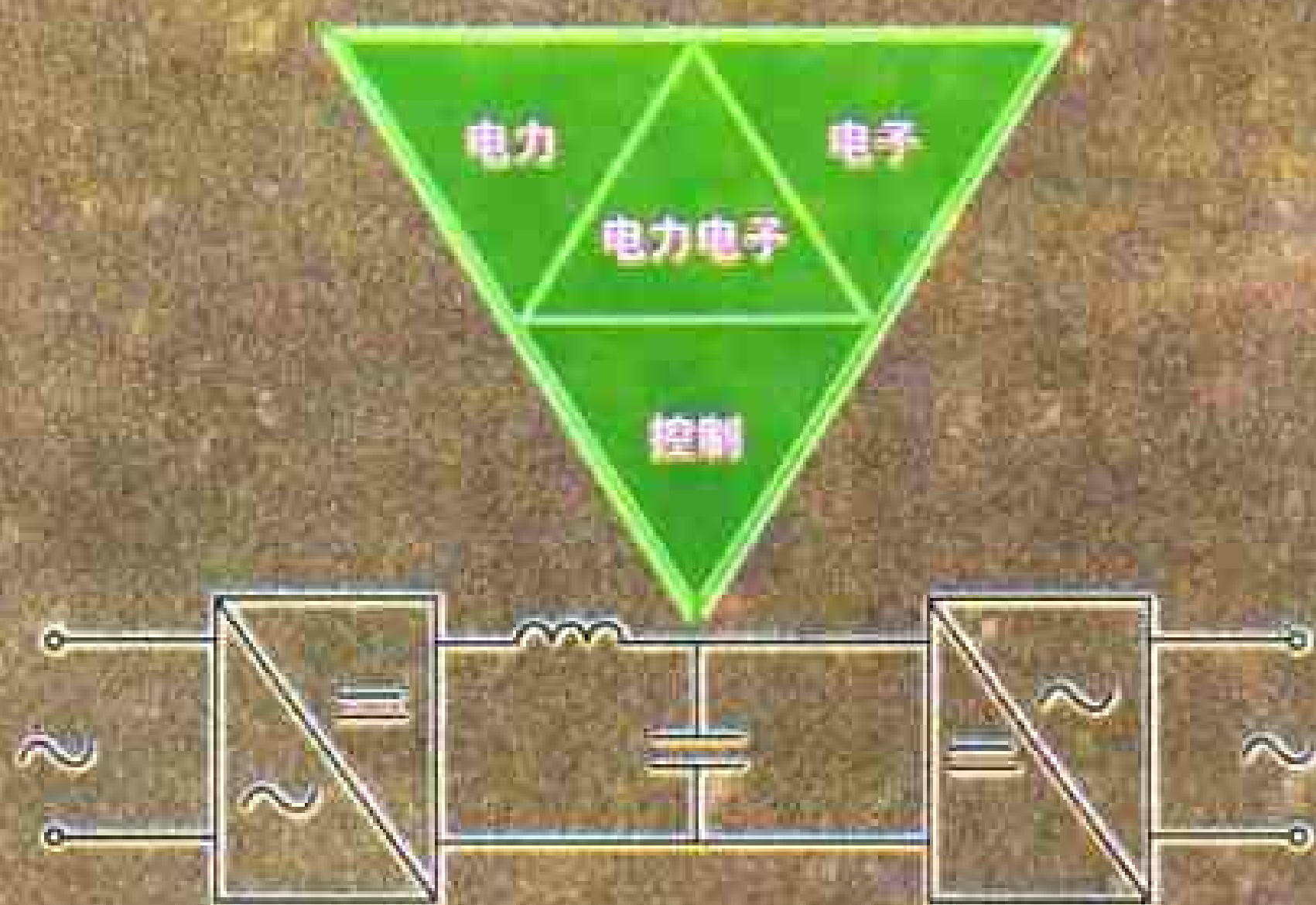


电力电子技术 应用基础

王汝文 张杭



西安交通大学出版社

电力电子技术应用基础

王汝文 张 杭



965089

西安交通大学出版社

内 容 提 要

本教材以应用为目标,介绍了当前常用的不控、半控和全控型电力电子器件的简单工作机理及基本特性,以及由它们组成的各种结构和类型的交流一直流、直流—交流、直流—直流、交流—交流变换电路的工作原理、分析方法及其系统设计的基本过程。

本教材适用于应用电子技术专业及电工类各专业本、专科学生教学,其中一些新型电路拓扑的分析部分还可作为上述各专业研究生教材,也能供从事电力电子技术工作的科研和工程技术人员参考。

(陕)新登字 007 号

电力电子技术应用基础

王汝文 张杭

责任编辑 于茂云

*

西安交通大学出版社出版发行

(西安市咸宁西路 28 号 邮政编码 710049 电话:(029)3268316)

西安市德力彩印厂印装

各地新华书店经销

*

开本: 787×1092 1/16 印张: 15.625 字数: 381 千字

1998 年 7 月第 1 版 1998 年 7 月第 1 次印刷

印数: 1~2000

ISBN7-5605-1008-6/TM·44 定价: 16.00 元

若发现本社图书有倒页、白页、少页及影响阅读的质量问题,请去当地销售部门调换或与我社发行科联系调换。发行科电话:(029)3268357,3267874

前 言

电力电子技术是一种用大功率半导体开关器件完成能量变换、传输和控制的技术。基于这类器件和这种技术建立的各类电源装置在技术和经济指标两方面都远优越于传统的旋转式变换装置,因而从 70 年代以来取得了惊人的发展,已在各种应用领域内全面取代了旋转变流器。近十年来,随着新型器件的开发与性能的提高,出现了更多高性能的电力变流装置。这不仅促进了电力电子学自身的发展,而且影响着半导体材料技术、大规模集成电路技术、自动控制技术、信息传递与处理技术及电路拓扑技术的进步。总之,电力电子技术是一门有着广阔应用前景,发展方兴未艾的技术。

电力电子技术的一个主要方面是应用各类电力电子开关器件来建立电能变换装置,因此它应包含器件、主电路、控制及系统等内容。本教材将以建立系统为目标,介绍器件性能、主电路拓扑结构和分析方法,以及相应的控制电路设计思想。其中,包括传统的晶闸管及其变换装置,也包括近年来流行的全控器件和由它们构成的斩控式和谐振式变换装置。由于篇幅和学时所限,这部分内容在大学本科和专科教学中可适当删减,但可供研究生和有关科技人员自学时选用。

为便于多层次的学生和科技人员学习参考,本教材加强了电路工作物理过程的分析,删减了对电路方程的数学推导过程,同时增加了各类变流器系统设计的基本方法介绍。全书共分 8 章。第 1 章介绍用电力电子器件实现能量变换的基本物理机理,学科发展的历史、现状和前景及本教材的基本分析方法。第 2 章分不控、半控和全控三部分介绍常用电力电子器件应用特性。第 3 至第 7 章按变换型式分类,依次介绍整流、交流电能控制、直流电能控制、逆变和直接频率变换的基本电路拓扑和控制方法。各章按使用器件和控制方式分为相控和斩控(或自然换流和强迫换流)两部分,并配有一定数量思考题和习题。第 8 章简单介绍电力电子线路计算机仿真的基本概念和常用方法。

本教材第 2 章和第 5 章的第 5.1、5.2、5.4 节及第 8 章的 8.2、8.3.2、8.3.3、8.3.4 等节由张杭编写,其余各章节由王汝文编写并负责全书的统稿。西安理工大学陈治明教授对全书作了详细审阅并提出了有益的建议。西安交通大学王溥仁教授对第 3~7 章,高玉民教授对第 2 章的内容提出了许多宝贵中肯的意见,苏彦民教授在全书定稿前做了仔细的评阅,在此对他们表示诚挚的谢意。

限于编著者对本学科知识的了解深度和水平,书中内容有不妥和谬误之处,请读者批评、指正。

目 录

前 言

第 1 章 绪论

1.1 电力电子学概述	(1)
1.2 电力电子技术的应用范围	(2)
1.3 电力电子技术讨论的内容	(3)
1.4 电力电子技术的现状与展望	(6)
1.5 本教材讨论对象及基本分析方法	(10)

第 2 章 基本的电力电子开关器件

2.1 不控开关器件	(12)
2.2 晶闸管	(15)
2.3 门极可关断晶闸管 GTO	(28)
2.4 双极型功率晶体管 BJT	(37)
2.5 功率场效应晶体管 MOSFET	(46)
2.6 绝缘栅双极型晶体管 IGBT	(52)
2.7 其它全控开关器件	(56)
2.8 全控开关器件的缓冲电路和保护	(57)
2.9 全控开关器件的串、并联	(59)
思考题与习题	(61)

第 3 章 可控整流器

3.1 单相半波整流器主电路	(62)
3.2 双脉波整流器主电路	(72)
3.3 三相桥式整流器主电路	(82)
3.4 相控整流器的电网输入功率因数	(90)
3.5 变压器漏电感的影响	(91)
3.6 移相控制电路	(94)
3.7 斩控式整流器简介	(102)
思考题与习题	(104)

第 4 章 静止式交流电能控制器

4.1 晶闸管移相控制交流调压器	(109)
------------------------	-------

4.2	晶闸管通断式交流功率控制器	(125)
4.3	斩控式交流调压器	(126)
4.4	三种电能控制方式比较	(134)
	思考题与习题	(135)
第 5 章 直流—直流变换器		
5.1	A 型降压斩波器	(137)
5.2	B 型斩波器	(144)
5.3	升压斩波器	(146)
5.4	升降压直流—直流变换器	(150)
5.5	库克变换器	(152)
5.6	直流—直流变换器小结	(154)
	思考题与习题	(155)
第 6 章 逆变器		
6.1	逆变器及其分类	(157)
6.2	负载性质对逆变开关器件换流的影响	(158)
6.3	晶闸管负载换流逆变器	(160)
6.4	硬开关逆变器	(169)
6.5	谐振式逆变器	(189)
6.6	几种逆变器性能的比较	(197)
	思考题与习题	(198)
第 7 章 变频器		
7.1	相控式交流—交流变频电路	(201)
7.2	斩控式交流—交流变频器	(207)
7.3	间接变频器与直接变频器性能的比较	(214)
	思考题与习题	(215)
第 8 章 电力电子线路的计算机仿真分析基础		
8.1	概述	(216)
8.2	仿真分析中常用元件的模型	(220)
8.3	电力电子装置系统仿真分析基础	(222)
8.4	PSPICE 在电力电子电路仿真中的应用	(237)
	思考题与习题	(242)
	参考文献	(243)

第 1 章 绪 论

1.1 电力电子学概述

电力电子学(Power Electronics)是一门新兴的能量处理学科,其精确定义在它发展的各个阶段不完全相同。但就其实质来说,包含了两方面的内容:

- ① 采用功率半导体开关器件对能量进行变换和控制;
- ② 电力、电子和控制三门学科的交叉。图 1.1 为其示意图。

因此现代电力电子学可以比较精确地定义为“运用现代控制技术,以大功率电子开关器件来实现能量变换、传输与控制的应用电子学”。它属于应用电子学在强电范畴的分支。应用电子学的另一分支是信息变换、传输与控制,它关注的是信息变换及不失真地传输,其能量小,要求器件工作于线性运行模式。而电力电子学关注的是高效率地进行能量变换、控制与传输,器件在大功率电路中运行,并且以开关模式操作,二者间有着质的区别。但近年来随着电力电子学中的功率器件性能和控制技术的发展,信息处理技术的某些方面已被用于对电力电子线路进行控制,而新型电力电子器件也开始用于信号的功率放大和传输,二者间泾渭分明的状态已发生变化。

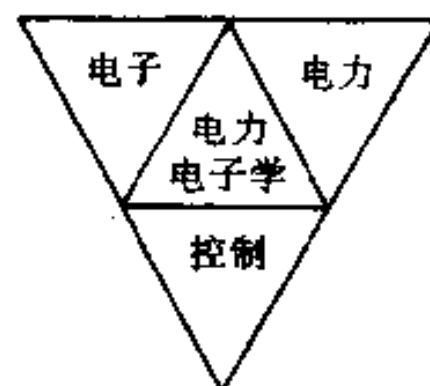


图 1.1 电力电子学的定义图

目前,电力电子学所涉及的能量处理形式主要有两种,即光能—电能变换和电能—电能变换与控制。

光能—电能变换的代表器件是太阳能电池(Solar Cells)。图 1.2 示出了典型的太阳能电池应用系统结构。太阳能电池一般由许多基本单元串并联组成。从本质上看,每个基本单元就是一个 PN 结。由于半导体材料的光伏特性,这些 PN 结在阳光照射下,只要入射光子能量大于半导体能带中禁带的宽度,电子便由满带被激发到导带,在满带中留下空穴,形成电子空穴对。在内电场作用下,电子流向 N 区,空穴流向 P 区,从而在 PN 结两端形成电位差,其 P 为正, N 为负,大小等于一个 PN 结的正向电压。把它们按所需电压的高低和电流的大小串并起来,用电极与外部用电器连接,将有流过负载的电流。现在太阳能电池已被应用于某些大功率通讯装置,以及汽车、泵类、航天设备的电源等。

实际上,一般所指的电力电子能量变换基本上只涉及第二种能量处理,即电能的二次变换及控制。常见的电能—电能变换有:

- 能量变换 {
- 交流—直流变换(AC-DC conversion),即整流;
 - 直流—交流变换(DC-AC conversion),又叫逆变;
 - 交流—交流变换(AC-AC conversion),或称频率变换、周波变换。

能量控制 { 直流—直流变换(DC—DC conversion), 传统上称为直流斩波器, 也叫作直流电压控制器;
交流电压控制(AC voltage Regulation);
交、直流开关——功率控制(Power Control)。

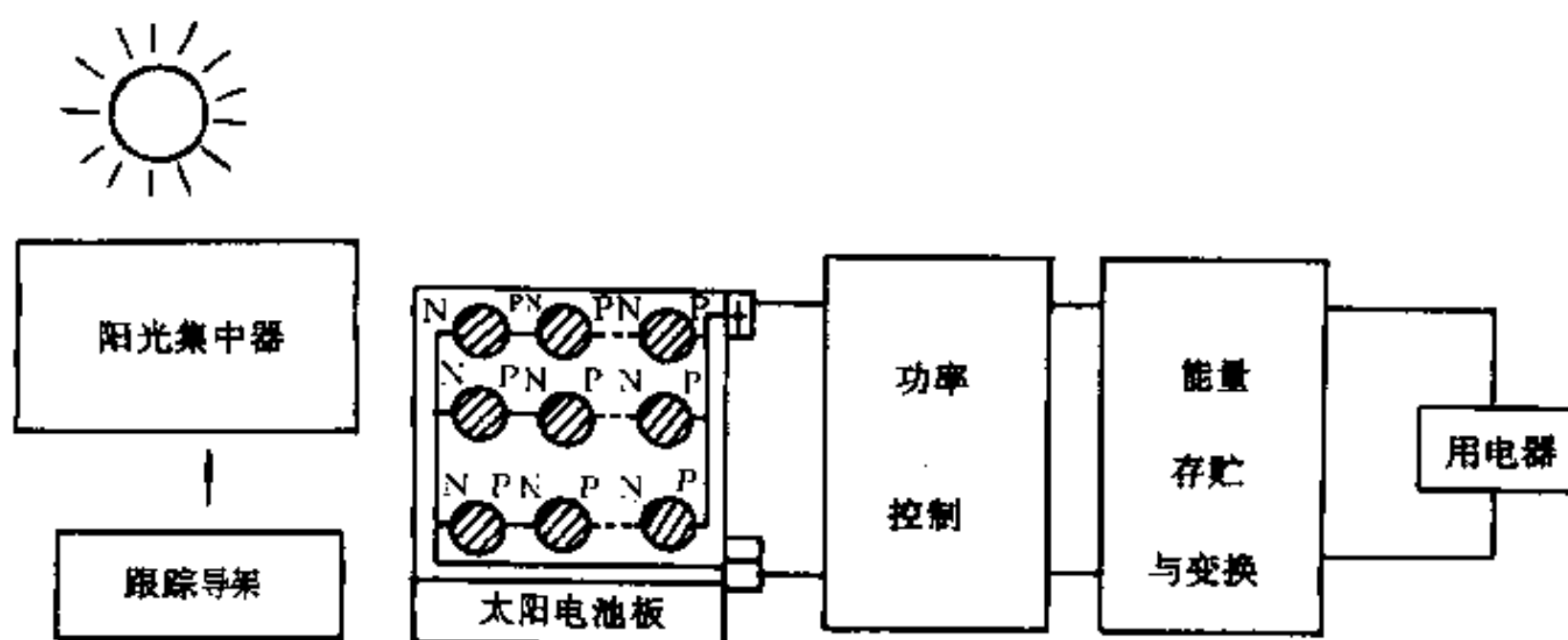


图 1.2 太阳能电池应用系统结构图

为了完成上述变换来满足现代生产和生活的不同需求,70 年代前基本采用旋转变换装置即电动机-发电机系统。电力电子变换装置则是通过电力电子开关器件的不同连接和控制方式实现的,与旋转变换器相比,它没有旋转振动部分,因此常被称作静止变换器。它具有更高的转换效率;较低的生产成本和维护费用;较小的设备体积和更低的控制功率;此外可以节省大量旋转变换器所需要的钢、硅钢、铜等金属材料。因此,电力电子装置几乎已全面地取代了旋转变流器,在现代社会各领域起着极其重要的作用,而且还将起更大的作用。

在工程应用领域中,电力电子学通常称为电力电子技术。

1.2 电力电子技术的应用范围

根据电力电子能量变换的不同形式及电能控制的功能,电力电子装置被广泛地应用于现代生产、生活及科学研究各领域。表 1.1 示出了它们的主要应用及相应的变换形式。

表 1.1 电力电子装置的应用领域及相应的变换形式

应用领域		变换形式
电气传动控制	直流调速	整流、直流电压控制
	交流调速	逆变、变频、交流电压控制
冶金	熔炼	逆变、整流
	钢液精炼、连续浇铸的电磁搅拌	逆变、变频
金属材料热处理	中、高频感应加热供电电源	逆变
	电阻加热炉供电电源	交流电压控制、功率控制

续表 1.1

应用领域		变换形式
化工	电解电源	整流
交通	电力机车、城市电车	整流、直流电压控制
	汽车电池充电	整流、太阳能电池
电力系统	高压直流输电	整流、逆变
	无功补偿	逆变、交流开关
科学实验	空间站供电系统	整流 + 高频逆变
	激光光源	整流 + 高频逆变
照明	无停电电源(UPS)	整流、逆变
	高稳定度荧光灯电源	整流、高频逆变
	大功率高压气体放电灯	整流、高频逆变
其它	节能、调光	交流电压控制
	高频焊机电源	整流 + 高频逆变
	开关电源	整流 + 直流电压控制 斩控式交流电压控制 + 整流
	交、直流开关	

1.3 电力电子技术讨论的内容

作为一门学科,电力电子学所讨论的内容应包含器件与系统两大部分,但在工程应用中只需了解如何合理地选择和使用电力电子器件来构成各种变流装置,而无需了解器件制造工艺及载流子运动物理过程的细节。因此,电力电子技术要探讨的主要内容侧重于器件的基本原理、特性和参数选择,以及由它们组成的变换器主电路拓扑、控制及保护措施。下面就有关基本概念作简单说明。

1.3.1 电力电子开关器件

前已述及,用作能量变换与控制的半导体器件与信息处理用器件不同。一方面它必须有高电压、大电流的承受能力,另一方面必须以开关模式运行,因此通常被称作电力电子开关器件。根据器件所用半导体材料、制造工艺、工作机理及器件开通和关断的控制方式,电力电子器件有许多种类和不同的分类方式,一般按照开通、关断控制方式可分为三大类:

(1) 不控型 这是一类两端口器件。一端是阳极,另一端是阴极。其开关操作仅取决于施加于器件阳、阴极间的电压,正导通,负关断,流过其中的电流是单方向的。由于其开通和关断不能按需要控制,故这类器件称为不控型器件,常见的有大功率二极管(Power Diodes),快速恢复二极管(Fast Recovery Diodes)及肖特基二极管(Schottky Diodes)。

(2) 半控型 这类器件是三端口器件,除阳、阴极外,还增加了一个控制门极。它们具有

不控型器件的单向导电性,但开通不仅需在其阳、阴极间施加正向电压,而且还必须在门极和阴极间输入正向控制功率,因此开通可以被控制。然而这类器件一旦开通,就不能再通过门极控制关断,只能从外部改变加在阳、阴极间的电压极性或强制阳极电流变成零,所以把它们称为半控型。这类器件主要指晶闸管(Thyristor)及其派生器件,如双向、逆导晶闸管等。

(3) 全控型 这类器件也是带有控制端的三端口器件,但控制端不仅可控制其开通,而且也能控制其关断,故称全控型。由于无需外部提供关断条件,仅靠自身控制即可关断,所以这类器件常被称作自关断器件。这类器件种类多、工作机理也不尽相同,在现代电力电子技术应用中起着越来越重要的作用,也是电力电子器件发展的主导方向。属于这类的代表器件有门极可关断晶闸管 GTO (Gate Turn Off)、双极型大功率晶体管 BJT(Bipolar Junction Transistor)、功率场效应晶体管 Power MOSFET(Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)和绝缘栅极双极型晶体管 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)等。

1.3.2 电力电子能量控制与变换机理及基本电路模式

从本质上说,采用电力电子开关器件实现电能控制与变换的过程,就是把输入的连续电能按某种规律分割成片段,在负载端按一定规律重新“拼装”或“综合”的过程。如图 1.3(a)所示电路,若控制开关 SW 在整个电源电压 u_s (图 1.3(b))正半周导通,负半周关断,输入的完整正弦波被切成分段的半波,单极性地加于负载上,其输出平均电压为 U_0 (图 1.3(c))。若控制开关在正半周接通的时刻,则可得到 1.3(d)所示不完整的正弦半波片段。相对不同的开关接通时刻,输出平均电压不同(图 1.3(d)中 U_{O1} 、 U_{O2} 、 U_{O3})。如果开关在输入电压正、负半周都按给定时刻接通,输出电压仍然是交流,然而仅是正弦波的片段。控制开关接通时刻,就能控制输出电压的大小(图 1.3(e))。

令开关 SW 以远高于输入电源频率的工作频率操作,可以得到另一种分片结果。图 1.4(a)示出开关在整个负半周关断、正半周进行高频开关操作的情况,其输出为直流。

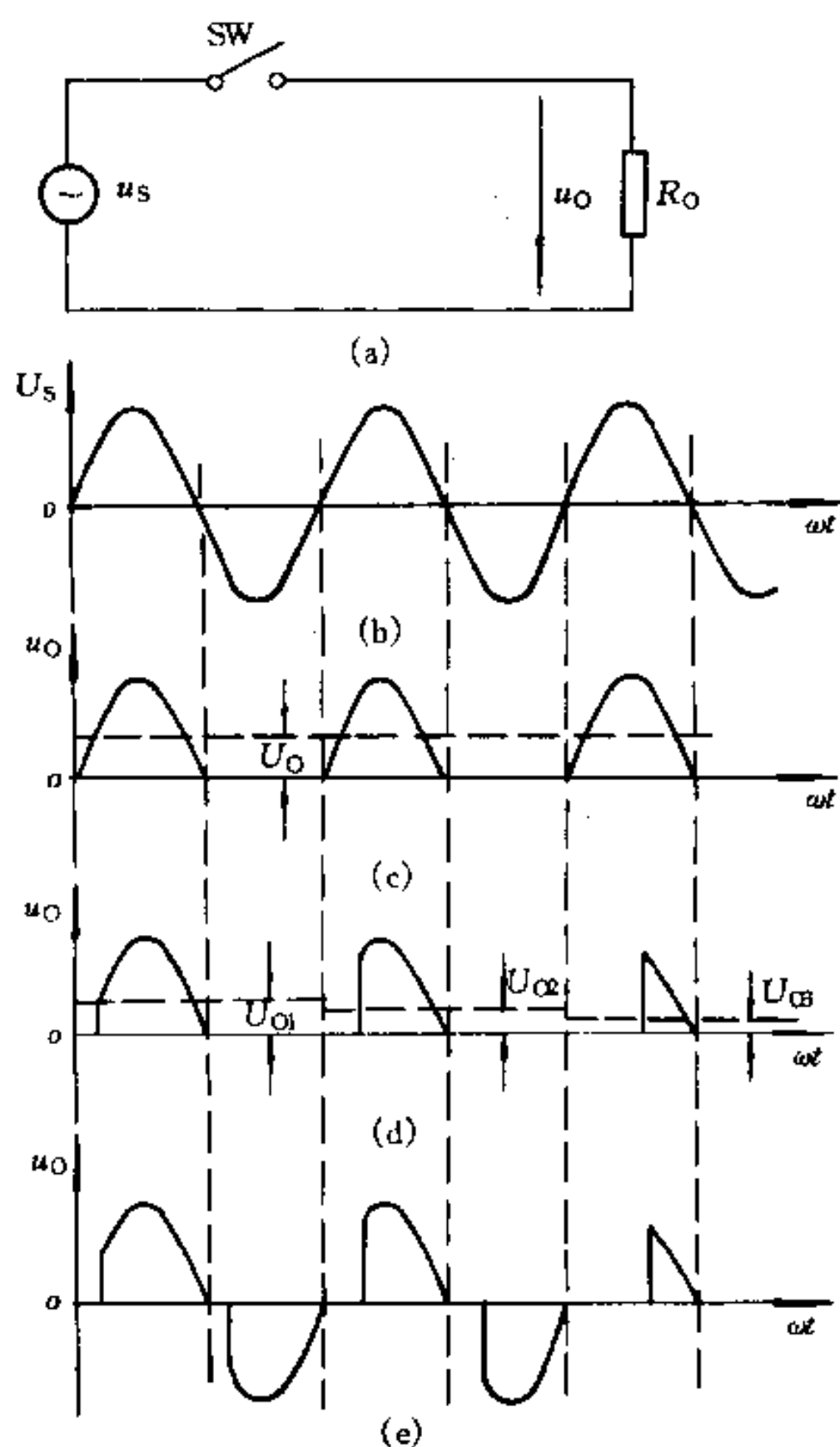


图 1.3 移相控制电力电子能量变换与控制机理

图 1.4(b)SW 在正、负半周都进行高频开关操作,输出仍为交流。这种方式下,输入的连续正弦量被“斩”成许多离散片段,改变每个开关周期内开关导通时间(即占控比),同样可以改变输出电能的大小。

前一种通过控制开关在输入电源不同相位上导通,实现输出电能控制的方法叫移相控制;后一种则称为斩波控制。

根据输入电能的类型及在负载端“拼装”的规则,电力电子装置可分为以下几种基本模式,分别对应着前述能量变换与控制类型。

交流一直流变换器(AC-DC Converter): 把输入的交流电能变成直流电能的装置,即通常所说的整流器(Rectifier)。

直流—交流变换器(DC-AC Converter): 把输入直流电能变为交流电能的装置,又称作逆变器(Inverter)。

频率变换器(Frequency Changer): 将输入交流电源频率变为负载要求的另一种工作频率的装置。

交流电压控制器(AC Voltage Regulator): 按负载要求控制交流电压大小的装置。

直流电压控制器(DC Voltage Regulator): 按负载需要调节输出直流电压大小或改变其极性的装置,又称直流一直流变换器(DC-DC Converter),以前常称为斩波器(Chopper)。

1.3.3 控制方式

电力电子变流电路的控制是通过器件控制端来操纵电路中的开关器件,完成输入电能对负载的接通和开断,从而实现所需的能量控制与形式变换的。因此,电力电子电路控制方式一般都按器件开关信号与控制信号间的关系分类。

相控式:器件开通信号相位(即器件开通时刻相位)受控于控制信号幅度的变化。晶闸管相控整流和交流调压电路均采用这种方式。图 1.5 示出了这种控制方式下,晶闸管门极脉冲控制电压 u_G 相位随控制电压 U_R 大小变化而变化的情况(图中 u_{sy} 称作同步信号)。

频控式:用控制电压的幅值变化来改变器件开关信号的频率,以实现器件开关工作频率的控制。这种控制方式多用于直流—交流变换电路中。

斩控式:器件以远高于输入、输出电压工作频率的开关频率运行,利用控制电压(即调制电

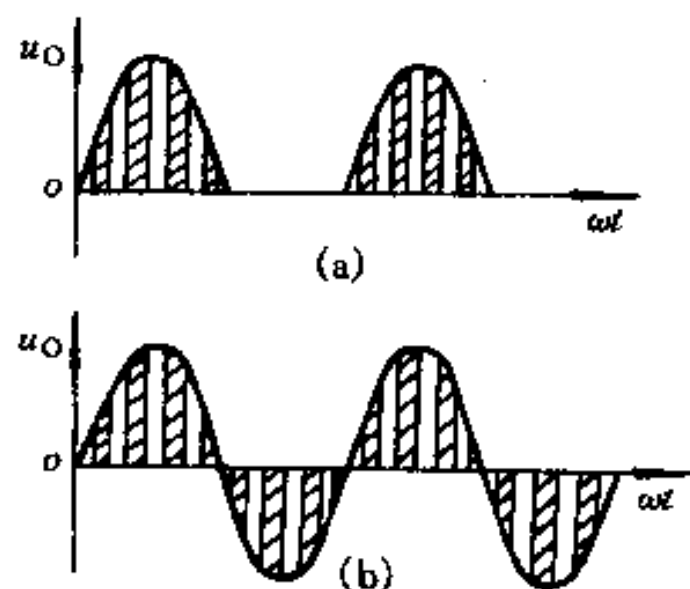


图 1.4 斩波控制能量变换机理

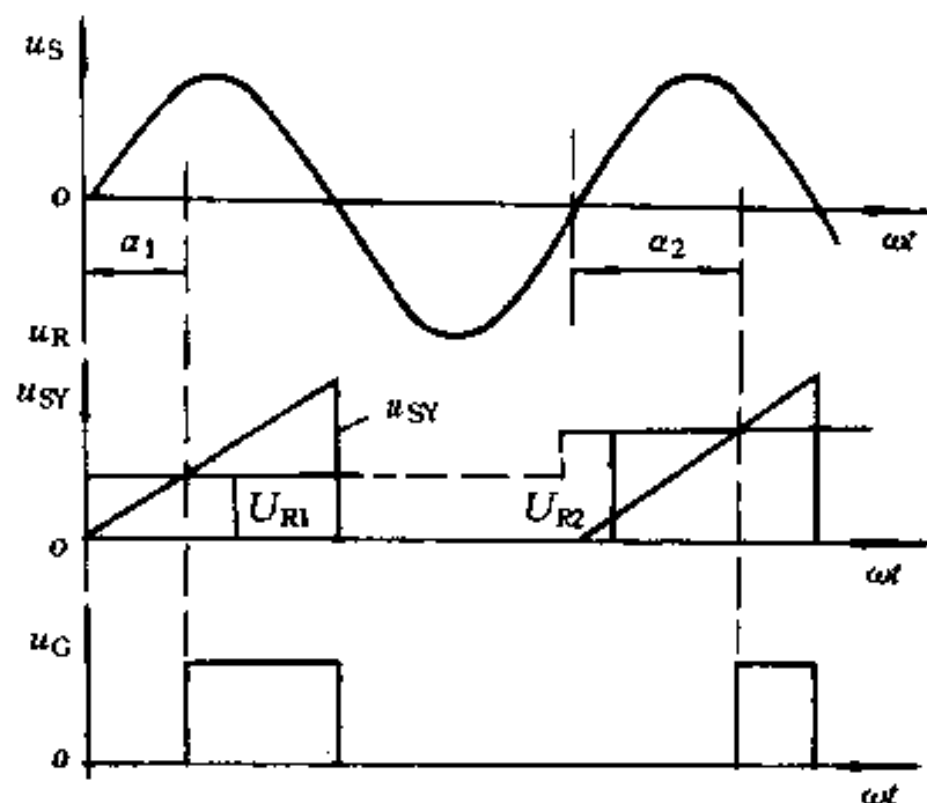


图 1.5 相控方式门极信号与控制信号的关系
 u_{sy} —同步电压; U_R —设定电压; u_G —门极脉冲

压 u_m) 的幅值来改变一个开关周期中器件导通占空比, 从而实现电能的变换与控制 (见图 1.6)。自关断器件问世并投入使用前, 这种控制方式仅用于直流电压控制器。现在采用自关断器件, 通过这种控制方式可完成各种形式的电能变换与控制, 并获得比移相控制、频率控制更好的整体性能。

1.3.4 换流方式

电力电子变流电路工作时, 各开关器件轮流导通向负载传递电源能量, 因此流向负载的电能一定要从一个或一组元件向另一个或另一组元件转移, 这个过程叫做换流或换相。换流过程总是在一个开关被开通的同时关断原来导通着的开关。按照导通元件在下一个元件开通时的关断的方式, 电力电子电路有四种换流方式。

电源换流: 由于电源电压极性改变向导通元件提供反向封锁电压使其关断, 这种换流方式只适用于交流电源供电, 以不控或半控开关器件组成的变流电路, 如整流器等。

负载换流: 由负载电压或电流极性改变向导通元件施加反向封锁电压使其关断, 它用于直流供电、负载可振荡的直流—交流变换电路。

强迫换流: 由外部电路向导通元件强行提供反向封锁电压或从导通元件控制极施加关断信号迫使其关断。这种方式常见于晶闸管直流—直流变换电路和所有斩控式变换电路。

无换相方式: 负载电流因方向改变过零使原来导通元件自行关断。这种方式见于晶闸管交流电压控制器。

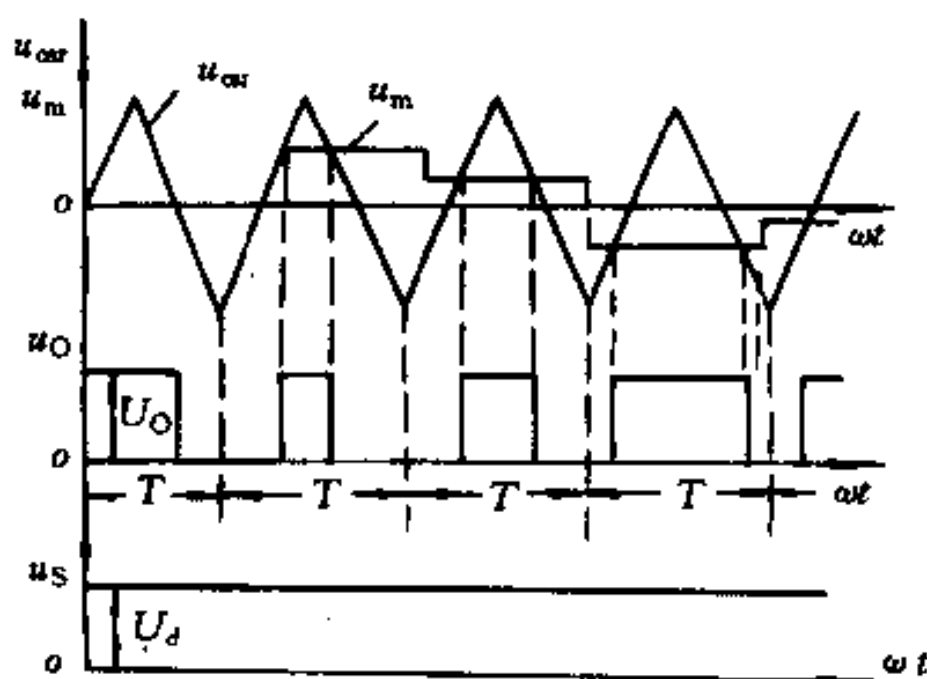


图 1.6 控制信号幅值与占空比的关系

u_m —调制电压;

U_d —电源电压 U_s 的幅值;

u_{car} —载波电压

1.4 电力电子技术的现状与展望

电力电子技术的发展是与器件的开发和性能的改善密切相关的。50 年代末期功率硅二极管的开发与应用, 出现了最早的电力电子整流装置, 被应用于铁道电气和电解电源等领域。60 年代后期开发出了大功率晶闸管, 相应的电力可控整流器、静止式交直流电压控制器、频率变换器、逆变器以及它们的控制电路都得到了开发并逐步趋于完善。70 年代初开始, 各种全控型电力电子开关器件被相继开发出来。近年来, 不仅原有器件性能不断提高, 而且又出现了更多新的器件, 使电力电子技术的应用领域不断扩展, 并推动了半导体材料科学、集成电路技术、微电子技术及控制技术的全面发展。目前, 各发达国家工业中的各个领域几乎都离不开电力电子装置。而作为一门新兴的应用学科, 电力电子技术有着广泛的发展前景。下面就几个方面分别作简单介绍。

1.4.1 器件现状与发展趋势

近年来, 电力电子器件正以迅猛的速度发展。80 年代中期开始, 继 GTO、MOSFET 和

BJT后,已开发了如IGBT、MCT、SITH等多种全控开关器件,不控和半控开关也正向快速、大容量方向发展。可以说在电力电子学发展史上还从未在如此短的时间内开发出如此多的大功率半导体器件。表1.2列出的部分器件大致体现了截至1996年电力电子器件的发展水平。

表 1.2 部分电力电子器件的主要技术性能

类 别			已达到的主要技术性能			
			电压/电流	最高工作频率/Hz	开关时间/ μs	通态电阻/ Ω
二极管	普通		5 000V/5 000A	1×10^3	100	0.16×10^{-3}
	快速		3 000V/1 000A	10×10^3	25	1×10^{-3}
	Schottky		100V/300A	20×10^3	0.23	0.1×10^{-3}
晶闸管	普通(SCR)		5 000V/5 000A	1×10^3	200	0.25×10^{-3}
	快速(HSTH)		1 200V/2 000A	10×10^3	10~20	2.16×10^{-3}
	逆导(RCTH)		2 500V/1 000A	5×10^3	40	2.1×10^{-3}
	双向(TRIAC)		1 200V/1 000A	400	200~400	3.57×10^{-3}
	光控(LASCR)		6 000V/1 500A	400	200~400	0.53×10^{-3}
自 关 断 器 件	GTO		6 000V/6 000A	10×10^3	15	2.5×10^{-3}
	静电感应晶闸管 (SITH)		4 000V/3 000A	10×10^3	15	2.5×10^{-3}
	功率晶 体管 (BIT)	单管	400V/250A 630V/50A	20×10^3 25×10^3	9 1.7	4.0×10^{-3} 1.5×10^{-3}
		达林顿	1 200V/800A	10×10^3	30	10×10^{-3}
	静电感应晶体管 (SIT)		1 200V/300A	100×10^3	0.55	1.2
	功率场 效应晶 体管 (MOSFET)	单管	500V/50A	100×10^3	0.6	0.4
			60V/200A	$2\,000 \times 10^3$	0.1	20×10^{-3}
	绝缘栅 晶体管 (IGBT)	单件	1 800V/600A	50×10^3	2.3	3.5×10^{-3}
		模块	3 500V/1 200A	50×10^3		
	MOS 控制晶体管 (MCT)			1 000V/50A	20×10^3	1.5

尽管电力电子器件已取得了如此惊人的成就,但电力电子技术在现代工业文明中所起的越来越重大的作用,要求有更为优良的器件来支持,因此电力电子器件仍处在一个所谓“动态变革”之中。就其发展趋势而言大致有以下几个方面:

- ① 进一步发展易驱动、大功率、高电流密度的全控型开关器件,提高器件开关频率。
- ② 器件模块化、集成化。在现有功率器件模块的基础上,开发功率集成电路,将传感器和诊断、保护甚至控制电路集成在一起,形成一个完整系统,进一步使装置小型轻量,提高运行可靠性。近年来开发出的以IGBT为功率开关器件的智能功率模块(IPM)和以MOSFET为功

率开关器件的功率集成电路(PIC)已在小功率逆变器、开关电源、日用电器、汽车电子及便携式电器中得到了广泛应用。有关专家预示,这种器件的发展可能使现代电力电子技术进入功率集成电力电子技术的新阶段。

③ 器件材料的更新。当今电力电子器件无例外地以硅作为基础材料,其垄断地位在不远的将来也许仍将维持。但某些新型材料如碳化硅、金刚石等的采用,已预示着新一代器件将出现。新器件类似于 MOSFET,但有高得多的功率和开关频率、低导通压降、耐高温等优良性能。其中,最令人瞩目的材料是金刚石。有关资料表明,与硅器件相比,金刚石 Power MOSFET 器件的功率可提高 10^6 数量级,频率提高 50 倍,导通压降降低一个数量级,最高结温可达 600°C 。

1.4.2 装置现状与展望

如前所述,电力电子器件与应用技术的发展,已极大地影响着现代社会的生产和生活,各种容量、各种应用目的的电力电子装置已在工业、交通及人类生活和工作的许多方面发挥着极大的作用。装置的发展可以概括为:晶闸管装置容量大型化;中、小容量装置采用全控型器件,实现线路新型化、运行高频化;控制系统数字化、微机化、智能化。下面作一简单说明。

1. 使用不同器件的电力电子装置容量、频率范围及应用领域

各类电力电子开关器件的功率等级、工作频率、驱动方式、换流方式不相同,因此用它们构成的装置在容量、工作频率范围及应用领域方面也有较大的区别。图 1.7 示出了 1992 年前后各类装置的大致分布情况。

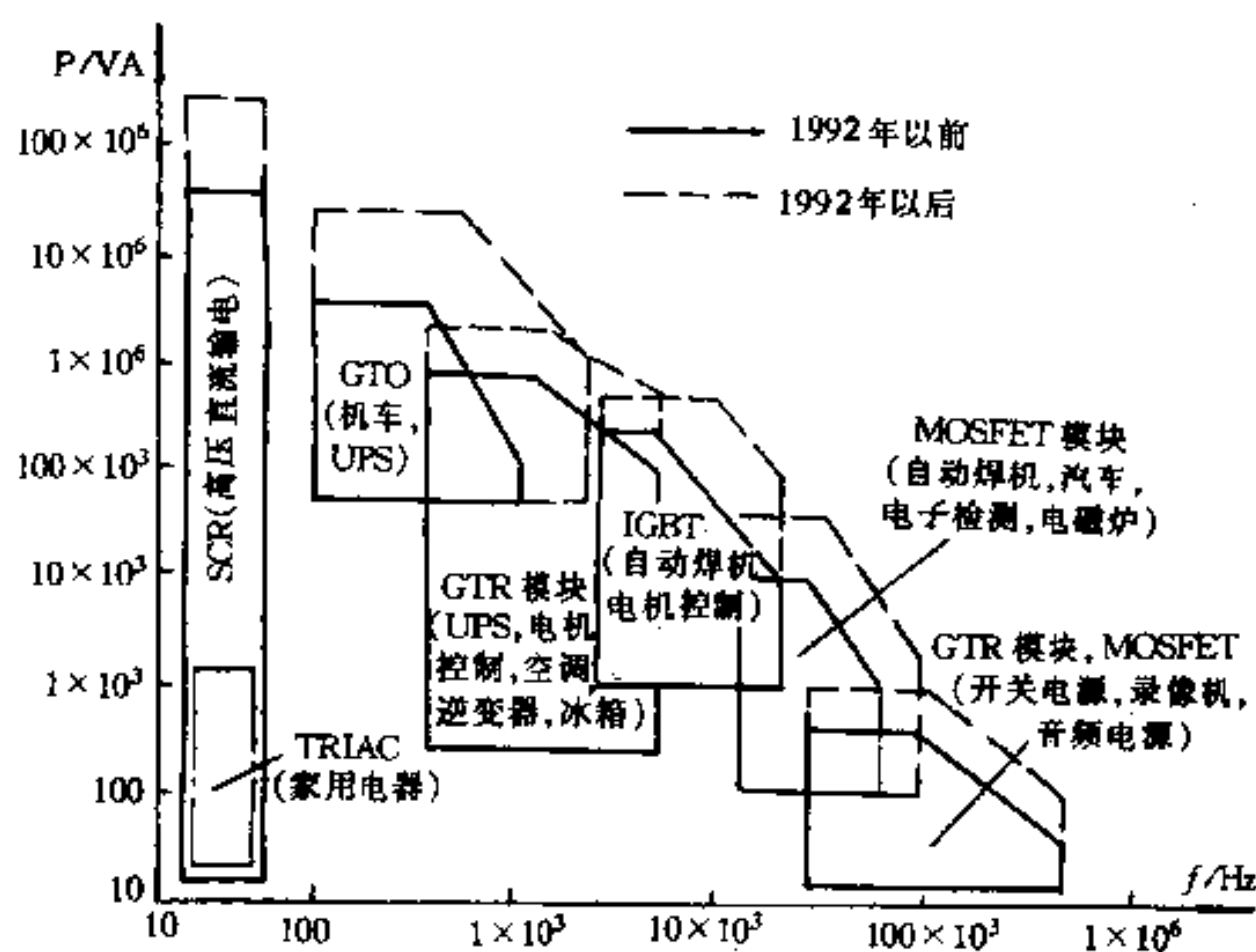


图 1.7 各类电力电子装置分布状态

图中实线所限定的是已达到的水平,虚线则是即将实现的目标。

在所有可控器件中,晶闸管有最大的功率能力,但因关断不能控制,开关频率较低,基本上用在 10kHz 以下频率范围,电源换流及负载换流的大功率和超大功率装置中。由于 GTO 功

率的提高,在几百赫兹至 10kHz,几千千瓦以下的逆变装置中,晶闸管已逐步被 GTO 取代。今后晶闸管装置的发展方向将是超高功率、电源换向的整流装置,如大型直流电弧炉供电和高压直流输电。GTO、BJT、IGBT 器件当前已全面用于中频中、小容量的各类装置。随着这些器件本身性能的改善,其容量及频率范围也在逐步扩大。当今空间技术、计算机技术及各科技领域中要求小功率、小型轻量化的各种电源装置,其器件工作在上百千赫兹以上的频率范围,在这一领域内以 MOSFET 器件装置占主导地位。中等容量的中频(数百赫兹至 50kHz)装置趋向于 GTO 和 IGBT 器件,而大功率 BJT 则因其控制功率大和固有的二次击穿等无法克服的缺陷将逐步被淘汰。静电感应晶体管 SIT、静电感应晶闸管 SITH 和 MOS 控制晶闸管 MCT 等器件的开发,将使高频中等功率的变流装置有较大的发展。

2. 装置主电路拓扑结构及发展

当前,在整流及超低频变频应用中,仍然以晶闸管桥式整流为主要的电路结构(见图1.8)。在大功率三相交流调压器和直流斩波器中,晶闸管也仍占主导地位。中、小功率变频器基本上是整流—逆变的交流—直流—交流变频器,逆变器主电路则随功率大小和负载要求采用单相半桥、全桥及三相桥式结构(见图1.9)。随着全控型器件功率能力、耐压能力的提高和控制技术的发展,装置主电路拓扑结构也开始发生变化。传统晶闸管可控整流在超高容量系统中仍将独占鳌头,但将趋向于 12、24 或更多相整流,其器件采用串、并联的结构。中小容量装置则

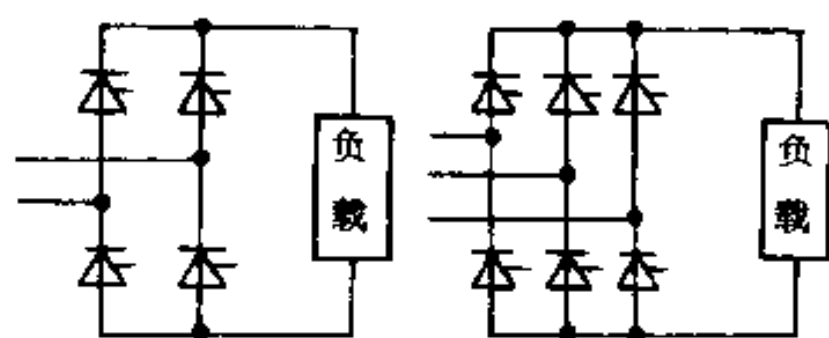


图 1.8 晶闸管整流主电路基本形式

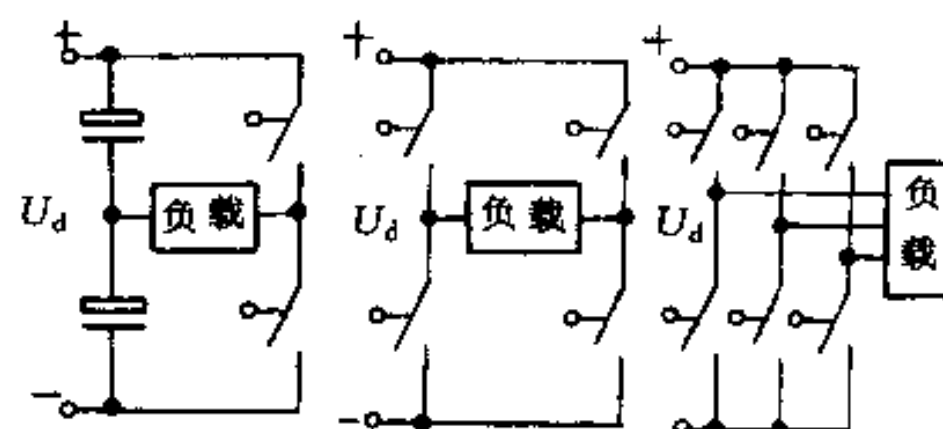


图 1.9 用全控器件的逆变主电路拓扑

趋向不控整流加 DC-DC 变换器(见图1.10)。中小容量的交流电压控制器中的晶闸管将逐渐由 GTO、IGBT 等器件取代(见图1.11)。近年来,为了克服传统电力电子装置因输入电流非正弦而造成的谐波干扰,提高电源功率因数,减小装置中无功元件的体积,出现了一些新的

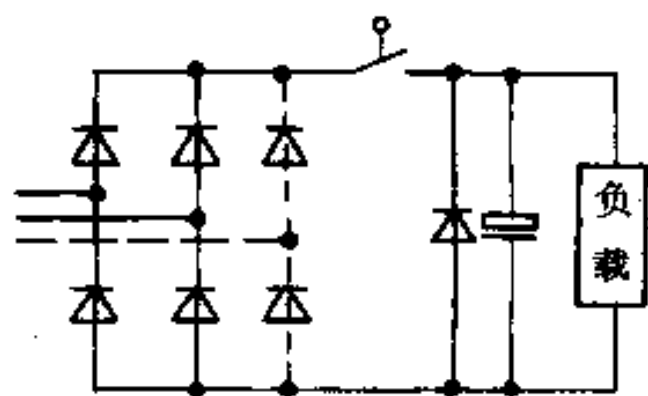


图 1.10 采用不控整流带 DC-DC 变换

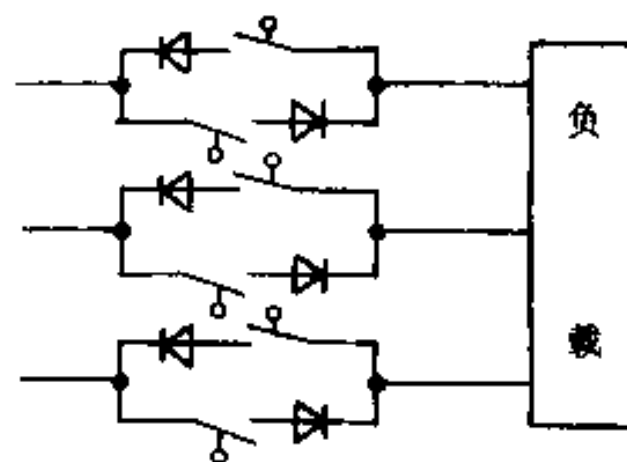


图 1.11 用全控开关的交流调压电路

电路拓扑结构。如图 1.12 所示的矩阵变换器(Matrix Converter),可直接把输入的电能(交流或直流)转变成负载所需的另一种频率(包括直流)的电能,其输出频率既能高于也能低于输入频率;同时又可获得正弦输入和输出,电网输入功率因数可以独立调节;此外,输出能在四象限内平滑过渡,很适于将来的交流传动变频调速。另一种是谐振式变换器(Resonate Converter)(见图 1.13),可以在上百千赫以上频率运行,且体积很小。

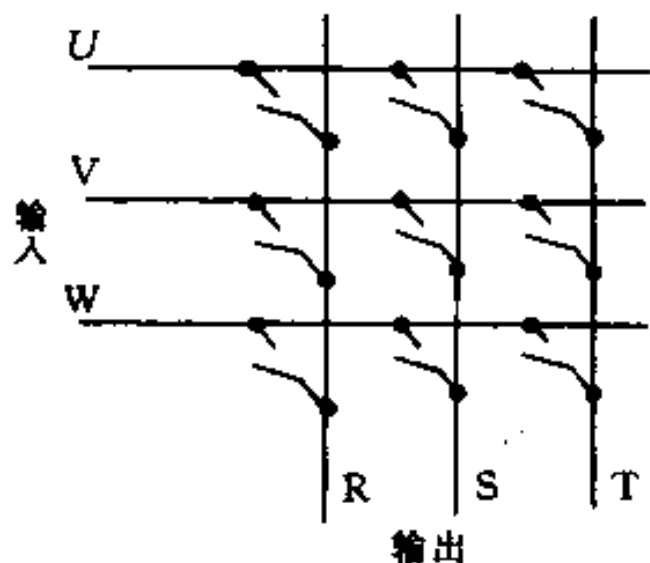


图 1.12 三相—三相矩阵变换器

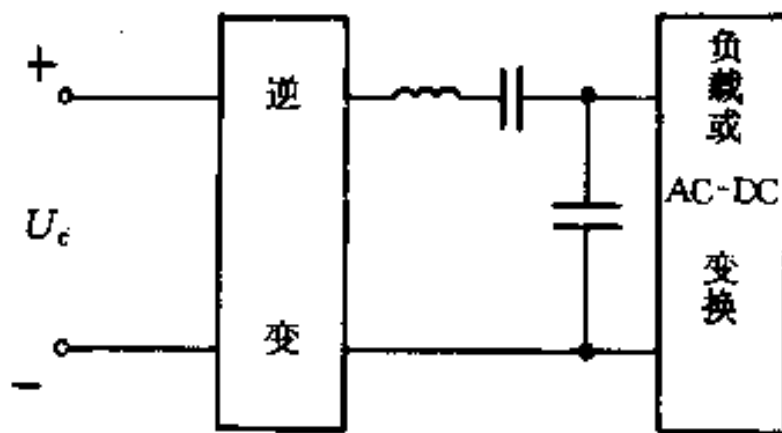


图 1.13 谐振式变换器

1.5 本教材讨论对象及基本分析方法

本教材是为电力电子技术应用而编写的。针对当前情况及发展,主要讨论常用器件的基本工作机理、特性、参数及它们的驱动和保护方法,介绍以晶闸管及全控器件为功率开关的常用电力电子装置主电路拓扑结构、分析方法及设计计算的基本手段和主电路开关元件的选择方法,对于正在发展的新型电路则仅作原理介绍。注意到近年来电力电子线路及系统仿真已得到了全面的开发及应用,本教材将对几种常用的仿真方法从基本原理上作简单介绍。

在分析电力电子主电路时,考虑到器件均为周期性开关工作,因此从电路运行来看,在进入稳态以后,电路各部分波形都将是重复的周期函数。为了对电路进行设计计算,本教材所采用的基本手段如下:

1. 电路各部分的理想化处理

电压源:内阻抗为零,电压不受负载影响。

电流源:内导纳为零,提供的电流与负载变化无关。

电力电子开关器件:开通与关断过程瞬时完成,开通状态压降为零,关断状态电流为零。

电阻元件中无电感;电感元件中电阻为零,无分布电容;电容元件中无电感,漏电流为零。

2. 电路暂态分析

由于电力电子电路中功率器件均为开关状态运行,对实际电路来说,每一个开关周期都将是一个暂态过程,而电路的“稳态”就是这些暂态过程的重复。用电路微分方程分析电路暂态过程的目的,在于得出不同电路结构、不同负载参数下,开关器件的触发开通时刻,与器件在一个开关周期中导通时间长短的关系,从而判断电路运行时负载电流是否连续,为采用傅里叶分析方法计算稳态运行的电路提供基本参数,即傅里叶分析积分中的积分区间。

3. 傅里叶分析

如上所述,在稳态运行下的电力电子电路中,输入电流、输出电压及电流、开关器件承受的

电压及流过其中的电流等我们感兴趣的物理量,在每个开关周期中其变化过程都是重复的。换句话说,这些物理量可以用周期函数来描述。对周期函数的计算最简单的办法就是傅里叶分析。为了使计算直观,应根据暂态分析中得到的每个周期内器件的导通区间,画出电路中需计算的各物理量波形,直接对波形作傅里叶分析。

因此,电路暂态分析和稳态运行时的傅里叶分析是本教材的基本分析方法。必须指出,暂态分析的目的是了解电路运行过程,并为傅里叶分析提供必要的参数,它不直接用来进行电路计算。在计算电路时,只需根据暂态分析结果提供的参数,求得傅里叶分析积分区间的长度,对有关物理量的波形用傅里叶分析法求解。

第2章 基本的电力电子开关器件

电力电子开关器件是一切电力电子变流装置的基本元素。它依照设计者规定的方式,把输入到负载的电能量周期性地接通、关断,使负载获得所需的能量形式,还能通过控制接通时间的长短来调节传递到负载上的能量。因此,作为一种能量变换与控制的器件,它不仅需要承受高电压、大电流(可高达数千伏、上千安),而且必须按开关模式操作,以降低损耗。由于半导体材料和制造工艺的进步,电力电子器件近年来有了极大的发展和变化。本章将从应用角度出发,按器件导通和关断的控制方式,分类介绍几种常用电力电子器件的工作机理、特性、基本参数及驱动和保护方法。

2.1 不控开关器件

这类器件主要指功率二极管(Power Diode)。这是一种开通和关断都仅取决于施加在其阳-阴极(A-K)间电压极性的两端口器件。在电力电子装置中,它们通常用作整流以及对感性负载的续流,组成器件间能量转移或负载储能向电网反馈的通路等。在实际电路分析中当作理想开关。

功率二极管含有一个PN结,其工作原理类似于信号二极管,电路符号也相同(见图2.1),但它必须承受高电压、大电流,因此,其管芯面积和厚度远大于信号二极管,开关速度也低得多。当前普通功率二极管已达到在5 000 V/5 000 A的条件下,开关时间为100 μ s。

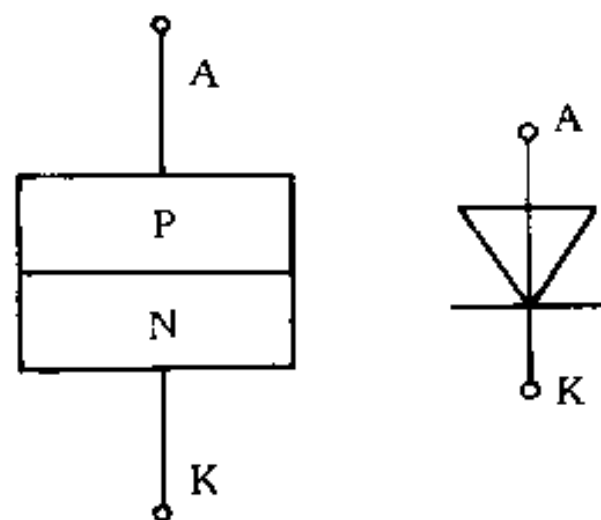


图2.1 二极管PN结及电路符号

2.1.1 功率二极管的静态特性

功率二极管当作理想开关时的伏安特性示于图2.2

(a)。对实际元件,阳、阴极间正向偏置的电压必须大于器件门坎电压 U_{TS1} ,二极管才能真正导通。在门坎电压内,元件中流过很小的正向电流,这一电流随阳、阴极间正向电压升高而略有增加。一旦正向偏置电压超过 U_{TS} ,阳极电流迅速增大,仅受外部负载的限制。因此,二极管真正导通后,阳、阴极间有一个正向压降,对同一个器件,随阳极电流的增加,正向压降稍有增加。器件材料不同、生产工艺不同、容量不同,都将影响到器件门坎电压和正向压降。目前常用器件的正向压降典型值为0.5~1.2V。

当器件阳极施加反向偏置电压时,有一微安到毫安级的反向漏电流流过,这一电流随反向电压增加而缓慢增加,直到雪崩击穿。此后,电流仅受外部电路阻抗的限制,若电流过大,则元件将永久性损坏。

图2.2(b)为实际元件的典型伏安特性曲线。

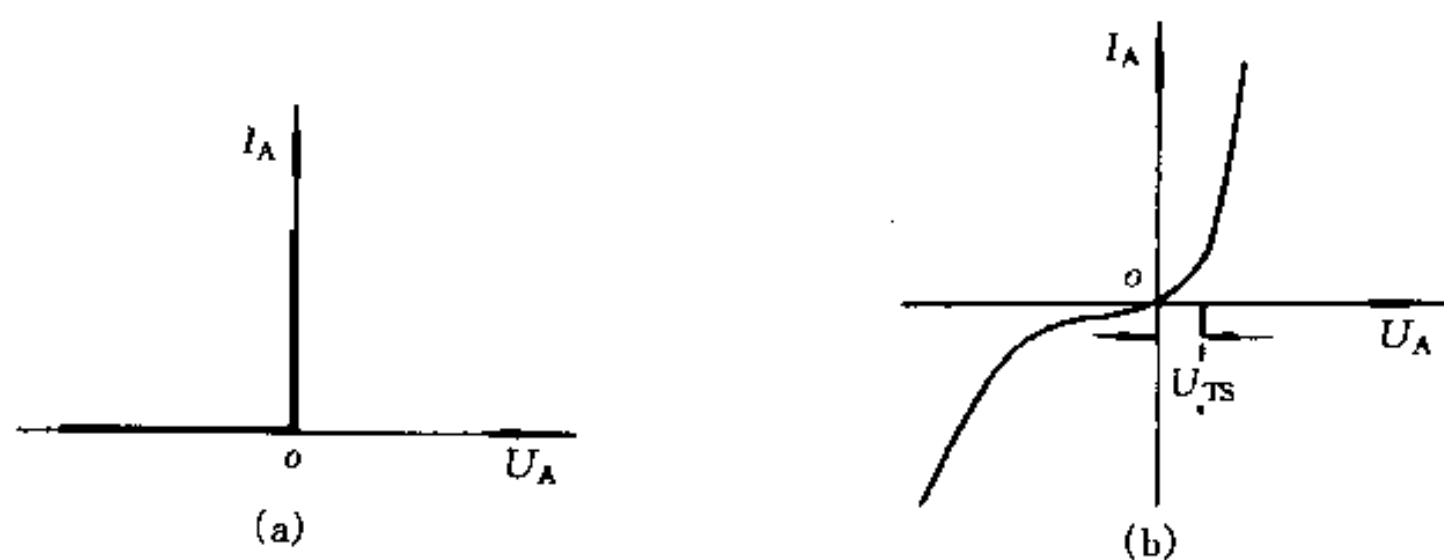


图 2.2 二极管伏安特性
(a)理想特性; (b)实际特性

2.1.2 功率二极管的开关特性

理想二极管开通和关断是瞬时的。但在实际器件中,开通和关断总伴随着内部载流子分布的改变,因此都有一个变化过程,需要一定的时间。

1. 开通过程

反向阻断状态下的二极管,在外施反向电压作用下,PN 结两侧建立的势垒可等效为一个充了电的电容,电压就等于外施反向电压,因此只有极小的反向漏电流。当外施电压极性改变,在正偏电压作用下,等效的势垒电容放电,随着电压的降低正向电流逐步建立。这一过程所需的时间被定义为开通时间(Turn-on Time)。如果在这一段时间内阳极电流增长过快,器件内部载流子来不及沿截面均匀扩散,将会造成局部热击穿,使元件永久性损坏。因此必须限制阳极电流上升率。

2. 关断特性

正向导通状态下的二极管 PN 结两侧无电荷积累,等效的势垒电容可近似认为被一低电阻(二极管通态平均电阻)旁路。一旦从正向偏置改为反向偏置,势垒电容将要反向充电,在 PN 结两侧重新建立势垒电压,这一过程称为关断过程。由于电容从零电压开始反向充电,器件中正向电流迅速下降到零,并有较大的反向电流即反向恢复电流流过。随着势垒电容充电电压升高,反向恢复电流下降,直至势垒电容电压等于外施反向电压,二极管关断(见图 2.3)。从元件正向电流衰减到零开始到反向恢复电流下降到反向峰值电流 I_{RR} 的 25% 所需要的时间被定义为反向恢复时间 t_{rr} 。反向恢复时间除与器件工艺和半导体材料有关外,还取决于施加反向电压前阳极正向电流的大小以及在反向电压下的阳极电流下降率。

反向恢复过程的另一个重要参数是反向恢复电流峰值 I_{RR} ,其大小与反向恢复电荷的浓度及反向电流上升率有关。

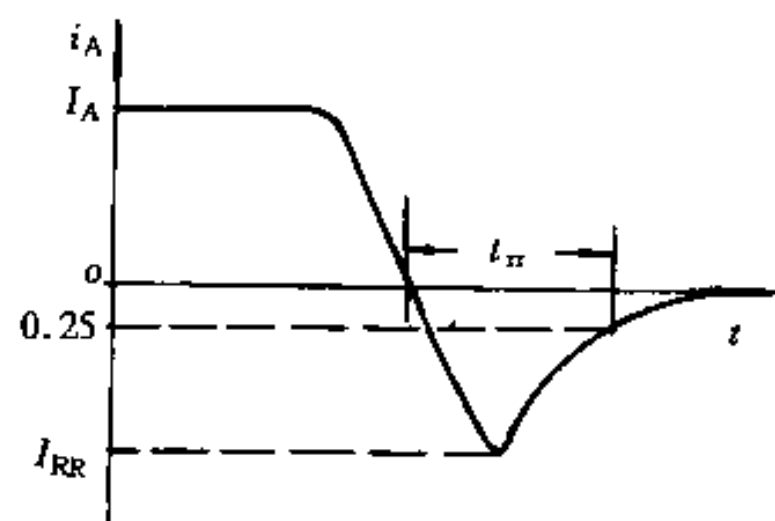


图 2.3 功率二极管的关断过程

2.1.3 功率二极管的类别

目前用于电力电子线路中的功率二极管大致可分为三种。

1. 普通二极管

上一节介绍的就是普通二极管,虽然它有较大的功率承载能力,但开关时间较长,因此通常用于低频大功率能量变换中。近年来,为了抑制电力电子装置对电网的谐波干扰,电路采用高频化运行,普通二极管用在这种电路中会造成许多问题,因此大功率快速恢复二极管得已开发应用。

2. 快速恢复二极管(Fast Recovery Diod)

快速恢复二极管与普通二极管的最大区别在于其反向恢复过程。图 2.4 中曲线①、③示出了二者的反向恢复特性。快速恢复二极管由于恢复电荷少、寿命短,因此反向恢复电流最大值 I_{RR} 小,且以后衰减趋势十分陡峭。这种特性虽然大大缩短了器件的反向恢复时间,但过高的 di/dt 将给器件本身及外部电路带来很大的问题,主要是电路中电感引起的很高的过电压,可能对它本身及其周围器件造成损坏,必要的保护电路元件须严格挑选。因此近年来,快速恢复二极管已向软恢复(Soft Recovery)特性(见图 2.4 曲线②)发展。

快速恢复二极管当前已做到 3 000 V、1 000 A 功率等级下恢复时间约 $5\mu s$ 。

3. 肖特基二极管(Schottky Diod)

功率二极管家族中另一个迅速发展的分支是肖特基二极管。

与其它二极管不同,肖特基二极管不采用半导体 PN 结,而是利用金属导体和半导体接触时,在接触表面产生的势垒。这个势垒类似普通二极管的 PN 结,因此肖特基二极管又称势垒二极管。它既具有一般二极管的正向导电性,又具有它自己独特的性能。

① 器件中残存载流子比普通二极管少得多,因此反向恢复时间很短,可到 ns 级。

② 正向压降相对较低,但反向漏电流较大。

③ 在器件反向偏置状态下,当外施电压低于势垒电压时,与普通二极管一样,肖特基二极管仅流过反向漏电流。一旦外施反向电压超过势垒电压,器件将导通,但不会因雪崩击穿导致永久性破坏,而是把器件两端的电压钳位于某一电压值上。钳位值越大,允许流过的反向通态电流愈小。目前,肖特基二极管钳位电压最

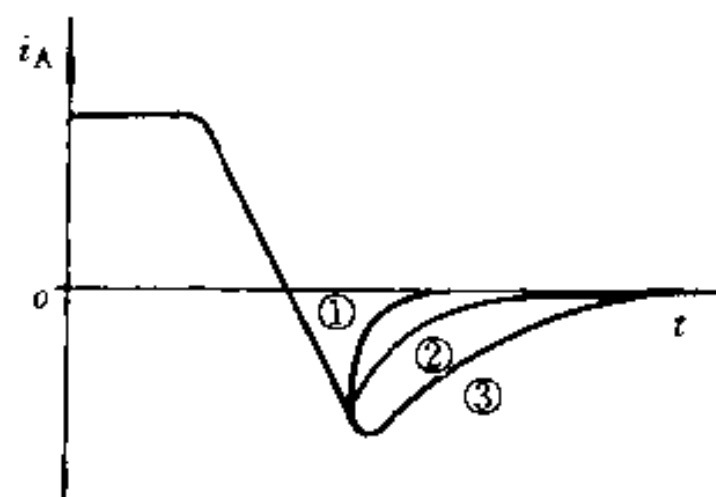


图 2.4 不同的二极管反向恢复过程

- ①—快速二极管;
- ②—软快速恢复二极管;
- ③—普通二极管

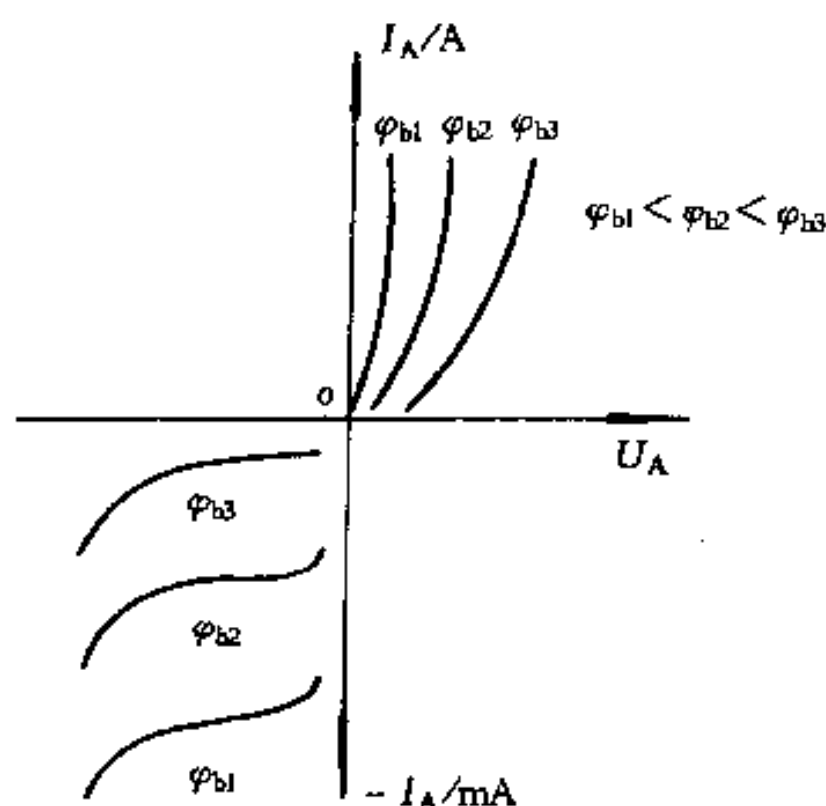


图 2.5 肖特基二极管伏安特性和电路符号

高限制在 100V, 正向电流从 1~300A。

图 2.5 示出器件的典型伏安特性。 φ_b 为其势垒电压标么值, 即势垒电压与额定电压之比。可见正向导通压降随势垒电压的增加呈上升趋势, 而反向漏电流则相反。

这类器件主要用于低压大电流直流电源中。国际整流器 (IR) 公司提供的器件大多是反向串联的对管。在功率电路中起着类似齐纳二极管在信号电路中的作用。

2.2 晶闸管

晶闸管 (Thyristor) 是最早出现的可控电力电子器件, 目前也是功率能力最大、使用最广的电力电子器件, 在电力电子应用领域占有相当重要的地位。它们作为双稳开关, 可使电路在负载电流断续或连续状态下运行。在许多应用电路分析中, 往往将晶闸管当作理想开关, 但实际晶闸管的开关过程都呈现出它自己特有的性能和局限性。

2.2.1 晶闸管的基本工作原理

晶闸管是一个 PNPN 四层结构的三端器件, 因此在其内部有三个 PN 结 J_1 、 J_2 、 J_3 ; 从外部看, 有阳极 (A)、阴极 (K) 和门极 (G) 三端。当器件施加阳极反向电压时, J_1 、 J_3 结处于反向偏置状态, 器件不导通。当器件承受阳极正向电压时, 尽管 J_1 、 J_3 结正向偏置, 但中间 J_2 结却处于反向偏置状态, 器件仍然不导通。这种状态称作正向阻断 (Forward Blocking) 状态。这种条件下, 在器件门极和阴极间施加正向电压, 将触发器件导通。一旦其导通, 就显示出了二极管类似的正向伏安特性。图 2.6 示出了晶闸管的四层结构和电路符号。

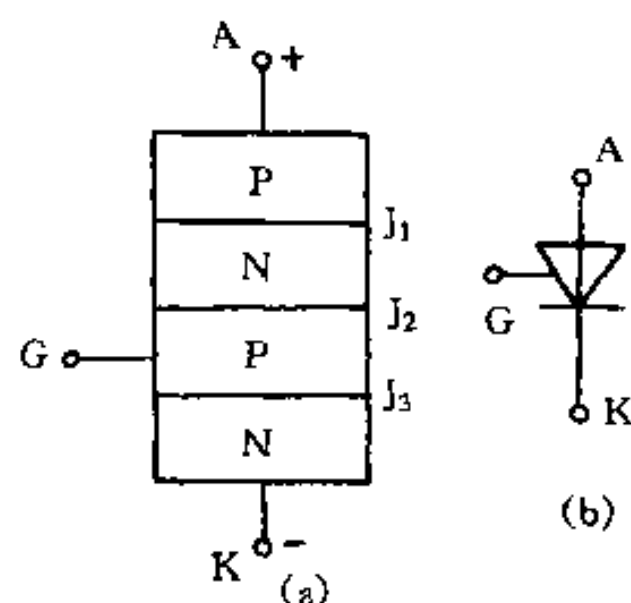


图 2.6 晶闸管

(a) 四层结构; (b) 电路符号

实际上, 晶闸管的这种结构, 从内部电路来说可等效为两个互补的共基极联接的晶体管 (见图 2.7)。其中 V_1 为 PNP 管, V_2 为 NPN 管。共基连接的晶体管必定满足下式:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (2.1)$$

这里 I_C 为集电极电流; I_E 是发射极电流; I_{CBO} 为发射极开路时, 集电极、基极间的漏电流; α 为晶体管共基极电流放大倍数。因此, 对于晶闸管内部的两个共基极连接的晶闸管而言, 在器件正向阻断状态下将分别满足下式

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \quad (2.2)$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} = \alpha_2 (I_A + I_G) + I_{CBO2} \quad (2.3)$$

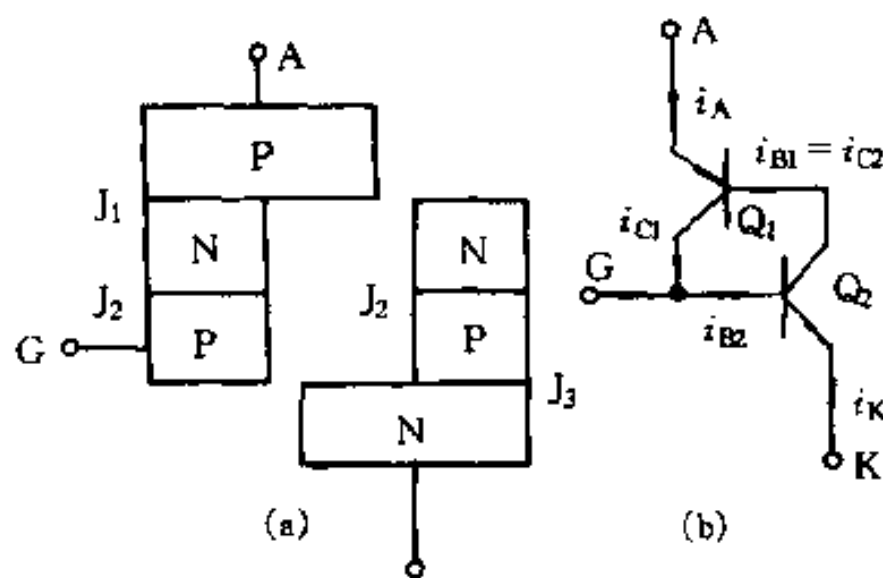


图 2.7 晶闸管等效电路

由图 2.7(b) 可得在门极开路, $I_G = 0$ 时

$$\begin{aligned} I_A &= I_{C1} + I_{C2} \\ &= \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{CBO1} + I_{CBO2} \\ &= (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + I_{CBO1} + I_{CBO2} \quad (2.4) \end{aligned}$$

式(2.4)中各项电流都是器件阻断状态下的漏电流, 数值极小。而晶闸管结构上又使其内部的两个晶体管共基极电流增益 α_1 、 α_2 是一个随其发射极电流增加而增加的变数, 在正向阻断状态下, 它们的值也非常小(见图 2.8)。这时晶闸管中仅流过正向漏电流。

如果在这种状态下注入门极电流 I_G , 从图 2.7 可知, V_2 管导通, 发射极电流将变为 $I_K = I_A + I_G$, 式(2.4)应改写为

$$I_A = (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + \alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2} \quad (2.5)$$

从而可得

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.6)$$

I_G 的加入, 使 I_K 有一个明显的增加, 因此 α_2 将增加。 α_2 的增加引起 V_1 管基极电流增加, 使 I_A 增加, 而 I_A 的增加又会进一步促使 α_1 和 α_2 同时增加, 形成器件内部电流的正反馈过程。当 α_1 和 α_2 增加到 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时, 阳极电流变得很大, 器件进入正向导通状态, 这时通过器件的电流仅取决于外电路阻抗。因此, 用小的门极电流即可控制器件开通。但这时内部因正反馈造成晶体的管深度饱和, 即使去掉门极信号或施加门极反向电压, 也不可能使它们退出这种状态, 所以晶闸管的关断是不可控的。

2.2.2 晶闸管静态特性

图 2.9 示出了在静态运行下晶闸管的伏安特性。

1. 正向伏安特性

与二极管正向伏安特性不同, 晶闸管在门极开路时, 即使施加一定的正向阳极电压器件也处于阻断状态。但是当正向电压超过器件允许的最高电压 BU_F 时, 内部 J_2 结被击穿, 使器件进入开通状态, 这将造成器件的失效。这一电压被定义为晶闸管正向阻断电压(Forward Blocking Voltage), 或叫正向转折电压。

当外施阳极正向电压在其转折电压以下时, 只要在门极注入规定的电流(一般为

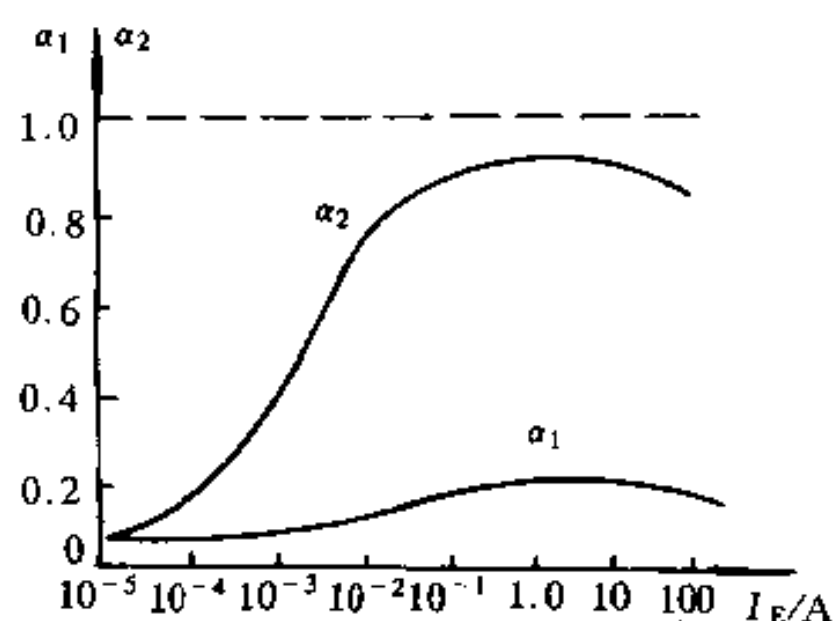


图 2.8 α_1 、 α_2 与射极电流关系

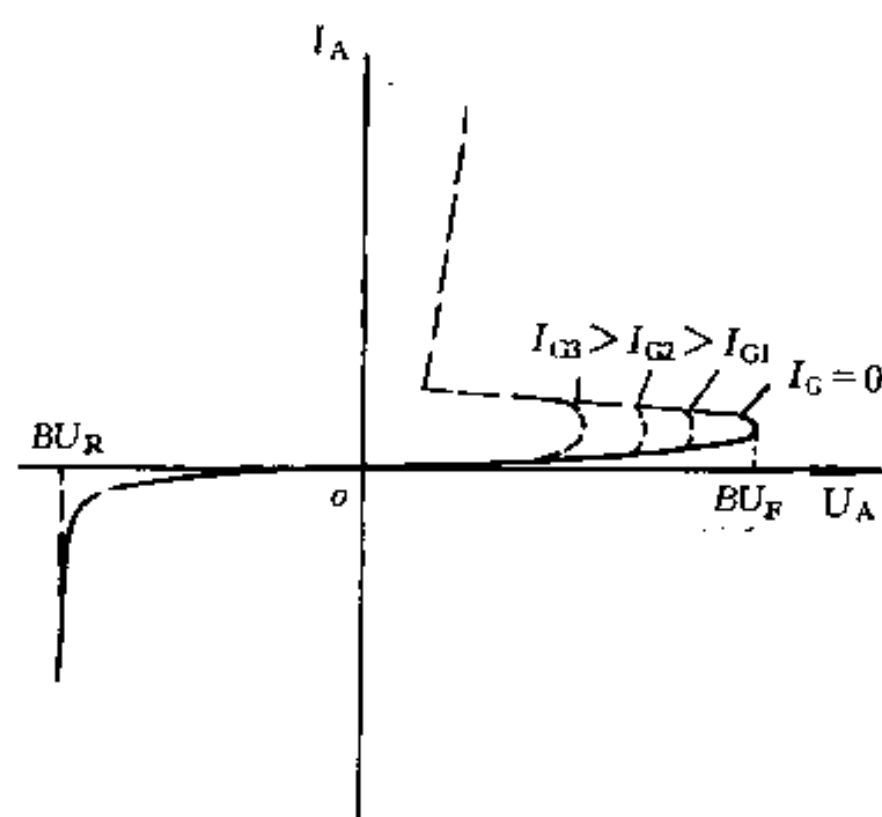


图 2.9 晶闸管静态特性

毫安级),器件也会立即进入正向导通状态。导通以后的伏安特性类似于二极管,也有正向压降,称为通态压降。

2. 反向伏安特性

当晶闸管承受反向阳极电压时,由于 J_1 、 J_3 结处于反向偏置状态,晶闸管流过的电流仅由各区少数载流子形成,因此非常小。这就是器件的反向阻断状态。随着反向电压的增加,穿过 J_2 结的少数载流子稍有增加,反向漏电流稍有增大。由于 J_3 结击穿电压仅有十几伏到几十伏,一般情况下,反向偏置电压主要由 J_1 结承担,一旦阳极反向电压超过允许值 BU_R ,使 J_1 结反向击穿,阳极电流将剧增,使元件永久性失效。

若阳极施加反向电压时,在门极施加足够高的正向电压,将使 J_3 结由反向偏置变为正向偏置,引起内部载流子浓度增加,反向电流增加,从而造成器件功耗增大,结温上升,阻断能力降低,对器件工作十分不利,必须避免。

2.2.3 晶闸管动态特性

在大多数电力电子电路分析中,晶闸管都当作理想开关处理。但在实际运行时,器件开通及关断过程中内部载流子分布的变化,以及当器件突加电压或电流突变时的工作状态往往直接影响线路工作的稳定性、可靠性甚至可运行性。因此,必须对器件动态特性有所了解。

1. 开通时间

如前所述,对于正向阻断状态下的晶闸管,从外施门极信号上升沿开始到器件进入正向导通状态,要经历一个内部晶体管正反馈并达到饱和导通的过程,称为晶闸管开通过程。开通过程可分为三个阶段,如图2.10所示。

(1) 延迟时间 t_d 从门极电流 i_G 阶跃上升时刻起,到阳极电流 i_A 上升到稳态电流的10%所需的时间。这一过程中,晶闸管阳、阴极间电压基本不变。

(2) 上升时间 t_r 阳极电流从10%稳态值上升到90%所需的时间。在这一期间内,随着阳极电流迅速增加,器件两端的压降 u_{AK} 也迅速下降。

(3) 扩散时间 t_{ex} 阳极电流上升到90%稳态值时,在芯片面积上并没有均匀地分布,它仍以一定的速度逐步扩展,直到器件电压降到其正向压降值,电流才上升到100%稳态值。

晶闸管开通时间 t_{on} 定义为

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.7)$$

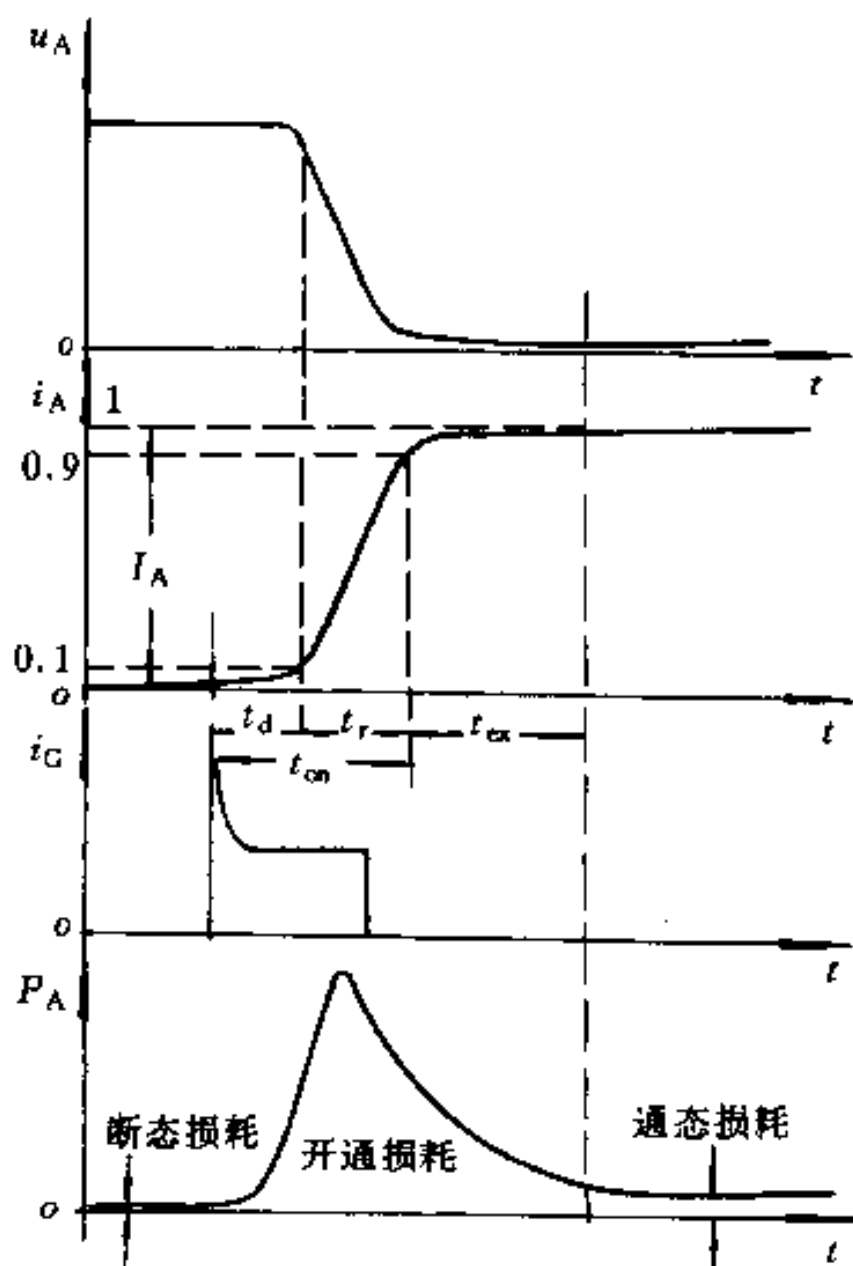


图2.10 晶闸管开通过程

影响开通时间的主要因素如下：

① 门极电流越大,前沿越陡,延迟时间越短。如果门极电流持续时间(即门极脉冲宽度)太短,延迟时间将延长(见图 2.11)。

② 器件自身特性对器件上升时间有很大影响。

③ 外电路电感的大小也将影响器件开通上升时间。

④ 阳极正向电压直接影响到器件内部开通正反馈过程,因此对开通过程中的延迟和上升时间都有影响。

2. 阳极电流上升率 di/dt

在晶闸管开通过程中,阳极电流总是从门极附近开始逐步向整个芯片扩展,这需要一定的时间。如果外电路使器件阳极电流增长过快,在未来得及扩展到较大的导电面积前已达到很大的值,就会造成器件在门极附近电流密度过高而发生局部热击穿,导致晶闸管永久失效。这种情况在早期晶闸管中经常发生,现在的晶闸管通过改进内部结构,已使 di/dt 承受能力大大提高。但在使用时,仍然必须从外电路采取措施来限制器件承受的 di/dt 。例如在阳极串联电感,用小容量器件并联代替大容量器件等。

影响晶闸管 di/dt 承受能力的电路运行条件主要是：

(1) 门极触发方式 利用强触发来加速导通初期载流面积扩展速度,要求门极脉冲前沿的电流大,上升速度快。但过大的门极电流会使门极功率超过允许值。因此对大功率晶闸管,门极信号希望具有如图 2.12 所示波形,前沿上升时间 $\leq 1\mu s$,电流幅值为 5~6 倍门极电流额定值。

(2) 工作频率 工作频率越高,开通损耗影响越大,结温越高,这就限制了器件每次的开通能量。因此不仅使阳极电流幅值减小,也降低了 di/dt 承受能力。

(3) 开通前电压 元件开通前承受的正向电压越高,开通过程中的各种损耗也相应增加。这样,为了限制晶闸管结温, di/dt 承受能力就必须加以限制。

3. 正向阻断电压上升率 du/dt

在正向阻断状态下,晶闸管内 J_2 结形成图 2.13 所示的结电容 C_{J2} 。如前所述,这种状态下 J_1 、 J_3 结处于正向偏置,全部电压加在 J_2 结上。当电压以 du_A/dt 的上升率加入时, C_{J2} 中将产生一个位移电流 i_{DS}

$$i_{DS} = C_{J2} \frac{du_A}{dt} \quad (2.8)$$

这个电流以基极电流形式注入晶体管 V_2 ,造成 V_2 集电极电流和 α_1 、 α_2 增加,其作用类似于门极电流。由晶闸管正向伏安特性可知,其正向阻断能力会下降。因此,过高的 du/dt 可能造成器件

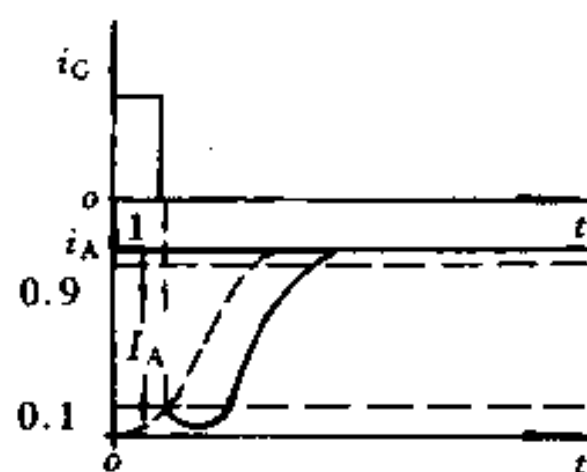


图 2.11 门极脉宽对 t_d 影响

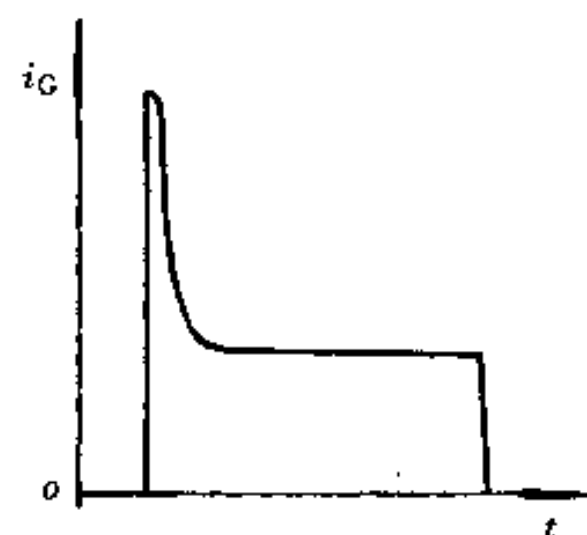


图 2.12 理想门极电流波形

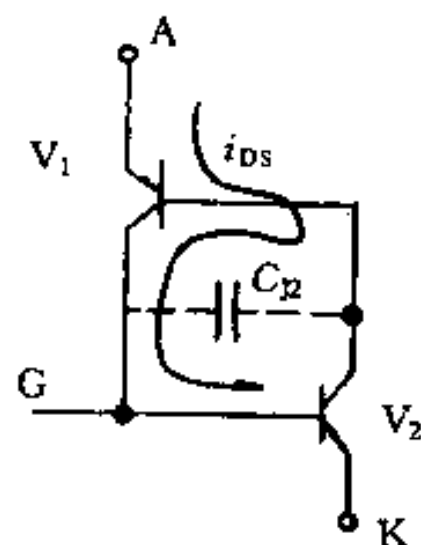


图 2.13 正向 du/dt 产生位移电流

误导通。

4. 晶闸管关断时间

如前述,导通后的晶闸管要通过施加阳极反向电压来关断。实际晶闸管关断不是瞬时完成的。从施加阳极反向电压到器件恢复正向阻断能力,是一个很复杂的过程,完成这一过程所需的时间就是晶闸管关断时间。图 2.14 示出了典型的晶闸管关断过程。可以看出,关断过程由以下几个阶段组成。

(1) $t_1 \sim t_2$ 在这段时间内,正向电流由于器件受反向电压逐渐下降到零。晶闸管仍处于正向导通状态,管压降维持正向通态电压。当 $t = t_2$ 时,阳极电流衰减到零。但此时若立即施加正向电压,即使门极开路,器件也会重新导通,说明它并未真正关断,还应持续施加反向电压。

(2) $t_2 \sim t_7$ 在这一区间,存储在基区中的载流子在反向电压作用下形成从阴极流向阳极的反向恢复电流。开始阶段因 J_1 、 J_3 结上的电荷存在,未改变其正向偏置状态,因此 J_1 、 J_2 、 J_3 都为正偏,晶闸管仍为低压导通。随着载流子复合和外电路抽取,其浓度降低,在 $t = t_3$ 时, J_3 结载流子浓度减到零,首先恢复其反向阻断能力,并承受全部外施反向电压,从而造成 J_3 结雪崩击穿,反向恢复电流增加。当 $t = t_5$ 时, J_1 结载流子浓度减为零,恢复反向阻断能力,与 J_3 结共同承担外施反向电压,晶闸管两端电压与外施反向电压相等,反向恢复电流达最大值后开始迅速衰减。对于大功率器件,这种电流衰减的 di/dt 可高达每微秒上千安,外电路中很小的电感就会造成很高的反向过电压。在 $t_6 \sim t_7$ 区间反向电流逐渐衰减到静态反向漏电流,阳极电压恢复到反向稳态值。从正向阳极电流下降到零的时刻 t_2 开始到反向恢复电流衰减到反向稳态值的时刻 t_7 为止,这段时间叫反向恢复时间 t_{rr} 。

(3) $t_7 \sim t_8$ 在 J_1 、 J_3 结恢复反向阻断以后, J_2 结上积蓄的剩余电荷不能再通过外电路排

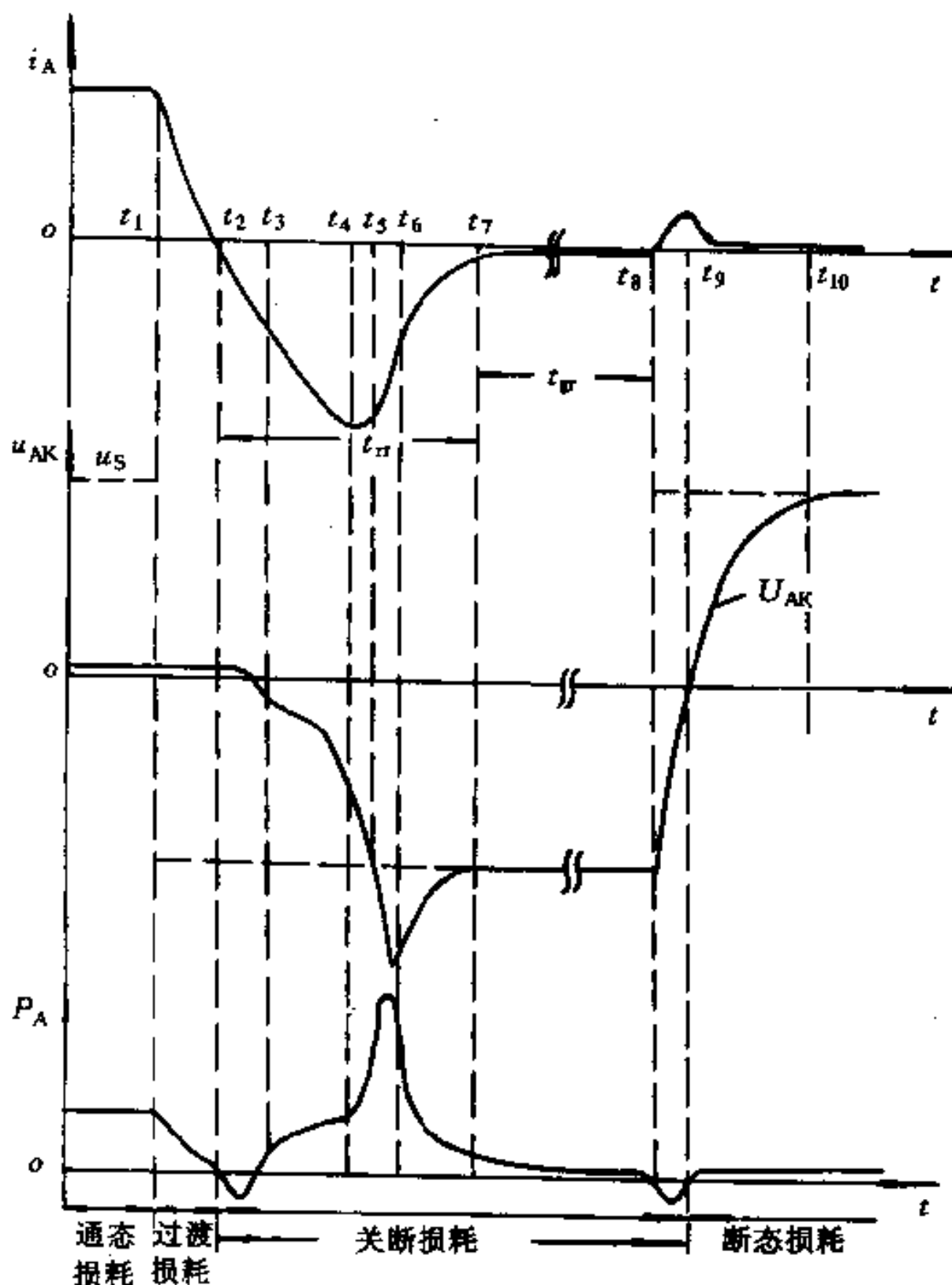


图 2.14 晶闸管关断过程

出,只能在内部复合,这段时间内,由于 J_2 结并未恢复阻断能力,只要施加正向电压, J_1 、 J_3 正偏,器件仍可能导通,所以器件两端仍需维持反向电压直到 $t = t_8$, J_2 结恢复其阻断能力,这时,可向器件重施正向电压。这段时间定义为门极恢复时间 t_{gr} 。综合分析,可得晶闸管关断时间

$$t_{off} = t_{rr} + t_{gr} \quad (2.9)$$

影响晶闸管关断的主要因素如下:

① 关断前的阳极电流越大,内部积蓄载流子浓度越高,因此各部分恢复阻断能力的时间增加, t_{off} 也增加。

② 外施反向电压越高,反向恢复电流越大,积蓄电荷易于通过外电路排出,因此 t_{rr} 会减小;反之 t_{rr} 加大。这影响到 t_q 的变化。因此,关断时外施反向电压较低的电路中应考虑这一因素。

③ 再次施加的正向阳极电压及正向 du/dt 值会影响到门极恢复时间。 du/dt 越高,恢复时间越长, t_{off} 也相应增加。

④ 结温的升高将增加基区载流子的寿命,因此也就增加了它们在基区内的存活时间,从而使 t_{off} 增加。

5. 晶闸管的动态损耗

晶闸管在低频运行时,由于稳定导通或阻断时间相对开、关过程时间要长得多,因此损耗主要是由正向导通压降和阳极电流、阻断电压和阻断状态下的漏电流产生的。这种损耗是静态损耗,是低频运行的晶闸管结温升高的主要因素。

然而,晶闸管在高频运行时,开关过程中的损耗是不能忽略的。开关过程中晶闸管的压降和电流都有相当的数量,由它们引起的损耗就是动态损耗。晶闸管动态损耗分布可由图 2.10 和图 2.14 看出。它包括以下三部分。

(1) 开关损耗 指器件在开通时间和反向恢复时间内的损耗。这两个区间内管压降和阳极电流都比较大,因此损耗幅值相当高。器件低频运行时,由于时间短,对结温影响不大。若高频运行,开关时间与稳态时间可以比拟了,这个损耗将不可忽略。

(2) 扩展损耗 在器件开通过程的扩展时间内,阳极电流从 90% 扩展到 100% 稳态值这段时间内的损耗。

(3) 过渡损耗 阳极施加反向电压后,电流从稳态值下降到零的过渡时间内的损耗。

后两种情况由于器件管压降很低,损耗都比较小。

6. 使晶闸管从阻断变为导通的因素

前已述及,晶闸管从断态转入导通的过程,就是内部互补晶体管由于正反馈造成饱和导通的过程,因此任何能引起晶闸管内正反馈的因素都可使晶闸管由断态变为通态。实际应用中,可有四种原因:

(1) 过高的正向阳极电压 晶闸管在正向阻断状态下, J_1 、 J_3 结是正向偏置,外施电压全部加在 J_2 结上,电压越高, J_2 结电场强度越高,载流子获得的加速能量越大,使半导体材料中更多的载流子被激发出来,从而使内部电流增加,两个晶体管共基电流增益 α_1 、 α_2 增加,造成正反馈,直到 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$,晶闸管产生所谓正向转折,由断态变为通态。这是一种过高阳极正向电压引起的非正常开通,可使器件性能变坏甚至永久失效。

(2) 过高的结温 晶闸管内两个晶体管共基电流增益 α_1 、 α_2 不仅随其发射极电流增加而

增加,也随结温升高而增加。另一方面,它们的漏电流也随结温升高而增加。由式(2.2)、(2.3)可知,这会引起它们集电极和发射极电流增加,从而引起 α_1 、 α_2 进一步增加,而电流也随之再增加,形成正反馈,导致器件转折电压降低甚至导通。

(3) 较高的正向 du/dt 如前述, du/dt 将在 J_2 结电容中产生与门极电流等效的位移电流,若 du/dt 较高,会产生较大的位移电流,使器件误导通。

(4) 正向阻断状态下施加正向门极电流 这是晶闸管正常的开通方式。

以上四种因素中,除施加门极电流以外,均属晶闸管非正常的转折,必须采取措施避免发生。

2.2.4 晶闸管门极特性

从图 2.6 所示晶闸管四层结构示意图可以看到,晶闸管门极和阴极正跨在 P_2N_2 形成的 J_3 结两边,因此门极有与一般 PN 结类似的特性。但为了提高器件 di/dt 承受能力,对门极周围进行了特殊处理,所以它不完全与一般 PN 结特性相同(见图 2.15)。

晶闸管的正常开通,需要有足够的门极电压、电流。一般说来,门极电压、电流的大小是由门极平均功率来限定的。因此门极施加直流信号和脉冲信号时,电压、电流的幅值不同。脉冲宽度越窄,同样平均功率下的电压、电流幅值就越大,但是晶闸管门极电流和电压是有一个极限值 I_{GM} 和 U_{GM} 的,这是门极工作时的两条边界。此外,晶闸管门极有一个较一般 PN 结压降更高的触发电压 U_{GT} ,门极电压必须高于它,才能正常工作。由此可以得到门极正常工作时的电压、电流变化区(见图 2.16)。

如前所述,为加速晶闸管开通过程,提高其 di/dt 承受能力,希望晶闸管门极电流尽可能大。另一方面,器件承受反向电压期间不应施加门极信号,因此晶闸管门极总是施加脉冲信号。

当器件结温升高时,由于正向阻断能力降低,所需门极电压和电流也随之减小。

2.2.5 晶闸管的基本参数

正确地选择和使用晶闸管,对保证线路安全可靠运行,是绝对必要的。每一个使用者,都应对器件基本参数的概念有明确的认识。

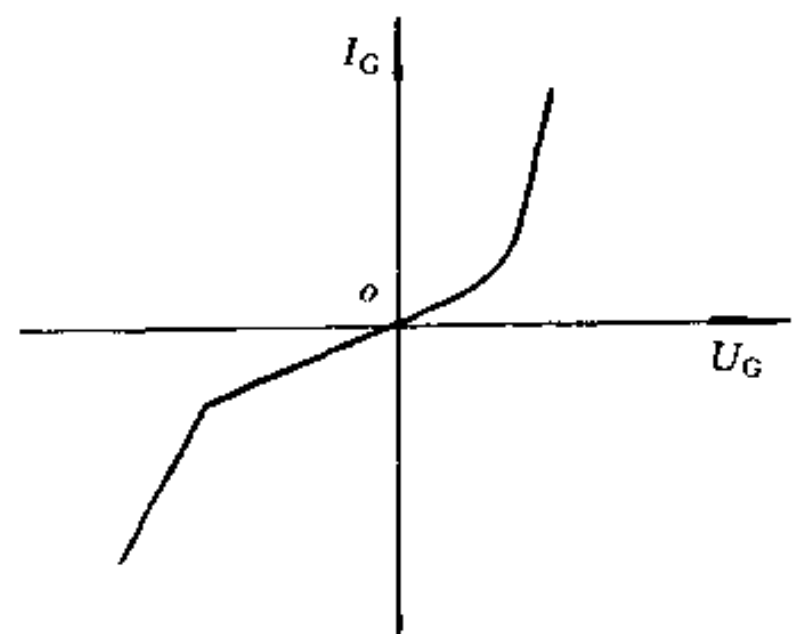


图 2.15 晶闸管门极伏安特性

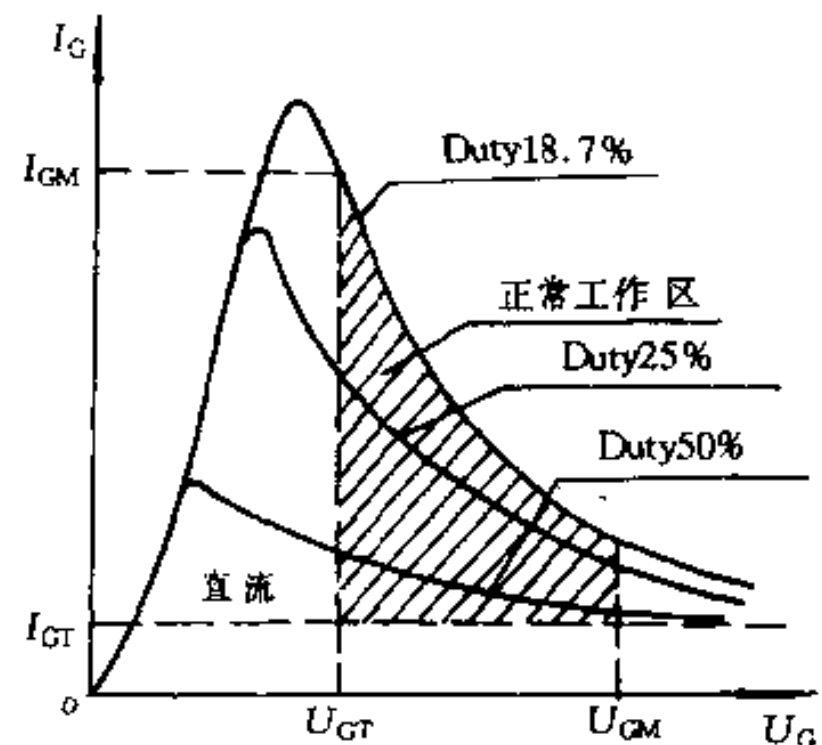


图 2.16 门极工作区

1. 静态参数

(1) 通态平均电流 在规定的环境温度和数据条件下,器件在半波整流电路中导电角不低于 170° 电角时允许的最大平均电流,也是器件的额定电流。实际上,晶闸管电流额定值是按正弦半波电流平均值标定的。

(2) 通态平均电压 额定结温条件下,器件通过额定通态电流的管压降平均值。

(3) 正向转折电压 门极开路条件下使器件从断态进入通态的正向阳极电压。

(4) 断态重复峰压 正向阻断状态下可重复施加而不使器件导通的最大电压。一般定义为 90% 正向转折电压,这也就是晶闸管额定正向电压。

(5) 反向击穿电压 使元件反向雪崩击穿的阳极反向电压。在反向电压达到或超过这个电压时,将造成器件的永久性破坏。

(6) 反向重复峰压 重复施加而不使器件反向击穿的最大反向电压。通常定义为 90% 反向击穿电压,是器件反向电压的额定值。

(7) 断态平均电流 额定结温下,门极开路,分别施加 50Hz 正向和反向重复峰压时的元件电流平均值。

(8) 额定结温 正常运行时允许的器件结温最大值。

2. 动态参数

(1) 浪涌电流 在额定通态电流下稳定工作时,器件在一个工频半周中能承受的最大电流。在器件使用寿命期内,浪涌次数不能超过允许值。

(2) 断态电压临界上升率 du/dt 额定结温、门极开路状态下,使器件从阻断到导通的最低正向电压变化率。

(3) 开通阳极电流临界上升率 di/dt 额定结温下,门极开通过程中不使器件损坏的最大阳极电流上升率。

(4) 维持电流 额定结温下,导通的晶闸管门极开路后,逐步减小阳极电流使器件能维持导通的最小电流值,一般在毫安数量级。

(5) 擎住电流 晶闸管从门极触发,使其从断态变为通态,撤除门极信号后仍能维持导通的最小电流。

(6) 开通和关断时间 在讨论晶闸管开关特性时已详述。

3. 门极参数

(1) 门极触发电压和触发电流 室温下,元件阳极、阴极间施加 +6V 电压时,能使器件完全导通所需的最小门极电压和电流。

(2) 门极正向峰值电压和峰值电流 门极允许施加的电压、电流最大值。

2.2.6 晶闸管保护

晶闸管变流电路在运行过程中可能出现的影响器件稳定、可靠运行的主要因素是:

- ① 器件开通时过高的 di/dt ,会造成器件的永久失效。
- ② 正向阻断状态下,承受过高的 du/dt ,引起器件误导通,电路工作不正常。
- ③ 器件关断过程中载流子积蓄效应引起的反向过电压(见图 2.14),会造成器件反向击穿而永久失效。
- ④ 电路中电器开关操作过电压,会使器件击穿造成永久失效。

⑤ 过流及短路时过高的浪涌电流或超过允许的浪涌电流次数,将造成器件过热失效。

为使电路安全可靠运行,必须设置相应的保护措施。

(1) 增设阳极串联电感,限制器件开通过程的 di/dt 由于晶闸管结构所限,器件承受 di/dt 的能力较低。目前国产普通型器件可达 $20\sim 30\text{A}/\mu\text{s}$,快速管也仅达到 $100\text{A}/\mu\text{s}$,而实际电路中,器件开通时的 di/dt 往往要超过这个值,因此必须加以抑制。简单而有效的办法是串联阳极电感 L_a 。 L_a 的值可按下式选择:

$$L_a \geq \frac{U_{AM}}{(di/dt)_E} \quad (2.10)$$

式中: U_{AM} 为换流期间施加于 L_a 两端可能的最大电压值; $(di/dt)_E$ 为晶闸管允许的 di/dt 。

(2) 晶闸管阳-阴极并联 RC ,抑制器件关断过电压及重加正向 du/dt 如图 2.17 所示,为了避免线路和电阻中的分布电感与电容谐振造成额外的过电压,晶闸管阳-阴极并联 RC 中,电阻必须是无感电阻,电阻、电容之间以及它们与晶闸管之间的连接导线必须尽可能短。

(3) 电源端接入 RC 或非线性压敏电阻可抑制因电器开关操作引起的过电压(见图 2.18),

(4) 晶闸管串联快速熔断器保护短路故障 电路出现短路时,器件中可能流过很大的浪涌电流,其幅值越大,器件能承受的时间越短。而且一旦短路,除用与晶闸管串联的快速熔断器迅速切断故障电流外,用任何其它办法都不能保护器件。因此,熔断器的特性必须与晶闸管配合:正常运行和小量过载时,熔断器不能动作;但只要出现大的浪涌电流,它必须在晶闸管损坏前动作,以切断短路电流。保护特性如图 2.19 所示,其中 K_i 为故障电流与晶闸管(或快速熔断器)额定电流之比,即故障电流倍数。

必须指出,晶闸管额定电流是按正弦半波平均值标定的,而熔断器额定电流则是按有效值定义的。在根据晶闸管额定电流选快速熔断器时,必须根据有效值等效的原则,把晶闸管额定电流换算成正弦半波有效值。

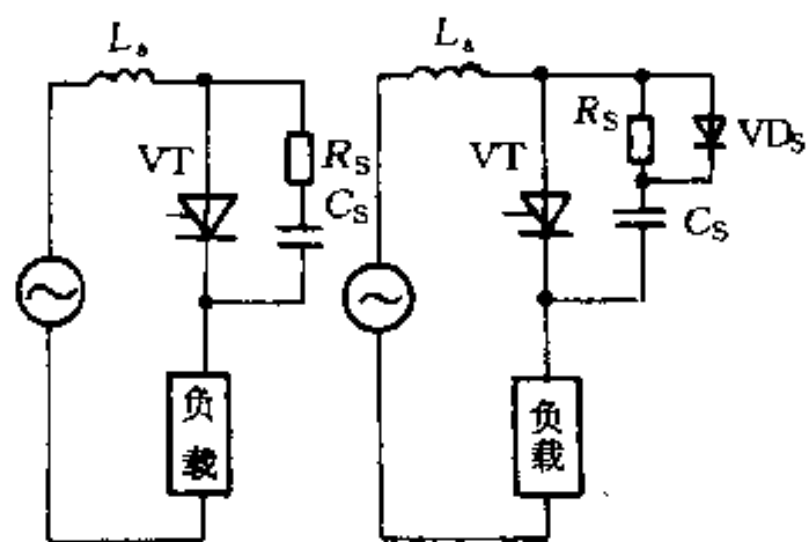


图 2.17 晶闸管吸收电路典型结构

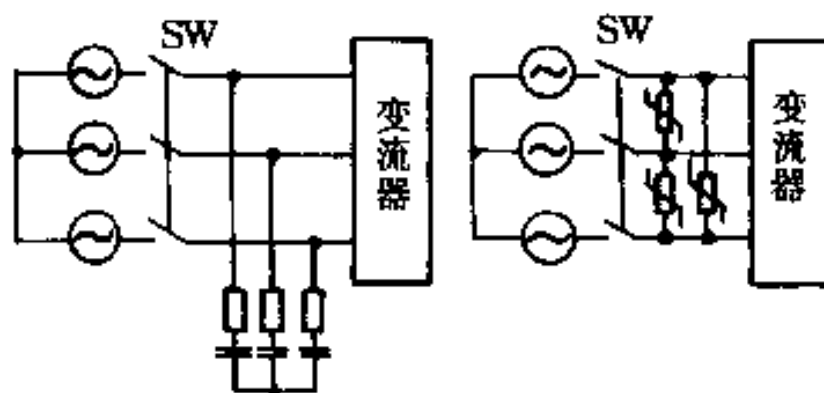


图 2.18 操作过电压抑制电路

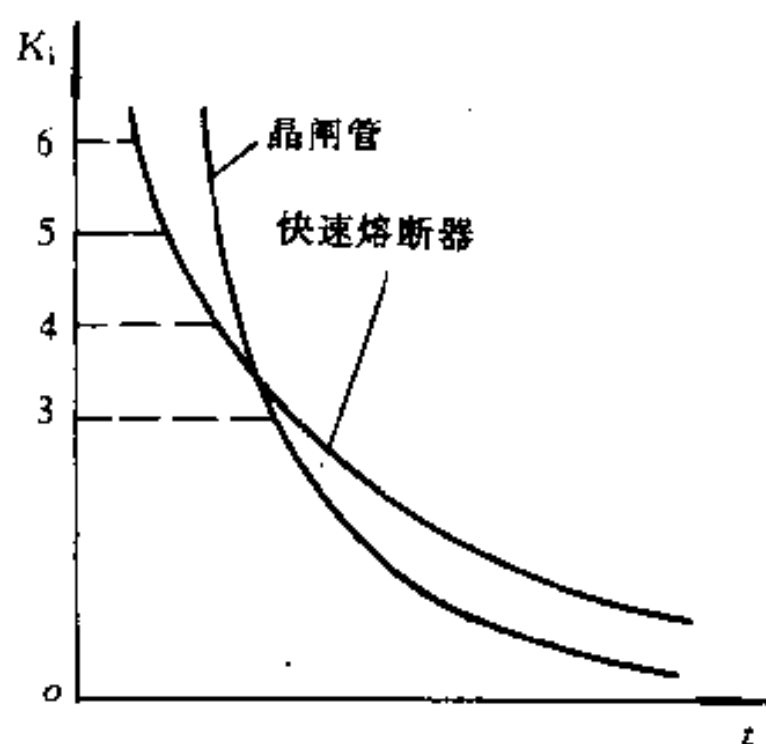


图 2.19 快速熔断器保护特性

设正弦电流幅值为 I_M , 有效值为 I_R , 其半波平均值

$$I_{AH} = \frac{I_M}{2\pi} \int_0^\pi \sin \omega t d\omega t = \frac{I_M}{\pi} = \frac{\sqrt{2} I_R}{\pi} \quad (2.11)$$

正弦半波有效值

$$I_{RH} = \frac{I_R}{\sqrt{2}} \quad (2.12)$$

合并式(2.11)、(2.12)两式可得

$$I_{AH} = \frac{2}{\pi} I_{RH} \quad (2.13)$$

2.2.7 晶闸管的门极驱动电路

如前所述,晶闸管作为可控开关器件,其开通是通过提供足够的门极触发电流来实现的,而门极控制信号的质量又直接影响到器件的开通过程,特别在大容量装置中器件串并联运行时,有更重要的意义。本节从器件对门极脉冲的要求出发,介绍脉冲驱动电路的类型和结构,至于门极脉冲的产生,与主电路形式和控制要求有关,将在后述有关章节中分别讨论。

1. 对晶闸管门极脉冲的要求

晶闸管在不同的应用场合,对门极脉冲的要求不完全相同。例如大功率应用比小功率应用时要求严格,而单管应用比串并联应用要求可相对放宽。但一般说来,门极脉冲驱动电路应满足以下要求:

(1) 足够大的门极触发功率 从晶闸管门极特性曲线可知,为使晶闸管可靠触发,门极信号的电压必须大于规定的触发电压并注入足够的电流以实现器件内部正反馈,因此门极必须有足够的功率,但电压、电流均不应超过参数规定的极限。

(2) 足够宽的触发脉冲 门极脉冲宽度与电路结构、换流方式、负载性质等密切相关。有关问题将在后面各章中讨论。作为晶闸管触发器中的功率驱动环节,输出脉冲的宽度必须保证晶闸管阳极电流上升到擎住电流以上,但不能持续到器件承受反向电压以后。

(3) 足够大的脉冲前沿电流幅值 I_{GM} 及其上升率 di_G/dt 为了加速器件开通过程,提高其 di/dt 承受能力,应使其门极脉冲电流前沿有足够的幅度和上升率。图 2.20 所示的门极脉冲波形还有利于串联和并联器件开通的一致。器件低频运行时, I_{GM} 持续时间(一般约 $10 \sim 15 \mu s$)只占脉冲持续时间很小一部分,以节省驱动功率。目前 di_G/dt 一般用到 $0.2 \sim 1 A/\mu s$, $I_{GM} \approx (5 \sim 6) I_{GO}$ 。这里 I_{GO} 为额定的门极触发电流。

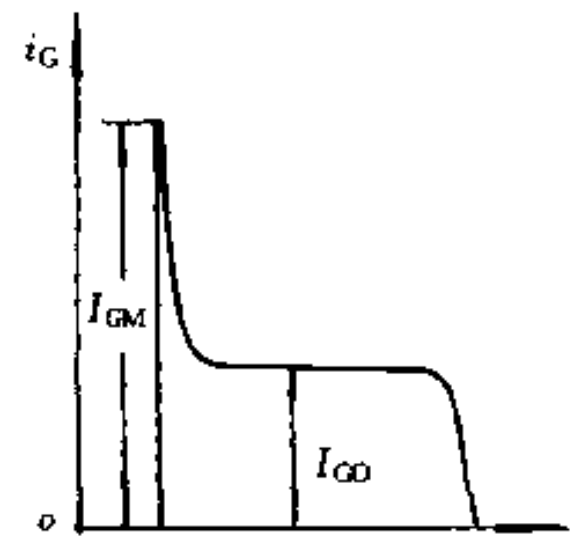


图 2.20 带前沿尖峰的门极电流

(4) 晶闸管门极驱动电路除提供满足上述要求的脉冲外,还需提供触发控制电路与晶闸管主电路间有效的电隔离,并保证电路可靠有效地工作。

2. 门极驱动电路分类及基本结构

为适应不同类型的晶闸管,不同容量和功能的装置,已开发了多种类型的驱动电路,见

表 2.1。

表 2.1 晶闸管门极驱动电路的分类

分类方式	电路类型		备 注
按驱动级输入电平类型	电压型		驱动级元件用 MOSFET
	电流型		驱动级元件用 BJT 或晶闸管
按输出与晶闸管 门极耦合方式	光纤耦合型		用于光控晶闸管 LATH
	磁耦合型		用于普通或双向晶闸管
	光电耦合型		用于普通或双向晶闸管
按输出脉冲型式	无调制 脉冲型	宽脉冲	用于三相全控桥、交流调压
		双窄脉冲	用于三相全控桥
	带调制脉冲型		用于 PWM 控制变流电路、磁耦宽脉冲
按输出脉冲波形	带强触发型		用于大功率及串、并联器件
	无强触发型		用于中、小功率器件

无论何种类型的晶闸管脉冲电路都有大致相同的结构形式,见图 2.21。其中驱动级用于放大控制电路送来的前置脉冲信号功率或提高信号电平幅度。驱动电路可以是电流型或电压型。由于当前广为采用的驱动电路中,绝大多数用双极型晶体管作为驱动级元件,其输入信号电平必定是电流型。MOSFET 作为驱动级元件也有着广阔的前景,因其输入电平是电压型,前置级功率可以大大减小。此外 MOSFET 的开关特性优于晶体管,能得到更好的输出波形。

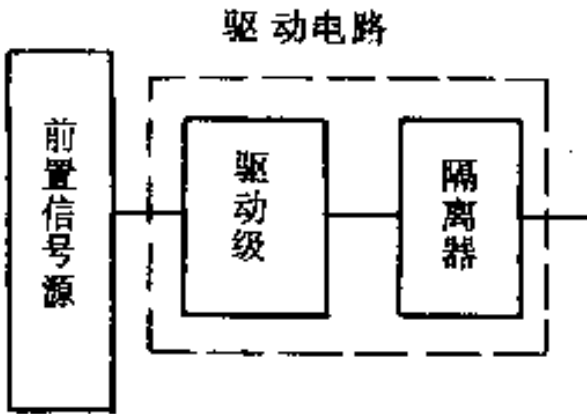


图 2.21 晶闸管门极脉冲电路结构

隔离部分可采用变压器、光电隔离器。当前高压直流输电用整流器多采用光控晶闸管,这种情况下,采用发光二极管和光纤传送门极触发信号,有很强的抗干扰能力。国外近年来开发出的高输出发光二极管用在这种系统中,可取代驱动电路,从而大大减小了触发装置的体积,简化了电路结构。

3. 门极驱动电路举例

(1) 带有强触发、磁耦合的驱动电路 图 2.22(a)所示为一个典型的带强触发变压器的耦合驱动电路。驱动级达林顿晶体管 V_2 开路期间,电容 C 被充电至 E_2 。 V_2 导通, C 通过脉冲变压器一次绕组和 V_2 放电,形成前沿尖峰。以后变压器一次绕组由 E_1 供电。 V_2 关断后, C 再次充电至 E_2 。图 2.22(b)示出了各点的电压波形。

(2) 带高频调制的磁耦合驱动电路 在晶闸管工作于交流调压和低频逆变电路中时,要求宽脉冲触发,这时若采用变压器作为隔离器件,则必须对驱动电路输入端的宽脉冲信号进行高频调制,以避免变压器饱和。

图 2.23 示出了一种简单的带调制的宽脉冲驱动电路原理图和工作波形图。图中 u_i 为输入宽脉冲,555 振荡器输出高频载波信号。

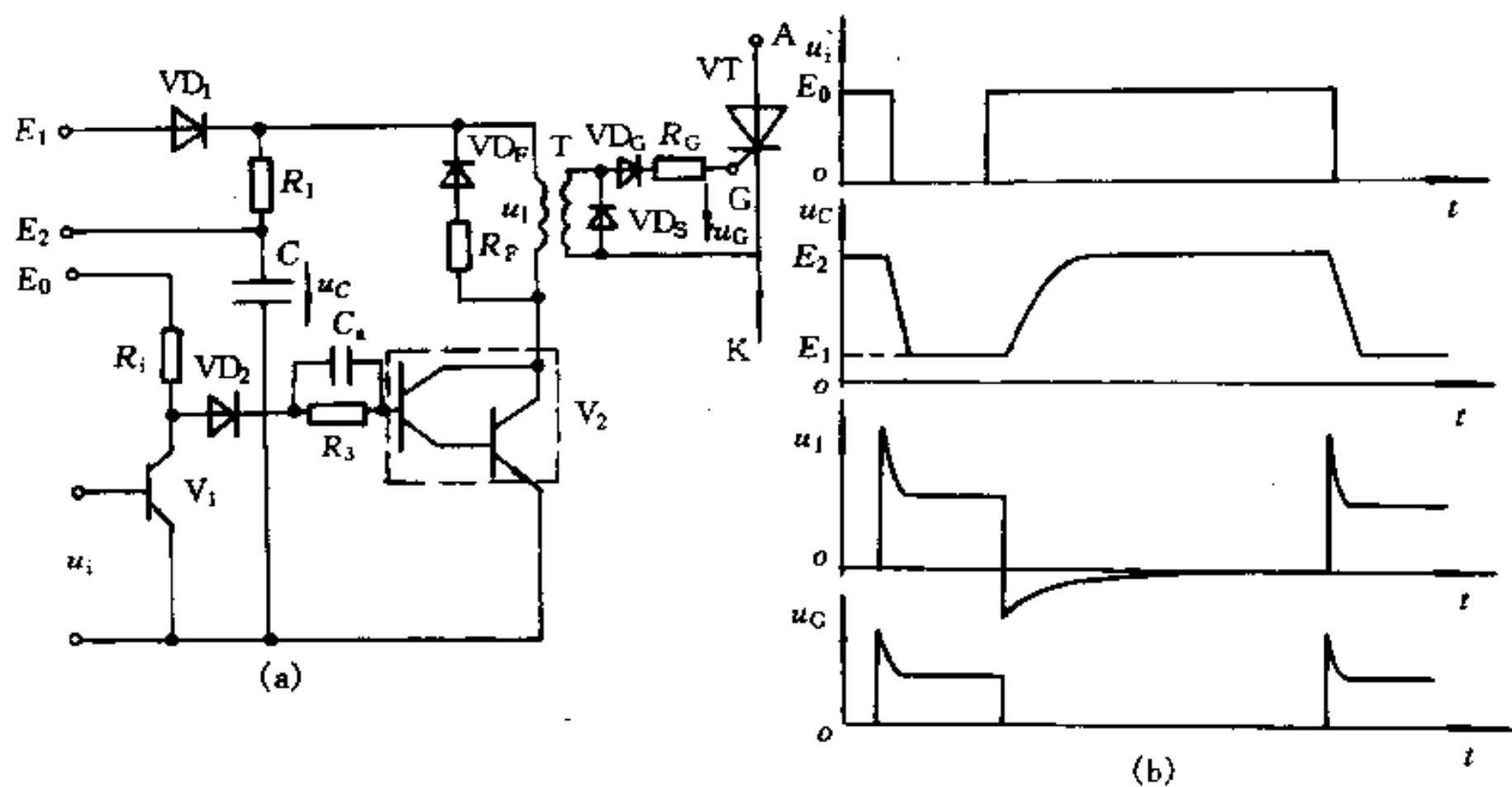


图 2.22 带前沿尖峰门极驱动电路及波形图
(a) 电路；(b) 工作波形

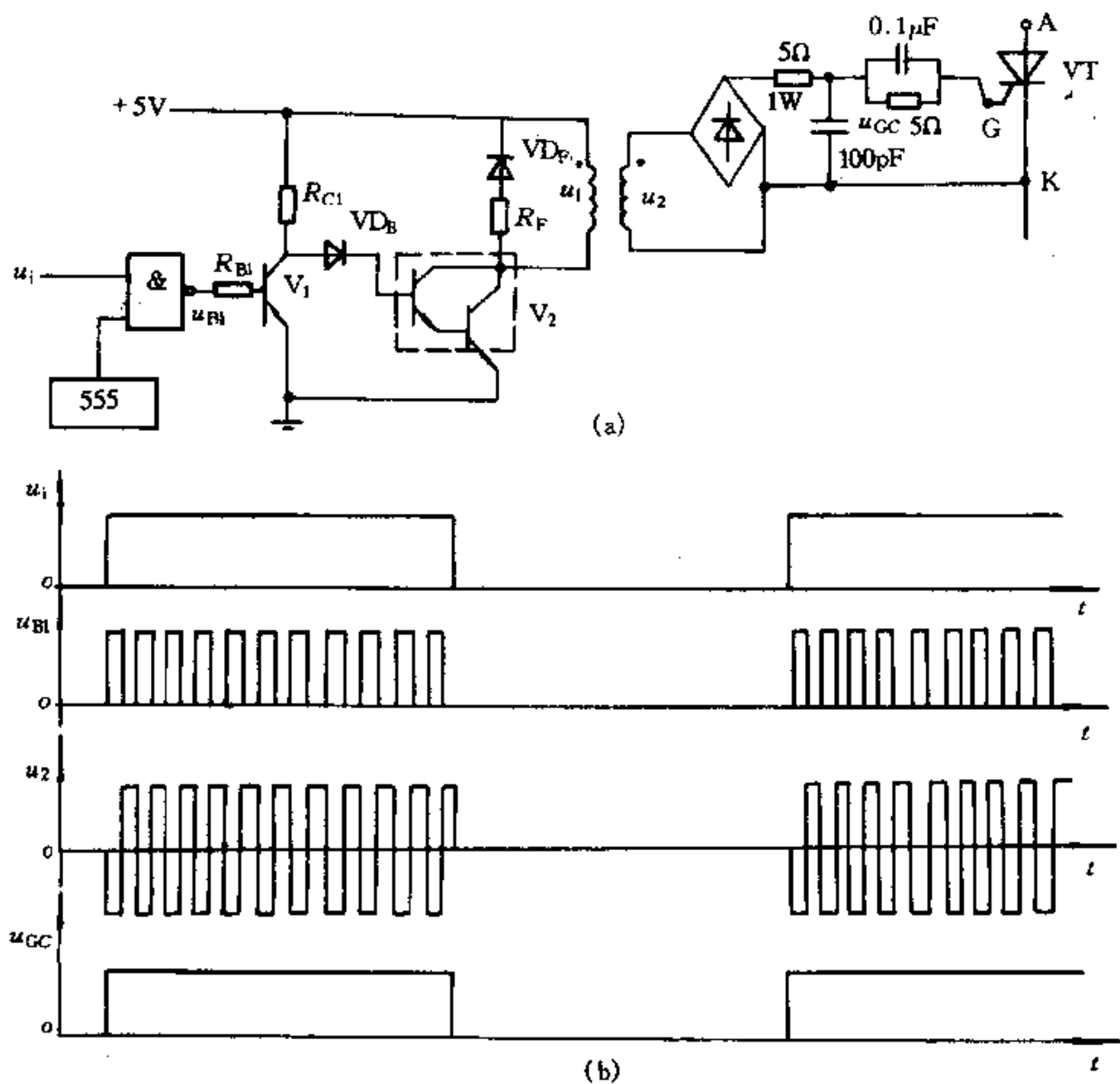


图 2.23 带高频调制的宽脉冲磁耦合驱动电路

2.2.8 其它类型晶闸管

1. 逆导晶闸管(Reverse-Conducting Thyristor)

当晶闸管作为逆变器或直流斩波调压器中的开关器件时,通常需要一个反并联二极管为电感负载电流提供续流通路来抑制过电压。为了减小晶闸管与二极管间连接导线的分布电感在器件开关瞬间引起的暂态过程,导线应越短越好。因此开发出一种把晶闸管和一个反并联二极管集成起来的三端器件,称为逆导晶闸管(RCT),图 2.24 为其等值电路和电路符号图。显然 RCT 不具有反向阻断能力,但这种器件有较高的开关速度。

逆导晶闸管伏安特性示于图 2.25 中。静态反向压降约为 $1\sim 2\text{V}$ 。这类器件属于非对称晶闸管中的一种。其正向阻断电压目前可做到 $400\sim 2\,000\text{V}$ 。电流定额达 500A 。

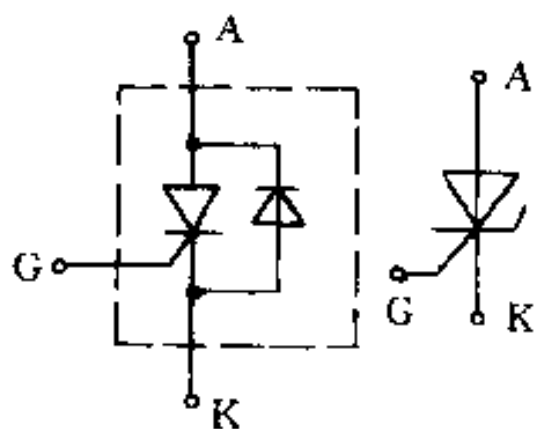


图 2.24 逆导晶闸管及电路符号

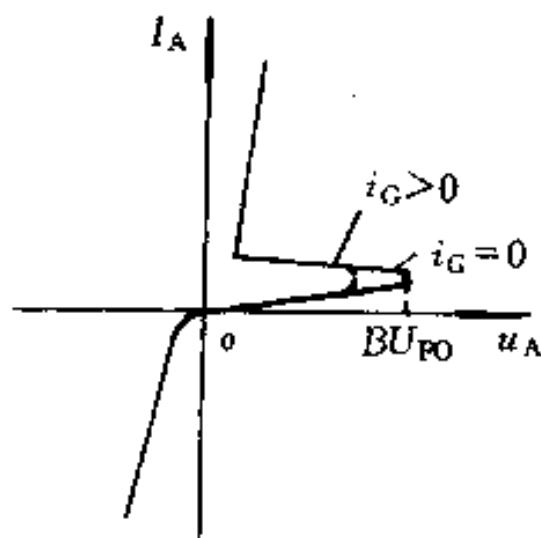


图 2.25 RCT 静特性

2. 双向晶闸管(Triac)

双向晶闸管是一种可通过门极控制双向导通的晶闸管。常用于中、小功率交流电压控制器中。其等值电路、电路符号及伏安特性分别示于图 2.26(a)、(b)和(c)中。

双向晶闸管也是一种三端器件。根据施加于 MT_1 和 MT_2 间的电压极性与控制门极信号间的关系,双向晶闸管可有四种工作模式(见图 2.27)。由于在不同的工作模式下器件触发灵敏度不同,II 模式最低,因此,实际应用中常用 I、III 模式或 I、IV 模式。

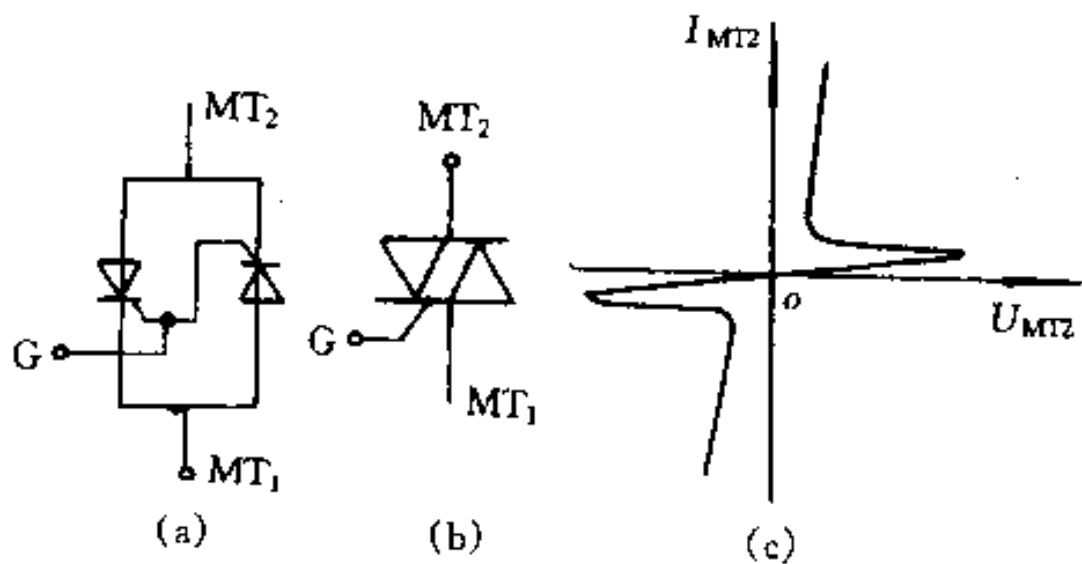


图 2.26 双向晶闸管及其伏安特性

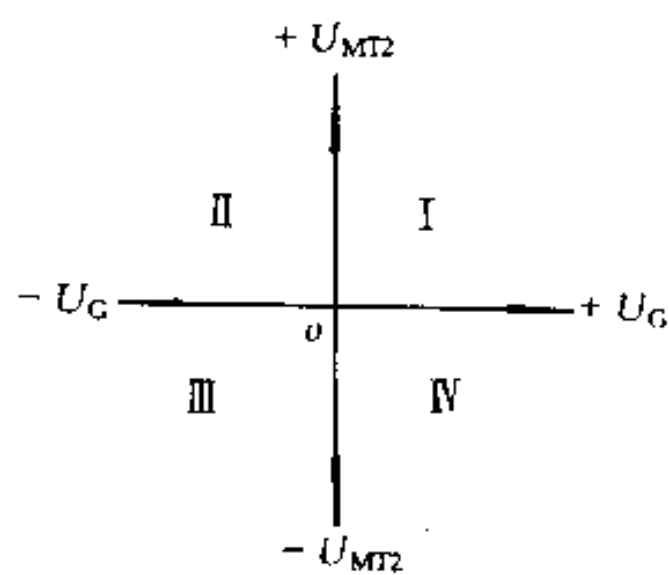


图 2.27 双向晶闸管工作方式

尽管双向晶闸管用一个器件可完成两个器件的工作,但由于器件灵敏度较低,关断时间

t_{off} 较长,容量也较小,所以许多情况下仍用普通晶闸管反并联。

必须说明的是双向晶闸管额定电流是直接用有效值标定的。

3. 光控晶闸管(Light Triggered Thyristor)

光控晶闸管用直接光辐射来开通器件,从而在触发器和功率电路间提供了良好的电气隔离,绝缘电压可高达数千伏。一个4 000V、1 500A 的光控晶闸管触发光能仅约 100mW 左右。光控晶闸管具有比普通晶闸管高得多的 di/dt 和 du/dt 承受能力,典型值分别为 250A/ μ s 和 2 000V/ μ s。目前这种器件主要用在高压大电流装置中,例如高压直流输电(HVDC)、静止无功补偿及瞬时无功补偿等。

以上介绍了常用的不控和半控整流器件。随着电力电子装置容量的不断扩大,晶闸管为主的变流装置出现了一些很难克服的问题,如功率因数低,谐波干扰大,直流供电系统中辅助换流电路引起的电路复杂化和可靠性降低等。近年来,一代新型全控电力电子开关器件有了惊人的发展,在电力电子技术的应用中发挥了越来越积极的作用。以下各节将介绍常用全控型器件的基本机理、工作特性及其保护和驱动方法。

2.3 门极可关断晶闸管 GTO

2.3.1 概述

门极可关断晶闸管简称 GTO(Gate Turn Off),是一种在晶闸管基础上发展起来的全控型开关器件。它具有一般晶闸管耐高电压、电流容量大、浪涌承受能力比其它电力电子器件高等优点。同时,作为一种全控型开关器件,其门极不仅可以控制器件的开通,还可控制其关断。因此在采用直流电源供电的变流电路中,GTO 已逐步取代了晶闸管,成为大、中容量 10kHz 以下频率的逆变器和斩波器的主要开关器件。

表 2.3 各种 GTO 的比较

	逆阻 GTO	无反压 GTO	逆导 GTO	掩埋门极 GTO	放大门极 GTO	MOS-GTO
当前容量	2 000A/2 500V	3 000A/4 500V 1 000A/4 500V	2 000A/2 500V 1 000A/4 500V	1 200A/1 200V	1 000A/1 300V	30A/1 500V
主要特点	具有正、反向阻断能力,不适于交流开关等应用。正向通态压降较高。但需协调高耐压与开关损耗之间的配合	采用阳极短路结构,不能承受反向电压。以牺牲反向阻断能力提高快速性、降低正向通态压降。热稳定性较高	GTO 与续流二极管封装在一个管芯内,安装体积小,不能承受反向电压。应解决 GTO 与二极管速度配合问题	门-阴极间电压高达 60V,门极驱动电路输出电压相应提高,可简化门极电路	管芯内设辅助晶闸管,减小触发电路输出电流并提高 di/dt 承受能力,减少开通损耗,也简化了触发电路	是 MOSFET 与 GTO 组成的复合型器件。它提高了门极输入阻抗,简化了门极电路,同时又保持了传统晶闸管耐高电压、电流大的特点
	已批量生产					有发展前景

从结构上看, GTO 与普通晶闸管的最本质区别就在于晶闸管是单元器件, 即一个器件只含有一个晶闸管; 而 GTO 则是集成器件, 即一个器件是由许多小 GTO 集成在一片硅晶片上构成的。GTO 有比普通晶闸管高得多的 di/dt 承受能力, 但它的正向导通压降比晶闸管高, 控制增益特别是关断增益较低, 因此门极驱动电路结构比较复杂, 功率也比较大。近年来, 随着集成电路和半导体材料工艺技术的发展, 开发了各种 GTO 器件来改善其性能, 尤其是复合型的 MOS-GTO 器件, 采用 MOSFET 作门极驱动, 而 GTO 作主导元件, 使其既有 MOSFET 的高输入阻抗、小控制功率的优点, 也有 GTO 的大开关功率能力, 因此发展很快。表 2.3 示出了各种结构类型 GTO 器件的基本性能。当前大批量生产的有两种, 其中逆阻 GTO 就是一般的 GTO, 具有高的反向阻断电压, 但正向通态压降高, 速度较慢。另一种是阳极短路或无反向电压 GTO, 器件无反向阻断能力, 但正向通态压降低, 快速性较好, 热稳定性也比较优良。

本节将从应用的观点介绍 GTO 的基本工作原理、特性、参数、保护和门极驱动方法。

2.3.2 GTO 工作机理

GTO 与晶闸管类似, 也具有 PNP 四层结构, 都是四层三端器件, 内部电路也可等效为两个互补共基连接的晶体管 (见图 2.28)。但是在器件导通时, 两只晶体管的共基极电流增益 α_1 、 α_2 的值使 V_1 、 V_2 饱和度低于普通晶闸管, 为门极施加反向电压关断器件提供了可能性。

1. 开通机理

在正向阻断状态下, GTO 门极注入正向电流 I_G 后, 就像在普通晶闸管中发生的过程一样, 将在两个晶体管间造成如下的正反馈过程:

$$I_G \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow \alpha_2 \uparrow \rightarrow I_{C2} \rightarrow I_A \uparrow \rightarrow \alpha_1 \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow$$

α_1 和 α_2 也是随其射极电流增加而增加的变量, 而且 α_1 和 α_2 并不相同。但在 GTO 中, α_2/α_1 之值比普通晶闸管大。此外, 导通后的 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 之值比晶闸管小, 器件饱和深度较低。

若忽略器件关断状态下的漏电流, 根据式 (2.6) 可知, GTO 注入门极电流 I_G 后, 其阳极电流 I_A 将满足下式:

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.14)$$

由此可得 GTO 门极控制增益

$$\beta = \frac{I_A}{I_G} = \frac{\alpha_2}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.15)$$

当门极电流 I_G 满足

$$I_G = \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} I_A \quad (2.16)$$

$(\alpha_1 + \alpha_2)$ 通过正反馈过程增加到接近于 1 时, GTO 完全开通。开通后阳极电流中 $\alpha_2 I_K$ 的成分比 $\alpha_1 I_A$ 成分大得多。一旦进入稳定导通, 撤走门极电流, 也不会改变其导通状态。

由于 GTO 导通, 要满足 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 接近于 1, 因此任何使 α_1 、 α_2 增大的因素, 都可能导致器

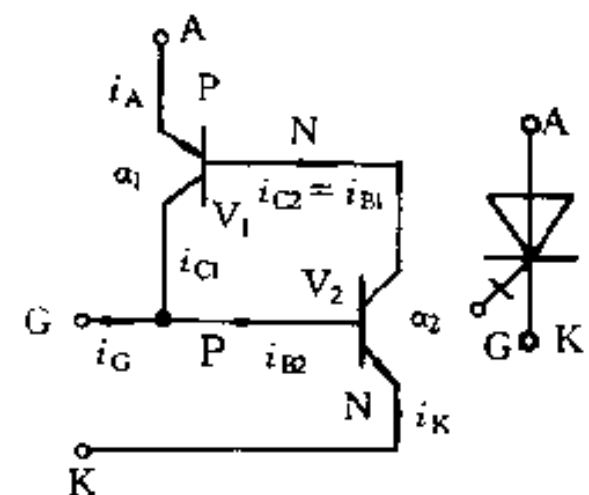


图 2.28 GTO 等值电路

件开通。事实上,除注入门极电流外,过高的阳极正向电压、过大的阳极正向电压上升率以及过高的结温都可能使 GTO 开通。但它们均非正常开通,电路设计中是必须避免的。

2. 关断机理

GTO 的关断机理完全不同于一般晶闸管。图 2.29 示出了 GTO 关断时的等值电路和波形图。可以看出,当 GTO 门极加上负偏压后,晶体管 V_1 集电极电流在这个负偏压作用下将被抽出形成门极负电流。显然,由于 I_{C1} 减小,将造成 I_K 减小,因此 NPN 晶体管 V_2 的电流增益 α_2 也减小。这样就形成了另一个正反馈过程:

$I_{C1} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow \rightarrow \alpha_2 \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow \rightarrow I_A \downarrow \rightarrow \alpha_1 \downarrow$
在门极负电流建立初期, I_{C1} 被抽出的部分较小, α_1 、 α_2 变化不很大,阳极电流基本上没有变化。随着 $-I_G$ 逐步增大到 $-I_{GM}$, 阳极电流由于 I_{C1} 大量抽出开始下降,这就加速了上述正反馈过程,使 α_1 、 α_2 很快下降,晶体管 V_1 、 V_2 退出饱和,在门极

反向偏置状态下最终变为阻断状态。GTO 之所以能够通过门极施加负偏压关断,从元件结构看,其根本原因是采用了多元结构,即一个 GTO 器件实际上由成百甚至上千个小 GTO 元并联组成,因此门极施加负压时,阳极载流子易被抽取。从等效电路看,一是因为开通状态下 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 的值比晶闸管小,内部双晶体管饱和深度远小于普通晶闸管,比较容易退出饱和。另一方面是 α_1/α_2 值更小,阳极电流中 I_{C1} 占的比重较小,易被抽出。根据式(2.14)可得到 GTO 关断时需从阳极抽出的最大门极负电流 $-I_{GM}$ 应满足

$$-I_{GM} > \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1}{\alpha_2} I_{ATO} \quad (2.17)$$

门极关断增益 β_{off} 则为

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|I_{GM}|} \quad (2.18)$$

式中 I_{ATO} 为 GTO 最大阳极可关断电流。GTO 的关断增益较小,一般为 3~5。

必须指出,GTO 正常关断时,门极负电流是从阳极电流中抽出来的部分,并不是由于门-阴极间施加反向电压后 PN 结击穿引起的雪崩电流。事实上,如图 2.30 所示,当 GTO 门-阴极反向击穿后,产生的雪崩电流 I_{GR} 将增加门极功耗。在设计门极驱动电路时,应尽量避免出现这种状态。

3. 失效机理

如前所提及,GTO 器件中有成百上千个 GTO

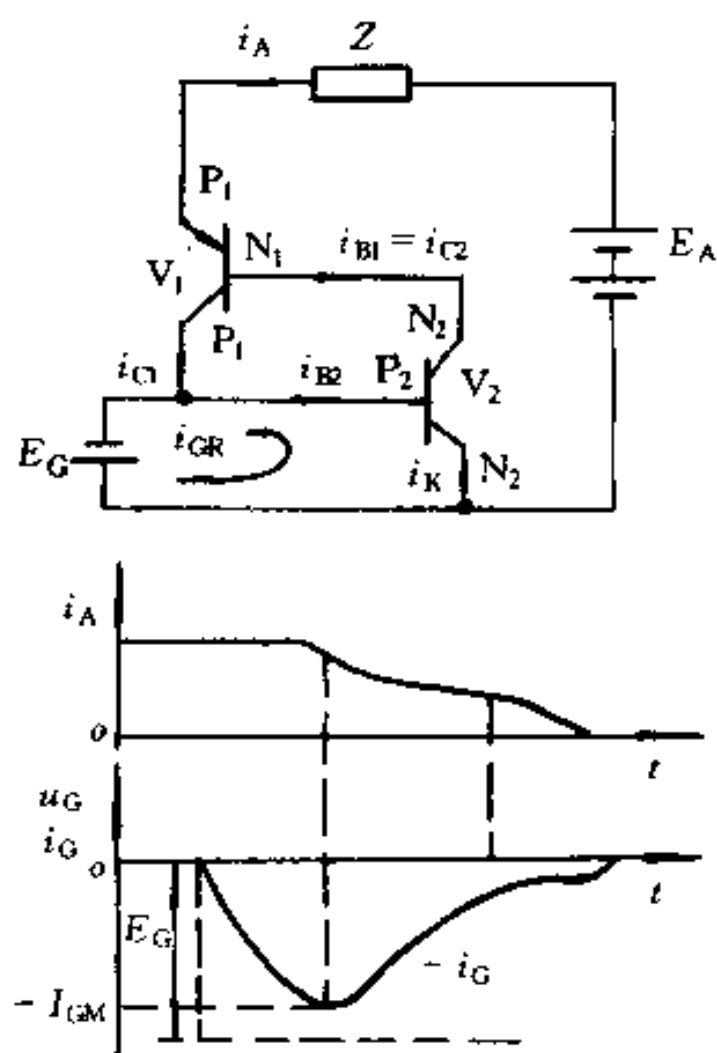


图 2.29 GTO 关断机理示意图

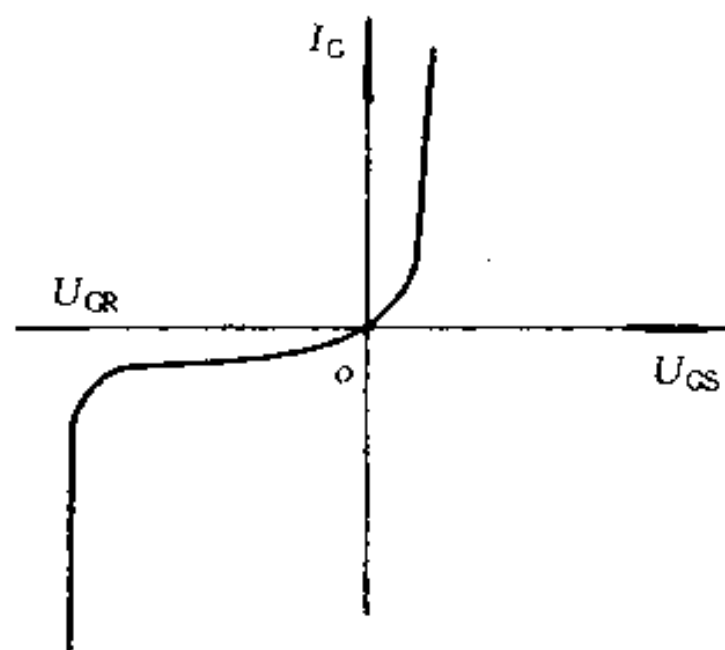


图 2.30 GTO 门极伏安特性

小元,内部电路等效于这些 GTO 小元的并联(见图 2.31)。这一方面加快了 GTO 开通速度,提高了器件承受 di/dt 能力,并为器件可通过门极反偏电压关断提供了结构上的保证。但由于制造工艺、材料质量等问题,很难保证一个大功率 GTO 内部所有小元的特性完全相同。若这些小元性能不一致,就可能造成稳态工作时电流分配不均,开关时间也不同。先开通的小元将在短时间内承受全部阳极电流,后关断的小元也将承受先关断的小元转移过来的电流,造成这些小元局部电流过大而烧坏,使器件永久性失效。实测结果表明,易于开通的小元难于关断,这类小元烧坏的几率也比较高。为解决这一问题,工艺上应改善内部大面积扩散及载流子寿命的均匀性,以保证内部小元性能的一致;从电路上则应提高门极触发电流的强度和上升率,以改善内部小元的开通一致性。

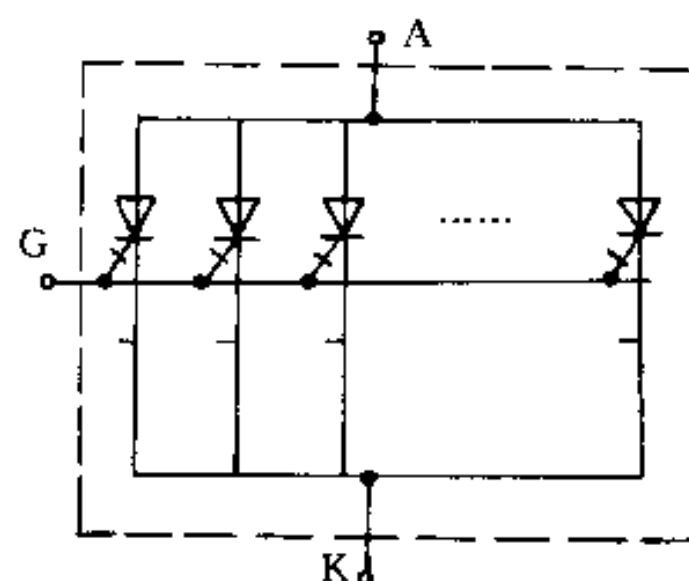


图 2.31 GTO 的多元结构等值电路

2.3.3 GTO 基本特性

本节将介绍 GTO 静、动态特性及门极特性。

1. 静态特性

GTO 的静态伏安特性如图 2.32 所示。与晶闸管类似,当门极开路时,外施阳极正向电压超过其转折电压 BU_F ,GTO 开通,这会影响器件性能,但不一定会失效。若外加反向电压超过其反向转折电压 BU_R 时,器件雪崩击穿,GTO 极易损坏。当门极施加正向电流时,GTO 将正常地由阻断状态转为导通。

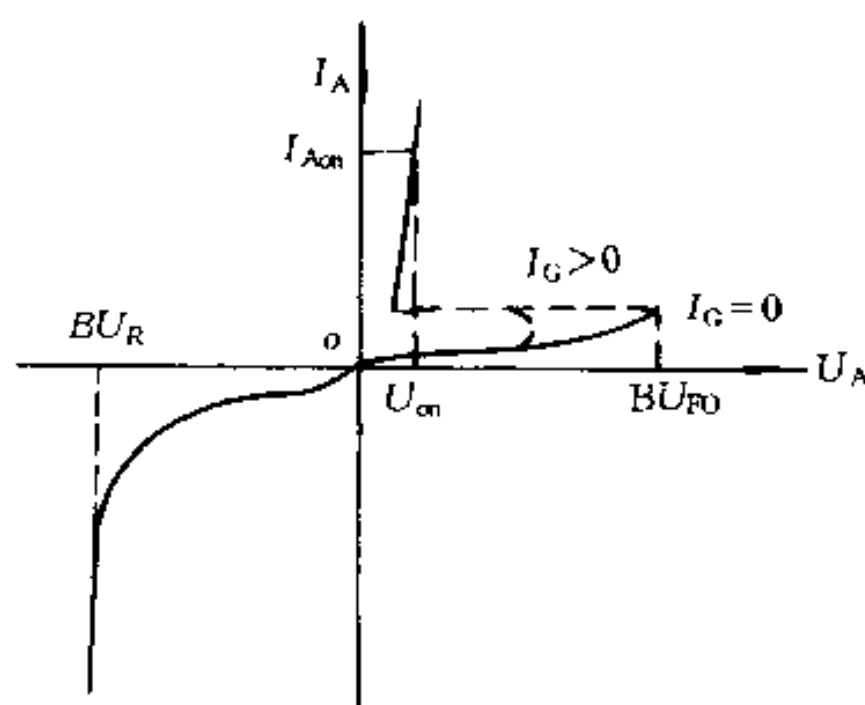


图 2.32 GTO 静特性

GTO 阳极耐压与结温和门极状态有关。结温升高,耐压将很快降低。当结温超过 125°C 时,即使门极不触发,阳极电压未达到 BU_F ,GTO 也会导通。为此可以在器件门极、阴极间并联一个电阻,其作用相当于并联一个短路发射极,以减小温度对耐压的影响。

实验表明,阻断状态下门极保持 -5V 偏置时,器件正向耐压最高。若门极关断信号后沿很陡时,由于结电容效应,正向的 du_G/dt 会在门极中产生一正向尖峰电流,由伏安特性可知,器件耐压因 $i_G > 0$ 而下降,可能造成 GTO 误导通。因此必须避免门极回路中出现这种电流。

从伏安特性可以看出,GTO 稳定导通后,随着阳极电流的增加,正向通态压降显著增大,其效应较普通晶闸管更明显。因此 GTO 的通态损耗在相同的工作条件下比晶闸管要大。

GTO 在正向导通时与晶闸管类似,仅有瞬时浪涌电流的限制。然而当器件在门极施加负脉冲关断信号时,有一个门极反向偏置下 GTO 能可靠关断的阳极电流与电压的轨迹(见图 2.33)。这个轨迹与门极驱动状态和电路运行时的其它参数有关。这种在一定条件下,施加门

极反偏电压使 GTO 能可靠关断的阳极电流和电压曲线包围的区间就叫 GTO 的反偏安全工作区 RBSOA, 简称安全工作区 SOA。当电路条件改变后, SOA 也会改变, 实际应用时应予考虑。

2. 动态特性

与晶闸管一样, 讨论 GTO 动态特性, 也就是分析器件从断态到通态和从通态到断态过程中, 器件电压、电流及功耗随时间变化的状态。

图 2.34 示出了 GTO 开通过程和关断过程中的有关波形。由图可知, 开通过程从门极施加正向电流开始, 当阳极电流大于其擎住电流后, 即可完成。开通时间 t_{on} 也含延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 。整个开通时间受元件特性、门极电流上升率及门极脉冲幅值影响。这一过程中的功耗绝大部分在上升时间内产生。

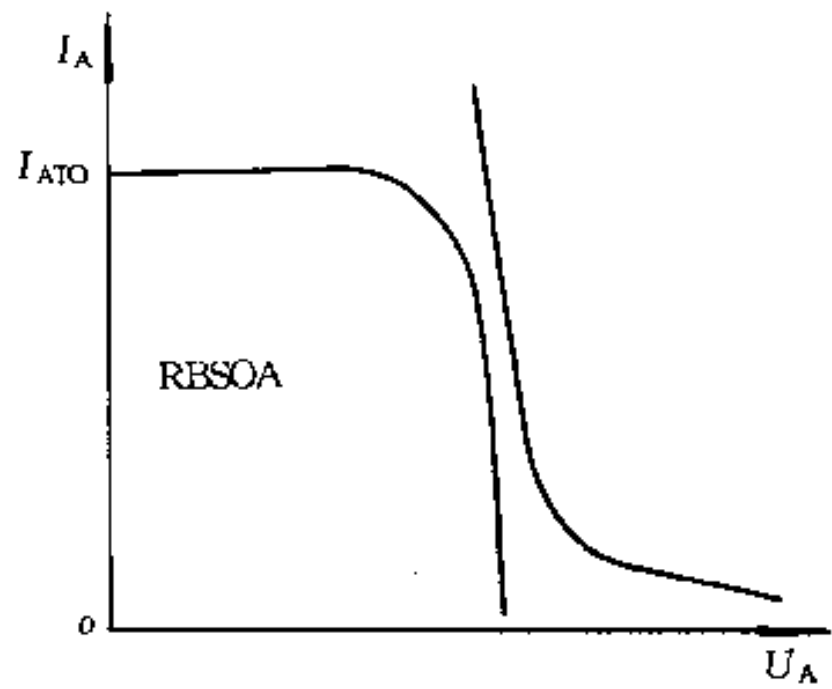


图 2.33 GTO 安全工作区

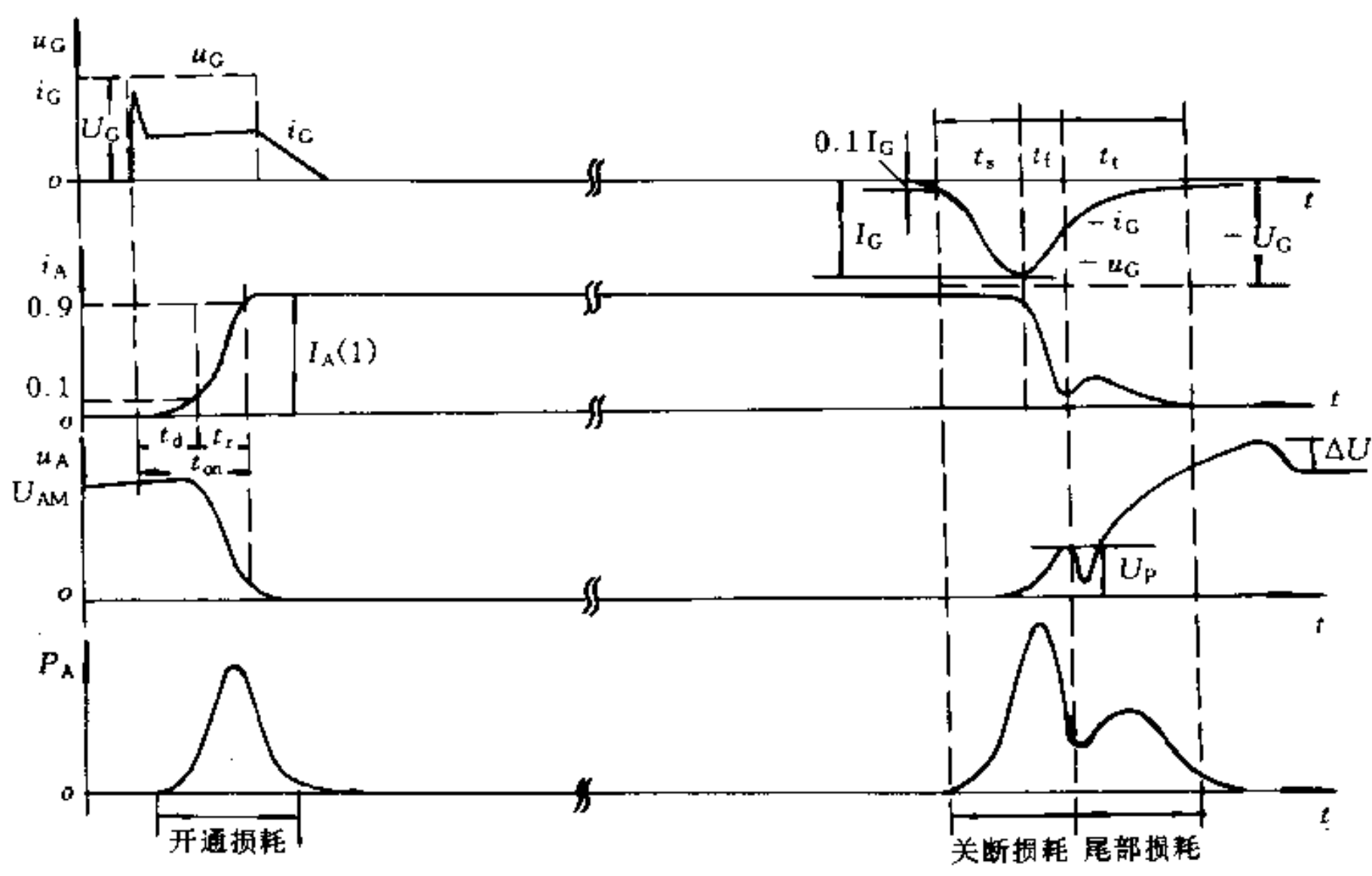


图 2.34 GTO 开关过程

门极施加负压, GTO 开始关断。整个关断过程应分为三个阶段:

(1) 存贮时间 t_s 。门极关断电流达到其峰值的 10% 到阳极电流下降到可关断电流的 90% 所需的时间。这一区间内部等效晶体管未退出饱和, 三个 PN 结均为正向偏值, GTO 工

作状态基本无变化,功耗也很小。由于门极负脉冲使 GTO 饱和时存贮在 P_2 区的载流子被抽出,导通面积逐渐被压缩,然而总电流几乎维持不变。当这个阶段结束时,门极负电流达到最大值。

(2) 下降时间 t_f 阳极可关断电流从 90% 下降到 10% 所需的时间。由图 2.34 电流波形可知,过了这个区间以后,阳极电流将重新开始回升。在这一区间内阳极电压明显增加,电流也有较大值,功耗幅值也最大。这段时间虽短,但功耗十分集中,过大的瞬时功耗会使器件失效。

(3) 尾部时间 t_r 阳极电流从 10% 可关断电流开始回升到最后衰减至断态漏电流经过的时间,这段时间内阳极电压已基本建立,但仍有残存载流子继续被抽出。器件很容易因过高的重加阳极电压 du/dt 导致关断失效,必须充分注意。这段时间内阳极电流呈现缓慢减小趋势,而电压已很高,因此关断损耗大部分出现在这段时间。由于尾部时间是残存载流子复合所需时间,它比抽出载流子的时间要长。为了减小尾部功耗,应尽量缩短尾部时间。

3. 门极特性

GTO 门极、阴极也跨在 P_2N_2 结两边,因此具有一般 PN 结类似的静态伏安特性。当门极反向偏置超过其反向击穿电压 BU_{RG} 时,将门-阴极反向极穿,形成阴极反向电流,可能造成门极-阴极结的损坏,必须引起注意(见图 2.35)。

GTO 关断是在外施门极反偏置作用下由内部载流子形成的负电流脉冲来控制的。在这一过程中,门-阴极的伏安特性十分特殊。图 2.35 示出了关断过程中门极电压、电流的波形。关断期间门极负电流幅值 I_{GM} 与阳极可关断电流相关,负电流的 di_{GR}/dt 则与外施门极负压及门极参数有关。由于存贮时间结束时, P_2 区在器件饱和时存贮的载流子被抽出,器件退出饱和,门极阴极间的负压迅速增加,故可能造成反向击穿,出现阴极反向电流,使门极负电流增加。这一方面有助于器件关断,另一方面,若延续时间太长,也会损坏门极-阴极结。使用和设计时必须注意。

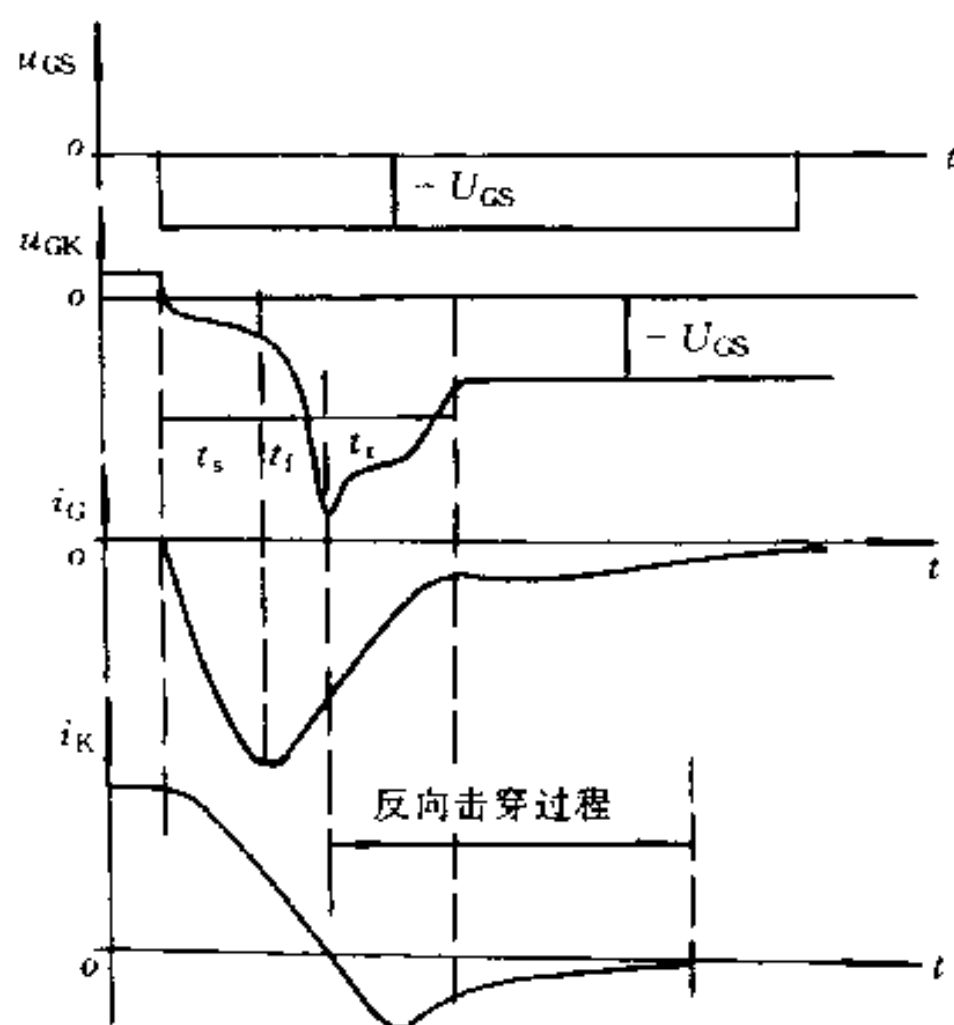


图 2.35 GTO 关断过程中门极特性

2.3.4 GTO 的主要参数

GTO 的某些参数如正、反向阻断电压,浪涌电流, di/dt , 结温, 门极触发电压、电流等的定义与普通晶闸管定义相同。有些则是晶闸管中未定义过的,如最大阳极可关断电流、关断增益、关断时间及尖峰电压等。有个别参数含义稍有不同,如 du/dt 。本节只介绍未定义的和含义不同的参数。

(1) 最大阳极可关断电流 $I_{ATO} = I_{ATO}$ 即为 GTO 的额定电流。GTO 阳极电流受发热和饱和深度两个因素限制。前者受制于器件工作的额定结温,这与晶闸管类似。而后者则与门极关断能力有关。阳极电流过大, $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 值增大,内部晶体管饱和程度加深,使门极关断失效。因此 GTO 的标称电流额定定义为阳极可关断的最大电流。但它不完全是一个恒定值。门极负电流、电路参数及运行状态对它都有影响。

应当指出,目前国际市场上的 GTO 额定电流常用方波标定,但有的用平均值,有的用有效值,选用时必须注意。

(2) 关断增益 β_{off} β_{off} 为最大阳极可关断电流与门极负电流最大值之比。据式(2.17)和(2.18)可得

$$\beta_{off} = \frac{\alpha_2}{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1} \quad (2.19)$$

所有对 I_{ATO} 和 $-I_{GM}$ 有影响的因素,都将影响 β_{off} 。GTO 的关断增益很低,一般不超过 5。这是这类器件的一个缺点。

(3) 阳极尖峰电压 U_P 从图 2.34 所示动态特性波形图中可以看出,GTO 关断过程下降时间结束时会出现一个阳极尖峰电压,这是一个对最大可关断阳极电流有很大影响的重要参数。图 2.36 示出了二者间的关系曲线。尖峰电压随阳极可关断电流的增加呈近似线性增长趋势。但尖峰电压超过某一 U_P 值时,GTO 关断失效,从而限制了阳极电流的增加。这个 U_P 值即为 GTO 的阳极尖峰电压额定值。

阳极尖峰电压的产生,主要是在换相过程中,GTO 电流通过二极管向缓冲电容转移,电流发生变化时由缓冲电路中引线电感和缓冲电容间振荡引起的。

为减小 U_P ,必须选用无感电容,快速恢复二极管及尽可能短的连接线。

(4) 关断时间 t_{off} t_{off} 定义为存贮时间和下降时间之和,即

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2.20)$$

它不包括关断过程中的尾部时间 t_r 。 t_r 随关断前阳极电流增加而增加。

(5) 阳极电压上升率 du/dt GTO 阳极电压上升率的概念与普通晶闸管稍有不同,在实际应用中仍需加以限制。GTO 的 du/dt 有静态和动态之分。

静态 du/dt 是指 GTO 在断态下所能承受而不致误触发的最大电压上升率,其机理与普通晶闸管一致。但 GTO 承受静态 du/dt 的能力比晶闸管强。

静态 du/dt 承受能力与结温、阳极电压和门极反向偏压大小有关。为提高静态 du/dt 承受能力,在断态下门极应保持一低的负偏压,或在门-阴极间并联一定数量电容或电阻。

所谓动态 du/dt 亦称重加 du/dt 。它是指 GTO 在门极关断过程中的阳极电压上升率。

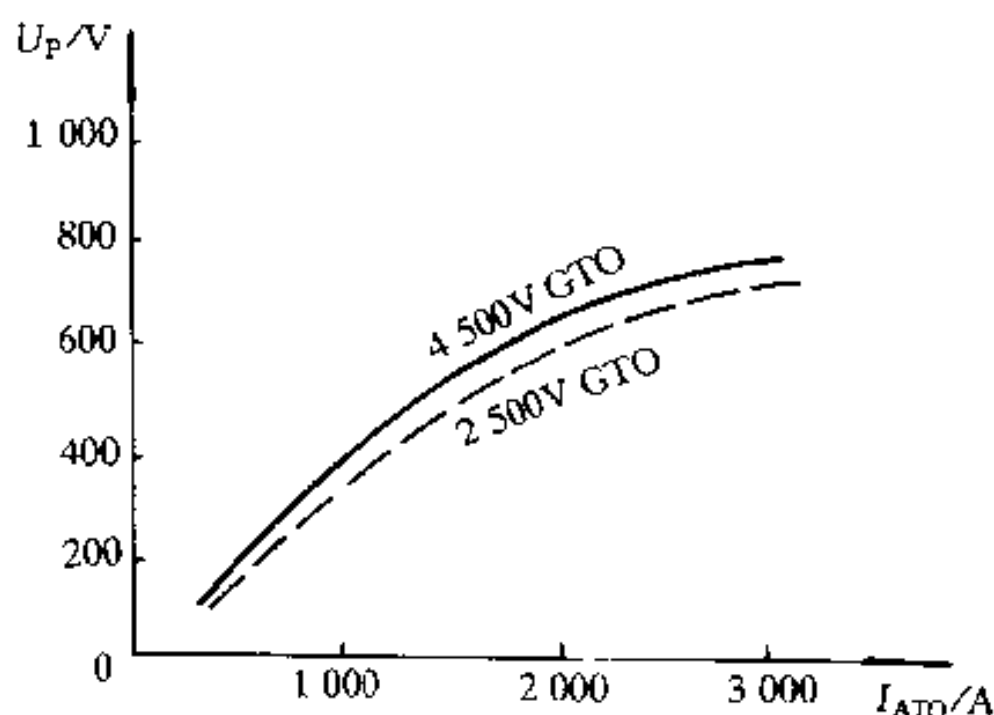


图 2.36 阳极尖峰电压和最大可关断电流关系

此值过高,阳极可关断电流下降,将影响器件门极关断的能力。此外,在关断过程的下降时间内 du/dt 过高,瞬时关断损耗也增大,可能使器件损坏。因此必须并联缓冲电路,确保安全运行。

(6) 阳极电流上升率 di/dt di/dt 对 GTO 和对普通晶闸管一样,是造成器件局部热击穿而永久失效的主要原因,是必须限制的重要参数。临界电流上升率 di/dt 是在阳极电压为额定电压 $1/2$ 时,阳极电流定为最大可关断电流的条件下,开通过程中阳极电流从 10% 到 50% 间的直线斜率或在 50% 那一点上的斜率。由于 GTO 为多元结构, di/dt 承受能力较普通晶闸管高。

GTO 的擎住电流、维持电流及浪涌承受能力概念与晶闸管类似,不再赘述。

2.3.5 GTO 门极驱动电路

GTO 的开通及关断都是通过门极信号来控制的。GTO 的若干参数性能如正向阻断电压、阳极电流上升率、门极可关断电流、开关时间等,都与门极驱动的性能有关。因此正确设计门极驱动电路对 GTO 安全可靠运行有着极重要的意义。

1. GTO 运行对门极驱动电路的要求

GTO 门极电压电流波形分为开通和关断两种。作为一种电流控制型器件,门极电流波形上升陡度、波形的幅度和宽度,对 GTO 性能和运行有很大影响。

(1) 开通过程对门极信号的要求 GTO 是一个多元结构的集成器件,为了保证内部各 GTO 元件导通一致,必须采用门极强触发。采用强触发还可减小开通时间,从而降低开通损耗。强触发电流脉冲前沿应尽可能陡,以利于门极电流快速注入,提高 GTO 开通速度。通常取正向门极强触发电流上升率 di_{GF}/dt 为 $5 \sim 10A/\mu s$ 。

强触发门极电流脉冲幅值直接影响开通时间,幅值越高,开通时间越短,开通损耗和正向通态压降都有所降低。因此,电流强触发脉冲幅值应在门极允许的极限电流范围内尽量取得高一些。

由于开通时阳极电流必须大于器件擎住电流才能可靠开通,尤其在电感负载条件下,阳极电流建立时间可能比 GTO 开通时间长得多,因此,门极电流脉冲宽度应大于 GTO 开通时间。此外,为了降低正向通态压降,希望导通区间内门极正向电流维持,但这势必增加门极功耗。为此采用图 2.37 中开通部分所示强触发窄脉冲叠加低幅值宽脉冲的电流波形。强触发脉冲后沿应缓慢下降,以免产生振荡出现负门极电流尖峰,使器件误关断。

(2) 关断过程对门极信号的要求 为了减小 GTO 关断时间、降低关断损耗,希望门极负电流脉冲上升率 di_{GR}/dt 大些。但过高的负电流上升率会降低关断增益,增加阳极尾部电流,这对 GTO 不利。一般根据 GTO 阳极可关断电流的大小, di_{GR}/dt 选取 $10 \sim 50A/\mu s$ 。

门极负电流的产生,要求施加反向的门极关断电压。门极关断电压的大小与门极伏安特性及反向门极电流有关,但上限值不允许超过门极反向峰压。由于从开始施加反向门极关断电压到 GTO 导通面积缩小到阴极发射中心,元件开始退出饱和这段时间(即存储时间 t_s)内 GTO 仍为导通状态,门极-阴极间也呈低阻状态。从 t_s 结束开始,门极内阻开始增加,在下降时间末期,门极-阴极结开始恢复。门极内阻迅速增加,门极-阴极间反向电压也迅速上升,电流相应下降。在整个这段时间内必须维持外施门极负压。因此门极关断电压持续时间应大于关断时间 $t_{off}(=t_s+t_f)$,并保持到整个尾部时间以后,以便可靠关断 GTO。为此一般选择门

极关断电压持续时间

$$t_{ws} \geq 2t_{off} \quad (2.21)$$

(3) 正向阻断状态对门极的要求 正向阻断期间门极应施加负偏压以提高器件的 du/dt 承受能力。

综上所述,理想的门极电压、电流脉冲应如图 2.37 所示。其中,图(a)适合于低频运行的情况,而图(b)适合于高频窄脉冲的情况。

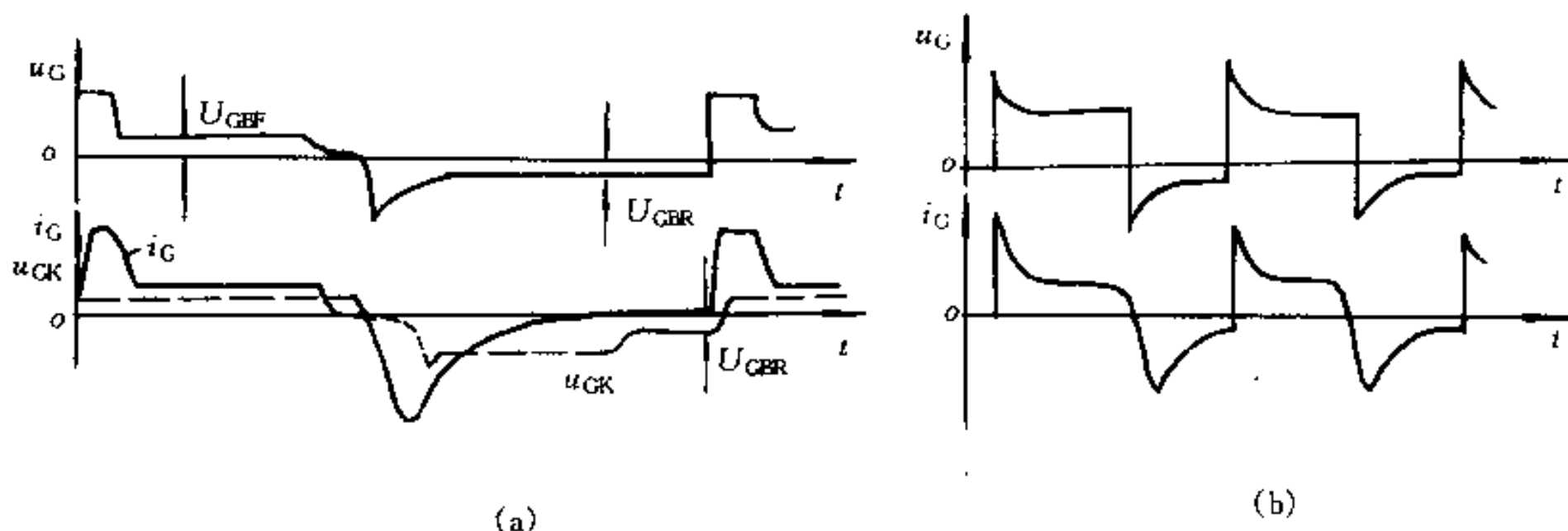


图 2.37 理想的 GTO 门极脉冲波形

2. 门极驱动电路基本结构

为了满足电路运行时 GTO 对门极信号的上述要求,GTO 门极电路与晶闸管相比有较大的区别。它应由三个功能块组成,即开通驱动、关断驱动及断态反向偏置(见图 2.38)。

为适应不同的 GTO 门极驱动容量及不同主电路结构形式的要求,已开发出了多种不同型式的门极驱动电路。其中根据驱动电路与 GTO 门极间的耦合方式,可分为直接耦合与间接耦合。

直接耦合方式下,门极驱动电路与 GTO 门极间不加任何隔离器件,虽然可以避免因隔离器件(如脉冲变压器)分布参数对脉冲前沿产生的不利影响,但对于主电路中阴极电位不同的器件,驱动电路的电源必须独立,而且 GTO 门极电流大、阻抗低,对门极驱动电源要求较高。采用这种方案时,门极控制电路中前置脉冲与驱动极间仍必须隔离(用光电耦合器或脉冲变压器)。

间接耦合的门极驱动电路在驱动电路输出端与 GTO 门极间加有隔离器件,通常用脉冲变压器。其优点是对主电路中不同的 GTO 门极,驱动电路可共用电源。另外通过变压器可以实现驱动电路输出与 GTO 门极间的阻抗匹配,提供较大的门极驱动电流。在这种方式下,驱动级与信号级间不再隔离。间接耦合驱动电路由于采用了脉冲变压器,变压器漏感将影响门极电流上升率,且绕组的分布电容还会在脉冲前后沿产生振荡,影响开关过程的稳定性。

实际应用中,对小容量、单管主电路(如直流斩波)的系统多采用直接耦合式。

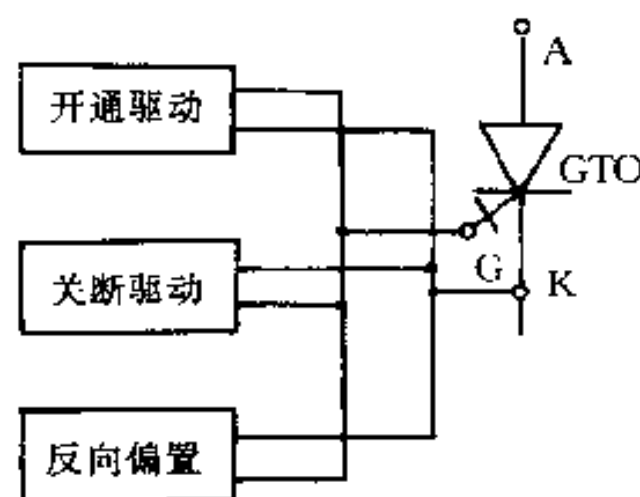


图 2.38 GTO 门极驱动电路组成

3. 门极驱动电路实例

图 2.39 给出一种直接耦合式的门极驱动电路。电路采用半桥结构,通过电容 C_1 、 C_2 分压为 GTO 阴极提供零电位。这种电路结构简单,开通和关断的能量不受电容大小的影响,有较强的关断能力。

图 2.40 所示为最简单的磁耦式门极驱动电路,采用驱动级晶体管 V 导通时关断晶闸管,以保证较大的门极关断电流。驱动晶体管关断时,利用变压器中贮能使 GTO 开通。这个电路最大的特点是简单、效率高。但由于开通仅依靠变压器在关断过程中存贮的能量,对大容量 GTO 不太合适,也不适于低频要求提供关断负偏压的应用场合。

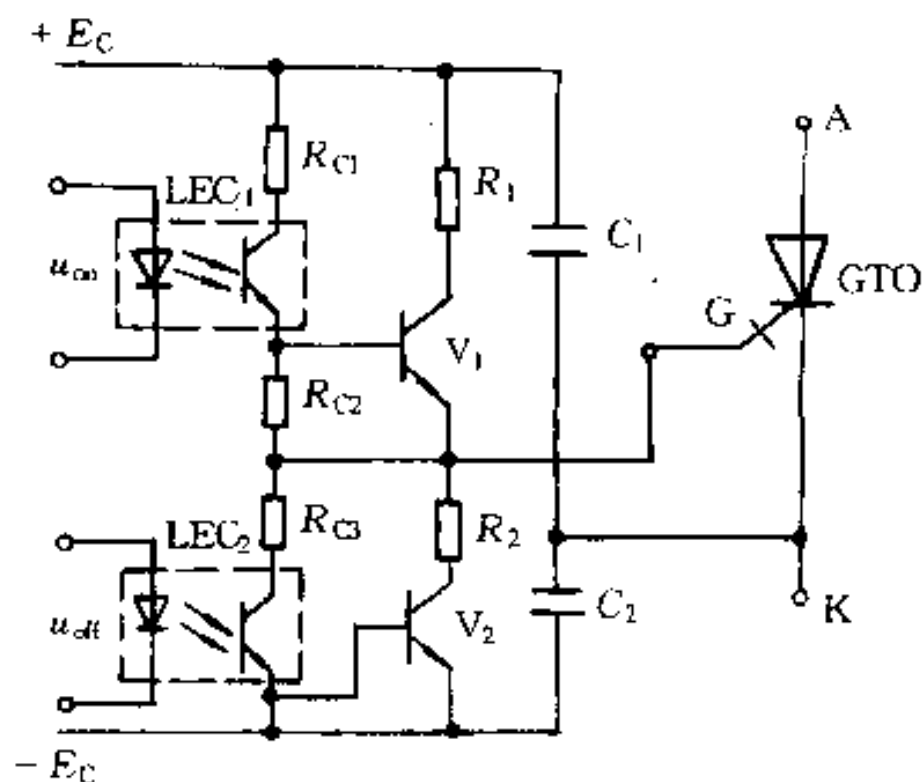


图 2.39 直接耦合式门极驱动电路

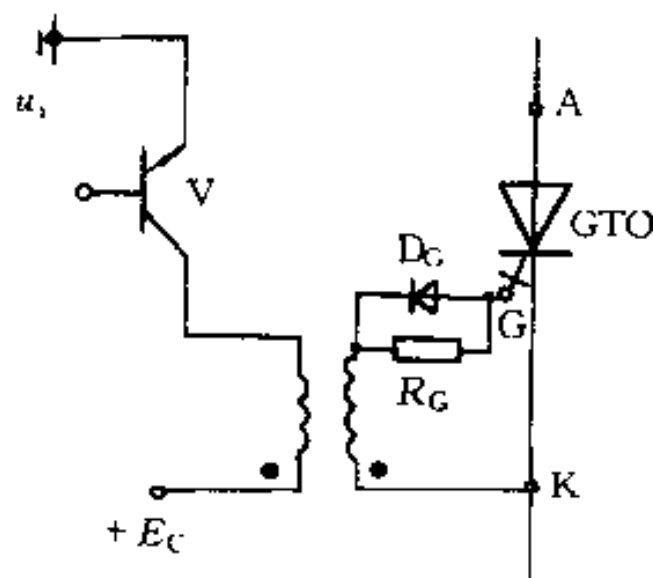


图 2.40 磁耦式门极驱动电路

2.4 双极型功率晶体管 BJT

双极型功率晶体管 BJT(Bipolar Junction Transistor)以前被称为 GTR(Giant Transistor)。它也是一种电流控制型的全控开关器件。但其内部结构、工作机理及工作特性与 GTO 都有着本质的区别。本节将从应用的角度出发,着重讨论其工作特性及其驱动电路。

2.4.1 BJT 基本工作原理

BJT 与信号处理中的晶体三极管有相似的结构、工作原理和工作特性。它们都是三层半导体两个 PN 结的三端器件。也有 PNP 型和 NPN 型之分。但作为电力开关器件,BJT 大多采用 NPN 型。图 2.41 为这种器件的结构示意图和电路符号。

BJT 常用所谓三重扩散方式制成。图 2.41(a)中,上部的高掺杂 N^+ 区为发射区,用来向基区注入载流子。基区是一层很薄的 P 型半导体,用于传送和控制发射区注入的载流子。底部 N^+ 区用于收集载流子。为了提高器件的耐压能力,在集电区中还设了轻掺杂的 N 区。两个 PN 结分别叫发射结和集电结。为使发射区向基区注入载流子(电子)并经过基区传输到集电区,应在发射结加正偏置,集电结加负偏置(见图 2.41(b))。

BJT 作为电力电子器件,总是工作在开关状态,有开通、导通(饱和)、关断、阻断(截止)几种不同的工作状态。实际应用中,BJT 多采用共发射极接法(见图 2.42)。当器件基极发射极

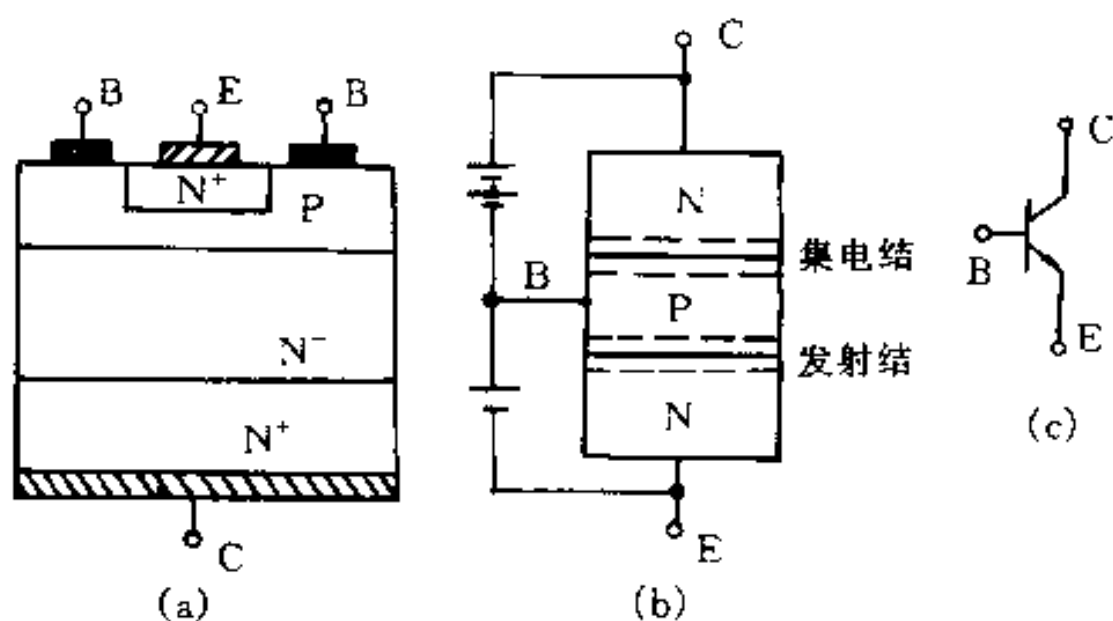


图 2.41 BJT 内部结构及电路符号

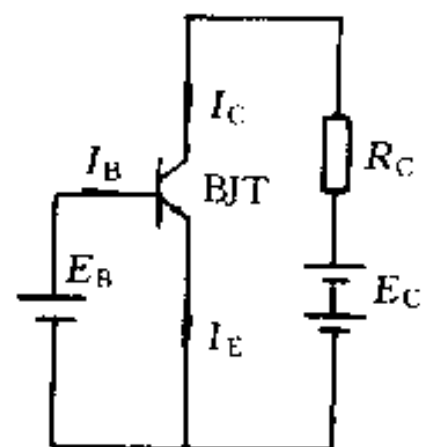


图 2.42 共射极接法的 BJT

间施加正向电压时, BJT 进入开通状态。这个区间发射结正偏, 集电结反偏, 由发射极向基区注入的电子以扩散和漂移方式穿过基区形成电流, 并使集-射极电压降低。进入饱和导通状态后的 BJT, 集-射极电压非常低, 使发射结和集电结同时处于正偏状态。此时集电极电流仅取决于外电路阻抗, 不再受基极控制, 这是双极型电力晶体管与信号晶体管运行时的最大差别。后者工作时必须满足发射结正偏, 集电结反偏, 以保证基极对集电极电流的控制。

2.4.2 BJT 的基本特性

BJT 工作特性与器件的连接方式有关。由于在大多数应用中 BJT 都以共发射极形式连接, 因此只讨论共发射极连接方式的输出特性和开关过程。

1. 静态特性

图 2.43 示出了典型的共射极接法 BJT 的输出特性。曲线平面内基本可分为三个区, 阻断区、深饱和区、线性区。在线性区与饱和区之间曲线明显弯曲的部分可定义为准饱和区。

阻断区又称截止区。BJT 在这一工作区承受电源电压, 仅有极小的漏电流存在, 在此状态下, 发射结、集电结均为反向偏置。

线性区即放大区。BJT 处于该区时, 发射结为正向偏置, 集电结为反向偏置, 集电极电流 I_C 仅取决于基极电流 I_B 而与集电极电压无关。此区中集-射极间电压较高, 功耗较大。作为电力电子器件, BJT 必须避免在该区运行。

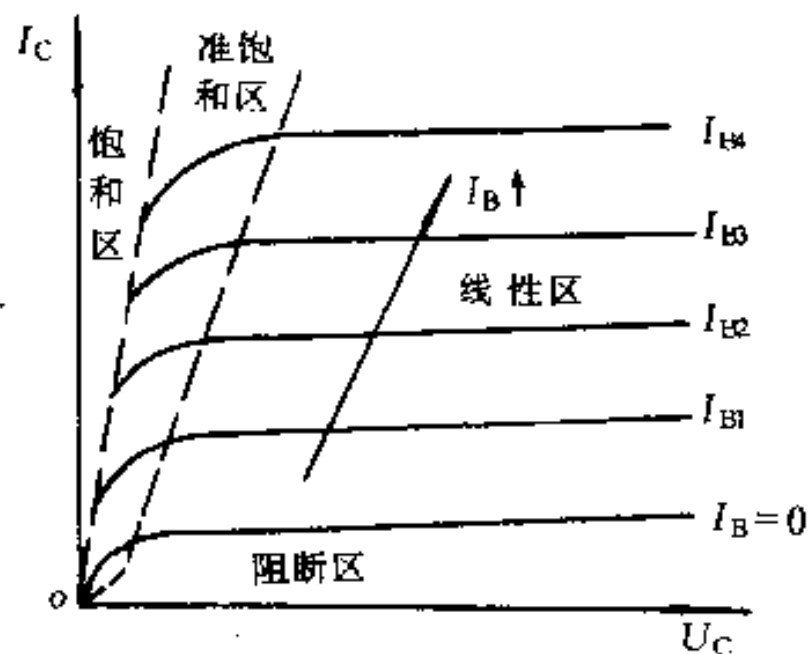


图 2.43 共射极连接的 BJT 输出特性

在深饱和区中, 集电结和发射结均处于正向偏置状态。集-射极间压降很低, 因此集电极电流基本上由集电极电压和外电路阻抗来决定而与基极电流无关, 电流增益很低。

准饱和区虽然仍维持发射结正向偏置、集电结反向偏置的状态, 然而曲线明显弯曲, 同样基极电流下集电极电流减小, 电流增益开始降低。

综上所述, 在电力电子线路中, BJT 稳态运行时应在截止区和深饱和区。深饱和以后 BJT

的集-射极电压叫饱和压降 U_{CES} , 基-射极电压叫基极输入正向压降 U_{BES} 。由于直接关系到器件导通后的功耗, 所以在大功率运行条件下, 这是十分重要的指标。由图 2.44 饱和区特性可知, BJT 饱和压降随集电极电流增加而增加。此外, 结温升高也会使饱和压降增加。

2. 动态特性

BJT 动态特性用来描述其开关过程的瞬态性能, 指标即为开关时间。图 2.44 示出了典型的 BJT 开关过程波形图。

由波形图可知, 在 t_1 时刻加入正向基极电流后, 集电极电流 i_C 要延迟一定的时间才开始出现并上升。从加入正向基极电流 i_{BF} 开始到集电极电流上升到 $0.1I_C$ (稳态电流) 的时刻 t_2 为止, 称延迟时间 t_d 。从 t_2 到 i_C 上升到 $0.9I_C$ 所需时间称上升时间 t_r 。BJT 开通时间 t_{on} 为

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.22)$$

当 $t = t_4$ 时, 基极电压反向, 电流 i_B 开始下降并反向, 但集电极电流并未变化。从基极电压反向到集电极电流 i_C 下降到 $0.9I_C$ 所需时间为存贮时间 t_s 。这以后,

i_C 迅速下降, 到 $t = t_6$ 时, 下降到 $0.1I_C$ 。时间区间 $[t_5, t_6]$ 叫下降时间 t_f 。BJT 的关断时间 t_{off} 为

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2.23)$$

BJT 断态漏电流和通态正向压降都很小, 因此稳态功耗不很大, 但是开关过程中电压、电流都有相当数量, 损耗较大。尤其高频运行时, 减小开通和关断时间不仅有利于工作频率的提高, 也可减小开关的损耗。

开通过程中的延迟时间是由于发射结电容必须充电, 以使其从反向偏置变为正向偏置, 上升时间则是用来积累使 BJT 饱和所需的基区过剩载流子。因此若希望减小开通时间, 应提高基极正向电流的幅度及上升率。

BJT 稳态运行时为了减小开通损耗, 一般希望器件工作的饱和度深些。但器件饱和度越深, 内部存贮的载流子浓度越高。在关断 BJT 时, 首先必须抽出这部分载流子使其退出饱和。这一过程就是 BJT 的存贮时间 t_s , 在整个开关过程中, 这是时间最长的部分。为减小 t_s , 从电路上考虑, 一方面应使 BJT 工作在临界饱和状态, 另一方面提高基极负偏压以增加从基区抽取的负电流幅度。下降时间 t_f 对应着基区电荷继续抽取和体内复合的时间, 因此基极负电流增加 t_f 也相应缩短。

2.4.3 BJT 的主要参数

1. 最高电压定额

BJT 的最高电压定额是指不使 BJT 击穿的最高允许电压。它可分为两类: 由 BJT 内在因

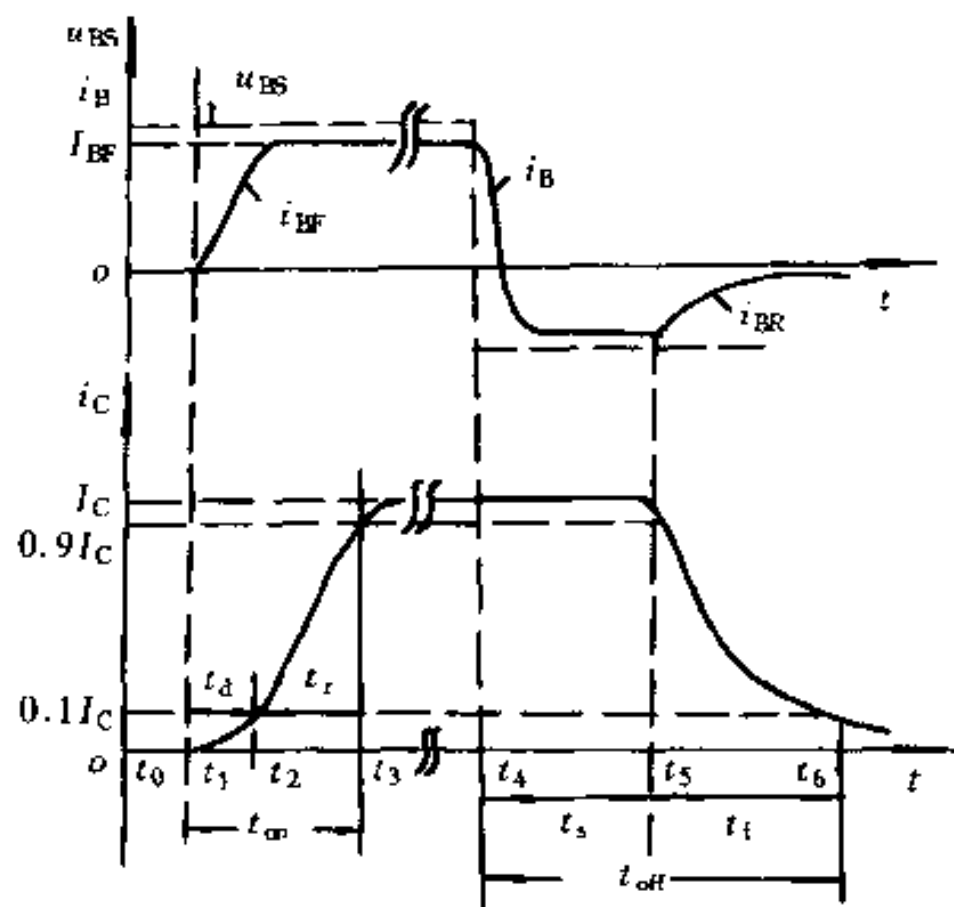


图 2.44 BJT 开关过程

素限定的和与外电路条件有关的。图 2.45 示出了共射极连接的 BJT 在不同的基极电路接线状态下的集电极击穿特性。下面就图中各电压参数作简单说明。

BU_{ECO} : 基极开路时, 集-射极击穿电压。

BU_{CER} : 基-射极间并联电阻时的集-射极击穿电压。并联电阻越小, BU_{CER} 越高。

BU_{CES} : 基-射极短路时, 集-射极击穿电压。

BU_{CEV} : 基-射极施加负偏压时, 集-射极击穿电压。

BU_{CBO} : 发射极开路时, 集-基极击穿电压。

上述参数中, BU_{CEO} 和 BU_{CBO} 是由 BJT 内在特性决定的, 也是产品应给出的参数。

由于发射结施加反向偏压时可以提高击穿电压值, 因此 BJT 在阻断状态下应反向偏置。

BU_{EBO} : 集电极开路条件下发射结允许的最高反向偏置电压, 一般只有几伏, 典型值为 8V。

2. 极限电流定额

BJT 在过大电流下运行, 会使性能变差甚至使器件损坏, 使用时必须注意产品提供的最大集电极电流定额 I_{CM} 。 I_{CM} 可用两种方法来标定。一种是按电流增益的下降情况确定。中、小功率 BJT 把电流增益下降到 10 左右的集电极电流定为 I_{CM} 。大功率器件则取以电流增益下降到 3~5 为准。另一种方法以结温和耗散功率为确定 I_{CM} 的标准。

最大基极电流 I_{BM} 规定为 BJT 内引线允许通过的最大电流, 通常定为 $(\frac{1}{6} \sim \frac{1}{2}) I_{CM}$ 。

3. 最高结温 T_{JM}

BJT 的最高结温是指在正常工作时不损坏器件所允许的最高结温。由器件所用的半导体材料、制造工艺、封装方式及其可靠性要求来决定。塑封器件 T_{JM} 一般为 125~150℃, 金属封装为 150~175℃。为了充分使用器件功率而又不使结温超过允许值, BJT 使用时必须选配适合的散热器。

4. 最大额定功耗 P_{CM}

BJT 在最高允许结温下对应的耗散功率叫最大额定功耗。其值一般都在手册上给出。器件生产厂给出的 P_{CM} 值是在环境温度 $T_a = 25^\circ\text{C}$ 时测定的, 若环境温度高于 25℃, 允许的 P_{CM} 值应当减小。由于这部分功耗全部变为热能使器件结温上升, 因此散热条件对 BJT 的安全可靠使用十分重要, 散热条件越好, 在给定范围内允许的功耗也越高。

5. 共射极电流增益 β

β 是共射极连接的 BJT 集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 的比值, 即

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.24)$$

它表示 BJT 的电流放大能力, 与集电极电流、电压、结温以及集电极偏置状态有关。图 2.46 示出了不同结温, 不同集-射极压降下, β 与 I_C 的关系。最下面一条为集-射极反向偏置的情况。

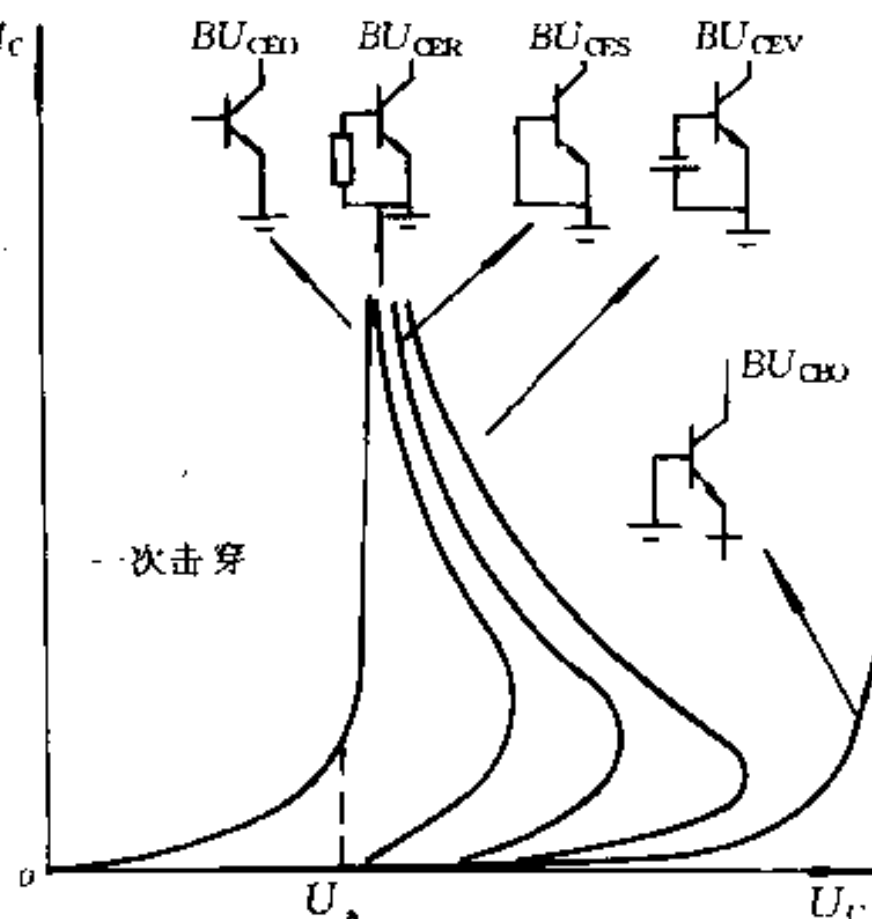


图 2.45 BJT 击穿电压与基极状态关系

BJT 产品目录中通常只给出直流电流增益 h_{FE} , 它为直流工作时的 I_C/I_B 。一般可认为 $h_{FE} \approx \beta$ 。作为电力电子开关, BJT 的 β 值比信号晶体管小得多, 通常 ≤ 10 。

6. 集电极电压上升率 du/dt

BJT 的 du/dt 是一个重要的动态参数。当器件处于阻断状态时, BJT 相当于两个反向偏置的 PN 结串联(见图 2.47)。在基极开路时, 若集-射极间承受过高的正向 du/dt , 在集电结的寄生电容中会生成位移电流 i_S 并注入发射结形成基极电流 i_B , 若 BJT 器件 β 值较高, 集-射极正向 du/dt 也较高, 就可能使器件进入线性区运行, 造成过大的损耗甚至二次击穿。在逆变器中, BJT 换流期间器件若因过高的 du/dt 造成换流失败而短路, 是十分危险的。为此, BJT 在实际应用中一般需要并联 RCD 缓冲电路。

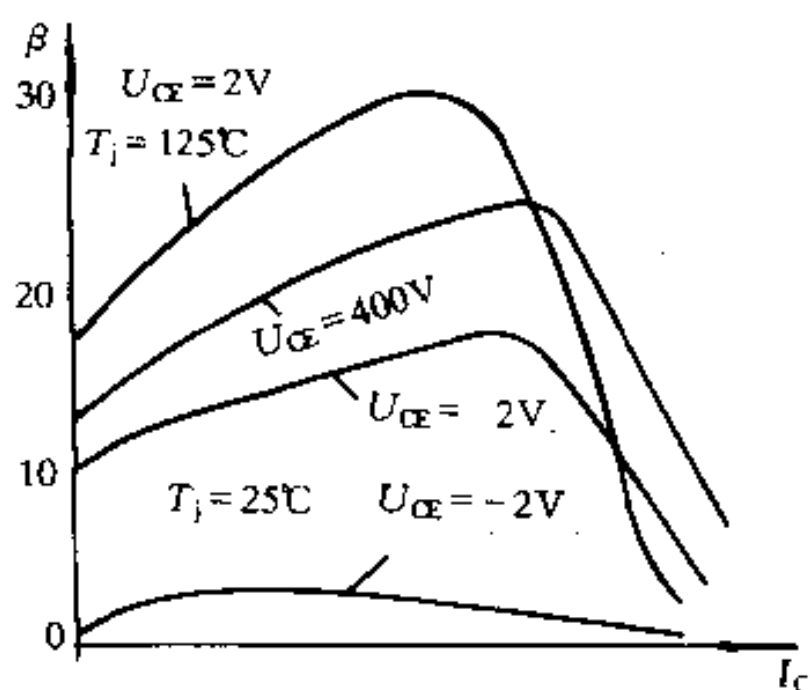


图 2.46 BJT 共射极 βI_C 关系

2.4.4 BJT 二次击穿和安全工作区

在 BJT 的实际应用中常出现器件工作条件并未超过其允许的最大值, 甚至温度也不很高, 但却永久性地损坏的现象。引起这种现象的主要原因就是 BJT 的二次击穿(Second Breaking)。

1. 二次击穿特性

二次击穿是相对于晶体管一次击穿而言的。当 BJT 集-射极电压在基极开路时超过 BU_{CEO} , 会出现一次击穿, 产生一个负阻效应。对 BJT 来说, 一次击穿经过负阻区后集-射极电压维持在一个恒定值 $U_{CEO(SUS)}$ 上, 加上外电路的阻抗抑制, 集电极电流不大(图 2.48 中 C 点); 但若由 C 点开始继续增大集电极电流到达 A 点, 将会出现另一个负阻过程。在这次负阻过程之后, BJT 集-射极间电压迅速降低, 集电极电流急剧上升, 在极短时间内使 BJT 出现局部热斑而损坏, 这就是二次击穿。BJT 二次击穿也会出现在正常工作 $I_B > 0$ 甚至关断过程 $I_B < 0$ 的情况下。各种不同 I_B 条件下的二次击穿点的轨迹就是 BJT 二次击穿临界线。临界线上各点对应的电

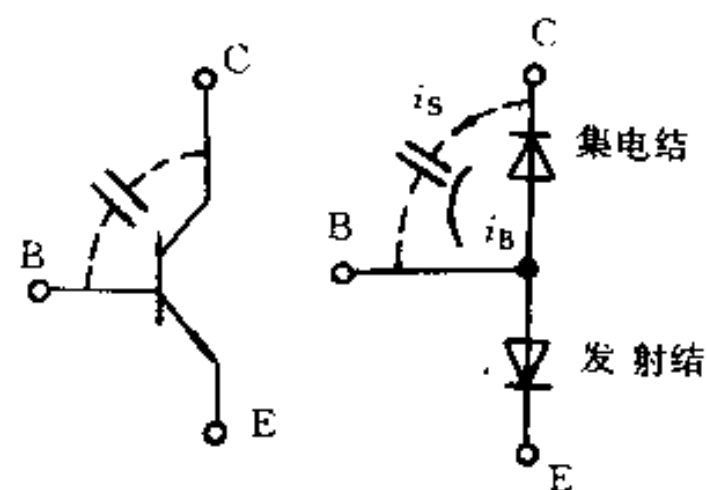


图 2.47 du/dt 对 BJT 工作的影响

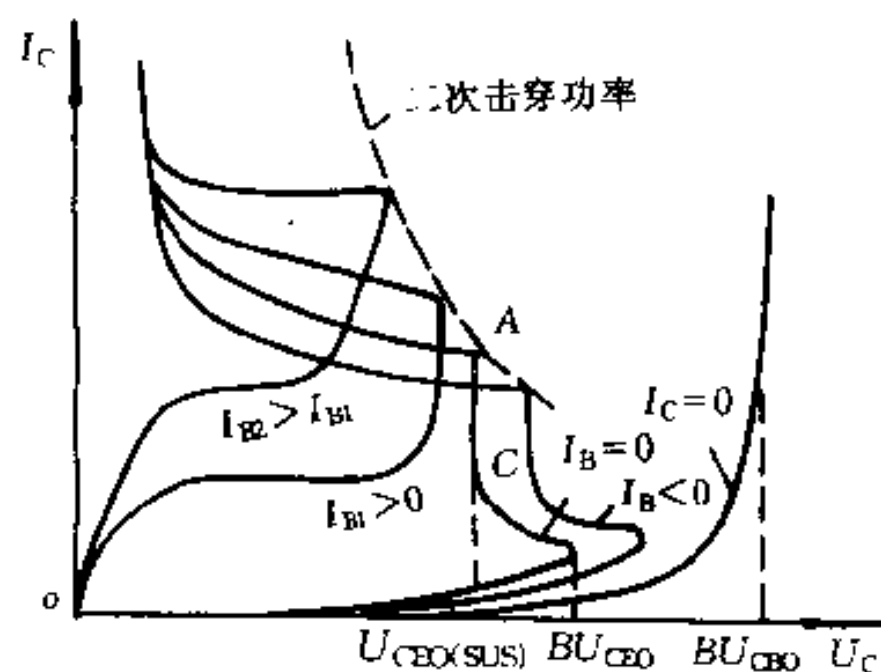


图 2.48 BJT 的二次击穿过程

压 U_{SB} 和电流 I_{SB} 的乘积, 叫二次击穿触发功率 P_{SB} 。

$$P_{SB} = U_{SB} \cdot I_{SB} \quad (2.25)$$

二次击穿对 BJT 可靠运行危害极大, 是限制 BJT 应用发展的一个重要原因。在使用时, 必须保证工作条件在安全工作区 SOA (Safe Operation Area) 中。

2. BJT 的安全工作区

安全工作区是保证 BJT 运行中不损坏的电流、电压范围。它分为基极正偏和反偏两种。

图 2.49 示出 BJT 正偏安全工作区 FBSOA。图中曲线 I 为直流工作时 FBSOA 的边界, 区间 AB 受最大集电极电流 I_{CM} 限定, BC 受最大集电极功耗限定, CD 为二次击穿边界, DE 为集-射极耐压边界。曲线 II、III、IV 则为相同的重复周期, 不同占空比下的正偏安全工作区, 显然随着占空比的减小, BJT 的 FBSOA 范围扩大了。

图 2.50 示出 BJT 反偏安全工作区 RBSOA, 它由三条边限定: AB 为极限脉冲电流, BE 为反偏二次击穿边界, EF 为反偏关断过程中集电极最高电压。从图中还可以看出, 随着基极反偏电流增加, 二次击穿触发功率减小, RBSOA 面积也相应缩小。

为了提高 BJT 关断速度, 希望加大基极反向偏置电流, 但反向基极电流增加, 器件二次击穿的可能性也增加, 因此选取反向基极电流必须慎重。

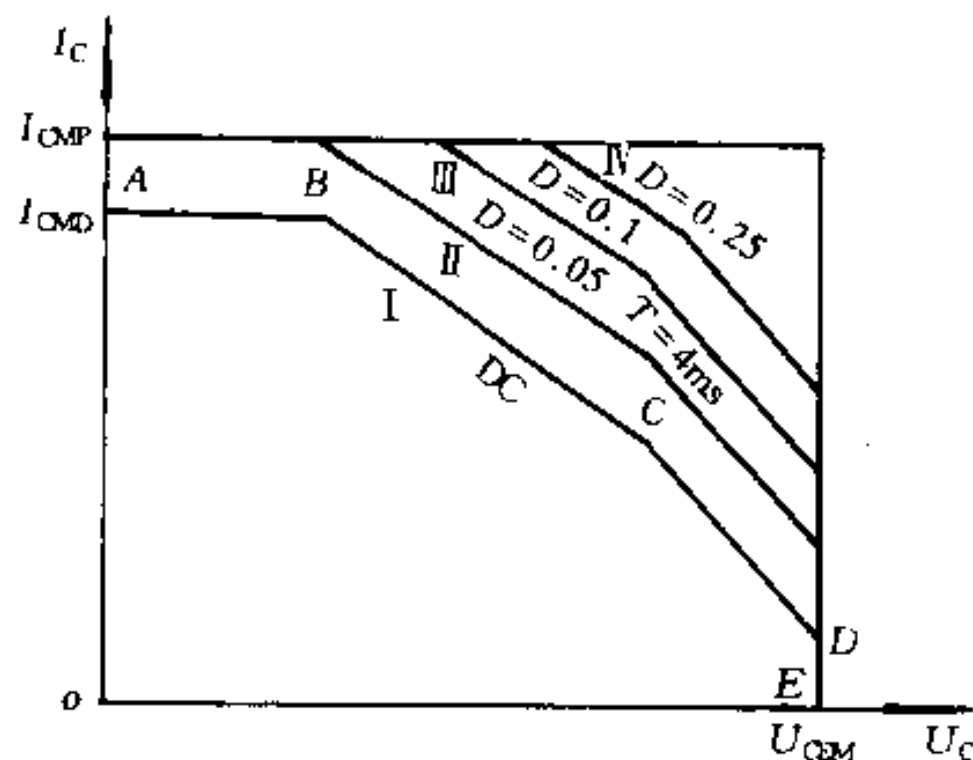


图 2.49 BJT 正偏安全工作区

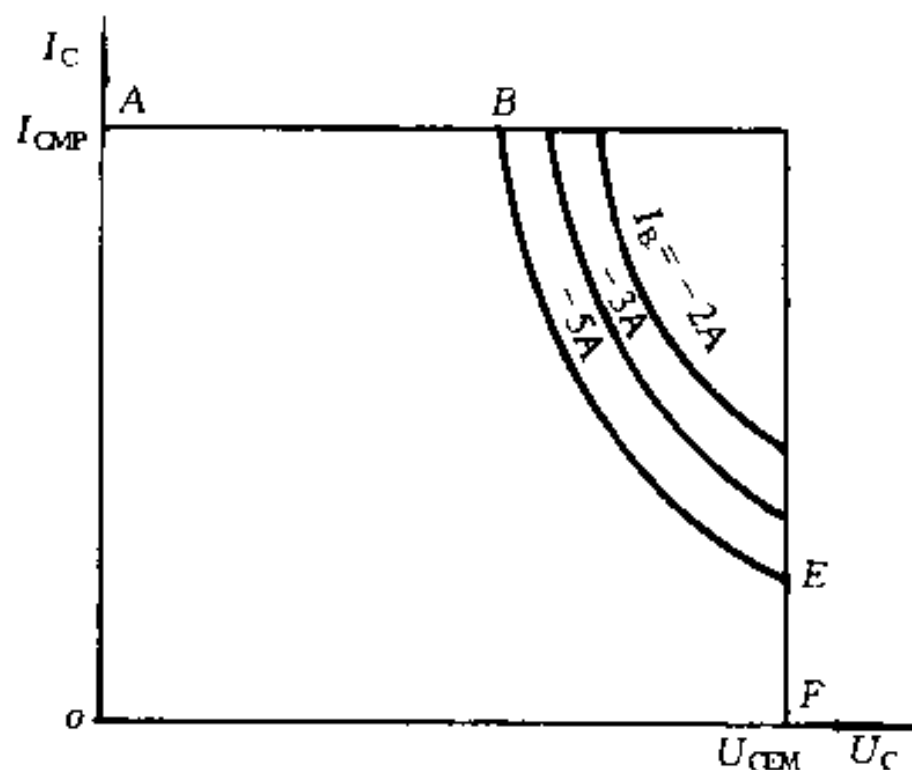


图 2.50 BJT 反偏安全工作区

2.4.5 BJT 基极驱动电路

作为电力电子开关器件, BJT 在稳态运行时必须处在导通或阻断的状态。为此基极控制信号必须被放大到能使 BJT 快速可靠地开通和关断。由于基极电流直接影响 BJT 开关性能, 对变流电路可靠运行有很大关系, 因此必须根据主电路的要求仔细选择和设计基极驱动电路。

基极驱动电路应具有以下三种基本功能:

- ① 提供 BJT 开通和关断所需的正、反向基极电流;
- ② 提供主电路与控制电路间可靠的电气隔离;
- ③ 具备高抗干扰能力和快速保护功能。

此外,驱动电路在形式上应尽可能简单。

1. 理想的 BJT 基极电流波形

理想的 BJT 基极电流波形如图 2.51 所示,它应满足下列要求:

(1) 高正向基极电流上升率 BJT 的基极电流应有高正向上升率,以保证快速开通。

(2) 初始基极电流幅值 $I_{BM} > I_{BI}$

由于大多数负载为感性,设有续流二极管,BJT 开通时存在与二极管的换流过程(见图 2.52)。换流时二极管关断过程中的反向恢复电流 i_{DRM} 与负载电流 i_L 一起流过 BJT,即开始时集电极的初始电流为

$$I_{CI} = I_L + I_{DRM} \quad (2.26)$$

为使 BJT 在这种条件下可靠开通,初使基极电流应相应提高。 I_{BM} 应按下式选取:

$$I_{BM} \geq I_{CI} / \beta \quad (2.27)$$

(3) 保证足够的稳态基流幅值 I_{BI} 为减小基极功耗,BJT 稳定导通后的基极电流 I_{BI} 应减小,但又必须维持器件饱和导通,故可按下式选择:

$$I_{BI} \geq I_{CS} / \beta \quad (2.28)$$

(4) 足够的反向基流幅值 I_{B2} I_{B2} 大可减小关断时间,但过大的 I_{B2} 会使反偏 SOA 缩小,故应兼顾二者要求,通常可取 $I_{B2} = (1 \sim 2)I_{BI}$ 。

2. BJT 驱动电路

在满足上述要求的条件下,可设计出各种基极驱动电路。这里仅就以下几个例子简单说明 BJT 驱动电路的一般结构。

1) 输入端隔离的恒流式驱动电路

图 2.53 所示电路中基极驱动电路与 BJT 直接耦合。在这种方式下,驱动电路输入端与前置信号电路间采用了光电隔离。前置信号由数字电路产生,用 V_1 晶体管放大后驱动光电隔离器。当 u_i 为正时, V_1 、LEC 导通, V_2 、 V_3 截止, BJT 基极通过电源 E_2 、 R_{C4} 和 C_{BB} 、 R_{BB} 并联电路获得电流。因 C_{BB} 的作用, BJT 基极带有大于稳态值的初始基流。当 $u_i = 0$ 时, V_1 、LEC 关断, V_2 、 V_3 导通,电容 C_{BB} 上的电压为 BJT 提供反向偏置电压,从而能从 BJT 集电结抽出载流子,形成基极负向电

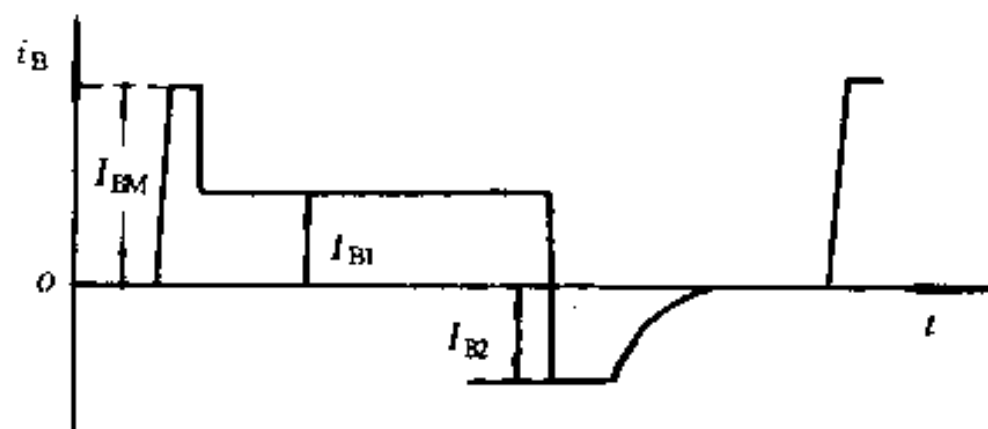


图 2.51 理想的 BJT 基流波形

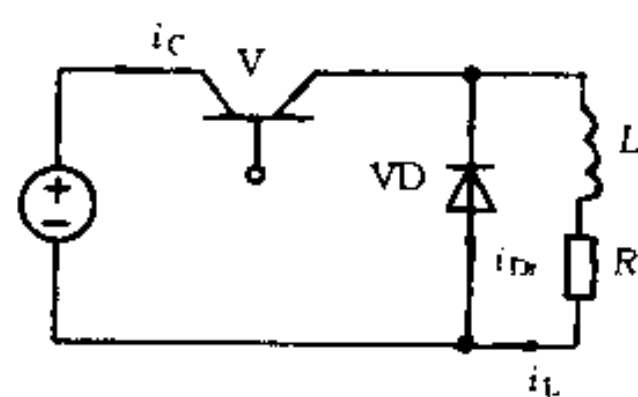


图 2.52 BJT 与续流二极管换流过程

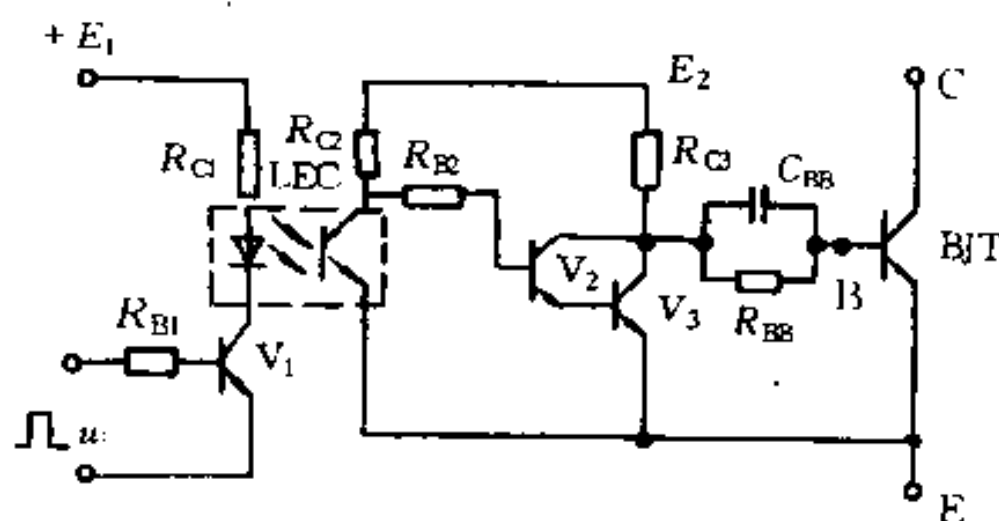


图 2.53 恒流式 BJT 基极驱动电路

流。

这种电路为基极提供的电流在电路参数选定后基本上是恒定值,因此若 BJT 集电极负载变化时,有可能维持不了器件的饱和以至超出 SOA 允许的功耗范围。

2) 抗饱和驱动电路

为了提高 BJT 关断速度,应使器件在导通时尽可能工作在临界饱和状态,为此必须保证基极正向偏置时,集电结不出现饱和时的正偏状态。图 2.54 所示电路可以实现这一目的。电路采用驱动级输出与 BJT 基极磁耦合。输入信号为正时, V 导通,变压器 N_1 线圈流过电流,二次侧输出正向基极电流;输入信号低电平时, V 关断,变压器 N_3 绕组流过电流,二次侧输出负压,通过二极管 VD_3 形成负向基极电流。这个电路中,二极管 VD_4 有着很重要的作用,由于它按图示极性接在 BJT 集-基极间,使器件的集电结永远不可能正向偏置,因为只要集电极电压稍低于基极电压, VD_4 就将导通,若 VD_2 、 VD_4 压降相等,则有:

$$U_{CB} = U_{D2} - U_{D4} = 0 \quad (2.29)$$

3) 磁耦比例驱动电路

上述恒定电流驱动电路的一个主要缺点在于 BJT 集电极电流在较大范围变化时,一方面可能因 I_C 减小而过饱和,造成存储时间加长,开关速度降低。另一方面又会因 I_C 增大,造成 BJT 不能饱和。图 2.55 所示比例式驱动电路可以克服上述缺点,保持任意电流下饱和度 S 为恒值。

图示电路输入级 V_1 基极电路中 C_{B1} 、 R_{B1} 的作用与图 2.53 中 C_{BB} 、 R_{BB} 相同。当 u_i 为正时, V_1 、 V_2 导通,脉冲变压器二次感应电压使 V_3 和 BJT 基极同时正向偏置, BJT 导通。接在 BJT 集电极的电流互感器一次绕组 N_{C1} 将有电流。电流互感器二次绕组 N_{C2} 中的电流既是 V_3 集电极电流,又是 BJT 的基极电流,因此 BJT 基极电流将随其集电极电流成比例地变化,比值即为电流互感器的匝数比。

BJT 的驱动电路结构形式很多,以上几例仅从原理上说明如何用驱动电路满足器件不同

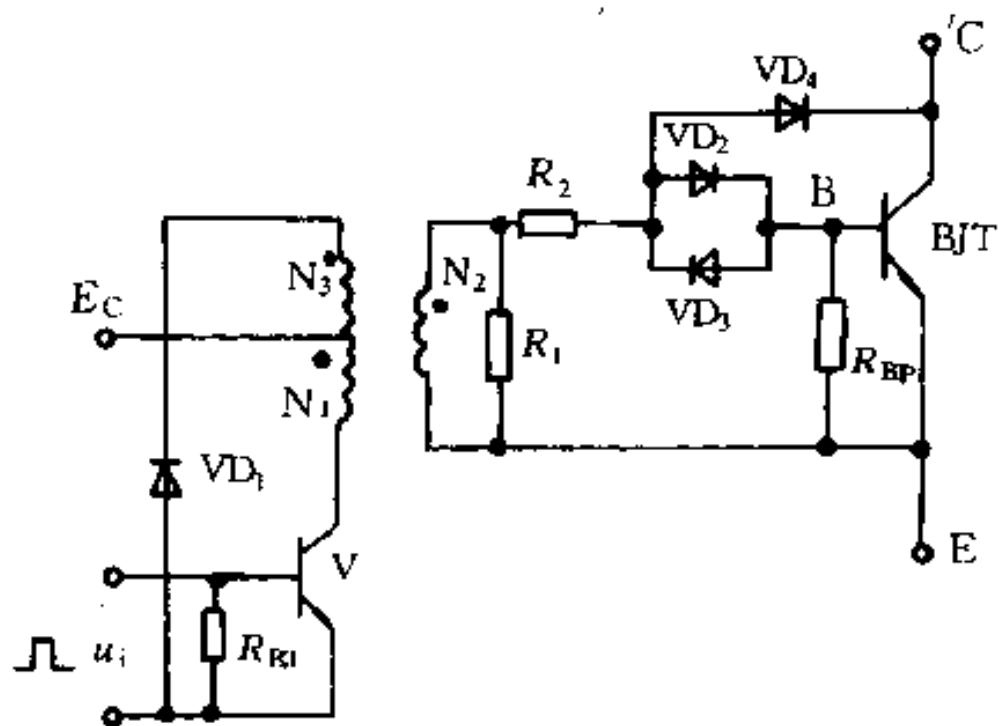


图 2.54 抗饱和基极驱动电路

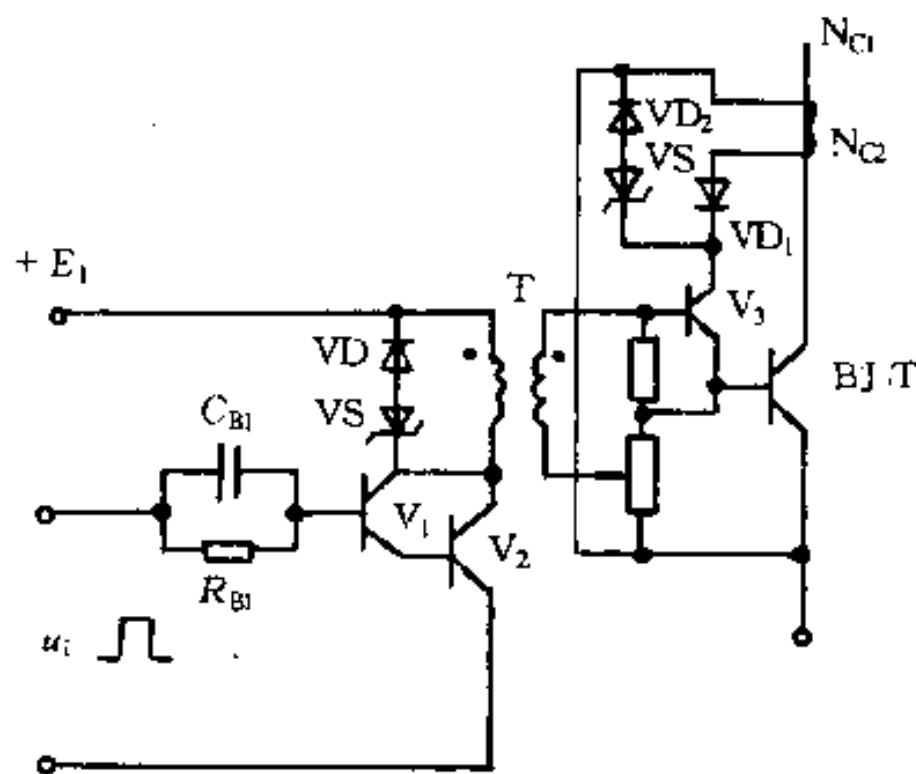


图 2.55 磁耦比例驱动电路

工作条件下的要求。前置信号电路则应根据主电路的变流功能和电路结构形式来设计。

2.4.6 达林顿晶体管与 BJT 模块

由于 BJT 开通状态器件必须饱和,因此,电流增益很低,往往要求驱动电路输出很大的电流,造成较大的功耗。采用达林顿结构是提高器件本身共射极电流增益的有效途径。

1. 达林顿 BJT 等效结构与电路符号

图 2.56(a)、(b)、(c)分别示出三种形式的达林顿 BJT 等效结构。它们有一个共同点,即均由两个或两个以上晶体管复合组成。这些管子可以都是 NPN 型(图 2.56(a)),也可以是 NPN 型和 PNP 型晶体管复合(图 2.56(b))。为了提高器件耐压能力,内部各晶体管基射极间还可并接固定电阻(图 2.56(c))。图示结构的达林顿 BJT, T_1 管实际上是驱动管, T_2 管才是功率管。达林顿 BJT 电路符号如图 2.56(d)所示。

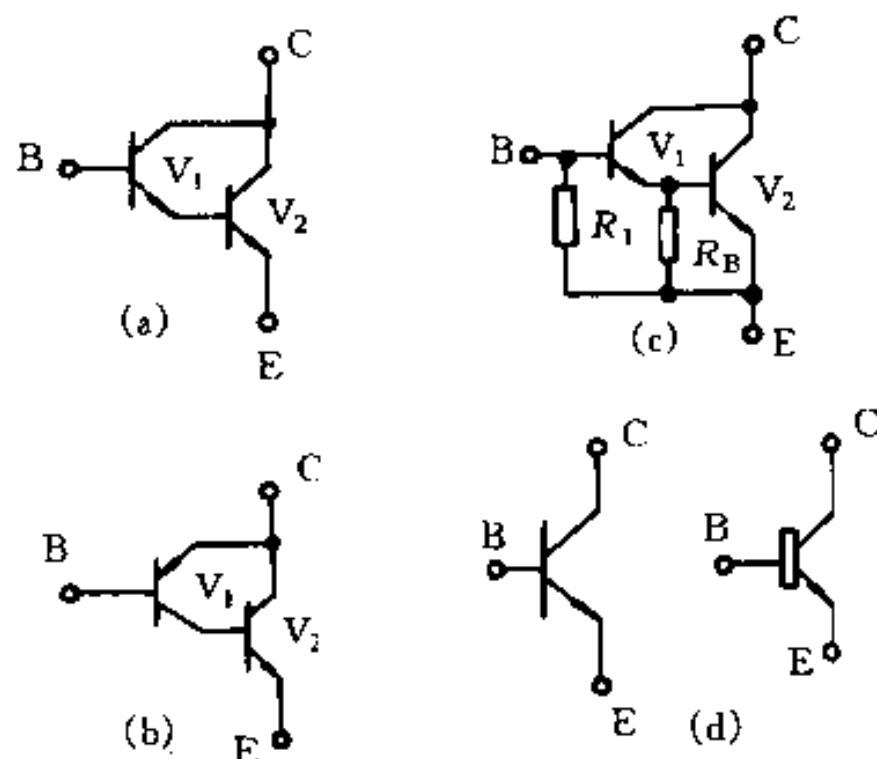


图 2.56 达林顿 BJT 等效结构

2. 达林顿 BJT 的共射极电流放大倍数

图 2.56 中, (a)、(b)、(c)三种类型的达林顿 BJT 共射极电流放大倍数分别为

$$\text{图(a): } \beta = \beta_1(\beta_2 + 1) + \beta_2 \quad (2.30)$$

$$\text{图(b): } \beta = \beta_1(\beta_2 + 1) + 1 \quad (2.31)$$

$$\text{图(c): } \beta = \beta_1\beta_2 - \frac{(\beta_1 - 1)U_{BE1}}{R_1 I_B} - \frac{U_{BE2}}{R_2 I_B} \quad (2.32)$$

以上各式中, β_1 、 β_2 分别是 V_1 、 V_2 管共射极电流放大倍数。 U_{BE2} 为 V_2 管基-射极间电压, I_{B1} 是 V_1 管基极电流。采用这种结构以后, BJT 的 β 值可提高到 200~20 000 之间。

3. 达林顿 BJT 特点

达林顿 BJT 虽然通过复合方式提高了它的放大倍数,但这是以牺牲其它性能为代价的。主要表现在两方面。

(1) 饱和压升高 以图 2.56(a)结构的达林顿 BJT 为例, V_1 管集电极和发射极分别与 V_2 管集电极和基极相连, 由于 V_1 管集-射极间电压永远大于零, 因此 V_2 管的集电结不可能正向偏置。换句话说, 达林顿管的驱动级可以饱和, 但功率级不会真正饱和, 其通态压降 U_{CES} 必然较高, 功耗也相应增大。

(2) 开关速度降低 达林顿管开通是先开通 V_1 , V_2 才能有基极电流而开通。关断时, 必须先关断 V_1 , 切断 V_2 基

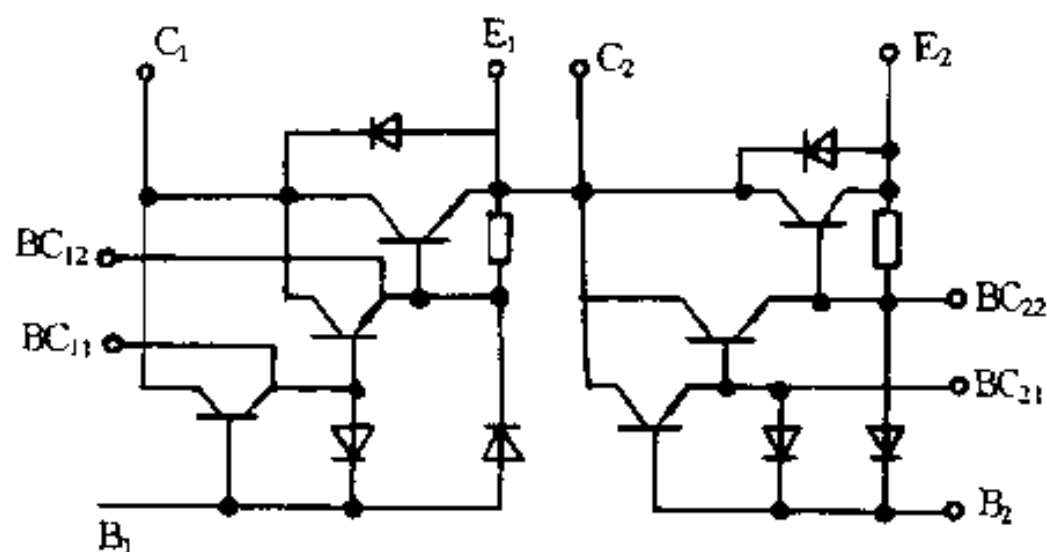


图 2.57 两元件达林顿模块

流, V_2 才能关断, 因此开关时间比单管 BJT 长。

4. 达林顿 BJT 模块

为适应 BJT 的大多数实际应用, 已开发出各种类型的 BJT 模块电路。如图 2.57 示出的适用于桥式逆变电路中上下两个桥臂的模块电路。这种电路把达林顿 BJT 管芯、电路所需续流二极管管芯和加速二极管组成一个单元, 并按需要把两个或多个单元集中封装成模块电路。现在已开发出这样的功率模块电路, 使器件小型轻量, 变流装置主电路结构简化, 性能价格比也大大提高。

2.5 功率场效应晶体管 MOSFET

功率 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Fielde Transistor) 也是一种全控型三端口器件, 有漏极、源极和控制栅极。其导电机理与信号电路中的 MOS 场效应晶体管基本相同, 但与 BJT 有本质的区别。MOSFET 是一种只有多数载流子导电的单极型器件, 由于不存在少数载流子积蓄效应, 故开关速度快。它又是一种绝缘栅器件, 基本不需控制电流, 因而控制功率小。此外, MOSFET 没有类似 BJT 那样的二次击穿现象, 安全工作区宽, 热稳定性好。特别值得一提的是 MOSFET 线性控制能力强, 因此它不仅作为开关器件实现电量变换, 在信号系统中也常用作放大器件。MOSFET 的缺点是输入阻抗高, 抗静电干扰能力低。更主要的是因结构上的原因, 使器件阻断电压较高时, 其单位面积通态电阻与阻断电压的 2.5 次方成正比, 这限制了功率 MOSFET 的承载能力和工作电压。近年来, 国际整流器公司 IR (International Rectifier) 已开发出通态压降低于肖特基二极管的新型器件, 但因上述原因, 电压仍低于 BJT 和 GTO。因此, 功率 MOSFET 多用于电压 500V 以下的低功率高频能量变换装置, 如开关电源、UPS、便携式电子设备和通信设备, 以及汽车电气设备等。特别是在近年来发展极快的功率集成电路中, 开关器件几乎都采用了低通态电阻的 MOSFET。

2.5.1 功率 MOSFET 的结构特点和基本工作原理

如上所述, 功率 MOSFET 是一种绝缘栅器件, 因而也是一种电压控制型器件。与信号电路用 MOS 型场效应晶体管类似, 按导电沟道极性也分为 P 沟和 N 沟; 按栅极对沟道控制方式, 则有耗尽型 (栅-源电压 $U_{GS} \leq 0$ 开通) 和增强型 ($U_{GS} > 0$ 开通)。功率 MOSFET 大多为 N 沟增强型, 由于要承受高得多的电压和电流, 与信号 MOSFET 在结构上有很大区别 (见图 2.58(a))。

- ① 源极和漏极分置于晶片两侧, 硅片面积利用率高。
- ② 从结构上解决了信号 MOSFET 耐压与通态压降间的矛盾, 大大提高了器件承载能力。
- ③ 采用了多元结构, 即一个元件由许多小元并联组成, 图 2.58(a) 仅示出其中一个小元结构。为充分利用晶片面积, 小元边界常做成条形、六边型或四边型。如 IR 公司的 MOSFET 中, 小元为六边型, 故称为 HEXFET。

从结构上看, MOSFET 的源区与沟导体区和沟导体区与漏区交界面, 实际上是两个反向串联的 PN 结。但因源区和沟导体区总是短路的, 从而使源区 PN 结为零偏置, 漏区 PN 结成为一个反向并联在漏极与源极间的真正的二极管。当源-漏极加正向电压时, 这个二极管反向偏置, 导电沟道不开放时, 只有极小漏电流, 器件为正向阻断。当漏-源极加上反向电压时, 二

极管正偏导通,因此功率 MOSFET 是一个逆导型器件。在 DC-DC 和 DC-AC 变换器中,这个二极管可直接用作与功率开关反并联的二极管。但由于它的开关速度,尤其反向恢复时间不及 MOSFET,在高频运行时有许多问题。近两年,IR 公司开发出的新一代器件,不仅降低了正向通态电阻,还使反并联二极管具有超快软恢复特性。

从本质上说,功率 MOSFET 中的电流是在电场作用下多子形成的漂移电流,对 N 沟器件,是电子形成的,其电流密度受到栅-源电压 U_{GS} 和漏-源电压 U_{DS} 两个因素的影响。MOSFET 栅极是绝缘的,不会形成栅极电流。但当栅-源间加上电压时,会形成表面电场,影响栅极下面 P 体区的状态,其过程如下:

当 $U_{GS} \leq 0$,在表面电场作用下,P 体区内的多子(空穴)在表面堆积,这样,漏-源区间相当于有两个反向串联二极管,无导电沟道形成,元件呈阻断状态。

当 $0 < U_{GS} < U_T$ (U_T 为器件栅极阈值电压),P 区表面表现为耗尽状态,器件仍为阻断。

当 $U_{GS} > U_T$ 时,在电场作用下,P 区内少数载流子(电子)被拉到 P 型区表面,使 P 型区反型成了 N 型区。栅压越高,电子浓度也越高,这就形成了导电沟道。

在 $U_{GS} > U_T$ 时,若 $U_{DS} = 0$,即使有导电沟道,由于漏-源间无电场建立,电子也无法形成定向运动,漏极电流 $i_D = 0$ 。只有在漏-源电压 $U_{DS} > 0$ 后,沟道中载流子才在电场作用下形成从源极到漏极的漂移电流。外加电场强度越高,电子定向运动速度越快,电流也越大。

因此功率 MOSFET 的漏极电流受控于 U_{GS} 和 U_{DS} 。

2.5.2 功率 MOSFET 的特性

1. 静态特性

MOSFET 是电压控制器件,其控制性能是由漏极电流 I_D 与栅-源电压 U_{GS} 之比来衡量的,二者间的关系定义为转移特性(Transfer Characteristic)。输出特性则用不同栅-源电压下的漏极电流和漏-源电压的关系来表示。图 2.59(a)和(b)分别示出了功率 MOSFET 的典型转移特性和输出特性。

从图 2.59(b)中可以看出,功率 MOSFET 输出特性有四个区:

A 区 非饱和区。在这个区内,当 $U_{GS} = \text{常数}$ 时,漏极电流近似按比例地随漏-源电压增加而增加。这一区内, $U_{DS} < U_{GS} - U_T$ 。

B 区 饱和区。当 U_{GS} 为常数时,只要 $U_{DS} > U_{GS} - U_T$,漏极电流不再随漏-源电压变化。

C 区 雪崩区。 U_{DS} 大于某一值以后,器件发生雪崩击穿,漏极电流迅速增加,不再受 U_{DS} 和 U_{GS} 控制,这是必须避开的区间。

U_{DS} 轴 截止区。这个区内, $U_{GS} \leq U_T$ 。漏极电流 $I_D = 0$,与 U_{DS} 无关。

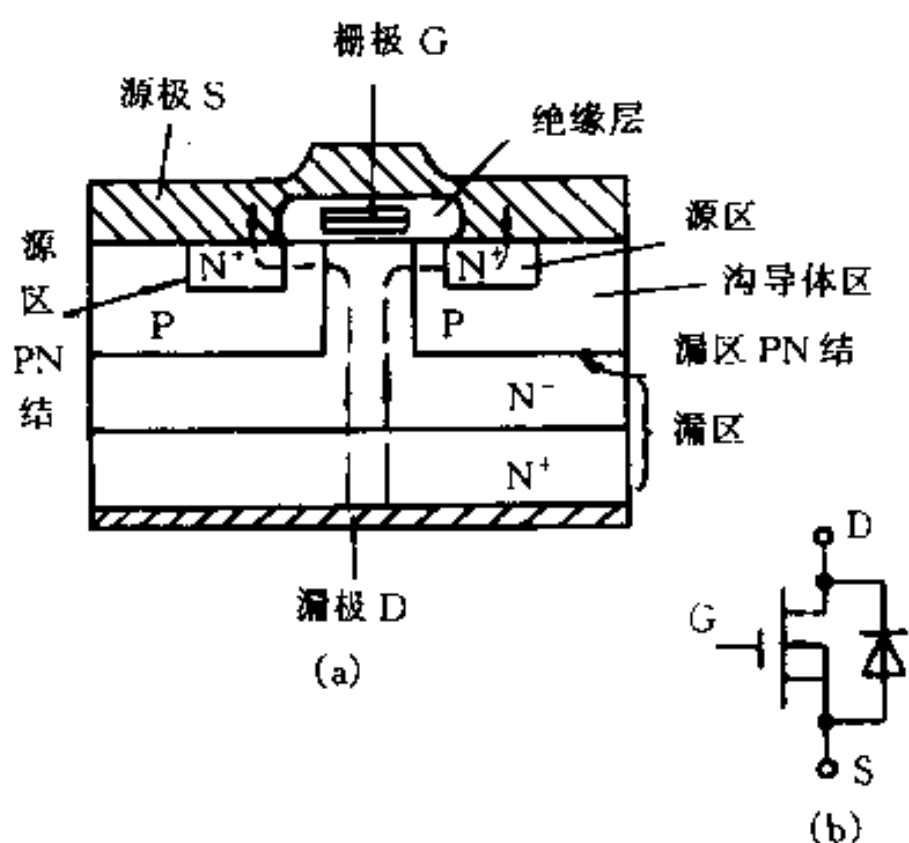


图 2.58 功率 VDMOS 结构及电路符号

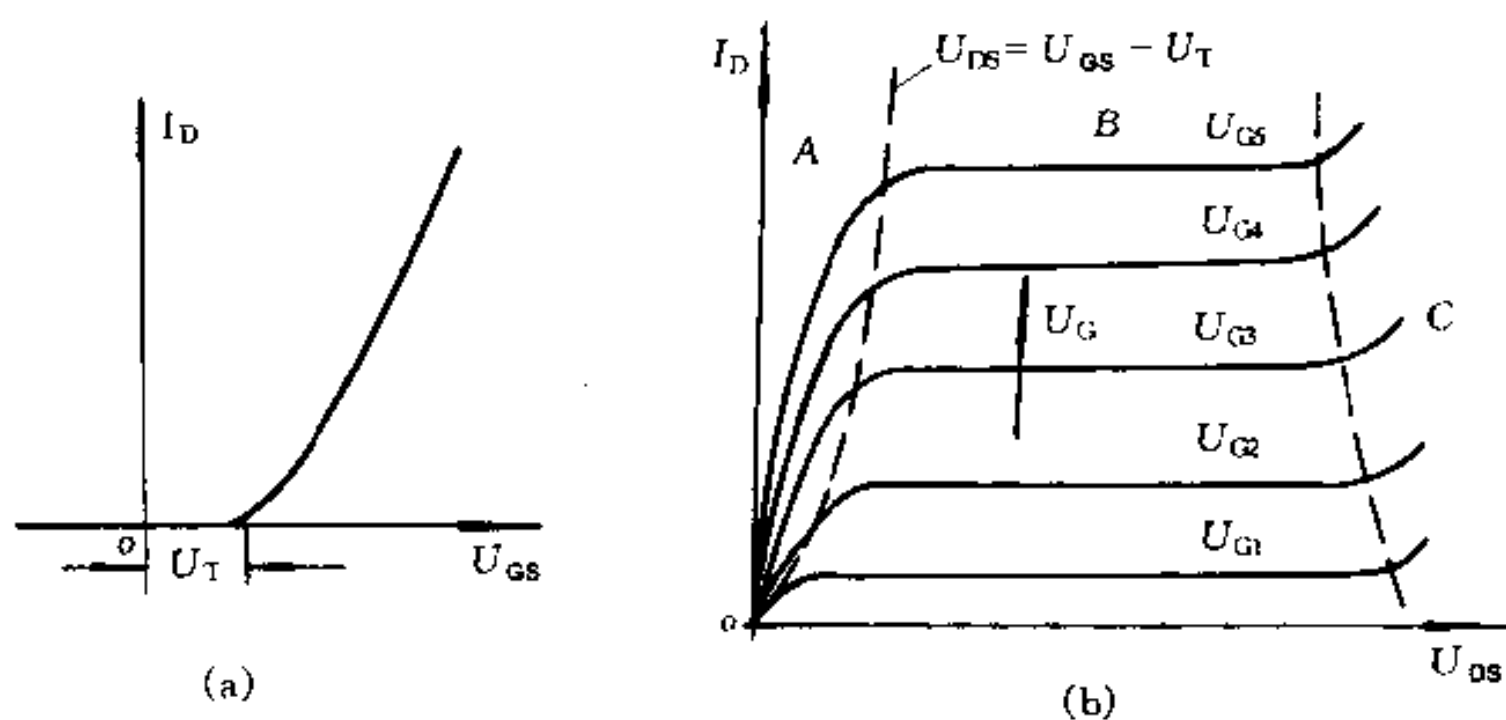


图 2.59 功率 MOSFET 的静特性
(a) 转移特性; (b) 输出特性

需要注意的是,对 MOSFET 定义的线性区、饱和区与 BJT 不同。BJT 按输入电流 I_B 对集电极电流控制关系定义;MOSFET 是按其输出特性定义。二者并不对应。此外还可以看到 MOSFET 的正向饱和压降比较大,这限制了它在大功率场合的应用。

2. 开关特性

功率 MOSFET 是单极型器件,不存在少子存贮,因此关断过程不存在因少子积累引起的存贮时间,开关机理与 BJT 也有很大区别。MOSFET 开关速度很高,开关时间仅数十至数百纳秒。

图 5.60 示出了功率 MOSFET 开关过程中 u_{GS} 和 u_{DS} 的波形。

当外施栅极驱动脉冲从负变正时,漏极电流并没有跟随上升。这是由于 MOSFET 栅-源、栅-漏间存在结电容和寄生电容,驱动信号脉冲 u_{GP} 极性改变后,需要一个充电过程才能使栅-源电压建立起来。整个开通时间 t_{on} 定义为外加驱动信号上升沿开始到漏极电流上升到稳态值,漏极电压下降到饱和值为止的时间,即

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.33)$$

式中: t_d 为延迟时间,即 u_{GS} 从初始状态充电到 U_T , i_D 开始出现的时间; t_r 为上升时间,即漏极电流从开始出现上升到稳态所需时间。

漏极电流刚进入饱和时对应的栅-源电压定义为 U_{GSS} ,从图 5.60 中可以看出 U_{GSS} 仍小于驱动脉冲电压幅值,在 MOSFET 进入饱和状态后,将继续充电。

关断过程由于输入电容的放电过程出现漏极电流对栅极驱动信号的延迟。整个关断时间

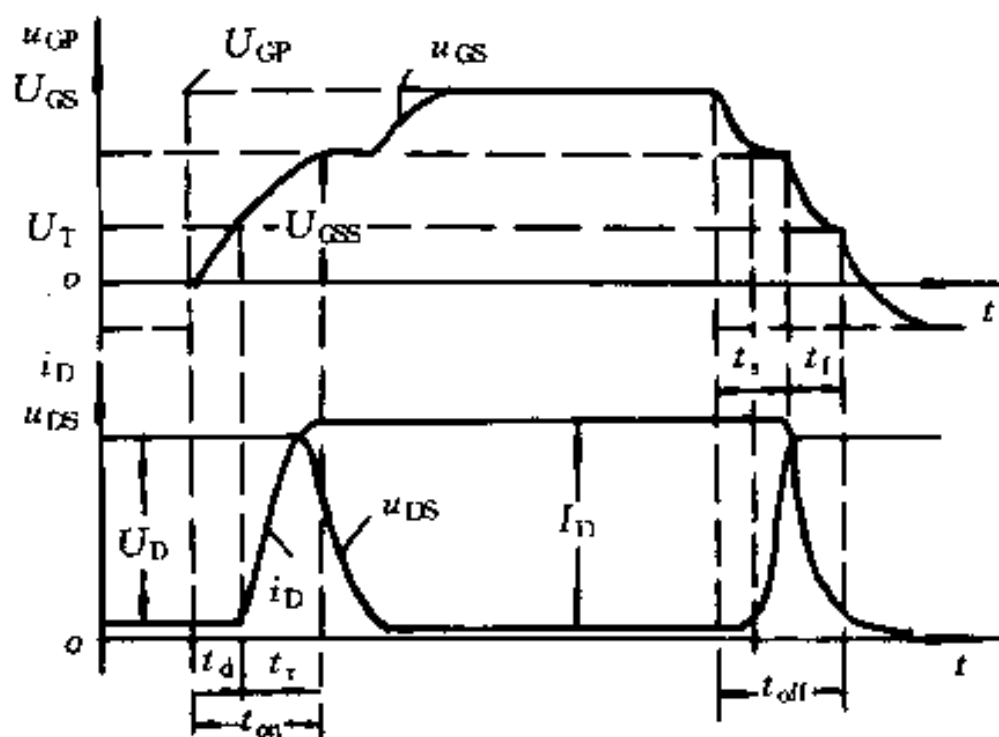


图 2.60 功率 MOSFET 开关过程

也由两部分组成:从驱动脉冲下跳沿开始至 u_{GS} 衰减到 U_{GSS} , MOSFET 开始退出饱和这段时间叫存贮时间 t_s ; u_{GS} 从 U_{GSS} 下降到 U_T , MOSFET 漏极电流 i_D 降到零, u_{DS} 达稳态值这段时间为下降时间。因此关断时间为

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2.34)$$

需要指出的是 MOSFET 存贮时间 t_s 是指寄生电容中存贮电荷放电的时间, 与 GTO 和 BJT 中的 t_s 是不同的概念。

2.5.3 基本参数及安全工作区

1. 静态参数

(1) 漏极击穿电压 BU_D 不使器件雪崩击穿的极限参数, 它大于 MOSFET 的漏-源电压定额。 BU_D 随结温的升高而升高, 这一点与 BJT、GTO 正好相反。

(2) 最大漏极电流 分直流漏极电流和漏极电流脉冲幅值, 是 MOSFET 的电流额定参数。 MOSFET 电流极限受结温限制而不像 BJT 的最大电流主要受 β 下降和二次击穿限制。

(3) 跨导 G_m MOSFET 转移特性曲线的斜率, 即

$$G_m = \frac{di_D}{du_{GS}} \quad (2.35)$$

MOSFET 的转移特性是非线性的, 因此 MOSFET 的跨导也是非线性的。尤其在 $U_G = U_T$ 附近变化很大, 但过了这一点后, 有一个较大的近似常数区间。

(4) 正向通态电阻 R_{on} MOSFET 静态输出特性(见图 2.59(b))上线性区 A 和饱和区 B 的边界对应的 U_{DS} 与漏极电流 I_{Dsat} 之比被定义为正向通态电阻

$$R_{on} = \frac{U_{DSC}}{I_{Dsat}} \quad (2.36)$$

(5) 栅极开启电压 U_T 又叫阈值电压, 是使漏极刚开始有电流的栅-源电压。表现在转移特性上即特性曲线与横轴的交点。

2. 动态参数

开通时间和关断时间前已说明, 下面简介几个未叙述过的动态参数。

(1) 极间电容 MOSFET 极间电容是影响器件开关速度的主要因素。图 2.61 示出了它们的等效电路, 其中 C_{GS} 、 C_{GD} 是由器件结构中的绝缘层形成的, C_{DS} 则是 PN 结电容。这三个电容的不同组合形成 MOSFET 的输入、输出和反馈电容, 分别为

$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2.37)$$

$$C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.38)$$

$$C_{FSS} = C_{GD} \quad (2.39)$$

(2) 漏-源电压上升率 du_{DS}/dt MOSFET 在阻断状态下, 关断过程中以及寄生二极管反向恢复的过程中都可能承受很高的电压上升率, 影响器件的可靠阻断和正常开关过程。三种状态下的 du_{DS}/dt 形成机理和对器件影响不同, 一般都将分别给出。

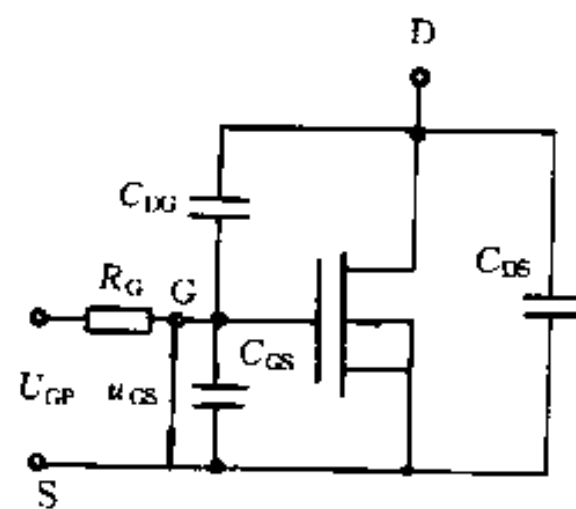


图 2.61 MOSFET 等效电路

3. 安全工作区

MOSFET 有一个很大的优点,即具有电流负温度效应。因此不会因局部过热而造成 BJT 那样的二次击穿,其安全工作区也宽得多。对 N 沟 VDMOS 器件,工作时 $U_{GS} > U_T > 0$,所以只讨论其正偏安全工作区 FBSOA。从图 2.62 可以看出,功率 MOSFET 的 FBSOA 由以下四条边界限定:

- ① 漏-源通态电阻 R_{on} ;
- ② 最大漏极电流 I_{DM} ;
- ③ 极限功耗 P_{CM} ;
- ④ 极限漏-源电压 U_{DSM} 。

在直流工作时,漏极电流边界为 MOSFET 的直流漏极电流,它小于最大脉冲漏极电流幅值。与 BJT 安全工作区类似,随着脉冲导通时间减小,安全工作区范围增大。

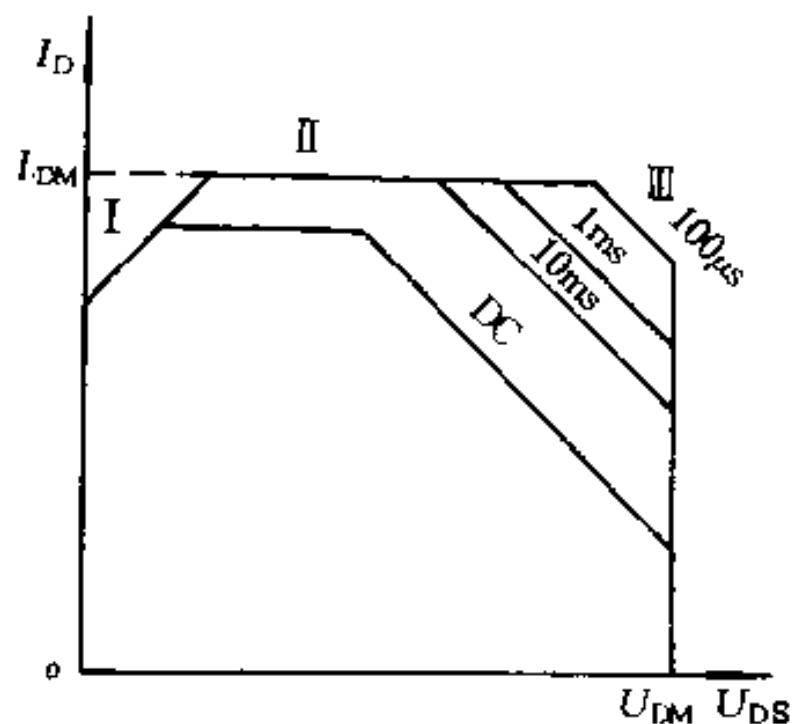


图 2.62 MOSFET 正偏安全工作区

2.5.4 功率 MOSFET 的驱动和保护

功率 MOSFET 是单极型电压控制器件,开关速度高。但由于存在极间电容,其充放电过程将会影响器件的开关速度。一般来说, MOSFET 的驱动电路比 BJT 和 GTO 的简单。为了提高其开关速度,驱动电路必须要有足够的电压以保证器件开通;较高的电压变化率,以加快电容充放电;另外,在器件阻断期间提供反向的栅-源偏置电压,以提高器件承受电压的能力,图 2.63 是希望提供的 MOSFET 栅-源驱动电压波形;此外,驱动电路输出电阻应小一些,以减小极间电容充放电时间。虽然功率 MOSFET 的栅极是绝缘的,但由于输入电容的存在,在门极驱动信号变化的时刻会有较大的充放电栅流。若设上升过程 t_r 时间内输入电容 C_{iss} 线性充电,开通时栅极电流可用下式求得

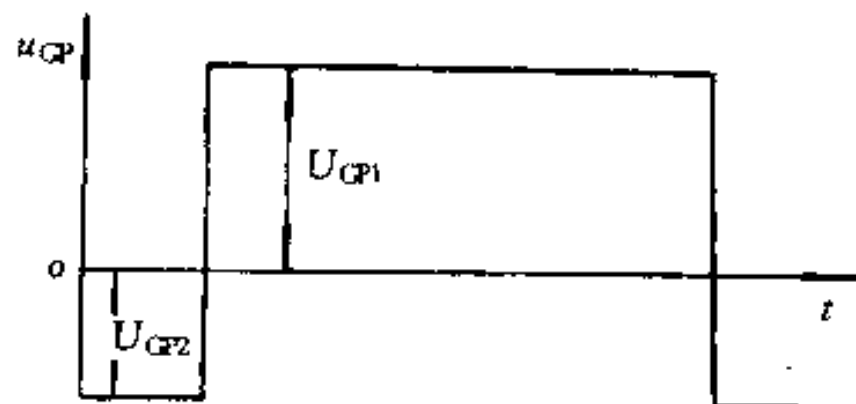


图 2.63 MOSFET 门极驱动信号理想波形

$$I_{Gon} = \frac{C_{iss} U_{GS1}}{t_r} \quad (2.40)$$

驱动电路应能在器件开通时提供这个电流,关断期间电流可用类似方法求得。

为了满足上述对功率 MOSFET 驱动信号的要求,驱动电路多采用双电源供电,其输出与 MOSFET 栅极直接耦合,输入与前置信号隔离,或输入与前置信号直接耦合,输出和功率 MOSFET 栅极隔离。隔离器件也是用变压器或光电耦合器。

图 2.64 示出三种基本驱动电路形式。

图(a)电路中采用了双电源直接耦合驱动,其输入端信号源必须采用适当的隔离方式。图(b)电路中利用驱动管 V 关断时的反电动势感应到变压器的附加绕组 N_3 中的电压来提供关

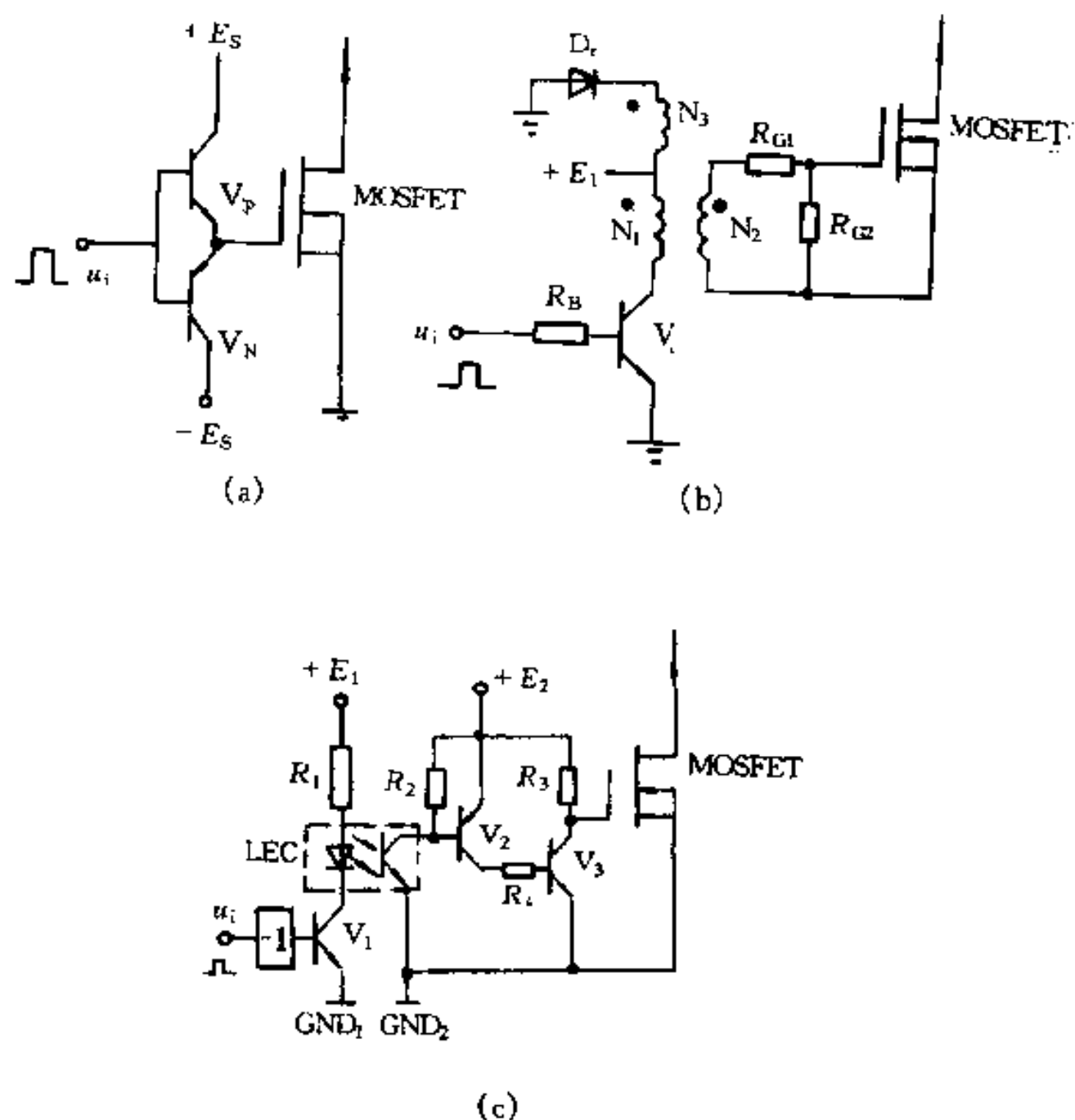


图 2.64 几种 MOSFET 驱动电路
(a) 直接驱动; (b) 磁耦输出; (c) 光耦输入

断反偏栅压。图(c)中电路采用光耦输入、直接耦合输出方式,这种电路在 MOSFET 关断时不提供反向偏压。

近年来,IR 公司为功率 MOSFET 提供的 IR21 系列集成驱动电路,输入端直接接前置脉冲源,输出端可直接接 MOSFET 门极或外加一级驱动电路后作大功率 MOSFET 驱动电路,使电路大为简化。同时,这种驱动电路还提供了可靠的电流保护,使可靠性提高。

功率 MOSFET 因导电机理、内部结构等方面的特点,使它在实际应用中有一些与 GTO、BJT 不同的特点。有关缓冲电路将在本章最后一节讨论,这里仅就功率 MOSFET 在器件保护方面的特殊要求作简单说明。

(1) 静电击穿的防护 功率 MOSFET 输入阻抗极高,在高静电场情况下,电荷难以泄放,容易使栅极绝缘薄氧化层击穿,造成栅-源短路,或因功率太大使栅极引线断开造成栅极或源极开路。因此,在器件不使用时,栅-源间应用导线短路;若在电路中,也要保证不使栅-源开路;栅-源间外施电压不要超过规定限制;器件施加电压前必须保证三个极全部连接无误。

(2) 过电压保护 由于栅-源阻抗很高,漏-源间电压突然增加会通过极间电容耦合到栅极,使栅极绝缘击穿。若为正向栅-源电压增加,还会引起误导通。为此应降低栅极驱动电路的内阻。栅-源间应并联电阻或齐纳二极管(约 20V),绝对不允许开路。因线路的电感,功率

MOSFET 开通期间电流上升率会引起漏-源过电压,导致器件击穿,这需要在漏-源间加钳位或抑制电路。

(3) 过电流保护 功率 MOSFET 在脉冲情况下使用时,不仅峰值电流 I_{PK} 应限制在器件参数允许的漏极电流幅值以下,其有效值 $I_{PK} \cdot \sqrt{\rho}$ (ρ 为占空比)也不允许超过。连续运行时的电流实际上不能按参数给定的直流电流选择,主要应考虑通态电阻引起的温升,为此,应选择合适的导热性好的散热器。

(4) 消除内部寄生二极管的影响 如前述,功率 MOSFET 器件内部等效为一个 MOSFET 和一个二极管反并联,这个二极管会影响 MOSFET 器件在实际电路中的开关工作频率。

如图 2.65(a)所示,电路中直接用 MOSFET 器件中的寄生二极管作为感性负载续流二极管。若在 VM_1 中的二极管 MD_1 的续流过程中, VM_2 中的 MOSFET(MS_2)被开通,且开通速度远高于 MD_1 的反向恢复速度,就会使反向恢复电流快速上升,该电流一旦超过允许值,器件 VM_1 将损坏,为此,必须消除这个二极管的影响。一是采用图 2.65(b)所示方法,这时, VD_1 和 VD_2 必须采用与 MOSFET 开关速度相当快速恢复二极管;另一种办法则是选择内部二极管是超快恢复的新型器件。

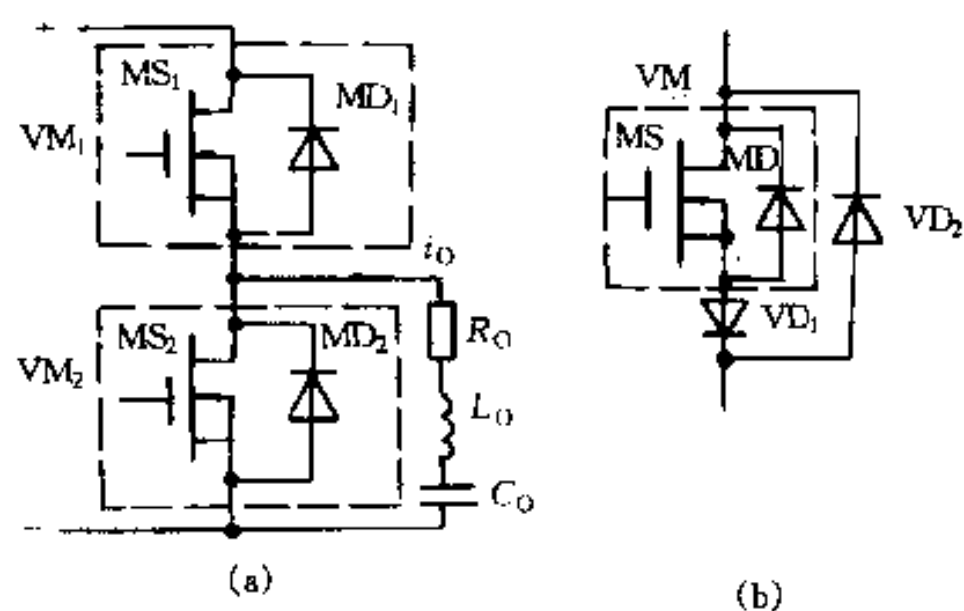


图 2.65 消除 MOSFET 寄生二极管影响的方法

2.6 绝缘栅双极型晶体管 IGBT

绝缘栅极双极型晶体管 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)是一种新发展起来的复合型电力电子器件。它既有单极型电压驱动器件 MOSFET 的优点,又结合了双极型器件 BJT 耐高压、电流大的特点。其开关速度虽较功率 MOSFET 低,但远高于 BJT。又因是电压控制器件,故控制电路简单,稳定性较好。因此,在 20kHz 及以下中等容量变流装置中得到广泛应用,已逐步取代了 BJT。近年来,第三代 IGBT 的开发,可使装置工作频率提高到 50~100kHz。

2.6.1 IGBT 结构和基本原理

IGBT 也是一种多元结构的器件,图 2.66 示出了其中一个小元的结构剖面图。与功率 MOSFET 相比,在漏极 N^+ 区下面多了一个 P^+ 层,形成一个新的 PN 结 J_1 ,器件集电极即从这个 P^+ 层引出。栅极和发射极结构则类似于功率 MOSFET。因此从电路来看,IGBT 相当一个 N 沟 MOSFET 驱动的 PNP 型 BJT,

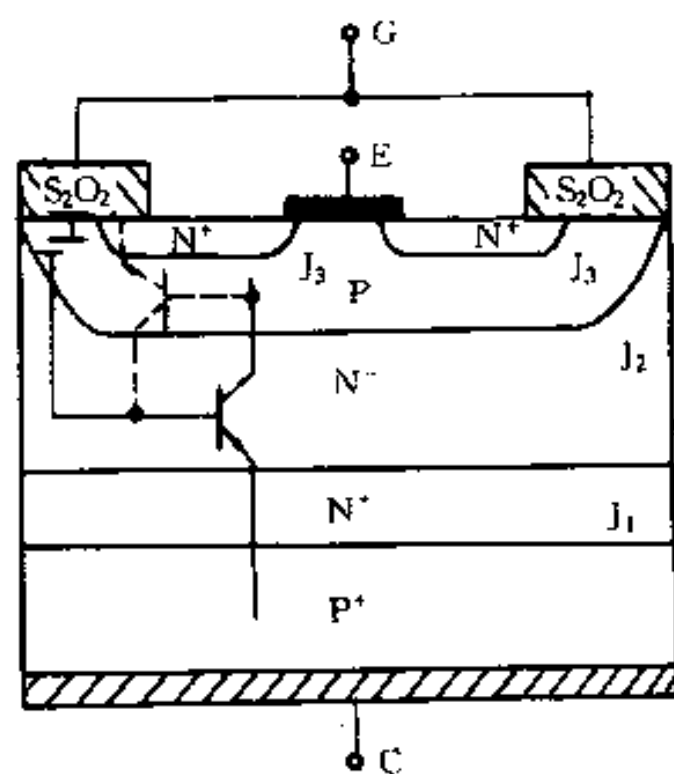


图 2.66 IGBT 结构

其等效电路和电路符号分别示于图 2.67 (a)、(b)。

IGBT 的开通和关断受栅极电压控制,在栅极正向电压作用下,MOSFET 形成沟道,为 BJT 提供基极电流,IGBT 导通。门极施加反向电压后,MOSFET 沟道消除,IGBT 关断。由于 IGBT 功率部分是一个 PNP 型 BJT,从而使 IGBT 正向通态电阻更近似于 BJT,比 MOSFET 小得多,因此即使高耐压的器件也有较低的通态压降。

2.6.2 IGBT 的特性

1. 静态特性

与功率 MOSFET 相似,IGBT 的转移特性和输出特性分别描述了器件的控制能力和工作状态。

图 2.68 (a)、(b)给出了典型的 IGBT 输出特性和转移特性。可以看出它的转移特性与功率 MOSFET 十分相似,集电极电流在大部分变化范围内,与栅-射电压近似为线性关系。IGBT 也存在一栅极开启电压 U_T ,当栅-射电压 U_{GE} 在 U_T 附近时,集电极电流很小,但变化很大, $U_{GE} < U_T$ 时,IGBT 关断。

输出特性是 IGBT 集-射电压 U_{CE} 和集电极电流 I_C 间的关系。除了参变量为栅-源电压 U_{GE} 而不是基极电流 I_B 外,与 BJT 静态伏安特性相似,也可分为饱和区、放大区、截止区和击穿区。

IGBT 与 MOSFET 和 BJT 不同,在集-射极间加反向电压时,内部 J_1 结和 J_3 结反偏,使它具有反向阻断能力。但大多数 IGBT 正反向阻断能力并非对称,反向低得多,一般为几十伏,因此应用于需承受反向电压的电路时必须注意。

IGBT 加于门-射极间电压受集电极最大电流限定,一般最佳值取 15V 左右。

2. 开关特性

图 2.69 示出了 IGBT 的开通和关断过程。开通过程的特性类似功率 MOSFET,因为在这个区间,IGBT 大部分时间作为 MOSFET 运行。开通时间由四部分组成:开通延迟时间 t_d 是外施栅极脉冲从负到正跳变开始,到栅-射电压充电到 U_T 的时间 t_1 。这以后集电极电流从零开始上升,到 90% 稳态值的时间 t_2 为电流上升时间 t_r 。在这两个时间内,集-射极间电压 u_{CE} 基本不变。 $t = t_2$ 以后, u_{CE} 开始下降。下降时间 t_{vf1} 是 MOSFET 工作时漏-源电压下降时间, t_{vf2} 是 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作时漏-源电压下降时间,因此,IGBT 开通时间为

$$t_{on} = t_d + t_r + t_{vf1} + t_{vf2} \quad (2.41)$$

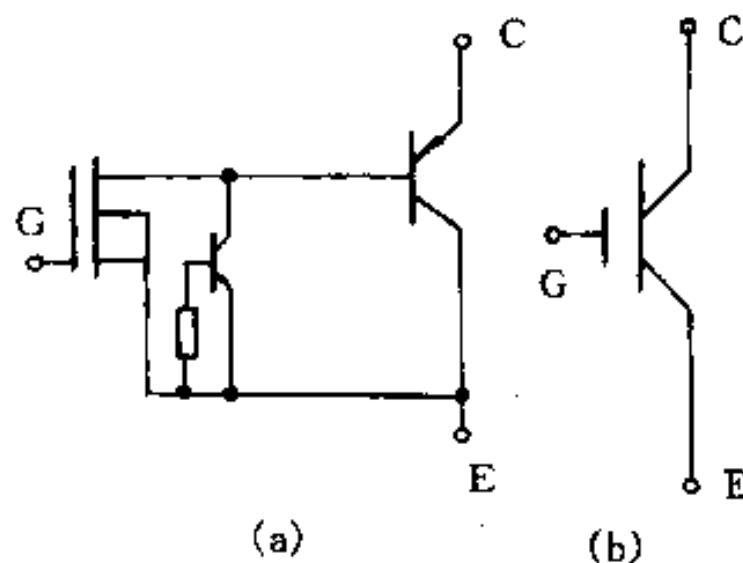


图 2.67 IGBT 等效电路及电路符号

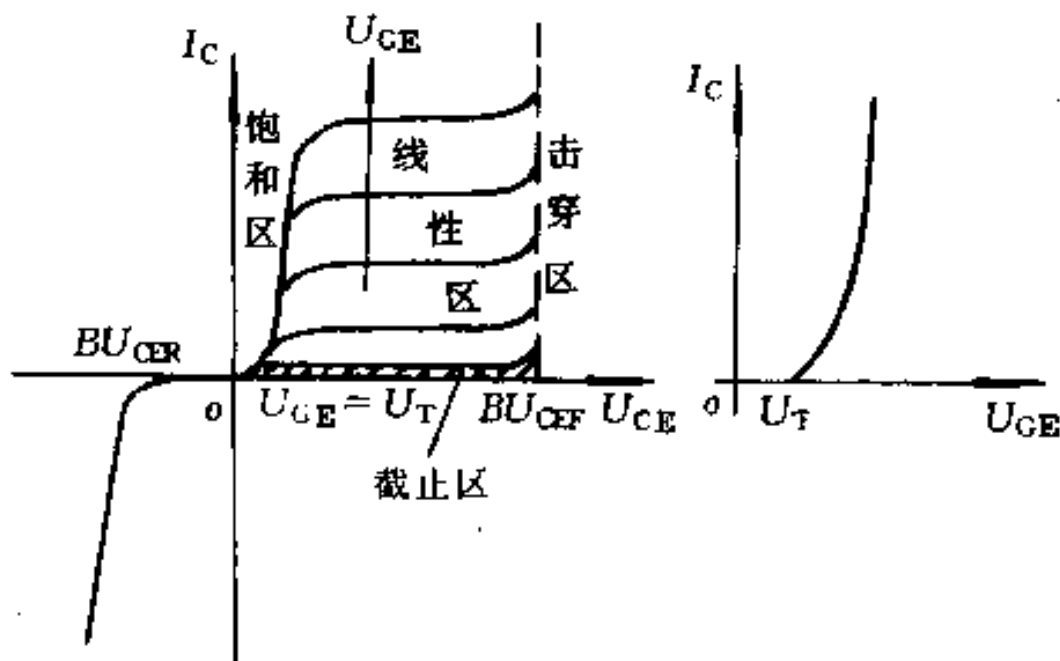


图 2.68 IGBT 静特性

(a) 输出特性; (b) 转移特性

开通过程中,在 t_d 、 t_r 时间内,栅-射极间电容在外施正电压作用下充电而按指数规律上升,在 $t_2 \sim t_4$ 这一时间段内 MOSFET 开通,流过对 BJT 的驱动电流,栅-射电压基本维持,IGBT 完全导通后驱动过程结束,栅-射电压再次按指数规律上升到外施栅极电压值。

IGBT 关断时,在外施栅极反向电压作用下, MOSFET 输入电容放电,内部 PNP 晶体管仍然导通, $t_5 \sim t_6$ 时间内,集电极电流、电压无明显变化,这段时间仍定义为 t_{so} 。 t_6 时刻栅-射极电压降到 U_{GES} , MOSFET 开始退饱和,器件电压随之上升,区间 $[t_5, t_6]$ 中, u_{GE} 基本维持在 U_{GES} , PNP 管集电极电流无明显变化。 t_7 时刻 MOSFET 退出饱和, PNP 管基极电流下降,集电极电流减小, u_{GE} 继续衰减。 $t = t_8$, u_{GE} 降到 U_T , MOSFET 关断, PNP 管基极电流为零。但晶体管内存贮电荷的消除需要时间,因此 $t = t_8$ 以后还有一个尾部时间 t_t , 这段时间较长,集-射电压已建立,有较大的损耗。

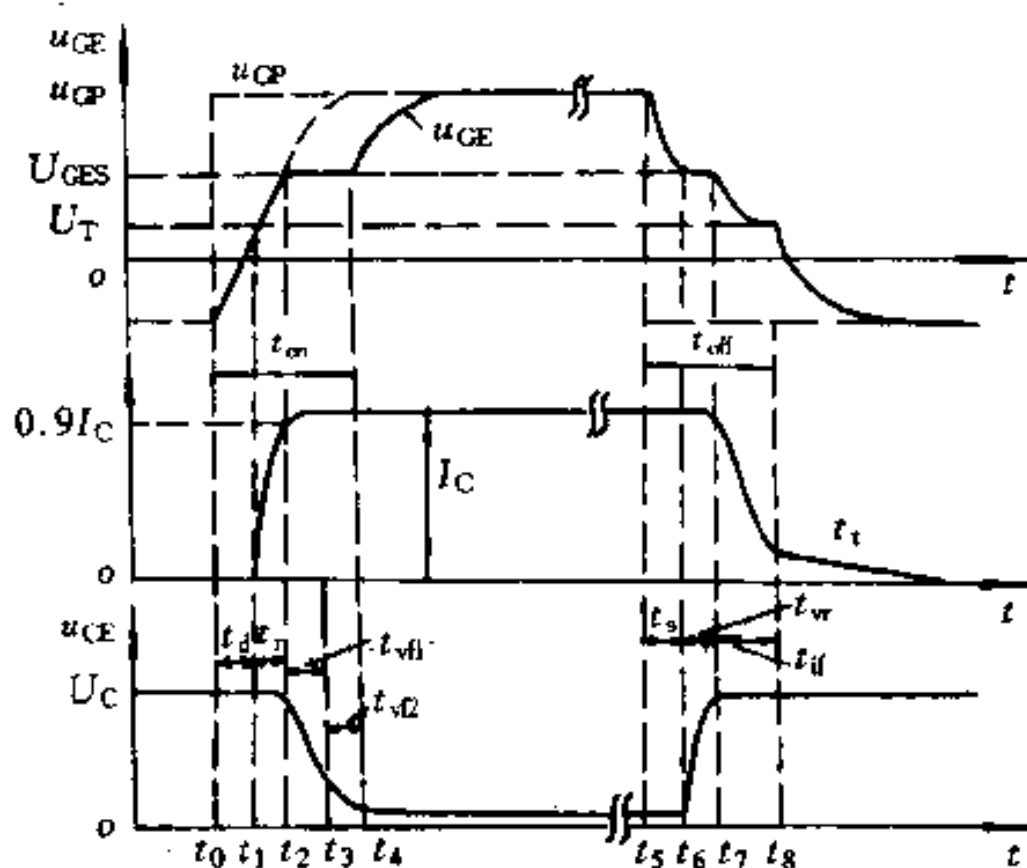


图 2.69 IGBT 开关过程

2.6.3 IGBT 安全工作区

IGBT 在正常工作时,集电极电流 I_C 基本上受 U_G 控制,但是当集电极电流 I_C 超过某一最大值 I_{CM} 以后,栅极电压 U_G 将失去控制作用。这是 IGBT 的一种特殊现象,叫做擎住效应。出现这种情况时 I_C 很大,导致器件损坏。为此,器件生产厂家一般都要给出不使器件出现擎住效应的最大 I_{CM} 及相应的 U_{GE} 值。由于 IGBT 关断过程中还会出现所谓动态擎住效应,这时允许的 I_C 值比稳态擎住时的值更小。因此器件参数给出的 I_{CM} 通常按动态擎住效应来规定。这个值是 IGBT 正偏安全工作区的一条边界。

正偏安全工作区 FBSOA 是指栅-射极间加正偏压时的安全工作区,对应 IGBT 的导通状态。如图 2.70 (a) 所示,除 I_{CM} 和集-射极最大允许电压 U_{CEM} 边界外, FBSOA 另一边对应于允许的功耗。因功耗与器件导通时间密切相关, IGBT 的 FBSOA 也随导通时间增加而减小,这与 BJT、MOSFET 相似。

IGBT 关断期间栅-射极反向偏置,对应的安全工

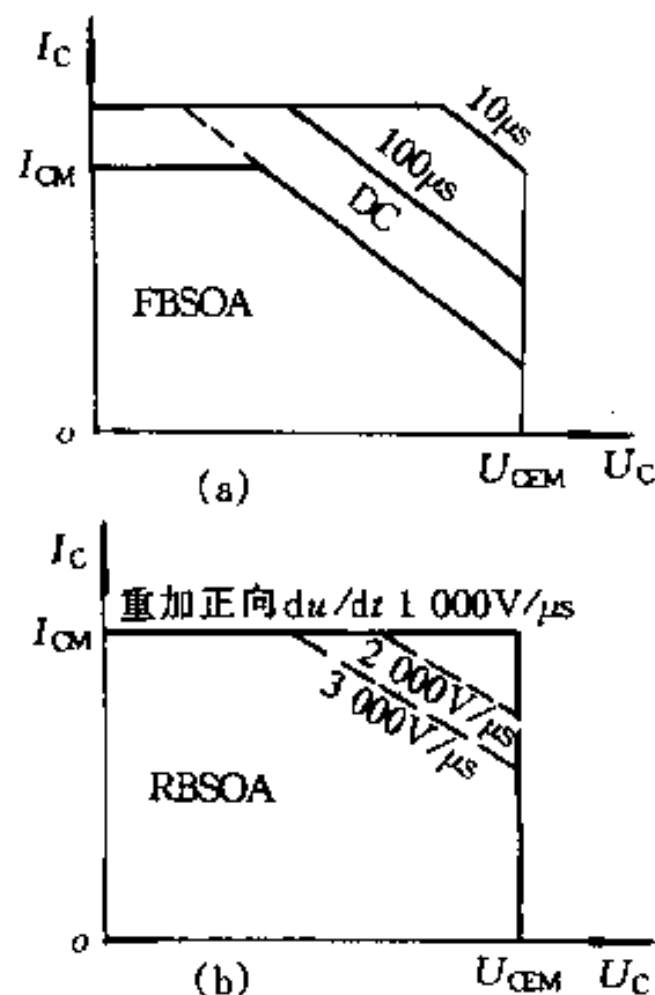


图 2.70 IGBT 的安全工作区
(a) FBSOA; (b) RBSOA

作区即为反偏安全工作区 RBSOA。与 FHSOA 相比,二者稍有不同。三条边界中, I_{CM} 和最大允许集-射极电压 U_{CEM} 相同,但另一条边界为器件关断后集-射极间重加正向电压的上升率 du/dt 。 du/dt 越高,RBSOA 面积越小(见图 2.70(b))。

IGBT 的 U_{CEM} 值取决于内部 PNP 晶体管击穿电压。目前,IGBT 耐压可达 1 200 V。IGBT 的电流参数一般也给出直流额定值和脉冲峰值。此外,作为器件的电气特性,一般还应给出门极与发射极间的允许电压、开关时间、通态饱和压降等。

2.6.4 IGBT 栅极驱动电路

IGBT 栅-射极施加的正、反向偏压及驱动电路内阻 R_G 的大小,对器件运行的静态和动态特性都有很大影响,其关系列于表 2.2 中。

表 2.2 栅极驱动电压及串联电阻 R_G 对 IGBT 运行状态的影响

特性	集-射饱和压降	开通时间、开通损耗	负载承受短路的能力	dU_{CE}/dt 位移电流	关断时间、关断功耗
$+U_{GE}$ 增加	降低	降低	降低	—	—
$-U_{GE}$	—	—	—	减少	稍小
R_G 增加	—	增加	增加	减少	增加

由表 2.2 可以看出,较高的正向栅极偏压有利于器件开通并能减小开通过程和稳态功耗。然而过大的 U_{GE} 会降低器件承受浪涌的能力。栅极负偏压可以有效地抑制重加正向 du/dt 时位移电流造成的器件误触发导通,但对器件关断时间和损耗影响不大。栅极电阻 R_G 增加使开关损耗和开关时间增加,然而一方面它使重加正向 du_{CE}/dt 引起的位移电流减小,另一方面可使集电极电流上升率下降。因此在损耗增加不大的情况下, R_G 应稍选得大些。一种典型的应用参数是 $+U_{GE}=15V$, $-U_{GE}=-5V$ 或更大些, $R_G=51\Omega$ 左右。

由于 IGBT 的栅极输入实际上是 MOSFET,因此 MOSFET 驱动电路可适用于 IGBT。但 IGBT 栅极驱动必须提供正、负偏置,由双电源供电,同时进行必要的隔离。图 2.71 示出了两种驱动电路。

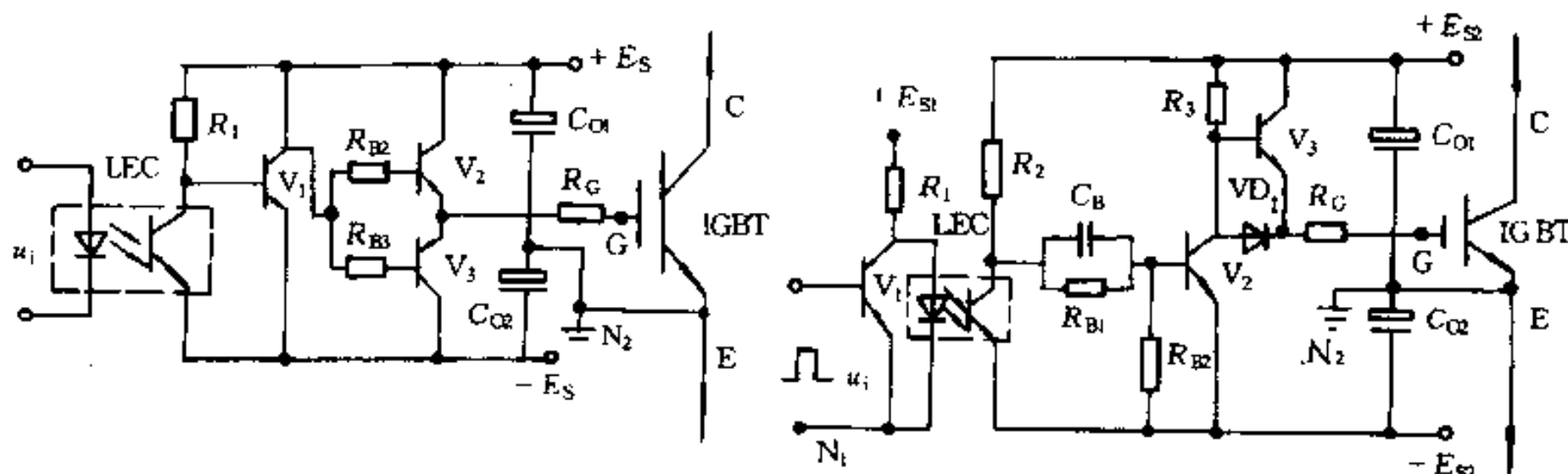


图 2.71 两种典型的 IGBT 驱动电路

2.7 其它全控开关器件

由于全控型电力电子开关器件比起普通晶闸管有更多的优越性,特别近年来,电力电子装置正向高频大功率发展,以改善系统功率因数,减小无功器件体积,因此人们希望有更多控制功率小,电压、电流承载能力高的全控型电力电子器件来满足不同的需求。除 MOSFET 和 IGBT 外,已经开发出的这类器件主要还有静电感应晶体管 SIT、静电感应晶闸管 SITH 和 MOS 控制 GTO 即 MCT 等。本节将简单介绍这三种器件的原理及特性。

2.7.1 静电感应晶体管 SIT

静电感应晶体管 SIT(Static Induction Transistor)是一种非饱和型的多子导电器件,其输出功率大、失真小、输入阻抗高、开关特性和热稳定性好,截止频率可达 $30\sim 50\text{MHz}$ 。这种器件特性类似于真空三极管。最早提出这种器件是在 50 年代,但由于半导体材料及制造工艺等多种原因,直到近几年才真正被开发应用,投入市场。目前已开发出 200A 、 $1\ 200\text{V}$ 器件用于 100kHz 以上的高频感应加热设备中。

SIT 也是多元结构的三端器件。有 N 沟和 P 沟之分。图 2.72 所示为 SIT 中一个单元的结构,两个 P^+ 区间形成宽度为 W 、长度为 L 的沟道,沟道有效宽度取决于 P^+N^- 偏置情况。若栅-源间电压为零,即栅-源极短路时,栅-源结耗尽层很薄,沟道不会被夹断,载流子可以从源极流向漏极,因此 SIT 可认为是一种常通型器件。栅极施加反向电压,栅-源结耗尽层宽度增加。当 u_{GS} 等于夹断电压 U_{P} 时,耗尽层在沟道中心相遇,夹断电流。SIT 漏极电流同时受门极电压和漏极电压形成的电场控制。图 2.73 示出了 N 沟道 SIT 的静态特性。可以看出,它与 MOSFET 有根本区别,但与真空三极管十分相似,因此又称固态三极管。

当漏极电压一定,漏极电流为零时的栅-源电压称为夹断电压。漏-源电压不同,夹断电压也不同。而栅-源电压一定时,漏极电流近似随漏-源电压增加而线性增加。漏-源电压随栅-源电压变化的曲线就是 SIT 的转移特性。SIT 的开关特性类似于 MOSFET。

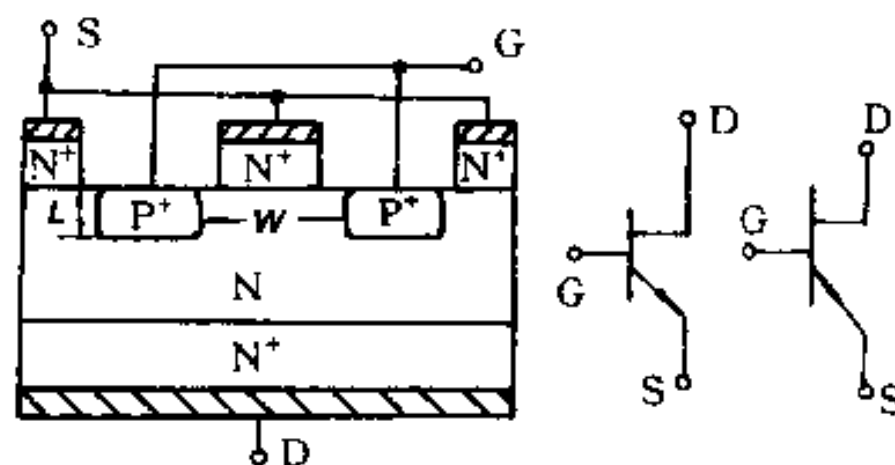


图 2.72 SIT 内部结构电路符号。

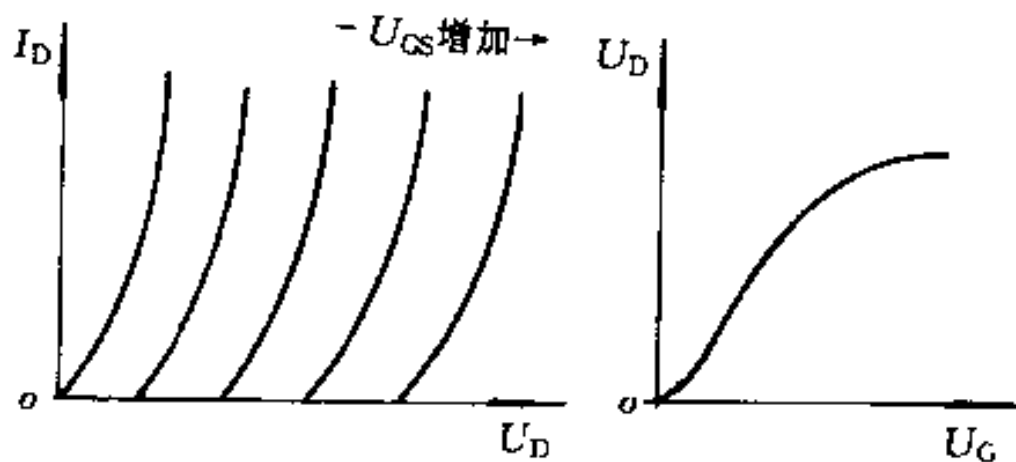


图 2.73 SIT 静特性

2.7.2 静电感应晶闸管 SITH

静电感应晶闸管 SITH(Static Intuction Thyristor)也称为场控晶闸管 FCT。它是一种大功率高频场控开关器件。与 GTO 相比,不仅控制功率小,而且通态压降低,开关速度高,工作频率可达 100kHz,开关损耗小,又具有晶闸管耐高压、大电流的优点。目前单件容量已达 1 000A/2 500V、2 200A/450V、400A/4 500V。

SITH 有常通型和常阻型两类,常通型器件发展更快。按照承受反向电压能力又分反向阻断型和阳极短路型。SITH 的通、断也基于沟道的夹断。在沟道夹断过程中,由于栅-源负偏压作用,器件体内过剩载流子被抽出,形成较大的门极负电流,这一点与 GTO 十分相似。栅-源电压越高,可关断的阳极电流也越大。但是它不存在体内正反馈过程,因而不会有擎住效应,也不会因过高 du/dt 造成器件误导通。SITH 在漏源正向偏置条件下,其静态输出特性与 SIT 相似。但正向通态电压比 SIT 低而且受结温的影响很小。

2.7.3 MOS 控制晶闸管 MCT

MOS 控制晶闸管 MCT 和 IGBT 一样是一种复合型器件,其基本结构是一个晶闸管和一个或几个 MOSFET 的集成。MCT 或称 MOS-GTO 也是一种多元结构器件,一个 MCT 大约有 10^5 个单元。按照 MOSFET 沟道极性,MCT 有两种。图 2.74 示出了一个由 P 沟 MOSFET 导通,N 沟 MOSFET 关断的 MCT 单元的等值电路。它表明这种 MCT 内部有两个栅极,一个接在 PNP 管基极,一个接在 NPN 管基极。另一个特点是栅极信号以阳极为准而不是以阴极为基准。对 PMCT 而言,栅极电压相对阳极为负时导通,为正时关断。若用 P 沟 MOSFET 关断,N 沟 MOSFET 导通,可得到栅极电压以阴极为基准的 MCT。

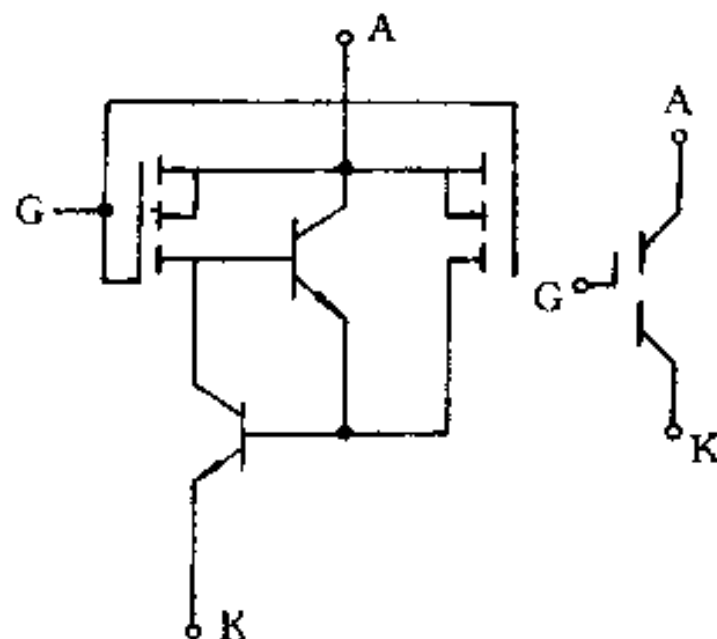


图 2.74 MCT 等效电路及电路符号

与 GTO、BJT、IGBT、MOSFET 等相比,MCT 有以下特点:

- ① 耐高压大电流,其阻断电压已可达 2 000V、电流 1 000A,可关断电流密度为 6 000 A/cm²,工作结温高达 200℃。
- ② 通态压降低,约为 IGBT 的 1/3,因此通态损耗小。
- ③ 开关速度高,开通约为 200ns;2μs 内可关断,开关损耗小。
- ④ 高的 du/dt 和 di/dt 承受能力,已能作到 $du/dt = 20\text{kV}/\mu\text{s}$, $di/dt = 2\text{kA}/\mu\text{s}$ 。

2.8 全控开关器件的缓冲电路和保护

缓冲电路是用来抑制电力电子开关器件在开关换流过程中快速变化的电压、电流等参数,保护器件不承受超过允许值的过压、 du/dt 和 di/dt ,防止器件永久失效或误导通。对于晶闸管,缓冲电路就是在 2.1 节中提过的并联 RC 和串联阳极电感。对全控开关器件而言,由于它们大多在高频条件下运行,开关损耗比普通晶闸管大得多。因而缓冲电路主要是通过抑制

di/dt 、 du/dt 和换向过压来改变器件开关过程的轨迹,从而达到限制开关损耗目的。

以功率 BJT 为例(图 2.75(a)示出它的理想开关过程波形),可以看出在开关过程中,电压、电流都有一定数量,损耗比较大。但若用开通缓冲电路抑制其电流上升轨迹,关断缓冲电路改变电压上升轨迹,就可能使损耗减小。

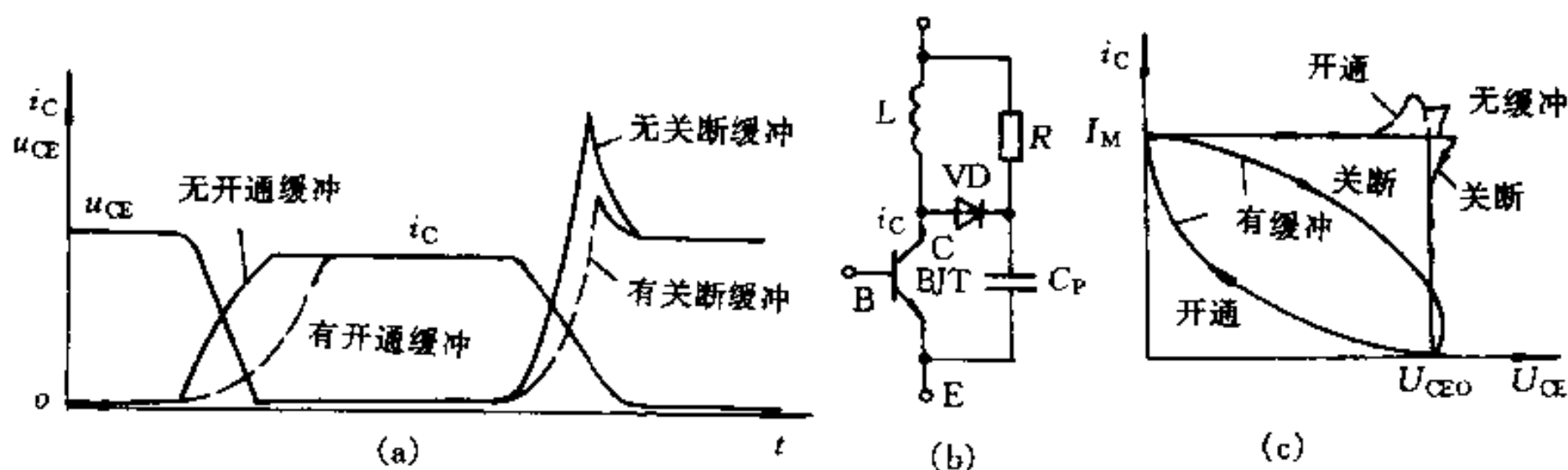


图 2.75 BJT 缓冲电路对开关轨迹的影响

图 2.75(b)是典型的 BJT 复合缓冲电路。串联电感提供开通缓冲,限制 di/dt 并降低开通损耗。二极管 VD 和电容 C_P 组成有极性的关断缓冲电路,改变关断过程中集-射极电压上升轨迹,抑制关断损耗,电阻 R 为 L 和 C_P 提供放电回路。这种缓冲电路使 BJT 的开通和关断轨迹有明显的改变(见图 2.75(c))。

由于缓冲电路对减小全控开关的开关损耗有着极重要的意义,因此近年来研制了各种类型的缓冲电路,甚至发展到相当复杂的网络,使系统主电路变得极为繁琐。但从它们在器件开关过程中的作用来分,则可分为开通缓冲和关断缓冲。按照缓冲电路上储能元件充放电路径,可分为有极型、无级型和复合型。根据缓冲电路中储能元件中能量释放的方式,则可分为有损耗和无损耗型。无损耗缓冲器是以增加电路元件和电路复杂性为代价来实现能量的回馈,除非十分必要并不使用。下面仅介绍几种常用的有损耗缓冲电路结构。

图 2.76 示出了几种常用开通缓冲电路,由于电感中所贮能量在器件关断时都由电阻 R 消耗,因此是耗能型,图(a)为无极型电路,其余为有极型电路。其中,图(c)、(d)是两种减小 L 放电时间常数的电路。

图中用自定义三端开关 SW 代表全控型开关器件。

常用关断缓冲电路的线路结构示于图 2.77。显然图(a)为无极型,其余为有极型。而图 2.78 则是一种实用的复合型缓冲电路。

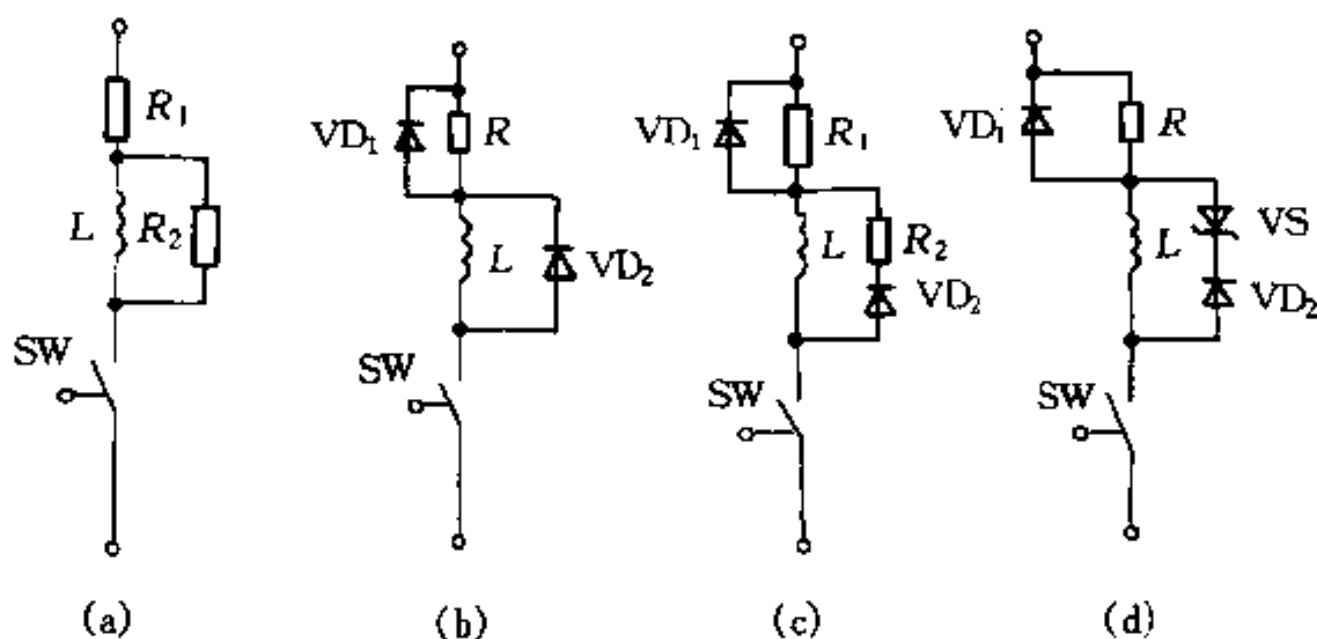


图 2.76 几种常用开通缓冲电路

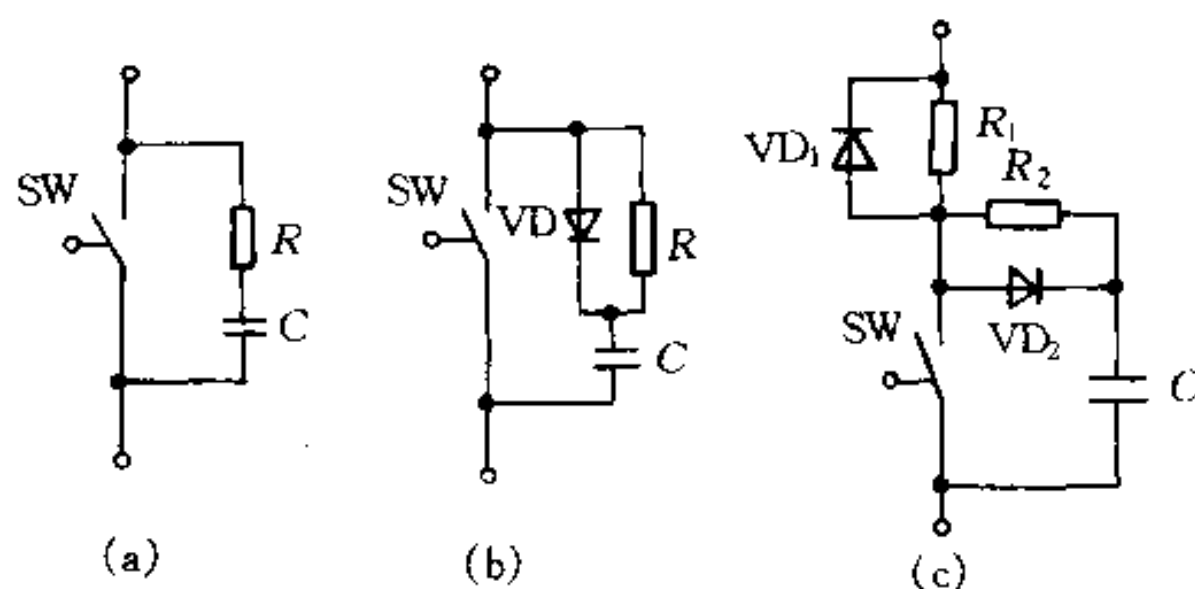


图 2.77 几种关断缓冲电路

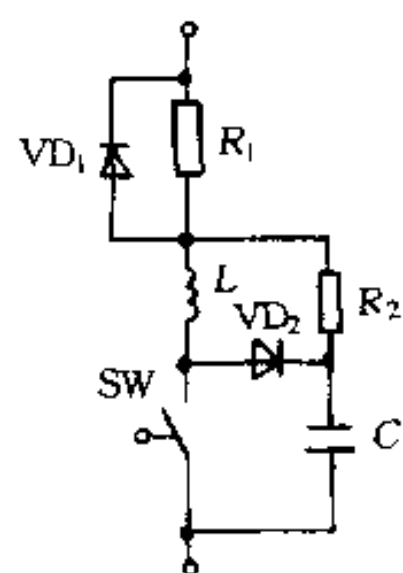


图 2.78 复合缓冲电路

全控开关器件有极型缓冲电路中一定含有二极管。必须指出,这些二极管应当采用具有软恢复特性的快速二极管。

利用缓冲器来减小全控器件开关功耗时,实际是把这部分能量转移到缓冲电路元件中。在装置容量较大、开关工作频率又较高的应用中,缓冲电路元件中的损耗相当大,这不仅降低装置效率,还使体积和成本增加。近年来在高频应用的电力电子装置中开始采用软开关技术,使电力电子开关器件总在电压或电流近似为零时开通或关断,这样就基本上消除了开通或关断过程的损耗,大大简化甚至可以不用缓冲电路。

作为一种保护措施,开通缓冲电路抑制 di/dt ,关断缓冲电路限制过电压及 du/dt ,防止器件因过高的 di/dt 和过电压引起失效,或因过高 du/dt 产生误导通。过高的器件结温会导致特性变坏,影响电路工作的可靠性。因此选择好所用器件以后,必须按器件制造者提出的参数配置相应的散热器,保证电路正常运行时,温升不超过允许值。

在实际电路运行中,总有可能发生过载或短路等故障。由于电力电子开关器件承受浪涌冲击的能力很低,因此必须在发生过载或短路时在很短时间内使器件关断。在晶闸管电路中常用快速熔断器,对自关断器件则是采用各种方法识别出是否出现过流或短路,一旦这种故障出现,通过控制电路强行关断功率电路中的开关器件。此外,由于 GTO 相对 BJT、IGBT 和功率 MOSFET 有更高的浪涌承受能力,在使用 GTO 的装置中,短路故障也可采用快速熔断器进行保护。

BJT 工作时,若集电极电流过大会使器件退饱和, U_{CE} 上升,功耗和结温升高,可能引起二次击穿。因此在 BJT 控制电路中可设置监视 U_{CE} 大小的电路单元,只要 U_{CE} 超过限定值,通过控制电路关断器件。IGBT 也可用类似方法进行短路保护。

2.9 全控开关器件的串、并联

随着半导体材料性能和电力电子器件制造技术及工艺的发展,单个自关断器件的电压、电流承载能力都在不断提高。然而在许多大容量应用中,仍需要把器件甚至整个变流器串、并联,以满足实际系统需要。由于器件之间在静、动态特性上总会存在一定差异,当它们被串、并联在一起作为一个器件应用时,就会因为这些差异导致某些器件的损坏。因此,要有相应的措

施来调整串、并联器件间的差异。

1. 串联元件的均压

各种电力电子器件,即使同一批生产出来的同型号、同容量的器件,在静态伏安特性和开关特性上也不完全相同(见图 2.79)。当具有这样特性的两个元件串联,在阻断状态及相同的漏电流 I_0 下,器件承受的电压不同, SW_2 电压较低,而 SW_1 几乎已到转折电压 BU_{SW} ,因而电源电压的波动就可能造成 SW 的损坏。此外,串联器件中由于开、关时间不一致,最后开通或最先关断的器件将承受全部电源电压,这就必然影响到它的可靠运行,所以电力电子器件串联运行时应有相应的均压措施,均压包含静态和动态。在图 2.80 中,与元件并联的 R_S 用于静态均压,而并联的 $R_D C_D$ 串联支路用作动态均压。静态均压电阻应远小于串联开关器件阻断状态下的等效电阻。选用时,应用漏电流最大的器件作基准,因此选用的 R 值比较小。但过小的 R 会流过较大电流使功耗增加。

2. 并联器件的均流

当电力电子开关器件并联运行时,由于通态特性不一致(见图 2.81),在同样的正向通态电压 U_{on} 下器件中流过的电流大小不等,流过大电流的开关有可能接近甚至超过其允许的最大电流 I_M 而失效。在开关过程中,也会由于并联器件间开关特性不一致,先开通或后关断的器件可能承受全部或大部分负载电流,严重的动态不均可能损坏器件,因此当电力电子器件并联运行时,应当采取均流措施。

对静态均流可用两种方法。一是严格挑选并联联结的器件,使它们具有十分相近的正向通态特性;二是通过串联电阻、电感或相互耦合的电抗器来强迫并联器件均流(见图 2.82)。采用电阻均流时,应使电阻上的压降大于器件的通态压降,但这样会在电阻上产生较大的功耗,降低装置效率。采用电抗器均流的办法较好,因为在器件开、关过程中,电感对电流变化有抑制作用,可以改善器件的电流均衡度。若用图 2.83 所示利用磁平衡原理的耦合电抗器均流可得到更理想的静态和动态均流效果。采用强触发的门极信号,也有利于开通过程的动态均流。

全控开关器件常在高频条件下工作,线路联接引起的分布参数不均衡也会影响器件并联运行时的均压

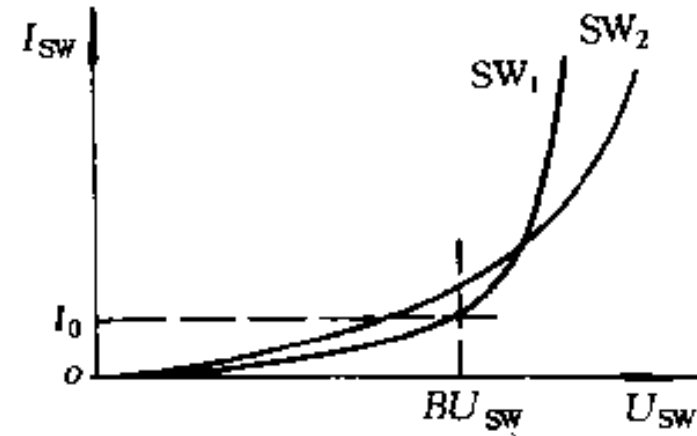


图 2.79 相同型号及容量的两个器件阻断特性的比较

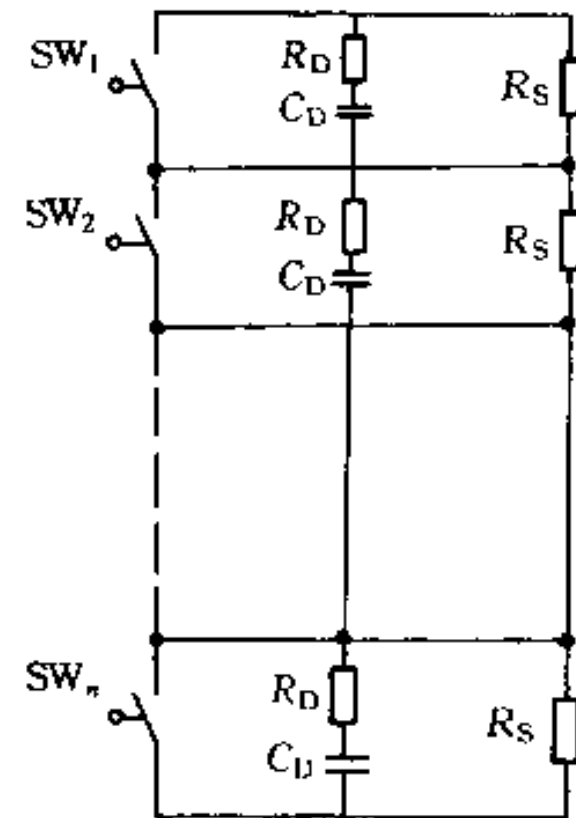


图 2.80 开关器件串联均压

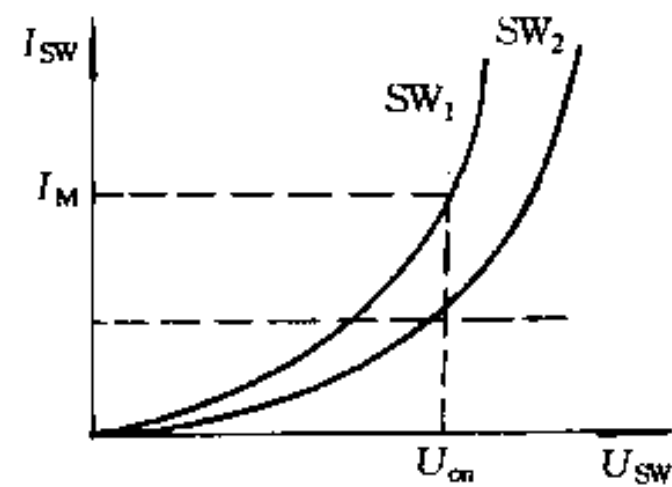


图 2.81 相同型号及容量的两元件通态特性的比较

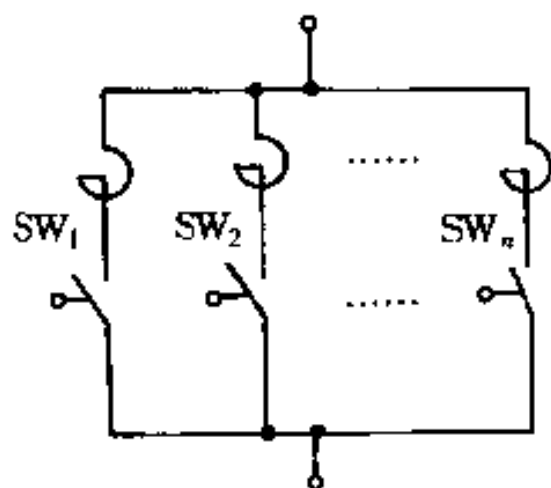


图 2.82 用串联电感均流

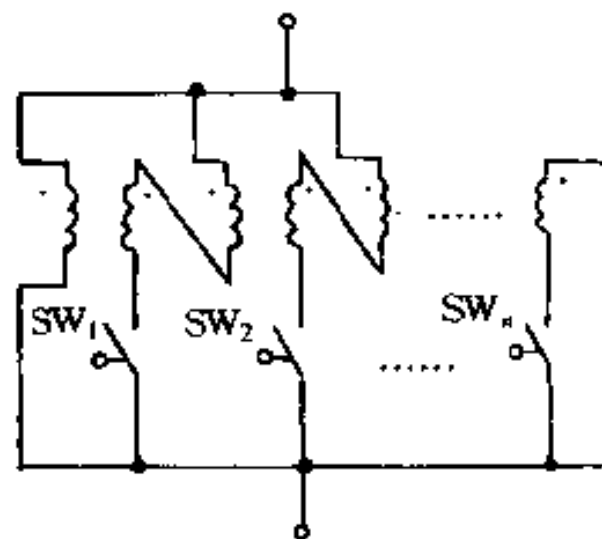


图 2.83 用磁平衡原理完成均流

和均流。因此,在进行系统结构设计时要特别注意串、并联器件布局的合理,尽可能减小它们的分布参数,并使这些分布参数趋于一致。

思考题与习题

- 2.1 电力电子变流电路的基本换流方式有哪些?各适用于何种变流电路?换流方式与控制方式有何种关系?
- 2.2 电力电子开关器件为什么必须设置缓冲电路?缓冲电路有哪些类型?
- 2.3 与半控开关相比,全控型开关器件在性能和使用上有哪些优缺点?
- 2.4 功率二极管在电力电子变流装置中的作用是什么?
- 2.5 限制 BJT 和功率 MOSFET 应用的主要原因是什么?
- 2.6 电力电子开关器件工作频率受哪些因素制约,开关损耗是怎样产生的?
- 2.7 晶闸管中通过的电流波形如图 P2.1,求晶闸管电流的有效值、平均值及相应的正弦半波平均值。
- 2.8 电力电子开关器件串、并联运行可能出现何种故障?如何解决?
- 2.9 电源换相与负载换相方式、电源换相与无换相方式间有何区别?

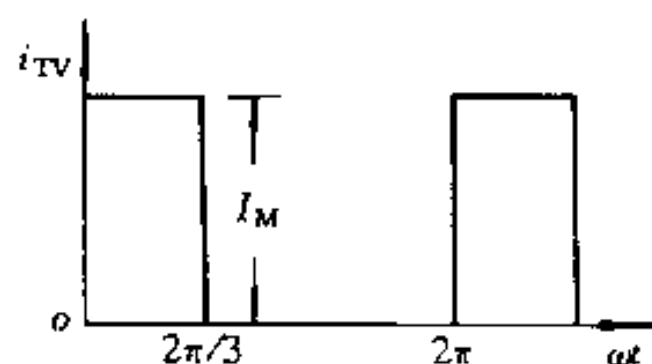
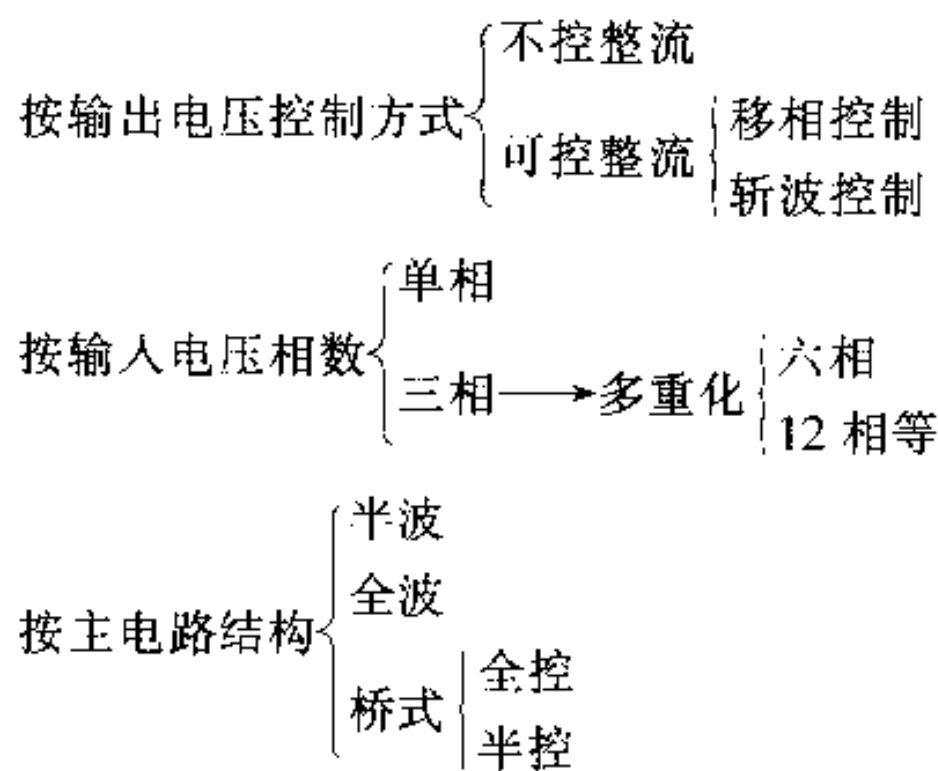


图 P2.1

第3章 可控整流器

在电力电子电路中,通过电力电子开关器件将交流电能转换为直流电能的一类电路称为整流电路,又称交一直变换器(AC-DC Converter)。

整流电路分类如下:



所谓不控整流即输出电压不受控制信号调节的整流变换,这类变换器主电路开关元件为二极管。可控整流是通过控制信号改变开关器件在一个电源周期中的开通相位(相控式),或改变开关器件在一个开关周期中的通断占控比(斩控式),使输出电压受控于控制电压大小的AC-DC变换器。

本章将根据负载参数对电路工作状态的影响,着重分析单相半波、双脉波及六脉波相控整流电路工作原理,稳态运行时主电路参数计算及移相控制电路的基本设计方法,并简要介绍斩控整流的工作原理。

3.1 单相半波整流器主电路

3.1.1 带RL负载的单相半波整流电路

1. 电路形式与工作原理

电路如图3.1。交流电源 u_s 经单向导电的晶闸管后,将电能送至由电阻 R 和电感 L 构成的负载。在电源电压的正半周 $u_s > 0$ 期间,向晶闸管门极施加控制信号 I_G ,晶闸管满足导通条件而触发导通。若将晶闸管看作理想开关,则导通后的电路方程为

$$L \frac{di_O}{dt} + i_O R = \sqrt{2} U \sin \omega t \quad (3.1)$$

式中: i_O 为整流电路的输出电流即负载电流, U 、 ω 分别为电源电压有效值和角频率。

若晶闸管是在电源电压正半周过零点后 α 角时刻触发导通,即 $\omega t = \alpha$ 时, $i_O = 0$,这就是

方程(3.1)的初始条件。代入并求解得:

$$\begin{aligned} i_O &= \frac{\sqrt{2}U}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\sqrt{2}U}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}} \\ &= \frac{\sqrt{2}U}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}}] \\ &= i'_O - i''_O \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\text{其中 } Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (\Omega)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (\text{rad})$$

由上式描述的负载电流 i_O 变化规律如图 3.1(b) 所示。

式(3.2)是晶闸管导通区间电路方程的解。设在 $\omega t = \beta$ 时刻晶闸管电流过零关断, 则式(3.2)的适用范围为 $[\alpha, \beta]$ 。由于负载中含有电感, 负载电流一定滞后于电源电压过零, 即 $\beta > \pi$ 。将终止条件 $\omega t = \beta, i_O = 0$ 代入式(3.2)可得

$$0 = \frac{\sqrt{2}U}{Z} [\sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \beta}{\tan \varphi}}] \quad (3.3)$$

定义 $\gamma = \alpha - \beta$ 为晶闸管导电角, 则器件导通终止时刻为

$$\beta = \alpha + \gamma \quad (3.4)$$

将式(3.4)代入式(3.3), 整理后可得导电角 γ 与 α, φ 之间的关系为

$$0 = \sin(\alpha + \gamma - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{-\gamma}{\tan \varphi}} \quad (3.5)$$

式(3.5)描述了电路参数 φ 、控制参数 α 与晶闸管导电角 γ 的关系, 在 φ, α 已知时, 导电角 γ 可由此式求得。该方程为超越方程, 为工程计算方便, 选择 φ 为参变量, 用计算机进行数值求解, 作出 γ 与 α 的关系曲线如图 3.2。

利用此曲线在电路参数 φ 和控制参数 α 已知时, 可方便地求得晶闸管导电角 γ , 即表达式(3.2)的适用区间。

对于图 3.1 电路, 在晶闸管关断期间, $i_O = 0$ 。

2. 电路计算

通过上述分析, 可写出电路中负载电流 i_O 、电阻电压 u_R 和电感电压 u_L 的变化规律

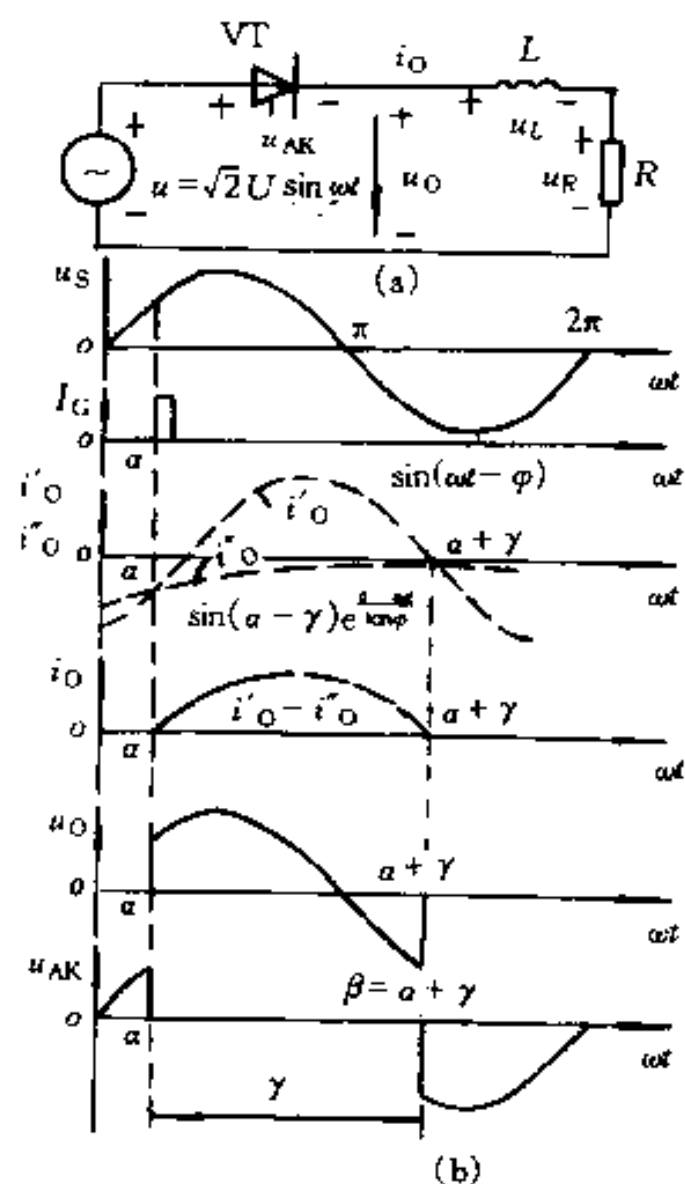


图 3.1 单相半波整流电路工作原理
(a) 主电路原理图; (b) 工作波形图

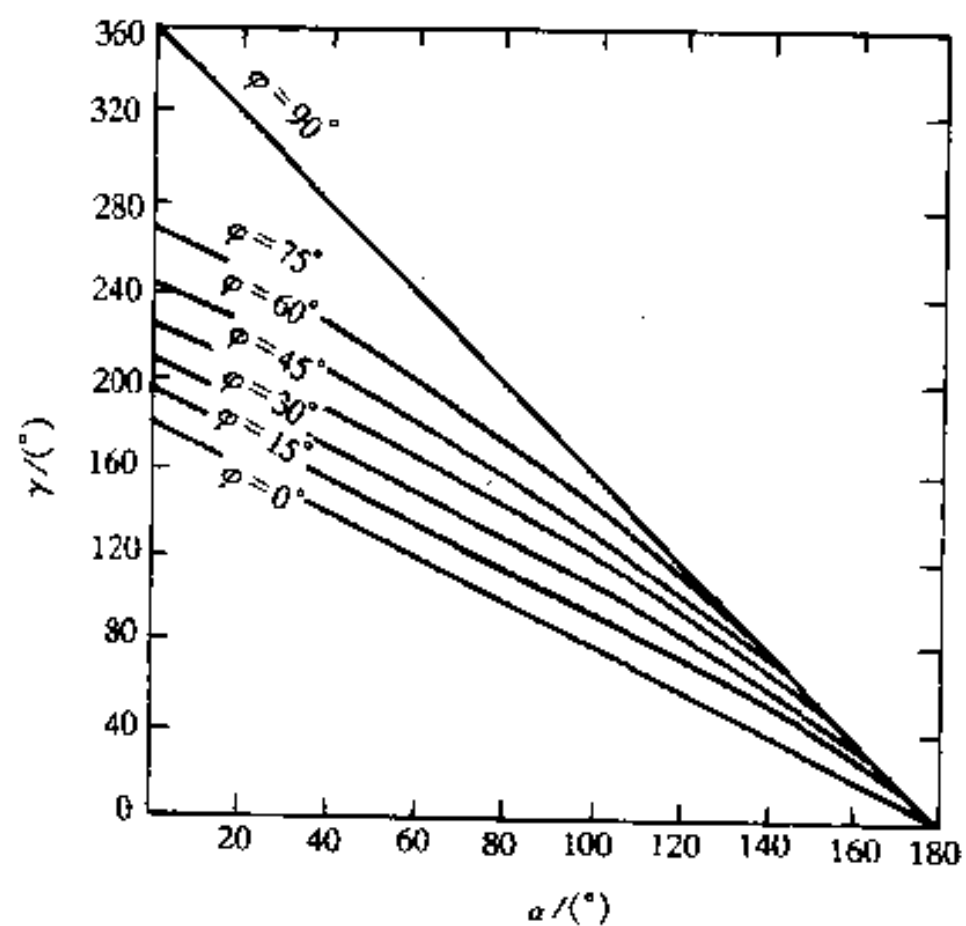


图 3.2 以 φ 为参变量的 γ - α 曲线

$$i_O = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}U}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}}] & [\alpha, \beta] \\ 0 & [0, \alpha], [\beta, 2\pi] \end{cases} \quad (3.6)$$

$$u_R = \begin{cases} i_O R & [\alpha, \beta] \\ 0 & [0, \alpha], [\beta, 2\pi] \end{cases} \quad (3.7)$$

$$u_L = \begin{cases} L \frac{di_O}{dt} & [\alpha, \beta] \\ 0 & [0, \alpha], [\beta, 2\pi] \end{cases} \quad (3.8)$$

从图 3.1(a)可看出整流器输出电压即负载电压 u_O 在晶闸管导通区间为电源电压 u_S ; 在 VT 关断期间为零。即

$$u_O = \begin{cases} u_S & [\alpha, \beta] \\ 0 & [0, \alpha], [\beta, 2\pi] \end{cases} \quad (3.9)$$

作为理想开关,晶闸管阳-阴极间电压波形为

$$u_{AK} = \begin{cases} 0 & [\alpha, \beta] \\ u_S & [0, \alpha], [\beta, 2\pi] \end{cases} \quad (3.10)$$

根据式(3.6)~(3.10)可作出上述各量波形如图 3.1(b)。

在 u_{AK} 波形中, $[(\alpha + \gamma), 2\pi]$ 期间晶闸管承受反向电压,这一区间十分重要。对于实际的晶闸管而言,只有承受反向电压的时间 t_q 大于其关断时间 t_{off} , 器件才能可靠关断,恢复其正向阻断能力。

下面分别计算输出电压、电流的平均值、有效值和纹波因数。

整流器输出电压平均值 U_O 可按定义由下式求得:

$$U_O = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_O d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (V) \quad (3.11)$$

输出电压有效值 U_R 为

$$U_R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_O^2 d\omega t} = \left\{ \frac{U^2}{\pi} \left[\frac{\gamma}{2} - \frac{1}{4} \sin 2(\alpha + \gamma) + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right] \right\}^{1/2} \quad (V) \quad (3.12)$$

输出电流平均值和有效值分别为

$$I_O = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_O dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_O d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{2\pi R} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (A) \quad (3.13)$$

$$I_R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_O^2 d\omega t} \quad (A) \quad (3.14)$$

为使 I_O 、 I_R 计算更具普遍性,以 $\sqrt{2} U / Z$ 为基准将其归一化为

$$I_N = \frac{I_O}{\frac{\sqrt{2} U}{Z}} = \frac{1}{2\pi \cos \varphi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3.15)$$

$$I_{RN} = \frac{I_R}{\sqrt{2}U} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_a^{a+\gamma} \left(\frac{Z}{\sqrt{2}U} \cdot i_O \right)^2 d\omega t \right]^{1/2} \quad (3.16)$$

I_N 、 I_{RN} 仅与 α 和 φ 有关。采用计算机数值计算可作出以 φ 为参变量的 I_N 、 I_{RN} 与 α 关系曲线, 分别示于图 3.3 和图 3.4。

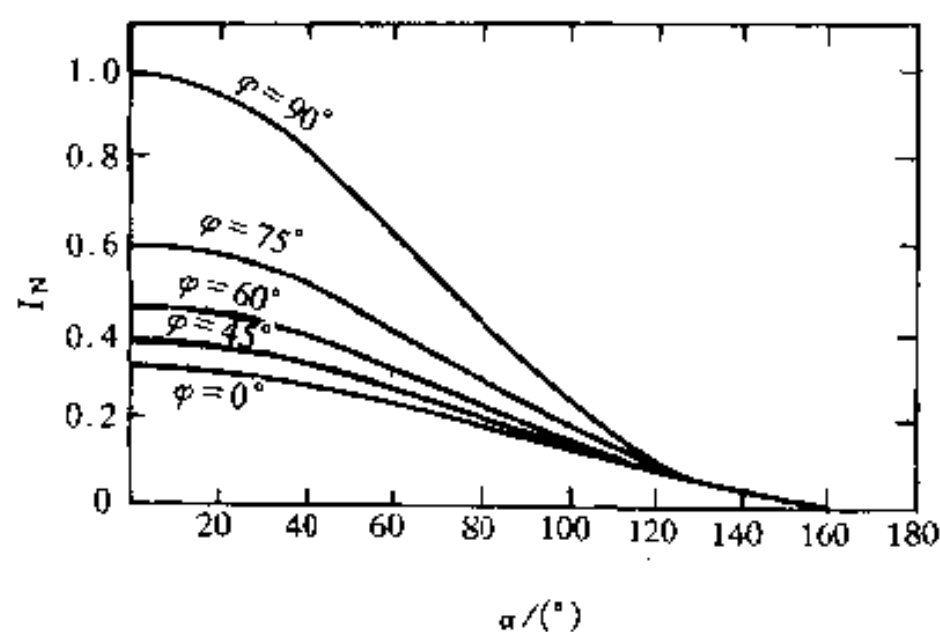


图 3.3 以 φ 为参变量的 I_N - α 关系

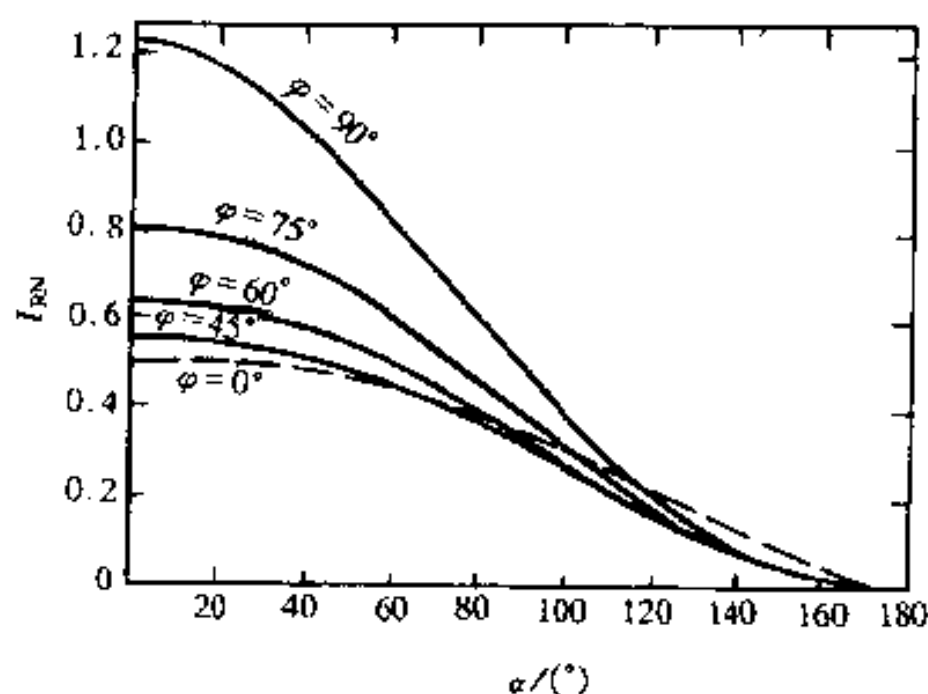


图 3.4 以 φ 为参变量的 I_{RN} - α 关系

α 、 φ 确定后利用这两组关系曲线即可方便地求出单相半波整流电路输出电流的平均值 I_O 和有效值 I_R 。

对于图 3.1(b) 中周期变化的输出电压 u_O , 利用傅里叶级数可展开成

$$u_O = U_O + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t = U_O + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (3.17)$$

$n = 1, 2, 3, \dots$

式中 U_O 为直流分量

$$U_O = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_O d\omega t = \frac{\sqrt{2}U}{2\pi} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (V)$$

第 n 次谐波正弦分量幅值

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} (u_O \sin n\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_a^{a+\gamma} (\sqrt{2}U \sin\omega t \sin n\omega t) d\omega t \quad (3.18)$$

第 n 次谐波余弦分量幅值

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} (u_O \cos n\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_a^{a+\gamma} (\sqrt{2}U \sin\omega t \cos n\omega t) d\omega t \quad (3.19)$$

第 n 次谐波幅值

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \quad (3.20)$$

因而输出电压中第 n 次谐波电压的有效值为

$$U_n = C_n / \sqrt{2} \quad (3.21)$$

电路输出电压有效值即为

$$U_R = [U_O^2 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n^2]^{1/2} \quad (3.22)$$

由表达式(3.17)可知,单相半波相控整流输出电压可看作不同频率正弦变量相加而成,因而图 3.1(a)电路即可等效为图 3.5 电路。

由于负载 R 、 L 为线性元件,图 3.5 所示电路满足叠加原理。输出电流亦可由输出电压的傅里叶分析结果求得。

$$I_O = \frac{U_O}{R} \quad (3.23)$$

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z_1} \sin(\omega t + \theta_1 - \varphi_1) \quad (3.24)$$

$$i_n = \frac{\sqrt{2}U_n}{Z_n} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n)$$

式中 $Z_1 = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$,

$$Z_n = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2},$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}, \quad \varphi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R},$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{b_1}{a_1}, \quad \theta_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n}$$

由此求得输出电流 i_O 为

$$i_O = I_O + \sum_{n=1}^{\infty} i_n = I_O + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}U_n}{Z_n} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n) \quad n = 1, 2, \dots \quad (3.25)$$

各次谐波电流有效值

$$I_n = U_n / Z_n \quad (3.26)$$

负载电流有效值

$$I_R = \sqrt{I_O^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (3.27)$$

由图 3.1(b)中 u_O 和 i_O 的波形可以看出,整流器输出电压和电流中除直流分量外,还包含有大量谐波分量。为评价整流输出中所含谐波分量的大小,特定义一描述参数——纹波因数。

$$\text{纹波因数} = \frac{\text{各次谐波分量的有效值}}{\text{平均值}}$$

该式表明,纹波因数越小,整流输出波形越接近于直流。图 3.1 所示单相半波整流电路中输出电压的纹波因数为

$$K_u = \frac{[\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2]^{1/2}}{U_O} = \frac{[U_R^2 - U_O^2]^{1/2}}{U_O} \quad (3.28)$$

输出电流的纹波因数

$$K_i = \frac{[\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2]^{1/2}}{I_O} = \frac{[I_R^2 - I_O^2]^{1/2}}{I_O} = \frac{[I_{RN}^2 - I_N^2]^{1/2}}{I_N} \quad (3.29)$$

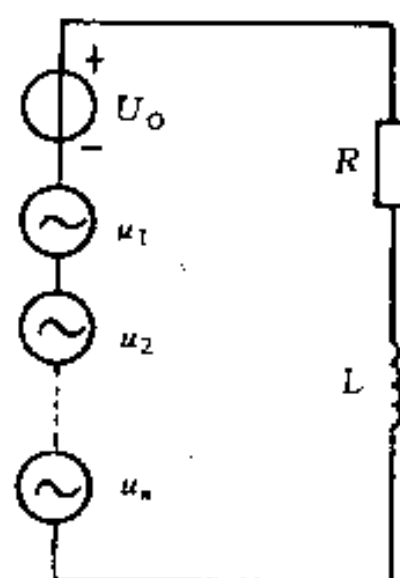


图 3.5 图 3.1(a)电路的输出等值电路

3.1.2 带 RL 和电动势 U_C 负载的单相半波整流电路

1. 电路工作原理

电路如图 3.6(a) 所示, 电动机即是这一类负载的物理原型。当电源电压 u_s 大于负载反电动势 U_C , 即 $[\eta, (\pi - \eta)]$ 区间晶闸管两端电压 $u_{AK} > 0$, 开始承受正向电压, 在此区间内任何时刻向晶闸管门极注入正向电流 I_G , 器件将由截止变为导通。电路方程为

$$L \frac{di_O}{dt} + i_O R + U_C = \sqrt{2} U \sin \omega t \quad (3.30)$$

由于晶闸管在 $\omega t = \alpha$ 时刻触发导通前为关断状态, 负载电流 i_O 为零, 故 $\omega t = \alpha, i_O = 0$, 即为方程 (3.30) 的初始条件。代入并求解得

$$i_O = \frac{\sqrt{2} U}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{U_C}{R} + \left[\frac{U_C}{R} - \frac{\sqrt{2} U}{Z} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}} \quad (3.31)$$

式中: U 为电源电压有效值, U_C 为反电动势, ω 为电源角频率, 及

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (\Omega),$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (\text{rad})$$

式 (3.31) 仅适用于晶闸管 VT 导通期间。由于负载中存在电感, 在 $\omega t = \pi - \eta$ 后, 晶闸管 VT 仍继续导通, 直到 $\omega t = \beta$ 时 $i_O = 0$, 此后晶闸管将在反向电压作用下由导通变为截止。式 (3.31) 的适用区间为 $[\alpha, \beta]$, $\omega t = \beta = \alpha + \gamma$ 时, $i_O = 0$ 即为其终止条件。代入并求解得

$$0 = \frac{\sqrt{2} U}{Z} \sin(\alpha + \gamma - \varphi) - \frac{U_C}{R} + \left[\frac{U_C}{R} - \frac{\sqrt{2} U}{Z} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{\frac{\alpha - (\alpha + \gamma)}{\tan \varphi}} \quad (3.32)$$

将等号两端同除以 $\sqrt{2} U / Z$ 并令 $U_C / \sqrt{2} U = m$, 式 (3.32) 可化简为

$$0 = \sin(\alpha + \gamma - \varphi) - \frac{m}{\cos \varphi} + \left[\frac{m}{\cos \varphi} - \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{\frac{-\gamma}{\tan \varphi}} \quad (3.33)$$

式 (3.33) 反映了电路参数 φ 、 m 、控制参数 α 与晶闸管导电角 γ 间的关系, 原则上在 m 、 φ 、 α 已知时即可由式 (3.33) 求得 γ 。为实用方便可选定 φ , 作出不同 φ 下以 α 为参变量的 m - γ 关系曲线。图 3.7、3.8、3.9 分别为 $\varphi = 0^\circ$ 、 30° 和 90° , 以 α 为参变量的 m - γ 关系曲线。

2. 曲线的物理分析

1) 电路参数 m 、 φ 确定后, 触发角 α 越小, 晶闸管导电角 γ 越大

以图 3.6 为例, 可以看出在 $u_s > U_C$ 区间某时刻 α 晶闸管触发导通。由于电感 L 的存在, i_O 由零开始上升, 交流电源向负载提供能量, 并使电感储能; 当 $u_s < U_C$ 后, i_O 逐渐减小。此时

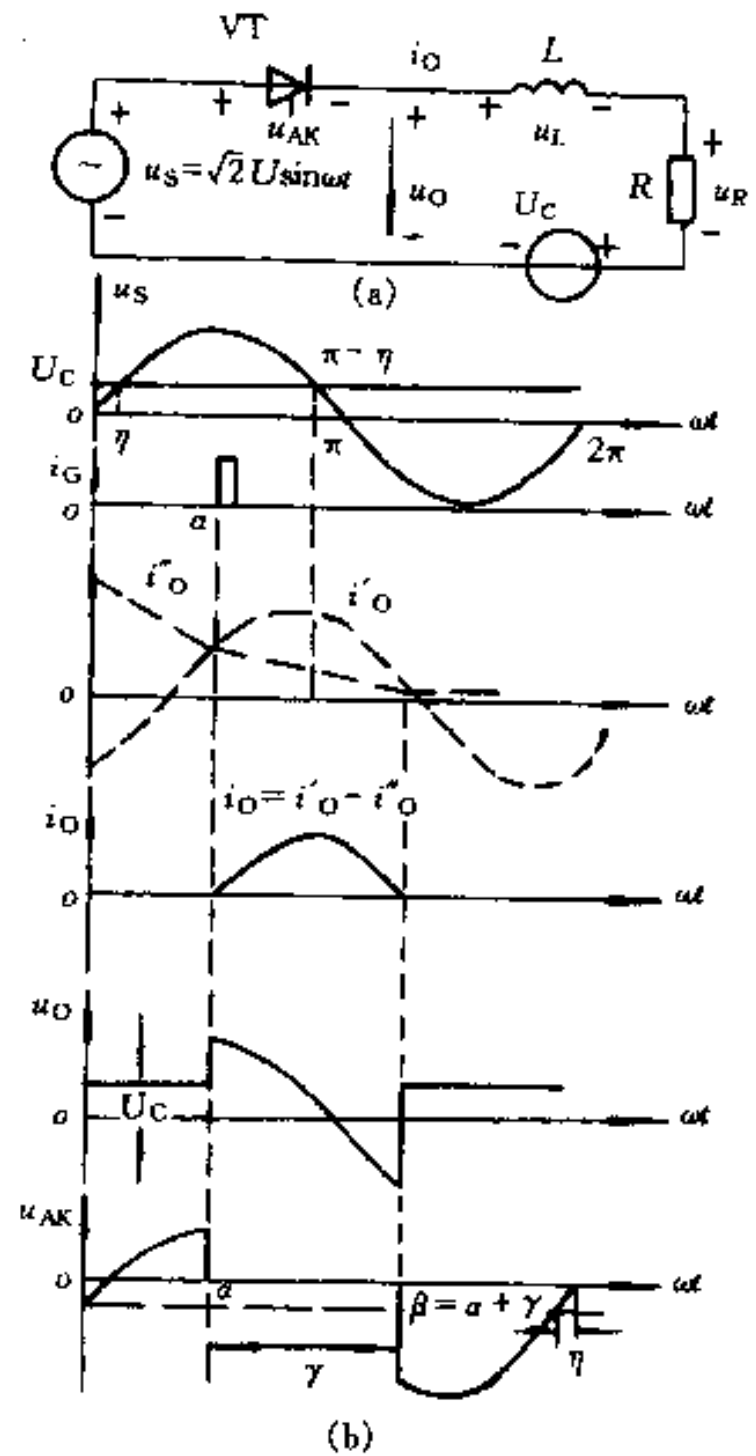


图 3.6 RLU_C 负载下单相半波可控整流工作原理

(a) 主电路原理图; (b) 各部分工作波形

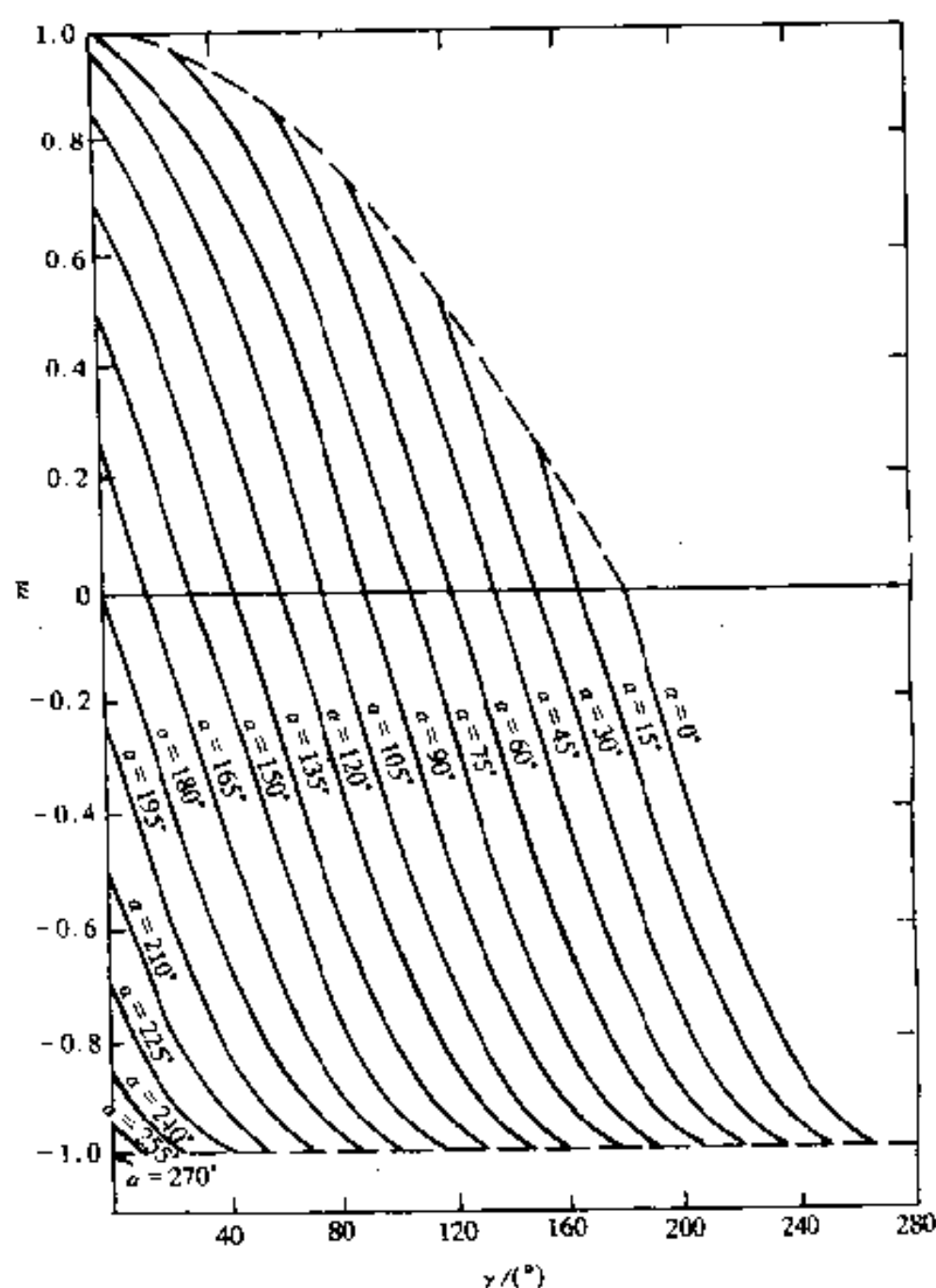


图 3.7 $\varphi=0^\circ$ 时, α 为参变量, m - γ 关系曲线

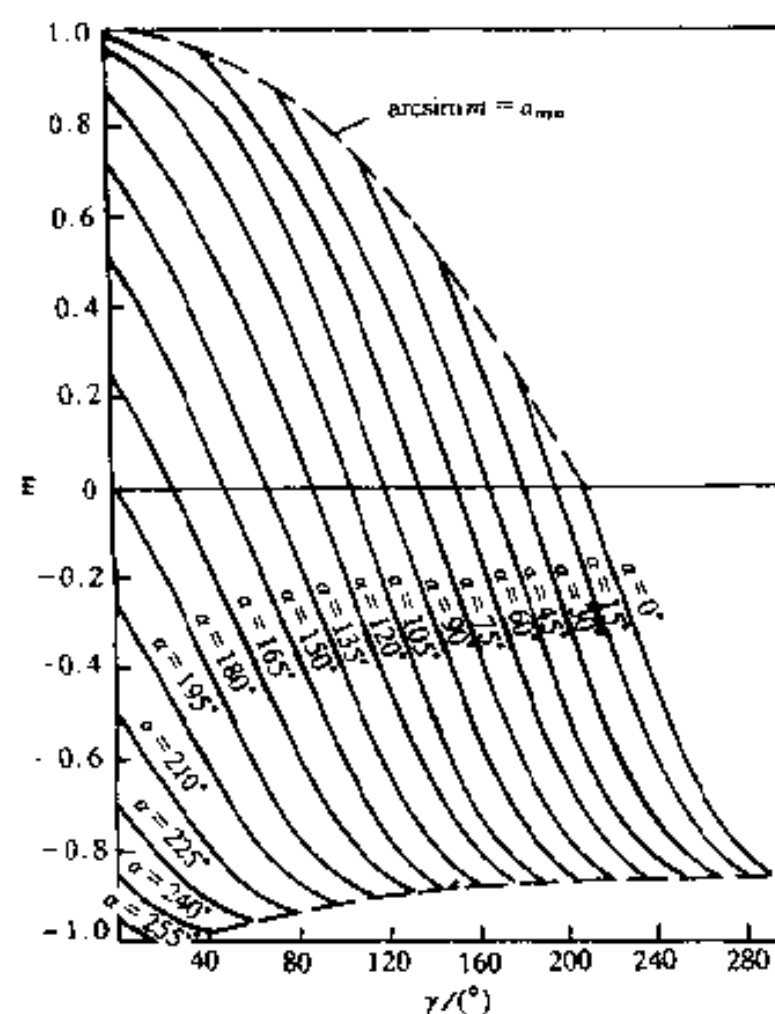


图 3.8 $\varphi=30^\circ$ 时, α 为参变量, m - γ 关系曲线

电感贮能将通过晶闸管向电源回馈。显然, α 角减小, 晶闸管触发时刻前移, 电源向负载提供能量时间增大, 电感储能增加, 释放时间也加长, 使 VT 关断时刻 β 后移, 导电角 γ 变大。

2) 在 φ 和 α 一定时, m 值越大, 导电角 γ 越小

在图 3.6(a) 电路中, 电动势 U_C 的参考方向为阻碍负载电流的方向。 m 值越大, U_C 相对值越大, 其阻碍能力越强, 晶闸管导通期间 U_C 从电源吸收的能量越多, 使电感储能减少, 释放时间缩短, γ 减小。

3) α 最小边界和最大边界

由图 3.6(b) 所示波形可知, 要使晶闸管能够触发导通, 只能在 $u_s > U_C$ 区间对其施加门极控制信号。这一区间对应于 $\eta \leq \omega t \leq (\pi - \eta)$ 。称为晶闸管的有效控制范围。在 $m > 0$ 时, 对不同 m 值, 晶闸管最小有效触发角 $\alpha_{\min} = \eta$ 。由于

$$\sqrt{2}U \sin \eta = U_C$$

因此 $\alpha_{\min}$ 的边界可由下式求得

$$\alpha_{\min} = \sin^{-1}\left(\frac{U_C}{\sqrt{2}U}\right) = \sin^{-1}m \quad (3.34)$$

若触发角 $\alpha < \alpha_{\min}$, 晶闸管因承受反向电压而无法触发导通。

必须指出, 对于单相半波整流电路, 触发角 α 是指电源电压 u_s 由负到正过零时刻 ($\omega t = 0$) 与施加门极触发信号时刻间的电角度, 并规定 $\alpha \geq 0^\circ$ 。因而当 $U_C \leq 0$ 时, 晶闸管触发角最小

只能是 $\alpha_{\min} = 0^\circ$ 。

据图 3.6(b) 波形图可直观地看出触发角最大边界 $\alpha_{\max}$ 为

$$\alpha_{\max} = \pi - \eta = \pi - \sin^{-1} m \quad (3.35)$$

4) $\omega t_q = 0$ 电流断续边界

图 3.7 中第四象限内的虚线即为此边界。当晶闸管电流过零后, 仍需承受一段时间的反向电压, 以恢复其正向阻断能力。因此, 为使晶闸管可靠关断, 要求电路必须提供足够的施加反向电压时间 t_q , 并且 t_q 大于晶闸管关断时间 t_{off} 。分析晶闸管电压 u_{AK} 波形可以看出, 电路参数不同, 为晶闸管提供关断反向电压的时间 t_q 也不同。

$$u_{AK} = \begin{cases} 0 & \text{VT 导通} \\ u_s - U_C & \text{VT 关断} \end{cases} \quad (3.36)$$

波形如图 3.10 所示。由图可知, 电路为晶闸管提供的反向电压时间对应的电角为

$$\begin{aligned} \omega t_q &= 2\pi - (\alpha + \gamma) + \eta \\ &= 2\pi - (\alpha + \gamma) + \sin^{-1} m \end{aligned} \quad (3.37)$$

当电路参数发生变化时 ωt_q 也将随之变化。对于确定的 φ 和 α , 在 m 变化时, ωt_q 将改变。在 $m < 0$ 后, 导通角 γ 随 m 减小而增大, η 也增大, ωt_q 减小。因此, 改变电路参数有可能导致 $\omega t_q \leq \omega t_{\text{off}}$, 晶闸管无足够的承受反向电压时间使器件恢复正向阻断能力, 一旦再次承受正向电压, 即自行导通, 使电路失控。 ωt_q 随 m 变化及相应的波形图如图 3.10 所示。

理想条件下, 可认为晶闸管关断时间 $t_{\text{off}} = 0$, 电路无需为关断提供反向电压, 即

$$\omega t_q = 2\pi - (\alpha + \gamma) + \sin^{-1} m = 0 \quad (3.38)$$

这就是电路失控时, 电路参数 m 、 α 、 γ 的边界方程, 它对应于图 3.7~3.9 中第四象限的虚线。

由于实际晶闸管 $t_{\text{off}} > 0$, 要求 $t_q \geq t_{\text{off}} > 0$, 上述虚线边界将向上偏移。

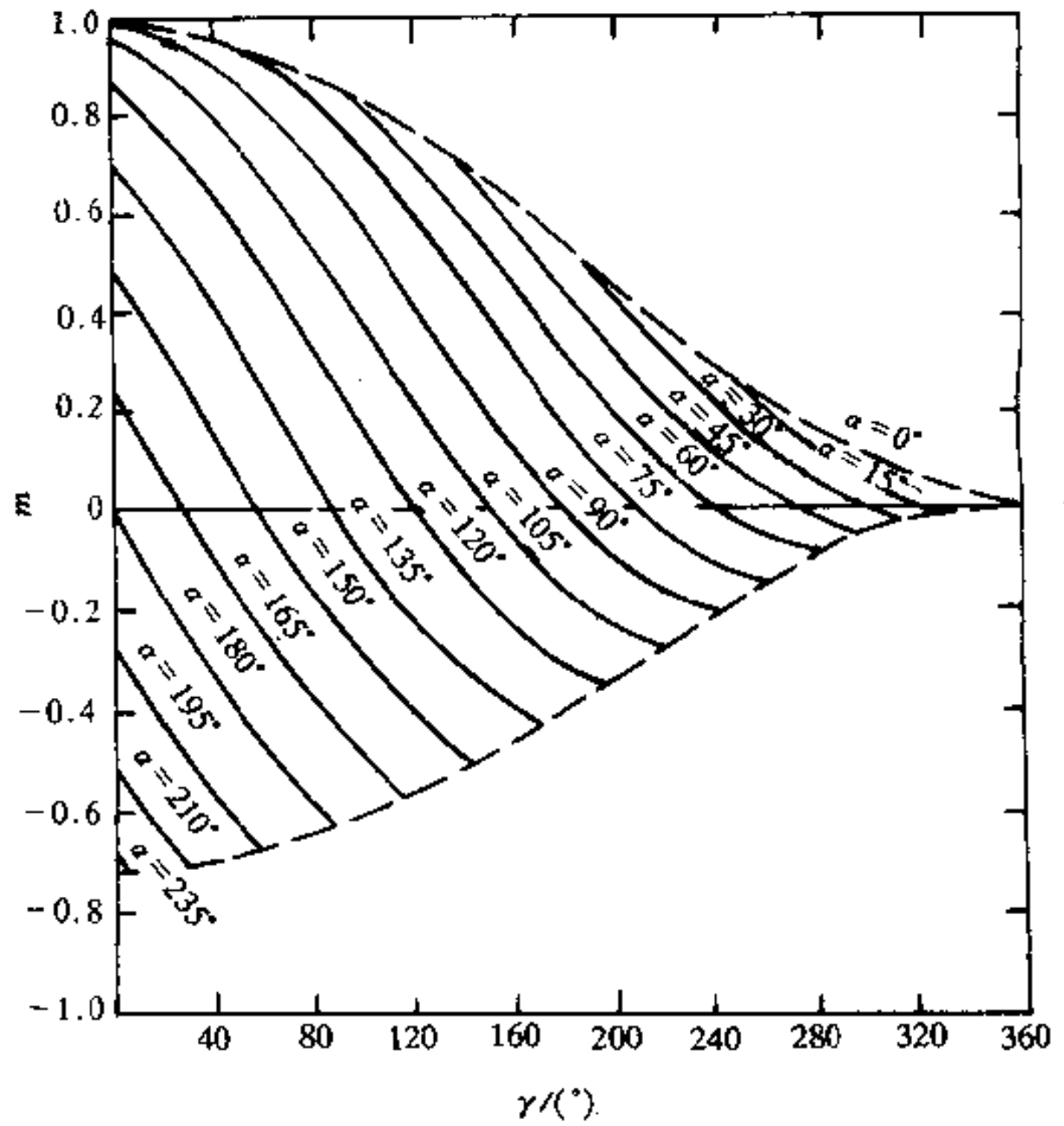


图 3.9 $\varphi = 90^\circ$ 时, α 为参变量, m - γ 关系曲线

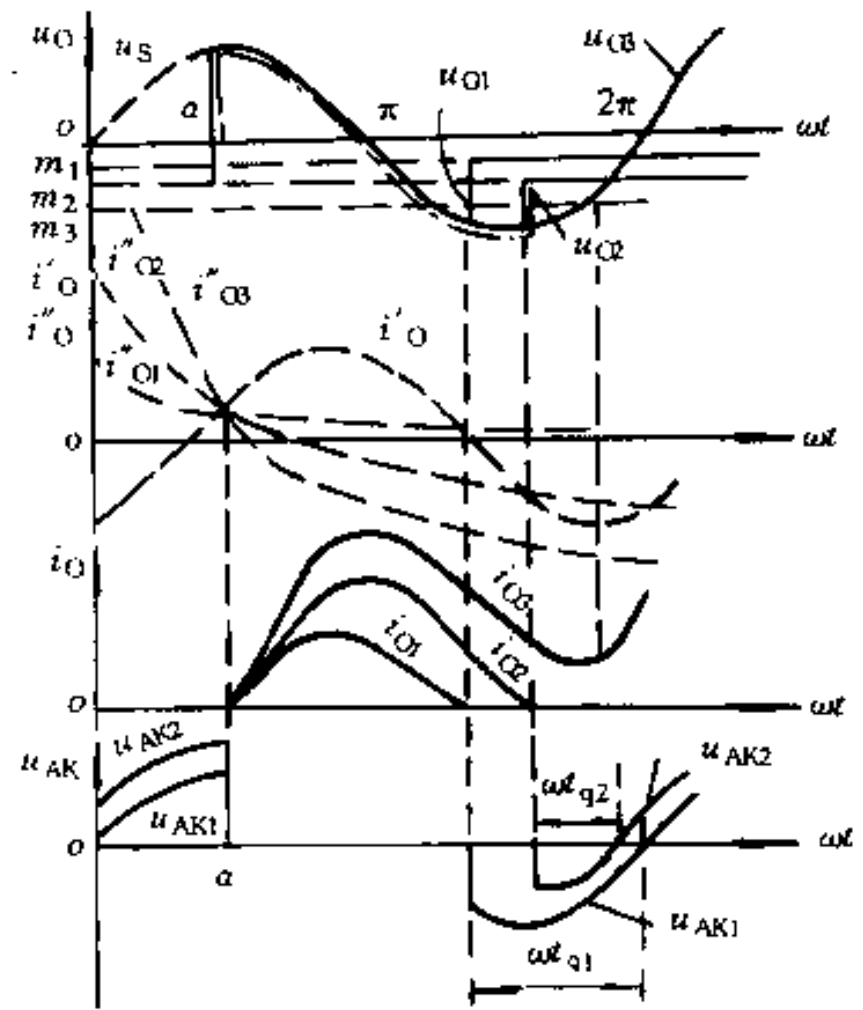


图 3.10 u_{AK} 波形与电路参数的关系

3. 电路计算

由式(3.31)确定了负载电流 i_O 的变化规律和适用区间后,即可方便地求解电路中其它各量。

电阻和电感两端电压分别为

$$u_R = \begin{cases} i_O R & [\alpha, (\alpha + \gamma)] \\ 0 & [0, \alpha] \quad [(\alpha + \gamma), 2\pi] \end{cases} \quad (3.39)$$

$$u_L = \begin{cases} L \frac{di_O}{dt} & [\alpha, (\alpha + \gamma)] \\ 0 & [(0, \alpha)] \quad [(\alpha + \gamma), 2\pi] \end{cases} \quad (3.40)$$

整流器输出电压

$$u_O = \begin{cases} u_S & [\alpha, (\alpha + \gamma)] \\ U_C & [0, \alpha] \quad [(\alpha + \gamma), 2\pi] \end{cases} \quad (3.41)$$

晶闸管 VT 阳-阴极间电压

$$u_{AK} = \begin{cases} 0 & [\alpha, (\alpha + \gamma)] \\ u_S - U_C & [(0, \alpha)] \quad [(\alpha + \gamma), 2\pi] \end{cases} \quad (3.42)$$

u_O 、 u_{AK} 波形见图 3.6(b)。

根据式(3.41)可计算负载电压平均值

$$\begin{aligned} U_O &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\alpha U_C d\omega t + \int_\alpha^{\alpha+\gamma} u_S d\omega t + \int_{\alpha+\gamma}^{2\pi} U_C d\omega t \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) + m(2\pi - \gamma)] \end{aligned} \quad (3.43)$$

负载电压有效值

$$\begin{aligned} U_R &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_O^2 d\omega t \right]^{1/2} \\ &= \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\alpha U_C^2 d\omega t + \int_\alpha^{\alpha+\gamma} u_S^2 d\omega t + \int_{\alpha+\gamma}^{2\pi} U_C^2 d\omega t \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (3.44)$$

负载电流平均值

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{U_O - U_C}{R} = \frac{\sqrt{2}U}{2\pi R} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) + m(2\pi - \gamma)] - \frac{U_C}{R} \\ &= \frac{\sqrt{2}U}{2\pi R} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) - m\gamma] \end{aligned} \quad (3.45)$$

将 I_O 对 $\sqrt{2}U/Z$ 归一化,可得

$$I_N = \frac{Z}{\sqrt{2}U} I_O = \frac{1}{2\pi \cos\varphi} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) - m\gamma] \quad (3.46)$$

由式(3.31)可求得负载电流有效值,将其对 $\sqrt{2}U/Z$ 归一化后得

$$I_{RN} = \frac{Z}{\sqrt{2}U} \left[\frac{1}{2\pi} \int_\alpha^{\alpha+\gamma} i_O^2 d\omega t \right]^{1/2} \quad (3.47)$$

通过计算机数值求解,可画出在确定的 φ 角下,以 α 为参变量的 $m-I_N$ 和 $m-I_{RN}$ 关系曲线。图 3.11、3.12 分别示出了 $\varphi=30^\circ$ 时,以 α 角为参变量的 $m-I_N$ 及 $m-I_{RN}$ 曲线。 α 、 φ 、 m 确定后,

通过 I_N 和 I_{RN} 可方便地求得负载电流平均值和有效值:

$$I_O = \frac{\sqrt{2}U}{Z} I_N \quad I_R = \frac{\sqrt{2}U}{Z} I_{RN} \quad (3.48)$$

以上各式中, U 为电源电压有效值, $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, ω 为电源角频率。

输出电压、电流纹波因数分别为

$$K_u = \frac{(U_R^2 - U_O^2)^{1/2}}{U_O} \quad (3.49)$$

$$K_i = \frac{(I_R^2 - I_O^2)^{1/2}}{I_O} = \frac{(I_{RN}^2 - I_N^2)^{1/2}}{I_N} \quad (3.50)$$

4. 晶闸管额定参数的选择

晶闸管额定电压依据其在电路中可能承受的最大正、反向电压 U_{AKmax} 确定。由图 3.10 所示 U_{AK} 波形可知:

$$U_{AKmax} = \sqrt{2}U + |U_C|$$

为保证晶闸管可靠工作,通常选择晶闸管额定电压时要考虑一定的安全裕量,即

$$\text{晶闸管额定电压} \geq 1.5 U_{AKmax} \quad (3.51)$$

2.2 节中已指出,晶闸管额定电流即通态平均电流 I_T 是按正弦半波平均值标定的。但在实际电路中,流过晶闸管的电流往往不是正弦半波。因此,系统设计时,应按发热等效原则,求流过晶闸管的实际电流波形的有效值 I_{VTR} ,再由式(2.13)求得晶闸管等效通态平均电流。考虑一定裕量后,可确定晶闸管电流额定值(即通态平均电流)为

$$I_T \geq 1.5 \times \frac{1}{1.57} I_{VTR} \quad (3.52)$$

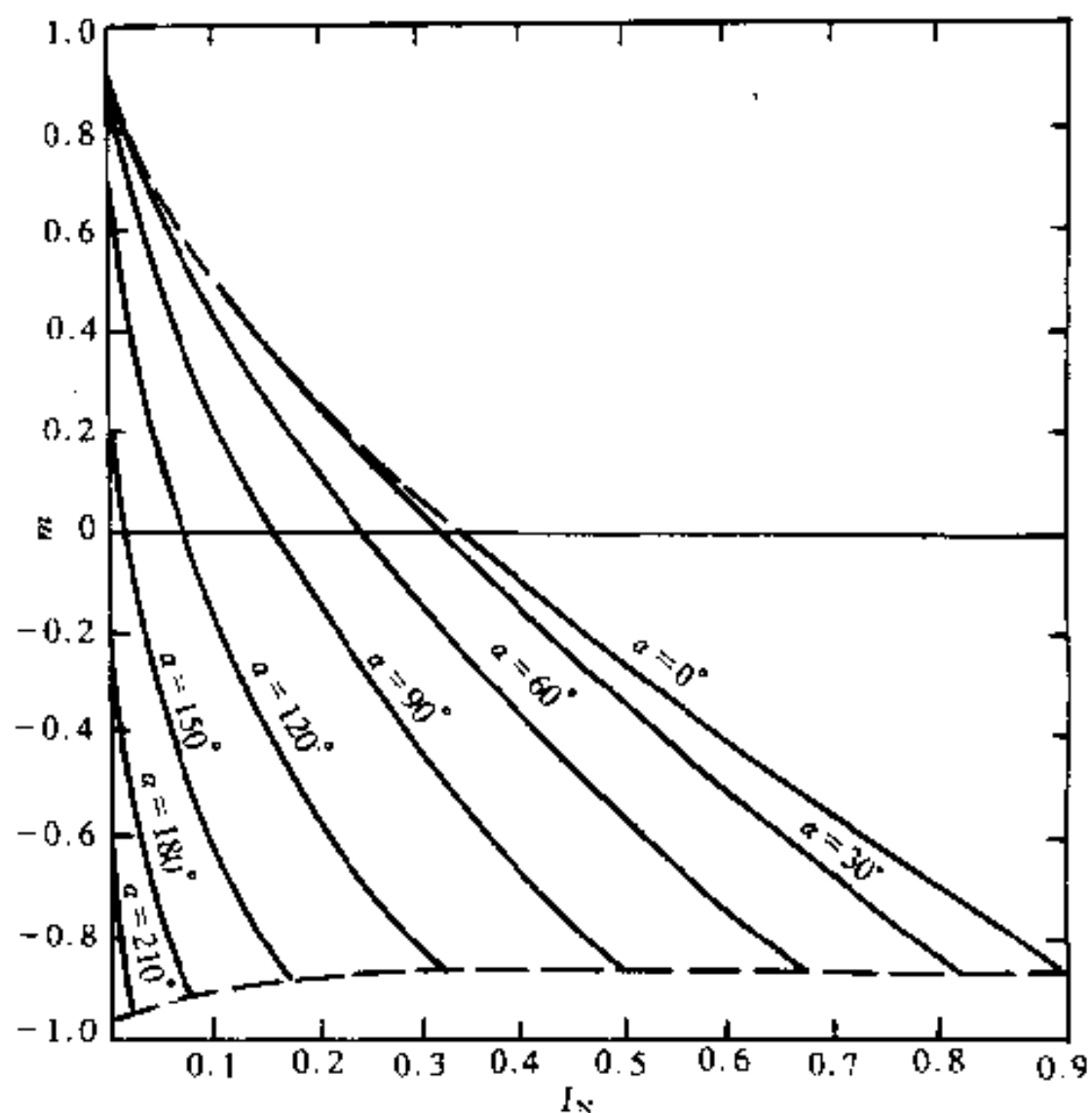


图 3.11 $\varphi = 30^\circ$, α 为参变量 $m-I_N$ 关系

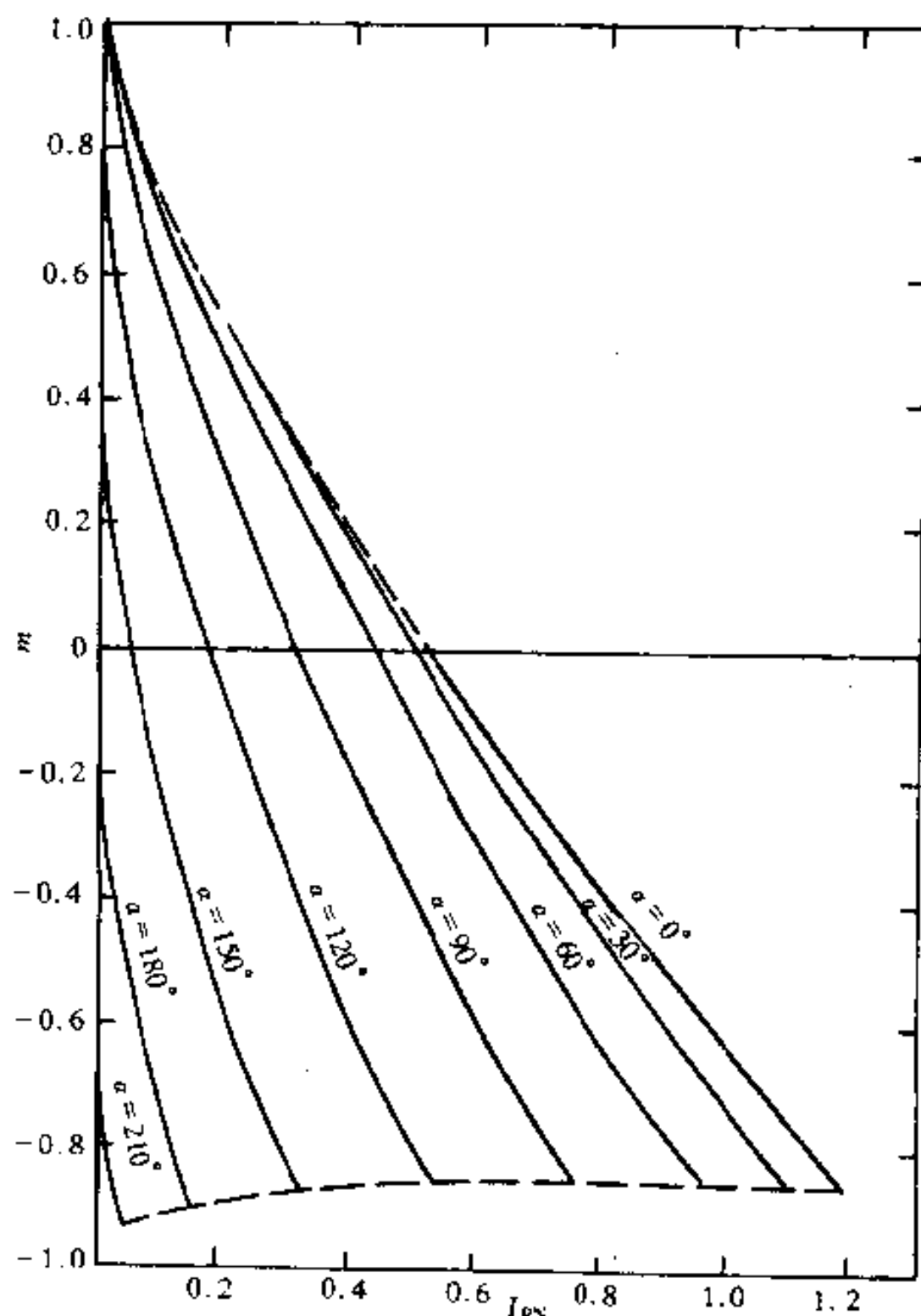


图 3.12 $\varphi = 30^\circ$, α 为参变量 $m-I_{RN}$ 曲线

3.2 双脉波整流器主电路

3.1 节中讨论的单相半波整流器主电路存在以下缺点：

① 由于控制不对称,在输入电流中包含有直流分量,将引起输入变压器直流磁化;

② 半波整流电路电流断续,输出电压、电流脉动严重,纹波因数大。

因而这类电路极少用于实际电路中。

常用的单相整流电路示于图 3.13 和图 3.14。图 3.13 称为带中心抽头变压器的全波整流电路,图 3.14 称为桥式整流电路。两种电路输出电压波形相同,一周期中包含两次脉动,故统称双脉波整流电路。其工作状态也与负载性质和控制参数有关。

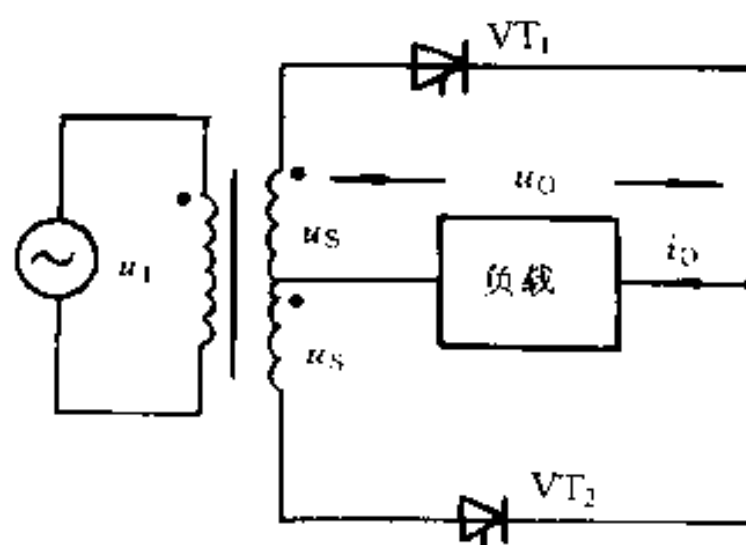


图 3.13 单相全波整流电路

3.2.1 电阻性负载

1. 工作原理及波形分析

对于图 3.13 电路,假定变压器和晶闸管均为理想元件。电源电压正半周($u_S > 0$)区间晶闸管 VT_1 承受正向电压, VT_2 承受反向电压。在此区间向 VT_1 施加门极触发脉冲,电源— VT_1 —负载—电源构成回路, $u_O = u_S$ 。电源电压 u_S 在 $\omega t = \pi$ 处过零,晶闸管 VT_1 也因电流过零而关断。电源电压负半周($u_S < 0$)时,晶闸管 VT_2 承受正向电压, VT_1 承受反向电压。此区间内给 VT_2 施加门极触发脉冲,它即可导通,电源— VT_2 —负载—电

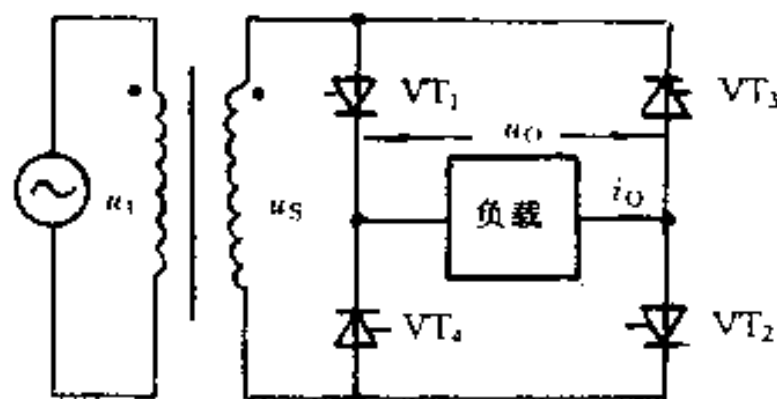


图 3.14 单相桥式整流电路

源构成回路, $u_O = -u_S$ 。当 $\omega t = 2\pi$, VT_2 电流过零关断。由上面分析可知,在这种结构的电路中,晶闸管 VT_1 可在电源电压正半周任何相位上被触发导通, VT_2 则在负半周任何时刻触发导通。因此,两管触发角 $\alpha = 0^\circ$ 分别对应于电源电压 $\omega t = 0$ 和 $\omega t = 180^\circ$,移相控制范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。改变 α 角相位即可控制输出电压平均值。若始终保持 VT_1 和 VT_2 门极触发脉冲相差 180° ,则称为对称控制。

显然,这种电路在一个电源周期内有两个工作回路、三种工作状态。即 VT_1 导通区间,电源— VT_1 —负载—电源所构成的工作回路和 VT_2 导通时电源— VT_2 —负载—电源构成的工作回路。三种工作状态分别是 VT_1 导通、 VT_2 关断; VT_2 导通、 VT_1 关断和 VT_1 、 VT_2 均关断。对应这三种状态,输出电压 u_O 表达式为

$$u_O = \begin{cases} u_S & VT_1 \text{ 导通 } [\alpha, \pi] \\ -u_S & VT_2 \text{ 导通 } [(\pi + \alpha), 2\pi] \\ 0 & VT_1、VT_2 \text{ 均关断} \end{cases} \quad (3.53)$$

对纯电阻性负载,电路的输出电流 i_O 与输出电压 u_O 波形相同。晶闸管由 $\omega t = \alpha$ 时刻开始触发导通到 $\omega t = \pi$ 时刻截止,其导电角 $\gamma = \pi - \alpha$ 。因此,在区间 $[0, \alpha]$ 和 $[\pi, (\pi + \alpha)]$, $i_O = 0$ 。电路的这种工作状态叫做负载电流断续状态。

对应电路在一个周期中的三种工作状态,晶闸管两端电压 U_{AK} 也包含三种状态。以晶闸管 VT_1 为例,

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1 \text{ 导通} \\ 2u_S & VT_2 \text{ 导通} \\ u_S & VT_1, VT_2 \text{ 均截止} \end{cases} \quad (3.54)$$

对于图 3.14 所示桥式整流电路,电源电压正半周 ($u_S > 0$) 时, VT_1 、 VT_2 承受正向电压, VT_3 、 VT_4 承受反向电压,可在这区间的任何时刻同时触发 VT_1 、 VT_2 。通过电源— VT_1 —负载— VT_2 —电源构成回路,输出电压 $u_O = u_S$ 。当 $\omega t = \pi$ 时,电源电压 u_S 降为零,由于负载为纯阻性, $i_O = 0$,晶闸管 VT_1 、 VT_2 关断。电源电压负半周 ($u_S < 0$) 中, VT_3 、 VT_4 承受正向电压。在此区间任何时刻被触发导通后,电源— VT_3 —负载— VT_4 —电源构成回路,输出电压 $u_O = -u_S$ 。对于图 3.14 电路,能将负载与电源连通并构成导电通路的只有上述两回路,但有三种工作状态。即

$$u_O = \begin{cases} u_S & VT_1, VT_2 \text{ 导通}, [\alpha, \pi] \\ -u_S & VT_3, VT_4 \text{ 导通}, [(\pi + \alpha), 2\pi] \\ 0 & \text{晶闸管均截止}, [0, \alpha], [\pi, (\pi + \alpha)] \end{cases} \quad (3.55)$$

晶闸管两端电压在一个电源周期内也有三种状态。以 VT_1 为例,

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1, VT_2 \text{ 导通} \\ u_S & VT_3, VT_4 \text{ 导通} \\ \frac{u_S}{2} & \text{全部晶闸管关断} \end{cases} \quad (3.56)$$

图 3.15 示出了这两种单相全控整流器电阻负载下 u_O 和 u_{AK} 的波形。两者波形相同,但桥式电路 u_{AK} 波形幅值为全波整流电路的 $1/2$ 。

晶闸管由 α 时刻导通,到 $\omega t = \pi$ 时刻关断,其导电角 $\gamma = \pi - \alpha$ 。

以上分析可看出,图 3.13 和图 3.14 电路都存在两条工作回路。当其中任一条回路工作时,电路形式和电路方程均与单相半波整流电路相同,因而可将上述两电路用图 3.16 电路替代。对输出电压 u_O 和输出电流 i_O 而言,图 3.16 与图 3.13 和图 3.14 是完全等效的。

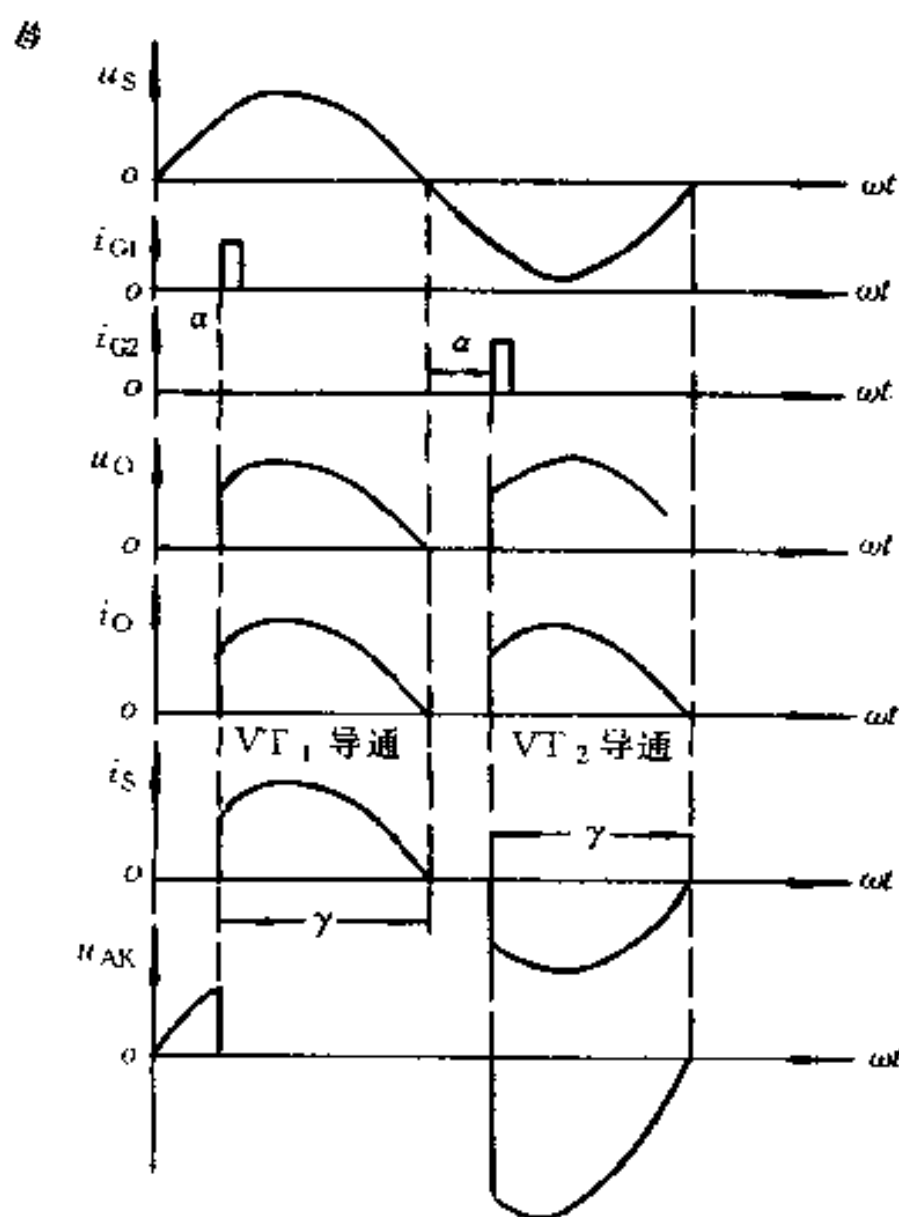


图 3.15 单相全波整流电路, R 负载时
电路各量波形图

2. 电路计算

根据图 3.15 中双脉波整流电路输出电压 u_O 的波形, 可计算输出电压平均值

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (3.57)$$

可以看出, 在电源电压一定时, 输出电压平均值 U_O 仅与触发角 α 有关。 $\alpha = 0$ 时, 输出电压平均值最大, 即 $U_{\max} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi}$, 而当 $\alpha = 180^\circ$ 时, 得 $U_{\min} = 0$ 。 改变触发角 α , 即可调节整流器输出电压, 因此叫相控整流。 对于纯电阻负载下的电路, 晶闸管触发角 α 的有效控制范围为 $[0, \pi]$ 。

根据 u_O 波形可求得输出电压有效值

$$U_R = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_s^2 d\omega t} = U \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.58)$$

由于该电路负载仅为电阻 R , 所以输出电压平均值就是电阻两端的电压平均值, 即 $U_O = U_R = I_O R$, 故

$$I_O = \frac{U_O}{R} = \frac{\sqrt{2} U}{\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (3.59)$$

对于纯电阻负载, 输出电流 i_O 的变化规律与 u_O 相同, 因而其电流有效值为

$$I_R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U \sin \omega t}{R} \right)^2 d\omega t} = \frac{U}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.60)$$

当然, I_R 的计算也可通过对输出电压 u_O 做傅里叶分解, 先求出输出电压的平均值和各次谐波的有效值, 从而得到输出电流的平均值、谐波有效值及总有效值。

由于一个周期内每只晶闸管中只通过半周负载电流, 因此晶闸管电流有效值为

$$I_{VIR} = I_R / \sqrt{2} \quad (3.61)$$

由图 3.15 中 i_s 波形可得整流变压器二次电流的表达式

$$i_s = \begin{cases} i_O & [\alpha, \pi] \\ -i_O & [(\pi + \alpha), 2\pi] \\ 0 & [0, \alpha], [\pi, (\pi + \alpha)] \end{cases} \quad (3.62)$$

其有效值

$$I_S = I_R \quad (3.63)$$

3.2.2 RLU_C 负载

带有串联的电阻、电感、电动势负载时, 图 3.13 和图 3.14 电路均可等效为图 3.17(a) 所示电路。

按图中电压极性, 显然 VT'_1 只能在电源电压正半周 $u_s > U_C$ 区间 $[\eta, (\pi - \eta)]$ 内任一

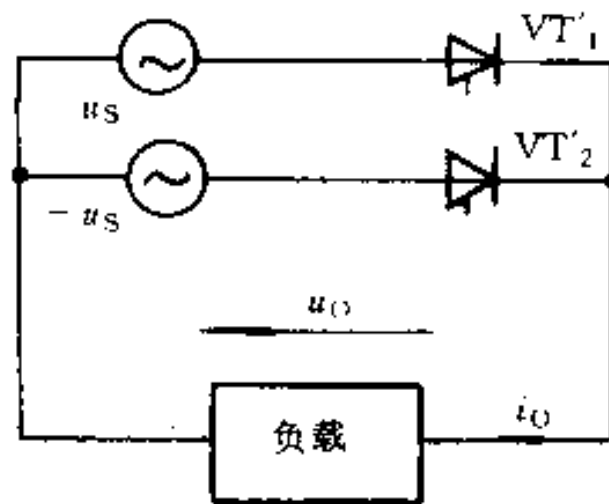


图 3.16 双脉波整流电路的等效电路

刻 α 被触发导通, VT'_2 则在电源电压负半周 $|u_S| > U_C$ 区间被触发。若采用对称控制, 触发脉冲 i_{G1} 和 i_{G2} 相位应互差 180° 。

假定 VT'_1 在电源电压正半周 $[\eta, (\pi - \eta)]$ 区间内某一时刻 $\omega t = \alpha$ 被触发导通, 在区间 $[\alpha, (\pi - \eta)]$, 电源电压通过 VT'_1 向负载供电, 能量一部分由 R 、 U_C 消耗, 一部分存于 L 中。 $\omega t = \pi - \eta$ 后, $u_S < U_C$, 电感贮能释放, 一部分反馈回电网, 一部分由 R 、 U_C 吸收。 VT'_1 由于 L 续流而继续导通, 持续时间取决于电感贮能的大小, 从而造成了电路的两种不同工作状态。

1. 负载电流连续

1) 电路工作分析

若电感贮能足够大, 使 VT'_1 导通状态维持到 $\omega t = \pi + \alpha$, VT'_2 被触发。这时 VT'_2 承受正向电压导通, 并使 VT'_1 承受反向电压关断, 负载电流由 VT'_1 转移到 VT'_2 。在电源电压负半周 $|u_S| > U_C$ 区间, 电源再次向负载提供能量。这种状态下, VT'_1 、 VT'_2 导通时间都是 180° , 负载电流没有为零的区间, 电路只包含两条工作回路和两种工作状态, 输出电压为

$$u_O = \begin{cases} u_S & [\alpha, (\pi + \alpha)] \\ -u_S & [(\pi + \alpha), (2\pi + \alpha)] \end{cases} \quad (3.64)$$

晶闸管两端电压 u_{AK} 在一个周期内也只有两种状态。全波整流和桥式整流电路的晶闸管两端电压波形相同, 但关断区间承受反向电压幅值不同。仍以晶闸管 VT_1 为例, 对于图 3.13 全波电路有

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1 \text{ 导通} \\ 2u_S & VT_2 \text{ 导通} \end{cases} \quad (3.65)$$

对图 3.14 桥式电路有

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1, VT_2 \text{ 导通} \\ u_S & VT_3, VT_4 \text{ 导通} \end{cases} \quad (3.66)$$

图 3.17(b) 示出了双脉波整流电路各部分工作波形。

比较两种电路结构的双脉波整流电路可以看出, 在输入电压和负载相同条件下, 其输出电压、电流波形完全相同, 晶闸管中流过的电流波

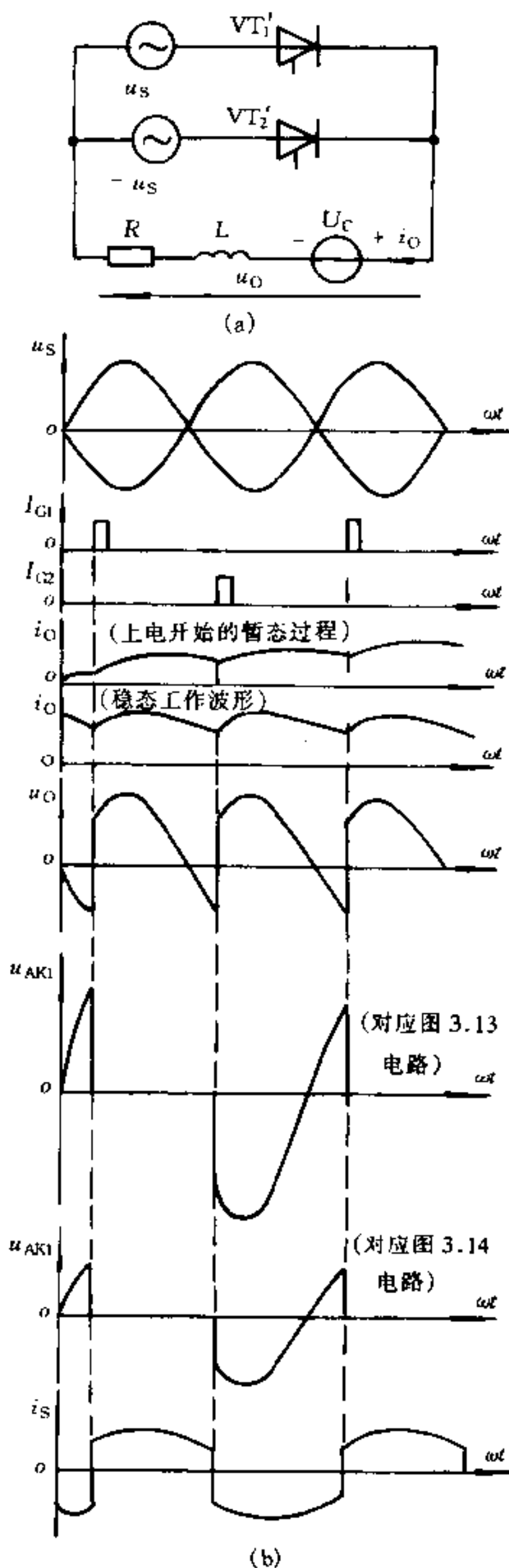


图 3.17 带 RLU_C 负载的双脉波整流电路工作分析

(a) 等效电路; (b) 工作波形

形也相同。变压器二次绕组带中点的全波整流电路中,晶闸管承受的反向电压为桥式整流电路中器件的两倍,但桥式整流电路晶闸管数量较前者增加一倍。

2) 电路计算

由输入电压 u_O 波形,可求出双脉波整流电路输出电压平均值

$$U_O = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi+a} u_S d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+a} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha \quad (3.67)$$

输出电压有效值

$$U_R = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+a} (\sqrt{2} U \sin \omega t)^2 d\omega t} = U \quad (3.68)$$

输出电压纹波因数

$$K_u = \frac{[U_R^2 - U_O^2]^{1/2}}{U_O} = \frac{[1 - (\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha)^2]^{1/2}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha} \quad (3.69)$$

输出电流平均值、有效值和纹波因数可利用傅里叶分析法求得。将输出电压 u_O 分解为傅里叶级数形式,即

$$u_O = U_O + \sum_{k=1}^{\infty} [a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t] = U_O + \sum_{k=1}^{\infty} U_{nM} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.70)$$

$$n = 2k, k = 1, 2, \dots$$

式中

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_a^{\pi+a} u_S \sin n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_a^{\pi+a} u_S \cos n\omega t d\omega t$$

可求得第 n 次谐波幅值

$$U_{nM} = [a_n^2 + b_n^2]^{1/2} \quad (3.71)$$

$$\theta_n = \tan^{-1}(\frac{b_n}{a_n}) \quad (3.72)$$

显然, U_{nM} 和 θ_n 为 α 的函数。为计算方便,作出以电源电压幅值为基准的归一化 U_{nM} 与 α 及 θ_n 与 α 的关系曲线(见图 3.18 和图 3.19)。图中给出的曲线分别对应于 $n=2, 4, 6$ 各次谐波,在 α 给定后,由式(3.67)和图 3.18、3.19 可方便地求得输出电压平均值和各主要谐波有效值及对应的 θ 角。

由此可求负载电流 i_O 平均值

$$I_O = \frac{U_O - U_C}{R} \quad (3.73)$$

第 n 次谐波电流幅值

$$I_{nM} = \frac{U_{nM}}{Z_n} = \frac{U_{nM}}{[(n\omega L)^2 + R^2]^{1/2}} \quad (3.74)$$

第 n 次谐波电流滞后角

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R} \quad (3.75)$$

负载电流有效值

$$I_R = [I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} (\frac{I_{nM}}{\sqrt{2}})^2]^{1/2}$$

$$n = 2k, \quad k = 1, 2, \dots \quad (3.76)$$

负载电流的纹波因数

$$K_i = \frac{[I_R^2 - I_0^2]^{1/2}}{I_0} = \frac{[\sum_{k=1}^{\infty} (\frac{I_{nM}}{\sqrt{2}})^2]^{1/2}}{I_0}$$

$$n = 2k, \quad k = 1, 2, \dots \quad (3.77)$$

以晶闸管 VT_1 为例, 稳态运行时流过其中的电流为

$$i_{VT_1} = \begin{cases} i_O & [\alpha, (\pi + \alpha)] \\ 0 & [(\pi + \alpha), (2\pi + \alpha)] \end{cases} \quad (3.78)$$

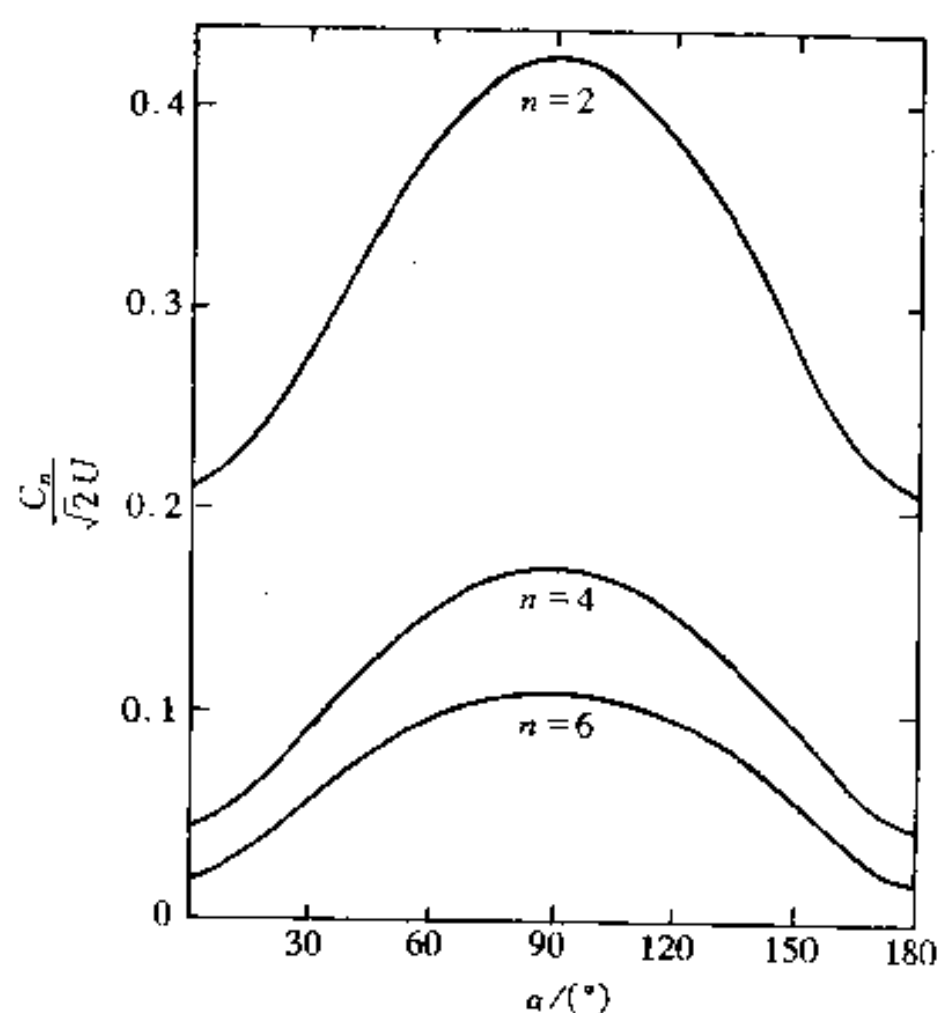


图 3.18 双脉波整流电路输出电压的主要谐波分量幅值与 α 的关系

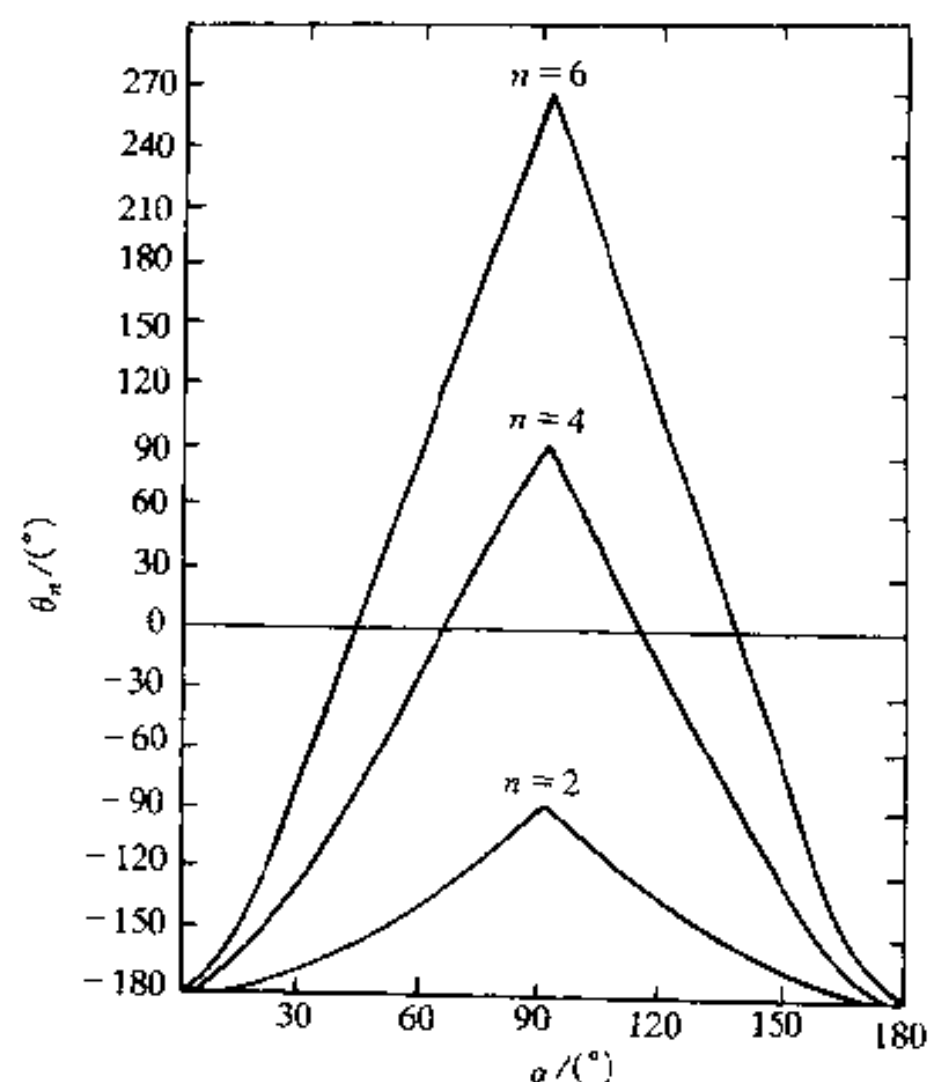


图 3.19 双脉波整流电路输出电压的主要谐波相移与 α 的关系

波形如图 3.17(b)所示。由此可得晶闸管电流有效值

$$I_{VTR} = \frac{I_R}{\sqrt{2}} \quad (3.79)$$

将其转化为晶闸管通态平均电流

$$I_T = \frac{2}{\pi} I_{VTR} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_R \quad (3.80)$$

在考虑使用时的安全裕量后, 即可确定晶闸管额定电流。

根据电路工作时晶闸管可承受的最大正反向峰压, 可求元件额定电压。对图 3.13 和

3.14 电路,分别为

$$U_{RP} \geq K_V \cdot 2\sqrt{2}U \quad (3.81)$$

$$U_{RP} \geq K_V \cdot \sqrt{2}U \quad (3.82)$$

K_V 为电压安全裕量。由图 3.17(b)中 u_{AK} 波形可知,负载电流连续状态下,电路给晶闸管关断提供反向电压的时间

$$t_q = (\pi - \alpha)/\omega$$

t_q 应大于晶闸管关断时间 t_{off} 。因此,对于实际工作电路,晶闸管的触发角 α 最大值应满足

$$\alpha_{max} < \pi - \omega t_{off} \quad (3.83)$$

2. 负载电流断续

1) 电路工作分析

若晶闸管 VT_1 在 $\omega t = \alpha$ 处触发导通后,负载电感 L 的贮能不足以使其导通持续到 VT_2 触发时刻,即在 $\omega t = \pi + \alpha$ 前,负载电流已为零。这使晶闸管导电角 $\gamma < 180^\circ$,如图 3.20 中 i_O 波形所示。则称电路工作于负载电流 i_O 断续状态。此时电路有两个工作回路,三种工作状态。

工作回路运行时的电路方程为

$$L \frac{di_O}{dt} + i_O R = \sqrt{2}U \sin \omega t - U_C \quad (3.84)$$

电路初始条件为: $\omega t = \alpha$ (或 $\omega t = \pi + \alpha$), $i_O = 0$ 。

与图 3.6 所示单相半波整流电路比较可知,负载电流 i_O 断续状态下,两种整流电路有相同的电路方程和初始条件,因而在单相半波整流电路的分析中所得结论及电路的计算方法在此均适用。但必须注意,双脉波整流电路中晶闸管导电角 $\gamma \leq 180^\circ$,负载电流 i_O 波形中存在 $i_O = 0$ 的区间,这一区间内所有晶闸管均关断。

一个电源周期中的输出电压 u_O 波形为

$$u_O = \begin{cases} u_S & VT'_1 \text{ 导通} \\ -u_S & VT'_2 \text{ 导通} \\ U_C & \text{晶闸管全关断} \end{cases} \quad (3.85)$$

对于图 3.13 电路,晶闸管 VT_1 两端电压

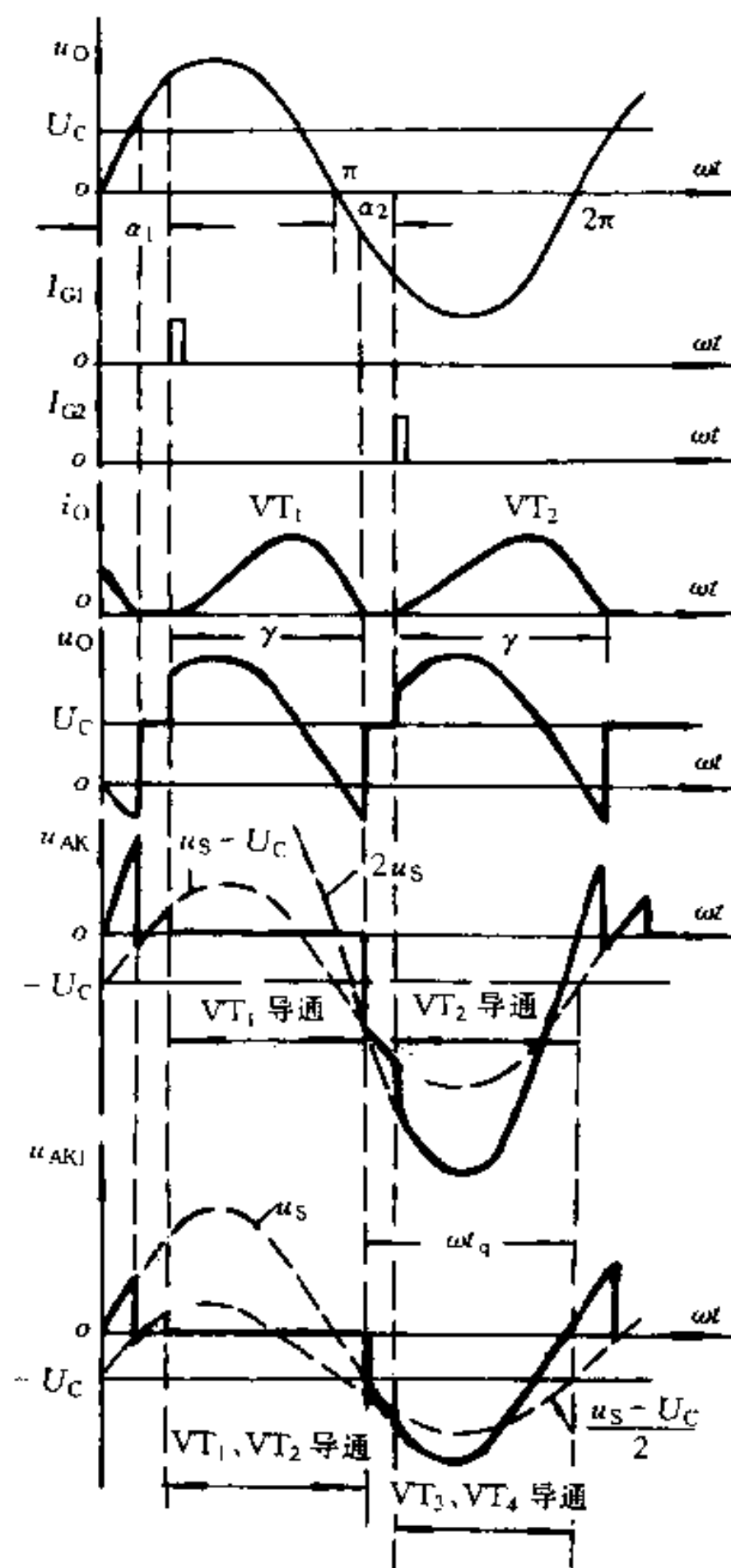


图 3.20 i_O 断续时电路中各量的变化规律

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1 \text{ 导通} \\ 2u_S & VT_2 \text{ 导通} \\ u_S - U_C & VT_1, VT_2 \text{ 全关断} \end{cases} \quad (3.86)$$

而对于图 3.13 桥式整流电路, VT_1 两端电压为

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1, VT_2 \text{ 导通} \\ u_S & VT_3, VT_4 \text{ 导通} \\ \frac{u_S}{2} - \frac{U_C}{2} & \text{四只晶闸管全关断} \end{cases} \quad (3.87)$$

图 3.20 示出了电流断续状态下, 双脉波整流电路各点的波形。

2) 电路计算

由输出电压 u_O 波形可求得输出电压平均值

$$\begin{aligned} U_O &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi} U_C d\omega t \right] \\ &= \frac{\sqrt{2} U}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) + m(\pi - \gamma)] \end{aligned} \quad (3.88)$$

输出电压有效值

$$\begin{aligned} U_R &= \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (\sqrt{2} U \sin \omega t)^2 d\omega t + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi} U_C^2 d\omega t \right] \right\}^{1/2} \\ &= \left\{ \frac{U^2}{2\pi} \left[\gamma - \frac{1}{2} \sin 2(\alpha + \gamma) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha + 4m^2(\pi - \gamma) \right] \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (3.89)$$

由于负载电流断续, 等效电路中 VT_1 和 VT_2 导通时构成的两条工作回路是相互独立的。如前所述, 每一回路工作时电路中各量的变化规律完全等同于单相半波整流电路, 因此 3.1 节中对单相半波整流电路分析得出的结论在这里可直接引用, 但应作以下修正:

① 在对称控制的双脉波整流电路中, 负载电流断续时, 不存在 $\gamma > 180^\circ$ 区间, 图 3.7~3.9 曲线簇中 $\gamma > 180^\circ$ 部分对双脉波整流电路不适用。

② 双脉波整流电路在对称控制下, 每一个电源周期有两个相同的单相半波整流电路轮流向负载供电, 因此, 图 3.11 和 3.12 中得到的 I_N 和 I_{RN} 应分别乘以 2 和 $\sqrt{2}$, 再由基准值 $\sqrt{2}U/Z$ 求得输出电流平均值和有效值。当然, 在求得 γ 后, 也可通过对输出电压 u_O 的傅里叶分析, 求得电压平均值 U_O 、各次谐波有效值 U_{nR} , 再用 3.2.1 中介绍的方法, 求输出电流平均值、各次谐波有效值、总有效值及纹波因数。

晶闸管电流有效值

$$I_{VTR} = I_R / \sqrt{2} \quad (3.90)$$

变压器二次侧电流有效值

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VTR} = I_R \quad (3.91)$$

3. 负载电流连续和断续的边界

由于相控角 α 和负载参数的不同配合, 双脉波相控整流电路会有两种临界连续边界:

$$\gamma = \pi \text{ 和 } \omega t_q = 0$$

1) $\gamma = \pi$ 边界

双脉波整流电路中,一只(组)晶闸管导通 180° 时电流刚好过零,下一只(组)晶闸管被触发导通,这种状态就是 $\gamma = \pi$ 的负载电流临界连续。这种状态下,因为 $\omega t = \alpha, i_O = 0, \omega = \alpha + \gamma, i_O = 0$ 的边界条件成立,两条工作回路仍然相互独立,对单脉波整流电路的分析完全适用。因此,以 $\gamma = \pi$ 代入式(3.33)可得

$$0 = -\sin(\alpha - \varphi) - \frac{m}{\cos\varphi} + \left[\frac{m}{\cos\varphi} - \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{-\frac{\pi}{\tan\varphi}} \quad (3.92)$$

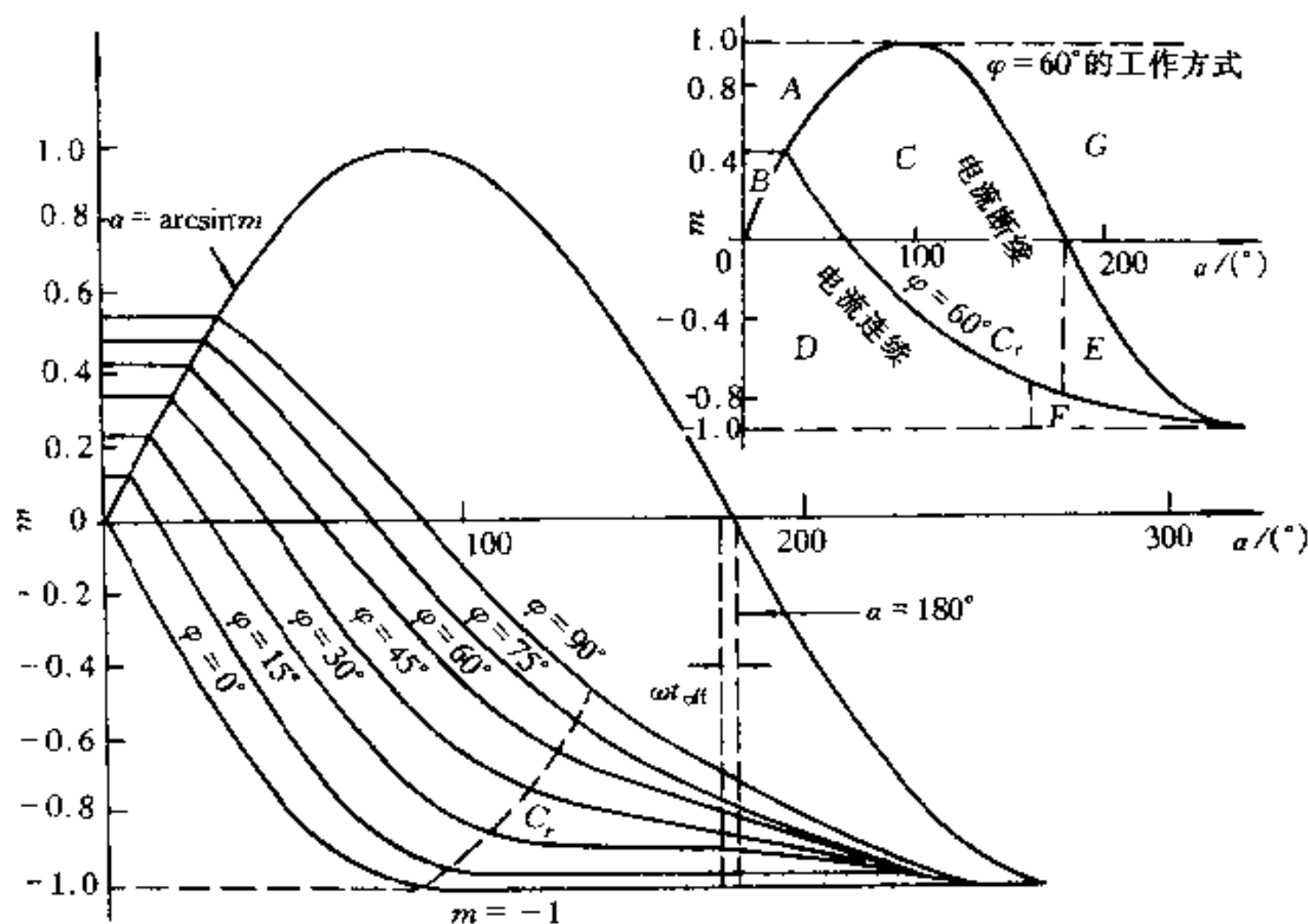


图 3.21 双脉波可控整流电路运行曲线

式(3.92)给出了除 90° 外的给定 φ 值下,满足 $\gamma = \pi$ 临界连续条件的 m 和 α 关系,这就是双脉波整流电路 $\gamma = \pi$ 临界连续时的边界曲线(见图 3.21)。其中 $\varphi = 90^\circ$ 的曲线是将 $Z = \omega L$ 代入式(3.31)中直接求解得出的。

然而在图 3.21 中给出的这组边界曲线中,任何一条都不是全部满足 $\gamma = \pi$ 这一临界条件的。实际上,随着 α 增加或 m 减小,会使晶闸管导通角 γ 减小,但电路提供给晶闸管的关断时间也随之减小。参数配合可能会使 $\omega t_q = 0$ (见图 3.22),对理想晶闸管来说,电路将运行于另一种临界连续状态。

2) $\omega t_q = 0$ 边界

在 $\gamma = \pi$ 临界连续边界上运行的双脉波整流电路中,电路为晶闸管提供的关断时间仍然满足

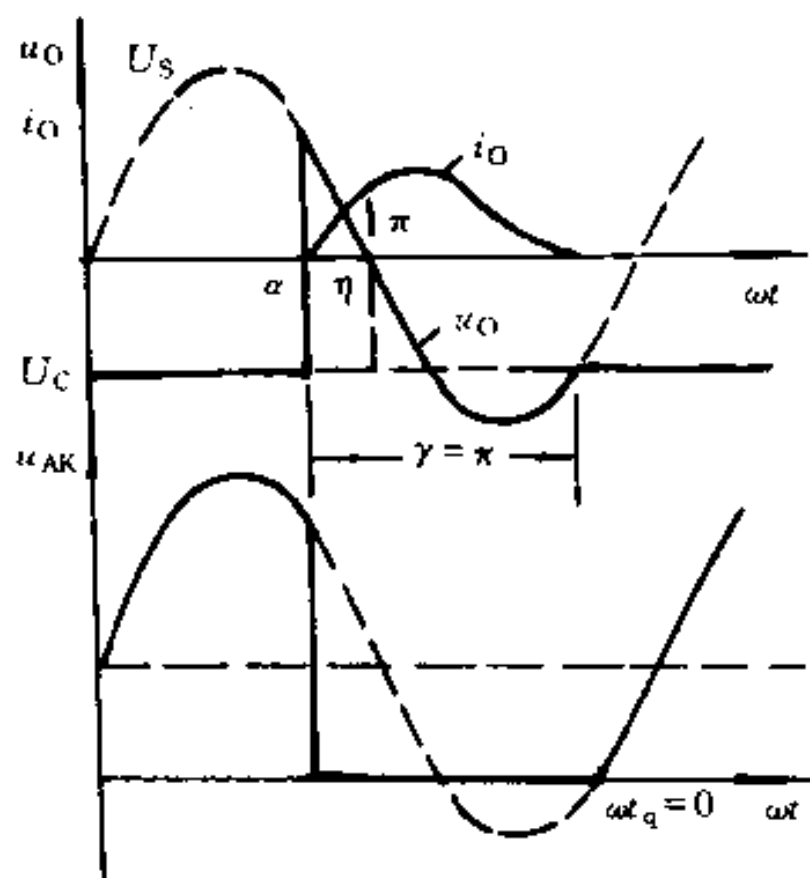


图 3.22 $\omega t_q = 0$ 时的工作波形

式(3.37)所限定关系,即

$$\omega t_q = 2\pi - \alpha - \gamma + \sin^{-1} m$$

显然,随着 α 和 m 值的改变,图 3.21 中每一条给定 φ 角下的边界曲线上,都会有一个点 c_r 既满足 $\gamma = \pi$,又使 $\omega t_q = 0$ 。由式(3.37)可得

$$\alpha = \alpha_c = \pi + \sin^{-1} m_c = \pi - |\sin^{-1} m_c| \quad (3.93)$$

这一点既是边界曲线上 $\gamma = \pi$ 边界的终点,同时又是 $\omega t_q = 0$ 边界的起点。式(3.93)中, α_c 和 m_c 分别为各边界曲线上 c_r 点对应的 α 和 m 值。边界曲线从这点开始向右下方延伸,曲线上每一点都有 $\alpha > \alpha_c$, $|\sin^{-1} m| > \sin^{-1} m_c$,但 $\omega t_q = 0$ 。

这样,在已知电路参数和 α 角后,利用图 3.21 所示曲线,可以方便地判断出电路运行状态。因此,图 3.21 又称为双脉波整流电路的运行图。图中每一条给定 φ 角对应的边界曲线,都将运行平面分为几个工作区,下面分析各区物理意义。

C 区

对于在给定 φ 角边界上运行的电路,若增大 m 或 α ,电路都将进入边界右侧运行区。由图 3.7 中 m - α 曲线可知,增大 m 或 α 将使 γ 减小,这意味着双脉波整流电路中晶闸管导电角 $\gamma < 180^\circ$,负载电流断续。所以 C 区即称为电流断续工作区。

D 区

在临界连续条件下减小 m 或 α ,电路将进入边界左下侧的 D 区。 m 和 α 的减小,使晶闸管导电角有增加的趋势。但对双脉波整流电路,这并不意味着前面导通的元件中电流还未过零,后面的元件就已导通,电路进入了连续工作状态。因此 D 区称连续运行区。

A 区和 B 区

图 3.21 中各曲线向第一象限延伸的终点的轨迹,表示不同 φ 角下,对应于 $\gamma = \pi$ 边界上最小 α 角与 m 的关系,即 $\alpha_{\min} = \sin^{-1} m$ 。在这条轨迹上,若继续增加 m 值或减小 α ,电路将进入运行平面的 A 区或 B 区,使 $\alpha < \alpha_{\min}$ 。此时由于电路中 $u_s < U_C$,晶闸管承受

反向电压,不能被触发导通。若门极触发脉冲足够宽,一直持续到 $\omega t = \sin^{-1} m = \alpha_{\min}$,晶闸管将在 $\omega t = \alpha_{\min}$ 时刻触发导通(见图 3.23)。故 A 区 B 区称为不控区。

E 区

E 区是直线 $\alpha = 180^\circ$ 右侧的断续工作区,属 C 区中一部分。在这一工作区内, $\alpha \geq 180^\circ$,晶闸管导通时一定有 $u_O = u_s < 0$,但 $i_O > 0$,这意味着把负载侧直流能量变成与电源同频率的交流电能反馈回电源。这一区称为全逆变区,工作波形示于图 3.24。由于 E 区是电流断续区,电流在 $u_s < u_C$ 区间内某一 $(\alpha + \gamma)$ 时刻过零,晶闸管关断。电路为晶闸管提供的反向恢复时间为

$$\omega t_q = \pi + \sin^{-1} m - (\alpha + r) \quad (3.94)$$

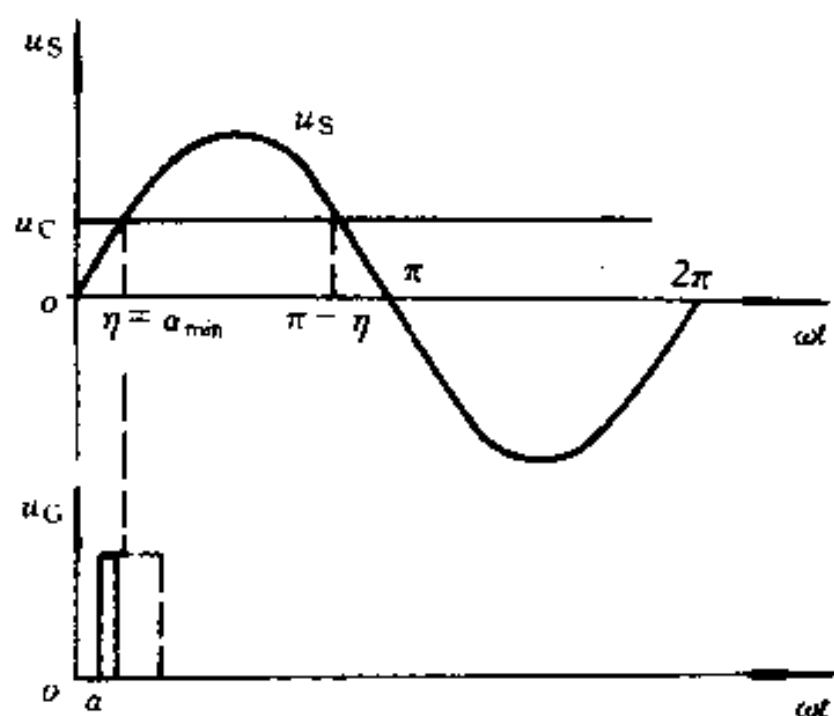


图 3.23 不控工作区(A 区)

只要 $t_q \geq t_{off}$, 晶闸管就能可靠关断, 使电路在全逆变状态下稳定工作。

F 区

F 区也是电路 $\alpha > 180^\circ$ 的全逆变区。但从运行曲线上可以看出, 这一区中电路运行于 $\omega t_q = 0$ 的边界以下, 晶闸管触发角 α 和负载中的 U_C 都小于边界上对应的值, 因此导通角 γ 将大于 $\omega t_q = 0$ 边界上的值, 造成原来导通的晶闸管电流尚未过零已承受正向电压而继续导通, 其电流重又上升(见图 3.25)。到下一个晶闸管施加触发信号时, 器件已承受反向电压而不能开

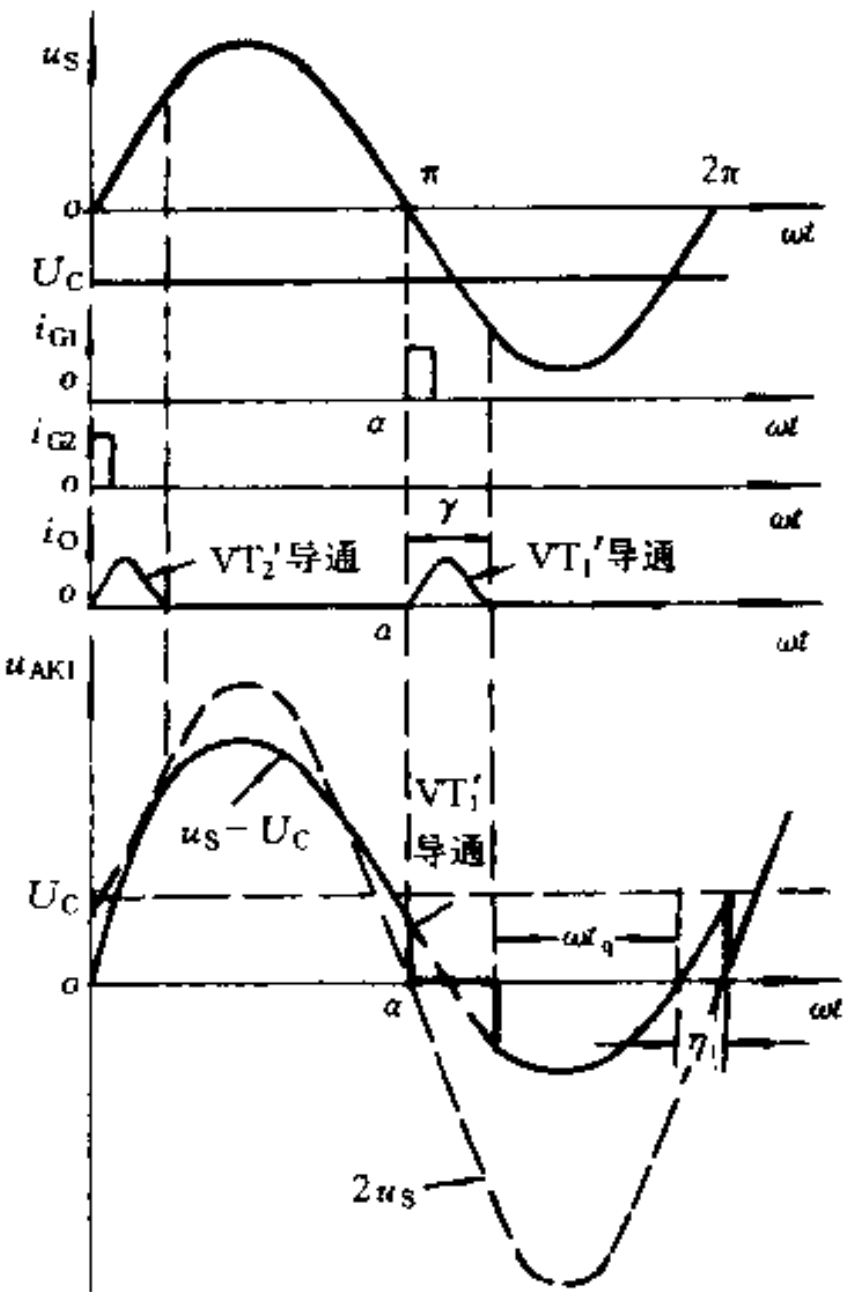


图 3.24 E 区工作波形

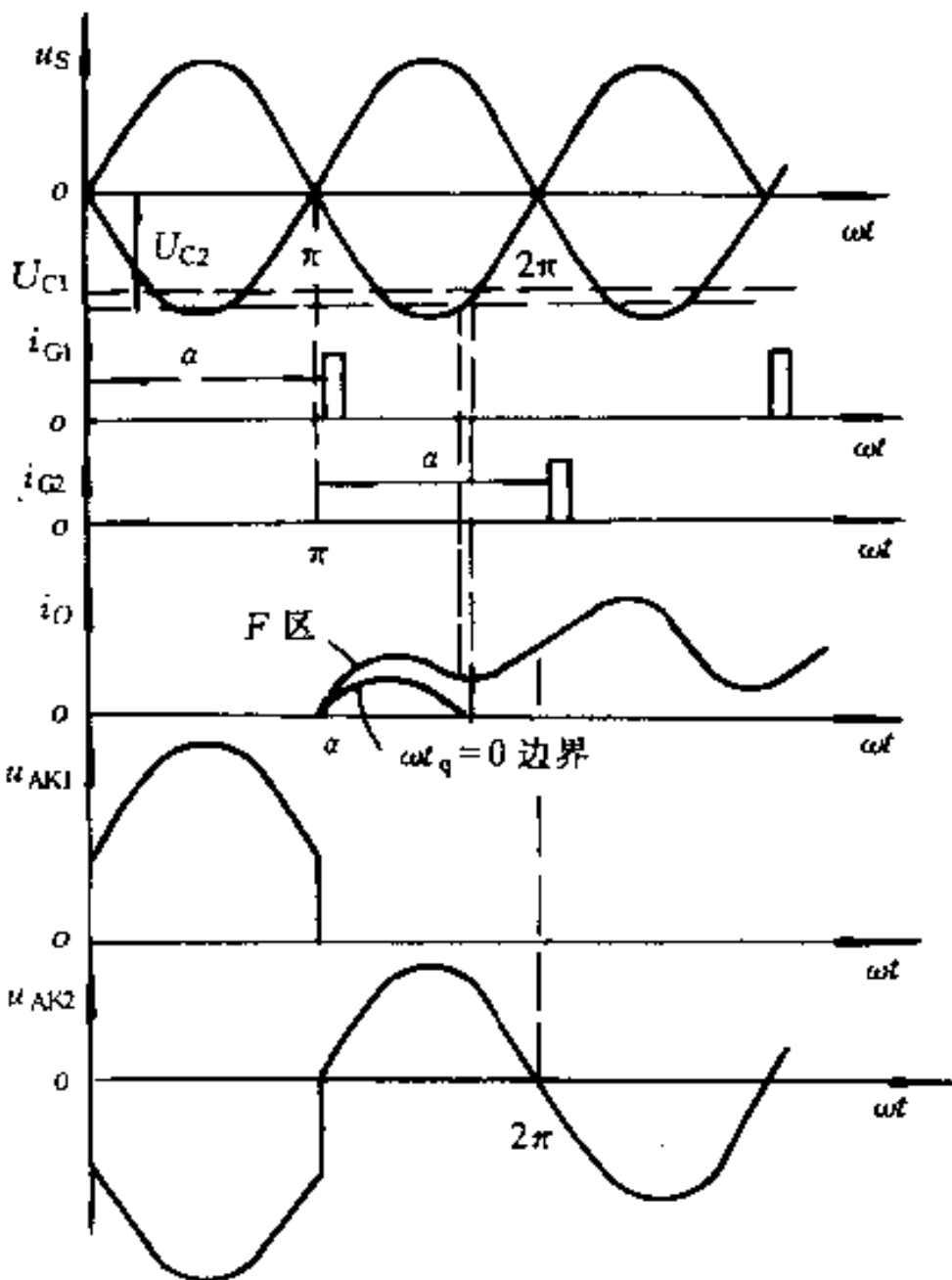


图 3.25 F 区工作波形

通。这种状态即所谓换相失败或逆变颠覆。一旦出现这种状态, 电路完全失控。因此 F 区是失控区, 也是一种不允许进入的区间。

由于实际晶闸管关断并恢复正向阻断能力需要时间 t_{off} , 双脉波相控整流电路进入 F 区的边界应为 $\alpha = 180^\circ - \omega t_{off}$ 。

与单相半波整流电路相比, 双脉波整流电路纹波因数减小, 并克服了变压器直流磁化的问题。但在大容量运行下, 却会造成电网三相不平衡, 影响网上其它负载的正常运行, 因此较大容量的整流装置一般都采用三相供电。

3.3 三相桥式整流器主电路

三相交流供电的整流装置, 从主电路结构上可分为半波、桥式半控、桥式全控、全波以及以

全控桥(或全波)为基础的多重化电路,分别示于图 3.26(a)、(b)、(c)、(d)、(e)中。

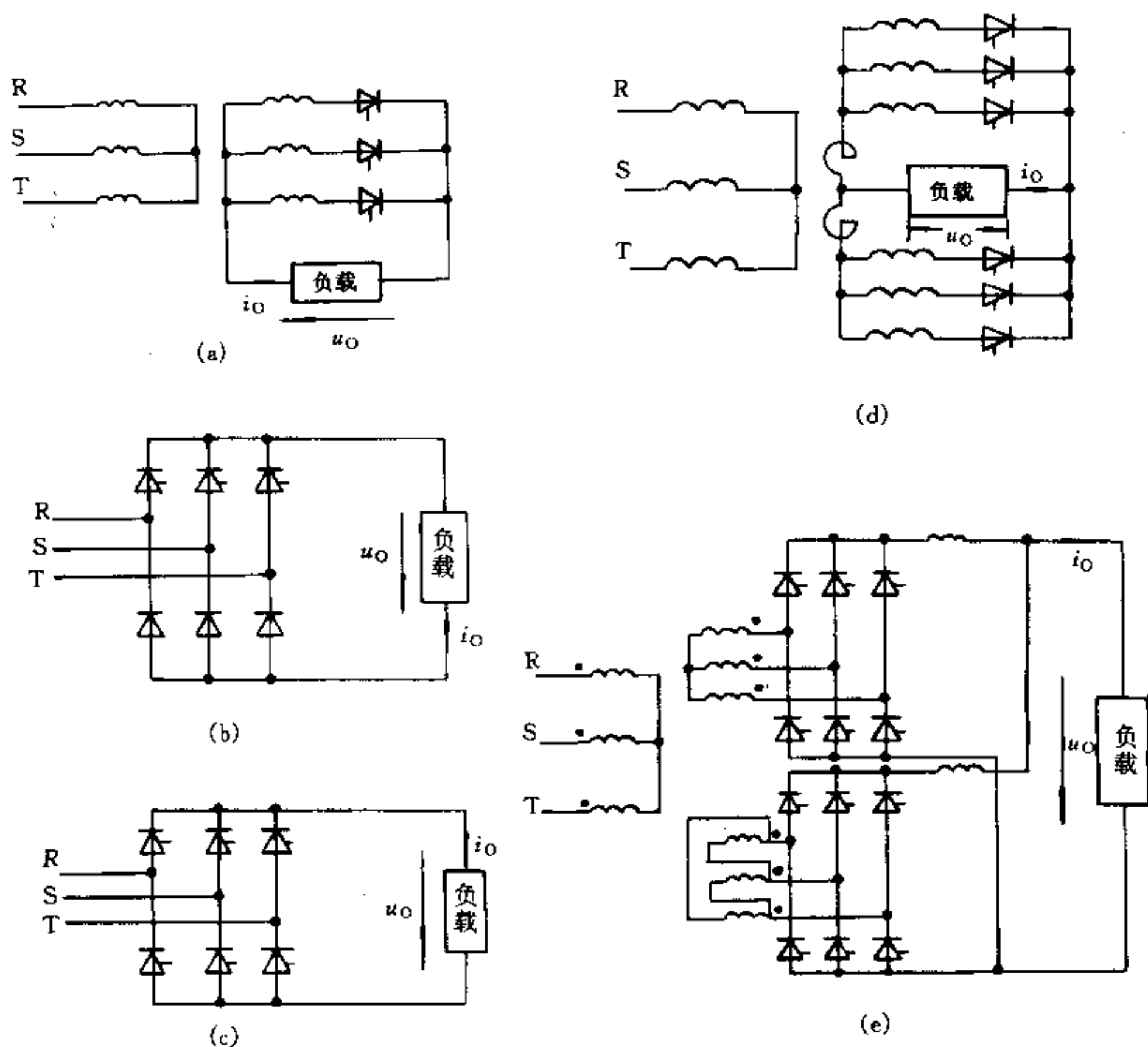


图 3.26 几种常见三相可控整流主电路结构

(a) 共阴极半波; (b) 桥式半控; (c) 桥式全控; (d) 全波; (e) 多重化 12 脉波电路

在三相半波整流电路中,整流变压器只在半周内向负载提供电能,变压器会产生直流磁化。因此实际装置中采用三相全波、桥式及多重化电路。

三相全波与三相桥式可控整流从输出端看,有相同的状态,每一个电源周期中输出电压含有六次脉动,因此统称为六脉波整流。多重化电路中包含两个以上六脉波整流电路。它们的输入端接在整流变压器不同接法的二次绕组上,因此输入电压相位和电压瞬时值不同。为避免由此引起的流过两组变流器中过大的环流,输出端需经过一电抗器后并联起来向同一负载供电(见图 3.26(e))。作为基础,本章仅讨论三相全控桥式整流电路工作过程及主电路计算方法。

3.3.1 三相全控桥式整流电路工作原理

三相全控桥式电路实际上是由输出电压极性相反的两个半波整流电路串联组成的(见图 3.27)。从电路工作的物理过程分析,为了输出直流电压、电流,图 3.27 所示电路共阴极侧和共阳极侧必须各有一个晶闸管导通,而且它们应接在不同的电源相上,即跨接在电源的线电压上。由于晶闸管只有在承受正向电压区间才可能触发导通,因此三相全控桥式电路中,若所有晶闸管同时被触发,只有跨接在瞬时值最高的线电压上的两只晶闸管能够导通。一旦它们导通,其余晶闸管必定承受反向电压,原来导通的器件将关断,原来关断的器件仍不能触发导通。图 3.28 示出一个电源电压周期中对应的六相不同线电压波形。可以看出,每相线电压依次相差 60° ,在 $\omega t = 60^\circ$ 开始,瞬时值高于其它各相。即从这一点开始,跨接其中的晶闸管可以被触发。这一点叫做三相桥式电路的自然换相点,也是相控角 $\alpha = 0^\circ$ 的点。满足触发条件的两只晶闸管一旦触发导通,就将电源和负载构成一个工作回路,把电源电压加到负载上去。因此这种电路输出电压将是晶闸管导通期间对应的线电压段的组合。改变晶闸管触发时刻,即可控制输出电压的大小。

从上述对电路工作物理过程的分析可以看出:

①三相全控桥式电路正常运行时有六条工作回路:

VT_1 、 VT_6 触发导通,R 相电源— VT_1 —负载— VT_6 —S 相电源形成回路,输出电压 $u_O = u_{RS}$;

VT_1 、 VT_2 导通,构成 R 相电源— VT_1 —负载— VT_2 —T 相电源回路, $u_O = u_{RT}$;

VT_3 、 VT_2 导通,构成 S 相电源— VT_3 —负载— VT_2 —T 相电源回路, $u_O = u_{ST}$;

VT_3 、 VT_4 导通,构成 S 相电源— VT_3 —负载— VT_4 —R 相电源回路, $u_O = u_{SR}$;

VT_5 、 VT_4 导通,构成 T 相电源— VT_5 —负载— VT_4 —R 相电源回路, $u_O = u_{TR}$;

VT_5 、 VT_6 导通,构成 T 相电源— VT_5 —负载— VT_6 —S 相电源回路, $u_O = u_{TS}$ 。

② 在一个电源周期中,应同时导通的两只晶闸管的导通时间 $\gamma' \leq 60^\circ$ 。

③ 在实际电路中,每只晶闸管在相邻两条回路中工作,每一电源周期中的导通时间 $\gamma = 2\gamma'$ 。

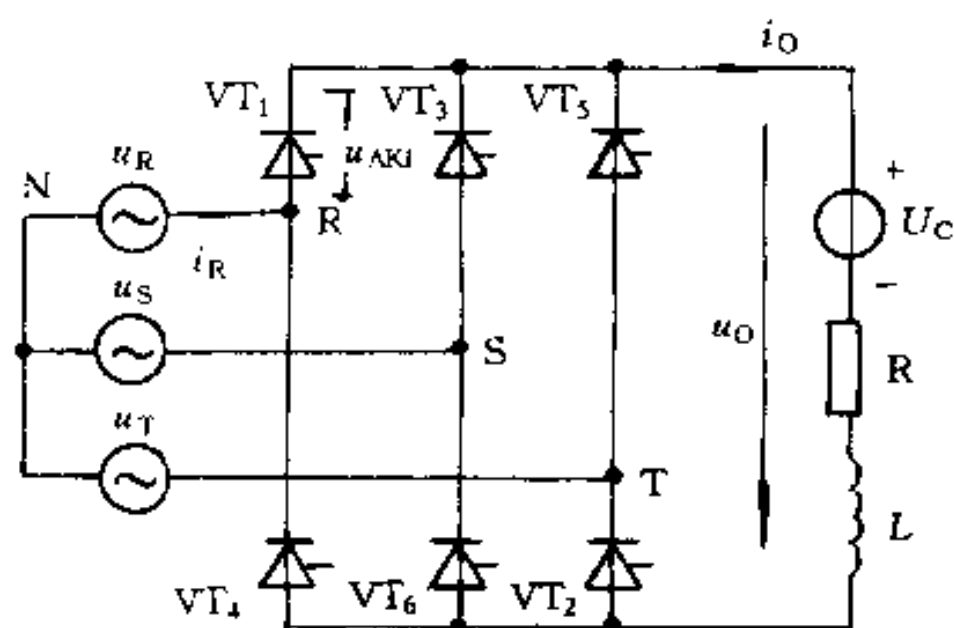


图 3.27 主电路原理图

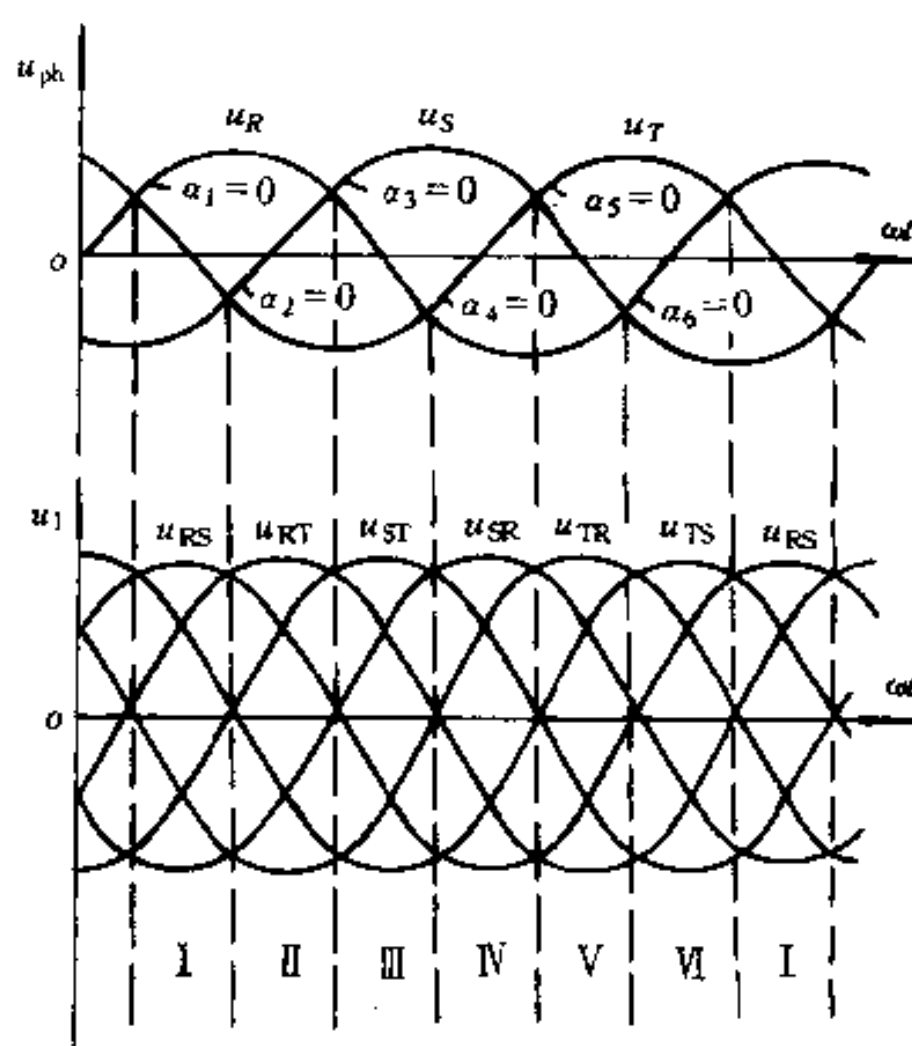


图 3.28 一个电源周波内的工作分区图

④ 在对称控制下,为使电路正常工作,按图 3.27 器件排列顺序,从 $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow \dots \rightarrow VT_6 \rightarrow VT_1 \rightarrow \dots$,各晶闸管门极触发相位应依次差 60° ,同一输出侧上三个器件触发相位差 120° ,而接于同一相电压上的两个器件触发相位互差 180° 。

为分析方便,图 3.27 所示电路可按上述工作回路等效为图 3.29 所示六相半波电路。其中各相电压对应于电源线电压,接在每相上的晶闸管等效于跨接在相应线电压上的两只晶闸管串联,对应关系如图示。

与双脉波整流电路类似,当电路具有一般 RLU_C 串联负载时,由于负载参数 m 、 φ 和控制参数 α 的不同配合,图 3.29 所示等值电路也有不同的工作状态。

3.3.2 RLU_C 负载下三相全控桥式电路的分析和计算

1. 负载电流连续

对图 3.29 所示三相全控桥等效电路,若前一相晶闸管中流过的电流还未过零,后一相晶闸管已满足触发条件并触发导通,从而使前一相晶闸管承受反向电压关断,负载电流将转移到后一相晶闸管中。虽然原来导通的晶闸管被关断,但从负载端看,电流是连续的。此种工作状态下,每只等效晶闸管导通 60° ,每个电源周期内任何时刻都有一相等效晶闸管导通,输出电压为

$$u_O = \begin{cases} u_{RS} & VT_1' \text{ 导通} \\ u_{RT} & VT_2' \text{ 导通} \\ u_{ST} & VT_3' \text{ 导通} \\ u_{SR} & VT_4' \text{ 导通} \\ u_{TR} & VT_5' \text{ 导通} \\ u_{TS} & VT_6' \text{ 导通} \end{cases} \quad (3.95)$$

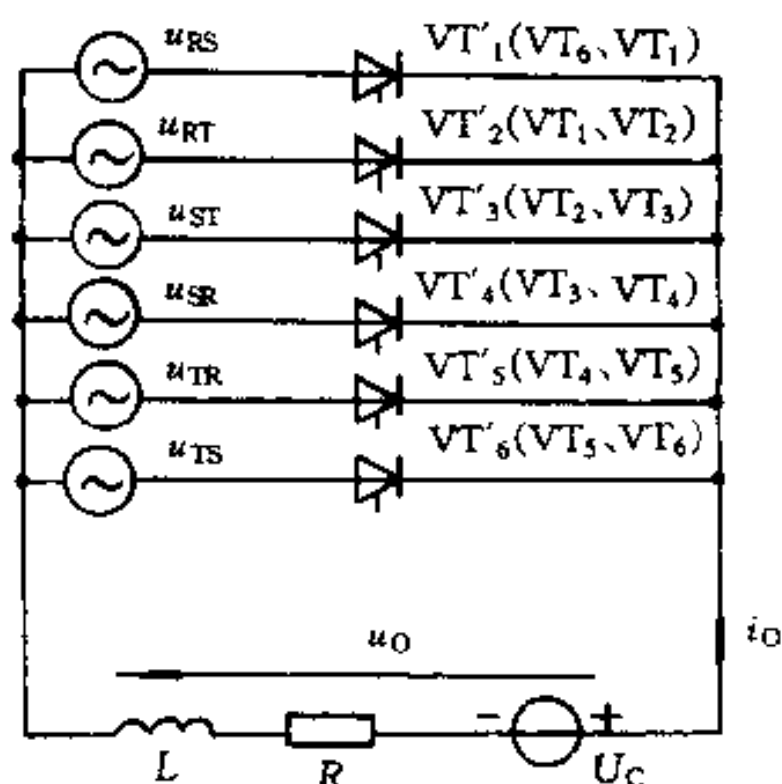


图 3.29 三相全控桥等效电路

考虑到这种电路中 $\alpha = 0^\circ$ 对应于线电压过零点后 $\pi/3$ 时刻,因而输出电压平均值应为

$$U_O = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} U_1 \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}U_1}{\pi} \cos \alpha \quad (3.96)$$

有效值为

$$U_R = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} (\sqrt{2} U_1 \sin \omega t)^2 d\omega t \right]^{1/2} = U_1 \left[1 + \frac{3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (3.97)$$

式中, U_1 为输入电源线电压的有效值。

电压纹波因数

$$K_u = \frac{[U_R^2 - U_O^2]^{1/2}}{U_O} \quad (3.98)$$

在电流连续运行状态下,图 3.29 所示等效电路中相邻两个半波整流电路工作相互影响,3.1 节中有关半波整流电路分析的结论在此已不适用。为计算主电路各部分电流,必须借助于对输出电压的傅里叶分析。

由式(3.95)给出的输出电压 u_O 波形可知,每个电源周期中有六次脉动,因而 u_O 波形中除直流分量外,只含 6 的整倍次谐波,即

$$u_O = U_O + \sum_{k=1}^{\infty} U_{nM} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad n = 6k, k = 1, 2, \dots \quad (3.99)$$

其中 U_O 、 U_{nM} 分别为输出电压平均值和第 n 次谐波幅值, θ_n 为第 n 次谐波相移,它们与 α 角有关。为工程计算方便,图 3.30、3.31 给出输出电压中各主要次谐波幅值对电源线电压幅值的归一化值 $U_{nM}/\sqrt{2}U_1$ 和 θ 与 α 角的关系曲线。利用它们可方便地求出电流连续状态下输出电压的傅里叶级数,进而可得输出电流的傅里叶级数为

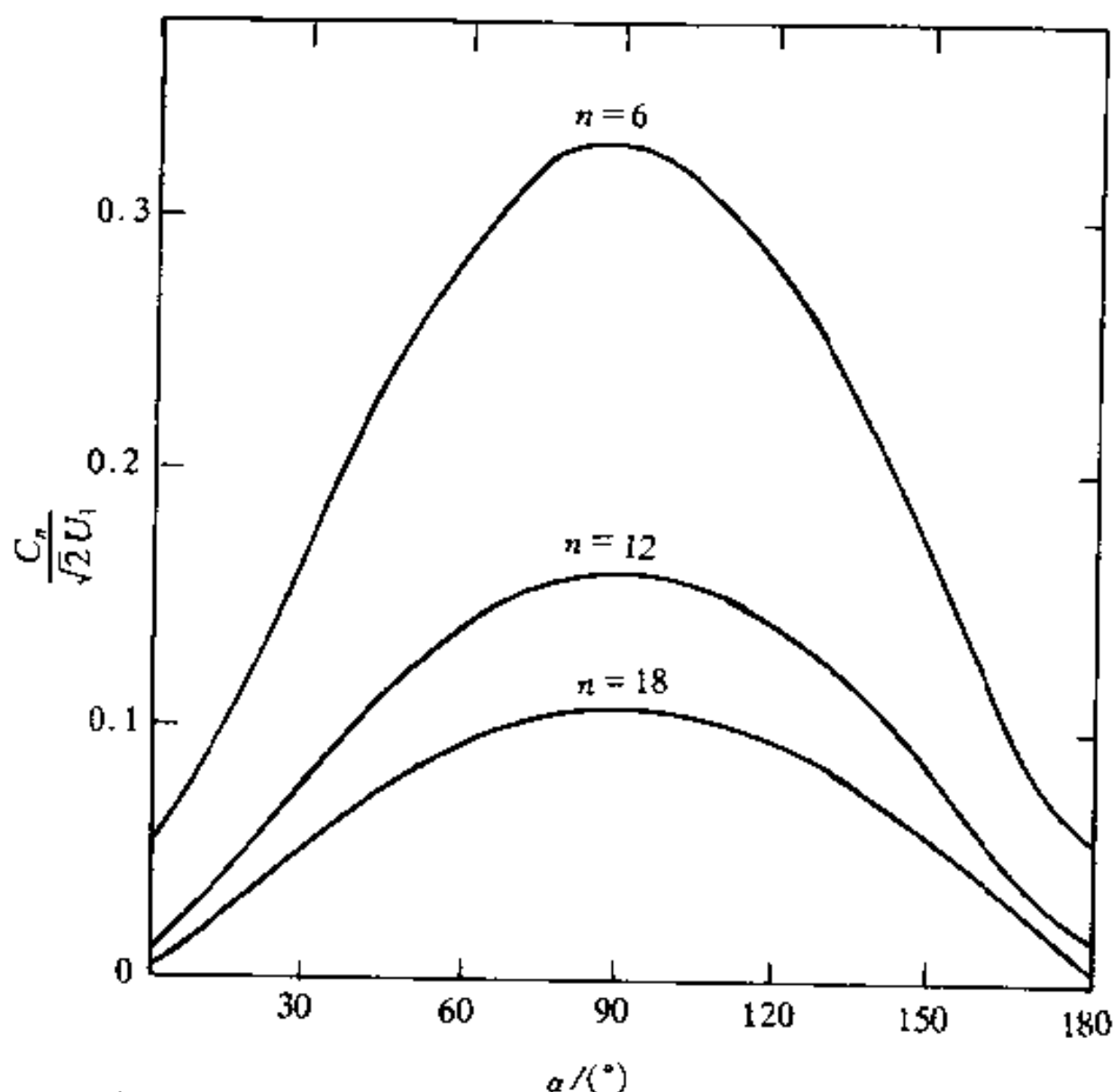


图 3.30 $U_{nM}/\sqrt{2}U_1$ - α 关系

$$i_O = I_O + \sum_{k=1}^{\infty} I_{nM} \sin(n\omega t - \theta_n - \varphi_n) \quad n = 6k, k = 1, 2, \dots \quad (3.100)$$

其中: $I_O = \frac{U_O - U_C}{R}$, 为输出电流平均值;

$I_{nM} = \frac{U_{nM}}{Z_n} = \frac{U_{nM}}{\sqrt{(n\omega L)^2 + R^2}}$, 为第 n 次谐波电流幅值;

电路输出电流有效值为

$$I_R = [I_O^2 + \sum_{k=1}^{\infty} (\frac{I_{nM}}{\sqrt{2}})^2]^{1/2} \quad n = 6k, k = 1, 2, \dots \quad (3.101)$$

实际电路中,晶闸管承受的电压总是它所在相的相电压和同一侧半波电路公共输出点的电位之差。在电流连续条件下,即为该相电压与导通器件所在相电压之差。以图 3.27(a)所示电路中 VT_1 为例,阳-阴极电压

$$u_{AK1} = \begin{cases} u_R - u_R = 0 & VT_1 \text{ 导通} \\ u_R - u_S = u_{RS} & VT_3 \text{ 导通} \\ u_R - u_T = u_{RT} & VT_5 \text{ 导通} \end{cases} \quad (3.102)$$

可以看出, u_{AK1} 的波形分三段,晶闸管可能承受的最大正反向电压为

$$u_{AK\max} = \sqrt{2}U_1$$

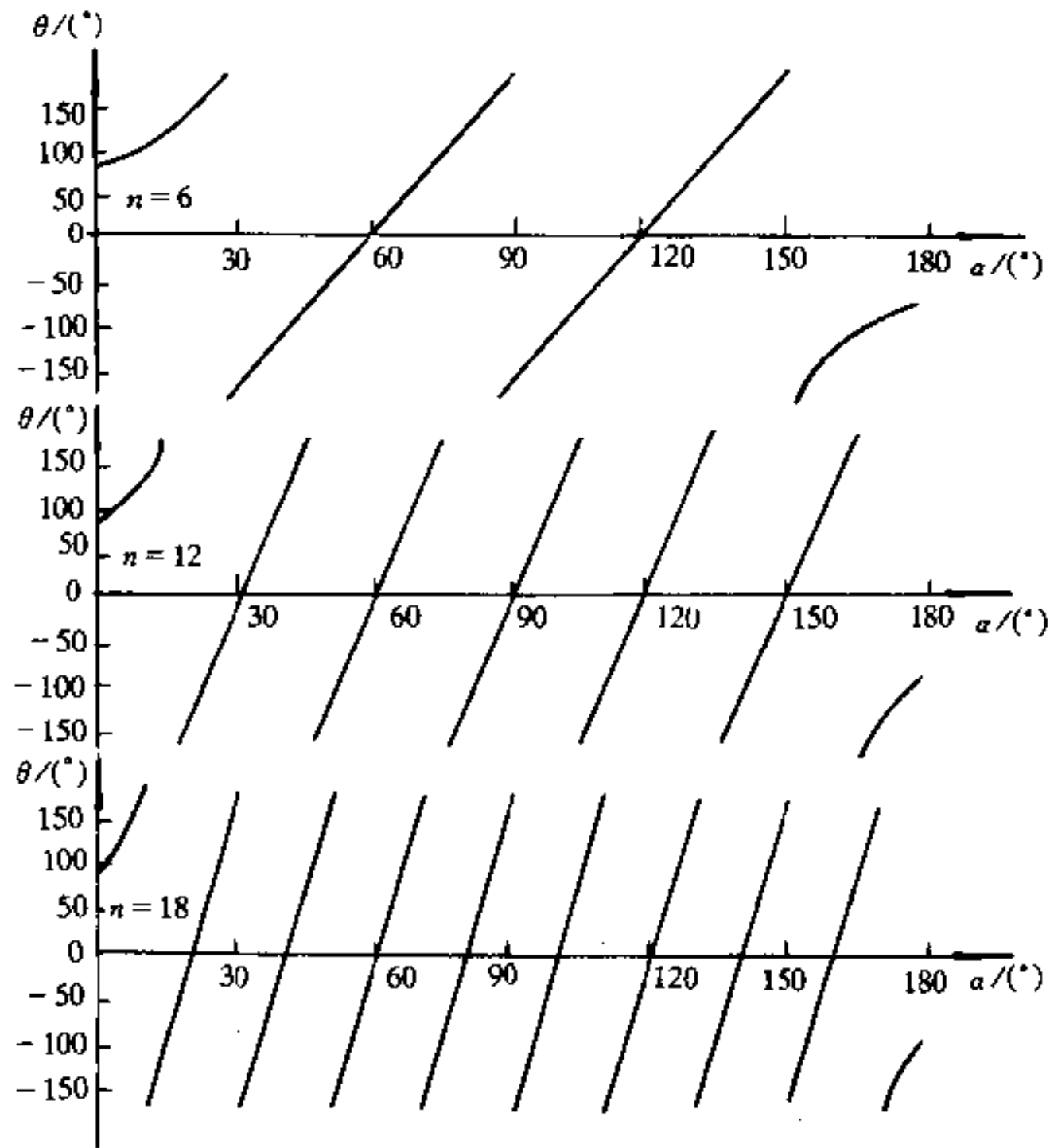


图 3.31 θ - α 关系

电路提供给晶闸管的关断时间为

$$\omega t_q = \begin{cases} 2\pi - \gamma - \alpha = \frac{4\pi}{3} - \alpha \\ (\alpha < \frac{\pi}{3}) \\ \frac{5\pi}{3} - \gamma - \alpha = \pi - \alpha \\ (\pi > \alpha > \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.103)$$

电流连续状态下,实际电路中晶闸管每个电源周期连续导通 120° ,流过晶闸管的电流波形和相应的电源线电流 i_l 波形可由负载电流 i_O 波形直接得出。流过晶闸管电流的有效值为

$$I_{VTR} = \frac{I_R}{\sqrt{3}} \quad (3.104)$$

电源线电流有效值为

$$I_1 = \sqrt{2} I_{VTR} = \frac{\sqrt{2} I_R}{\sqrt{3}} \quad (3.105)$$

整流器输出有功功率

$$P = I_R^2 R + I_O U_C \quad (3.106)$$

整流器输入的视在功率即为

$$S = 3 I_1 U = \sqrt{3} I_1 U_1 \quad (3.107)$$

图 3.32 示出了带有 RLU_C 负载, 电流连续时三相全控桥式整流电路中各工作波形: 输入线电压 u_1 , 各晶闸管门极电流 $i_{G1} \sim i_{G6}$, 整流器输出电压 u_O , 变压器二次线电流 i_1 和晶闸管 VT_1 的电压 u_{AK1} 。

2. 负载电流断续

对图 3.29 所示等效电路, 当电路参数使电路工作于负载电流 i_O 断续状态时, 电路将有六条工作回路, 七种工作状态, 且每两只等效晶闸管触发导通之间都存在一个所有晶闸管均截止的状态。由于每只晶闸管触发时刻依次相差 60° , 因而晶闸管导电角 γ 将小于 60° 。这种状态下输出电流如图 3.33 中 i_O 波形。

负载电压 u_O 的变化规律为

$$u_O = \begin{cases} u_{RS} & VT_1 \text{ 导通} \\ u_{RT} & VT_2 \text{ 导通} \\ u_{ST} & VT_3 \text{ 导通} \\ u_{SR} & VT_4 \text{ 导通} \\ u_{TR} & VT_5 \text{ 导通} \\ u_{TS} & VT_6 \text{ 导通} \\ U_C & \text{所有器件关断} \end{cases} \quad (3.108)$$

断续工作状态下, 图 3.29 等值电路可看作是六个相互无关的单相半波整流电路轮流向负载供电, 所以 3.1 节中对单相半波整流电路分析所得的计算公式和曲线在此适用, 但需作以下的修正:

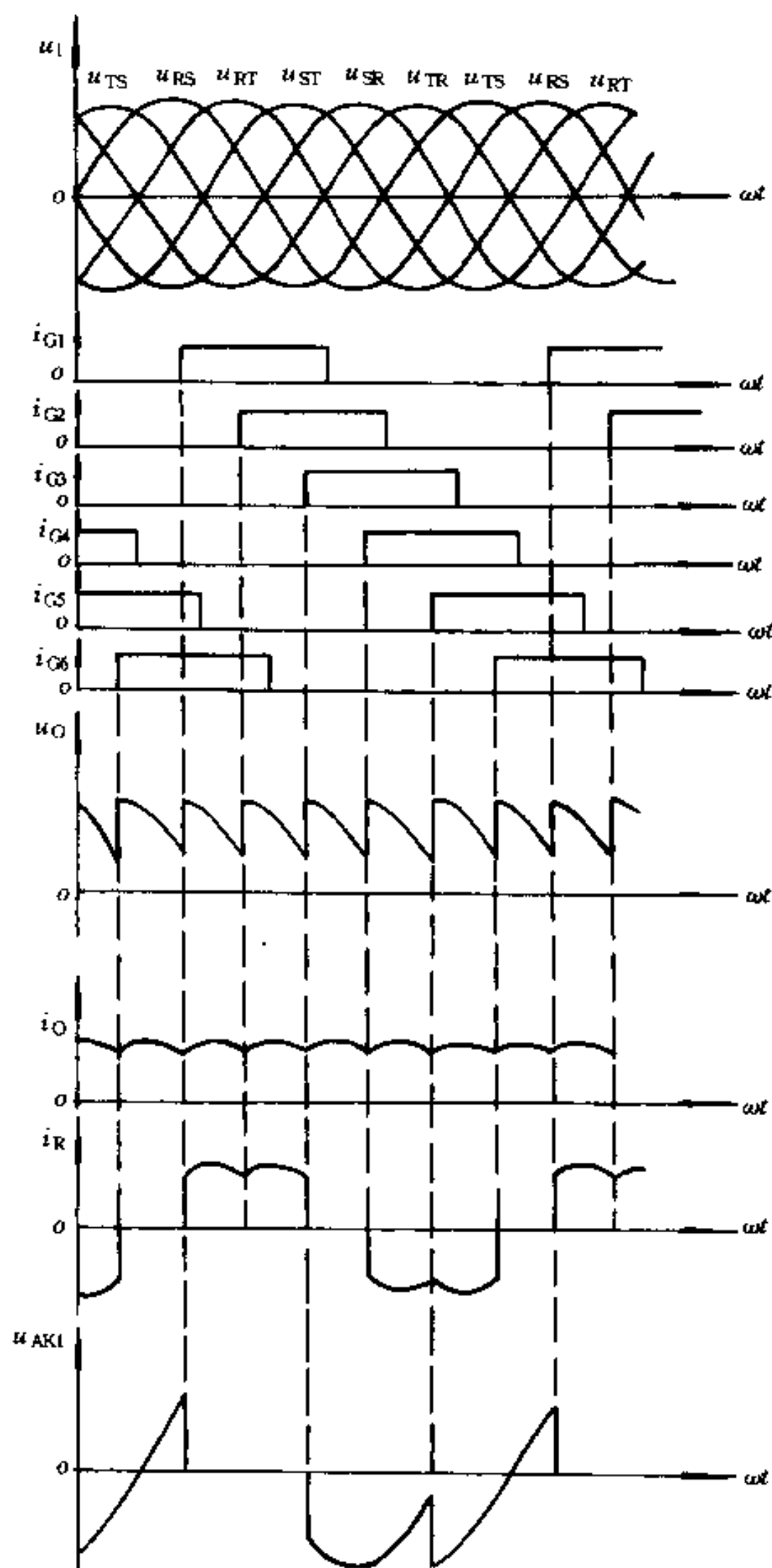


图 3.32 RLU_C 负载电路连续时工作波形

① 由于三相桥式整流电路中 $\alpha = 0^\circ$ 位于电源线电压过零点后 60° 处, 而单相半波整流电路中 $\alpha = 0^\circ$ 就是电源电压过零点, 因此在利用 3.1 节中各曲线时, α 角应修正为 $\alpha_{\text{修正}} = \alpha_{\text{(三相桥式)}} + 60^\circ$;

② $m = \frac{U_C}{\sqrt{2}U_1}$, 其中 U_1 为电源线电压有效值;

③ 3.1 节中所有曲线只有 $\gamma \leq 60^\circ$ 部分适用于三相桥式整流电路;

④ 利用修正后的 α 、 m 求得 I_N 和 I_{RN} 后, 可由下式求出 I_O 和 I_R :

$$I_O = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \cdot I_N \times 6 \quad (\text{A}) \quad (3.109)$$

$$I_R = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \cdot I_{RN} \times \sqrt{6} \quad (\text{A}) \quad (3.110)$$

式中: U_1 为电源线压有效值, Z 为负载基波阻抗。

按上述方法查得断续状态下晶闸管导电角 γ 后, 可由式 (3.108) 作出图 3.33 中的 u_O 波形。其平均值为

$$U_O = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha+60^\circ}^{\alpha+\gamma+60^\circ} \sqrt{2}U_1 \sin \omega t d\omega t + \int_{\alpha+\gamma+60^\circ}^{\alpha+120^\circ} U_C d\omega t \right] \quad (3.111)$$

有效值可按下式求得:

$$U_R = \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha+60^\circ}^{\alpha+\gamma+60^\circ} (\sqrt{2}U_1 \sin \omega t)^2 d\omega t + \int_{\alpha+\gamma+60^\circ}^{\alpha+120^\circ} U_C^2 d\omega t \right] \right\}^{1/2} \quad (3.112)$$

负载电流平均值也可由下式计算:

$$I_O = \frac{U_O - U_C}{R} \quad (3.113)$$

由于存在全部器件都关断的区间, 实际电路 3.27(a) 中晶闸管 VT_1 两端电压波形在各晶闸管特性完全相同的条件下应为

$$u_{AK1} = \begin{cases} 0 & VT_1 \text{ 导通} \\ u_{RS} & VT_3 \text{ 导通} \\ u_{RT} & VT_5 \text{ 导通} \\ u_R - \frac{U_C}{2} & VT \text{ 均截止} \end{cases} \quad (3.114)$$

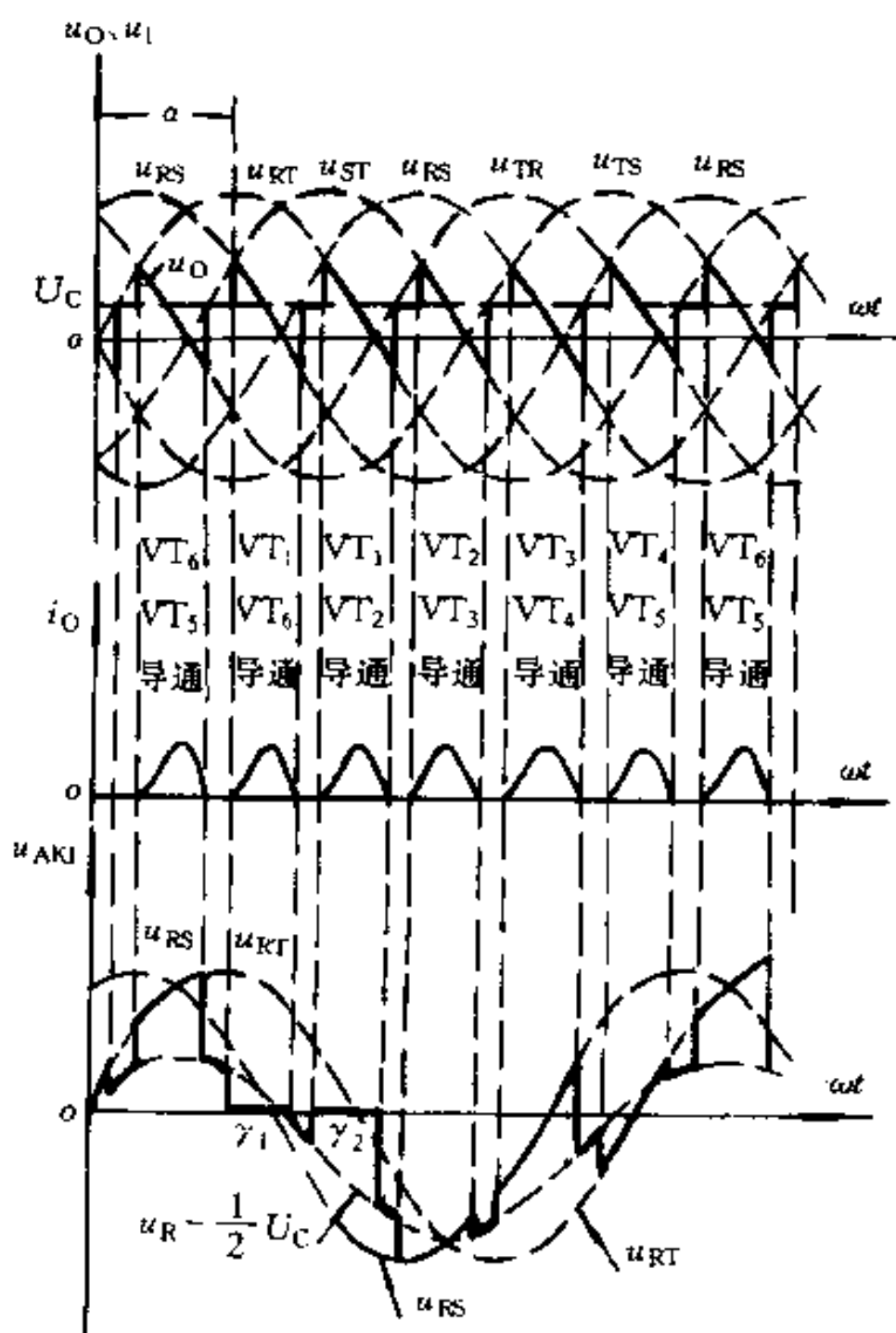


图 3.33 图 3.27(a) 电路电流断续时的工作波形

波形如图 3.33 中的 u_{AK1} 。

根据上面分析结果,可用与负载电流连续工作方式相同的方法求得电压、电流的纹波因数 K_u 、 K_i ,晶闸管电流有效值 I_{VTR} ,电源电流有效值 I_2 ,整流器输入视在功率 S 和输出有功功率 P 。

3. 负载电流断续和连续的边界及电路运行曲线

与双脉波整流电路类似,三相桥式电路由于负载参数和控制参数的变化,也会出现前一晶闸管中电流刚为零,后一晶闸管即触发的临界状态和使 $\omega t_q = 0$ 的电路临界工作状态,但前一种临界状态对应 $\gamma' = 60^\circ$ 。对图 3.29 所示等值电路采用与 3.2.2 节有关“负载电流连续和断续工作状态的边界”中相同的分析方法,可作出图 3.27 三相全控桥式整流电路的运行曲线(见图 3.34)。这一簇曲线描述了不同的给定 φ 角下,满足临界连续条件的 α 和 m 间的关系。

4. 几个特例

前面对 RLU_C 负载分析所得结论中,代入 $\cos\varphi = 1, m = 0$,即可用于纯电阻负载。若只把 $m = 0$ 代入,则得到 RL 负载的有关算法。当 $\alpha = 0^\circ$ 时,上述结论即适用于三相桥式二极管整流电路。

3.4 相控整流器的电网输入功率因数

由前面分析可知,各类整流电路的输入电流波形均不是正弦,其中含有大量谐波。这些谐波分量不仅给电源带来噪声干扰,造成电压波形畸变,还影响整流电路的输入功率因数。这种情况下,用于正弦电路中的功率因数定义不再适用。在电力电子学中,用电路输入的有功功率与视在功率之比来定义变流装置的功率因数,即

$$\text{功率因数(PF)} = \frac{\text{输入有功功率}(P)}{\text{输入视在功率}(S)} \quad (3.115)$$

在理想条件下,可认为变流电路无损耗,其电网输入有功功率等于输出有功功率。3.2 节和

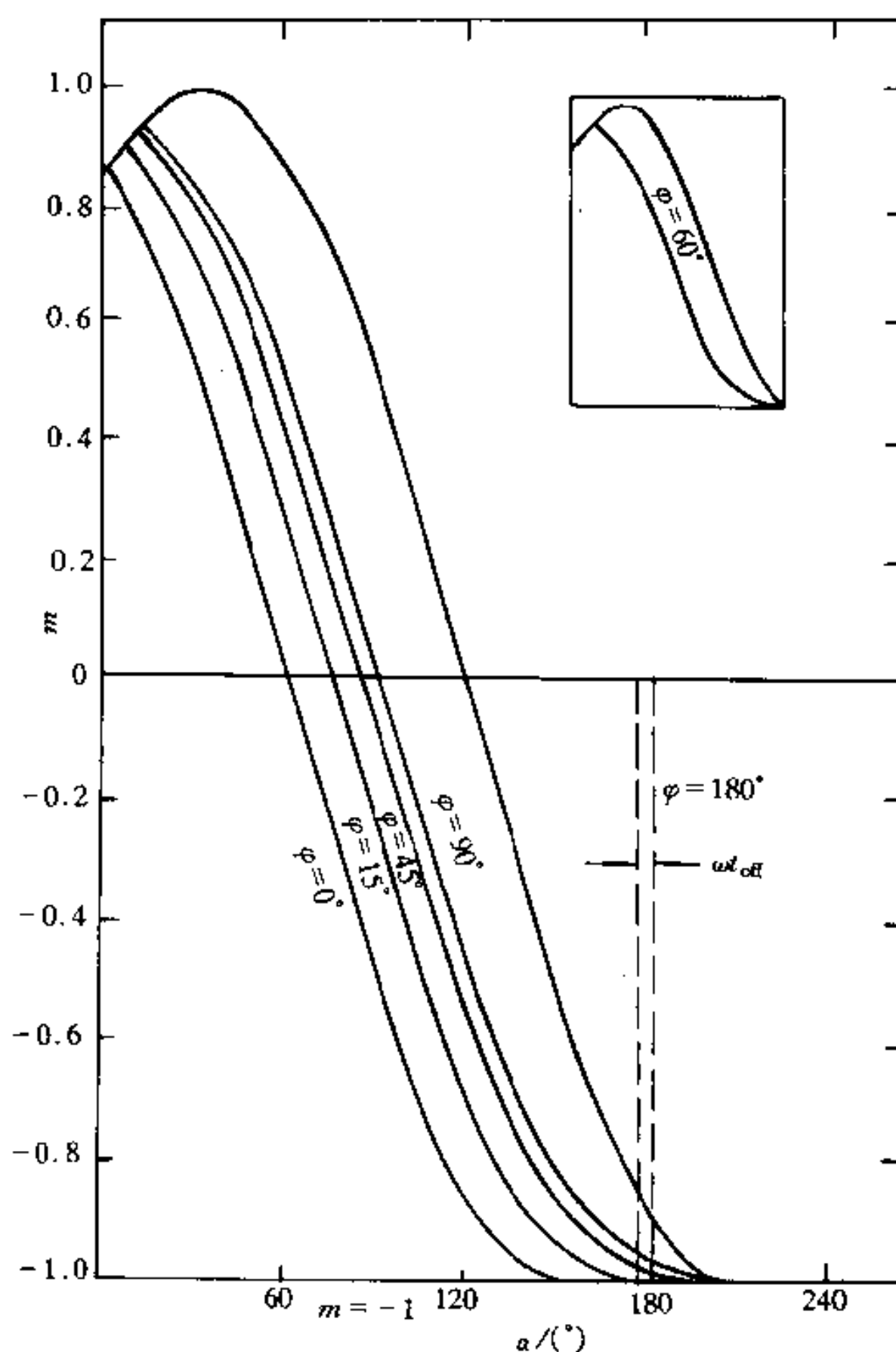


图 3.34 三相全控桥式整流电路运行曲线

3.3.2 中已给出了求取电路有功功率的有关计算方法。

电网输入视在功率

$$S = \sqrt{m} U_1 I_1 \quad (3.116)$$

式中: m 为输入电源相数; U_1 为电源线电压有效值; I_1 为线电流有效值, 即 3.2 节和 3.3.2 中求得的 I_1 值。这样通过式(3.115)和(3.116)即可求得电网输入功率因数。

由于 I_1 为电源输入电流的总有效值, 既含有基波, 又含有各次谐波, 其中只有与电源电压同频的基波电流 I_f 产生有功功率, 由式(3.115)定义的功率因数 PF 可写作

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{\sqrt{m} U_1 I_f \cos \varphi_1}{\sqrt{m} U_1 I_1} = \frac{I_f}{I_1} \cos \varphi_1 = \frac{I_f}{I_1} \cos \varphi_1 \quad (3.117)$$

其中 I_f 为输入电流基波有效值。 I_f/I_1 反映了非正弦周期电流中基波分量所占的比例, 称为输入电流的畸变因数, I_f/I_1 值越接近 1, 电流中基波分量越大, 波形越接近正弦。 φ_f 为基波电流对电源输入电压的相位移。相控式整流电路中通常认为 $\cos \varphi_f \approx \cos \alpha$, 代入式(3.116)可得

$$\text{PF} \approx \frac{I_f}{I_1} \cos \alpha$$

上式表明, 相控整流电路中移相控制角 α 直接影响电源输入功率因数, α 角越大, 功率因数越低。这是相控整流电路固有的缺点。

3.5 变压器漏电感的影响

前面对电路连续工作状态的分析, 忽略了交流电源的内阻抗, 并假定晶闸管换流瞬间完成, 电流可突变。但实际整流器输入电源中总存在一定的阻抗, 如整流变压器的漏电抗, 它使电路中晶闸管的换相不能瞬时完成。换相过程中, 原来导通的晶闸管中的电流逐步衰减, 而刚被触发导通的晶闸管中的电流逐渐上升, 两者之间换流需要一段时间, 称为换相时间。在这段时间内, 相互换流的两只晶闸管同时导通, 因此又叫换相重叠时间, 对应电角定义为重叠角 μ 。

例如, 对图 3.35(a) 三相全控桥式电路中任意两只正在换流的晶闸管, 可作出如同图(b)

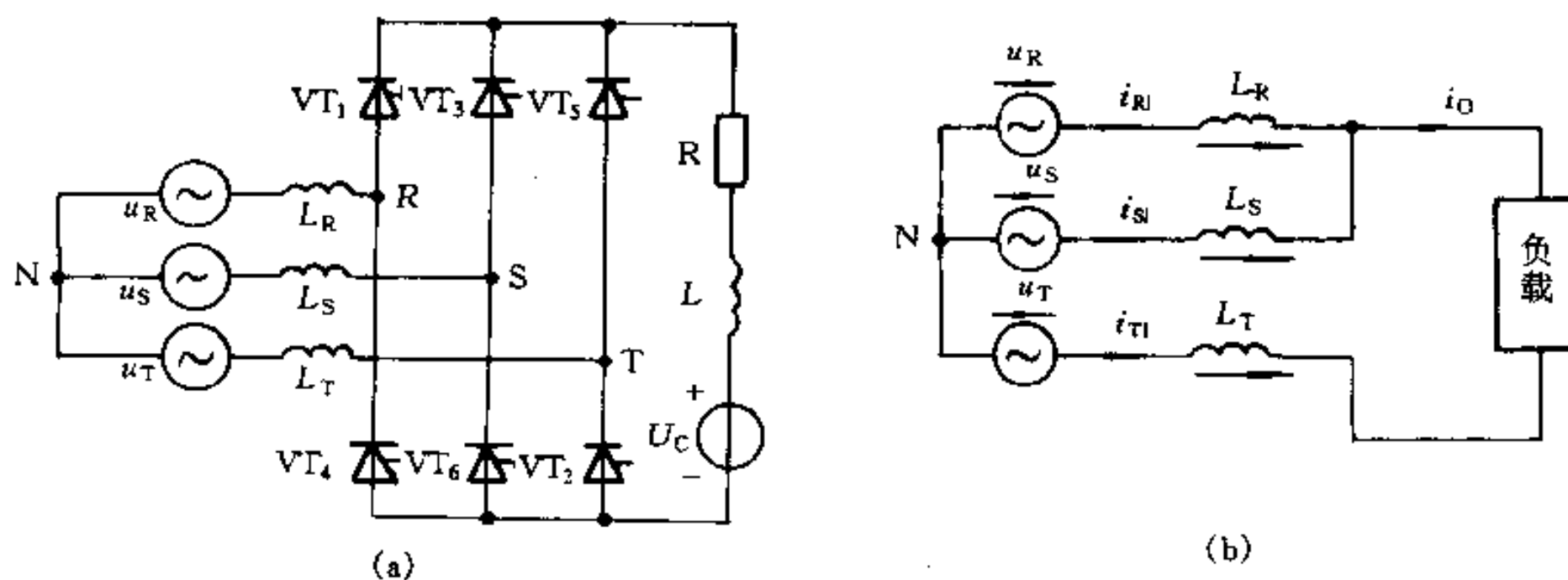


图 3.35 考虑变压器漏电感的三相桥式电路及其换流等效电路

所示的等效电路,其中 L_R, L_S, L_T 为电源各相漏电感折合到各换流支路中的电感,并认为

$$L_R = L_S = L_T = L_a$$

由于换流过程很短,负载电流又连续,为简化分析,认为在晶闸管换流期间,负载电流不变,即 $i_O = I_O = \text{Const.}$ 。

假定等效电路中 VT_3 触发导通, VT_1 将关断,负载电流从 R 相换至 S 相。由于漏电感 L_R 和 L_S 的存在,换相过程中, R 相电流 i_R 在电压作用下逐渐减小,而 S 相电流 i_S 在正向电压作用下逐渐增加, T 相未参与换相。由换流等效电路可得换流期间电路方程

$$i_R + i_S = I_O \quad (3.118)$$

$$u_R - L_R \frac{di_R}{dt} = u_S - L_S \frac{di_S}{dt} \quad (3.119)$$

式(3.118)两边求导后代入式(3.119)可得

$$\begin{aligned} u_R - L_a \frac{di_R}{dt} &= u_S - L_a \frac{d(I_O - i_R)}{dt} \\ L_a \frac{di_R}{dt} &= \frac{1}{2}(u_S - u_R) \end{aligned} \quad (3.120)$$

以 $\alpha = 0^\circ$ 为坐标原点,解方程(3.120)并代入初始条件: $\omega t = \frac{2\pi}{3} + \alpha, i_R = I_O$, 可得换相期间 R 相电流

$$i_R = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\omega L_a} \left[\sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) - \sin(\frac{\pi}{2} + \alpha) \right] + I_O \quad (3.121)$$

S 相电流为

$$i_S = I_O - i_R = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\omega L_a} \left[\sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) - \sin(\frac{\pi}{2} + \alpha) \right] \quad (3.122)$$

式中, U_1 为线电压有效值。

式(3.121)终值条件为换相结束时,即 $\omega t = \frac{2\pi}{3} + \alpha + \gamma$ 时, $i_R = 0$ 。代入该式可求得换流重叠角

$$\mu = \cos^{-1} \left[\cos \alpha - \frac{2\omega L_a}{\sqrt{2}U_1} I_O \right] - \alpha \quad (3.123)$$

可以看出,电源电压 U 、换流电感 L_a 和触发角 α 确定后,换相瞬间负载电流 I_O 越大,换相时间越长,换相角 μ 越大。换流重叠角的存在对相控整流电路工作影响如下。

1. 电路外特性变软

以三相桥式电路为例,在 VT_1, VT_3 换相期间,由图 3.35(b)等效电路可知

$$u_O = u_R - L_a \frac{di_R}{dt} - u_T \quad (3.124)$$

将式(3.120)代入式(3.124)可得

$$u_O = u_R - \frac{1}{2}(u_R - u_S) - u_T = \frac{1}{2}(u_R - u_T) + \frac{1}{2}(u_S - u_T) = \frac{u_{RT} - u_{ST}}{2} \quad (3.125)$$

此式表明,由于 VT_1 、 VT_3 同时导通,使换相期间输出电压 u_o 降低为换相前后两相线电压的平均值,如图 3.36 中的 u_o 波形。因而输出电压平均值应为

$$U_{O\mu} = \frac{3}{\pi} \left[\int_{60^\circ+\alpha}^{60^\circ+\alpha+\mu} \frac{1}{2} (u_{RT} + u_{ST}) d\omega t + \int_{60^\circ+\alpha+\mu}^{120^\circ+\alpha} u_{ST} d\omega t \right] \\ = \frac{3\sqrt{2}U_1}{2\pi} [\cos(\alpha + \mu) + \cos\alpha] \quad (3.126)$$

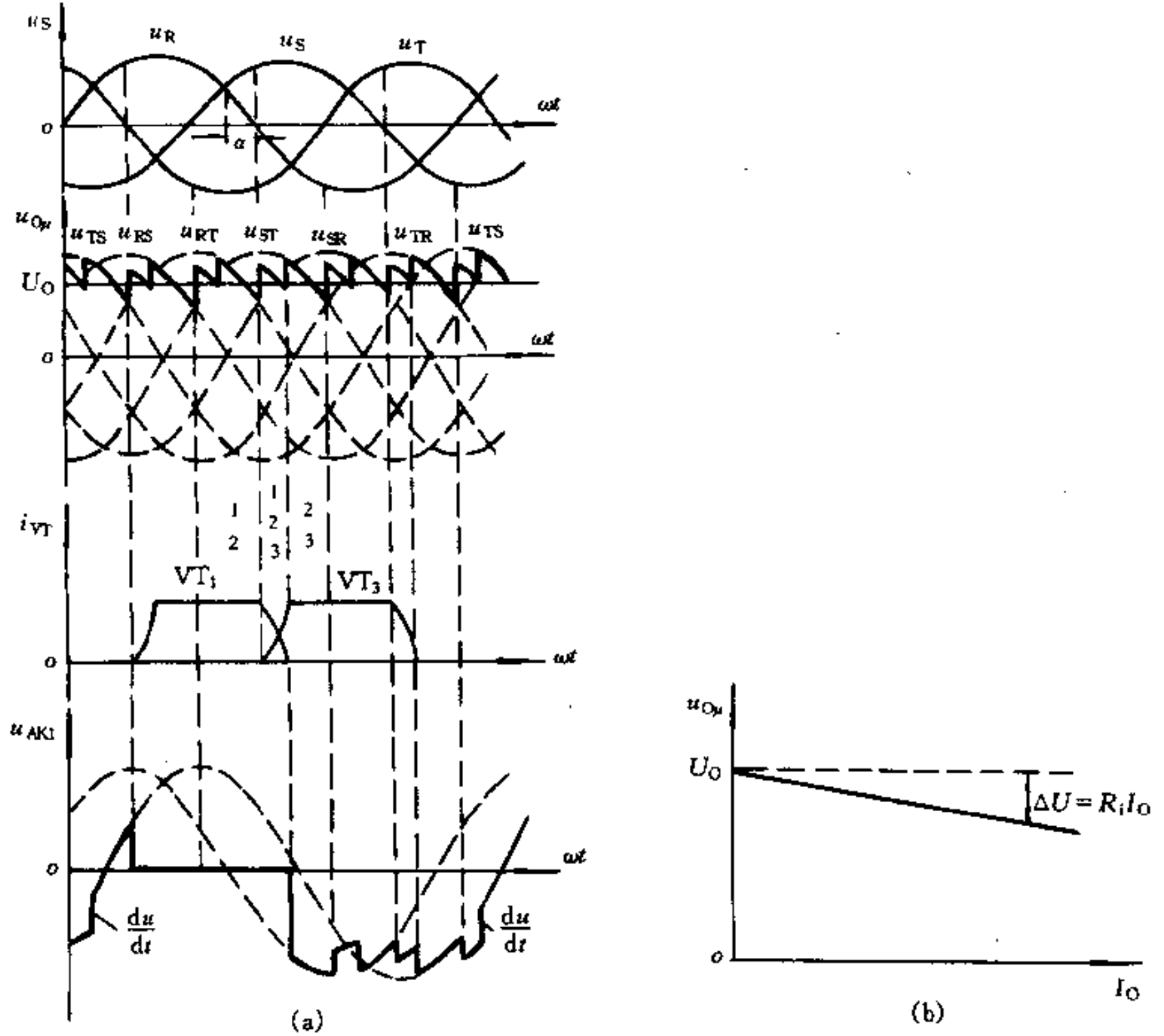


图 3.36 变压器漏电感对整流电路的影响
(a) 换相过程波形图; (b) 整流器外特性

式(3.123)可改写成

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos\alpha - \frac{2\omega L_s I_O}{\sqrt{2}U}$$

代入式(3.126)可得

$$U_{O\mu} = \frac{3\sqrt{2}U_1}{\pi} \cos\alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_O \quad (3.127)$$

上式等号右边第一项即为不考虑漏电感影响时电路的输出电压平均值 U_O 。若定义 $R_1 = 3\omega L_s / \pi$ 为整流电路等效内阻,则式(3.127)可写成

$$U_{O\mu} = U_O - R_I I_O \quad (3.128)$$

上式说明考虑漏电感影响后,整流器输出电压随负载电流增大而下降。图 3.36(b)描绘了这种情况下整流器输出的外特性。

2. 电路 di/dt 减小

漏电感的存在限制了开关过程中电流的变化,使晶闸管承受的 di/dt 下降。在实际电路中,若变压器漏电感较小时还必须另外串接电感,把电路中的 di/dt 限制在晶闸管允许的范围之内。

3. 电路为晶闸管关断提供反向电压的时间 t_q 减小

仍以三相桥式换相电路为例。考虑变压器漏电感后,换相期间晶闸管 VT_1 两端的电压波形示于图 3.36,它有两种状态:

VT_1 参与换相换相时,换相区间 $U_{AK1} = 0$;

当同一电源相上另一桥臂晶闸管 VT_4 参与换相时, $U_{AK} = -u_O$ 。如前所述,这一区间负载电压为 VT_4 换相前后两线电压的平均值。

从图 3.36 所示波形可看出,电路提供给晶闸管的关断时间

$$\omega t_q = \begin{cases} 180^\circ - \alpha - \mu & (\alpha > 60^\circ \text{ 时}) \\ 240^\circ - \alpha - \mu & (\alpha < 60^\circ \text{ 时}) \end{cases}$$

显然, ωt_q 减小。

4. α 移相控制范围减小

考虑变压器漏电感后,对理想晶闸管,电路能达到的最大触发角 $\alpha_{\max} = 180^\circ - \mu < 180^\circ$ 。因此,晶闸管的有效控制范围减小。

双脉波整流电路和其它多相整流电路在考虑漏电感影响时,可得到基本相同的结论。

3.6 移相控制电路

为获得期望的控制特性,晶闸管相控整流装置应具有图 3.37 所示的系统结构,其中包括触发器、主电路及相应的控制电路。作为整流装置触发器的一个重要环节,移相控制电路用来产生前沿相位受控于控制设定信号幅值的脉冲信号,并按主电路结构形式为各晶闸管分配合适的脉冲,这些脉冲经驱动隔离后作为晶闸管门极触发信号。这样,改变控制设定信号的幅值,就能控制门极触发脉冲发出时

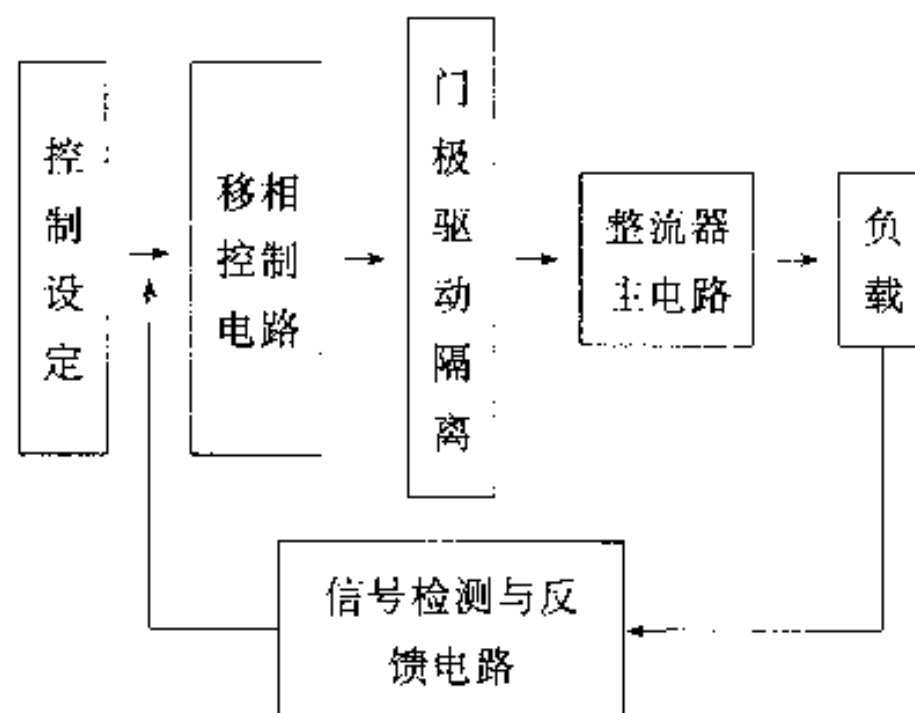


图 3.37 相控整流器系统方框图

刻的相位,即触发角 α 的大小,从而实现对整流电路输出电压的控制与调节。

近年来,由于集成电路技术和计算机控制技术的进步及应用领域的扩展,电力电子装置控制电路正向集成化、数字化方向迅速发展,使控制精度提高,功能更加完善,电路也更趋简化,

图 3.37 所示的系统各模块分割界限逐步淡化,已开发出各种功能综合的集成控制电路供用户选择。本节仅讨论晶闸管相控整流系统中的移相控制电路的基本构成和工作原理,并结合实例,分析一种常用晶闸管相控整流移相控制电路典型芯片的使用方法。有关晶闸管门极驱动信号的电路设计与隔离的基本方法,已在 2.2.7 中讨论,本节不再赘述。

3.6.1 移相控制原理

如上所述,相控整流的控制原理就是把控制信号 U_R 的大小转换为整流器主电路晶闸管门极触发角 α 的相位,用以改变晶闸管在一个电源周期中的导通起始时刻,实现对输出电压平均值的控制。完成这种转换是移相控制电路最基本的功能。实现移相控制的方法有模拟和数字两种。无论何种移相控方式,为使整流器在控制范围内,相对每一确定的控制设定值有稳定的直流电压输出,对主电路晶闸管门极触发脉冲有严格的同步要求,它们包括:

- ① 脉冲必须与主电路供电电源同频;
- ② 在控制设定值确定后,主电路中各晶闸管的触发角 α 相等;
- ③ 脉冲应能在电路工作允许的最大移相范围内移相。

图 3.38 给出了用于相控整流移相控制电路的一般结构,它包含以下四个环节:

(1) 控制设定环节 产生一个极性、大小均可改变的直流电压 U_{RE} ,作为移相控制电路的控制输入。

(2) 同步信号电路 实现触发器输出脉冲与主电路工作的同步要求。同步信号电路输入信号通常来自主电源。

(3) 移相脉冲形成环节 把控制设定环节输出的控制电压 U_{RE} 与同步信号电路的输出 u_{SY} 综合,变为前沿相位受控于控制设定信号大小的脉冲 u_{PC} 。

(4) 脉冲整形与分配环节 把移相脉冲形成环节产生的脉冲,整形为所需的、宽度恒定的脉冲电压 u_G ,并按主电路工作的要求,分配给各主电路晶闸管门极驱动电路。

模拟触发器中移相脉冲形成的基本原理示于图 3.39。它把控制设定信号 U_{RE} 与同步信号 u_{SY} 进行比较,在交点处发出脉冲。显然,为了获得前沿相位受控于 U_{RE} 大小的脉冲,同步

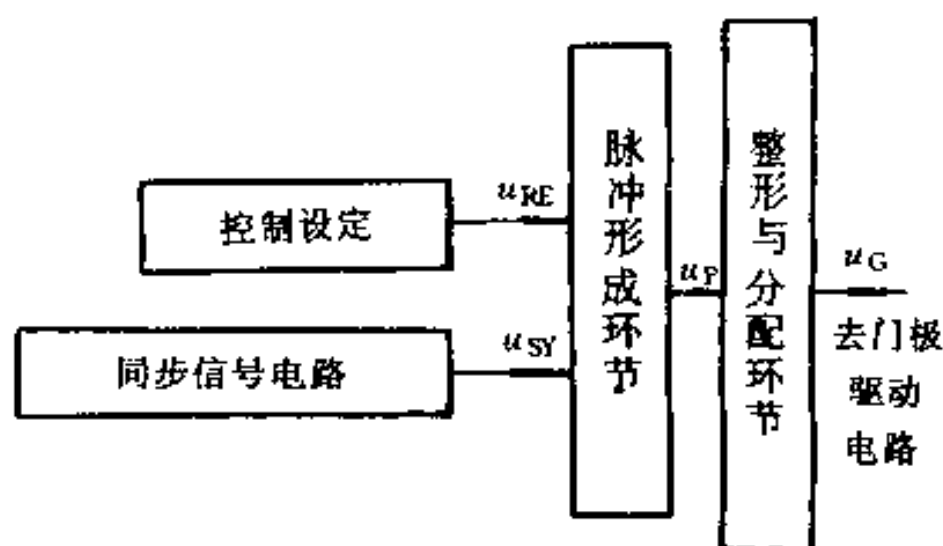


图 3.38 典型移相控制电路 R 结构图

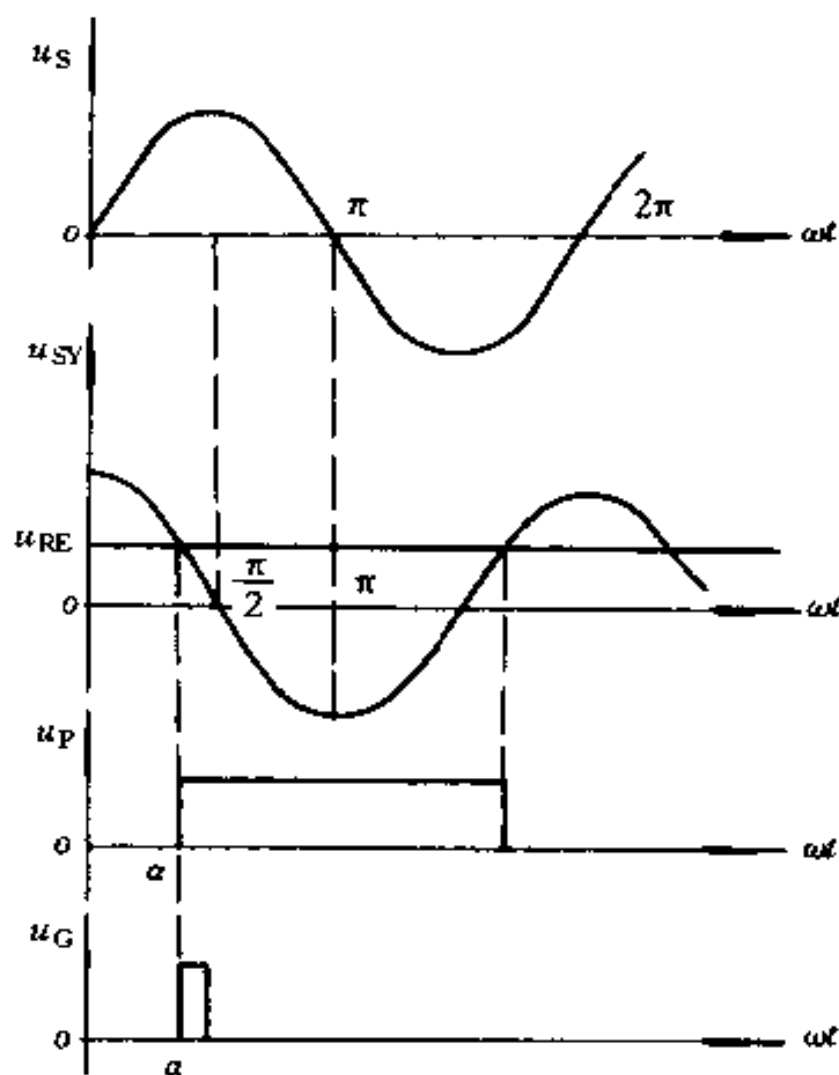


图 3.39 模拟式移相脉冲形成原理

信号 u_{SY} 必须是 ωt 的函数。此外,要保证脉冲与主电路电源电压同频和足够的移相范围,移相同步信号函数应有以下特征:

① 应与主电路电源电压同频率;

② 函数必须具有单调性;

③ 单调变化区间应覆盖整流电路工作的最大移相范围。

满足上述要求的常用模拟触发移相器同步信号有余弦波和锯齿波。以下分别叙述两种信号的获取方法、控制特点及与主电路电源配合选择同步信号相位的方法。

3.6.2 余弦同步移相

余弦同步移相电路中的同步电压取自主电路供电电源。为满足单调性要求,同步信号应在电压波形正、负峰值间变化,即用电压波形的余弦形式。所选取的同步电压即 u_{SY} 与控制信号 U_{RE} 比较,两信号交点处即为晶闸管触发时刻。改变 U_{RE} ,交点时刻改变,晶闸管触发角相位也相应改变。

从图 3.40 中可看出,当采用余弦同步移相电路时,在门极脉冲发出时刻,同步信号 u_{SY} 与控制信号 U_{RE} 满足:

$$\begin{aligned}\sqrt{2}U_{SY}\cos\alpha &= U_{RE} \\ \alpha &= \cos^{-1} \frac{U_{RE}}{\sqrt{2}U_{SY}}\end{aligned}\quad (3.129)$$

用这种方法,同步信号电路简单。此外,由 3.2 节和 3.3 节中的分析可知,在电流连续时,双脉波整流电路输出电压平均值为

$$U_O = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_S \cos\alpha$$

式中 U_S 为电源电压有效值。将式(3.129)代入上式得

$$U_O = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_S \cos(\cos^{-1} \frac{U_{RE}}{\sqrt{2}U_{SY}}) = \frac{2U_S}{\pi} \frac{U_{RE}}{U_{SY}}\quad (3.130)$$

同理,对三相桥式电路可得

$$U_O = \frac{3U_1}{\pi} \frac{U_{RE}}{U_{SY}}\quad (3.131)$$

式(3.130)和(3.131)表明,输出电压平均值 U_O 与控制电压 U_{RE} 成线性关系。因此,在电流连续条件下采用余弦同步,控制设定信号可线性地控制输出直流电压。

实际系统中,整流器主电路的每一个晶闸管接在不同的电源相电压上,为满足移相控制范

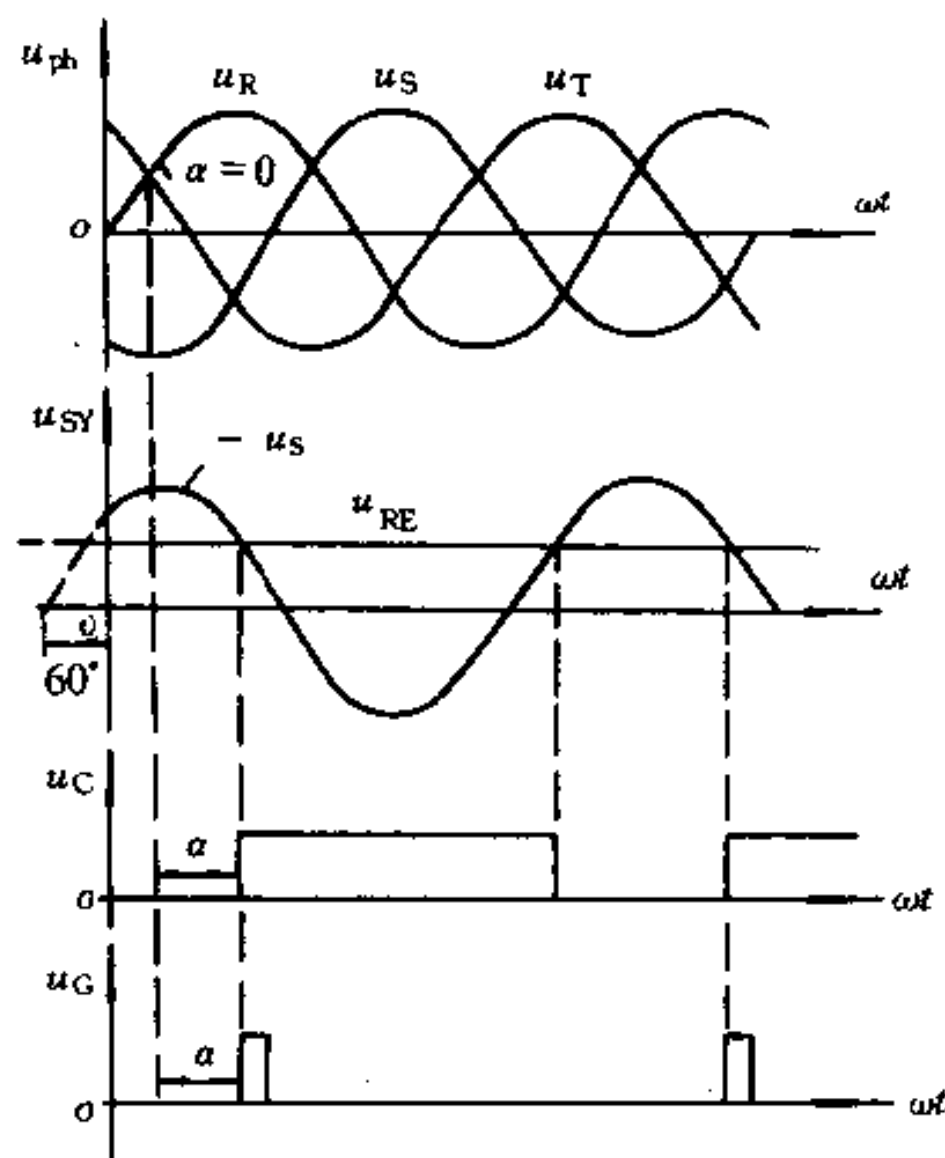


图 3.40 余弦交点法工作原理

围,每一个晶闸管的触发脉冲电路应有自己的同步信号,且同步信号相位必须与晶闸管所在相的电压相位有确定的对应关系,这种对应关系直接影响着相控整流电路的正常运行。下面以三相全控桥式电路为例,说明余弦同步信号相位的选择方法。

由图 3.40 可以看出,在三相桥式整流电路中,晶闸管的触发起始点 $\alpha = 0^\circ$ 对应于电源相电压 $\omega t = 30^\circ$ 。为满足同步信号的基本要求,每个晶闸管触发脉冲的同步信号的最大(或最小)值应对应于 $\alpha = 0^\circ$,因此应超前于相应电源相电压 60° (或滞后 120°)。图 3.41 示出了 u_{SY} 最大值对应于 $\alpha = 0^\circ$ 时,三相全控桥式整流电路中各晶闸管同步信号与主电路相位的关系。图中, u_{SY} 代表晶闸管 VT_1 的同步信号, u_R 则为加于 VT_1 的电源相电压,依次类推。

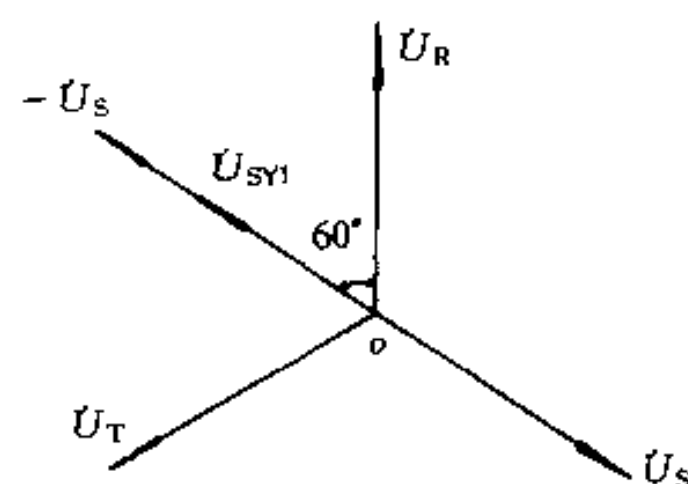


图 3.41 主电源及同步信号相位关系

由于主电路中加于晶闸管的电压相位与主电路变压器绕组接法有关,同步信号相位则与同步变压器绕组连接方式有关。在相控整流电路中,同步变压器二次绕组通常必须接成 Y 形,因此主电路变压器绕组接法确定后,常通过改变同步变压器一次绕组接法来满足二者的间相位关系。

例如对一个由 Y/Y-12 连接的整流变压器 ZB 供电的三相桥式整流电路,电路结构图和电压相量图示于图 3.42。根据余弦交点法的移相工作原理可知,晶闸管 VT_1 的同步电压信号 u_{SY1} 应超前于电源相电压 $u_R 60^\circ$,若同步变压器 SYT 也采用 Y/Y-12 接法时,各晶闸管门极脉冲同步信号与加于晶闸管上的电源电压相位应与图 3.41 一致。从电压相量图可看出,同步变压器输出的电压 $-u_V$ 超前电源电压 $u_R 60^\circ$,满足余弦移相控制对同步信号的要求,可作为晶闸管 VT_1 的同步信号 u_{SY1} 。

但是,为提高触发电路抗干扰能力,通常要将取自电网的同步信号滤波处理后再作为脉冲形成环节的输入。图 3.42 所示电路中 RC 滤波器必然引起输入电压相位延迟。例如将 RC 滤波器设计为 60° 相移,则应选择超前同步变压器输出电压 $-u_V 60^\circ$ 的电压 u_W ,经滤波后作为晶闸管 VT_1 的同步信号。晶闸管 VT_2 的触发时刻比 VT_1 滞后 60° 后,因此其同步信号 u_{SY2} 应相对 VT_1 的同步信号滞后 60° ,即选择 $-u_V$ 滤波后的信号作为 u_{SY2} 。依此类推,各晶闸管同步信号对应关系如表 3.1 所示。

表 3.1 三相全控桥整流器余弦同步信号选择

VT 晶闸管	VT1	VT2	VT3	VT4	VT5	VT6
所选同步信号电压	u_W	$-u_V$	u_U	$-u_W$	u_V	$-u_U$

应当指出,上述同步信号与晶闸管编号间的对应关系并不是唯一的,整流变压器和同步变压器的接线方式,滤波电路的附加相移,都将影响同步信号相位选择。但应明确的是,采用余弦同步移相控制时,整流电路的 $\alpha = 0^\circ$,一定对应着同步信号 u_{SY} 的最大或最小值。

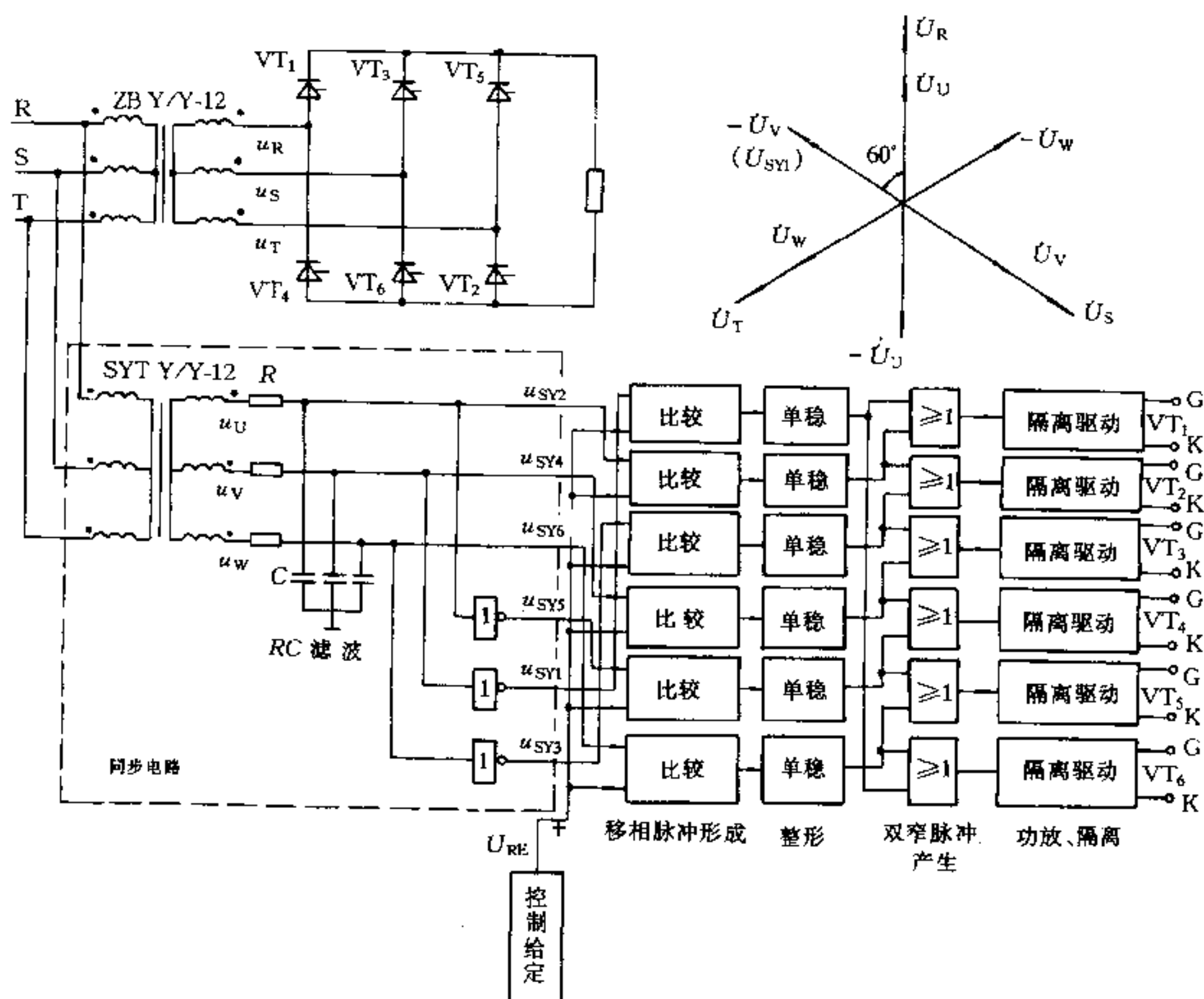


图 3.42 用余弦同步控制的三相桥式整流

3.6.3 锯齿波同步移相

另一种常用的移相控制方法是锯齿波同步移相,即用一个满足前面同步要求的锯齿波电压代替余弦同步电压。因此这种移相控制电路中必须有一个锯齿波形成环节,产生的锯齿波要满足与电源同频率、锯齿波斜率应覆盖全部移相范围的要求。图 3.43(a)和(b)分别示出了典型的锯齿波移相控制电路结构及其工作波形。由于锯齿波电压总是通过电容充放电实现的,为了满足同步要求,电容充放电要由与主电路电源电压同频率的电压来控制,这个电压也称为同步电压(见图 3.43(b)中 u_{SY})。电容器在同步电压正(或负)半周充电,同步电压极性改变后瞬时放电,到下一周期开始重新充电,形成图 3.43(b)中的锯齿波形电压 u_C ,显然,为了满足移相范围要求,同步电压相位也必须遵循一定规律。图 3.43(a)示出的锯齿波移相控制电路,在用于主变压器 Y/Y-12 接法的三相桥式整流电路中时,对晶闸管 VT_1 而言,同步电压相位应滞后主电源 u_R 30° ,因此可选择线电压 u_{RT} 。但如前所述,同步变压器二次绕组通常接成 Y 形,这种情况下,它的一次绕组应接成 Δ 形。

此外,由于锯齿波信号是单极性的,为了使相控整流器可运行于逆变状态,即输出与负载

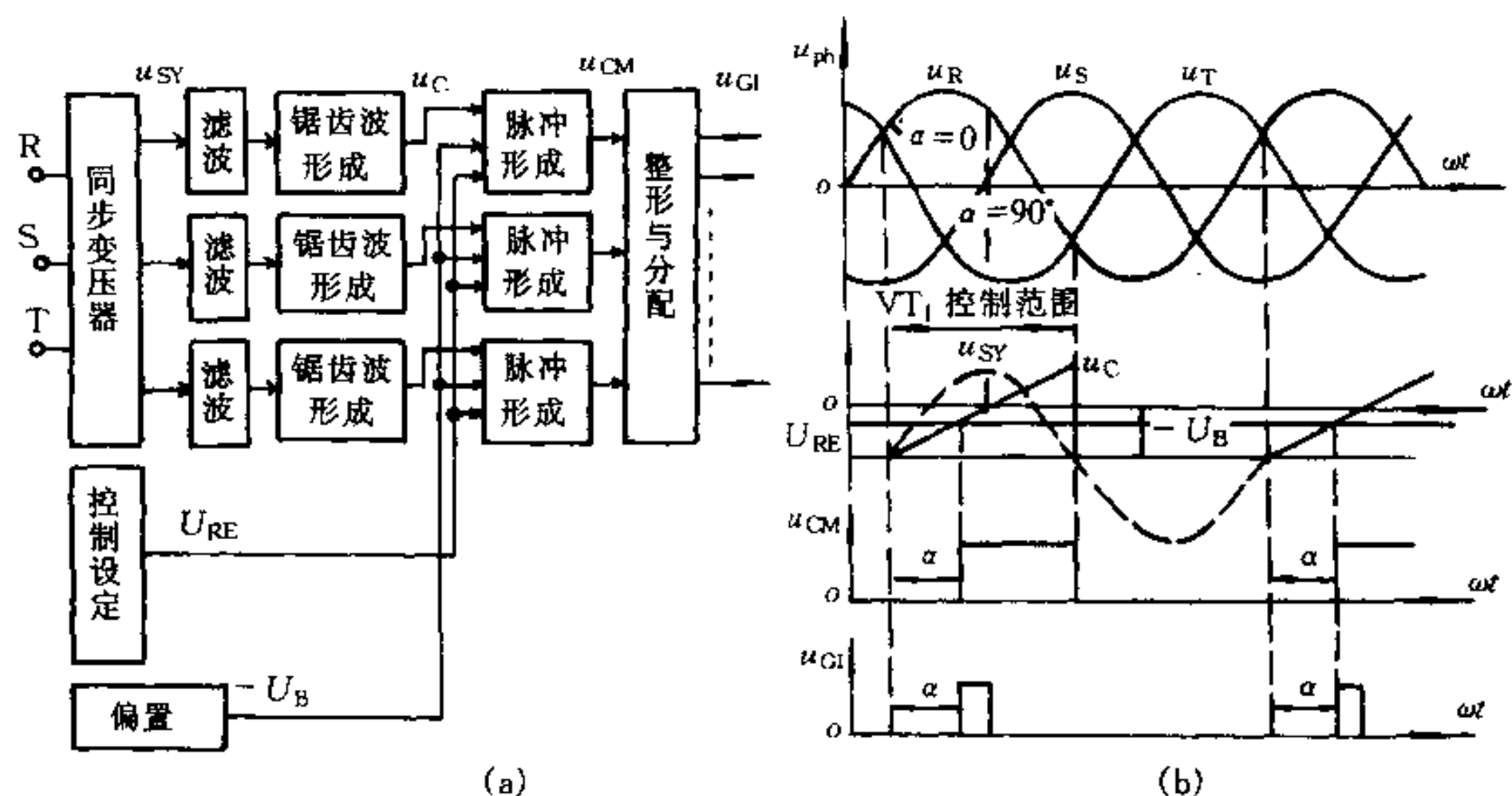


图 3.43 锯齿波移相控制原理
(a) 移相控制电路的结构; (b) 工作波形

电流极性相反的直流平均电压,若要通过控制电压 U_{RE} 的大小和极性改变来控制脉冲相位,需要加一个直流偏置电压 U_B ,使在 $U_{RE} = 0$ 时,输出脉冲前沿相位 $\alpha = 90^\circ$ 。这样,改变 U_{RE} 极性,就相应地改变了输出电压极性。

锯齿波移相控制时, α 角为锯齿波与 U_{RE} 的交点时刻对应的电角。设锯齿波斜率为 K_C ,可得

$$K_C \alpha = U_{RE}$$

在电流连续时,相控整流器输出平均电压

$$U_O = C_u \cos \alpha = C_u \cos(u_{RE}/K_C) \quad (3.132)$$

$$C_u = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U & \text{双脉波整流} \\ \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_1 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U & \text{三相桥式整流} \end{cases}$$

式中, U 为相电压有效值。

可见, U_{RE} 对 U_O 为余弦控制关系。

3.6.4 数字式移相控制电路

数字式移相控制电路的基本思想是把相控角 α 变换成由下式决定的时间区间 Δt :

$$\Delta t = \frac{\alpha}{\omega_S} = \frac{\alpha}{2\pi} \cdot T_S \quad (3.133)$$

式中 T_S 为整流电路供电电源的周期。因此,数字式移相控制电路中移相控制就是以 $\alpha = 0^\circ$ 为起始点,按给定的 α 角时间区间计时,即对恒定周期的时钟脉冲计数。设时钟脉冲周期为 T_C ,对给定 α 角,所需的计数脉冲数

$$n_C = \frac{\Delta t}{T_C} = \frac{\alpha}{2\pi} \cdot \frac{T_S}{T_C} \quad (3.134)$$

为了满足同步要求,数字式相控触发器应能在每一个电源周期中,从 $\alpha = 0^\circ$ 所对应的时刻开始计时,计到给定 α 对应的时刻发出脉冲并停止计数。因此数字式移相控制电路一般结构如图 3.44 所示,电路的核心是计数器。同步信号源由同步变压器和二次绕组侧 RC 滤波电路组成,变压器一次绕组接至供电电网。 $\alpha = 0^\circ$ 检测环节包括一个电压比较器和一个上升沿或下降沿触发的单稳态电路,比较器在 $\alpha = 0^\circ$ 时改变状态,并由单稳态电路向计数器发出清零脉冲,使计数器开始计数。计数到给定值后,由脉冲整形电路输出脉冲并封锁计数脉冲,直到下一周期 $\alpha = 0^\circ$ 时刻清零计数器,同时开放计数脉冲,进行下一次的 α 角定时。

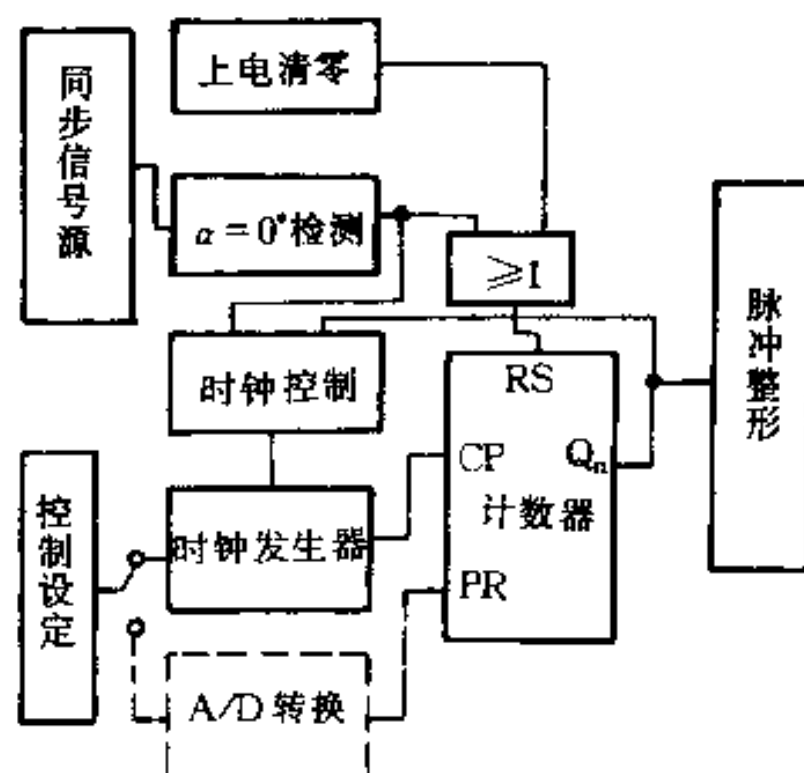


图 3.44 数字式移相控制电路结构

实现移相控制有两种方法:

(1) 改变计数值,保持时钟周期不变 用这种方法,应采用可预置计数器。模拟量形式的控制设定值经 A/D 转换,输出的数字量作为计数器预置值,改变控制设定即可改变计数值,从而实现移相控制。这种方法可做到较高的控制精度,但所用元件多,控制电路较复杂。

(2) 保持计数值恒定,改变时钟脉冲周期 这种方式下,时钟脉冲周期应随控制设定值变化而变化,因此计数器的时钟源应是一个压控振荡器,计数器无需预置。这种方法电路元件少,但控制精度随 α 角增大而降低。

数字式移相控制电路的控制精度主要取决于所用计数器的位数,位数越多,计相同时间所用时钟频率就越高,移相控制分辨率也越高。

在微机控制系统中应采用第一种控制方式,若用全硬件设计,为简化电路则多用第二种方法。

3.6.5 典型电路分析

下面分析一种常用的模拟集成触发电路 KJ-004。它采用锯齿波移相控制,每一块电路可同时输出一对互差 180° 的脉冲,脉冲宽度可调。为满足三相桥式电路触发要求,电路还可输出双窄脉冲。图 3.45 中虚线框内为集成电路部分,其余为外接电路元件。可以看出,同步电压和晶闸管门极驱动功放电路均需外接。

KJ-004 中两个重要环节为锯齿波发生电路和电压比较电路。图中晶体管 V_5 ,电阻 R_6 以及外接元件 W_1 、 R_{03} ,和接于 V_5 集电极与基极间的电容构成密勒积分器,积分时间常数为 $(W_1 + R_{03})C_1$ 。积分器由恒定直流电源 E_2 充电,因而当 V_5 放大倍数足够大时,输出电压 u_C

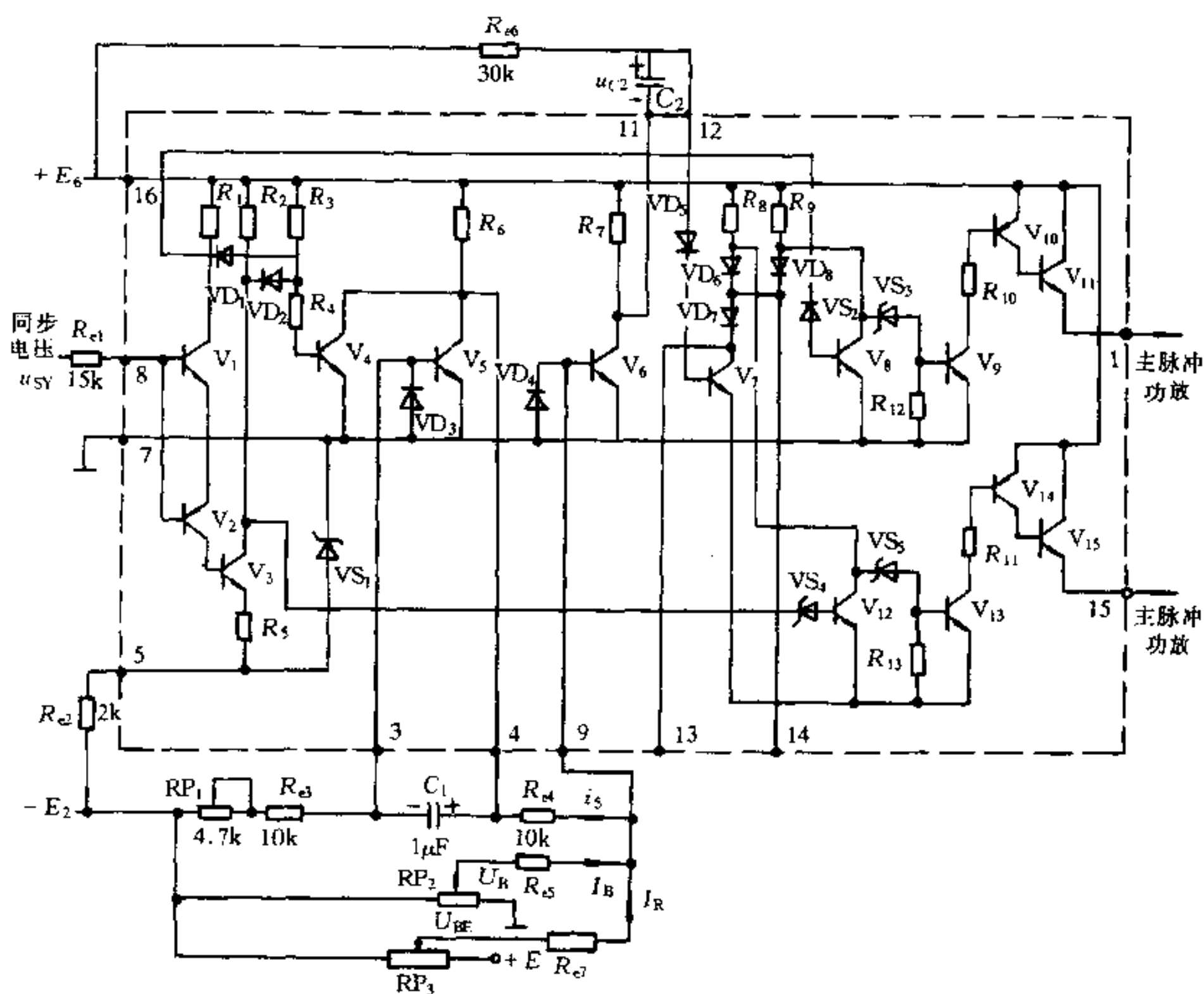


图 3.45 KJ-004 原理图

按线性规律增加,形成图 3.46 所示锯齿波。调节 W_1 可改变锯齿波斜率,从而可保证多个 KJ-004 同时工作时,各晶闸管触发时刻一致。

将锯齿波信号 u_C 和控制信号 U_{RE} 送入由 R_{06} 、 R_{04} 和 V_6 构成的电压比较器中,当第 9 端电压 u_9 大于 0.7V,即

$$u_9 = \frac{u_{C1} - U_{RE}}{R_{05} + R_{04}} + U_{RE} = \frac{u_{C1} - (1 - R_{05} - R_{04})U_{RE}}{R_{05} + R_{04}} > 0.7 \quad (V)$$

时,晶体管 V_6 导通,输出 u_{11} 波形如图 3.46 所示。调节控制电压 U_{RE} ,则可调节 $u_9 > 0.7V$ 时刻的相位,即 V_6 导通时刻。 V_6 所输出的矩形波经 C_2 、 R_{06} 微分电路和晶体管 V_7 后,产生脉宽一定、触发时刻随 U_{RE} 大小而变化的脉冲。

晶体管 V_1 和 V_2 、 V_3 组成两个零电压比较器,在正弦同步电压正半周, V_1 饱和导通, V_4 基极电压 $U_{V4} \approx 0$, V_4 截止,积分器向 C_1 充电;同步电压负半周期间, V_2 、 V_3 饱和导通,仍有 $U_{V4} \approx 0$, V_4 截止。但在正弦同步电压过零附近的短时间内, V_1 和 V_2 、 V_3 均截止, V_4 导通, C_1 所充电能通过 V_4 、 D_3 迅速释放,电容两端形成三角波 u_{C1} 。三角波 u_{C1} 和控制电压 U_{RE} 经比较器和脉宽整形电路后,在 V_7 管集电极产生相差 180° 的脉冲序列,经由 V_8 、 V_9 和 V_{12} 、 V_{13} 构成

的脉冲分配电路及 V_{10} 、 V_{11} 和 V_{14} 、 V_{15} 构成的驱动电路输出, 作为晶闸管门极驱动电路的前置脉冲。由于在同步信号 u_{SY} 负半周, V_1 截止, V_8 导通, V_9 、 V_{10} 截止, 输出端 1 无脉冲, 而输出端 15 有脉冲; 反之, 在 u_{SY} 正半周, 输出端 1 有输出, 端 15 无输出。因此, 一片 KJ-004 可用来触发两只相位相差 180° 的晶闸管。当用于三相全控桥整流电路时, 需使用三片。为获得使电路可靠工作的双窄脉冲, 每块芯片外引脚的第 13 端应接到它前一相元件所用芯片引脚的 14 端, 而它的 14 端则与它后一相元件所用芯片的 13 端连接。

KJ-004 中的三角波是由正弦同步电压过零时开始积分上升, 这一时刻应对应晶闸管触发角 $\alpha = 0^\circ$ 。图 3.46 示出了 KJ-004 用于三相全控桥式整流触发电路时, 图 3.45 电路图中各电压波形。如前所述, 这时同步电压滞后加于被触发晶闸管的电源相电压 $u_{ph} 30^\circ$, 这可通过同步变压器一次绕组采用 Δ 接法来获得。

KJ-004 因外接电路简单, 使用方便而得到广泛使用。

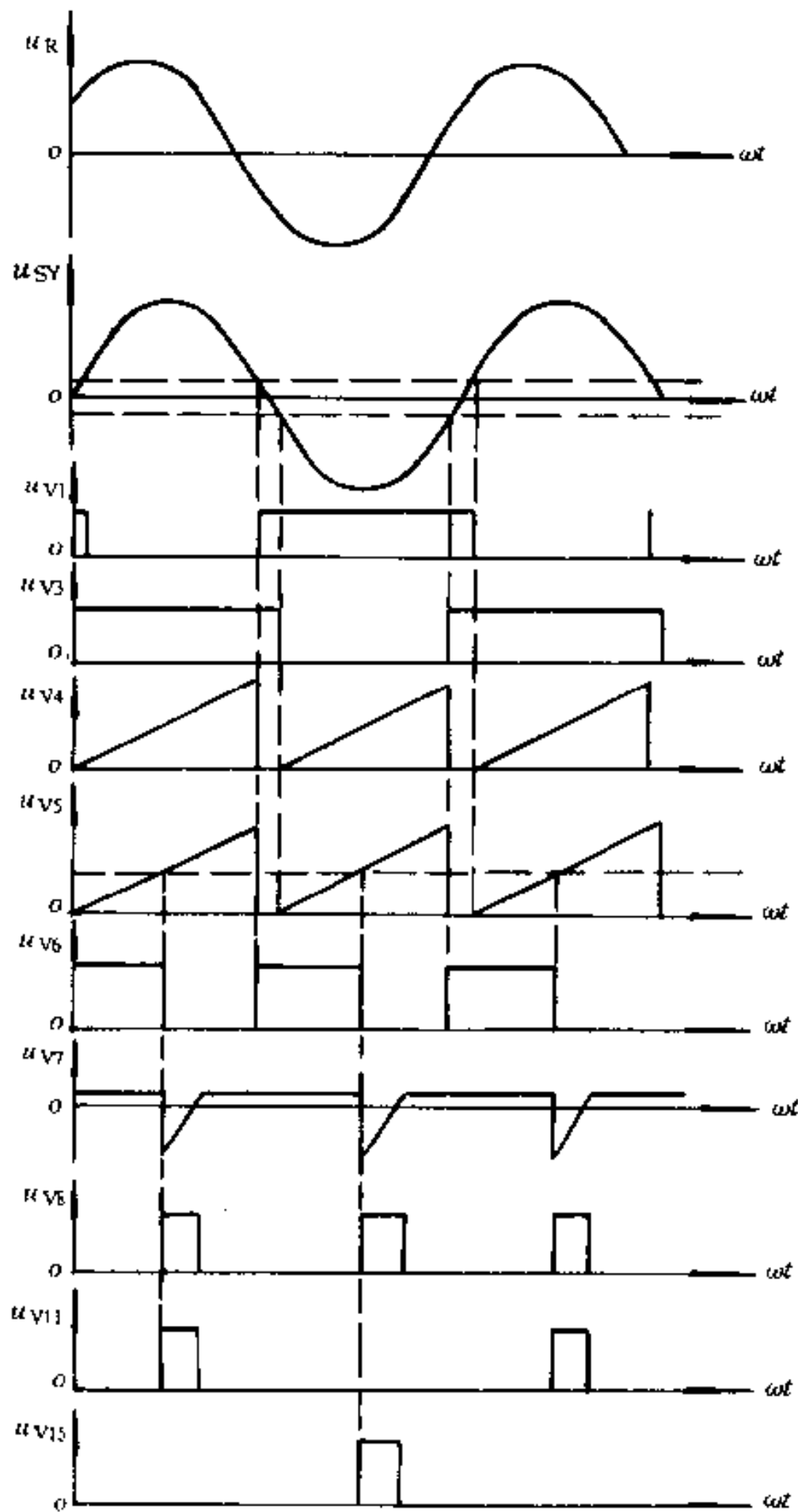


图 3.46 KJ-004 工作波形图

3.7 斩控式整流器简介

相控式整流电路是通过控制晶闸管开通时刻的相位角 α 来控制输出平均电压的。它采用电源换相, 因而电路简单、工作可靠、装置容量大。但这种电路在深控状态下, 即 α 角较大时, 输入功率因数低, 电流波形差, 对电网干扰大, 输出电压纹波因数也有所增大。

为提高整流电路的功率因数和其它指标, 通常采用外接输入端补偿电容、加滤波器或多重化连接等方法。

近年来随着新型全控电力电子开关器件的开发、应用和性能的提高, 使电力电子电路的控制更为灵活, 不必再受换相的制约, 从而能有效地克服相控整流电路的固有缺点, 开发出一些较理想的新型可控整流电路, 斩控式整流电路即为其中的一种。下面以图 3.47 所示单相整流

电路为例,说明斩控整流的基本原理。

斩控电路中,开关器件的工作频率总是远高于电源电压频率,因此不能依靠电源换相,整流器件也不能用晶闸管,而必须采用自关断器件串联二极管组成的单相开关。若图 3.47 电路中的开关器件按图 3.48(d) 给出的规律轮流导通,负载端可得图 3.48(a) 所示波形的输出电压。在开关频率远高于电源频率的条件下,输出电压平均值为

$$U_O = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_S \frac{\tau}{T_E} \quad (3.135)$$

这里 U_S 为电源电压有效值, T_E 为开关工作周期, τ 为一个开关周期中电源电压输出时间。显然,改变电源电压输出时间占空比即可改变整流输出电压。

设图 3.47 电路中负载电感足够大,输出电流基本不变。当开关器件按指定规律工作时,输入电流 i_S 波形如图 3.48(c)。据 3.3.3 中对变流器功率因数的定义可知,这种方式控制的整流电路输入功率因数

$$PF = \frac{I_f}{I_S} \cos \varphi_f = \frac{I_f}{I_S} \quad (3.136)$$

上式表明,电路输入功率因数始终等于输入电流畸变因数。换句话说,用这种控制方式虽然实现了基波电流相移为零,但并未关注畸变因数的改善。因此,为进一步提高系统输入功率因数,必须采取措施增加 I_f/I_S 值。正弦脉宽调制 (SPWM) 是一种行之有效的办法。如图 3.49 所示,用一个与开关工作频率同频的三角波电压 u_c 作为载波 (Carrier),取自供电电网的正弦电压 u_m 作为调制波,开关器件的通断时间则由正弦调制波与三角波交点对应的时刻确定。用这种控制方法,在恒定直流电流输出条件下,输入电流波形如图 3.49(b) 所示。与图 3.48(c) 波形相比,脉冲宽度不相等,基本按正弦分布。这种波形的谐波分析表明,其中低次谐波幅值大大减少, I_f/I_S 值提高,而基波电流相移 φ_f 仍为零,功率因数得到改善。另一方面,由于谐波次数较高,易于滤除,有利于改善电网的运行环境。

从图 3.48 和 3.49 两种控制方式的斩控整流输出电压波形可以看出,SPWM 虽改善了电网侧功率因数,但对输出电压波形并无明显优越性,在图示情况下,波形系数反而增加,质量下

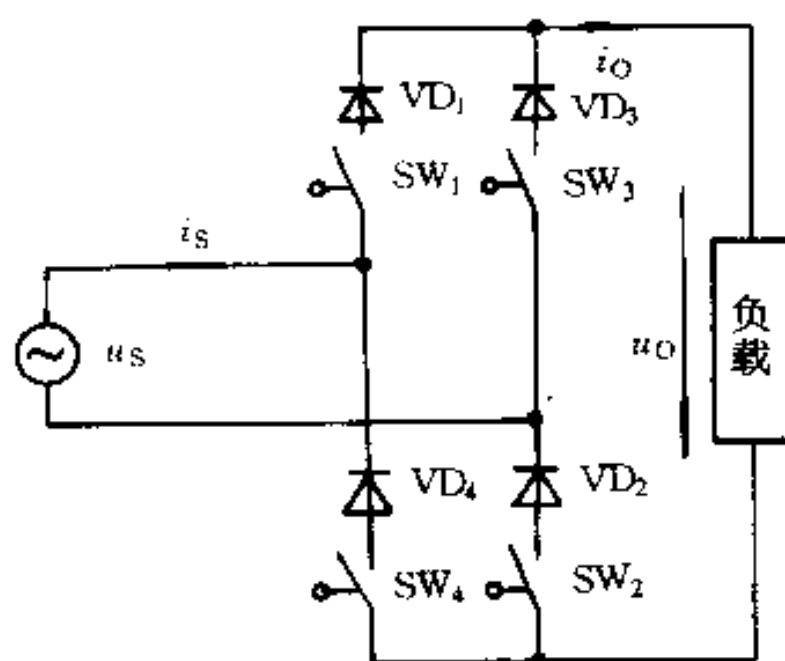


图 3.47 单相斩控整流电路

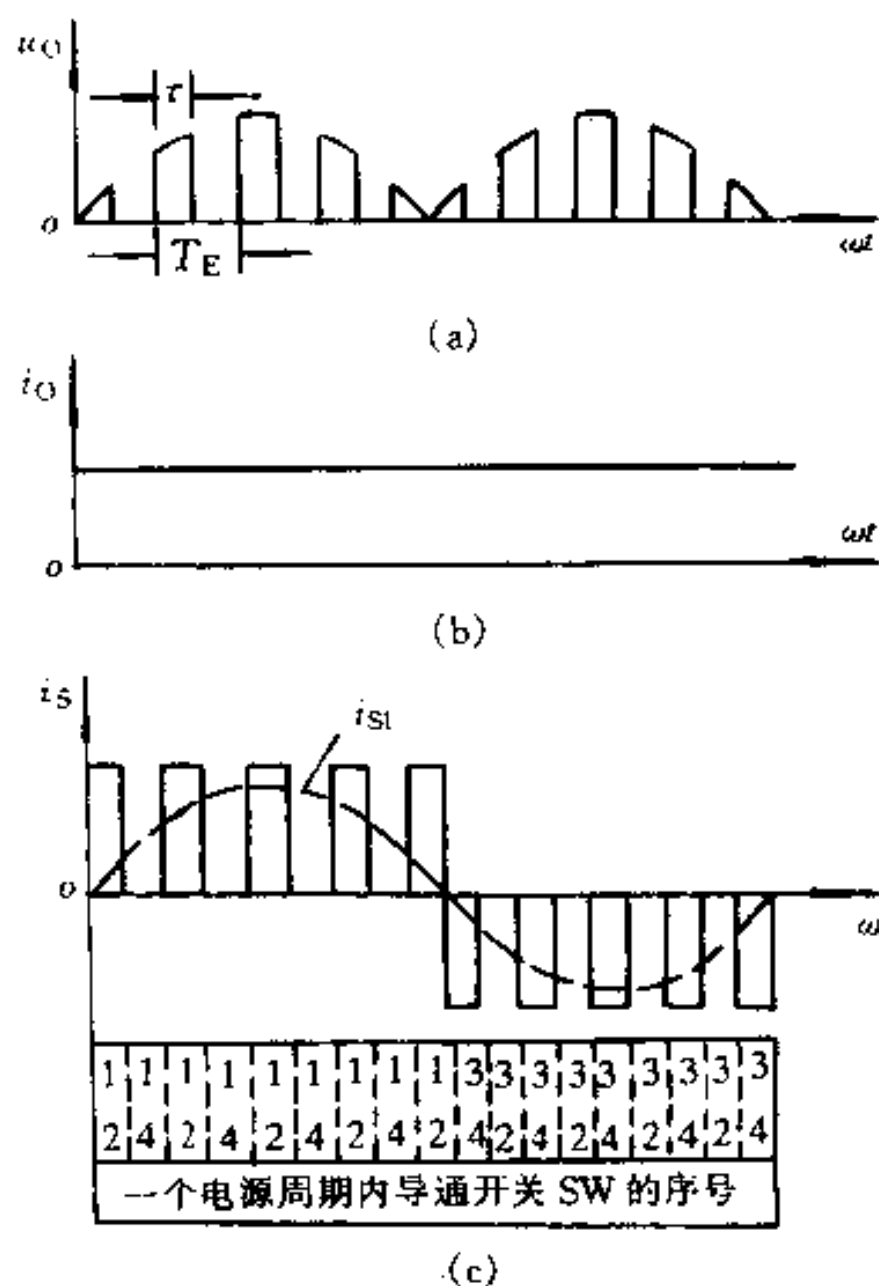


图 3.48 电路的工作波形

降。一般说来,理想的整流器应同时满足下列条件:

①输出电压连续可调且波形系数尽可能小(K_u 趋于零);

②功率因数尽可能高,且其值与输出电压调节无关(PF 趋于 1);

③输入电流畸变因数尽可能大,波形近似正弦,以减小对电网造成的干扰;

这些条件常常相互制约,为保证整体性能最佳,必须综合考虑。

通常为获得较理想的整流效果,斩控整流器主电路应采用三相桥式结构。由全控开关组成的整流器主电路可视为开关矩阵(见图 3.50)。按照一定的规律对矩阵中各开关器件的通断进行控制,使其输入电流、输出电压满足以下条件,即可得到理想的可控整流器。

① 输入电流为正弦波;

② $PF=1$;

③ 输出电压无脉动。

有关控制规律求解问题,本教材不作讨论。

斩控式整流电路控制模式方便灵活,具有较高的性能指标,开关高频运行使电路中无功元件体积减小,装置易实现小型轻量,运行效率提高。近年来斩控式整流电路控制模式逐渐受到关注,并在中小容量高性能整流装置中得到应用。

思考题与习题

3.1 图 P3.1 电路中晶闸管的触发角 $\alpha = 60^\circ$,试计算输出电压 u_O 、输出电流 i_O 的平均值和有效值,并画出 U_{AK} 波形。

电路参数

① $R=1\Omega, L=0$;

② $R=1\Omega, L=1.84\text{mH}$

3.2 图 P3.2 所示电路中,电源电压 $u_S = 100\sqrt{2}\sin 100\pi t \text{ V}$,负载 $R=2\Omega, L=3.68\text{mH}$,电动势 $U_C=20\text{V}$,晶闸管触发角 $\alpha=30^\circ$ 。试计算输出电流的平均值并画出晶闸管两端电压波形。

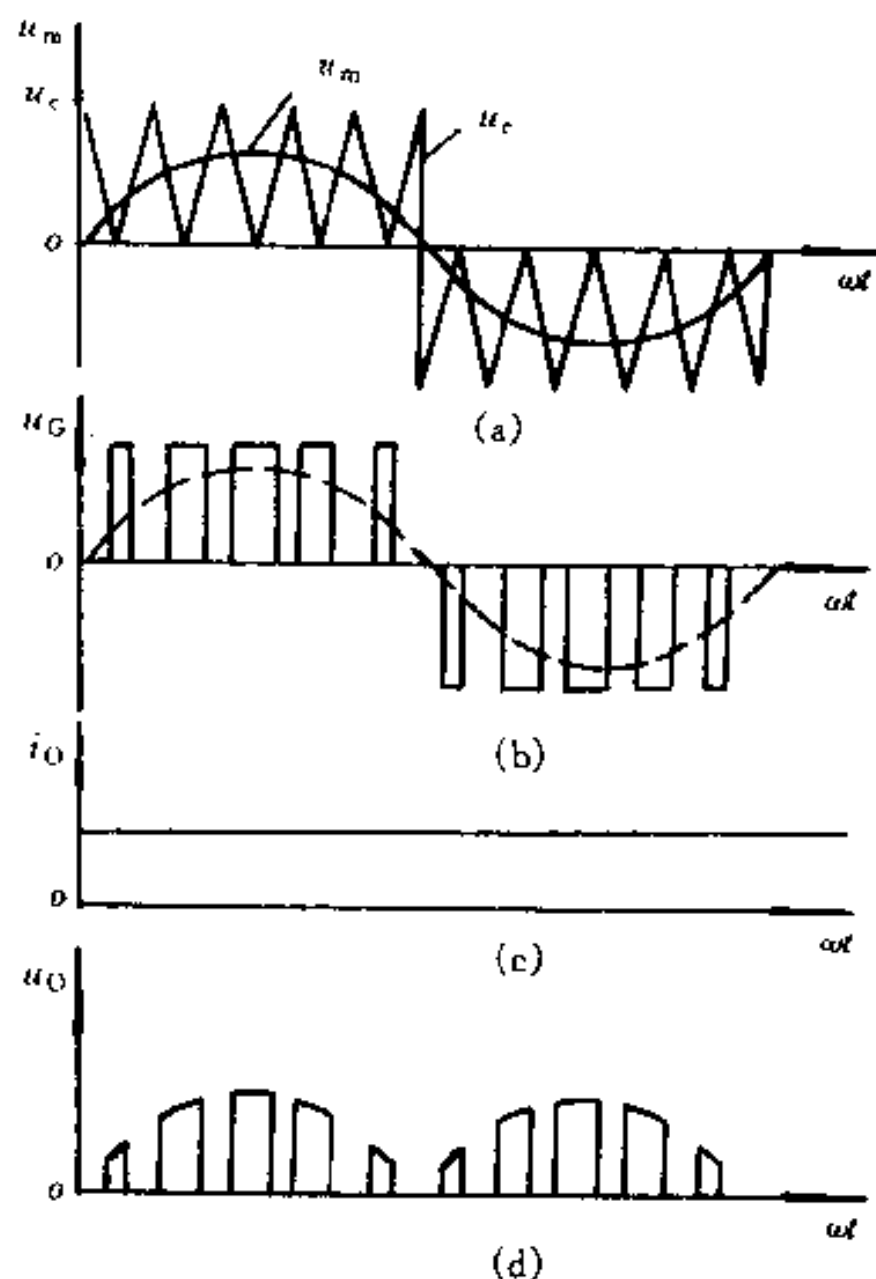


图 3.49 SPWM 控制方式时的工作波形

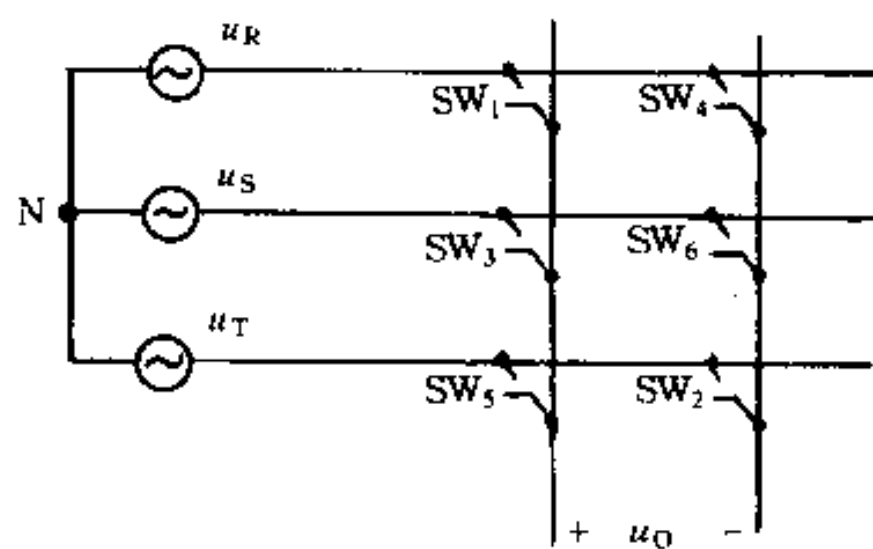


图 3.50 斩控式三相桥式整流电路的开关矩阵

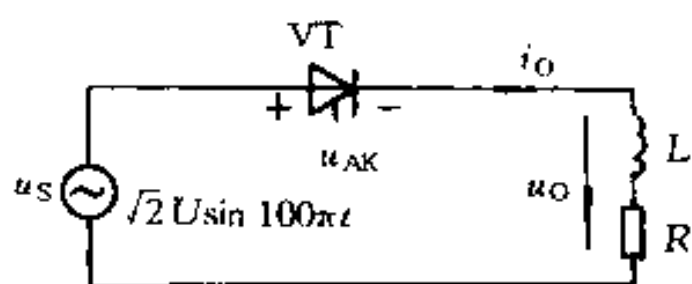


图 P3.1

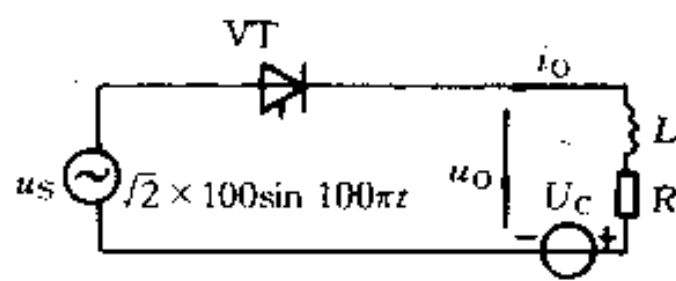


图 P3.2

3.3 带续流二极管的单相半波整流电路如图 P3.3, 晶闸管触发角 $\alpha = 30^\circ$, 试

① 按比例画出 u_O 波形;

② 求输出电流平均值 I_O

3.4 在图 P3.4 (b) 所示电路中, $L = 100\mu\text{H}$, $C = 25\mu\text{F}$, 试按比例画出 i 、 i_D 、 u_L 和 u_C 的波形。假定晶闸管开通时电压 $U_C(0) = -100\text{V}$ 。

3.5 图 P3.5 所示电路中, $L = 30\mu\text{H}$, $C = 120\mu\text{F}$, 电容器初始电压 $U_C(0) = -75\text{V}$, 若晶闸管在 $t = 0$ 时开通, 按比例画出 i 、 i_D 、 u_L 和 u_C 波形。

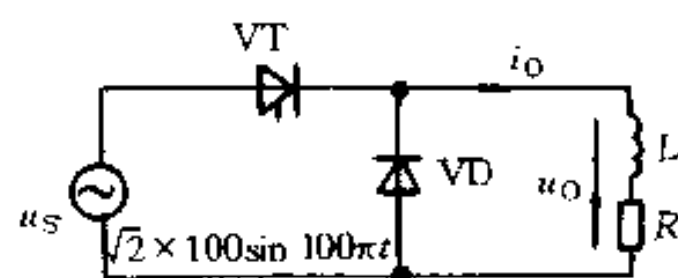


图 P3.3

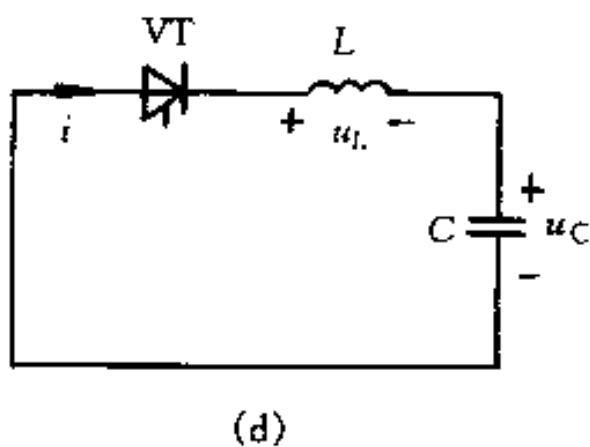
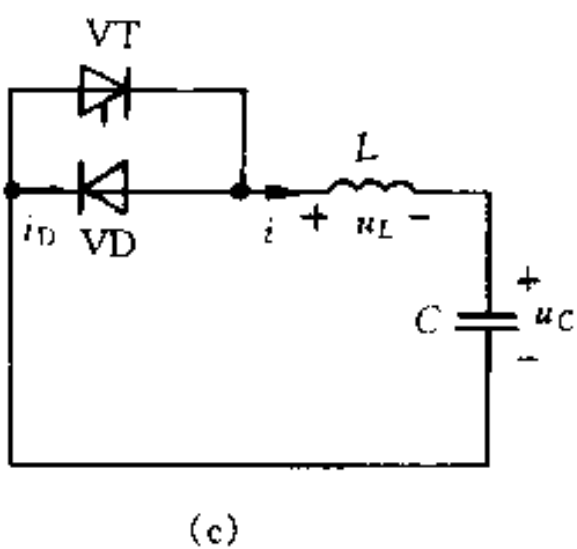
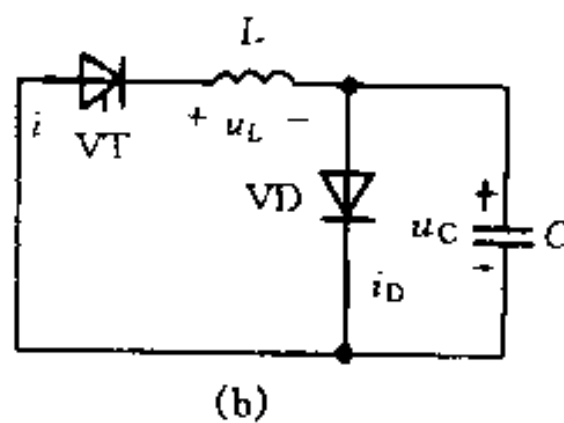
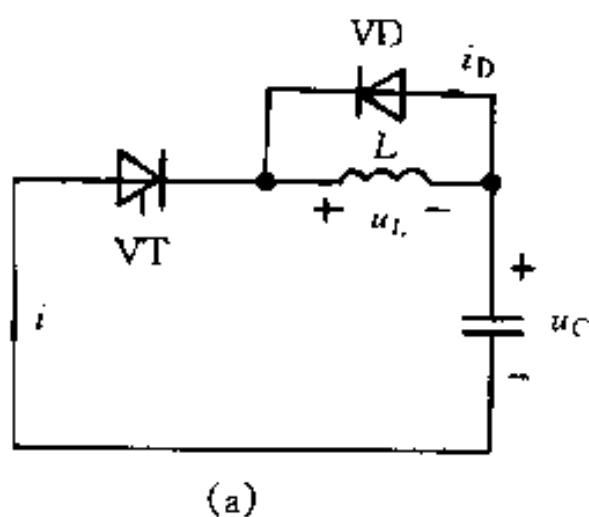


图 P3.4

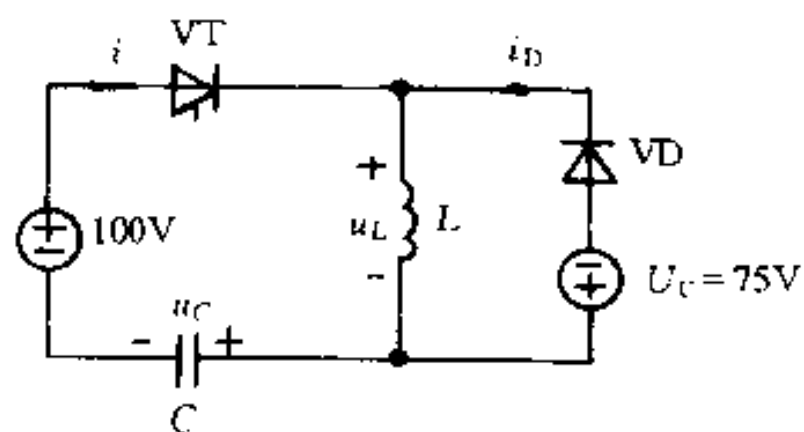


图 P3.5

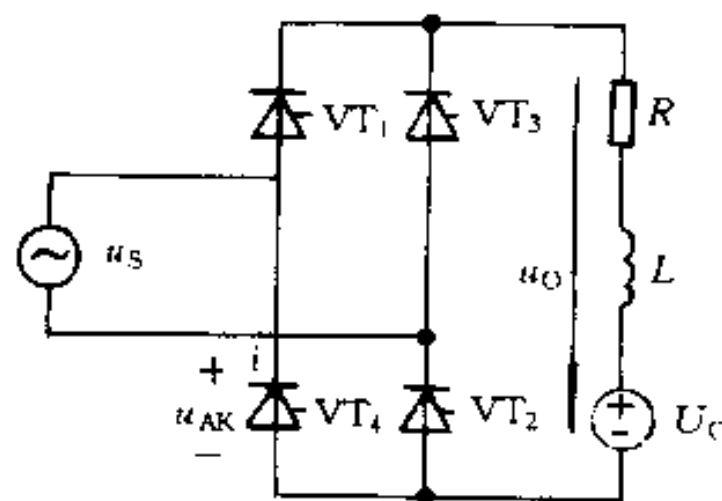


图 P3.6

- 3.6 若图 P3.6 所示电路中, $L=0$, $U_C=0$, 试证明:
- ① 负载电压 u_O 平均值为
- $$U_O = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (\text{V})$$
- ② 负载电流 i_O 的有效值为
- $$I_R = \frac{U}{R} \left\{ \frac{1}{\pi} [(\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha] \right\}^{1/2} \quad (\text{A})$$
- ③ 根据 $\alpha = 90^\circ$ 情况, 按比例画出 u_S 、 u_O 、 i_O 、 i 和 u_{AK} 的波形。
- 3.7 若图 P3.6 所示电路中, 已知 $u_S = 220\sqrt{2}\sin 100\pi t$, $L = 12\text{mH}$, $R = 6.52\Omega$, $U_C = 0$ 和 $\alpha = 45^\circ$, 试求:
- ① 负载电流平均值、有效值;
 - ② 晶闸管电流有效值;
 - ③ 按比例画出 u_S 、 u_O 、 i_O 和 u_{AK} 的波形;
 - ④ 交流电源的功率因数。
- 3.8 令 $U_C = -55\text{V}$, 重复计算题 3.7。
- 3.9 对图 P3.6 所示电路, 已知 $U = 110\sqrt{2}\sin 100\pi t$, $U_C = -124\text{V}$, $\varphi = 75^\circ$, 晶闸管的关断时间 $t_{\text{off}} = 200\mu\text{s}$, 试利用运行曲线确定其可能工作的最大 α 角。
- 3.10 图 P3.7 所示电路中, $U = 110\text{V}$, $\omega = 100\pi$, $R = 1.5\Omega$, $U_C = 30\text{V}$, L 足够大, 可认为负载电流为常数。在 $\alpha = \pi/4$ 时, 试计算:
- ① 负载电压、电流平均值;
 - ② 电源功率因数(忽略谐波);
 - ③ 按比例画出 u_S 、 u_O 、 i_O 和晶闸管电流及其两端电压波形。
- 3.11 去掉图 P3.7 中二极管, 其它条件均与题 3.10 相同, 重新计算题 3.10。
- 3.12 在图 P3.8 所示三相半波整流电路中, 若 $L=0$ 和 $U_C=0$, 证明负载电压平均值为

$$U_O = \frac{3\sqrt{2}U}{2\pi} \cos \alpha \quad 0 < \alpha < \frac{\pi}{6}$$

$$U_O = \frac{\sqrt{6}U}{2\pi} [\cos(\alpha + \frac{\pi}{6}) + 1] \quad \frac{\pi}{6} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$$

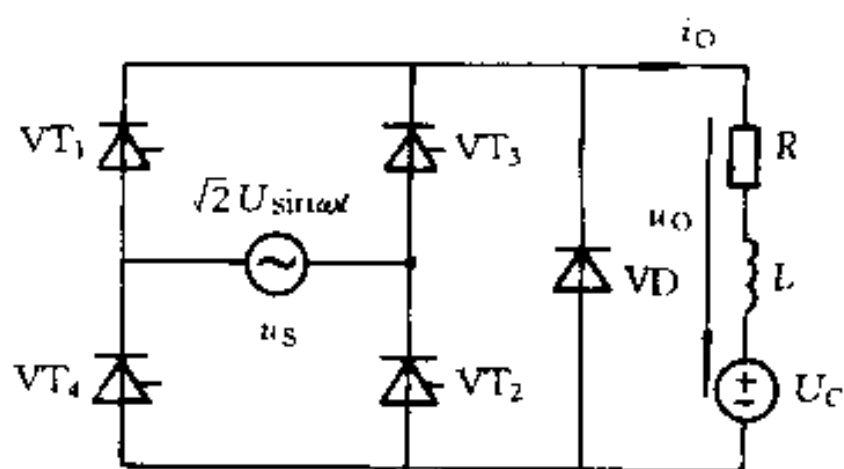


图 P3.7

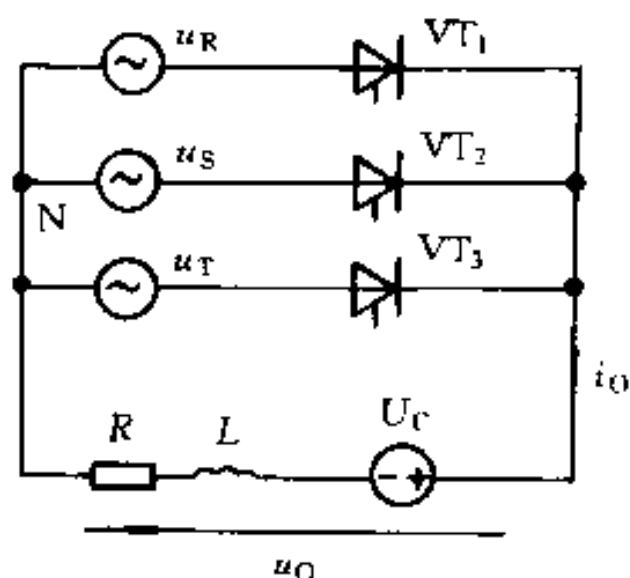


图 P3.8

- 3.13 若 P3.8 所示电路中负载电流连续,试证明负载电压平均值

$$U_O = \frac{3\sqrt{2}U}{2\pi} \cos\alpha \quad 0 < \alpha < \pi$$

当 $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 时,试画出 u_O, u_{AK} 波形。

- 3.14 三相桥式整流电路中,若输入电压 $u_{RS} = \sqrt{2}U\sin\omega t$,负载为纯电阻时,试证明负载电压平均值为

$$U_O = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos\alpha \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$

$$U_O = \frac{3\sqrt{2}U}{\pi} [1 + \cos(\alpha + \frac{\pi}{3})] \quad \frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$$

当 $\alpha = \pi/3$ 时,试按比例画出 u_1, u_O, i_O 和 u_{AK} 波形。

- 3.15 图 P3.9 所示电路中, $L = 5\text{mH}, R = 1.89\Omega, U_C = 0, \alpha = \pi/2$, 计算下列数据:

- ① 负载电流平均值和有效值;
- ② 交流电源功率因数;
- ③ 确定晶闸管的电压、电流等级(即求其通态平均电流和 u_{AK} 值。)
- ④ 按比例画出 u_S, u_O, i_O, u_{AK1} 和 i_V 的波形。

- 3.16 令 $U_C = -124\text{V}$, 重新计算题 3.15。

- 3.17 图 P3.9 所示电路用于对电动势为 95V 和内阻为 0.25Ω 的蓄电池充电,电源线电压为 110V ,负载电感很大,电流基本为恒定值 10A ,试求:

- ① α 角;
- ② 交流电源的功率因数;
- ③ 供给蓄电池的功率。

- 3.18 图 P3.10 所示电路中晶闸管触发角 $\alpha = \pi/3$, 试求

- ① 输出电压平均值;
- ② 定性画出 u_O, u_{AK} 波形。

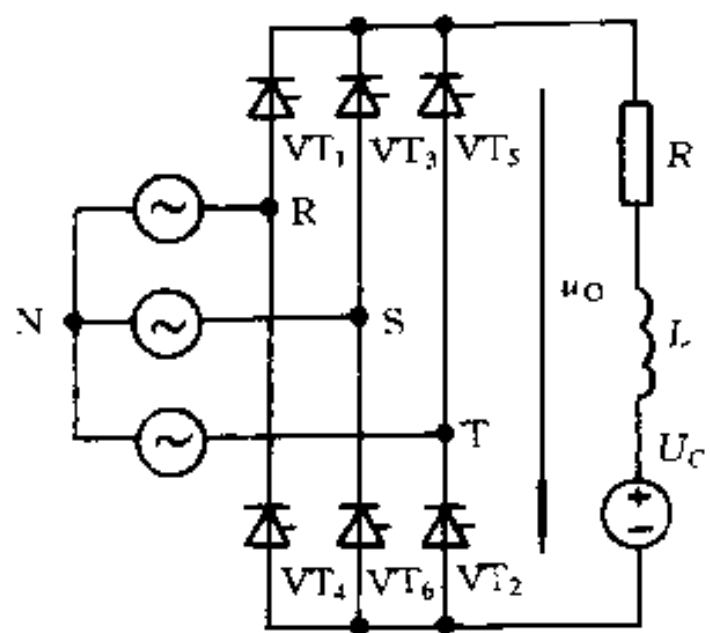


图 P3.9

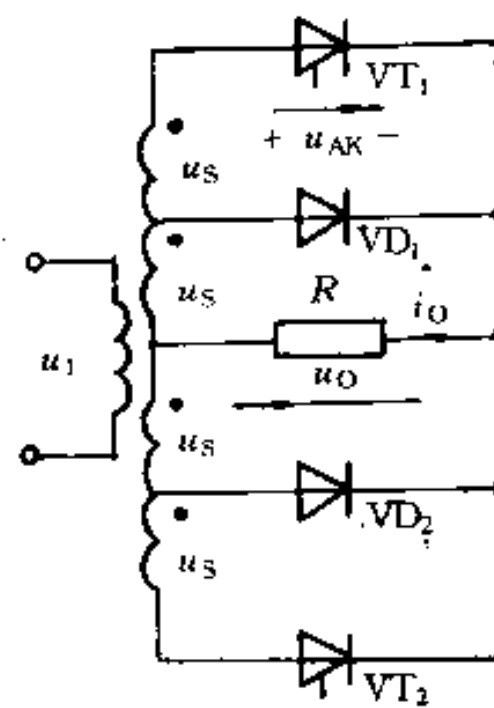


图 P3.10

第4章 静止式交流电能控制器

静止式交流电能控制器利用可控电力电子开关器件组成双向功率开关,把输入到负载的正弦交流电能按一定规则周期性地接通开断,控制一个周期中的通断时间占空比,即可控制输出到负载端的电压有效值。这种电能控制器广泛地应用于交流电动机软起动、交流电机调速,工业电炉温度控制和其它需要调节供电电压来满足负载需要的场合。根据对功率开关通断控制的方式,静止式交流电能控制器可分为移相控制、周波数控制和斩波控制。本章将重点讨论移相控制交流电压控制器的主电路设计、计算,并介绍周波数控制和斩波控制交流电压控制器的基本线路拓扑及工作原理。

4.1 晶闸管移相控制交流调压器

移相控制式交流电压控制器简称相控式交流调压器,图4.1示出了它的工作原理。控制主电路中电力电子开关器件 VT_1 和 VT_2 在电源电压 u_S 两半周中的起始导通时刻(即相位),可以改变施加于负载上电源电压片段的大小,实现对负载电压 u_O 有效值的控制。晶闸管工作特性最适合于这种应用。由于需传递交流电能,相控式交流调压器应采用两只反并联的普通晶闸管或双向晶闸管作主电路开关器件。若反并联的两只开关器件都是晶闸管,电路称全控交流调压器;若其中一只使用二极管,则称半控交流调压器。无论全控或半控,按电压相数都可分为三相和单相。本节将讨论单相和三相全控调压器主电路的分析和计算,介绍三相全控调压器常用主电路的结构形式。

4.1.1 单相全控交流调压器

图4.2(a)示出了带有 RL 串联负载的单相全控交流调压器原理线路图。图中两只反并联晶闸管 VT_1 和 VT_2 中任何一只被导通,其导通压降将成为加于另一只的反向电压。因此,只有当

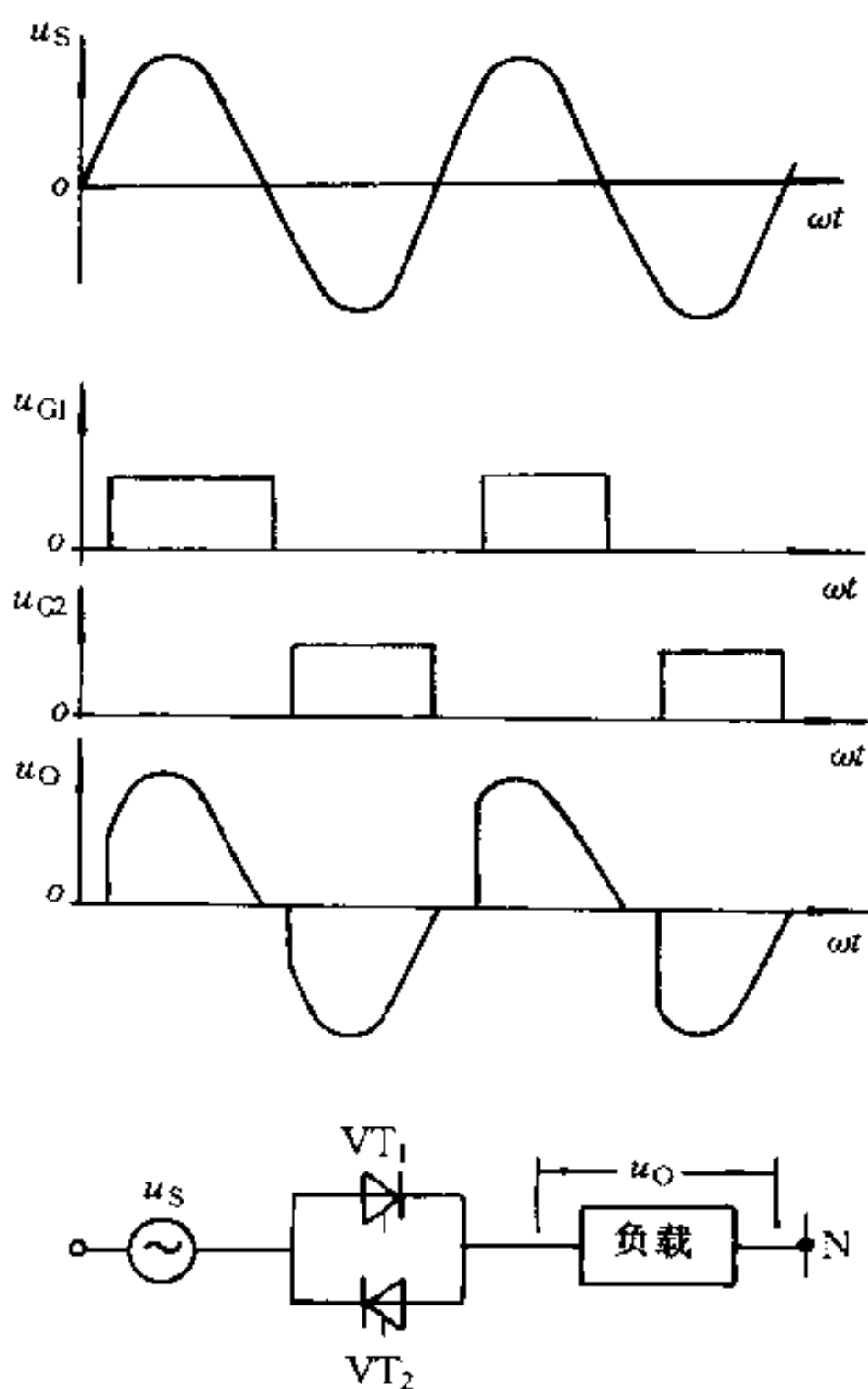


图4.1 相控式交流调压器工作原理图

导通着的元件电流过零关断以后,另一个元件才有可能承受正向电压而被触发导通。可以看出任何一个元件导通后,都把负载和电源连通形成工作回路,其工作过程和单相半波整流一样,回路电流表达式为

$$i_O = \frac{\sqrt{2}U}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}}] \quad (4.1)$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \gamma$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega L^2};$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

式中: U 为电源电压有效值; α 为晶闸管触发控制相角; Z 、 φ 分别为负载阻抗及功率因数角。

由于在电路稳态工作时,两个元件在一个电源周期中轮流导通且 α 角相等,故每个元件的触发相位差 180° 。设导通角为 γ ,将边界条件 $\omega t = \alpha + \gamma$, $i_O = 0$ 代入式(4.1)并用 $\sqrt{2}U/Z$ 归一化可得

$$0 = \sin(\alpha + \gamma - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} \quad (4.2)$$

考虑到 $\gamma \leq \pi$,由式(4.2)即可作出单相全控交流调压器以 α 为参变量, γ 和 φ 的关系曲线(见图 4.3)。图中 $\gamma = 180^\circ$ 这条边界上的每一点都满足 $\alpha = \varphi$,也就是说把 $\alpha = \varphi$ 代入式(4.2)可得 $\gamma = 180^\circ$ 。因此当采用 $\alpha = \varphi$ 的相位去触发这对晶闸管时,输出电流为

$$i_O = \frac{\sqrt{2}U}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (4.3)$$

这是单相全控交流调压器的一种临界工作状态,输出电压 u_O 等于输入电压 u_S ,负载电流 i_O 是与输入电压相位差 φ 角的正弦电流。以这个相位触发晶闸管,电路将不会出现暂态过程。其波形示于图 4.2(c)。

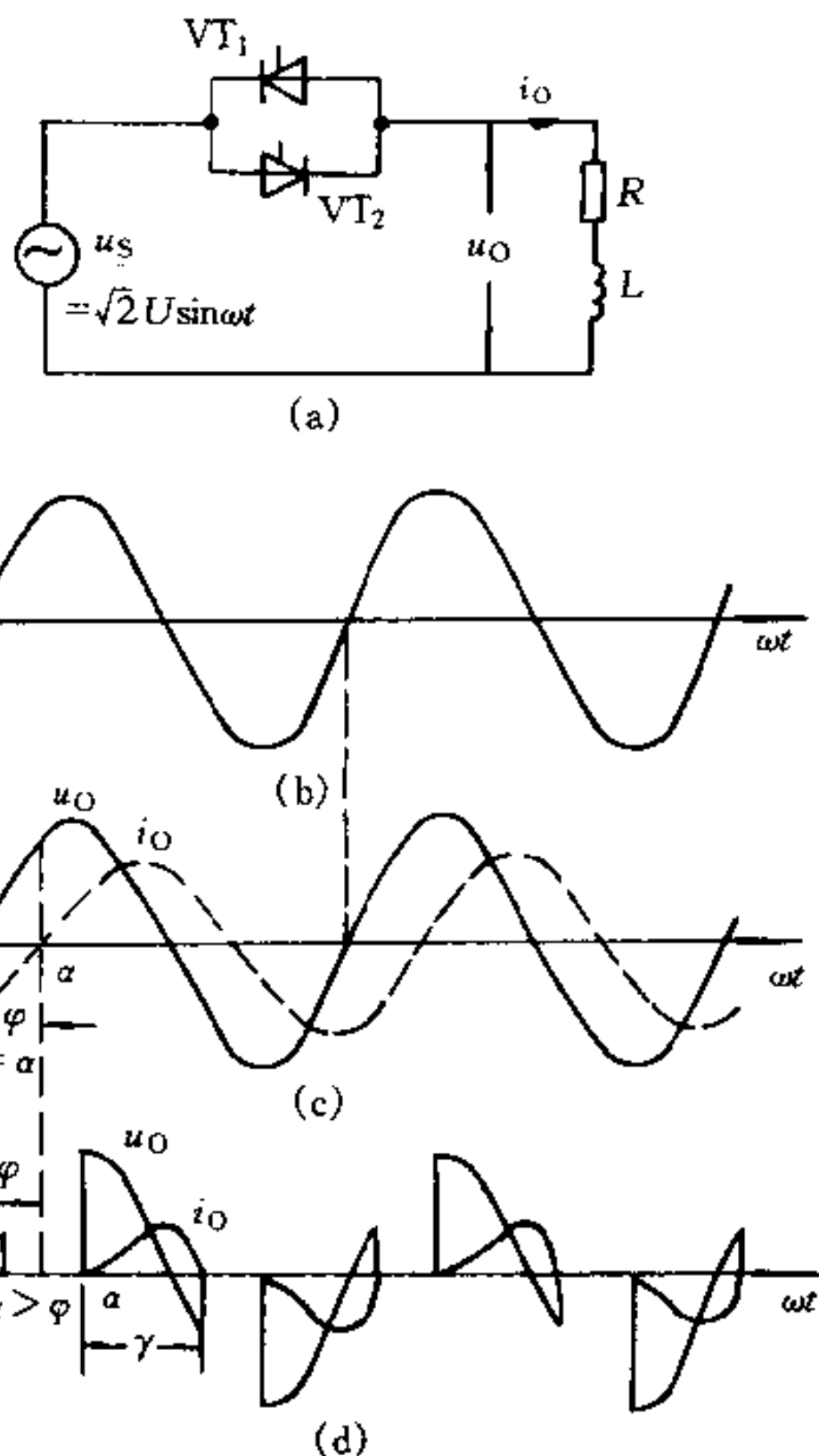


图 4.2 单相全控式交流调压器工作波形

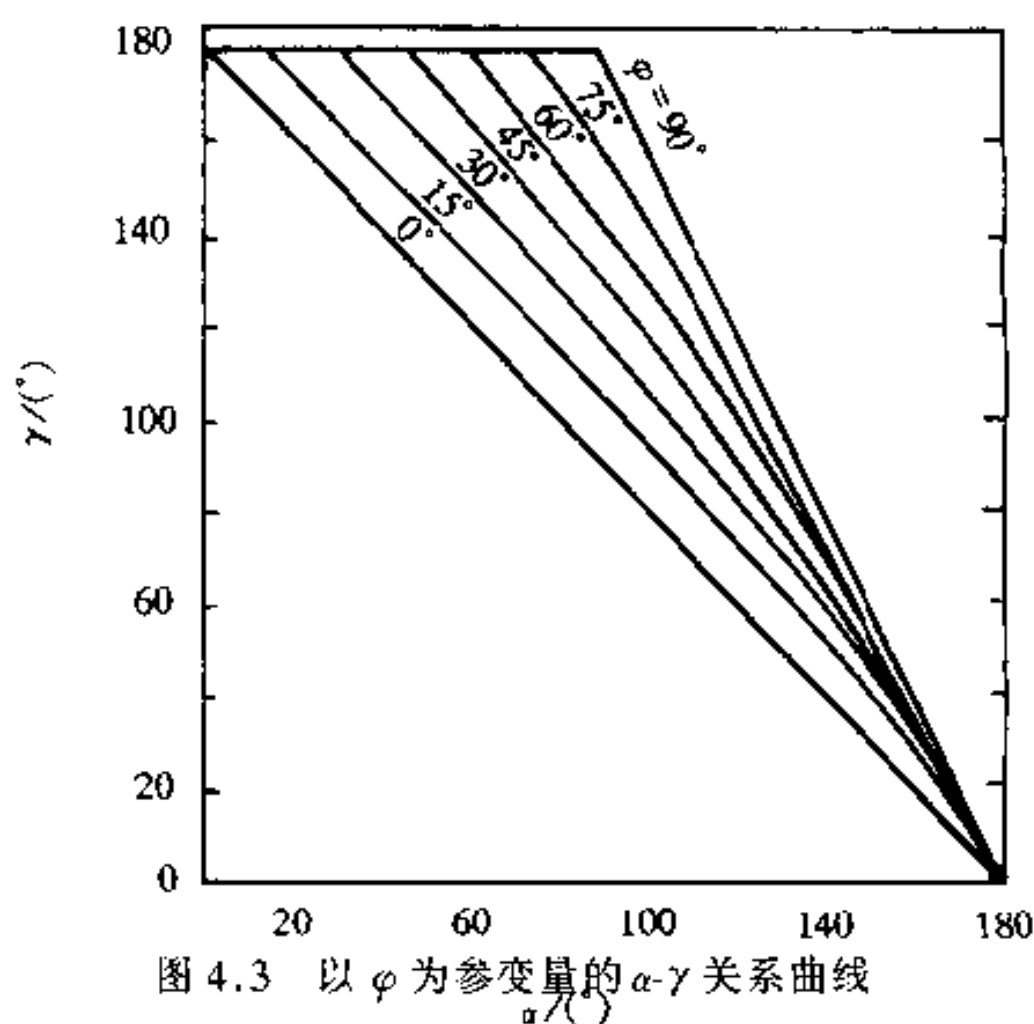


图 4.3 以 φ 为参变量的 α - γ 关系曲线

在 $\gamma = 180^\circ$ 边界以下, 曲线上各点都有 $\alpha > \varphi$, 这时 $\gamma < 180^\circ$, 负载电压、电流断续, 也都不是正弦波(见图 4.2(d))。

若 $\alpha < \varphi$, 在半波工作时, 会出现 $\gamma > 180^\circ$ 。作为交流调压工作, 则要分两种情况来讨论。

1. 门极窄脉冲触发

单相全控交流调压器稳态工作时, 两只反并联晶闸管应以互差 180° 相位的 α 角在电源电压的两半周轮流触发。若触发角 $\alpha < \varphi$, 先触发的元件 $\gamma > 180^\circ$ 。在它导通期间内, 另一个元件不能触发。例如, 若用持续时间 $t_p < (\gamma - \pi)/\omega$ 的门极脉冲触发晶闸管, 在 VT_1 导通结束前, VT_2 的门极脉冲 u_{G2} 已消失, 导致这个晶闸管始终不能触发导通, 电路变成单相半波整流运行, 图 4.4 示出了这种状态的工作波形。

2. 门极宽脉冲触发

在图 4.5 中, 门极脉宽 $\omega t_p > \gamma - \pi$, 电源电压正半周 $\omega t = \alpha$ 时触发 VT_1 , $\gamma_1 > \pi$ 。在它的电流过零关断前, VT_2 门极信号 u_{G2} 已在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻加上, 并持续到 VT_1 电流过零关断后。因此 VT_2 可触发导通, 但实际触发角 $\alpha_2 = \alpha + \gamma - \pi > \varphi$, 负半周 VT_2 导通角 $\gamma_2 < \pi$ 。这将使第二个周期 VT_1 正半周实际的触发角 α_1 后移, γ_1 减小, 使 α_2 前移, 导致 γ_2 增大。以后的周期将重复这一过程直到两只晶闸管实际触发角 $\alpha_1 = \alpha_2 = \varphi$, $\gamma_1 = \gamma_2 = \pi$, 电路进入稳态运行。

这种状态下, 当一只晶闸管首次触发导通后, 两个器件将交替导电, 就像一个带有 RL 负载的单相交流电路, 在 $\omega t = \alpha$ 时刻合上电路开关后产生的电路暂态过程一样, 经过相当时间后暂态分量衰减到零, 其稳态分量形式同式(4.3)。

考虑到电路运行的极限情况 $\alpha = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$, 理想条件下, 首先被触发导通的元件 $\gamma = \gamma_{\max} = 360^\circ$ 。为使电路能够工作, 门极脉宽 $\omega t_p \geq \gamma - \pi = \pi$ 。然而当门极信号移相控制时, 如图 4.6 所示, 必然会出现 $\alpha > \varphi$, 若始终保持这样的门极脉宽, 就会在电流断续晶闸管承受反向电压时仍施加有门极脉冲, 导致晶闸管损耗增加, 性能变坏。因此在单相全控交流调压电路中, 一般把门极脉冲的后沿限制在 $\omega t = \pi$, 而前沿随 α 变动, 如图 4.6 用竖线标出的阴影部分。

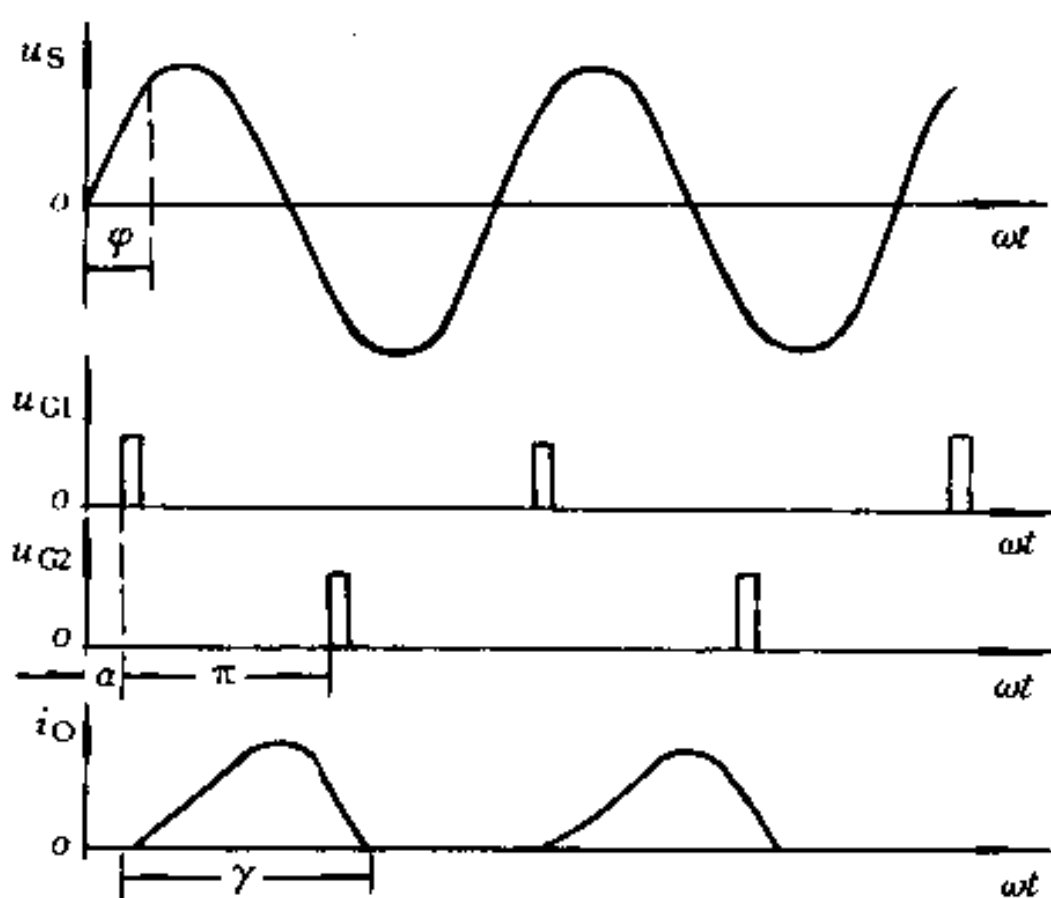


图 4.4 $\alpha < \varphi$ 窄脉冲触发的工作波形

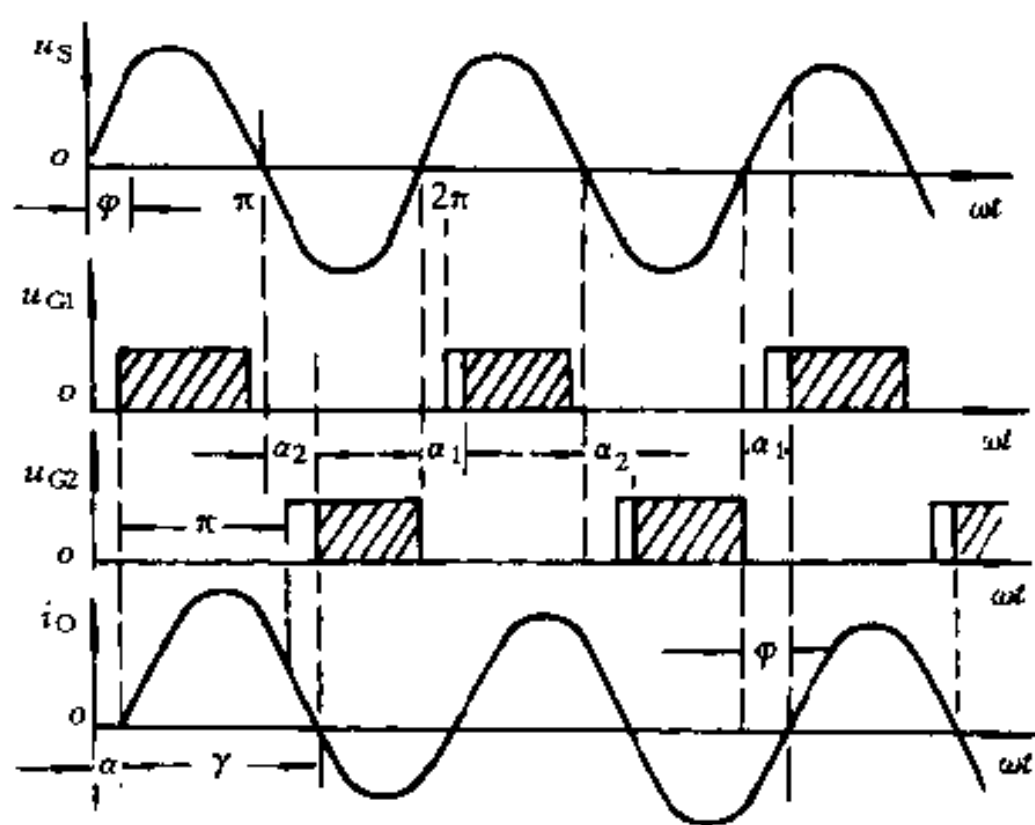


图 4.5 宽脉冲触发时 $\alpha < \varphi$ 启动到稳态过程

由上面的分析可知,单相全控交流调压器中,有效移相控制范围是 $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ 。

单相全控交流调压器运行时,只有当两只反并联晶闸管中原来导通的一只电流过零关断后,另一只才能导通,二者间换流为无换流方式。因此,由这两只晶闸管连通的两条工作回路相互独立,任何一个器件工作,电路工作状态的分析都可直接引用在单相半波可控整流电路中得到的结论;同时,考虑到稳态运行时 $\gamma \leq 180^\circ$,就可直接得到单相交流全控调压器以 φ 为参变量,流过晶闸管的电流平均值和有效值的归一化值 I_N 和 I_{RN} 与 α 的关系(见图 4.7、4.8)。可以看出,这两组曲线最上边的边界为 $\alpha = \varphi$,在这条边界上, I_N 和 I_{RN} 为常数。实际上,将条件 $\alpha = \varphi, \gamma = \pi$ 代入单相半波可控整流电路对应的关系(式(3.15)和(3.16))中,可分别得到流过每个晶闸管的归一化电流平均值和有效值

$$\begin{aligned} I_N &= \frac{1}{2\pi \cos \varphi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \\ &= \frac{1}{\pi} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} I_{RN} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin^2(\omega t - \varphi) d\omega t \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{2} \right]^{1/2} = 0.5 \end{aligned} \quad (4.5)$$

由于每个器件在正负半周各导通 180° ,流过其中的电流就是正弦半波。因此,无论负载参数如何变化,只要 $\alpha = \varphi$,在电源电压给定后,电流平均值和有效值就将是一个常数。

对每个晶闸管而言,电路稳态运行时流过其中的电流平均值和有效值分别为

$$I_{VT} = \frac{\sqrt{2}U}{Z} I_N \quad (\text{A}) \quad \alpha \leq \omega t \leq \gamma + \alpha \quad \alpha \leq \varphi \quad (4.6)$$

$$I_{VTR} = \frac{\sqrt{2}U}{Z} I_{RN} \quad (\text{A}) \quad \alpha \leq \omega t \leq \gamma + \alpha \quad \alpha \leq \varphi \quad (4.7)$$

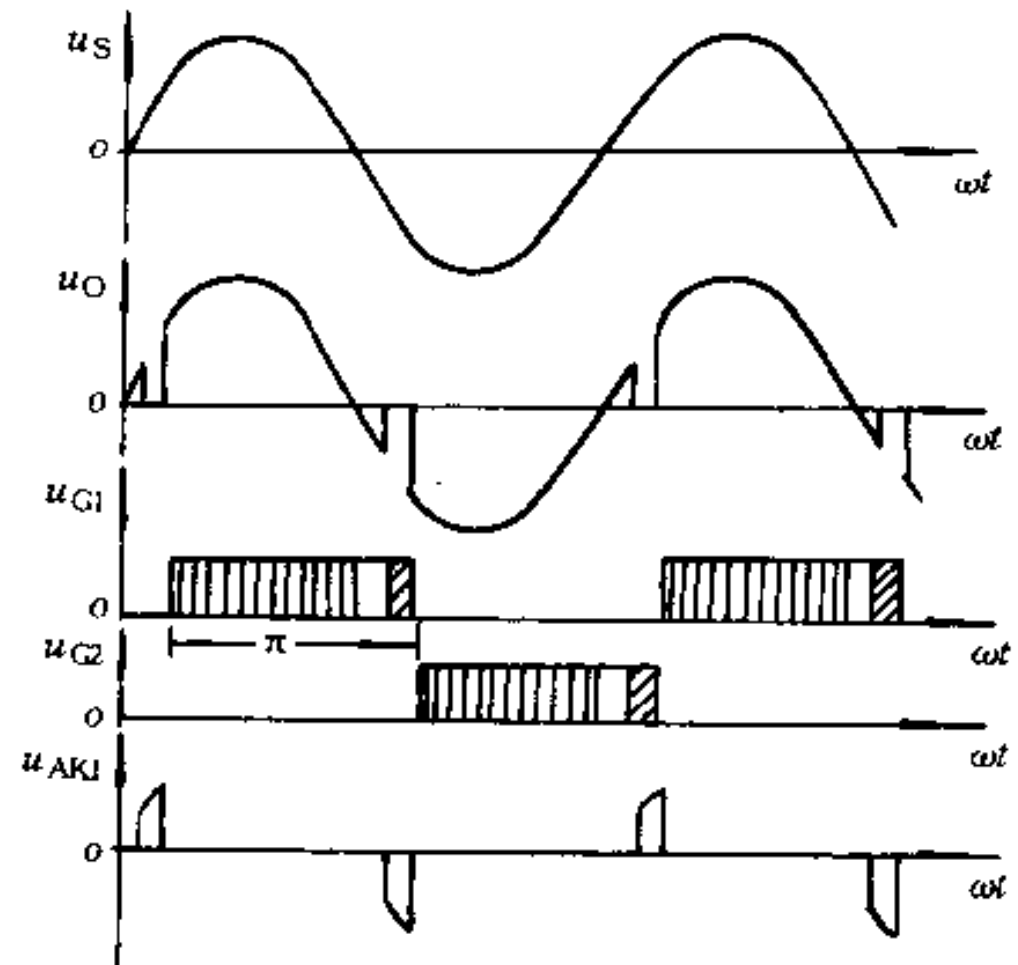


图 4.6 全控交流调压器触发脉冲后沿的限制

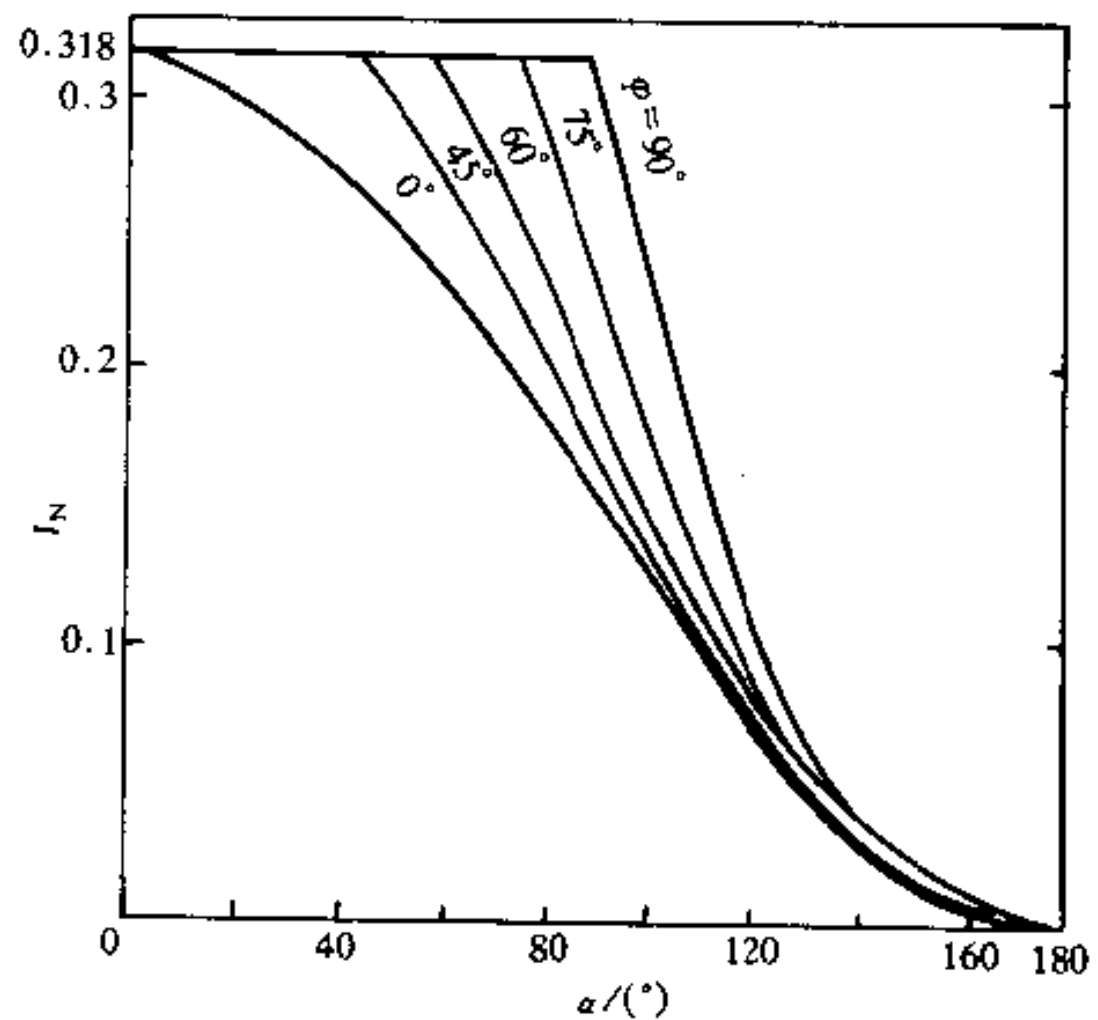


图 4.7 以 φ 为参变量的 I_N - α 关系曲线

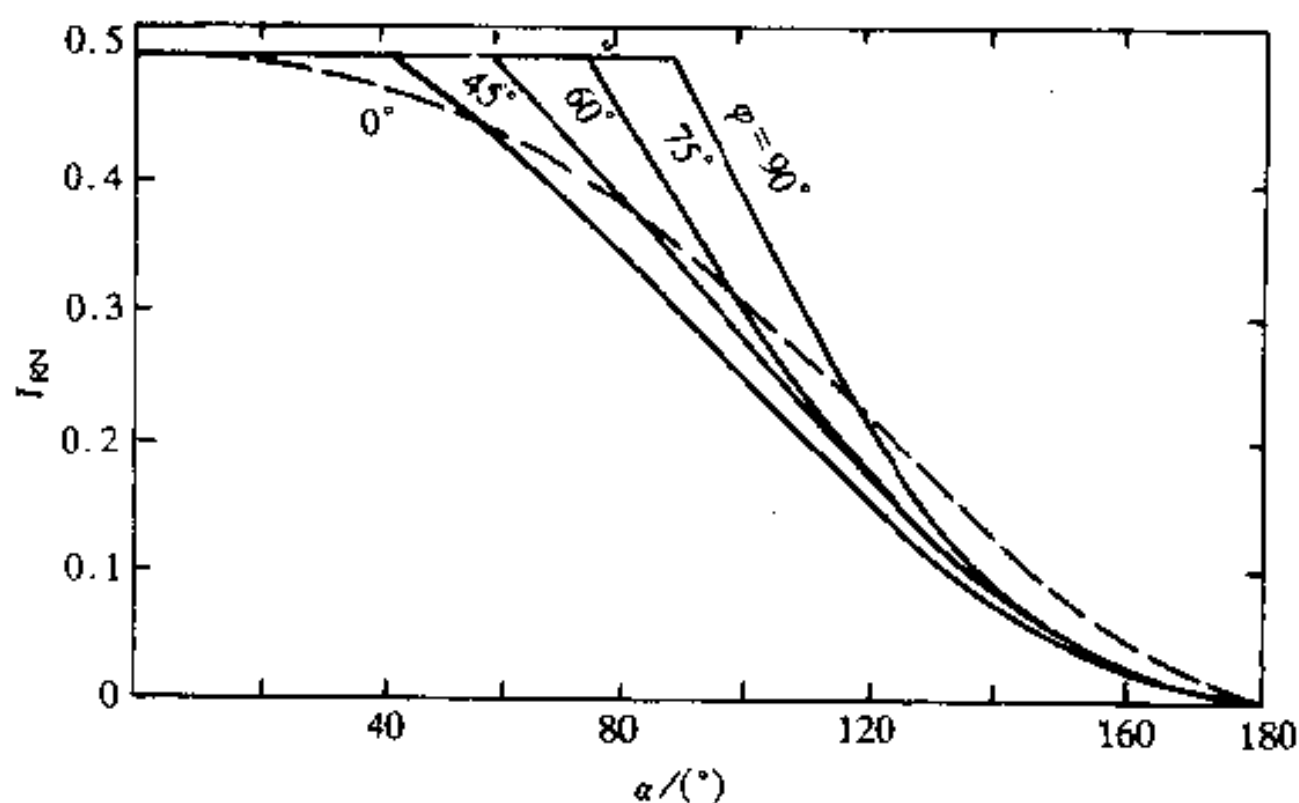


图 4.8 以 φ 为参变量的 $I_{RN}-\alpha$ 关系曲线

电路输出电流有效值是

$$I_{OR} = \sqrt{2} I_{THR} = \frac{2U}{Z} I_{RN} \quad (\text{A}) \quad (4.8)$$

电路输出电压即为器件导通区间的电源电压,为正弦波的部分片段,其有效值可直接由输出电压波形求得

$$\begin{aligned} U_{OR} &= \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (\sqrt{2} U \sin \omega t)^2 d\omega t \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{2} U \left\{ \frac{1}{2\pi} [\gamma - \cos(2\alpha + \gamma) \sin \gamma] \right\}^{1/2} \quad (\text{V}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

单相全控交流调压器在 $\alpha > \varphi$ 的条件下运行时,电压、电流都不是正弦波,负载电流不连续,其谐波含量对电网和负载产生许多不利的影响。因此对其输出电压、电流谐波进行定量分析,以便在实际系统中采取措施减少这种影响是十分必要的。

输出电压是正弦函数的一部分。函数形式简单,在通过傅里叶分析求谐波含量时应从输出电压开始。

从单相全控交流调压器工作的物理过程和工作波形(见图 4.2)不难看出,由于其输出电压正负半周除相位差 180° 外,波形是完全相同的,其中不含直流分量和偶次谐波。因此

$$\begin{aligned} u_O &= \sum_{k=1}^{\infty} a_{2k+1} \sin(2k+1)\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_{2k-1} \cos(2k+1)\omega t \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} c_{2k+1} \cos[(2k+1)\omega t + \theta_{2k+1}] \end{aligned} \quad (4.10)$$

式中

$$\begin{aligned} a_{2k+1} &= a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U \sin \omega t \sin(2k+1)\omega t d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \left[\frac{\sin(1-n)(\alpha+\gamma) - \sin(1-n)\alpha}{1-n} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin(1+n)(\alpha+\gamma) - \sin(1+n)\alpha}{1+n} \right] \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned}
 b_{2k+1} = b_n &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U \sin \omega t \cos(2k+1) \omega t d\omega t \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left[\frac{\cos(1+n)\alpha - \cos(1+n)(\alpha+\gamma)}{1+n} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)(\alpha+\gamma)}{1-n} \right] \quad (4.12)
 \end{aligned}$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \theta_{2k+1} = \theta_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (\text{rad})$$

$$k = 1, 2, \dots \quad n = 2k + 1$$

把 $k=0$ 代入式(4.11)、(4.12)的原式,可得到输出电压基波分量幅值为

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} [\gamma - \cos(2\alpha + \gamma) \sin \gamma] \quad (\text{V}) \quad (4.13)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U \sin \omega t \cos \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \sin(2\alpha + \gamma) \sin \gamma \quad (\text{V}) \quad (4.14)$$

$$c_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (\text{V}) \quad (4.15)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1} \quad (\text{rad}) \quad (4.16)$$

负载电流 i_O 的各次谐波幅值为

$$d_n = \frac{c_n}{Z_n} = \frac{c_n}{\sqrt{R^2 + [n\omega L]^2}} \quad (\text{A}) \quad n = 2k + 1 \quad k = 1, 2, \dots \quad (4.17)$$

所以,负载电流

$$i_O = \sum_{k=1}^{\infty} d_n \cos[n\omega t + \theta_n - \varphi_n] \quad (\text{A}) \quad n = 2k + 1 \quad k = 1, 2, \dots \quad (4.18)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R} \quad (\text{rad}) \quad (4.19)$$

第 n 次谐波电流有效值为

$$I_{nR} = \frac{d_n}{\sqrt{2}} \quad (\text{A}) \quad (4.20)$$

它的归一化值定义为

$$H_{nN} = \frac{I_{nR}}{I} = \frac{d_n/\sqrt{2}}{U/Z_1} = \frac{Z_1 d_n}{\sqrt{2} U} \quad (4.21)$$

式中: $I = U/Z_1$ 为 $\alpha = \varphi$ 时负载电流有效值; U 为电源电压有效值; Z_1 为负载基波阻抗。

在纯电阻负载下, $L=0$, $\varphi=0$, $Z=R$ 。无论 α 为何值,晶闸管导通过程都将在电源电压过零后结束,即 $\alpha + \gamma = \pi$,将这一条件代入式(4.11)和(4.12)可得:

$$a_n = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \left[\frac{\sin(1+n)\alpha}{(1+n)} - \frac{\sin(1-n)\alpha}{(1-n)} \right] \quad (\text{V}) \quad (4.22)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \left[\frac{\cos(1-n)\alpha - 1}{(1-n)} + \frac{\cos(1+n)\alpha - 1}{(1+n)} \right] \quad (\text{V}) \quad (4.23)$$

式中: $n = 2k + 1, k = 1, 2, \dots$, 而 $k = 0$ 时, 可由式(4.13)和(4.14)得基波分量

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha) \quad (\text{V}) \quad (4.24)$$

$$b_1 = -\frac{\sqrt{2}U}{\pi} \sin^2 \alpha \quad (\text{V}) \quad (4.25)$$

因此各次谐波电流幅值为

$$d_n = \frac{c_n}{Z_n} = \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{R} \quad (\text{A}) \quad (4.26)$$

电流基波幅值为

$$d_1 = \frac{c_1}{Z_1} = \frac{(a_1^2 + b_1^2)^{1/2}}{R} \quad (\text{A}) \quad (4.27)$$

第 n 次谐波电流归一化值

$$H_{an} = \frac{Rd_n}{\sqrt{2}U} = \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{\sqrt{2}U} \quad (4.28)$$

基波电流归一化值

$$H_{a1} = \frac{(a_1^2 + b_1^2)^{1/2}}{\sqrt{2}U} \quad (4.29)$$

显然, 它们都是移相控制角 α 的函数。为简化计算, 图 4.9 给出了纯电阻负载下, 单相相控交流调压器输出电流基波和主要谐波幅值与 α 角的关系。

若负载为 RL , 由于谐波频率较高, 电感 L 呈现较大的阻抗, 各次谐波电流归一化幅值会下降。

4.1.2 相控式三相交流调压器

1. 相控式三相交流调压器的主电路结构

相控式三相交流调压器的主电路结构有不同的分类方法。按双向开关中使用的元件分有半控和全控; 按电路连接型式可分为星形(Y)、三角形(Δ)及中线控制。

图 4.10 和图 4.11 分别示出半控和全控各种连接形式的相控三相交流调压器的主电路结构。

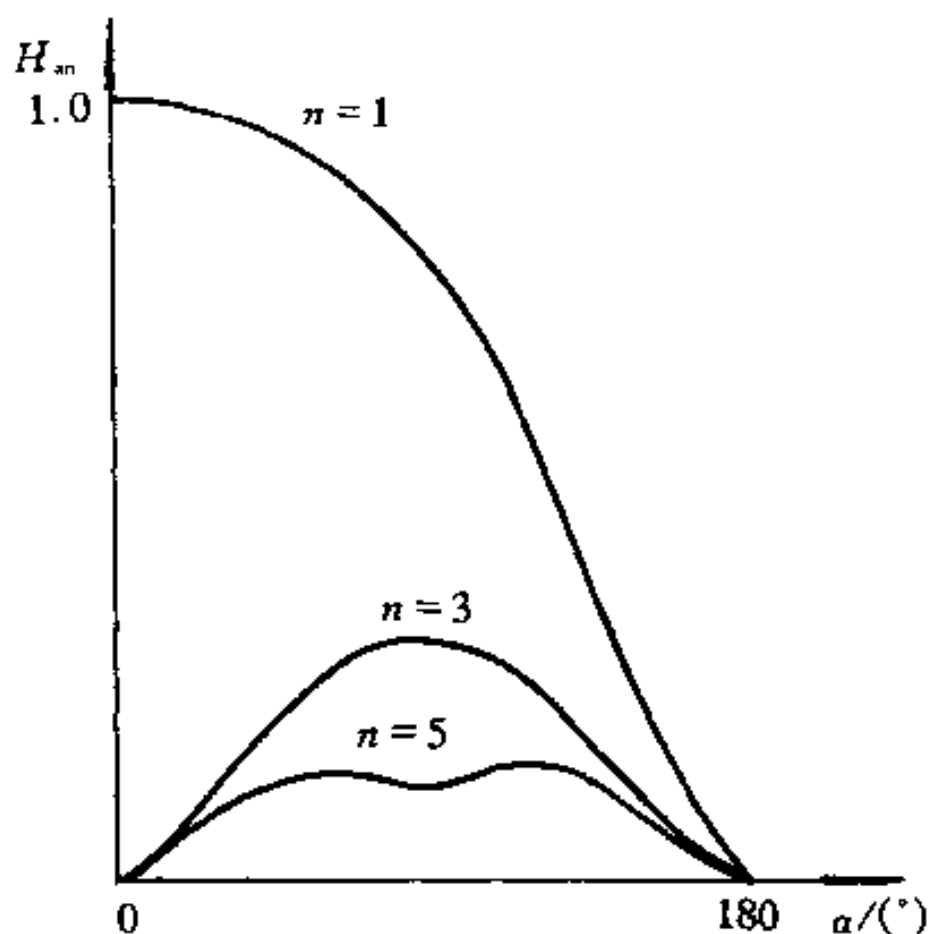


图 4.9 单相交流调压器输出电流基波和主要谐波幅值与 α 的关系

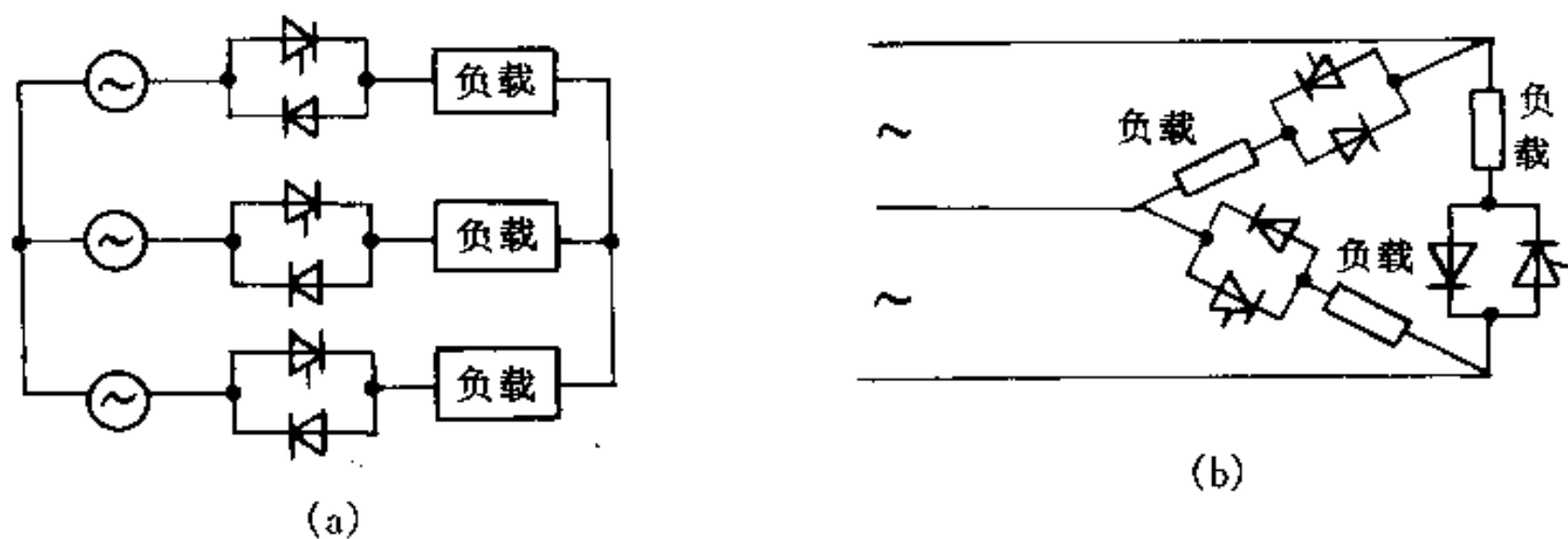


图 4.10 三相半控交流调压器的主电路形式

(a) 半控 Y 形; (b) 半控 Δ 形

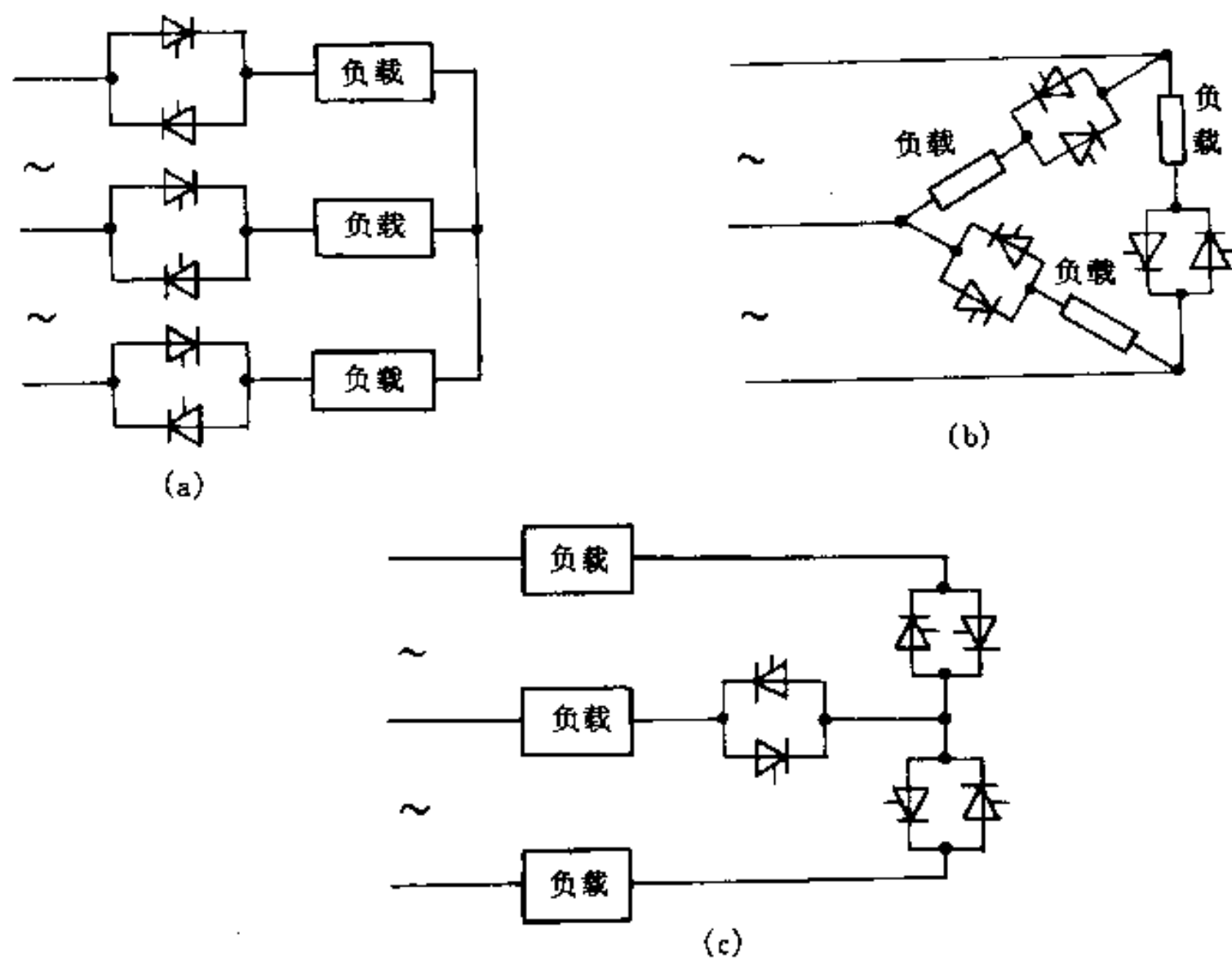


图 4.11 三相全控交流调压器的主电路形式

(a) 全控 Y 形; (b) 全控 Δ 形; (c) 中线控制

半控交流调压器的反并联开关中有一个是二极管,造成正、负半波输出不对称,故常用全控电路。本节主要讨论三相星形电路,对三角形连接电路只作简单分析。

2. 三相星形连接全控交流调压器

图 4.12 示出三相全控 Y 形接法的交流电压控制器主电路原理图,负载为 RL 。三相线电压分别为

$$\begin{aligned}
u_{UV} &= \sqrt{2} U_1 \sin \omega t \quad (\text{V}) \\
u_{VW} &= \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{V}) \\
u_{WU} &= \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (\text{V})
\end{aligned} \quad (4.30)$$

其相电压则应为

$$\begin{aligned}
u_{UN} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_1 \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (\text{V}) \\
u_{VN} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_1 \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \quad (\text{V}) \\
u_{WN} &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_1 \sin(\omega t - \frac{3\pi}{2}) \quad (\text{V})
\end{aligned} \quad (4.31)$$

为简化电路分析,在以下讨论中,只考虑纯电阻负载的情况。

为了确定电路中晶闸管相控角 α 的起始点,可把晶闸管全部换成二极管。对纯电阻负载而言,每相电压过零,相应的二极管就导通,因此三相全控星形交流调压器 $\alpha=0$ 对应着电源相电压过零时刻。六只晶闸管导通顺序相位关系如图 4.13 所示。

随着 α 角相位的改变,电路将出现两种不同的工作状态。第一种状态下,同一个时刻每一相都有一个晶闸管导通,线电流分别为 i_{UI} 、 i_{VI} 和 i_{WI} 。这种状态称为 I 类工作状态。另一种状态下,同一时刻总有一相两只晶闸管都不通,其余两相各有一只器件导通,线电流分别定义为 i_{UVII} 、 i_{VWII} 、 i_{WUII} 、 i_{VUII} 、 i_{WVII} 和 i_{UWII} ,称为 II 类工作状态。

在 I 类工作状态下,由于每相都有一只晶闸管导通,且三相电压、三相负载及各相晶闸管相控角均为对称,所以电源中性点与负载中性点等电位,各线电流幅值等于相电压与负载电阻 R 之比,即

$$I_{MI} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{U_1}{R} \quad (\text{A}) \quad (4.32)$$

II 类工作状态下,有一相两只晶闸管都不通,因此电流在其它两相内构成回路,各线电流幅值为

$$I_{MII} = \frac{\sqrt{2} U_1}{2R} \quad (\text{A}) \quad (4.33)$$

式中, U_1 为线电压有效值, I_{MI} 与相电压同相, I_{MII} 与线电压同相。两种工作状态下电流幅值之比为

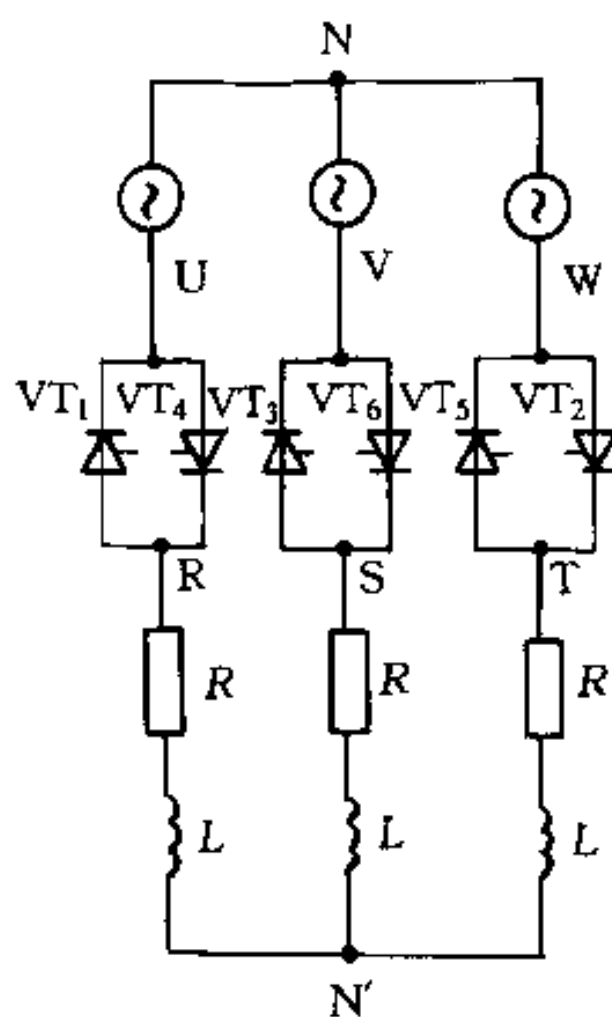


图 4.12 三相全控 Y 形交流调压器

$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{2}{3}\pi$
VT ₁	VT ₃	VT ₅
VT ₆	VT ₂	VT ₄

图 4.13 三相全控 Y 型交流调压器
晶闸管导通顺序

$$\frac{I_{MII}}{I_{MI}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = \sin \frac{\pi}{3} \quad (4.34)$$

$$\text{或 } I_{MII} = I_{MI} \sin \frac{\pi}{3}$$

不难看出,在Ⅰ类工作时,线电流为 i_{RI} 、 i_{SI} 和 i_{TI} ,它们与负载相电压 u_{RN} 、 u_{SN} 和 u_{TN} 同相。而在Ⅱ类工作状态下,各线电流应为 i_{RS} 、 i_{RT} 、 i_{ST} 、 i_{SR} 和 i_{TR} 、 i_{TS} ,与各负载线电压同相。因此各相线电流波形都由三部分组成。随着移相控制角 α 的变化,电流波形也不同,图 4.14 和 4.15 分别示出了 $\alpha = 30^\circ$ 和 60° 时三相 Y 接交流调压器的工作波形。

容易分析,就三相全控星形连接交流调压器工作状态与移相角 α 的关系而言,只有在 $\alpha = 0^\circ$ 时,线路始终处于Ⅰ类工作状态。 $0^\circ < \alpha \leq 60^\circ$ 区间,线路在Ⅰ类和Ⅱ类间交替工作, $\alpha > 60^\circ$ 以后,电路只有Ⅱ类工作状态。图 4.16、4.17 分别示出 $\alpha = 90^\circ$ 和 $\alpha > 90^\circ$ 时某一相线电流波形。可以看出,在 $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ 区间内,每个晶闸管内流过的电流为 120° ,而在 $\alpha > 90^\circ$ 后,每个晶闸管中流过的电流分成不连续的两段,其总和小于 120° 。

由图 4.17 还可看出,电路最大移相控制角 $\alpha_{\max} = 150^\circ$ 。若以 $\sqrt{2}U_1/\sqrt{3}R$ 为基准归一化,在整个移相控制范围内,按晶闸管中流过电流的状态,可按以下三个阶段分别计算其电流平均值和有效值。

1) $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

在这一区间,电路交替出现Ⅰ类和Ⅱ类工作状态,根据图 4.14 可求得在此区间的晶闸管电流平均值和有效值的归一化值

$$I_N = \frac{1}{\sqrt{2}U_1} \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \sin \omega t d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \sin \omega t d\omega t \right. \\ \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \sin \omega t d\omega t \right] = \frac{1}{2\pi} (\cos \alpha + 1) \quad (\text{A}) \quad (4.35)$$

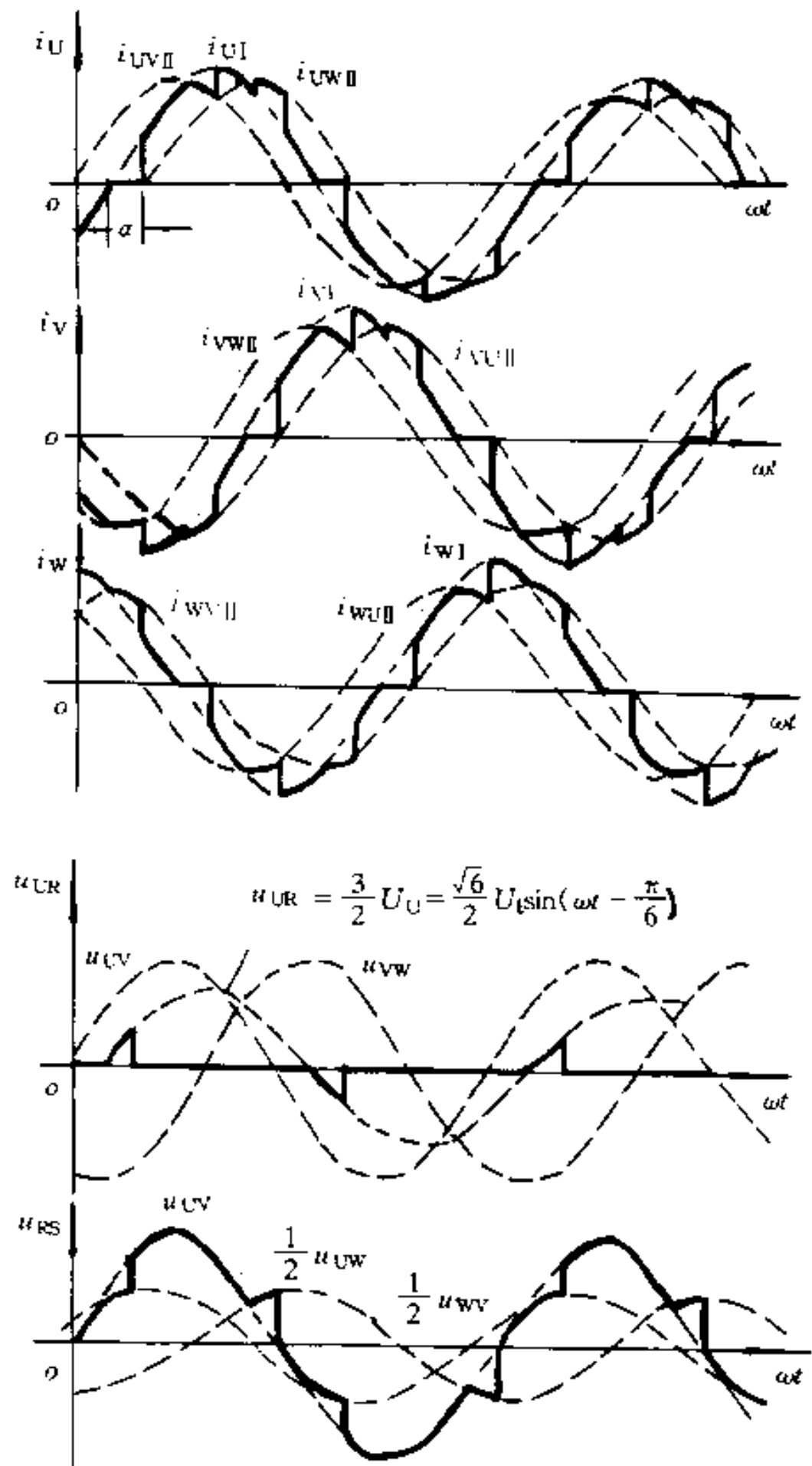


图 4.14 $\alpha = 30^\circ$ 时三相 Y 接交流调压器工作波形

$$\begin{aligned}
I_{RN} &= \frac{1}{\sqrt{2}U_1} \cdot \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \sin \omega t \right)^2 d\omega t \right. \right. \\
&\quad + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \right)^2 \sin^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \\
&\quad + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \right)^2 \sin^2 \omega t d\omega t \\
&\quad + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \right)^2 \sin^2 \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \\
&\quad \left. \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \right)^2 \sin^2 \omega t d\omega t \right] \right\}^{1/2} \\
&= \left(\frac{1}{4} - \frac{3\alpha}{8\pi} + \frac{3}{16\pi} \sin 2\alpha \right)^{1/2} \quad (\Lambda)
\end{aligned} \tag{4.36}$$

2) $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

这一区间, 电路只有 II 类工作状态, 每个晶闸管连续导通 120° 。根据图 4.15 和 4.16, 可求得这一区间晶闸管的电流平均值和有效值的归一化值

$$\begin{aligned}
I_N &= \frac{1}{\sqrt{2}U_1} \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \cdot \right. \\
&\quad \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \\
&\quad + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \\
&= \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \alpha \right] \quad (\Lambda)
\end{aligned} \tag{4.37}$$

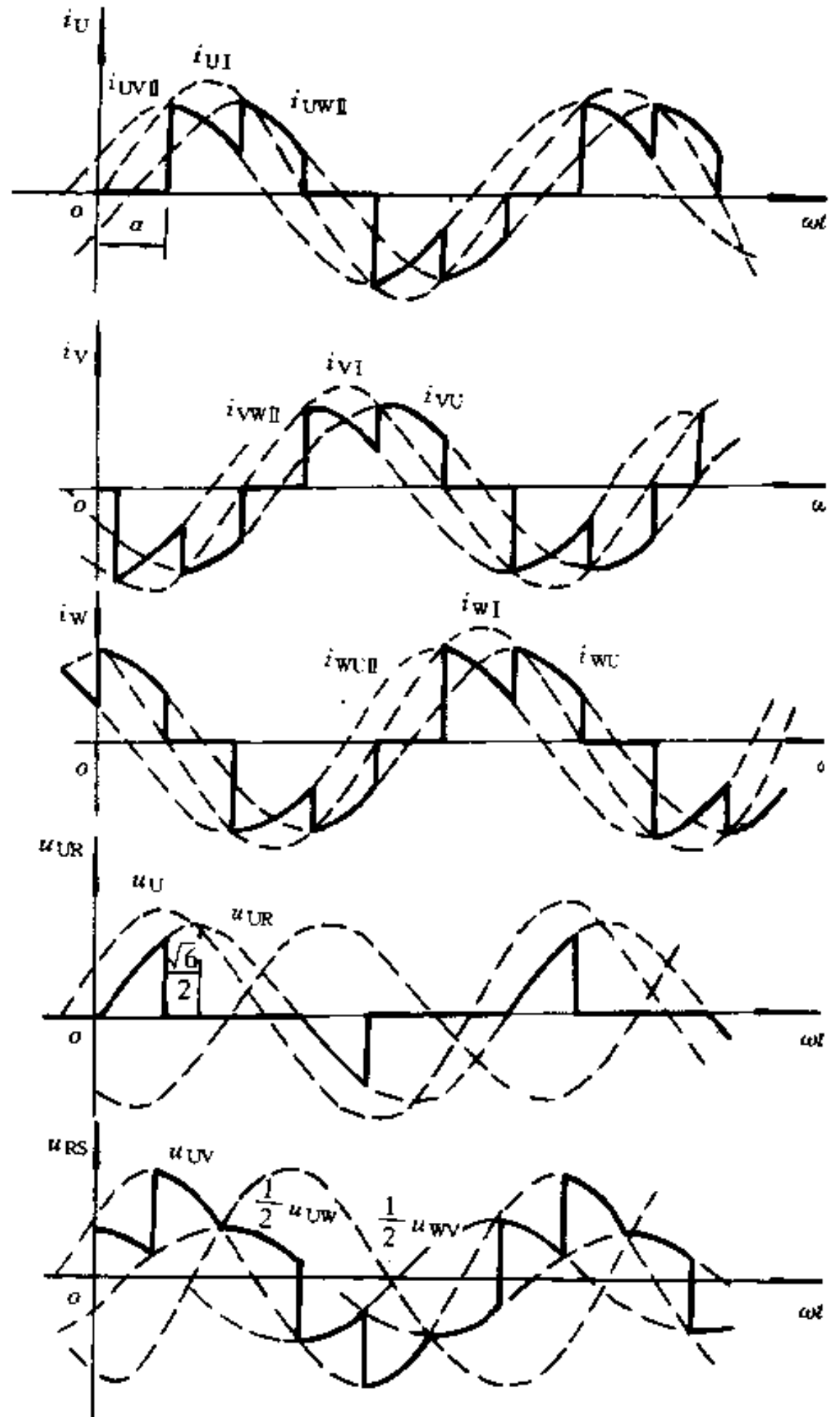


图 4.15 $\alpha = 60^\circ$ 时三相 Y 接交流调压器工作波形

$$\begin{aligned}
I_{RN} &= \frac{1}{\sqrt{2}U_1} \cdot \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \right)^2 \sin^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \right. \right. \\
&\quad + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \right)^2 \sin^2 \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \left. \right] \left. \right\}^{1/2} \\
&= \frac{\sqrt{3}}{2} \left\{ \frac{1}{6} + \frac{1}{4\pi} [\sin 2\alpha + \sin 2 \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right)] \right\}^{1/2} \quad (\Lambda)
\end{aligned} \tag{4.38}$$

3) $\alpha > 90^\circ$

在这种情况下,电路只有Ⅱ类工作状态,而且每个晶闸管在一次工作周期中电流不连续。根据图 4.17 可求得这一区间晶闸管电流平均值、有效值的归一化值

$$\begin{aligned}
 I_N &= \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}R} \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \sin\omega t d\omega t \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\alpha-\frac{\pi}{6}}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_1}{2R} \sin\omega t d\omega t \right] \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + 1 \right] \quad (\text{A}) \\
 &\quad (4.39)
 \end{aligned}$$

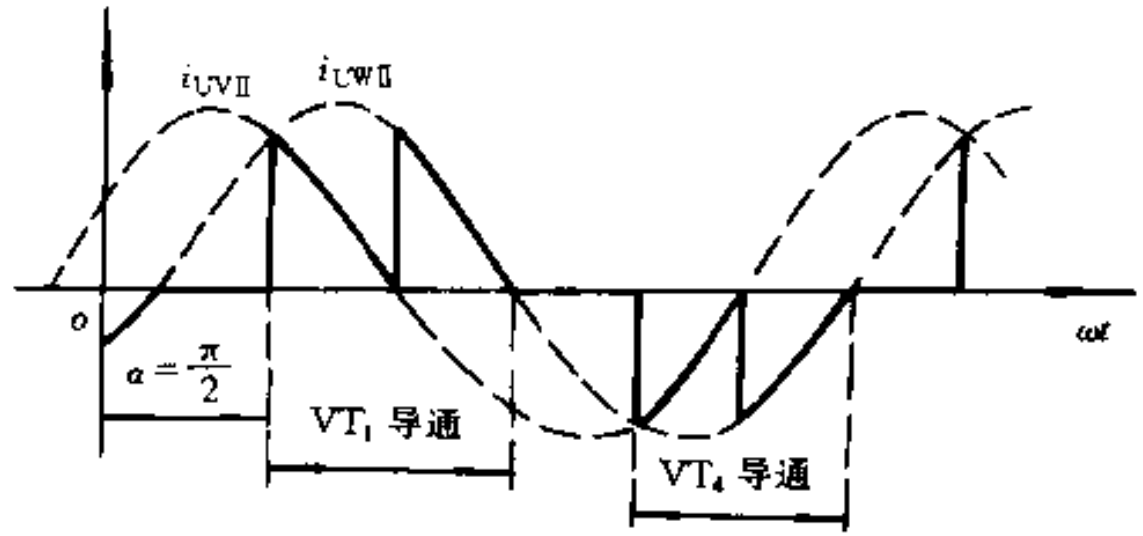


图 4.16 $\alpha = 90^\circ$ 时晶闸管电流波形

$$\begin{aligned}
 I_{RN} &= \frac{1}{\sqrt{2}U_1} \cdot \left\{ \frac{1}{2\pi} \right. \\
 &\quad \cdot \left[\int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{2R}\right)^2 \sin^2\omega t d\omega t \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\alpha-\frac{\pi}{6}}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_1}{2R}\right)^2 \sin^2\omega t d\omega t \right] \Big\}^{1/2} \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{4\pi} \sin 2\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right]^{1/2} \quad (\text{A}) \quad (4.40)
 \end{aligned}$$

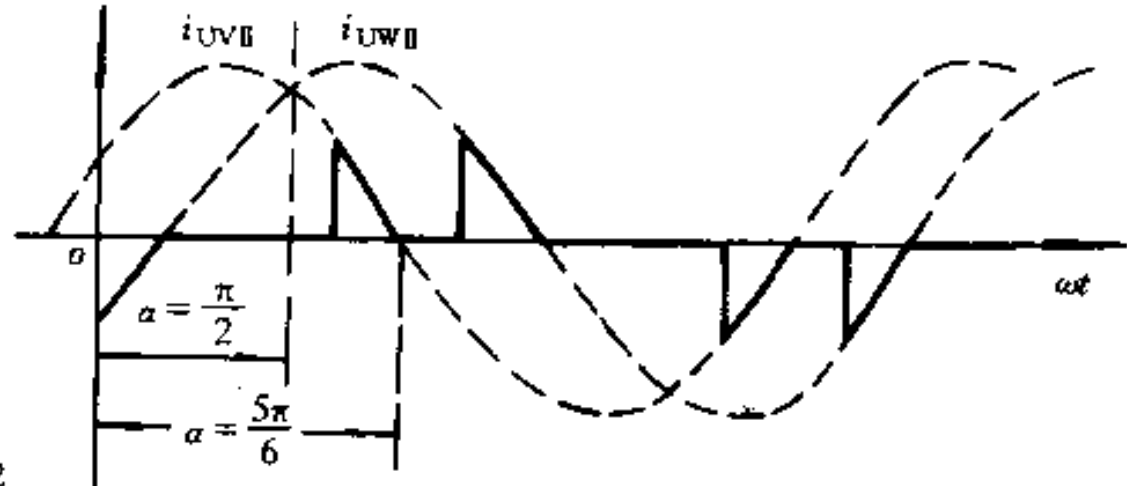


图 4.17 $\alpha > 90^\circ$ 时晶闸管电流波形

对三相全控 Y 连接的交流调压器可分别根据式 (4.35)、(4.37)、(4.39) 和式 (4.36)、(4.38)、(4.40), 做出如图 4.18 和 4.19 中对应于 $\varphi = 0^\circ$ 时的归一化电流平均值 I_N 和有效值 I_{RN} 与移相控制角 α 间的关系曲线。

由图 4.14、4.15 不难看出,晶闸管承受的电压最大值为 U_{UR} 的幅值 (1⁺、4⁺ 元件), 即

$$U_{URM} = \pm \frac{\sqrt{6}}{2} U_1 \quad (\text{V}) \quad (4.41)$$

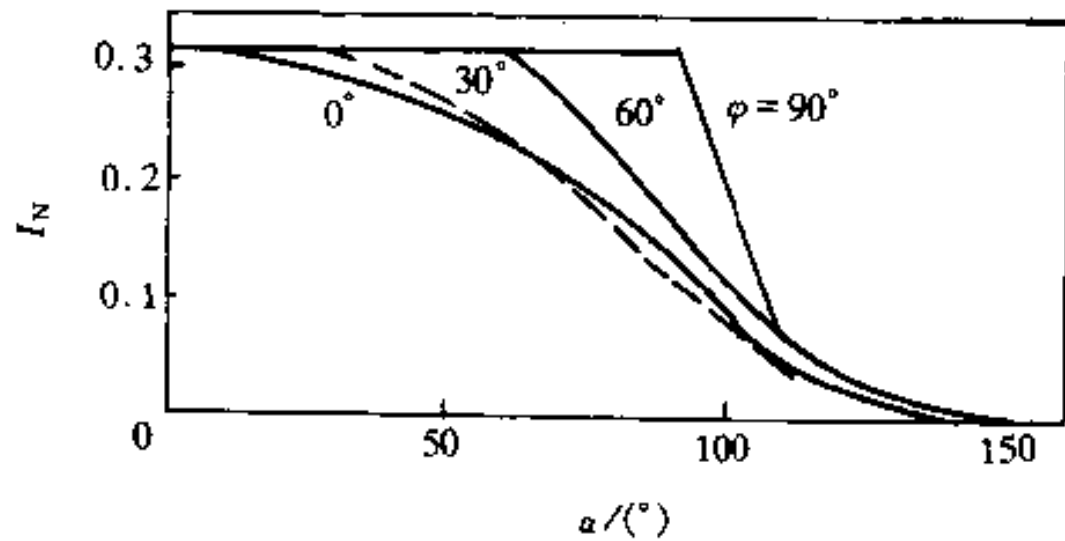


图 4.18 以 α 为参变量的晶闸管 I_N - α 关系

式中 U_1 为线电压有效值。
 U_{URM} 出现在 $\alpha \leq 90^\circ$ 的区间内。

根据图 4.19 可方便地求得晶闸管电流有效值 I_{TVR} , 从而得到负载线电流有效值为

$$\begin{aligned} I_R &= \sqrt{2} I_{TVR} = \sqrt{2} I_{RN} \cdot \frac{\sqrt{2} U_1}{\sqrt{3} R} \\ &= \frac{2 U_1 I_{RN}}{\sqrt{3} R} \quad (\text{A}) \end{aligned} \quad (4.42)$$

负载线电压有效值为

$$\begin{aligned} U_{RS} &= \sqrt{3} I_R \cdot R \\ &= \sqrt{2} U_1 I_{RN} \quad (\text{V}) \end{aligned} \quad (4.43)$$

对于 Y 连接的 RL 负载, 全控三相交流调压器的工作过程相当复杂。图 4.18、4.19 中分别给出的几种不同 φ 角下 I_N 、 I_{RN} 与 α 角的关系曲线, 是由实验获得的, 可供计算时参考应用。

3. 三相全控、负载为 Δ 连接的三相交流调压器

图 4.20 示出了这种调压器主电路的原理图。三相线电压仍如式(4.30)。

这种情况下, 三相交流调压器可看作三个分别由三相线电压供电、负载参数相同的单相全控交流调压器的组合。因此各晶闸管相控角 $\alpha = 0^\circ$ 就对应着相应线电压 $\omega t = 0$ 的时刻。各晶闸管门极脉冲顺序排列如图 4.21 所示。

由于这种连接的三相交流调压器每相都可当作独立的单相交流调压器来处理, 因此, 只要把单相相电压修正为线电压, 4.1.1 中的分析方法和结论全部适用于图 4.20 所示电路, 利用图 4.7 和 4.8 关系曲线可计算出电路中晶闸管电流平均值和有效值

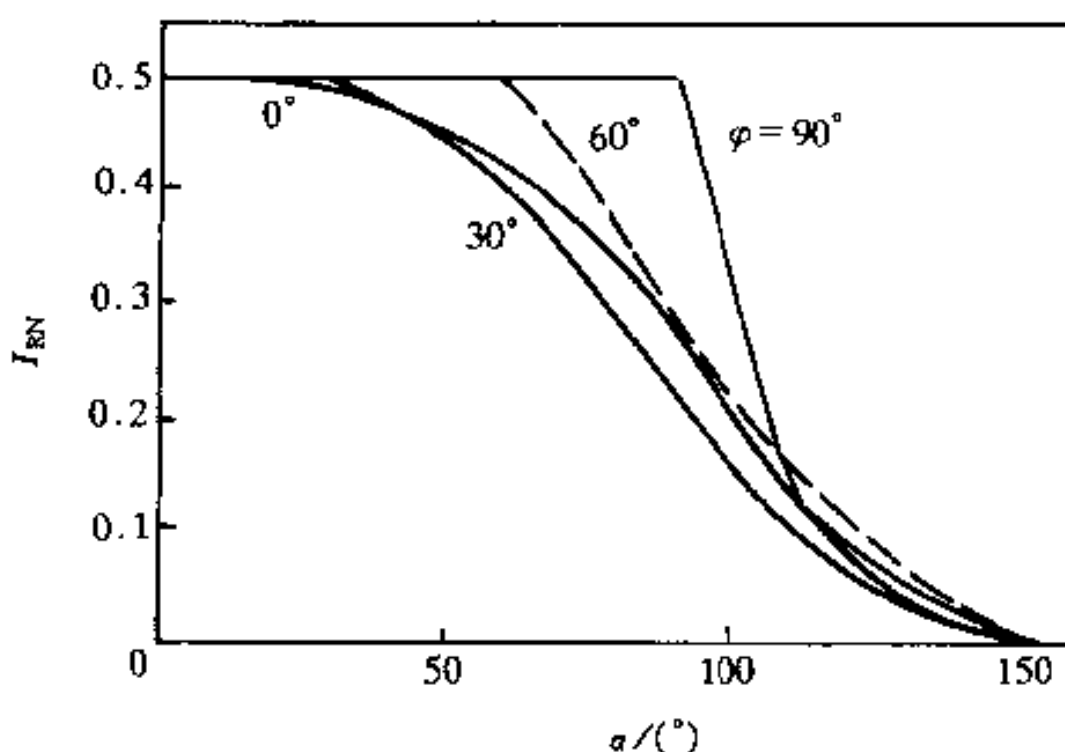


图 4.19 以 α 为参变量的晶闸管 I_{RN} - α 关系

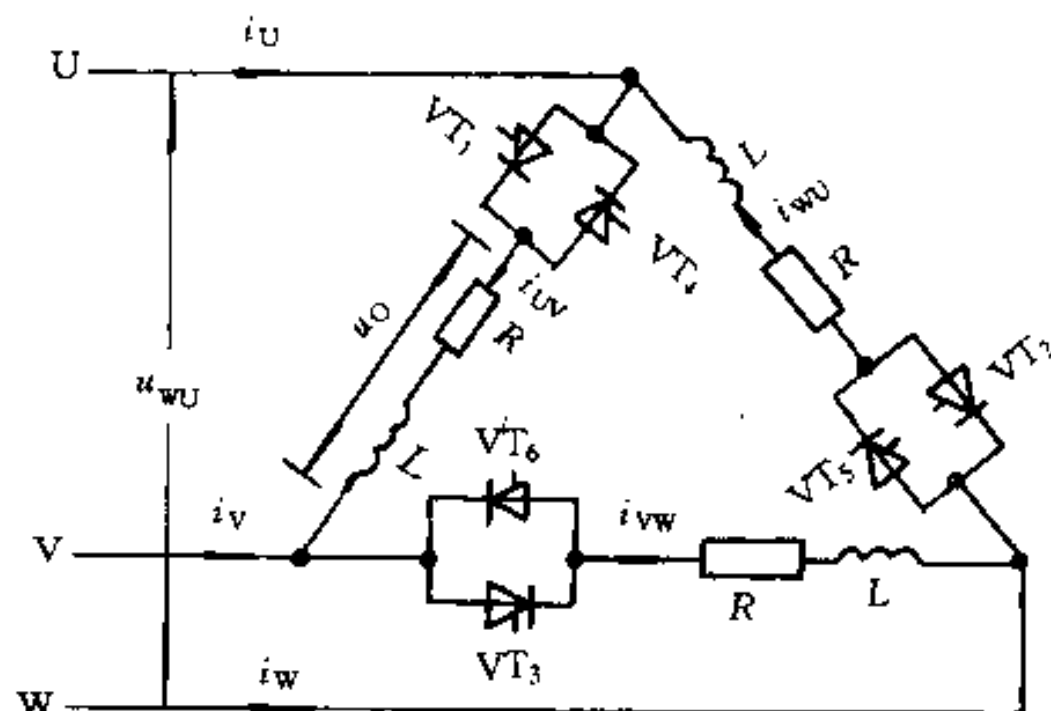


图 4.20 Δ 连接三相全控交流调压器

$$I_{TV} = \frac{\sqrt{2} U_1}{Z} I_N \quad (\text{A}) \quad (4.44-1)$$

$$I_{TVR} = \frac{\sqrt{2} U_1}{Z} I_{RN} \quad (\text{A}) \quad (4.44-2)$$

将上式与式(4.6)和(4.7)比较, 其形式完全相同, 但这里的 U_1 为线电压有效值, 二者之比等于 $\sqrt{3}$ 。由此可分别求得各负载电流 i_{UV} 、 i_{VW} 和 i_{WU} 的有效值 $I_{VTR} = \sqrt{2} I_{ThR}$ 。对 Δ 形连接的

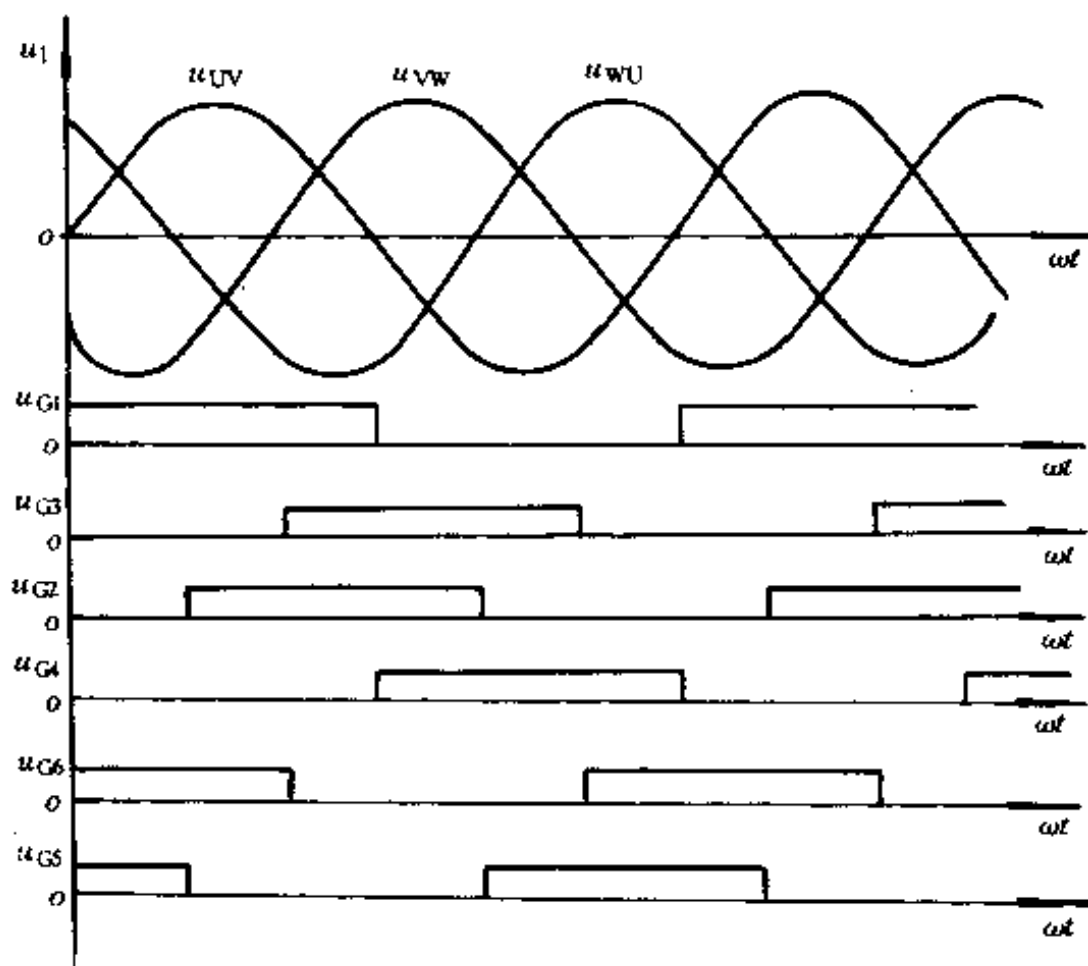


图 4.21 Δ 连接三相交流调压器触发顺序

电路,负载线电流为

$$\begin{aligned} i_U &= i_{UV} - i_{WU} \quad (\text{A}) \\ i_V &= i_{VW} - i_{UV} \quad (\text{A}) \\ i_W &= i_{WU} - i_{VW} \quad (\text{A}) \end{aligned} \quad (4.45)$$

图 4.22 示出了纯电阻负载 $\alpha = 90^\circ$ 时,图 4.20 电路的输出电流波形。由图(e)中的波形也不难直接求得各线电流有效值。以 U 相线电流为例,可得

$$\begin{aligned} I_U = \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\frac{\pi}{3}} i_{UV}^2 d\omega t + \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\pi} \frac{\pi}{3} (i_{UV} - i_{WU})^2 d\omega t \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{\pi}^{\pi+\frac{\pi}{3}} i_{WU}^2 d\omega t \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{A}) \end{aligned} \quad (4.46)$$

在一般 RL 负载条件下,4.1.1 中有关谐波分析的方法也可在此应用,但由于这里讨论的三相 Δ 形连接的负载,各相负载电流中 3 及 $3n$ 次谐波具有相同的相位,在负载三角形内形成环流,线电流中不存在 3 及 $3n$ 次谐波电流。因此,在利用傅里叶分析计算负载电流有效值时,可得各相电流有效值为

$$I_{\text{phR}} = (I_{1R}^2 + I_{3R}^2 + I_{5R}^2 + I_{7R}^2 + I_{9R}^2 + I_{11R}^2 + \cdots)^{1/2} \quad (\text{A}) \quad (4.47)$$

线电流有效值则应为

$$I_{\text{IR}} = (I_{1R}^2 + I_{5R}^2 + I_{7R}^2 + I_{11R}^2 + I_{17R}^2 + \cdots)^{1/2} \quad (\text{A}) \quad (4.48)$$

对纯电阻负载,各相负载电压有效值为

$$U_{\text{phR}} = I_{\text{phR}} \cdot R \quad (\text{V}) \quad (4.49)$$

当负载为 RL 时,负载电压有效值则为

$$U_{phR} = [\sum (I_{nR} \cdot Z_n)^2]^{1/2} \quad (V) \quad (4.50)$$

式中: I_{nR} 为第 n 次谐波电流有效值, Z_n 为第 n 次谐波阻抗,且

$$Z_n = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \quad (\Omega)$$

当然,在做出输出负载电压波形后,由于它们是由晶闸管导通期间的线电压片断组成的,因此也可直接根据波形求得输出电压的有效值。

4.1.3 相控交流调压器的触发电路

相控交流调压器中,反并联的两个晶闸管任何时候只能有一个导通,这时电路工作相当于单相半波整流,因此凡用于相控整流的触发电路也可用于相控交流触发器。为了保证门极脉冲与加于主电路元件的电压间的同步要求及 α 角移相范围,必须根据不同的触发电路形式选择相应的同步信号。图 4.23 和 4.24 分别示出 KJ-004 的模拟触发器和数字触发器示意图,它们都可输出互差 180° 的脉冲作为交流调压器一对反并联晶闸管的门极触发信号。

如前所述,为保证在整个 α 角移相范围内晶闸管可被触发,且在其承受反向电压期间又不能有门极脉冲,交流调压器中,

晶闸管的门极触发信号应是后沿固定在 $\omega t = \pi$ 而前沿随 α 角改变移相的脉冲。为此,对于图 4.23(a) 电路,必须适当选择 R_7 和 C_2 , 使在调节相控电位器 W_3 时, P12 端输出波形如同图 (b) 中 u_{P1} 和 u_{P15} 。这与 KJ-004 用于相控整流窄脉冲触发时不同。图 4.24(a) 所示数字触发器电路是通过改变计数器时钟脉冲周期来调节 α 角相位的,从设计原理上已保证满足这一要求。设图中 V/F 变换器输出脉冲周期为 T_{uB} , 触发角 α 可由下式确定:

$$\alpha = 2^n \cdot T_{uB} = 2^n \cdot \frac{1}{f_{uB}} \quad (\text{rad}) \quad (4.51)$$

显然,计数器输出位数 n 越高, V/F 的变换频率越高, α 角控制精度越高。电路的主要缺

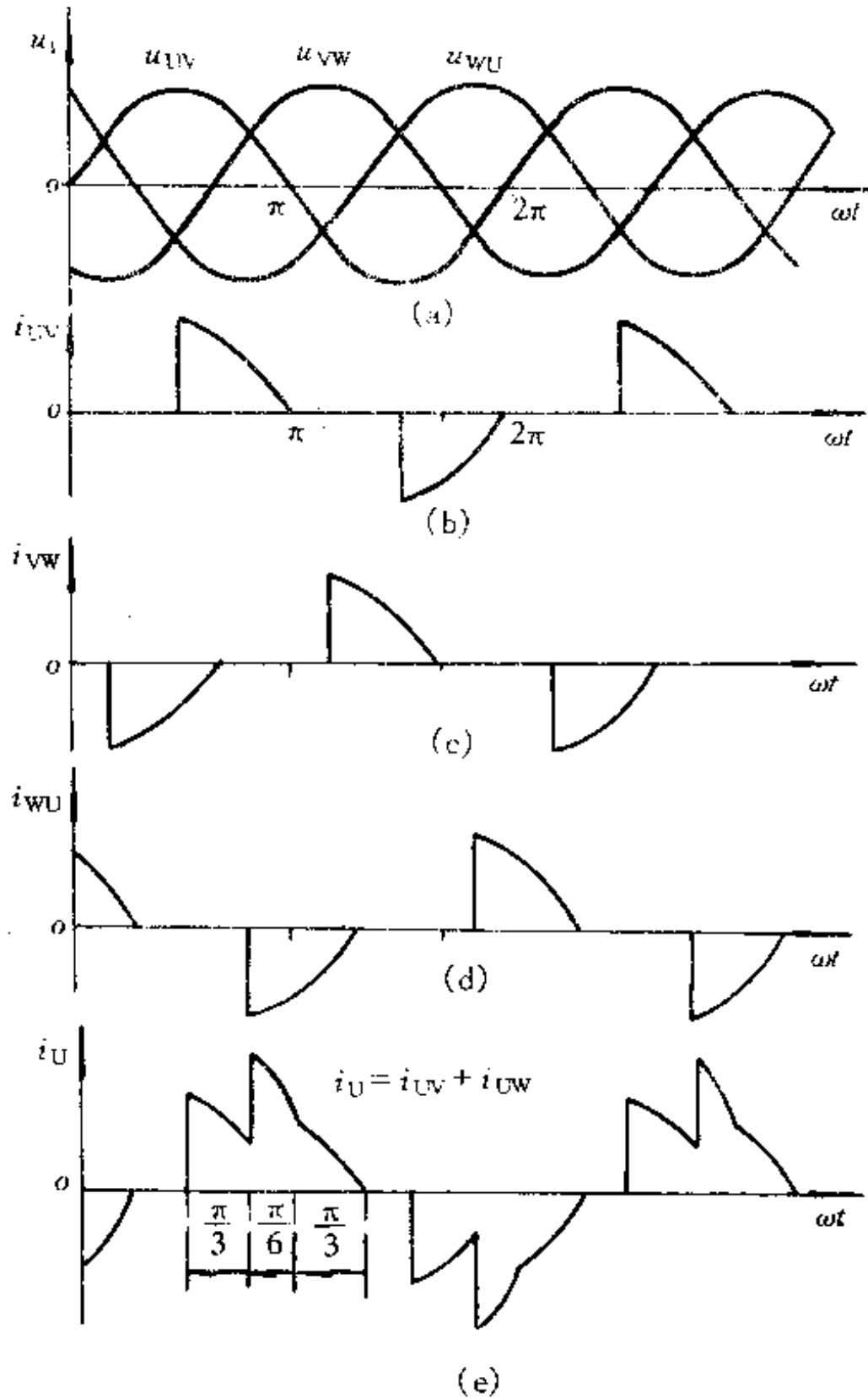


图 4.22 Δ 连接三相交流调压器工作波形

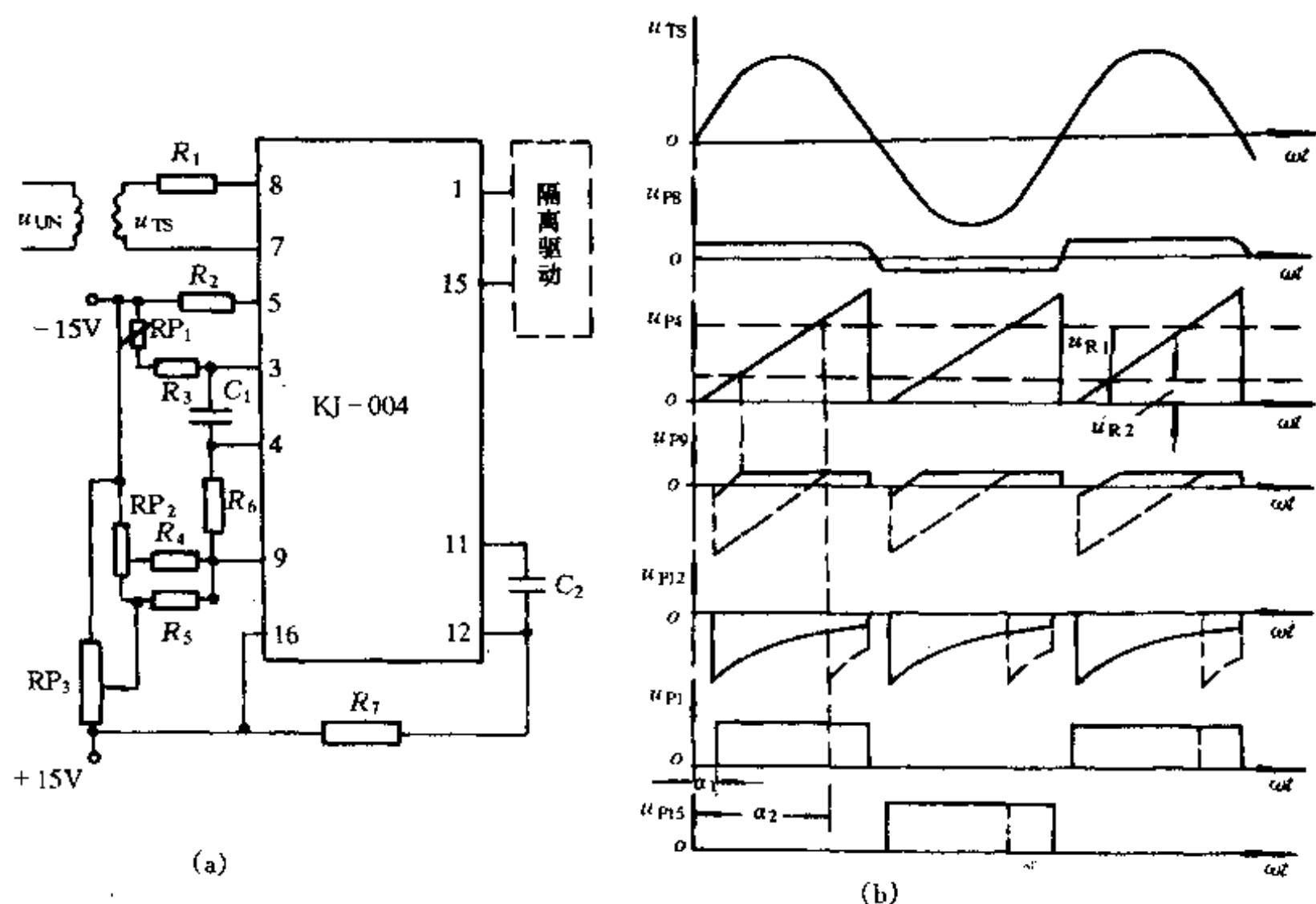


图 4.23 采用 KJ-004 的模拟触发器的原理图及工作波形
(a) 原理图; (b) 工作波形

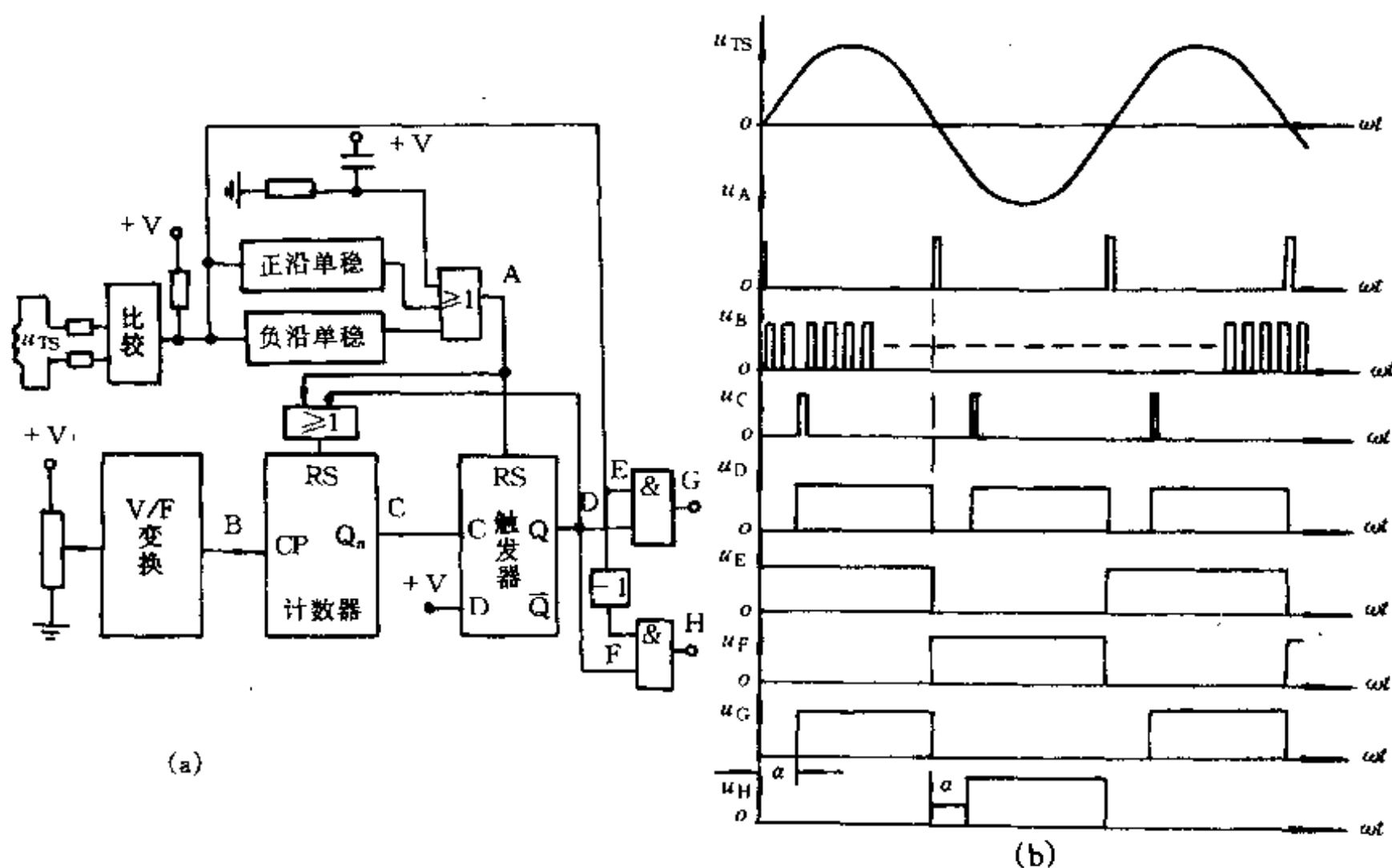


图 4.24 数字触发器的电路结构图及其工作波形
(a) 电路结构图; (b) 工作波形

点是随着 α 角增大,分辨率和控制精度降低。

4.2 晶闸管通断式交流功率控制器

由上一节的分析可知,移相控制交流电压控制器的输出电压、电流为非正弦,电网输入电流也是非正弦,含有较低次的谐波,对电网和负载运行极为不利。解决这个问题的一种办法是采用通断控制。这种控制方法的工作原理示于图 4.25。

把晶闸管 VT_1 的运行按 N 个电源电压 u_s 周波数分段,称为一个工作周期 T 。控制在这个周期中晶闸管工作的周波数 n ,即可调节在周期 T 内施加于负载上的电压和功率,所以这种控制又叫做周波数控制。输出负载电压 u_o 有效值为

$$U_o = \sqrt{\frac{n}{N}} U_s \quad (\text{V}) \quad (4.52)$$

式中 U_s 为电源电压 u_s 的有效值。

输出负载功率为

$$P = \frac{U_o^2}{Z} \cdot \cos \varphi = \frac{n}{N} \frac{U_s^2}{Z} \cos \varphi \quad (4.53)$$

式中: U_s 为输入电压有效值; Z 、 φ 分别为负载阻抗及功率因数角。当负载为纯电阻时,则有

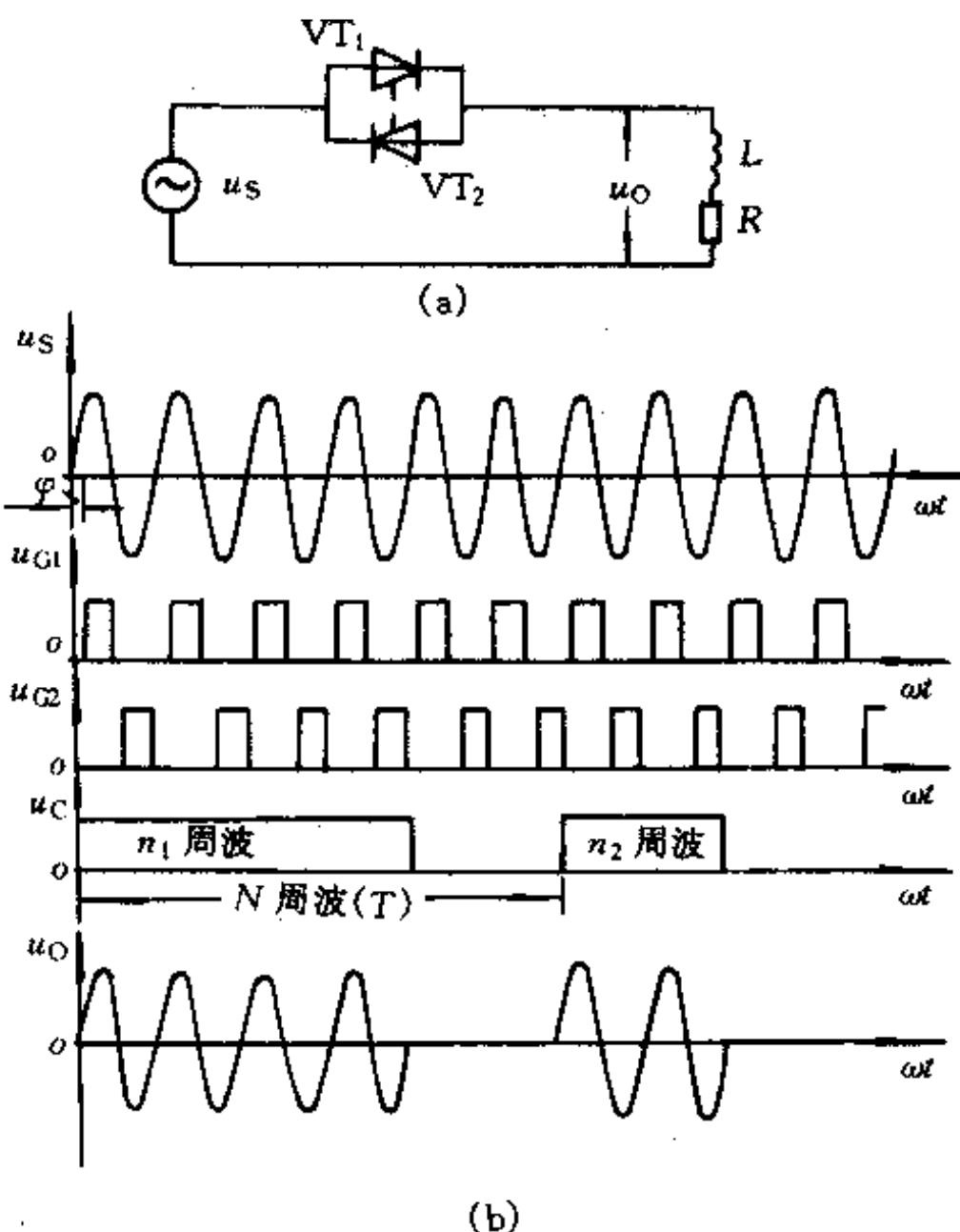


图 4.25 通断控制交流功率调节器的机理

$$P = \frac{n}{N} \frac{U_s^2}{R} \quad (\text{W}) \quad (4.54)$$

这种系统中,晶闸管被安排在负载电流过零时触发,从上一节的讨论可知,此时 $\alpha = \varphi$,输出电压、电流均为正弦整周波,电路无过渡过程。在纯电阻负载下, $\varphi = 0^\circ$,即电压过零触发。系统输入功率因数为

$$\text{PF} = \frac{U_o I_o}{U_s I_s} = \frac{\sqrt{\frac{n}{N}} U_s I_o}{U_s I_o} = \sqrt{\frac{n}{N}} \quad (4.55)$$

这种控制方式只适用于电阻加热炉等大惯性负载。而且在功率很大时,周期性施加的负

载电流对电网同样会造成冲击。因此通断控制方式多用于电网容量较大、负载容量相对较低的工业加热系统中。

4.3 斩控式交流调压器

斩控式交流调压器,以比电源频率高得多的频率周期性地接通和开断主电路开关器件,把连续的正弦输入电压“斩”成离散的片断加于负载。改变开关周期中器件导通占空比可调节输出电压的大小。与前面讨论的相控式和通断式电路相比,电路工作原理、控制方式及使用的开关器件都不相同。由于开关器件以高频工作,在电路中必须强制实现换流。为此,斩控式交流电压控制器都采用全控型双向开关器件。

斩控式交流调压器也有单相和三相之分。根据双向开关器件的结构模式,可有不同的电路形式和控制方式。本节将只对单相交流电路的基本工作原理进行分析,说明斩控调压的特点,并介绍几种常用的双向开关模型电路。在进行电路分析时,将不考虑开关器件的类型和结构,而以自定义的可控开关替代。

4.3.1 单相斩控式交流调压器

主电路原理如图 4.26(a)所示。假设电路中各部分都是理想状态。开关 SW_1 为斩波开关, SW_2 为考虑负载电感续流的开关,二者均为全控开关器件与二极管串联组成的单相开关(见图 4.26(b))。 SW_1 、 SW_2 不允许同时导通,通常二者在开关时序上互补。定义输入电源电压 u_S 的周期 T 与开关周期 T_K 之比为电路工作载波比 $K_C(K_C = T/T_K)$ 。图 4.26(c)示出主

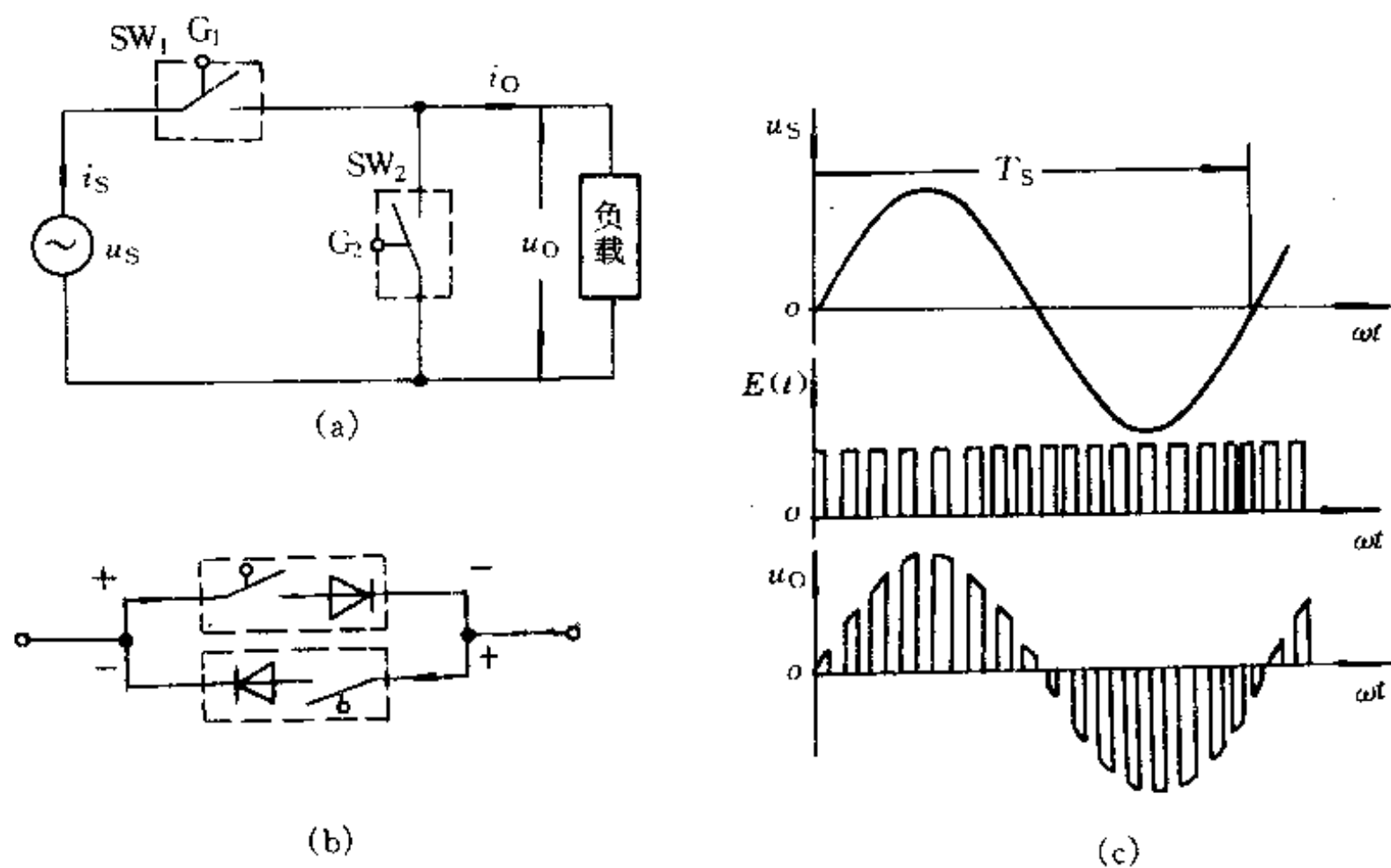


图 4.26 单相斩控交流调压器

(a) 主电路拓扑; (b) 单相全控开关等值电路; (c) 工作波形

电路在稳态运行时的输出电压波形。显然输出电压 u_O 为

$$u_O = E(t)u_S = \begin{cases} u_S & \text{SW}_1 \text{ 导通, SW}_2 \text{ 断开} \\ 0 & \text{SW}_2 \text{ 导通, SW}_1 \text{ 断开} \end{cases} \quad (4.56)$$

式中 $E(t)$ 为开关函数, 其波形示于图 4.26(b)。函数由下式定义

$$E(t) = \begin{cases} 1 & \text{SW}_1 \text{ 导通, SW}_2 \text{ 断开} \\ 0 & \text{SW}_2 \text{ 导通, SW}_1 \text{ 断开} \end{cases} \quad (4.57)$$

在图 4.26(a) 电路条件下

$$u_O = E(t)\sqrt{2}U_S\sin\omega_S t \quad (\text{V}) \quad (4.58)$$

$E(t)$ 函数经傅里叶级数展开, 可得

$$E(t) = \rho + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\theta_n}{n} \cos(n\omega_K t - \theta_n) \quad (4.59)$$

$$\rho = \frac{t_{\text{onl}}}{T_K} \quad \omega_K = \frac{2\pi}{T_K} \quad \theta_n = \frac{n\pi}{T_K} \cdot t_{\text{onl}} = n\pi\rho$$

式中: ρ 为开关器件在开关周期中导通占空比; t_{onl} 为一个开关周期中 SW_1 导通时间。

将式(4.59)代入式(4.58)可得

$$u_O = \rho\sqrt{2}u_S\sin\omega_S t + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}U_S\sin\theta_n}{n} \{ \sin[(n\omega_K + \omega_S)t - \theta_n] - \sin[(n\omega_K - \omega_S)t - \theta_n] \} \quad (4.60)$$

式(4.60)表明, u_O 含有除基波以外的其它谐波, 谐波频率在开关频率及其整数倍两侧 $\pm\omega_S$ 处分布, 开关频率越高, 谐波与基波距离越远, 越容易滤波。

把输出电压基波幅值与输入电压幅值定义为调压器电压增益, 即

$$A_V = \frac{\rho\sqrt{2}U_S}{\sqrt{2}U_S} = \rho \quad (4.61)$$

由此可见, 调压器电压增益等于占空比 ρ , 因此改变占空比就可改变基波幅值, 达到调压的目的。

根据式(4.60)可得负载电流

$$\begin{aligned} i_O &= \frac{\rho\sqrt{2}U_S\sin(\omega_S t - \varphi_1)}{Z_1} + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}U_S\sin\theta_n}{n} \left\{ \frac{\sin[(n\omega_K + \omega_S)t - \theta_n - \varphi_n^+]}{Z_n^+} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin[(n\omega_K - \omega_S)t - \theta_n - \varphi_n^-]}{Z_n^-} \right\} \\ &= \frac{\rho\sqrt{2}U_S\sin(\omega_S t - \varphi_1)}{\sqrt{R^2 + (\omega_S L)^2}} + \frac{\sqrt{2}U_S}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\theta_n}{n} \left\{ \frac{\sin[(n\omega_K + \omega_S)t - \theta_n - \varphi_n^+]}{\sqrt{R^2 + (n\omega_K + \omega_S)^2 L^2}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin[(n\omega_K - \omega_S)t - \theta_n - \varphi_n^-]}{\sqrt{R^2 + (n\omega_K - \omega_S)^2 L^2}} \right\} \end{aligned} \quad (4.62)$$

式中: $\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega_S L}{R}$, $\varphi_n^+ = \tan^{-1} \frac{(n\omega_K + \omega_S)L}{R}$, $\varphi_n^- = \tan^{-1} \frac{(n\omega_K - \omega_S)L}{R}$

可以看出, 输出电流具有与输出电压相同的谐波含量。但由于负载电感在各次谐波频率

处呈现比基波大得多的阻抗,因此电流中的谐波幅值与电压谐波相比,衰减快得多,开关频率越高,谐波幅值越低,电流越接近理想正弦波。

在理想工作状态下,调压器内无损耗。因此

$$u_S i_S = u_O i_O$$

可求得输入电流为

$$i_S = \frac{u_O}{u_S} i_O = E(t) \cdot i_O \quad (4.63)$$

将式(4.59)和(4.62)代入式(4.63),并设载波比 $c = \frac{\omega_K}{\omega_S}$, 可得输入电流

$$\begin{aligned} i_S = & \frac{\rho^2 \sqrt{2} U_S}{Z_1} \sin(\omega_S t - \varphi_1) + \frac{\rho \sqrt{2} U_S}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \theta_n}{n} \{ A_n \sin[(cn+1)\omega_S t - \beta_n^+] \\ & - B_n \sin[(cn-1)\omega_S t - \beta_n^-] \} \\ & + \frac{\sqrt{2} U_S}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{\sin \theta_n}{n} \frac{\sin \theta_K}{k} \left\{ \frac{\sin[(n+k)c-1)\omega_S t - \theta_n - \theta_K - \varphi_n^+]}{Z_n^+} \right. \\ & \left. - \frac{\sin[(n+k)c-1)\omega_S t - \theta_n - \theta_K - \varphi_n^-]}{Z_n^-} \right\} \end{aligned} \quad (4.64)$$

上式中:

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \left[\frac{1}{Z_1^2} + \frac{1}{(Z_n^+)^2} + \frac{2 \cos(\varphi_n^+ - \varphi_1)}{Z_1 Z_n^+} \right]^{1/2} \\ B_n &= \left[\frac{1}{Z_1^2} + \frac{1}{(Z_n^-)^2} + \frac{2 \cos(\varphi_n^- - \varphi_1)}{Z_1 Z_n^-} \right]^{1/2} \\ \beta^+ &= \tan^{-1} \frac{\frac{1}{Z_n^+} \sin(\varphi_n^+ + \theta_n) + \frac{1}{Z_1} (\varphi_1 + \theta_n)}{\frac{1}{Z_n^+} \cos(\varphi_n^+ + \theta_n) + \frac{1}{Z_1} (\varphi_1 + \theta_n)} \\ \beta^- &= \tan^{-1} \frac{\frac{1}{Z_n^-} \sin(\varphi_n^- - \theta_n) + \frac{1}{Z_1} (\theta_n - \varphi_1)}{\frac{1}{Z_n^-} \cos(\varphi_n^- - \theta_n) + \frac{1}{Z_1} (\theta_n - \varphi_1)} \\ \theta_K &= \frac{2\pi t_{on}}{T_S} = \frac{2\pi \rho}{c} \end{aligned} \right\} \quad (4.65)$$

其余参数定义见式(4.62)。

由式(4.62)和式(4.64)可求出不同占空比 ρ 和不同载波比 c 所对应的输出和输入电流的频谱。图 4.27(a)、(b)分别为 $c=10$ 和 $c=20$, $\varphi_1=\pi/6$ 时 i_S 的频谱,图 4.28 为相同条件下 i_O 的频谱图。显然,载波比越高,谐波族距基波越远,滤波越容易,滤波器体积也越小。当 c 非常大时,式(4.64)可简化为

$$\begin{aligned} i_S = & \frac{\rho^2 \sqrt{2} U_S}{Z_1} \sin(\omega_S t - \varphi_1) + \frac{\rho \sqrt{2} U_2}{\pi Z_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \theta_n}{n} \{ \sin[(nc+1)\omega_S t - \theta_1 - \varphi_1] \\ & - \sin[(nc-1)\omega_S t - \theta_1 - \varphi_1] \} \end{aligned} \quad (4.66)$$

调压器输入功率因数为

$$PF = \frac{P_O}{U_S I_S} \quad (4.67)$$

在 c 足够大时, i_S 中的谐波只需很小的输入滤波即可滤除, 即式(4.66)中等式右边第二项可忽略。可以看出, 在这种情况下, 输入功率因数总是等于输出(负载)功率因数, 而与电压增益(即占空比)无关。

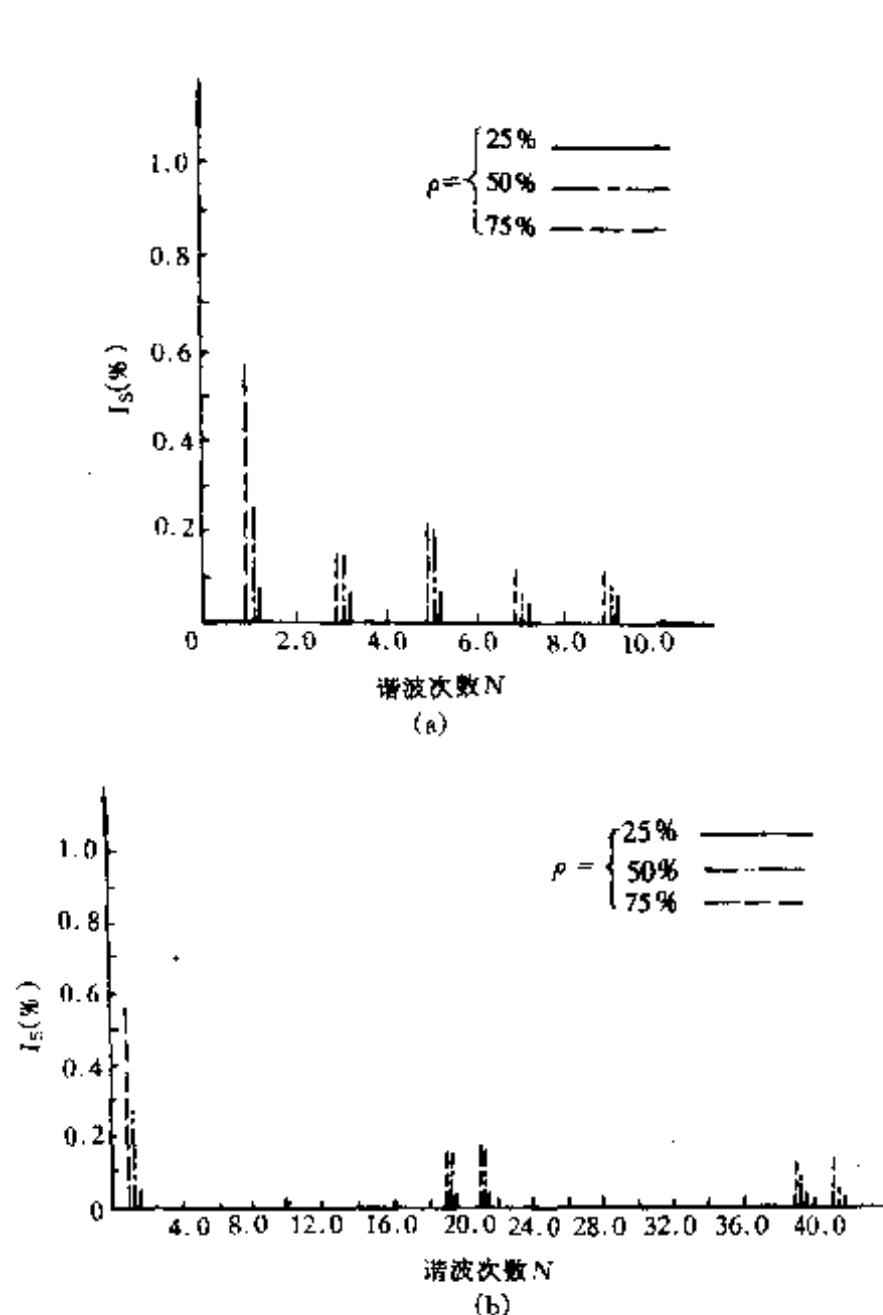


图 4.27 输入电流频谱($\varphi_1 = \pi/6$)

(a) $c = 10$; (b) $c = 20$

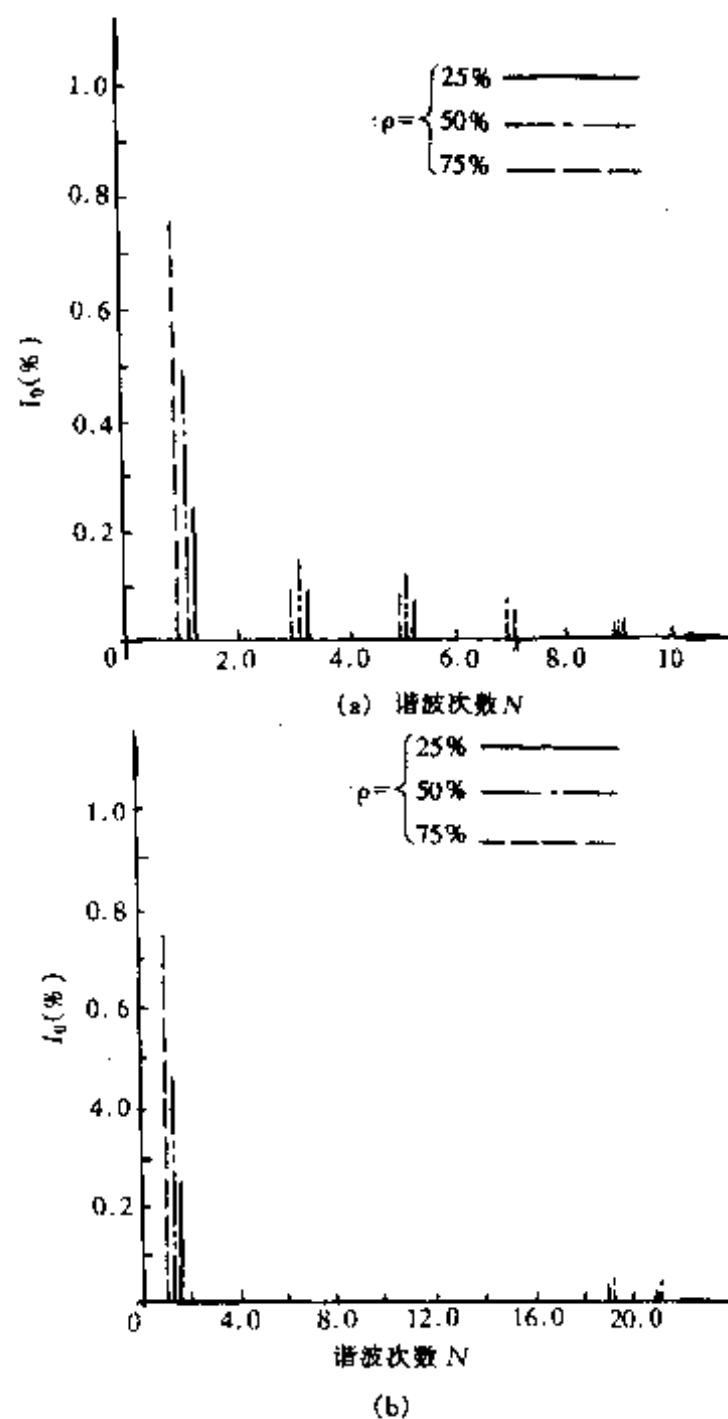


图 4.28 输出电流频谱($\varphi_1 = \pi/6$)

(a) $c = 10$; (b) $c = 20$

4.3.2 斩控式交流调压器双向开关的常用结构模型

如上所述, 斩控式交流调压器主电路功率开关总是使用全控型器件。这类器件静特性均为非对称, 反向阻断能力很低, 甚至不具备反向阻断能力。为此, 常与二极管配合组成复合器件, 即利用二极管来提供开关的反向阻断能力。常用电路拓扑结构如图 4.29 所示。

图(a)中所示电路结构只使用一个全控开关器件。当负载电流方向改变时, 二极管桥中导通的桥臂自然换向, 而流过开关器件中的电流方向不会改变。采用这种结构的双向开关, 控制

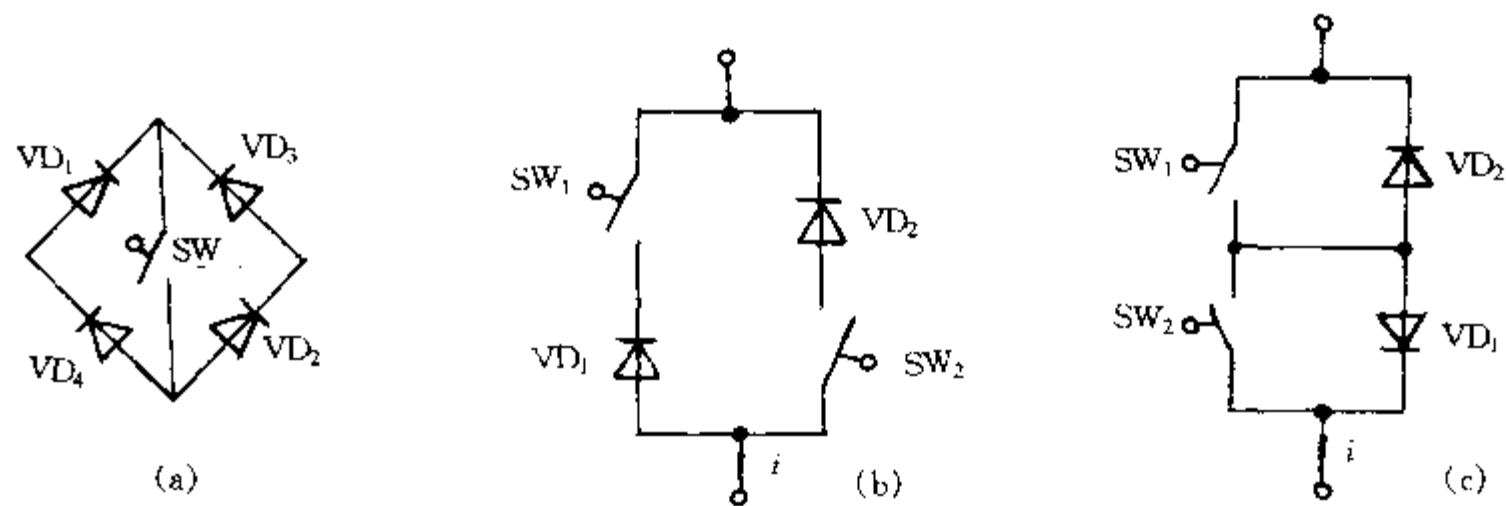


图 4.29 斩控调压器常用开关模型

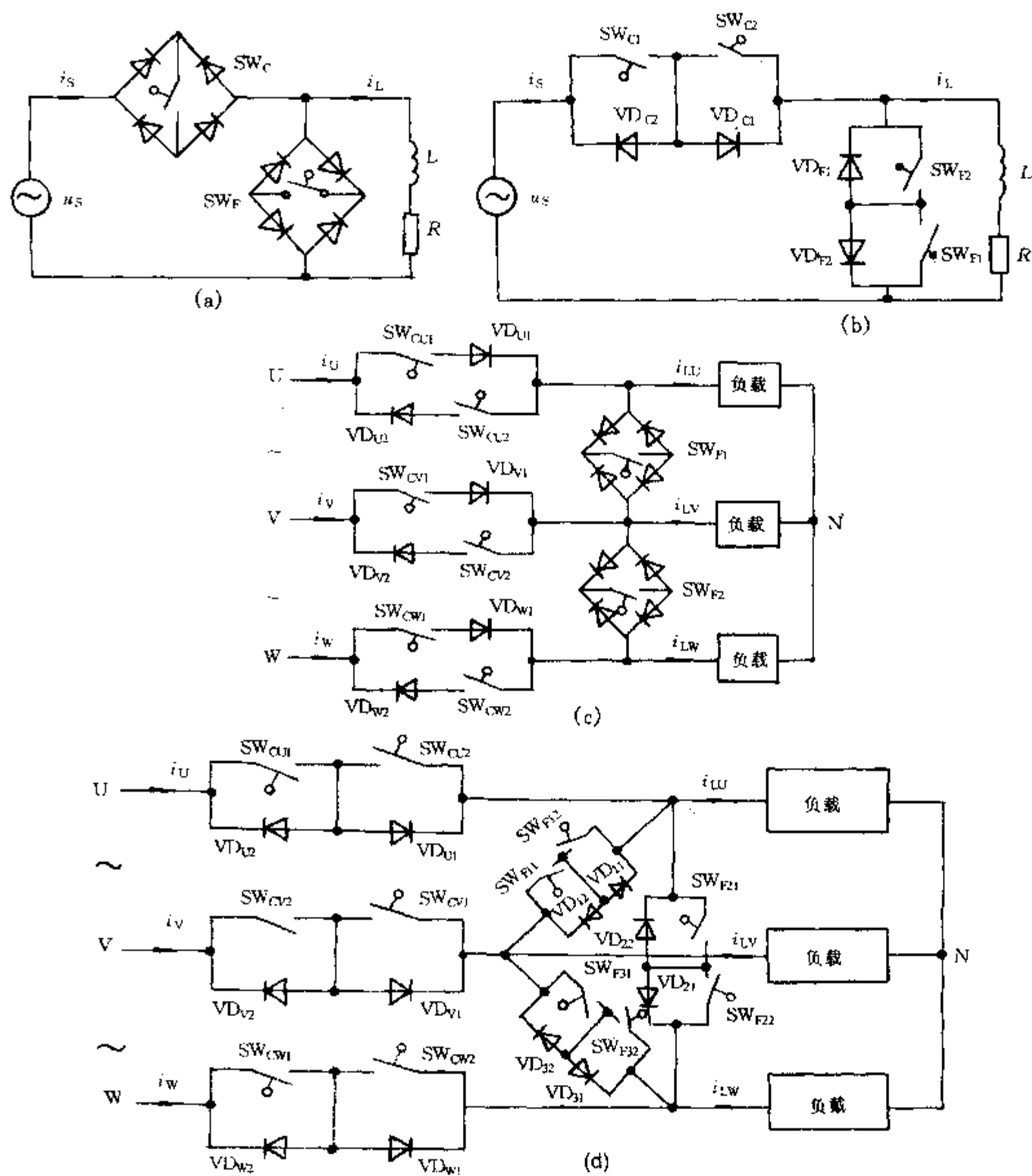


图 4.30 几种常见单相和三相斩控交流调压器主电路拓扑

电路简单,无同步要求。但斩波开关与续流开关必须采用互补控制,二者间时序关系将在下一节详细讨论。

图(b)、(c)中所示结构的共同特点是每一个双向开关中含有两个全控开关,它们被分别控制在负载电流的不同方向上导通。控制电路必须有严格的同步要求。由于两个开关可独立控制,因此控制方式比较灵活。有关问题将在下一节讨论。

图(c)所示电路中,两个全控开关的源(或发射)极接在一起,因此门极(或基极)控制信号可以共地。另一方面,这种模型还可使用带有反并联二极管的功率开关模块,使主电路接线简单,减少了电路引线电感在高频运行时的影响。图 4.30 示出了几种由上述全控开关组成的单相和三相斩控式交流调压器主电路。对于图中所示的不同电路,其控制方式也不相同。

4.3.3 斩控式交流调压器的控制方法

一般说来,斩控式交流调压器的控制方式与主电路开关模型、电路结构及相数有关。但按照对斩波开关和续流开关的控制时序而言,则可分为互补控制和非互补控制两大类。下面就图 4.31 所示具有一般拓扑结构的单相交流调压器,分别讨论这两类控制的原理、时序和适用条件。图中可控开关采用了一种自定义的开关符号,代表全控器件与二极管构成的单向开关,它们反并联成等效双向斩波或续流开关,其结构模型可以是图 4.29 中的任何一种。

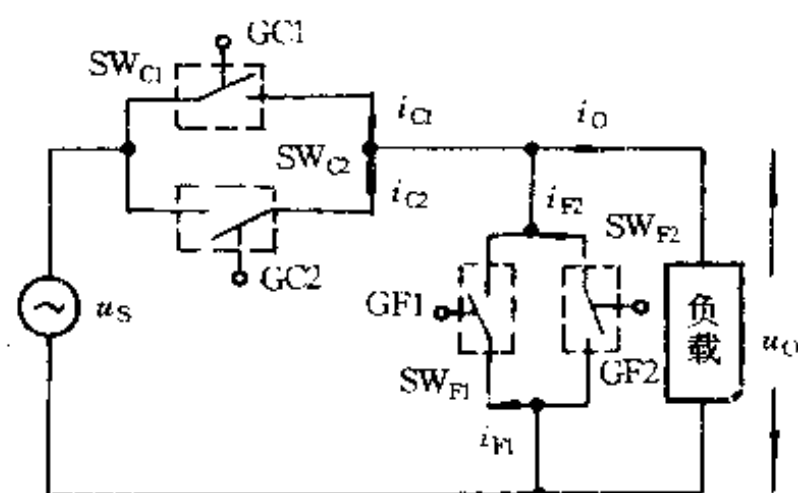


图 4.31 斩控式单相交流调压器一般拓扑

1. 互补控制

所谓互补控制就是在一个开关周期中,斩波开关和续流开关必须有一个而且只能有一个导通,其理想控制时序如图 4.32(a)所示。也就是说,为了减小开关过程的损耗,既不允许二者同时导通造成电源短路,也不允许二者同时开路造成负载电流开路,即所谓共态运行。这就要求斩波开关和续流开关特性必须一致,开关过程瞬时完成,驱动信号动作准确。为可靠保护全控开关器件,还必须设置相应的缓冲电路。

实际的全控型开关器件开通和关断总需一段时间,这必然造成换流过程中两个开关同时导通,如图 4.32(b)中所示的 t_{ov} 。为了避免这种现象,必须如图 3.32(c)所示的那样在控制信号中间设置死区时间 t_u , t_u 应等于器件关断过程中下降时间 t_f 与存贮时间 t_s 之和。由于存贮时间随电路运行过程中的结温变化有较大变化,因此这种控制方式即使设置死区时间也可能产生斩波开关和续流开关同时导通或同时不导通的情况,为此还必须在主电路中设置相应缓冲电路来抑制同时导通时的过电流和同时关断期间因负载开路造成的过电压。

互补控制方式适用于由任何形式的双向开关构成的交流调压器,而且在使用图 4.29(a)的开关时,只能用这种控制方式。图 4.33 示出了这种控制方式下控制电路的结构图。若主电路为图 4.30(a)所示的结构,则可不用同步控制信号 u_{SYF} 和 u_{SYR} 。

2. 非互补控制

互补控制的斩控式交流调压器中,为了防止斩波开关和续流开关的共态运行,必须加入死区时间和一定功率的缓冲电路,当系统功率增大以后,这些问题就变得十分突出,应当采用所

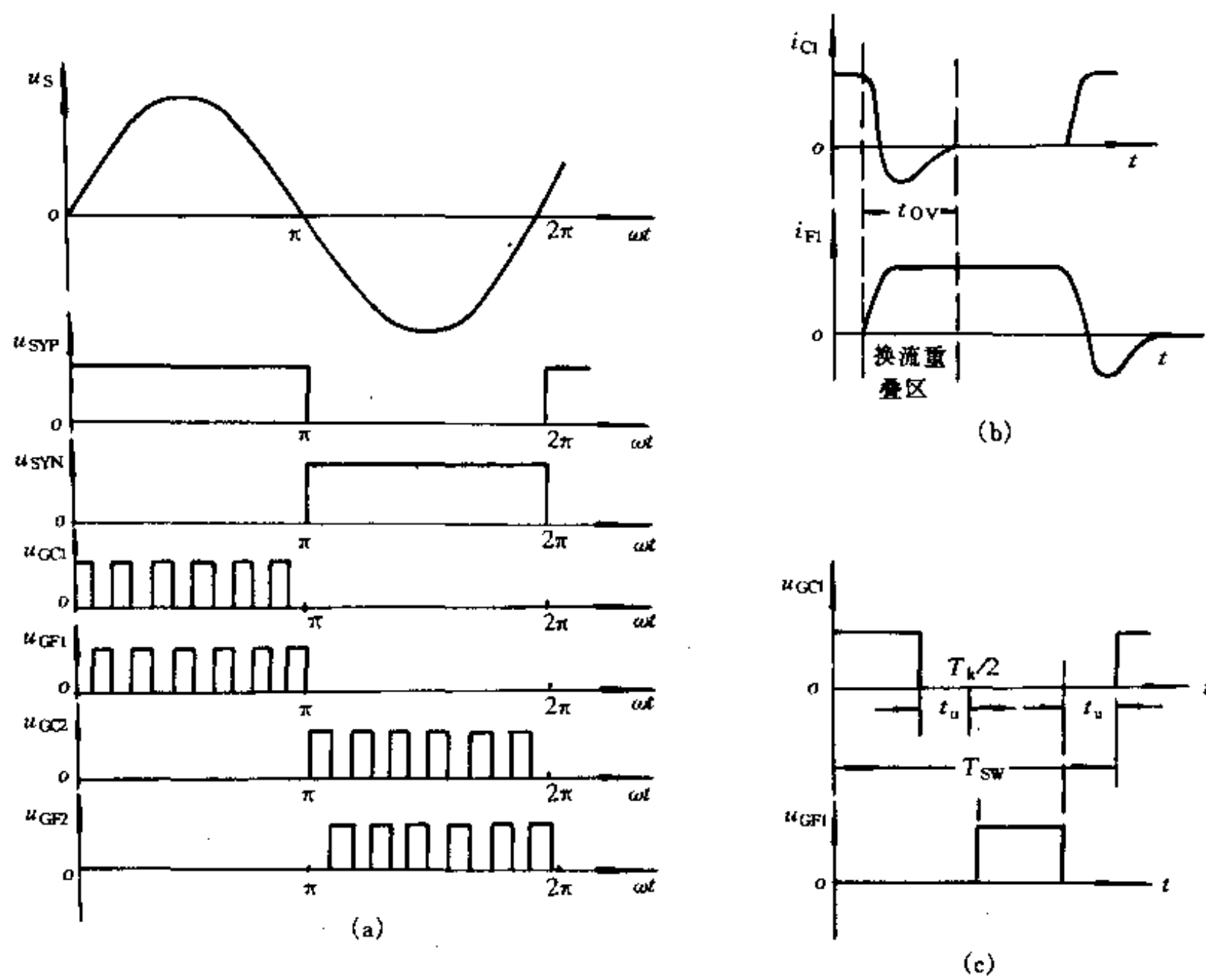


图 4.32 斩控式单相交流调压器互补控制波形图

(a) 理想的控制时序；(b) 实际电路换流过程；(c) 实际控制时序

u_{SYP} —开关 SW_{C1} 和 SW_{F1} 同步信号； u_{SYN} —开关 SW_{C2} 和 SW_{F2} 同步信号

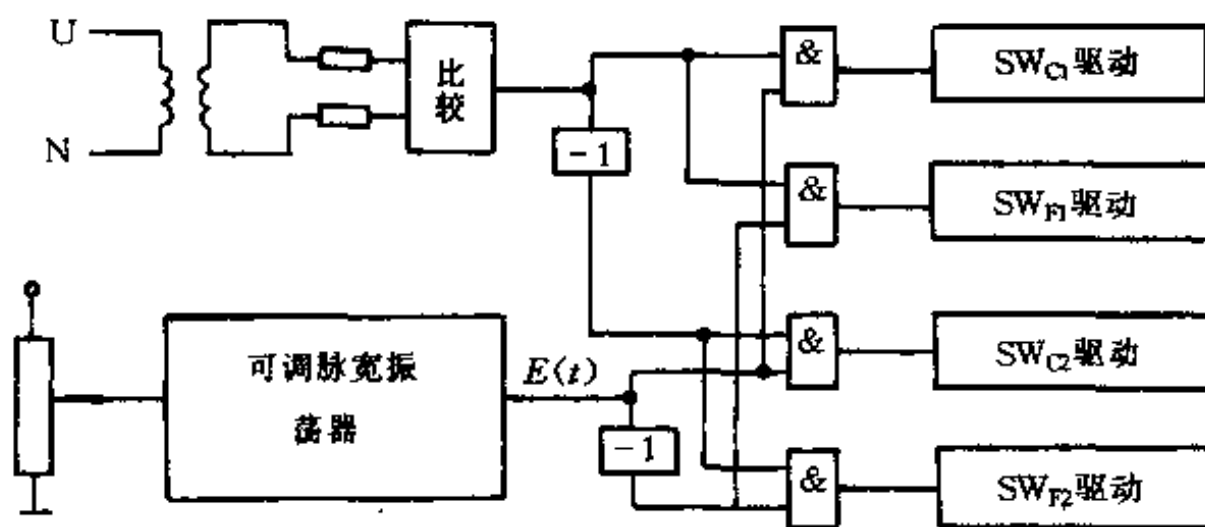


图 4.33 单相斩控交流调压器互补控制电路的结构

谓非互补控制方式。这种方式下,调压器主电路的斩波开关和续流开关都必须采用正反向可分别独立控制的双向开关结构。纯电阻负载下,图 4.31 所示电路的控制信号时序图示于图 4.34。在电源电压 u_S 正半周,使 SW_{F2} 维持关断,而 SW_{F1} 和 SW_{C2} 则维持导通控制信号, SW_{C1}

被控制为斩波工作,输出电压波形受 SW_{C1} 控制,成为图 4.34 中 u_O 所示的离散波。在电源电压负半周,关断 SW_{F1} ,维持 SW_{C1} 和 SW_{F2} 导通控制信号,而控制 SW_{C2} 为斩波工作,负载电压则为离散化了的电源电压负半周。在这种控制方式下,一方面由于 SW_{C1} 斩波工作时, SW_{C2} 功率电路反向偏置不会和 SW_{F1} 同时导通,因此不会出现电源短路。另一方面,在 SW_{C1} 斩波工作时, SW_{C2} 和 SW_{F1} 始终保持导通控制,而 SW_{C2} 斩波工作时, SW_{C1} 和 SW_{F2} 也始终有导通控制信号,从而无论负载电流是否改变方向,当斩波开关关断时,负载电流都能维持导通,防止了因斩波开关和续流开关同时关断造成的电流开路。

当负载为电感时,由于电压、电流相位不同,若按图 4.34 给出的控制时序,则由于电压正半周 SW_{C2} 、 SW_{F1} 一直处于导通控制,负半周 SW_{C1} 、 SW_{F2} 维持导通控制,造成电压、电流反相区间输出电压不受斩波开关控制,产生输出电压失真,式(4.61)不能使用。

为了避免出现这种失控现象,在感性负载下,电路时序控制中应加入电流信号,由电压、电流的方向共同决定控制时序。如图 4.35 所示,在一个电源周期中,控制方式分为以下四个区间:

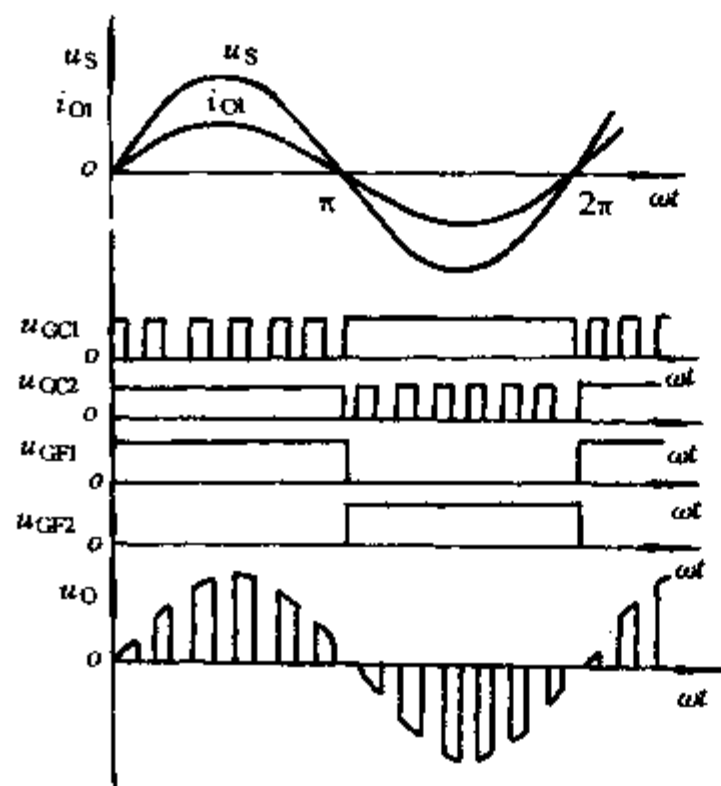


图 4.34 纯电阻负载非互补控制时序

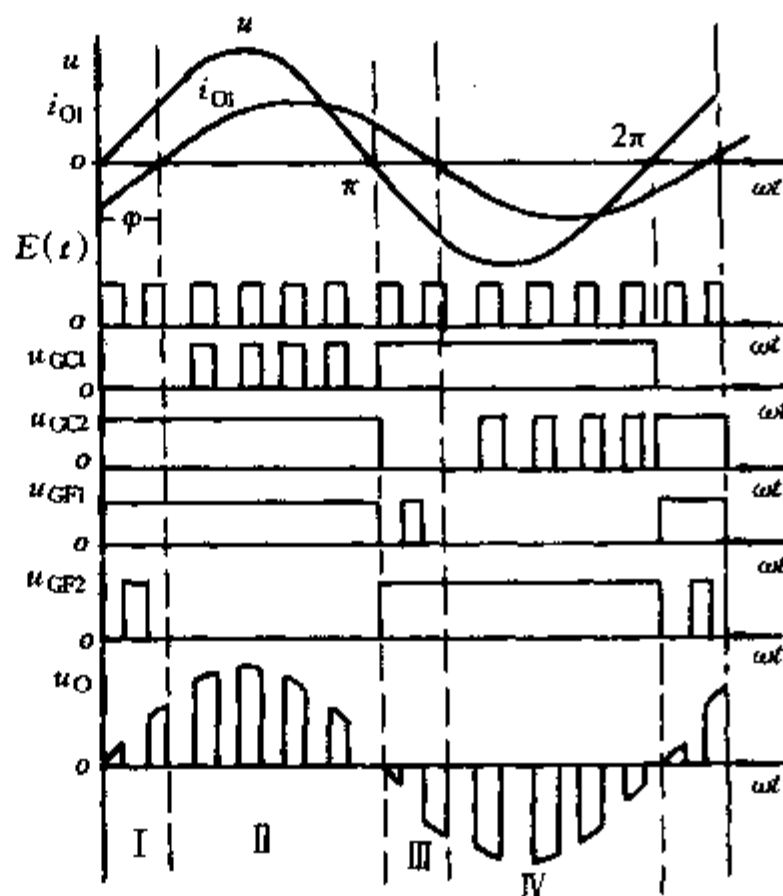


图 4.35 RL 负载非互补控制时序

区间 I: $u_S > 0$, 输出电流基波 $i_{O1} < 0$ 。

关断 SW_{C1} , SW_{F1} 和 SW_{C2} 保持导通控制, SW_{F2} 按照 $\overline{E(t)}$ 控制, 使负载电流轮流通过 SW_{C2} 和 SW_{F2} , 输出电压波形同纯电阻负载。

区间 II: $u_S > 0$, $i_{O1} > 0$ 。

控制方式与输出电压和纯电阻负载时电压正半周区间相同。

区间 III: $u_S < 0$, $i_{O1} > 0$ 。

关断 SW_{C2} , SW_{C1} 和 SW_{F2} 保持导通控制状态, SW_{F1} 按 $\overline{E(t)}$ 操作, 负载电流轮流通过 SW_{C1} 和 SW_{F1} , 输出电压如图 4.35 所示区间 III 内的 u_O 波形。

区间 IV: $u_S < 0$, $i_{O1} < 0$ 。

控制方式与输出电压波形与纯电阻负载下电源电压负半周区间相同。

可见,加入电流检测后,即使电压、电流不同相,也可得到与纯电阻负载下只考虑电压极性控制时相同的波形。

非互补控制的最大优点就是避免了斩波开关和续流开关的共态运行,从而避免了因电源短路造成器件中过大的瞬态电流冲击,以及因负载电流开路造成的器件承受过电压。这样,电路中的缓冲环节的体积和损耗可以大大减少。

此外,为了抑制输出电压中低频次谐波,斩波开关频率应选取为电源电压频率的整数倍。

图 4.36 给出了非互补方式控制环节的一般结构。

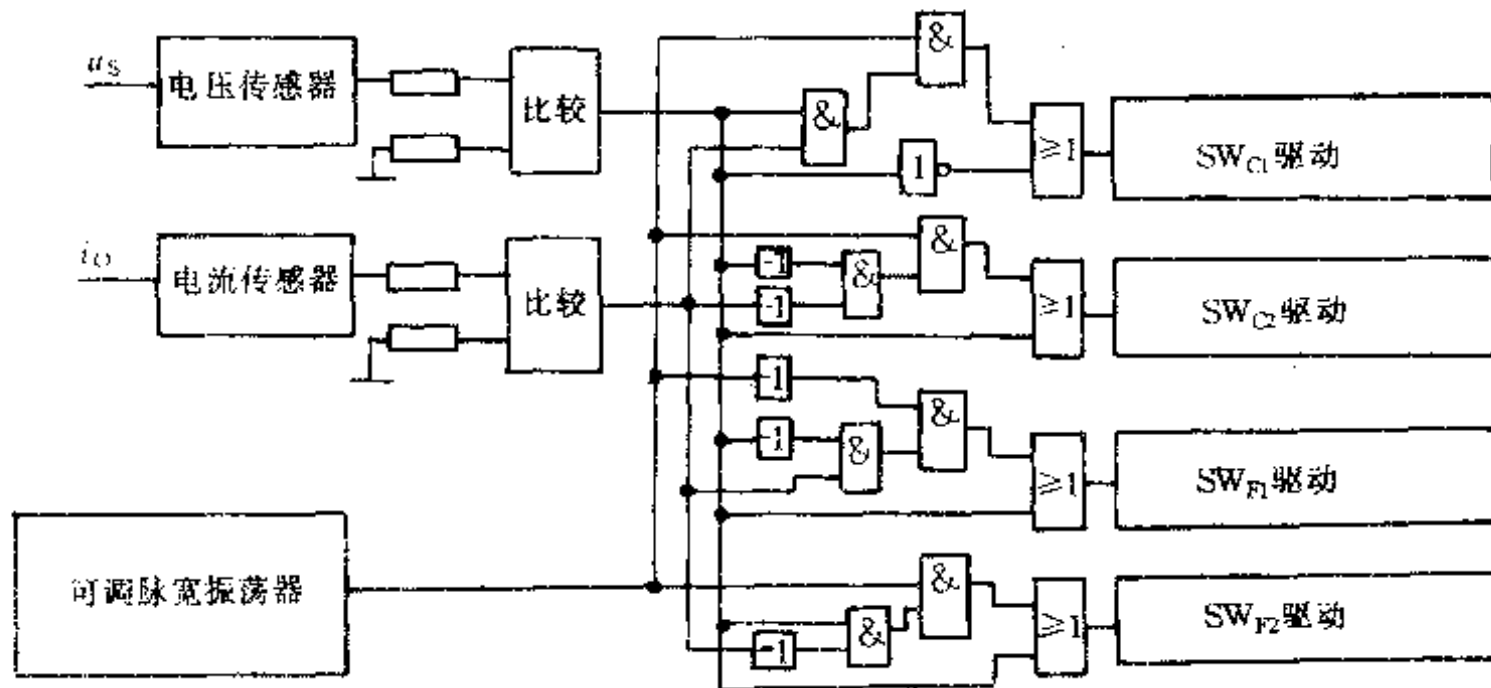


图 4.36 单相斩控交流调压器非互补控制电路结构

当主电路斩波开关和续流开关选用图 4.29 所示的不同开关组合时,控制环节的具体结构形式不完全相同。互补控制和非互补控制方法对三相斩控交流调压器也适用。

4.4 三种电能控制方式的比较

以上对静止式交流电能控制器的移相控制、通断控制和斩波控制方式的分析表明,相控式和斩控式是连续调节方式,适合于各种需要调节输出交流电压有效值的场合;而通断控制则只能适用于大惯性负载,如电加热器、工业电炉等。就输出电压、电流谐波及对电网的影响而言,斩控方式有最好的效果,相控式最差。然而斩控式电路必须采用全控开关器件,这种器件大多无反向阻断能力,为组成双向开关,必须设置二极管来承受反向电压,使电路结构复杂化,而且控制电路也比较复杂。此外全控开关器件管理电能的能力小于晶闸管,因此这类装置的容量比相控式要小。通断控制方式虽然使用晶闸管为开关器件,但由于负载接通和关断期间电网电流呈有无变化,若负载电流很大,将使电网电流周期性地大幅度波动,给电网带来很大的冲击并产生低频次谐波分量。从发展来看,随着全控功率器件容量和性能以及模块化程度的提高,集成控制电路功能的不断完善,斩控式电路有着更广阔的前景。晶闸管相控调压则将在大功率装置中继续保持其优势。

思考题与习题

- 4.1 全控和半控交流调压器在结构和性能上有何区别?
- 4.2 移相控制、周波数控制和斩波控制三种静止式交流电能控制器各有哪些优缺点?
- 4.3 相控交流调压器的移相控制范围是什么?
- 4.4 相控交流调压器为什么必须使用宽脉冲触发?
- 4.5 试比较斩控式交流调压器两种控制方式的优缺点。
- 4.6 图 P4.1 示出一加热用的单相交流通断控制器。负载电阻 $R = 5\Omega$, $u_s = \sqrt{2}110\sin 100\pi t$, 每个工作周期中晶闸管导通 125 个周波, 关断 75 个周波, 求:

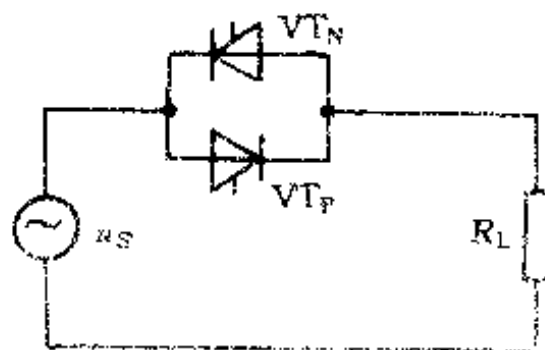


图 P4.1

- ①输出电压有效值;
- ②晶闸管电流有效值和平均值;
- ③系统功率因数 PF。

- 4.8 若图 P4.1 所示电路改为相控调压, VT_1 、 VT_2 相控角 $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$, 请画出输出电压、电流和晶闸管电压、电流波形, 并重复题 4.7 计算。

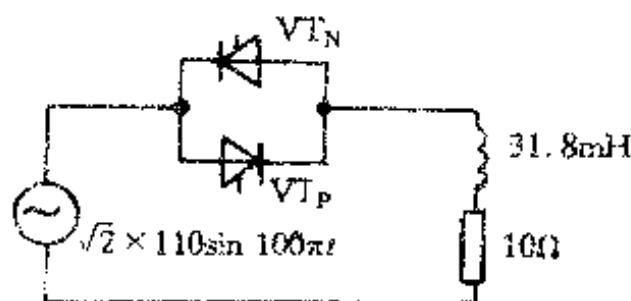


图 P4.2

- 4.9 图 P4.2 所示为单相交流调压器, RL 负载。参数如图所示。晶闸管触发角 $\alpha = 45^\circ$, 画出稳态下输出电压、电流波形, 并计算:

- ①输出电压、电流有效值;
- ②晶闸管电流有效值并计算元件电流定额;
- ③输入功率因数。

- 4.10 负载 Y 接的三相全控相控式交流调压器参数示于图 P4.3, 线电压 $U_l = 127V$, $50Hz$, 相控角 $\alpha = \pi/3$, 计算:

- ①输出相电压有效值;
- ②晶闸管电流有效值及输入功率因数 PF。

- 4.11 斩控式交流调压电路 RL 负载, 负载参数如图 P4.4。BJT 开关频率为 $2.5kHz$ 。

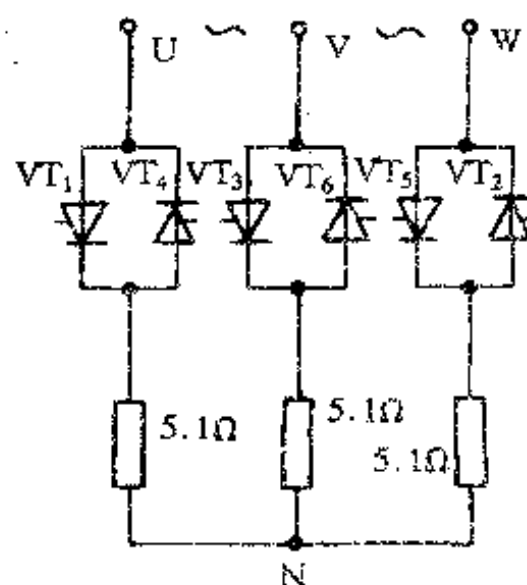


图 P4.3

- ①若希望输出电压在 $100 \sim 210V$ 间变化, 求 BJT 导通占空比变化范围;

- ②设电流断续, 求占空比 $\rho = 0.8$ 时, 输出电流有效值及输入功率因数;

- ③画出电路按非互补方式控制时控制系统的结构框图。

- 4.12 设图 P4.2 中 $\alpha = \pi/2$, 画出电流 i 的波形并写出其傅里叶分析表达式。

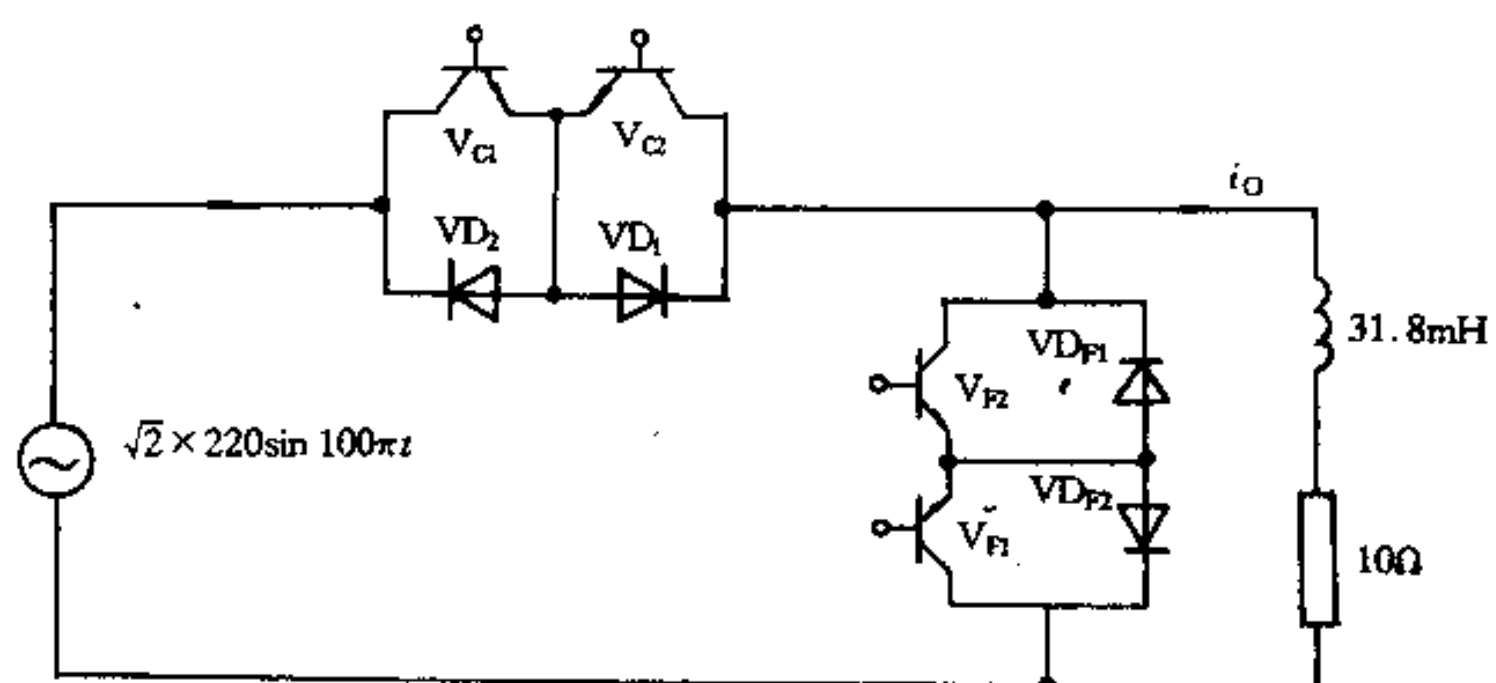


图 P4.4

第 5 章 直流—直流变换器

在电力电子电路中,能使输入的恒定直流电压变为可调节的输出直流电压的一类电路称为直流—直流变换器(DC-DC Converter)。与交流电压控制器类似,DC-DC 变换器本质上是一种电能控制器。这类电路在工作时,通过对电力电子器件的通断控制,按一定周期把输入直流电压加到负载上。改变通断时间比,即可改变负载电压平均值(见图 5.1)。通常又形象地称这类变换器为斩波器。斩波器在直流传动、机车牵引和开关稳压电源中广为应用。

由于斩波器的输入、输出都是直流,电源电压和负载电压无自然过零点。当采用半控器作为图 5.1 中的开关 SW 时,无法向开关器件提供关断条件,因而电路中若采用晶闸管作开关,则必须设置附加的强迫换相电路,这使系统变得复杂,可靠性降低。近来,随着自关断器件容量和性能的提高,在许多实用场合已采用了 GTO、IGBT、BJT 等器件,取消外部换流电路,提高斩波器工作频率已成为其发展的方向。本章对斩波器的分析,将着重于各种电路的拓扑结构,主电路分析、计算及负载性质和参数对电路工作状态的影响。除特别说明,电路中的斩波开关 SW 可以是任何全控开关器件。

5.1 A 型降压斩波器

A 型降压斩波器是开发最早,采用晶闸管作斩波开关的降压型直流—直流变换器,它的工作状态及电路结构均与负载条件有关。从能量传递方向来看,A 型斩波器可分为两种形式,即第一象限 A 型斩波器和第二象限 A 型波器。

5.1.1 第一象限 A 型斩波器

若 A 型斩波器主电路无论在何种工作状态,能量总是由电源向负载传递,即输出电压、电流始终为电路设定的正方向,在 U_O - I_O 坐标系内处于第一象限,则称该 A 型斩波器为第一象限 A 型斩波器。

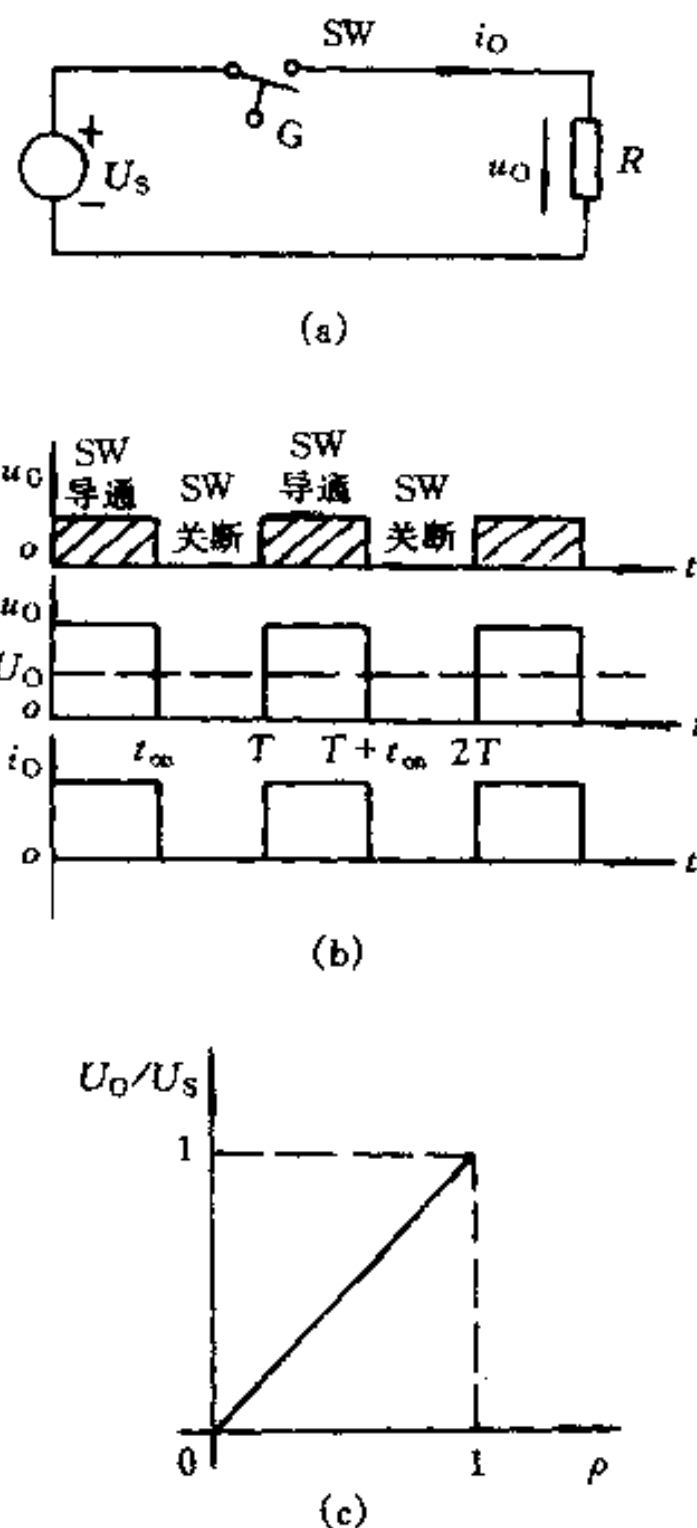


图 5.1 DC-DC 变换器工作原理
(a)主电路结构; (b)工作波形;
(c)输出控制特性

1. 纯电阻负载

在图 5.1(a)所示电路中,电源电压为 U_S 。当开关器件 SW 按照图 5.1(b)所示规律进行通断控制时,可得负载电阻 R 两端电压

$$u_O = \begin{cases} U_S & \text{SW 导通} \\ 0 & \text{SW 关断} \end{cases} \quad (5.1)$$

斩波器输出电压平均值 U_O 为

$$U_O = \frac{1}{T} \int_0^T u_O dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} u_S dt = \frac{t_{on}}{T} U_S \quad (5.2)$$

式中: t_{on} 为开关 SW 的导通时间, T 为斩波器的工作周期。定义占空比

$$\rho = \frac{t_{on}}{T} \quad (5.3)$$

代入式(5.2),得

$$U_O = \rho U_S \quad (5.4)$$

改变占空比 ρ , 即可改变输出直流电压。由于 $0 \leq t_{on} \leq T$, 所以占空比 $0 \leq \rho \leq 1$, $U_O \leq U_S$, 斩波器输出电压 U_O 低于电源输入电压 U_S , 因此为降压斩波器。图 5.1(c)示出了它的控制特性。

同理,斩波器输出电流的平均值为

$$I_O = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u_O}{R} dt = \frac{\rho U_S}{R} = \frac{U_O}{R} \quad (5.5)$$

2. RLU_C 负载

对于更为一般的 RLU_C 负载,则由于电感 L 存在,必须为负载设置续流回路,使在开关 SW 关断时,电感中储存的能量有释放通路,不致因电流关断造成过电压。主电路原理图示于图 5.2。设图中电源电压 U_S 大于负载电动势 U_C , 开关 SW 闭合时,电源 U_S 向负载提供电能,其中一部分由电感 L 贮存;当开关 SW 关断时,电感 L 中的贮能经续流二极管 VD 由 R 和 U_C 吸收。显然,开关导通时间和负载电路参数对电路工作状态有很大的影响。

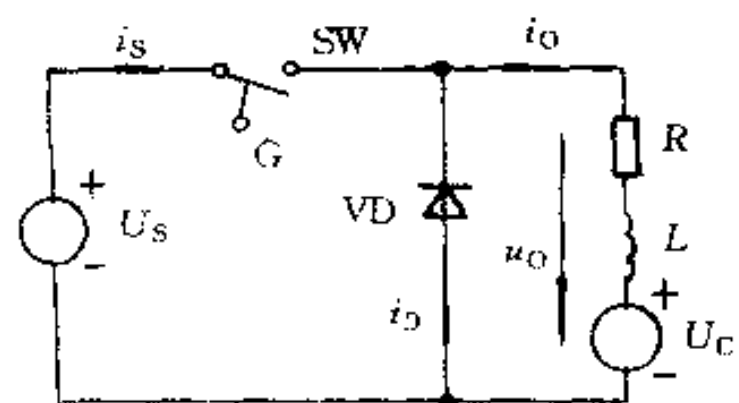


图 5.2 带 RLU_C 负载的 A 型斩波器主电路

1) 负载电流连续

若负载时间常数 L/R 很大,开关导通时间足够长,使得在开关 SW 关断到下一周重新开通时,负载电流 i_O 尚未下降到零,如图 5.3 所示,这种状态称为负载电流连续。斩波器在这种状态下运行时,一个工作周期中有两条工作回路轮流工作,相应地,电路有两种工作状态。

在稳态运行时,每一个周期 $t=0$ 时刻开通 SW,构成电源 $\rightarrow$ SW $\rightarrow$ 负载 $\rightarrow$ 电源回路,回路 KVL 方程为

$$L \frac{di_{OS}}{dt} + i_{OS} R = U_S - U_C \quad (5.6)$$

由此可解得

$$i_{OS} = \frac{U_S - U_C}{R}(1 - e^{-t/\tau}) + I_{01}e^{-t/\tau} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (5.7)$$

式中: $\tau = L/R$ 为负载时间常数; I_{01} 为 $t=0$ 时这一电路的初值, 稳态运行时, 也是上一周期结束 $t=T$ 时二极管续流回路的终值。这一区间内, $u_O = U_S$ 。

$t = t_{on}$ 时关断 SW, 电感贮能通过二极管 VD 续流, 在负载和二极管构成的续流回路中, KVL 方程为

$$L \frac{di_{OF}}{dt} + i_{OF}R = -U_C \quad (5.8)$$

解方程得到这一区间的输出电流

$$i_{OF} = -\frac{U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}}) + I_{02}e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}} \quad (t_{on} \leq t \leq T) \quad (5.9)$$

这里 I_{02} 为 $t = t_{on}$ 时续流电路的初值, 亦是前一工作回路电流的终值。这一区间内 $u_O = 0$ 。

把 $t = t_{on}$ 代入式(5.7), 求得

$$I_{02} = -\frac{U_S - U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}) + I_{01}e^{-\frac{t_{on}}{\tau}} \quad (5.10)$$

I_{01} 为前一工作周期电流的终值, 将 $t = T$ 代入式(5.9)可得到

$$I_{01} = -\frac{U_C}{R}(1 - e^{-\frac{T-t_{on}}{\tau}}) + I_{02}e^{-\frac{T-t_{on}}{\tau}} \quad (5.11)$$

联立求解式(5.10)和(5.11), 可求出 I_{01} 和 I_{02} , 即

$$I_{01} = \frac{U_S}{R} \frac{e^{-\frac{t_{on}}{\tau}} - 1}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} - \frac{U_C}{R} = I_{Omin} \quad (5.12)$$

$$I_{02} = \frac{U_S}{R} \frac{e^{-\frac{t_{on}}{\tau}} - 1}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} - \frac{U_C}{R} = I_{Omax} \quad (5.13)$$

I_{01} 和 I_{02} 分别对应着输出电流的最小值和最大值。求得 I_{01} 和 I_{02} 后, 代入式(5.7)和(5.9), 就可求得一个工作周期内斩波器输出电流的表达式, 并由此得到输出电流的平均值 I_O 和有效值 I_R

$$I_O = \frac{1}{T} \int_0^T i_O dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} i_{OS} dt + \int_{t_{on}}^T i_{OF} dt \right] \quad (5.14)$$

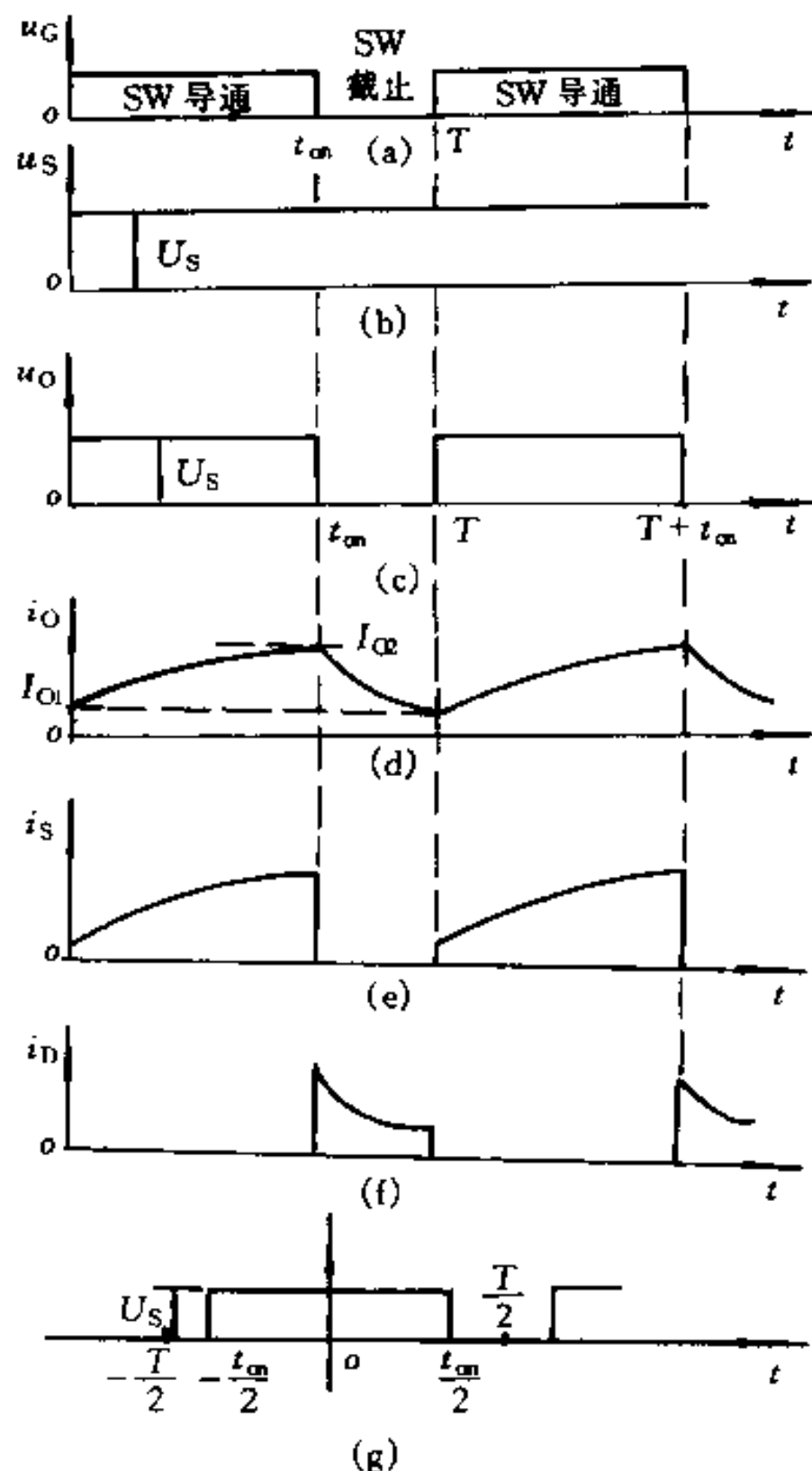


图 5.3 图 5.2 电路电流连续工作波形

$$I_R = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_O^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} i_{OS}^2 dt + \int_{t_{on}}^T i_{OF}^2 dt \right]} \quad (5.15)$$

由于 i_O 表达式相当复杂, 实际计算时常通过对输出电压的傅里叶分析求解。

由前面对电路的工作分析可知, 负载电流连续时斩波器输出电压

$$u_O = \begin{cases} U_S & 0 \leq t \leq t_{on}, \quad \text{SW 导通} \\ 0 & t_{on} \leq t \leq T, \quad \text{VD 导通} \end{cases} \quad (5.16)$$

波形示于图 5.3(a)。为了便于这种波形的周期函数展开成傅里叶级数, 可将纵坐标平移, 得到图 5.3(g) 所示波形。可以看出, 这种函数满足 $f(x) = f(-x)$ 条件, 为偶函数, 其傅里叶级数中只含直流分量和余弦分量的谐波, 所以

$$u_O = U_O + \sum_{n=1}^{\infty} U_{nM} \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) \quad (5.17)$$

式中: U_O 为电压平均值, U_{nM} 为第 n 次谐波幅值。

$$U_O = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_O dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_{on}/2} U_S dt = \rho U_S \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} U_{nM} &= \frac{2U_S}{T} \int_0^{t_{on}/2} \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt = \frac{2U_S}{\pi} \int_0^{\rho\pi} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) d(n\omega t) \\ &= \frac{2U_S}{n\pi} \sin(n\rho\pi) \end{aligned} \quad (5.19)$$

输出电流平均值及各谐波有效值为

$$I_O = \frac{U_O - U_C}{R} \quad (5.20)$$

$$I_{nR} = \frac{\sqrt{2}U_S}{n\pi Z_n} \sin(n\rho\pi) \quad (5.21)$$

输出电流、电压有效值和纹波因数分别为

$$I_R = \sqrt{I_O^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nR}^2} \quad (5.22)$$

$$K_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{nR}^2}}{I_O} \quad (5.23)$$

$$U_R = \left[\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} u_O^2 dt \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} U_S = \sqrt{\rho} U_S \quad (5.24)$$

$$K_u = \frac{\sqrt{U_R^2 - U_O^2}}{U_O} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_{nR}^2}}{U_O} \quad (5.25)$$

2) 负载电流断续

若斩波开关 SW 导通时间与负载参数配合,使 SW 导通期间电感 L 存储的能量在 SW 关断后,不能维持到下一周期 SW 开通,而是在 $[t_{on}, T]$ 区间某一时刻 t_x 释放完毕,因此在 $[t_x, T]$ 区间负载电流为零,造成电流断续(见图 5.4)。这种状态下电路在一个周期内,分为两条工作回路,三种工作状态。

在一个工作周期开始 $t=0$ 时刻开通 SW,电源通过 SW 和负载建立电流,由于负载电流断续,这一回路工作的初始条件为 $t=0, i_O=0$,代入式(5.10)可得

$$i_O = \frac{U_S - U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (5.26)$$

当 $t=t_{on}$,开关 SW 关断,VD 开通, L 通过 VD 建立续流回路。 $t=t_{on}$ 时,负载电流达到

$$i_O = I_{O2} = \frac{U_S - U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}) \quad (5.27)$$

即为二极管回路工作的初始电流,代入式(5.9)得

$$i_O = -\frac{U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}}) + [\frac{U_S - U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}})]e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}} \quad (t_{on} \leq t \leq t_x) \quad (5.28)$$

如上所述,电流断续状态下,电感贮存的能量在区间 $[t_{on}, T]$ 内 t_x 时刻释放完,因此 $t=t_x, i_O=0$ 。代入式(5.29)可得

$$0 = -\frac{U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t_x-t_{on}}{\tau}}) + [\frac{U_S - U_C}{R}(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}})]e^{-\frac{t_x-t_{on}}{\tau}} \quad (3.29)$$

令 $m = U_C/U_S$,上式经整理得到

$$t_x = \tau \ln[\frac{1}{m}(e^{\frac{t_{on}}{\tau}} - 1) + 1] \quad (5.30)$$

一旦求出 t_x ,即可确定电路工作规律,并方便地计算其它各量。

由于电流断续,输出电压包含三种状态

$$U_O = \begin{cases} U_S & (0 \leq t \leq t_{on}) \\ 0 & (t_{on} \leq t \leq t_x) \\ U_C & (t_x \leq t \leq T) \end{cases}$$

因此输出电压平均值

$$U_O = \frac{1}{T}[\int_0^{t_{on}} U_S dt + \int_{t_x}^T U_C dt] = \rho U_C + (T - \frac{t_x}{T}) U_C \quad (5.31)$$

输出电流平均值

$$I_O = \frac{U_O - U_C}{R} \quad (5.32)$$

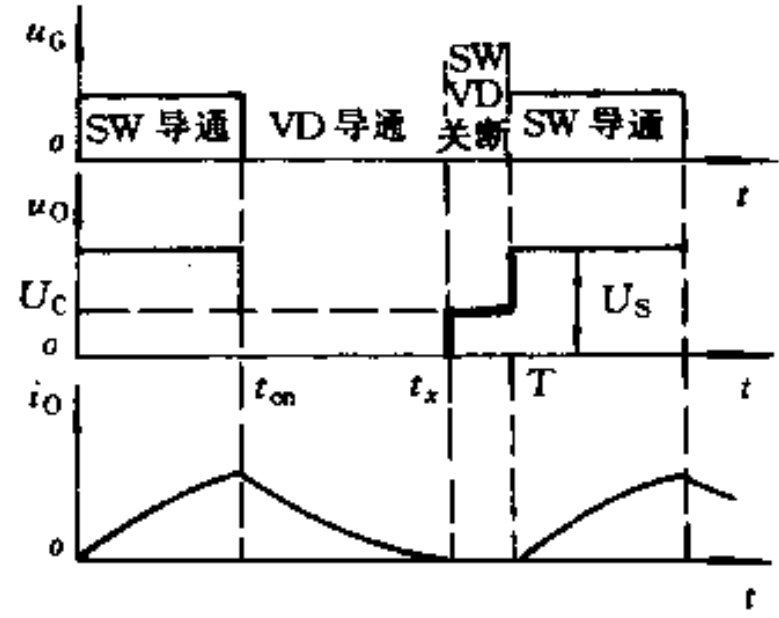


图 5.4 图 5.2 电路电流断续工作波形

3) 负载电流连续与断续边界

负载电流连续与断续边界对应着连续时 $I_{Omin} = 0$ 或断续时 $t_x = T$ 的状态, 电路的工作规律如图 5.5 所示。此时电路仍分成两条工作回路和两种工作状态。将 $I_{Omin} = 0$ 代入式(5.13)得

$$0 = \frac{U_S}{R} \cdot \frac{e^{\frac{t_{on}}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} - \frac{U_C}{R}$$

从而有

$$\frac{U_C}{U_S} = \frac{e^{\frac{t_{on}}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}$$

令 $\rho = t_{on}/T$, $\sigma = T/\tau$, 整理上式可得

$$m = \frac{e^{\rho\sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1} \quad (5.33)$$

式(5.33)反映了电路工作于负载电流连续与断续边界时电路参数之间的相互关系, 因此称为临界方程。由此可作出以 σ 为参变量, m 和 ρ 的关系曲线(见图 5.6)。用这组曲线可方便地确定电路的工作状态。对给定的 σ , 若 m 和 ρ 的交点位于边界右下侧, 意味着 U_C 减小, t_{on} 增加, 电流必定连续。反之, 当 m 和 ρ 交点位于边界左上方, 电流一定断续。

图 5.6 所示关系曲线中有两条特殊边界。

(1) $\sigma = 0$ 这种情况意味着 $\tau = \infty$, 负载中 $R = 0$ 。这条曲线不能由边界方程(5.33)求得。从电路工作的物理过程分析, 由于 $R = 0$, 电感 L 上的直流压降也为 0, 必然有 $U_O = U_C$, 因此这条边界上的每一点都满足 $\rho = m$ 。

(2) $\sigma = \infty$ 这种情况意味着 $\tau = 0$, 负载 $L = 0$ 。这条边界也不能由式(5.33)求得。但从电路运行来看, 负载中没有 L 续流, 要使电路在临界连续状态下工作, 只有 $\rho = 1$ 。

5.1.2 第二象限 A 型斩波器

在实际应用中, 有些情况下, 负载必须向电源反馈能量, 如直流电动机的再生运行。这时应采用图 5.7 所示的斩波电路。

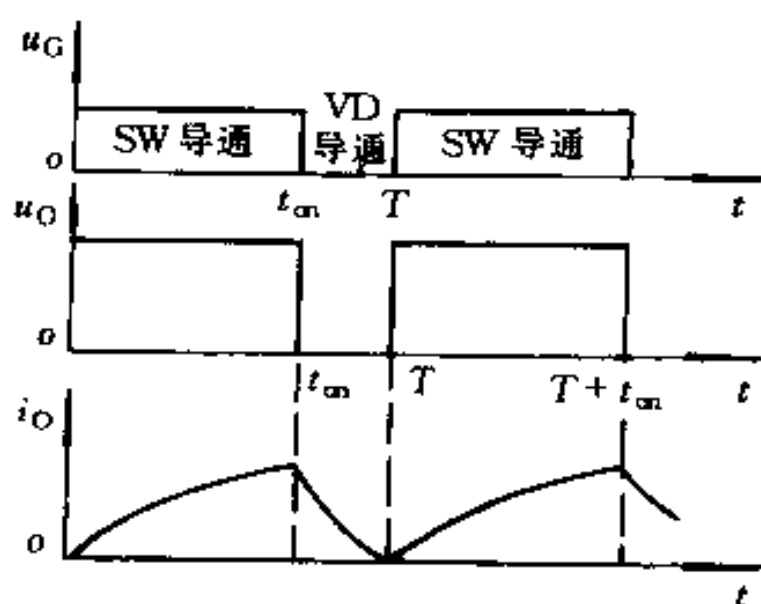


图 5.5 负载电流连续与断续边界工作状态

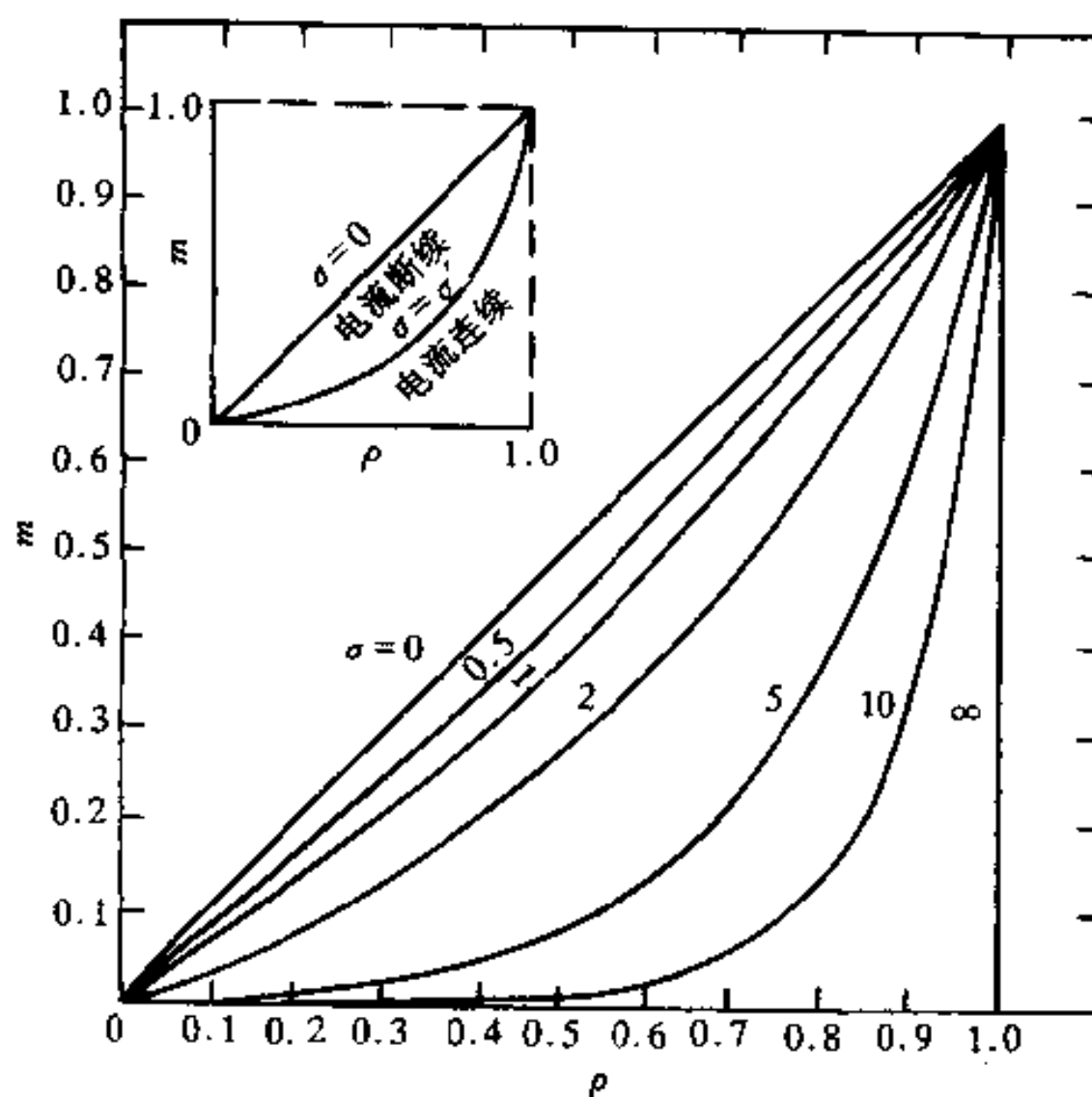


图 5.6 以 σ 为参变量的 m - ρ 关系曲线

设电路已进入稳态运行。在斩波器工作的每一周期中,开关 SW 在 $[0, t_{on}]$ 区间导通,负载中反电势 U_C 经 SW 向 RL 提供能量,负载电流为

$$i_O = - \left[\frac{U_C}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + I_{02} e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (5.34)$$

电流极性与设定正向相反。这一区间中 $U_O = 0$ 。二极管 VD 因 SW 导通承受反向电压而阻断。 $t = t_{on}$ 时刻,关断 SW,电感中贮能产生的反电动势使二极管 VD 正向偏置而导通,负载电流经 VD 和 U_S 形成回路,这种状态下负载电流表达式为

$$i_O = - \left[\frac{U_C - U_S}{R} (1 - e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}}) + I_{01} e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}} \right] \quad (0 \leq t \leq T) \quad (5.35)$$

这一区间内 $U_O = U_S$,二极管在下一周期 SW 开通时关断。式(5.34)和(5.35)中, I_{01} 和 I_{02} 分别为 $t = 0$ 和 $t = t_{on}$ 时刻的电流值,在电路稳定工作后, I_{01} 也就是上一周期结束时负载电流的终值。按照第一象限斩波器相同的分析方法,可以求出 I_{01} 和 I_{02} 与 t_{on} 和负载参数的关系式。图 5.7 示出了电流连续时的工作波形。

这种电路结构的斩波器中,负载电流 I_O 的极性始终为负,而电压极性则总为正,在图 5.8 所示 U_O - I_O 坐标系内处于第二象限,故称第二象限 A 型斩波器。 t_{on} 和负载参数间的不同配合,同样会使第二象限 A 型斩波器出现三种不同的工作状态,其临界连续边界为

$$m = \frac{1 - e^{-\sigma}}{1 - e^{-(\sigma - \rho\sigma)}} \quad (5.36)$$

由图 5.7 所示工作波形,可求出负载电流连续时的输出电压平均值

$$U_O = \frac{1}{T} \int_0^T u_O dt = \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T U_S dt = (1 - \rho) U_S \quad (5.37)$$

输出电压有效值

$$U_R = \frac{1}{T} \int_0^T u_O^2 dt = \sqrt{1 - \rho} U_S \quad (5.38)$$

输出电流平均值

$$I_O = \frac{U_O - U_C}{R} \quad (5.39)$$

无论是第一象限还是第二象限 A 型斩波器,它们都只是单象限工作。实际应用中,这类斩波器的负载往往要求双象限或四象限工作。因此常将这两种单象限运行的斩波器组合成双象限工作的 B 型和四象限运行的 C 型斩波器。

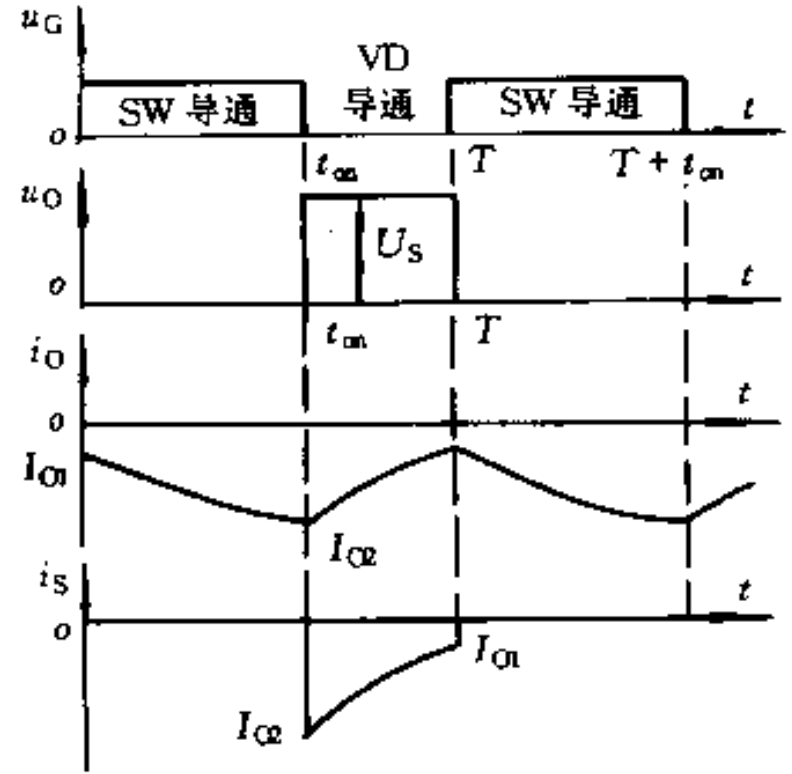


图 5.7 第二象限 A 型斩波器主电路及电路工作波形

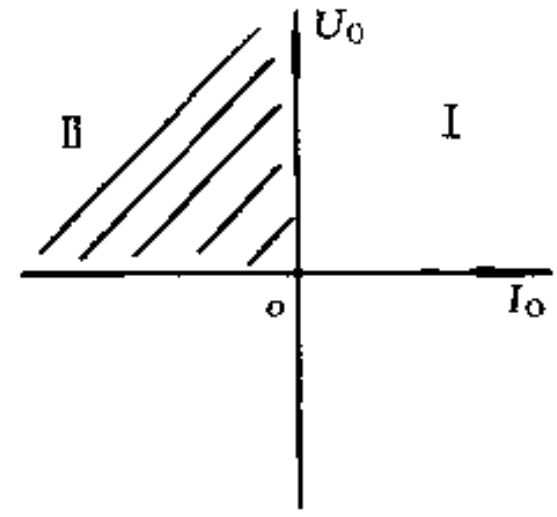


图 5.8 图 5.7 电路工作坐标图

5.2 B型斩波器

5.2.1 B型斩波器的工作原理

B型斩波器本质上是由两个A型斩波器组合而成的,电路原理结构如图5.9(a)所示。若除去图中 SW_2 、 VD_2 ,电路就是第一象限A型斩波器;除去 SW_1 、 VD_1 ,即变成第二象限A型斩波器。斩波器工作时,为防止开关 SW_1 和 SW_2 同时导通使电源 U_S 短路,其控制信号应设计成互补方式。考虑到开关器件的开关时间,两只开关控制信号间还应设置死区时间(图5.9(b)中 Δt_{LK})。这种斩波器的每一斩波周期中电路工作都有四种状态,分成四个不同阶段。设每一周期开始时关断 SW_2 。稳态运行时,一个周期中电路工作过程如下:

(1) $0 \leq t \leq t_1$ 由于 SW_2 关断,上一周期结束前 U_C 通过 SW_2 向 L 中存贮的能量经二极管 VD_2 续流,电流极性变负,负载向电源回馈能量,因此负载电流从负的最大值开始减小,到 $t = t_1$ 时刻过零, VD_1 关断。由于B型斩波器要求两只开关开通控制互补, VD_2 导通期间, SW_1 已经施加开通控制信号,因此在 $t = t_1$ 二极管 VD_2 关断的同时, SW_1 受正向电压开通。这一区间 $U_O = U_S$ 。

(2) $t_1 \leq t \leq t_{on}$ SW_1 导通,电源经 SW_1 向负载提供能量,负载电流从零开始增加,电感 L 正向充电贮能。在 $t = t_{on}$ 时, SW_1 关断。由于 L 贮能,电流极性不能改变,二极管 VD_1 在 SW_1 关断时开通,这一区内仍有 $U_O = U_S$ 。

(3) $t_{on} \leq t \leq t_2$ VD_1 在电感 L 反电动势的作用下开通续流,电感中的贮能由电阻 R 和电动势 U_C 吸收,电流从上一区间结束 $t = t_{on}$ 时刻的电流值下降,到 $t = t_2$ 时电流过零。同样,由于 SW_1 导通区间 SW_2 已有开通控制信号,在 VD_1 电流过零关断同时, SW_2 受 U_C 施加的正向电压导通。这一区间中, $U_O = 0$ 。

(4) $t_2 \leq t \leq T$ SW_2 导通, U_C 通过 SW_2 向 R 、 L 提供能量,电流极性由正变负,并在负方向上逐渐上升,到 $t = T$ 时关断 SW_2 ,电流达到负方向最大值,开始下一周期工作。在这个区间,仍有 $U_O = 0$ 。

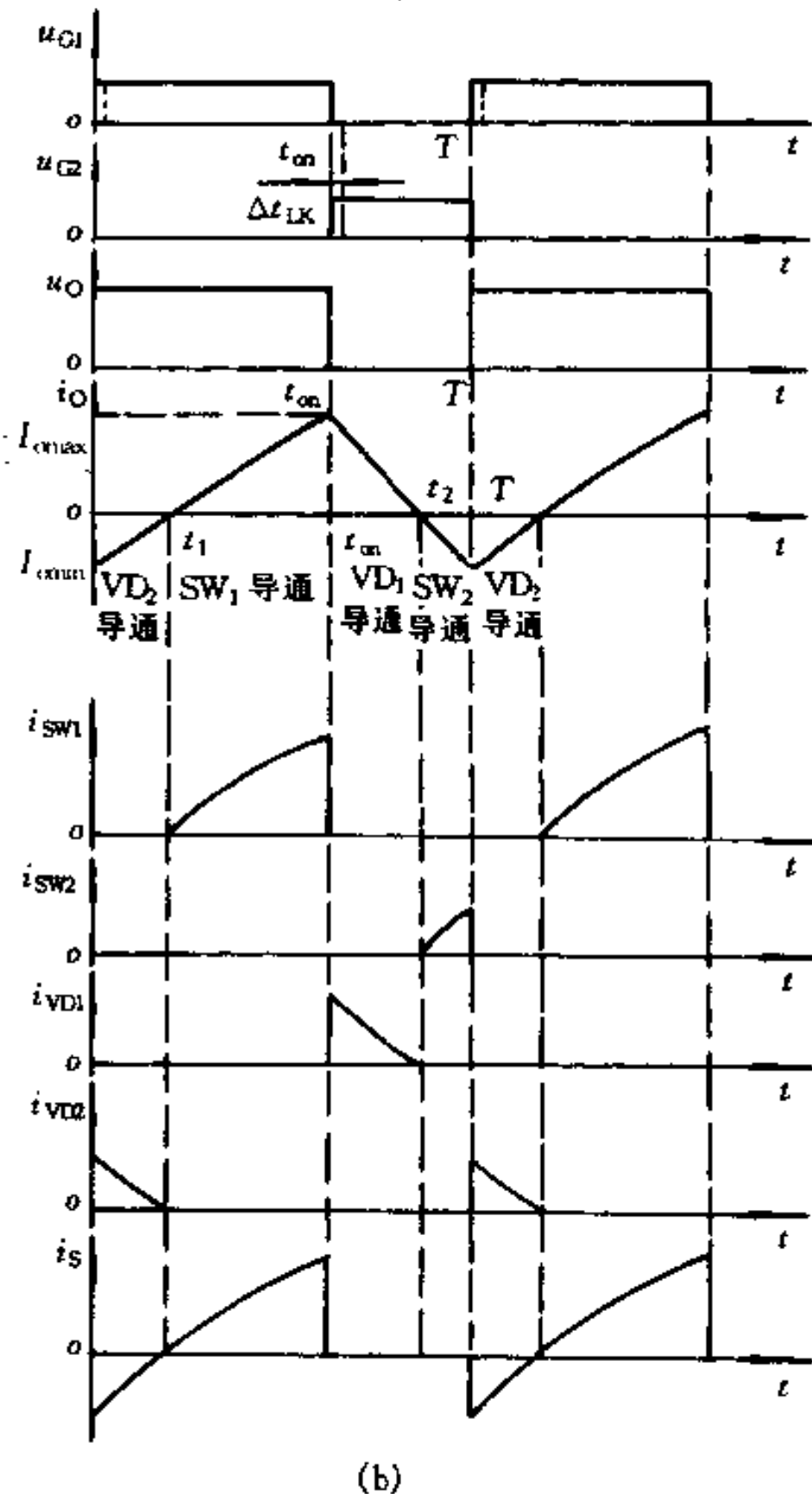
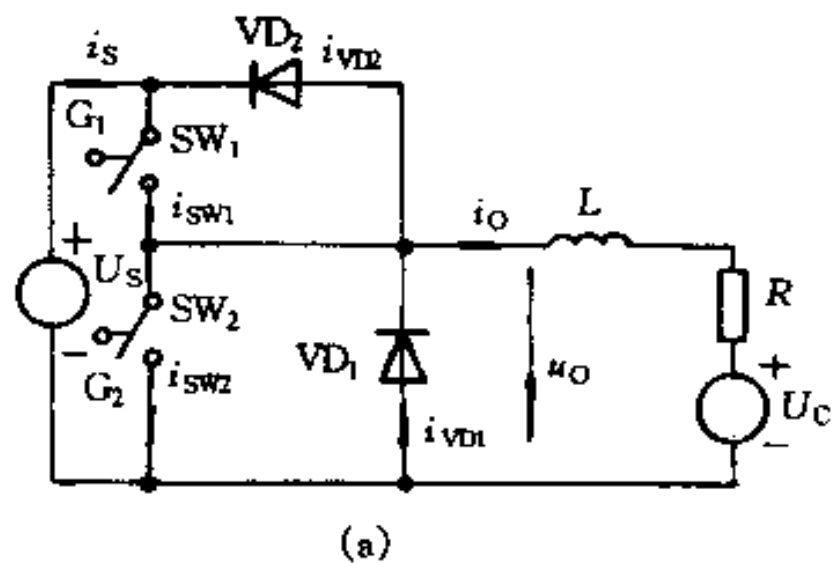


图 5.9 B型斩波器的工作原理

(a) 主电路; (b) 工作波形

电路中各量的工作波形如图 5.9(b)所示。

以上对图 5.9(a)所示电路工作状态分析可知,在 $[0, t_{on}]$ 期间,无论 VD_2 还是 SW_1 导通,总是连接电源 U_S 与负载构成回路,其电路方程可统一写成

$$L \frac{di_O}{dt} + i_O R = U_S - U_C \quad (5.40)$$

由此可得输出电流表达式

$$i_O = \frac{U_S - U_C}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + I_{Omin} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (5.41)$$

式中 I_{Omin} 为 $t=0$ 时刻 i_O 的初始值。

在 $[t_{on}, T]$ 区间,无论 VD_1 或 SW_2 导通,都是通过负载本身构成回路,电路方程均为

$$L \frac{di_O}{dt} + i_O R = -U_C \quad (5.42)$$

由此可得

$$i_O = \frac{-U_C}{R} (1 - e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}}) + I_{Omax} e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}} \quad (t_{on} \leq t \leq T) \quad (5.43)$$

式中 I_{Omax} 为式(5.41)在 $t=t_{on}$ 时的值,式(5.41)中的 I_{Omin} 则为 $t=T$ 时,由式(5.43)求得的值。分别把 $t=t_{on}$ 和 $t=T$ 代入式(5.41)和(5.43),联立求解后可得

$$I_{Omin} = \frac{U_S}{R} \left[\frac{e^{\frac{t_{on}}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right] - \frac{U_C}{R} \quad (5.44)$$

$$I_{Omax} = \frac{U_S}{R} \left[\frac{e^{-\frac{t_{on}}{\tau}} - 1}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} \right] - \frac{U_C}{R} \quad (5.45)$$

由上述工作过程分析可以看出:B型斩波器电流一定连续。由于电流连续,输出电压波形为

$$u_O = \begin{cases} U_S & (0 \leq t \leq t_{on}) \\ 0 & (t_{on} \leq t \leq T) \end{cases}$$

由波形可直接求出电压平均值和有效值

$$U_O = \rho U_S, \quad U_R = \sqrt{\rho} U_S$$

输出电流平均值

$$I_O = \frac{U_O - U_C}{R} = \frac{\rho U_S - U_C}{R} \quad (5.46)$$

负载电压波形与第一象限 A 型斩波器电流连续状态工作时相同,因此可据 5.1.1 节中给出的式(5.22)和(5.23)计算负载电流有效值。

5.2.2 B 型斩波器的三种工作方式

控制 SW_1 和 SW_2 导通时间,可使 B 型斩波器以不同方式的运行。

(1) 第一象限 A 型斩波方式 这种情况下, SW_1 导通时间长, 使 VD_1 续流期间 L 贮能还未释放完, 下一周期 SW_1 重又开通, SW_2 和 VD_2 不工作, 负载电流极性始终为正。这一方式的边界是 $I_{Omin}=0$, 由式(5.44)可得

$$m = \frac{e^{\rho\sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1}$$

(2) 第二象限 A 型斩波方式 若 SW_2 导通时间足够长, 使斩波器每个周期只有 SW_2 和 D_2 轮流导通, 输出电流极性始终为负。斩波器就以第二象限 A 型方式工作。这种方式的边界是 $I_{Omax}=0$ 。由式(5.45)可得

$$m = \frac{1 - e^{-\sigma}}{1 - e^{-(\sigma-\rho\sigma)}}$$

(3) 真正的 B 型斩波方式 SW_1 和 SW_2 开通时间配合恰当, 使电路中的四个开关器件 SW_1 、 VD_1 、 SW_2 、 VD_2 可按前面分析的过程轮流工作, 这时必有 $I_{Omax} > 0$, $I_{Omin} < 0$, 电路在第一、二象限内轮流工作。当电路中电流正负半周完全对称时, 由于 $I_0=0$, 代入式(5.46)可得

$$\rho = \frac{U_C}{U_S} = m$$

5.2.3 B 型斩波器运行方式的扩展

当负载需要四象限运行时, 可把 B 型斩波器扩展成图 5.10 所示输出电压、电流可在四个象限内配合的 C 型斩波器。此电路在各象限内运行时对应导通的开关器件示于图 5.11。当电路工作于第三、第四象限时, 负载电动势 U_C 的实际方向与图中参考方向相反。

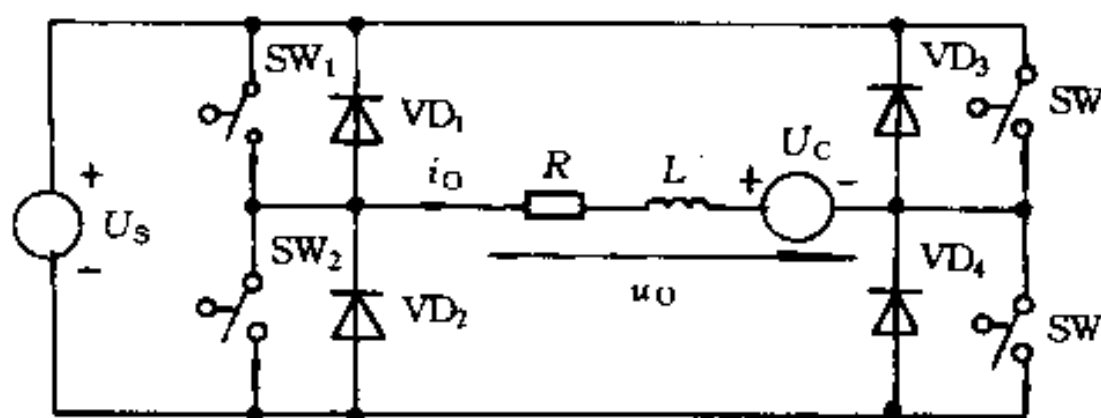


图 5.10 C 型斩波器的主电路结构

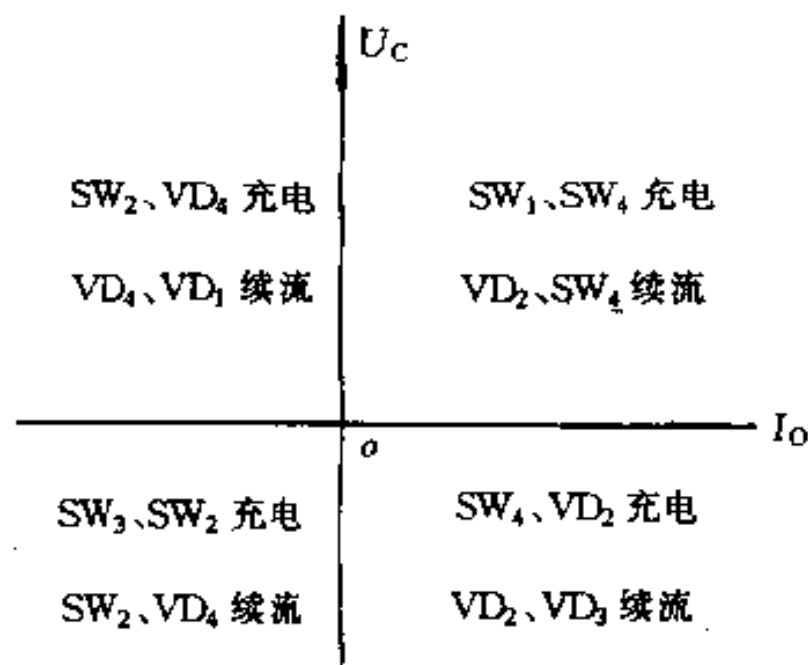


图 5.11 C 型斩波器的开关工作图

5.3 升压斩波器

A、B 型斩波器的输出电压平均值都不能超过电源电压, 因此就电压传输率而言, 是一种降压变换器。在现代科技应用中, 许多负载要求不同电压等级的电源同时供电, 为简化供电系统, 希望同一电源不仅能提供低于电源电压的输出直流电压, 也可提供高于输入电压的输出电压。Boost 变换器就是一种典型的升压斩波器。

Boost 变换器的电路结构与 A 型斩波器有较大的区别。如图 5.12(a) 所示, 在直流电源与负载间串接一电感 L_B 和一只二极管 VD, 输出端与负载并联滤波电容 C_F , 斩波开关 SW 通过提升电感 L_B 与电源并联。假定 C_F 足够大, 输出电压近似无纹波。以下仅对 Boost 变换器稳态工作进行分析。

在稳态运行时, 每一个斩波周期中开关 SW 通、断各一次。当 SW 导通时, 电源通过开关使 L_B 储能。这一区间负载从滤波电容 C_F 获得能量, u_O 稍有下降。当 SW 关断时, 电感储能通过二极管 VD 向 C_F 和负载释放, u_O 稍有上升, 电感中电流下降。由于 C_F 足够大, 可认为 U_O 基本保持不变。显然 SW 通断占空比和电感 L 大小的不同配合, Boost 电路也会有三种不同的工作状态。

5.3.1 电感电流连续

这里, 电感电流即电路输入电流。设 SW 在每一周期开始时刻 $t=0$ 开通, $t=t_{on}$ 时刻关断。在电流连续状态下, 每一周期电路有两种不同的工作状态和两条电流回路, 对应的工作波形如图 5.12(b) 中实线所示。

在 $0 \leq t \leq t_{on}$ 区间, SW 导通, 可得到

$$L_B \frac{di_L}{dt} = U_S \quad (5.47)$$

解方程并代入初始条件 $t=0, i_L = I_{Lmin}$

$$i_L = \frac{U_S}{L_B} t + I_{Lmin} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (5.48)$$

在 $t_{on} \leq t \leq T$ 区间, SW 关断, VD 导通, 电路方程为

$$L_B \frac{di_L}{dt} = U_S - U_O \quad (5.49)$$

代入初始条件 $t=t_{on}, i_L = I_{Lmax}$ 并求解, 可得

$$i_L = \frac{U_S - U_O}{L_B} (t - t_{on}) + I_{Lmax} \quad (5.50)$$

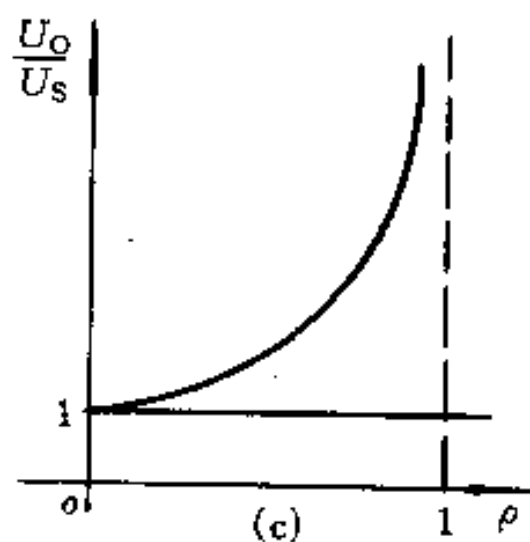
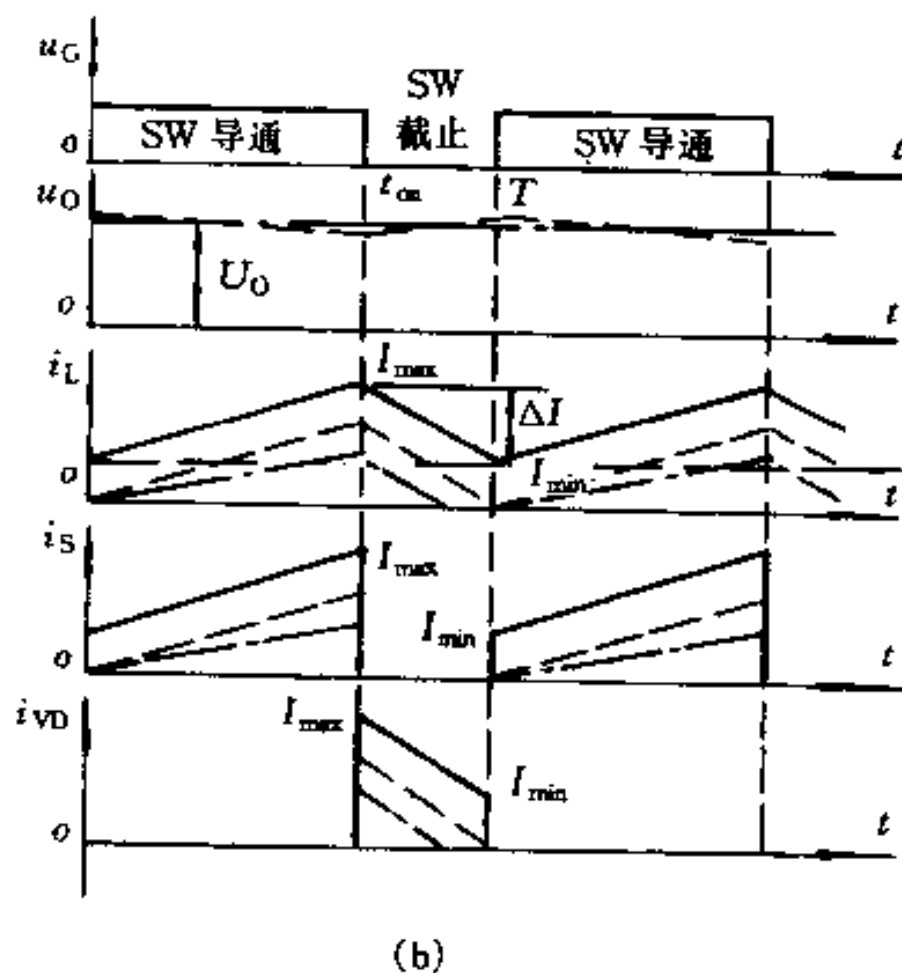
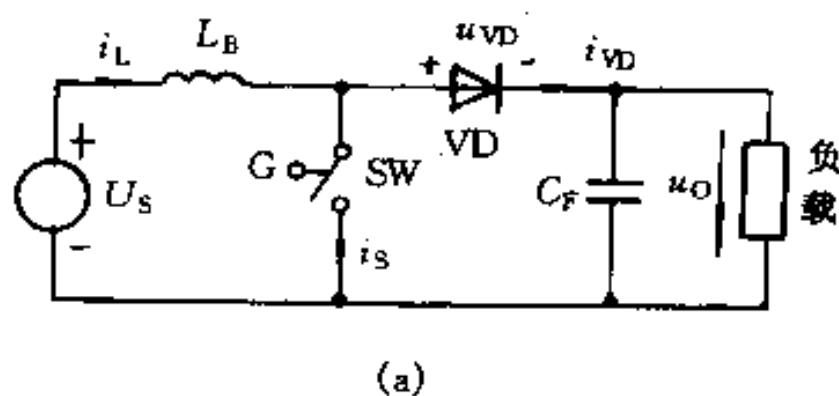


图 5.12 升压斩波器工作原理
(a) 主电路; (b) 工作波形;
(c) 输出控制特性

上式中 $I_{L\min}$ 是每周期的初始电流,在连续条件下,也是前一周期的终止电流,可将 $t = T$ 代入式(5.50)求得。 $I_{L\max}$ 则为 $t = t_{\text{on}}$ 时刻的电感电流,可令式(5.48)中 $t = t_{\text{on}}$ 求出。因此有

$$I_{L\min} = \frac{U_S - U_O}{L_B}(T - t_{\text{on}}) + I_{L\max} \quad (5.51)$$

$$I_{L\max} = \frac{U_S}{L_B}t_{\text{on}} + I_{L\min} \quad (5.52)$$

联立求解式(5.51)和(5.52),并定义 $\rho = \frac{t_{\text{on}}}{T}$ 为占空比,可得 Boost 变换器输出电压平均值

$$U_O = \frac{1}{1-\rho}U_S = A_V U_S \quad (5.53)$$

电压传输率 $A_V = \frac{1}{1-\rho} > 1$ 。可见,电路是升压变换器。按理想条件,变换器无损耗,即

$$U_S I_L = U_O I_O \quad (5.54)$$

从而有

$$I_L = \frac{U_O}{U_S} I_O = A_V I_O = \frac{1}{1-\rho} \frac{U_O}{R} \quad (5.55)$$

其中 I_O 、 I_L 分别为输出和输入电流平均值。式(5.55)说明,电路的输出平均电流小于输入平均电流。

由波形图 5.12(b)可得电感电流连续条件下,输入电流脉动为

$$\Delta I_L = I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_S \rho T}{L_B} \quad (5.56)$$

$I_{L\max}$ 和 $I_{L\min}$ 分别为

$$I_{L\max} = I_L + \frac{1}{2}\Delta I_L = I_L + \frac{U_S \rho T}{2L_B} \quad (5.57)$$

$$I_{L\min} = I_L - \frac{1}{2}\Delta I_L = I_L - \frac{U_S \rho T}{2L_B} \quad (5.58)$$

由此可得输入电流摆动率

$$\lambda_{IC} = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{R(1-\rho)^2 \rho T}{L_B} \quad (5.59)$$

5.3.2 电感电流断续

电感电流断续意味着 i_L 在区间 $[t_{\text{on}}, T]$ 中的某一时刻点 t_x , 电感电流已经衰减到零,即 $I_{L\min} = 0$, 工作波形由图 5.12(b)中点画线示出。在一个斩波周期中电感电流有以下三种状态:

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{U_S}{L_B} t & (0 \leq t \leq t_{\text{on}}) \\ i_L &= \frac{U_S - U_O}{L}(t - t_{\text{on}}) + I_{L\max} & (t_{\text{on}} \leq t \leq t_x) \\ i_L &= 0 & (t_x \leq t \leq T) \end{aligned} \quad (5.60)$$

代入初始条件 $t = t_{on}, i_L = I_{Lmax}$ 和终止边界条件 $t = t_x, i_L = 0$, 联立求解上式可得

$$U_O = \frac{t_x}{t_x - t_{on}} U_S \quad (5.61)$$

理想条件下, 电感电流平均值为

$$I_L = \frac{U_O}{U_S} I_O = \frac{t_x}{t_x - t_{on}} \frac{U_O}{R} \quad (5.62)$$

由于 C_F 足够大, $U_O = U_C$ 基本不变, 可认为负载电流平均值等于二极管电流 i_D 平均值。由于 I_L 波形已知, 在电流断续条件下有 $I_{min} = 0$, 因此在二极管导通区间

$$i_D = I_{Lmax} - \frac{I_{Lmax}}{t_x - t_{on}} (t - t_{on}) \quad (t_{on} \leq t \leq t_x) \quad (5.63)$$

二极管电流平均值为

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^{t_x} i_D dt = \frac{1}{T} \left[\int_{t_{on}}^{t_x} (I_{Lmax} + \frac{I_{Lmax} t_{on}}{t_x - t_{on}}) dt - \int_{t_{on}}^{t_x} \frac{I_{Lmax}}{t_x - t_{on}} t dt \right] \\ &= \frac{I_{Lmax}(t_x - t_{on})}{2T} = \frac{\rho U_S(t_x - t_{on})}{2L_B} \end{aligned} \quad (5.64)$$

因为

$$I_O = \frac{U_O}{R} = \frac{t_x U_S}{R(t_x - t_{on})} = I_D$$

令 $t_x - t_{on} = \rho_x T, t_x = (\rho + \rho_x) T$, 代入可得

$$\frac{U_S \rho \rho_x T}{2L_B} = \frac{U_S(\rho + \rho_x)}{R \rho_x}$$

$$\rho_x^2 - \frac{2\rho_x L_B}{R \rho T} - \frac{2\rho L_B}{R \rho T} = 0$$

从而解出

$$\rho_x = \frac{2L_B}{R \rho T} \frac{\sqrt{1 + 2\rho^2 T/L_B}}{2}$$

$$t_x = \rho_x T + \rho T \quad (5.65)$$

电感电流断续时, 电流波动

$$\Delta I = I_{Lmax} = \frac{U_S}{L_B} t_{on} \quad (5.66)$$

输入电流摆动率

$$\lambda_{ID} = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{R \rho \rho_x^2 T}{L_B (\rho_x + \rho)^2} \quad (5.67)$$

由于 $t_x < T, (\rho_x + \rho) < 1, \lambda_{ID}$ 一定大于 λ_{IC} 。

通常, 为抑制斩波器输入电流纹波, 希望提升电感 L_B 足够大, 以保证输入电流连续。

5.3.3 电感电流临界连续

图 5.12(b)中的虚线画出了临界连续时的工作波形。这种状态下,变换器既有与电感电流连续时相同的电压、电流传输率,又有 $I_{L\min}=0$ 。由式(5.58)可得

$$I_L - \frac{U_S \rho T}{2L_B} = 0$$

$$I_L = \frac{U_S \rho T}{2L_B}$$

将上式代入式(5.55)可得

$$\frac{U_O}{(1-\rho)R} = \frac{(1-\rho)U_O \rho T}{2L_B}$$

从而解得临界连续条件下的提升电感 L_{BK} 与负载和 SW 导通占空比间的关系

$$L_{BK} = \frac{(1-\rho)^2 R \rho T}{2} \quad (5.68)$$

设计时,应根据斩波器工作时可能的最小开关导通占空比和负载电阻最小值进行计算,并使所用的电感值大于计算所得值,即可保证输入电流在工作时始终连续。

图 5.12(c)示出了电路在 i_L 连续条件下输出电压控制特性。

Boost 变换器由于电路中有提升电感 L_B 和输出滤波电容器 C_F ,使输入电流、输出电压和输出电流波形及直流电源工作环境都有很大改善。

5.4 升降压直流—直流变换器

升降压直流—直流变换器输出的直流电压可以高于或低于输入的直流电压,主电路原理图示于图 5.13(a)。该电路工作时包括两个过程:

- ① 开关 SW 闭合,电源 U_S 向电感 L 贮能;
- ② 开关 SW 截止,电感中贮能经二极管 VD 向负载传输。

由于按流经二极管电流的方向,负载电压的实际极性一定与输入电压极性相反,因而这类直流—直流变换器也称反极性变换器。这类电路中输出端滤波电容 C_F 一般都足够大,可认为输出电压基本无纹波,即 $u_O = U_O$ 。

提升电感、负载电阻和 SW 导通时间占空比的不同配合,电路中电感的电流 i_L 也会出现连续、断续和临界连续的状态。本节仅讨论 i_L 连续时电路工作过程及电压电流传输率,在这种状态下,稳态运行时每一工作周期可分为两个阶段。

(1) $0 \leq t \leq t_{on}$ SW 导通,二极管 VD 由于两端电压 $u_D = -(U_O + U_S)$ 而截止。这一阶段中建立的 $U_S \rightarrow SW \rightarrow L$ 回路中 KVL 方程为

$$L \frac{di_L}{dt} = U_S \quad (5.69)$$

电路稳态工作后,前一工作周期结束时刻的电流即为下一工作周期的初始电流,即对每一工作周期应用 $t=0, i_L = I_{01}$,代入上式可得

$$i_L = \frac{U_S}{L}t + I_{01} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (5.70)$$

其中, I_{01} 为上一工作周期结束时的电感电流。 $t = t_{on}$ 时 SW 关断。

(2) $t_{on} \leq t \leq T$ $t = t_{on}$ 时刻关断 SW 后, 由于电感上的反电动势使二极管 VD 承受正向电压而导通。这一阶段中, 电感贮能经二极管 VD 向负载提供能量, 构成 $L \rightarrow$ 负载 $\rightarrow$ VD 回路。其电路方程为

$$L \frac{di_L}{dt} = U_O \quad (5.71)$$

解上式可得

$$i_L = \frac{U_O}{L}(t - t_{on}) + I_{02} \quad (t_{on} \leq t \leq T) \quad (5.72)$$

式中 I_{02} 为 SW 关断时刻 i_L 的终值, 即 VD 开通时刻电流的初值。由于稳态时上述两个区间终止值与初始值对应相等, 可求得

$$I_{01} = \frac{U_O}{L}(T - t_{on}) + \frac{U_S}{L}t_{on} + I_{01} \quad (5.73)$$

整理后得

$$U_O = \frac{-t_{on}}{T - t_{on}} U_S = \frac{-\rho}{1 - \rho} U_S \quad (5.74)$$

由式(5.74)可知, 当 $t_{on} > (T - t_{on})$ 即 $t_{on} > T/2$ 时, 输出电压平均值 $U_O > U_S$, 斩波器处于升压工作状态; 当 $t_{on} < T/2$ 时, $U_O < U_S$, 斩波器处于降压工作状态。无论以何种状态工作, U_O 极性始终与 U_S 相反。

在理想状态下, 由于电路无损耗, 因此有

$$U_O I_O = U_S I_S \quad (5.75)$$

可得

$$I_S = \frac{U_O}{U_S} I_O = \frac{\rho}{1 - \rho} \frac{U_O}{R} \quad (5.76)$$

由输入电流波形图 5.13(b) 中 i_S 可知

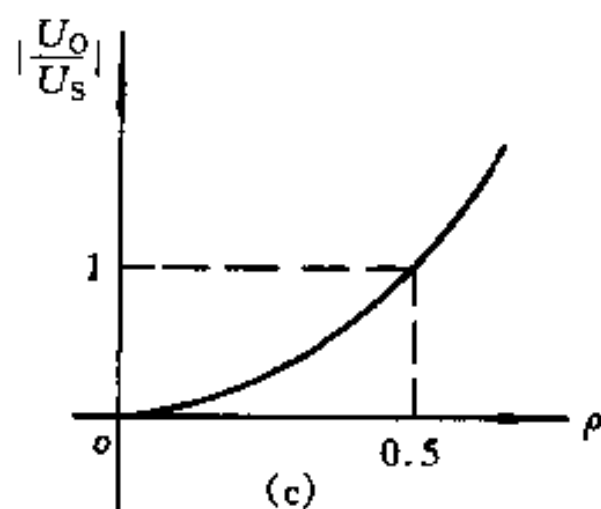
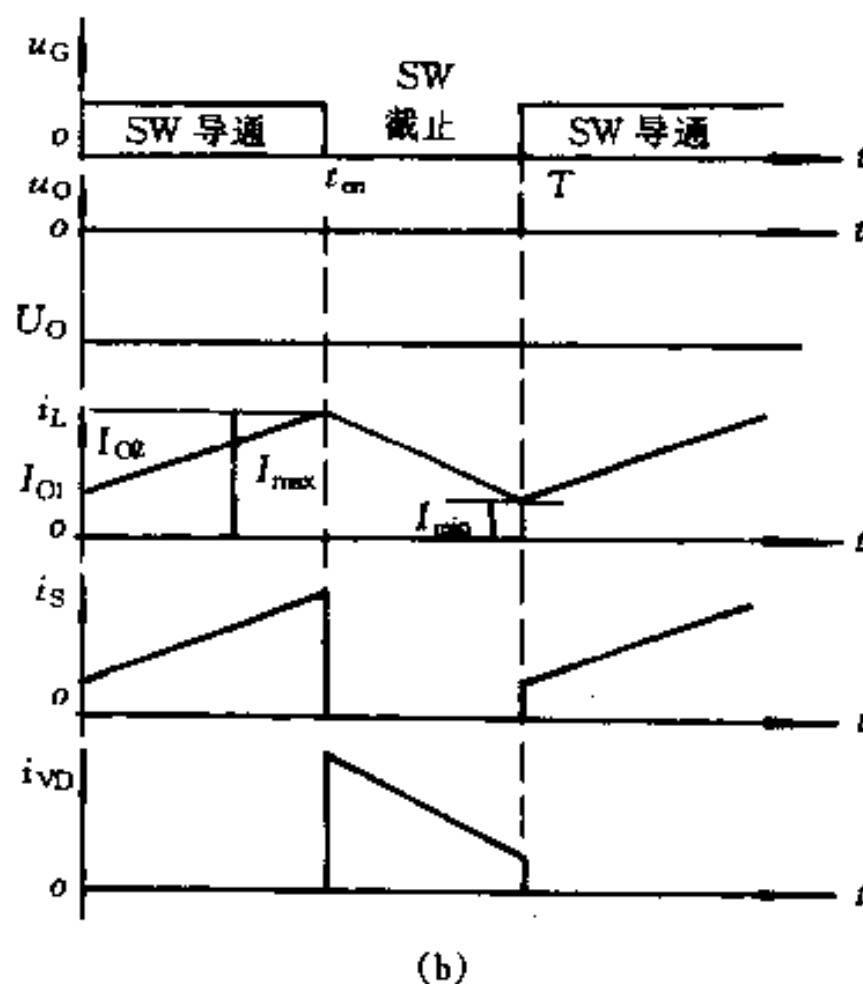
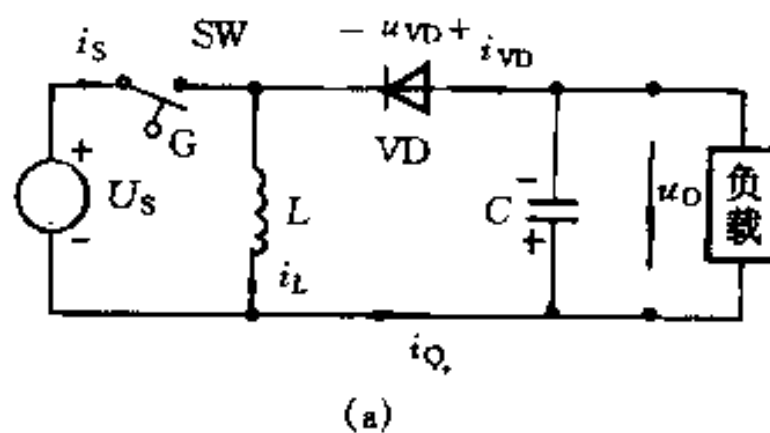


图 5.13 升、降压斩波器的工作原理

(a) 主电路; (b) 工作波形;

(c) 输出控制特性

$$\Delta I_S = i_{S\max} = I_L + \frac{I_{S\max} - I_{S\min}}{2} = I_L + \frac{U_S \rho T}{2L_B} \quad (5.77)$$

输入电流摆动率

$$\lambda_I = \frac{\Delta I_S}{I_L} = 1 + \frac{R(1-\rho)^2 T}{2\rho L_B} \quad (5.78)$$

图 5.13(b)和(c)分别示出了这种电路的工作波形和控制特性。

5.5 库克变换器

库克变换器(Cuk Converter)从本质上说是一种最简电路拓扑的级联式升降压直流—直流变换器。其直流电压传输率既可大于又可小于 1;而输入电流摆动率小于 5.4 节中讨论的升降压变换器。

图 5.14 示出了 Cuk 变换器主电路原理图。对电路的分析可以看出,在变换器稳态运行后,每一个工作周期中因开关 SW 开通和关断,电路工作状态也会改变。而电路参数 L_1 、 L_2 、 C_1 、 C_2 和负载电阻以及开关导通时间占空比的不同配合,输入电流(即电感 L_1 中电流) i_{L1} 会出现三种不同状态:

- ① $i_{L1\min} > 0$;
- ② $i_{L1\min} = 0$;
- ③ $i_{L1\min} = -i_{L2\min} = \text{Const.}$

在①、②两种状态下,变换器的开关器件 SW 和 VD 中,总有一个导通,而第③种状态则对应着 SW 和 VD 都关断。通常为了改善输入电流波形,提高变换器输入电源利用率,希望工作在第①种输入电流状态下,且电路中的电容 C_1 和 C_2 也应足够大,使 U_{C1} 和输出电压基本无纹波。当电流 i_{L1} 在第①、②种状态的情况下,变换器每一工作周期可分为两个区间,电路工作状态变化两次。但从能量传递的角度看,每一工作区间都包含了两条工作回路,对应的等效电路示于图 5.15(a)和(b)。电路稳态工作分析如下。

在区间 $[0, t_{on}]$ 中, SW 导通, VD 由于 U_{C1} 而反向偏置。因此这一区间电源通过 SW 向 L_1 储能, C_1 则通过 SW 向负载提供能量,并为 C_2 、 L_2 储能。电路中各有关电量表达式为

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_S \quad (5.79-1)$$

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -(U_{C1} - U_O) \quad (5.79-2)$$

$$u_{SW} = 0 \quad (5.79-3)$$

$$u_D = -U_{C1} \quad (5.79-4)$$

$$i_{L1} = \frac{U_S}{L_1} t + I_{L1\min} \quad (5.79-5)$$

$$i_{L2} = \frac{U_{C1} - U_O}{L_2} t + I_{L2\min} \quad (5.79-6)$$

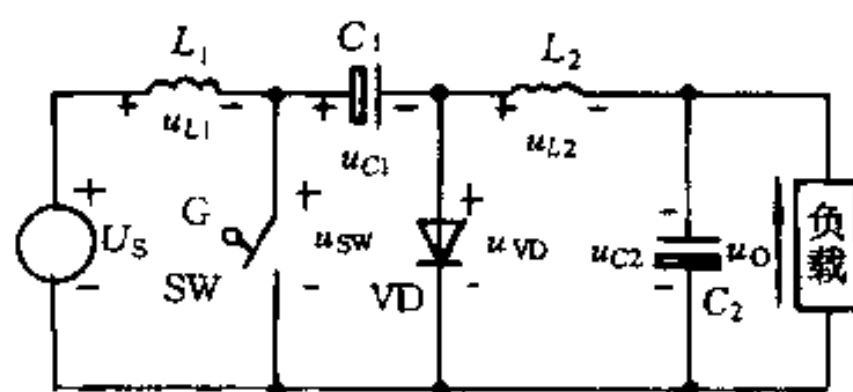


图 5.14 CuK 变换器的电路原理结构图

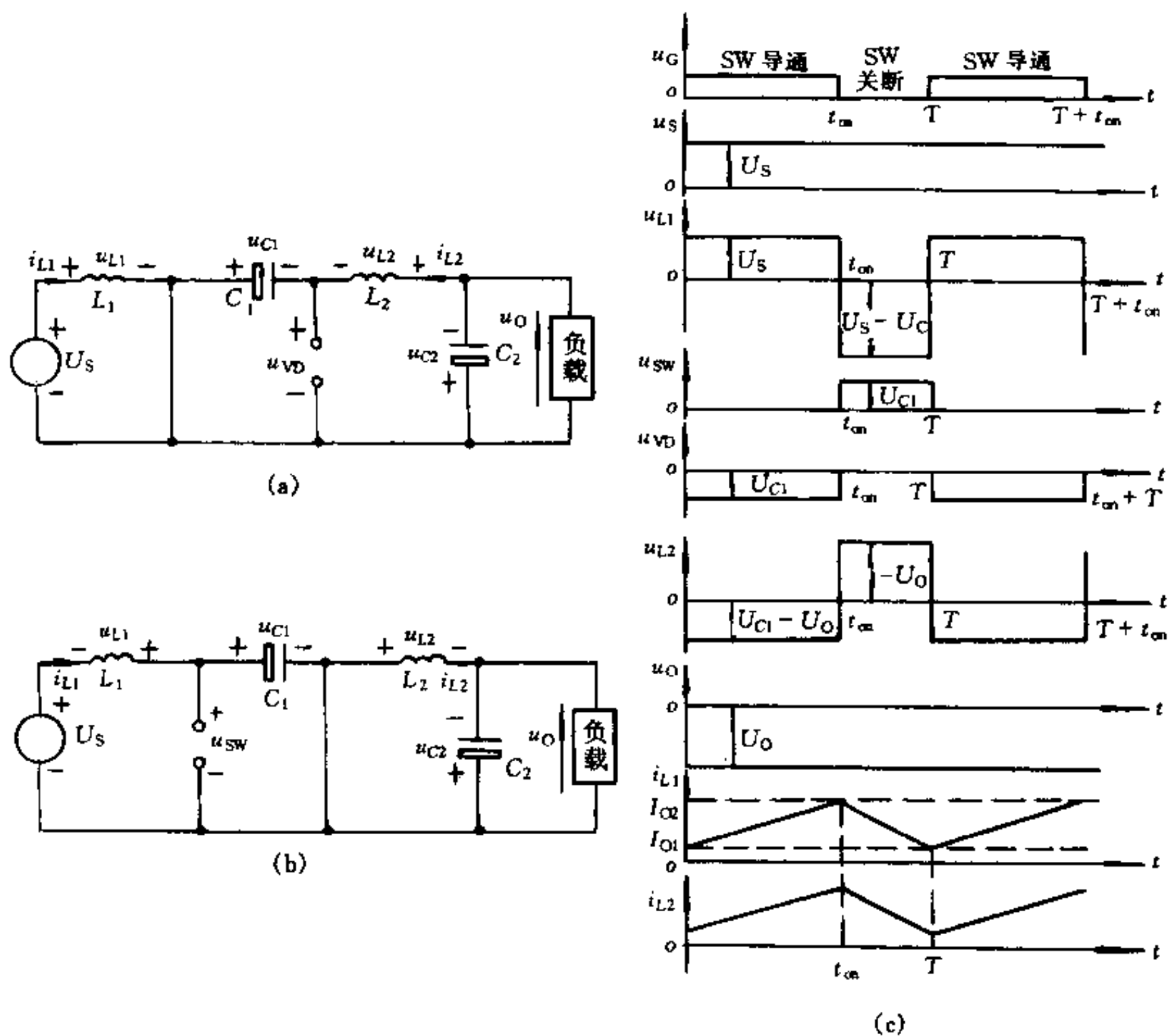


图 5.15 CuK 变换器的电路工作原理

(a) SW 导通时等效电路; (b) D 导通时等效电路; (c) 工作波形分析

在区间 $[t_{on}, T]$, SW 关断, VD 导通。一方面电感 L_1 贮能通过 VD 向 C_1 转移; 另一方面 L_2 中贮能通过 VD 向负载转移, 只要 L_2 足够大, i_{L2} 可以连续。这一区间中, 各支路电压和回路电流分别为

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -(U_S - U_{C1}) \quad (5.80-1)$$

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -U_O \quad (5.80-2)$$

$$u_{SW} = U_S + U_{L1} \quad (5.80-3)$$

$$u_D = 0 \quad (5.80-4)$$

$$i_{L1} = -\frac{U_S - U_{C1}}{L} (t - t_{on}) + I_{1max} \quad (5.80-5)$$

$$i_{L2} = -\frac{U_O}{L}(t - t_{on}) + I_{2\max} \quad (5.80-6)$$

根据电路分析可知,由于电感 L_2 两端直流电压为零,因此 $U_O = U_D$ 。据式(5.79-4)和(5.80-4)可得

$$U_D = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} (-U_{C1}) dt = -\frac{t_{on}}{T} U_{C1} = -\rho U_{C1}$$

因此
$$U_O = U_D = -\rho U_{C1} \quad (5.81)$$

同理,因电感 L_1 两端直流电压为零,据式(5.79-1)和(5.80-1)有

$$U_S t_{on} = (U_{C1} - U_S)(T - t_{on})$$

由此可得

$$U_{C1} = \frac{1}{1-\rho} U_S \quad (5.82)$$

直流电压传输率

$$\frac{U_O}{U_S} = -\frac{\rho}{1-\rho} \quad (5.83)$$

式(5.83)说明,CuK 变换器也是一种反极性输出的升降压变换器。理想条件下仍有

$$U_S I_{L1} = U_O I_O \quad (5.84)$$

$$\frac{I_O}{I_{L1}} = \frac{U_S}{U_O} = -\frac{1-\rho}{\rho} \quad (5.85)$$

可得输入电流直流平均值

$$I_{L1} = \frac{1-\rho}{\rho} I_O = \frac{1-\rho}{\rho} \frac{U_O}{R} \quad (5.86)$$

由输入电流波形可知

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_S}{L_1} t_{on} = \frac{U_S \rho T}{L_1} \quad (5.87)$$

输入电流摆动率

$$\lambda_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{I_{L1}} = \frac{(1-\rho)^2 TR}{\rho L} \quad (5.88)$$

图 5.15(c)示出 CuK 变换器电路各点的工作波形,可见 CuK 变换器具有与 5.4 节中讨论的升降压变换器相同的电压变换性能,但输入电流纹波大大减小,从而有更高的直流电源利用率。

5.6 直流—直流变换器小结

直流—直流变换器本质上是一种直流电能控制器。本章介绍了几种不同的直流—直流变换电路。它们有不同的电路结构,也有不同的工作性能。

A 型斩波器是一种单象限运行的降压型直流—直流变换器,由它可以构成两象限运行的

B型和四象限运行的C型斩波器。这类斩波器常用于电力机车牵引、城市无轨电车驱动等装置。由于功率较大,斩波开关主要用晶闸管或GTO。使用晶闸管时,需设相应的强迫换流电路。因此这类直流—直流变换器工作频率通常不很高。由于输入侧无电感,输出端也不设滤波电容,因此输入电流和输出电压、电流波形较差。

Boost变换器是单象限运行直流升压变换器,电路输入端有提升电感,输出端有足够大的滤波电容,因而输入电流和输出端电压、电流纹波较小,直流电源利用率较高。为了减小提升电感和输出滤波电容的体积,电路通常以超过音频范围的频率工作。电路中斩波开关常用MOSFET、IGBT等自关断器件。

CuK变换器和5.4节中介绍的升降压直流—直流变换器,在直流电压传输率方面有完全相同的功能。但CuK变换器电路本质上是由一个Boost变换器和一个A型斩波器级联组成的,因而输入端特性类似于Boost变换器,电流纹波较小。这两种电路输出电压极性都与输入电压极性相反,可高于或低于输入直流电压。为减小变换器中无功元件的体积,也必须提高工作频率。斩波开关常用MOSFET或IGBT。

Boost、CuK变换器和本章介绍的升降压变换器主要用作通讯设备、各种电子设备的直流供电电源,以及航天设备中需要的不同电压等级的供电电源。这些电源不需要很大的功率,但要求体积小、重量轻、电源利用率高。通常,这类设备输出端可等效为一个电阻,因此Boost、CuK变换器和升降压直流—直流变换器负载可认为是纯电阻。

近年来,随着新一代全控型开关器件和软开关技术的发展和应,Boost、CuK等类型变换器的开关工作频率已能达到几百千赫以上,这使得直流电源体积越来越小,并已开始出现相应的功率集成器件。另一方面由于应用发展的需要,双象限甚至四象限运行的CuK变换器也已经被开发出来。

思考题与习题

5.1 在图P5.1电路中, $U_C=1$, $L=0$,试将下列各量表示为 U 、 R 、 t_{on} 和 T 的函数:

- ① 负载电压和电流的平均值 U_O , I_O ;
- ② 二极管电流的平均值和有效值;
- ③ 晶闸管电流的平均值和有效值;
- ④ 按比例画出 i_T , U_O 和 i_C 波形。

5.2 若认为电感 L 足够大,负载电流恒定,重复计算题5.1。

5.3 在图P5.1电路中, $U_S=600V$, $U_C=220V$, $L=4mH$, $R=1.5\Omega$, $T=4\ 000\mu s$, $t_{on}=2\ 500\mu s$,试计算:

- ① 负载电压、电流平均值;
- ② 换向瞬间的负载电流值;
- ③ 负载电压、电流纹波因数(只计基波)。

5.4 若题5.3中 $L=1mH$,其它参数不变,重新计算。

5.5 一个B型斩波器负载为 RLU_C 串联组成,其中 $R=1.5\Omega$, $L=2mH$, $U_C=30V$,电源电压

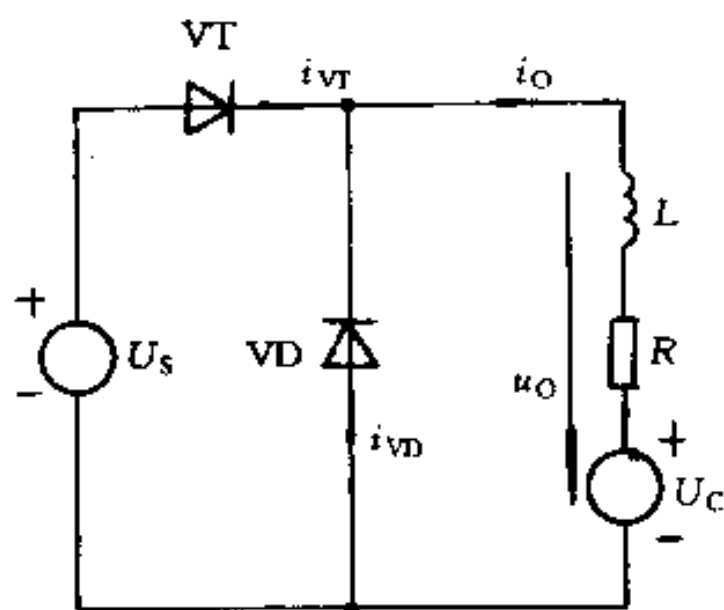


图 P5.1

$U_S = 100\text{V}$, $T = 2\ 500\mu\text{s}$, $t_{\text{on}} = 1\ 100\mu\text{s}$, 试求:

- ① 负载电压、电流平均值;
- ② 负载电压、电流纹波因数(只计基波);
- ③ 按比例画出 u_O 、 i_L 波形。

5.6 如图 P5.2 电路,若认为输出滤波电容 C 较大,输出电压 U_O 恒定,试求:

- ① 输出电压平均值表达式;
- ② 开关元件 SW 中流过电流的有效值和最大值表达式。

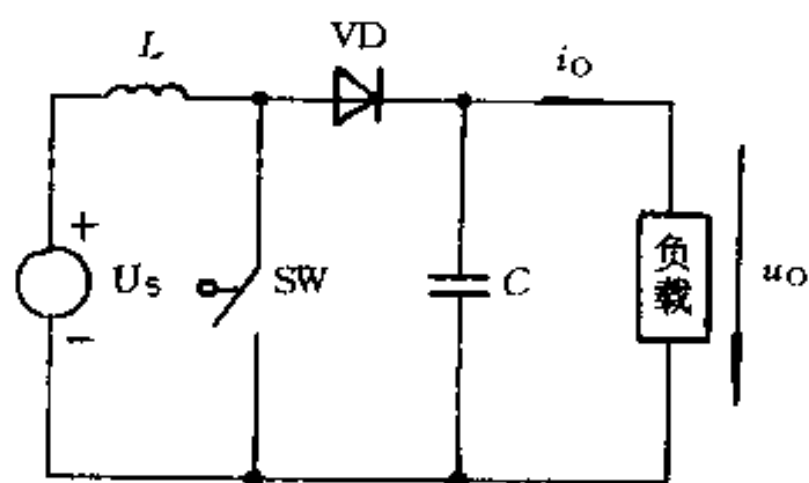


图 P5.2

第 6 章 逆变器

逆变器是又一种通过电力电子开关器件完成能量变换的装置。与实现交流—直流变换的整流相比,逆变是一种反变换(Reversion)过程,即把直流电能反变换成不同频率的交流电能,以适应各种不同应用的要求。逆变器广泛地应用于交流电动机变频调速、各种频率的感应加热处理设备、新型光源的供电电源、高压直流输电系统用户端变换设备、UPS 以及电网有源滤波器等。本章将讨论几种常见的无源逆变器主电路拓扑结构、工作原理及基本设计计算方法。

6.1 逆变器及其分类

图 6.1 可以简单说明逆变过程的本质。图(a)电路中所示的四个电力电子开关器件分为 SW_1 、 SW_2 和 SW_3 、 SW_4 两组,它们周期性地通断,即可把直流电压 U_d 以相反极性交替地施加到负载上。当负载是交流电源时,就是有源逆变;若负载是无源器件,就是无源逆变。无源逆变器把直流电能变成某种频率的交流电能提供给负载使用。通过改变直流供电电源 U_d 的幅值或用门极控制信号 $u_{G1} \sim u_{G4}$ 改变开关器件的导通占空比,可改变加在负载上电压的大小;而改变两组开关交替工作的周期,即改变了逆变器工作频率。

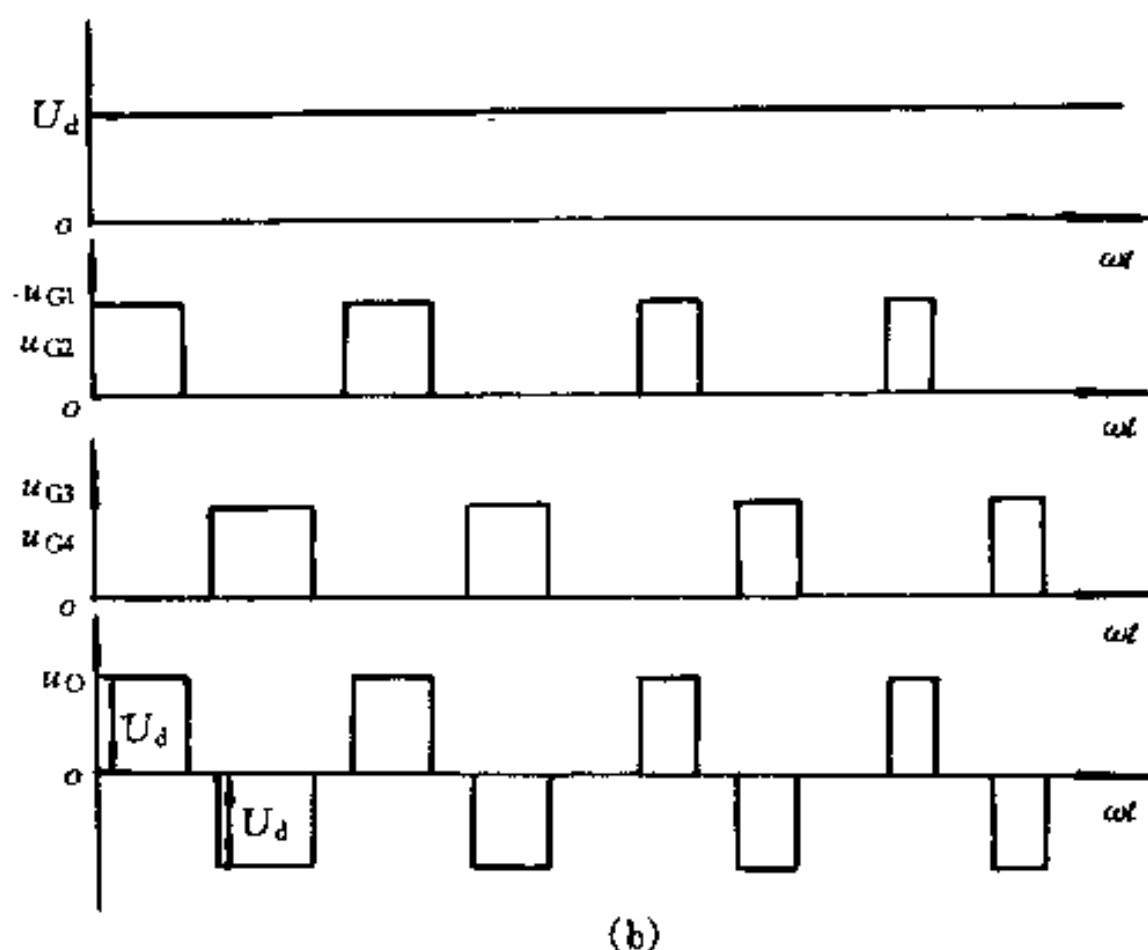
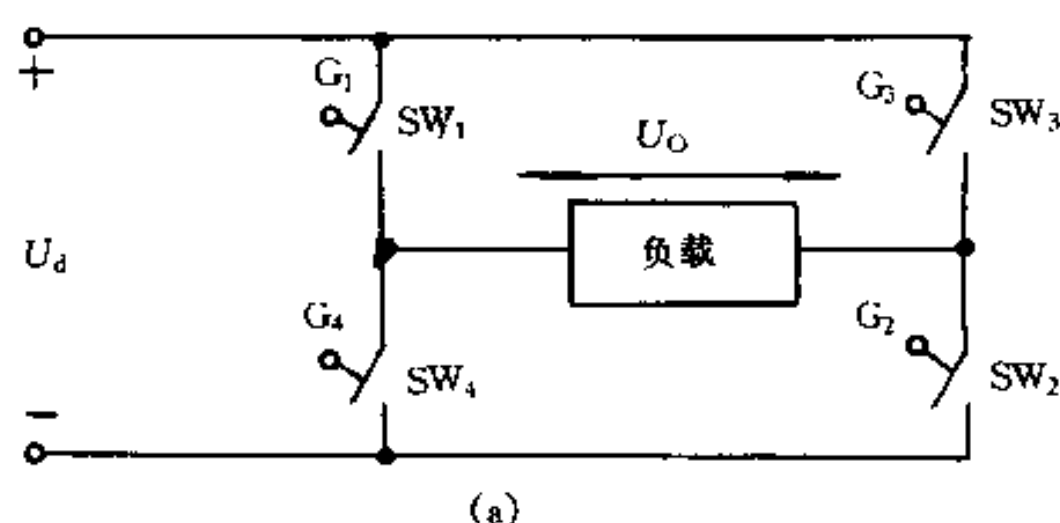


图 6.1 逆变的工作机理

无源逆变器分类方法主要有:

按直流供电电源类别分: $\begin{cases} \text{电流源} \\ \text{电压源} \end{cases}$

按逆变器主电路结构和输出相数分: $\begin{cases} \text{单相} \begin{cases} \text{推挽} \\ \text{半桥} \\ \text{桥式} \end{cases} \\ \text{三相桥式} \end{cases}$

按逆变主电路元件换流方式分：

{	硬开关换流	{ 方波 PWM
	负载换流	{ 串联 并联
	准谐振换流	

本章对逆变器的讨论,将从负载电路性质对逆变主电路开关器件换流的影响出发,着重分析硬开关逆变器和负载换流的串、并联逆变器电路的运行条件、主电路的计算及控制电路的基本设计方法,并简单介绍准谐振逆变器拓扑结构及工作原理。

6.2 负载性质对逆变开关器件换流的影响

本节以负载为一般 RLC 串联电路的单相半桥逆变器为例,讨论负载参数对逆变开关换流过程及换流方式的影响。

图 6.2(a) 示出单相半桥逆变器的一般电路拓扑。图中滤波电容被等分成 C_1 和 C_2 两部分,同时起桥臂的作用;而桥臂开关 SW_1 和 SW_2 可以是第 2 章中介绍的任何一种半控和全控型单向开关器件;直流侧为电压源供电;开关 SW_1 、 SW_2 轮流导通一次的时间为一个周期 T ,二者导通占空比相等。因此,负载电压一定是图 6.2(b) 中所示的方波,幅值为 $\frac{1}{2} U_d$,即输出电压为

$$u_O = \begin{cases} \frac{U_d}{2} & 0 \leq t \leq t_{on} \\ 0 & t_{on} \leq t \leq \frac{T}{2}, \quad \frac{T}{2} + t_{on} \leq t \leq T \\ -\frac{U_d}{2} & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + t_{on} \end{cases} \quad (6.1)$$

对输出电压的波形分析可知,这种函数为奇函数,并且对 x 轴对称,因此谐波幅值中不含余弦分量,谐波成分中无直流及偶次谐波分量。即

$$u_O = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2U_d}{(2k-1)\pi} \sin(2k-1)\omega t \quad k=1,2,\dots \quad (6.2)$$

由此可得负载电流表达式为

$$i_O = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2U_d}{(2k-1)\pi Z_{2k-1}} \sin[(2k-1)\omega t - \varphi_{2k-1}] \quad (6.3)$$

式中: $Z_{2k-1} = \sqrt{R^2 + X_{2k-1}^2}$, $\varphi_{2k-1} = \tan^{-1} \frac{X_{2k-1}}{R}$, $\omega = \frac{2\pi}{T}$ (6.4)

其波形与负载参数有关。

1. RLC 负载(R 、 L 、 C 均不等于零)

负载为二阶电路。根据负载参数的不同配合,电路可呈现为振荡或二阶惯性。负载电路阻尼系数 $\xi = \frac{R}{2L}$, 谐振频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。

1) $\xi^2 - \omega_0^2 < 0$

负载为欠阻尼,电路可以振荡。然而随 L 、 C 参数的不同配合,输出电流 i_O 相对输出电压 u_O 的相位将有三种不同的情况:

$\omega L < \frac{1}{\omega C}$, 负载呈容性, i_O 超前 u_O (图 6.2(c) 实线所示);

$\omega L = \frac{1}{\omega C}$, 负载呈阻性, i_O 与 u_O 同相 (图 6.2(c) 虚线所示);

$\omega L > \frac{1}{\omega C}$, 负载呈感性, i_O 滞后 u_O (图 6.2(c) 点画线所示)。

由波形图可以看出,若 $\omega L < \frac{1}{\omega C}$, 在 $0 \leq t \leq T/2$ 区间,负载电流在电压改变极性前的时刻 t_x 已振荡过零,因此原来导通的开关 SW_1 将被关断,负载电流通过反并联二极管 VD_1 反向振荡,在这一区间 SW_1 将承受大小为二极管正向压降的反向电压。到下半周期另一个开关 SW_2 被触发,负载电流从二极管 VD_1 转移到 SW_2 继续振荡。 SW_2 一旦导通, SW_1 将承受正向电压。因此电路为 SW_1 提供反向偏置电压的时间为

$$t_q = \frac{\pi}{\omega} - t_x \quad (6.5)$$

$T/2 \leq t \leq T$ 区间工作过程相同,只是负载电流过零后首先转移到 VD_2 , 当 $t = T$, SW_1 触发导通后,再由 VD_2 转移到 SW_1 。显然,只要 t_q 大于、等于晶闸管关断时间,这种电路中的开关器件就可以使用晶闸管,并通过负载换流可靠工作。

在 $\omega L \geq \frac{1}{\omega C}$ 的条件下,由于电路不能在电流过零后为原来导通的开关器件提供反向电压,若使用晶闸管,就必须采用强迫换流。

$$2) \xi^2 - \omega_0^2 \geq 0$$

负载为临界阻尼或过阻尼,表现为二阶惯性,不满足振荡条件。这种情况下,电压极性改

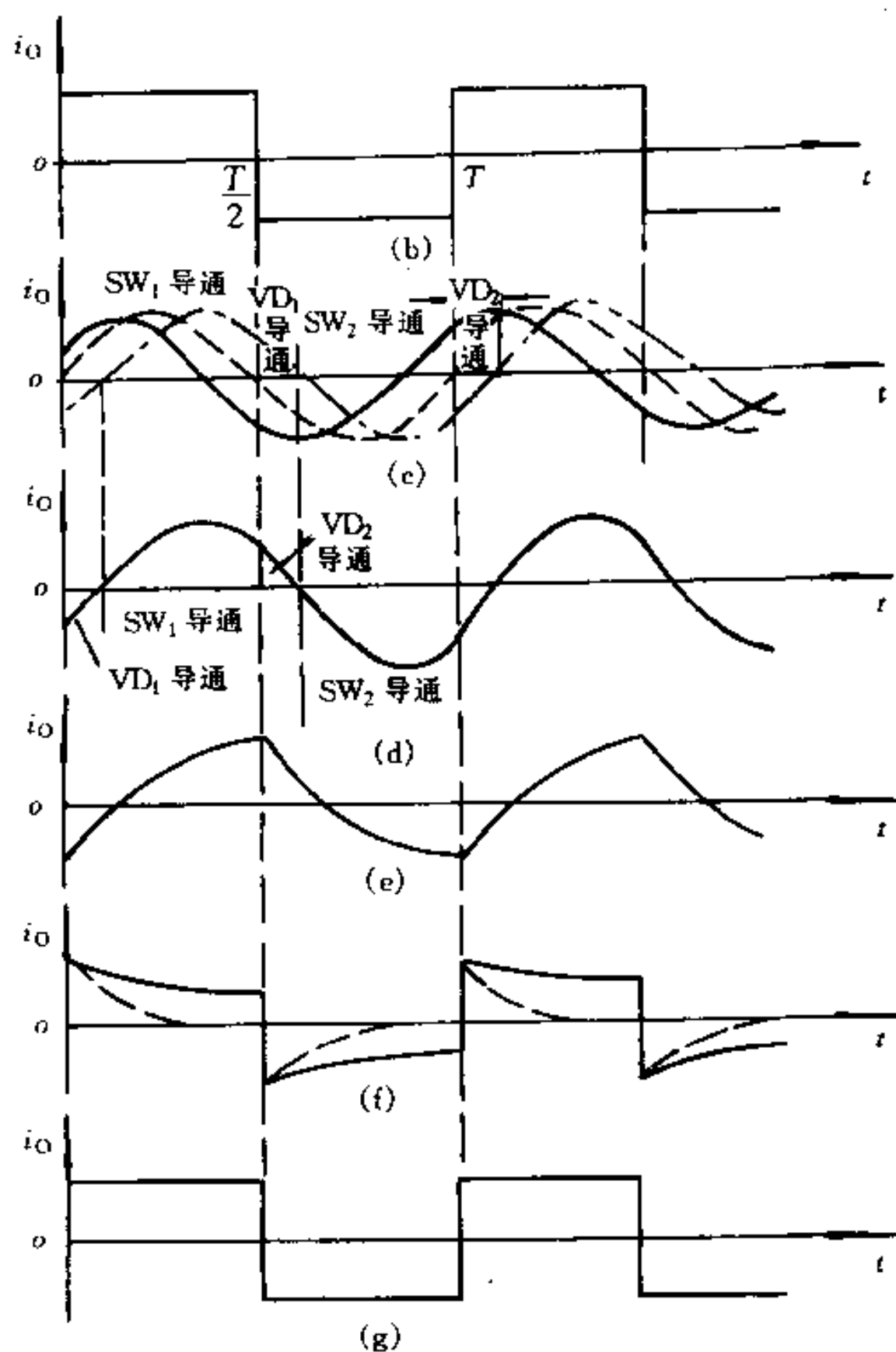
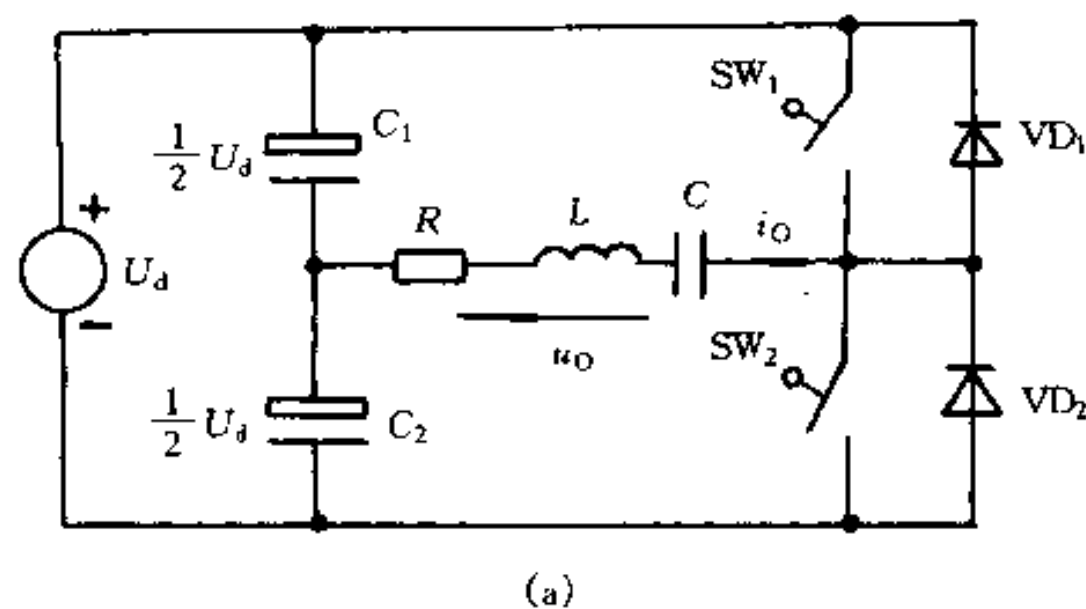


图 6.2 单相半桥逆变器及工作波形

变时,开关器件电流不为零,必须采用强迫换流或硬开关方式,输出电流波形示于图 6.2(d)。当正半周结束关断 SW_1 后,负载电流仍经 VD_2 续流,降至零后 SW_2 才能导通。

2. RL 负载($C=0$)

负载为一阶惯性电路,半周工作结束开关器件关断时,流过其中的电流不为零,必须用强迫换流或硬开关方式。工作过程类似过阻尼状态,负载电流波形如图 6.2(e)。

3. RC 和 R 负载($L=0$ 和 $L、C$ 均等于零)

负载电流波形示于图 6.2(f)、(g),显然,这两种条件下也必须用硬开关或强迫换流方式来关断开关器件,但换流过程中 $VD_1、VD_2$ 无作用。

综上所述,逆变器是一种由直流电源供电的电力电子装置,开关器件不能采用电源换流的方式来关断。根据其负载性质及不同参数的配合,可采用负载换流或硬开关(强迫换流)方式来关断逆变开关器件。当电路满足负载换流条件时,常使用晶闸管作为逆变开关,以获得高的装置容量。若不能使用负载换流时,为使主电路简化,现代电力电子装置中多采用全控开关器件,用硬开关方式实现换流。以下对逆变器的讨论,除负载换流逆变器使用晶闸管外,其它型式的逆变器均采用全控开关器件,主电路拓扑中,用前面各章节中定义的一般可控开关符号。

6.3 晶闸管负载换流逆变器

这类逆变器主电路结构采用单相桥式电路时,广泛地应用于工业感应加热、感应熔炼装置中作为感应器供电电源,提供加热或熔炼工艺所要求频率的电功率;也可用三相桥式结构,作为同步电机变频调速电源。由于装置容量较大,且大多数这类装置的工作频率都在 10kHz 以下,因此常采用普通的快速晶闸管作逆变开关器件。

如上节所述,负载换流逆变器中,必须是欠阻尼的 RLC 负载。因此对于感应加热、熔炼类应用,负载感应器必须配合适当的电容器来满足振荡条件,并提供负载所需的无功功率。按补偿电容与负载电感联接的方式,这类逆变器可分为串联和并联逆变器。

6.3.1 单相桥式串联逆变器

1. 串联逆变器的换流条件

图 6.3(a)示出了典型的单相桥式串联逆变器的主电路结构。每个桥臂包括一个晶闸管 VT 和一个反并联二极管 VD 。负载中,补偿电容与 RL 负载串联。

从 6.2 节的讨论中已知,逆变器要满足负载换流的条件必须保证负载电路为二阶振荡,且电流呈容性。对串联逆变器而言,应满足下列条件:

(1) $\xi < \omega_0$ 由于 $\xi = \frac{R}{2L}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 满足式(6.4)要求时,必有

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.6)$$

(2) 负载电流呈容性 在工作频率 ω 下,满足

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} < 0$$

$$\omega^2 LC - 1 < 0$$

或

$$\omega < \omega_0 \quad (6.7)$$

(3) 在晶闸管因电流过零关断后,电路为器件提供反向电压的时间 t_q 应大于等于元件关断时间 t_{off} 。由图 6.3 中 u_{AK} 波形图可知,晶闸管承受反向电压的时间就是续流二极管导通时间,它也是负载电流基波超前负载电压的时间,即 $\omega t_q = \varphi_1$ 。因

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \quad (\text{rad}) \quad (6.8)$$

这样 RLC 串联逆变器成功换流的第三个条件即为

$$t_{off} \leq \frac{\varphi_1}{\omega} \quad (6.9)$$

2. 串联逆变电路的基本工作过程

根据电路的知识, RLC 串联谐振电路有图 6.4 那样的频率特性。当负载品质因数 Q 值很高(R 很小)时,电路对其电源电压中与它的谐振频率同频的谐波呈现出低阻抗($Z = R$),对其它频率谐波则呈现高阻抗, Q 值越高,选频特性越好。因此,串联逆变器直流供电电源一般都用电压源。如图 6.3(a) 所示,假定电路图中各开关器件和电路元件为理想器件。

稳态运行时,每个逆变工作周期分四个区间,对应四条工作回路,正负半周各两条。

1) 区间 $[0, (\pi - \varphi_1)]$

$\omega t = 0$ 时 VT_1 、 VT_2 触发导通,经负载和电源形成回路,电流在正半周振荡并在 $\omega t = \pi - \varphi$ 时刻过零反向,使 VT_1 、 VT_2 关断。这一区间内输出电压和电流基波分别为

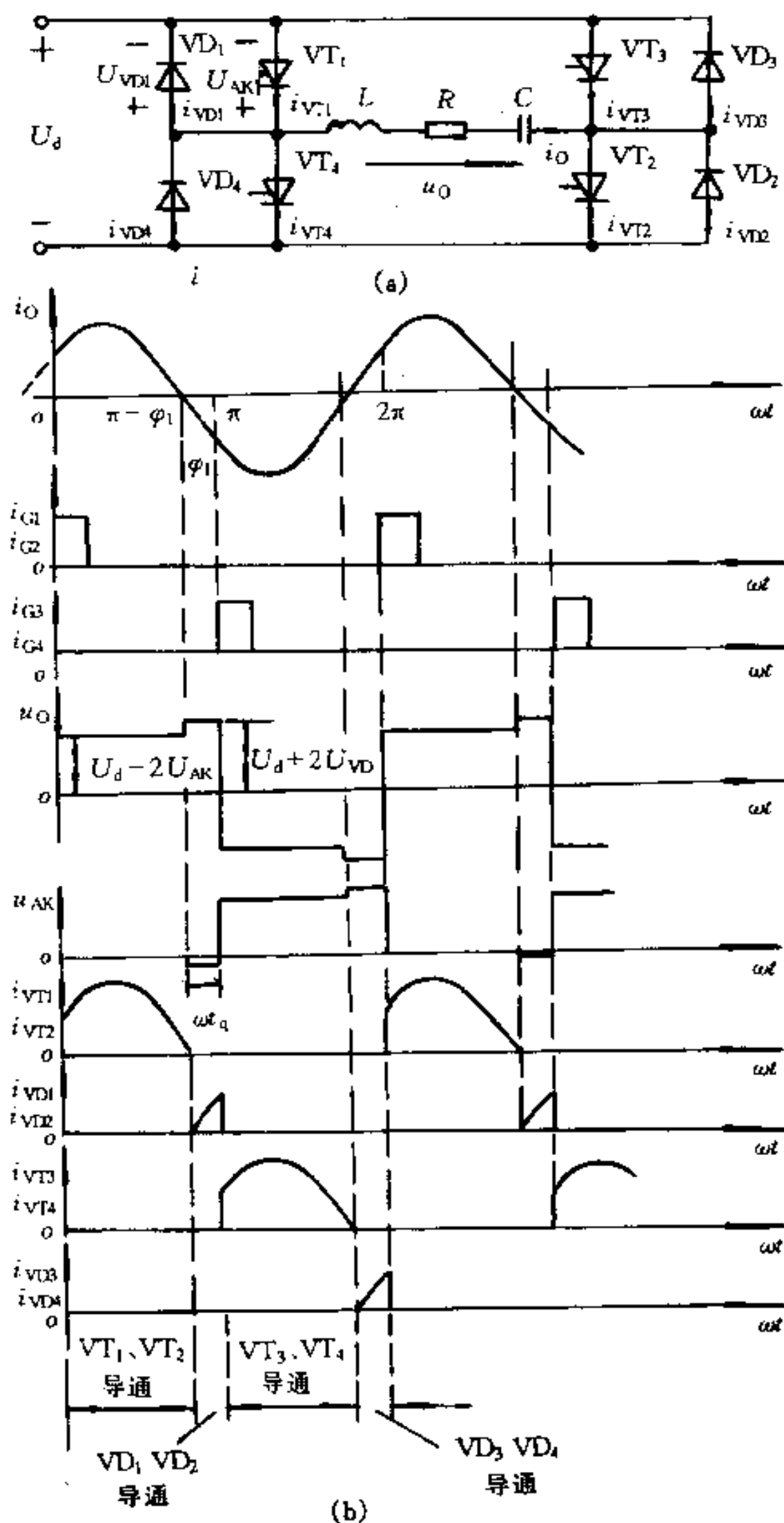


图 6.3 单相桥式串联逆变器及工作波形

$$u_O = U_d - 2U_T = U_d \quad (\text{V})$$

$$i_O = \frac{4U_d}{Z_1\pi} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (\text{A})$$

$$0 \leq \omega t \leq \pi - \varphi_1 \quad (6.10)$$

式中: U_d 、 U_T 分别为直流输入电压和晶闸管通态

压降; ω 为逆变工作角频; $\varphi_1 = \tan^{-1}(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R})$;

$$Z_1 = [R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2]^{1/2}.$$

2) 区间 $[(\pi - \varphi_1), \pi]$

前一区间结束时 VT_3 、 VT_4 未触发, 反向电流经 VD_1 、 VD_2 电源和负载形成回路, 直到 $\omega t = \pi$, VT_3 、 VT_4 触发导通, 开始负半周工作。这一区间逆变器输出电压、电流为

$$u_O = U_d + 2U_{VD} = U_d \quad (\text{V})$$

$$i_O = \frac{4U_d}{Z_1\pi} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (\text{A})$$

$$\pi - \varphi_1 \leq \omega t \leq \pi \quad (6.11)$$

区间3)和4)分别为 VT_3 、 VT_4 和 VD_3 、 VD_4 在负半周内工作, 输出与正半周波形相同极性相反的电压、电流。图6.3(b)示出了逆变器各部分工作波形, 输出电压 u_O 近似方波, 当工作频率接近负载谐振频率时, 因负载的选频特性, 输出电流 i_O 可看作与逆变工作频率同频的正弦波。

3. 串联逆变器的工作状态

实际负载中由于 R 的存在, 对于 LC 的谐振产生阻尼, 电路实际振荡频率应为

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \xi^2} < \omega_0 \quad (6.12)$$

当负载参数确定后, ω_r 是确定的。在不同逆变工作频率下, 逆变器工作状态将不相同。

1) $\omega > \frac{1}{2}\omega_r$ ($T_r > T/2$), 负载电流连续

如图6.5所示, 当 VT_1 、 VT_2 导通, 负载电流按频率 ω_r 振荡过零后, 通过 VD_1 、 VD_2 续流, 开始负半周振荡。由于 $T_r > T/2$, 在负半周电流未过零时, VT_3 、 VT_4 已触发导通, 电流将在负方向开始一个新的振荡周期, 因此负载电流连续。

2) $\omega = \frac{1}{2}\omega_r$ ($T_r = T/2$), 负载电流临界连续

波形如图6.6所示。 VT_1 和 VT_2 导通区间, 负载电流从零开始振荡, 到 $t = T_r/2$ 时过零, 然后经 VD_1 、 VD_2 继续负半周振荡。在 $t = T_r =$

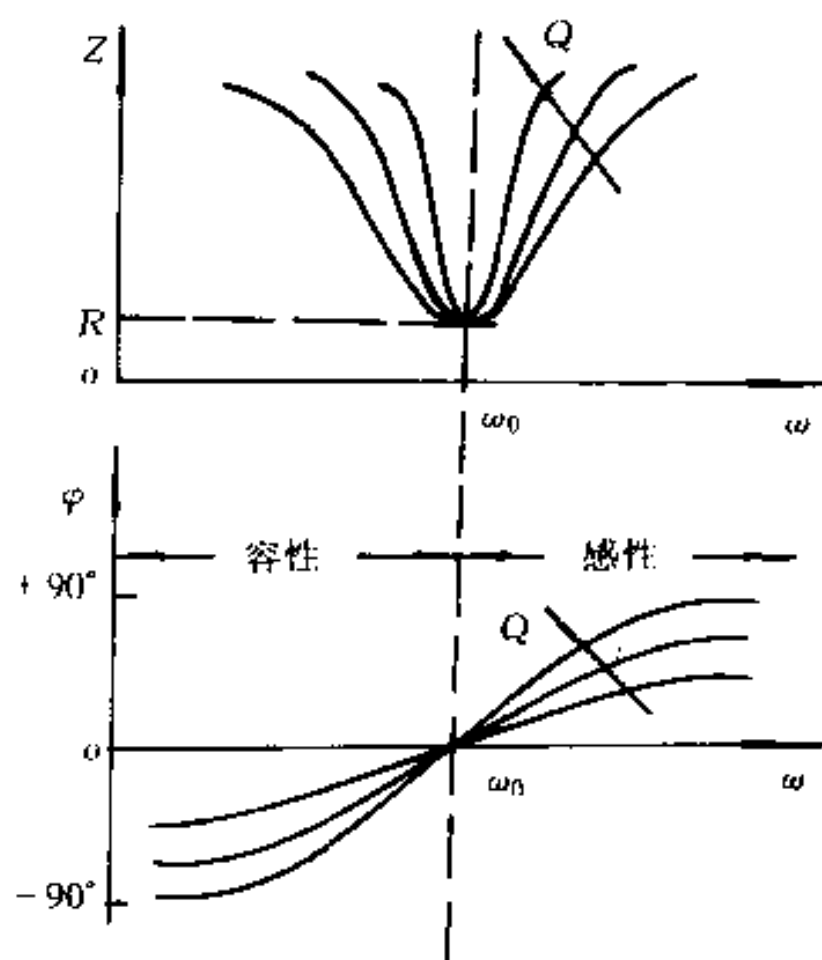


图 6.4 RLC 串联振荡电路频率特性

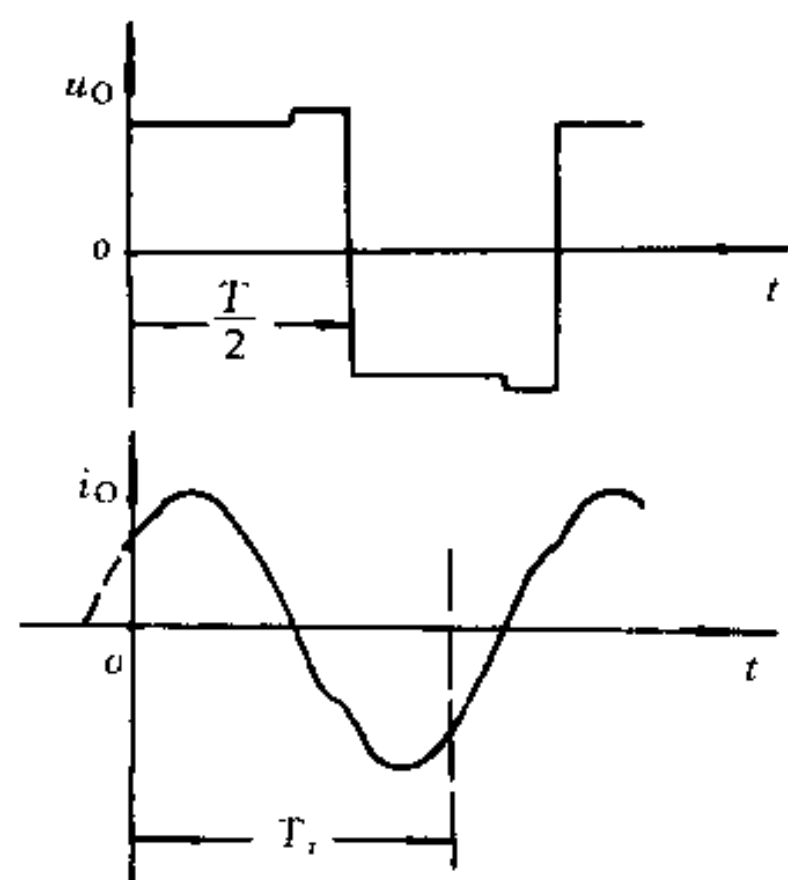


图 6.5 图 6.4(a) 逆变器 $\omega > \frac{1}{2}\omega_r$ 电流波形

$T/2$, i_O 刚过零时, VT_3 、 VT_4 触发导通, 负载电流开始下一个振荡周期。

3) $\omega < \omega_r/2$ ($T_r < T/2$), 负载电流断续

由于 $T_r < T/2$, 负载电流在经 VT_1 、 VT_2 和 VD_1 、 VD_2 完成一次振荡后, VT_3 、 VT_4 并未触发, VT_1 、 VT_2 已被关断, 由图 6.3(a) 所示电路图可知, 此时由于 $i_O = 0$, $u_R = 0$, $u_C = U_d - U_{LTr}$, VD_3 、 VD_4 反偏。电流振荡过零后不能继续导通, $u_L = 0$, $u_R = 0$, $u_C = u_{CT} = U_d - U_{LTr}$ 。这种状态下, 电路各点波形示于图 6.7。

由上述对电路工作过程分析可知, 当逆变工作频率不变时, 逆变器负载参数的变化使 ω_r 变化, 将会引起逆变器工作状态的改变。若负载参数不变, 改变逆变器工作频率, 也会使工作状态改变。过高的逆变频率可能会造成逆变器换流失败。当负载参数和逆变开关晶闸管关断时间 t_{off} 确定后, 最大允许逆变工作频率为

$$\omega_{\max} = \frac{\varphi_1}{t_{off} + \Delta t} \quad (6.13)$$

式中: φ_1 为负载基波阻抗角, 由式 (6.8) 决定; Δt 为换流安全裕度。

4. 串联逆变器主电路计算

把晶闸管、二极管当作理想开关, 可忽略导通时的管压降。在电流连续和临界连续时输出电压波形与图 6.2(b) 所示理想波形相同, 本章第 1 节对逆变输出电压的傅里叶分析结果式 (6.2)、(6.3) 可用于这两种状态。考虑到本节讨论的是桥式逆变器, 设输入电压为 U_d , 可得

$$u_O = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4U_d}{(2k-1)\pi} \cdot \sin(2k-1)\omega t \quad (V) \quad (6.14)$$

$$i_O = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4U_d}{(2k-1)\pi Z_{2k-1}} \cdot \sin[(2k-1)\omega t - \varphi_{2k-1}] \quad (A) \quad (6.15)$$

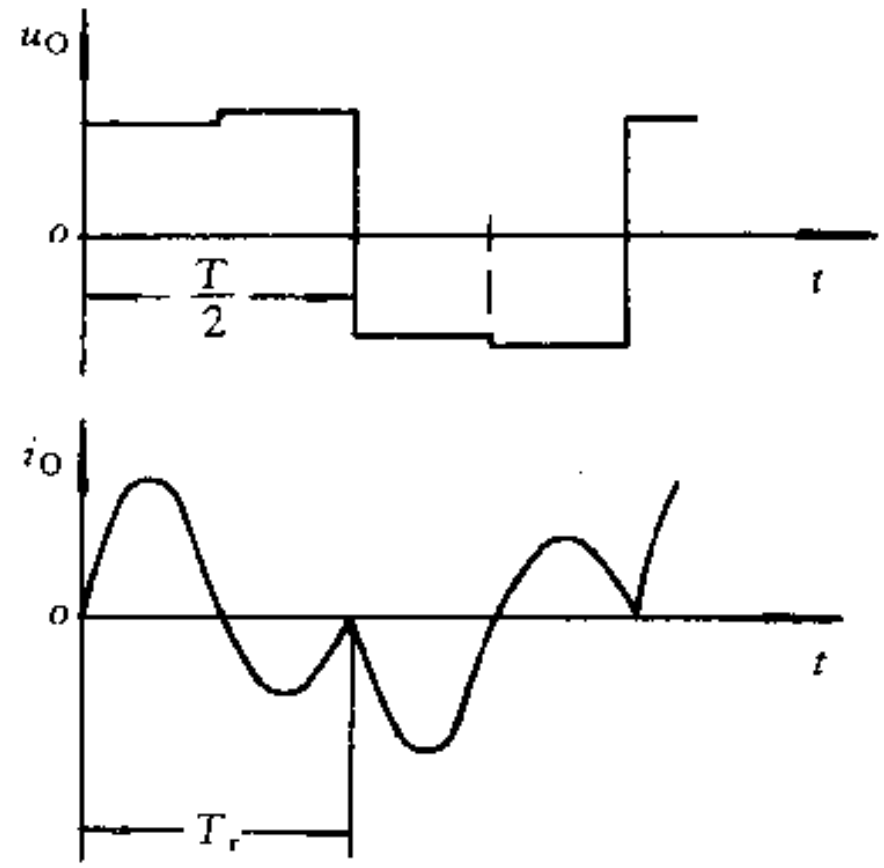


图 6.6 图 6.4(a) 逆变器 $\omega = \frac{1}{2} \omega_r$ 电流波形

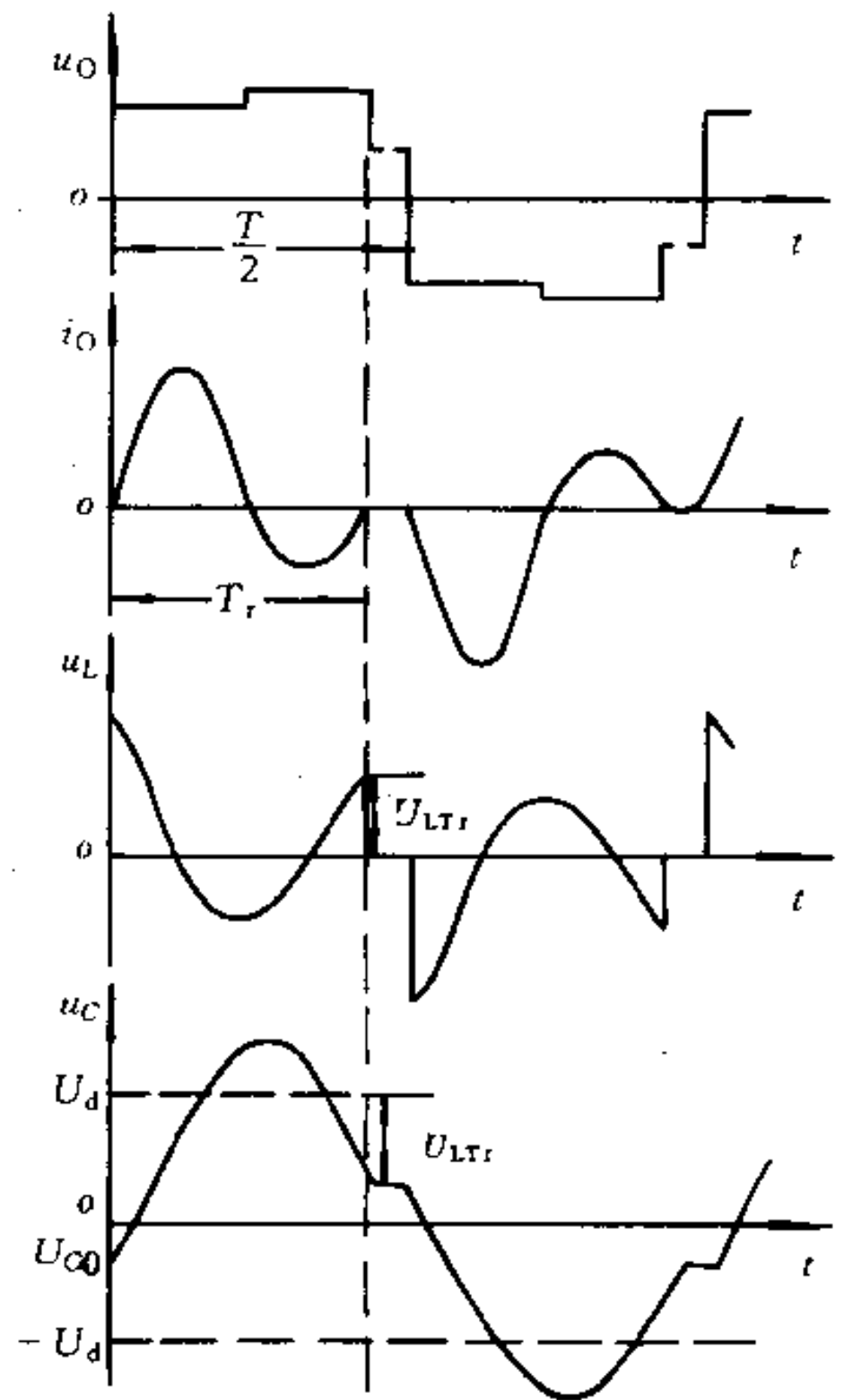


图 6.7 图 6.4(a) 电路 $\omega < \frac{1}{2} \omega_r$ 工作波形

式中
$$Z_{2k-1} = \{R^2 + [(2k-1)\omega L - \frac{1}{(2k-1)\omega C}]^2\}^{1/2} \quad (\Omega)$$

$$\varphi_{2k+1} = \tan^{-1} \frac{(2k-1)\omega L - \frac{1}{(2k-1)\omega C}}{R} \quad (\text{rad}), k = 1, 2, \dots$$

输出电流有效值

$$I_{\text{OR}} = \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k-1}^2 R = \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2\sqrt{2}U_d}{(2k-1)\pi Z_{1k-1}} \right]^2 \quad (6.16)$$

晶闸管电流有效值

$$I_{\text{VTR}} = I_{\text{OR}} / \sqrt{2} \quad (6.17)$$

闸管阻断状态下承受的最高电压

$$U_{\text{AKP}} = U_d$$

电路为晶闸管提供恢复阻断能力时间

$$t_q = \frac{\varphi_1}{\omega} = \frac{1}{\omega} \tan^{-1} R(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

当逆变工作频率与负载谐振频率很接近时,负载电流以基波电流为主。随着逆变频率的降低,逆变器功率因数降低,容性阻抗增加,电流有效值减小,波形畸变加剧,输出功率下降。因此,串联逆变器可以采用恒定直流电压供电(如二极管不控整流),通过改变逆变工作频率来调节输出功率。

6.3.2 单相桥式并联逆变器

在许多实际应用中,负载感应线圈 Q 值很高, $\cos\varphi$ 很低,若用串联逆变器,晶闸管中会流过非常大的电流。这时常用谐振电容并联电感线圈来产生负载换相条件,构成并联逆变器。为分析方便,图 6.8(a) 中 R_S 、 L_S 串联的电感线圈经串-并变换为图 6.8(b) 的并联 R 、 L 形式。这样可得图 6.8(c) 那样的并联逆变器主电路。

1. 并联逆变器工作原理

根据电路中的有关知识可知,并联谐振电路是电压谐振,对输入到电路的电流中等于电路谐振频率的谐波呈现很高的阻抗,其余谐波阻抗则很低。因此图 6.8(c) 电路中输入直流电流源 I_d , 逆变器工作时,负载电流 i_O 为方波,而负载电压 u_O 近似为正弦波。负载品质因数越高,近似程度越高。

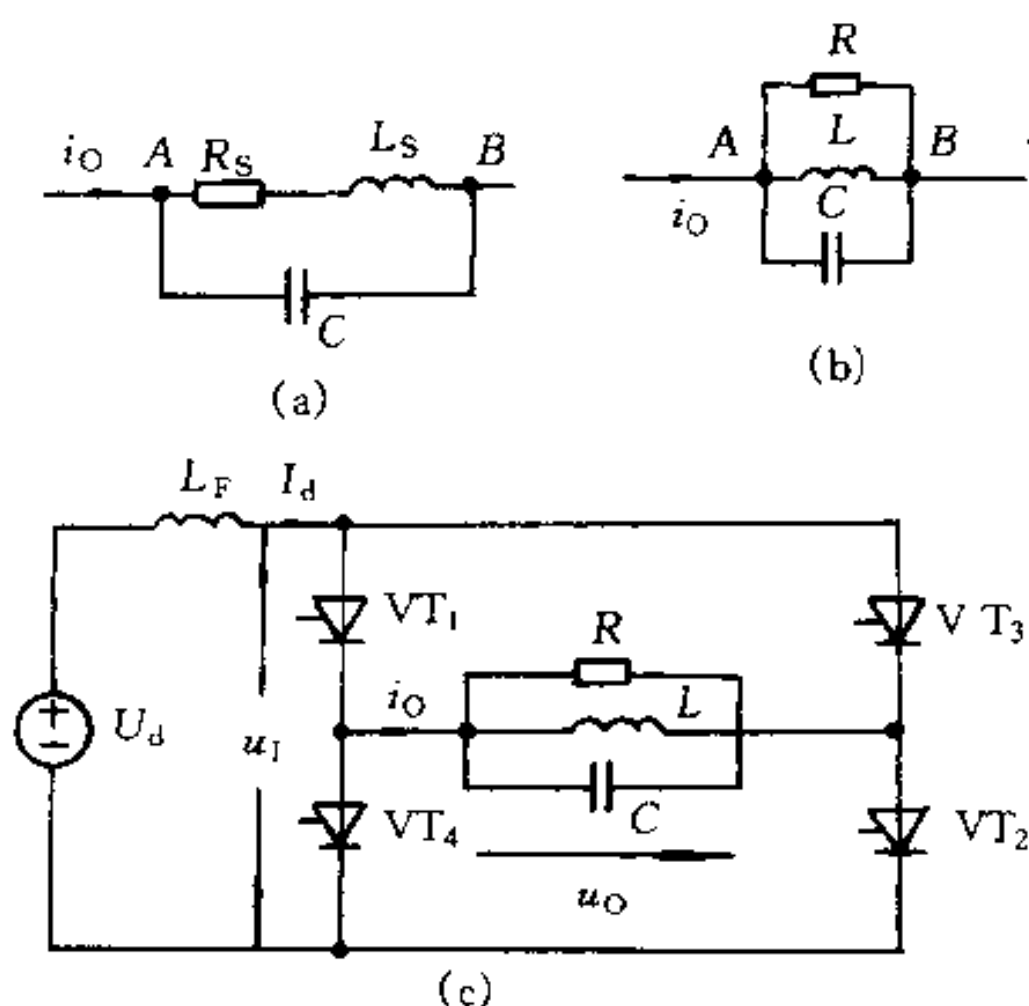


图 6.8 单相桥式并联逆变器

图 6.9 示出了单相桥式并联逆变器各部分的工作波形。

由于并联谐振逆变器主电路中逆变开关切换的是负载电流极性,因而不存在续流问题,主电路中各晶闸管无需反并联续流二极管。

2. 并联逆变器的运行条件

1) 欠阻尼振荡

$$\xi < \omega_0 \quad (6.18)$$

式中: $\xi = \frac{1}{2RC}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

因此式(6.14)又可写成

$$R > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.19)$$

2) 负载呈容性

由图 6.9(f)、(g)可知,为保证晶闸管电流 i_{TV} 过零后有足够承受反向电压的时间使器件可靠关断,并联逆变器负载电流也必须超前电压,负载呈容性,即 $Y_C > Y_L$, 因此

$$\omega C > \frac{1}{\omega L} \quad \text{或} \quad \omega^2 > \frac{1}{LC} \quad (6.20)$$

从而可得

$$\omega > \omega_0 \quad (6.21)$$

式(6.21)表明,并联逆变器逆变工作频率应高于负载谐振频率。

3) $\omega t_q \geq \omega t_{off}$

由图 6.9(g)所示晶闸管压降 u_{AK1} 还可以看出,电路为晶闸管提供的关断时间就是负载基波电压与电流间的相位差 φ_1 , 即

$$\omega t_q = \varphi_1 = \tan^{-1}(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \cdot R \geq \omega t_{off} \quad (6.22)$$

这里 t_{off} 是器件本身的关断时间,由生产厂家提供。

3. 并联逆变器的主电路计算

图 6.8 所示并联逆变器主电路工作波形表明,由于并联逆变器输出电流是方波,因此只要将式(6.11)中的 U_d 换成 I_d , u_O 换成 i_O , 即可得到并联逆变器输出电流的傅里叶分析式

$$i_O = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4I_d}{(2k-1)\pi} \sin(2k-1)\omega t \quad (V) \quad (6.23)$$

从而可得输出电压

$$u_O = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4I_d}{(2k-1)\pi Y_{2k-1}} \sin[(2k-1)\omega t - \varphi_{2k-1}] \quad (A) \quad (6.24)$$

式中: $k=1, 2, \dots$

$$Y_{2k-1} = \left\{ \left(\frac{1}{R} \right)^2 + \left[(2k-1)\omega C - \frac{1}{(2k-1)\omega L} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (S) \quad (6.25)$$

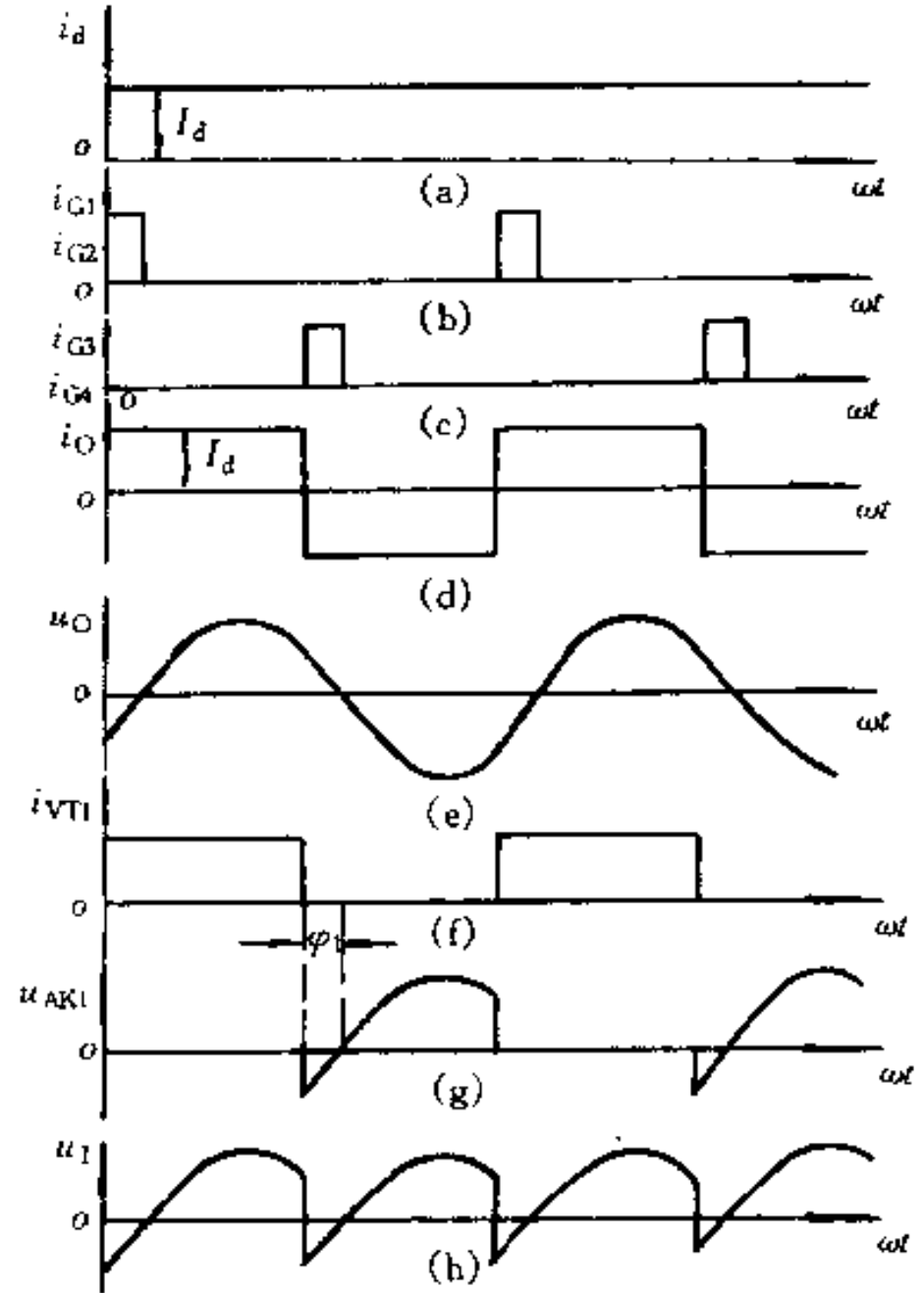


图 6.9 图 6.8(c) 电路的工作波形

负载电流基波相位与矩形波相位相同,由图 6.9(f)和(g)可以看出负载电压和电流的基波分量相位差为

$$\varphi_1 = \tan^{-1}(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \cdot R \quad (\text{rad}) \quad (6.26)$$

这也是负载为晶闸管提供的关断时间,应满足式(6.22)的限定条件。

由于负载振荡电路的选频特性,对输出电压的谐波有很强的滤波作用,可近似认为输出电压只含基波。由图 6.9(h)可计算出逆变器输入端电压 u_1 的平均值

$$U_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_O d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{4I_d}{\pi Y_1} \sin(\omega t - \varphi_1) d\omega t = \frac{8I_d}{\pi^2 Y_1} \cos\varphi_1 \quad (\text{V}) \quad (6.27)$$

直流输入电源中串有滤波电感 L_F ,当电感电阻很小可以忽略时, $U_1 = U_d$, u_1 中的谐波成分全部由 L_F 承受。因此,将 $U_d = U_1$ 代入式(6.27)即可求得

$$I_d = \frac{\pi^2 Y_1}{8 \cos\varphi_1} U_d \quad (\text{A}) \quad (6.28)$$

晶闸管电流有效值

$$I_{\text{VTR}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi^2 Y_1 U_d}{8\sqrt{2} \cos\varphi_1} \quad (\text{A}) \quad (6.29)$$

折合为晶闸管通态平均电流

$$I_T = \frac{2}{\pi} I_{\text{VTR}} = \frac{\sqrt{2} \pi Y_1 U_d}{8 \cos\varphi_1} \quad (\text{A}) \quad (6.30)$$

晶闸管承受的最高电压

$$U_{\text{AKP}} = \sqrt{2} U_O \quad (\text{V}) \quad (6.31)$$

在选定晶闸管以后,对于所给定的关断时间 t_{off} ,允许最低逆变工作频率为

$$f_{\min} = \frac{\varphi_1}{2\pi(t_{\text{off}} + \Delta t)} \quad (\text{Hz}) \quad (6.32)$$

式中 Δt 为安全裕量。

把式(6.27)代入式(6.24),并取 $k=1$,可得输出电压基波有效值与输入直流电压 U_d 的关系

$$U_{O1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2} \pi Y_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi Y_1} \frac{\pi^2 Y_1}{8 \cos\varphi_1} U_d = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2} \cos\varphi_1} \quad (\text{V}) \quad (6.33)$$

6.3.3 串、并联逆变器的比较

串、并联逆变器都是负载换向的逆变器,负载电路必须满足欠阻尼振荡条件。串联逆变器负载电感与换向电容串联,构成电流谐振电路,因此逆变器以直流电压源供电,通常采用单相或三相桥式整流加电容滤波组成(见图 6.10(a))。并联逆变器负载电感与谐振电容并联构成电压谐振电路,应采用直流电流源供电,通常用单相或三相桥式整流加大电感滤波组成(见图 6.10(b))。

串、并联逆变器为保证可靠换流,其负载都必须呈容性。为此,串联逆变器逆变工作频率应低于负载谐振频率,并联逆变器工作频率应高于负载谐振频率。

串联逆变器输出电压为方波,理论上换相瞬间被关断元件的 du/dt 将为无穷大,而并联

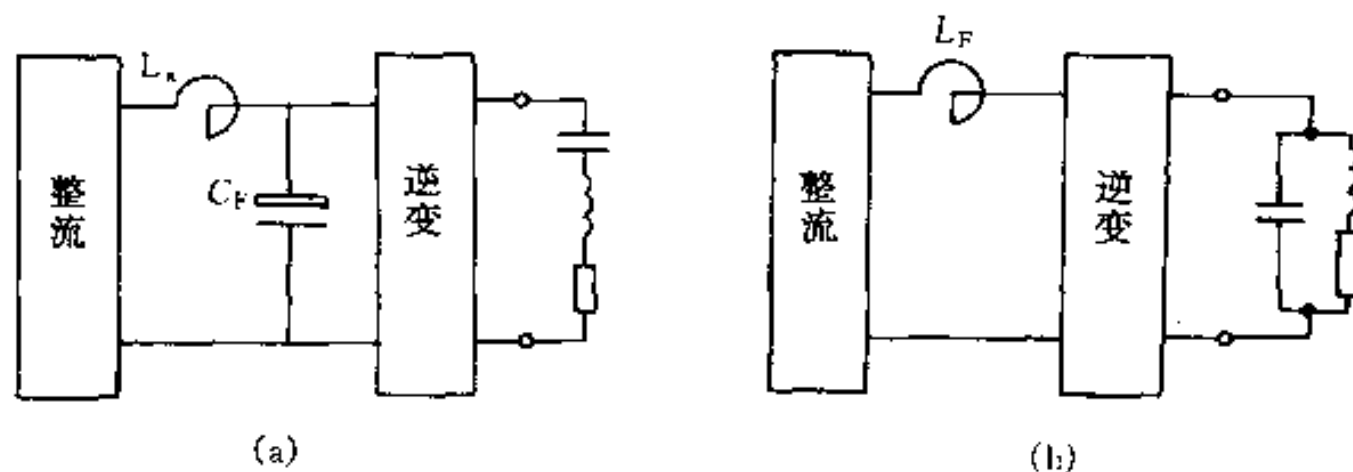


图 6.10 负载换流逆变器直流电源比较

(a) 串联逆变器(电压型); (b) 并联逆变器(电流型)

逆变器输出电流方波,换流时,导通元件承受的 di/dt 为无穷大。这些是不允许的,必须加缓冲电路。串联逆变器晶闸管主要加关断缓冲,并联逆变器要加开通缓冲即阳极必须串接电抗来抑制开通 di/dt 。

串联逆变器依靠负载电流振荡过零关断晶闸管,在另一组晶闸管触发开通前,电路必须为负载电流提供续流通路,因此晶闸管应带有反并联二极管。并联逆变器则依靠触发另一对晶闸管来对原来导通的晶闸管施加反向电压使其关断,无需为负载提供续流通路,晶闸管不加反并联二极管。

串、并联逆变器都主要用于感应加热、感应熔炼设备,但串联逆变器负载电流通过逆变开关,因而主要用于较低 Q 值的感应器,这种情况下,负载有相对高的电压和低电流。而在高 Q 值、大电流的应用中,则多采用并联逆变器。

当前国内实际应用中频感应热处理装置多采用串并联补偿的并联逆变器。对此本教材不作分析。

6.3.4 负载换相逆变器控制电路的基本结构

串、并联逆变器都是直流供电,主电路晶闸管换相是依靠负载谐振提供的关断时间,如前所述,这个时间取决于逆变工作频率和负载中的电感、电阻及补偿电容参数,因此,它们的控制系统应满足以下的基本要求。

1. 保证在负载参数变化时,逆变晶闸管能可靠换流

由于串、并联逆变器的负载基本上是中频感应加热或熔炼炉的感应器及其被处理的金属材料,因此负载电感、电阻参数在工作过程中是变化的。若逆变工作频率为恒定值,将不能保证在整个工作过程中对晶闸管提供可靠的换流时间和较高的功率因数,可能会导致逆变失败或输出功率下降。为此必须使逆变工作频率能跟随负载参数变化,始终满足式(6.7)、(6.9)或(6.20)、(6.22)限定的条件,即应通过检测负载电压、电流相位的变化来控制逆变器工作频率。如图 6.11 所示的串联逆变器频率自动调整过程。在初始状态下,负载谐振频率为 ω_{r1} ,逆变工作频率为 ω_1 。由于负载电流 i_O 在 $\omega t = T_{r1}/2$ 时刻振荡过零,为晶闸管提供的承受反向电压时间为

$$t_{q1} = -\frac{\varphi_1 T_1}{2\pi}$$

若运行中因负载参数变化使谐振频率降低,电流振荡过零时 $\omega t = T_{r2}/2$,而逆变工作频率

不变,晶闸管承受反向电压时间变为

$$t_{q2} = \frac{\varphi_2 T_1}{2\pi} < t_{q1}$$

为保证晶闸管可靠关断,必须增加 T_1 ,即降低逆变工作频率。

这种跟踪负载参数变化自动调整工作频率的触发方式叫自激方式。

2. 保证逆变器可靠启动

自激方式可以保证负载变化时晶闸管可靠换流,但必须检测逆变器的输出。然而,在逆变器启动前,负载端没有输出,信号无法测试,为此控制系统应采用其它方式使逆变器启动,建立起输出。例如用它激转自激的方式,即在开始工作时,用一个与逆变输出无关的脉冲源触发晶闸管使逆变器启动,待建立起一定的输出后再转到自激方式。

另一种解决办法是逆变器启动前给换相电容预充电,然后触发晶闸管使负载产生振荡,检测负载输出形成下一次的触发脉冲。并联逆变器常用这种方法。

3. 不允许上、下桥臂晶闸管同时导通

上下桥臂晶闸管同时导通将造成严重的短路故障。因此触发电路绝对不允许同时对上、下桥臂元件施加门极电压。

4. 可靠的保护措施

一旦发生逆变失败或其它原因造成过载或短路故障,应能及时切断供电电源,停止逆变触发器工作。

图 6.12 给出了一种负载换流逆变器控制系统的基本结构。控制器利用它激振荡器产生

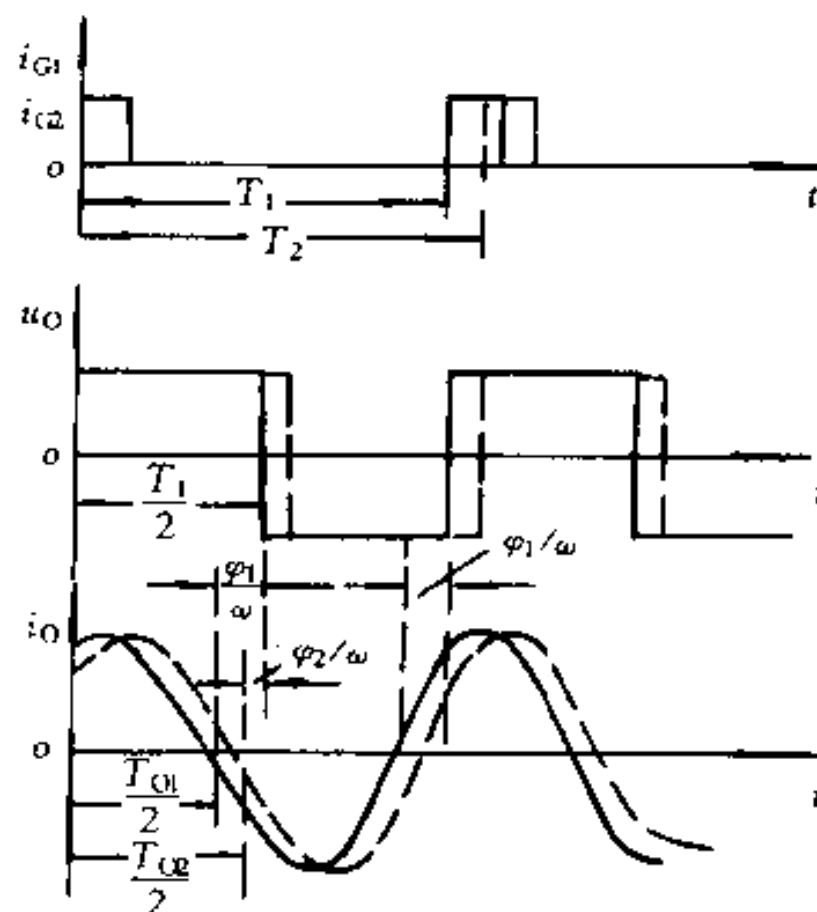


图 6.11 逆变器工作频率的调整过程

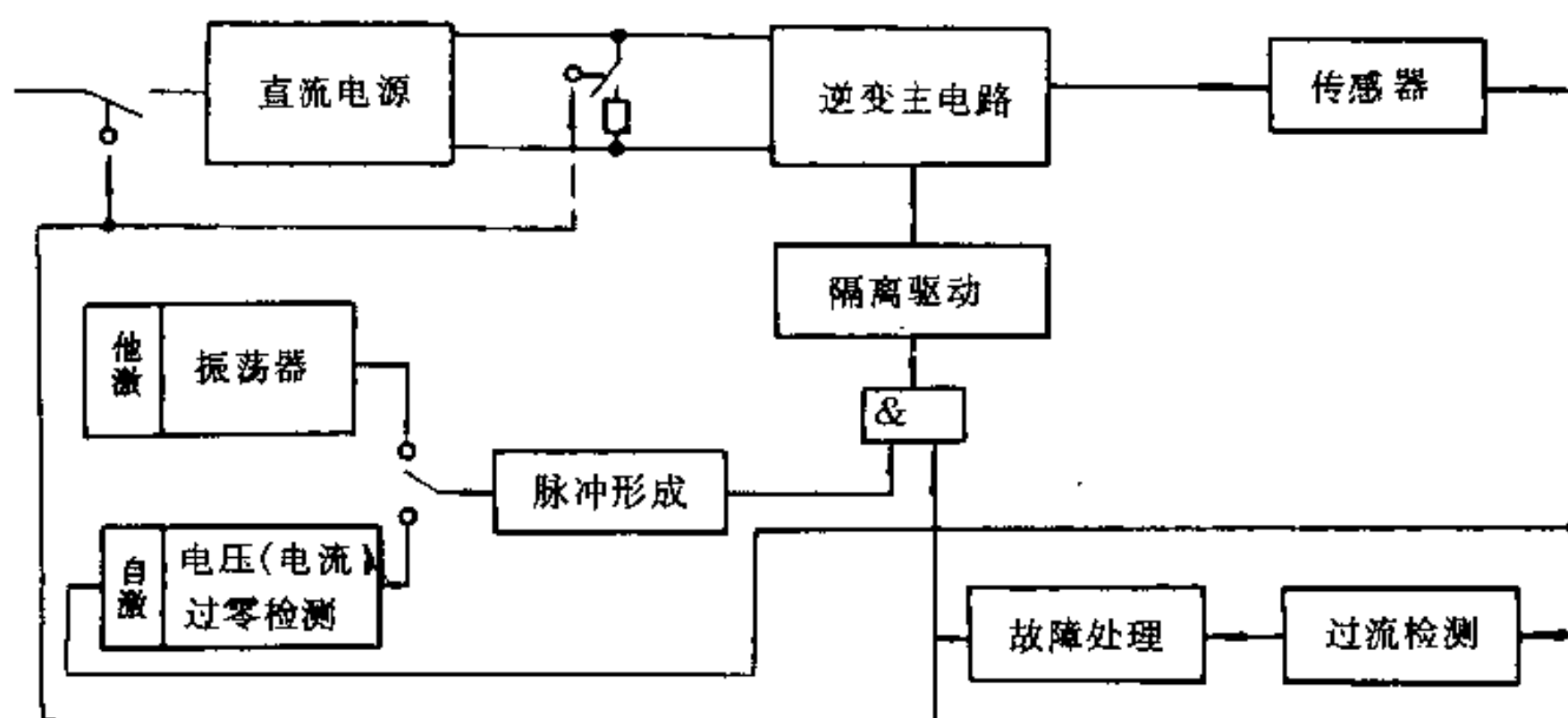


图 6.12 负载换流逆变器控制系统基本结构

启动逆变器开关的触发信号。一旦逆变器输出电压或电流建立起来,即转到自激触发,逆变开关触发信号将在负载电压或电流过零时发出,保证逆变器工作频率对负载振荡频率的跟随。脉冲形成环节输出两组时序互补的脉冲,经驱动隔离后分别作为逆变器两组桥臂开关的触发信号。

6.4 硬开关逆变器

由 6.2 节的分析中可以看出,无源逆变器可能驱动的负载,大多不满足负载换流条件。为此,逆变开关的换流必须采用所谓硬开关方式,即按工作频率强行换流。当逆变开关使用晶闸管时,必须增加辅助换流电路,使系统变得相当复杂。近年来,大功率全控开关器件耐压、通流能力提高,使硬开关换流逆变器性能大为改善,系统进一步简化。特别是控制环节的微机化、高度集成化及功率器件的模块化更加速了这类逆变器的发展。本节在简单介绍基本硬开关逆变器原理及其谐波抑制方法的基础上,着重讨论脉宽调制(PWM)控制逆变器工作原理、实现方法和主电路结构。在本节分析中,逆变开关器件均为全控型器件。作为一般电路拓扑,逆变开关用与前几章相同的可控开关符号替代各类全控开关器件。

6.4.1 基本方波逆变器

这类逆变器按供电直流电源的种类可分为电压型和电流型,按逆变器输出相数可分为单相桥式 and 三相桥式。

1. 电压型逆变器

图 6.13 示出电压型单相逆变器的基本电路,可以看出它有以下特点:

① 直流侧接大电容滤波,保证以近似电压源对逆变器供电。

② 输出电压为方波,电流则为负载参数决定的 RL 充放电形成的波形。

③ 当逆变开关换流时,为了给贮存于 L 中的能量提供通路,每个逆变开关器件都应反并联二极管,使能量向直流侧反馈。

④ 为避免上、下桥臂同时开通造成短路,它们的控制信号必须互差 180° ,考虑到开关器件开关时间,应留有适当死区时间。

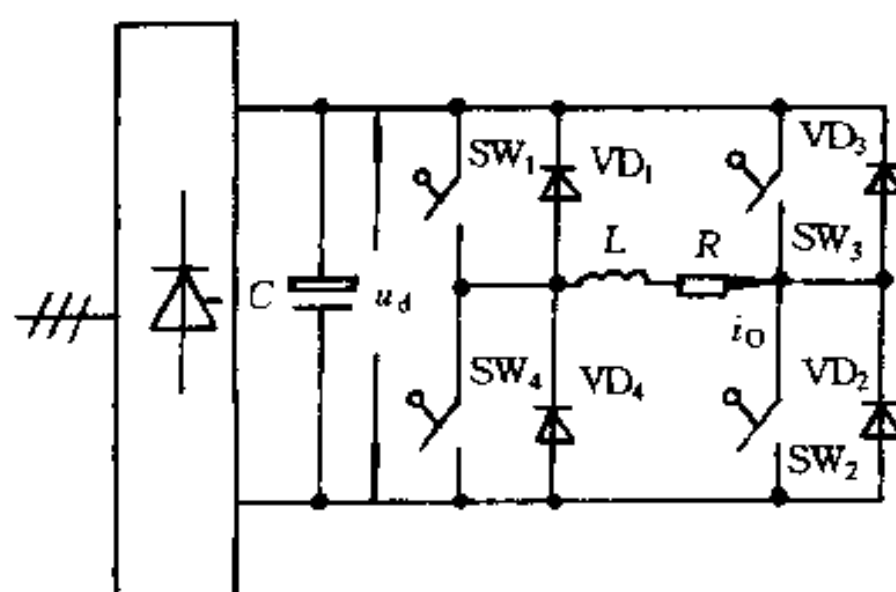


图 6.13 电压型单相桥式逆变器

图 6.14 示出了理想条件下电压型单相桥式逆变器稳态运行时输出电压 u_o 、电流 i_o 的波形。 $\omega t = 0$ 时刻关断 SW_3 、 SW_4 ,并向 SW_1 、 SW_2 施加控制信号。负载电流的变化在电感两端产生反电动势,使二极管 VD_1 、 VD_2 导通, L 中能量通过二极管 VD_1 、电容 C 、 VD_2 和负载反馈回直流侧。逆变开关 SW_1 、 SW_2 两端被二极管 VD_1 、 VD_2 钳位成一个反向偏置状态,直到 $\omega t = \omega t_1$ 电流过零,二极管关断后才能开通。此后,在区间 $[\omega t_1, \pi]$,电源通过 SW_1 、 SW_2 向负载电感正向充电。在 $\omega t = \pi$ 时关断 SW_1 、 SW_2 ,并向 SW_3 、 SW_4 施加触发信号,但因电感 L 能量通过 VD_3 、电容 C 、 VD_4 和负载反馈回直流侧,在正向电流衰减到零后, SW_3 、 SW_4 才能开通使负

载电流反向。这种逆变器输出电压幅值等于直流输入电压 U_d 。

对比单相桥式电压型硬开关逆变器与负载换流串联逆变器的输出电压,二者波形完全相同,6.3节中对串联逆变器负载电压的傅里叶分析结果(式(6.14))也适用于此。由此可得负载电压、电流有效值分别为

$$U_O = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2\sqrt{2}U_d}{(2k-1)\pi} \right]^2} \quad (\text{V})$$

$$k = 1, 2, \dots \quad (6.34)$$

$$I_O = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2\sqrt{2}U_d}{(2k-1)\pi Z_{2k-1}} \right]^2} \quad (\text{A})$$

$$k = 1, 2, \dots \quad (6.35)$$

负载电压电流基波有效值分别是

$$U_{O1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \quad (\text{V}) \quad (6.36)$$

$$I_{O1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi Z_1} \quad (\text{A}) \quad (6.37)$$

$$\text{式中} \quad Z_{2k-1} = \sqrt{R^2 + [(2k-1)\omega L]^2} \quad (\Omega) \quad (6.38)$$

单相电压型逆变电路的另一种型式为半桥,电路结构示于图 6.15。半桥逆变器中只有两个逆变开关桥臂,每个臂由一个可控开关及其反并联二极管组成。滤波电容等分成串联的两部分,其连接点即为直流电压源中点。当 SW_1 或 SW_2 导通时,负载电压、电流同向,负载从直流侧吸收能量; VD_1 或 VD_2 导通区间,负载电压、电流方向相反,负载电感贮能反馈回直流侧。其工作波形与桥式逆变器相同,只是输出电压幅值为 $U_d/2$ 。

与桥式逆变器相比,半桥逆变器所需逆变开关器件减少一半,相应门极驱动电路也减少。但由于输出电压降低一半,输出功率也相应减小了,且必须考虑分压电容的均压问题。因此在功率较大时多采用桥式逆变器。

电压型逆变器在用于三相交流感应电动机变频调速时,应采用图 6.16 所示三相桥式逆变

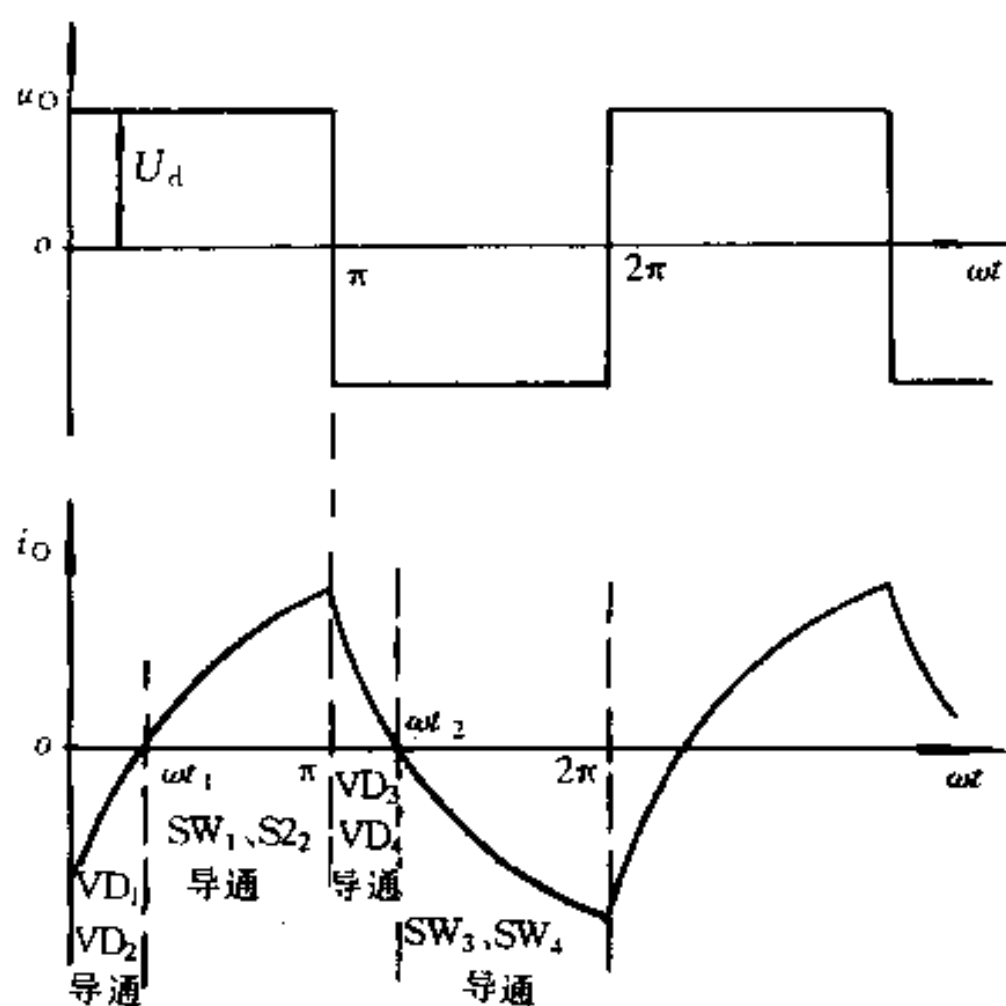


图 6.14 图 6.13 逆变器输出波形

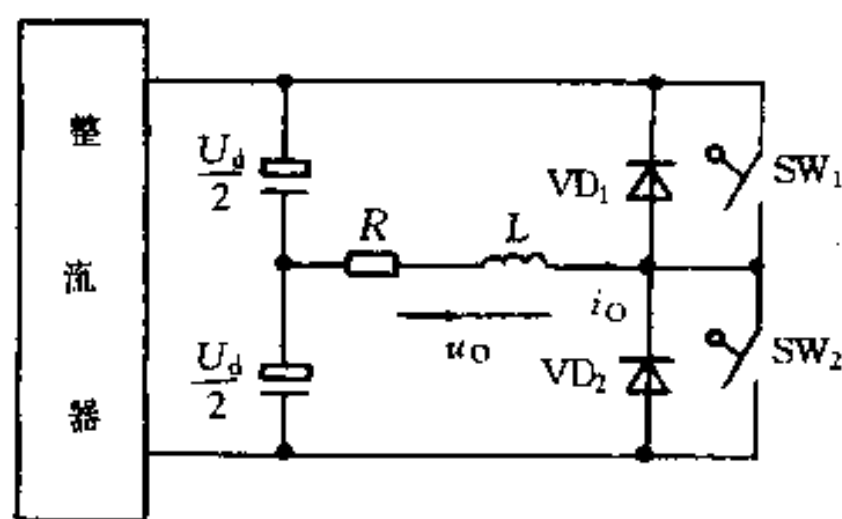


图 6.15 单相电压型半桥逆变电路

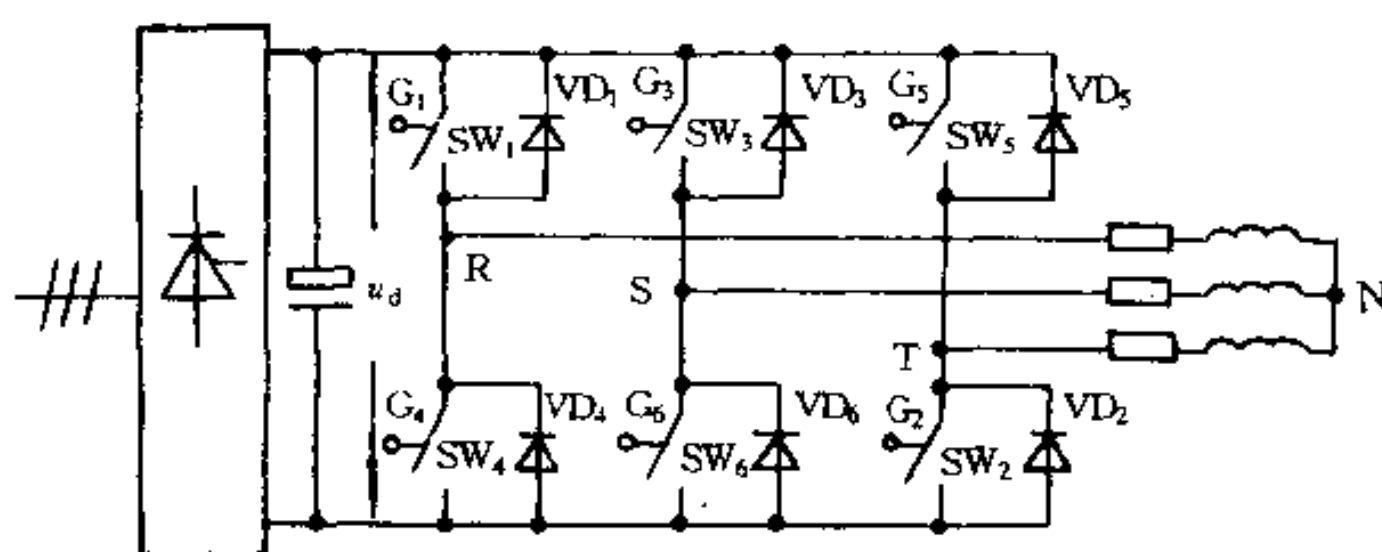


图 6.16 电压型三相桥式逆变电路

电路。电路包含六个桥臂，每个臂也由一个可控开关及其反并联二极管组成。在以下的分析中，设逆变器输出侧交流三相分别为 R、S、T，负载 Y 形联接，中点为 N。因六个桥臂逆变开关器件门控信号的不同安排，三相桥式逆变器有两种不同的工作方式。

- ① I 类方式：任何瞬间逆变桥每相都有一个开关导通；
- ② II 类方式：任何瞬间逆变桥总有一相不工作。

下面简述两种方式的工作原理及主电路计算。

1) I 类方式工作的三相电压型逆变器

这种方式下，由于逆变器三相各有一个开关同时导通，根据图 6.16 所示电路工作的物理过程可知，每个开关元件应导通 180° ，触发导通顺序为

$$SW_1 \rightarrow SW_2 \rightarrow SW_3 \rightarrow SW_4 \rightarrow SW_5 \rightarrow SW_6$$

触发相位互差 60° 。这种安排下，每 60° 区间内，有三个开关同时导通，每隔 60° 逆变开关进行一次换流，每次换流总是在同一相中上、下桥臂中进行，故称纵向换流。理想条件下的稳态工作时，逆变器交流输出各线电压波形示于图 6.17(g)、(h)、(i)。

为求得各相负载电压，可对一个工作周期中每个 60° 电路运行状态进行分析，得到每个区间的等值电路。图 6.18 示出了 SW_1 导通的 180° 区间内的三种等值电路。由于三相负载平衡，可分别写出三个 60° 区间的各相电压

$$\left. \begin{aligned} u_{RN} &= u_{TN} = i_R \cdot Z \quad (V) \\ u_{SN} &= i_S \cdot Z = -(i_R + i_T) \cdot Z \\ &= -2u_{RN} \quad (V) \end{aligned} \right\} \quad 0^\circ < \omega t \leq 60^\circ$$

因为 $u_{RN} + u_{SN} = U_d$

所以

$$\left. \begin{aligned} u_{RN} &= u_{TN} = \frac{1}{3} U_d \\ u_{SN} &= -\frac{2}{3} U_d \end{aligned} \right\} \quad 0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ \quad (6.39)$$

同理可求得

$$\left. \begin{aligned} u_{RN} &= \frac{2}{3} U_d \\ u_{SN} &= u_{TN} = -\frac{1}{3} U_d \end{aligned} \right\} \quad 60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ \quad (6.40)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{RN} &= u_{SN} = \frac{1}{3} U_d \\ u_{TN} &= -\frac{2}{3} U_d \end{aligned} \right\} \quad 120^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ \quad (6.41)$$

180°以后, SW₄ 与 SW₁ 换流, 按上述方法可得 180°~360°区间各相电压波形(见图 6.17(j)、(k)、(l))。在电压型逆变器中, 理想状态下输出电压波形与负载参数和性质无关。

图 6.17(m) 示出了 RL 负载 $\varphi < 30^\circ$ 时 R 相电流的波形。在 $\omega t = 0^\circ$ 和 180° 时, SW₁ 与 SW₄ 换流过程中, 因电感负载中电流不能突变, D₁(D₄) 将先于 SW₁(SW₄) 导通, 负载电流随能量反馈降到零后, SW₁(SW₄) 才能导通并使电流反向。i_S、i_T 波形与 i_R 相同, 只是相位差 120°。

对逆变器输出线电压展开成傅里叶级数可得

$$\begin{aligned} u_{RS} &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} (\sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t \\ &\quad + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \dots) \\ &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} [\sin\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{n} (-1)^k \sin n\omega t] \end{aligned} \quad (6.42)$$

式中: $n = 6k \pm 1, k = 1, 2, \dots$

可以看出输出线电压中不含有直流分量、偶次谐波, 也不含 $3n$ 次谐波。输出线电压及其基波有效值分别为

$$U_{RS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{RS}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \quad (V) \quad (6.43)$$

$$U_{RS1} = \frac{\sqrt{6}U_d}{\pi} \quad (V) \quad (6.44)$$

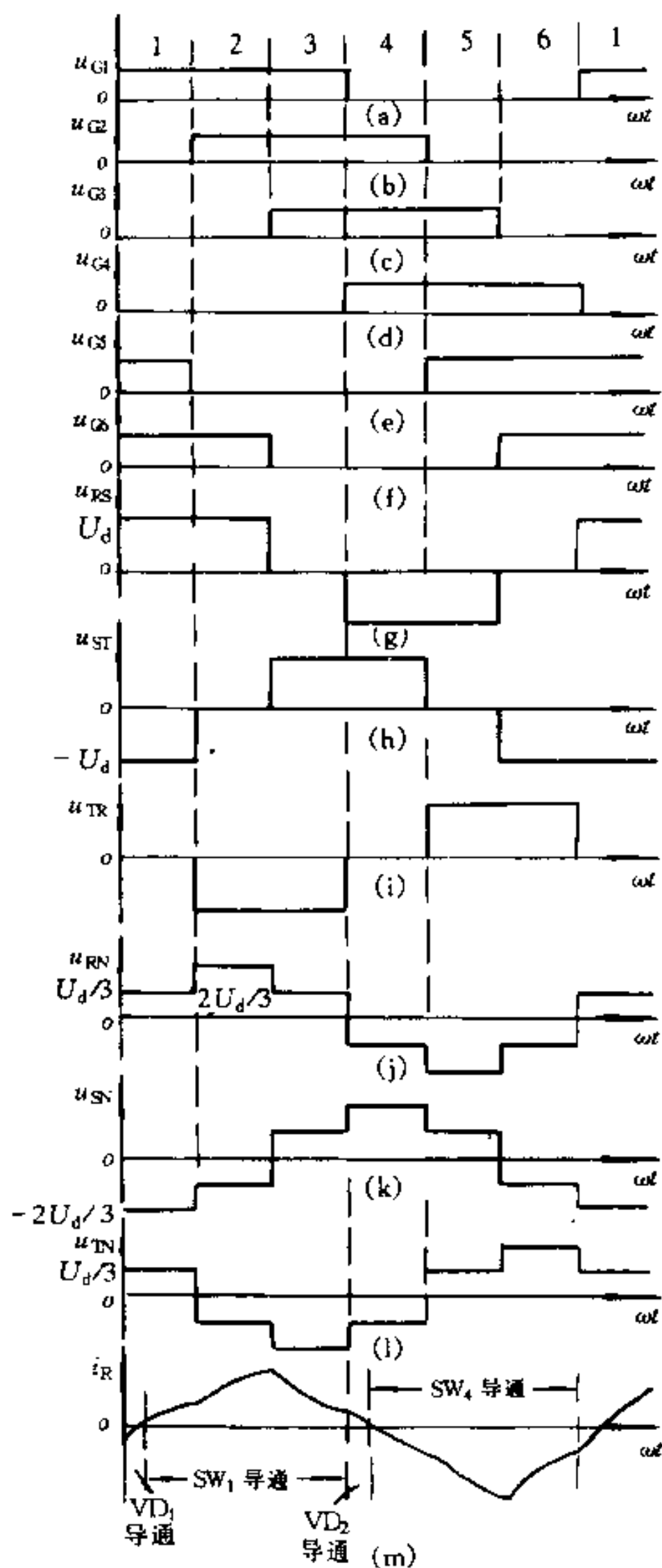


图 6.17 图 6.16 电路的工作波形

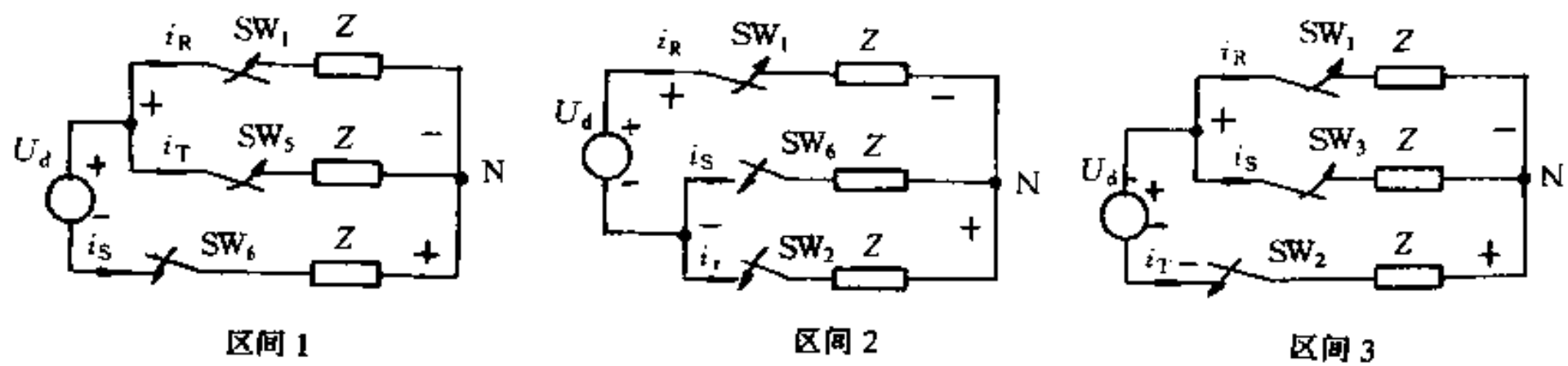


图 6.18 三相电压型逆变器 I 类工作换流等值电路

由输出相电压的傅里叶分析不难求得输出相电流

$$\begin{aligned}
 u_{RN} &= \frac{2U_d}{\pi} (\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \dots) \\
 &= \frac{2U_d}{\pi} [\sin\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{6k \pm 1} \sin(6k \pm 1)\omega t] \quad (\text{V})
 \end{aligned} \quad (6.45)$$

$$i_R = \frac{2U_d}{\pi} [\frac{1}{Z_1} \sin\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(6k \pm 1)Z_{6k \pm 1}} \sin(6k \pm 1)\omega t] \quad (\text{A}) \quad (6.46)$$

$$\text{式中: } Z_1 = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}, Z_{6k \pm 1} = \{R^2 + [(6k \pm 1)\omega L]^2\}^{1/2} \quad (\Omega) \quad (6.47)$$

$k = 1, 2, \dots$

2) II 类方式运行的三相电压型逆变器

这种方式下, 逆变开关工作状态类似于三相桥式整流电路: 即每个开关在一个逆变周期中导通 120° ; 每个开关触发时刻按 $SW_1 \sim SW_6$ 顺序依次滞后 60° ; 接在相同直流电压极性端上的三个开关触发相位差 120° ; 同一输出相上、下两个开关触发时刻差 180° ; 电路每 60° 改变一次状态。这种工作方式下, 逆变开关换流总是在同一直流侧上的两个不同开关间进行, 故称横向换流。理想条件下, 三相电压型逆变器以 II 类方式运行时稳态工作波形示于图 6.19 中。由于任何时刻只有两个不同相上的逆变开关导通, 因此在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 区间各相电压为

$$\begin{aligned}
 u_{RN} &= +\frac{1}{2}U_d \quad (\text{V}) \\
 u_{SN} &= -\frac{1}{2}U_d \quad (\text{V}) \\
 u_{TN} &= 0 \quad (\text{V}) \\
 0^\circ &\leq \omega t \leq 60^\circ
 \end{aligned} \quad (6.48)$$

$$\begin{aligned}
 u_{RN} &= +\frac{1}{2}U_d \quad (\text{V}) \\
 u_{SN} &= 0 \quad (\text{V}) \\
 u_{TN} &= -\frac{1}{2}U_d \quad (\text{V})
 \end{aligned}$$

$$0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ \quad (6.49)$$

$$u_{RN} = 0 \quad (\text{V})$$

$$u_{SN} = \frac{1}{2} U_d \quad (\text{V})$$

$$u_{TN} = -\frac{1}{2} U_d \quad (\text{V})$$

$$0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ \quad (6.50)$$

同理可写出 $180^\circ \sim 360^\circ$ 之间的每一个 60° 区间的各相电压。逆变器输出线电压由下式求得

$$u_{RS} = u_{RN} - u_{SN} \quad (\text{V})$$

$$u_{ST} = u_{SN} - u_{TN} \quad (\text{V})$$

$$u_{TR} = u_{TN} - u_{RN} \quad (\text{V})$$

$$(6.51)$$

两类运行状态比较可以看出, I 类工作状态每个元件导通为 180° , 存在同一相上、下两桥臂元件间的换流。由于实际元件关断、开通需要时间, 故可能造成短路, 在设计时这两个元件的门极触发信号间要有死区时间。II 类运行则不存在这样的垂直换流问题, 因此工作较可靠, 但输出功率小于 I 类运行方式, 因而直流侧利用率较低。

2. 电流型逆变器

图 6.20 示出了电流型三相逆变器的主电路典型结构。与电压型逆变器相比, 它有如下特点:

① 直流侧带有大电感滤波以获得近似理想的电流源。

② 各逆变开关直接改变直流电流极性, 因此逆变器输出电流是矩形波, 与负载参数和性质无关。但输出电压波形与负载有关。

③ 直流侧提供电流源, 电流不能反向, 因此不需要为逆变开关反并联续流二极管。但为了吸收换流时负载电感中的贮能, 应在输出端设吸收电容。

④ 直流侧提供无脉动的直流电流, 但输入到逆变器的电压 u_1 是脉动的。

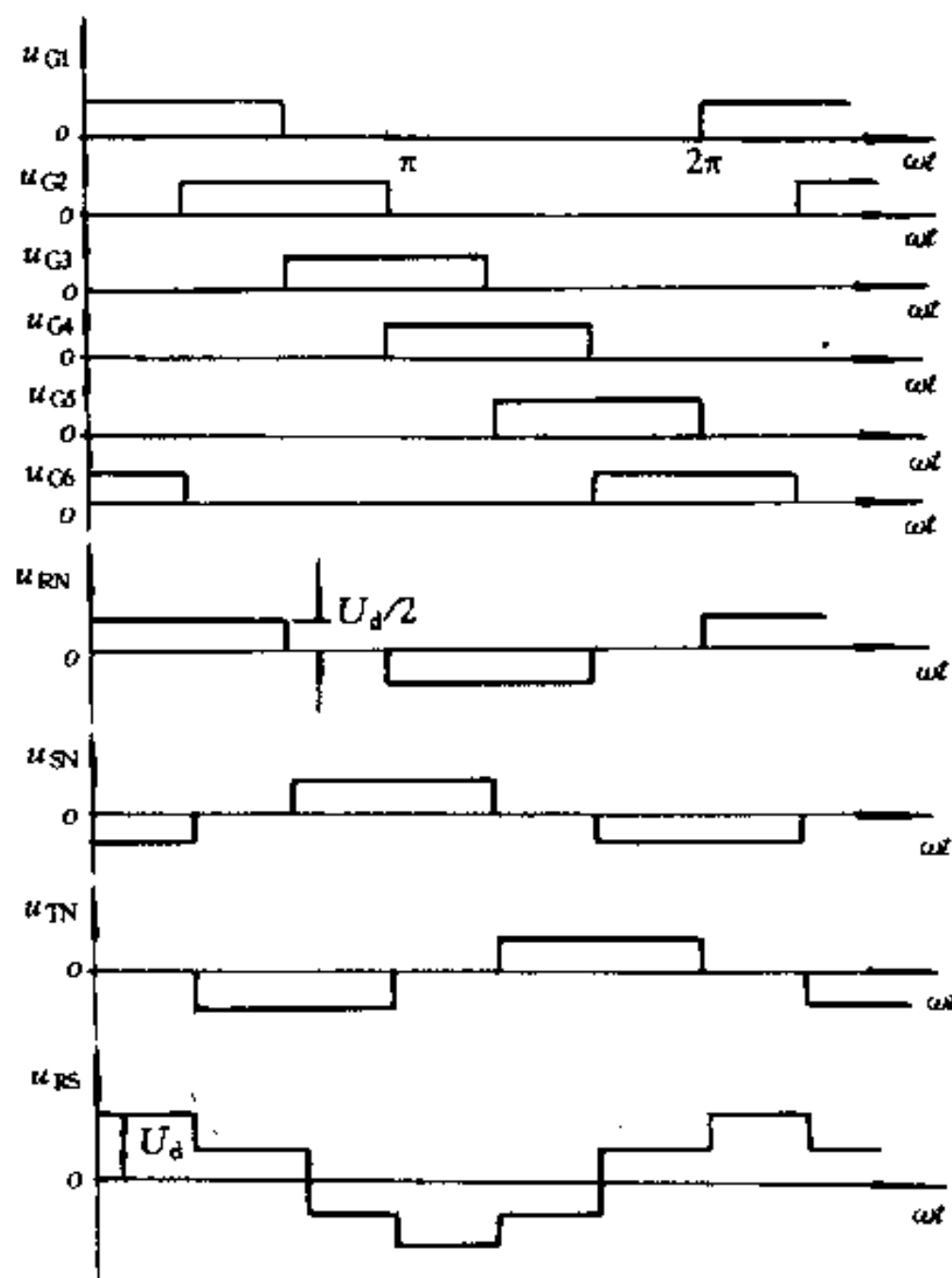


图 6.19 三相电压型逆变器 II 类方式运行的工作波形

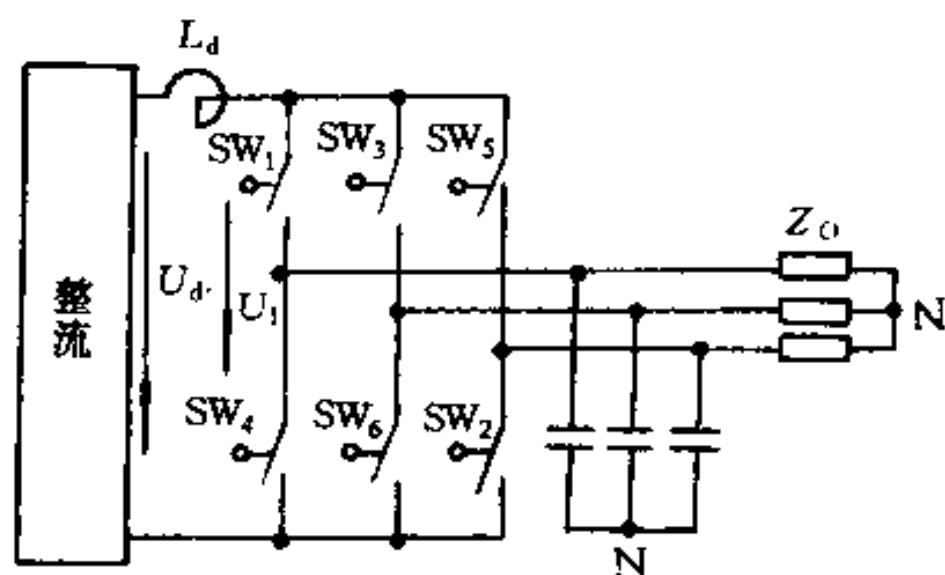


图 6.20 电流型逆变器的主电路

三相电流型逆变器基本上用Ⅱ类方式工作,即任何时刻只有两相工作,每个元件导通 120° ,采用横向换流方式,各相输出电流波形与Ⅱ类运行方式的电压型三相逆变器的输出相电压波形对应。相电流有效值为

$$I_{RN} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \quad (\text{A}) \quad (6.52)$$

3. 逆变器输出电压的调节

为调节逆变器输出电压可采用以下的方法。

1) 由可控直流电源供电

可控直流电源可由两种途径获得。

(1) 相控整流 用晶闸管整流电路对逆变器供电,可连续地控制逆变器直流供电电压。但在直流电压较低时,电网功率因数降低。

(2) 直流斩波 采用二极管整流加直流斩波方式,电网功率因数较高。

直流侧电压控制办法对电压型、电流型逆变器都适用。缺点是直流、交流都要控制,因而系统比较复杂。

2) 移相调压

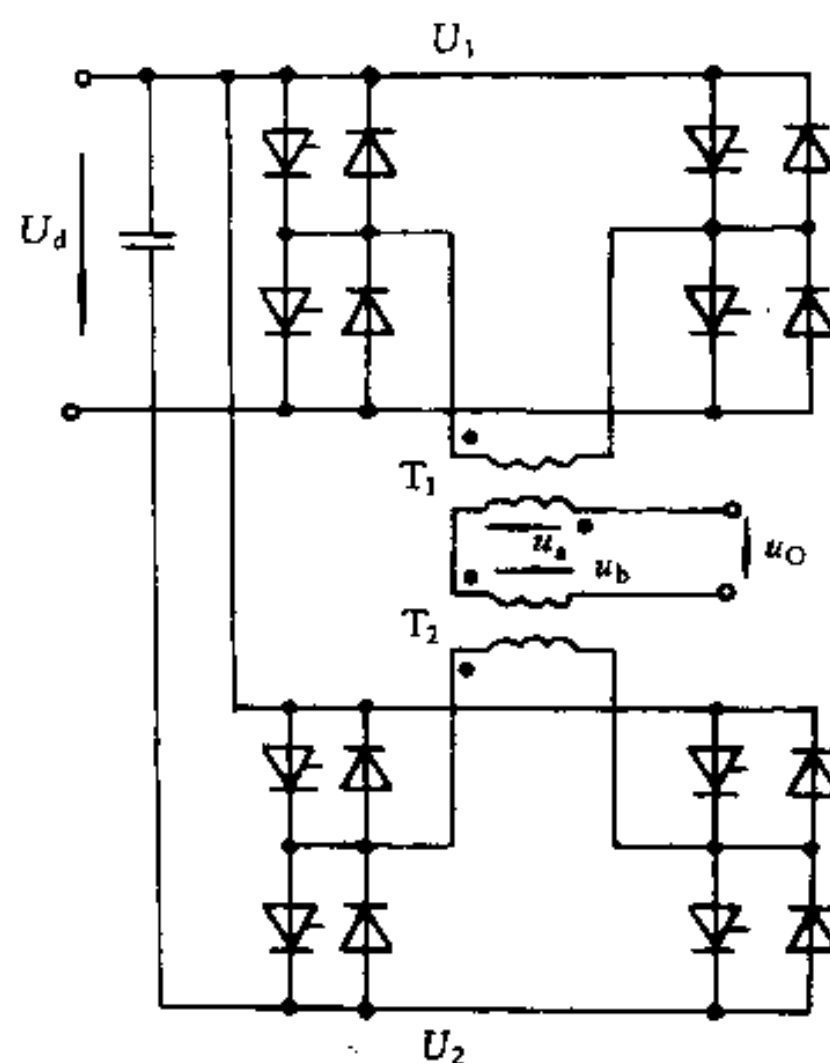
通过改变逆变开关器件触发时刻的相位来改变输出电压方波宽度实现电压调节。用于电压型逆变器,也有两种方法。

(1) 桥间相移 图 6.21 示出采用桥间相移调压的电压型逆变器主

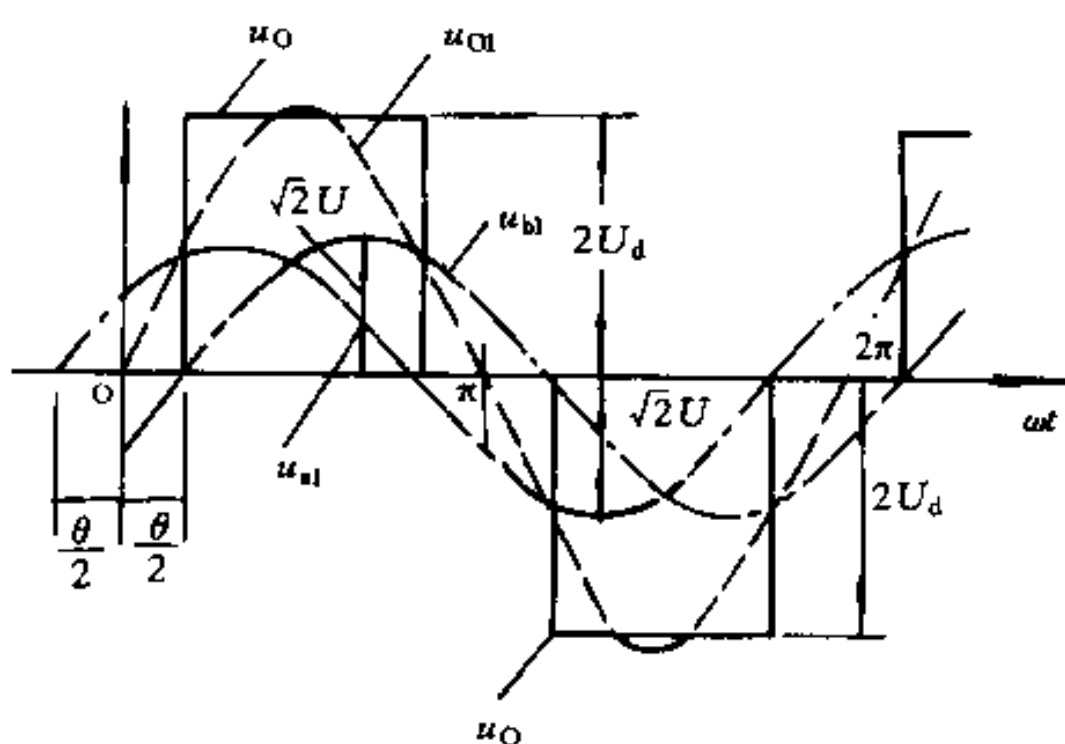
电路原理图及工作波形。电路为两个由同一直流电压源供电的单相桥式逆变器,输出变压器二次串联。逆变器工作频率相同,但输出电压 u_a 、 u_b 间相位差 θ 。在图 6.21 所示坐标原点下可分别写出电路输出电压及其基波分量表达式

$$u_O = u_a + u_b \quad (\text{V}) \quad (6.53)$$

$$\begin{aligned} u_{O1} = u_{a1} + u_{b1} &= \sqrt{2}U \left[\sin\left(\omega t + \frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(\omega t - \frac{\theta}{2}\right) \right] \\ &= 2\sqrt{2}U \cos \frac{\theta}{2} \sin \omega t = \sqrt{2}U_{O1} \sin \omega t \end{aligned} \quad (6.54)$$



(a)



(b)

图 6.21 桥间相移调压的原理

(a) 主电路结构; (b) 工作波形

式中： ω 为逆变工作频率； U 为单相桥式逆变器输出电压基波有效值； U_{O1} 为图 6.21(a) 所示电路输出电压的基波有效值

$$U_{O1} = 2U \cos \frac{\theta}{2} \tag{6.55}$$

把式(6.36)代入上式可得

$$U_{O1} = \pm \frac{4\sqrt{2}U_d}{\pi} \cos \frac{\theta}{2} \tag{6.56}$$

因此调节 $u_a、u_b$ 间的相位差，输出电压矩形波宽度改变，其基波幅值也发生改变。

(2) 桥内相移 这种调节输出电压的方法只适用于单相桥式逆变器。以图 6.13 所示逆变器为例，采用桥内移相控制输出电压时， SW_1 和 SW_4 (SW_3 和 SW_2) 虽然仍为互补触发，各自相差 180° ，但 SW_2 比 SW_1 (SW_3 比 SW_4) 超前一个角度 θ ($0 \leq \theta \leq \pi$)。把桥臂 1、4 称为基准臂，2、3 叫作移相臂。改变移相臂对基准臂相位关系，就可改变输出电压波形的宽度，从而实现输出交流电压调节，图 6.22 给出了这种调压方式下的工作波形。

3) 脉宽调制(PWM)调压

这种方式通过对逆变开关控制脉冲宽度的调制来改变每个工作周期中开关导通占空比，从而控制输出电压的大小。与上面介绍的几种调节输出方式相比，PWM 控制有更多的优点。特别是近年来大功率全控型开关器件性能的提高，使 PWM 控制逆变器的开发和应用得到了迅速的发展。

下一节将较详细地讨论 PWM 控制的基本原理、PWM 逆变器的基本结构及常用的调制方法。

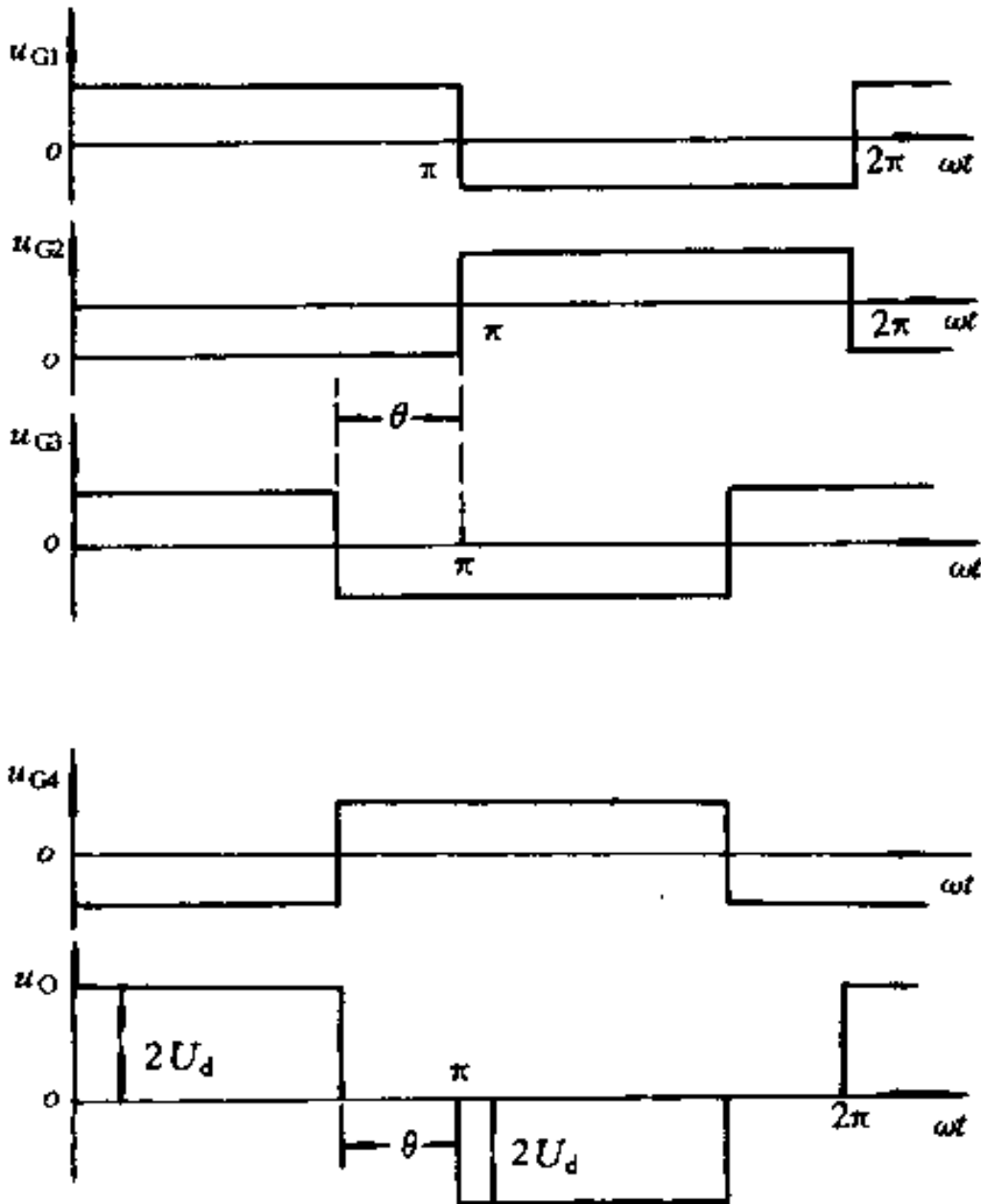


图 6.22 桥内相移调压原理波形

6.4.2 脉宽调制型逆变器

脉宽调制型逆变器通常称为 PWM(Pulse Width Modulation)逆变器。简单地说，就是按某种规律对可控开关器件门极驱动脉冲的宽度进行控制以改变开关器件导通时间，实现对输出的调节。这类逆变器大多采用电压型，在以下的分析中将只讨论电压型 PWM 逆变器。

1. PWM 控制逆变输出电压的基本原理

如上所述，PWM 控制是在逆变器输出的周期内将直流输入斩成幅值相等而宽度可变的

脉冲序列加在负载两端,从而达到电压调节的目的。

图 6.23 示出了三种不同的 PWM 方式下,单相桥式逆变器一个周期内的输出电压波形。设逆变器输出的每半个周期中所含脉冲个数为 K ,由图可知

$$K = \frac{T}{2T_s} = \frac{f_s}{2f} \quad (6.57)$$

一般取正整数,可为偶数或奇数。每个脉冲的开通角和关断角分别设为 α_{2i-1} 和 α_{2i} ($i=1,2,\dots$)。在图中选定的坐标下,三种波形都是奇函数,且每半周都具有对 $\pi/2$ 对称性。这种波形的傅里叶级数展开式中不含有常数项、偶次谐波和余弦项系数 a_n 。因此输出电压可展开为

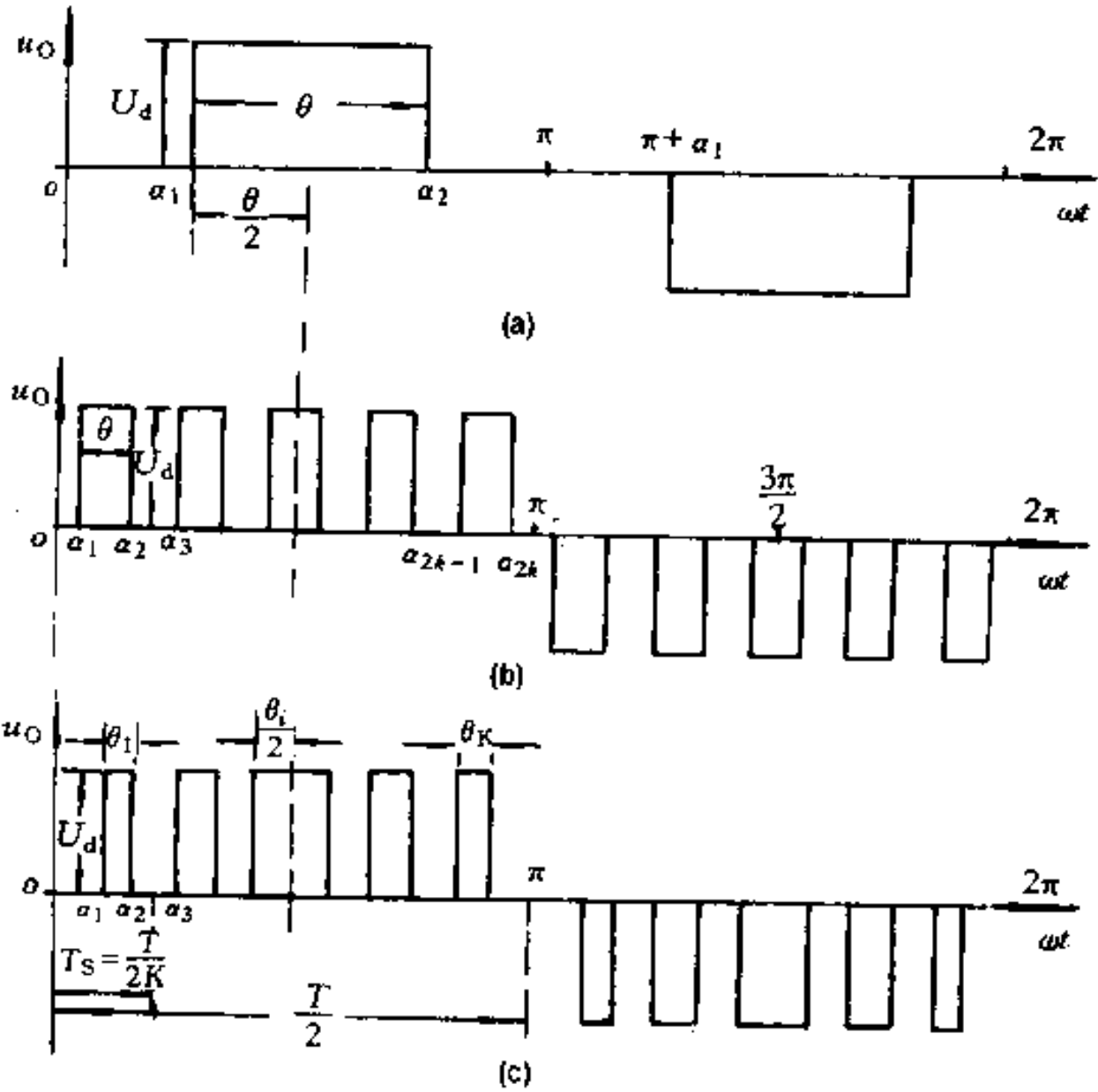


图 6.23 单相桥式逆变器不同 PWM 方式下的输出波形

$$U_O(t) = \sum_{j=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (\text{V})$$

$$j = 1, 2, \dots, \quad n = 2j - 1 \quad (6.58)$$

第 n 次谐波幅值为

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_O(t) \sin n\omega t d\omega t = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_O(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (6.59)$$

设每个脉冲 $u_O(t)=1$, 对于 K 为奇数的情况有

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\alpha_K}^{\pi/2} \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (6.60)$$

对偶数 K 则有

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{K-1}}^{\alpha_K} \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (6.61)$$

对于奇数 K 和偶数 K 都可得到

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^{K/2} [\cos \alpha_{2i-1} - \cos \alpha_{2i}] \quad (6.62)$$

式中: $n=2j-1, \quad j=1, 2, \dots$

式(6.62)说明,脉宽调制逆变器输出电压的基波分量和各次谐波分量幅值与半个逆变周期中脉冲个数及每个脉冲的起始角 α_{2i-1} 和关断时刻对应的电角 α_{2i} 有关,改变 α_{2i-1} 或 α_{2i} 即改变了脉冲宽度。因此,对脉冲宽度的调制可有效地控制逆变器输出的基波分量和谐波分量。可见,PWM 技术不仅可控制逆变器的输出电压,还可抑制其中的谐波。

2. PWM 控制的分类

按照对逆变输出周期中斩切脉冲的个数及脉冲宽度分布的情况,PWM 控制可分为单脉宽调制(Singl-Pulse-Width Modulation)和多脉宽调制(Multiple-pulse-width Modulation),多脉宽调制又可分成等宽脉冲调制和可变脉宽调制两类。图 6.23 中(a)、(b)、(c)所示波形分别对应着这三种 PWM 控制的单相逆变器输出电压波形。下面简单分析三种控制方式下的输出电压。

1) 单脉宽调制

由图 6.23(a)所示波形可知,对单脉宽调制的单相桥式逆变器,其输出电压有效值应为

$$U_O = \left[\frac{1}{\pi} \int_{(\pi-\theta)/2}^{(\pi+\theta)/2} U_d^2 d\omega t \right]^{1/2} = U_d \sqrt{\frac{\theta}{\pi}} = U_d \sqrt{\rho} \quad (\text{V}) \quad (6.63)$$

式中: U_d 为直流输入电压幅值; θ 为逆变开关导通角; $\rho = \frac{\theta}{\pi}$, 定义为导通占空比。

由于每半个周期中只有一个脉冲,一次开通和一次关断,且开通角 $\alpha_1 = \frac{\pi-\theta}{2}$, 代入式(6.62)可分别求得基波和第 n 次谐波幅值为

$$U_{O1M} = \frac{4U_d}{\pi} \cos \alpha_1 = \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \quad (\text{V}) \quad (6.64)$$

$$U_{OnM} = \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \quad (\text{V}) \quad n = 2j - 1, j = 1, 2, \dots \quad (6.65)$$

2) 等宽脉冲调制

据图 6.23(b)所示波形可求得等宽脉冲调制下单相桥式逆变器输出电压有效值为

$$U_O = \left[\frac{K}{\pi} \int_{(\frac{\pi}{K}-\theta)/2}^{(\frac{\pi}{K}+\theta)/2} U_d^2 d\omega t \right]^{1/2} = U_d \sqrt{\frac{\theta}{\pi/K}} = U_d \sqrt{\rho} \quad (\text{V}) \quad (6.66)$$

式中 $\rho = \frac{\theta}{\pi/K} = \frac{\theta}{T_s}$ 为逆变开关导通占空比。

由于每半个逆变周期中含有 K 个脉冲,逆变开关导通关断各 K 次,且第 i 次通断角 α_{2i-1} 和 α_{2i} 分别为 $[(2i-1)\pi/K - \theta]/2$ 和 $[(2i-1)\pi/K + \theta]/2$, 代入式(6.62)可得等宽脉冲调制下单相桥式逆变器输出电压基波及第 n 次谐波幅值

$$\begin{aligned} U_{O1M} &= \frac{4U_d}{\pi} \sum_{i=1}^{K/2} [\cos \alpha_{2i-1} - \cos \alpha_{2i}] \\ &= \frac{4U_d}{\pi} \sum_{i=1}^{K/2} [\cos(2i-1)\pi/K - \theta/2 - \cos(2i-1)\pi/K + \theta/2] \\ &= \frac{4U_d}{\pi} \sum_{i=1}^{K/2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{2i-1}{2K} \pi \quad (\text{V}) \end{aligned} \quad (6.67)$$

$$U_{OnM} = \sum_{i=1}^{K/2} \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \sin \frac{n(2i-1)}{2K} \pi \quad (\text{V})$$

$$n = 2j - 1, j = 1, 2, \dots \quad (6.68)$$

3) 可变脉宽多脉冲调制

对于图 6.23(c)所示的逆变器输出电压波形,同样可直接通过对波形求方均根值得到这种方式下的输出电压总有效值

$$\begin{aligned} U_O &= U_d \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_1+\theta_1} d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_3+\theta_2} d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_{k-1}+\theta_k} d\omega t \right]^{1/2} \\ &= U_d \cdot \left[\sum_{i=1}^k \frac{\theta_i}{\pi} \right]^{1/2} \quad (\text{V}) \end{aligned} \quad (6.69)$$

根据式(6.62)并以 $\alpha_{2i-1} + \theta_i$ 代替 α_{2i} , 可求得这种控制下逆变器输出电压的基波和第 n 次谐波幅值

$$\begin{aligned} U_{O1M} &= \sum_{i=1}^{K/2} \frac{4U_d}{\pi} [\cos \alpha_{2i-1} - \cos(\alpha_{2i-1} + \theta_i)] \\ &= \sum_{i=1}^{K/2} \frac{4U_d}{\pi} [\sin \alpha_{2i-1} / 2 \cdot \sin(\theta_i / 2)] \quad (\text{V}) \end{aligned} \quad (6.70)$$

$$U_{OnM} = \sum_{i=1}^{K/2} \frac{4U_d}{n\pi} [\sin \alpha_{2i-1} / 2 \cdot \sin n(\theta_i / 2)] \quad (\text{V}) \quad (6.71)$$

比较式(6.64)、(6.67)、(6.69)、(6.71)可以看出:

① 多脉冲 PWM 控制具有较单脉宽调制低的谐波幅值和较高的谐波次数,有利于滤波。然而谐波抑制的同时,基波幅值也降低。

② 用可变脉宽的多脉冲调制,可通过改变逆变开关开通和关断时刻来消除某些次谐波。关于这一点将在后面分析。

由于可变脉宽多脉冲调制的优点,近年来在硬开关逆变电路中得到了广泛的应用。为了对脉冲宽度进行调制,可用不同的方法。当前用得较普遍的是正弦脉宽调制。下面将较详细地讨论这种方法的原理和获得的方法。

3. 采用正弦脉宽调制(SPWM)技术的单相桥式逆变器

一般来说,正弦脉宽调制技术是通过改变变流装置输出电压波形进行可变脉宽的多脉冲调制来调节输出电压,并改善变流装置性能的方法。在逆变器中采用这种调制方法,就是把逆变器每半个工作周期分割成若干个周期相同的等幅不等宽的脉冲,并使这些脉冲的宽度按照与逆变工作同频的正弦函数分布。

根据采样原理中的一个重要结论,形状不同而冲量(面积)相等的脉冲加于同一具有惯性的环节,其输出响应的傅里叶分析结果除高频段外基本一致。因此一个期望的目标函数总可以由一系列等幅脉冲来替代。图 6.24(a)示出了一个正弦半波及其等效的矩形脉冲序列。图中正弦半波按其 ωt 轴等分成 K 个区间,每个区间都是一个可变幅值的脉冲。组成正弦半波的这组脉冲列可由图 6.24(b)所示等幅不等宽的 K 个脉冲组成的序列来等效。每一个矩形脉冲的中点都与其对应的正弦段脉冲时间等分线重合,二者面积相等。因此对同一惯性环节而言,二者输出响应是等效的。这样一组矩形脉冲序列就是经 SPWM 调制后的波形。显然,由于 SPWM 波是等幅的,而正弦脉冲序列是等宽的,改变 SPWM 波的宽度,就等效地改变了正弦波的幅值。

下面首先讨论获得 SPWM 波的方法,然后分析 SPWM 控制的逆变器工作过程及其控制方法。

1) 获得 SPWM 波的基本方法

根据前面分析,在给出了正弦波幅值、频率,并按系统要求选定每半周内的脉冲数后,每个 SPWM 波中的脉冲宽度和间隔可明确地计算出来。但在实际的逆变控制系统中,实时在线地计算每个脉冲间隔和宽度是十分困难的,尤其考虑到输出正弦波的幅值和频率变化,这种根据正弦波计算求 SPWM 波的方法就更加不适用了。目前采用的方法有两种:三角波交点法和微机控制法。

(1) 三角波交点法 这是一种类似于信号通信中的模拟调制方法,把期望的波形作为调制信号对载波信号(Carrier)进行调制来得到所需的 SPWM 波。为了准确地获得图 6.24 所示的波形,通常采用图 6.25 所示方法。其中载波信号 u_C 总是选用等腰三角波,因为这种波形具有相同斜率的线性时变前后沿,且宽度与高度成正比。这样当相对平缓变化的调制信号 u_m 与它比较时,利用其交点时刻的输出信号,就可以得到宽度与调制信号幅值成正比的脉冲序列 u_G ,若调制波使用正弦信号,将是 SPWM 波。把它作为门极控制

信号,经驱动后控制逆变器开关的通断,就可得到相同的 SPWM 输出电压波形。

采用这种方法获得 SPWM 波控制信号,必须要有产生载波信号和调制信号的模拟电路。图 6.25(c)示出了一种最简单的 SPWM 控制电路结构。

(2) 采用微机控制生成 SPWM 控制波 随着现代微机及其接口技术的发展,越来越多的电力电子装置控制系统采用微机化的数字控制取代传统的模拟控制,以提高系统运行性能。

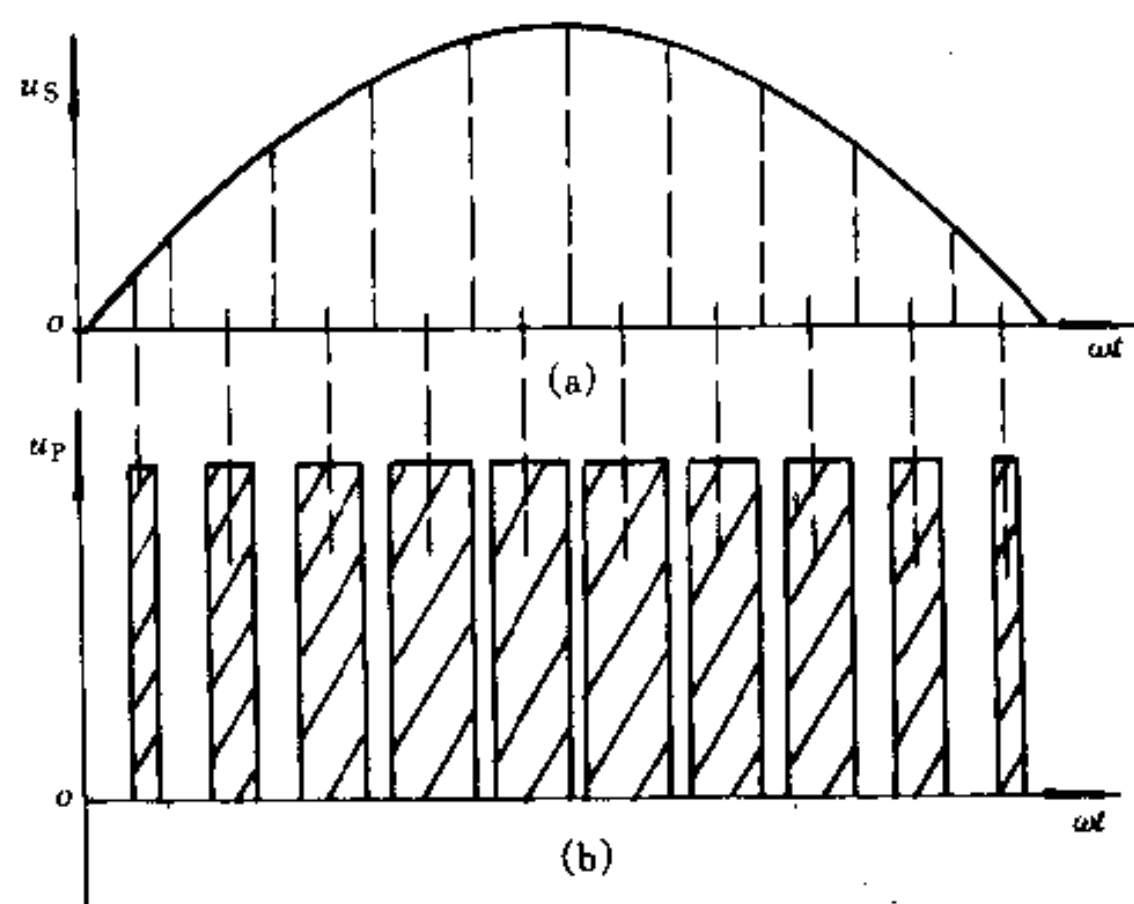


图 6.24 SPWM 控制原理示意图

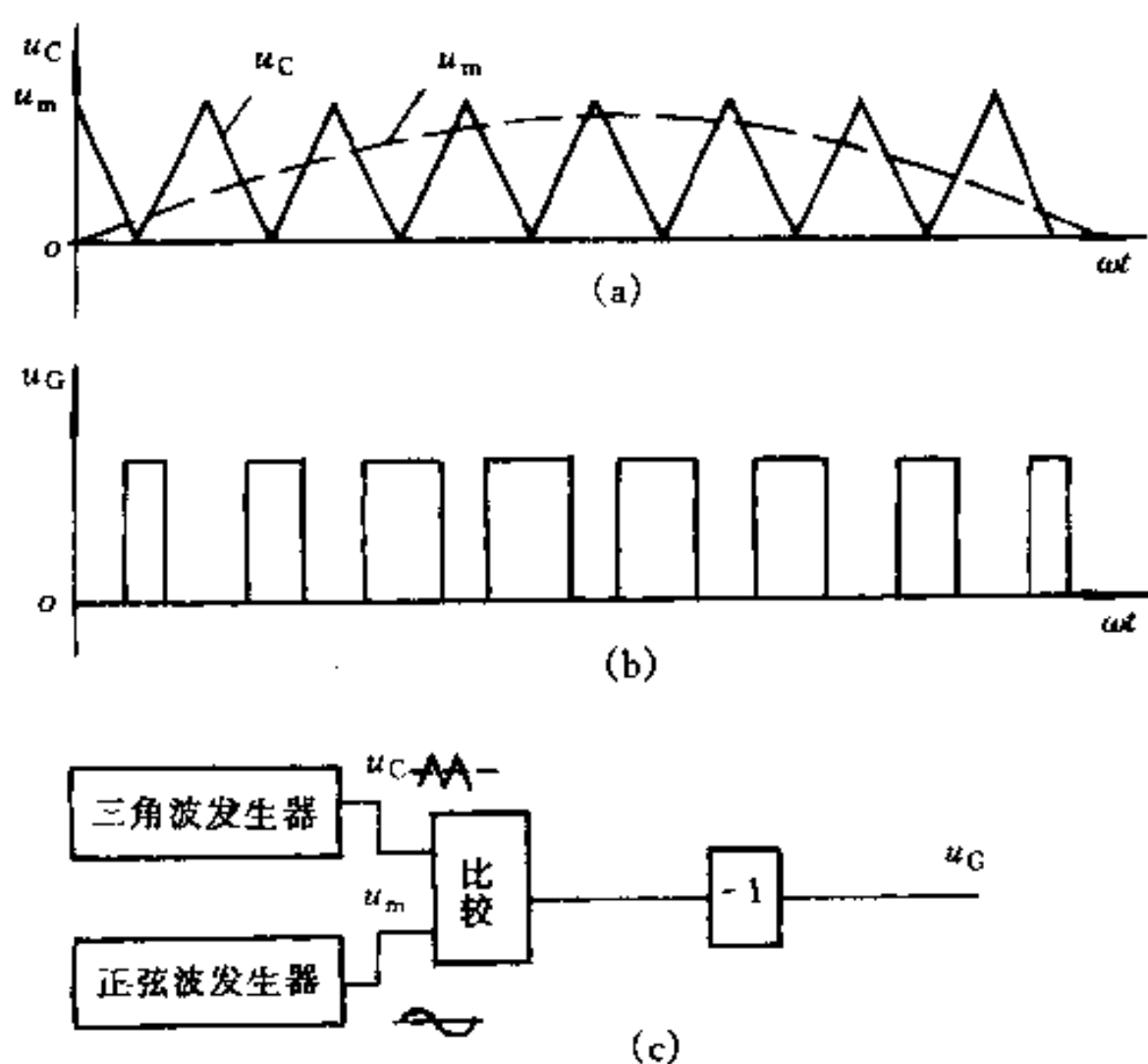


图 6.25 三角波交点法生成 SPWM 波

在要求电压、频率可变的 PWM 逆变器中,控制系统采用微机来产生要求的 PWM 波,将更为方便、灵活。

微机控制产生 SPWM 波的基本思想仍然基于三角波交点法,但控制系统中并不真正存在正弦调制波和三角载波。相应于模拟系统中调制波和载波的交点是利用微机实时在线地计算出来的。产生 SPWM 波的微机算法有自然采样、规则采样两种。自然采样原理如图 6.25(a) 所示,微机应计算真实模拟系统中调制函数和载波的交点 A_i 和 B_i ,并在 A_i 点开通逆变开关, B_i 点使其关断。由于 A_i 和 B_i 是正弦调制波和第 i 个三角波的交点,在这两个点上载波和调制波的函数相等。在载波周期 T_C 和幅值 U_{CM} 已知的条件下,通过下式可求得 A_i 和 B_i 对应的时刻,即逆变开关开通和关断时刻

$$\begin{cases} U_{CM} \left\{ 1 - \frac{4}{T_C} [t_{A_i} - (i - \frac{5}{4}) T_C] \right\} = U_{mM} \sin \omega_m t_{A_i} \\ U_{CM} \left\{ \frac{4}{T_C} [t_{B_i} - (i - \frac{3}{4}) T_C] - 1 \right\} = U_{mM} \sin \omega_m t_{B_i} \end{cases} \quad (6.72)$$

式中 U_{mM} 和 ω_m 分别为调制波幅值和角频。式(6.72)中两个方程都是超越方程,在线实时求解几乎是不可能的。

由图 6.26(a) 所示的输出脉冲波形可以看出,自然采样生成的脉冲,其脉宽中点与三角波负峰点并不重合。如果使输出脉冲以三角波负峰点为对称,即用图 6.26(b) 中 A' 点和 B' 点来取代同图(a)中 A 点和 B 点,计算将大为简化。容易看出,在这种采样方式下,三角波与调制波满足下列关系

$$\begin{aligned} u_C(t'_{A_i}) &= u_C(t'_{B_i}) \\ &= U_{mM} \sin \omega_m t_{Di} \end{aligned} \quad (6.73)$$

t_{Di} 即为第 i 个调制波的负峰点。在载波频率确定后, t_{Di} 是有规律的。求得这些点上的调制波函数即可方便地求得 t'_{A_i} 和 t'_{B_i} 。这种方法即为规则采样。

根据图 6.26(b) 可得

$$U_{CM} \cdot \frac{\frac{T_C}{4} - \theta'_i}{\frac{T_C}{4}} = U_{mM} \sin \omega_m t_{Di} \quad i = 1, 2, \dots \quad (6.74)$$

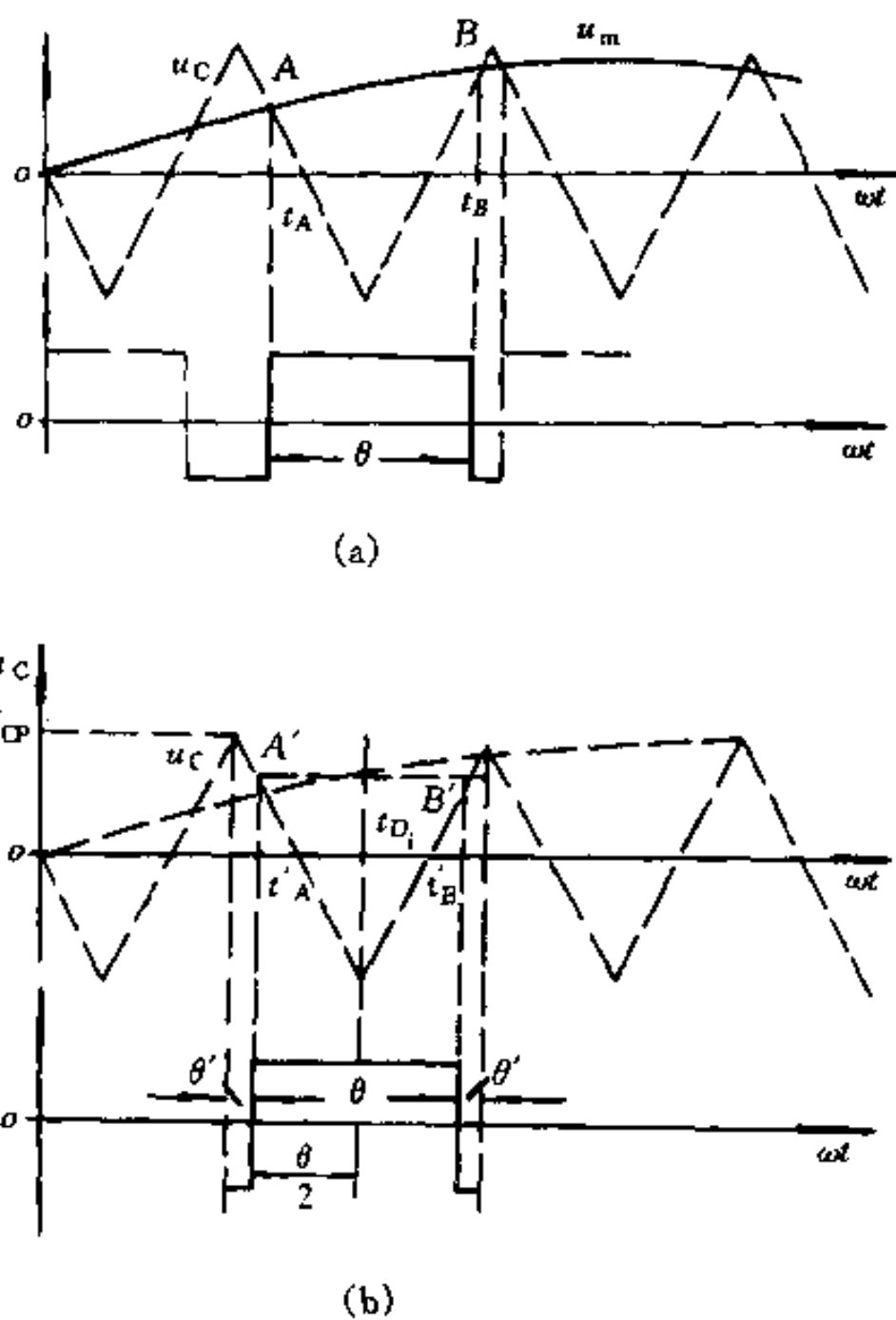


图 6.26 生成 SPWM 的微机采样法

θ'_i 为第 i 个载波周期中脉冲上、下沿间的时间区间

$$\theta'_i = \frac{1}{2}(T_C - \theta_i) = \frac{T_C}{4} \left(1 - \frac{U_{mM}}{U_{CM}} \sin \omega_m t_{Di}\right) \quad (6.75)$$

因为

$$t_{Di} = iT_C + \frac{T_C}{4}$$

因此可得

$$t'_{A_i} = (i-1)T_C + \frac{3T_C}{4} + \theta'_i = \frac{T_C}{4} \left[4i - \frac{U_{mM}}{U_{CM}} \sin \omega_m \frac{4i-1}{4} T_C\right] \quad (6.76)$$

$$t'_{B_i} = t'_{A_i} + \theta_i = t'_A + T_C - 2\theta_i \quad (6.77)$$

规则采样计算出的脉宽及开通时刻与自然采样计算出的值并不相等,但当载波频率相对调制频率高得多时,二者将很接近。由于其算法简单,在微机控制系统中基本采用这种方法。

微机执行程序要花时间,为了提高控制实时性和调制载波比,应使运算程序越简单越好。为此常把计算公式中的复杂函数离线地算好,作为表格存入微机内存,运算时用查表方法求出相应的值,可以大大地简化程序,提高运算速度。

2) 单相桥式 SPWM 逆变器的结构及工作过程

图 6.27 示出了一个典型的单相桥式逆变器结构图。电路由主电路和控制电路两部分组成。主电路包括二极管单相桥式整流电路、滤波电容和由全控开关器件组成的桥式逆变电路。控制电路则由 PWM 信号波形成,输出电压、电流极性检测,脉冲分配及脉冲驱动四个环节组成。当主电路逆变开关器件选用不同功率开关时,只需把驱动环节换成第 2 章中介绍过的相应电路即可。

按照逆变器输出每半波中电压极性的分布,SPWM 逆变器可分单极性和双极性两种方式运行。

(1) 单极性运行的 SPWM 逆变器 所谓单极性 SPWM 逆变器是指逆变器输出的每半个周期中,被调制成的脉冲输出电压只有一种极

性,正半周为 $+U_d$ 和零,负半周为 $-U_d$ 和零,见图 6.28(a)。为了获得这种输出,用作载波的三角波也具有类似的性质,见图(b)。主电路各元件门极控制信号安排如同图(e)、(f)、(g)、(h)。这样,主电路工作过程如下:在逆变工作的正半周, SW_2 维持导通控制, SW_1 由 SPWM 波控制。导通时,输出电压 $u_O = +U_d$ 。关断时,若负载为纯电阻, $u_O = 0$;若为电感负载,且电

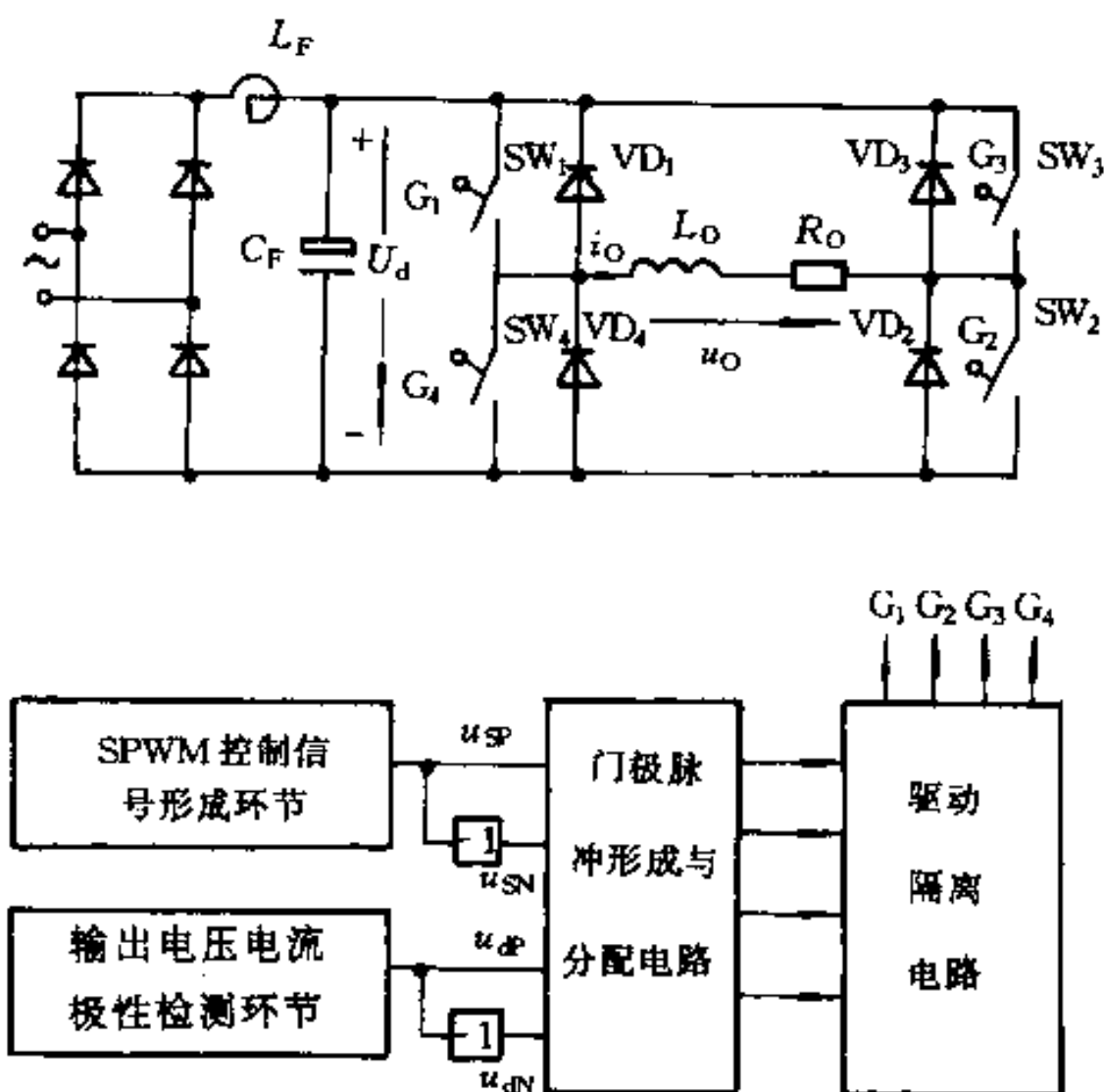


图 6.27 单相桥式 SPWM 逆变器系统结构

流连续,则经 SW_2 和 VD_4 续流, u_O 仍为零。在逆变输出的负半周, SW_4 保持导通控制, SW_3 受控于 SPWM 波, u_O 被调制成 $-U_d$ 和零之间的脉冲列。

(2) SPWM 逆变器双极性运行 所谓双极性 SPWM 逆变器,是指逆变输出的每半个周期都被调制成在 $\pm U_d$ 间变化的等幅脉冲列,见图 6.29(a)。相应的载波信号及各开关门极驱动信号也示于同一图中。可以看出,与单极性 PWM 逆变控制不同,在双极性方式下,载波信号对逆变输出的正、负半周是一样的,也具有双极性。两种方式下,逆变开关门极驱动信号配置也不同。无论在逆变器输出的正半周还是负半周,逆变器同一侧上、下两桥臂的开关(SW_1 和 SW_4 、 SW_3 和 SW_2)门极信号始终是互补的。而相对臂开关(SW_1 和 SW_2 或 SW_3 和 SW_4)有相同的门极信号,都受 PWM 波控制。逆变器工作过程如下:当 SW_1 、 SW_2 施加门极信号时, $u_O = +U_d$ 。

关断 SW_1 、 SW_2 的同时向 SW_3 和 SW_4 施加门极信号,若为纯电阻负载, SW_3 和 SW_4 导通, $u_O = -U_d$;若为电感负载,则因电流方向不能突变, VD_3 、 VD_4 导通续流,电压 u_O 仍为 $-U_d$ 。当电感贮能较大,而 SW_3 、 SW_4 施加门极信号时间较短时,这两个开关有可能不通。同样,在 SW_3 、 SW_4 开通状态被关断后,无论是 SW_1 、 SW_2 触发导通还是 VD_1 、 VD_2 续流,负载电压都会改变极性。因此,逆变输出电压的任何一个半周都被调制成双极性等幅 SPWM 波。

3) 影响 SPWM 逆变器输出电压性能的主要因素

以上对 SPWM 逆变器工作原理的分析表明,改变调制波的幅值和频率将改变逆变器输出电压的幅值和频率。然而这种改变受到载波信号和期望的逆变器输出整体性能的约束,超过

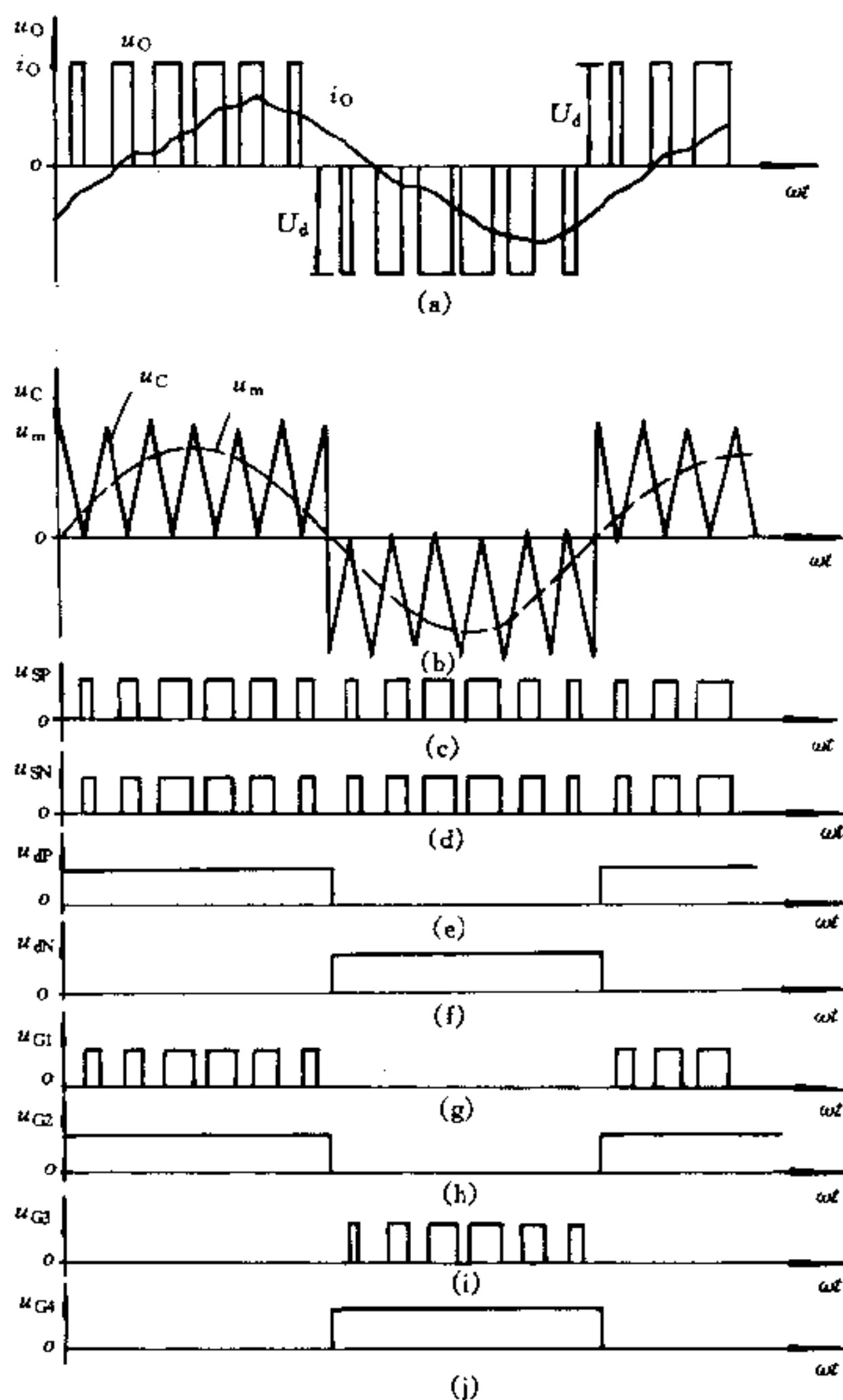


图 6.28 单极性 SPWM 逆变器的工作波形

范围会影响逆变器的工作状态,因此有必要进一步说明。

就 SPWM 逆变器而言,输出电压性能指标一般包括调压、调频范围,基波含量幅值,以及其它各次谐波频率及幅值分布等。为探寻影响这些性能的主要因素,首先对 SPWM 逆变器输出电压进行谐波分析。

由图 6.28(a)所示单极性 SPWM 逆变器输出电压波形可以看出,当调制波 u_m 和载波 u_c 的关系按同图(b)的方式安排时,波形分布与图 6.23(c)所示完全相同,其傅里叶级数展开式、基波和第 n 次谐波幅值可分别由式(6.58)、(6.62)、(6.70)和(6.71)得到。波形中无奇次谐波。

图 6.29 说明,当调制波和载波按图中(b)所示方式安排时,双极性 SPWM 逆变器输出电压波仍满足奇函数在 $0 \sim \pi$ 区间以 $\pi/2$ 为轴对称的条件,因此傅里叶级数中也不含常数项、偶谐波和余弦项系数。第 n 次谐波幅值可由下式求得

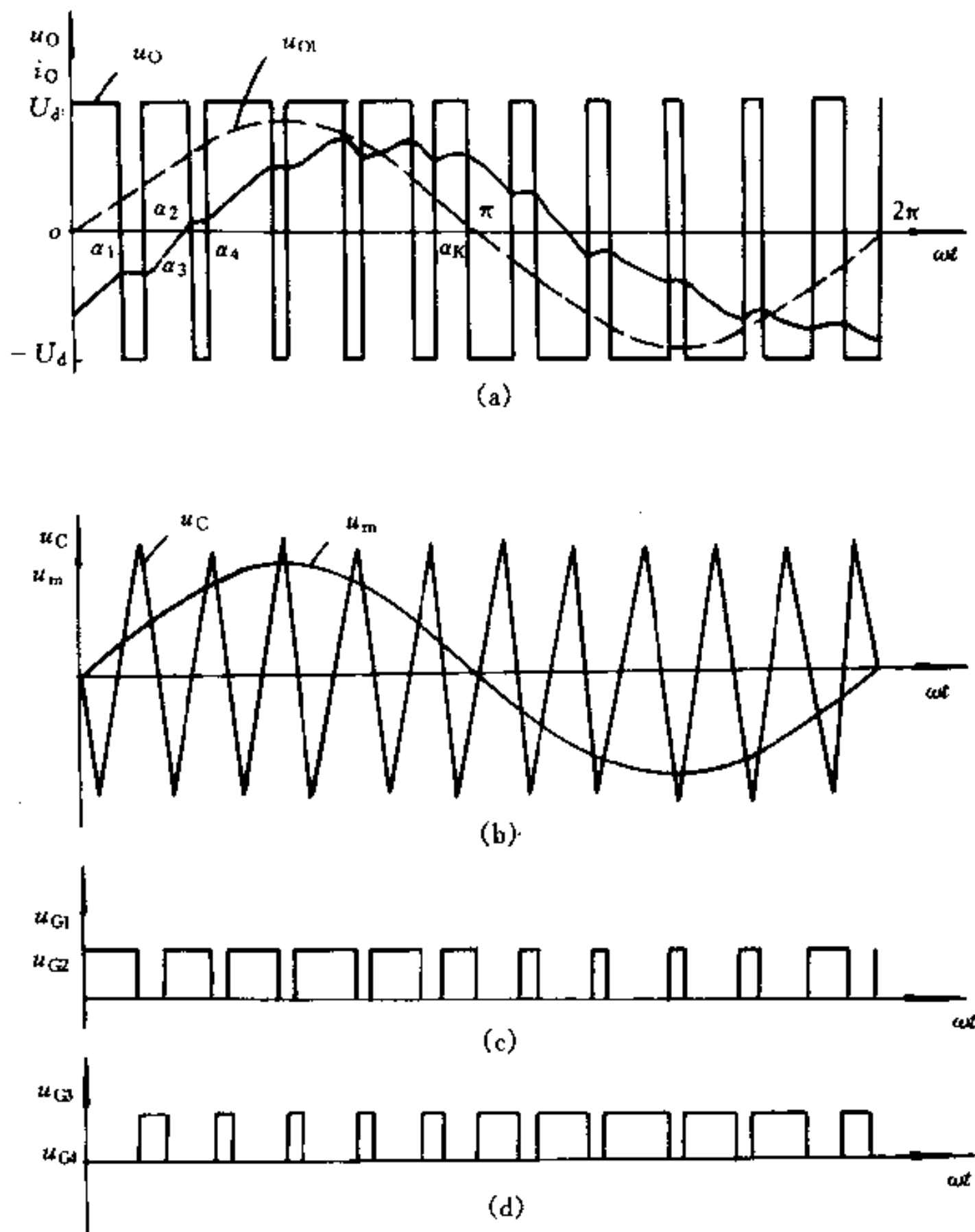


图 6.29 双极性 SPWM 逆变器的工作波形

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_O(t) \sin n\omega t d\omega t = \frac{4U_d}{n\pi} \left[1 - \sum_{i=1}^{K/2} (\cos n\alpha_{2i-1} - \cos n\alpha_{2i}) \right] \quad (6.78)$$

其傅里叶级数展开式为

$$u_O = \sum_{n=2j-1}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \left[1 - \sum_{i=1}^{K/2} (\cos n\alpha_{2i-1} - \cos n\alpha_{2i}) \right] \sin n\omega t$$

$$j = 1, 2, \dots \quad (6.79)$$

可见,无论单极性还是双极性 SPWM 逆变器,它们的基波及各次谐波的幅值都取决于逆变开关在每半个周期中导通的次数和导通的时刻。但从式(6.60)和(6.79)都无法直接看出它们间的关系。为了作进一步的分析,先定义两个常用的参量。

设载波幅值和频率分别为 U_{CM} 和 f_C , 调制波幅值及频率分别为 U_{mM} 和 f_m , 定义

$$K_m = U_{mM}/U_{CM}$$

$$K_C = \frac{f_C}{f_m} = \frac{T_m}{T_C} \quad (6.80)$$

分别为调制比和载波比。对已知的载波 $u_C(t)$ 和调制波 $u_m(t)$, 给定一组 K_m, K_C 值, 可通过求解 $u_C(t)$ 和 $u_m(t)$ 交点得出对应的 α_{2i-1} 和 α_{2i} 角, 从而解出相应的基波和各次谐波。

图 6.30 给出了单相桥式 SPWM 逆变器在不同工作方式、不同载波比条件下, 基波及各次谐波幅值与调制比 K_m 间的关系曲线。图中 $A_n = \frac{U_{OmM}}{U_{O1M}}$ 是对基波幅值归一化的各次谐波幅值。

可以看出, 影响输出电压性能的主要因素有:

(1) 调制比 K_m K_m 的变化可连续改变输出基波幅值; 但在同一载波比条件下, K_m 增加, 调节的线性度变差, 且低次谐波幅值增加。

(2) 载波比 K_C K_C 越高, 频谱中所含最低次谐波的次数越高。由图 6.30(c) 可以看出, SPWM 逆变器除基波外其它谐波均在载波频率整数倍附近分布, 以整数倍载波角频为中心, 其侧频对称分布, 相邻两次侧频差为基波角频。因此 K_C 越高, 最低次谐波距基波越远, 越容易滤除, 基波幅值调节线性度越好, 频率调节范围也越宽。但调制比越高, 意味着逆变器开关频率相应要提高, 使开关损耗增加, 效率降低, 严重时将影响装置的可靠运行。

(3) 运行方式 由图 6.30(b) 可知, 在近似相同的载波比条件下, 单极性运行比双极性运行有更好的谐波抑制效果。因为单极性运行输出电压跃变幅度为 U_d , 而双极性为 $2U_d$, 因此单极性谐波幅值较小。输入电流中的纹波也比较小。

(4) 调制方式 SPWM 逆变器的调制方式有两种: 同步调制和异步调制。所谓同步调制是在逆变器整个频率变化范围内保持 K_C 为常数, 即在任何输出频率下, 半周内脉冲个数及相位分布不变。这种调制方式限制了逆变器频率的调节范围, 因为输出频率越高, 意味着 $f_C = K_C f_m$ 也越高, 即逆变开关工作频率越高。若满足高频运行选定 K_C , 在低频段则由于 f_C 很低, 使低次谐波含量增加。为此, 通常采用分段同步调制法, 在逆变器输出频率范围很宽时, 将其分为若干频段, 每一频段内载波比恒定, 高频段用低 K_C , 低频段用高 K_C 。异步调制下, 载波信号与调制信号无同步要求, 逆变输出频率改变时不是保持 K_C 恒定而是保持 f_C 恒定。显然这种调制方法在根据开关器件特性选择 f_C 后, 无论工作频率如何变化, 只要 $f_m < f_C$, 逆变器都能可靠工作, 问题是高频运行时谐波幅值增加, 而且由于 u_m 和 u_C 不同步, 会造成逆变器输

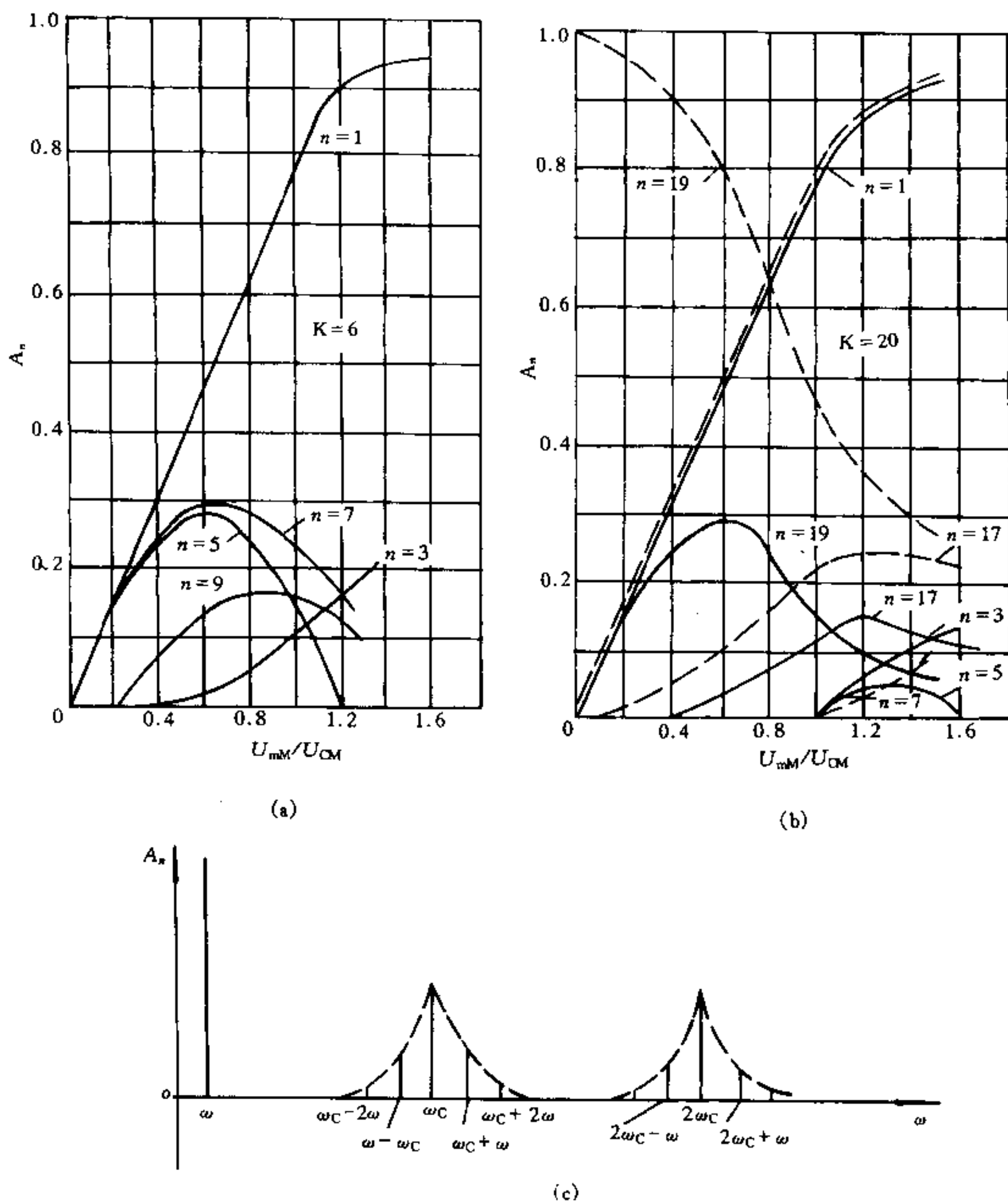


图 6.30 SPWM 单相桥式逆变器的输出电压谐波分布

(a) 单极性运行 $K_c=6$; (b) 单极性 $K_c=20$ (虚线), 双极性 $K_c=19$ (实线); (c) 频谱图

出正、负半周不对称而引起次谐波。故也可把异步和同步调制的优点结合起来, 输出频率低频段用异步调制, 高频段用同步调制。当然, 这会使控制复杂化。

(5) 控制方式 前面对逆变器运行的分析中, 开关器件当作理想元件, 开通和关断均为瞬时的。实际开关器件关断和开通都需要时间, 因此纵向换流的两个开关器件门极信号不能为

互补关系,二者应有一个死区以保证原来导通的器件可靠关断后,后一个器件才能开通。死区的存在会使逆变输出电压波形改变,造成附加的偶次谐波。

4. 三相 SPWM 逆变器

在实际应用中,使用最多的是三相电压型桥式逆变电路。图 6.31(a)示出了系统最简单的结构图。运行方式一般采用双极性。各输出相使用同一载波信号 $u_C(t)$ 。R、S、T 三相的调制信号 u_{mR} 、 u_{mS} 、 u_{mT} 互差 120° , 功率开关器件控制规律相同,上、下桥臂开关门极信号互补。设三相负载为 Y 接,中点为 N,直流输入侧假想中点 N' 。现以 R 相为例说明逆变工作过程。在每一个 $u_{mR}(t) > u_C(t)$ 区间开通 SW_1 , 关断 SW_4 ;而在 $u_{mR}(t) < u_C(t)$ 区间开通 SW_4 , 关断 SW_1 。当 SW_1 导通时,逆变器相对 N' 输出电压 $u_{RN'} = +U_d/2$, SW_4 导通时 $u_{RN'} = -U_d/2$ 。在负载有电感时, SW_1 (SW_4) 工作状态由关断改变为导通时,由于续流作用,可能会是反并联二极管先通,甚至开关器件不通,由负载电感贮能来决定。这与单相 SPWM 逆变器状态一致。S 相和 W 相工作过程相同,只是输出波形相位差 $T_m/3$ 。由 $u_{RN'}$ 、 $u_{SN'}$ 和 $u_{TN'}$ 可以得到三相线电压波形

$$u_{RS} = u_{RN'} - u_{SN'}$$

$$u_{ST} = u_{SN'} - u_{WN'} \quad (6.81)$$

$$u_{TR} = u_{TN'} - u_{RN'}$$

可以看出,线电压波形呈现单极性运行状态。图 6.31(b)示出了这种逆变器的工作波形。

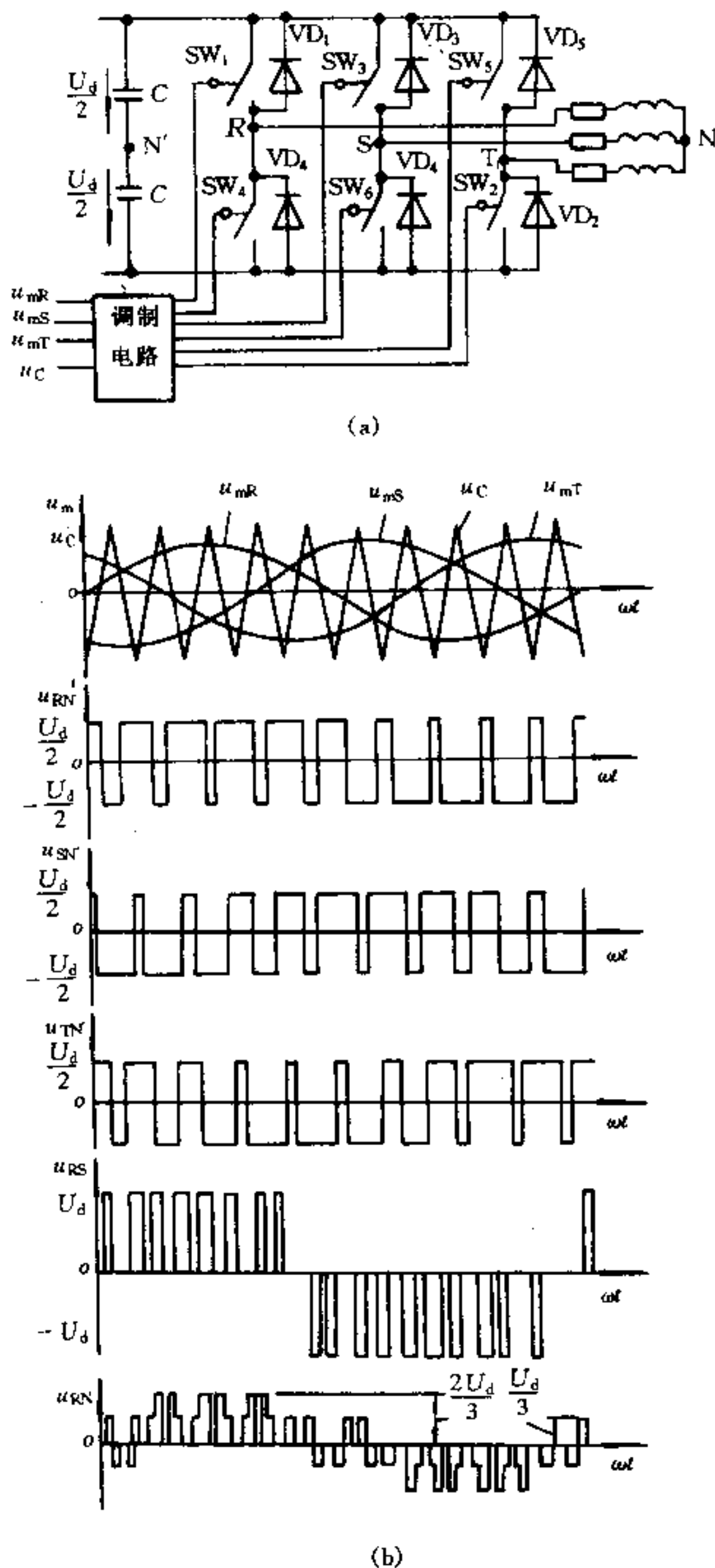


图 6.31 三相 SPWM 逆变器
(a) 电路结构示意图; (b) 工作波形

5. 其它多脉宽调制方法

除上面讨论的 SPWM 技术外,近年来随着微机控制技术和大规模集成电路技术的发展,一些新的 SPWM 控制方法及其专用芯片也得到了进一步开发和应用。下面介绍两种常见的方法。

1) 按谐波抑制原理产生 PWM 波

这种方法在载波比不高的情况下,通过对调制波各脉冲起始和终止时刻的适当安排,来抑制指定的低次谐波。

如图 6.32 所示的单级性 PWM 逆变器输出电压波形示意图,其载波比为 6,指定消去 3、5、7 次谐波。为此应计算使这三种谐波幅值为零的各 α 角。图示波形满足奇函数, $T/2$ 区间内有轴对称条件。因此有

$$u_O(t) = \sum_{n=2j-1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad j = 1, 2, \dots \quad (6.82)$$

b_n 可由式(6.62)求出。设 $U_d = 1$, 则有

$$b_1 = \frac{4}{\pi} [\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3]$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3]$$

使 b_3, b_5, b_7 为零的各 α 角可通过求解以下面联立三角方程组得出

$$\begin{cases} (\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3) = 0 \\ (\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3) = 0 \\ (\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (6.83)$$

这种 PWM 技术实际上很难用模拟方法实现,通常都用计算机处理。

2) 自适应(跟踪型)PWM

这种方法不用载波对调制波进行调制得到 PWM 脉冲列,而是把期望输出的电压或电流作为给定信号,实际输出作为反馈信号,利用给定和反馈信号瞬时值之差来控制逆变开关的通断。常见有滞环比较和三角波比较,大多用于输出电流跟踪。

图 6.33 示出了用滞环比较器法获得 PWM 波的原理。图中参考电流指令 i_R , 允许实际电流 i 与参考电流 i_R 偏差 $\pm \Delta i$ 。实际工作电流 i 与 i_R 的偏差 $i_R - i$ 为一具有滞环特性的比较器

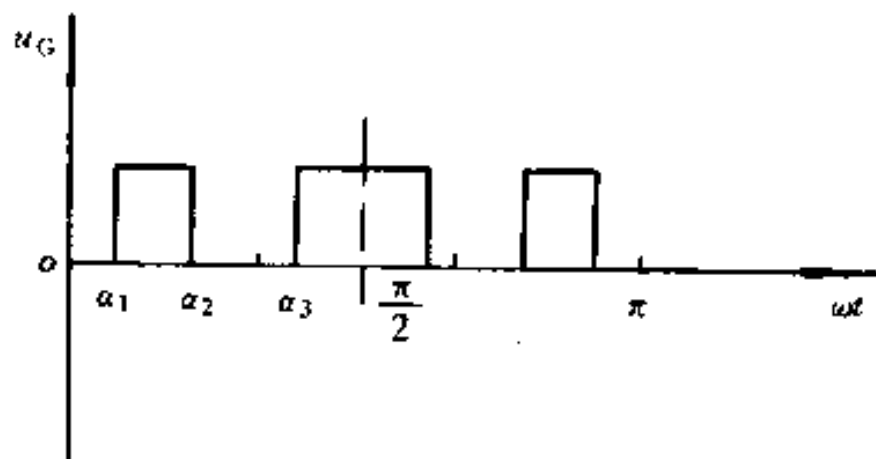


图 6.32 采用谐波消去法的脉宽调制波

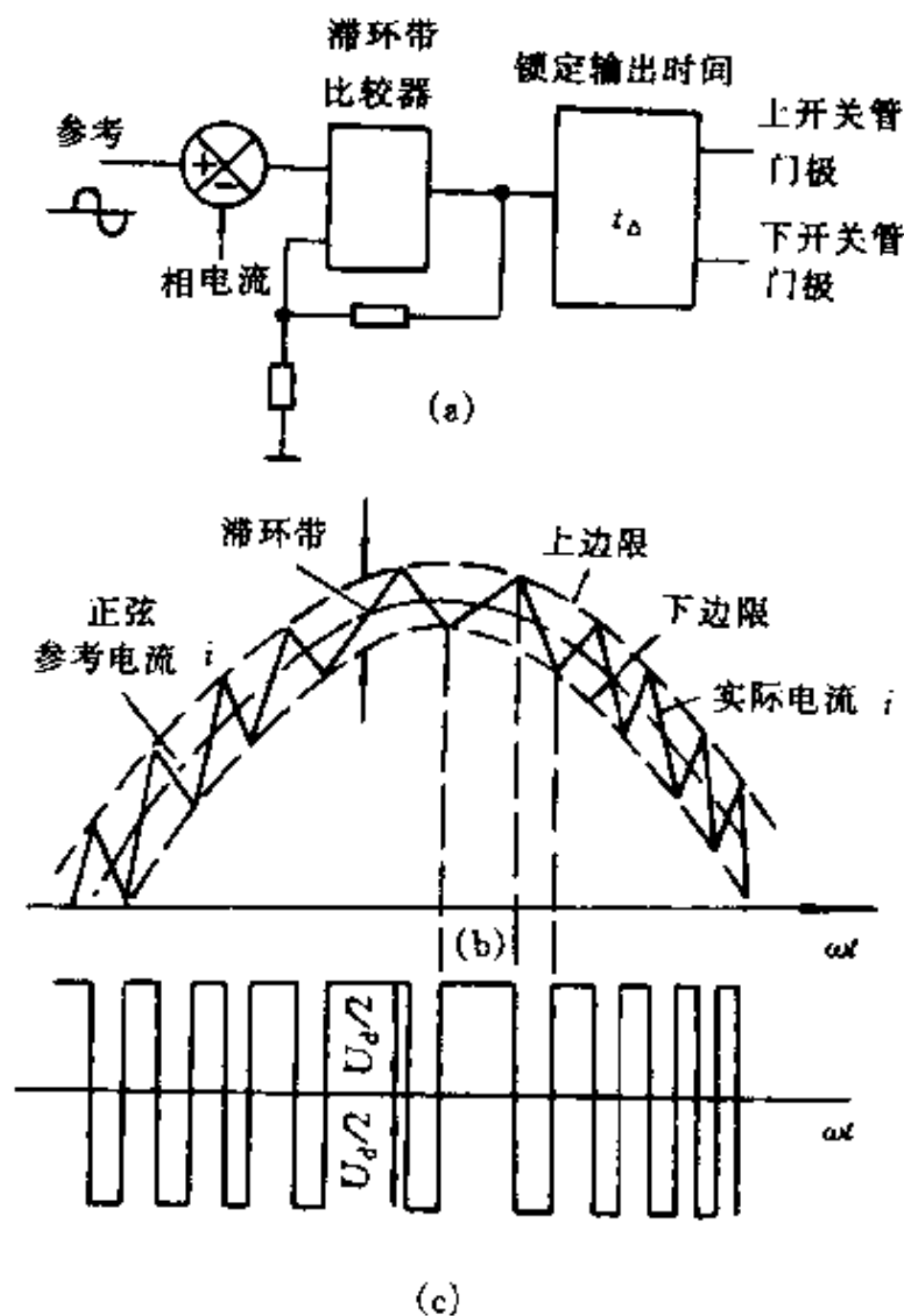


图 6.33 用滞环比较法实现 PWM 调制

输入信号。 $i = i_R - \Delta i$ 时,换接逆变开关,使电流增加; $i = i_R + \Delta i$ 时,换接逆变开关使其减小。输出电压、电流波形示于图 6.33(b)和(c)。

滞环宽设置对逆变器工作影响很大,太宽跟踪性能差,太窄逆变开关频率太高,影响逆变器效率,甚至无法工作。

三角波比较方式与前述 SPWM 三角波比较方式不同。这里不是用调制波(期望波)与三角波比较,而是把期望的输出作为给定,采用反馈控制的方法,用参考信号与实际输出之差经放大后与三角波比较得到所需的 PWM 控制波形。近年来,许多种类的专用 PWM 控制电路芯片基本上具有这种功能,不仅大大提高了系统控制性能,而且简化了控制电路的设计。

除这两类 PWM 控制外,近几年,采用梯形波调制的方法也开始用于三相 PWM 逆变器,以提高其直流电压利用率。

6.5 谐振式逆变器

谐振式逆变器(Resonant Inverters)是一种新型的变换装置。它综合了负载换相逆变器和硬开关逆变器工作的特点,利用全控开关器件关断可控的性能,在流过开关器件的电流或施加于开关两端电压振荡过零时进行换流。从理论上说,器件将无开关损耗,克服了硬开关逆变器因开关损耗造成的元件工作频率和装置效率的限制,以及传统晶闸管负载换流逆变器功率因数不高的问题。因此这类逆变器可充分发挥开关器件性能,大大减小装置中无功元件及缓冲电路元件的功率和体积,使相同容量下电源装置重量更轻、体积更小。近年来,不仅在小功率中、高频电源装置中,而且作为 DC-DC 变流器的高频中间环节,受到了普遍关注,被广泛地用于高频感应加热、航天技术、照明技术及各种要求电源装置体积小、重量轻的应用领域。

本节简述谐振式逆变器结构的组成和工作原理,分析槽路参数对工作特性的影响。

6.5.1 谐振式逆变器的结构组成及分类

谐振式逆变器主电路由图 6.34 所示的直流电源、逆变开关电路和振荡槽路三部分组成。根据这三部分电路的不同结构,谐振式逆变器的电路形式可有多种。

逆变器直流供电电源可采用蓄电池、各类不控和可控整流或其它形式直流电压源或电流源。

逆变主电路结构形式一般采用单相半桥、单相全桥或推挽电路。

振荡槽路按其谐振无功元件的排列形式和元件数目可分为许多种。图 6.35 所示,有两元件 LC 串联,两元件 LC 并联,三元件 LLC、LCC 串联,三元件 L-LC 串并联,C-LC 串并联等。这些槽路中的电容可与负载串联或并联,组成串联负载谐振逆变器(SLR),并联负载谐振逆变器(PLR)以及混合型谐振逆变器。图 6.36 示出了几种典型的连接方法。图中(c)示出的混合型逆变器是一种 LCC 三元件逆变器,槽路由 LCC 串联组成,其中一

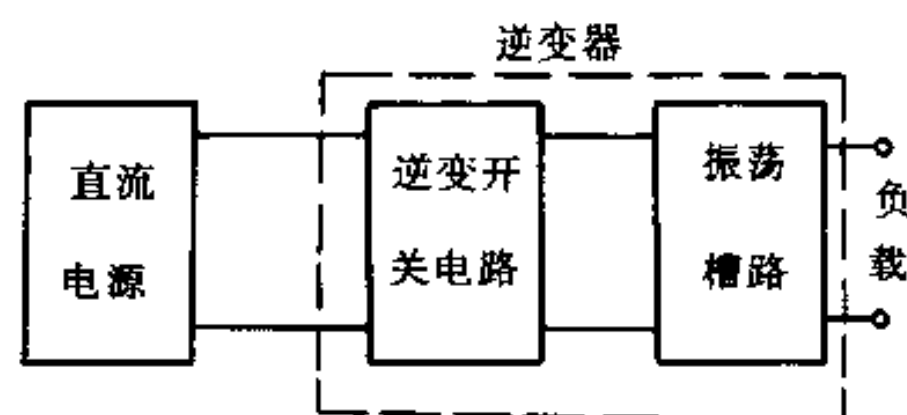


图 6.34 谐振式逆变器的主电路结构示意图

个电容与负载并联,因此又叫串并联负载逆变器(SPLR)。

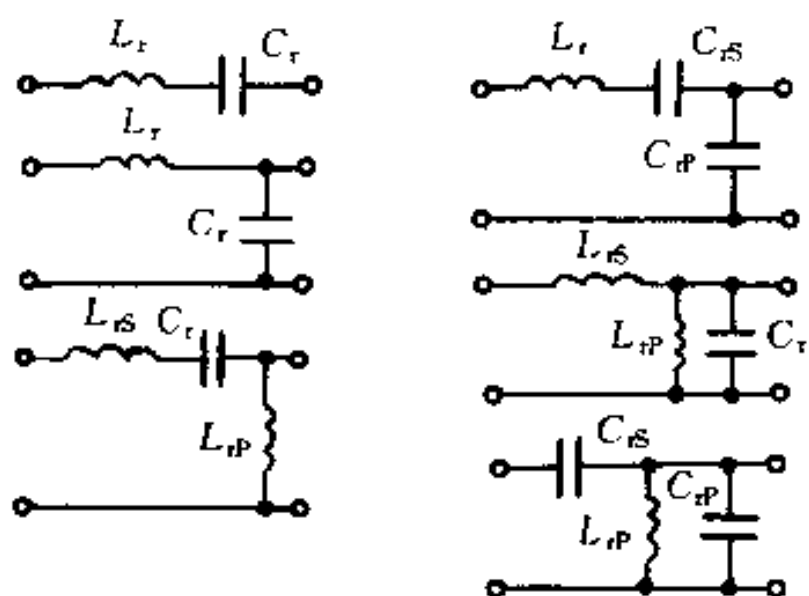


图 6.35 几种槽路结构

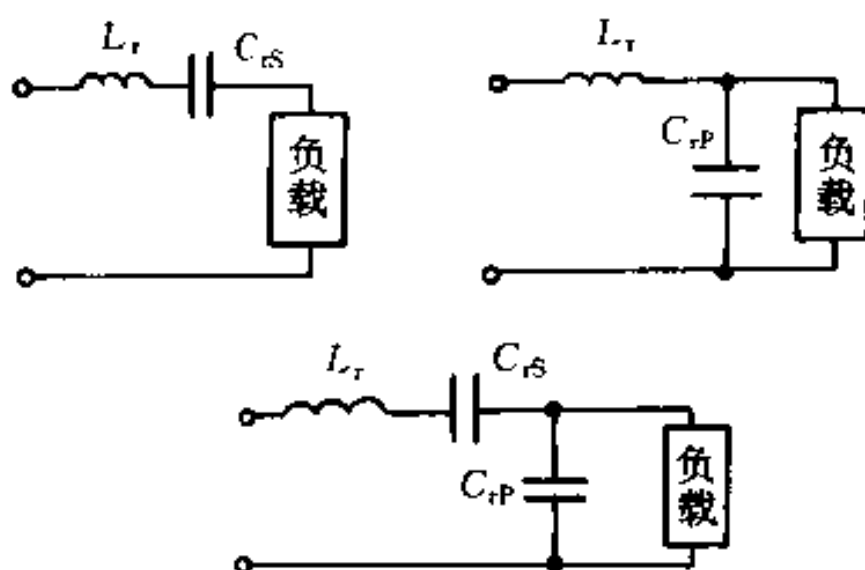


图 6.36 负载与槽路的典型联接

谐振逆变器大多采用图 6.36 所示的槽路与负载联接形式。这种情况下总是用直流电压源供电。逆变开关电路无论是全桥、半桥还是推挽结构,对逆变器输出来说除电压、电流大小不同外,完全是一样的。因此以下对工作原理的分析都采用电压型半桥逆变器。而作为电路拓扑结构,逆变开关仍然以可控开关符号来替代任何形式的全控型器件。

6.5.2 串联负载型、并联负载型及混合型振荡槽路特性

为了分析谐振逆变器的工作原理,本节先讨论 SLR、PLR 和 SPLR 电路的基本特性。

1. 无阻尼串联谐振电路

图 6.37 示出一无阻尼串联谐振电路。输入电压 U_d 。 $t=0$ 时线路初始状态为 $i_L = I_{L0}$, $u_C = U_{C0}$ 。以 i_L 和 u_C 为状态变量可写出电路方程为

$$L \frac{di_L}{dt} + u_C = U_d \quad (\text{V}) \quad (6.84)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L \quad (\text{A}) \quad (6.85)$$

可解得

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0 t + \frac{U_d - U_{C0}}{Z_S} \sin \omega_0 t \quad (\text{A}) \quad (6.86)$$

$$u_C(t) = U_d - (U_d - U_{C0}) \cos \omega_0 t + Z_S I_{L0} \sin \omega_0 t \quad (\text{V}) \quad (6.87)$$

式中 ω_0 和 Z_S 分别为电路谐振频率和特征阻抗,且

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (6.88)$$

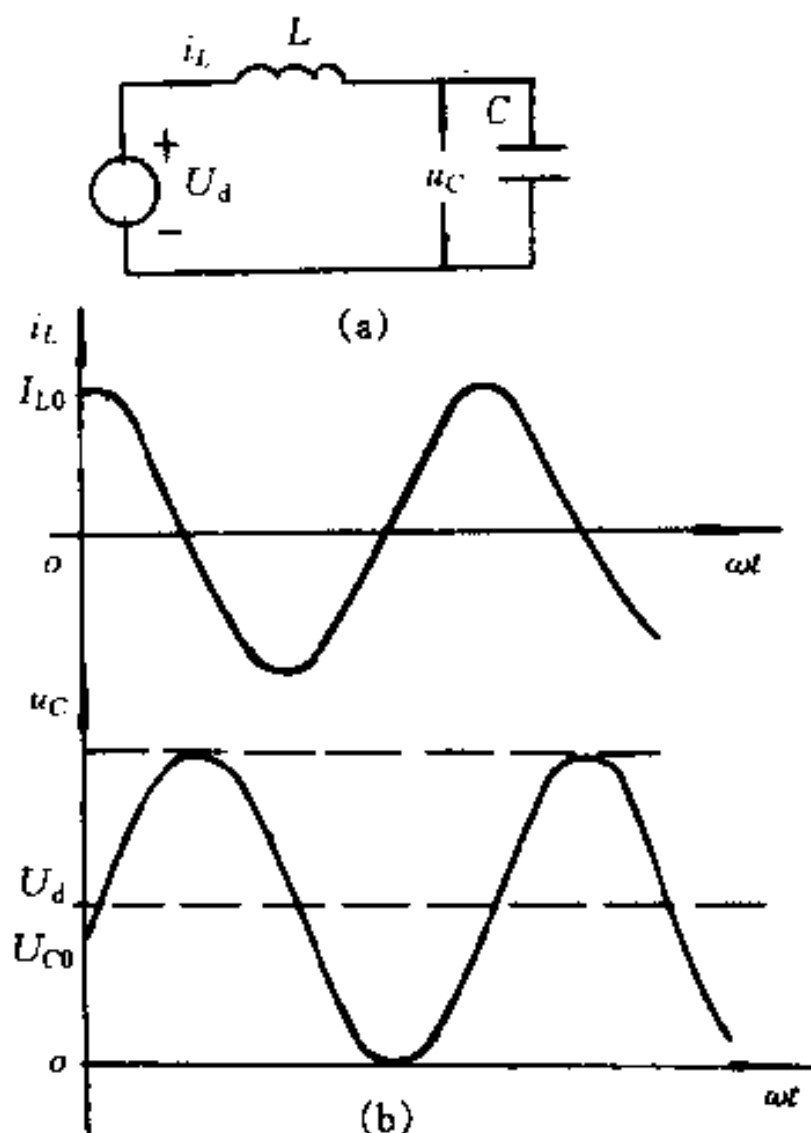


图 6.37 无阻尼谐振电路

$$Z_S = \sqrt{L/C} \quad (6.89)$$

图 6.37(b) 示出了 i_L 和 u_C 的波形。

2. 负载与振荡槽路串联(SLR)电路

图 6.38(a) 所示为一纯电阻负载的 SLR 结构。实际上, 这就是一个带有阻尼的串联谐振电路。6.3.1 节已讨论过这种电路阻抗的频率特性(见图 6.3)。为了进一步分析电路输出电流、电压与工作频率和负载参数间的关系, 利用戴维南定理, 可得图 6.38(b) 等效电路。图中

$$Z_{Th} = j\omega_S L_r - j \frac{1}{\omega_S C_r} \quad (\Omega) \quad (6.90)$$

$$u_{Th} = u_S \quad (V)$$

其中 ω_S 为电源工作频率。

负载电压

$$u_O = \frac{R_O}{Z_{Th} + R_O} u_S \quad (V) \quad (6.91)$$

负载电流

$$i_O = \frac{u_S}{Z_{Th} + R_O} \quad (A) \quad (6.92)$$

将式(6.90)分别代入式(6.91)、(6.92), 并经变换简化可得

$$U_{ON} = \frac{R_O}{j(\omega_S L - 1/\omega_S C) + R_O} = \frac{\omega_S \omega_O}{jQ(\omega_S^2 - \omega_O^2) + \omega_S \omega_O} \quad (6.93)$$

$$I_{ON} = \frac{\omega_O \omega_S}{jQ(\omega_S^2 - \omega_O^2)^2 + \omega_S \omega_O} \quad (6.94)$$

式中

$$U_{ON} = u_O / U_d$$

$$I_{ON} = \frac{i_O}{U_d / Z_S} \quad (6.95)$$

分别定义为负载电压与电流的归一化值。 ω_O 、 Z_S 为谐振角频率和电路特征阻抗, 分别由式(6.88)、(6.89)定义。 Q 为电路品质因数, 在 L_r 、 C_r 确定后, 仅与 R_O 有关, 即

$$Q = \omega_O L_r / R_O = 1 / \omega_O C_r R_O = Z_S / R_O \quad (6.96)$$

由式(6.93)和(6.94)可以看出, 对于 SLR 逆变器而言, 当槽路参数确定后, 输出电压、电流仅与逆变工作频率和负载电阻(即 Q 值)有关。这种电路具有选频特性, 当逆变工作频率 ω_S 与谐振频率 ω_O 相等时, 有最大的输出电压、电流及功率。 Q 值越高, 选频特性越好。式(6.90)还表明, $\omega_S = \omega_O$ 时, 电路中 $Z_{Th} = 0$, 为恒压源输出。

3. 负载与槽路电容并联(PLR)电路

PLR 电路如图 6.39(a) 所示, 负载为纯电阻。利用诺顿定理可将电路化为图(b)所示的等

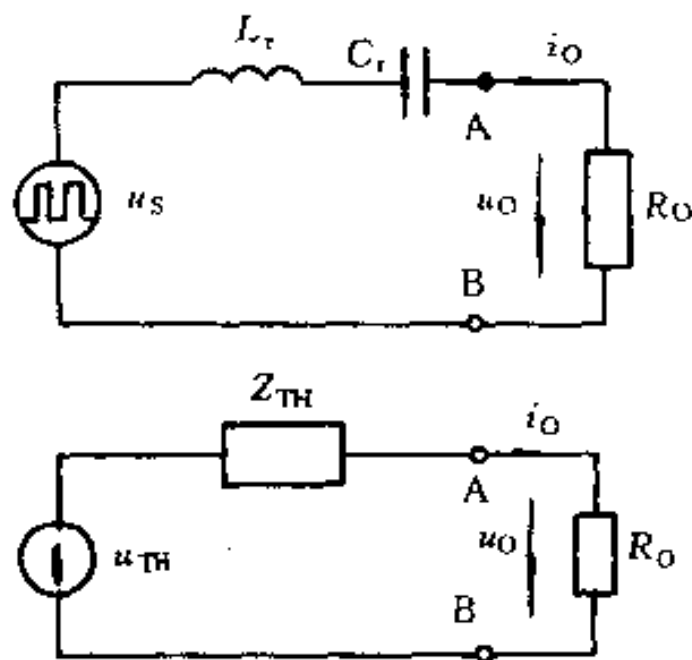


图 6.38 SLR 电路及其戴维南等效电路

等效电路,图中 Z_{Th} 为该电路戴维南等值阻抗, i_{NS} 为诺顿等效电流。

$$Z_{Th} = \frac{j^2 \omega_S L_r \cdot 1/\omega_S C_r}{j(\omega_S L_r - 1/\omega_S C_r)} = \frac{\omega_S L_r}{j(1 - \omega_S^2 L_r C_r)} \quad (\Omega) \quad (6.97)$$

$$i_{NS} = u_S / j\omega_S L_r \quad (6.98)$$

由此可求得负载电流和电压

$$i_O = \frac{Z_{Th}}{Z_{Th} + R_L} i_{NS} \quad (6.99)$$

$$u_O = i_O R_L \quad (6.100)$$

把式(6.88)、(6.89)、(6.95)、(6.96)和(6.97)代入式(6.99)和式(6.100),简化后可得归一化输出电流和电压为

$$I_{ON} = \frac{\omega_S \omega_O Q}{Q \omega_S \omega_O + j(\omega_O^2 - \omega_S^2)} \cdot \frac{Z_S}{\omega_S L_r} \quad (6.101)$$

$$\begin{aligned} U_{ON} &= U_O / U_S = I_O R_L / U_S \\ &= \omega_S \omega_O / [Q \omega_S \omega_O + j(\omega_O^2 - \omega_S^2)] \end{aligned} \quad (6.102)$$

由此可画出 PLR 电路以 Q 为参变量的输出频率特性如图 6.40 所示。当 $\omega_O = \omega_S$ 时 $i_O = u_S / Z_S$, 输出电流与负载电阻无关, 表现为恒流源。

4. LCC 振荡槽路与负载串并联(SPLR)电路

由图 6.41(a)可知,用这种连接方法,谐振电容 C_r 分为 C_{rS} 和 C_{rP} 两部分,负载与 C_{rP} 并联。利用戴维南定理和诺顿定理,线路可简化为图(b)和(c)所示的两种等效电路。图中:

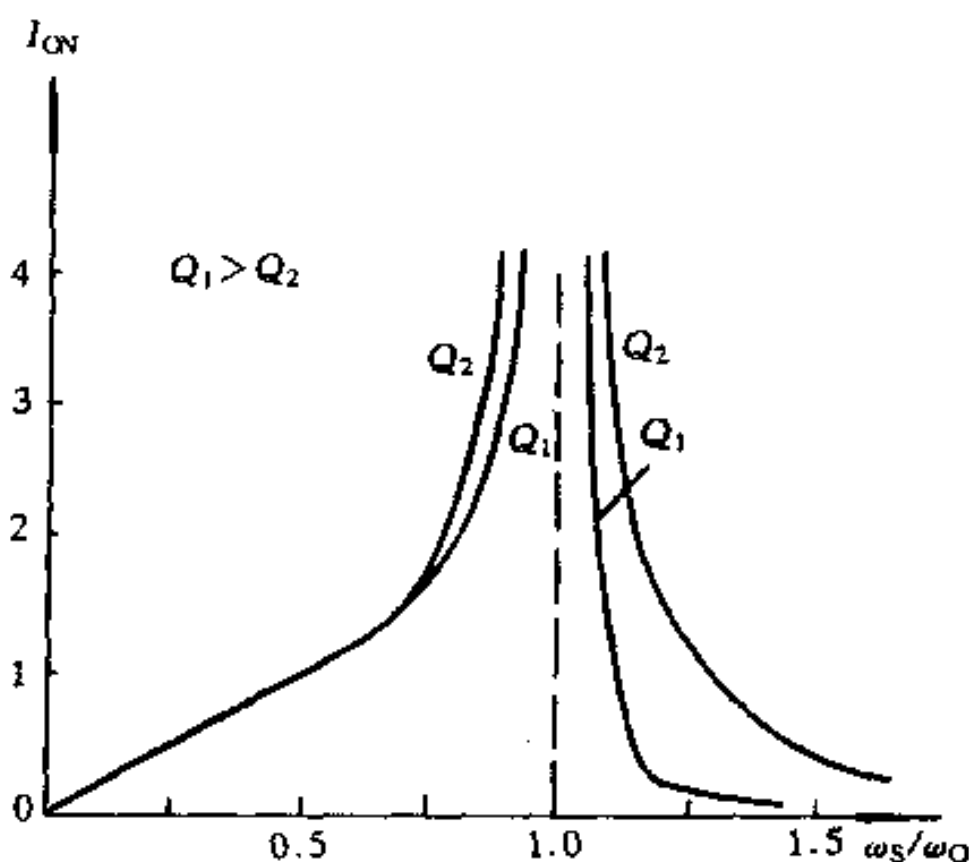


图 6.40 以 Q 为参变量的 PLR 电路的输出频率特性

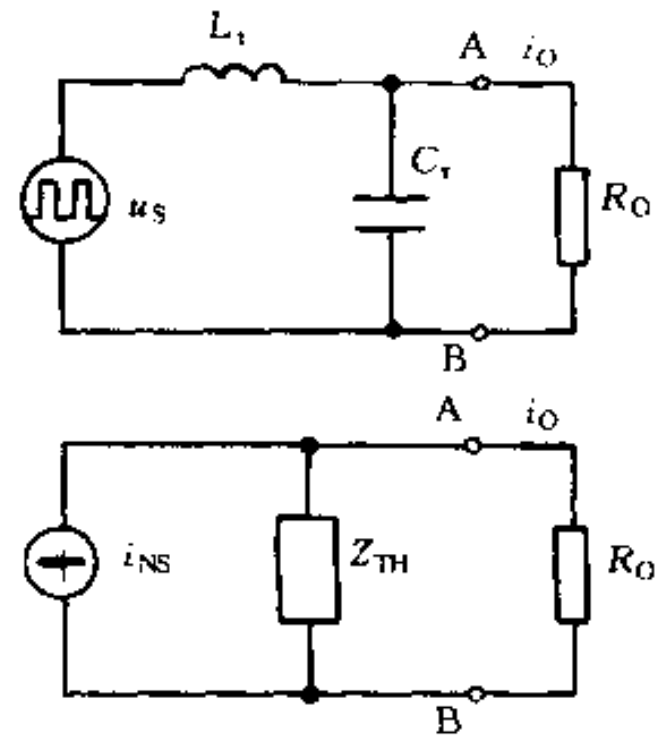


图 6.39 PLR 电路及其等值电路

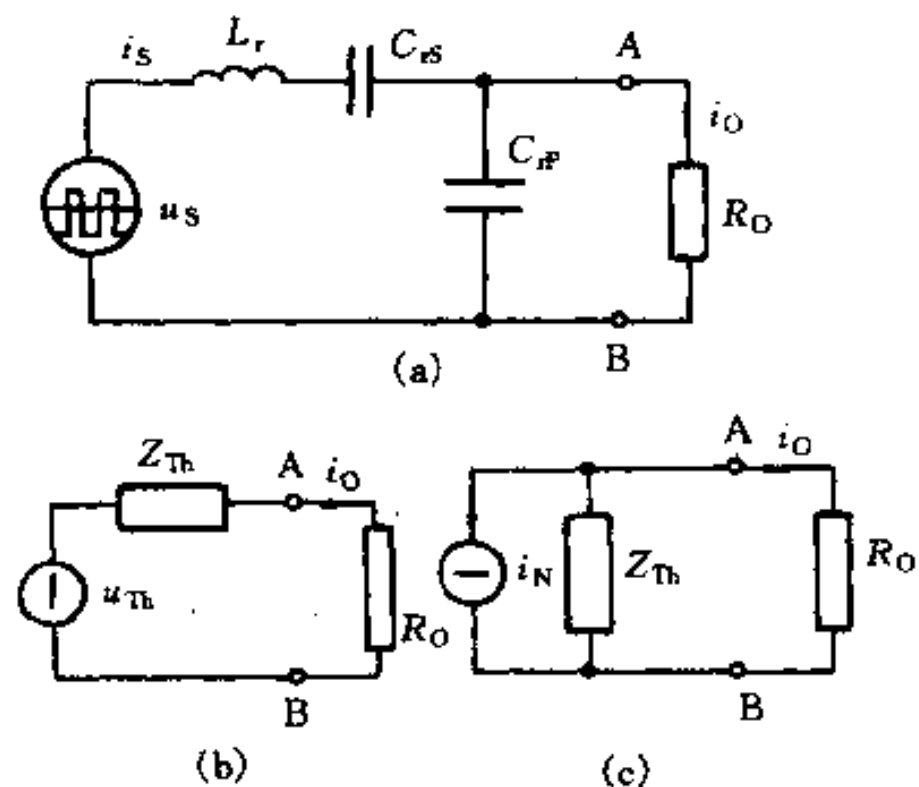


图 6.41 LCC-SPLR 及其等值电路

$$Z_{Th} = \frac{j(\omega_S L_r - \frac{1}{\omega_S C_{rS}}) \cdot \frac{1}{j\omega_S C_{rP}}}{j(\omega_S L_r - \frac{1}{\omega_S C_{rS}}) + \frac{1}{j\omega_S C_{rP}}} = \frac{j(\omega_S L_r - 1/\omega_S C_{rS})}{(1 + C_{rP}/C_{rS}) - \omega_S^2 L_r C_{rP}} \quad (6.103)$$

$$u_{Th} = \frac{u_S / j\omega_S C_{rP}}{j(\omega_S L_r - \frac{1}{\omega_S C_{rS}}) + \frac{1}{j\omega_S C_{rP}}} = \frac{u_S}{(1 + C_{rP}/C_{rS}) - \omega_S^2 L_r C_{rP}} \quad (6.104)$$

$$i_{NS} = u_S / (j\omega_S L_r - \frac{1}{\omega_S C_{rS}}) \quad (6.105)$$

为分析方便,令

$$C_T = \frac{C_{rS} \cdot C_{rP}}{C_{rS} + C_{rP}} \quad (6.106)$$

$$K_C = C_{rP}/C_{rS} \quad (6.107)$$

由图 6.41(a)和(c)可写出

$$\begin{aligned} u_O &= \frac{R_O}{Z_{Th} + R_O} u_{Th} \\ &= \frac{R_O u_S}{R_O[(1 + K_C) - \omega_S^2 L_r C_{rP}] + j(\omega_S L_r - 1/\omega_S C_{rS})} \end{aligned} \quad (6.108)$$

$$i_O = \frac{u_S}{[R_O(1 + K_C) - \omega_S^2 L_r C_{rP}] + j(\omega_S L_r - 1/\omega_S C_{rS})} \quad (6.109)$$

这种电路中,由于谐振电容分成与负载串联和并联的两部分,因此它兼具了 SLR 和 SLP 两种电路的特点,事实上,根据式(6.103)可以看出,当谐振元件参数满足

$$\omega_S^2 = \frac{1}{L_S C_{rS}} = \omega_{OS}^2 \quad (6.110)$$

时, $Z_{Th} = 0$, 由等值电路图 6.41(b)和式(6.104)、(6.108)可以得到 $u_O = u_S$, 电路以电压源状态工作,等效于 SLR 电路在 $\omega_S = \omega_O$ 谐振状态下工作的情况。

把式(6.106)、(6.107)关系代入式(6.103)可看到,当谐振元件参数满足

$$\omega_S^2 = \frac{1}{L_S C_T} = \omega_{OP}^2 \quad (6.111)$$

时, $Z_{Th} = \infty$, 由等值电路图 6.41(c)和式(6.105)、(6.109)可得 $i_O = i_{NS}$, 电路表现为电流源,等效于 PLR 电路 $\omega_S = \omega_O$ 时的运行状态。

6.5.3 谐振逆变器的工作原理

下面讨论 SLR、PLR 和 SPLR 谐振逆变器的工作原理。如前所述,谐振逆变在振荡槽路元件参数确定后,输出电压、电流及功率均取决于逆变器工作频率和负载参数,因此谐振逆变器的直流供电可采用不控整流加滤波器。在以下的分析中,假定直流电源内阻为零,无纹波,逆变开关器件及槽路元件均为理想,负载为纯电阻。

1. SLR 逆变器

图 6.42(a) 示出半桥式 SLR 逆变器主电路拓扑。从电路形式上看, 它完全类似于 6.3.1 节中讨论的负载换流串联逆变器。而且在逆变工作频率 ω_S 低于谐振频率的区间, 具有基本相同的工作过程。不同的是这里采用了全控型开关器件, 因此逆变工作频率不仅可以低于也可以高于谐振频率。此外, L 和 C 在这里是电源的一部分而与负载阻抗无关。负载电阻作为谐振电路中的阻尼, 使电路中的实际振荡频率应为

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (6.112)$$

因此, 电路工作可分为三种状态: $\omega_S < \frac{1}{2}\omega_r$, $\frac{1}{2}\omega_r < \omega_S \leq \omega_r$ 和 $\omega_S > \omega_r$ 。第一、二种状态分别对应着负载换流串联逆变器的电流断续和连续情况。逆变工作正半周 SW_1 开通, 输出电流由正到负振荡过零后, 因 SW_2 未开通, 反向电流经 VD_1 、 C_1 续流, 这个区间 $u_{S1} = 0$, $i_{S1} = 0$ 。若 $\omega_S \leq \omega_r/2$ 在 SW_2 开通时, 一定有 $i_P = 0$, 见图 6.42(b)。负半周过程相同, 只是 SW_2 和 VD_2 导通。可见在负载电流断续条件下, 逆变开关器件为零电流开通和关断, 开关损耗很小。若 $\omega_S > \omega_r/2$, 电流振荡反向后尚未到零, 另一侧开关就被开通。这种情况下, 虽然元件关断电压因反并联二极管续流接近于零, 但开通时电压、电流都不为零, 开通损耗较大。下面分析 $\omega_S > \omega_r$ 的第三种状态。

$\omega_S > \omega_r$, 逆变输出正半周结束 SW_1 关断时, i_O 并未正向振荡过零, 为保持电流方向, 将通过 C_2 、 VD_2 续流。这一区间 SW_2 中无电流, 也不承受电压, 直到电流从正到负过零后, SW_2 才可能导通。电流负半周过程相同, 在 SW_2 关断后, 通过 VD_1 续流过零, SW_1 导通。由波形图 6.42(c) 可知, 这种情况下, 逆变器工作于滞后功率因数状态, 开关器件零电流开通, 但关断时电压电流不为零。

电路工作波形还表明, 逆变工作频率越接近电路振荡频率, 输出电流波形越接近正弦波, 开关损耗越小。理想情况下 $\omega_S = \omega_r$, 可得到非常接近正弦波的负载电流, 逆变器功率因数接近于 1, 且能实现逆变开关的零电流开通和关断, VD_1 、 VD_2 将无电流流过。实际系统中, 为满

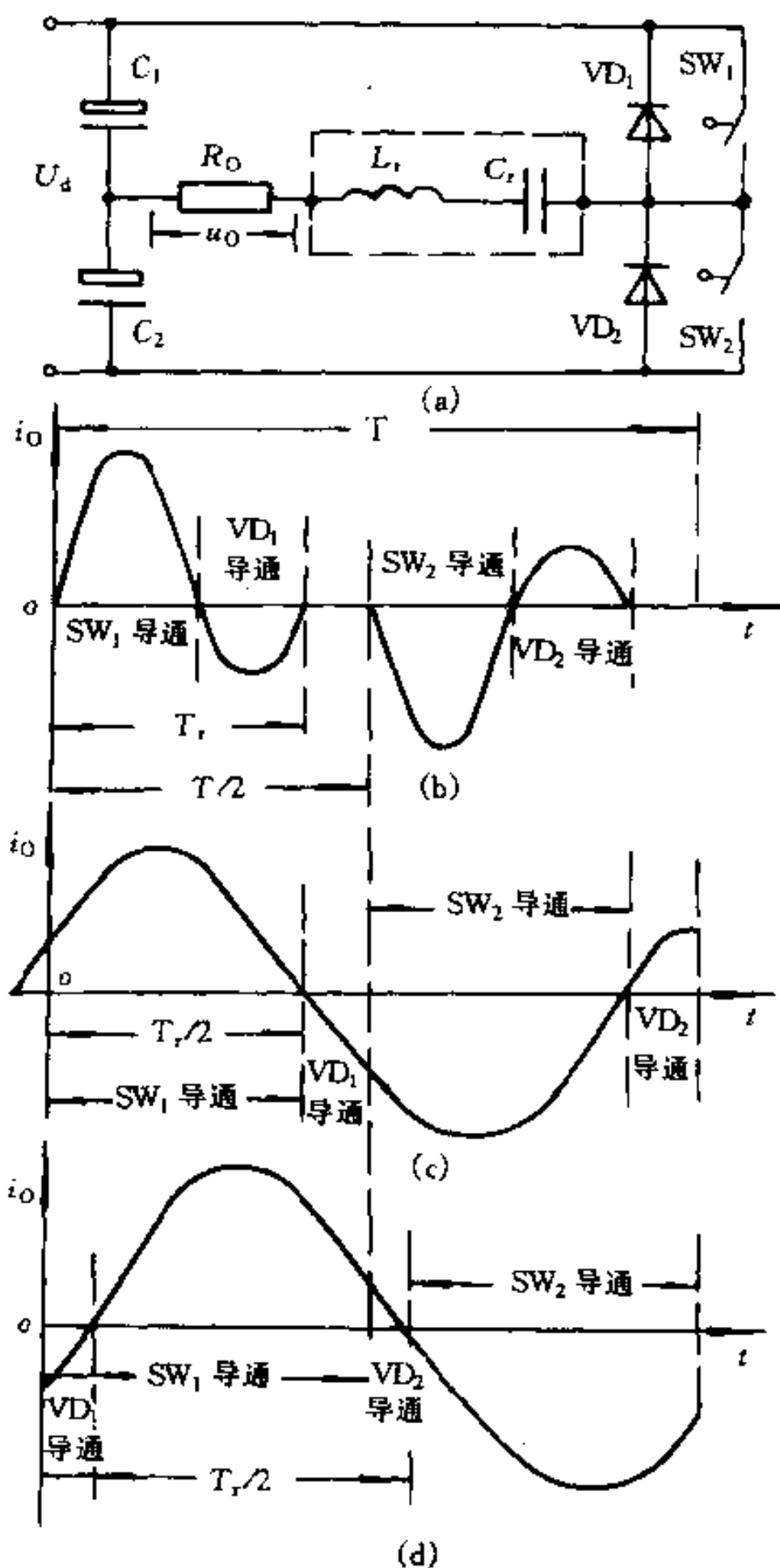


图 6.42 SLR 谐振逆变器电路拓扑及工作波形

足振荡条件,负载电阻不能很大,通常 ω_r 与 ω_0 都很接近。上一节对 SLR 电路分析的结果可用于逆变器输出基波的计算。实际上,将逆变开关电路输出电压分解为各次谐波后,把它们作为 ω_s 分别代入式(6.93)和(6.94)中,即可求得输出电流的各次谐波分量,从而得到负载电流和电压的真有效值。

2. PLR 谐振逆变器

这种逆变器负载电阻与谐振电容并联,见图 6.43(a)。根据逆变工作频率与电路振荡频率间的不同关系,电路也有三种不同运行状态。

1) $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_r$, 电流断续

与 SLR 电路相似,当 $\omega_s < \frac{1}{2}\omega_r$ 时,逆变工作正半周期 SW_1 导通后, i_r 按 ω_r 频率振荡过零后反向, SW_1 关断。因 SW_2 未开通,电流经 VD_1 、 C_1 导通并振荡过零。此时 SW_2 仍未导通, $i_r = 0$, 直到下半周期 SW_2 导通,反向重复上述过程。图 6.43(b)示出了 i_r 、 u_C 和 i_O 的波形。这种电路 $u_O = u_C$, 纯电阻负载下 u_O 、 i_O 波形相同。半个逆变周期可分为六个不同区间。

(1) $0 \leq t \leq t_1$, SW_1 (SW_2) 导通,电源电压大于 u_C (即 $U_d/2 > u_C$) 这一区间电源通过 SW_1 向电感电容充电,并对负载提供电流, i_r 、 u_C 、 i_O 上升。

(2) $t_1 < t \leq t_2$, SW_1 (SW_2) 导通, $u_C > U_d/2$, $i_O < i_r$ u_C 超过电源电压, di_r/dt 变负,电感中能量释放,继续对 C_r 充电并提供负载能量, i_r 减小, u_C 、 i_O 继续上升。

(3) $t_2 < t \leq t_3$, SW_1 (SW_2) 导通, $i_r \leq i_O$ 这一区间由于 i_r 减小到低于 i_O 的值,为提供足够的负载电流, C_r 开始放电。但 i_r 未反向。负载电流由电感和

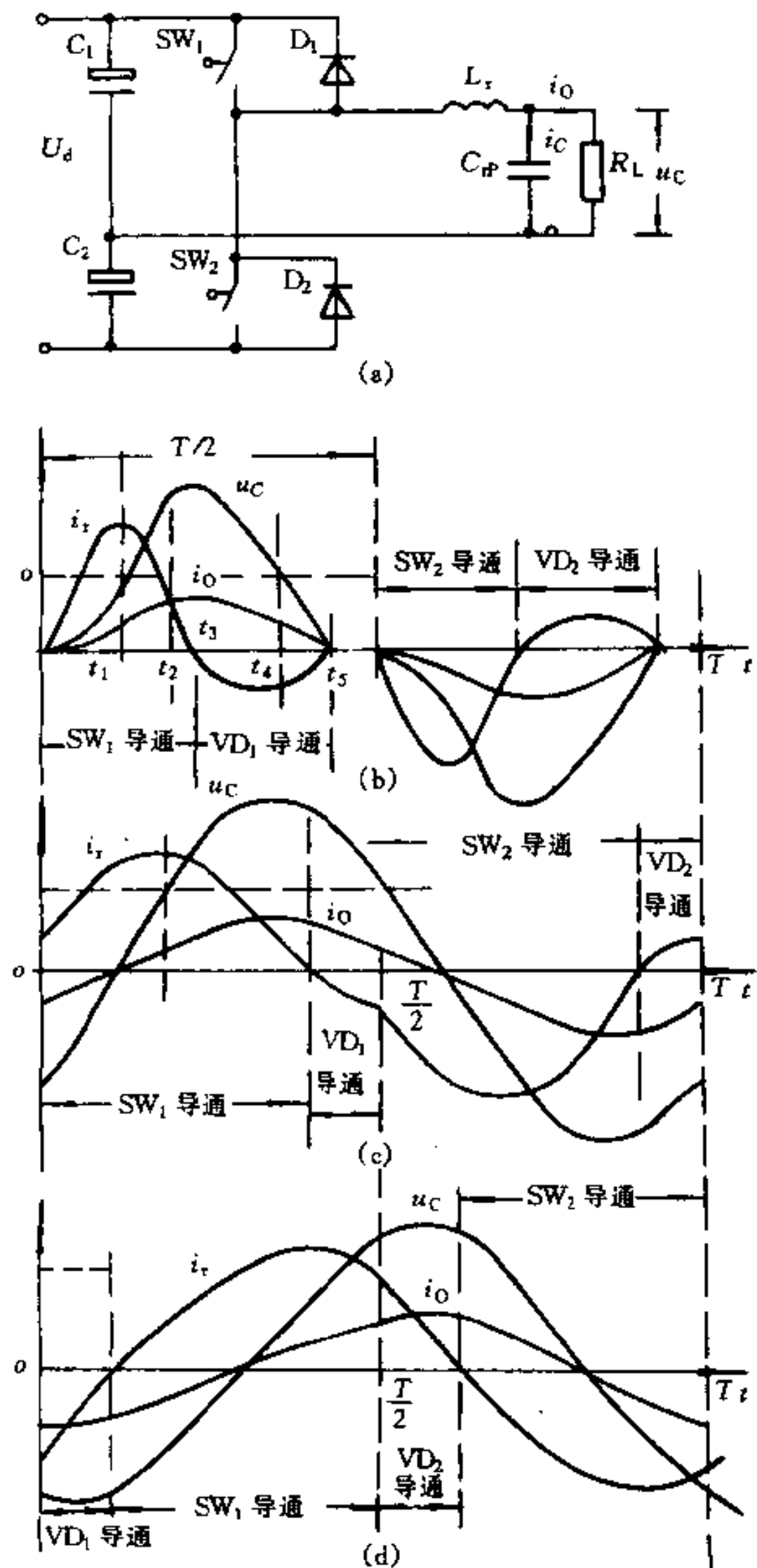


图 6.43 PLR 逆变器主电路拓扑及工作波形

电容贮能共同承担,电容不对电感充电, i_O 随 u_C 下降而同步下降。

(4) $t_3 < t \leq t_4$, VD_1 导通, i_r 反向上升, $u_C \geq u_d/2$ i_r 振荡过零后, 电容不仅继续为负载提供电流而且通过 VD_1 、 C_1 对 L_r 充电, i_r 反向上升, u_C 、 i_O 继续下降直到 $u_C = u_d/2$, i_r 达到反向峰值。

(5) $t_4 \leq t \leq t_5$, VD_1 导通, i_r 反向下降 因 $u_C < U_d/2$, L_r 反向充电存贮的能量开始释放。这一区间, u_C 一方面继续对负载供电, 同时和 L_r 一起通过 VD_1 向电源回馈能量, 直到 $i_r = 0$ 。但反向逆变开关未开通, i_r 断流。

(6) $t_5 < t \leq T_S/2$, $u_C = 0$, 无开关元件导通 电容器剩余能量通过负载全部放完, $u_C = 0$, $i_O = 0$, 保持到下半周期开关导通。这种方式下仍有逆变开关零电流开通和关断的特性。

2) $\omega_r/2 \leq \omega_s < \omega_r$, 电流连续

稳态运行情况下, 在逆变器每一个半周开始时, 因前半周 i_r 电流振荡过零并反向, i_r 有初值 I_{r0} , 同时电容 C_r 也未放电到零, $u_C = -U_{C0}$, 相应地负载电流 i_O 也有初值 $-I_{O0}$ 。

仍以逆变器半个周期进行分析。如图 6.43(c) 所示波形, 每半个逆变周期可分为五个工作区间。

(1) $0 \leq t \leq t_1$ 这一区间 SW_1 (SW_2) 导通, 跨在 L_r 两端的电压 $u_{L_r} = U_d/2 + U_{C0}$, i_r 从 I_{r0} 开始上升, C_r 中上半周期的贮能一方面继续为负载提供能量, 又通过 C_1 、 SW_1 反馈能量。 u_C 在原来方向上下降, 到 $t = t_1$ 时, $L di_r/dt = U_d/2$, u_C 降至零, i_O 与 u_C 同步下降为零。

(2) $t_1 < t < t_2$ 这一区间 SW_1 (SW_2) 维持导通, 由于 $u_C < U_d/2$, $L di_r/dt > 0$, i_r 继续上升, 电容 C 按与前半周期相反的方向充电, u_C 和 i_O 同步上升。 L_r 、 C_r 和负载全由电源供电, 到 $t = t_2$, u_C 充电至 $u_d/2$, $L di_r/dt = 0$, i_r 达最大值。

(3) $t_2 < t < t_3$ i_r 由于 $L di_r/dt < 0$ 开始下降, 但方向不变, 仍为 SW_1 (SW_2) 导通, 电感中的贮能向 C_r 继续充电并提供负载能量, u_C 、 i_O 持续上升。在 $t = t_3$ 时, $i_r = i_O$, u_C 到达最大值。

(4) $t_3 < t \leq t_4$ i_r 方向未改变, SW_1 (SW_2) 仍导通, 由于 $i_r < i_O$, 电容 C_r 开始向负载补充能量, L_r 也继续经负载释放能量, u_C 、 i_O 和 i_r 都下降。到 $t = t_4$, i_r 降到零。

(5) $t_4 < t \leq T/2$ 这一区间, 电容 C_r 能量以相反方向向 L_r 转移, i_r 反向, 使 SW_1 (SW_2) 中电流为零。 C_r 经二极管 VD_1 (VD_2) 和 C_1 (C_2) 对 L_r 充电, 并向负载提供能量。 u_C 、 i_O 同步下降, i_r 反向增加, 到 $t = T/2$ 时, i_r 、 u_C 、 i_O 在相反方向上到达本半周开始时的初值。

显然以这种状态运行, 逆变开关导通和关断时, 电压电流都不是零, 逆变器功率因数呈容性。

3) $\omega_s > \omega_r$, 电流连续

由于 $\omega_s > \omega_r$, 在逆变开关换相时, 前半周期的电流 i_r 还在原来的方向上未振荡过零, 因此 i_r 、 u_C 、 i_O 在每半个周期开始时也有初始状态, 但与逆变输出电压极性相反。对应的工作波形示于图 6.43(d)。分析方法与前面相同。

这种状态运行的逆变器功率因数呈感性, 逆变开关可实现零电流开通, 但关断时电压、电流都不为零。与 SLR 结构的电路相同, 在逆变工作频率等于电路振荡频率的情况下, 逆变器功率因数为 1, 各部分波形由于电路近似谐振状态接近理想正弦波。逆变开关可实现零电流开通和关断, 开关损耗非常小。

对 PLR 逆变器的计算也可通过把逆变输入电压分解成各次正弦谐波, 分别用它们作为 PLR 槽路输入激励, 然后据前一节对电路分析得到的方法进行计算。在逆变工作频率与电路

振荡频率十分接近时,可只计算基波。

3. SPLR 谐振逆变器

逆变器主电路拓扑示于图 6.44。如前所述,这种逆变器兼具 SLR 和 PLR 的特点,其工作状态不仅取决于逆变器工作频率,而且与 $K_C(C_{rP}/C_{rS})$ 值有关,当 $K_C = 0$ 即不存在 C_{rP} ,就是 SLR,而 $K_C = \infty$,表现为 PLR。此外,电路呈现两种特征工作频率 $\omega_{OS} = 1/\sqrt{L_r C_{rS}}$ 和 $\omega_{OP} = 1/\sqrt{L_r C_{rP}}$,它们分别对应着逆变器恒压和恒流工作特性。其工作波形分析比较复杂,本教材不再作进一步讨论。

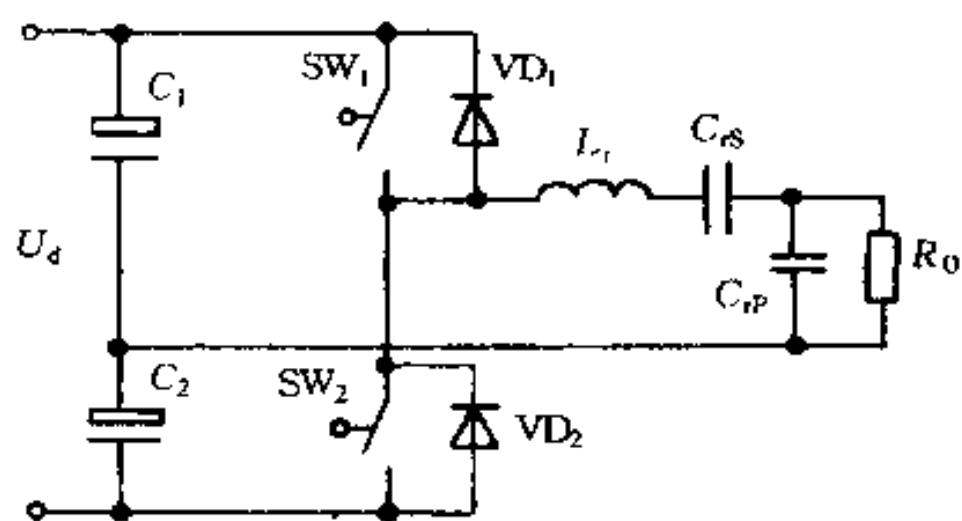


图 6.44 SPLR 逆变器主电路结构示意图

6.5.4 三种常用谐振逆变器的比较

SLR、PLR 和 SPLR 逆变器都利用 LC 振荡的特点,造成开关器件的零电流开通或关断,因此电路能以很高的频率运行,且可通过调整逆变工作频率直接调节输出电压、电流的大小,而不必利用可控直流电源供电。由于负载与槽路元件联接方式不同,使它们的工作特性和使用场合都有所不同。

① SLR 逆变器在负载开路状态下无法运行。而当电路处于谐振状态下工作时,一旦出现负载短路将会有很大的电流流经逆变开关造成损坏。PLR 可以在负载开路时运行,但电路工作频率接近谐振频率时,由于逆变器表现出恒流特性,在负载开路时将有很高的电压输出;短路时电路有自保护功能,使开关器件不致因过大电流而损坏。SPLR 逆变器兼具二者的这些功能。

② SRL 逆变器的负载基波电压不超过槽路输入电压基波幅值,除非加升压变压器,不能升压运行。PLR 和 SPLR 逆变器既能降压也能升压运行。

③ SRL 逆变器允许负载阻抗变化范围小于 PLR 和 SPLR,因此对于某些运行过程中阻抗变化很大的负载(如某些特殊气体放电光源,启动前接近开路,一旦启动阻抗便很低)则应用 PLR 和 SPLR 逆变器。

6.6 几种逆变器性能的比较

逆变器是利用电力电子开关器件实现直流到交流能量变换的装置。本章按照开关器件换流方式讨论了负载换向,硬开关换向以及二者相结合的谐振式逆变器。

负载换向逆变器的开关器件使用半控型的晶闸管,负载电路必须满足规定的振荡条件,其工作频率应保证提供开关器件可靠关断的时间。由于使用晶闸管器件,装置容量可以作得相当大,但工作频率较低,装置体积较大。为保证可靠启动和换向,控制电路较复杂。这类逆变器大多用于感应加热和熔炼设备提供所需中频电能。输出功率可通过改变直流电压和工作频率来调节。

硬开关逆变器就是强迫换流逆变器,可用半控或全控开关器件作为逆变开关。但在使用

晶闸管时,必须在主电路中增加强迫换流电路,使结构复杂、体积增大,并且可靠性降低,适用于方波逆变器或调制比较低的 PWM 逆变器。采用全控型开关器件则可避免上述问题,而且可方便地实现多脉冲 PWM 调制。由于开关器件在开关过程中电压、电流都不是零,因此电磁干扰和开关损耗大,从而限制了工作频率,需要复杂的缓冲电路,增加装置体积和成本,缓冲电路损耗还使效率降低。这类逆变器大多以三相形式运行,作为各种交流电动机软启动及变频调速电源。输出电压可通过改变直流电压和对逆变开关进行脉宽调制来调节。

谐振式逆变器是上两种逆变器的综合,电路结构上增加了谐振槽路为逆变开关提供零电压或零电流的开关条件。因此能以很高的频率工作,无功元件和缓冲电路体积小,电磁干扰小,是一种较理想的轻型高效电源装置。逆变开关器件必须使用全控型器件,工作频率可以在高于或低于谐振频率的较大范围内调节以改变逆变器输出功率。在谐振频率附近运行时,逆变器有接近于 1 的功率因数,最小的开关损耗和理想的输出电压、电流波形。若负载要求这种状态运行,则应用可控直流供电。谐振逆变器主要用于高频感应加热供电电源、现代高效照明设备电源、激光光源电源、开关电源以及在某些小体积高效率直流电源中作为中间交流环节。

思考题与习题

- 6.1 逆变器负载性质对逆变器工作方式有何影响?
- 6.2 为什么负载换相逆变器的负载阻抗必须呈容性而谐振式逆变器无此要求?
- 6.3 串联和并联负载换相逆变器的主电路结构和工作原理上有何区别?
- 6.4 比较负载换流、硬开关换流和谐振式逆变器的特点,哪一种最有利于提高开关器件的工作频率?
- 6.5 如何保证串并联负载换相逆变器运行在电流超前状态?
- 6.6 单极性和双极性 PWM 逆变器有何区别? 调制比和频率比对 PWM 逆变器运行有何影响? 如何选择?
- 6.7 图 6.3(a)所示电路中, $U_I = 300\text{V}$, 逆变频率 $1\,000\text{Hz}$, 串联负载中 $R = 0.5\Omega$, $L = 1.5\text{mH}$, $C = 16\mu\text{F}$, 忽略电流基波外的所有各次谐波, 求:
 - ① u_O 、 i_O 、 i_{VT1} 、 i_{VD1} 、 i_d 和 u_{AK1} 波形;
 - ② 计算电路为晶闸管提供的关断时间和逆变器输出基波功率因数;
 - ③ 计算电源 U_d 送出的功率和负载消耗功率。
- 6.8 上题中,若 $\omega L = 10\Omega$, $\frac{1}{\omega C} = 10\Omega$, 忽略电流 i_O 中的各次谐波:
 - ① 证明电源 U_d 送出的功率等于负载消耗功率;
 - ② 电路是否能可靠工作? 为什么? 若不能,用什么方法可使电路工作?
- 6.9 6.7 题中,若 $R = 10\Omega$, 其余参数不变。
 - ① 电路是否可以工作?
 - ② 电路工作于何种工作状态? 按比例画出 u_O 、 i_O 、 i_{TM} 和 i_D 波形。
- 6.10 图 6.8 所示单相桥式并联逆变器,已知输出电流幅值 $I_d = 1\,000\text{A}$, $L = 5\text{mH}$, $R = 30\Omega$, $C = 4.7\mu\text{F}$, 逆变器工作频率 $f = 1\,050\text{Hz}$, 不计输出电压谐波:
 - ① 逆变器能否负载换相?

- ② 若要逆变器可靠工作,晶闸管关断时间至少是多少? 已知 $t_{\text{off}} = 6\mu\text{s}$, 逆变器最低工作频率应是多少?
- ③ 画出 i_O 、 u_O 、 u_{AK1} 和 u_i 波形,并计算逆变器输出功率因数;
- ④ 计算逆变器输入直流电压 U_d 。
- 6.11 已知感应器负载等值 RL 串联电路中 $R = 0.2\Omega$, $L = 10\text{mH}$ 。采用图 6.8 所示逆变器供电,工作频率 $f = 2\,500\text{kHz}$,若要求逆变器输出基波功率因数为 0.95,计算所需电容的容量。
- 6.12 图 6.21 所示电路中,若两个逆变器输出电压 u_{O1} 和 u_{O2} 均为单脉冲调制且相位差 45° ,脉宽 90° ;
- ① 按比例画出 u_{O1} 、 u_{O2} 和 u_O 波形;
- ② u_O 中是否有 $3n$ 次谐波,试证明之。
- 6.13 低次谐波消去原理是什么? 欲消去 5 次和 11 次谐波,并设调制度 K_m 为 0.5,计算图 6.32 中的 α_1 、 α_2 、 α_3 。
- 6.14 RLC 谐振电路中的谐振频率和电路实际振荡频率间有何区别?
- 6.15 SLR、PLR 和 SPLR 三种逆变器各有什么特点?
- 6.16 图 6.40 所示电路中,负载纯电阻,输入电压为 $U_d = 100\text{V}$ 、频率 $20\,000\text{Hz}$ 的方波, $L = 110\mu\text{H}$, $C = 25\mu\text{F}$,画出负载输出电压、电流波形,并计算其有效值。

第 7 章 变频器

变频器是把一种频率的交流电能变为另一种频率交流电能输出的变流装置。在实际应用中,就是把电源提供的交流电能经电力电子器件变换成负载所需的各种频率的电能。实现这类变换一般有两种途径:直接变换和间接变换。

间接变换是先把电源交流电能整流成直流,再通过各类逆变器变成所需频率的交流。其系统主电路基本结构示于图 7.1 和 7.2。可以看出,间接变频器实际上是由各类整流电路、滤波环节和逆变器组成。因此第 3 章、第 6 章的分析可直接应用于这类变流装置。

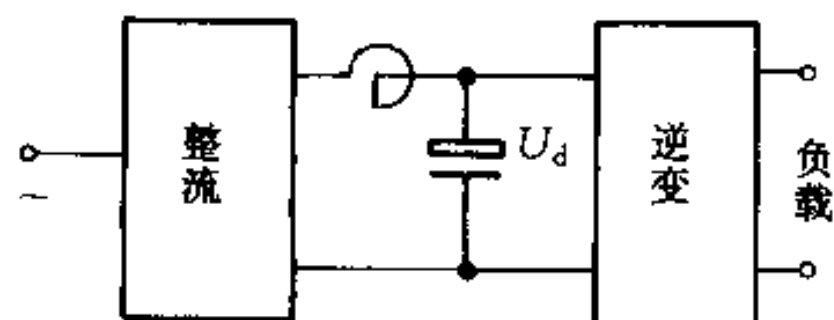


图 7.1 电压源交流—直流—交流变换示意图

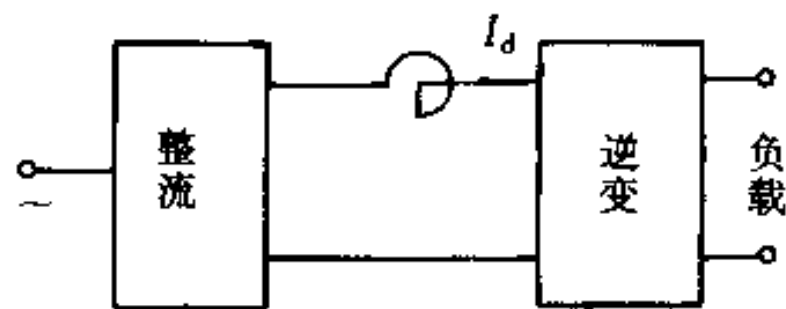


图 7.2 电流源交流—直流—交流变换示意图

所谓直接变频就是不经过中间直流环节,直接利用电力电子开关器件对电源交流电能“切片”后再“拼装”成另外一种频率的交流电能。图 7.3 是实现这类变换的一种简单方法的示意图。图中, SW_1 和 SW_2 为两个可控单向开关, SW_1 导通时,把电源电压 u_s 正半周加在负载上, SW_2 导通时,把电源电压负半周加于负载。当两个开关按一定周期轮流导通时,负载两端将得到图 7.3 中 u_o 那样的输出电压。改变开关工作周期,即可改变输出电压的频率。

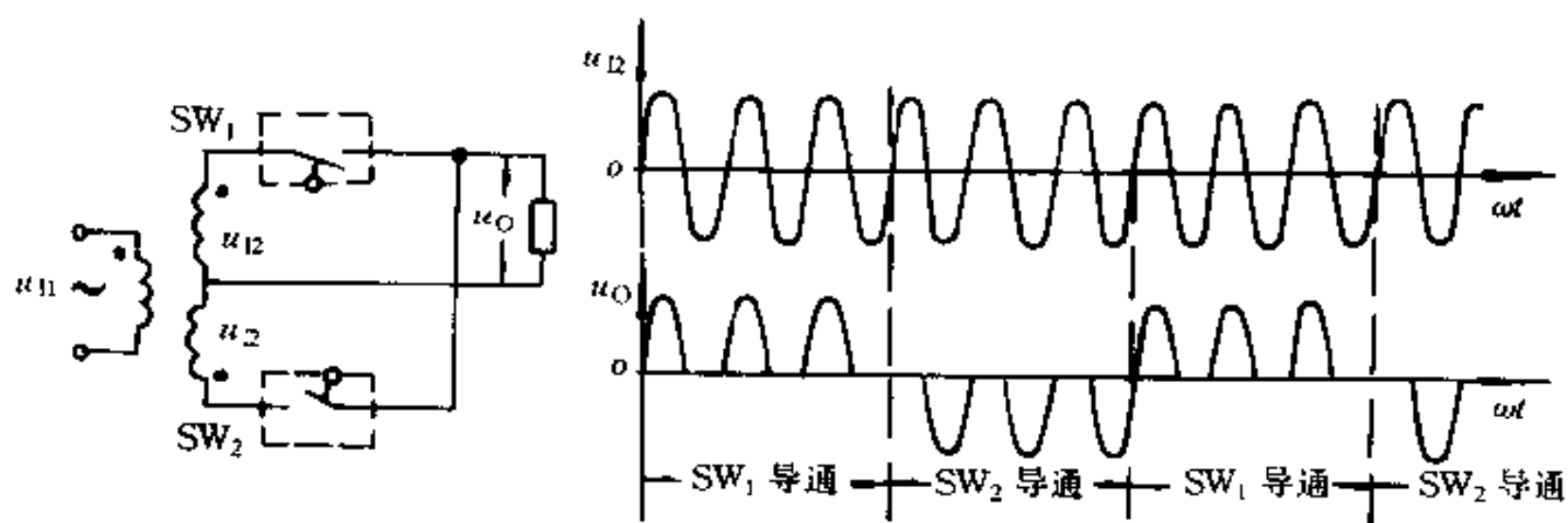


图 7.3 直接变频工作原理示意图

按照电力电子开关器件在完成对电源能量“切片”和“拼装”过程中的控制方式,直接变频可分为相控和斩控两类。而根据变频器输出的交流电能相数,又可有三相、两相和单相之分。

单相电路是基础,三相、两相则是一定方式组合的单相变频电路。因此本章将以单相变频器为主讨论相控式直接变频器的基本工作原理及控制技术,简单介绍斩控式直接变频器的基本原理和电路结构,并对直接和间接变频器的性能进行分析和比较。

7.1 相控式交流—交流变频电路

图 7.4 示出了单相相控式交流—交流变频器主电路的基本结构。可以看出,它实际上是接在同一负载上的两个反并联晶闸管相控整流器,当它们按一定周期轮流工作就可向负载提供按这种周期变换极性的交流电压。改变晶闸管触发相位,就改变了输出电压的大小(见图 7.5)。通常这种变换器输出电压周期中都包含若干个电源周期,在许多文献中又把它称作相控周波变换器(Phase-controlled Cycloconverter)。按照图 7.5 所示方法,对于整流器的每个工作周期,晶闸管触发相角 α 是相等的。如果用调制的概念来分析,这种频率变换器的输出电压就是把电源交流作为载波,由一相对低频的矩形波调制后得到的结果。载波频率与电源频率和电路结构有关。设电源频率为 f ,一个电源周期中开关换流次数为 m ,载波频率 f_c 可由下式求得:

$$f_c = m \cdot f \quad (7.1)$$

图 7.5 示出的是矩形波调制的相控周波变换器。由于调制波在工作周期中幅值不变,因此相控整流器输出平均电压不变,变频器输出电压为矩形波,它含有所有奇次谐波,对负载工作十分不利。若想获得接近正弦的输出,必须使反并联的两个相控整流器在工作区间的输出电压平均值按正弦规律变化,也就是说,应使两个整流器中晶闸管触发角 α 在输出电压周期中按一定规律连续改变。图 7.6 所示用低频

正弦波 u_m 对电源载波信号进行的调制是一种常用而有效的方法,变频器输出电压 u_o 十分接近正弦,频率即为调制波频率。显然,在一个调制周期内所包含的载波数越多,最低次谐波次

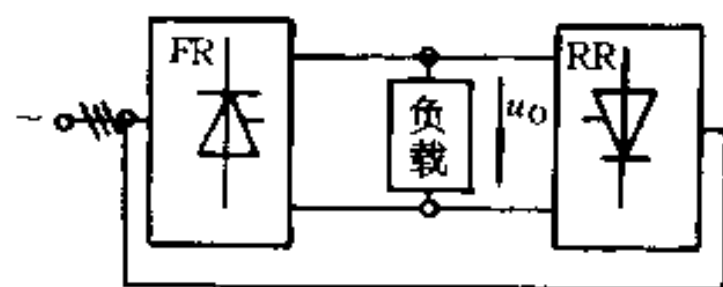


图 7.4 相控式单相交流—交流变频器主电路结构示意图

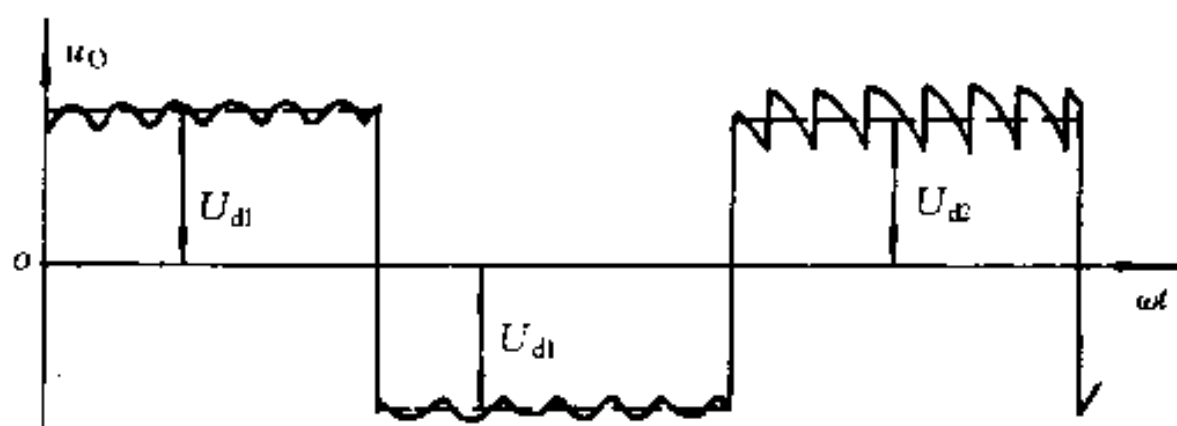


图 7.5 相控交流—交流变频输出电压

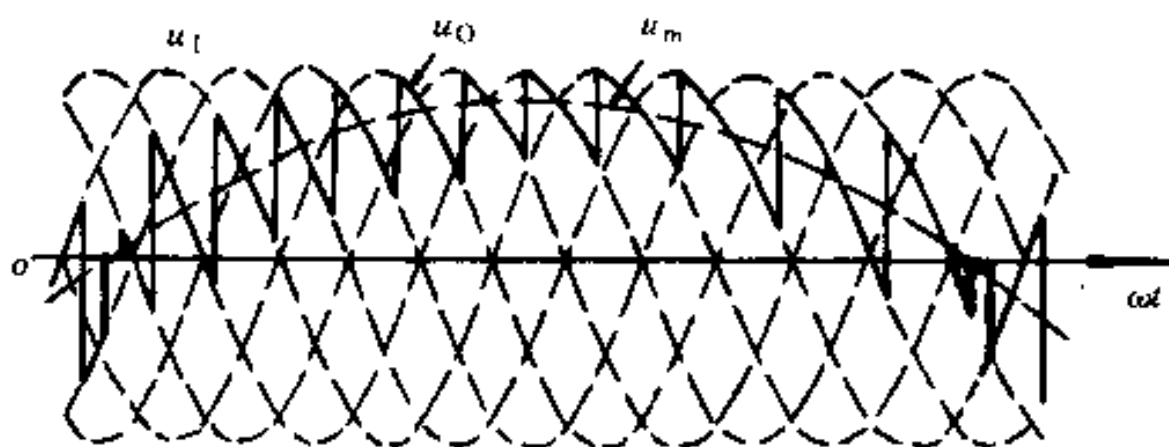


图 7.6 低频正弦对电源载波的调制过程

数越高,输出波形也越好。因此这类变频器主电路都采用三相全控桥式电路。下面将以反并联三相桥式晶闸管整流电路组成的单相正弦调制周波变换器为例,说明其基本原理和实现方法。

7.1.1 正弦调制周波变换器的工作原理

当图 7.4 所示电路采用三相全控桥式整流电路时,正弦调制周波变换器的载波电压就是六相互差 60° 的线电压。其输出端可接阻性、容性和感性负载。对大多数实际应用而言,都是感性负载,因此下面以感性负载为例来分析。

在图 7.4 所示电路中,假设负载功率因数角为 φ ,两组整流桥 FR 和 RR 互补工作,即一组工作时,另一组完全封锁,在工作区间电流连续。图 7.7 示出了在一个工作周期中的理想输出电压 u_o 和电流 i_o 的波形。可以看出,由于电压、电流不同相,周波变换器每个工作周期可分为四个区间:

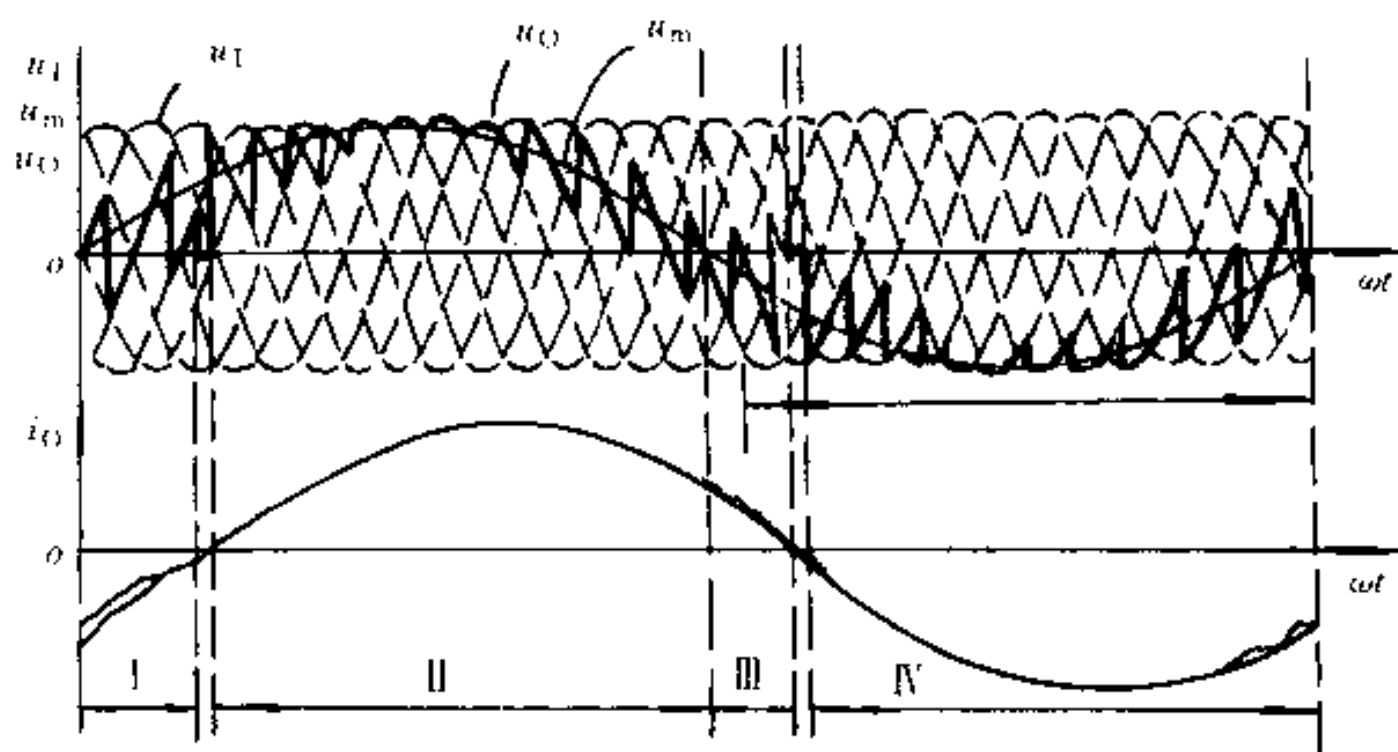


图 7.7 正弦调制单相相控周波变换器的输出波形

区间 I: 输出平均电压为正, 电流为负。由于整流器单向导电, 此区间为 RR 整流桥工作, 但 $\alpha > 90^\circ$, 即第 3 章讨论过的整流电路的逆变状态。负载电感中的贮能在这段时间内通过 RR 整流桥反馈回电网。

区间 II: 输出电压平均值为正, 电流亦为正。整流桥 RR 封锁, 换为 FR 工作。由于电压、电流同相, 整流桥工作于第 3 章讨论过的整流状态。此区间内晶闸管触发角满足 $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$, 电源通过整流桥向负载提供能量。

区间 III: 输出电压平均值的极性从正变为负, 但电流极性没有改变。因此这一区间仍为整流桥 FR 工作, 与 RR 在区间 I 中的状态一样, 晶闸管触发角 $\alpha > 90^\circ$, 负载贮能通过整流桥反馈至电网。

区间 IV: 电压极性保持为负, 而电流极性已从正变为负。因此工作整流器从 FR 换至 RR。这一区间 RR 的工作状态与 FR 在区间 II 的状态完全相同, 负载通过整流桥从电网获得能量。

可见, 为使相控周波变换器输出电压为正弦, 组成变频器的整流桥在自己的工作区间内, 各晶闸管触发相位必须按某种规律进行控制, 而且两个反并联整流桥应当在负载电流过零时

转换。

7.1.2 正弦输出周波变换器的调制方法

本节讨论为获得正弦调制输出,相控式周波变换器中晶闸管的移相控制规律。

第3章指出,在负载电流连续的条件下,相控整流输出电压平均值满足:

$$u_O = U_{O0} \cos \alpha \quad (7.2)$$

式中 U_{O0} 和 α 分别为触发角为零时的输出电压平均值和晶闸管触发相角。在周波变换器中,晶闸管前一次和后一次触发相角不同,式中 u_O 是指对应于某个 α 角的输出平均电压。

正弦调制周波变换器的期望输出电压为

$$u_O = U_{OM} \sin \omega_O t \quad (\text{V}) \quad (7.3)$$

根据式(7.2)和(7.3)可得到所需 α 角变化规律:

$$\cos \alpha = \frac{U_{OM}}{U_{O0}} \sin \omega_O t \quad (7.4)$$

式(7.4)说明,相控角 α 的余弦函数应随输出电压线性变化。

第3章已经说明,当同步信号波形选定以后,通过改变移相控制信号的大小,可以改变晶闸管的触发相角 α ,从而实现对整流输出平均电压的控制。当同步信号采用余弦函数时,由于相控角 α 与相控信号电压 u_{RE} 间满足以下关系:

$$U_{SYM} \cos \alpha = u_{RE} \quad \text{或} \quad \cos \alpha = \frac{u_{RE}}{U_{SYM}} \quad (7.5)$$

式中 U_{SYM} 为余弦同步信号幅值。将上式代入式(7.2)可得

$$u_O = \frac{U_{O0}}{U_{SYM}} \cdot u_{RE} \quad (\text{V}) \quad (7.6)$$

即输出电压平均值随相控信号线性变化。若选取 u_{RE} 为正弦函数,即

$$u_{RE} = U_{REM} \sin \omega_R t \quad (\text{V}) \quad (7.7)$$

其中 U_{REM} 、 ω_R 为相控信号幅值和角频率。将上式代入式(7.5)和(7.6)可得

$$\cos \alpha = \frac{U_{RM}}{U_{SYM}} \sin \omega_R t \quad (7.8)$$

$$u_O = \frac{U_{RM}}{U_{SYM}} \cdot U_{O0} \sin \omega_R t = U_{OM} \sin \omega_R t \quad (\text{V}) \quad (7.9)$$

令 $\omega_R = \omega_O$,比较式(7.9)和(7.3)可以看出,二者形式完全相同。由此可以得到最常用的正弦调制周波变换器的基本控制规律。这种方法通常称为余弦交点法,即控制系统采用余弦同步信号,相对同步信号频率低得多的正弦函数作为移相控制信号,主电路晶闸管触发相角的余弦函数将按低频正弦规律被调制,这样就可得到图7.7中虚线所示基本正弦的平均电压。

显然按这种规律调制的周波变换器输出频率一定低于电源输入频率,且频率越低,输出波形越接近正弦。频率上限主要受整流桥元件换流次数及输出波形畸变的限制,一般都控制在 $1/3$ 到 $1/2$ 电源输入频率以下,整流主电路选用三相全控桥。

7.1.3 周波变换器正负桥的转换控制

如前所述,由于整流电路的单相导电性,为了获得交流输出电能,周波变换器主电路必须

包含反并联的两组结构和控制方式相同的整流器。7.1.1 节分析还说明,两组整流桥的转换应在负载电流过零时进行。在正常运行时,正、反两组整流器工作状态的控制方法可分为以下三种。

1. 逻辑无环流

图 7.7 所示的周波变换输出及前面对调制规律的分析均是以这种控制方式为基础的。在这种方式下,控制系统从逻辑上严格保证了反并联的两组整流桥在任何时刻只有一组工作,这是采用对两组整流桥中晶闸管触发脉冲信号的逻辑控制完成的。当正半周电流输出时,开放 FR 整流桥的触发控制信号,封锁 RR 整流桥的全部门极控制信号。电流过零后,封锁 FR 整流桥门控信号,开放 RR 整流桥的门控信号。为确保两组整流桥不能同时导通,电流过零换向时必须留有换流死区,从而造成了输出电压、电流波形畸变,且输出频率越高,死区影响越大。因此逻辑无环流控制的周波变换器应在保证不出现环流的情况下,尽可能减小电流过零的死区时间。

此外,当负载电流减小使电流断续时,会造成转换控制逻辑误动作,影响变换器正常工作。因此这种控制方式通常都用在负载有大电感平波的系统。

2. 有环流控制

这种方式控制的周波变换器在正常运行时两组整流桥中编号相同的晶闸管门极同时施加控制信号,但始终保持正反两组整流桥触发相角 $\alpha_F + \alpha_R = 180^\circ$,即一组以整流方式工作输出能量,另一组在逆变待机状态下运行,不对负载提供能量。采用这种触发方式,必然会使两组桥输出端电压瞬时值不等,造成桥间环流,因此,必须如图 7.8 电路所示的那样,串联桥间电抗器 L_B 来限制环流。这种方式下,由移相控制信号极性来改变两组整流桥的工作状态,一组自整流变为待逆变状态,另一组则由待逆变为整流状态,不设电流过零死区,因此输出波形较好。但环流限制电抗器增加了装置体积和成本,且变压器副边一般应使用双绕组,装置效率也略有降低。目前使用较多的还是逻辑无环流控制。

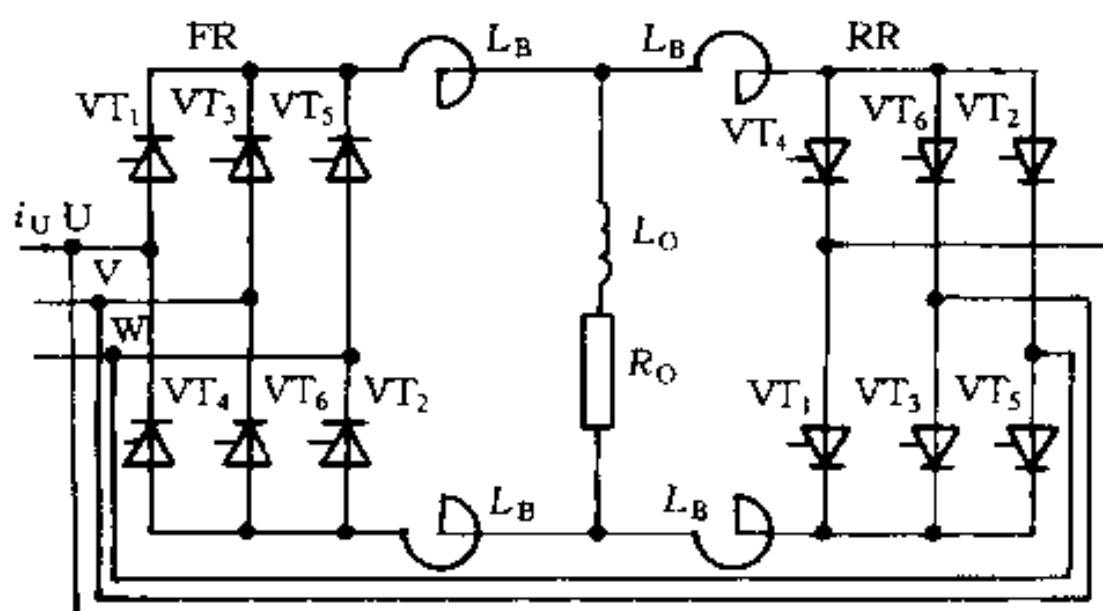


图 7.8 有环流周波变换器主电路示意图

3. 错位无环流

不加限流电抗,也不设电流过零死区,输出波形好。但控制比较复杂,在此不加分析。

7.1.4 正弦调制周波变换器输入、输出性能

1. 电流谐波及输入功率因数

由于单相正弦调制周波变换器本质上是反并联可控整流器,其输入电流波形与可控整流相似,但是幅值和相位已按正弦调制,所包含的谐波频率为

$$f_{1n} = |(mk \pm 1)f_s \pm 2lf_o| \pm |f_s \pm lf_o| \quad (7.10)$$

其中, m 为整流电路每个电源周期中的换流元件数,亦即脉波数。对三相桥式电路而言, $m = 6$; $k = 1, 2, \dots$; $l = 0, 1, 2, \dots$ 。 f_s 、 f_o 分别为电源和输出频率。

与可控整流电路相比,各次谐波幅值减小,但增加了 $\pm 2lf_0$ 的旁频。这是因为输出电流按 f_0 频率变化,正负半周分别由正反两组整流器提供。但对电源侧来说,无论正组还是反组整流器工作,输入电流变化是一样的,它与输出电流极性无关。

由于输出电压、电流波形是通过相控方式获得的,变频器输入端必须提供滞后的无功电流,即使纯电阻负载,调制比为1,由于晶闸管触发相角 α 被正弦调制,周期性地从零到电路允许的最大值变化,输入端也要提供相应的滞后无功电流。无功电流随调制比的增大或负载功率因数的降低而增加。除了由于相控引起的无功外,谐波的存在,特别是当负载电流断续时,因式(7.4)~(7.9)不成立,波形的畸变将导致输入无功进一步增加。因此功率因数低是相控周波变换器的一大缺点。

2. 输出电压谐波

相控周波变换器的输出电压谐波十分复杂,它不仅与电源频率 f_s 和整流电路脉波数 m 有关,而且与输出频率 f_0 有关,即

$$f_{0n} = mkf_s \pm (N - 1)f_0 \quad (7.11)$$

式中: $k=1,2,\dots$;

$$N = \begin{cases} 1, 3, 5, \dots & (\text{当 } mk \text{ 为奇数}) \\ 2, 4, 6, \dots & (\text{当 } mk \text{ 为偶数}) \end{cases}$$

在使用三相全控桥电路时, $m=6$,输出电压中含有的主要谐波次数频率为

$$6f_s \pm f_0, 6f_s \pm 3f_0, 6f_s \pm 5f_0, \dots$$

$$12f_s \pm f_0, 12f_s \pm 3f_0, 12f_s \pm 5f_0, \dots$$

采用无环流控制时,由于换向死区的影响,输出电压中还将附加其它较低次谐波。

7.1.5 三相正弦调制周波变换器

在大功率交流电动机变频调速系统中常采用周波变换器供电,此时必须使用三相正弦调制周波变换器。三相周波变换器实际上是由三组输出相位差 120° 的单相周波变换器组成的。由式(7.9)不难看出,只要使三组结构和控制方式完全相同的单相周波变换器的移相控制信号互差 120° 即可得到这样的输出电压。

就主电路与电网和负载联结方式来说,三相相控周波变换器有两种常见的结构。

1. 公共交流母线进线方式

这种形式的三相周波变换器主电路结构图示于图7.9中。它是把三组相互独立、输出电压相位互差 120° 的单相周波变换器输入端经电抗器接于同一交流母线上。这种变换器的负载端三相必须相互隔离。若负载为三相交流电动机,三个定子绕组各自的两个端子应分别接到一相变换

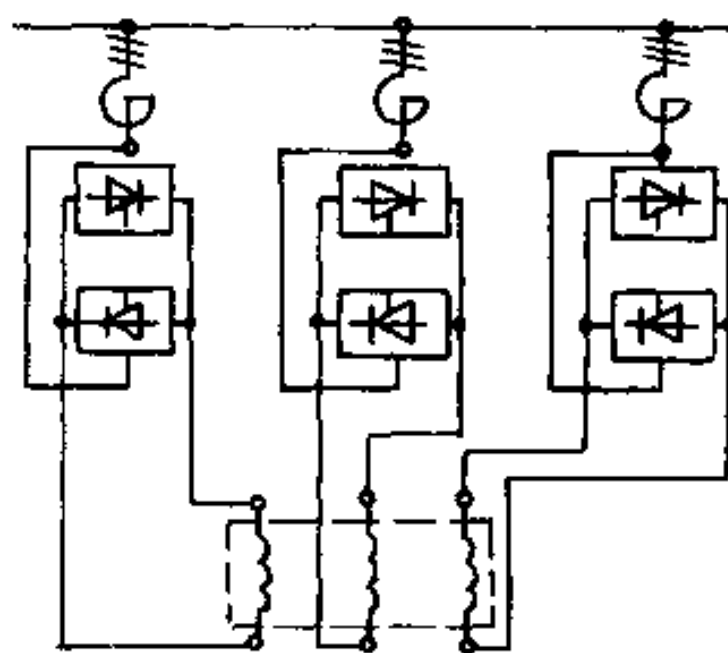


图 7.9 公共交流母线式三相周波变换器示意图

器的输出端。

2. 输出星形联接方式

当三相负载必须为星形联接时,三相周波变换器主电路与交流电源和负载的联接形式如图 7.10 所示。三相变频器和三相负载都接成星形,但各自的中点并不接在一起。由于三相变频器输出端有公共点,它们的输入端必须通过变压器隔离。另一方面,因三相负载都只有一端与变频器的一个输出端相连,当变换器采用三相全控桥电路时,要使负载端形成回路,任何时刻的不同输出相中必须有一组整流桥工作,即这两组桥中的四个晶闸管应同时导通。但各组变频器相控信号互差 120° ,每组中的晶闸管即使在电路结构上位置相同,其门极触发信号相位也不同。为保证不同相中的两组整流桥内四个元件同时导通,门极触发脉冲应有足够的宽度。在这种情况下,为简化控制电路,可采用宽度大于 60° 的门极脉冲。

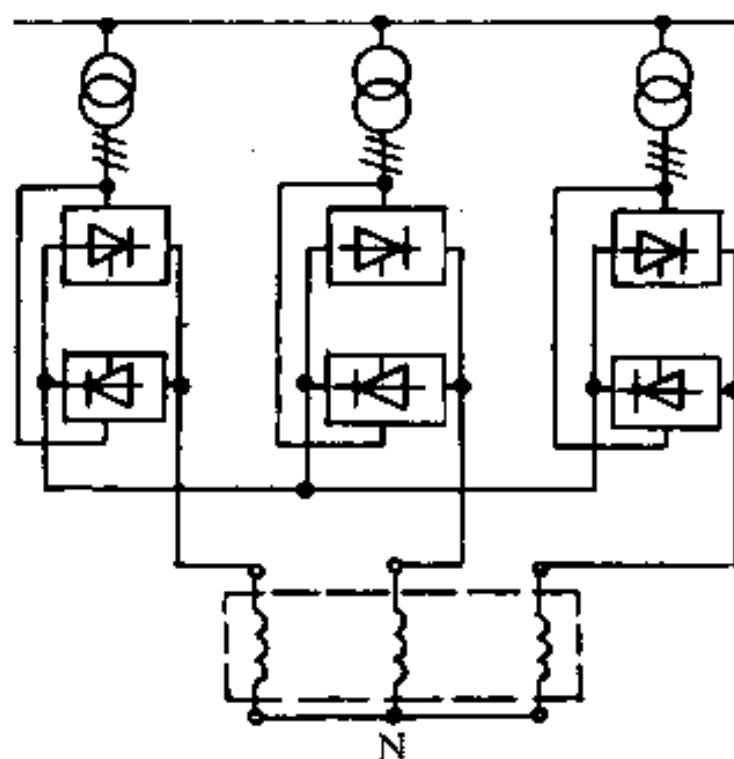


图 7.10 星形联接的三相周波变换器示意图

三相周波变换器输出频率范围及输出电压谐波和单相周波变换器相同。但从电源输入端看,其输入电流波形及功率因数都不同。

以电源 U 相输入为例。如前所述,在单相周波变换器情况下,输入电流在输出电流的正负半周波形相同,且由于输出电流为正弦,输入电流以 $2f_0$ 频率脉动,如图 7.11(a) 所示,输入电流中含有 $2f_0$ 的谐波。在三相变换器情况下, U 相的总输入电流是由三个相位差 120° 的单相变换器中 U 相输入电流叠

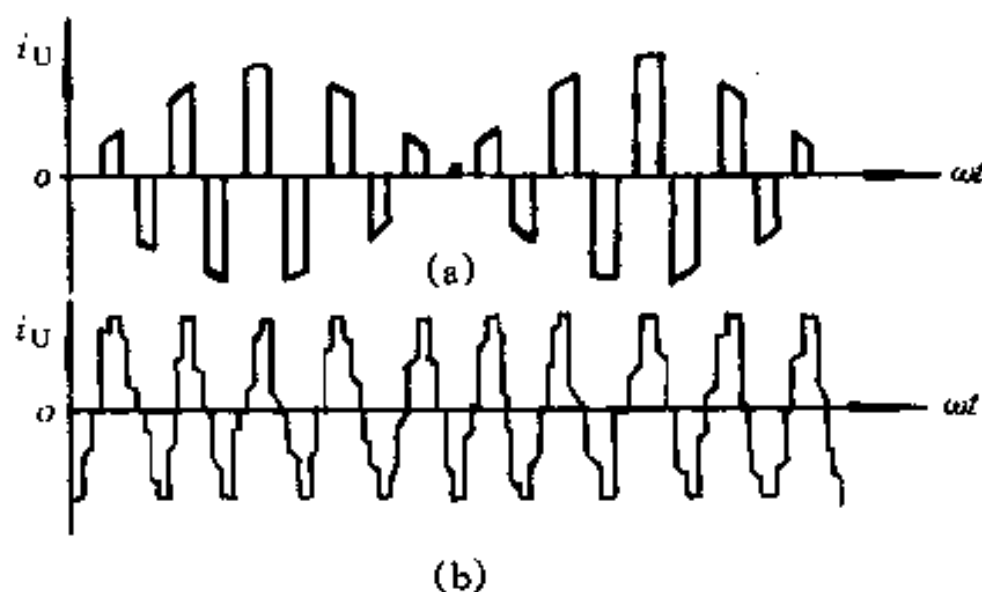


图 7.11 周波变换器的输入电流波形

加而成的,变成图 7.11(b) 所示波形。谐波分析表明,在单相情况下存在的某些谐波分量,如 $f_s \pm 2f_0$ 被抵消,总的谐波分量减小,输入电流波形不再有 $2f_0$ 频率的脉动。其主要谐波频率为

$$f_{1n} = |(mk \pm 1)f_s \pm 6lf_0| \pm |f_s \pm 6lf_0|$$

式中各变量定义同前。

三相周波变换器功率因数由下式确定:

$$PF = \frac{P_\Sigma}{S_\Sigma} \quad (7.12)$$

式中, P_Σ 为三组单相周波变换器有功功率之和,可由输出电压、电流及负载功率因数求得。 S_Σ 则为三相视在功率之和。 S_Σ 不是三组单相周波变换器的视在功率的简单求和,而应

根据电源输入端实际电压和电流有效值求得。由于三相输出时电流谐波减少,无功电流减小,因此 S_{Σ} 小于三组单相变频器视在功率之和,三相变频器总输入功率因数高于单相变频器输入功率因数。

7.2 斩控式交流—交流变频器

相控周波变换器使用晶闸管作功率开关器件,在正弦调制情况下,具有功率大,输出电压平均值为正弦,采用自然换流,电路运行可靠性较高等优点。但其上限频率不能超过 $1/2$ 电源频率,功率因数低,大功率运行时对电网影响较大,输出电压中含有较多较低频率的谐波,不易滤除。另一方面,输入电流非正弦(见图 7.11),通常也不连续,对电网造成严重污染。这些缺陷大大限制了它的应用。随着全控型功率开关器件性能及微机控制技术和在线运算速度的提高,一种新型的斩控式交流—交流变频技术已开始受到越来越多的关注。与相控式直接变频相比,斩控变频是一种采用强迫换流的高频开关来实现频率变换的电路。正确选择开关运行的调制方法,可以得到期望的正弦输入电流和输出电压,输入功率因数可以独立于负载参数进行控制,输入电流和输出电压中最低次谐波含量的频率在开关频率附近。因此当开关频率很高时,只需很小的滤波元件即可获得接近理想的正弦输入电流和输出电压,输出电压频率可以从零到高于电源频率的范围内变化。本节将讨论这种变频技术的基本原理及其实现方法。

7.2.1 斩控式直接变频的物理基础

众所周知,对于一个三相星形对称输出的系统而言,任何时刻,中点电压都为零。但是当三相电压不对称时,在中点将得到一个幅值和相位都与三相输入电压不同的另一个电压。改变三相电压幅值的比例,中点电压幅值与相位将随之改变,如图 7.12 所示。因此,若能连续周期地改变三相电压间的比例关系,就可以得到另一个电压相量,其旋转角频率不同于输入电压相量角频率,二者有一个偏差,偏差的大小取决于三相输入电压间比例关系变化的频率。

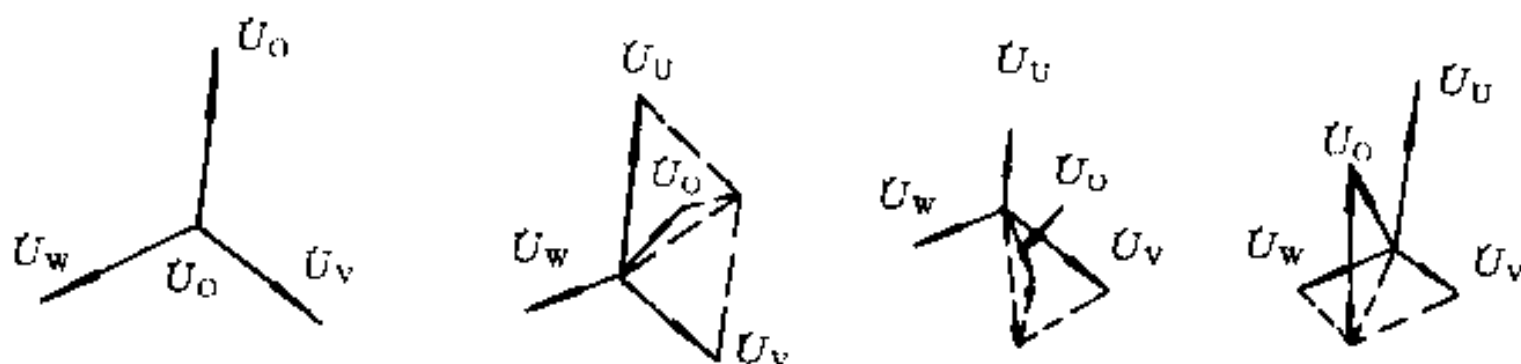


图 7.12 改变三相交流电压幅值比例获得一个新的电压相量

实际电源系统中,要通过模拟的方法来获得比例关系可周期性连续改变的三相幅值不等的电源电压,并把它们直接叠加是不可能的;但通过高频运行的电力电子开关器件却能方便地实现。

由第 4 章中对斩控交流调压器的讨论可知,当开关频率足够高时,斩控式交流调压器输出电压为

$$u_o = \rho u_s = \frac{t_{on}}{T_c} u_s \quad (7.13)$$

式中: u_O 、 u_S 分别为输出、输入电压瞬时值; $\rho = t_{on}/T_C$ 为交流开关工作占空比; T_C 为斩波周期; t_{on} 为一个斩波周期中开关的导通时间。因此, 采用斩控式交流调压的方式, 可以通过控制开关导通占空比的方法来方便地获得三相幅值不同的交流电压。图 7.13 示出了斩控式三相—单相交流—交流变频器的主电路结构图。输出电压为

$$\begin{aligned}\dot{U}_O &= \dot{U}'_U + \dot{U}'_V + \dot{U}'_W \\ &= \rho_1 \dot{U}_U + \rho_2 \dot{U}_V + \rho_3 \dot{U}_W \quad (7.14)\end{aligned}$$

图中 SW_1 、 SW_2 、 SW_3 代表任何由全控功率开关器件组成的单相双向开关, 以完全相同的开关频率运行。 ρ_1 、 ρ_2 、 ρ_3 分别为一个开关周期中 SW_1 、 SW_2 、 SW_3 的导通占控比

$$\rho_1 = \frac{t_{on1}}{T_C}, \quad \rho_2 = \frac{t_{on2}}{T_C}, \quad \rho_3 = \frac{t_{on3}}{T_C} \quad (7.15)$$

由图 7.13 可以看出, 为了防止电源短路, 任何时刻只允许一相开关接通; 而为了避免负载断流, 任何时刻又必须有一相开关导通。因此, 三相开关导通时间应满足

$$t_{on1} + t_{on2} + t_{on3} = T_C \quad (7.16)$$

代入式(7.15)可得

$$\rho_1 + \rho_2 + \rho_3 = 1 \quad (7.17)$$

这样, 在满足式(7.16)和式(7.17)的条件下, 按照一定的规律周期性地连续调制各相开关导通时间(即占空比), 即可得到期望的输出电压相量。

在实际应用中, 斩控式交流—交流变频器基本采用三相输入、三相输出, 其主电路拓扑示于图 7.14, 各开关仍然代表全控功率开关器件构成的双向开关。它们组成 3×3 阶的开关矩阵, 矩阵的行为三相输入, 列为三相输出, 每个开关元件即为矩阵中的一个元素。因此这种变频器又称作矩阵变换器(Matrix Converter)。矩阵变换器输入输出关系可表示成

$$\begin{aligned}U_O(t) &= \rho(t) U_{IN}(t) \\ I_{IN}(t) &= \rho(t)^T I_O(t)\end{aligned} \quad (7.18)$$

其中 $U_O(t)$ 、 $I_O(t)$ 和 $U_{IN}(t)$ 、 $I_{IN}(t)$ 分别为输出、输入电压、电流向量。 $\rho(t)$ 为各开关元素导通占空比矩阵或称作开关导通时间的调制矩阵。在已知输入电压、输出负载电流的条件下, 通过适当的调制矩阵函数形式, 可得到期望的输入电流和输出电压函数。

下面分析矩阵变换器的开关调制规律。

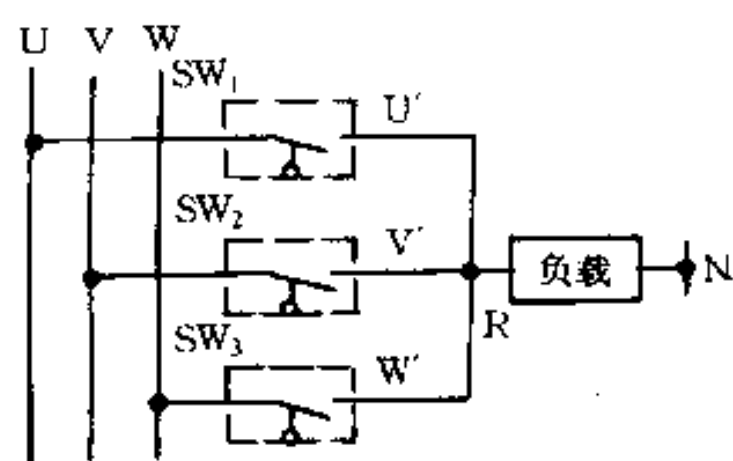


图 7.13 斩控三相—单相交流—交流变频器原理图

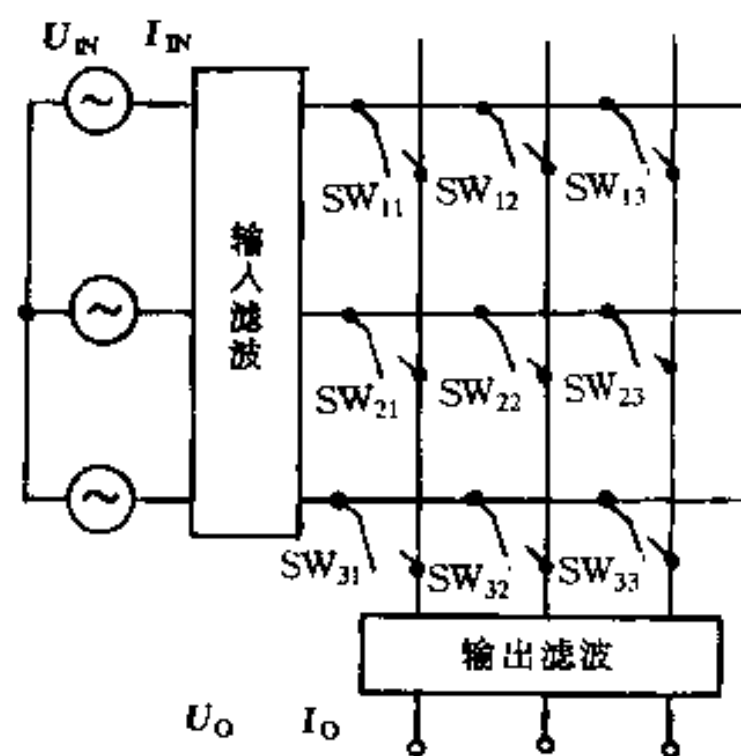


图 7.14 矩阵变换器主电路拓扑结构

7.2.2 三相斩控式交流—交流变频器开关矩阵调制规律

对一个实际系统来说,矩阵变换器的输入电压向量 $U_{IN}(t)$ 和负载电流向量 $I_O(t)$ 通常为已知,且有

$$U_{IN}(t) = \begin{bmatrix} U_{INM} \cos \omega_{IN} t \\ U_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} = [U_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{2(i-1)}{3}\pi)] \quad (7.19)$$

$$I_O(t) = \begin{bmatrix} I_{OM} \cos(\omega_O t - \varphi_O) \\ I_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_O) \\ I_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_O) \end{bmatrix} = [I_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{2(j-1)}{3}\pi - \varphi_O)] \quad (7.20)$$

系统输入电流及输出电压向量期望值为

$$I_{IN}(t) = \begin{bmatrix} I_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \varphi_{IN}) \\ I_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_{IN}) \\ I_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_{IN}) \end{bmatrix} = [I_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{2(i-1)}{3}\pi - \varphi_{IN})] \quad (7.21)$$

$$U_O(t) = \begin{bmatrix} U_{OM} \cos(\omega_O t - \varphi_O) \\ U_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_O) \\ U_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_O) \end{bmatrix} = U_{OM} \cos[\omega_O t - \frac{2(j-1)}{3}\pi] \quad (7.22)$$

式中 $i=1,2,3, j=1,2,3$ 分别为开关矩阵行数及列数,也是输入和输出的相数; U_{INM} 、 I_{INM} 、 ω_{IN} 为输入电压、电流幅值及角频率; U_{OM} 、 I_{OM} 、 ω_O 则为输出电压、电流幅值及角频率; φ_{IN} 、 φ_O 为输入电压、电流和负载电压、电流间相位差。

将式(7.19)~(7.22)代入式(7.18)可得

$$[U_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{2j-1}{3}\pi)] = \rho_{ij}(t) [U_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{2i-1}{3}\pi)] \quad (7.23)$$

$$[I_{INM} \cos(\omega_{IN} t - \frac{2(i-1)}{3}\pi - \varphi_{IN})] = \rho_{ij}(t)^T [I_{OM} \cos(\omega_O t - \frac{2(j-1)}{3}\pi - \varphi_O)] \quad (7.24)$$

式中, ρ_{ij} 是开关矩阵中第 i 行 j 列开关元素 SW_{ij} 的调制函数,也是调制矩阵 $\rho(t)$ 中第 i 行 j 列元素。对于图 7.13 所示开关矩阵,其调制矩阵 $\rho(t)$ 一定是 3×3 方阵:

$$\rho(t) = \begin{bmatrix} \rho_{11}(t) & \rho_{12}(t) & \rho_{13}(t) \\ \rho_{21}(t) & \rho_{22}(t) & \rho_{23}(t) \\ \rho_{31}(t) & \rho_{32}(t) & \rho_{33}(t) \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

显然,要通过式(7.23)、(7.24)所示方程组求解满足式(7.19)~(7.22)各条件的调制矩阵表达式将十分困难。但对式(7.23)、(7.24)以及电路工作的实际物理过程分析不难看出:

① $\rho_{ij}(t)$ 应该具有正弦函数的形式,且角频率应为 $\omega_O \pm \omega_{IN}$;

② 为保证任何时刻不出现电源短路,一个开关周期中任何时刻同一列开关器件中只能有一个导通,而为保证负载电流连续,在一个斩波周期中,任一时刻,同一列开关元件中又必须有一个导通,即:

$$\sum_{i=1}^3 t_{onij} = T_C \quad \text{或} \quad \sum_{i=1}^3 \rho_{ij} = 1, \quad j = 1, 2, 3 \quad (7.26)$$

实际系统中的三相输入、输出电压和电流相量均线性相关。在以上的约束条件下,式(7.23)和(7.24)给出的电压、电流方程组中各只有一个独立。解其中任何一个得到对应的行或列元素,就可写出其余行或列元素。对于矩阵变换器,期望输入电压、电流间相角 φ_{IN} 可以独立于负载 φ_O 任意调节,因此可用第一个电流方程求解第一列元素 $\rho_{i1}(t)$

$$I_{INM} \cos(\omega_{IN}t - \varphi_{IN}) = \sum_{i=1}^3 \rho_{i1}(t) I_{OM} [\cos(\omega_O t - \frac{2(i-1)}{3}\pi - \varphi_O)] \quad (7.27)$$

按前述约束条件,不难看出, $\rho_{i1}(t)$ 的一种可能的形式应为

$$\rho_{i1}(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + \rho_m \cos \omega_m t \\ 1 + \rho_m \cos(\omega_m t \pm \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + \rho_m \cos(\omega_m t \pm \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \{ 1 + \rho_m \cos[\omega_m t \pm \frac{2(i-1)}{3}\pi] \} \quad i = 1, 2, 3 \quad (7.28)$$

代入式(7.27)可得:

$$I_{INM} \cos(\omega_{IN}t - \varphi_{IN}) = \frac{\rho_m}{2} I_{OM} \cos[(\omega_{IN} \pm \omega_O) \mp \varphi_O] \quad (7.29)$$

式中, $\omega_m = \omega_{IN} \pm \omega_O$, 定义为调制函数角频率; $\rho_m = U_O/U_{IN}$, 为输入输出电压传输率。式(7.29)右边加减符号与式(7.28)中相位符号对应。由这两式可以看出,改变调制函数相序,输入电流可以超前或滞后输入电压,相位差仅取决于负载相角 φ_O 。矩阵变换器的这种性质使它有可能通过改变调制函数在 $\pm \varphi_O$ 之间任意调节输入电压、电流相位差。为此,可将式(7.28)右边分成正、反相序两部分:

$$\rho_{i1}(t) = \frac{\alpha_1}{3} \{ 1 + \rho_m \cos[\omega_{m1}t + \frac{2(i-1)}{3}\pi] \} + \frac{\alpha_2}{3} \{ 1 + \rho_m \cos[\omega_{m2}t - \frac{2(i-1)}{3}\pi] \} \quad i = 1, 2, 3 \quad (7.30)$$

其中: $\omega_{m1} = \omega_{IN} - \omega_O$, $\omega_{m2} = \omega_{IN} + \omega_O$ 。将式(7.30)代回式(7.27)经推导后可得:

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} (1 + \tan \varphi_{IN} \cdot \operatorname{ctg} \varphi_O), \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (7.31)$$

$$\rho_m = I_{INM} \cos \varphi_{IN} / (I_{OM} \cos \varphi_O) \quad (7.32)$$

按照期望的 φ_{IN} 值和已知的 φ_O 值,根据式(7.31)可求得对应的 α_1 、 α_2 ,再代入式(7.30)作为调制函数系数,就可以实现对输入电压、电流相位差的控制。

按前述约束条件,调制矩阵各元素可一般化地写成:

$$\rho_{ij}(t) = \frac{\alpha_1}{3} \{ 1 + \rho_m \cos[\omega_{m1}t + \frac{2(i-1)}{3}\pi - \frac{2(j-1)}{3}\pi] \} + \frac{\alpha_2}{3} \{ 1 + \rho_m \cos[\omega_{m2}t - \frac{2(i-1)}{3}\pi - \frac{2(j-1)}{3}\pi] \}$$

$$+ \frac{\alpha_2}{3} \left\{ 1 + \rho_m \cos \left[\omega_{m2} t - \frac{2(i-1)}{3} \pi - \frac{2(j-1)}{3} \pi \right] \right\} \quad (7.33)$$

式中: $i=1,2,3$; $j=1,2,3$

由式(7.33)给出的函数形式仅是矩阵变换器开关矩阵调制函数形式中的一种。数学上,同时满足式(7.23)、(7.24)的 $\rho(t)$ 矩阵函数形式可有若干解。从电压传输率角度看,式(7.33)不是最佳形式。容易证明,利用式(7.33)的调制函数,矩阵变换器电压传输率最大为 $1/2$ 。最佳函数形式求解过程相当复杂,本书不作讨论。

7.2.3 斩控式交流—交流变频器的物理实现

斩控式交流—交流变频器本质上是通过对输入电压的幅度调制和对功率开关导通时间的脉宽调制来实现频率变换的。实际系统从主电路到控制电路与传统变频电路都有相当的不同。下面分述主电路及控制电路的基本结构及工作过程。

1. 斩控式交流—交流变频器开关矩阵物理电路

图 7.15 示出了实际斩控式交流—交流变频器主电路开关接线图。

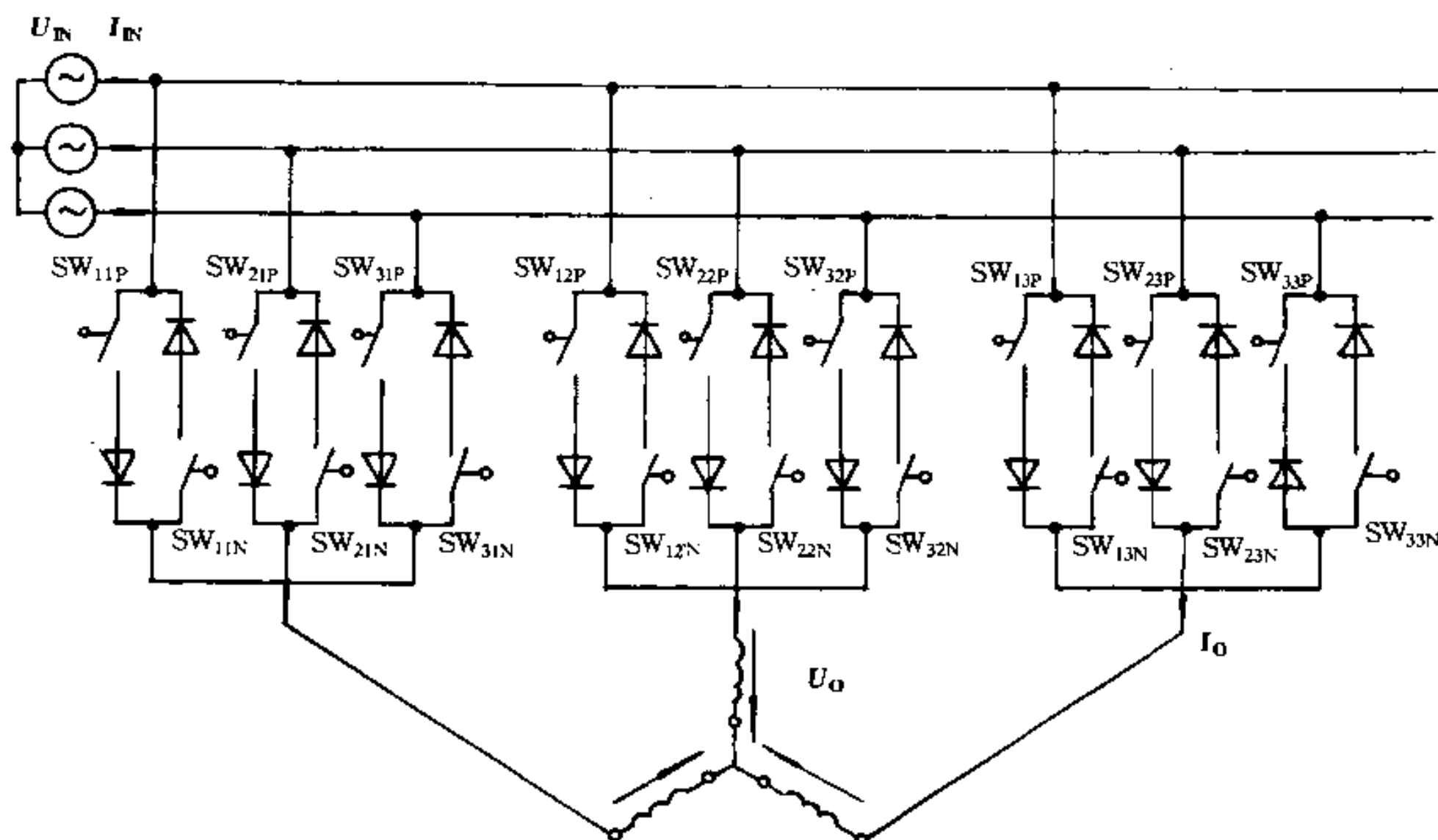


图 7.15 斩控式交流—交流变频器主电路原理图

图中 9 个交流开关分成三组,每组对应一个输出相。每个输出相都包含三个交流开关,开关的输入端分别接在三相电源母线上,输出端连在一起接到负载的一个端子,负载接成星形,图中各开关下标与它们在图 7.13 开关矩阵中的位置对应。每个开关由两个反并联单向全控开关组成,下标带有 P 的开关流过负载电流正半周,下标带 N 的开关流过负载电流负半周。下面通过第一输出相来说明电路的工作过程。

设开关工作频率为 f_c ,通常称作载波频率(Carrier Frequency),则开关工作斩波周期 $T_c = 1/f_c$ 。由于每一个开关周期中只有一个且必须有一个开关导通,对于第一输出相,意味着

SW_{11} 、 SW_{21} 和 SW_{31} 在每个开关周期中应轮流导通一次,各开关导通时间为

$$t_{on1} = \rho_{11}(t) \cdot T_C, \quad t_{on2} = \rho_{21}(t) \cdot T_C, \quad t_{on3} = \rho_{31}(t) \cdot T_C \quad (7.34)$$

在给定调制比 $\rho_m (\leq \frac{1}{2})$ 和输出频率后,将式(7.33)代入式(7.34)就可求出不同斩波周期中每个开关的导通时间。因此第一输出相的电压波形应为

$$u_{O1} = \begin{cases} u_{IN1} & SW_{11P} \text{ 或 } SW_{11N} \text{ 导通} \\ u_{IN2} & SW_{21P} \text{ 或 } SW_{21N} \text{ 导通} \\ u_{IN3} & SW_{31P} \text{ 或 } SW_{31N} \text{ 导通} \end{cases} \quad (7.35)$$

图 7.16 示出了其中某几个连续斩波周期的波形示意图。可以看出,输出电压波形是离散的,每一个斩波周期都含有三个输入电压的片段,每相邻两个斩波周期内所含三个输入电压片段都不相等,因此,据式(7.23),每个斩波周期内输出平均电压也是变化的,且变化规律为正弦,角频率为 ω_O 。

由式(7.34)可算出组成每一输出相的三个交流开关在同一斩波周期中的导通时间,分别控制它们的通断,就可获得三相输出。

2. 控制系统结构

由上节对斩控交流—交流变频器主电路开关矩阵调制函数的分析可知,各主电路开关器件的导通时间,必须在每个开关周期中通过式(7.33)和(7.34)进行实时运算。完成这样的运算若用传统的硬件模拟方式是很难实现的。随着微机控制技术发展及处理器运算速度的提高,完成这种运算是完全可能的。图 7.17 示出了三相—三相斩控式交流—交流变频器控制系统的最基本结构组成。其中运算部分是一个微处理器或单片机,它完成每一个斩波周期中各开关器件导通时间的实时运算,并把所得结果转换成脉冲信号输出到脉冲分配逻辑电路。如前所述,每个交流开关都由两个反并联的单向开关 SW_{ijP} 和 SW_{ijN} 组成,它们分别在负载电流的正、负半周中导通。由运算部分输出的脉冲信号进入脉冲分配电路后,将由负载电流的反馈信号进行逻辑

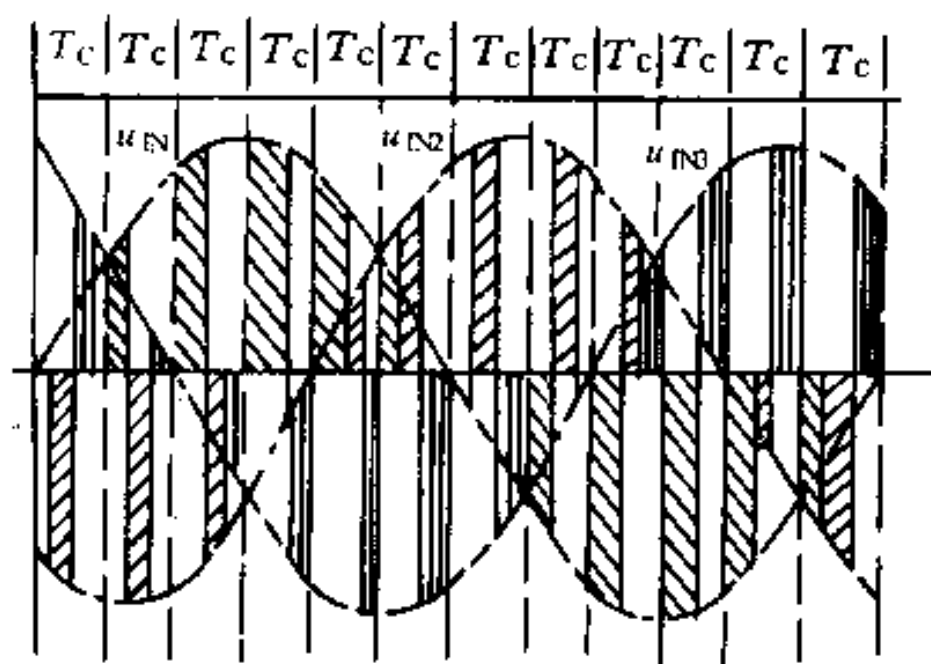


图 7.16 斩控交流—交流变频器输出电压波形示意图

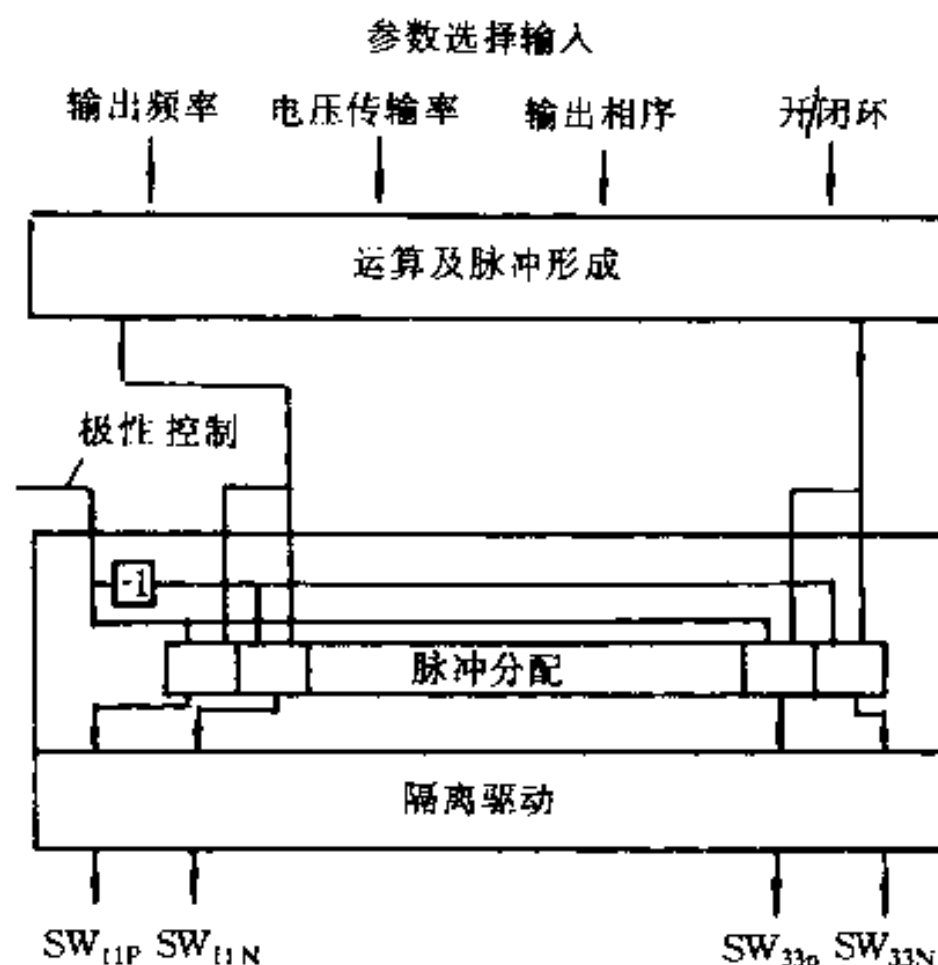


图 7.17 斩控交流—交流变频器控制系统结构示意图

选择。脉冲分配电路的输出信号经隔离与驱动后输出到对应的开关器件控制门极。

需要指出的是,为了提高变换精度,减小输入、输出滤波环节元件的体积,希望开关频率(载波频率)高,即 T_c 越小越好。但 T_c 小,运算部分要在非常短的时间内按照式(7.33)实时地算出九个开关的导通时间实际上是不可能的。因此通常都是把余弦函数表存在内存 ROM 之中,按照给定的 ρ_m 、 φ_{IN} 、 ω_O 等参数,通过查表来计算。此外 T_c 还受到微处理器本身处理速度、开关器件开关速度及开关损耗的限制。在选择斩波频率时必须按实际情况考虑。

7.2.4 斩控式交流—交流变频器的输入、输出性能

1. 输入电流波形与输入功率因数

由图 7.14 所示的工作过程分析可知,三相输出的斩控式交流—交流变频器每个输入相电流是由三个输出相电流片段组成的。用式(7.33)给出的规律调制,连续负载电流被“切片”拼装在输入端,且每个斩波周期都含有三个互差 120° 的输出电流片段。因此若无输入滤波,输入电流也是离散的。以第一相输入为例,电流波形为

$$i_{IN}(t) = \begin{cases} i_{O1} & \text{SW}_{11P} \text{ 或 } \text{SW}_{11N} \text{ 导通} \\ i_{O2} & \text{SW}_{12P} \text{ 或 } \text{SW}_{12N} \text{ 导通} \\ i_{O3} & \text{SW}_{13P} \text{ 或 } \text{SW}_{13N} \text{ 导通} \end{cases} \quad (7.36)$$

由于不同斩波周期中各开关导通时间比例及输出电流大小不同,由式(7.28)得到的输入电流的大小也不同,其变化规律是角频率为 ω_{IN} 的正弦。对波形的谐波分析结果示于图 7.18。可以看出,除频率为 f_{IN} 的基波外,还含有其它谐波,各谐波以载波频率 f_c 的整数倍为中心分布,侧频是 $\pm f_c$ 的整数倍,且随倍数的增加很快衰减。因此,只要 f_c 远大于 f_{IN} ,就可以使电流基波频率远离最低次谐波频率,为输入滤波器设计带来很多方便。

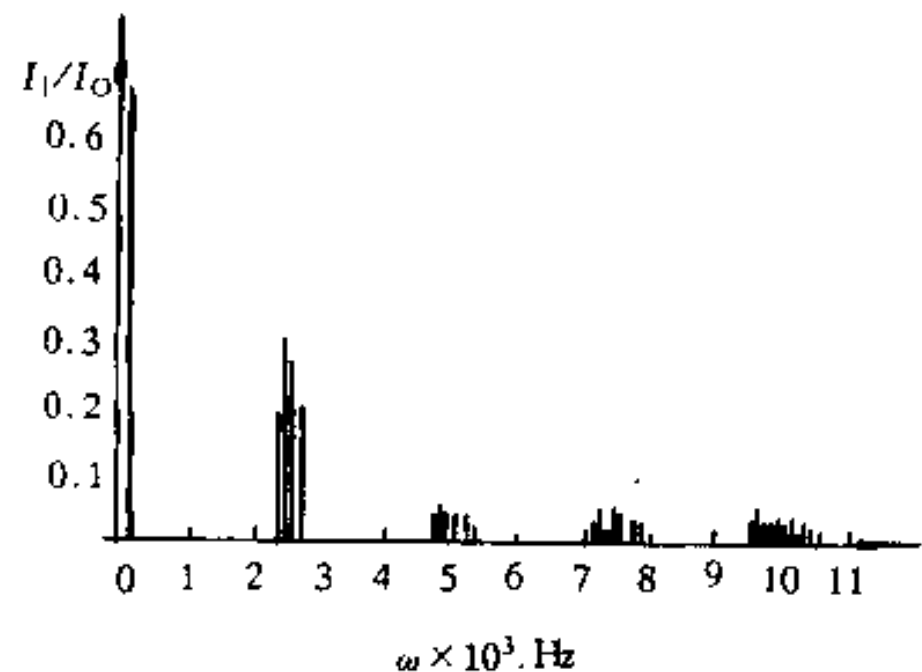


图 7.18 矩阵变换器输入电流频谱

对开关矩阵的调制函数分析可知,矩阵变换器的输入电压、电流相差 φ_{IN} 是可控的。

若加有输入滤波器,输入电流可认为是与输入电压同频率的正弦, φ_{IN} 即为功率因数角。它可以通过改变式(7.33)中 α_1 、 α_2 间的比例关系在 $\pm \varphi_O$ 间调节。极端情况下,若 $\alpha_1 = 1$, 据式(7.25)可得 $\varphi_{IN} = \varphi_O$, 而取 $\alpha_2 = 1$, 可得 $\varphi_{IN} = -\varphi_O$, 即可将滞后的负载功率因数变为超前输入功率因数,这在许多实际应用场合下,对电网是有利的。

2. 输出电压谐波

对式(7.35)和图 7.14 给出的输出电压进行谐波分析,得到的频谱分布图示于图 7.19。它类似于输入电流频谱。基波为 f_O , 其它谐波仍以 f_c 的整数倍为中心分布,侧频为 $\pm f_{IN}$ 整数倍,随倍数增加而衰减。由于实际应用中斩波频率 f_c 总是选在输入、输出频率的 10~20 倍以上,所以只要不大的滤波元件就可得到较理想的正弦输出。当负载为电感时,不外加任何滤波

元件,就可获得近似理想的正弦负载电流。

综上所述,矩阵变换器作为三相—三相交流—交流变频器,其输入、输出特性比起相控周波变换器有很多的优点,电网侧功能指示高,能获得正弦输入电流和可独立控制的功率因数。负载侧输出频率可以在零到高于电源电压频率一倍(理论上可以更高)范围内连续调节。在输入指令控制下,不增加任何外部设备即可使输出电压改变相序。因此对于交流电动机变频调速系统而言,是一种十分理想的电源设备。其缺点是控制算法较复杂,必须使用处理速度较高的微机控制系统。主电路开关器件要用全控器件,而全控器件大多没

有反向阻断能力,需串联附加二极管,按第4章交流调压器主电路给出的各种模块结构来构成开关,使主电路开关元件增加。而高频斩波运行所产生的换流过程,不仅可能使系统效率降低,并且会产生电磁干扰(EMI),这些是必须避免的。近年来对矩阵变换器的研究,已在这方面取得了明显的突破,使这类变换器的广泛应用有了更好的前景。

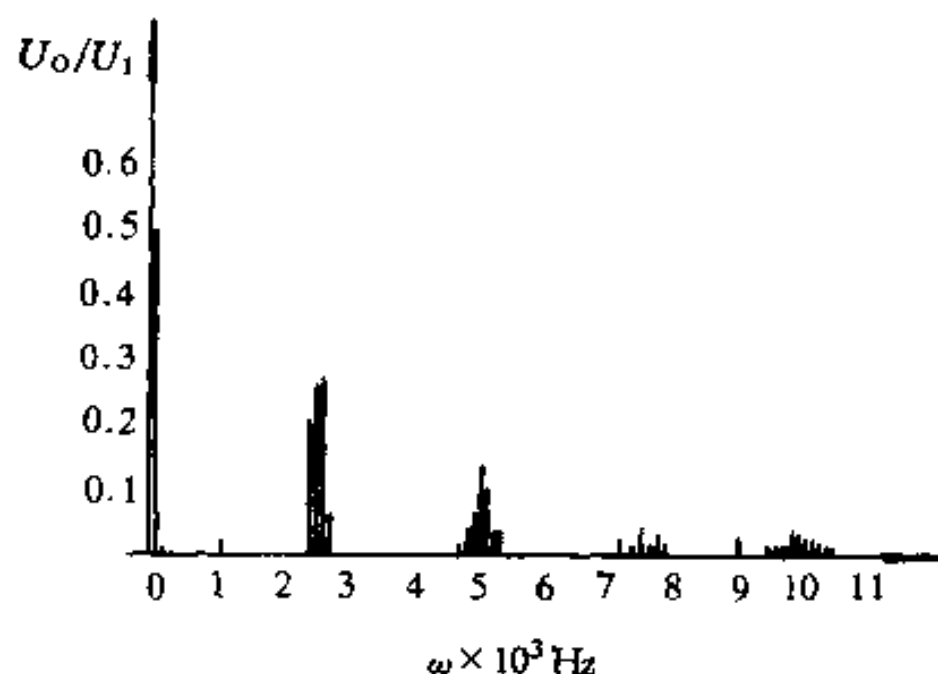


图 7.19 矩阵变换器输出电压频谱

7.3 间接变频器与直接变频器性能的比较

与交流—直流—交流变频器比较,交流—交流变频具有以下优点:

① 只用一次变换,无中间直流环节,不仅提高了变换效率,而且省去了中间直流环节所需的无功元件。

② 能方便地实现交流电动机四象限运行。

③ 相控周波变换器使用晶闸管电源换流,能实现大功率输出,工作可靠性较高。而斩控式交流—交流变频器能在较大频率范围内获得正弦输出电压、电流和正弦输入电流,且输入功率因数可调。

其缺点是:

① 线路复杂,使用的功率开关器件较多。例如三相输出的相控交流—交流变频器至少需要 36 只晶闸管,而斩控变频则需至少 18 个全控功率器件模块(可控开关加快速二极管模块)或 18 个全控开关加 18 个快速二极管。

② 相控周波变换器输出频率较低,只能低于 $1/2 \sim 1/3$ 输入电源频率,输入功率因数也较低。

③ 斩控周波变换器控制算法比较复杂,需要高速微处理器进行实时处理。当要求正弦输出时,其输出电压传输率从原理上说只能达到 0.866。

思考题与习题

- 7.1 正弦调制周波变换器的工作原理是什么?
- 7.2 正弦调制周波变换器中,整流电路的工作状态与整流器同步信号类型和负载功率因数对变换器输出有何影响?
- 7.3 交流—直流—交流变换器与正弦调制周波变换器各有何优缺点?
- 7.4 矩阵变换器实现交流—交流变频的物理本质是什么?与其它类型变频器相比有何特点?
- 7.5 若希望矩阵变换器完成交流—直流、直流—交流或交流调压功能,应如何选择调制函数角频率,开关矩阵结构有何变化?
- 7.6 正弦调制的三相与单相周波变换器输入电流波形、输入功率因数有何不同?为什么?
- 7.7 为什么交流—交流变频比交流—直流—交流变频更适于在交流电动机变频调速中应用?

第 8 章 电力电子电路的计算机仿真分析基础

电力电子电路的计算机仿真又称为计算机辅助分析,简称 CAA(Computer Aided Analysis)。这是近年来在电力电子技术领域内发展较快的一个分支。其实质就是用计算机建立真实的电力电子装置中所用元件和电路的数学模型,并通过数值求解的方法来完成实际系统的分析。由于无需建立所设计的系统的真实模型,因此可以完成许多在实际系统中无法测试的状态的仿真分析,进行系统优化设计,缩短产品开发周期,降低设计和调试费用,为电力电子装置的设计和新型电路的开发提供了一种极有效的方法,受到了越来越广泛的重视。

本章将从器件模型的建立开始,讨论分析建立和求解电路方程的常用方法,最后简介一种通用分析软件 PSPICE。

8.1 概述

设计和开发电力电子装置时,设计者通常都按照图 8.1 所示流程进行。在第一、二步完成后,为了验证设计是否合理,传统方法是建立装置的实际物理模型,进行系统的调试、测量和实验,反复进行分析和修改,直到符合设计要求。这种方法一旦调试成功,设计就是可行的,但是存在许多实际问题:

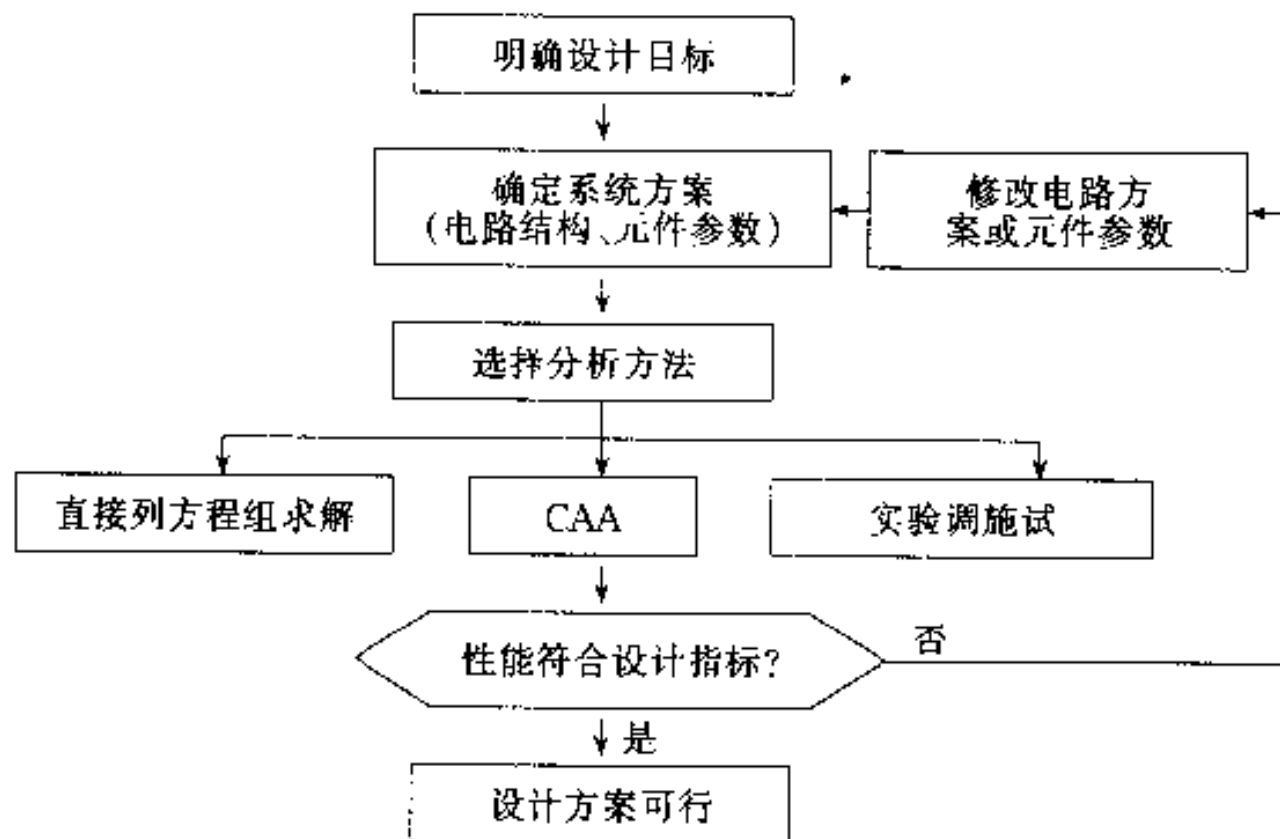


图 8.1 电力电子装置设计流程

① 参数选择和电路结构的优化困难;

② 不能对系统中所用开关器件和实际电路的故障情况进行带破坏性的试验分析;

③ 对大容量和超大容量装置,一般都要先建实验室模型进行试验分析,但由于大功率电力电子开关器件工作时所需控制信号、缓冲电路参数及换流过程中产生的电路和电磁场的干

抗都与小功率器件有较大区别,因此调试成功的实验室模型变成真实装置时,不能只是简单的放大复制;

④ 由于以上原因,采用传统方法使得设计周期长,调试费用高。

随着计算机硬件性能、处理能力以及语言功能的不断提高,在电力电子技术领域内,利用计算机辅助分析和设计来克服传统设计方法的上述缺点,已经卓有成效,并成为电力电子线路研究、开发和设计的重要手段。

8.1.1 电力电子电路仿真的任务及存在的主要问题

电力电子电路的计算机仿真,就是用实际元件的数学模型在计算机上建立所设计电路的模型,列电路方程并用计算机对方程数值求解,得到设计者感兴趣的各物理量的结果。只要器件模型、电路和求解方法正确,采用 CAA 方法得到的结果,一般都能很好地反映电路的实际工作状态。由于所有工作都在计算机上完成,能方便地修改电路结构和参数,从而便于实现优化设计。

1. 电力电子开关器件模型的建立

在电力电子装置中,开关器件的开关频率和开关过程对系统工作的可靠性、方案设计的合理性都有很大的影响。若在仿真时把所有开关器件和电路元件都当作前面各章假定的理想情况处理,所得的结果与实际情况会有较大的区别,因此必须建立能反映实际运行物理过程的电力电子开关器件和其它电路元件的模型。在使用不同的方法建立和求解电路时,同一开关器件可能会有不同的模型,如图 8.2 就示出了功率二极管的两种不同的电路模型。可以看出,不

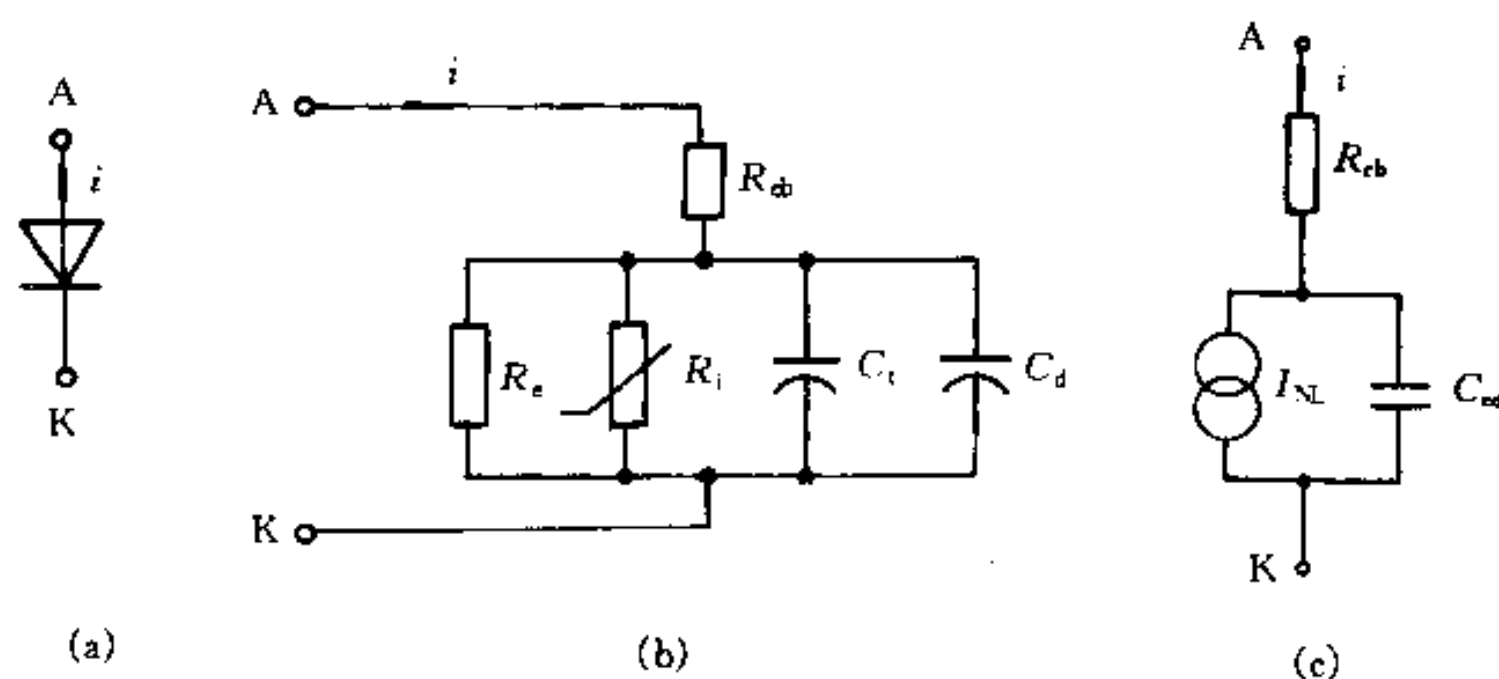


图 8.2 功率二极管电路模型

(a) 通用电路模型; (b) PSPICE 仿真软件使用模型

论怎样处理,一个电力电子开关器件都必须用一个包含各种线性和非线性电路元件的网络,才能较真实地反映它的工作过程,以便仿真它对实际电路工作的影响。近年来,通用电路仿真软件 PSPICE 在电力电子线路仿真中用得越来越普遍,因此各元件生产厂在推出新器件的同时,都给出了相应的 PSPICE 模型及可修改的参数,以反映不同容量、不同开关频率的同类器件之间的差别,为器件和电路仿真提供了很好的支持。但由于器件模型,尤其新型全控开关器件模型本身就是一个十分复杂的电路网络(如图 8.3 所示用于 PSPICE 仿真软件的一种 IGBT 模型),若直接放在被仿真的电路中,不仅给程序设计带来许多困难,即使利用专用仿真软件,所

占内存和所耗机时,也是一般PC机难以承受的。而且由于这些模型电路的加入,使实际电路变得极为复杂,阶次大为增加,方程求解甚至不能收敛。为此电力电子线路仿真任务通常可分为三个层次,每个层次针对不同的研究对象,开关器件也可使用不同的模型,以满足不同任务的需要。

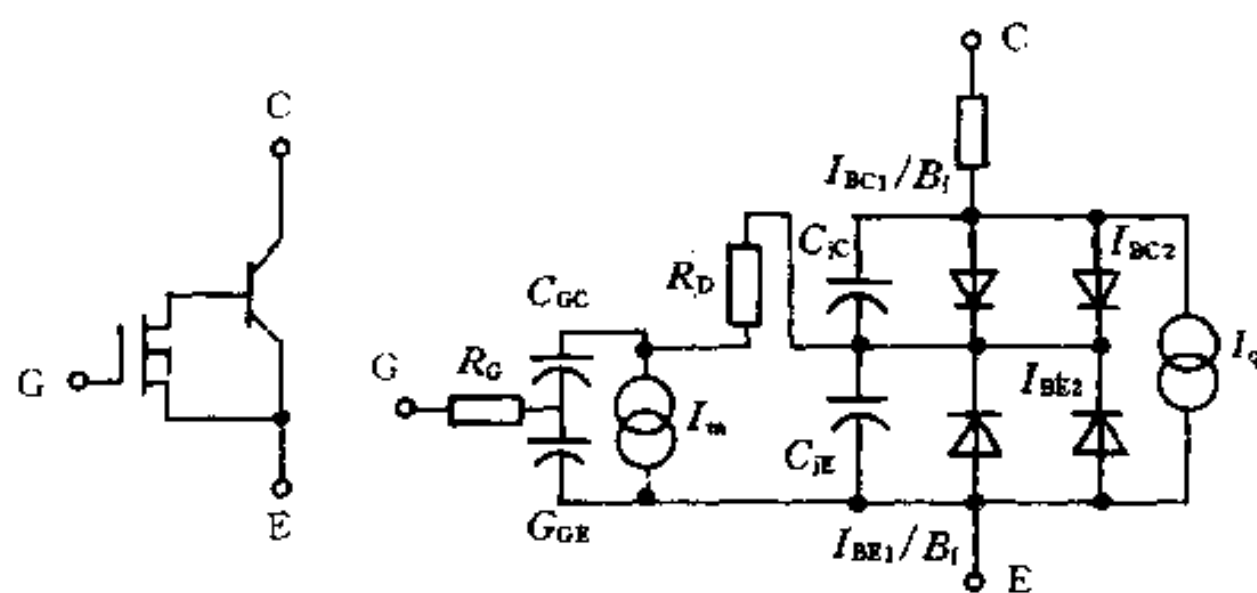


图 8.3 IGBT 的一种 PSPICE 模型

(1) 器件开关过程仿真

主要研究分析在电路换流过程中,所用电力电子开关器件电压、电流的变化情况和开关损耗,以便合理地选择缓冲电路结构参数,或选择合适的开关换流控制方法,用最优化的缓冲电路来减小开关换流过程中的 $\frac{di}{dt}$ 、 $\frac{du}{dt}$ 以及开关损耗。但开关器件换流过程不仅与电路的电源电压和负载及换流回路参数有关,还与开关器件本身特性如结电容、载流子存贮及恢复过程等因素有直接关系,因此这一层次仿真应使用能反应器件工作物理过程的精确电路模型。仿真时,应取得所用开关器件的有关参数,输入相应模型。由于只分析单个或相互换流的两只器件,计算机内存和占用机时大大减少。只要模型建立正确,参数选择和算法合理,即可方便地实现这一层次的仿真。这不仅可对开关器件在实际电路条件下换相时可能产生的各种情况进行分析,而且可以完成在这种条件下缓冲电路结构参数或换流过程中开关控制时序的优化。

(2) 主电路级仿真 这一层次的仿真主要着重于所设计的变换器主电路结构和电路元件参数的合理性,以及当负载或电源电压变化时,变换器能否正常工作等进行仿真,以便优化主电路结构并寻求合适的控制方法。在这一层次的仿真中使用前述精确的器件电路模型显然不合适,尤其当变换器主电路拓扑结构复杂、开关器件数量较多或电路运行频率很高时,为保证仿真精度,计算步长一般选择较小,采用前述模型,不仅计算机内存占用和耗时难以承受,运算不能收敛的几率也大大增加。为此在这一级仿真中可采用简化的开关模型。这种模型仅从外部动、静态特性上反映开关器件的工作状态,并且也可以通过参数设定来修改开关通态和断态电阻、开关时间等主要参数。这种开关模型简单,参数很少,但又能基本正确地从外部特性上反映开关器件的工作状态,用在主电路级的仿真是合适的。

简化开关模型的建立有多种方法,如电压电流控制开关、逻辑模型、受控源模型等,可根据用来建立和求解电路的方法及仿真精度要求选择。有关问题在后面将进一步说明。

(3) 系统级仿真 这是对变换器包括主电路、控制电路甚至如电机闭环调速控制在内的完整系统的仿真。在这一级仿真中,主要关心变换器在所选用的电路结构参数和控制方式下,对外表现的端口特性,如系统工作的稳定性、系统控制精度、输入电流及输出电压电流波形等。这时即使采用简化开关模型,考虑到开关过程,在每一次换流过程中仍要以较小的步长来进行迭代求解,仿真耗时对一般PC机也是不可取的。由于这一级仿真通常是在前两级仿真通过,主电路结构和电路元件参数又基本确定的情况下进行的,而且研究对象既非开关元件本身,也

不是主电路内部各开关换相过程,因此大多数电力电子线路仿真时都采用了理想开关或理想电压、电流源模型。但这两种模型不适用于 PSPICE 通用电路仿真软件。有关问题在后面相关部分将进一步讨论。

2. 建立和求解电路中的问题

在开关器件和电路元件模型确定后,电力电子电路仿真的可信度、仿真精度以及仿真所用的时间、占用的计算机内存等指标主要取决于软件设计时选用的建立和求解电路方程的方法,本章下面两节将着重讨论这一问题。但无论用何种方法建立电路方程,也无论用哪种算法求解方程,在电力电子电路数值求解时都存在以下几个必须考虑和解决的问题。

(1) 电力电子开关状态多变问题 如前所述,在侧重于电力电子装置整体性能和控制规律研究分析时,目前较多地将电力电子器件用一简单的理想开关模型替代,这一模型对简化电路分析十分有利。但在电路工作时,由于器件状态总是不断变化着,开关的每一次通断变化都使得电路拓扑结构改变,从而导致电路方程改变,给编制通用性强的电力电子电路仿真程序带来了困难。

(2) 刚性方程的求解 由于电力电子电路中开关元件通态和断态时的参数相差较大,使描述这类电路特性的微分方程组常出现两个时间常数在数值上相差很大(达几个数量级以上)的现象。这在数学上称为刚性方程,又叫做病态方程。在对其计算时,因大小数运算引起的有效位丢失,造成结果误差增大甚至数据发散等不良后果。对此类方程求解时,选择合理方法和步长对保证计算结果稳定十分重要。

(3) 控制方式复杂化的解决对策 随着计算机控制技术在电力电子装置中的广泛应用,电力电子电路的控制方式更加灵活和多样化,影响器件控制信号的因素增多,控制逻辑复杂,很难编制出适于微机控制的通用控制电路仿真模型,这对电力电子装置系统仿真分析有很大影响。

(4) 负载模型问题 电力电子装置通常用作各种用电设备的供电电源,用电设备种类繁多,模型复杂,难以用准确的数学规律描述或用其它电路模型替代。即使对电动机这类最常见的负载,在有些工作状态下也难以构造其模型,如在异步电动机与相控交流电压控制器构成的软起动装置中,所使用的电动机仿真模型和参数都只考虑了外加输入电压中的正弦基波,而忽略了其谐波影响。实验证明,这种模型不能完全反映起动过程中的电机运行状态。

(5) 计算精度、仿真速度和内存占用三者兼顾问题 这一问题在利用个人计算机进行电力电子电路分析时表现尤为突出。

8.1.2 仿真过程及仿真程序的基本结构

电力电子电路的计算机仿真分析过程可用图 8.4 所示流程图说明。全过程包含三部分。第一部分是建立仿真对象的数学模型,它是实现仿真的一个十分重要的先行环节。所用模型不仅决定了仿真结果的可信度、精确度,也直接影响到仿真程序的设计,程序占用内存的容量和所耗机时。因此建立电路模型,不仅要正确选择开关器件和其它电路元件模型,还需正确选择建模的方法。第二部分是编制计算机仿真软件。所编软件应能用计算

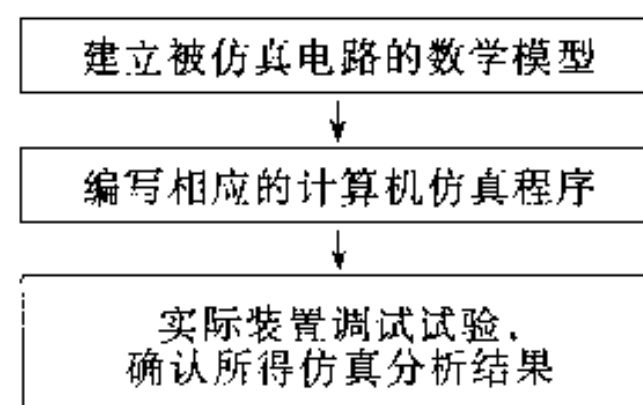


图 8.4 仿真分析过程

机认可的语句来描述所建电路的模型结构和参数,分析所描述的被仿对象电路拓扑,建立电路方程并用合适的数值算法求解,输出仿真结果。程序必须保证仿真结果的精确度、可信度和仿真快速可靠。最后应通过实验手段验证仿真结果。一般来说,一个新的仿真软件编制完成后,投入使用前必须用足够的实验结果证明其可行性,才能直接用于对其它系统的仿真分析。

仿真过程的核心是建立仿真程序。电路仿真程序一般由四个环节组成,基本结构如图 8.5 所示。各部分功能简述如下。

(1) 输入环节 计算机通过输入设备以描述语句、人机对话或直接图形方式从使用者获取被仿真对象的电路结构、元件特性和参数,以及电路初始状态等信息,这些是第二环节必须

的参数。
(2) 建立电路方程 根据输入环节获得的信息,计算机自动地应用电路 KVL、KCL 和支路约束方程等规律,建立仿真对象的电路方程组。对同一仿真对象,可用不同方法建立电路方程。总的原则是尽量减少同时被解的方程个数。

(3) 方程的数值求解 选用合适的算法对所建电路方程进行数值求解。算法选择与所建电路方程的特点有关。正确选择数值计算方法不仅可提高仿真精度,而且可加快仿真速度,提高程序可靠性。应当指出,描述电力电子电路的方程组中,各时间常数往往在数量级上相差悬殊,因而大多表现为刚性方程组,所选算法必须满足刚性稳定条件。

(4) 结果输出 把使用者感兴趣的各物理量的计算结果按一定格式存放,并允许在屏幕上显示或打印输出。当需分析的物理量较多,数据量很大时,程序输出环节应能自动地把数据按一定格式分类存放,形成数据文件,文件格式应允许直接调用绘图程序、谐波分析程序等通用工具软件,把仿真结果用更直观的波形、曲线或图表形式显示或打印,并可对有关波形作频谱分析后以频谱分布图形给出结果。

考虑到电力电子电路方程组的特点,一个好的仿真软件除上述四个基本环节外,往往还需附加诸如步长自动选择、电路稳态运行状态自动搜索等软件环节。有关问题读者可参阅电力电子装置计算机辅助分析的专著,本教材不作讨论。

在本章以下各节中,将以系统级仿真为目标,简单叙述仿真中常用开关器件和电路元件的模型,电路描述的常用方法,回顾电路理论中有关拓扑分析的基本概念,简单讨论用状态变量法和稀疏列表法建立电路方程的基本过程和常用数值求解算法,最后对通用电路仿真软件 PSPICE 在电力电子电路仿真中的应用作简要介绍。

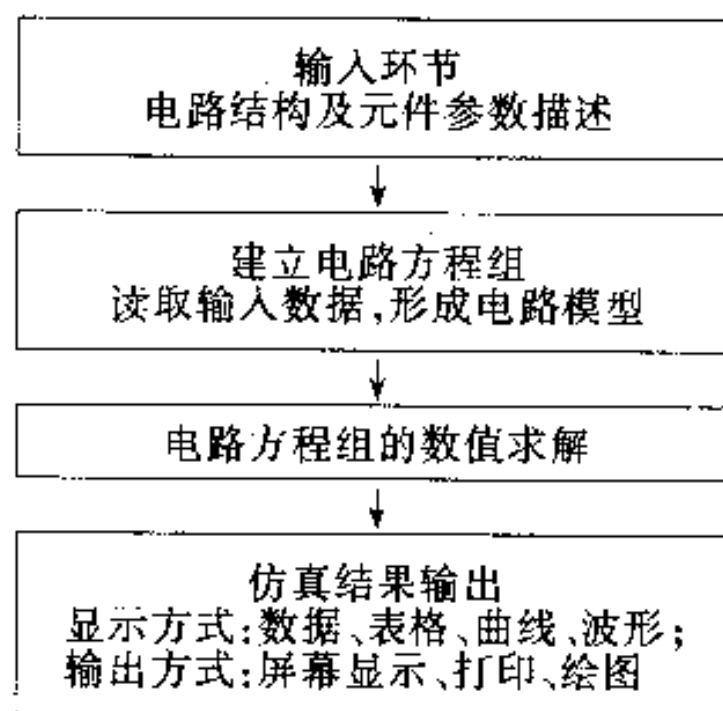


图 8.5 电路仿真程序一般结构

8.2 仿真分析中常用元件的模型

8.2.1 电力电子开关器件模型

如 8.1.1 中所述,就其工作的实际物理过程而言,电力电子器件都是复杂的非线性元件,为较准确地描述它的特性规律,必须构造一种复杂的电路模型。因此在非特别关注电力电子

开关自身工作特性的场合,往往利用简单开关模型替代。通常,在系统仿真中这一开关模型只需反映出电力电子器件开通时呈低阻状态,关断时呈高阻状态这一基本特征即可。

目前使用较多的描述电力电子开关的模型有三种:

(1) 理想开关模型 将电力电子器件看作理想开关,忽略其导通电压降和关断时的漏电流,认为其正负两极电阻在开关导通时为零,关断时为无穷大,并且开关过程瞬时完成。采用这种模型可使被仿真的电路简化,电路方程降阶。用理想开关模型替代后,开关元件无论处于何种状态,都将在电路图中消失。但每一次开关状态的变化,都使电路拓扑结构产生相应变化,必须重新建立新的电路方程。

(2) 电压源、电流源模型 把开关器件用电压源和电流源模型替代。这种模型中,开关的导通状态等效于一个零电压源(或用开关器件正向电压降),关断状态则等效于一个零电流源(也可为漏电流值)。采用此模型的优点在于无论开关器件状态如何变化,都不影响电路的拓扑结构,由电路结构所决定的 KCL 方程和 KVL 方程都不会随之变化,只需将开关元件自身的约束方程改变即可适应新的开关状态,并得到开关状态变化后的电路方程。

(3) 电阻模型 采用可变电阻模型替代开关元件。该电阻模型在开关器件导通时电阻值很小,在流过额定电流时,等效电阻两端所产生的电压应近似等于正向通态压降;而当开关器件关断时,电阻值很大,当承受额定电压时,流过的电流与开关元件漏电流相当。与电压源、电流源模型相同,电阻模型在开关元件状态变化时,也不影响电路拓扑结构,但由于模型的电阻值在通断两状态下差异很大,容易造成电路方程刚性,而影响方程的求解精度和收敛速度。

上述三种电力电子开关模型对于简化电力电子电路仿真分析都十分有益,实践证明,在侧重点为电力电子装置的整体性能指标和系统工作过程的仿真分析时,以上模型均是可行的和正确的。

8.2.2 其它电路元件模型

在电力电子电路的主电路中,除开关元件外,还有电阻、电容、电感等其它电路元件,这些元件的电路模型(即电流、电压约束关系)也是构成电路方程必备的条件。为简单和直观,在此约定每一两端元件为一支路,上述元件即可用该支路的电压电流关系来描述:

$$\left. \begin{array}{ll} \text{电阻} & u_R = Ri_R \\ \text{电感} & u_L = L \frac{di_L}{dt} \\ \text{电容} & i_C = C \frac{du_C}{dt} \\ \text{电压源} & U_S = u_S(t) \\ \text{电流源} & I_S = i_S(t) \end{array} \right\} \quad (8.1)$$

需要说明的是,式(8.1)描述的电路元件均是理想的,因此这种模型只在实际电路参数及工作频率允许这样处理的情况下才能使用,否则,这些电路元件也应作相应的修改。如电阻元件,上述模型只在 10kHz 以下频率范围内适用,超过 10kHz 应考虑引线电感,而在 10^9Hz 以上时,还应考虑元件自身的杂散电容。

8.3 电力电子装置系统仿真分析基础

在装置设计中,关注的目标通常是被设计系统的整体性能。因此,对系统的仿真实际上是要设计出易于实现,便于使用的计算机应用软件,以便按实际系统状态建立和求解电路方程,并输出需要观察的结果。本教材仅简单介绍建立和求解电路有关的基本概念和方法,最后对通用电路仿真分析软件 PSPICE 在电力电子电路仿真中的应用作简要介绍。

8.3.1 描述电路结构的方法及数据结构

1. 常用的电路描述方法

描述电路并根据所得信息形成规定格式的数据结构,以便电路分析程序自动建立电路方程组,是仿真软件的第一个环节。电路描述程序必须直观、灵活、便于学习,使不熟悉软件的用户也能方便地使用;另一方面又要保证计算机能通过电路分析程序方便而又正确地建立电路方程。在电路仿真程序中,有三种常用的电路描述方法。

(1) 电路描述语言 程序设计者定义的一种专用语言。用户使用时,按软件使用指南中规定的语言格式和语法,把被仿真电路用类似“源程序”的形式输入计算机供电路分析环节的程序读取和编译,以获得被仿真电路的结构和参数。常用电路描述语句可由四组信息组成。第一组为软件设计者规定的电路元件类型名,常用符合电路标准的英语字母或字符串组成,如 V、L、S 分别代表电压源、电感和开关等。第二、三组为电路元件所连接的接点号,用正整数表示,描述元件在电路中的位置。一个电路元件所连电路节点不只一个,输入时的顺序必须符合规定。第四组是所描述元件的参数。当描述元件特性的参数不只一个,例如实际电压源应考虑内阻时,这一组信息应设置可选项。以图 8.6 所示电路为例,假定电路元件全部理想,电路描述语句可写成如下格式:

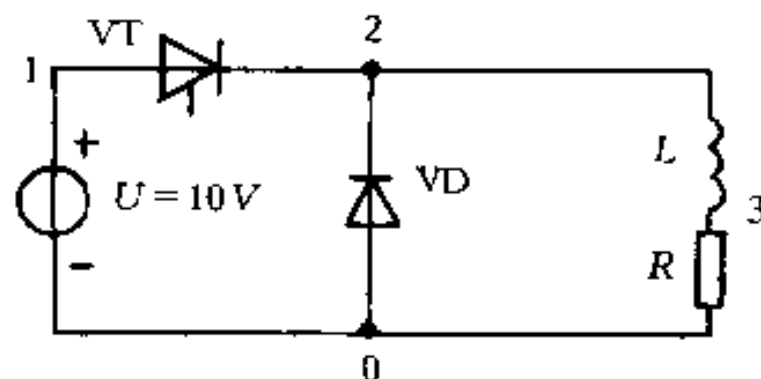


图 8.6 模型电路

V 1 0 100V

L 2 3 1mH

R 3 0 2Ω

S2 1 2 VT [描述晶闸管特性参数的可选项]

S1 2 0 VD [描述二极管特性参数的可选项]

用这种方法,使用者使用仿真软件时首先应学习这种语言的格式和语法规则。由于不直观,当被仿真电路结构复杂、描述电路元件参数的可选项较多时,很容易出错。随着计算机技术和功能的不断完善,为开发更先进的电路描述方法提供了良好的条件。

(2) 人机交互对话描述电路 这是一种由计算机提出问题来引导使用者输入的方式。软件设计者选用一种简单直观的方法,向使用者提出描述电路结构和元件参数的有关问题,使用者可用键盘或鼠标逐一回答。实现这种人机对话式的电路描述,有不同的设计方法,较常用的是分级菜单形式(见图 8.7)。用这种方法,仿真开始时,应在计算机屏幕上显示一个主菜单,提示使用者选择仿真的哪一个环节。若选用电路结构输入,相应子菜单应给出软件认可的电路元件表,用户利用鼠标或键盘选择需要放置的电路元件。第三级菜单提示用户对所选元件

进行何种操作,操作命令选定后,下一级菜单将引导用户逐一输入描述电路元件性质、位置及特性的各种数据和参数。这种方法为用户提供了良好的人机对话界面,比较直观,也无需学习电路描述语言,使用更加方便。这种方法和用电路描述语言一样,仿真前必须画出一张被仿真电路草图,并对草图中的每个元件以及元件所连电路节点编号,再根据草图中的有关信息,完成电路输入。

(3) 交互绘图电路描述 这是一种直接输入电路图的方法,也是最为直观的方法。用这种方法,计算机一定要有图形显示器。具有这种电路描述功能的仿真软件必须为用户提供足够的元件图形库。为便于用户使用,软件应通过屏幕用指定方式向用户提示绘制电路图的信息,如选择某种元件,允许用鼠标或键盘把所选元件定位,允许旋转元件图形方向,输入元件参数,允许对电路元件和电路拓扑进行编辑、修改等。软件必须自动确定电路中参考节点并按照元件位置对元件所连接点编号。一旦在屏幕上画出被仿真电路,输入电路的工作即完成。显然这是一种最利于仿真用户使用的方法,但对程序设计师和计算机硬件配置则有更高的要求。

以上三种电路描述方法各有其优缺点和相应的适用范围,进行仿真程序设计时,应根据所用计算机硬软件环境,仿真程序应用范围等具体情况分别处理。

2. 数据结构

无论用何种方法来描述电路,输入的信息都应是符合计算机规则的数据。由于这些信息包含了电路结构、元件类别、每个元件的各种参数等,为了使电路分析程序能够区别输入数据所代表的信息种类,设计者必须按一定规则把描述电路的各种数据组织起来存于内存中。这种数据在计算机中的组织方式就是数据结构。正确地选择和设计数据结构,不仅可以减少内存占用量,而且可加快电路分析程序的运行。一个好的数据结构,必须保证电路分析程序能正确、快速地查找信息,便于建立电路方程,修改电路结构,同时还应使数据占用内存少。但二者兼顾往往是很困难的,程序设计时应根据具体要求选择考虑的重点。电力电子电路仿真程序常用的数据结构形式,其本质是把输入信息按类型组织在一起,形成各类数组,例如元件名数组、节点号数组、参数数组或元件类型数组等。至于究竟按何种原则组成数组,还应以分析程序读取方便为主要目标。有关知识请读者参阅电路仿真程序设计和计算机数据结构的教材和论著。由于电路仿真软件中,电路描述方法和内容与其它环节相对独立,因此设计通用仿真程序时,可设计独立的电路描述程序。被仿真的电路信息由电路描述程序变为数据文件,可存入磁盘,仿真时,电路描述程序不再参加工作,只需把生成的数据文件由磁盘中读入内存,供电路分析程序使用,这就大大减少了程序的内存占用。

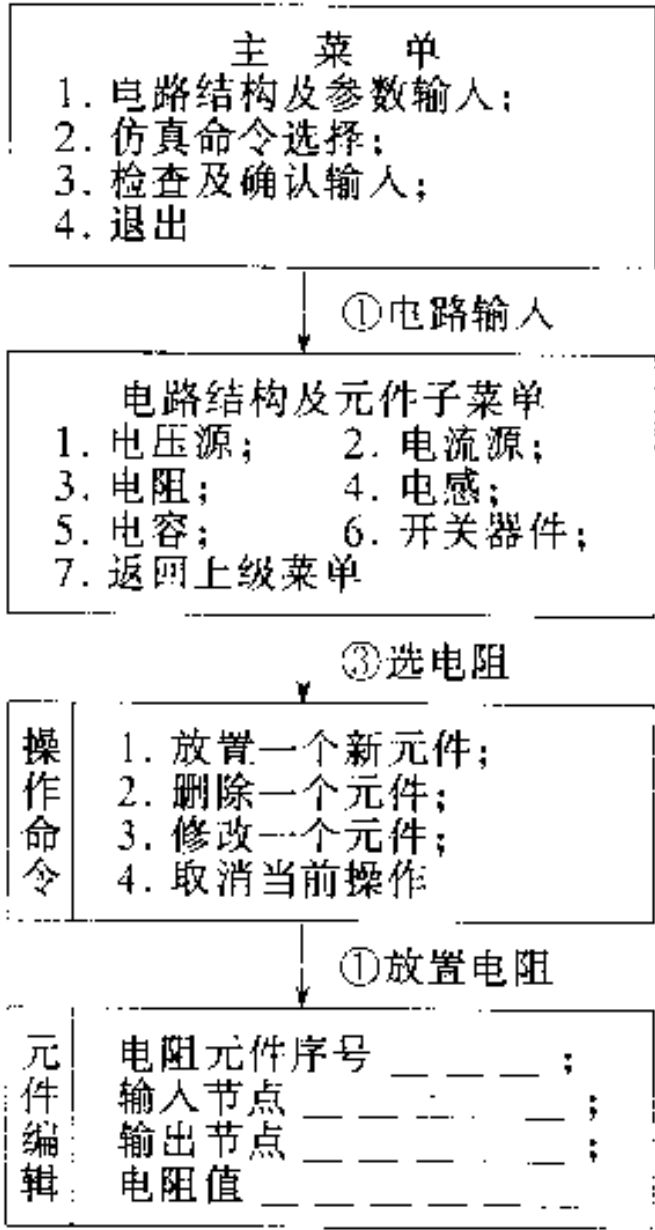


图 8.7 人机交互对话电路描述示例

8.3.2 仿真分析中电路方程的建立

经电路方程描述程序得到了被仿真电路的全部信息后,电路分析程序将用这些数据建立相应的电路并进行求解。在电力电子电路仿真软件中,电路分析程序还可分为网络分析和阶段分析两类。前者建立在网络拓扑分析的基础上,设计的程序通用性好,但比较复杂。阶段分析软件则是根据电力电子电路工作的特点,把它的一个工作周期按开关器件的通断状态分成不同的阶段,分别对应变换器不同工作状态和运行方式,分析程序即可按不同的阶段设计。这样设计的程序简单,结构性、快速性较好,但不通用。无论哪一类分析程序,基础都是建立电路方程,而建立电路方程的基本原理就是 KCL、KVL 和欧姆定律。在建立电路方程时,根据方程待求量的不同,对同一电路可列出多种方程形式,也就形成了多种建立方程的方法,如节点法、状态变量法、稀疏列表法等等。

下面首先简单回顾电路理论中有关电路网络图论的有向图、关联矩阵和回路矩阵的基本知识。

给定一电路,若用有向线段代替电路中的每一双端元件,线段的方向表示所替代元件的电压、电流参考方向,所得的图即称为该电路对应的有向图。由于有向图只反映出了电路中各元件的连接关系,即拓扑结构,而不涉及具体元件参数及类型,因而比原电路更为清晰,更具普遍性。如图

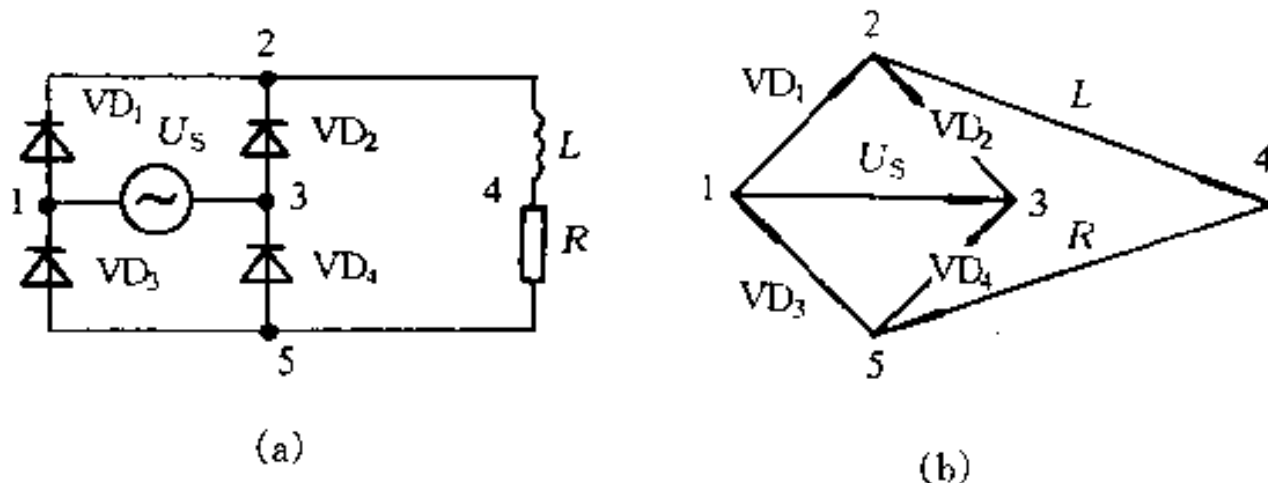


图 8.8 单相桥式整流电路
(a) 电路图; (b) 有向图

8.8(a)电路可用图(b)所示有向图表示。

电路的拓扑结构也可用矩阵形式来充分描述。设有向图的节点数为 n , 支路数为 b , 节点与支路的关联关系可由一个 $n \times b$ 阶矩阵 A_a 表示, 该矩阵的行对应于节点, 列对应于支路, 其中每一元素 a_{ij} 定义如下:

$a_{ij} = +1$, 表示第 j 条支路与节点 i 相连, 且该支路的方向背离节点 i ;

$a_{ij} = -1$, 表示第 j 条支路与节点 i 相连, 该支路方向指向节点;

$a_{ij} = 0$, 表示第 j 条支路与节点 i 无连接。

因此可得图 8.8 电路的矩阵 A_a 为

$$A_a = \begin{bmatrix} U_s & D_1 & D_2 & D_3 & D_4 & L & R \\ +1 & +1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & +1 & 0 \\ -1 & 0 & +1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & +1 \\ 0 & 0 & 0 & +1 & +1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

观察 A_a 可知, 它的每一列中只有两个非零元素 $+1$ 和 -1 , 这是因为每一支路只与两个节

点相关联,其方向一定是指向一节点,离开另一节点,所以它的每一列元素和为零。根据此特性,若将 A_a 矩阵中任意删除一行,所得到的 $(n-1) \times b$ 阶矩阵仍可充分描述原电路的联接关系。例如将矩阵 A_a 中的第五行删去,可得:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & +1 & 0 \\ -1 & 0 & +1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

矩阵 $\mathbf{A}$ 中各列相互独立,称为关联矩阵。矩阵 A_a 中被划去的行所对应的节点可作为电路的参考节点。

电路中 b 条支路的电流可用 b 阶列向量表示。对图 8.8 电路,则可用下面向量来表示:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_S \\ i_{D1} \\ i_{D2} \\ i_{D3} \\ i_{D4} \\ i_L \\ i_R \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

根据 KCL 定律,任一节点的电流之和为零,故关联矩阵 $\mathbf{A}$ 与支路电流列向量乘积为零,即

$$\mathbf{AI} = 0 \quad (8.5)$$

式(8.5)即为被分析电路 KCL 方程的矩阵形式。

关联矩阵 $\mathbf{A}$ 描述了节点与支路的关联关系,而回路与支路的关联关系则可由回路矩阵描述。若一个电路由一组回路组成,其中每一回路至少包含一条其它回路不包含的支路,则称这组回路相互独立。对于一含有 b 条支路 n 个节点的电路,其独立回路数应为 $l = b - n + 1$,相应地可用 $l \times b$ 阶矩阵来描述回路与支路的关系。矩阵每一行对应于一条回路,每一列对应一条支路,其中每一元素 b_{ij} 为

$b_{ij} = +1$, 表示支路 j 与回路 i 关联,其方向一致;

$b_{ij} = -1$, 表示支路 j 与回路 i 关联,其方向相反;

$b_{ij} = 0$, 表示支路 j 与回路 i 无关。

由此构成的矩阵 $\mathbf{B}$ 称为独立回路矩阵,简称回路矩阵。例如对于图 8.8(a) 电路,可选择三个独立回路 I、II、III (见图 8.9), 对应的回路矩阵 $\mathbf{B}$ 为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} U_S & D_1 & D_2 & D_3 & D_4 & L & R \\ -1 & +1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & +1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +1 & 0 & +1 & +1 & +1 \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

如果将电路中 b 条支路的电压用一列向量表示,根据 KVL 定律,任一回路中各支路电压的代数之和为零。因此,回路矩阵 $\mathbf{B}$ 与支路电压列向量 $\mathbf{U}$ 满足关系。

$$\mathbf{BU} = 0 \quad (8.7)$$

这就是 KVL 方程的矩阵形式

可以证明, KVL 方程也可记作如下形式

$$U = A^T U_N \quad (8.8)$$

其中: U 为支路电压列向量; U_N 为节点电压列向量; A^T 为关联矩阵 A 的转置。

将反映电路结构关系的 KCL 方程或 KVL 方程式 (8.5)、(8.7) 与反映元件特性和参数的元件约束方程组 (8.1) 合在一起, 就构成了描述电路工作规律的电路方程。所列电路方程中待求变量不同, 形成电路方程的方法也不同。下面对电力电子电路分析中较常采用的节点法、状态变量法和稀疏列表法分别进行说明。

1. 节点法

对于一个具有 b 条支路、 n 个节点的电路, 任选一节点作为参考节点, 其余 $(n-1)$ 个节点则称为独立节点。若以独立节点电压为待求变量, 所建立的电路方程即为节点电压方程。建立节点电压方程的方法简称节点法。

利用节点法列电路方程时, 需先进行将独立电压源转化为独立电流源的预处理, 例如图 8.10(a) 的电压源与其串联的电阻转换成图 8.10(b) 电流源与电阻并联的形式。若电压源无串联电阻, 可在电路中串联一小电阻等效替代, 如图 8.10(c), 然后再将其转换为图(b) 的形式。经过上述预处理后, 电路中所有支路可分为电流源支路和无源支路两类, 将其按先无源支路后电流源支路顺序编号, 则关联矩阵 A 、支路电压列向量 U 和支路电流列向量 I 可分块写成

$$A = [A_W | A_Y] \quad U = [U_W] \quad I = \begin{bmatrix} I_W \\ I_Y \end{bmatrix}$$

其中下标 W 、 Y 分别表示该量对应于无源或有源支路。相应的 KCL 方程可写成

$$[A_W | A_Y] \begin{bmatrix} I_W \\ I_Y \end{bmatrix} = 0 \quad (8.9)$$

$$A_W I_W = -A_Y I_Y \quad (8.10)$$

对无源支路, 其电压电流关系可写成

$$I_W = Y_W U_W \quad (8.11)$$

式中 Y_W 称为支路导纳矩阵, 为对角阵形式。式(8.11)既可为直流关系(欧姆定理)也可是相量关系或微分关系。将式(8.11)代入式(8.10)得

$$A_W Y_W U_W = -A_Y I_Y \quad (8.12)$$

根据 KVL 定理, 电路 KVL 方程可写为

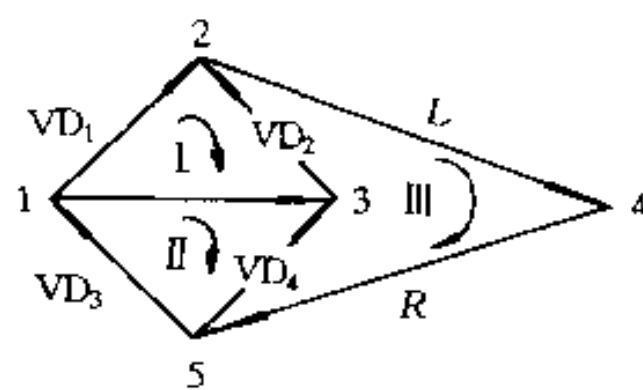


图 8.9 图 8.8(a) 电路图的回路
与支路关联图

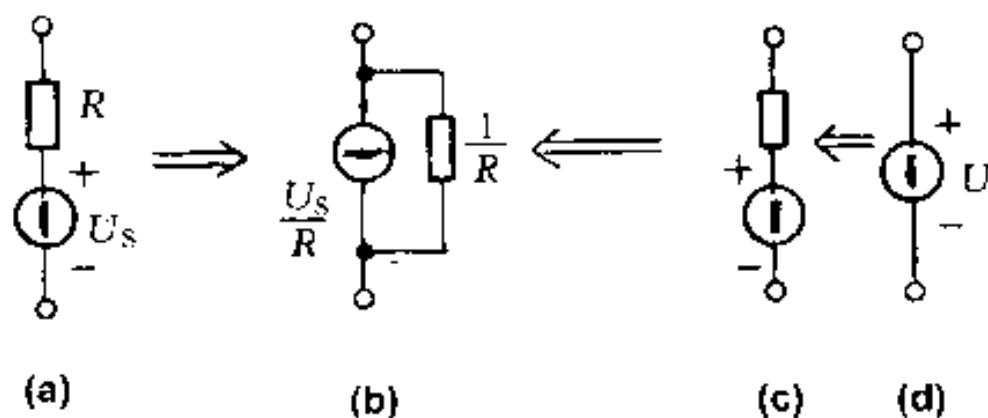


图 8.10 电压源转换为电流源

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_W \\ \mathbf{U}_Y \end{bmatrix} = \mathbf{A}^T \mathbf{U}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_W^T \\ \mathbf{A}_Y^T \end{bmatrix} \mathbf{U}_N \quad (8.13)$$

因此
$$\mathbf{U}_W = \mathbf{A}_W^T \mathbf{U}_N \quad (8.14)$$

$$\mathbf{U}_Y = \mathbf{A}_Y^T \mathbf{U}_N \quad (8.15)$$

将式(8.14)代入式(8.12)得:

$$\mathbf{A}_W \mathbf{Y}_W \mathbf{A}_W^T \mathbf{U}_N = -\mathbf{A}_Y \mathbf{I}_Y \quad (8.16)$$

可将上式写成

$$\mathbf{Y}_N \mathbf{U}_N = \mathbf{I}_N \quad (8.17)$$

这里 $\mathbf{Y}_N = \mathbf{A}_W \mathbf{Y}_W \mathbf{A}_W^T$ 称为节点导纳矩阵, $\mathbf{I}_N = -\mathbf{A}_Y \mathbf{I}_Y$ 是注入节点的电流源列向量。方程(8.17)就是以节点电压为待求量的节点电压方程。简单说来,形成该方程应经过以下三步:

- ① 根据先无源支路,后电流源支路的原则对电路中各支路编号;
- ② 写出关联矩阵 $\mathbf{A}$, 和支路导纳矩阵 $\mathbf{Y}_W$;
- ③ 由 $\mathbf{Y}_N = \mathbf{A}_W \mathbf{Y}_W \mathbf{A}_W^T$ 和 $\mathbf{I}_N = -\mathbf{A}_Y \mathbf{I}_Y$ 求出 $\mathbf{Y}_N$ 、 $\mathbf{I}_N$ 得到方程(8.17)。

节点电压法是电路仿真分析较早采用的一种方法。它的优点是方程待求量明确,形成方程的程序较简单,特别是对于大型电力电子电路,因其节点数远少于支路数和独立回路数,因而方程阶数较低。缺点是必须对电压源进行预处理后方可列写电路方程。

2. 状态变量法

状态变量法是利用最小待求量构成电路方程的一种方法,因此所形成的状态方程也有最紧凑的形式。它不仅可用于电路分析,对一般线性系统的动态过程分析也适用。

状态变量方程一般形式如下:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (8.18)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \quad (8.19)$$

式(8.18)称为状态方程,式(8.19)称为输出方程。 $\mathbf{X}$ 为 $n \times 1$ 阶列向量,表示一组 n 个独立的状态变量, $\mathbf{U}$ 为 m 个独立输入(通常是独立电源)列向量, $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{D}$ 为系数矩阵,其中 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{C}$ 为 $n \times n$ 方阵, $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{D}$ 为 $n \times m$ 阶矩阵(它们与关联矩阵和回路矩阵无关)。

对于具有贮能元件的电路,一般选电感电流 i_L 和电容电压 u_C 作状态变量。状态变量的个数,即状态方程的阶数由独立电感电流和独立电容电压数目决定,其值为

$$n_d = n_{CL} - (n_C + n_L) \quad (8.20)$$

式中: n_d 为状态变量数或方程阶数; n_{CL} 为电容和电感元件总数; n_C 为电路中由纯电容或电容与电压源构成的回路个数; n_L 为电路中由纯电感或电感与电流源构成的割集数。

状态变量法的关键问题是如何将描述电路结构的 KVL 和 KCL 方程与描述元件特性的约束方程组合,形成以独立的 i_L 和 u_C 为变量并具有式(8.18)和(8.19)形式的电路方程和输出方程。对于由独立电压源、电容、电阻、电感和独立电流源组成的电路,选择一树 T ,使其包含全部独立电压源,尽可能多的电容和尽可能少的电感,不包含独立电流源。对此树按先树支

后连支顺序写出其基本割集矩阵 Q ①。

$$Q = \begin{bmatrix} U_{St} & C_t & R_t & L_t & I_{St} & R_l & L_l & C_l \\ 1 & 0 & 0 & 0 & Q_{11} & Q_{12} & Q_{13} & Q_{14} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & Q_{21} & Q_{22} & Q_{23} & Q_{24} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & Q_{31} & Q_{32} & Q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & Q_{41} & Q_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

相应的基本回路矩阵 B 为

$$B = \begin{bmatrix} -Q_{11}^T & -Q_{21}^T & -Q_{31}^T & -Q_{41}^T & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -Q_{12}^T & -Q_{22}^T & -Q_{32}^T & -Q_{42}^T & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -Q_{13}^T & -Q_{23}^T & -Q_{33}^T & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -Q_{14}^T & -Q_{24}^T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.22)$$

用这种方法所形成的基本割集矩阵中, Q_{34} 、 Q_{43} 、 Q_{44} 一定为零,所构成的支路电压、电流列向量分别为

$$I = \begin{bmatrix} I_{u_{st}} \\ I_{Ct} \\ I_{Rt} \\ I_{Lt} \\ I_{i_{st}} \\ I_{Ll} \\ I_{Rl} \\ I_{Cl} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} U_{St} \\ U_{Ct} \\ U_{Rt} \\ U_{Lt} \\ U_{i_{st}} \\ U_{Ll} \\ U_{Rl} \\ U_{Cl} \end{bmatrix} \quad (8.23)$$

这样有

$$QI = 0 \quad (8.24)$$

$$BU = 0 \quad (8.25)$$

各元件约束关系为

电阻:
$$\begin{bmatrix} U_{Rt} \\ U_{Rl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_t & 0 \\ 0 & R_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Rt} \\ I_{Rl} \end{bmatrix} \quad (8.26-1)$$

电容:
$$\begin{bmatrix} I_{Ct} \\ I_{Cl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{Ct} \\ U_{Cl} \end{bmatrix} \quad (8.26-2)$$

电感:
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Lt} \\ I_{Ll} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_t & M_{tl} \\ M_{lt} & L_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Lt} \\ U_{Ll} \end{bmatrix} \quad (8.26-3)$$

式中反映互感关系的子阵 M_{tl} 和 M_{lt} 对称,即 $M_{tl}^T = M_{lt}$,当互感为零时,其值为零。

① 有关割集矩阵 Q 和 Q 与 B 的关系可参看有关电路教材。

建立状态方程就是综合式(8.24)、(8.25)和式(8.26),并整理成式(8.18)、(8.19)所描述的形式。

首先将电容、电感的约束方程写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_t & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_{L1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{Ct} \\ \mathbf{I}_{L1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{Ct} \\ \mathbf{U}_{L1} - \mathbf{M}_{lt} \frac{d\mathbf{I}_{L1}}{dt} \end{bmatrix} \quad (8.27)$$

$\mathbf{U}_{Ct}$ 和 $\mathbf{I}_{L1}$ 即为状态变量,要想将此式化为显式,就要设法将式(8.27)中右方的 $\mathbf{I}_{Ct}$ 、 $\mathbf{U}_{L1}$ 及 $\mathbf{I}_{L1}$ 用状态变量 $\mathbf{U}_{Ct}$ 、 $\mathbf{I}_{L1}$ 和独立电源 $\mathbf{U}_{St}$ 和 $\mathbf{I}_{Sl}$ 来表示。

具体推导过程如下:

(1) 由式(8.24)的第二行和第四行及式(8.25)的第三行和第四行中提出可得: $\mathbf{I}_{Ct}$ 、 $\mathbf{I}_{L1}$ 、 $\mathbf{U}_{L1}$ 和 $\mathbf{U}_{Cl}$

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{Ct} &= -\mathbf{Q}_{21}\mathbf{I}_{St} - \mathbf{Q}_{22}\mathbf{I}_{L1} - \mathbf{Q}_{23}\mathbf{I}_{Rt} - \mathbf{Q}_{24}\mathbf{I}_{Cl} \\ \mathbf{I}_{L1} &= -\mathbf{Q}_{41}\mathbf{I}_{St} - \mathbf{Q}_{42}\mathbf{I}_{L1} \\ \mathbf{U}_{L1} &= \mathbf{Q}_{12}^T \mathbf{U}_{St} + \mathbf{Q}_{22}^T \mathbf{U}_{Ct} + \mathbf{Q}_{32}^T \mathbf{U}_{Rt} + \mathbf{Q}_{42}^T \mathbf{U}_{L1} \\ \mathbf{U}_{Cl} &= \mathbf{Q}_{14}^T \mathbf{U}_{St} + \mathbf{Q}_{24}^T \mathbf{U}_{Ct} \end{aligned} \quad (8.28)$$

(2) 将此式中 $\mathbf{I}_{L1}$ 和 $\mathbf{U}_{Cl}$ 关系式代入式(8.26-2)和(8.26-3),整理后可得

$$\mathbf{U}_{L1} = -\mathbf{L}_1 \mathbf{Q}_{41} \frac{d\mathbf{I}_{St}}{dt} + (\mathbf{M}_{tl} - \mathbf{L}_1 \mathbf{Q}_{42}) \frac{d\mathbf{I}_{L1}}{dt} \quad (8.29)$$

$$\mathbf{I}_{Cl} = \mathbf{C}_1 \mathbf{Q}_{14}^T \frac{d\mathbf{U}_{St}}{dt} + \mathbf{C}_1 \mathbf{Q}_{24}^T \frac{d\mathbf{U}_{Ct}}{dt} \quad (8.30)$$

(3) 组合式(8.24)中第三行方程、式(8.25)第三行方程以及电阻约束方程式(8.26-1)并消去 $\mathbf{I}_{Rt}$ 和 $\mathbf{U}_{Rt}$ 后得

$$\mathbf{G}\mathbf{U}_{Rt} = -\mathbf{Q}_{31}\mathbf{I}_{St} - \mathbf{Q}_{32}\mathbf{I}_{L1} - \mathbf{Q}_{33}\mathbf{G}_1\mathbf{Q}_{13}^T \mathbf{U}_{St} - \mathbf{Q}_{33}\mathbf{G}_1\mathbf{Q}_{23}^T \mathbf{U}_{Ct}$$

其中 $\mathbf{G} = \mathbf{G}_1 + \mathbf{Q}_{33}\mathbf{G}_1\mathbf{Q}_{33}^T$ 并且可逆。 $\mathbf{G}_1$ 为连支导纳对角阵。

$$\text{因此 } \mathbf{U}_{Rt} = \mathbf{G}^{-1}(-\mathbf{Q}_{31}\mathbf{I}_{St} - \mathbf{Q}_{32}\mathbf{I}_{L1} - \mathbf{Q}_{33}\mathbf{G}_1\mathbf{Q}_{13}^T \mathbf{U}_{St} - \mathbf{Q}_{33}\mathbf{G}_1\mathbf{Q}_{23}^T \mathbf{U}_{Ct}) \quad (8.31)$$

同理可得

$$\mathbf{I}_{Rt} = \mathbf{R}^T(\mathbf{Q}_{13}^T \mathbf{U}_{St} + \mathbf{Q}_{23}^T \mathbf{U}_{Ct} + \mathbf{Q}_{33}^T \mathbf{R}_1 \mathbf{Q}_{31} \mathbf{I}_{St} - \mathbf{Q}_{33}^T \mathbf{R}_1 \mathbf{Q}_{32} \mathbf{I}_{L1}) \quad (8.32)$$

其中 $\mathbf{R} = \mathbf{R}_1 + \mathbf{Q}_{33}^T \mathbf{R}_1 \mathbf{Q}_{33}$

将式(8.29)、(8.30)、(8.31)和(8.32)代入式(8.28),并把结果代入方程(8.27),可得

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_t \frac{d\mathbf{U}_{Ct}}{dt} &= (-\mathbf{Q}_{21} + \mathbf{Q}_{23}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q}_{33}^T \mathbf{R} + \mathbf{Q}_{31})\mathbf{I}_{St} + (-\mathbf{Q}_{22}) + \mathbf{Q}_{23}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q}_{33}^T \mathbf{R}_1 + \mathbf{Q}_{32})\mathbf{I}_{L1} \\ &\quad - \mathbf{Q}_{23}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q}_{13}^T \mathbf{U}_{St} - \mathbf{Q}_{23}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q}_{23}^T \mathbf{U}_{Ct} - \mathbf{Q}_{24}\mathbf{C}_1\mathbf{Q}_{14}^T \frac{d\mathbf{U}_{St}}{dt} \\ &\quad - \mathbf{Q}_{24}\mathbf{C}_1\mathbf{Q}_{24}^T \frac{d\mathbf{U}_{Ct}}{dt} \end{aligned} \quad (8.33)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_1 \frac{d\mathbf{I}_{L1}}{dt} &= (\mathbf{Q}_{12}^T - \mathbf{Q}_{32}^T \mathbf{G}\mathbf{Q}_{33} \mathbf{G}_1 \mathbf{Q}_{13}^T \mathbf{U}_{St}) + (\mathbf{Q}_{22}^T - \mathbf{Q}_{32}^T \mathbf{G}\mathbf{Q}_{33} \mathbf{G}_1 \mathbf{Q}_{23}^T) \mathbf{U}_{Ct} - \mathbf{Q}_{32}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{Q}_{31} \mathbf{I}_{St} \\ &\quad - \mathbf{Q}_{32}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{Q}_{32} \mathbf{I}_{L1} + (-\mathbf{Q}_{42}^T \mathbf{L}_1 + \mathbf{M}_{lt}) \mathbf{Q}_{41} \frac{d\mathbf{I}_{St}}{dt} \end{aligned}$$

$$+ [Q_{42}^T(M_{tl} - L_t Q_{42}) + M_{lt} Q_{42}] \frac{dI_{Ll}}{dt} \quad (8.34)$$

上两式只包含有状态变量 U_{Ct} 、 I_{Ll} 和输入电源 U_{St} 、 I_{Sl} ，经整理得

$$F \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{Ct} \\ I_{Ll} \end{bmatrix} = A' \begin{bmatrix} U_{Ct} \\ I_{Ll} \end{bmatrix} + B' \begin{bmatrix} U_{St} \\ I_{Sl} \end{bmatrix} + B'' \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{St} \\ I_{Sl} \end{bmatrix} \quad (8.35)$$

其中

$$F = \begin{bmatrix} C_t + Q_{24} C_l Q_{24}^T & 0 \\ 0 & (L_t - Q_{42}^T M_{tl} - M_{lt} Q_{42} + Q_{42}^T L_t Q_{42}) \end{bmatrix}$$

$$B' = \begin{bmatrix} -Q_{23} R^{-1} Q_{13}^T & (-Q_{21} Q_{23} R^{-1} Q_{33}^T R + Q_{31}) \\ Q_{12}^T - Q_{32}^T G^{-1} Q_{33} G_L Q_{13}^T & -Q_{32}^T G^{-1} Q_{31} \end{bmatrix}$$

$$B'' = \begin{bmatrix} -Q_{24} C_l Q_{14}^T & 0 \\ 0 & (-Q_{42}^T L_t Q_{41} + M_{lt} Q_{41}) \end{bmatrix}$$

若状态变量和输入电源分别记作

$$X = \begin{bmatrix} U_{Ct} \\ I_{Ll} \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} U_{St} \\ I_{Sl} \end{bmatrix}$$

则上式可改写成

$$\dot{X} = AX + BE + B_1 \dot{E} \quad (8.36)$$

式中： $A = F^{-1}A'$ ， $B = F^{-1}B'$ ， $B_1 = F^{-1}B''$ 。

与状态方程的标准形式相比，式(8.36)右边多出 $B_1 \dot{E}$ 一项，可通过一简单的变量变换将其消去。令

$$Y = X + B_1 E \quad (8.37)$$

代入式(8.36)中即得电路状态方程的标准形式

$$\dot{Y} = AY + (B - AB_1) \dot{E} \quad (8.38)$$

状态方程具有形式紧凑，待求变量数量少的特点，并且为显化一阶微分方程组形式，易于选择数值计算方法。但建立方程所需工作量较大，尤其在电力电子电路仿真中，因电路中开关元件状态不断变化，而且每一次变化都伴随着电路拓扑改变，必须重建方程，计算矩阵 A 和 B ，因而此法较为费时。

3. 稀疏列表法

稀疏列表法是在稀疏技术和数值分析方法发展的背景下产生的。特点是列电路方程直观、简单。它规定每一电路元件即为一支路，以支路电压、支路电流和节点电压作为电路方程的待求量。这样，对于有 b 条支路 n 个节点的电路，可写出三组共 $2b + n$ 个电路方程，分别为

(1) 对 $(n-1)$ 个独立节点，根据基尔霍夫电流定律 KCL 列写方程

$$AI = 0 \quad (8.39)$$

其中 A 为关联矩阵， I 为支路电流列向量。

为分析方便，假定电路中不含受控源，只有独立电压源 E 和独立电流源 J 、电阻 R 、电容 C 、电感 L 和电力电子开关 SW 。将各支路元件归类，并按照 $E \rightarrow R \rightarrow C \rightarrow L \rightarrow SW \rightarrow J$ 顺序对

各支路编号,则方程(8.39)可写成如下分块矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_E & \mathbf{A}_R & \mathbf{A}_C & \mathbf{A}_L & \mathbf{A}_{SW} & \mathbf{A}_J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_E \\ \mathbf{I}_R \\ \mathbf{I}_C \\ \mathbf{I}_L \\ \mathbf{I}_{SW} \\ \mathbf{I}_J \end{bmatrix} = 0 \quad (8.40)$$

(2) 由 KVL 定律列出支路电压和节点电压的关系方程

$$\mathbf{A}^T \mathbf{U}_N = \mathbf{U} \quad (8.41)$$

其中: $\mathbf{A}^T$ 为关联矩阵 $\mathbf{A}$ 的转置, $\mathbf{U}$ 为支路电压列向量, $\mathbf{U}_N$ 为独立节点列向量。
方程(8.41)也可写成如下形式:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_E^T \\ \mathbf{A}_R^T \\ \mathbf{A}_C^T \\ \mathbf{A}_L^T \\ \mathbf{A}_{SW}^T \\ \mathbf{A}_J^T \end{bmatrix} \quad \mathbf{U}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_E \\ \mathbf{U}_R \\ \mathbf{U}_C \\ \mathbf{U}_L \\ \mathbf{U}_{SW} \\ \mathbf{U}_J \end{bmatrix} \quad (8.42)$$

(3) 若开关元件按电源模型处理,则电路元件约束方程的矩阵形式如下:

$$\text{电 阻: } \mathbf{U}_R = \mathbf{R} \mathbf{I}_R$$

$$\text{电 感: } \mathbf{U}_L = \mathbf{L} \frac{d\mathbf{I}_L}{dt}$$

$$\text{电 容: } \mathbf{I}_C = \mathbf{C} \frac{d\mathbf{U}_C}{dt} \quad (8.43)$$

$$\text{电压源: } \mathbf{U}_E = \mathbf{E}(t)$$

$$\text{电流源: } \mathbf{I} = \mathbf{J}(t)$$

$$\text{开 关: } \begin{cases} \mathbf{U}_{SW} = 0 & \text{开关导通} \\ \mathbf{I}_{SW} = 0 & \text{开关关断} \end{cases}$$

把式(8.40)、(8.41)和(8.43)“堆积”在一起构成一组一阶微分-代数方程,它们完全描述了电路中各电压、电流间的约束关系。

这个方程中含有大量零元素,通常用表 8.1 形式给出,因此称为稀疏列表法。

这种表格形式的方程简单、直观、填写容易,对电路结构和元件类型无任何限制,并允许电路中出现电流源与电感割集及电压源与电容回路。

表中 $\mathbf{R}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{L}$ 均为对角阵, $\mathbf{K}_1$ 、 $\mathbf{K}_2$ 描述开关器件 SW 的约束关系。对导通的器件在电压 $\mathbf{U}_{SW}$ 对应列中填 1;对关断器件,则在对应电流 $\mathbf{I}_{SW}$ 列中填 1。

下面以三相桥式整流电路为例说明 $\mathbf{K}_1$ 、 $\mathbf{K}_2$ 的形成方法。假定电路中六只晶闸管中的 SW_1 、 SW_6 导通,而 SW_2 、 SW_3 、 SW_4 、 SW_5 关断,则 $\mathbf{K}_1$ 、 $\mathbf{K}_2$ 的填写结果如表 8.2。

电力电子电路仿真中,采用稀疏列表法,能方便地生成表 8.1。在开器元件状态发生变化时,只需将表 8.1 中的 $\mathbf{K}_1$ 、 $\mathbf{K}_2$ 状态稍加改变,即可得到开关元件变化后的电路方程。仍以上

表 8.1 稀疏表格

n	b											
U_N	U_E	U_R	U_C	U_L	U_{SW}	U_J	I_E	I_R	I_C	I_L	I_{SW}	I_J
A_E^T	-1											
A_R^T		-1										
A_C^T			-1									
A_L^T				-1								
A_S^T					-1							
A_J^T						-1						
							A_E	A_R	A_C	A_L	A_S	A_J
	1											
		-1					R					
			d/dt						$-C^{-1}$			
				$-L^{-1}$						d/dt		
					K_I							
											K_2	
												1

U_N
U_E
U_R
U_C
U_L
U_{SW}
U_J
I_E
I_R
I_C
I_L
I_{SW}
I_J

E
$I_J(t)$

表 8.2 K_1 、 K_2 的填写结果

U_{SW1}	U_{SW2}	U_{SW3}	U_{SW4}	U_{SW5}	U_{SW6}
1					
					1

(K_1)

I_{SW1}	I_{SW2}	I_{SW3}	I_{SW4}	I_{SW5}	I_{SW6}
	1				
		1			
			1		
				1	

(K_2)

述整流电路为例。若在 SW_2 和 SW_6 换相时,晶闸管 SW_2 被触发导通,但 SW_6 并未立即关断,这时出现 SW_1 、 SW_2 、 SW_6 导通, SW_5 、 SW_3 、 SW_4 关断的换流现象,而对应的 K_1 、 K_2 如表 8.3。因此,稀疏列表法对开关器件状态变化的处理十分简单、有效,这为设计通用电力电子电路仿真程序提供了极大方便。

表 8.3 SW 状态变化后, K_1 、 K_2 的填写结果

U_{SW1}	U_{SW2}	U_{SW3}	U_{SW4}	U_{SW5}	U_{SW6}	
1						(K ₁)
	1					
					1	
I_{SW1}	I_{SW2}	I_{SW3}	I_{SW4}	I_{SW5}	I_{SW6}	
		1				(K ₂)
			1			
				1		

8.3.3 电路方程的计算机数值求解

前一节介绍了电力电子电路仿真时形成电路方程的几种基本方法,下面讨论如何用计算机求解电路方程。

用于数值求解状态方程的各种算法,如向前欧拉法、向后欧拉法、Gear 算法和龙格-库塔法等,大多有标准的计算机程序可供借鉴和使用,在确定选用何种方法计算时,只需着重考虑算法精度和稳定性问题,而不必特别关心算法的实现步骤。有关问题在此不加详述。本节将以稀疏列表法的求解过程为例,讨论如何用计算机求解电路方程。

由表 8.1 所表示的一阶微分-代数方程组可写成:

$$\begin{cases} F(x, \dot{x}, t) = 0 \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (8.44)$$

方程为待求量 x 隐含形式。其中 x 是节点电压 U_N 、支路电压 U 和支路电流 I , x_0 为上述待求量的初始值。该方程无法用显式表达,对它的求解,包括两个步骤。首先将其所在时间区间 $[t_0, T]$ (即仿真分析区间)分割成若干离散时间点,在各时间点用差分方程(代数方程)替代微分方程,然后逐点求出差分方程的解,并以此作为原微分-代数方程的近似解。在整个求解过程中,用差分方程代替微分方程是关键,并且有多种方法。考虑到电力电子电路中元件参数通常差异较大,电路方程多为刚性方程,选择的方法应兼顾求解精度,仿真速度和方法稳定性等因素。这里以后退欧拉法为例说明差分方程的形成过程。

后退欧拉法是将式(8.44)中的待求量 x 在当前时刻 t_{n+1} 处的微分 $\dot{x}(t_{n+1})$ 用其差商替代,即

$$\dot{x}(t_{n+1}) = \frac{x(t_{n+1}) - x(t_n)}{t_{n+1} - t_n} = \frac{x_{n+1} - x_n}{h} \quad (8.45)$$

其中 h 为积分步长。将式(8.45)代入方程(8.44)可得差分方程

$$\begin{cases} F(x_{n+1}, \frac{x_{n+1} - x_n}{h}, t_{n+1}) = 0 \\ x_n = X(t_n) \end{cases} \quad (8.46)$$

式中: X_n 为前一步已求出的结果, t_n 和 t_{n+1} 为给定量, 只有 X_{n+1} 为待求量, 所以方程可写成

$$\begin{cases} F(x_{n+1}) = 0 \\ x_n = x(t_n) \end{cases} \quad (8.47)$$

由此式可求出微分代数方程(8.44)在时间点 t_{n+1} 处的值 x_{n+1} 。依次类推, 可得方程(8.45)在整个仿真区间内各离散时刻 $(t_0, t_1, \dots, t_n, \dots, T)$ 上的解 $(x_0, x_1, \dots, x_n, \dots, x_T)$ 。

若将稀疏列表法所得的一阶微分-代数方程组表 8.1 写成矩阵形式

$$WX = E \quad (8.48)$$

其系数矩阵 W 中不仅包含有常数项, 而且有微分项。对 W 进行分解, 将其中微分项与常数项分离, W 可表示成

$$W = W_1 + W_2 \quad (8.49)$$

其中 W_1 、 W_2 的形式分别示于表 8.4 和表 8.5

表 8.4 W_1 形式

A_E^T	$-Y$											
A_R^T		-1										
A_C^T			-1									
A_L^T				-1								
A_S^T					-1							
A_f^T						-1						
							A_E	A_R	A_C	A_L	A_S	
	1											
		-1						R				
									$-C^{-1}$			
				$-L^{-1}$								
					K_1							
											K_2	
												1

表 8.5 W_2 形式

			$\frac{d}{dt}$								
									$\frac{d}{dt}$		

若将 W_2 中的导数符号提出,并用单位矩阵 1 代替原 $\frac{d}{dt}$ 项,式(8.49)变成

$$W_1 X + W'_2 = 1 \quad (8.50)$$

式中 W'_2 为奇异阵,不可进行“求逆”运算,因此上式无法化成 $\dot{X} = AX + BU$ 的标准显式。

采用后退欧拉法将式(8.45)代入式(8.50)可得差分程

$$W_1 X_{n+1} + W'_2 \left(\frac{X_{n+1} - X_n}{h} \right) = E_{n+1}$$

整理后得

$$\left(W_1 + \frac{W'_2}{h} \right) X_{n+1} = E_{n+1} + \frac{W'_2}{h} X_n \quad (8.51)$$

若令

$$W_1 + \frac{W'_2}{h} = A$$

$$E_{n+1} + \frac{W'_2}{h} X_n = B$$

上式可写为

$$AX_{n+1} = B \quad (8.52)$$

其中 A 和 B 的形式如表 8.6。

表 8.6 式(8.54)中系数矩阵 A 、 B 的形式

(a) A 系数矩阵												(b) B 矩阵	
A_E^T	-1												
A_R^T		-1											
A_C^T			-1										
A_L^T				-1									
A_S^T					-1								
A_J^T					-1								
							A_E	A_R	A_C	A_L	A_S	A_J	
	1												E_{n+1}
		-1						R					
			$1/h$						$-C^{-1}$				U_{Cn}/h
				$-L^{-1}$						$1/h$			I_{Ln}/h
					K_1								
											K_2		
												1	I_{Jn+1}

这样就把对微分-代数方程(8.44)的求解变成了对代数方程(8.52)的求解。

观察表 8.6 中的矩阵 A 和 B 可看出,它们与电路的连接关系和电路参数仍然存在着较严格和直接的对应关系,因此,由电路可直接填写出方程(8.52)中的矩阵 A 和 B ,形成电路的差分方程,而勿需经过上述变换过程,这样就大大简化了仿真程序的编制工作,减少了仿真计算。同时,后退欧拉法是绝对稳定的。在满足计算结果精度的前提下,相对于同阶其它方法,它可选择较大的积分步长。

下面分析如何由方程(8.52)求出待求量 X_{n+1} 。

从表 8.6 可看出,方程(8.52)的系数矩阵 A 中包含有大量零元素,而非零元素的个数较零元素个数少得多,对于较复杂的电力电子电路,非零元素个数大约仅占总数的 3% 以下。因此矩阵 A 称为稀疏矩阵,式(8.52)称为稀疏线性代数方程组。求解此方程不宜直接采用常用于满矩阵求解的高斯消去法或三角分解法。因为上述方法需大量内存来存贮零元素,使较大规模电路的仿真无法在小机器上进行;同时对零元素进行大量如 $0 * a, 0/a$ 那样的无用运算,将耗费大量计算时间。为此,求解稀疏方程时必须采用稀疏技术,以便充分压缩内存占有,减少无效运算。据统计分析,求解一个 200 阶线性方程组,若采用满矩阵的计算方法,一台每秒处理 10^5 次乘除运算的中型机约需近 40 小时,而采用稀疏技术后,上述方程仅需约 4 分钟。这充分说明了采用稀疏技术的必要性。有关稀疏技术的详细内容可参看相关教材及专著。

8.4 PSPICE 在电力电子电路仿真中的应用

PSPICE 是加州大学伯克利分校开发的通用电路仿真程序 SPICE (Simulation Program with IC Emphasis) 移植于 PC 机上的版本。作为一种电路仿真软件, SPICE 最早是为优化集成电路(IC)设计而开发的。由于软件完全开放, 通用性强, 用户根据自己需要可方便地对电路元件模型进行修改和增添, 使用极为方便, 很快便成为电子和电气工程领域科技工作者广泛采用的一种电路仿真工具。随着电力电子技术的发展, 从器件、电路拓扑到装置的控制方式都不断更新, 为设计开发优化产品, 缩短研制周期, 降低研制费用, 越来越多的产品研制和开发者采用了计算机辅助分析技术, 设计出了许多专用的电力电子装置仿真软件。由于这些软件大多针对性很强, 并且主要考虑主电路级或系统级仿真, 开关模型基本采用理想开关或电压源、电流源模型, 难以完成器件、功率集成电路以及电路换流过程中开关器件工作状态的仿真。近年来, SPICE 特别是 PSPICE 已成功地引用到电力电子技术领域。为完成器件级仿真, 大多数器件制造厂在推出其新器件时, 都提供了器件的 PSPICE 模型。PSPICE 软件也进行了相应的补充完善, 增加了诸如晶闸管、GTO、BJT、功率 MOSFET、功率二极管等电力电子开关器件的精确电路模型, 而且允许修改模型的各种特性参数, 允许自建新的电路模型。为适应电路和系统级仿真, 还提供了简化的电压、电流控制的开关模型及其它各种电路元件、模拟和数字集成器件模型。使用者只要了解 PSPICE 软件的使用方法, 就可用来完成电力电子装置的三级仿真而无需自行设计软件。本节仅简介 PSPICE 仿真软件的基本功能、结构、输入描述程序设计的基本方法及应用于电力电子仿真时的特殊性。具体应用时请参阅 PSPICE 的详细使用指南。

8.4.1 PSPICE 可完成的仿真功能

PSPICE 建立电路模型采用节点法, 但对不同的仿真要求建立不同类型的方程组, 相应地, 使用不同的数字求解方法。例如建立线性代数方程时, 用稀疏技术加主元消去法求解; 方程组是非线性代数方程组时, 用改进的牛顿-拉夫逊法; 若为常微分方程组时则采用可变步长的隐式积分法等。因此 PSPICE 软件运算精度高, 收敛快, 程序运行时间短, 通用性极强, 可完成不同功能、不同目标的仿真要求。

(1) 直流分析 对线性及非线性网络的直流分析, 包括:

- ① 求电路直流工作点, 用作瞬态分析时迭代求解的初值, 或非线性电路线性化工作点;
- ② 直流小信号传递函数及输入、输出阻抗(电阻);
- ③ 直流转移曲线;
- ④ 灵敏度分析, 即需观察的输出对小信号直流输入的灵敏度。

(2) 交流分析 对线性网络输出的频域分析和非线性网络在工作点附近的线性化模型的频域分析, 包括:

- ① 网络传递函数和传输阻抗;
- ② 噪声分析, 即计算不同频率点的总输出噪声及等效输入噪声;
- ③ 失真分析, 即分析小信号输入时, 给定负载下的输出失真功率。

(3) 瞬态分析 网络的时域分析, 即求电路过渡过程。过渡过程的时间范围可由用户自行设定。PSPICE 求过渡过程时, 能根据输入的电路参数自动进行直流分析, 并将结果作为迭

代求解的初值。

(4) 傅里叶分析 指定输入信号频率时,对输出波形进行傅里叶分析。

(5) 统计分析和最坏情况分析 在已知元件概率分布后,进行网络的直流、交流和瞬态特性容差分析及极端条件下的最坏情况分析。

(6) 数字模拟和数/模混合模拟 PSPICE 提供了通用逻辑模拟器接口和数/模混合模拟选项,对电力电子装置系统仿真十分有利。

(7) 温度特性分析 在用户指定的各种温度条件下,进行网络工作特性分析。

8.4.2 PSPICE 软件结构和特点

作为一种通用性很强的软件,PSPICE 程序由五个环节构成(见图 8.11)。

(1) 电路描述环节 PSPICE 采用指定规格的电路描述语句来输入被仿真电路的拓扑信息和元件参数,电路描述环节将输入数据按元件类型分类,组织成数据结构,以便电路分析程序读取。

(2) 器件模型处理环节 输入语句中可对 PSPICE 元件库中的元件模型直接调用并赋予相应参数。若模型为非线性,模型处理环节将对该模型进行数学处理,先求直流工作点,再在工作点附近线性化。

(3) 电路分析环节 读取描述电路结构和元件参数的数据,自动识别这些数据代表的信息,根据仿真要求建立被仿真电路的数学模型(即电路方程组)。电路类型和仿真要求不同,方程组形式也不同。

(4) 电路方程组的数值求解 如前所述,PSPICE 电路分析环节根据输入的电路信息和仿真要求,可建立不同类型的方程组,相应的数值求解方法也不同。

(5) 仿真结果输出环节 PSPICE 软件的输出环节允许用户选择需观察的各种物理量的输出,如系统输出波形、指定支路(元件)或回路电流、指定节点电压,以及传递函数、幅相频率特性、输出的频谱等分析结果,并且允许用户选择想要的输出方式和输出手段,例如数据、表格、曲线、在屏幕上显示或打印输出、绘图仪输出等。

为了便于用户应用,PSPICE 软件不断推出其新的版本,提高软件性能。在 4.XX 之后的版本有如下新的特点:

① 新的菜单式控制,以下拉式菜单方式对仿真过程各环节提供了很方便的工具,有良好的人机界面。

② 输入文件中字母大小写通用,节点数值不仅可以用整数也可用名字。

③ 可用菜单提示建立激励(输入)波形的参数或用鼠标作出波形图,并对其编辑。

④ 提供一种对分析结果具有探测能力的输出选项 Probe,它类似万用表、示波器等测试仪器的探头,可控制屏幕存储和重复显示各种仿真结果。

⑤ 增加了电路元件模型种类,提高了模型精度,为电感、电容增设了温度系数选项。

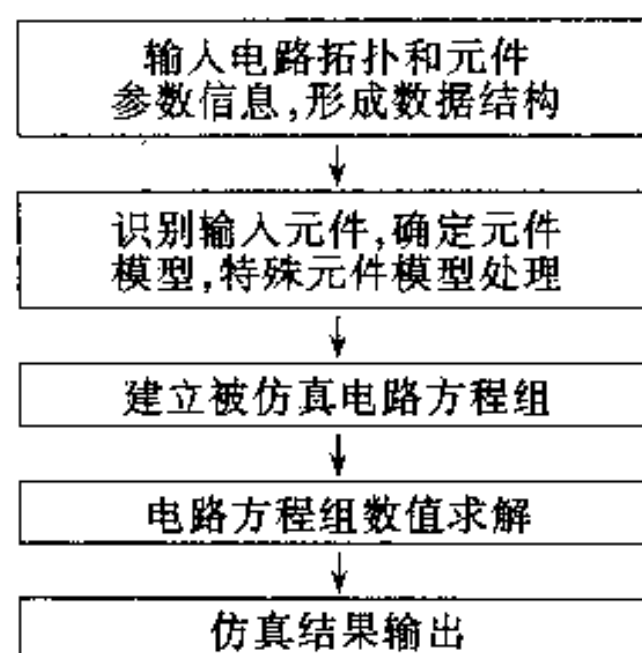


图 8.11 PSPICE 软件结构

⑥ PSPICE 软件包含了一个丰富的元件模型库,内含 3 000 多个模拟器件,1 200 多 TTL 和 MOS 数字器件,还有常用的电力电子器件、光电隔离器、石英振荡器、磁芯、模/数接口等。库中各元件的模型参数及电路的宏模型参数都可用 .LIB 语句直接调用。

⑦ 使用 PSPICE 软件中的 PARTS 程序块,可以把器件中被仿真电路产品的参数值提取成相应的模型参数,结果不仅可用于仿真,也可用来建库。用户可对已有库内模型参数或器件电路方程进行修改,即允许用户重新建模。

⑧ 允许把常用的电路环节变成子电路,并存入模型库,使用时当作电路元件直接调用。

8.4.3 PSPICE 软件使用步骤

使用 PSPICE 软件实现电路仿真的步骤如图 8.12。由于 PSPICE 软件采用电路描述语言来输入被仿真电路的拓扑信息和元件参数,因此首先需画出电路的原理草图,并按规定选择参考节点,注明每个元件引线端相连的节点。然后,以这张草图为基础编写仿真输入程序。PSPICE 仿真输入程序由规定的输入语句按一定语法规则组成。输入语句有五种,这里仅作简单介绍,详细说明请参考 PSPICE 使用指南。

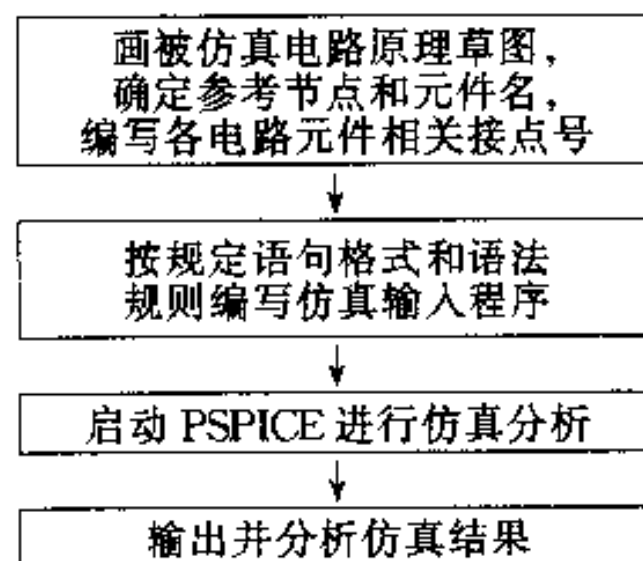


图 8.12 PSPICE 仿真步骤

- (1) 标题语句 为仿真输入程序的第一行,由任意字母、字符和数字组成的字符串表示。标题语句不允许缺省或调换位置。
- (2) 注释语句 仅用来说明仿真过程,不影响仿真。可放在输入程序说明语句的任何位置,也由字符串组成,但注释语句前必须加“*”。
- (3) 电路描述语句 用来定义电路拓扑和元件参数。PSPICE 对不同类型的元件定义了相应的元件描述语句,分成电路元件(电阻、电容、电感、互感、传输线、电压和电流控制开关),半导体器件(模型库中包含的各类半导体开关器件,半导体电阻、电容及数字器件)和电源(包括独立电压源、电流源,线性和非线性受控源)。这些元件描述语句虽不完全相同,但总体来看都包含名字段、节点段和参数段。名字段可以是一个字符串,但第一个字母必须是符合 PSPICE 规定的器件名关键字。节点规定正节点在前,负接点在后,假定电流方向由正节点进入,经元件后由负节点流出。参数段中除表示电路元件主要参数的值外,还可以有模型名和其它参数的选项。例如电阻元件输入描述语句格式可为

名字	节点	参数
R1	1,1	100
RX1	4,5	4K TC=0.006 0.002
RFO	13,5	RMOD 12K

上述三种写法,都是电阻描述语句,名字段中第一个字母必须是 R,它是电阻类元件名的关键字。参数段中 100、12K 单位为欧姆,是电阻值。RX1 中“TC=”后面给出的是电阻温度系数,RFO 中的 RMOD 是该元件在 PSPICE 模型库中的模型名。PSPICE 元件库内所有电路元件都有对应的元件名关键字,编写电路描述语句时不能搞错,以免电路分析程序识别错误。元件描述语句可放在仿真输入程序第一行名字语句与末行结束语句中的任意位置。

(4) 电路特性分析和控制语句 PSPICE 通过这类语句指定需要完成的分析类型(如交流、直流、瞬态等)和分析控制(如指定初始状态、参数分析和输出格式等)。这些语句前必须加“.”。

(5) 结束语句 输入程序的最后一行,表示用户编写的仿真输入程序结束。

输入程序编写完毕,即可上机,用键盘输入所编程序,启动 PSPICE 软件,计算机将根据输入程序对仿真和结果输出的要求进行仿真,并输出所需仿真结果,供用户分析。

下面以图 8.13 电路为例,说明 PSPICE 仿真输入程序的编写方法。

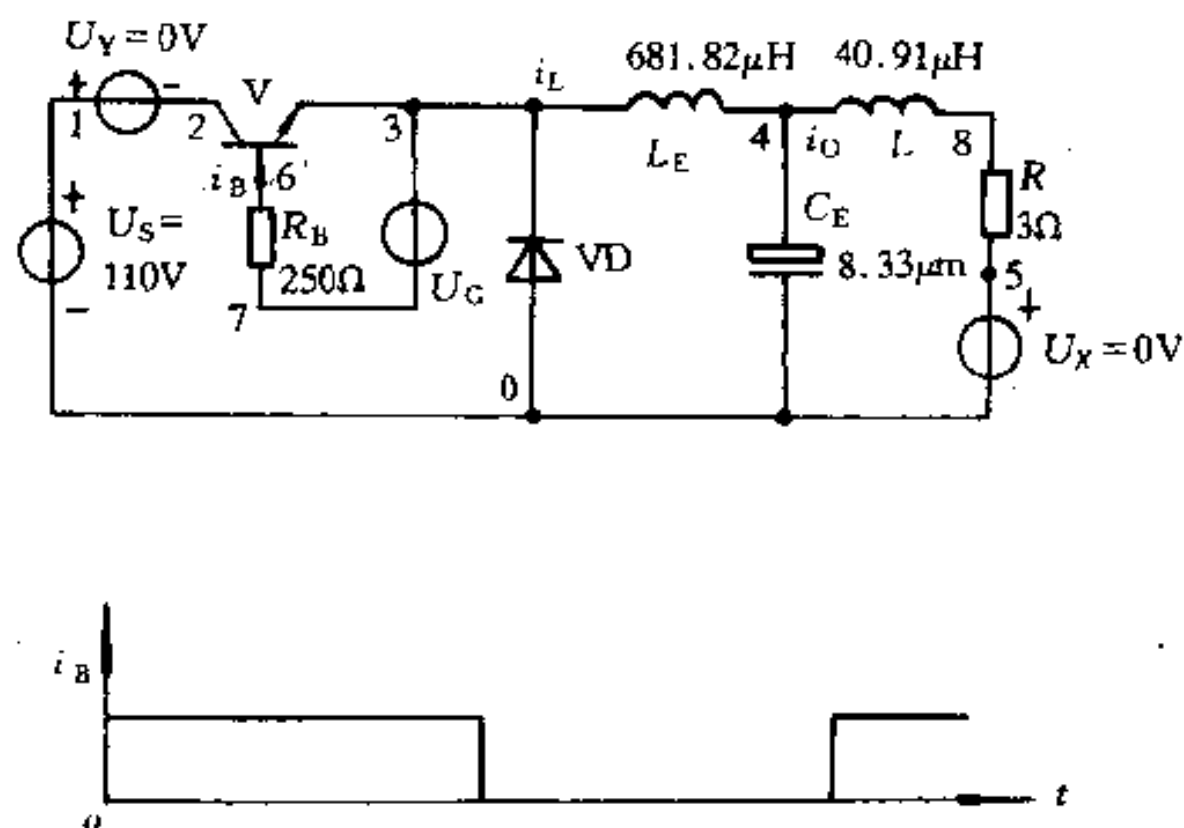


图 8.13 PSPICE 仿真电路示例

输入程序如下:

```
Example      Buck Chopper
VS      1      0      DC      110V
VY      1      2      DC      0V
Vg      7      3      PULSE  10V  20V  0  0  1ns  27  28μs  50μs
RB      7      6      250
LE      3      4      681  82μH
CE      4      0      8.33μF  10  60V; * initial voltage
L       4      8      40.91μH
R       8      5      3
VX      5      0      DC      0V
DM      0      3      DMOD
Q1      2      6      3      QMOD
.MODEL  DMOD  D(IS=2.2-15 BV=1800V TT=0); * Diode model parma
.MODEL  QMOD  NPN BF=20 RB=100 CJE=4.493P
TR=239.5N TF=301.2P; * BJT Model Paramenters
.TRAN  1μs  1.6ms  1.5ms  1μs  UIC; * Transient analysis
```

```

.PROBE
.OPTIONS abstol=1.00n reltol=0.01 vntol=0.1 1TL5=5 000
.FOUR 20kHz I(VY)
END

```

仿真结果可显示输出电压 u_O , 电感电流 i_L , 输出电流 i_O , 依次示于图 8.14。

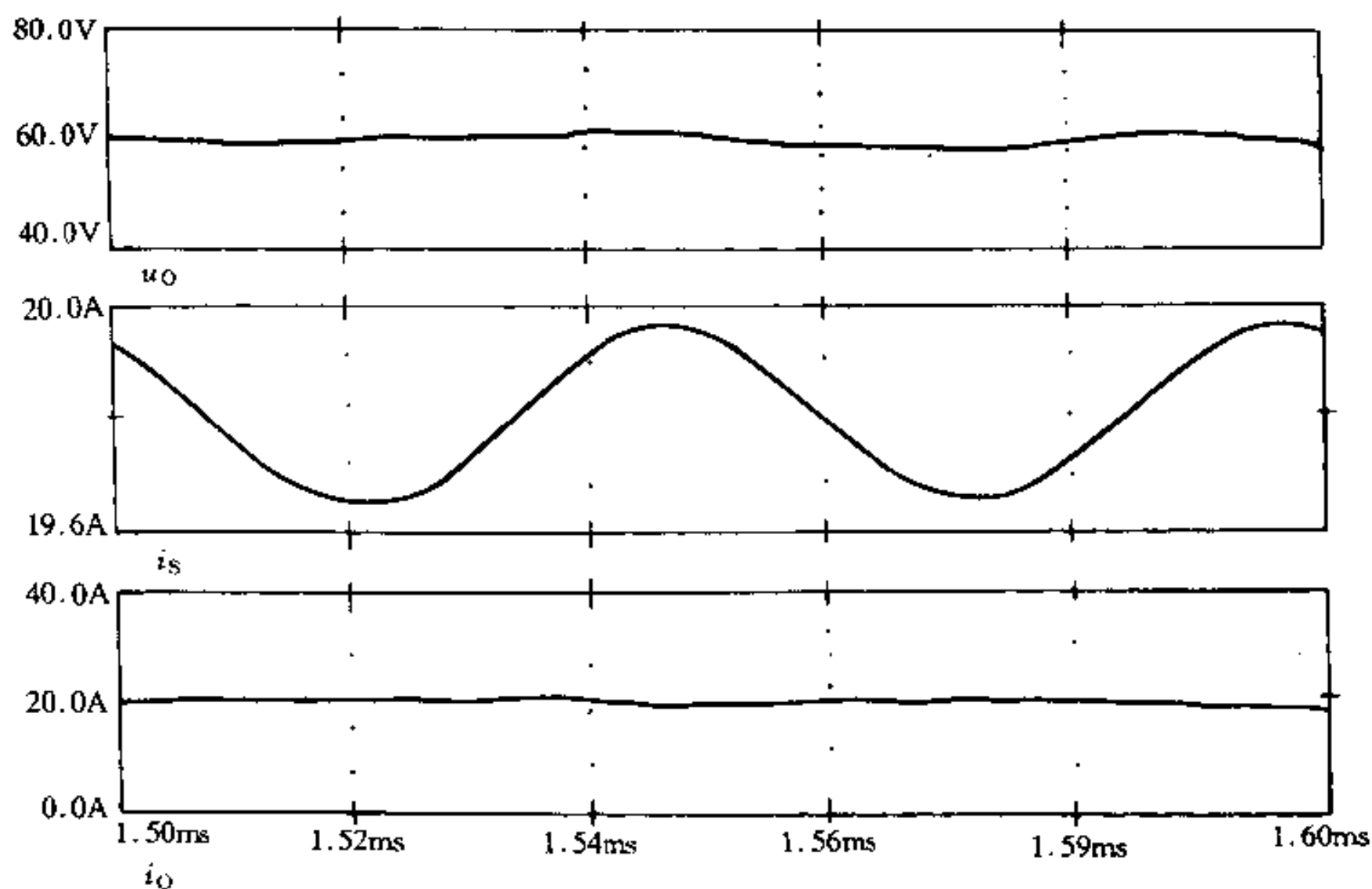


图 8.14 电路仿真结果

上述输入程序中,第一行为标题语句,第2~10行为电路描述语句,指出了电路元件及其位置和参数,第11~15行为分析控制语句,11、12句为模型调用,后三句给出了输出和分析类型,最后一句则为结束语句。

8.4.4 PSPICE 用于电力电子装置仿真的特点

本教材第1章曾指出,电力电子电路运行总是伴随着开关器件的周期性通断,因此电路始终是处于暂态运行,而电力电子电路的稳态运行,就是电路暂态运行的周期性的重复。当使用PSPICE软件对电力电子装置仿真时,主要是利用它的瞬态分析功能,包括傅里叶分析功能。如前所述,由于电力电子器件本身的精确模型是一个十分复杂的非线性电阻、电容网络,在进行装置仿真时,必须根据仿真目标,选用不同的开关器件模型。当仿真重点在电路工作对器件影响,或器件特性参数对电路结构、参数优化影响时,应选用较为精确的器件模型。仿真重点在电路整体性能分析时,为了减小仿真占用的时间和内存容量,在保证仿真可信度的前提下,应选用较为简单的可控开关模型来替代。此外,仿真步长对仿真时间、仿真精度有很大的影响。因为电路状态周期性改变,仿真步长太长,会造成状态改变瞬间数据丢失,使仿真结果偏离实际运行状态,仿真精度和可信度降低。若仿真步长太短,仿真结果要达到稳态所需的时间

和内存占用量大大增加,在内存容量较小的计算机上将无法运行。

电力电子装置的 CAA 虽然有许多优点,近十年来也有了很大的发展,但由于仿真过程对电路作了许多简化,例如电路元件理想化,开关器件模型简化,装置各部分引线的分布参数被忽略等,使得仿真结果不可能完全与实际装置运行状态一致,当然就不能完全取代实际电路的调试。事实上,一个好的仿真软件必须经过许多实际系统运行验证,才能真正推广应用。但无论如何,CAA 技术为电力电子技术领域中器件、电路拓扑和变换装置的更新和发展,提供了更好的工具,随着计算机处理功能的不断完善,CAA 技术的进一步提高,将会有更好的电力电子装置仿真软件被开发和应用。为适应电力电子技术的发展,PSPICE 软件也在不断改进,在电力电子电路仿真中应用将会更加方便、简单,成为这一领域 CAA 的极有前景的工具。

思考题及习题

- 8.1 电力电子电路仿真中常用的开关模型有几种? 各有何优缺点?
- 8.2 电力电子电路仿真时常用哪些方法列电路方程?
- 8.3 图 P8.1 示出一 Cuk 变换器主电路,参数如图示。已知开关 SW_2 工作周期 $T = 100\mu s$, $\rho = 3/4$ 。
 - ① 用节点电压法列出开关 SW 导通和关断状态下的电路方程(SW 和 VD 用电阻模型);
 - ② SW 和 VD 当作理想开关,列出 SW 导通和关断状态下电路的状态方程;
 - ③ 写出该电路的 PSPICE 输入程序(开关 SW 使用电压控制开关模型 Vswitch)。

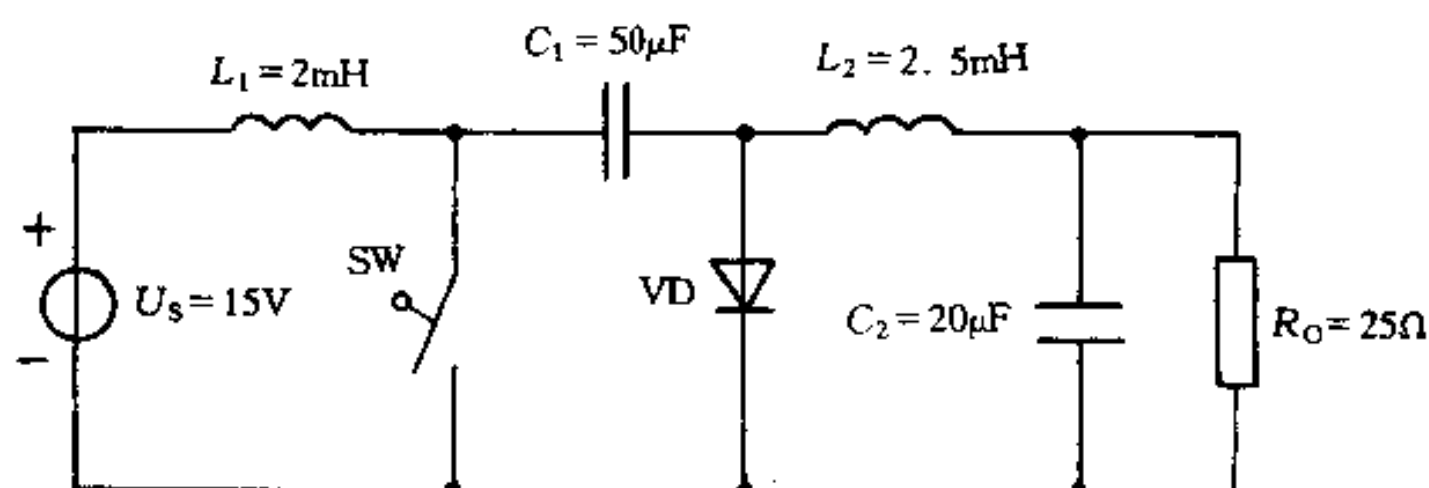


图 P8.1

参考文献

- [1] 林渭勋主编. 电力电子技术基础. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [2] 黄俊、王兆安. 电力电子变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [3] 张立编. 现代电力电子技术. 北京: 科学出版社, 1992.
- [4] Williams B. W. Power electronics: devices, drivers, applications and passive components. Hampshire RG: MaCmillan, 1992.
- [5] Rashid M. H. Power electronics: circuits, devices and applications. Englawood Cliffs N.J.: Prentis Hall, 1993.
- [6] Sequire G. Labrique F. Power electronics converters: DC - AC conversion. Berlin: Springer Verlag, 1993.
- [7] 日本电气学会、电力半导体变流方式调研专门委员会编. 王兆安等译. 电力半导体变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1993.
- [8] Dewan S. B. Power electronics. USA John Wiley & Sons, 1988.
- [9] 林渭勋主编. 电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 1986.
- [10] 丁道宏主编. 电力电子技术. 北京: 航空工业出版社, 1992.
- [11] 林木生、邵丙衡. 电力半导体变流技术. 北京: 中国铁道出版社, 1993.
- [12] Bose B K. Recent advances in power electronics. IEEE Trans. on Power Electronics. 1992, 7(1): 2—16.
- [13] 陈治明主编. 电力电子器件基础. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [14] 王汝文、王溥仁. 斩波控制交流调压器. 西安: 电力电子技术, 1989. 2: 25.
- [15] 王汝文、张杭. 斩控式电力电子开关矩阵分析. 西安: 西安交通大学学报, 1994. 12. (9) 27—32.
- [16] 张杭、王汝文、杨伟. 新型三相四线桥斩控式整流器及控制方式研究. 西安: 西安交通大学学报, 1995. 3. (3) 19—23.
- [17] International Rectifier Company. HEXFET databook. California: International Rectifier, 1985.
- [18] International Rectifier Company. Power semiconductors. California: International Rectifier, 1994.
- [19] 邓元紫、苏彦民. 一种通用的 BJT 驱动保护电路研究. 西安: 西安交通大学学报, 1995. 3 (3) 103—108.
- [20] 王汝文、张乐民. 电流源型 LCC 谐振式逆变器研究. 北京: 电工技术杂志, 1994. 5(3) 12—15.
- [21] Batatseh I., Lee C Q. High-frequency high-order parallel resonant converter. IEEE Trans. on Ind. Electron. 1989(4).

- [22] Liu K H, Lee F C. Resonant switches – a unified approach to improve performances of switching converters. IEEE INTELEC. Conf. Rec. , 1984.
- [23] Thoborg K. Power electronics. N. Y. : Prentice Hall, 1988.
- [24] Datta S. K. Power electronics and controls. Reston: Reston Publ, 1988.
- [25] Ramshaw R. S. Power electronics & semiconductor switches. London: Chapman Hall, 1993.
- [26] Pelly B. R. Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters. John Wiley & Sons, 1971.
- [27] Microsim corporation. PSPICE Troubleshooter's Guide. USA Microsim Corporation, 1990.
- [28] 长谷川彰著. 开关式稳压器的设计技术. 施仁译. 北京: 科学出版社, 1989.
- [29] 姚立真. 通用电路模拟技术及软件应用 SPICE 和 PSPICE. 北京: 电子工业出版社, 1994.
- [30] 黄进主编. 电力电子装置的计算机辅助分析. 杭州: 浙江大学出版社, 1995.
- [31] 张杭、秦祖荫、杨伟. 稀疏列表法在电力电子电路分析中的应用. 西安: 西安交通大学学报, 1997. 4(4)1—5.

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名=电力电子技术应用基础

作者= B E X P

页数= 2 4 4

下载位置= h t t p : / / 2 0 2 . 1 1 8 . 1 8 0 . 1 2 1 / e b o o k 1 / s j y 0 2 / d i s k c / c 0 1 0 / 0 4 / ! 0 0 0 0
1 . p d g