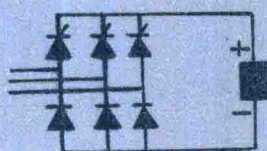
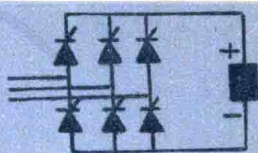
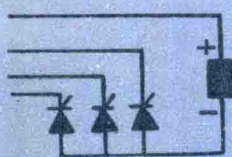
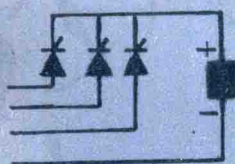
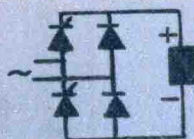
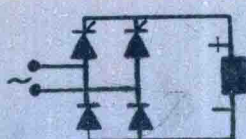
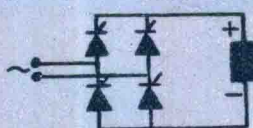


变流装置计算机 仿真与谐波分析

姜建国 著

BLZZJSJFZYXBFX



中国矿业大学出版社

变流装置计算机仿真与谐波分析

姜建国 著

中国矿业大学出版社

(苏)新登字第010号

内 容 提 要

本书在简述了变流装置的基本原理之后,从变流装置具有离散采样和调制特性这一基本特征入手,提出了变流装置建模的逻辑开关函数法,并在此基础上提出了变流装置谐波分析计算的开关点采样法。并以此对实际系统进行了动态仿真与谐波计算,得到了满意的结果。最后,对这种方法的应用前景进行了展望。

本书可供从事于电力电子技术,交直流电力传动及计算机仿真与控制等有关领域的科技工作者和工程技术人员参考。

作 者 简 介

姜建国,1956年12月出生于江苏省阜宁县。1982年7月毕业于中国矿业大学,获学士学位;1985年7月毕业于中国矿业大学北京研究生部,获硕士学位;1988年9月毕业于中国矿业大学,获博士学位。现在中国矿业大学自动化系从事教学科研工作。1991年3月晋升为副教授。出版著作有《变流装置计算机仿真与谐波》等。在国内外有关刊物和学术会议上发表论文20余篇。主要研究领域包括:交直流电力传动、电网谐波、计算机控制、非线性系统、计算机仿真等。

责任编辑 何其华

责任校对 关湘雯

变流装置计算机仿真与谐波分析

姜建国 著

中国矿业大学出版社出版

新华书店经销 中国矿业大学印刷厂印刷

开本 787×1092毫米 1/16 印张 7 字数 168.8千字

1993年11月第一版 1993年11月第一次印刷

印数 1—1000册



ISBN 7-81040-108-4

TP·2

定价:9.00元

前 言

随着现代工业的发展,大功率变流装置在工业生产中的应用越来越广泛,如大型轧机,大型矿井提升机和高压直流输电等,都采用大功率变流装置进行电力变换与控制。由于变流装置由非线性电力电子器件组成,因而变流装置本身具有离散采样和调制的非线性特性。正是由于这种非线性特性,它使交直流两个不同性质的系统耦合在一起,并且它给电力变换带来新的前景。但是这种非线性特性也给系统的分析、综合和设计带来很大的困难性。在已有的系统分析中,如连续系统、离散系统、采样系统、非线性系统等,都有相应的分析方法,而对具有离散采样和调制特性的变流装置非线性系统还没有合适的分析方法。因而在以往的变流装置及系统分析中,变流装置被简化处理,如考虑控制系统作用时,变流器环节被处理为一般的放大器,用具有保持特性的一阶惯性环节,或用具有延迟特性的滞后环节来等效,在考虑交流侧谐波时,把变流器模拟成一个等效的谐波源。这样的简化分析忽略了变流器控制系统所具有的离散采样和调制的非线性特性,给系统研究势必造成很大的偏差。

本书是在总结以前变流装置模型研究成果的基础上,提出了变流装置建模型的逻辑开关函数法,用此法建立的6脉冲桥变流器逻辑开关模型和6/12脉动变流器逻辑开关模型,具有系统性、完整性、简洁性和综合性的特征。通过逻辑开关变量把交直流两个不同性质的系统耦合在一起,得到系统的一般描述。利用变流装置的逻辑开关模型,本书提出了适用于具有离散采样和调制特性非线性系统谐波分析的开关点采样法。用此法分析6脉冲桥变流器交直流谐波,只需采样12个点的数据,只计算两个电流(直流电流和换相电流)的谐波,就可确定出交直流侧各变量的谐波特性;用此法分析6/12脉动变流器系统谐波,只需采样24个点的数据,只计算3个电流谐波就可确定出系统谐波特性。本书利用逻辑开关函数法和开关点采样法对实际系统进行了计算机仿真与谐波计算,其结果与实测结果基本一致,这就进一步证实了上述两种方法的正确性。因此,本书所提出的逻辑开关函数法和开关点采样法对具有离散采样和调制特性的非线性系统动态模拟、谐波分析和稳定性研究具有重要的参考价值和应用价值。

本书的主要内容有:第一部分介绍变流装置及其建模基本原理,包括变流装置;变流装置脉冲控制与谐波;变流装置开关函数法和等效电阻法建模原理;第二部分论述变流装置逻辑开关函数法建模,包括逻辑开关函数法的提出;6脉冲桥变流装置逻辑开关模型;6/12脉动变流装置逻辑开关模型;以及对称稳态条件下变流器模型;第三部分论述变流装置谐波分析方法,包括开关点采样法原理;12点采样法和周期采样法;对称稳态条件下谐波分析方法;第四部分为逻辑开关函数法和开关点采样法的理论应用,包括变流装置及系统计算机仿真与谐波计算实例;第五部分为逻辑开关函数法和开关点采样法应用展望,以及变流装置谐波防治概述,包括逻辑开关函数法和开关点采样法在系统动态模拟、谐波研究和稳定性研究方面的可能应用;谐波危害及谐波消除与抑制的基本方法和基本原则。

本书是在作者博士论文基础上,结合几年的科研工作成果写成的。导师谢桂林教授在博士论文期间和本书出版期间一直给予热情的指导和关怀,仅借此机会表达我对导师由衷的敬意和感激。感谢中国矿业大学出版社编审何其华老师在此书出版过程中给予的热情关怀和支持。对提出过良好建议的各位同行和专家,作者在此一并表示感谢。

本书的缺点与错误可能是难免的,作者真诚地欢迎各位专家给予批评和指正,使本书更加完善。

目 录

第一篇 变流装置及其建模综述	(1)
1. 变流装置	(1)
1.1 晶闸管	(1)
1.2 变流装置	(3)
1.3 变流器触发脉冲的控制	(5)
1.4 变流装置非线性耦合特性与谐波	(7)
2. 变流装置建模	(8)
2.1 开关函数法	(8)
2.2 等效电阻法	(11)
第二篇 变流装置逻辑开关函数法建模	(15)
3. 变流装置逻辑开关模型	(15)
3.1 逻辑开关函数法的提出	(15)
3.2 逻辑开关函数定义	(17)
3.3 晶闸管电流逻辑开关模型	(19)
3.4 变流装置开关逻辑模型	(22)
4. 6/12 脉动变流器系统逻辑开关模型	(29)
4.1 6/12 脉动变流器	(29)
4.2 6/12 脉动变流器逻辑开关模型	(30)
5. 对称稳态条件下变流器模型	(38)
5.1 6 脉冲桥变流器对称稳态模型	(38)
5.2 6/12 脉动变流器对称条件下系统模型	(45)
第三篇 变流装置谐波分析	(57)
6. 开关点采样法	(57)
6.1 概述	(57)
6.2 开关点采样法	(57)
6.3 十二点采样法和周期采样法	(63)
6.4 6/12 脉动变流器系统谐波计算	(65)
6.5 对称稳态条件下变流器谐波分析计算方法	(66)
第四篇 变流装置计算机仿真与谐波计算	(70)
7. 变流装置计算机仿真与谐波计算	(70)
7.1 计算机仿真技术概述	(70)
7.2 变流装置数学模型与仿真模型	(70)
7.3 6 脉冲桥变流装置动态特性仿真与谐波计算	(73)

7.4 含变流装置的配电系统动态仿真与谐波计算 (79)

第五篇 逻辑开关函数法及开关点采样法应用展望及谐波防治 (88)

8. 逻辑开关函数法及开关点采样法应用展望 (88)

8.1 含大型变流装置配电系统动态模拟 (88)

8.2 多谐波源配电系统谐波研究 (89)

8.3 变频装置动态特性模拟 (89)

8.4 交直流耦合系统稳定性研究 (89)

8.5 12 脉冲桥变流器系统仿真与谐波计算 (89)

9. 变流装置谐波消除与抑制概述 (90)

9.1 谐波的产生与危害 (90)

9.2 谐波的消除和抑制 (90)

附录 A 有关方程式中符号意义 (94)

附录 B 对称稳态条件下有关参数计算公式推导 (96)

附录 C 晶闸管变流器系统谐波计算程序框图 (98)

附录 D 6/12 脉动变流器系统特征方程(4-27)中有关符号意义 (100)

附录 E 6/12 脉动变流器谐波计算应用举例 (102)

主要参考文献..... (104)

第一篇 变流装置及其建模综述

1. 变流装置

在本章中将简要介绍晶闸管元件及变流装置的工作原理和工作特性,为后面章节中变流装置建模提供理论依据。

1.1 晶闸管

晶闸管(通常也称可控硅)是一种大功率电力电子器件。1957年,A. York(美国(GE)通用电气公司)在晶体管半导体基础上发明了这种电力用开关元件,并以 SCR(可控硅整流器——*Silicon Controlled Rectifier*)这个商品名公布于世。由于晶闸管元件具有良好的单向导电特性,以及效率高、反应快、可靠性高等优点,因而得到了飞速发展。现在晶闸管家族中包括普通晶闸管(即可控硅),双向晶闸管,可关断晶闸管和逆导晶闸管等半导体元件。由于普通晶闸管应用得最普遍,因而如不特别说明,通常所说的晶闸管是指普通晶闸管。

1.1.1 晶闸管元件工作原理

如图 1-1 所示,晶闸管元件是一个三端 PNP 结构的器件,三个引出端是:阳极 A,阴极 K,和门极 G(也称控制极)。

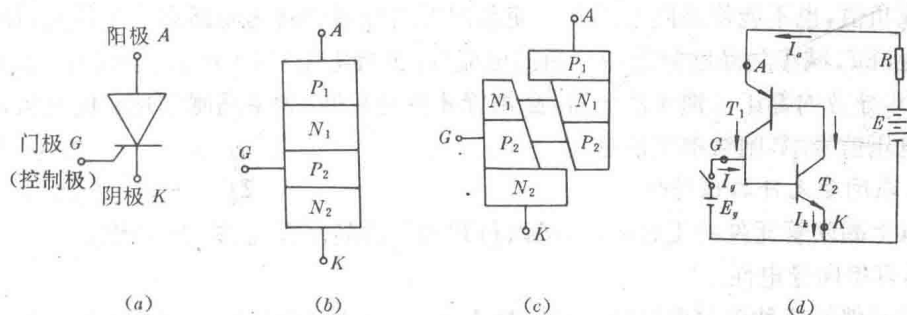


图 1-1 晶闸管元件及双晶体管模拟

(a) 元件符号 (b) 三端 PNP 器件
(c) 双晶体管模拟 (d) 工作原理示意图

晶闸管元件导通机理可以用双晶体管模拟来解释(如图 1-1(c)、(d)所示)。一个晶闸管器件可以把中间的 N_1 和 P_2 分为两个部分,构成正反馈作用下的 PNP 和 NPN 晶体管的复合作用管。

当晶闸管承受正向电压时(如图 1-1(d)所示),从门极 G 流入电流 I_g ,由于足够大的 I_g 流经 T_2 (NPN)管的发射结,其集电极电流 I_{c2} 就成为晶体管下(PNP)管的基极电流,放大了集电极电流 I_{c1} ,从而使原来的门极电流 I_g 得到了增强,这样就形成强烈的正反馈,最后造

成两晶体管饱和导通。

这种正反馈过程为：

$$I_g \uparrow \rightarrow I_{b2} \uparrow \rightarrow I_{c2} (= \beta_2 I_{b2}) \uparrow = I_{b1} \uparrow \rightarrow I_{c1} (= \beta_1 I_{b1}) \uparrow$$

在晶闸管处于阻断条件下,可以得到下列方程:

$$I_{c1} = \alpha_1 I_a + I_{cbo1} \quad (1-1)$$

$$I_{c2} = \alpha_2 I_k + I_{cbo2} \quad (1-2)$$

$$I_k = I_a + I_g \quad (1-3)$$

其中 α_1 和 α_2 为晶体管 T_1 和 T_2 的共基极电流增益,即 $\alpha_1 = I_{c1}/I_a$, $\alpha_2 = I_{c2}/I_k$, 而 I_{cbo1} 和 I_{cbo2} 为共基极漏电流。

整理(1-1)~(1-3)式,可得

$$I_a = \frac{\alpha_2 I_g + I_{cbo1} + I_{cbo2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1-4)$$

由晶体管知识可知,晶体管的电流放大系数 α 在小的发射极电流下是很小的,随着发射极电流的增长而迅速增大。在通常的阻断条件下, $I_g = 0$, 并且 $\alpha_1 + \alpha_2$ 很小,故晶闸管阳极电流只是晶体管的漏电流,晶闸管处于正向阻断状态。当门极电流增大到一定程度时,发射极电流也增大,当使 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 值增大到接近于 1 时,那么阳极电流 I_a 就趋于无穷大,从而使器件进入饱和。

实际上,随着器件的导通,阳极电流 I_a 的值由外部的负载条件所决定。晶闸管正向导通压降约为 1V。一旦晶闸管导通后,门极电流就不再具有任何控制作用。此时,即使门极电流降为零值或负值,也不能使晶闸管关断。使晶闸管由导通态转为阻断态的条件是:设法使晶闸管阳极电流 I_a 减小到晶闸管维持导通的电流(即维持电流)以下(约几十毫安),此时 α_1, α_2 也相应减小,导致内部正反馈无法维持,晶闸管才恢复阻断。如果晶闸管加反向电压,则无论门极有无电压信号,晶闸管都不能导通。

1.1.2 晶闸管元件工作特性

根据以上晶闸管元件的工作原理,可以得到如下的晶闸管元件工作特性。

(1) 具有单向导电性

晶闸管元件的这种单向导电特性和二极管一样,电流只能从阳极流向阴极。当元件阻断时,只有极小的反向漏电流从阴极流向阳极。

(2) 晶闸管元件受控导通条件

晶闸管元件受控导通必须同时满足两个条件:一是晶闸管处于正向电压状态;二是具有门极触发信号(实际应用时,对门极电流有强度要求)。只有同时满足这两个条件,晶闸管才会被触发导通。

(3) 晶闸管由通态转入阻断条件

晶闸管元件由导通态转入阻断态,必须使阳极电流 I_a 小于晶闸管的维持电流。为了保证晶闸管可靠而迅速地关断。通常施加反向电压。首先使正向电流变为零,然后维持一段时间的反向电压,这样就可关断晶闸管。

(4) 具有快速开关特性

晶闸管元件具有良好的快速开关特性,典型的晶闸管开通时间(指从门极触发电压前沿的 10%到元件阳极电压下降至 10%所需时间)约为几至几十微秒,关断时间(指元件从正向电流降为零到元件恢复正向阻断的时间)约为几十至几百微秒。对工程应用来说(一般 50Hz 的工作电路),晶闸管元件的开关时间可不考虑。对工作频率较高的场合,则需考虑晶闸管开关特性。

1.2 变流装置

1.2.1 概述

晶闸管元件在实际应用中,除了用于电力开关器件外,主要是以晶闸管元件组成的功率变换装置形式应用。变流装置和变频装置就是这样的功率变换装置。

变流装置是由多个晶闸管元件(或其派生元件)组成的一种电能变换装置,它是把一种形式的电能变换成另一种形式的电能。变流装置根据其功率变换形式分为整流器和逆变器。

整流器——把交流电压转换为固定的或可控的直流电压。

逆变器——把固定的直流电压转换成固定的或可控的交流电压。

变流装置有整流和逆变两种作用,在需获得直流电压的场合,采用整流方式;在电源为直流电压,负载需交流电压的场合,采用逆变方式。在变流装置用于直流电机传动时,根据电机运行状况不同,整流和逆变两种方式都会用到,在这种条件下,整流方式是由交流电网向负载馈送能量,逆变方式是由负载向电网反馈能量。

在本书内容安排中,主要考虑变流装置为直流电机供电,即变流器供电直流电机传动系统的应用场合,讨论有关变流器建模、仿真与谐波分析方面的内容。在这一节中扼要介绍几种大功率变流装置电路形式及其应用,并侧重于三相桥式变流器的工作原理和工作特性,为变流器建模做理论准备。

1.2.2 大功率变流装置电路及其应用

在变流装置应用中,有许多电路结构形式。在负载功率较小的场合常采用单相变流器,如单相桥式变流器,单相半桥变流器。单相变流器电路的输出电压脉动大,脉动频率低,并且是单相电力负荷,影响三相电网的平衡运行。因此在负载功率需数千瓦或更大时,一般使用三相变流器。

三相变流器电路的类型很多,有三相半波(或称三相零式),三相全控桥式,三相半控桥式等。

单相变流器和三相变流器的几种电路形式如表 1-1 所示。

在这些变流器电路接线方式中,三相桥式接线方式具有下列优点:

(1) 在直流电压相同的情况下,三相桥式晶闸管阀臂所受的反向峰值电压只是其他接线方式的一半,为直流电压的 1.047 倍。

(2) 当通过的功率一定时,三相桥式整流变压器的原、副边绕组利用率高,其容量比其他接线方式小。

(3) 三相桥式变流器的整流变压器接线简单,不需中心抽头的绕组,这对变压器绝缘不利。

(4) 阀的伏安容量较小。

表 1-1 变流器几种电路结构形式

变流器类型	电路结构
1 单相桥式	
2 单相半桥	
3 三相半波	
4 三相全控桥 (三相桥式)	
5 三相半控桥	

(5) 直流侧电压纹波系数(即直流电压脉动峰值与直流平均电压的比值)较小。

三相桥式变流器的这些优点使得三相桥式变流装置在大功率电力变换中的应用中占主要地位。

随着大功率电力电子器件的发展,高电压、大电流的晶闸管相继问世,使大功率变流装置在电力变换中也得到了广泛应用。其装置的单台容量大到几个兆伏安(MVA),可为数千千瓦的直流电动机提供动力,因而在提升机和轧机的电力拖动中普遍使用大功率变流装置。在高压直流输电的应用中,变流装置的容量从几百到几千兆瓦。在这些大功率变流装置的应用中,用得最为普遍的是 6 脉冲桥变流器,12 脉冲桥变流器和 6/12 脉动变流器。有的场合还应用 12/24 脉动变流器和纯 24 脉动变流器。然而在这些大功率变流装置的应用中,有一个共同的特点,就是这些变流装置都是由 6 脉冲桥变流器构成,如 12 脉冲变流器由两组 6 脉桥变流器串联或并联组成,6/12 脉动变流器由两组 6 脉冲桥变流器串联组成。因此在大功率变流装置的应用中,可以说组成这些变流装置的最小单元为 6 脉冲桥变流器。在本书的各章节中,较多的篇幅就是论及 6 脉冲桥变流器建模、仿真与谐波。在下一小节中,主要概述 6 脉冲桥变流器的控制原理与工作特性。

1.2.3 6 脉冲桥变流器

6 脉冲桥变流器电路如图 1-2 所示。此电路实质上是由共阴极组和共阳极组的三相半波变流器串联组成。下面分析一下它的工作原理。

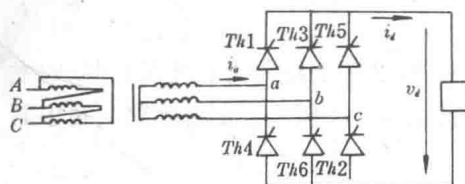


图 1-2 6 脉冲桥变流器电路

6 脉冲桥变流器由 6 个晶闸管阀臂组成，在每个阀臂上的晶闸管元件的数目由装置的容量及每个晶闸管元件的电压、电流参数来决定。例如，在小容量变流装置上，每个阀臂可能只含一个晶闸管元件，而在大容量的变流装置上，一个阀臂可能由若干晶闸管元件串联或并联连接而成。为了说明变流器工作原理，这里用 $Th1 \sim Th6$ 来表示 6 脉冲桥变流器的

6 个阀臂，并按正常开通的顺序来编号，即 $Th1 \rightarrow Th2 \rightarrow Th3 \rightarrow Th4 \rightarrow Th5 \rightarrow Th6$ ，晶闸管 $Th1$ 和 $Th4$ 接在 a 相上，晶闸管 $Th3$ 和 $Th6$ 接在 b 相上，晶闸管 $Th5$ 和 $Th2$ 接在 c 相上。晶闸管 $Th1, Th3$ 和 $Th5$ 构成共阴极组，而 $Th2, Th4$ 和 $Th6$ 构成共阳极组。

在三相桥式变流器工作过程中，晶闸管工作过程是循环进行的，每隔一个电源周期，各晶闸管依次按规律导通。一般情况下，每隔 60° 有一晶闸管导通。图 1-3 为变流器在控制角为 α 情况下输出电压波形及晶闸管 $Th1$ 电流和电压波形。触发角 α 的定义为，晶闸管从承受正向电压起至开始导通之间的电角度为控制角，通常也叫触发角，用 α 来表示。

总结 6 脉冲桥式变流器工作特性，有下列特点：

(1) 三相桥式变流器在任何时刻都必须有两个阀臂导通，而且这两个阀臂一个属共阴极组，另一个属共阳极组，这样才能构成导通回路。

(2) 共阴极组的三个阀臂依次以 120° 相位差相继导通，导通顺序是 $Th1, Th3$ 和 $Th5$ 。同样共阳极组的三个阀臂也是依次以 120° 相位差相继导通，导通顺序是 $Th2, Th4$ 和 $Th6$ 。

(3) 三相桥式变流器各阀臂依次导通间隔为 60° ，即每隔 60° 要触发一个晶闸管阀臂。晶闸管阀臂触发脉冲顺序是：1 $\rightarrow$ 2 $\rightarrow$ 3 $\rightarrow$ 4 $\rightarrow$ 5 $\rightarrow$ 6 $\rightarrow$ 1，这样依次每隔 60° 循环下去。

(4) 接在电源同一相上的两个阀臂间隔 180° 相位差导通。例如， $Th1$ 和 $Th4$ ，这两个阀臂接在 a 相上，按 180° 相位间隔导通，这样它们之间的脉冲间隔应为 180° 相位差。

(5) 晶闸管导通必须满足晶闸管导通的两个条件，即处于正向电压状态，且有门极触发脉冲。晶闸管的关断由下一个晶闸管的导通时刻决定。例如，晶闸管 $Th1$ 现处于导通状态，当晶闸管 $Th3$ 被触发导通时，此时晶闸管 $Th1$ 处于反向电压状态，迫使它经换流，退出导通，从而被关断。

1.3 变流器触发脉冲的控制

晶闸管变流器脉冲控制单元的作用是根据直流电流或直流电压控制信号产生对称的触

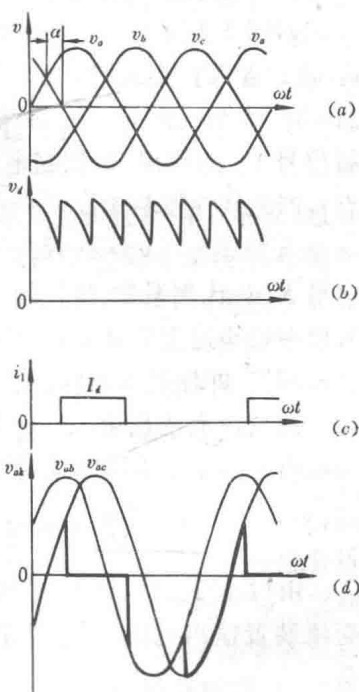


图 1-3 6 脉冲桥式变流器理论波形

- (a) 电源电压波形
- (b) 输出电压波形
- (c) 晶闸管 $Th1$ 电流波形
- (d) 晶闸管 $Th1$ 电压波形

发脉冲。此控制单元通常包括下列功能：

- (1) 同步；
- (2) 触发角控制；
- (3) 控制角限制(即最小控制角和最小逆变角限制)。

同步电路保证全部晶闸管阀在对应的交流电压范围内,以产生对称的触发角控制。触发角控制电路根据一个可变的控制电压,转换成相应的触发角 α 。控制角限制环节将 α 角限制在安全极限范围内,以保证晶闸管阀的可靠关断。

触发角 α 的控制方案基本形式为:线性触发角控制和余弦波交点法控制。此外,还有锁相环控制方案,在这里只简单说明线性触发角控制和余弦波交点法触发角控制方案的基本原理。

(1) 线性触发角控制

线性触发角控制也叫锯齿波同步触发控制,下面以三相桥式变流器为例(见图 1-4),说明这种线性触发角控制的基本原理。

如图 1-4 所示, v_{ST} 为晶闸管 $Th1$ 的同步电压信号,当 v_{ST} 波形进入负半周时,线性积分开始,当线性积分长度约 240° 时,线性积分完成,从而形成锯齿波电压信号 V_s 。在控制信号 V_T 的作用下(控制电压 V_T 与锯齿波电压 V_s 的交点),产生线性控制角:

$$\alpha = -K_a \cdot V_T(t) + \beta_{\min} \quad (1-5)$$

这里 K_a 为比例系数,当控制信号 $V_T(t)=0$ 时,控制角 α 一般放在最小逆变角 $\beta_{\min}$ 处。控制电压 $V_T(t)$ 可在零到最大值之间调节,即控制 α 在 $\beta_{\min}$ 与 $\alpha_{\min}$ 之间调节。

由变流器输出电压 $v_d = V_{d0} \cos \alpha$,可得控制电压 $V_T(t)$ 与输出电压 v_d 之间的关系式:

$$\cos^{-1} \frac{v_d}{V_{d0}} = -K_a \cdot V_T(t) + \beta_{\min} \quad (1-6)$$

由(1-6)式可以看出,变流器线性触发角控制方式下的变流装置输出电压 v_d 与控制电压 $V_T(t)$ 之间是非线性关系。

(2) 余弦波交点法

余弦波交点法是较常用的一种触发脉冲控制方法,它能得到线性的传递特性。图 1-5 示出的是三相桥式变流器余弦波交点脉冲控制方法。

如图 1-5 所示,电源线电压正弦波相移 90° 以形成同步余弦波电压信号,例如,电源线电压 $v_{ac}(t) = \sqrt{2} V_{ac} \sin(\omega t + \theta_{ac})$,则用于脉冲控制的同步余弦波电压为

$v_{sac}(t) = \sqrt{2} K_s V_{ac} \cos(\omega t + \theta_{ac})$ 。由控制电压 $V_T(t)$ 与余弦波电压的交点产生触发角。

$$V_T(t) - \sqrt{2} K_s V_{ac} \cos(\omega t + \theta_{ac}) = 0 \quad (1-7)$$

$$\text{即} \quad \alpha_1 = \frac{1}{\omega} \left[\cos^{-1} \left(\frac{V_T(t)}{\sqrt{2} K_s V_{ac}} \right) - \theta_{ac} \right] \quad (1-8)$$

用同样原理可得到其他触发角 $\alpha_2 \sim \alpha_6$ 。用通式表示,则有:

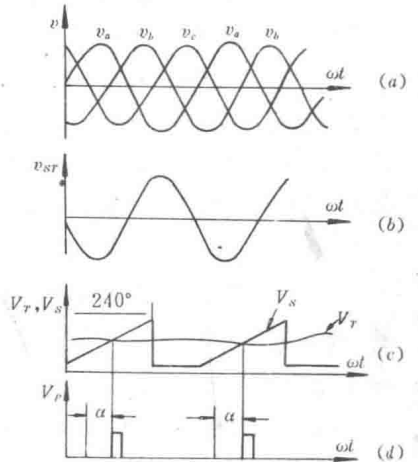


图 1-4 线性触发角控制的脉冲产生原理

- (a) 电源电压信号
- (b) (Th_1)同步电压信号
- (c) 锯齿波电压信号与控制电压信号
- (d) 脉冲信号

$$\cos\alpha = \frac{V_T(t)}{V_{sm}} \quad (1-9)$$

式中 $V_{sm} = \sqrt{2} K_s V_{ac}$ 为同步余弦波电压峰值。将 $v_d = V_{d0} \cos\alpha$ 代入(1-9)式,可得

$$v_d = \frac{V_{d0}}{V_{sm}} \cdot V_T(t) = K_T \cdot V_T(t) \quad (1-10)$$

这表明采用余弦波交点法脉冲控制方式时,变流器输出电压与控制信号(即输入)之间为线性关系。(1-10)式中 K_T 为比例系数, $K_T = V_{d0}/V_{sm}$ 。

1.4 变流装置非线性耦合特性与谐波

晶闸管变流装置是静止型电气设备,它利用晶闸管元件的非线性开关特性来得到弱电控制,强电输出的功能。在调速系统应用中,具有能四象限运行,切换速度快、动态速降小等良好的动态控制特性。因而变流装置已成为电力传动系统中的主要供电设备。早在 70 年代,国外的直流电力拖动中,就有 90% 以上采用晶闸管变流装置供电。现在,晶闸管变流装置已普遍用于提升机、轧机等直流电力拖动。

晶闸管变流装置耦合着交流和直流两个系统,通过控制信号及有关反馈信号来调节这两个系统的有关参量。对交流和直流两个系统,变流装置表现为离散采样和调制的特性。实质上,晶闸管变流装置是具有离散采样和调制的非线性系统。正是由于这种非线性特性,它给电力变换带来方便,使交直流两个不同性质的系统耦合在一起,因而在交直流电力变换中得到了广泛的应用。但这也给系统的分析和综合带来一定的困难。

变流装置耦合的交直流两个系统在性质上完全不同,其分析方法各异。对交流系统,较常用的分析方法是频域法,对直流系统,较常用的是过渡过程分析方法。在现有的系统分析方法中,有连续系统分析法,离散系统分析法;采样系统分析法,非线性系统分析法等。这些分析方法分别对连续系统、离散系统、计算机控制系统、非线性系统的系统分析是非常有效的。但对具有离散采样和调制特性的变流器非线性系统,还没有一种有效的分析方法。因而在以往的变流器系统分析和设计中,变流装置往往被简化处理。如在考虑控制系统作用时,变流器环节被看成是具有线性增益放大特性的电力放大器,用具有保持特性的一阶惯性环节,或用具有延迟特性的滞后环节来等效;在考虑交流侧谐波时,把变流器模拟为一个等效的谐波源,产生理想的特征谐波。这些简化分析忽略了变流器控制系统所具有的离散采样和调制的非线性耦合特性。而这种特性在变流装置及系统的动态分析、谐波研究和稳定性分析中是非常重要的因素。

随着现代工业的发展,变流装置在各行工业中的应用越来越普遍,特别是大功率变流装置,在电力传动中是主要电力装置,在直流输电中,是关键电力设备。变流装置的离散开关作用给电力系统带来谐波问题,由于大功率变流装置容量大,有的是配电网中的主要电力负

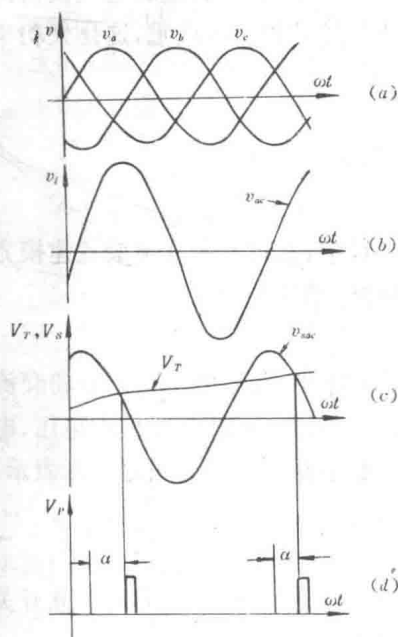


图 1-5 三相桥式变流器余弦波交点脉冲控制法

(a) 电源电压

(b) 电源线电压 v_{ac}

(c) 同步余弦波电压 v_{sac} 和控制电压 V_T

(d) 触发脉冲

荷,因而产生的谐波影响也很大,例如,谐波会使电容过载,电机发热、振动,造成电气设备的损坏等。随着大功率变流装置应用的增加,电力网中的谐波“污染”越来越严重,这是大功率变流装置应用中的一个负作用,是值得认真重视的问题。

2. 变流装置建模

在变流装置工作特性分析、动态特性模拟及谐波研究过程中,有过几种变流装置建模方法,如开关函数法,等效电阻法,状态向量法等,在这一章中将综述这些方法。

2.1 开关函数法

晶闸管变流装置的工作特性对外表现为开关形式的调制特性,直流侧电压波形和交流侧电流波形都是由相应各区段波形组成,各区段波形可表示为“开关函数”与相应的电压、电流波形的乘积,其物理意义就是变流装置的开关调制作用用数学意义上的开关函数来表示,这样可方便地得到变流装置的工作波形及工作特性。

2.1.1 开关函数的定义

开关函数的定义与晶闸管元件的导通与截止相关,当相应的晶闸管元件导通时,此开关函数幅值为 1,而当晶闸管元件关断时,其幅值为零。开关函数图示形式如图 2-1 所示。

开关函数的数学表达式为

$$S(\theta, \alpha) = U(\theta - \alpha) - U(\theta - \alpha - \alpha_w) \quad (2-1)$$

式中 α 为触发角, α_w 为晶闸管导通角(或触发脉冲宽度)。 $U(\theta)$ 为单位阶跃信号。当晶闸管导通时开关函数 $S=1$, 当经过 α_w 角度后,晶闸管关断, $S=0$ 。

将开关函数用 Fourier 级数展开,可得:

$$S(\theta, \alpha) = \frac{\alpha_w}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\alpha_w}{2} \cos(n\theta - n\alpha - n\frac{\alpha_w}{2}) \quad (2-2)$$

当 $\alpha_w = \frac{2\pi}{3}$ 时,

$$S(\theta, \alpha) = \frac{1}{3} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cos(n\theta - n\alpha - \frac{n\pi}{3}) \quad (2-3)$$

开关函数的定义为变流器工作特性的表述提供了方便。

2.1.2 开关函数法变流器模型

下面以 6 脉冲桥变流器为例,介绍变流器开关函数法建模过程。

(1) 变流器输出电压 v_d 及输入电流表达式

6 脉冲桥变流器电路如图 1-2 所示,开关函数及输出电压 v_d 和输入电流 i_a 波形如图 2-2 所示。

设变流器输入电压(即电源电压)为:

$$v_i = V_M(i) \sin(\theta - \varphi_i), \quad i = 1, 3, 5, 2, 4, 6 \quad (2-4)$$

这里考虑了电源电压一般情况,即可能出现的幅值和相位不对称。有 $v_1 = v_4 = v_a$; $v_3 = v_6 = v_b$; $v_5 = v_2 = v_c$ 。

开关函数表达式为:

$$S_i = U(\theta - \alpha_i) - U(\theta - \alpha_i - \alpha_{wi}) \quad i = 1, \dots, 6 \quad (2-5)$$

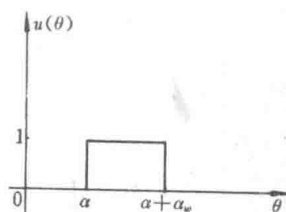


图 2-1 开关函数定义

这里考虑了可能的脉冲不对称。

由(2-4)和(2-5)式可得到6脉冲桥变流器的输出电压 v_d 瞬时特性和输入电流 i_a, i_b, i_c 的瞬时特性。

(a) 变流器输出电压 v_d

$$v_d = \sum_{i=1}^6 (-1)^{i+1} v_i \cdot S_i \quad (2-6)$$

(b) 变流器输入电流 i_{abc}

$$i_{abc}(t) = \begin{bmatrix} S_1 - S_4 \\ S_3 - S_6 \\ S_5 - S_2 \end{bmatrix} i_d \quad (2-7)$$

这里直流电流 i_d 不一定是恒定的,可以包含脉动分量, $i_{abc}(t) = [i_a, i_b, i_c]^T$ 为三相交流电流。

(2) 变流器输出电压及输入电流谐波情况

变流器输出电压和输入电流的谐波情况可由开关函数(2-5)式的 Fourier 级数展开式及(2-6)和(2-7)式直接导出。

$$S_i = \frac{\alpha_{wi}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\alpha_{wi}}{2} \cos(n\theta - n\alpha_i - n\frac{\alpha_{wi}}{2}) \quad (2-8)$$

(a) 变流器输出电压 v_d 谐波情况

$$v_d = \sum_{i=1}^6 (-1)^{i+1} \frac{1}{\pi} \sin \frac{\alpha_{wi}}{2} V_M(i) \sin(\alpha_i + \frac{\alpha_{wi}}{2} - \varphi_i)$$

$$+ \sum_{i=1}^6 (-1)^{i+1} \frac{1}{2\pi} \alpha_{wi} V_M(i) \sin(\theta - \varphi_i)$$

$$+ \sum_{i=1}^6 (-1)^{i+1} \frac{1}{2\pi} V_M(i) \sin(2\frac{\alpha_{wi}}{2})$$

$$[-\sin(\theta - 2\alpha_i - 2\frac{\alpha_{wi}}{2} + \varphi_i)]$$

$$+ \sum_{i=1}^6 (-1)^{i+1} \frac{1}{\pi} V_M(i) \sum_{K=1}^{\infty} \left[\frac{\sin \frac{K\alpha_{wi}}{2}}{K} \sin((K+1)\theta - \varphi_i - K\alpha_i - K\frac{\alpha_{wi}}{2}) \right. \\ \left. - \frac{\sin \frac{K+2}{2}\alpha_{wi}}{K+2} \sin((K+1)\theta + \varphi_i - (K+2)\alpha_i - (K+2)\frac{\alpha_{wi}}{2}) \right] \quad (2-9)$$

(b) 交流电流 $i_a(t)$ 的谐波情况

$$i_a(t) = (S_1 - S_4) i_d$$

$$= \frac{1}{2\pi} (\alpha_{w1} - \alpha_{w4}) i_d + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} i_d \left[\sin \frac{n\alpha_{w1}}{2} \cos(n\theta - n\alpha_1 - n\frac{\alpha_{w1}}{2}) \right. \\ \left. - \sin \frac{n\alpha_{w4}}{2} \cos(n\theta - n\alpha_4 - n\frac{\alpha_{w4}}{2}) \right] \quad (2-10)$$

用同样的方法,可得到交流电流 $i_b(t), i_c(t)$ 的谐波情况。

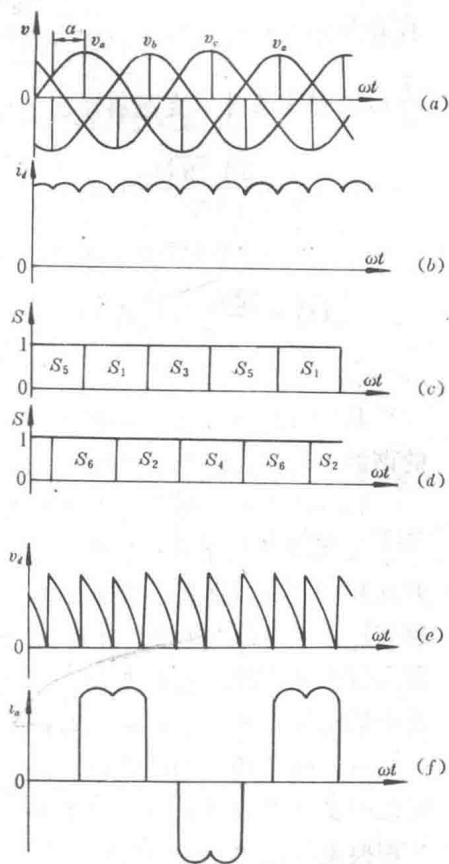


图 2-2 6 脉冲桥变流器开关函数分析

(a) 电源电压 (b) 直流电流
(c)、(d) 开关函数
(e) 直流电压 (f) 交流电流

在(2-9)和(2-10)式中,考虑的是一般情况,即电源电压和脉冲可能有不对称情况。在电压和脉冲对称的条件下,有 $V_M(i) = V_M = \sqrt{2}U$; $\alpha_{wi} = \alpha_w = \frac{2\pi}{3}$ 。设 $\varphi_i = \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}(i-1)$, $\alpha_i = \alpha + \frac{i}{3}\pi$, 则对称条件下变流器输出电压和输入电流的谐波特性为:

$$v_d = \frac{3\sqrt{6}U}{\pi} \left[\cos\alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(6n-1)^2} + \frac{1}{(6n+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(6n-1)(6n+1)} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos(6n\theta - 6n\alpha + \tan^{-1}(6n\tan\alpha)) \right] \quad (2-11)$$

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_d \left[\sin(\theta - \alpha - \frac{\pi}{6}) + \sum_{K=1}^{\infty} \frac{(-1)^K}{6K \pm 1} \sin((6K \pm 1)(\theta - \alpha - \frac{\pi}{6})) \right] \quad (2-12)$$

从(2-11)和(2-12)式中可以看出,在对称条件下,变流器输出电压中含 6 倍频电源频率的谐波成份,输入电流中含有 $6K \pm 1$ 次电源频率的谐波成份。

(3) 脉冲不对称条件下变流器特性

变流器开关函数法模型(2-6)和(2-7)式反映了变流器的各段工作波形和工作特性,(2-9)式和(2-10)式反映了变流器输出电压和输入电流中含有的谐波情况。在对称条件下,变流器只产生特征谐波(如直流侧 $6K$ 次谐波,交流侧 $6K \pm 1$ 次谐波),但在不对称条件下,变流器交直流侧谐波将发生变化,不仅有特征谐波,还会产生非特征谐波。下面将利用变流器开关函数法模型来简述脉冲不对称时的变流器谐波情况。

若在同一相上的两个阀脉冲延迟或提前一个 $\Delta\alpha$ 角触发,其余四个阀脉冲仍按时触发,则此时交流相电流的开关函数要变化一个 $\pm\Delta\alpha$ 角,并且影响与此相相关的前一相,即由前一相换流给此相,前一相的开关函数也要变化 $\pm\Delta\alpha$ 角,剩下的一相不变。

假设 a 相的两个阀脉冲变化 $\pm\Delta\alpha$ 角,即

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \alpha \pm \Delta\alpha; \alpha_{w1} = \alpha_w \mp \Delta\alpha \\ \alpha_4 &= \alpha \pm \Delta\alpha + \pi; \alpha_{w4} = \alpha_w \mp \Delta\alpha \end{aligned} \right\} \quad (2-13)$$

由(2-10)式可得

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4i_d}{n\pi} \sin \frac{n(\alpha_w \pm \Delta\alpha)}{2} \sin(n\theta - n(\alpha \pm \Delta\alpha) - n \frac{\alpha_w \pm \Delta\alpha}{2} - \frac{n\pi}{2}) \sin \frac{n\pi}{2} \quad (2-14)$$

从(2-14)式可以看出,此时的交流电流中无偶次谐波,但有奇次 $n \neq 6K \pm 1$ 次的非特征谐波,而 $6K \pm 1$ 次特征谐波的幅值和相位也发生了变化。此时的奇次非特征谐波与基波幅值之比为:

$$\frac{I_{(n)}}{I_{(1)}} = \frac{\sin n(\frac{\alpha_w \pm \Delta\alpha}{2})}{n \sin(\frac{\alpha_w \pm \Delta\alpha}{2})} = \frac{\sin(\frac{n\pi}{3} \pm n \frac{\Delta\alpha}{2})}{n \sin(\frac{\pi}{3} \pm \frac{\Delta\alpha}{2})} \quad (2-15)$$

对于 $n=3K$ 次奇次非特征谐波,由(2-15)式可得:

$$\begin{aligned} \frac{I_{(n)}}{I_{(1)}} &= \frac{\sin(K\pi \pm 1.5K\Delta\alpha)}{3K \sin(\pi/3 \pm \Delta\alpha/2)} \\ &= \frac{\sin K\pi \cos 1.5K(\Delta\alpha) \pm \cos K\pi \sin 1.5K(\Delta\alpha)}{3K(\sin \frac{\pi}{3} \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \pm \cos \frac{\pi}{3} \sin \frac{\Delta\alpha}{2})} \end{aligned}$$