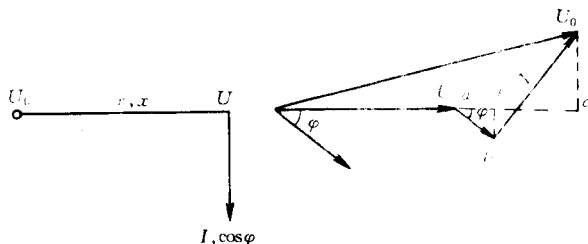


图 1-8 电网电压损失矢量图