

PSIM™で学ぶ基礎パワーエレクトロニクス

使用PSIM™ 学习 电力电子技术基础

野村 弘
〔日〕藤原宪一郎 著
吉田 正伸

胡金库 贾要勤 王兆安 译



西安交通大学出版社
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY PRESS



事半功倍的仿真软件——使用PSIM学习电力电子的基本变换电路

本书是面向大学本科、高等专科学校的高年级学生使用的教科书，内容限定在电力电子技术的基础知识，通过浅显易懂的解说和对例题和练习题的仿真来理解所学知识。本书中介绍的PSIM软件是美国POWERSIM公司专门针对电力电子及电机拖动开发的仿真软件，在欧美和日本广为使用，它将半导体功率器件等效为理想开关，能够进行快速的仿真，所以对于初学者来说更容易掌握。试用版的PSIM DEMO可以免费下载，对于教学来说已经具有足够的功能，而且还提供了用户使用手册（英文）。

本书包括九个章节和一个附录，每章后面都配有习题，并在书后附有习题解答。主要内容包括：

- 电力电子以及仿真的基本概念和基础知识、理想开关及半导体开关器件；
- AC/DC变换器、DC/DC变换器、DC/AC变换器以及AC/AC变换器的基本原理；
- 介绍PSIM DEMO版的使用方法。

本书通过对电路工作过程和练习题进行仿真来显示电路工作波形，使学生能够更主动地参与到教学当中。通过PSIM DEMO版的仿真实验，达到进一步理解电力电子电路理论，提高学习效率的目的。

ISBN 978-7-5605-3163-2



9 787560 531632 >

责任编辑 赵丽平
封面设计 阎亮

定价：28.00元

使用 PSIM™ 学习 电力电子技术基础

野村 弘

〔日〕 藤原宪一郎 著

吉田 正伸

胡金库 贾要勤 王兆安 译



西安交通大学出版社

※ PSIM 是美国 Powersim Inc. 公司的商标。本书中用™来注明。

PSIM™で学ぶ基礎パワーエレクトロニクス

© 野村 弘, 藤原宪一郎, 吉田 正伸 2007

图书在版编目(CIP)数据

使用 PSIM™学习电力电子技术基础/(日)野村 弘,(日)藤原宪一郎,
(日)吉田 正伸著;胡金库,贾要勤,王兆安译. —西安:西安交通大学出版社,2009.9

ISBN 978-7-5605-3163-2

I. 使… II. ①野…②藤…③吉…④胡…⑤贾…⑥王… III. 电力电子
学-高等学校-教学参考资料 IV. TM1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 150729 号

书 名: 使用 PSIM™学习电力电子技术基础
著 者: [日]野村 弘 藤原宪一郎 吉田 正伸
译 者: 胡金库 贾要勤 王兆安

出版发行: 西安交通大学出版社
(西安市兴庆南路 10 号 邮政编码 710049)
网 址: <http://www.xjtupress.com>
电 话: (029)82668357 82667874(发行中心)
(029)82668315 82669096(总编办)
传 真: (029)82668280
印 刷: 西安交通大学印刷厂

开 本: 880mm×1230mm A5 印 张 6
印 张: 0001~3000 字 数 167 千字
版次印次: 2009 年 9 月第 1 版 2009 年 9 月第 1 次印刷
书 号: ISBN 978-7-5605-3163-2/TM·78
定 价: 28.00 元

读者购书、书店添货、如发现印装质量问题,请与本社发行中心联系、调换。
订购热线:(029)82665248 (029)82665249
投稿热线:(029)82665380
读者信箱:banquan1809@126.com

版权所有 侵权必究

译者序

电力电子技术是一门综合性学科,学习电力电子技术的读者,需要先修微电子技术(包括模拟电子技术和数字电子技术)和控制理论两门基础课程。通俗地讲,电力电子技术就是通过微电子技术(弱电),应用控制理论来控制电力(强电)变换的技术。电力变换是由电力半导体(开关器件)和电感、电容等无源元件构成的主电路拓扑实现的,主电路中包含的开关器件少则一两个,多则几十个,各种各样的主电路拓扑想要实现预定的电力变换目标,就需要对主电路拓扑中的开关器件,即功率半导体进行高速开通或关断,这样若干开关器件在不同的时间以不同的组合开通和关断,就在主电路的各个环节产生了与其相对应的电压或电流波形及其时序,分析这些波形和时序是理解主电路工作原理的关键。由于电力电子主电路开关器件繁多,动作复杂,单靠理论分析还是比较困难的,尤其对于初学者更是比较难理解和掌握的。

电力电子又是一门实践性很强的学科,初学者要想学好电力电子技术,实验环节很重要,只有对课堂上学过的内容进行细致的实验验证,才能变抽象为具体,才能从繁杂的电路拓扑结构中整理出有条理的头绪,只有认真分析实验中的现象和原因,才能理解主电路拓扑每个环节的原理和作用,只有彻底理解了主电路的工作原理,才能设计适合的控制电路或数字控制程序,最终实现电力电子装置的设计功能。但是进行电力电子技术的实验并不像微电子技术试验那样在一小块面包板上就可以进行了。电力电子电路所处理的不仅是微电子

技术中的信号,更重要的是“功率”或者“电力”,因此功率大的电力电子装置就具有工作电流大、电压高以及体积大的特点,初学者在不充分了解主电路原理的情况下进行实验有可能会产生触电等人身危险或损坏装置。利用仿真的方法可在很大的程度上代替实验,可大大缩短电力电子装置的研发时间。

对于电力电子电路进行仿真的软件已有 P-Spice、Matlab 和 Saber 等,本书主要介绍的是电力电子电路的仿真软件 PSIM,但它同时也是一本电力电子技术的入门书,内容包括了大多数电力电子教科书所具有的基本内容,如半导体开关、AC/DC、DC/DC、DC/AC、AC/AC 等典型变换电路的原理和应用。全书内容条理清楚,讲解通俗易懂,最重要的是全书结合 PSIM 电力电子仿真软件对电力电子的电路拓扑结构进行了讲解和分析。采用仿真软件介绍电力电子技术,有助于对电路拓扑的细节进行展现和分析,使得抽象的原理更加具体和生动,帮助读者“验证”和“查验”电路的每个环节,摆脱单靠纯粹理论分析的困境。通过一边学习理论知识,一边仿真验证,可进一步加深对电力电子各种拓扑结构的理解,在此基础上,再进行实验验证,就会更加得心应手,达到事半功倍的效果。

PSIM 电力电子仿真软件不同于其它的电力电子仿真软件,半导体开关器件采用的是理想开关模型,因此仿真的收敛速度很快,仿真结果在基本原理上和实际很接近,仿真电路原理图和实际的电路接近,非常形象和逼真,用户界面十分友好。PSIM 的控制系统仿真功能也十分完善,具有常用的电路控制芯片,如 UC3842 等,数字控制系统的仿真功能也很强,可以模拟 DSP 控制中的 A/D 采样变换、中断程序执行等方面的细节,借助 PSIM,可以对主电路及模拟控制系统和数字控制系统进行设计和验证。对于初学者,PSIM 软件也易于掌握,其仿真模型的搭建、仿真结果的分析都十分简单。

本书的译者胡金库为西安交通大学电气工程学院电力电子专业的硕士研究生,2009年毕业,目前在荷兰代尔夫特大学费雷拉教授处攻读博士学位。贾要勤为西安交通大学电气工程学院副教授,攻读博士学位期间曾于2000~2002年在日本东京工业大学进修两年。王兆安为西安交通大学电气工程学院教授,于1984~1989年在日本大阪大学做访问学者,并获得博士学位,现兼任中国电源学会理事长,全国电气工程专业教学指导分委员会主任。

本书的翻译出版得到了原书作者日本高知工业高等专科学校电气工学科野村弘教授的大力协助,野村教授无偿转让版权,对此表示衷心的感谢;美国 Powersim Inc. 公司的金华博士、日本 Myway 公司的杨仲庆博士对本书的出版发行也提供了不少帮助,在此一并表示感谢。此外,本书的翻译稿还得到了西安交通大学薛培鼎教授的认真审阅和责任编辑赵丽平的悉心编校,在此谨表衷心谢忱。

本书虽然是经过多次修改和完善才出版的,但由于时间仓促、译者水平所限,遗漏和错误之处在所难免,敬请各位读者批评指正。

译者

前 言

电力电子技术从诞生到现在虽然只有 30 年的发展历史,但作为电能高效变换控制的技术,它已经成为 21 世纪电气技术人员的必修科目。电力电子技术也是一种节能技术,从近年来的能源和环境问题也可看出,人们对电力电子技术的期待也是越来越高。

日本的电力电子技术课程以前是作为电机学的一部分来讲授的,随着近年来对其重要性的认识,它已经变为独立的学科并且增加了相应的教学环节。但这种比较新的学科和讲授科目,融合了电力、电子和控制工程等领域的技术,它所涉及的内容也复杂多样,在有限的课程时间内如何进行有效的教学现在还处于摸索阶段。

本书是面向大学本科、短期大学、高等专科学校高年级学生而编写的教科书,学分为 2 个学分,内容仅限基础知识,除了进行浅显的讲解外,引入对例题和练习题的仿真分析是本书的特色。迄今为止出版的优秀电力电子教材很多,但积极采用仿真软件进行分析的教材还不多见。

电力电子技术的核心是各种各样的半导体电力变换电路,其课程内容与一般的电子电路课程不同,对于初学者来说,理解其工作原理困难较多。为此,本书作者采取了电路工作原理解说和软件仿真演示相结合的办法,通过观测工作波形,使学生参与到教学当中,这应该是非常有效的。另外,以前只局限在计算机机房内才可以进行的软件仿真练习,现在随着人手一台电脑时代的到来,这种仿真练习已经不受时间

和场所的限制了。

适合电力电子电路和系统仿真的软件有很多,本书介绍的 PSIM 的特点是将半导体器件按理想开关处理,因此能够提高仿真速度,初学者也容易掌握。试用版的 PSIM DEMO 任何人都可以免费下载使用,而且还提供了用户手册(英文)。虽说是试用版,作为教学用的软件,其性能是很完善的。本书的编写,就是在笔记本电脑和上述仿真软件的环境下完成的。

仿真中的一个不可忽视的问题是,不明白物理现象的人也能得出仿真结果。不加分析,囫圇吞枣式地接受仿真结果是有危险性的,这一点务请指导教师时时留意。作者希望,在验证课堂上所学过的内容和解答由这些内容引伸出来的练习题时,让学生自己用仿真软件来完成。另一方面,也希望教师在讲课中安排一些实物演示或照片提示,并给出适当的实验数据。“仿真实训进课堂”肯定能激发学生的学习学趣,积极性高的学生甚至可以把 PSIM 灵活运用到毕业设计或其他课程中去。作者期待着本教科书的使用能取得让学生兴奋不已、跃跃欲试的教学效果。

本书没有进行充分的推敲就发行出版了,难免会出现错误和不完善的地方,希望能够得到读者的批评和指正,以便在今后能够进一步改进。

这里对本书在编写时所参考的诸多文献和书籍的作者以及允许本书介绍 PSIM DEMO 和使用的 Myway 电气株式会社的杨仲庆社长表示感谢。同时本书的出版还得到了电气书院社长田中久米四郎先生和企画部部长田中建三郎先生的大力帮助,在此一并表示感谢。

目 录

译者序

前言

第 1 章 电力电子技术概述	(1)
1.1 电力电子技术	(1)
1.2 电能的变换控制方法及应用	(1)
1.3 电力电子技术的特点	(4)
1.4 电力电子技术与仿真	(7)
练习题	(9)
第 2 章 理想开关和半导体开关	(10)
2.1 用开关来进行电能变换	(11)
2.2 电力半导体器件的分类	(12)
2.3 二极管	(14)
2.4 晶闸管	(15)
2.5 电力晶体管	(16)
2.6 电力 MOSFET	(20)
2.7 IGBT	(22)
2.8 半导体开关损耗	(25)
2.9 缓冲电路	(28)
练习题	(29)
第 3 章 电力电子技术基础知识	(31)
3.1 平均值和有效值	(31)
3.2 功率	(31)
3.3 畸变波和傅里叶级数展开	(34)

3.4	波形畸变率和功率因数	(37)
3.5	RLC 电路的过渡过程	(39)
3.6	电感和电容	(42)
	练习题	(46)
第 4 章	AC/DC 变换电路 I	(49)
4.1	带电阻负载的单向整流电路	(50)
4.2	带感性负载的单向整流电路	(54)
	练习题	(64)
第 5 章	AC/DC 变换电路 II	(66)
5.1	带电阻负载的三相整流电路	(66)
5.2	带感性负载的三相整流电路	(71)
5.3	他励式逆变器	(73)
5.4	交流条件和直流偏磁	(74)
5.5	电流交叠和直流电压特性	(76)
5.6	具有容性负载的整流电路	(80)
	练习题	(82)
第 6 章	DC/DC 变换电路	(85)
6.1	降压型斩波器	(85)
6.2	升压型斩波器	(92)
6.3	升降压型斩波器	(95)
	练习题	(99)
第 7 章	DC/AC 变换电路 I	(101)
7.1	逆变器的基本原理	(101)
7.2	电压型逆变器	(102)
7.3	电流型逆变器	(109)
7.4	输出电压的调整	(111)
	练习题	(113)
第 8 章	DC/AC 变换电路 II	(115)
8.1	谐波成分和脉冲调制方式	(115)

8.2 通过正弦波、三角波比较的 PWM	(119)
8.3 三相逆变器	(124)
练习题	(129)
第 9 章 AC/AC 变换电路	(130)
9.1 交流调压电路	(130)
9.2 周波变换器	(137)
练习题	(140)
附录 PSIM DEMO 版的使用方法	(144)
1 PSIM 简介	(144)
2 PSIM 的特征	(144)
3 PSIM 使用方法(基础)	(145)
习题答案	(152)
参考文献	(176)
索引	(177)

第 1 章 电力电子技术概述

1.1 电力电子技术

电子技术的发展有两大方向,一个是微电子技术(Micro Electronics),一个是电力电子技术(Power Electronics)。微电子技术领域的处理对象是信号和信息,即如何对信号和信息进行快速处理和真实传送。这一领域中所使用的器件主要是晶体管、IC、LSI 等半导体器件。电力电子技术领域处理的对象是较大的电能,即如何对电能进行高效的变换控制,使之成为适合于负载需要的状态,所处理电能的大小,小到数瓦,大到数百兆瓦。这一领域中所使用的器件为大功率二极管、大功率晶体管、晶闸管、IGBT 等。

电力电子技术作为一个技术领域确立于 20 世纪 70 年代,如图 1.1 所示,它是由电力、电子和控制三个基本技术融合而成的交叉学科。虽然作为新的学科领域只经过了三十多年的发展,但是已经取得了令人瞩目的成就,现在,电力电子技术已成为电气技术人员不可或缺的知识。

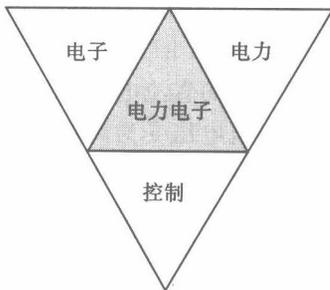


图 1.1 电力电子技术的相关领域

1.2 电能的变换控制方法及应用

如前所述,电力电子是使用电力电子器件对电能进行高效变换控制的技术。表征电能状态的参数有电压、电流、频率、相位以及相数。

电力电子技术中所说的电能变换控制,就是将这些电能状态的一个或多个参数进行变换控制,理想的情况下,电能的变换可趋近即无时间延迟也无电能损失。

如表 1.1 所示,电力变换的方式基本上可以分为 4 类。它是根据变换器的输入(电源)是直流还是交流以及输出是直流还是交流来进行分类的。图 1.2 所示是用波形来表示这些变换的原理。

表 1.1 电能变换的基本类型

输出 输入(电源)	DC	AC
DC	直流变换	逆变换
AC	正变换	交流变换

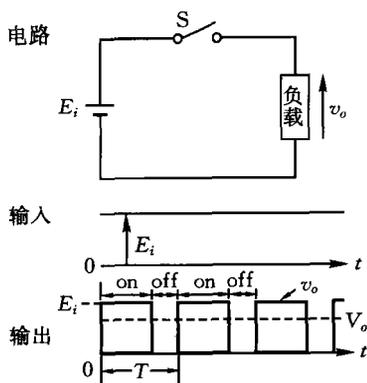
A. 直流变换(DC/DC 变换)

图 1.2(a)是直流变换原理的示意图。随着开关 S 导通和关断,负载两端电压 v_o 变成了幅值为 E_i 的脉冲序列。如果开关周期 T 一定,通过改变 S 导通时间和关断时间的比例(占空比或导通率),可以改变 v_o 的平均值 V_o 的大小。这就是说,通过改变开关 S 的通断间隔,可以由某一固定的直流电压得到相应的可变稳定直流电压。

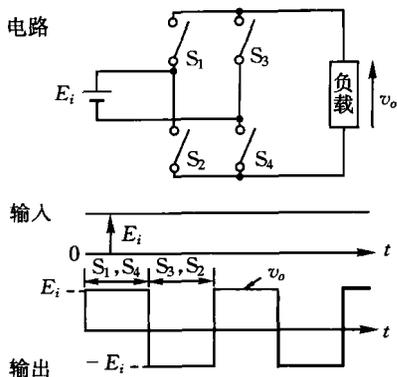
将直流电压变为高频的交流电压,再通过变压器的隔离、变压,此后再经过整流而得到直流电压输出的间接变换方式,称为**开关调节器式**(switching regulator)或者**DC/DC 变换器**,电子电路的电源多采用这种方式。没有经过交流而直接得到别的直流电压的直接方式称为**斩波电路**(chopper circuit),电力机车和电动汽车的直流电机控制中多采用这种方式。

B. 逆变换(DC/AC 变换)

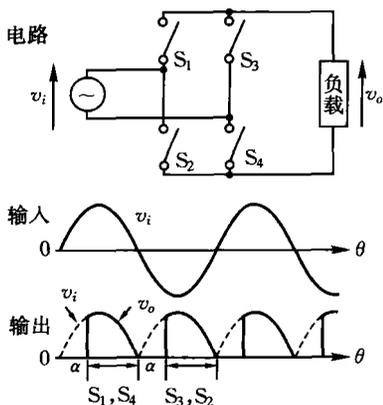
从直流到交流的变换称为逆变换,完成这种变换的装置称为**逆变器**(inverter)。图 1.2(b)中,随着开关 S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 交互地导通和关断,负载两端的电压变为方波,固定的直流电压就变换为交流电压。如



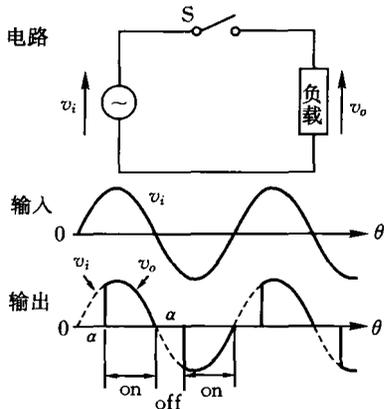
(a) 直流变换



(b) 逆变换



(c) 正变换



(d) 交流变换

图 1.2 电能变换的原理

果改变导通和关断的周期,可以自由地改变输出频率。为了改变输出电压的大小以及减少输出波形的失真,进而在输出的半周期内进行反复开关动作的方式称为 **PWM 逆变器** (Pulse Width Modulated inverter)。

逆变器作为交流电机的可变速驱动电源,从一般工业领域到电力机车、家用空调等都得到了广泛的应用,而且在计算机等设备的不断断

电源(UPS:Uninterruptible Power Supply)和太阳能发电装置等方面都得到应用。

C. 正变换(AC/DC 变换)

交流变为直流的变换称为正变换或者整流,完成这种变换的装置称为正变换器或者整流电路(rectifier circuit)。图 1.2(c)中电源 v_i 为正弦波电压,在与此电压波形保持固定相位关系(同步)的条件下, S_1 、 S_4 和 S_3 、 S_2 交互的导通和关断,负载两端得到同图所示的波形。

若改变开关的相位角 α ,该电路即可变成能对输出电压平均值进行连续调整的相位控制整流电路(phase-controlled rectifier),晶闸管是适用于这种工作方式的器件。当 4 个开关全部替换为二极管后,晶闸管变成 $\alpha=0$ 的自动开关,就变成了通常的二极管全波整流电路。

整流装置在通信设备、音频视频设备等需要直流的电子设备的电源,电气铁路、电镀和电解用的大容量直流电源中,都得到了广泛应用。

D. 交流变换(AC/AC 变换)

交流变换包括:控制从交流电源向负载输送交流电压的交流调压电路(AC voltage regulator)和可以同时改变电压和频率的周波变换器(cycloconverter)。图 1.2(d)是交流调压原理的示意图,通过调整开关的相位角,可以对输出电压进行连续的调整。交流调压电路多使用被称为三端双向可控硅开关的双向器件,在电热毯等取暖装置、调光装置、电炉等方面得到实际应用。

周波变换器是一种把电源电压波形(正弦波)的一部分截下来,然后再把它们连接到一起,从而直接得到比电源频率低的交流电压的变换方式。根据其工作原理,用在超低频率的大容量可变频电源上。

1.3 电力电子技术的特点

A. 电力电子装置的构成

本章的开头曾经说过,电力电子是以电力、电子以及控制三个学科的基本技术为基础的交叉学科领域。图 1.3 是电力电子装置一般组成

的示意框图。

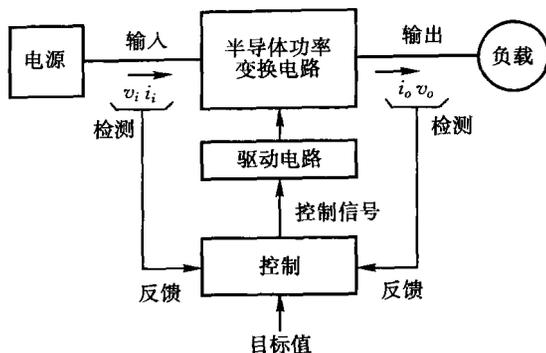


图 1.3 电力电子装置的组成

图中粗线所表示的部分是“功率”部分，称为主电路 (main circuit)。在这里，电源的电能通过半导体功率变换电路变为负载所需的形态，提供给负载。半导体功率变换电路有多种，其变换方式与图 1.2 (a)~(d) 相对应。

如果电能变换电路相当于人类的肌肉，那么就要有控制其动作的神经系统，它相当于图 1.3 的控制器、驱动电路、检测器等。根据外部的指令(目标值)、主电路中的各种状态量(电压、电流等)产生导通和关断的信号，并送到变换电路的开关器件。这一部分不仅使用了由 IC、微处理器等器件实现的电子技术，而且还有对输入输出量进行反馈的控制，所以控制技术也很重要。驱动电路是将控制信号隔离放大后，驱动电力半导体器件的接口电路。这些统称为控制电路 (control circuit)。

B. 电力电子技术的特点

电力电子电路同其他的电子电路相比并没有多么显著的不同，其特点可归纳为以下几条。

(1) 使用开关动作

其目的是对大功率电能进行高效转换，将在第 2 章中进行详述。

开关的导通、关断同数字电路的“1”、“0”相对应，两者存在共同的地方，但是处理的对象不同。

(2) 伴随换流动作

电流从某一器件切换到其他器件的现象称为**换流** (commutation)。图 1.4(a)是用开关电路来表示的示意图，通过开关动作，电流从一侧支路转移到另一侧支路。具体的换流方式如图 1.4(b)、(c)所示。图 1.4(b)是交流电源电路中使用晶闸管的实例，如果 $v_2 > v_1$ ，通过向 Th_2 施加门控脉冲信号使 Th_2 导通， Th_1 便承受反向电压， Th_1 关断，电流便转而只流过 Th_2 。这种一侧器件因电源电压的作用而自然关断，使电流转换到另一侧器件的动作称为**电网换流** (line commutation) 或者**自然换流** (natural commutation)。

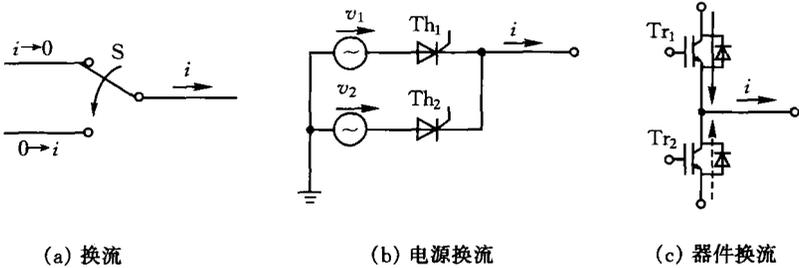


图 1.4 换流方式

另一方面，器件本身具有关断能力的情况下，可以通过控制信号使一侧器件关断，向其他器件进行换流。图 1.4(c)中，设负载电流 i 是按图示方向连续流通的，那么，即使在 Tr_1 被关断的同时向 Tr_2 施加控制信号， Tr_2 也不能导通，而是向同其反并联的二极管换流，这样的换流称为**器件换流** (device commutation) 或者**强制换流** (forced commutation)。

(3) 由主电路和控制电路来构成，两者间的接口技术同样重要

向主电路的开关器件提供控制电路产生门极信号的接口电路，称为**驱动电路** (drive circuit)。该电路有两个功能，①将门极信号放大至开关器件驱动所需的电压等级；②将控制电路同主电路在电气上**绝缘** (isolation)。特别是②中，主电路为高电压大电流，多数情况下，控制

电路同开关器件的电位是不同的,不能同门极脉冲直接相连,因此必需通过接口电路相连。

(4) 是电力、电子、控制、测量等的复合技术

如前所述,在制作功率变换器装置(比如制作电源装置)本身就需要各种各样的技术和知识,而如果再将电力电子技术加以扩展,认为是个电能控制系统的话,所需知识范围就会更加宽广。比如,要设计太阳能发电系统或电机变速驱动系统,就还必须具备关于连接在电力变换器上的电源(即太阳能电池)以及负载(电机)等的相关知识。

(5) 会产生谐波电流和电磁噪声

当由开关动作对大功率电能进行变换时,电源端和负载将流过谐波电流,并且向周围放射电磁噪声,这就会对连接在电源上的其他设备产生不利影响,对周围的通讯设备等造成电磁干扰(EMI: Electro Magnetic Interference)。这些问题原本就可以由电力电子技术来解决,因而,需要经常处理畸变波形也是电力电子的特点。

1.4 电力电子技术与仿真

A. 仿真的意义

前面曾经讲过,电力电子技术的核心是半导体电能变换器,它一般由半导体开关器件(二极管、晶闸管、晶闸管等)及电感(L)*、电容(C)组成。由于受控制电路产生的导通、关断信号(门极脉冲)的驱动,开关电路的工作状态是不断变化的。在这一点上电能变换电路同通常的电子电路(放大电路和振荡电路)是不同的,即所谓的非线性电路。

为了理解这种电路的工作原理,可以先在纸上画出电路图,然后用铅笔画出各部分的波形,在此基础上搭建实际电路,如果这样做的话,很显然能更深地理解这个电路。但是,这种方法要花费很多的时间和费用,还要准备测量仪器,如果再改变电路参数来进行试验,这就更费劲了。

这时使用仿真就具有非常大的意义。使用仿真的话,①搭建电路

* 具有铁芯的电感称为电抗器,在电力电子电路中经常被用到。

简单；②在短时间内安全地得到结果；③电路参数和电压等诸多条件可以容易地改变，具有实验所不具备的有利条件。本书中引入仿真正是基于这些优点，在电脑上自己搭建电路，通过仿真可以更好更快地理解电力电子电路。

但是，仿真也存在需要注意的地方。如果使用适当，仿真就可以代替实验，但如果对仿真结果不仔细分析判断的话，就可能把错误的或没有意义的仿真结果当成实际电路的正确结果而结束仿真实验。仿真同实验相比更加容易和便利，但也存在上述的风险，必须要铭记的是理想化的仿真中不能反应实际硬件中具有的各种问题。

B. PSIM 的特点

本书中介绍的 PSIM 是由美国的 Powersim 公司开发的面向电力电子技术的仿真软件。适合电力电子电路和系统的仿真软件有很多，但 PSIM 具有如下的优势和特点。

- (1) 仿真时的时间步长是固定的，所以不容易出现开关动作时的不收敛问题，可以进行快速的仿真。
- (2) 用于电力电子专用的模型库很丰富，可以搭建同实际电路同样的电路模型。
- (3) 可以搭建模拟和数字电路混合的控制电路。
- (4) 半导体器件都采用的是理想开关(参照第 2 章)。

具有这样特点的 PSIM，比之于将其用于分析电能变换电路的详细工作过程，它更适合于概念的理解和控制回路的设计，是一种易于初学者使用的软件。

PSIM 试用版 PSIM-demo 可以免费使用，再加上一人一台笔记本电脑时代的到来，它们都是本书发行的强大后盾。作者希望读者按照附录所示的方法下载 PSIM-demo 版，配合课程积极练习使用。PSIM-demo 版虽然是试用版，但对基本电力电子技术的学习来说已经足够了。在使用上并没有特别的奥妙，操作方法的要点见附录。

练习题

- 1.1 电力电子技术是怎样的技术领域,试举出几种日常用品中采用了电力电子技术的产品。
- 1.2 电能变换有哪些种类,试对其进行分类,并分别举出具体例子。
- 1.3 列举电力电子技术的特点。
- 1.4 请叙述电力电子技术中仿真的意义(优点、缺点)。
- 1.5 请查找除 PSIM 外,还有哪些适合于电力电子电路和系统的仿真软件。

第 2 章 理想开关和半导体开关

电力电子技术中所使用的半导体器件,是为了切断或供给电能而按开关状态工作的实际器件,但同理想开关相比存在很大的不同。这里所说的理想开关是指满足以下条件的开关器件。

- (1) 开关处于关断状态时流过的漏电流为零
- (2) 开关处于导通状态时开关的电压压降为零
- (3) 开关的关断状态和导通状态的切换时间为零

一般说到开关,指的是机械开关,机械开关满足上述(1)、(2)的条件,不满足(3)的条件,动作速度迟缓,在高频率的开通关断情况下寿命较短,不能用在电能变换电路中。在电能变换电路中,使用的是基本上能满足这 3 个条件,且通过低功耗的导通、关断信号驱动,能进行可靠工作的电力半导体器件(功率器件)。理想开关同半导体开关的比较如表 2.1 所示。

表 2.1 理想开关和半导体开关

	理想开关	半导体开关
开关导通期间	电压降为零	存在正向压降
开关关断期间	完全关断	存在漏电流
开关动作期间	无	需要一定时间

图 2.1(a)、(b)中所示为理想开关和半导体开关开关波形的示意图。理想开关中,绝不可能存在电压和电流同时存在的情况,不存在开关自身的功率损耗(电压 \times 电流)。实际的电力半导体器件如图(b)所示,由于电压和电流同时存在,所以产生了功率损耗。关于这些,在2.7节中会详细讲述。但是,即使考虑它所产生的功率损耗,电力半导体器件仍然具有非常实用的优点。

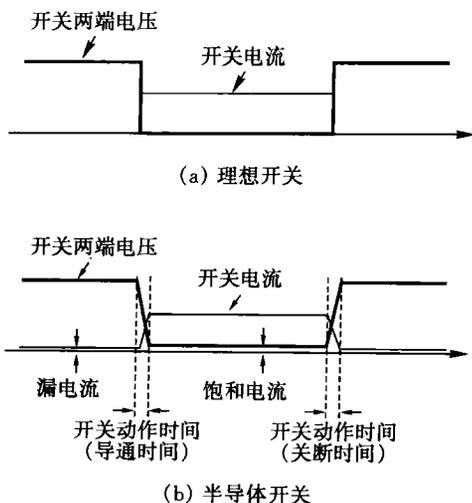


图 2.1 开关动作波形示意图

2.1 用开关来进行电能变换

下面来讨论简单的调整直流电压的情况。图 2.2(a)、(b)都是由 10V 的直流电压源向负载电阻提供 5V 直流电压的电路。

图 2.2(a)中在直流电源和负载之间接入了 5Ω 的电阻,负载电阻的两端电压变为 5V。使用半导体器件来实现这一功能的话,可以使用晶体管来取代串联阻抗,通过调节它的基极电流来实现。这虽然是最简单的方法,但是输入功率的一半被无端的浪费,因此装置的效率只有 50%。

稳压电源及音频放大器等多采用串联晶体管的方式,但是为了释放晶体管所产生的热量,需要使用比较大的散热器。

另一方面,图 2.2(b)是第 6 章中要说明的被称为降压斩波电路的电能变换电路,取代串联阻抗而使用开关器件。开关导通时间和开关关断时间相等,负载两端出现大小为 10V, $1/2$ 周期的脉冲电压,通过由电感和电容组成的低通滤波器后,波形的直流分量(平均值)变为 5V

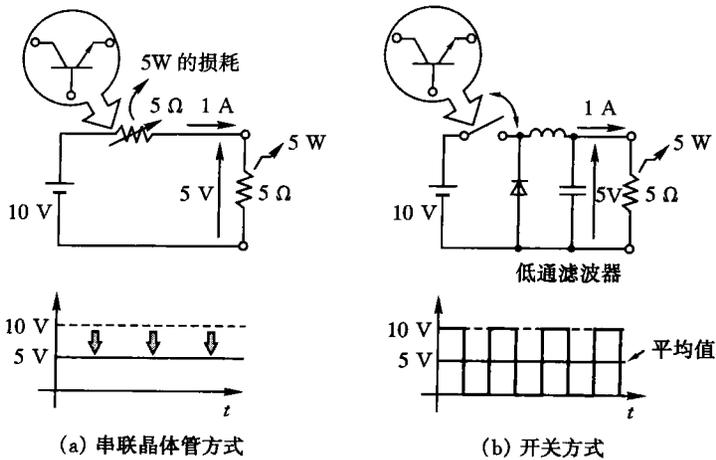


图 2.2 电能变换方式的区别

后提供给负载。

此处开关器件如果和上述理想开关相近的话,开关的功率损耗在理论上是零,如果不考虑低通滤波器损耗的话,这个装置的效率是100%。这就是通过开关动作进行电能变换的最大优点,也是电力电子技术中使用开关器件的理由。此外,由于所需低通滤波器的截止频率可以随着开关频率的提高而提高,因而只需使用较小的电感和电容就可以得到平滑的直流电压。

2.2 电力半导体器件的分类

1957年美国通用电气公司研制的晶闸管问世以来,随着各种不同用途的功率器件的相继开发,它们的电压规格、电流规格和性能每年都在不断的提高。最近,融合两类器件特长的复合器件以及将驱动电路和保护电路一体化的IPM(Intelligent Power Module)已经得到产品化。这些不同的功率器件可根据开关状态的切换功能按照表 2.2 进行分类。

表 2.2 功率器件的分类

名称		动作	代表性器件
不可控器件		导通和关断都不可控	二极管
可控器件	导通可控器件	只能控制导通	晶闸管 光触发晶闸管
	全控器件	可以控制导通和关断	GTO 晶闸管 电力晶体管 电力 MOSFET IGBT

图 2.3 是主要的可控器件的功率容量(电压×电流)和开关频率的示意图。晶闸管(SCR)的容量最大,6000V、2500A 规格的器件已经制造出来了,但是开关频率不能够很高,只能用在工频变换电路上。

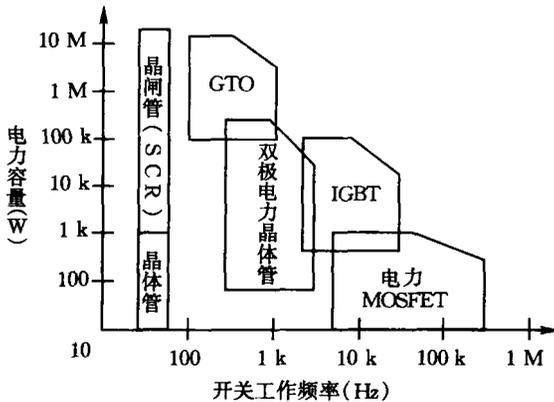


图 2.3 功率器件的开关频率和功率容量

在通断控制器件中,功率最大的是 GTO,开关速度最高的是电力 MOSFET。一般,对于功率器件而言,处理大功率和进行高速开关动作是相反的要求,IGBT 作为能折衷满足这两个要求的器件,近年来得到飞速普及。IGBT 在容量上可以同双极晶体管相匹敌,在开关动作频率上介于双极晶体管和电力 MOSFET 之间。此外,由于其门信号

驱动功率较小并且易于使用,最近多用于工业逆变器和不间断电源(UPS:Uninterruptible Power Supply)上。

下面对二极管、晶闸管、双极晶体管、电力 MOSFET、IGBT 进行较详细的说明。

2.3 二极管

电能转换电路中所用的二极管(diode)是硅材料的 pn 结二极管,既有助于以工频为中心的较低频率的普通二极管,也有用于数 kHz 以上频率的快速二极管。

图 2.4(a)、(b)中表示的是二极管的电路符号和电压-电流特性。当二极管正极电位 A(阳极)比负极电位 K(阴极)*高,正极和负极间的电压超过二极管的正向电压降时,正极电流 i_A 导通,这种状态为开关的导通状态, i_A 的导通方向为正向, i_A 为正向电流,此时的 v_{AK} 为正向电压降。正向电压降虽然根据正向电流的大小有些轻微变动,但基本处于 1V 左右。

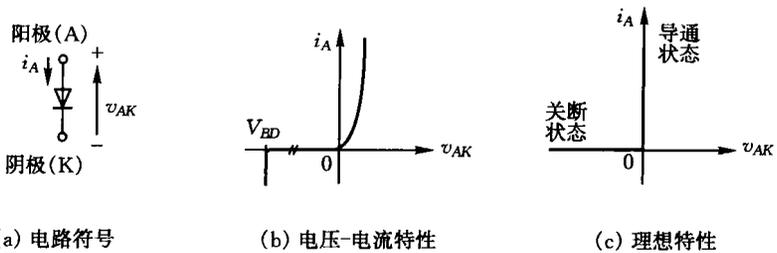


图 2.4 二极管

· 导通状态的电压-电流特性,用图(b)的 v_{AK} 为正的的范围来表示。 v_{AK} 为负的情况下是开关的关断状态,正极和负极之间承受反向电压。反向电压达到击穿电压 V_{BD} 之前,二极管只有数微安的电流反方向流通。

在分析含有二极管的电能变换电路时,通常二极管的漏电流和正

* Cathode(阴极)应用 C 表示,但为避免与晶体管的集电极(Collector)混淆,用 K 来表示。

向压降比较小,因而可以忽略,多采用图(c)所示的理想的电压-电流特性。这样就简化了对电能变换电路工作原理的分析。

2.4 晶闸管

晶闸管(Thyristor)是具有 3 组以上 pn 结功率器件的通称,主要有 SCR(Silicon Controlled Rectifier)、Triac(Triode AC switch)、GTO 晶闸管(GTO Turn Off thyristor)等。其中 SCR 是最常用的器件,因此将 SCR 就称为晶闸管的场合比较多。本书中如果没有特别说明,就将 SCR 称为晶闸管。

晶闸管的基本构造,由图 2.5(a)所示的 pnpn 四层结构组成,具有正极、负极、门极三个端子。如图所示,晶闸管由 pnp 晶体管及 npn 晶体管通过共有中段 pn 结的形式构成,可以用图 2.5(b)所示的晶体管模型来表示。晶闸管的电路符号如图 2.5(c)所示。

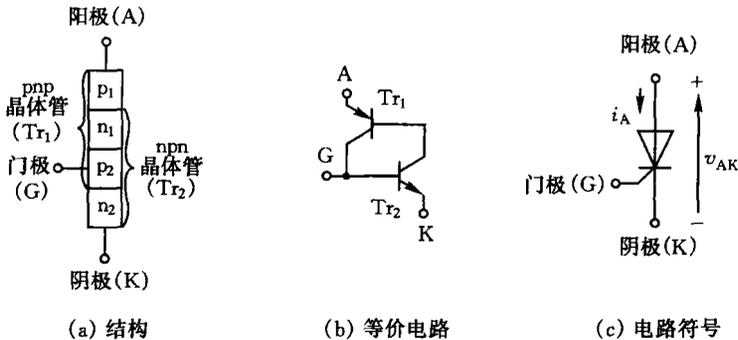


图 2.5 晶闸管

晶闸管同二极管不同,光是在阳极和阴极之间施加正向电压时,由于图(a)所示的 n₁p₁ 结还是反向偏置,所以它并不能导通,这种状态称为正向阻止状态。为了使晶闸管导通,需要在阳极与阴极间施加正向电压,从门极向阴极注入电流(门级电流)。也就是说,当有电流从 Tr₂ 的基极流向发射极时,由于 Tr₂ 的集电极即 Tr₁ 的基极有电流流过,所

以 T_{R1} 导通,晶闸管的阳极和阴极之间便导通。一旦晶闸管变为导通状态, T_{R2} 和 T_{R1} 互相提供基极电流,不需要再提供门极电流,所以门极电流只用脉冲电流就可以了。

为了使晶闸管从导通状态返回关断状态,必须通过在阴阳极之间施加反向电压使阳极电流变为零。

晶闸管施加反向电压的状态如图(a)所示,当 $n_2 p_2$ 以及 $n_1 p_1$ 为反向偏置时,电流被阻断,称这种状态为反向阻止状态。

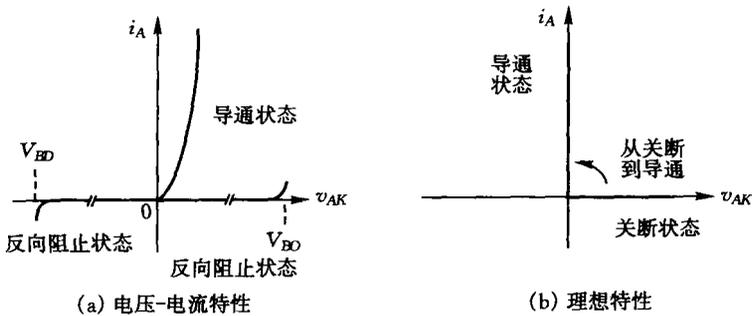


图 2.6 晶闸管的电压-电流特性

晶闸管虽然在导通状态时流过器件的电流是单方向的,但它的内部结构是在一个器件内互为逆向放置的两组 pnpn 结,因此电流可以在两个方向流通,这样的器件为三端双向可控硅开关(Triac)。

通过从门极抽取电流能够使得阳极电流变为零,也是一种可以控制导通和关断的全控型器件,这也是这种器件名称所表达的意思,即 GTO 晶闸管(Gate Turn-off Thyristor)。GTO 晶闸管可以同晶闸管一样使其具有反向截止功能,但一般情况下不具有反向截止功能。

2.5 电力晶体管

(A. 电力晶体管的特点

pnp 型和 npn 型的晶体管是由电子和空穴两种载流子构成的双极(bipolar)型器件,双极电力晶体管(bipolar power transistor)是电力

应用的高耐压、大电流的晶体管，一般使用 npn 型的器件。双极电力晶体管也被简称为电力晶体管。图 2.7(a)、(b) 所示为 npn 晶体管的基本电路和电压-电流特性(输出特性)。电力晶体管导通时的电压降(饱和电压)较小,虽能耐大功率,但由于是电流驱动型器件,同随后所述的电力 MOSFET 相比,门极信号驱动功率较大,而且还存在开关导通关断频率不如 MOSFET 高的缺点。

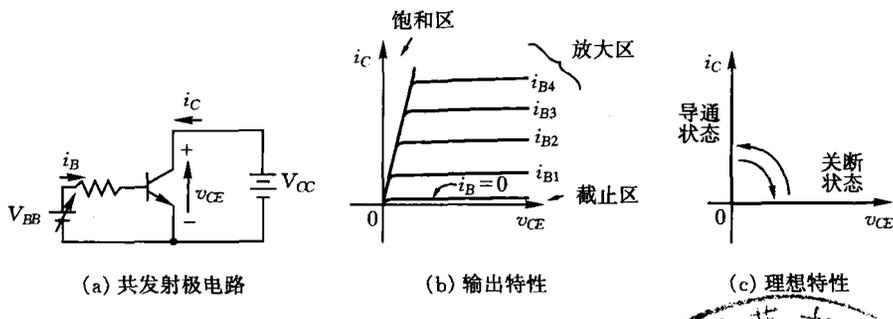


图 2.7 双极性电力晶体管特性

B. 开关特性

利用图 2.7(b) 所示输出特性的放大区,由基极电流可以控制集电极电流这一特点的是晶体管放大器和振荡器。另一方面,将晶体管作为开关使用是利用了输出特性的截止区和饱和区。也就是基极电流为零时晶体管变为关断状态,流过足够大的基极电流时变为导通状态。从导通状态到关断状态,或者进行相反方向的变化,都要经过放大区,这需要有一定的时间。

电力晶体管中,基极电流变为零时的关断状态下,存在若干的漏电流,基极电流足够大时导通状态也存在饱和电压。忽略这些因素的理想特性如图 2.7(c) 所示,在电能变换电路的分析中同二极管一样,多使用理想特性。

C. 开关特性的改善

上述实际的电力晶体管和理想特性不同,存在饱和区的电压降、开

关动作时间以及截止区的漏电流。为了使电力晶体管的开关特性接近于理想开关,使用时必须注意以下几点:

(1) 减少饱和电压

为了使晶体管导通状态的集电极和发射极之间的电压降(饱和电压)尽可能的小,需要在饱和区工作时,给晶体管提供足够大的基极电流。

基极电流按照下式计算。

$$i_B = k \times i_C / h_{FE} \quad (2.1)$$

这里, h_{FE} 是电力晶体管的电流放大率, k 是过激励系数, 通常选择 1.5~3 之间的数值。电流放大率在大电流区域内随着器件温度的上升而减少, 所以决定基极电流数值时必须考虑到 h_{FE} 的温度特性。

(2) 减少开关时间

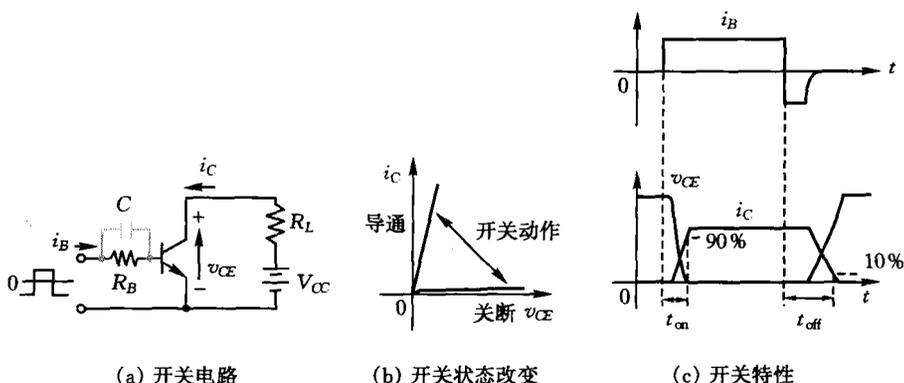


图 2.8 开关电路的特性

图 2.8(a)、(b)、(c) 所示为晶体管开关电路及其波形。晶体管进行高速开关动作时, 为了减少开关损耗(后述), 必须要缩短开关时间, 也就是缩短图(c)的开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 。

为了缩短导通时间, 在施加快速增加的基极电流的同时, 施加足够的过激励, 这样会取得不错的效果。因此如图(a)所示, 在基极阻抗 R_B 上并联快速电容。

在基极电流变为零的同时, 在基极和发射极之间施加反向电压, 去

除内部的载流子使得关断时间大幅减小,因此如图(a)所示在基极施加正负电压。在后述 IGBT 的驱动电路中也使用了这个技术。

(3) 减少漏电流

上述的基极反偏措施,对于减小关断状态下集电极和发射极间的漏电流很有效,特别是晶体管在高温工作的情况下,通过在基极和发射极间施加反向电压,可以大幅减少漏电流。因此可以同时减少关断状态下的功率损耗和防止产生大量的热量。

D. 达林顿连接

双极晶体管是电流驱动型器件,当它是大容量的电力晶体管时,基极驱动电流是相当大的。作为一种用小基极电流来驱动大容量电力晶体管的方法可采用图 2.9 所示的达林顿连接。

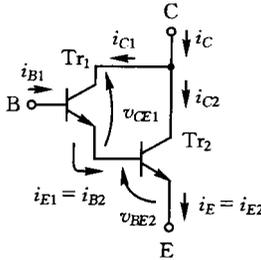


图 2.9 晶体管的达林顿连接

在达林顿连接中,若设前段和后段晶体管的电流放大倍数分别为 h_{FE1} 和 h_{FE2} ,则整体的电流放大倍数为 h_{FE} 。

$$\begin{aligned} i_C &= i_{C1} + i_{C2} = i_{C1} + (i_{B1} + i_{C1})h_{FE2} \\ &= i_{B1} \cdot h_{FE1} + (i_{B1} + i_{B1} \cdot h_{FE1})h_{FE2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

所以,

$$h_{FE} = i_C / i_{B1} = h_{FE1} + h_{FE2} + h_{FE1} \cdot h_{FE2} \approx h_{FE1} \cdot h_{FE2} \quad (2.3)$$

如上式所示,达林顿连接时的电流放大倍数大约可以用两个晶体管的乘积来表示,所以即使是小的基极电流也可以驱动大容量的电力晶体管。

另一方面,在导通状态下,后段晶体管集电极和发射极之间的电压是前段晶体管集电极-发射极间电压 v_{CE1} 和后段晶体管基极-发射极间电压 v_{BE2} 的和,也就是说,集电极-发射极间的饱和电压要比单一晶体管情况下的饱和电压约大 0.6V,在导通时的功率损耗变大。

2.6 电力 MOSFET

A. MOSFET 的特征

前面所讲的双极型电力晶体管是通过基极电流来控制导通关断的电流驱动型功率器件,与此相对应,电力 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor 金属氧化物半导体场效应晶体管)是通过向控制端(栅极)施加电压来控制导通关断的,它是电压驱动型器件。而且,其电流载流子同双极晶体管不同,是只有一种载流子的单极型晶体管。

图 2.10(a)、(b)所示为 n 沟道电力 MOSFET 的断面示意图和电路符号。这里,上部的 n^+ 层为源级, p 层为管体, n^- 为漏极漂移层,下部的 n^+ 层为漏级*。

电力 MOSFET 如果只在图(a)漏级-源级间的漏极侧施加正向电压的话,则因为 pn-结承受反压,所以漏级-源级间无电流流过。而当栅级-源级间的栅极侧又加上一个数 V 的正向电压时,则漏极中就会有大小与图 2.10(c)所示的 v_{GS} 大小相对应的电流。

在图(a)中, v_{GS} 一加到栅极上,栅极便带上了正电荷。栅极与对面的 p 型层之间夹着一层 SiO_2 绝缘膜,于是自由电子便受栅极正电荷的吸引而向 p 型层移动, p 型层便带上了负电荷。这个自由电子层具有 n 型半导体的性质,而它又是从 p 型层转化成 n 型层的,所以称之为反型层。

反型层是连接源漏级之间的导电通路,因为这个通路是 n 型,所以称这样的 MOSFET 为 n 沟道 MOSFET。电子通过这一沟道从源级流向漏级,也就是电流从漏级流向源级。

* n^+ , n^- 等的加减号表示的是掺杂物的浓度。

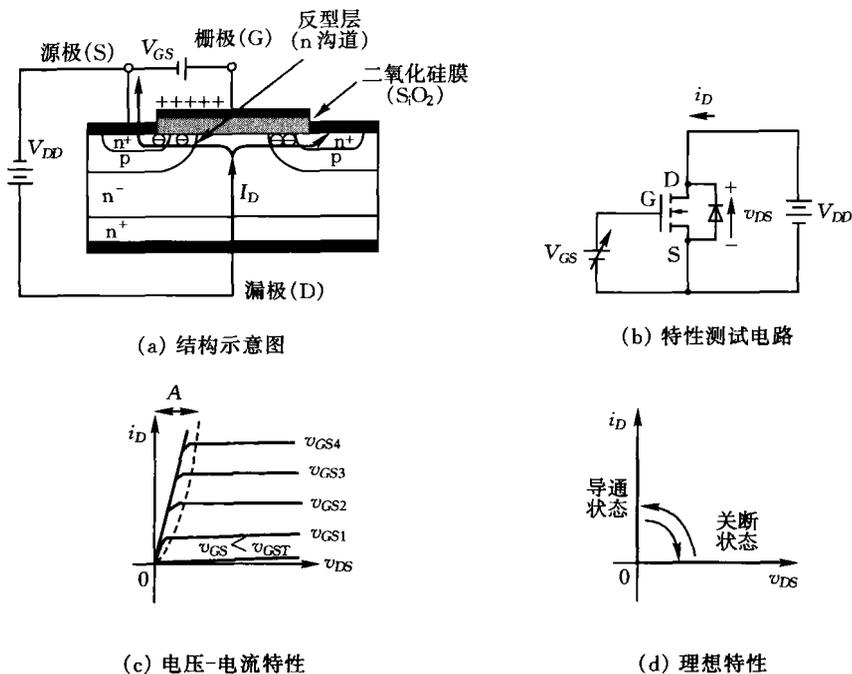


图 2.10 电力 MOSFET

从图(a)可以看出,电力 MOSFET 的源级的一部分是压在 p 型层上的,这种结构形成了从源级到漏级的正向的二极管(称为体二极管或者寄生二极管),因此漏级和源级间不存在反向电压。

B. 开关特性

电力 MOSFET 作为开关使用的情况下,导通状态下施加足够高的 v_{GS} ,使用的是图 2.10(c)所示的饱和区。如果 v_{GS} 下降到阈值电压(大约 2~3V)以下,器件马上变为关断状态。实际上,如果栅源级间的等效电容(几百~几千 pF)上的充电电荷不能快速放掉,则器件就不能实现快速关断,所以关断时的 v_{GS} 要使用零电压或者负电压。

电力 MOSFET 是电压驱动型器件,同电力晶体管相比,具有开关动作快速和驱动功率较小的优势。但是,用于高电压等大容量情况下

的器件就必须增加 n 区厚度,以致这一部分的正向压降又会变大而成为不利因素。

电力 MOSFET 同电力晶体管一样,在电路分析时多使用如图 2.10(c)所示的理想特性,它是忽略了电力 MOSFET 的正向压降和漏电流的特性曲线。

2.7 IGBT

A. IGBT 的特点

上一节为止所讲的电力晶体管具有耐高压、导通能力强的特性,电力 MOSFET 具有开关速度快,低驱动功率的特性,将两者特性结合起来的半导体器件叫做 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor 绝缘栅双极型晶体管)。IGBT 是将电力晶体管和 MOSFET 在同一块半导体上设计的,1982 年由美国通用电气公司发明以后,它的性能得到了飞速改善。

图 2.11(a)所示为 IGBT 的结构。IGBT 在电力 MOSFET 的漏级增加了一层掺杂浓度高的 p^+ 层,流过主电流的部分变成 pnp 型晶体管结构,栅极部分同 MOSFET 的构造一致。

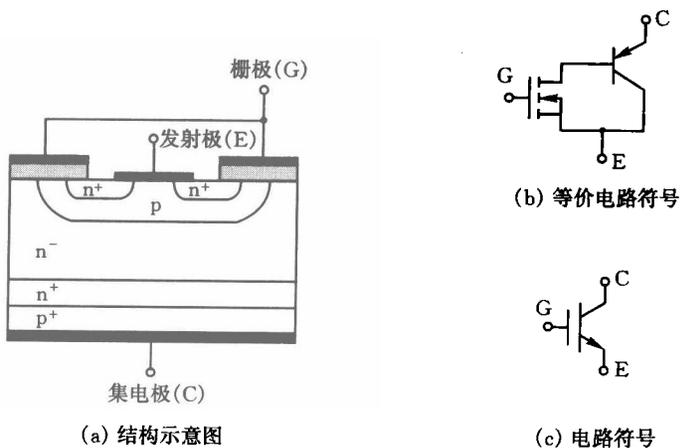


图 2.11 IGBT

在栅极发射极间施加正向电压后, MOSFET 导通, 通过集电极侧的 p^+ 区, 向 n^- 区注入空穴, 和注入空穴等量的电子在 n^- 区汇集, n^- 的电阻变小, IGBT 变为导通状态。

另一方面, 由于栅极发射极间的电压变为零或者负压, MOSFET 首先变为关断状态, 停止注入空穴, n^- 区中残留的空穴向 p^+ 区流出, 流出过程中产生了 IGBT 特有的拖尾电流。空穴流出结束后, IGBT 变为关断状态。

图 2.11(b)、(c)所示为 IGBT 近似等价电路和电路符号。具有电力晶体管和电力 MOSFET 特征的 IGBT, 因为是电压驱动所以栅极驱动功率小; 此外和电力晶体管类似, 导通压降小。而且, 可以在电力晶体管和电力 MOSFET 之间的较高频率下(几 kHz~几十 kHz)进行开关动作, 所以近年来被广泛的使用。

IGBT 多作为将在第 7 章中介绍的电压型逆变器的半导体开关来使用。为此, 图 2.12 所示的两个 IGBT 和二极管在一个封装内的功率模块已经产品化。

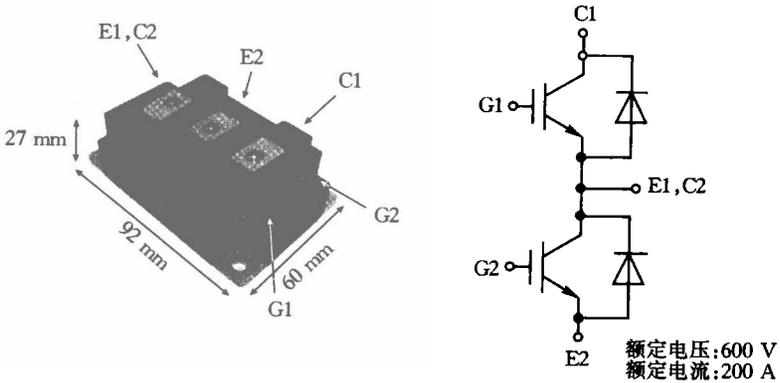


图 2.12 IGBT 模块外观和电路符号

图 2.13 所示的减少 IGBT 正向压降的槽栅 IGBT(Trench Gate IGBT)实现了快速开关动作。IEGT(Injection Enhanced Gate Transistor; 注入增强型栅极晶体管)和在耐高压和快速开关动作方面取得折衷效果的 CSTBT(Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor; 载

流子存储式沟槽型双极晶体管)等器件的研究开发也正在进展之中。

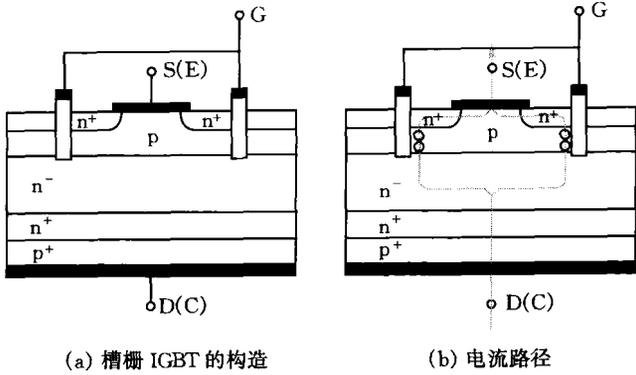


图 2.13 槽栅 IGBT

表 2.3 是到此为止所讲述的全控型器件特征的比较表。

表 2.3 全控型器件的比较

器件种类	正向压降	驱动功率	开关频率	功率容量
电力晶体管	小	大	低	小~中
电力 MOSFET	大	小	高	小
IGBT	小	小	中	中

B. IGBT 驱动电路

连接以上所介绍的功率器件和控制它们导通关断的控制电路(主要是数字信号)的接口就是驱动电路。功率器件的驱动电路必须具备以下功能。

- (1) 控制电路所产生的脉冲信号必须放大至可以驱动功率器件的功率。
- (2) 为了实现快速的导通和关断,在产生脉冲波的同时,还要产生使控制端关断的负电压。

(3) 控制电路和主电路(电能变换电路)实现电气隔离。

电力晶体管是电流控制型器件,所以基极电流驱动比较大,但是电压控制型的电力 MOSFET 和 IGBT,施加导通或者关断脉冲后,需要向栅极和源级(发射极)间的等效电容充电或者放电,所以也需要瞬时大功率。(3)中的隔离,是为了使由 IC 等低压器件所组成的控制电路和高压、大电流的主电路在电气上隔离,以及使驱动功率器件的电位不同于控制电路的电位。隔离器件使用的是光耦、脉冲变压器等。

图 2.14 是 IGBT 驱动电路的例子,上述 3 个要求通过以下的方法来满足。

- (1) 通过互补连接的 MOSFET(2SK416,2SJ120)来实现高频脉冲的功率放大。
- (2) 通过齐纳二极管(ZD)和电解电容产生的 5V 电压来实现 IGBT 栅极的反向偏置。
- (3) 光耦使控制信号同主电路隔离,小型电源变压器可以作为同 AC100V 相隔离的驱动直流电源。

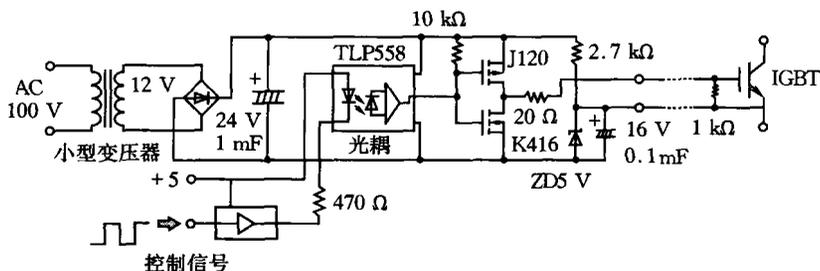


图 2.14 IGBT 驱动电路实例

近年来,随着专门驱动电力 MOSFET 和 IGBT 的栅极驱动 IC 的问世,实现了驱动电路的小型化。

2.8 半导体开关损耗

对于理想开关,不管是导通状态、关断状态、开关动作期间,开关消耗的功率都是零。但是,如上所述,实际的功率器件,导通状态的电压

降和开关动作时间都存在,所以就产生了损耗。

图 2.15 是将电力晶体管作为开关使用的情况下,器件两端电压及流过器件的电流的示意图。晶体管关断时,集电极发射极间承受的电压是电源电压 $E(V)$,因为存在微小的漏电流而产生了**关断损耗**。当导通时,晶体管流过 $I(A)$ 的电流,由于集电极发射极间的电压为饱和电压(略小于 $1V$),所以产生了**导通损耗**。

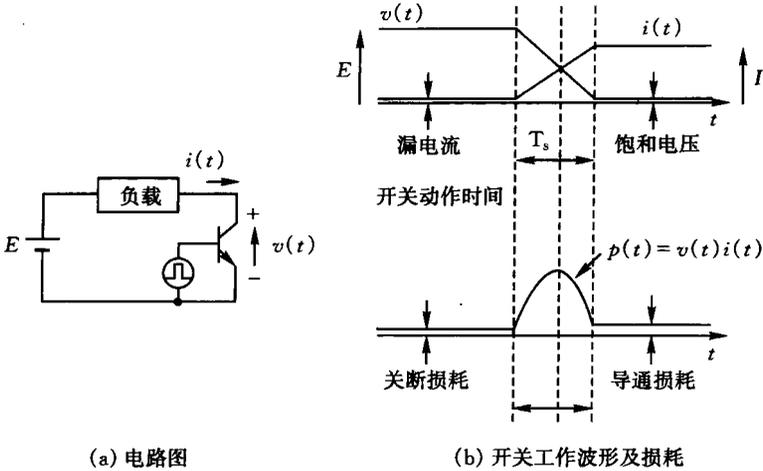


图 2.15 半导体开关的损耗

而且,IGBT 从导通到关断以及从关断到导通的过渡时间内,是需要开关动作时间的。图 2.15(b)中假定这个时间内的电压电流按直线变化,严格地说虽然并不是按直线变化,但同实际情况非常近似。这样,在开关动作时间内产生了电压和电流乘积的**开关损耗**。

图 2.15(b)的下图表示的就是这些损耗的波形。

因而,功率器件所产生的损耗为

损耗 = 关断损耗 + 导通损耗 + 开关损耗

关断损耗同其他损耗相比非常的小,多忽略不计。为了减少导通损耗,需要选择饱和电压低的器件。而且,开关损耗同开关频率成正比,在高频开关电路中,需要使用快速器件。

开关动作时间 T_s 内的瞬时功率用下式来表达。

$$p(t) = v(t)i(t) = \left[\frac{E(T_s - t)}{T_s} \right] \left[I \frac{t}{T_s} \right] = \frac{EI}{T_s^2} (T_s - t)t \quad (2.4)$$

式中,设开关动作开始的时间为 $t=0$,并忽略了饱和电压和漏电流。1次开关动作时间内的平均功率 P_{S1} 用下式来表示。

$$\begin{aligned} P_{S1} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p(t) dt = \frac{EI}{(T_s)^3} \int_0^{T_s} (T_s - t)t dt \\ &= \frac{EI}{(T_s)^3} \left\{ \frac{(T_s)^3}{2} - \frac{(T_s)^3}{3} \right\} = \frac{EI}{6} \end{aligned} \quad (2.5)$$

开关器件整体上消耗的功率 P_T 是在(2.5)式基础上加上导通损耗和关断损耗,并在开关周期内进行平均。设导通时间为 T_{on} ,关断时间为 T_{off} ,则 P_T 如下式表示。

$$P_T = 2 \times \frac{T_s}{T} \frac{EI}{6} + \frac{T_{on}}{T} V_{CE(SAT)} I + \frac{T_{off}}{T} EI_{LEAK} \quad (2.6)$$

其中, $V_{CE(SAT)}$ 是饱和电压, I_{LEAK} 是漏电流。通常(2.6)式右边第三项较小可忽略不计。求出了器件的损耗就可以知道产生的热量,从而据此设计向外散发这些热量的散热器。

例题 2.1

图 2.15(a)的电路中按照以下条件进行开关动作,忽略漏电流,求出开关损耗、开通损耗,并求出开关器件整体的消耗功率。 $E=100\text{V}$, $I=100\text{A}$, 开关频率 $f_{sw}=10\text{kHz}$ ($T=100\ \mu\text{s}$), $T_s=2\ \mu\text{s}$, $T_{on}=50\ \mu\text{s}$, $V_{CE(SAT)}=1\text{V}$ 。

解

开关损耗 P_{sw} 由式(2.6)第一项得

$$P_{sw} = 2 \times \frac{2 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \times \frac{100 \times 10}{6} = 6.67\text{W}$$

导通损耗 P_{on} 根据式(2.6)的第二项

$$P_{on} = \frac{50 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \times 1 \times 10 = 5.0\text{W}$$

所以,器件损耗的功率为

$$P_T = P_{sw} + P_{on} = 11.67\text{W}$$

2.9 缓冲电路

缓冲电路(snubber circuit)是为了抑制功率器件开关动作时器件上的过电压和过冲电流,以及为减少包括过电压过冲电流在内的开关损耗而设计的辅助性电路。缓冲电路中具有开通时起作用的开通缓冲器和关断时起作用的关断缓冲器。关断缓冲器的代表实例是图 2.16 (a)所示的 RCD 缓冲器,开通缓冲器被称为电流缓冲器或者 di/dt 抑制电路。

图 2.16(b)是具有缓冲电路和不具有缓冲电路情况下的开关器件的电压和电流波形。在不具有缓冲电路的情况下,开通时器件电流急剧增加,关断时由于线路的寄生电感上所存储的能量而产生了急剧的过电压。

缓冲电路缓和了 $\frac{dv}{dt}$ 和 $\frac{di}{dt}$ 的冲击量对器件的影响,所以(1)提高了器件的关断能力,(2)抑制了开关动作时伴随的电磁干扰,(3)具有减少开关损耗的效果,但是随着开关频率的增加,缓冲损耗增大,在选定电路参数时需要注意。

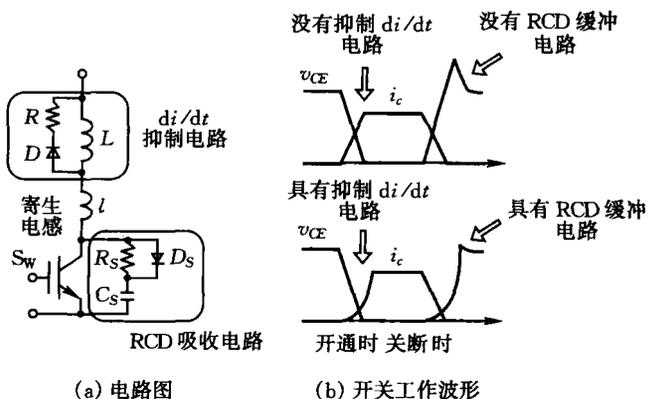


图 2.16 缓冲电路和开关工作波形

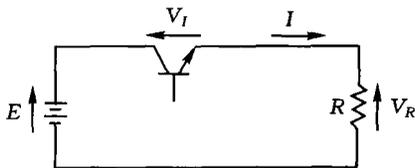
练习题

2.1 请将电力电子技术中使用的各种开关器件根据性能进行分类、整理。

2.2 在题图 2.1 的电路中,利用的是晶体管的放大区,集电极电流为 $I(\text{A})$,基极流过恒定的电流。电源电压 $E=100\text{V}$,负载电阻 $R=10\Omega$ 。回答下列问题:

(1) 用电流 I 的函数来表示负载消耗的功率 P_R ,晶体管消耗的功率 P_T 以及电路的效率 η 。这里,忽略晶体管的漏电流和饱和电压降。

(2) 画出以上所求的 P_R 、 P_T 、 η 的函数图,以电流 I 为 X 轴。



题图 2.1

2.3 在题图 2.1 中,晶体管的开关频率为固定值,占空比 d (导通时间/开关周期)是变化量。导通状态的电压降 V_T 是 1V ,关断状态的漏电流是零,而且忽略开关损耗。

(1) $E=100\text{V}$, $R=100\Omega$,画出晶体管消耗的功率 P_T 和向负载提供的功率 P_R 关于占空比 d 的函数曲线。

(2) 求出该装置的效率。

2.4 在题图 2.1 中,假定器件开关动作时的电压、电流是直线变化(参照图 2.15)。忽略导通状态的电压降和关断状态下的漏电流,晶体管的规格是: $V_{CE}=200\text{V}$, $I_C=20\text{A}$, $T_{sw}=1\mu\text{s}$ (开关时间;导通、关断时间相同),回答以下问题:

(1) 计算开通开关时间内晶体管消耗的瞬时功率,并画图表示。

(2) 当晶体管允许的平均功率损耗为 100W 的条件下,求出可以连续开关动作的最高频率(连续开关动作指的是在每个周期

内可以进行 1 次导通开关动作和 1 次关断开关动作)。

2.5 某一个晶体管的导通开关动作时的电压和电流如下式表示

$$v(t) = Ee^{-t/\tau}, \quad i(t) = I(1 - e^{-t/\tau})$$

开关周期为 4τ , 求出导通开关动作期间内消耗的平均功率 P_{SI} 。

2.6 归纳缓冲电路的组成和它们的作用。

第3章 电力电子技术基础知识

理解电力电子电路的工作原理,论述它们的特性,必须具备电磁场和电路理论的基础知识以及数学分析的方法。这里归纳了学习电力电子有关的基础知识。

3.1 平均值和有效值

周期性的任意波形 $f(t)$ 所对应的平均值(average value)和有效值(RMS:Root-Mean-Square),在周期为 T 时可以用下式来分别定义。

$$[f(t)]_{AVE} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.1)$$

$$[f(t)]_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{f(t)\}^2 dt} \quad (3.2)$$

其中,有效值是任意周期波形的电压和电流施加在阻抗上时,同相同数值的直流产生同样功率时的直流电压或电流值,如我们知道的 $e(t) = E_m \sin \omega t$ 的有效值是 $E_m / \sqrt{2}$ 。

3.2 功率

瞬时功率 $p(t)$,是电压和电路瞬时值的乘积。平均功率 P (称为有效功率或功率,本书中称为功率)是一周期内瞬时功率的平均值,用数学式表达为:

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (3.3)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \{v(t)i(t)\} dt = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (3.4)$$

下面用具体的例子来进行说明。

A. 电压、电流都为恒定值的情况

图 3.1(a)的电路中,电压值恒定为 E 的直流电源流过 $I = E/R$ 的电流, R 上消耗的功率(也就是电源供给的功率) P 用下式表达为:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T EI dt = EI = RI^2 = \frac{E^2}{R} \quad (3.5)$$

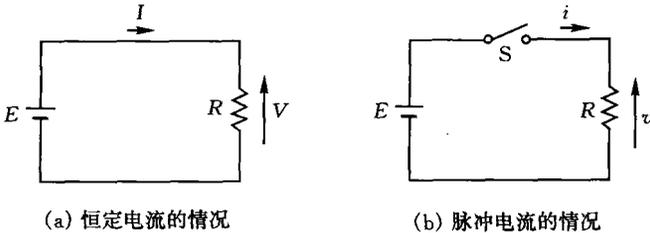


图 3.1 电阻消耗的功率

B. 电压或电流其中之一为恒定值的情况

如图 3.1(b)所示,在固定周期内开关 S 进行导通、关断,考虑此时电源 E 提供的功率 P_E 。 E 跟时间没有关系,电源流过的电流 $i(t)$ 为脉冲波,设开关周期为 T ,

$$P_E = \frac{1}{T} \int_0^T Ei(t) dt = E \times \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = E[i(t)]_{AVE} \quad (3.6)$$

其中, $[i(t)]_{AVE} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$, 直流电源提供的功率 P_E 用电压和电流平均值的乘积来表示。

C. 电压、电流都随时间变化的情况

再来讨论图 3.1(b)电路中负载电阻上消耗的功率 P_R 。 S 导通、关断时, R 两端的电压 v , 电流 i 都为脉冲波, 此时考虑 R 上消耗的功率 P_R , 假设负载电阻 R 不论 S 的开通、关断都为恒定值。

$$\begin{aligned}
 P_R &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \{Ri(t)\}i(t) \\
 &= R \times \frac{1}{T} \int_0^T \{i(t)\}^2 dt = R \left[\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{i(t)\}^2 dt} \right]^2 \\
 &= R[i(t)]_{RMS}^2
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

其中, $[i(t)]_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{i(t)\}^2 dt}$, 负载功率 P_R 是电阻乘以电流有效值的平方。像这样计算 R 上消耗功率的方法中, 必须使用流过负载电流的有效值, 需要注意的是不能使用平均值。而且, 式(3.7)可以进行以下的变形。

$$\begin{aligned}
 P_R &= R[i(t)]_{RMS}^2 = (R[i(t)]_{RMS})([i(t)]_{RMS}) \\
 &= ([v(t)]_{RMS})([i(t)]_{RMS}) = \frac{[v(t)]_{RMS}^2}{R}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

图(b)中, 电源提供的功率和 R 消耗的功率相等, 所以式(3.6)计算的 P_E 和式(3.7)或式(3.8)计算的 P_R 是相等的。

多数的电力电子电路中, $v(t)$ 和 $i(t)$ 不是恒定的, 是随着时间变化的。因此, 在计算或者测量功率时, 必须要根据式(3.4)所示的功率定义。

一般在求解随时间变化波形的功率时, 必须采用电压和电流的有效值。显示有效值的电压表或者电流表一般采用的是指针型。但是, 电力电子电路大都是开关工作方式波形中包含了高频成分, 而使用指针型仪器的上限频率是 $200 \sim 300 \text{ Hz}$, 所以多数不能正确的测量含有高频成分波形的有效值。

这种情况下, 多采用热电型仪器进行热量测算, 而且最近还可以进行式(3.2)的计算, 可以表示真实有效值(true RMS)的数字仪器能比较便宜地购买到。但是, 即使这种情况下, 为了得到更加准确的有效值必须要注意被测波形中所含的频率成分。

3.3 时变波和傅里叶级数展开

电力电子电路中使用开关进行电能变换, 所以其输入输出波形多为畸变波形。分析畸变波的有力手段就是傅里叶级数 (Fourier Series), 物理系统中任意的周期波形 $f(t)$ 可以用下面的傅里叶级数来表示:

$$\begin{aligned} f(\theta) &= a_0 + a_1 \cos\theta + a_2 \cos 2\theta + a_3 \cos 3\theta + \cdots \\ &\quad + b_1 \sin\theta + b_2 \sin 2\theta + b_3 \sin 3\theta + \cdots \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin\theta) \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\theta + \varphi_n) \end{aligned} \quad (3.9)$$

其中 $\theta = \omega t$, $B_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, $\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$ 。

当 $\theta = \omega t$ 变化时, 傅里叶系数 (a_0, a_n, b_n) 按照下式来给定:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta \quad (3.10)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta \quad (3.11)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta \quad (3.12)$$

当时间 t 变化时, 求解傅里叶系数的式 (3.10) ~ (3.12) 变为以下式子。

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(\omega t) dt \quad (3.10')$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \cos n\omega t dt \quad (3.11')$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \sin n\omega t dt \quad (3.12')$$

因此, 求解傅里叶级数系数时, 先要判断积分变量是相位角 θ 还是时间 t , 然后选择正确的公式来求解系数, 这一点很重要。

求解具体波形的傅里叶系数时,利用图 3.2 所示波形的对称性及其性质能够简化计算。

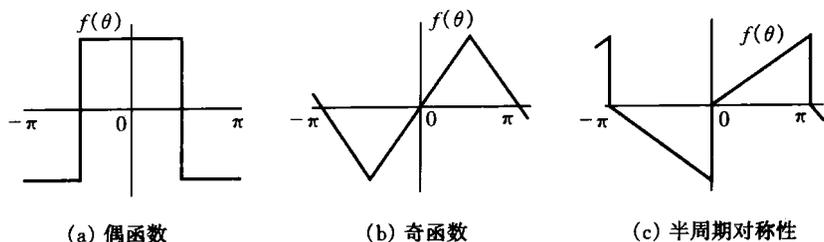


图 3.2 波形对称性

(A. 偶函数对称性 $\{f(\theta) = f(-\theta)\}$ (odd function))

具有 $\{f(\theta) = f(-\theta)\}$ 性质的函数,只存在 \cos 系数 a_n , a_n 的积分范围也可以用 $0 \sim \pi$ 来计算然后乘以 2,如下式所示。 a_0 根据式(3.10)计算,得到波形的平均值,但对于正负对称波形 $a_0 = 0$ 。

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) d\theta \\
 a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta \\
 b_n &= 0
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

(B. 奇函数对称性 $\{f(\theta) = -f(-\theta)\}$ (even function))

具有 $\{f(\theta) = -f(-\theta)\}$ 性质的函数,只用 \sin 项来表示,平均值也是 0,所以式子如下:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta, a_0 = 0, a_n = 0 \tag{3.14}$$

(C. 半周期对称性 $\{f(\theta) = -f(\theta \pm \pi)\}$ (half-wave symmetry))

具有 $\{f(\theta) = -f(\theta \pm \pi)\}$ 性质的函数称为半周期对称波形,用奇数次频率成分来表示,直流成分也为零,按照下式来求解。

$$a_0 = 0$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta \quad (3.15)$$

其中, $n=1, 3, 5 \dots$

例题 3.1

将图 3.3 的方波进行傅里叶级数展开。

解

图示原点的位置为 $\theta=0$, 根据奇函数对称性 $\{f(\theta) = -f(-\theta)\}$

$$a_0 = 0, a_n = 0.$$

同时, 根据半周期对称性 $\{f(\theta) = -f(\theta \pm \pi)\}$, n 只存在奇数。因此, 用下式来求解。

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v(\theta) \sin n\theta d\theta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \sin n\theta d\theta$$

$$= \frac{2}{\pi} \frac{V}{n} [-\cos n\theta]_0^{\pi} = \frac{4V}{n\pi}, n = 1, 3, 5 \dots$$

因此, $v(\theta)$ 的傅里叶级数是

$$v(\theta) = \frac{4V}{\pi} \left\{ \sin\theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \dots \right\}$$

$$= \frac{4V}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\theta$$

例题 3.2

图 3.4 同图 3.3 是同样的波形, 但原点的取法不同, 求解此波形的傅里叶级数。

解

原点 ($\theta=0$) 位于图示位置, 具有偶函数对称性, 并且具有半周期对称性, 所以 a_n 只存在 n 是奇数的情况。基于这些考虑使用式 (3.3), 可以根据例题 3.1 来求解系数, 但需要注意图 3.4 比图 3.3 的波形超前 $\pi/2$ 。因此, 将例题 3.1 的 θ 进行 $\theta + \pi/2$ 坐标变换来求解此波形的傅

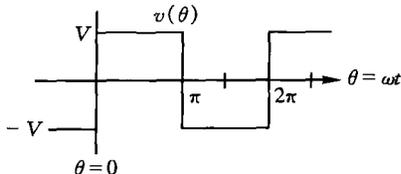


图 3.3 方波电压(奇函数)

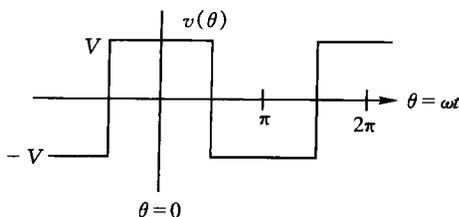


图 3.4 方波电压(偶函数)

里叶奇数,即

$$\begin{aligned}
 v(\theta) &= \frac{4V}{\pi} \left\{ \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{3} \sin 3\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{5} \sin 5\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right\} \\
 &= \frac{4V}{\pi} \left\{ \cos\theta - \frac{1}{3} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \cos 5\theta + \dots \right\} \\
 &= \frac{4V}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{n} \sin n\theta
 \end{aligned}$$

如果用式(3.13)来求解此波形的傅里叶级数,可以比较计算方法的难易程度。

像这样,波形相同但原点选择方法不同的波形的傅里叶级数,通过坐标变换来求解是比较方便的。通过基本波形的加减、乘法运算得到的傅里叶级数,同利用基本波形的傅里叶级数的加减、乘法运算求解相比,大多计算比较容易。

3.4 波形畸变率和功率因数

(A. 波形畸变率

这里畸变波交流电流 $i(\theta)$ 按下式来给定:

$$\begin{aligned}
 i(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\theta + \varphi_n) \\
 &= \sqrt{2} I_1 \sin(\theta + \varphi_1) + \sqrt{2} I_2 \sin(2\theta + \varphi_2) + \sqrt{2} I_3 \sin(3\theta + \varphi_3) + \dots
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

I_1 是基波的有效值, I_n 是谐波成分的有效值,是产生谐波畸变的

成分。这里,表示 $i(\theta)$ 的畸变程度的值定义为总谐波畸变率 (THD: Total Harmonic Distortion)。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \quad (3.17)$$

畸变交流波中,有效值 I 为

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots} \quad (3.18)$$

采用此有效值的话,式(3.17)变形为

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (3.19)$$

B. 功率和功率因数

接下来,归纳一下电路理论中所学的关于功率的要点。为了讨论普通意义上的功率,考虑式(3.16)中给定的电流 $i(\theta)$ 和相位差后,畸变交流电压按照下式来给定。

$$\begin{aligned} v(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}V_n \sin(n\theta + \gamma_n + \varphi_n) \\ &= \sqrt{2}V_1 \sin(\theta + \gamma_1 + \varphi_1) + \sqrt{2}V_2 \sin(2\theta + \gamma_2 + \varphi_2) + \dots \end{aligned} \quad (3.20)$$

功率 P 按照式(3.4)来计算,带入式(3.20)的电压和式(3.16)的电流,

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) i(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\left\{ \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_m \sin(m\theta + \gamma_m + \varphi_m) \right\} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\theta + \varphi_n) \right\} \right] d\theta \\ &= V_1 I_1 \cos\gamma_1 + V_2 I_2 \cos\gamma_2 + V_3 I_3 \cos\gamma_3 + \dots \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos\gamma_n \end{aligned} \quad (3.21)$$

畸变交流电压和畸变交流电流之间产生的功率因为不同频率间产生功率(平均值)为零,所以是同一频率成分的电压和电流间产生的功率总和。

和以前学过的一样,功率因数 $\cos\phi$ 按下式来求解

$$\cos\phi = \frac{\text{功率}}{\text{电压有效值} \times \text{电流有效值}} = \frac{P}{VI} \quad (3.22)$$

向此式中代入电压和电流的有效值以及式(3.21)中的功率 P ,得到

$$\cos\phi = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos\gamma_n}{\left(\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}\right) \left(\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}\right)} \quad (3.23)$$

这个 $\cos\phi$ 包含高频成分产生的功率,所以称为**总功率因数**(Total Power Factor)。与此相对,基波频率成分间产生的功率和视在功率比

$$\cos\phi_1 = \frac{V_1 I_1 \cos\gamma_1}{V_1 I_1} = \cos\gamma_1 \quad (3.24)$$

被称为**基波功率因数**(Displacement Factor),同总功率因数相区别。

3.5 RLC 电路的过渡过程

电力电子电路的电能变换部分,也就是主电路,由半导体开关、电感(L)、电容(C)以及变压器构成。 LC 多用于开关产生的电压和电流的高频滤波。电阻 R 作为电路元件是非常少见的,但是 L 的内部阻抗和各种损耗是必然存在的,所以这里讨论含有 R 的图3.5所示的RLC串联谐振电路的过渡过程。

开关 S 闭合后电路的微分方程式为

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = E \quad (3.25)$$

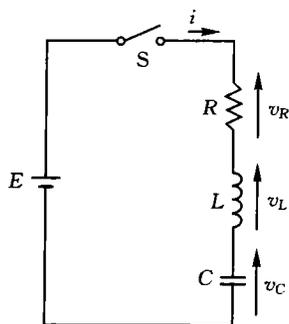


图 3.5 RLC 串联电路

对该微分方程式进行拉普拉斯变换得到

$$sLI(s) - Li(0_-) + RI(s) + \frac{1}{SC} \left\{ I(s) + \int_{-\infty}^0 idt \right\} = \frac{E}{s} \quad (3.26)$$

其中, $i(0_-)$ 是开关闭合前一时刻 L 中流过的电流

$$\frac{1}{C} \int_{-\infty}^0 idt = v_C(0_-) \quad (3.27)$$

上式是开关闭合前一时刻的电容电压。虽然图 3.5 的电路中没有流过 $i(0_-)$, 但这里讨论包含 $i(0_-)$ 的一般情况。

整理式(3.26)得

$$\left(s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} \right) I(s) = \frac{E - v_C(0_-)}{L} + si(0_-) \quad (3.28)$$

对式(3.28)左边进行因式分解得

$$\begin{aligned} & \left(s + \frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} \right) \left(s + \frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} \right) I(s) \\ & = \frac{E - v_C(0_-)}{L} + si(0_-) \end{aligned} \quad (3.29)$$

设,

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= - \left(\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} \right) \\ \alpha_2 &= - \left(\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} \right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

由式(3.28)得到

$$\begin{aligned} I(s) &= \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \left(\frac{1}{s - \alpha_1} - \frac{1}{s - \alpha_2} \right) \frac{E - v_C(0_-)}{L} \\ &+ \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} \left(\frac{\alpha_1}{s - \alpha_1} - \frac{\alpha_2}{s - \alpha_2} \right) i(0_-) \end{aligned} \quad (3.31)$$

对式(3.31)进行反拉普拉斯变换求解电流 $i(t)$ 时, 根据式(3.30)的 $\sqrt{\quad}$ 内所含的值, 需要考虑如下所示的 3 种情况。

情况 1 欠阻尼 (α_1, α_2 是复数的情况)

如先前所述, 电阻 R 表示的是电感 L 线圈的阻抗, 多为非常小的数值, 这种情况下,

$$\left(\frac{R}{2L} \right)^2 < \frac{1}{LC} \quad (3.32)$$

α_1, α_2 变为复数。

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= -\left(\frac{R}{2L} + j\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}\right) \\ \alpha_2 &= -\left(\frac{R}{2L} - j\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}\right)\end{aligned}\quad (3.33)$$

在此条件下对式(3.31)进行拉普拉斯反变化,

$$i(t) = \frac{E - v_C(0_-)}{\omega L} \epsilon^{-\frac{R}{2L}t} \sin \omega t - \frac{\omega_0}{\omega} i(0_-) \epsilon^{-\frac{R}{2L}t} \sin(\omega t - \phi) \quad (3.34)$$

其中

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \phi = \tan^{-1} \frac{2\omega L}{R} \quad (3.35)$$

电流 $i(t)$ 随着角频率 ω 振荡的同时, 其幅值按系数 $R/2L$ 指数衰减。在电力电子电路中, 有时需要避免这种过渡过程的产生, 有时还会对这些现象积极地加以利用。将式(3.25)变形带入式(3.34), 得到电容电压 $v_C(t)$

$$\begin{aligned}v_C(t) &= E - L \frac{di}{dt} - Ri \\ &= E - \frac{\omega_0}{\omega} \{E - v_C(0_-)\} \epsilon^{-\frac{R}{2L}t} \sin(\omega t + \phi) + \frac{i(0_-)}{\omega C} \epsilon^{-\frac{R}{2L}t} \sin \omega t\end{aligned}\quad (3.36)$$

情况 2 临界阻尼($\alpha_1 = \alpha_2$ 的情况)

式(3.30)中

$$\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC} = 0$$

此时为重根($\alpha_1 = \alpha_2$), 电流 $i(t)$ 为非振荡情况。

情况 3 过阻尼(α_1, α_2 是实数的情况)

在式(3.30)中

$$\left(\frac{R}{2L}\right)^2 > \frac{1}{LC}$$

此时, α_1, α_2 是不相等的实根, 此时电流 $i(t)$ 也是非振荡的。

情况 2、情况 3 详细的讨论由读者来完成, 图 3.6 中表示的是具有代表性的过渡过程的波形实例。

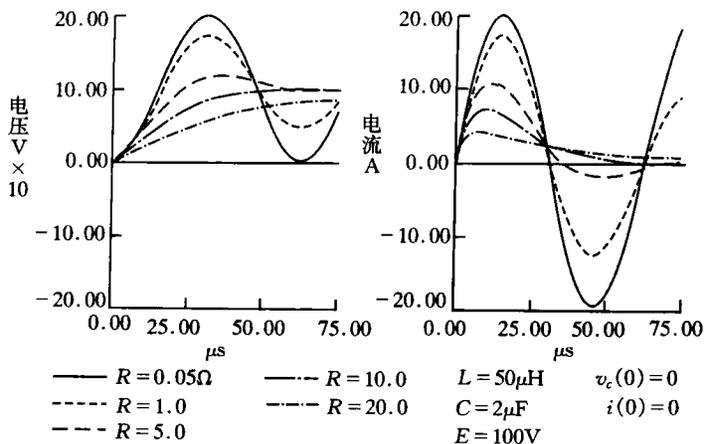


图 3.6 RLC 电路的过渡响应波形

Q_0 定义为 $Q_0 \equiv \omega_0 L/R$, 采用图中 L 、 C 的值, 对应于 $R=0.05 \sim 20\Omega$ 的变化, Q_0 值在 $100 \sim 1/4$ 的范围内变化。 $R=10\Omega$ 时为满足 $R^2/4L^2=1/LC$ 关系的临界阻尼。 阻尼系数 ξ 按下式来定义

$$\xi = \frac{R}{2\sqrt{L/C}} = \frac{R}{2\omega_0 L} = \frac{1}{2Q_0} \quad (3.37)$$

临界阻尼时 $\xi=1$ 。 多数电力电子电路中一般 Q_0 较大(10 以上), 所以完全可认为 $\xi \leq 1$ (情况 1)。

3.6 电感和电容

L 、 C 是可以储存和释放能量的器件, 因此两者都和由开关进行的电能变换相关。 这里, 在 3.5 节讲述的 RLC 共振现象基础上, 讨论单独使用电感或者电容情况下的过渡过程和稳定特性。 因为从微分方程式求解电流的方法在节 3.5 中已经讲过, 这里只给出结果。

A. 电感的能量

图 3.7 所示的电路中, 讨论闭合和打开开关 S 时的电流以及 L 中

储存的能量情况。

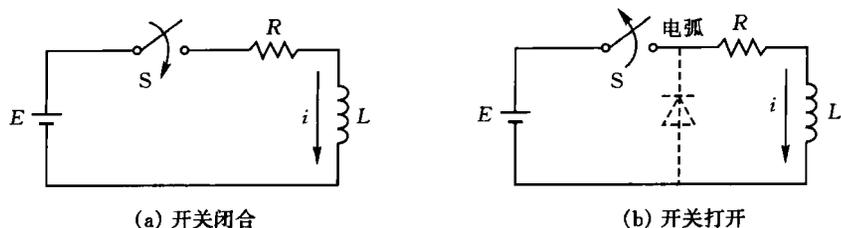


图 3.7 电感能量

图 3.7(a)中,开关 S 闭合后的电流变化是通过求解以下的微分方程式来得到的:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = E \quad (3.38)$$

如果电流 i 初始值为 0 的话,上式的解为

$$i = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (3.39)$$

因此,电流向最终值 $I = E/R$ 以指数形式上升。其中, $L/R = \tau$ 称为时间常数,是电流 i 达最终值 I 的 63.2% 时所用时间。

在式(3.38)的两边乘以 $i dt$, 得到

$$Ri^2 dt + Li dt = E i dt \quad (J) \quad (3.40)$$

上式的右边是时间 dt 内电源 E 释放的能量。左边第 1 项是 dt 内电阻 R 上消耗的能量(产生的焦耳热量)。第 2 项是电感 L 中存储的电磁能量。经过足够的时间,直到 i 变为最终值 $I (= E/R)$ 时, L 中存储的能量 W_L 是

$$W_L = \int_0^I Li di = \frac{1}{2} LI^2 \quad (J) \quad (3.41)$$

因此, L 中通过电流的形式来存储能量。

接下来,如图 3.7(b),电流 $I(E/R)$ 流通的状态下,打开开关 S 后,开关的接合处产生电弧放电,可以观察到火花噼啪噼啪的现象。这个现象是由于强制断开 S 后电感 L 中存储的能量失去了存储的地方, $L(di/dt)$ 变得非常大,产生了电流通过电弧形式来续流的现象。 L 上

存储的能量通过电弧放电以及 R 上产生的热量消耗后,电弧放电消失,电路变为关断状态。

电力电子电路中,使用的是取代机械开关的半导体开关,如果发生上述的现象,在器件的两端产生了急速的尖峰电压,器件有可能会被破坏。即使 L 的值较小,比如是线路寄生电感情况下,尖峰电压有可能大到接近器件的耐压值和允许的电压变化率 (dv/dt)。2.9 节中的缓冲电路就是保护器件免受尖峰电压破坏的电路。

为了确保打开开关时的电流流通通道,图 3.7(b)接有用虚线表示的二极管 D 。这种和负载并联接入的二极管称为续流二极管 (free wheeling diode)。

接入 D 后的电流 i ,开关即使关断也可以通过 D 来流通,电压方程式和式(3.38)中 $E=0$ 的情况等效,

$$Ri + L \frac{di}{dt} = 0 \quad (3.42)$$

设定初始值 $i(0_-) = I$,求解上式得

$$i = Ie^{-\frac{R}{L}t} \quad (3.43)$$

也就是,电流指数减少, L 上的能量全部在阻抗 R 上消耗后, i 变为 0。

(B. 电容的能量

图 3.8 是电容 C 通过开关 S 的切换进行充放电的电路。电容 C 的电流 i 及电压 v_c 之间存在以下关系

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.44)$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int i dt \quad (3.45)$$

S 在 1 侧时,电路方程式如下

$$Ri + v_c = RC \frac{dv_c}{dt} + v_c = E \quad (3.46)$$

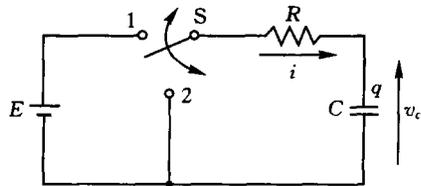


图 3.8 电容能量

如果电容电压的初始值 $v_c(0_-) = 0$, v_c 用下式来求解

$$v_c = E(1 - e^{-\frac{t}{CR}}) \quad (3.47)$$

由式(3.4)得电流 i 为

$$i = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{CR}} \quad (3.48)$$

由式(3.47)可知,电压 v_c 从 0 上升,最终值为 $v_c(\infty) = E$, 电流 i 从 $i(0) = E/R$ 开始按指数函数减少,最终 $i(\infty) = 0$ 。

同电感情况类似,式(3.46)的两边乘以 idt 得到 dt 时间内的能量关系式。整理式(3.44)得到如下关系式。

$$Ri^2 dt + v_c i dt = Ri^2 dt + C v_c dv_c = E i dt \quad (\text{J}) \quad (3.49)$$

上式的右边是时间 dt 内电源提供的能量,左边第一项是阻抗 R 上消耗的能量,左边第二项是电容上储存的能量,如果 v_c 的最终值是 V_c ,最终电容上储存的能量 W_c 为

$$W_c = C \int_0^{V_c} v_c dv_c = \frac{1}{2} C V_c^2 (\text{J}) \quad (3.50)$$

因此, C 是通过电压的形式来储存能量的。

在图 3.8 中, C 在向 E 充电的状态下,来讨论开关 S 在 2 侧的情况。此时电路方程,是将式(3.46)中 E 变为 0,并且 v_c 的初始值为 E ,这时来求解电压、电流,

$$v_c = E e^{-\frac{t}{CR}} \quad (3.51)$$

$$i_c = -\frac{E}{R} e^{-\frac{t}{CR}} \quad (3.52)$$

式(3.52)的“ $-$ ”表示电流 i 和图示的方向相反。

C. 电感和电容的稳态特性

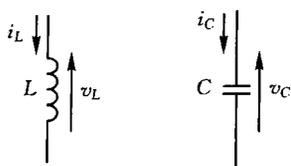
分析电力电子电路的稳态特性时,经常会用到下列关于电感和电容的稳态特性:

(1) 稳定状态下电感电压一周期内的平均值为 0

(2) 稳定状态下流入电容的电流一周期内的平均值为 0

下面来推导这些关系。

在图 3.9(a)的电感 L ,其两端电压为 v_L ,流过的电流为 i_L ,并存在如下关系



(a) L 的情况 (b) C 的情况

图 3.9 L、C 的电压电流

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\therefore di_L = \frac{1}{L} v_L dt \quad (3.53)$$

i_L 从某一时刻 t 开始 1 个周期 T 内的增量按照下式来求解

$$i_L(t+T) - i_L(t) = \frac{1}{L} \int_t^{t+T} v_L dt \quad (3.54)$$

稳定状态下, 1 个周期结束后的电流 $i_L(t+T)$ 和 1 个周期前的电流 $i_L(t)$ 是相等的, 式(3.54)的右边满足

$$\frac{1}{L} \int_t^{t+T} v_L dt = 0 \quad (3.55)$$

式(3.55)乘以 L/T 后, 左边为 v_L 的平均值, 证明了上述(1)成立。

图 3.9(b) 的电容情况, 利用式(3.45), 同电感情况一样, 可以得到

$$v_C(t+T) - v_C(t) = \frac{1}{C} \int_t^{t+T} i_C dt = 0 \quad (3.56)$$

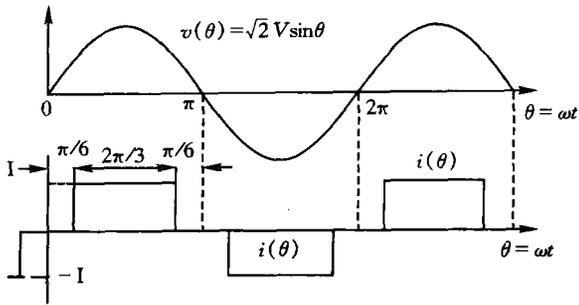
推导出了上述(2)的性质。

练习题

3.1 题图 3.1 中施加电压 $v(\theta)$ 后, 流过图示 $i(\theta)$ 的电流, 求解以下值。

- (1) 功率 P (平均功率)
- (2) $i(\theta)$ 的有效值
- (3) 总功率因数

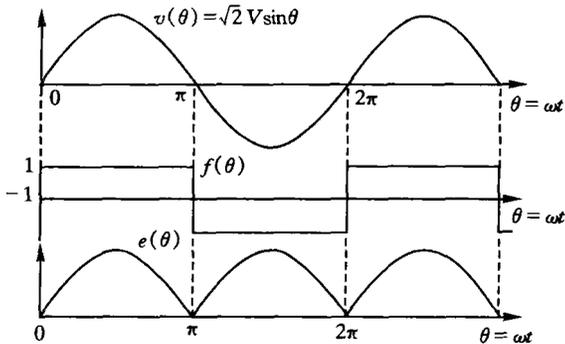
3.2 题图 3.1 的 $i(\theta)$ 进行傅里叶级数展开, 求解总谐波畸变 (THD)。



题图 3.1 正弦波交流电和 $2\pi/3$ 导通宽度的电流波形

3.3 题图 3.2 中所示的 $e(\theta)$ 的傅里叶级数按照以下方法来求解, 比较计算的难易程度。

- (1) 利用求解傅里叶级数的公式
- (2) 利用 $e(\theta) = v(\theta) \times f(\theta)$ 的方法

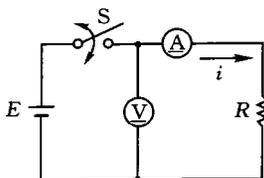


题图 3.2 正弦波交流电和绝对值

- 3.4 利用 PSIM, 通过计算练习题 3.3 的 $e(\theta)$ 的正弦波绝对值和 FFT 分析, 确认练习题 3.3 中得到的结果。电源电压为 100V, 频率为 50Hz。
- 3.5 有题图 3.3 的电路, 开关 S 以占空比 0.5 进行导通关断, 电压 $E = 100\text{V}$, $R = 10\Omega$, 不考虑测量仪器的频率特性和误差等, 回答以下

问题。

- (1) 求解用指针型仪器来测量电压、电流时,仪器的指示值 V, I 。
- (2) 用 $P=VI$ 求解负载功率时,其值为多少瓦。
- (3) 求出正确的消耗功率,而且同(2)的结果进行比较。

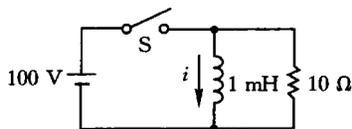


题图 3.3 开关电路的功率

3.6 用仿真来确定 3.5 节的图 3.6 的过渡过程响应波形。

3.7 题图 3.4 中电感电流的初始值为 0, $t=0$ 时开关导通, $t=100\mu\text{s}$ 时关断。

- (1) 求解 S 闭合后电感电流 i 的表达式。
- (2) 求解 $t=100\mu\text{s}$ 时电感电流。
- (3) 求解开关关断瞬间的电感电流。
- (4) 将 $t=0\sim 100\mu\text{s}$ 的电流变化和 $T=100\mu\text{s}$ 开始到电流变为 $T=100\mu\text{s}$ 时电流的 10% 以下之间的电流变化用图来表示。
- (5) 用仿真来确认求解的电流变化。



题图 3.4 L 的电流的过渡过程响应

第 4 章 AC/DC 变换电路 I

把交流转换成直流的电路,称为**整流电路**或者**正向变换电路**,可用在如下领域:

- | | |
|-------------------|-------------------|
| (1) 电气化铁路: | 电车驱动电源 |
| (2) 电化学工业: | 电解、电镀电源 |
| (3) 通信: | 各种有线、无线通信设备电源 |
| (4) 电子设备: | 各种电子设备、测量仪器电源充电电源 |
| (5) 工业用直流电动机驱动: | 直流电机可变速驱动电源 |
| (6) 工业、民用交流电动机驱动: | 逆变器电源 |

以上领域中使用的整流电路,根据连接的交流电源的相数,大致分为**单相整流电路**和**多相整流电路**(代表性电路是三相整流电路)。各种整流电路根据从交流电源流向整流电路的电流是单向还是双向,又分为**半波整流电路**和**全波整流电路**。为了对整流电路的输出进行滤波而采用的**滤波电抗器**和**滤波电容器**,也存在各种各样的电路方式。使用的器件中有一半是不具有自消弧能力的二极管和晶闸管,本章以使用晶闸管(SCR)的整流电路为主进行说明。

理解整流电路的工作原理很重要,可参考文献[2]中提出的**假定状态分析法**(assumed-state analysis)进行分析理解。为了加深对电路工作原理的理解,本章中将介绍这种假定状态分析方法。在说明电路工作原理时,将器件假定为理想半导体器件(正向压降为 0 V,正方向以及反方向的漏电流为 0 A)。

本章先说明单向整流电路中带电阻负载的电路工作原理,之后阐述通过电抗器来进行直流滤波的相关内容。

4.1 带电阻负载的单向整流电路

A. 半波整流电路

图 4.1(a)表示的是电源通过二极管 D 同电阻 R 连接的电路。图 4.1(b)是其直流电压 e_d 以及电流 i 的波形。如图 4.1(b)所示,电源中流过的电流是单方向的,称此整流电路为单相半波整流电路。虽然不难理解通过二极管的整流作用直流电压变为图示 e_d 的情况,但仍利用假定状态分析进行如下解释说明。

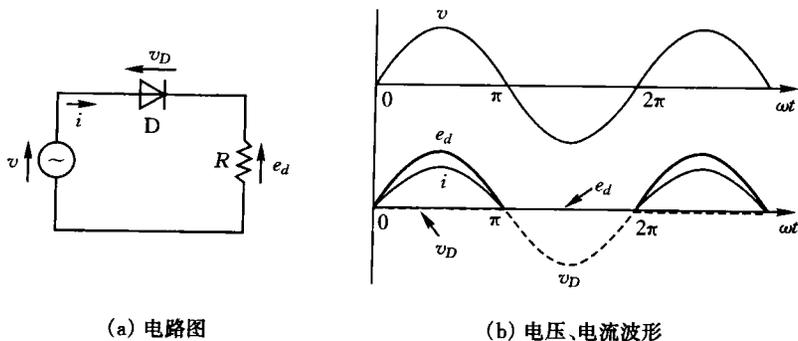


图 4.1 单相半波二极管整流电路(电阻负载)

电源电压正半周期

- (1) 假设二极管 D 关断
- (2) D 关断,所以电流 $i=0$, $e_d=Ri=0$. 因此二极管上承受的电压 $v_D=v>0$, D 正向偏置而导通
- (3) 如果 D 导通的话,电阻 R 承受 $e_d=v$ 的电压,电流 $i=e_d/R$ 沿正向流通。

电源电压负半周期

- (1) 假定二极管导通,因为电源电压为负,二极管中不能流过反向电流,这是由二极管的特性决定的, D 变为关断状态
- (2) D 关断的情况下, D 承受 $v_d=v<0$ 的反向偏置,确认了上述判断

如上所述,使用假定状态分析,否定假定工作状态的讨论也是加深理解的一种方法。

接下来考虑将图 4.1 的二极管替换为晶闸管的图 4.2(a) 电路,这个电路称为单相半波相位控制整流电路(单相半波晶闸管整流电路),如图 4.2(b) 所示。晶闸管导通时刻可以由门极信号 i_g 来控制。图 4.2(b) 所示的是晶闸管的控制角或称为触发角,是从电源的 0 相位开始到施加门极信号的电角度。通过假定状态分析来确定其电压和电流波形。

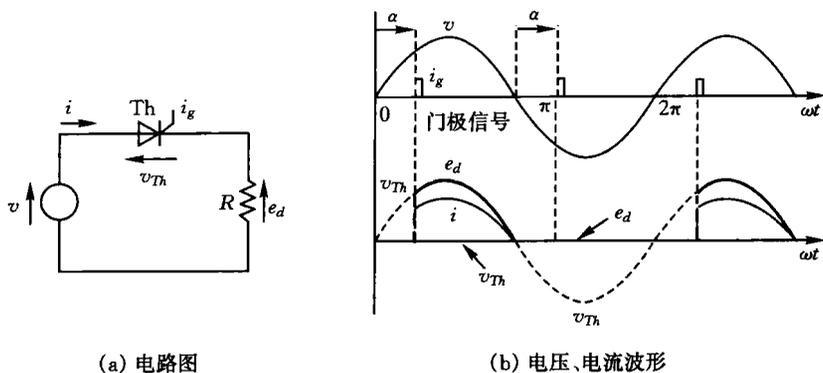


图 4.2 单相半波晶闸管整流电路(电阻负载)

电源电压正半周期

- (1) 假定晶闸管 Th 关断。 $V_{Th} > 0$, 所以 Th 正向偏置, 直到施加门极信号为止一直保持关断状态(同二极管不同的特性)。
- (2) 按图中的相位角施加门极信号后, Th 处于正向偏置状态, 因为施加了门极信号, 所以变为导通。晶闸管施加门极信号只要超过导通时间, 即使去掉门极信号, 直到电源电压变负为止, 会一直保持导通状态(晶闸管的特性)。

电源电压负半周期

- (1) 电源电压变为零, 如果晶闸管电流为 0, v_{Th} 也为 0, Th 反向偏置变为正向截止状态, 随后即使变为正向偏置, 直到施加门极信号为止。会一直保持关断状态。

(2) 如图 4.2(b) 所示, 电压的负半周期内即使施加门极信号, 因为晶闸管电压 v_{Th} 为负处于反向偏置, 晶闸管不能导通。

如上所述, 为了理解相位控制整流电路的工作原理, 在电路中使用晶闸管的导通和关断条件, 正确的判断晶闸管的导通和关断状态是很重要的。

接下来, 求解图 4.2(b) 的直流电压 e_d 的平均值。设电源电压 $v = \sqrt{2}V \sin \theta$, e_d 的平均值 E_{da} 为

$$\begin{aligned} E_{da} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_d d\theta = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} [-\cos \theta]_0^{2\pi} \\ &= \frac{1 + \cos \alpha}{2} E_{dH0} \end{aligned} \quad (4.1)$$

其中 $E_{dH0} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi}$, V 为电源电压有效值。 (4.2)

这里 E_{dH0} 是单相半波二极管整流电路的直流电压。这种用触发角来控制直流电压的方式称为**相位控制**(phase control)。

比较图 4.1(b) 和图 4.2(b) 的波形, 二极管整流电路同晶闸管整流电路在触发角 $\alpha=0$ 的情况下是等效的。相位控制整流电路的工作原理包括二极管整流电路的工作原理, 所以本章以相位控制整流电路为中心进行讨论。

B. 两相半波整流电路

图 4.2 的电路不能在电源电压负半周期得到直流电压, 因此电源电压不能高效的输出。与此对应图 4.3(a) 是利用变压器二次侧中心抽头, 在一周期内得到两次脉冲输出电压的电路。该整流电路以变压器二次侧线圈的中点为基准所以 v_1 和 v_2 间的相位差为 π [rad], 电压经过晶闸管 Th_1 和 Th_2 进行半波整流, 在输出侧进行合成。对于线圈 N_1, N_2 来讲, 为半波整流电路, 虽然可以归类到**两相半波整流电路**类别中, 但电源 v 中流过双向电流, 所以从电源端来看等价于全波整流电路。

简单起见, 图 4.3(b) 所示的是线圈匝数在相等 ($N=N_1=N_2$) 情况下电流电压 e_d 和电源电流 i 的波形。这样电源流过的电流 i 具有正负

对称性。不管哪个晶闸管处于导通状态,需要注意的是关断的晶闸管上承受的电压为 $2v$ 。

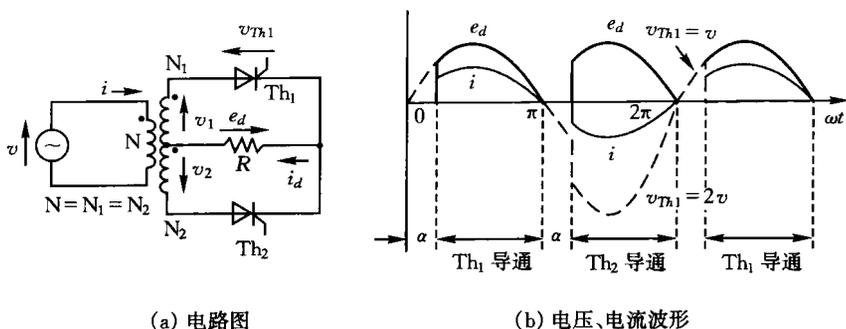


图 4.3 利用变压器中心抽头的两相半波整流电路(电阻负载)

匝数比相等的情况下,两相半波整流电路直流电压的平均值是式(4.1)的 2 倍。

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e_d d\theta = \frac{1 + \cos\alpha}{2} E_{dF0} \quad (4.3)$$

其中

$$E_{dF0} = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \quad (4.4)$$

两相半波整流电路同单相半波整流电路相比得到其 2 倍电压,但存在着需要使用变压器的缺点。基于此原因,平常采用下述的实用整流电路。

(C) 全波整流电路

图 4.4(a)是电源电压 v 处于正半周期, Th_1 和 Th_4 导通时,直流电压 e_d 同 v 相等,在负半周期时 Th_2 和 Th_3 导通,得到 $e_d = -v$ 的直流电压的电路。图 4.4(b)是二极管整流电路($\alpha=0$)的电压波形,图 4.4(c)表示的是控制角为 α 时的电压波形。此电路称为**单相全波整流电路**或者**单相桥式整流电路**,直流电压同式(4.3)相等。图 4.4(b)以及图 4.4(c)的工作波形可以通过假定状态分析来确认,为了表示清楚用虚线来表示晶闸管的电压波形。在图 4.4(c)中,假定关断时所有的晶闸管分担相同的电压。检查导通状态下各晶闸管两端的电压,首先

要确认假定的工作状态是否正确。

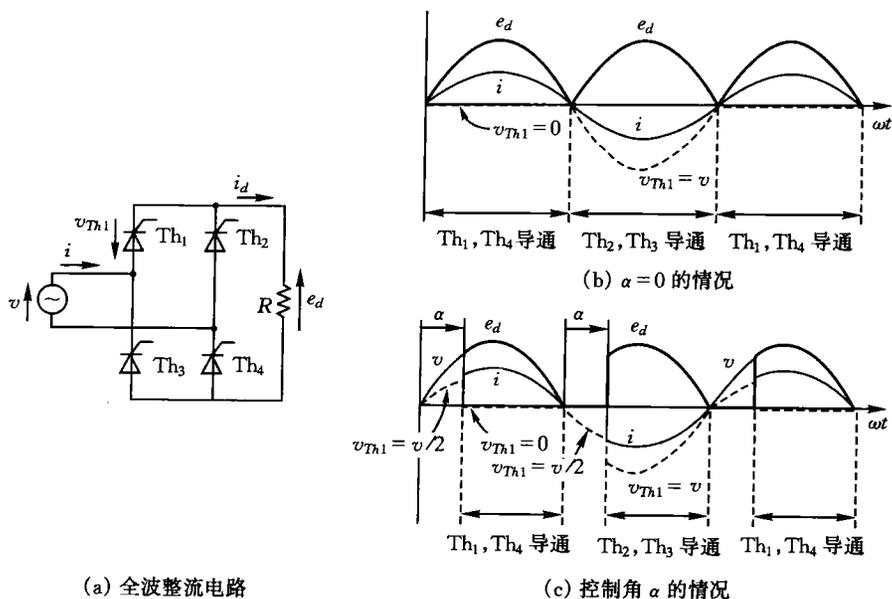


图 4.4 单相全波整流电路和工作波形(电阻负载)

如图 4.4(b)、(c)所示,电源电压在负半周期内 Th_1 (Th_4 同样)反向偏置,即使在同一时间向所有的器件施加门极信号,只有正向偏置的器件才能导通,因此没有必要根据电源的正负给器件施加相对应的门极驱动信号。

4.2 带感性负载的单向整流电路

当整流电路的负载为电阻 R 和电感 L 串联连接时,流过的电流由于 L 的作用变得平滑,但与直流电压的波形还是不同的。本节以电抗器的作用为中心来说明带感性负载整流电路的工作原理。

A. 半波整流电路

单相半波整流电路中带感性负载的电路如图 4.5(a)所示,其电压

波形如图 4.5(b)所示。图 4.5(b)中所示的是电阻 R 两端的电压 e_R ，根据 $e_R = Ri$ 的关系可以得到 i 的波形。首先讨论此电路的工作原理，然后用仿真来确定工作波形。

例题 4.1

图 4.5(a)中所示的单相半波整流电路中，用仿真来求解流过的电流 i 、直流电压 e_d 、 R 两端的电压 e_R 、 L 两端的电压 e_L 的波形。

其中，交流电源的最大值 $V_m = 141\text{V}$ 、 $R = 2\Omega$ 、 $L = 10\text{mH}$ ，频率 $f = 50\text{Hz}$ ，触发角 $\alpha = 30^\circ$ 。

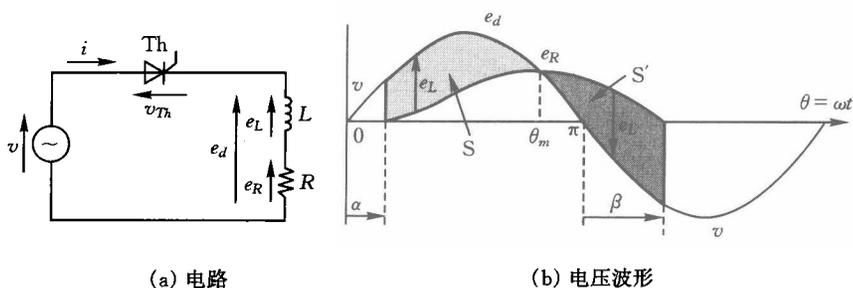


图 4.5 单相半波整流电路(感性负载)

解

图 4.6(a)为仿真的电路图，图 4.6(b)为仿真结果。因仿真中强调的是 L 的作用，所以取 $L/R = 5 \times 10^{-3}$ 稍大的值。可以确认 θ_m 时 e_R 为最大值，以及 e_L 的平均值为 0。

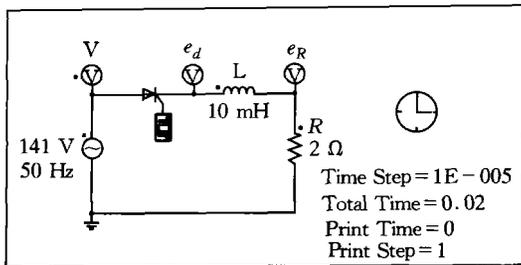
图 4.6(b)中的电流 i 同图 4.2(b)电阻负载情况相比较的话，由于 L 的作用，电流 i 缓慢上升，而且到 $\omega t = \pi + \beta$ 为止，一直保持导通，注意不同点是 e_d 中出现了负电压。为了理解这些不同点，下面讨论 L 的作用。

图 4.5 中，晶闸管 Th 导通时，以下关系式成立。

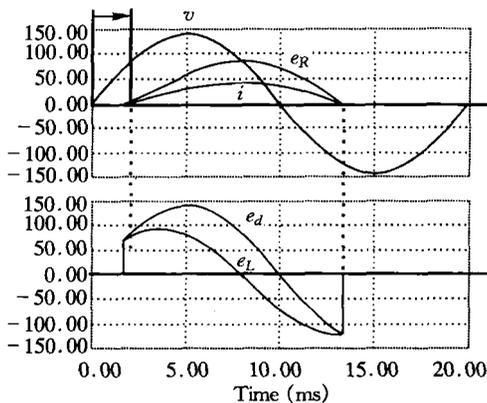
$$v = e_d = e_R + e_L \quad (4.5)$$

$$e_R = Ri \quad (4.6)$$

$$e_L = L \frac{di}{dt} \quad (4.7)$$



(a) 仿真电路图



(b) 仿真结果

图 4.6 带感性负载的单相半波整流电路的仿真

$$Ri + L \frac{di}{dt} = v \quad (4.8)$$

如果通过触发角 α 使晶闸管导通的时刻为 $t=0$, 此时电源电压 v 为

$$v = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \alpha) \quad (4.9)$$

过程分析留到练习题 4.2 中, 如假设电流 i 的初始值为零, 根据式 (4.8) 得到下式:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \{ \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - e^{-\frac{R}{L}t} \sin(\alpha - \varphi) \} \quad (4.10)$$

其中,
$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (4.11)$$

上式只在 $i \geq 0$ 时成立。

通过触发角 α 来导通晶闸管的话, RL 两端承受的电压是 v , 但 i 由于 L 的作用, 按照式(4.10)的函数关系从零开始增加, 之后在图 4.5(b) 中所示 θ_m 处 i 达到最大值。 $\theta = \theta_m$ 以后, i 逐渐减少, 当 $\pi + \beta$ 角度再次变为零时, 晶闸管开始消弧(关断)。直流电压 e_d 在晶闸管导通后与 v 相等, $\pi < \theta < \pi + \beta$ 时 e_d 为负。直流电压尽管为负, i 依然流通, 这是由于 L 中储存的电磁能量的作用。其中, 称晶闸管关断时候的电角度 β 为灭弧(关断)角, 向式(4.10)代入 $\omega t + \alpha = \pi + \beta$ 得

$$\{\sin(\beta - \alpha) + e^{-\frac{R}{L}\theta} \sin(\alpha - \varphi)\} = 0 \quad (4.12)$$

如果指数变量 R/L 非常大的话, $\omega t = \pi + \beta$ 中 $e^{-\frac{R}{L}\theta} \approx 0$, 此时, 满足 $\beta \approx \varphi$ 。

在角度为 θ_m 时, e_R 为最大值。这是因为角度为 θ_m 时, $e_R = Ri = e_d$ 成立, 由式(4.7)、(4.8)推导得

$$e_L = L \frac{di}{dt} = 0$$

$$\text{即} \quad \frac{di}{dt} = 0 \quad (4.13)$$

i 从零开始增加最终再变为零, 所以式(4.13)表示角度为 θ_m 时 i 以及 e_R 变为最大值。

接下来, 求解图 4.5(b) 中被波形包围的面积 S 和 S' 的关系, S 和 S' 是 e_L 的时间积分, 设电流 i 的最大值为 I_m , 积分变量 $\theta = \omega t$, 得

$$S = \int_{\alpha}^{\theta_m} e_L d\theta \int_{\alpha}^{\theta_m} e_L d(\omega t) = \int_0^{I_m} \omega L di = \omega L I_m \quad (4.14)$$

$$S' = \int_{\theta_m}^{\pi+\beta} e_L d\theta = \int_{I_m}^0 \omega L di = -\omega L I_m \quad (4.15)$$

S 和 S' 大体上相等。式(4.15)为负的原因是 $\theta_m < \omega t < \pi + \beta$ 时 $e_L < 0$, $S + S' = 0$ 表示的是在第 3 章中说明的由 L 引起的电压 e_L 的平均值为零。电流 i 就像到 θ_m 为止增加的磁链数 S 一样, 直到该磁链数完全消失的 $\pi + \beta$ 时, 一直流通。

根据图 4.5(b) 得到直流电压 e_d 的平均值 $E_{d\alpha}$ 为

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}V \sin\theta d\theta = \frac{\cos\alpha + \sin\alpha}{2} E_{dH0} \quad (4.16)$$

而且

$$E_{dH0} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi}$$

电感 L (严格的说是 L/R) 越大, 电流上升的越迟缓。因此图 4.5 (a) 的整流电路中, 如果 L 变大, i 变得更加平滑, 这样就存在直流电压降低的问题。

直流电流 i 的平均值为 I , 根据式 (4.5)、式 (4.6) 以及 e_L 的平均值为 0 的条件, 满足以下关系式

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d\theta = \frac{1}{R} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (e_d - e_L) d\theta \right\} = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{2\pi} \right) \int_0^{2\pi} e_d d\theta = \frac{E_{d0}}{R} \quad (4.17)$$

或者

$$RI = E_{d0} \quad (4.18)$$

在带感性负载的整流电路中这个关系总是成立的。

(B. 带续流二极管的半波整流电路

图 4.7(a) 是二极管 D_F 同负载并联连接的电路, 图 4.7(b) 表示的是其电压和电流的波形。负载电流 i_d , 在 $\omega t = \alpha \sim \pi$ 期间流过晶闸管 Th , 在 $\omega t = \pi \sim 2\pi$ 期间流过二极管 D_F , 负载被 D_F 短路。这样, i_d 在晶闸管关断期间流过 D_F , 所以称 D_F 为续流二极管 (free wheeling diode)。而且, 流过电流的器件从晶闸管 Th 变为二极管 D_F , 称电流从 Th 向 D_F 换流。

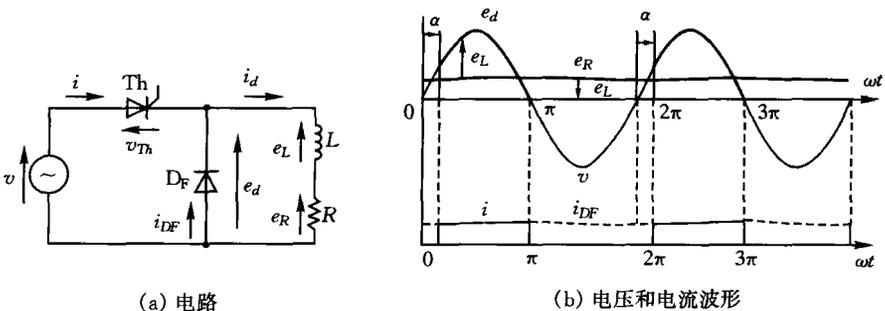


图 4.7 带续流二极管的单相半波整流电路和波形

图 4.7(b)的波形采用假定状态分析法来进行如下的分析。

- (1) Th 在 $\omega t = \alpha$ 时导通,假定在 $\omega t = \tau$ 以后仍然保持导通。
- (2) Th 导通所以 $e_d = v$, $\omega t > \pi$ 时 $e_d < 0$ 。
- (3) 如果 $e_d < 0$ 的话, D_F 正向偏置,不能假定为关断。因此, $\omega t > \pi$ 时 D_F 导通, i_d 通过 D_F 流通。
- (4) D_F 导通的话, Th 承受 $v_{Th} < 0$ 的电压而反向偏置, D_F 导通同时 Th 关断。

像这样通过 D_F 的作用,直流电压不管 L 的大小在给定的式(4.1)的电压时,可以得到如图 4.7(b)所示的 i_d 保持连续流通的平滑波形。但是, i_d 存在由于时间常数 L/R 的大小而不能连续的情况,通过下面的例题来确定这种情况。

例题 4.2

图 4.7(a)所示电路中

(1) 电源电压的最大值 $V_m = 141\text{V}$ 、 $R = 2\Omega$ 、 $L = 2\text{mH}$ 、 $f = 50\text{Hz}$ 、 $\alpha = 30^\circ$

(2) $L = 10\text{mH}$,其他同(1)的条件。

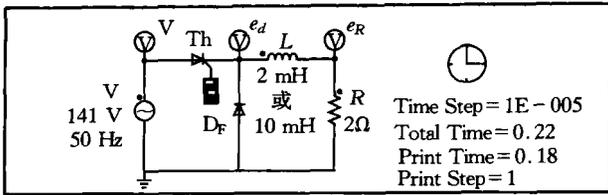
用仿真来求解直流电压 e_d 、 R 两端电压 e_R 的波形。

解

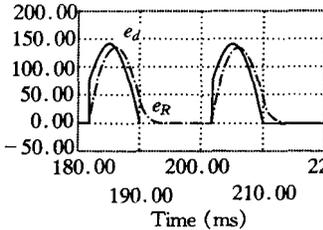
完成图 4.8(a)所示的仿真电路。为了得到稳定状态,Simulation Control 的值按照程序所示的值来设定。在图 4.8(b)、(c)所示的结果中,条件(1)是由于 L 的容量不够大而使得 i_d 不连续的实例,条件(2)表示的是尽管 i_d 连续,但是纹波比较大的情况。

图 4.7(a)的电路是为了减小 i_d 的纹波而采用的电路,一般假定 i_d 连续。但是,如图 4.7(b)所示,必须要清楚是由 L 值的大小决定 i_d 连续与不连续。

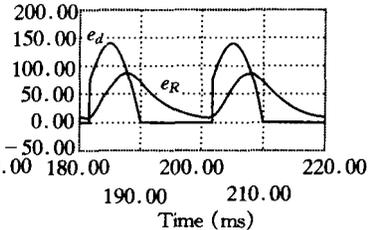
图 4.7(b)显示的波形是 $L = 0.1\text{H}$ 时的波形,是例题 4.2 中 L 的 10 倍。而且采用比较大的 L 的话,电阻 R 中流过的电流 i_d 的脉动成分小到可以忽略不计。具有这个功能的电抗器 L 称为平滑电抗器或者直流电抗器。具有续流二极管的整流电路中, L 两端的电压也是 $e_L = e_d - e_R$,满足 e_L 的时间积分面积为零的式(4.14)和(4.15)。



(a) 仿真电路图



(b) 波形实例(条件1)

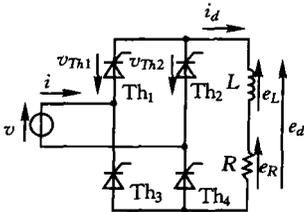


(c) 波形实例(条件2)

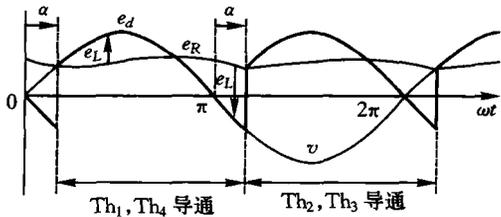
图 4.8 带续流二极管的整流电路的仿真

C. 桥式整流电路

图 4.9 是图 4.4 的电路中负载为 $L-R$ 的电路以及它的电压波形。这种情况下由于 L 的大小,图 4.5(b)中所示的 β 比 α 小时 ($\beta < \alpha$), i_d 会不连续。但是从 L 的滤波作用来看 i_d 是连续的,这里假定 L 大到可以忽略 i_d 的脉动成分的程度。



(a) 单向桥式电路



(b) 电压波形

图 4.9 单向全波整流电路和波形(感性负载)

简单的说明一下电路工作原理。

- (1) 电源电压 $v > 0$ 时, 电流通路为 $v - Th_1 - L - R - Th_4 - v$, 串联的 2 个晶闸管 Th_1 、 Th_4 接入电路, 等价于图 4.5 的半波整流电路。 Th_1 、 Th_4 为正向偏置, 同时施加门极信号, Th_1 、 Th_4 导通, 输出 $e_d = v$ 。
- (2) 由于 L 的作用 i_d 连续时, Th_1 、 Th_4 继续导通, $\omega t > \pi$ 的范围内 $e_d < 0$ 。
- (3) $v < 0$ 时, 如果假定 Th_1 导通的话, Th_2 承受 $v_{Th_2} = -v > 0$ 的电压而正向偏置 (Th_3 同样), 这种状态下如果向 Th_2 、 Th_3 施加门极信号, Th_2 、 Th_3 立即导通。
- (4) 如果 Th_2 导通, Th_1 承受 $v_{Th_1} = v < 0$ 的电压反向偏置, Th_1 (Th_4) 关断。
- (5) $v < 0$ 的半周期间, Th_2 、 Th_3 导通状态下, 直流电压 e_d 变为 $e_d = -v$, 输出正电压。

单相桥式整流电路的直流电压平均值 E_d 为

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+a} e_d d\theta = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+a} \sqrt{2}V \sin\theta d\theta = E_{dF0} \cos\alpha \quad (4.19)$$

$$\text{其中, } E_{dF0} = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi}.$$

忽略直流电压 i_d 的纹波以及变压器损耗的话, 全波整流电路的总功率因数 $\cos\phi$ 用下式来计算(参照例题 4.3)

$$\begin{aligned} \cos\phi &= \frac{\text{直流功率}}{\text{电压有效值} \times \text{电流有效值}} \\ &= \frac{\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V \cos\alpha\right) \times I_d}{V \times I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha = 0.90 \cos\alpha \quad (4.20) \end{aligned}$$

例题 4.3

图 4.9(a) 的电路中假定 $L/R = \infty$, i_d 可以假定为 $i_d = I_d$ 的直流。此时电源电压 v 和电流 i 变为如图 4.10 所示。回答以下问题。

- (1) 求 i 的傅里叶级数。
- (2) 当电源电压为 $v = \sqrt{2} \sin\theta (\theta = \omega t)$ 时, 求电源提供的功率 P 。

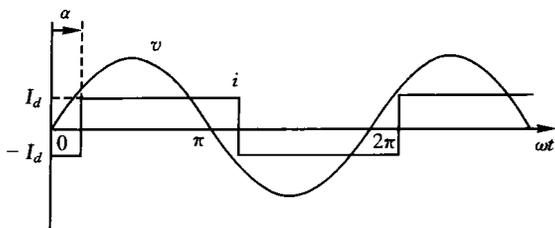


图 4.10 电源电压 V 和电流 i 的波形 ($L = \infty$)

(3) 求总功率因数 $\cos\phi$ 和基波功率因数 $\cos\phi_1$

(4) 求 i 的 THD。

解

(1) 参考例题 3.1 和 3.2, i 的傅里叶级数展开为

$$i = \frac{4}{\pi} I_d \left\{ \sin(\theta - \alpha) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta - \alpha) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta - \alpha) + \dots \right\}$$

(2) 瞬时功率 $p = vi$, 所以平均功率 P 按照下式来求解

$$P = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} vi \, d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (\sqrt{2}V \sin\theta) I_d \, d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} VI_d \cos\alpha$$

(3) i 的有效值 I 是

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i^2 \, d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 \, d\theta} = I_d$$

总功率因数是

$$\begin{aligned} \cos\phi &= \frac{\text{直流电压} \times \text{直流电流}}{\text{电压有效值} \times \text{电流有效值}} \\ &= \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} VI_d \cos\alpha}{VI_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha = 0.90 \cos\alpha \end{aligned}$$

基波功率因数 $\cos\phi_1$, 利用(1)、(2)的结果, 得

$$\cos\phi_1 = \frac{\text{基波功率}}{\text{基波电压有效值} \times \text{基波电流有效值}}$$

$$\begin{aligned} & \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V I_d \cos\alpha \\ &= \frac{\pi}{V \times \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} I_d} = \cos\alpha \end{aligned}$$

即值同 $\cos\alpha$ 相等。

(4) THD 按照式(3.17)的定义用下式来计算

$$\begin{aligned} THD &= \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \\ &= \sqrt{\left(\frac{I_d}{(4I_d/\pi)/\sqrt{2}}\right)^2 - 1} = 0.483 \end{aligned}$$

D. 混合桥式整流电路

图 4.2 中 C 项的整流电路中如果考虑电流通路是 $v - Th_1 - L - R - Th_4 - v$, 电流流通电路中包含 Th_1 、 Th_4 两个串联的晶闸管。我们考虑将这些器件其中的一个换为二极管的电路。

图 4.11 所示的是由 2 个晶闸管和 2 个二极管构成的桥式整流电路。图(a)是将 Th_3 、 Th_4 替换为 D_3 、 D_4 的电路, 图 4.11(b)是将 Th_2 、 Th_4 替换为 D_2 、 D_4 的电路。图 4.11(c)表示的是电压波形及导通的器件。

由晶闸管和二极管组成的整流电路称为混合桥式整流电路。与此相对应, 如图 4.9(a)全部器件由晶闸管组成的整流电路称为纯桥式整流电路或者均一桥式整流电路。

图 4.11(a)电路中, $v > 0$ 时 Th_1 和 D_4 导通, $\omega t \geq \pi$ 时, v 变负, 所以 D_3 为正向偏置而导通。如果 D_3 导通, D_4 承受 $v < 0$ 的电压反向偏置而关断, 形成 Th_1 和 D_3 构成的续流模式。同样的, 图 4.11(b)的电路中, 二极管 D_2 、 D_4 组成的串联电路可以由图 4.7(a)中所示的形成续流二极管的情况来理解。因此, e_d 变负的话, 这些二极管导通。上述两种电路方式中, 续流模式期间负载被短接, e_d 不能产生负电压, 所以同图 4.9 的电路相比较, i_d 的脉动成分(纹波)得到改善。从 e_d 的波形可以明显的看出这个电路的直流电压的平均值, 同式(4.3)是相等的。

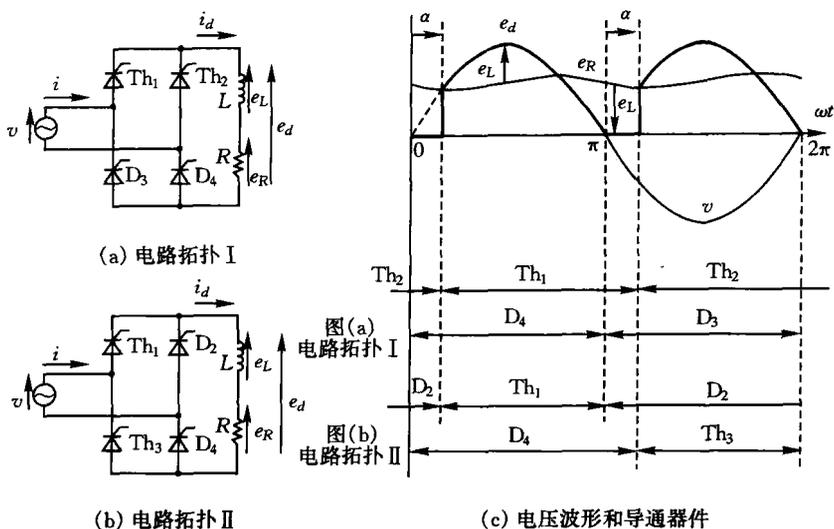
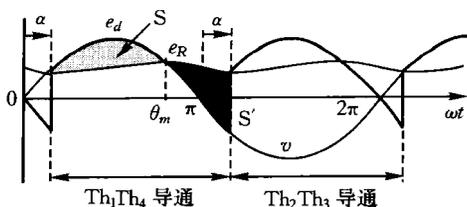


图 4.11 单相混合桥式电路和电压波形

练习题

- 4.1 图 4.2 的单向半波整流电路通过触发角 α 来进行相位控制, 向负载电阻 R 提供功率。电源电压 $v = \sqrt{2}V \sin \theta$, 求解负载消耗的功率 P 。
- 4.2 由式(4.8)及(4.9)推导式(4.10)。
- 4.3 图 4.9 的相位控制整流电路的电压波形如题图 4.1 所示, 回答以下问题。
 - (1) 解释图 θ_m 处电压 $e_d = Ri_d$ 为最大。
 - (2) 解释图中所示面积 S 和 S' 相等。
 - (3) 利用第二问的结果, 解释直流电压 e_d 和电阻两端电压 e_R 的平均值是相等的。
 - (4) 通过仿真来确认题图 4.1 的波形 ($V = 100V, L = 20mH, R = 1\Omega$) 以及 L 的取值对 e_R 的影响。



题图 4.1 单相全波整流电路的电压波形

- 4.4 解释在阻性负载情况下和电流连续情况下的单向整流电路的触发角 α 和输出电压 E_d 的关系图。其中电源电压的有效值为 V 。
- 4.5 图 4.11 所示的电路 I、电路 II 的混合桥式整流电路在触发角 $\alpha = \pi/6$ 下工作。电源电压的有效值 $V = 100V$, 负载电阻 $R = 5\Omega$, 平滑电抗器 L 的容量足够大, 假定电流 I_d 不存在脉动。回答以下问题。
- (1) 画出电压、电流波形以及器件导通区间。
 - (2) 求解直流电压平均值 E_{dc} 和电流 I_d 。
 - (3) 通过晶闸管管以及二极管中施加电压的最大值和流过电流的平均值来比较两种电路并进行讨论。
 - (4) 通过仿真来确认器件的导通区间以及器件上所承受的电压。
- 4.6 问 4.5 中, 通过以下步骤来求解交流侧的总功率因数。
- (1) 通过对瞬时功率的平均来求解功率。
 - (2) 求解电流的有效值。
 - (3) 通过问(1)、(2)的结果来求解总功率因数。

第 5 章 AC/DC 变换电路 II

本章将前一章中所学的单向整流电路向三相整流电路延伸,并理解三相整流电路的工作原理。整流电路的基本特性是进行交流向直流的变换,所以直流输电中采用了向交流侧提供直流功率的他励式逆变器,关于他励式逆变的工作原理在本章中也会进行讨论。最后论述实际应用中必须考虑的直流偏磁和电流交叠,以及经济实用的 AC/DC 变换电路,广泛普及、使用平滑电容的整流电路等相关内容。

5.1 带电阻负载的三相整流电路

A. 半波整流电路

图 5.1 所示为使用二极管的三相半波整流电路及其电压波形。图 5.1(a)所示电路(称为 P 变换器)中,和相对电源中性点最高电位相连接的器件为正向偏置而导通,直流电压 e_{dp} 变为图 5.1(b)所示的波形。电流 i_d 同电压波形形状相同($i_d = e_{dp}/R$),电流 i_1 只在 D_1 导通期间同 i_d 相等。图 5.1(c)所示电路(N 变换器),同 P 变换器相反,和最低电位相连接的二极管正向偏置而导通。电流 i_1 通过 D_1 而流通,所以变为同图 5.1(c)所示和正方向相反的负电流。

将图 5.1 的器件替换为晶闸管,变为如图 5.2 所示的三相半波相位控制整流电路。触发角 α 的基准是 P 变换器中两相的相电压为正值相等的相位, N 变换器中为负值相等的相位,也就是等价于 $\alpha=0$ 的二极管整流电路。如图 5.1(d)所示,触发角 α 大于 $\pi/6$ 时,因为晶闸管不能流过反方向的电流,所以所有的器件关断,出现了直流电压 e_{dN} 为零的情况。

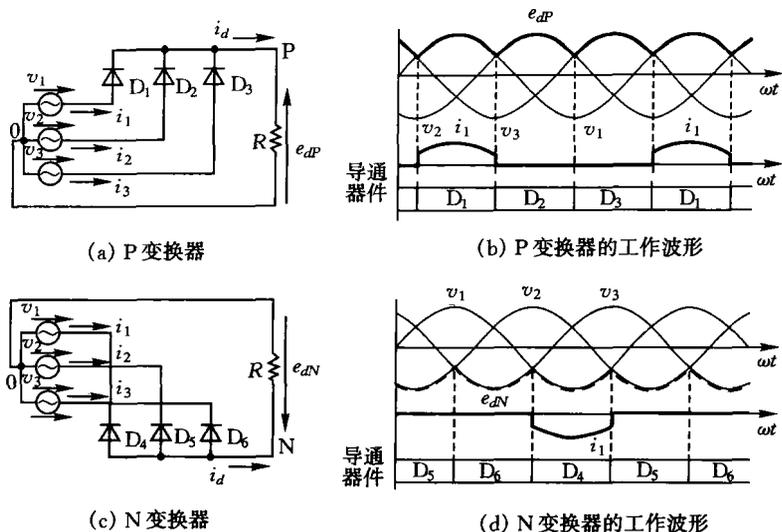


图 5.1 三相半波二极管整流电路

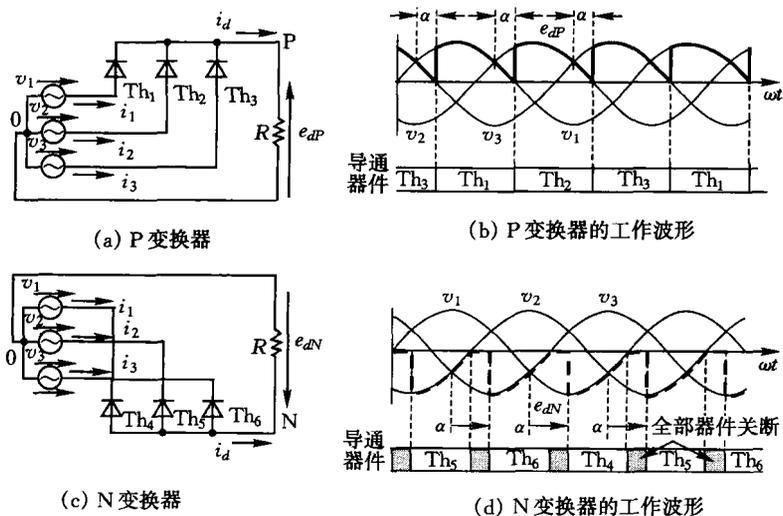


图 5.2 三相半波相位控制整流电路

下面求解电流连续控制范围下直流电压的平均值。设三相对称交流电源基准相电压为

$$v_1 = \sqrt{2}V \sin \theta, \quad \theta = \omega t \quad (5.1)$$

此时，

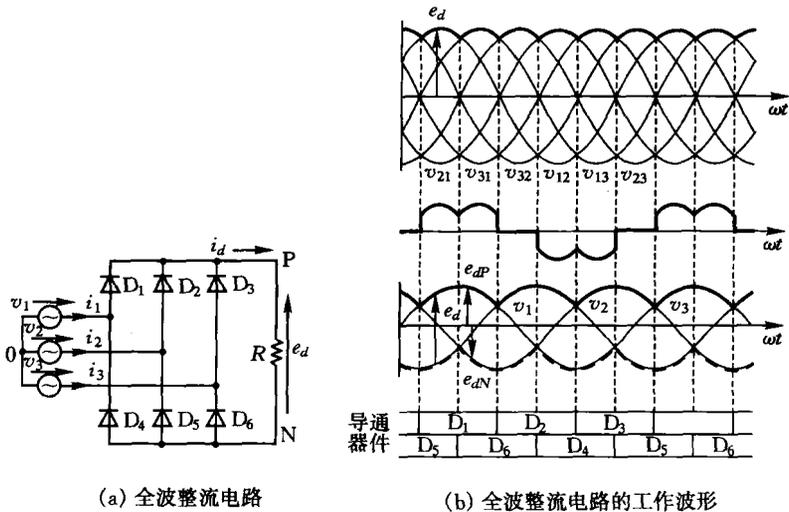
$$E_{da} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+2\pi/3} \sqrt{2}V \sin \theta d\theta = E_{dH0} \cos \alpha \quad (5.2)$$

$$\text{而且, } E_{dH0} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi}, \quad (5.3)$$

$$0 \leq \alpha \leq \pi/6.$$

(B. 全波整流电路

三相半波整流电路因为电源中流过的电流为单向,所以容量不能很大,因此在实际应用中多采用这里所示的三相全波整流电路,也称为三相桥式整流电路。我们来讨论如图 5.3 中所示的由 P 变换器和 N 变换器串联连接的电路,输出电压 e_d 通过 P 变换器和 N 变换器的差来求解,器件的导通区间也是通过 P 变换器和 N 变换器的导通区间合成得到的。图 5.3(b) 所示的 v_{12} 表示的是线电压 $v_{12} = v_1 - v_2$, 存在



(a) 全波整流电路

(b) 全波整流电路的工作波形

图 5.3 三相全波二极管整流电路

$v_{12} = -(v_2 - v_1) = -v_{21}$ 的关系。

图 5.3(b) 的电压波形同图 4.4(b) 所示的单相整流电路相比较, 可以看出直流电压的纹波得到很大的改善。脉动的直流和恒定的直流相比较的指标是用下式来定义的直流电压脉动率。

$$\epsilon_s = \frac{e_{d\max} - e_{d\min}}{E_{AVE}} \quad (5.4)$$

其中: $e_{d\max}$: 直流电压最大值; $e_{d\min}$: 直流电压最小值; E_{AVE} : 直流电压平均值。

三相整流电路的直流电压脉动率同单向整流电路相比, 得到大幅的改善, 而且全波整流电路和半波整流电路相比, 二极管整流电路和相位控制整流电路相比, 脉动率都较小。

三相全波相位控制整流电路是将图 5.3 的二极管替换为晶闸管的电路, 图 5.4 所示的是电路图及其工作波形。同二极管整流电路的情况一样, 假定由晶闸管 $Th_1 \sim Th_3$ 组成的 P 变换器电压为 e_{dP} , 由晶闸管 $Th_4 \sim Th_6$ 组成的 N 变换器电压为 e_{dN} , 通过 $e_d = e_{dP} - e_{dN}$ 来求解直流电压 e_d 。在电流连续的情况下通过这种方法来求解直流电压和器件的导通区间。

图 5.4(b) 的工作波形表示的是 $\alpha = \pi/3$ 的波形。由图知当 α 大于

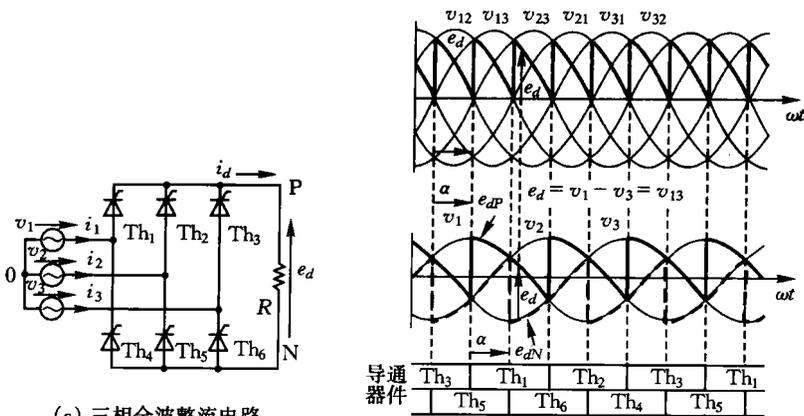


图 5.4 三相全波相位控制整流电路和电压波形(电阻负载, $\alpha = \pi/3$)

$\pi/3$ 后, e_d 变为负值, 因为晶闸管截止反方向电流, 所以所有的器件被关断, 其工作波形如图 5.5 所示。像这样, 通过假定图 5.2 所示的 P 变换器和 N 变换器的器件导通区间和直流电压, 然后来检验电路是否允许这些假定工作状态, 这样容易理解三相全波相位控制整流电路的工作原理。

电流连续时的直流电压平均值是半波整流电路的 2 倍。由式 (5.2) 得

$$E_{da} = E_{dF0} \cos\alpha \quad (5.5)$$

其中,
$$E_{dF0} = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi} \quad (5.6)$$

$$0 \leq \alpha \leq \pi/3$$

与此相对应, 电流断续的图 5.5 直流电压平均值为

$$\begin{aligned} E'_{da} &= \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} v_{12} d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{3}(\sqrt{2}V \sin\theta) d\theta \\ &= \{1 + \cos(\pi/3 + \alpha)\} E_{dF0} \end{aligned} \quad (5.7)$$

而且, $E_{dF0} = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi}, \pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ 。

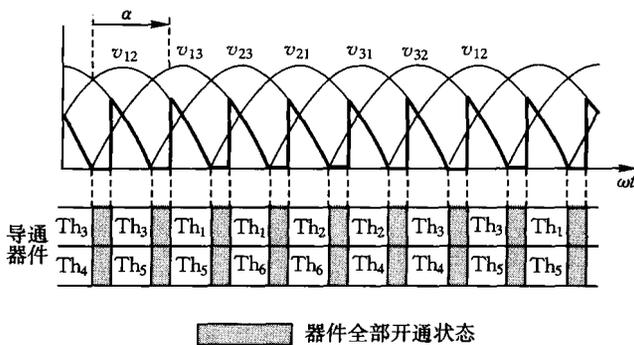


图 5.5 三相全波相位控制整流电路的电压波形
(电阻负载, $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$)

例题 5.1

在各自输出电压平均值相等条件下, 求解三相全波二极管整流电路的直流电压脉动率同单相全波二极管整流电路的脉动率的百分比。

解

设单相交流的有效值为 V_s ，三相线电压的有效值为 V_T 。在平均值相等的条件下，

$$\frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} = \frac{3\sqrt{6}(V_T/\sqrt{3})}{\pi}$$

$$\therefore \frac{V_T}{V_s} = \frac{2}{3}$$

直流电压的幅值为

$$\text{单相情况下: } \Delta E_s = \sqrt{2}V_s$$

$$\begin{aligned} \text{三相情况下: } \Delta E_T &= \sqrt{2}V_T - \sqrt{2}V_T \cos \frac{\pi}{6} \\ &= \sqrt{2}V_T(1 - \sqrt{3}/2) \end{aligned}$$

因为平均值相等所以脉动率之比通过幅值比来求解

$$\frac{\Delta E_T}{\Delta E_s} = \frac{\sqrt{2}V_T(1 - \sqrt{3}/2)}{\sqrt{2}V_s} \times 100\% = 8.9\%$$

可见，三相脉动率同单相相比有了大幅度改善。

5.2 带感性负载的三相整流电路

A. 全波整流电路

三相半波整流电路中带感性负载情况下，如果留意到只要直流电流流通，晶闸管就继续导通，以及 i_d 波形和电阻负载情况是不同的（更平滑），就可以用电阻负载同样的方法来求解直流电压 e_d 、器件导通和电源电流。三相全波整流电路的工作原理同样也以电阻负载的情况为基准来考虑，图 5.6(a) 表示的是 $\alpha < \pi/3$ 的情况，图 5.6(b) 表示的是 $\alpha > \pi/3$ 的情况。

三相全波整流电路的直流电压脉动率同单相相比足够小，可以使用小容量滤波电抗器来对电流滤波。图 5.6 所示的是忽略直流电流 i_d 的脉动成分，假定 $i_d = I_d$ 时的电源电流 i_1 。图示电流 i_1 比电源 v_1 相位延迟了触发角 α ，导通区间为 $2\pi/3$ ，基波功率因数等于 $\cos\alpha$ 。

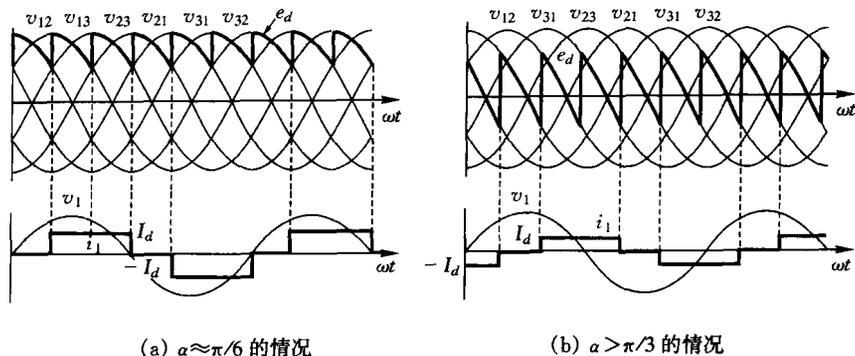


图 5.6 三项全波整流电路的工作波形

B. 混合桥式整流电路

以上讨论的全波相位控制整流电路中，P 变换器和 N 变换器的触发角是相等的。但是，P 变换器和 N 变换器的触发角也可以取不同值，上下晶闸管组用不同的触发角来触发的控制称为非对称控制，多以改善功率因数为目的。这里，作为非对称控制的特殊例子，将 N 变换器替换为二极管的电路，如图 5.7(a)所示，其电压波形如图(b)所示。

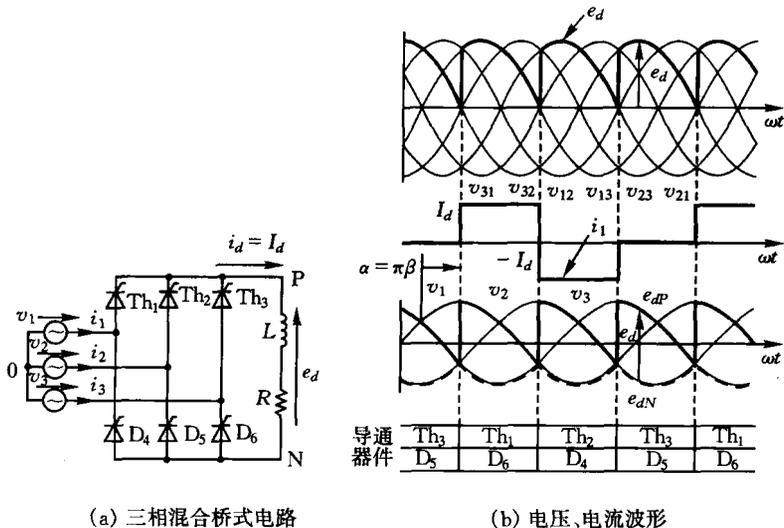


图 5.7 三相混合桥式电路和工作波形

图 5.7(a)的电路称为三相混合桥式整流电路,其特性是 P 变换器通过触发角 α , N 变换器通过触发角 $\alpha=0$ 来工作的相位控制整流电路。图 5.7(b)表示的是 P 变换器的触发角为 $\alpha=\pi/3$ 的情况。由图可知, $\alpha>\pi/3$ 时 Th_1 和 D_1 同时导通,同时导通期间进行的是续流工作。

5.3 他励式逆变器

电流连续情况下单向整流电路的直流电压为式(4.19),与 $\cos\alpha$ 成正比, α 比 $\pi/2$ 大时,直流电压变负所以电流连续条件下的控制范围为 $0\leq\alpha<\pi/2$ 。

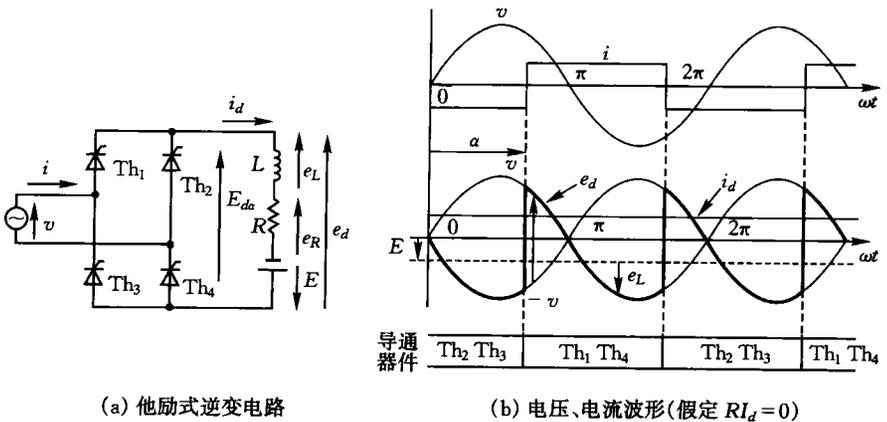


图 5.8 单相他励式逆变电路

但是,如图 5.8(a)中所示接直流电源 E 的话,即使在 $0\leq\alpha<\pi/2$ 的范围内电流也能流通。这时,滤波电抗器 L 足够大,假定 $i_d = I_d$ 的话, e_L 的平均值为 0。所以,在考虑直流成分时,下式成立:

$$E_{da} + E = RI_d \tag{5.8}$$

两边乘以 I_d ,得到如下的功率关系:

$$E_{da} I_d + EI_d = RI_d^2 \tag{5.9}$$

上式中 $E_{da} I_d$ 为电源 E 提供的功率, RI_d^2 是电阻上消耗的功率,式(5.9)左边第一项

$$E_{da} I_d = (E_{dF0} \cos\alpha) I_d < 0 \quad (5.10)$$

其中, $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$

上式为负,所以直流电源 E 向交流电源 v 提供能量,也就是进行了逆变工作。这样的逆变工作中,电阻 R 是电路的线路电阻和电抗器的线圈电阻,是非常小的值,所以假定图 5.8(b)所示电压波形中 $RI_d \approx 0$,像这样工作的逆变电路,因为晶闸管的换流电压是由交流电源提供的,称为他励式逆变器或者他励式逆变电路。

全波整流电路的功率因数按照式(4.20)来求解,图 5.8 中的逆变的功率因数使用其正值。

$$\cos\phi' = -\cos\phi = \left| \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha \right| \quad (5.11)$$

逆变工作时的功率因数虽然很高, α 可以变为靠 π 很近的值,但为了使晶闸管能进行可靠的换流,晶闸管的关断特性上不可能使 $\alpha \approx \pi$,所以必须考虑 $\alpha \leq \pi - \gamma$ 的裕量。这里 γ 称为控制超前角。

三相他励式逆变电路是将图 5.8 中电路变化为三相,电压以及电流的波形是将图 5.6 的 α 滞后 $\pi/2$ 以上而得到的。

不管单相还是三相他励式逆变工作,只能通过纯桥式整流电路来实现,混合桥式整流电路不能实现的原因,可以由混合桥式整流电路的工作原理分析得到。

5.4 交流条件和直流偏磁

A. 交流条件

如图 5.9 所示,我们来考虑 4.2 节 B 中探讨的具有续流二极管的整流电路接在变压器的二次侧的情况。 v_1 是正弦交流电, N_1, N_2 是变压器的匝数,电阻 r 表示的是线圈电阻。

首先只考虑图 5.9(a)变压器的一次侧,设变压器磁通为 ϕ ,则下式成立

$$v_1 = r i_1 + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (5.12)$$

再来求解两边的平均值,因为 v_1 的平均值为 0 所以下式成立,

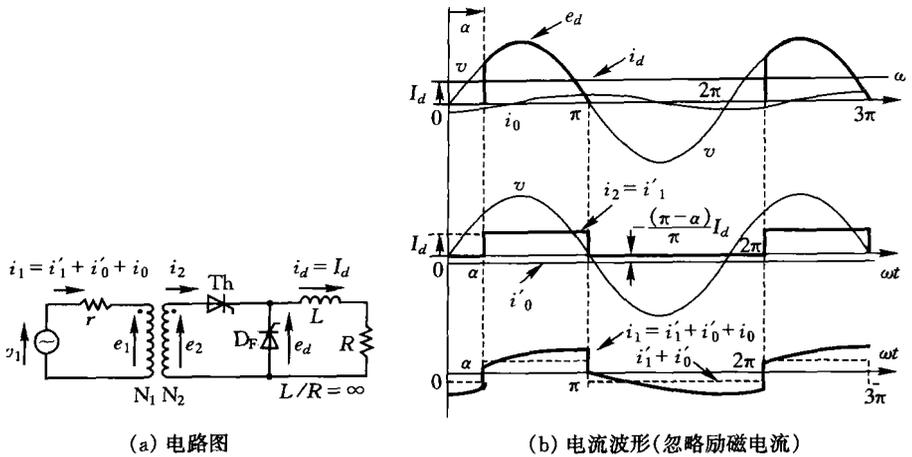


图 5.9 与变压器连接具有续流二极管的半波整流电路

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T v_1 dt &= \frac{1}{T} \int_0^T r i dt + \frac{1}{T} N_1 \int_0^T \frac{d\phi}{dt} dt \\ &= r \frac{1}{T} \int_0^T i dt + \frac{1}{T} N_1 \int_{\phi(0)}^{\phi(T)} d\phi = 0 \end{aligned} \quad (5.13)$$

稳定状态下, 满足 $\phi(T) = \phi(0)$, 所以

$$\frac{1}{T} N_1 \int_{\phi(0)}^{\phi(T)} d\phi = \frac{1}{T} N_1 \{ \phi(T) - \phi(0) \} = 0 \quad (5.14)$$

所以

$$\frac{1}{T} \int_0^T i dt = 0 \quad (5.15)$$

上式表示的是变压器流过的电流 i 的平均值, 称为交流条件。

B. 直流偏磁

讨论变压器的二次侧中接图 5.9(a) 所示的具有续流二极管的半波整流电路时的一次侧电流。为了理解本质现象, 假定 L 大到能够忽略直流 i_d 纹波的程度并且变压器的匝数相等 ($N = N_1 = N_2$)。

变压器一次、二次线圈中产生的电压为

$$e_1 = e_2 = N \frac{d\phi}{dt} = v_1 \quad (5.16)$$

其值同电源电压相等。如图中 i_0 是产生磁通 ϕ 的励磁电流, 满足交流条件。

晶闸管触发角为 α 的话, 变压器的二次侧流过的电流 i_2 变为如图 5.9(b) 中所示只在 $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ 期间流通的电流 I_d 。同 i_2 相对应, 由一次侧和二次侧的磁动势相互抵消 ($N_1 i'_1 = N_2 i_2$) 的条件, 产生的电流 i'_1 为

$$\begin{aligned} i'_1 &= \frac{N_2}{N_1} i_2 = I_d, \quad \alpha \leq \omega t \leq \pi \\ i'_1 &= 0, \quad 0 \leq \omega t \leq \alpha, \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha \end{aligned} \quad (5.17)$$

i'_1 的平均值为正, 不满足交流条件。

此时, 变压器一次侧流过大小为 i'_1 的平均值, 方向为负的电流 i'_0 。

$$i'_0 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i'_1 d\theta = -\frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (5.18)$$

这些值的和 ($i'_1 + i'_0$) 满足交流条件。变压器一次侧中流过的电流中在 $i'_1 + i'_0$ 基础上加上励磁电流 i_0 , 变为

$$i_1 = i'_1 + i'_0 + i_0 \quad (5.19)$$

图 5.9(b) 表示的是由式 (5.19) 给定的 i_1 的波形。

式 (5.18) 中 i'_0 是直流励磁电流, 其引起了变压器铁芯的直流偏磁。图 5.9 中虽然以单向半波整流电路为例来说明, 但在三相半波整流电路中也存在同样的直流偏磁。直流偏磁是变压器磁场饱和的原因, 因此半波整流电路不可能成为大容量电源。

5.5 电流交叠和直流电压特性

至此我们已经讨论了整流电路电源侧阻抗的影响, 在实际应用中, 交流线路和变压器等的电阻和电感存在于整流器的输入侧。电感成分对整流器工作有很大影响, 这里我们来讨论只考虑电感时对整流器工作的影响。

图 5.10(a) 表示的是 n 相半波整流电路, 滤波电抗器 L 足够大, 假定电流 i_d 为理想的直流 I_d 。现在考虑在 Th_1 导通时向 Th_2 施加触发角 α 的门极信号的情况。 Th_1 导通状态下电流 $i_1 = I_d$, 可以忽略 l 的电

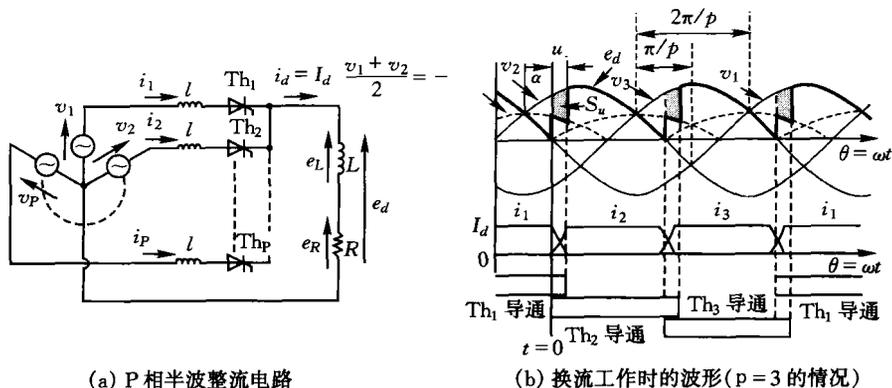


图 5.10 电源侧带电感时的换流动作

压降, 直流电压 e_d 同电压 v_1 相等。

如图 5.10(b) 所示, 在 $t=0$ 时刻向 Th_2 施加门极信号的话, Th_2 承受 $v_2 - v_1 > 0$ 正向偏置电压而导通。但是, 如 3.6 节中论述, 电感 l 的电流不能突变, 所以 i_1 从 I_d 向 0 减少的同时, i_2 从 0 开始向 I_d 增加。在此期间, Th_1 和 Th_2 同时导通, 电流 i_1 和 i_2 同时流通, 所以产生了所谓的电流交叠, 本书中用 u 来表示这个时间区间。这种模式下假定 $l=0$ 后直流电路 I_d 可以瞬间地从 Th_1 向 Th_2 换流, 这跟以前的讨论存在着很大的不同。电流交叠 u 由 5.3 节中所讲的他励式逆变器的换流超前角 γ 决定, 触发角 $\alpha = \pi - \gamma$ 时, 换流结束后的相位角为 $\pi - r + u$ 。该结果使得晶闸管承受的反向偏置时间 t_{off} 变为 $(\gamma - u)/\omega$, 必须确保该时间大于晶闸管的关断时间。

为了加深对电流交叠的理解, 我们来求解此期间的直流电压 e_d 以及电流 i_1, i_2 。图 5.10(b) 中, 换流开始时间为 $t=0$

$$v_1 = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{p} + \alpha\right) \quad (5.20)$$

$$v_2 = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) \quad (5.21)$$

其中, V 为有效值。

而且直流电压恒定为 I_d , 所以下式成立。

$$i_1 + i_2 = I_d \quad (5.22)$$

Th₁ 和 Th₂ 同时导通情况下的电压方程式满足

$$v_1 - l \frac{di_1}{dt} = e_d \quad (5.23)$$

$$v_2 - l \frac{di_2}{dt} = e_d \quad (5.24)$$

向式(5.23)、(5.24)中代入式(5.20)、(5.21),利用式(5.22)来求解微分方程式,得到如下关系式:

$$e_d = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (5.25)$$

$$i_1 = I_d + \frac{\sqrt{2}V}{\omega l} \sin \frac{\pi}{p} \{ \cos(\omega t + \alpha) - \cos\alpha \} \quad (5.26)$$

$$i_2 = -\frac{\sqrt{2}V}{\omega l} \sin \frac{\pi}{p} \{ \cos(\omega t + \alpha) - \cos\alpha \} \quad (5.27)$$

交叠结束时的相位角 $u = \omega t_u$ 由式(5.26) $i_1 = 0$ 来求解

$$u = \omega t_u = \cos^{-1} \left\{ \frac{\omega l}{\sqrt{2}V \sin(\pi/p)} I_d + \cos\alpha \right\} - \alpha \quad (5.28)$$

其中 u 被称为交叠角。

图 5.10(b) 中所示阴影部分 Su 是由电压交叠而产生的电压减少的部分。其平均值由下式来求解。

$$E_{du} = \frac{1}{\omega} \frac{1}{2\pi} \int_0^{t_u} (v_2 - e_d) dt \quad (5.29)$$

由式(5.24),将 $v_2 - e_d$ 代入式(5.29),直流电压减少的部分为

$$\begin{aligned} E_{du} &= \frac{\omega p}{2\pi} \int_0^{t_u} l \frac{di_2}{dt} dt = p \frac{\omega l}{2\pi} \int_{i_2(0)}^{i_2(t_u)} di_2 \\ &= p \frac{\omega l}{2\pi} I_d \end{aligned} \quad (5.30)$$

电压交叠的三相半波整流电路的直流电压由式(5.2)和式(5.30)得

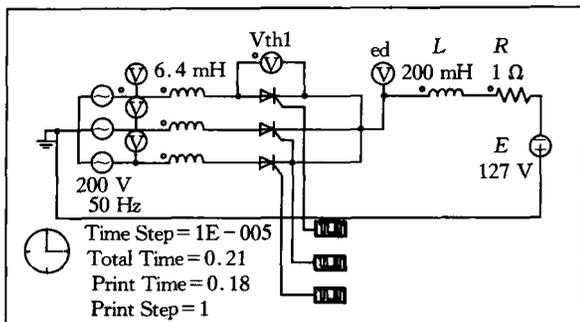
$$E_{d_{du}} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos\alpha - \frac{3\omega l}{2\pi} I_d \quad (5.31)$$

直流电压 I_d 按照正比减少。假如 I_d 相同的话电压减少的部分

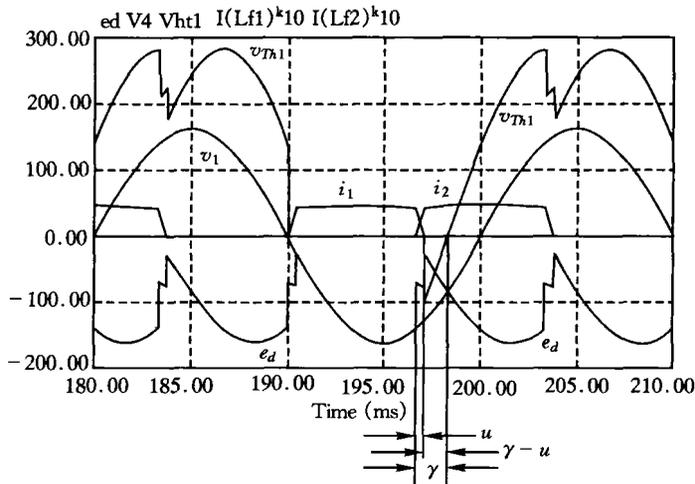
E_{du} 是跟 α 没有关系的恒定值, 所以图 5.10(b) 所示的阴影部分的面积是恒定的。意味着 α 变小的情况下 u 变大, α 变大时 u 变小。

例 5.2

考虑电源电感的情况下, 用仿真来确认三相半波整流电路在逆变动作时晶闸管反向偏置时间为 $\omega t_{off} = (\gamma - u)$ 。本例题中讨论的是电流交叠、逆变动作、晶闸管承受的电压以及晶闸管反向偏置的时间。通过每个工作模式的等价电路来求晶闸管的电压波形也是关键点。



(a) 仿真电路图(电压为线电压的有效值)



(b) 电压、电流波形

图 5.11 电流交叠的仿真结果

解

完成图 5.11(a)的仿真电路图。图 5.11(b)的波形是采用仿真电路图中的数值,触发角 $\alpha=150^\circ$ 时的情况。电压波形 i_1, i_2 用其 10 倍大小来表示。

由仿真波形可以确认以下结论:

- (1) 在电流 i_1 和 i_2 之间产生了电流交叠。
- (2) 晶闸管反向偏置区间 $\gamma-u$ 减少了 u 。
- (3) 直流电压 e_d , 减少了图 5.10(b)所示的 S_d 。
- (4) 电源 v_1 的瞬时功率 $p=v_1 i_1$ 的平均值为负, 向电源反送功率。

而且也可以确认随着数值的变化, 交叠区间 u 和电感 l 以及直流电流 I_d 大小的关系等。

5.6 具有容性负载的整流电路

单向整流电路中, 直流电压通过滤波电容器将负载电流平滑的电路及其波形如图 5.12 所示。图 5.12(a)所示的 l 是交流侧漏感, 为扩大电流而串入电路。图中所示 C 为平滑电容, 用来平滑负载两端电压。根据电源电压 v 和直流电压 e_d 大小的关系, 电源电流 i 变成了图示中的脉冲形状。而且图中也表示了由负载功率的大小 ($P_1 < P_2$) 所引起的变化。以下对这些电流波形进行说明。

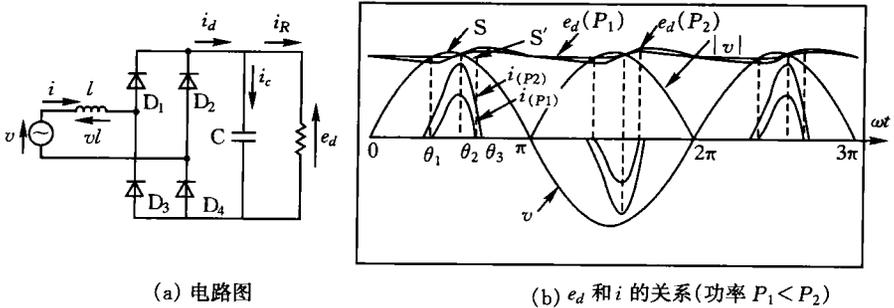


图 5.12 电容滤波整流电路和动作波形

电源电压 $v = \sqrt{2}V \sin\theta (\theta = \omega t)$ 时,对正半周期动作进行说明。

(1) $0 \leq \theta \leq \theta_1$ 的区间中, v 比 e_d 要低, D_1 、 D_4 反向偏置, $i (= i_d) = 0$ 。负载电流 i_R 由 C 来提供,

$$i_C = -i_R = -\frac{e_d}{R} \quad (5.32)$$

$$i_C = C \frac{de_d}{dt} \quad (5.33)$$

(2) $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ 的区间内, $v \geq e_d$, 所以 D_1 、 D_4 正向偏置而导通。直流电流 i_d 由电源通过 D_1 、 D_4 提供。导通开始点 θ_1 由下面关系式决定。

$$\sqrt{2}V \sin\theta_1 = e_d$$

而且 l 两端的电压 v_l 以及电容的电压和电流满足下式。

$$v_l = l \frac{di}{dt} = v - e_d \geq 0 \quad (5.34)$$

$$i_C = i_d - \frac{e_d}{R} = C \frac{de_d}{dt} \quad (5.35)$$

电流 i 在 $v - e_d > 0$ 时为正值, 在 θ_2 点变为最大值。

(3) θ_2 时 $v - e_d = 0$, 之后 $v - e_d < 0$, 所以 i 开始减少, $\theta = \theta_3$ 时 $i = 0$ 。在此期间

$$v_l = l \frac{di}{dt} = v - e_d \leq 0 \quad (5.36)$$

电流满足式(5.36)。图 5.12(b)所示面积 S 是由 l 产生的正电压的积分值。面积 S' 是负电压的积分值。稳定状态下, $S + S' = 0$, θ_3 是 S' 和 S 相等时的角度。

(4) $\theta_3 < \theta < \pi + \theta_1$ 时, $|v| < e_d$, 二极管为反向偏置所以电流 i 不能导通。在此期间负载电流是通过电容 C 放电来提供的。 $\theta > \pi + \theta_1$ 时, 上述(2)中除 D_2 、 D_3 取代 D_1 、 D_4 而导通外, 同(2)进行着相同的重复动作。

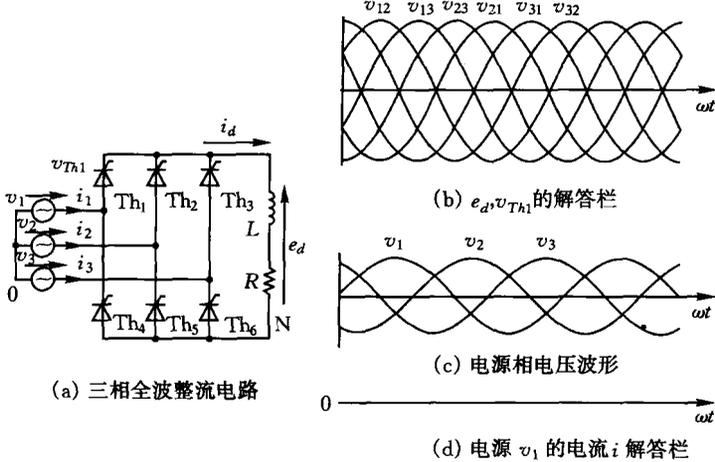
式(5.33)表示电容容量相对应负载电流 i_R 足够大的话, de_d/dt 可以随之变小, 降低 e_d 的纹波。但是, 如图 5.12(b)所示, 电源电流 i 为脉冲电流, 对电源来说是很大的谐波发生源。

下面讨论负载功率和直流电压的定性关系。图 5.12(b)表示的是

功率 P_2 比 P_1 大的情况,同负载电流 i_R 匹配的电流 i 是由电源 v 提供的,所以由 l 引起的电压 v_l 增加的话其积分面积 S 、 S' 也相应变大。该面积的增加是由电流 i 峰值增加和导通宽度变大引起的,而且 e_d 的纹波也在增加。为了使电流 i 的峰值变小需要增加 l 的值,但是通过增加导通宽度来补偿仅相当于负载电流峰值减少的部分,直流电压 e_d 的平均值还是减小。

练习题

- 5.1 图 5.1 中所示的二极管整流电路的 P 变换器中,用假定状态分析法来说明和最高电位电源相连的器件导通情况。
- 5.2 求解单相半波、单相全波、三相半波、三相全波二极管整流电路的直流电压脉动率。

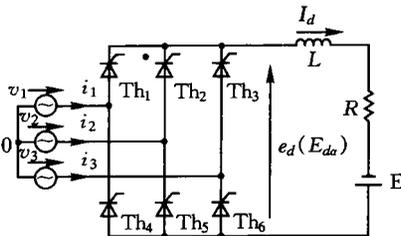


图题 5.1 晶闸管全波整流电路的电压、电流波形

- 5.3 在题图 5.1(a) 的晶闸管三相整流电路中,画出触发角 $\alpha = \pi/6$ 时的直流电压 e_d 以及 Th_1 的电压波形 v_{Th1} 、电源 v_l 的电流波形 i_l 。其中直流电流 i_d 是滤波后的电流 ($i_d = I_d$)。通过仿真来确认求解的波形。
- 5.4 请画出电阻负载和电流连续(也包含逆变动作)情况下的三相全波

整流电路中触发角 α 和输出电压 E_d 的关系。电源电压 Y 连接的相电压为 V 。

- 5.5 题图 5.2 所示的是三相他励式逆变电路。三相线电压 $V=200\text{V}$ ，电抗器的线圈阻抗 $R=0.5\Omega$ ，直流电压 $E=239\text{V}$ ，晶闸管的触发角 $\alpha=150^\circ$ 。假定电流是理想直流，回答以下问题。
- (1) 画出变压器的输出电压 e_d 和电流 i_l 的波形，注意它们和电源电压 v_l 的相位关系。(参照图 5.1)
 - (2) 画出题图 5.2 用直流电路表示时的等价电路。
 - (3) 求解直流电压 E_d 。
 - (4) 求解电流 I_d 。
 - (5) 求解功率的变换效率 η 。
 - (6) 用仿真来确认上述结果。其中，请注意达到稳定状态前所经过的时间。



题图 5.2 三相他励式逆变电路

- 5.6 使用 Y-Y 连接变压器的三相半波二极管整流电路中匝数比是 $1:1$ ，回答以下问题。
- (1) 负载电流为 I_d ，求解直流励磁电流。
 - (2) 画出相电压波形和变压器一次侧流过的电流波形。假定可以忽略励磁电流。
- 5.7 图 5.12 所示为滤波电容型整流电路。电压的有效值 $V=100\text{V}$ ，直流电压 $e_d=120\text{V}$ ，电感 $l=2\text{mH}$ ， $f=50\text{Hz}$ 。假设可以忽略其他的电路参数。
- (1) 求二极管导通时的相位角 $\theta_1=\omega t_1$ 。

- (2) 求解 $\theta = \theta_1$ 之后的电流 i_d 和 θ 的函数。其中假定 e_d 是固定的。
- (3) 二极管关断后,求解电流 i_d 最大值时刻的相位角 θ_2 以及电流的最大值。
- (4) 没有负载时 e_d 能充电到多少伏?
- (5) 用仿真来确认这些结果。此时,最好用直流电压源来替换滤波电容。

第 6 章 DC/DC 变换电路

交流电压和电流通过变压器可以实现高效的变换。而直流电压和电流实现高效变换是根据第 2 章中所述的直流斩波器来实现的,通过开关的导通、关断操作可以实现低损耗、高效率的变换。直流斩波器(DC chopper)被广泛的用于各种电子电路的直流电源和直流电动机的可变速驱动电源,具有多种电路拓扑结构。

本章中将对直流斩波器的基本电路:(1)降压型(buck type),(2)升压型(boost type),(3)升降压型(buck-boost type)的相关内容进行说明。多数电子电路电源中采用的是先将直流变换为交流,通过变压器实现输入和输出之间的绝缘隔离,然后控制输出恒定电压的开关电源(switching regulator),理解这些也对本章的基本内容很有帮助。

6.1 降压型斩波器

图 6.1 表示的降压型斩波器的基本电路是由半导体开关 S(电力晶体管、MOSFET、IGBT 等)、二极管 D、电感 L 和电容 C 组成。其中,

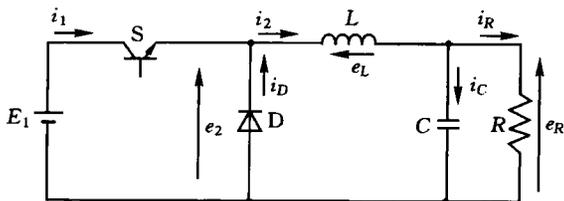


图 6.1 降压型斩波电路的组成

L 和 C 是为了减少伴随开关动作的电压、电流纹波的滤波器。图中 R 是负载电阻,实际上此处连接的是各种各样的负载。随着开关进行快速的导通、关断,得到了如图 6.3(a)的波形。随着开关导通时间 T_{on} 和关断时间 T_{off} 的比率变化,输出电压 e_R 的平均值可以从 0 变化到电源电压 E_1 。

首先来考虑该电路的工作原理。图 6.2(a)、(b)表示的是开关导通期间和关断期间的等价电路。

开关导通后二极管在反方向上承受电源电压 E_1 ($e_2 = E_1$),二极管电流变为零,等价电路如图 6.2(a)所示。 L 承受图示方向的电压,其中流过的电流 $i_1 = i_2$ 逐渐上升。 C 一般是大容量的滤波电容,但其两端电压 e_R 中多少还是含有一些纹波,在此期间 e_R 增加。

接下来,开关关断后,之前通过 L 流通的电流通过二极管继续流通,等价电路变为图 6.2(b)。只要二极管中流过电流,则二极管两端电压为 0 所以 $e_2 = 0$ 。在此期间 L 承受图示方向的电压 ($e'_L = -e_L = e_R$), i_2 逐渐减少,因此 e_R 也逐渐减少。

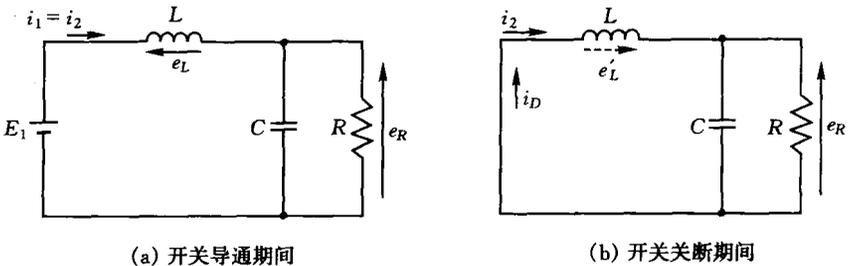


图 6.2 等价电路

图 6.3(a)表示的是稳定状态下各部分的电压波形。输出电压 e_2 变为大小为 E_1 的脉冲,像这样的波形不论是过渡状态还是稳定状态,开关关断期间二极管电流必须持续流过 $i_2 = i_D$ 的电流。这样的工作模式称为**电流连续模式**(continuous conduction mode)。下面来讨论电流连续并且处于稳定状态下的情况。

e_2 的平均值 E_2 按照下式来给定,由图 6.3 很容易得到

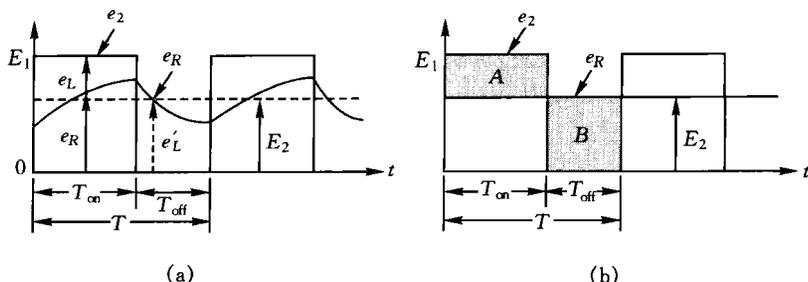


图 6.3 降压型斩波电路的电压波形

$$E_2 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} E_1 = \frac{T_{on}}{T} E_1 = dE_1 \quad (6.1)$$

其中 $T = T_{on} + T_{off}$ 是开关周期, $d = \frac{T_{on}}{T}$ 称为占空比 (duty ratio) 或者导通率 (conduction ratio)。 d 是在 $0 \sim 1$ 变化的值, 由式 (6.1) 可知, 随 d 的变化输出电压的大小 (平均值) 可以正比例的变为比电源电压低的值, 这就是被称为降压型的原因。

图 6.1 中, 在整个开关动作的一个周期内下式成立

$$e_2 = e_L + e_R \quad (6.2)$$

不难理解导通期间上式是成立的, 关断期间 $e_2 = 0$, 所以 $-e_L = e_R$, 上式也是成立的。其中式 (6.2) 的左边 e_2 的平均值等于右边 e_L 的平均值和 e_R 的平均值之和。回忆第 3 章所学的稳定状态下电感特性, 可知 e_L 的平均值是 0, 所以 e_R 的平均值为 E_R 时,

$$E_2 = E_R = dE_1 \quad (6.3)$$

也就是说, 脉冲波形 e_2 和光滑波形 e_R 的平均值 (直流成分) 是相等的, e_2 中所含的交流成分的大部分被 L 过滤掉。

图 6.3(b) 所示为 L 和 C 足够大到可以忽略 e_R 的纹波的情况。此图中阴影部分对应的是 e_L 波形, 面积 A 和面积 B 相等。图 6.3(a) 中与之相对应的面积也相等。

接下来看一下电路电流的情况。图 6.4 表示的是各部分的电流波形。电感中流过的电流 i_2 在开关导通期间上升, 关断期间下降。这是由于电源和二极管交互导通, 所以输入电流 i_1 和二极管电流 i_D 变为如

图所示波形。电容 C 和电阻中流过如图所示的电流 i_C 和 i_R 。此处需要注意的是, C 的容量足够大时, 可以假定即使流过 i_C 时其两极电压也基本没有变化。因此 R 中可以流过稳定平滑的电流。

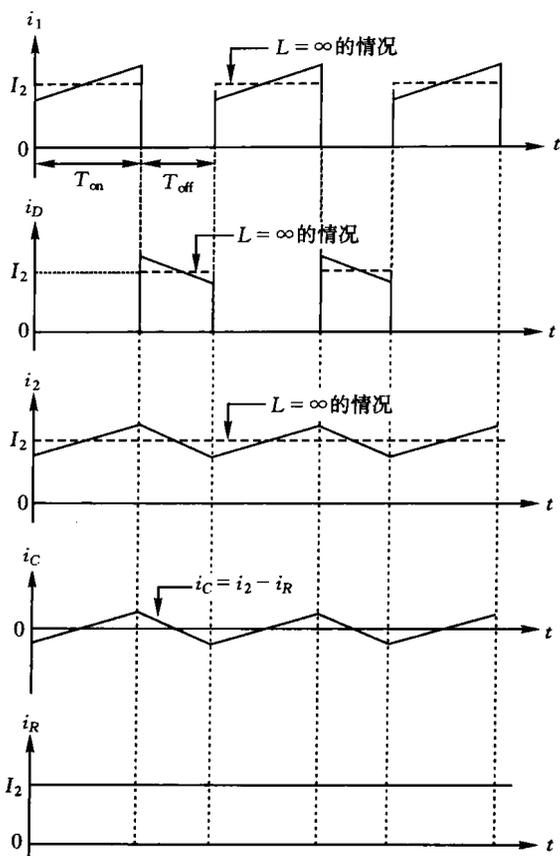


图 6.4 降压型斩波器的电流波形

图 6.4 中的虚线所画波形是 L 的值无穷大情况下的波形, i_2 是其平均值 I_2 相等的稳定平滑的电流。考虑这种情况的话, 输入电流 i_1 的平均值 I_1 按照下式来求解。

$$I_1 = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} I_2 = d I_2 \quad (6.4)$$

上式即使在 L 值为某一有限值的一般情况下,只要 i_2 连续,依然成立。在图 6.1 中,开关动作的一个周期内下式成立。

$$i_2 = i_C + i_R \quad (6.5)$$

其中,上式左边 i_2 的平均值同右边 i_C 的平均值与 i_R 的平均值的和是相等的。回忆第 3 章所学的稳定状态下电容特性, i_C 的平均值是 0,所以 i_R 平均值为 I_R ,

$$I_2 = I_R = \frac{I_1}{d} \quad (6.6)$$

这里,利用式(6.1)和式(6.4)来计算斩波器输入功率 P_1 (平均值)的计算式如下所示。

$$P_1 = E_1 I_1 = \left(\frac{E_2}{d} \right) d I_2 = E_2 I_2 = E_R I_R \quad (6.7)$$

也就是说,输入功率和输出功率(R 中消耗的有功功率)相等,表示该装置的效率是 100%,虽然这是由于假定组成斩波器电路器件的损耗全部为零而得到的结论,实际电路中由于各电路器件的损失比较小,因此可以实现高效的 DC/DC 变换。

轻载和开关频率相对于 L 值较低的情况下,关断期间的某一时刻 i_2 变为 0,工作在电流不连续模式。这种情况下,到此为止推导的式子都不成立,需要另外进行分析,请参考其他专业书籍。

例题 6.1

用 PSIM 来仿真降压斩波电路,确认以上所学的事项。其中,电路参数使用以下值。

$E_1 = 10\text{V}$, $L = 5\mu\text{H}$, $C = 100\mu\text{F}$, $R = 0.5\Omega$, 开关频率 $f_{\text{sw}} = 100\text{kHz}$, 占空比 $d = 0.6$ 。

解

图 6.5 所示的是仿真电路(schematic circuit)。开关器件采用的是 MOSFET,使用其他自激器件(GTO、IGBT 等)结果也是相同的。

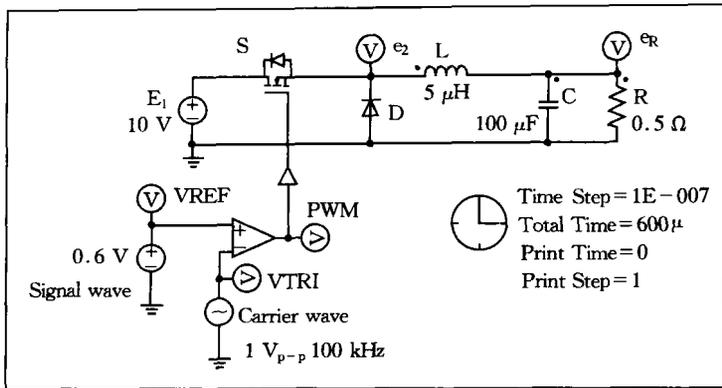


图 6.5 仿真电路

A. 产生门极脉冲信号

在 MOSFET 的门极施加频率为 100kHz, 占空比 d 自由变化的脉冲。产生这样的门极脉冲信号时, 一般是采用开关频率为 f_{sw} 的锯齿波(或者三角波)同信号波(此处是直流)通过比较器(comparator)比较大小, 在交点产生脉冲的方法。

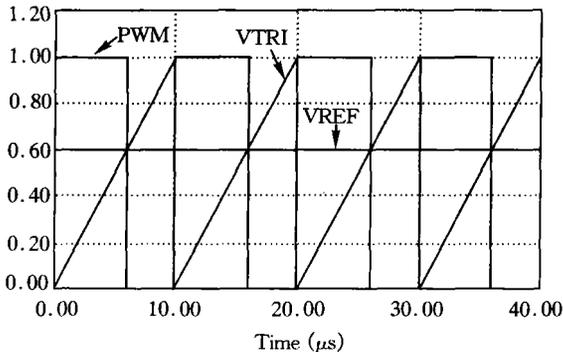


图 6.6 PWM 脉冲的产生 ($d=0.6$)

图 6.6 是运行仿真程序所得的波形, 锯齿波 VTRI 和基准波

VRET 的交点交替产生脉冲的“1”和“0”。锯齿波峰值为 V_P ，占空比 $d = T_{on}/T = VRET/V_P$ ，所以 $V_P = 1V$ 的话，VREF 的值（此处为 $0.6V$ ）同 d 值是一致的。这种方法可以实现同 VREF 值成正比的脉冲幅值的变换，称为脉冲幅度调制（PWM: Pulse Width Modulation），得到的脉冲称为 PWM 脉冲。产生锯齿波时设定三角波电压（VTRI）的参数（Duty Cycle）为 1。

B. 输出电压波形

图 6.7 表示的是运行图 6.5 所示的仿真后的输出电压 e_2 和 e_R 。因为是在电容 C 的电压 (e_R) 和流过 L 的电流 (i_2) 的初始值为 0 时进行仿真的，所以 e_R 经过过渡过程后到达稳定值 $6V$ 。图 6.5 的时钟标志是跟仿真时间相关的设定部分（Simulation Control），其中占空比按照图示的值进行设定。

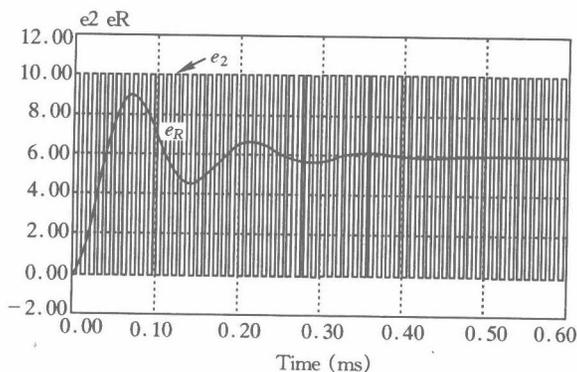


图 6.7 输出电压波形(起动时)

图 6.8 表示的是图 6.7 的 e_R 基本达到稳定状态后，将图 6.7 最后的部分进行放大的波形。这样可以来确定图 6.3 和图 6.4 所示波形是否正确。 e_2 波形和 e_R 波形所围起来的部分是电感电压 e_L ，其一周期内的平均值是 0，可以预料到 e_2 的平均值和 e_R 的平均值是一致的。

改变图 6.5 的电路参数和开关频率、占空比后重新运行仿真，能够进一步加深对该电路的理解。

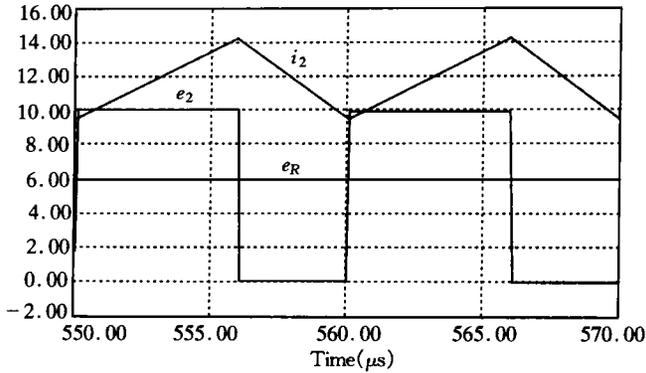


图 6.8 输出电压波形(稳定时)

6.2 升压型斩波器

图 6.9 表示的是升压型斩波器的基本电路,同降压型一样都是由半导体开关 S、二极管 D、电感 L、电容 C 组成。该电路中 S 关断后,输出电压 e_R 同电源电压 E_1 相等, $e_R = E_1$ 。这里, S 进行快速的导通、关断,占空比从 0~1 进行变化,输出电压 e_R 的平均值可以数倍于原电源电压值。

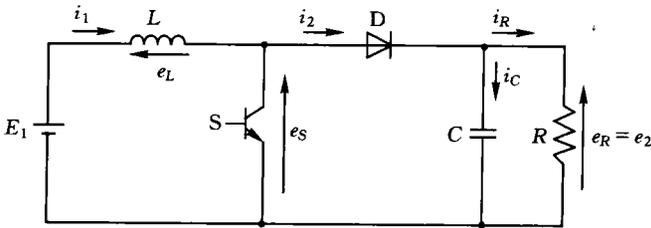


图 6.9 升压型斩波电路的构成

其中, $d=1$ 表示 S 处于常通状态所以是不可能使用到的, 因此升

压也是存在界限的。

下面来看看该电路的工作原理。图 6.10(a)、(b)表示的是开关导通期间和关断期间的等价电路。

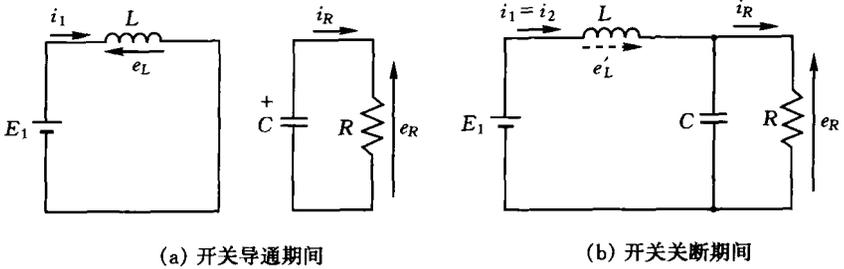


图 6.10 等价电路

开关导通期间二极管 D 承受大小为电容电压 e_R 的反向偏置电压而关断,电源侧和负载侧分离变为图 6.10(a)的情况。电源通过电感 L 被短接,随着 i_1 增加, L 中储存能量。另一方面,电容向负载提供电流,所以电容电压减少。开关关断后的等价电路为图 6.10(b),负载侧施加的电压是 $E_1 + e'_L$, L 释放能量($i_1 = i_2$ 减少)。此时 e_L 的方向翻转,变为跟电源电压同方向。因此,可以理解电容能充电到比电源电压更高的电压值。

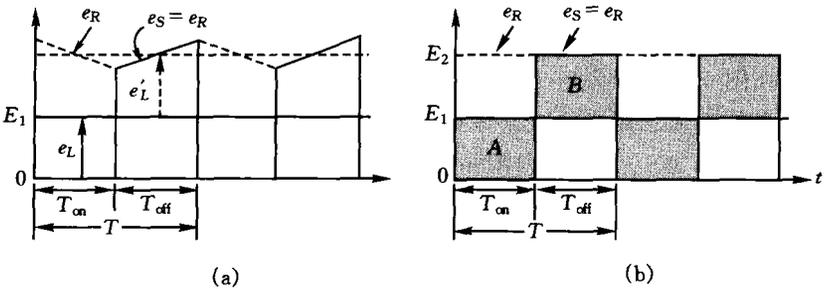


图 6.11 升压型斩波电路的电压波形

图 6.11(a)表示稳定状态下各部分的电压波形。开关两端承受电压 e_S 在导通期间是 0,关断期间是 e_R ,为如图所示的脉冲电压。但必

须在为电流连续模式也就是开关关断期间电感电流 i_1 必须保持流通才能得到这样的波形。这里假定电路处于电流连续的稳定状态。

图 6.11(b) 表示的是 L 和 C 足够大到可以忽略 e_R 纹波的情况下的波形。图中阴影部分, 和 e_L 的波形相对应, 稳定状态下 L 上电压的时间平均值是 0, 所以面积 A 和面积 B 相等。图 6.11(a) 中与之相对应的面积也相等。设 e_R 的大小(平均值)为 E_2 , 下式成立。

$$E_1 T_{\text{on}} = (E_2 - E_1) T_{\text{off}} \quad (6.8)$$

由上式得到升压斩波器的输出电压按下式来求解:

$$E_2 = E_R = \frac{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}{T_{\text{on}}} E_1 = \frac{1}{1-d} E_1 \quad (6.9)$$

接下来看看电路电流情况。图 6.12 表示的是各部分的电流波形。电感 L 流过的电流 i_1 在开关导通期间增加, 关断期间减少, 这是由于开关和二极管交互导通, 输入电流 i_1 和二极管电流 i_2 变为图示的波形。电容 C 和电阻 R 中流过图示的电流 i_C 和 i_R 。这里需要注意的是, C 的容量足够大, 流过 i_C 的电流时电容两极电压也可以假定基本没有变化, 所以 R 中流过平滑的电流。

参照图 6.10, 在开关动作的一个周期内下式成立。

$$i_2 = i_C + i_R \quad (6.10)$$

上式左边 i_2 的平均值同右边 i_C 和 i_R 平均值之和相等。稳定状态下电容电流在一个周期内的平均值为 0, 所以如果 i_2 和 i_R 的平均值分别是 I_2 、 I_R , 则 $I_2 = I_R$ 。

在图 6.12 中, 假定 L 值无穷大的话, i_1 的波形变为大小为 I_1 的稳定平滑的直流。用虚线画出该情况下的各个波形。这里需要注意的是电容电流 i_C 在一个周期内的情况, 开关导通期间 $i_C = -I_2$ (恒定值), 关断期间 $i_C = I_1 - I_2$ (恒定值)。在稳定状态下由电容性质可知阴影部分的面积是相等的, 也就是

$$I_2 T_{\text{on}} = (I_1 - I_2) T_{\text{off}} \quad (6.11)$$

通过该式, 升压型变换器的输出电流和输入电流的关系式用下式来求解:

$$I_2 = I_R = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} I_1 = (1-d) I_1 \quad (6.12)$$

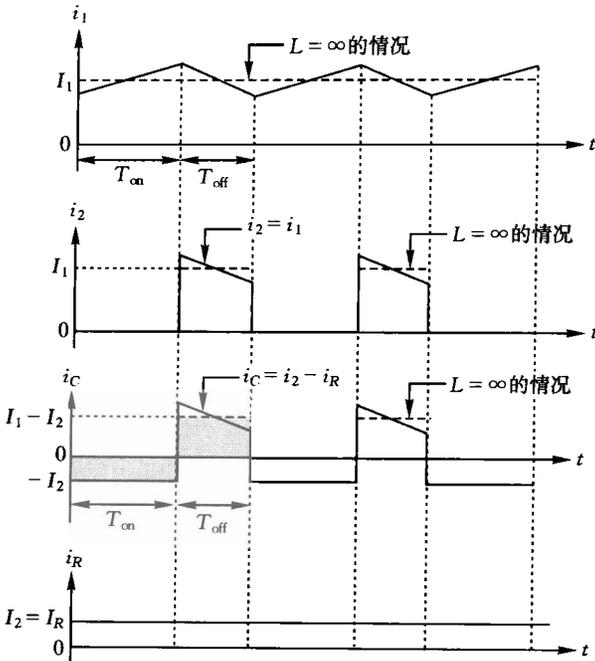


图 6.12 升压型斩波器的电流波形

上式即使在 L 值为有限的一般情况下,只要 i_1 保持连续也是成立的。

6.3 升降压型斩波器

基本斩波电路最后介绍的是图 6.13 所示的升降压型。同以前的电路相比,使用的器件、种类和数量是相同的,但是器件的配置是不同的。

接下来考虑该电路的工作原理。图 6.14(a)、(b)表示的是开关导通期间和关断期间的等价电路。

开关导通后,二极管 D 承受电源电压和电容电压之和 $E_1 + e_C$,反向偏置而关断,变为图 6.14(a)所示的等价电路。在此期间 $e_L = E_1$,所

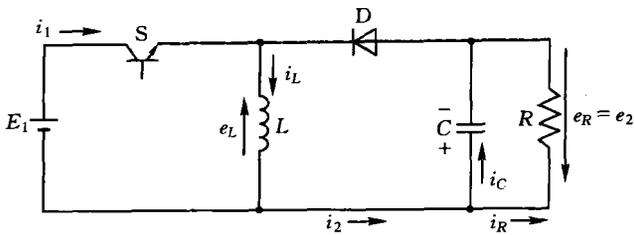
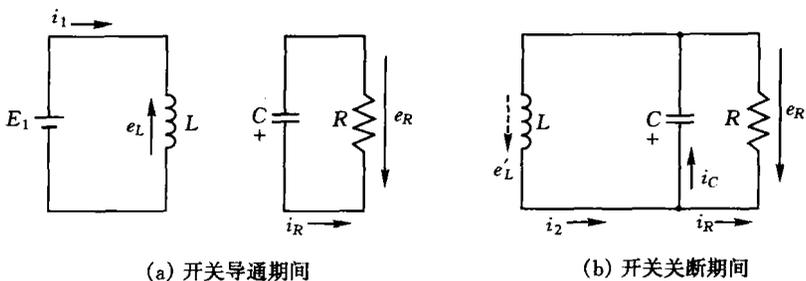


图 6.13 升降压型斩波电路的构成



(a) 开关导通期间

(b) 开关关断期间

图 6.14 等价电路

以 i_1 上升, L 中储存能量。因此,输入电流 i_1 和电感电流 i_L 相等。另一方面,由充电后的电容向负载电阻提供电压和电流,其中 $i_R = -i_C$ 。接下来开关闭合后,流过 L 的电流经过图 6.14(b) 的等价电路续流, L 的能量向负载侧释放。此时 $e'_L = e_R$, $i_C = i_2 - i_R$ 。电容 C 按照图示方向充电,所以输入电压和输出电压的极性是相反的。

图 6.15(a)、(b)、(c) 表示的是上述工作过程各部分的波形。这里为了简单起见,假定 L 、 C 足够大,流过 L 的电流 i_L 以及 C 两端的电压(输出电压) $e_2 = e_R$ 分别假定为固定值 I_L 、 $E_2 = E_R$ 。

接下来求解该斩波电路稳定状态下的输出电压、电流的关系式。图 6.15(a) 是电感电压 e_L , 图 6.15(b) 是电容电流 i_C , 总之稳定状态下一个周期的平均值是 0 所以面积 A 和 A' 以及面积 B 和 B' 是相等的, 所以下式成立:

$$E_1 T_{\text{on}} = E_2 T_{\text{off}} \quad (6.13)$$

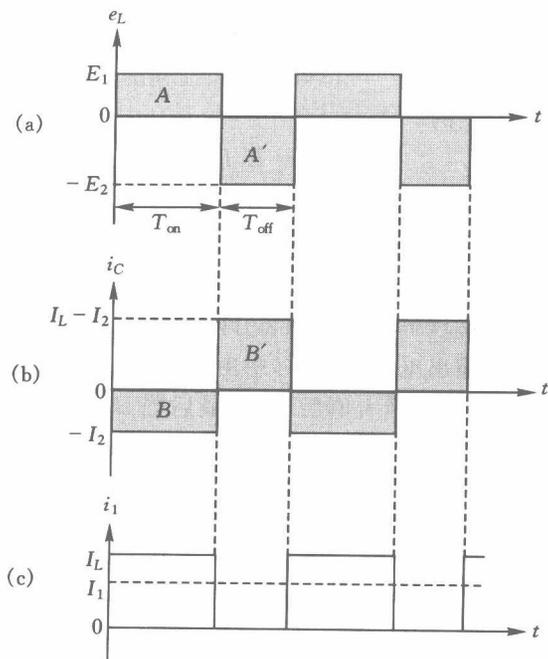


图 6.15 升降压型斩波器电压、电流波形

$$I_2 T_{\text{on}} = (I_L - I_2) T_{\text{off}} \quad (6.14)$$

图 6.15(c) 是输入电流 i_1 的波形, 其平均值 I_1 如下式:

$$I_1 = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} I_L = d I_L \quad (6.15)$$

输出电压 $E_2 = E_R$ 根据式(6.13), 有

$$E_2 = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{off}}} E_1 = \frac{d}{1-d} E_1 \quad (6.16)$$

其中, d 为占空比 ($= T_{\text{on}}/T$)。由上式, 该斩波电路的输出电压 E_2 在 $d < 0.5$ 时 $E_2 < E_1$, $d = 0.5$ 时 $E_2 = E_1$, $0.5 < d < 1$ 时 $E_2 > E_1$ 。 E_2 同输入电压 E_1 相比, 既可以高也可以低。因此, 这个斩波电路被称为升降压斩波电路。

输出电流 I_2 由式(6.14)和式(6.15)得

$$I_2 = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} I_L = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}}} I_1 = \frac{1-d}{d} I_1 \quad (6.17)$$

由式(6.16)和式(6.17)可以确定在无损耗的情况下输入功率和输出功率的关系是成立的。

$$E_2 I_2 = E_1 I_1 \quad (6.18)$$

到此为止,已经说明了三种基本的斩波电路(降压型、升压型、升降压型),各电路的输出电压 E_2 由式(6.1)、(6.9)、(6.16)来求解,图 6.16 是占空比 d 对应的各斩波器的电压变化比的曲线,各斩波电路的输出电压特性很容易理解。升压型和升降压型中,如果 d 趋近 1,似乎能够得到无限大的输出电压,但实际中由于电路损耗,输出值逐渐偏向理论值下方,并经过一个最大值后下降,最后当 $d=1$ 时输出电压变为 0。

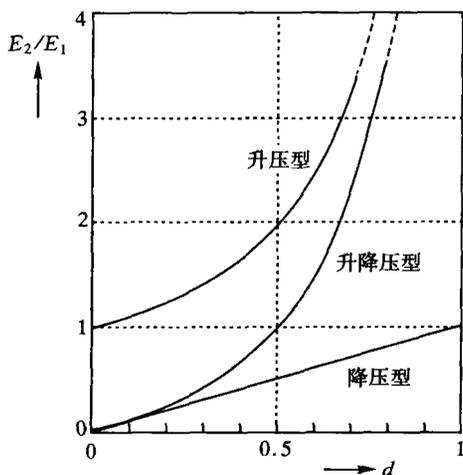
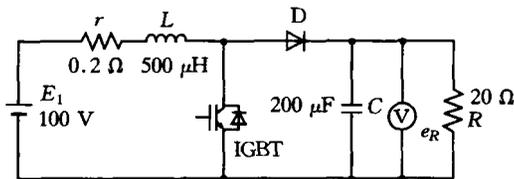


图 6.16 基本电路的输出电压特性

想要知道升压型斩波器可以升压到电源电压值的多少倍是不能简单回答的,通常较高效率的使用范围应该是 2~3 倍。单从图 6.16 来看的话,升降压型变换器是三种变换器中电压调整范围最宽的。但是,升降压型存在开关器件的额定电压较高,输入电流和输出电压纹波较大的缺点。因此,选择电路拓扑时必须进行多方面的考虑。

练习题

- 6.1 由电感电压时间积分来求解降压型斩波器输出电压的表达式 (6.1)。
- 6.2 使用升压型斩波器将 50V 的直流电压升压至 125V。开关频率为 10kHz, 求解开关导通时间 T_{on} 和关断时间 T_{off} 。
- 6.3 题图 6.1 是升压型斩波电路, 为了更接近实际电路, 考虑电感 L 的内部电阻 r 。开关频率 $f_{sw} = 16\text{kHz}$, 占空比 $d = 0.5$ 。按上述条件进行仿真。
- (1) 画出稳定时 e_s 、 e_R 、 e_L 的波形, 同本文图 6.11(a) 的波形进行比较。
 - (2) 此时输出电压 e_R 的平均值 E_R 是多少伏? 同理论值进行比较。
 - (3) 阐述 E_R 值跟理论值不一致的理由。
 - (4) 画出 L 上的电压, 能够表示出稳定状态下 e_L 的平均值为 0。
 - (5) 画出稳定时电流 i_1 (流过 L 的电流) 和 i_2 (流过 D 的电流) 的波形, i_1 平均值 I_1 和 i_2 平均值 I_2 之间的关系同理论值进行比较。



题图 6.1

- 6.4 题图 6.1 的输出电压经过反馈控制稳定在 200V, 构成控制系统的方法很多, 这里利用下式来进行控制。

$$d = -f_1 i_1 + K \int (ref - e_r) dt$$

上式将目标值 ref 和输出电压 e_R 之间的误差进行积分然后放大 K (固定) 倍及输入电流 i_1 放大 f_1 (固定) 倍的和作为系统的输入 d

(占空比)。通过对误差的积分可以消除稳态误差, i_1 经过反馈(状态反馈)使得控制系统稳定。上式的 d 同三角波比较得到了 PWM 脉冲波。

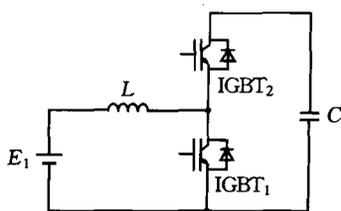
通过仿真, 用试错法来求解响应较好时的 K 和 f_1 。

6.5 题图 6.2 是将升压型和降压型组合在一起的双向斩波电路。电源 E_1 向电容 C 储存能量, 必要时 C 可以向 E_1 反馈能量。回答以下问题。

(1) 说明题图 6.2 的工作原理。

(2) 题图 6.2 是将升压型斩波电路(图 6.9)的电力晶体管和二极管替换为 IGBT 和二极管反并联连接的电路。降压型斩波电路时(图 6.1)请画出电路图并说明工作原理。

(3) 讨论升降压型斩波电路(图 6.13)的相关情况。



题图 6.2

6.6 (a)降压型、(b)升压型和(c)升降压型斩波器的各自电力晶体管承受的最大电压是多少? 其中, 电源电压为 E_1 、输出电压为 E_R 。

第 7 章 DC/AC 变换电路 I

直流电压(电流)向交流电压(电流)变换的电力变换装置称为**逆变器**(inverter)。使用逆变器后,可以容易地从直流电源得到通常工频电源得不到的各种形态的交流电能。因此,作为交流电动机的驱动电源和**高频加热装置电源**、通信设备的交流稳定电源被广泛地使用。

7.1 逆变器的基本原理

图 7.1 是电源 E 为直流电源的情况,该图表示的是从直流向交流电压变换的逆变器基本原理。通过每半周期($T/2$)改变直流电压的极性,可以得到图 7.1(b)所示的方波交流电压 $v(t)$ 。因电源为直流电压源,称这样的逆变器为**电压型逆变器**(voltage source inverter)。

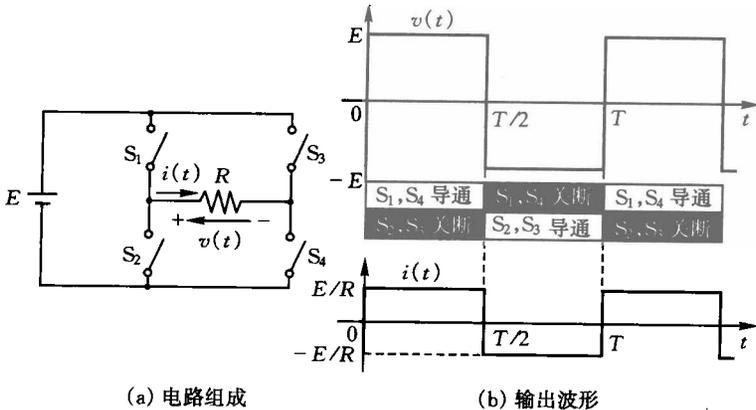


图 7.1 电压型逆变器

下面简单地说明电压型逆变器的工作原理。首先,图 7.1(a)所示开关 S_1 和 S_4 导通,电阻负载 R 承受 $v=E$ 的电压。接着 S_1 和 S_4 关断的同时, S_2 和 S_3 导通,负载承受的电压变为 $v=-E$ 。这样周期性重复动作,得到了图 7.1(b)所示的方波电压。同方波电压相对应的负载中流过电流的波形由负载的种类决定,图 7.1(a)所示的是电阻负载的情况, i 是和 v 同相位的方波电流。

另外,如图 7.2(a)所示,将先前的直流电压源替换为直流电流源,也就是由直流电流源 I 得到输出交流电流波形 i 的逆变器称为**电流型逆变器**(current source inverter)。电流型逆变器的输出电流是如图 7.2(b)所示的方波电流。电流型逆变器的情况同电压型逆变器相反,交流电压波形由负载种类来决定,图 7.2(a)表示的是电阻负载的情况下为方波电压。

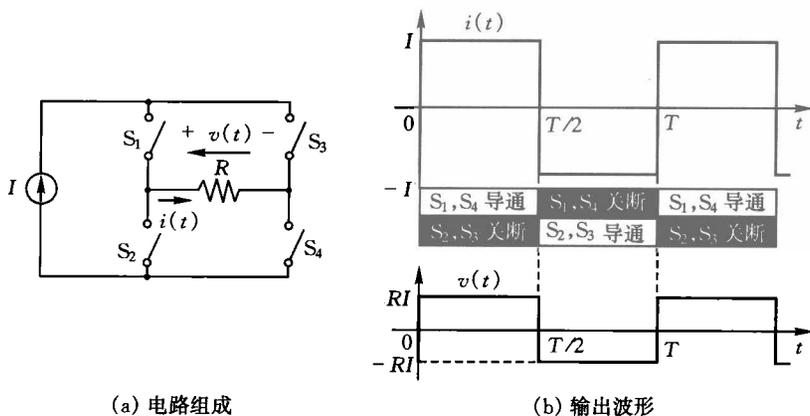


图 7.2 电流型逆变器

图 7.1(a)和图 7.2(a)的逆变电路根据其拓扑特点被称为**全桥逆变器**(full bridge inverter),开关 $S_1 \sim S_4$ 称为**逆变器臂**(inverter arm),逆变器桥的上下开关, S_1 和 S_2 ,或者 S_3 和 S_4 称为**逆变器臂对**(inverter leg)。

7.2 电压型逆变器

在前一节介绍了逆变器各开关的作用,为了能够高效率工作,实际

变换电路中使用的是半导体开关。本节中,将说明使用电力晶体管的各种负载形式下电压型逆变器的工作原理。

A. 电阻负载

逆变器负载是电阻负载时的情况如图 7.3(b)所示,负载电压和负载电流的相位差为 0。因此,通过开关 $Tr_1 \sim Tr_4$ 的电流,按如图 7.3(c)以及图 7.3(d)所示的单方向(从开关由上而下)流通。因此如图 7.3(a)所示,可以将开关直接替换为电力晶体管。

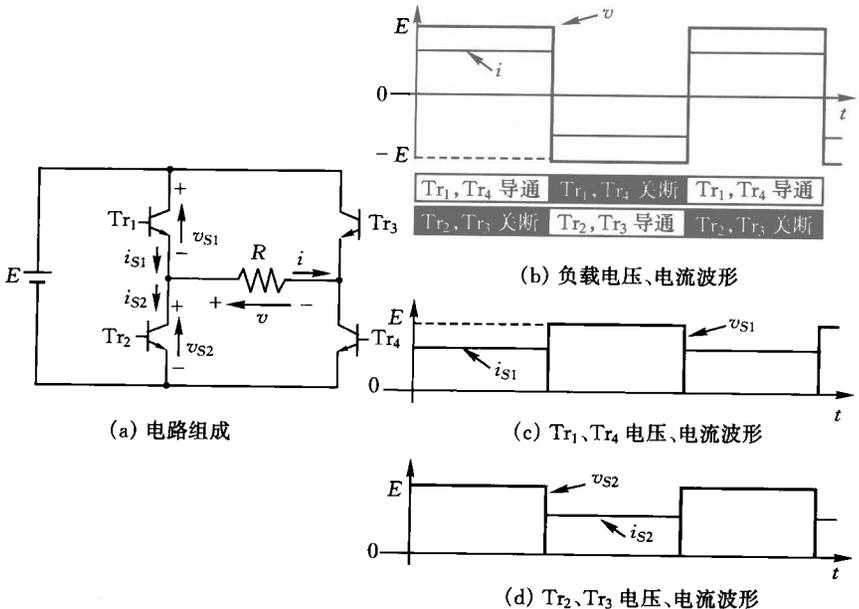


图 7.3 使用晶体管的电压型逆变器(电阻负载时)

B. 容性负载

带容性负载(电阻和电容串联连接)时,负载电流 i 变为如图 7.4(b)所示,负载中流过电流的方向和电压是同时变化的,所以开关中流过的电流如图 7.4(b)以及图 7.4(d)所示同纯电阻负载一样是由上而下的单方向流动。因此,逆变器的组成同 7.3(a)相同。

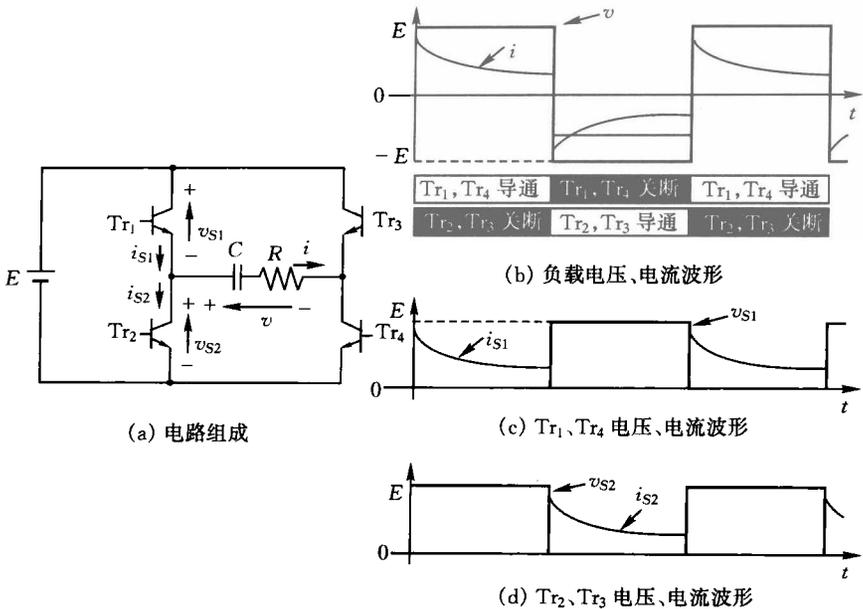


图 7.4 容性负载时的输出电压、电流波形

C. 感性负载

感性负载(电阻和电感串联连接)时的电压、电流波形,在使用理想开关的情况下,如图 7.5(b)、(c)、(d)所示。感性负载的情况下,为了确保负载电流的连续,在图 7.5(b)所示 ΔT 的时间内,同电阻负载和容性负载情况不同的是开关从下而上流过电流。此时间内,负载电感中储存能量的一部分返还至电源 E 。感性负载下,将开关替换为半导体器件时,在时间 ΔT 内必须具有导通后可以反方向电流流过开关的特性。

从以上的说明可知电压型逆变器的拓扑如图 7.6 所示那样必须在各晶体管上反并联二极管。像这样的拓扑是可以适用于所有负载的电压型逆变器的拓扑。其中,二极管 $D_1 \sim D_4$ 由其连接方法称为反并联二极管(anti-parallel diode)或由其功能称为续流二极管(flywheel diode)。一般的电压型逆变器指的是图 7.6 所示的电路。

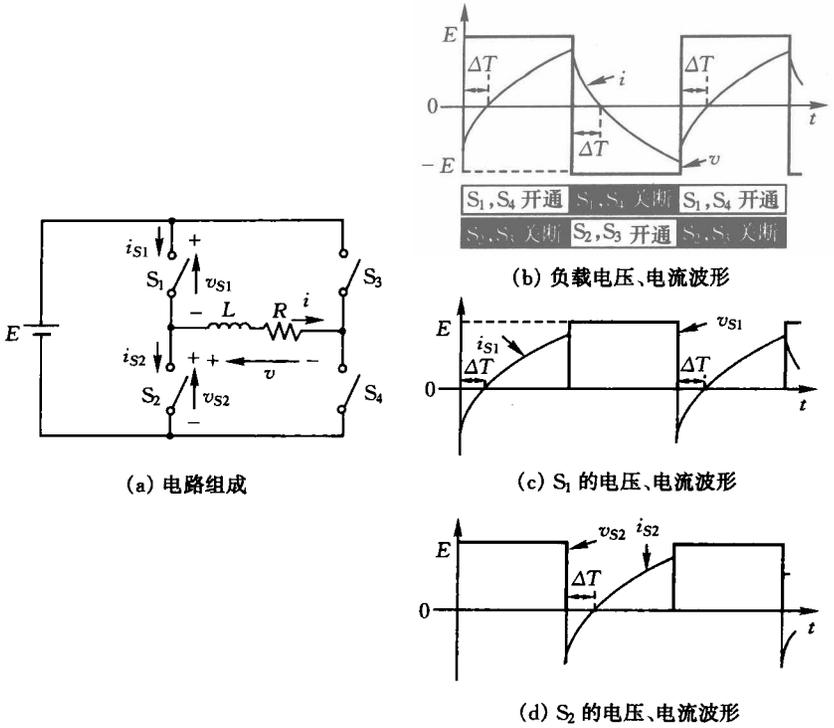


图 7.5 使用理想开关情况下的电压、电流波形(感性负载)

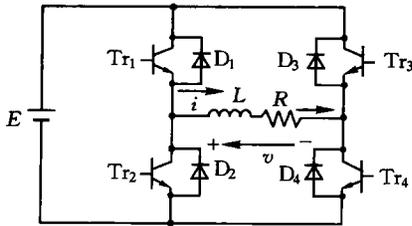


图 7.6 带反并联二极管的电压型逆变器

图 7.7 表示的是感性负载时各器件的导通顺序,也表示了在各个电力晶体管所施加的驱动信号。逆变器臂的各开关电流首先流过二极管,之后向功率晶体管换流。

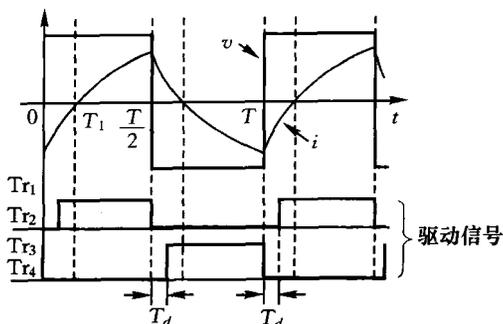


图 7.7 感性负载时各器件导通期间的门极信号

实际的电压型逆变器的驱动信号同第 2 章讲述的半导体开关的导通、关断时刻的驱动信号相比有延迟。一般关断时间要比开通时间长,使得上下电力晶体管的驱动信号不重叠,防止同时导通。上下开关同时导通的话,电压型逆变器中的电源被短接。为了防止短接,各逆变器臂对的开关驱动信号都设计成具有图 7.7 所示的称作死区时间(dead time)的延迟时间 T_d^* 。通过增设死区时间,可以使得电压型逆变器安全地工作,但输出电压波形不能得到完全的方波,这就是在后面要讲述的波形畸变的原因之一。

电压型逆变器中由于存在反并联二极管所以半导体开关器件具有不能承受反向电压的特征,因此开关器件只能在正向上具有充足的耐压能力。在这一点上,IGBT 和 MOSFET 等具有自消弧能力的器件是最适合电压型逆变器的器件。

电压型逆变器中一组自消弧器件和反并联二极管组成了一个单元,所以将这一组或者两组器件组合在 1 个封装内的电源模块(power module)作为电压型逆变器的开关器件销售,已得到了很多的应用(参考第 2 章图 2.12)。

例题 7.1

图 7.6 所示的使用电力晶体管的电压型逆变器中,分别进行带电

* 电力晶体管 IGBT 为 1~2 微秒,功率 MOSFET 为几百纳秒。

阻负载(R)、容性负载(RC)、感性负载(RL)情况的仿真分析,确认负载的电压、电流波形和电力晶体管的电压、电流波形同图 7.3、7.4、7.5 是相同的。其中直流电压是 100V , 输出频率为 50Hz 、负载分别是 $R=5\Omega$ 、 $C=1\text{mF}$ 、 $L=20\text{mH}$ 。

解

仿真电路如图 7.8 所示。图 7.9(a)~(c)所示的仿真结果同图 7.3~7.5 的输出结果是一致的。

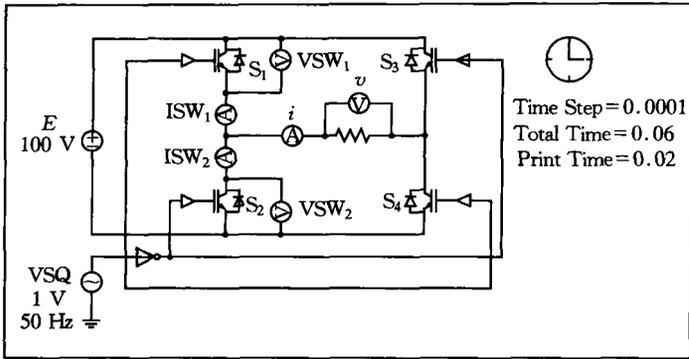
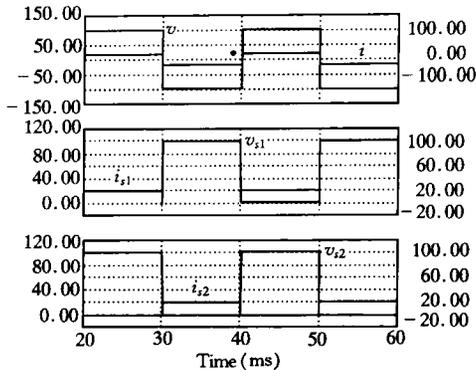
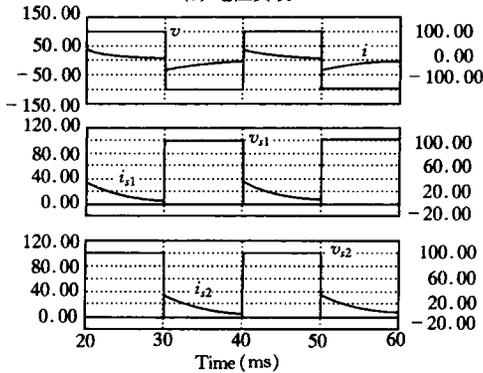


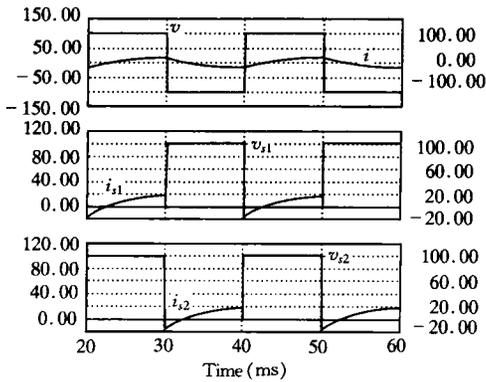
图 7.8 电压型逆变器仿真电路



(a) 电阻负载



(b) 容性负载



(c) 感性负载

图 7.9 电压型逆变器的仿真结果

7.3 电流型逆变器

如前所述,图 7.2(a)的电流型逆变器中,电流源的电流 I 通过开关 S_1 、 S_4 一组和 S_2 、 S_3 一组交互的流通,对于任何一个开关来说 I 都是从上往下的流动,而且这跟负载的种类无关。这里首先将这些开关替换为电力晶体管,如图 7.10 所示。

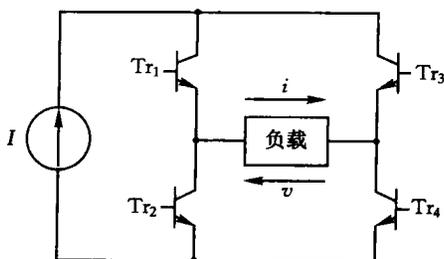


图 7.10 使用晶体管的电流型逆变器

在纯电阻或者容性负载的情况下可以进行这样的工作,但负载为感性负载的情况下产生了同电压型逆变器的情况相同的问题。感性负载中,流过方波电流 i ,在 i 的极性切换的时间时,由于 Ldi/dt 变得非常大,在 L 两端产生了很大的脉冲电压,有可能损坏功率晶体管。即使像电压型逆变器那样在各功率晶体管上连接续流二极管,也无法产生电流 I 的流通通路。如图 7.11 接入同负载并联的电容器 C ,这是采用吸收尖峰电压的常见方法。而且,接入如图示的同功率晶体管串联的二极管 $D_1 \sim D_4$ 后,防止了电容电压作为功率晶体的反向电压施加在晶体管上,这样就构成了实用的电流型逆变器。

该逆变器需要的是直流电流源,但在现实中,和通常的电压源那样可以利用的电流源是不存在的,因此利用电压源和滤波电抗器来近似实现。图 7.11 中等价电流源的滤波电抗器足够大时,在相对于逆变器输出的一个周期的短时间内,随着晶体管的开通、关断的动作和负载的变化,电流 I 的变化很小,近似的可以看作直流电流源。

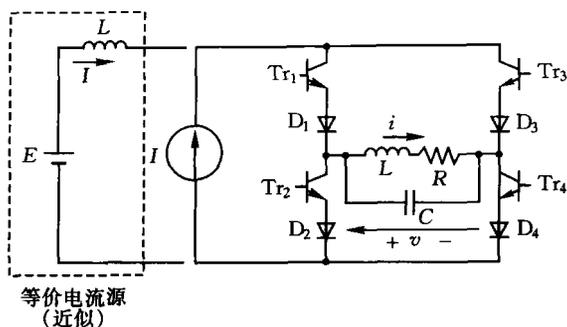


图 7.11 电流型逆变器

电流型逆变器中即使逆变器臂对的上下开关同时导通,电流也不会过大,所以不需要电压型逆变器必需的死区时间。相反,为了确保从电流源开始的电流通路,必须具有 Tr_1 和 Tr_3 或者 Tr_2 和 Tr_4 同时导通的时间区间。

例题 7.2

在图 7.12 的仿真电路中,比较同电流型逆变器的负载相并联的用于除去尖峰电压的电容 C 为 $100\mu\text{F}$ 和 $500\mu\text{F}$ 时负载电压波形。其中, $I=10\text{A}$, $R=10\Omega$, $L=25\text{mH}$ 。

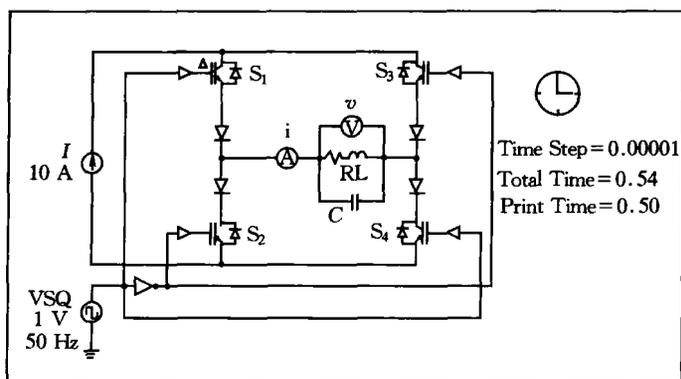


图 7.12 电流型逆变器仿真电路

解

除去尖峰电压的电容 C 为 $100\mu\text{F}$ 时的情况下为如图 7.13(a) 所示的电压、电流波形, $C=500\mu\text{F}$ 的情况下, 如图 7.13(b) 所示电压峰值被抑制, 电压波形变得平滑。

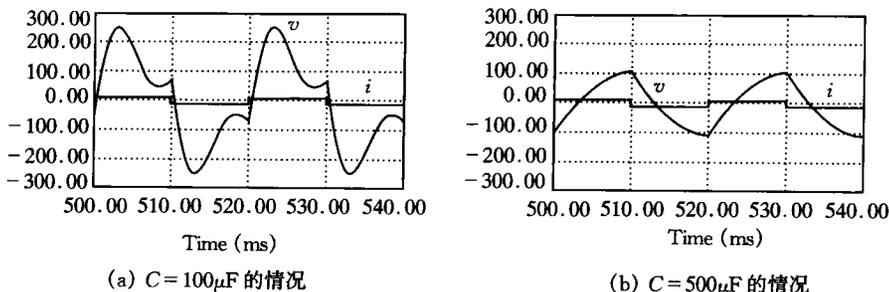


图 7.13 电流型逆变器的分析结果

7.4 输出电压的调整

通常交流负载必需需要交流电压源, 所以电压型逆变器得到普遍应用。这种情况下, 电压型逆变器多要求具有可以调整其输出电压和频率的功能。可以通过以下的方法来调整输出电压。

- (1) 调整电压的幅值
- (2) 调整电压的输出时间
- (3) 采用 PWM 调制

图 7.14(a)、(b)中表示的是(1)和(2)方法的示意图。

不管采用图 7.14 的哪一个方法, 都可以调整输出电压的有效值。上述(1)的方法是通过改变逆变器的直流输入电压来改变图 7.14(a)所示的输出电压的幅值。使直流输入电压变化的方法在第 4~6 章中介绍的晶闸管相位控制整流电路和直流斩波电路中也使用。(2)的方法, 是不改变直流输入电压, 而改变如图 7.14(b)所示的方波电压的输出时间。下面通过改变输出时间的例子进行说明。

图 7.15 的电压型逆变器中, 不能同时导通的 S_1 和 S_2 为一组开

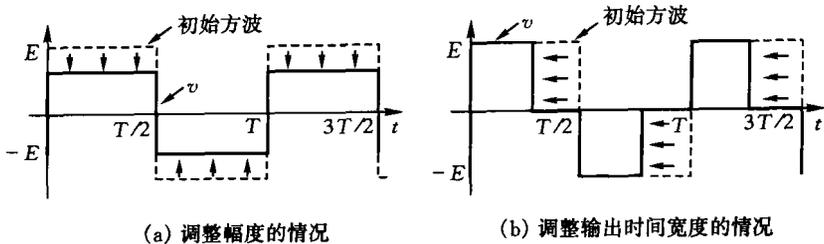


图 7.14 输出电压的调整方法

关, S_3 和 S_4 组成了另外一组, 各组上下 2 个开关在输出电压的半周期 (π) 内交互的进行导通、关断。其中从 S_1 导通(或者关断)开始到 S_3 导通为止的角度为 ϕ 。逆变器的输出电压 v_{ab} 是 v_a 和 v_b 的差值 ($v_{ab} = v_a - v_b$), 所以如图 7.16(a) 所示的 $\phi = \pi$ 的情况下, 输出电压波形同前面图 7.1(b) 中所示的电压型逆变器的波形是相同的。

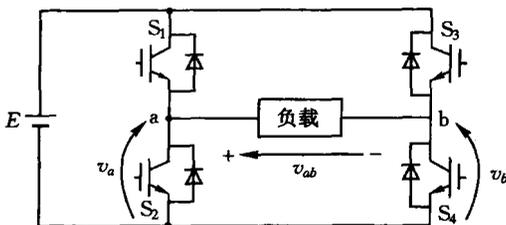


图 7.15 电压型逆变器的组成

接下来, 相位差 ϕ 在 $\pi \sim 0$ 之间变化的情况下, 其输出电压变为图 7.16(b) 所示那样。也就是, S_1 和 S_4 同时导通的时间内输出电压为 E , S_2 和 S_3 同时导通的时间内输出为 $-E$, 其他时间内为 0。通过 ϕ 的变化, 可以使得输出电压有效值连续的变化。像这样 S_1 和 S_2 为一组, S_3 和 S_4 为一组各自独立动作, 通过改变它们的相位差来改变电压输出时间的方法称为移相控制(phase shift control)。

采用上述(3)的 PWM 方法相关的内容, 在下一章进行详细的说明。

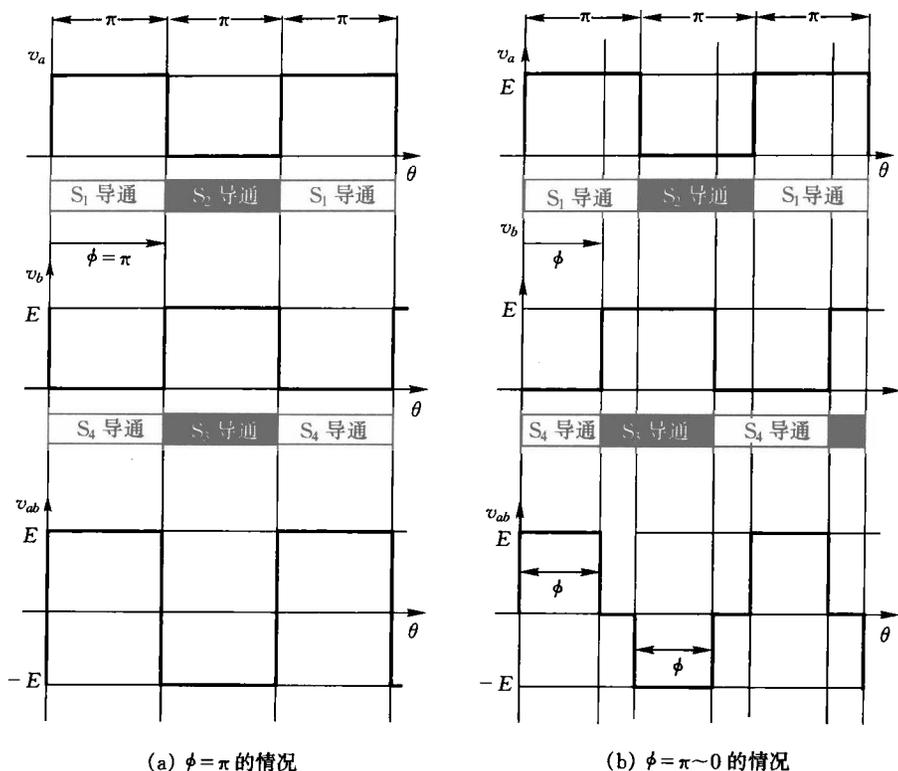
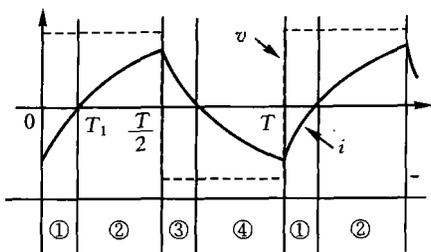


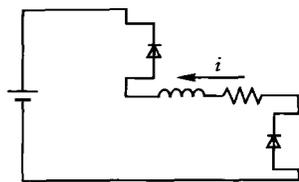
图 7.16 使用移相控制的输出电压调整

练习题

- 7.1 在输出方波电压的电压型逆变器带感性负载的情况下,负载的电压、电流如题图 7.1。此时区间①中的电流通路如题图 7.2 所示。参考以上画出区间②~④情况下的电流通路。
- 7.2 直流电源电压为 E 时将周期为 T 的方波电压通过如图 7.15 所示的调整幅值或者调整时间宽度将一个周期内的电压有效值变为 $E/2$ 。通过有效值的定义来求调整幅值时的电压或者调整输出时间的宽度。



题图 7.1



题图 7.2

- 7.3 电压型逆变器在 $\phi=90^\circ$ 移相控制的情况下, 求解输出电压的总谐波畸变率。
- 7.4 用坐标图来表示电压型逆变器中通过采用移相控制调整输出电压时的触发角和输出电压有效值的关系。
- 7.5 采用电源电压的幅值为 100V, 输出频率为 50Hz 的 IGBT 的电压型逆变器电路中使用移相控制。求解相位差 $\phi=140^\circ$ 时的输出电压的有效值, 并同理论值进行比较。
- 7.6 图 7.15 的电压型逆变器采用 $\phi=120^\circ$ 的移相控制。电源电压 $E=230\text{V}$, 输出频率 $f=60\text{Hz}$, 通过仿真求解以下 3 种负载对应的稳态输出电压 v 和电流 i 的波形。
- ① $R=23\Omega$
 - ② $R=10\Omega+C=140\mu\text{F}$
 - ③ $R=10\Omega+L=50\text{mH}$
- 7.7 将上问的输出电压 v 频率频谱用 PSIM 的 FFT 功能画出, 因为 $\phi=120^\circ$, 所以第 3、第 9 等 3 的倍数次频率被消灭。

第 8 章 DC/AC 变换电路 II

第 7 章中介绍的电压型逆变器向负载提供方波电压。但是,一般要求正弦波或者接近正弦波电压的负载较多,所以本章中阐述的是使逆变器的输出电压同正弦波接近的脉冲调制方式以及使用该方式的输出电压和输出频率的调整方法。而且还会对工业应用领域中在电动机控制上得到广泛应用的三相逆变器进行详细说明。

8.1 谐波成分和脉冲调制方式

A. 逆变器的谐波成分

前一章中所学的基本电压型逆变器的输出电压是方波,所以其波形如例题 3.1 中求解的那样含有大量的低次谐波成分(3 次、5 次、7 次等)。像这样的电压施加在含有电感成分的负载两端时,对于这些低次谐波,如果电抗(ωL)不是很大,所以负载中流过的电流波形的畸变也是很大的。因此,期望尽可能的减少负载上所施加电压的低次谐波成分。

在负载上所施加的电压即使含有谐波,如果其频率足够高,与此相对的电抗变大,负载电流的波形失真就会变小。

脉冲调制方式(pulse modulation method)是减少逆变器输出电压中所含低次谐波成分的有效方法。脉冲调制方式具有调整输出频率和输出电压的功能,因此得到了广泛的应用。

B. 脉冲幅度调制

用图 8.1 那样的阶梯状脉冲电压来近似正弦波电压是除去电压型

逆变器输出电压波形的谐波成分,得到接近正弦波的方法。在图示时间 ΔT 中,通过控制脉冲电压的幅值 E_n 使得脉冲面积同正弦波所占面积(阴影部分)相等。这种方法中, ΔT 越小阶梯状的脉冲电压同正弦波越接近。像这样在一定区间内调整脉冲波的幅值,输出同正弦波相接近的脉冲调制方式称为脉冲幅度调制(PAM: Pulse Amplitude Modulation)。

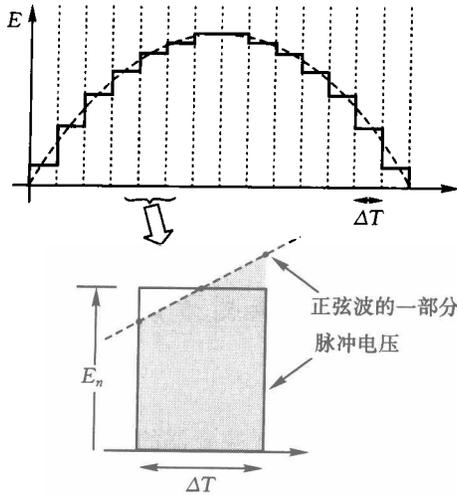


图 8.1 使用阶梯状脉冲的近似正弦波输出

但是,电压型逆变器自身不具有调整输出电压幅度的功能,所以不

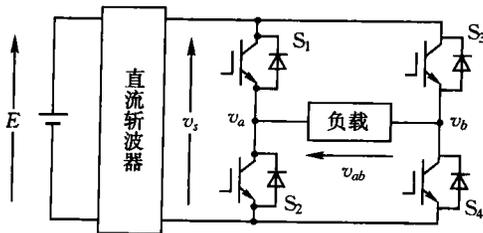


图 8.2 输入侧带直流斩波器的电压型逆变器

能实现 PAM 方式。如图 8.2 所示在直流电源和电压型逆变器之间必须要接入第 6 章所学的具有电压调整功能的直流斩波器。

通过使用直流斩波器,逆变器的输入电压可以进行连续变化,所以在原理上可以实现输出图 8.1 的阶梯状脉冲。作为 PAM 方式的一个例子,通过直流斩波器产生了如图 8.3(a) 的电压波形 v_s ,通过对逆变器的开关在输出电压半周期内开通和关断,使得 v_s 的极性反转得到了正弦波输出。

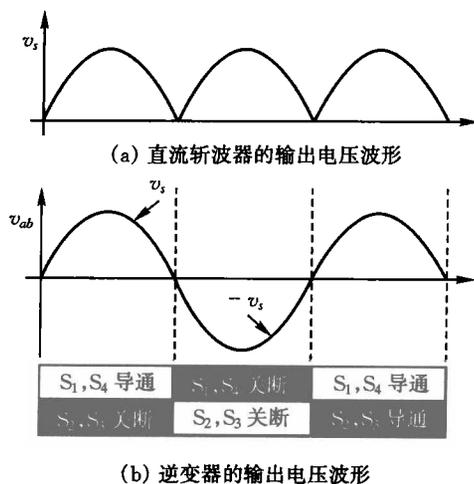


图 8.3 PAM 方式逆变器

像这样在 PAM 中通过调整某一微小区间 ΔT 内的脉冲电压的幅值使得脉冲电压的平均值和正弦波电压的平均值相等,输出电压同正弦波相接近。将 PAM 的电压波形进行傅里叶级数展开是非常复杂的,这里就不进行展开了,但脉冲频率为 f_s 、正弦波频率为 f_m 情况下,只能产生 $f_s \pm f_m$ 、 $2f_s \pm f_m$ 、 $3f_s \pm f_m$ 等 f_s 整数倍的旁带频率的谐波成分,作为减少低次谐波成分的方法是非常有效的。

图 8.3 中所示的 PAM 方式中,逆变器工作只能使用直流电压的极性反转,所以具有逆变器部分不需要快速工作的优点,但是逆变器的直流电压必须可变,使得电路复杂化。而且在变换直流电压的部分必

须要进行高精度的电压控制。

C. 脉冲宽度调制

PAM 方式是使某时间 ΔT 内的输出脉冲的平均值和基准正弦波一致来对幅值进行调整。与此相对应,不改变电压幅值,通过调整脉冲的导通时间和关断时间来调整 ΔT 期间输出脉冲的平均值的方法称为脉冲宽度调制(PWM; Pulse Width Modulation)。

图 8.4 中所示的 PAM 和 PWM 方式中,对于同一基准正弦波 v_{ref} 各自 ΔT 期间的面积 S_A 和 S_w 是相等的。也就是,图 8.5 中所示输出电压 v_o 的波形完全不同,但它们的平均电压在 PAM 方式和 PWM 方式下是相等的。其中,PAM 方式和 PWM 方式中输出电压的有效值是不同的,这是需要注意的。

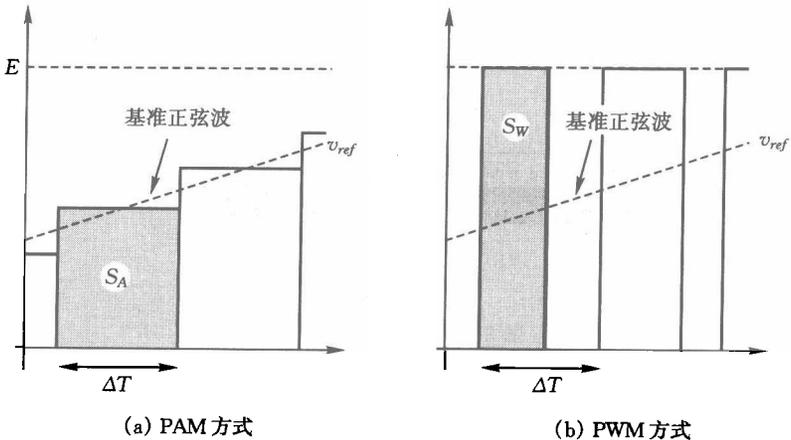


图 8.4 PAM 和 PWM 的脉冲输出

为了分析 PWM 方式的谐波成分,设脉冲频率为 f_s ,正弦波频率为 f_m ,在这种情况下,含有 $f_s, \pm 2f_m, 2f_s, \pm f_m, 3f_s, \pm 2f_m$ 等的谐波成分,它的旁带频率的表现方法同 PAM 稍微有所不同。

PWM 方式中不需要对直流电压进行变化,所以不需要直流斩波器,为了实现高精度的波形输出 ΔT 要变得更小。也就是要提高开

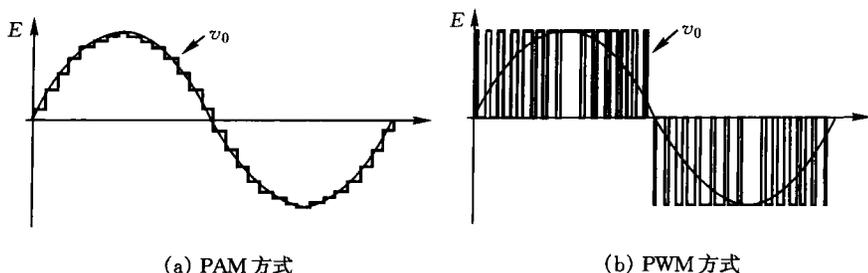


图 8.5 PAM 和 PWM 的输出电压

关频率,逆变器开关的开关损耗随之变大,这是它的一个缺点。

8.2 通过正弦波、三角波比较的 PWM

A. 脉冲产生方法

产生 PWM 脉冲的方法由很多种,这里以具有代表性的正弦波和三角波比较方式来进行说明。图 8.6 是其原理示意图。

在图 8.6(a)的逆变器电路中,开关 S_1 和 S_2 以及 S_3 和 S_4 各自组成一组,它们的导通和关断是通过图 8.6(b)的三角波 v_{tri} 和基准正弦波 v_{ar} 或者 $v_{br}(-v_{ar})$ 相比较来完成的。其中,三角波 v_{tri} 一般被称为载波(carrier wave),基准正弦波 v_{ar} 和 v_{br} 称为调制波(modulating wave)。基准正弦波是相当于逆变器产生输出电压的基波成分的信号。

在图 8.6(b)中,开关 S_1 和 S_2 导通、关断期间, v_{ar} 和 v_{tri} 相比较, $v_{ar} > v_{tri}$ 时 S_1 导通、 S_2 关断;而 $v_{ar} < v_{tri}$ 时 S_1 关断, S_2 导通;a 点的电位 v_a 同电源负极的电位相等为 0,如图 8.6(c)上图所示那样。同样,开关 S_3 和 S_4 导通、关断期间, $v_{br}(-v_{ar})$ 和 v_{tri} 相比较, $v_{br} > v_{tri}$ 时 S_3 导通、 S_4 关断;而 $v_{br} < v_{tri}$ 时 S_3 关断, S_4 导通;b 点的电位 v_b 同电源负极相等,如图 8.6(c)下图所示那样。

综上所述,逆变器的输出电压 v_{ab} 通过 $v_a - v_b$ 来求解,所以其一周期的波形如图 8.6(d)所示。

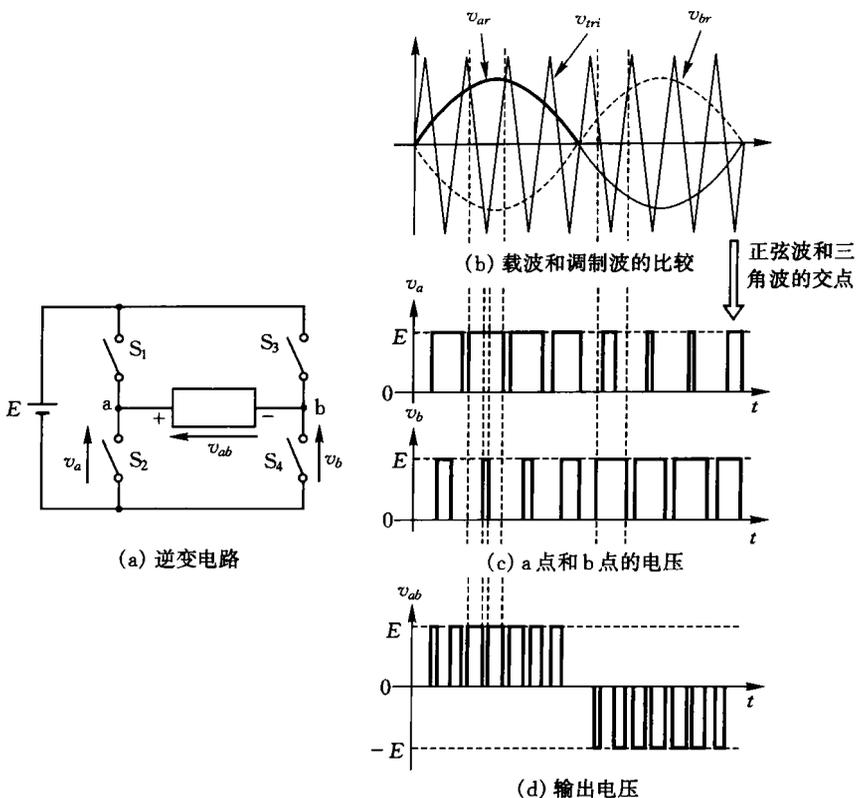


图 8.6 通过正弦波、三角波比较产生 PWM 信号

像这样输出电压 v_{ab} 的正负半周期的波形由很多的脉冲组成,半周期中心部分的脉冲宽度较宽,越远离中心脉冲的宽度越窄。

B. PWM 脉冲的性质

这里我们来考虑载波(三角波)和调制波(正弦波)比较后产生的脉冲序列。相对于正弦波的频率 f_m ,假定三角波频率 f_s 足够高。在图 8.7 所示的三角波 v_{tri} 的一周期 $T_C = 1/f_c$ 内,正弦波 v_{ar} 和 v_{br} 可以认为是固定值 V_a 或者 $V_b (-V_a)$ 。此时, v_{tri} 和 v_{ar} 、 v_{br} 相交的时刻如图所示分别是 t_{a1} 、 t_{a2} 、 t_{b1} 、 t_{b2} 。这些时间通过下式来求解。

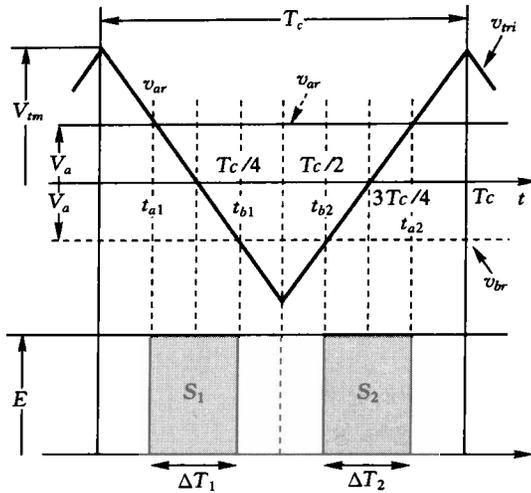


图 8.7 三角形一周期内的 PWM 波形

$$t_{a1} = \frac{V_{tm} - V_a}{4V_{tm}} T_c \quad (8.1)$$

$$t_{a2} = \frac{3V_{tm} + V_a}{4V_{tm}} T_c \quad (8.2)$$

$$t_{b1} = \frac{V_{tm} + V_a}{4V_{tm}} T_c \quad (8.3)$$

$$t_{b2} = \frac{3V_{tm} - V_a}{4V_{tm}} T_c \quad (8.4)$$

脉冲宽度 ΔT_1 、 ΔT_2 分别是

$$\begin{aligned} \Delta T_1 &= t_{b1} - t_{a1} \\ &= \frac{V_{tm} + V_a}{4V_{tm}} T_c - \frac{V_{tm} - V_a}{4V_{tm}} T_c \\ &= \frac{2V_{ma}}{4V_{tm}} T_c = \frac{V_{ma}}{2V_{tm}} T_c \end{aligned} \quad (8.5)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_2 &= t_{a2} - t_{b2} \\ &= \frac{3V_{tm} + V_a}{4V_{tm}} T_c - \frac{3V_{tm} - V_a}{4V_{tm}} T_c \end{aligned}$$

$$= \frac{V_{tm}}{2V_{tm}} T_c \quad (8.6)$$

由此可知在 T_c 区间内输出电压的脉冲宽度,同该区间内基准正弦波的值是成正比的。

上述关系虽然是将此时的正弦波当作直线得到的,但在一般情况下也是成立的。这时可以证明脉冲宽度同各脉冲中央的基准正弦波的值成正比*。

如果在正弦波的一个周期(半周期)内考虑上述结论的话,输出电压的脉冲序列同基准正弦波成正比,这就可以理解被称为脉冲宽度调制的原因。

周期 T_c 内脉冲面积的总和 S 为

$$\begin{aligned} S &= S_1 + S_2 \\ &= E\Delta T_1 + E\Delta T_2 \\ &= \frac{ET_c}{V_{tm}} V_a \end{aligned} \quad (8.7)$$

T_c 区间内逆变器输出电压的平均值 v_{avg} 为

$$v_{avg} = \frac{S}{T_c} = \frac{E}{V_{tm}} V_a \quad (8.8)$$

在该区间内 v_{avg} 同基准正弦波的值成正比。更一般的情况是平均值同各脉冲中央的基准正弦波的值成正比。

这里,基准正弦波为

$$v_{ar} = V_{rm} \sin \omega t \quad (8.9)$$

代入式(8.9)的 V_a 能够得到以下表达式

$$v_{avg} = \frac{V_{rm}}{V_{tm}} E \sin \omega t \quad (8.10)$$

式(8.9)的基准正弦波是通过式(8.10)中逆变器输出电压 v_{avg} 来实现的。式(8.10)表示的是图 8.6(c)中所示的逆变器输出电压波形的基波成分。式(8.10)中基准正弦波和载波的幅度比 V_{rm}/V_{tm} 称为调制比(Modulation Ratio),用百分率表示的话称为调制率。

逆变器输出电压基波成分的幅值通过调整调制比可以在最小值 0

* 片冈昭雄著 《パワーエレクトロニクス入門》 森北出版

到最大值 E 的范围内自由地变换。

C. 输出电压的谐波成分

脉冲宽度调制的输出电压波形是方波所以含有较高次数的谐波。实际中通过求解它的傅里叶级数,在载波频率 f_c 和调制波频率 f_r 的比选择偶数的情况下,输出电压中所含的谐波的最低频率被限定在非常靠近 $2f_c$ 的频率。因此, f_c 选择比 f_r 足够大的话,可以得到方波电源中不含第 3、5、7 次等低次谐波的输出电压。

例题 8.1

对电压型 PWM 逆变器的输出电压进行 FFT 分析,用 PSIM 来确认谐波成分的特点。其中,三角波的频率为 1kHz,正弦波的频率为 50Hz,两者的幅度比为 1,电源 E 为 100V。

解

用图 8.8 所示电路来分析,其输出电压 V_o 的 FFT 分析结果如图 8.9 所示。根据该图,没有产生相对于基波频率 50Hz 的低次谐波成分,谐波成分只出现在三角波频率 1kHz 的偶数倍频率的左右。

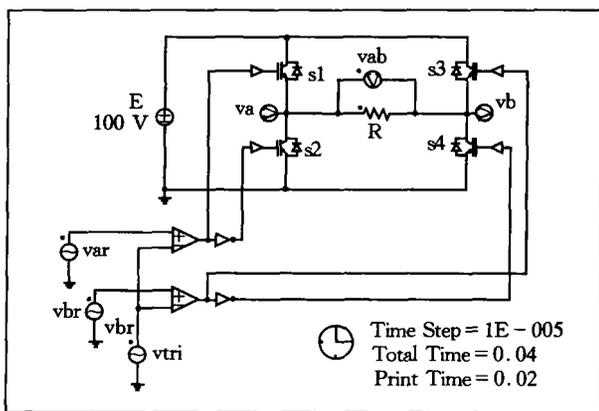


图 8.8 PWM 逆变器

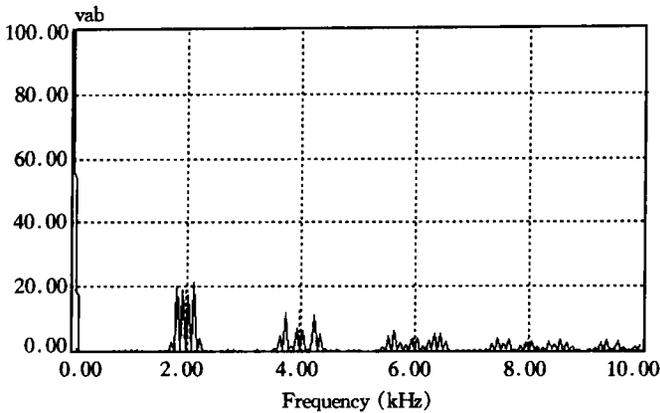


图 8.9 PWM 逆变器的谐波分析结果

8.3 三相逆变器

逆变器除了前一节中说明的单相逆变器之外,还有三相逆变器,实际使用的逆变器大多都是三相逆变器。三相逆变器同单相逆变器一样都有电压型和电流型。电流型逆变器在负载短路方面具有很强的能力,过电流保护更加容易,所以在大中容量交流电动机的可变速驱动中被采用。一般多使用电压型逆变器。因此下面以电压型逆变器为对象来说明三相逆变器的基本情况。

A. 电路组成

图 8.10 所示的电压型三相逆变器是将前一章图 7.16 的电路增加了三相交流输出用的臂对而形成的电路,因其电路结构被称为三相桥式逆变器(Three-Phase Bridge Inverter)。图 8.10 表示的是 IGBT 作为开关的情况,与逆变器的容量和负载侧的要求相对应也可以替换为其他的自消弧器件。

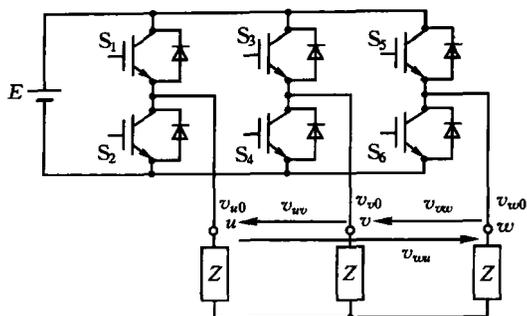


图 8.10 三相桥式逆变器(电压型)

B. 三相交流电压的产生

图 8.10 中 3 组逆变器臂对的 IGBT, 同输出一周期 2π 相对应, 交互地在 $1/2$ 周期内施加导通信号。而且相邻臂对的导通信号的相位分别相差 $2\pi/3$ 。此时从电源的负极来看的逆变器输出端 u, v, w 的电位

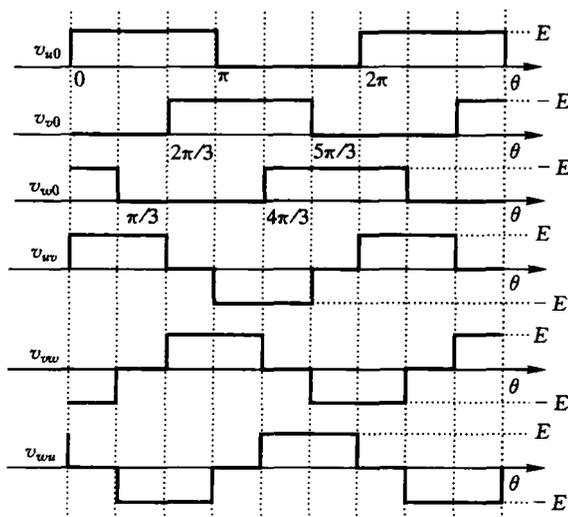


图 8.11 三相电压型逆变器的输出电压波形

v_{u0}, v_{v0}, v_{w0} 的波形如图 8.11 所示。

从 v_{u0} 来看的话, U 相逆变器臂对上臂开关 S_1 上施加导通信号的情况下为 E , 下臂开关 S_2 施加导通信号的情况下为 0。施加导通信号的开关实际导通的话, 开关为短路状态, 而且, 同输出电流的方向相反所以开关不能导通, 反并联二极管导通而使开关被短接。 v_{v0}, v_{w0} 具有和 v_{u0} 同样的波形, 相对于 v_{u0} , 各自相位相差 $2\pi/3$ 。线电压 v_{uv}, v_{vw}, v_{wv} 分别用 $v_{uv} = v_{u0} - v_{v0}, v_{vw} = v_{v0} - v_{w0}, v_{wv} = v_{w0} - v_{u0}$ 来求解, 它们的波形如图所示。

例题 8.2

用 PSIM 来分析图 8.10 的三相桥式逆变器, 确认输出线电压如图 8.11 所示。请显示进行 FFT 分析的结果。其中电源电压为 200V, 输出频率为 50Hz。

解

图 8.12 表示的是仿真电路, 这里分别设定方波发生器 G_u, G_v 和 G_w 的 Phase Delay 为 0、120、240。

设定 Simulation Control 的 Total Time 为 0.02 后进行分析, v_{uv} 的输出结果如图 8.13 所示。进行 FFT 分析的结果如图 8.14 所示。根据此结果可知没有出现在单相逆变器中存在的 3 次、9 次等 3 倍谐波成分。

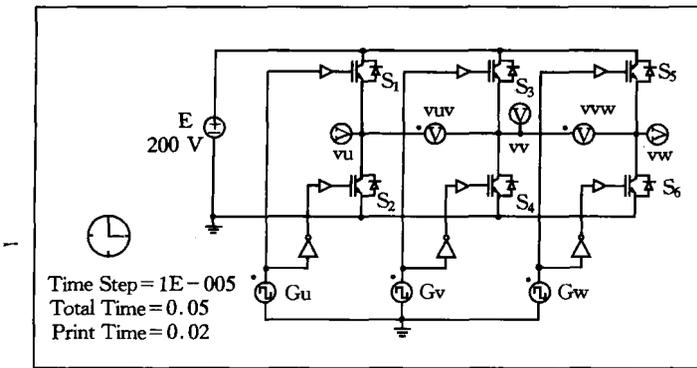


图 8.12 三相电压型逆变器(方波输出)

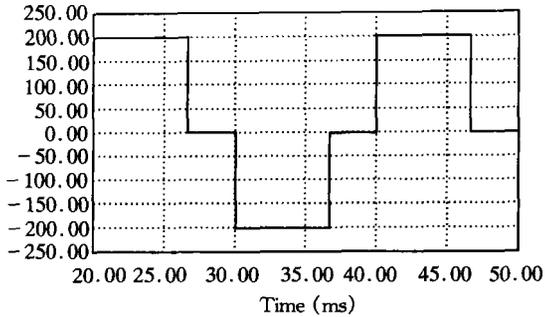
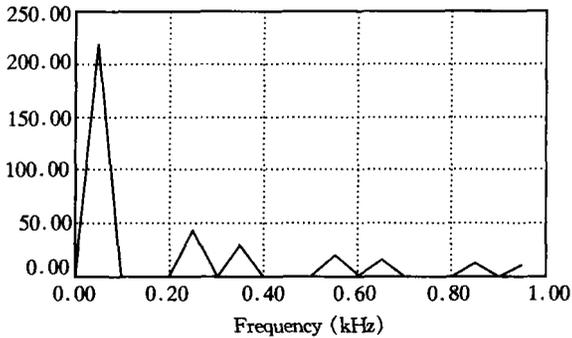
图 8.13 输出线电压波形($u-v$ 侧)

图 8.14 三相电压型逆变器线电压的 FFT 分析结果

C. PWM 方式

如上一例题所示,图 8.11 的输出电压波形中不含有 3 次、9 次等谐波成分,但依然含有 5 次、7 次等较低次的谐波成分。而且,在调整输出电压的情况下,因为没有使用在单相逆变器中说明的移相控制,所以必须使用具有电压调整功能的直流电源。

具有除去低次谐波和调整输出电压不依赖直流电源的方法是前一章单相逆变器中说明的 PWM 方式,该方式已得到广泛的应用。图 8.15 表示的是其波形实例。

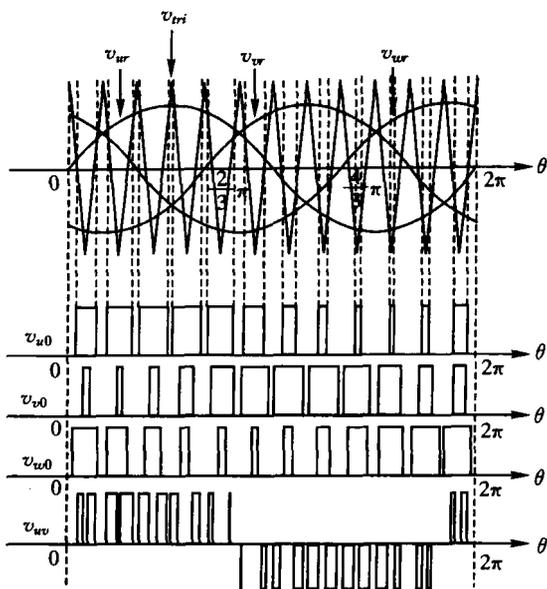


图 8.15 三相逆变器脉冲产生方法和 PWM 波形

图 8.15 中,调制波使用的是幅值相等各自相位相差 $2\pi/3$ 的正弦波电压。这些三相的基准正弦波相当于逆变器输出的三相交流的相电压的基本成分。

另一方面,在三相基准波中使用同一个三角波来作为载波。基于各自正弦波同该三角波相比较的大小关系产生图 8.10 所示各器件导通、关断信号。

若 $v_{tri} < v_{ur}$, S_1 导通 S_2 关断;若 $v_{tri} > v_{ur}$, S_1 关断 S_2 导通
 若 $v_{tri} < v_{vr}$, S_3 导通 S_4 关断;若 $v_{tri} > v_{vr}$, S_3 关断 S_4 导通
 若 $v_{tri} < v_{wr}$, S_5 导通 S_6 关断;若 $v_{tri} > v_{wr}$, S_5 关断 S_6 导通

此时从电源负极来看,逆变器输出端子 u 、 v 、 w 的电位 v_{u0} , v_{v0} , v_{w0} 如图 8.15 所示。输出线电压 v_{uv} 的波形如图 8.15 所示。逆变器输出端子 $v-w$ 间以及 $w-u$ 间的线电压也是相同的波形,同 v_{uv} 分别相差 $2\pi/3$ 和 $4\pi/3$ 相位。

三相电压波形是相同波形相位相差 $2\pi/3$,从图 15 也可以获知,逆

变器输出端子 u 、 v 、 w 的电位必须也具有相同波形且相互间相位差为 $2\pi/3$ ，为此如图所示 3 个基准正弦波同三角波的相对位置关系必须是相同的，因此，载波频率同基准正弦波频率的比值必须是 3 的倍数。而且为了使输出线电压中不含有偶数次谐波，它们的比值必须为奇数。加上这个条件以后的基准正弦波同载波频率的比值，用以下的式子来表示：

$$\frac{\text{载波频率}}{\text{基准正弦波频率}} = 3(2n-1) \quad \text{其中 } n = 1, 2, 3 \dots \quad (8.11)$$

逆变器输出频率需要在宽范围内变化的情况下，保持式(8.11)的频率比为固定值的话，载波频率过高开关损耗就很大，相反过低的话输出电压波形恶化。为此可变频率的逆变器中，设定载波频率的上限和下限，超过该设定值的话，采用改变 n 值的方法。

三相逆变器的 PWM 方式在应用交流电压矢量控制理论的瞬时空间矢量调制法中也得到了广泛的应用。关于这一点请参考其他的专业书籍。

练习题

- 8.1 用仿真来分析图 8.7 所示的 PWM 波形，请表示出输出脉冲的平均值同调制波的大小是相等的。其中三角波的幅度 $V_m = 1\text{V}$ ，频率 $f_c = 1000\text{Hz}$ ，调制波的大小 $V_a = 0.7\text{V}$ 。
- 8.2 在图 8.8 所示的 PWM 逆变器中，用坐标来表示调制比同输出电压 V_o 有效值的关系。
- 8.3 图 8.8 的 PWM 逆变器中，画出联接电阻值为 5Ω 、电感值为 2mH 的感性负载情况的输出电压波形和负载电流波形。对负载电流波形进行 FFT 分析，确认谐波电流的频率特点。其中三角波频率为 5000Hz ，调制比为 0.8。
- 8.4 图 8.10 的三相电压型逆变器中接 RL 负载，工作在 PWM 方式的情况下，画出 u 相、 v 相的输出电压和 uv 间的线电压波形以及三相负载电流波形。其中电源电压为 200V ，三角波频率为 1200Hz ，调制率为 70% ， $R = 2\Omega$ ， $L = 10\text{mH}$ 。

第 9 章 AC/AC 变换电路

本章要学习交流电能不经过直流直接变为其他交流电能的电路。也就是将交流电能的电压、频率和相位其中的一个或者两个通过开关动作变换为其他值的电路。AC/AC 变换电路可以分为交流调压电路 (AC voltage regulator) 和周波变换器 (cycloconverter)。前者是通过交流相位控制来向负载提供可变交流电压的电路, 在电热装置和调光装置等方面得到广泛应用。后者是可以将某一频率(通常是工频频率)的交流直接变换为其他频率交流的电路, 同时电压也可以进行变换。周波变换器在大容量交流电动机可变速驱动等方面得到了应用。

AC/AC 变换电路中具有自然(电源)换流型和强制换流型, 前者使用的是可控导通器件晶闸管所以能够实现大容量, 是目前的主流。因此, 本章也以前者为中心来说明, 后者将在练习题中提到。

9.1 交流调压电路

图 9.1 是单相交流调压电路的典型电路。在交流电能调整中必须

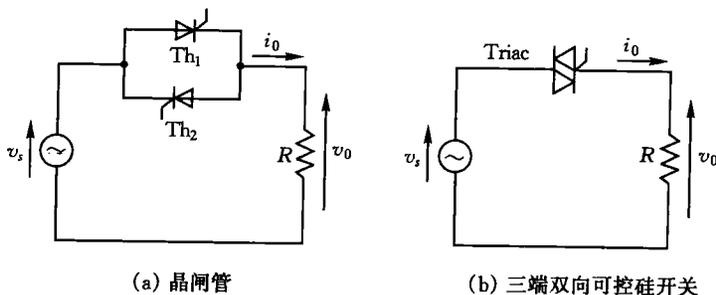


图 9.1 交流调压电路(单相电路)

使用在交流电流的正向和负方向都能控制的双向开关,图 9.1(a)是将 2 个晶闸管 Th_1 和 Th_2 进行反并联连接,图 9.1(b)是使用一个三端双向可控硅开关来完成图 9.1(a)同样的功能。小容量的电路中使用的是价格便宜的三端双向可控硅开关,但比较大容量的电路中使用的是晶闸管。图 9.2 是三相典型电路。

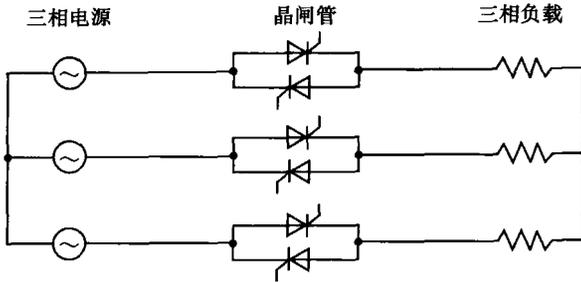


图 9.2 交流调压电路(三相电路)

在调整图 9.1(a)、(b)的输出电压 v_0 时,一般采用改变晶闸管或者三端双向可控硅开关的触发相位,这是和第 4 章中所学的晶闸管整流电路相同的方法,称为交流相位控制。让我们来讨论一下图 9.1(a)电路的特性和接电阻负载时的情况。

电源电压为

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin\theta \quad \text{其中, } \theta = \omega t \quad (9.1)$$

那么 v_0 的波形如图 9.3 所示。 $\theta = \alpha$ 时向 Th_1 施加门极脉冲 Th_1 被触发,电源电压施加在负载电阻 R 上。 $\theta = \pi$ 以后, Th_1 承受大小为

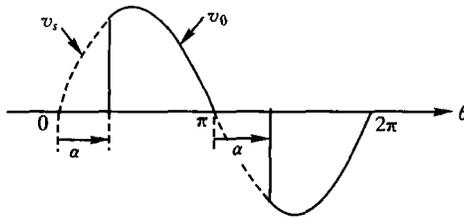


图 9.3 输出电压波形(电阻负载)

电源电压的反向偏置从而自动消弧。同样在 $\theta = \pi + \alpha$ 时 Th_2 被触发，控制电源负半周期。通过触发角 α 在 $0 \sim \pi$ 之间变化，输出电压大小可以从电源电压一直调整到 0。输出电流 $i_o (= v_o/R)$ 是和 v_o 相同形状的波形。

v_o 的有效值 V_o 根据(9.1)式用下式来表达

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_o^2 d\theta} = V_s \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha} \quad (9.2)$$

图 9.4 表示的是 V_o 和 α 关系的示意图。

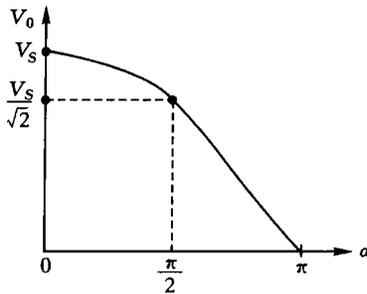


图 9.4 输出电压特性(电阻负载)

例题 9.1

将图 9.3 中所示的输出电压 v_o 的波形进行傅里叶级数展开，表示出同触发角 α 相对应的谐波成分的大小。

解

如第 3 章中所学，周期波形一般可以用下式这样的傅里叶级数来表示：

$$v_o(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad (9.3)$$

其中，输出电压 v_o 具有半周期对称性，所以 $a_0 = 0$ ，而且只由奇次谐波成分构成。

电源电压 v_s 为式(9.1)时求解各成分，同 $n=1$ 相对应。

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_s(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \left(\frac{\cos 2\alpha - 1}{2} \right) \quad (9.4)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi v_s(\theta) \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \left(\frac{\sin 2\alpha}{2} + \pi - \alpha \right) \quad (9.5)$$

且 $n=3, 5, 7 \dots$ 时,

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi v_s(\theta) \cos n\theta d\theta \\ &= \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \left\{ \frac{\cos(n+1)\alpha - 1}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha - 1}{n-1} \right\} \end{aligned} \quad (9.6)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi v_s(\theta) \sin n\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right\} \quad (9.7)$$

因此,基波成分的大小为 $V_{m1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$,各谐波成分的大小为 $V_{mn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ 。

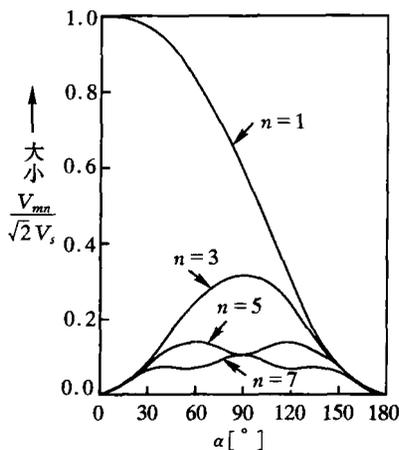


图 9.5 单相交流电压调整电路的频率成分(纯电阻负载时)

图 9.5 表示的是同 α 相对应的基波和直到第 7 次的谐波成分。其中,各成分的大小表示的是同电源电压最大值的 $\sqrt{2}$ 倍的比值。可以看出,随着 α 的增加谐波占有率在逐渐变高,波形畸变逐渐变大。

例题 9.2

使用 PSIM 来仿真图 9.1(a),将 FFT 分析结果同图 9.5 相比较,

确认例题 9.1 的结果是正确的。

解

图 9.6 表示的是仿真电路的一个例子,这里显示的是交流电源最大值为 1,频率为 60Hz, $\alpha=90^\circ$ 的情况。Simulation Control 按照图中所示值来设定。

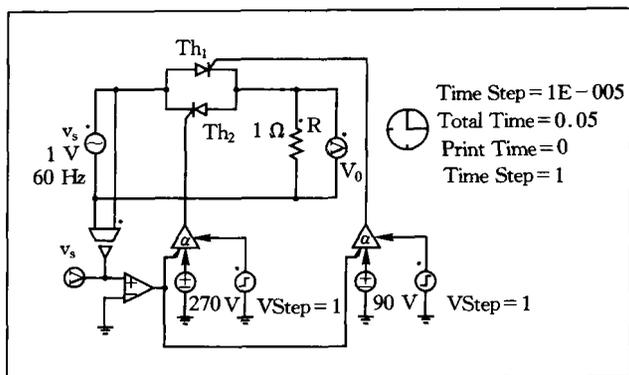


图 9.6 仿真电路

图 9.7 表示的是 $\alpha=90^\circ$ 时输出电压波形 FFT 分析的结果,该图纵轴表示的是各谐波成分的大小,从左开始依次是基波和 3、5、7 次谐波。将该图同图 9.5 的 $\alpha=90^\circ$ 时相比较,可以确认基本是一致的。

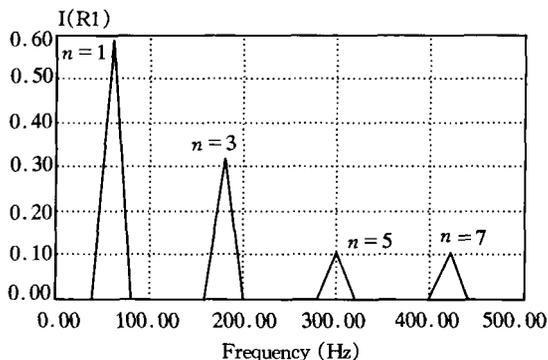


图 9.7 输出电压波形的 FFT 分析结果($\alpha=90^\circ$)

正确值由式(9.4)~(9.7)来进行计算,各成分的大小从左开始依次是 0.593、0.318、0.106、0.106。

以上讨论的是单相交流调压电路中带纯电阻负载的情况。在如图 9.8 所示感性负载的情况下,同上述结论具有很大的不同。图 9.9 表示的是该情况下的典型工作波形。

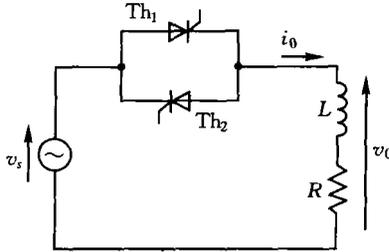


图 9.8 带感性负载的交流调压电路

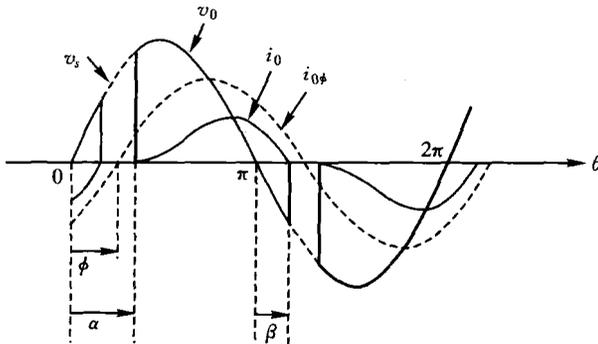


图 9.9 感性负载时的工作波形

出典：片岡昭雄著『パワーエレクトロニクス入門』森北出版 図9.3

$\theta = \alpha$ 时,向晶闸管 1(Th_1)施加门极脉冲, i_0 从 0 开始上升,输出电压 v_0 同电源电压 v_s 相等。负载为感性的所以 $\theta = \pi$ 以后 v_s 虽然变负, i_0 依然继续流通,直到 $\theta = \pi + \beta$ 时 $i_0 = 0$,输出电压 v_0 取负值。然后 $\theta = \pi + \alpha$ 时向 Th_2 施加门极脉冲,这次 i_0 是在负方向上从 0 开始上升,

重复进行相同的动作。同第 4 章整流电路中所述的一样, α 称为触发角或者控制角, β 称为灭弧角。

这里我们来考虑在 $\alpha \leq \theta \leq \pi + \beta$ 区间 i_0 的波形情况。该区间内的电路方程式按下式来求解。

$$v_s = L \frac{di_0}{dt} + Ri_0 \quad (9.8)$$

将式(9.1)代入该方程式的 v_s , 代入 $\theta = \omega t = \alpha$ 时 $i_0 = 0$ 的条件进行求解, 得到以下表达式

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left\{ \sin(\theta - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{R}{X}(\theta - \alpha)} \right\} \quad (9.9)$$

$$\text{其中, } X = \omega L, \phi = \tan^{-1} \frac{X}{R}$$

上式中 $\sqrt{R^2 + X^2}$ 是跟电源角频率 ω 相对应的负载阻抗, ϕ 是负载的功率因数角。图 9.9 的 i_0 表示的是式(9.9), i_0 在 $\theta = \pi + \beta$ 时变为 0, 将该条件代入式(9.9)得到下式

$$\sin(\pi + \beta - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{R}{X}(\pi + \beta - \alpha)} = 0 \quad (9.10)$$

然后对该式变形得

$$\sin(\beta - \phi) + \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{R}{X}(\pi + \beta - \alpha)} = 0 \quad (9.11)$$

为了讨论上式, 从以下所示的 3 个角度 (α 、 β 、 ϕ) 之间的关系和图 9.8 所示的工作模式来考虑的话会更加明确。

(1) $\alpha > \phi$ 的情况

触发角 α 比负载功率因数角 ϕ 大的情况下, 式(9.11)的左边第二项是正的, 第一项必定是负的。因此 $\beta - \phi < 0$, 所以

$$\alpha > \phi > \beta \quad (9.12)$$

图 9.9 是满足该不等式情况下的电压、电流波形。

(2) $\alpha = \phi$ 的情况

这种情况下根据式(9.11)得 $\beta = \phi$, 所以

$$\alpha = \phi = \beta \quad (9.13)$$

此时式(9.9)的右边第 2 项是 0, 所以 i_0 变为按下式来表达的正弦波交流电流。

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{\sqrt{R^2 + X^2}} \sin(\theta - \phi) \quad (9.14)$$

图 9.9 的 $i_{0\phi}$ 表示的就是上式, 此时 Th_1 和 Th_2 在每半周期内进行连续导通, 所以负载承受稳定的电源电压 ($v_0 = v_s$)。

(3) $\alpha < \phi$ 的情况

由式(9.11)得 $\beta - \phi > 0$, 所以

$$\alpha < \phi < \beta \quad (9.15)$$

此时在 $\theta = \pi + \alpha$ 时即使向 Th_2 施加门极信号, Th_1 中仍然还有电流流通所以不能向 Th_2 换流, 直到 $\theta = \pi + \beta$ 时 i_0 才开始在负方向上流通。最终这种情况也是电源和负载总是接通的状态, 流过的电流也同图 9.9 的 $i_{0\phi}$ 一样。为了能够进行这样的操作, 必须向晶闸管施加幅值较大的门极信号, 而且门极信号必须持续到变为能够导通的状态为止。

图 9.10 是基于以上讨论画出的感性负载时的输出电压特性。

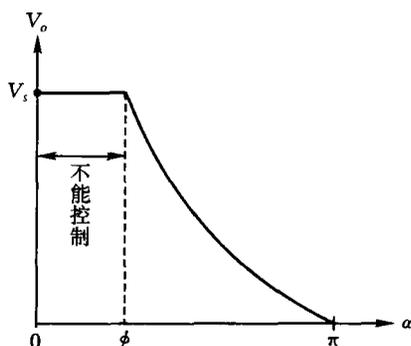


图 9.10 输出电压特性(感性负载)

9.2 周波变换器

将某一频率的交流直接(不经过直流)变为其他频率交流的变换电路一般被称作周波变换器。通过切取电源的交流波形并将它们组合起来形成其他频率的交流波形。实际中使用的周波变换器是晶闸管的自然换流型, 由第 4 章和第 5 章中所学的晶闸管整流电路为基础来构成。

图 9.11 表示的是三相桥式周波变换器的电路组成,图 9.12 表示的是该电路的输出电压 v_0 和电流 i_0 。它是由提供 i_0 正半周期的 P 变换器和提供负半周期的 N 变换器组成的,各个变换器都是三相晶闸管桥式整流电路。同用某一固定触发角 α 来控制的整流电路相对应,可以观察到为了使周波变换器的输出电压能够像正弦波一样变化, α 是随时间变化的。

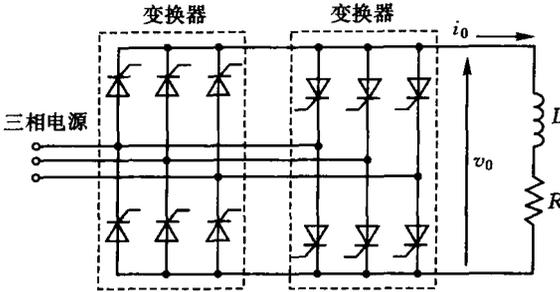


图 9.11 三相桥式周波变换器

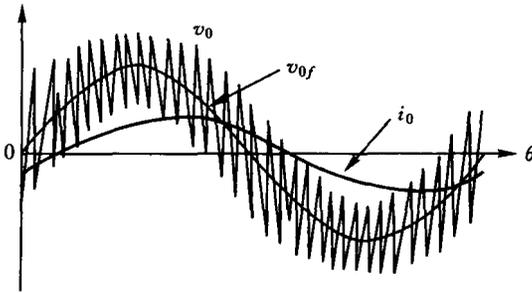


图 9.12 周波变换器的输出电压和电流

同在第 4 章和第 5 章的整流电路中所学的,晶闸管整流电路的输出电压(平均值) E_d 和晶闸管触发角 α 存在以下的关系

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha \quad (9.16)$$

其中, E_{d0} 是 $\alpha=0$ 时(也就是同二极管相同)的输出电压,电源电压

是由相数和电路拓扑所决定的固定值。

该电压(直流)中的基波 v_{0f} 为以下所示的交流电压

$$v_{0f} = E_0 \cos \omega_0 t \quad (9.17)$$

将式(9.16)和式(9.17)进行比较得知,使用通过下式求解的触发角 $\alpha(\omega_0 t)$ 来控制较好。

$$\alpha(\omega_0 t) = \pm \cos^{-1}(a \cos \omega_0 t) \quad (9.18)$$

其中, $a = E_0 / E_{d0}$ 为幅度比。

改变幅度比 a 的话输出电压的大小可以变化。式(9.18)中的符号 \pm 表示不管使用哪一个变换器,在平均值上都能得到相同的电压,在晶闸管自然换流(电源换流)中,负载电流正向流动时的情况为+,负向流动的情况为一。

例题 9.3

将图 9.11 所示的周波变换器进行仿真,画出输出电压和输出电流的波形。其中,三相电源为 200V、60Hz,负载为感性负载($R=10\Omega$ 、 $L=10\text{mH}$),输出基波频率 $f_0=10\text{Hz}$,幅度比 $a=0.8$ 。

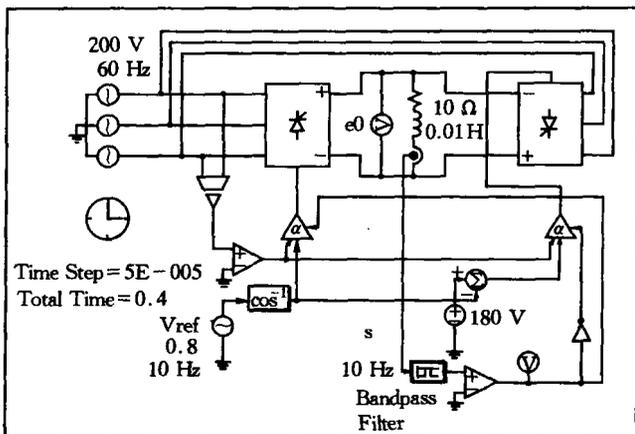


图 9.13 仿真电路

解

图 9.13 所示的是仿真电路。通过计算式(9.18)来产生触发角

$\alpha(\omega_0 t)$, 十号用在正变换器中, 一号($180^\circ - \alpha$)用在负变换器中。将这些值通过 Alpha Controller 产生晶闸管的门极脉冲。作为基准 $\alpha=0$ 的点是电源线电压 v_{13} 的过零点(通过 0 的点), 在负值期间只向负变换器施加门极脉冲。

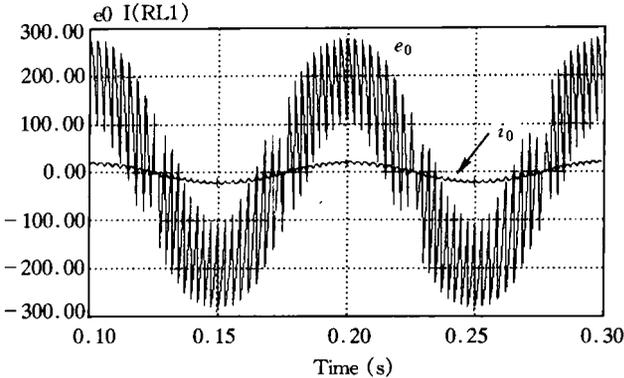


图 9.14 三相周波变换器的输出电压和电流波形

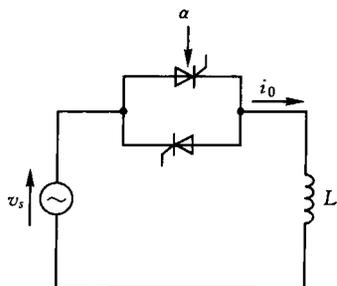
图 9.14 表示的是仿真结果。

自然换流型周波变换器容易实现大容量, 因为是 AC/AC 的直接变换所以效率很高, 因为能够实现能量的双向流动所以可以不对负载功率因数造成影响, 因为将电源波形组合在一起作为输出波形, 因此输出频率只能比电源频率低, 一般在电源频率的 $1/2 \sim 1/3$ 以下是比较适当的。这是由输入电流和输出电压的谐波畸变制约而产生的限制。

练习题

- 9.1 图 9.1(a)所示的交流调压电路中, 电源电压的有效值为 100V , 负载为纯电阻 $R=10\Omega$, 晶闸管的触发角 $\alpha=\pi/2$, 求此时输出电压的有效值 V_0 、输出电流的有效值 I_0 以及向负载提供的有效功率 P_0 。
- 9.2 推导式(9.2)
- 9.3 题图 9.1 所示交流调压电路的负载使用电抗器 L , 对晶闸管进行相位控制, 从电源侧来看可以实现可变的电抗, 称此为相位控制电抗器(TCR: Thyristor Controlled Reactor), 用于电力系统的无功

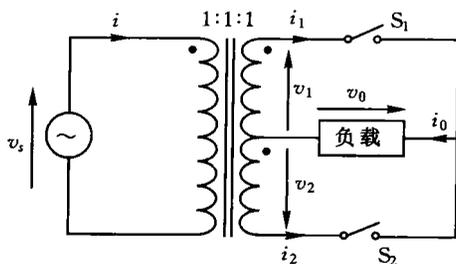
功率补偿中。对该电路进行仿真,表示出通过触发角 α 可以控制输入电流(滞后无功电流)的仿真结果。其中电源为 100V、60Hz,电抗器 $L=10\text{mH}$ 。



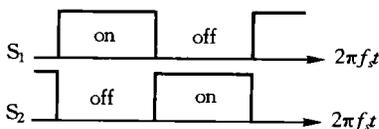
题图 9.1

9.4 画出强制换流型 AC 开关电路,其中使用自消弧器件 IGBT。

9.5 题图 9.2(a)是两相-单相变换器的基本电路。开关 S_1 和 S_2 是可以进行强制换流的 AC 开关,将频率为 f 的正弦波电压进行如题



(a) 二相-单相变换器

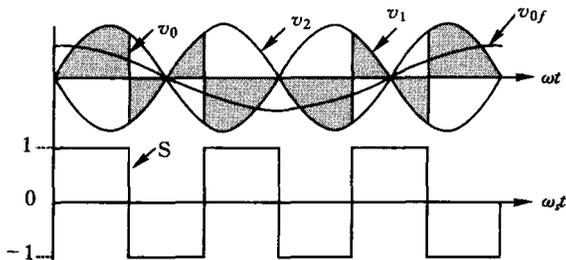


(b)

题图 9.2

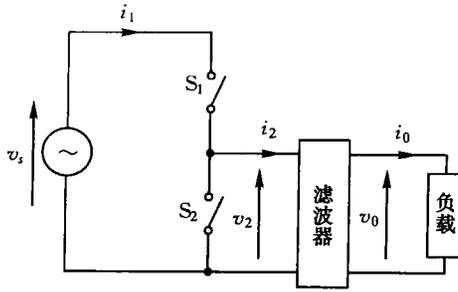
图 9.2(b)所示的频率 f_s ($f_s > f$) 等间隔开关动作, 输出电压 v_0 变为基本频率 $(f_s - f)$ 的交流电压。使用 PSIM 对该电路进行仿真, 求解输出电压 v_0 以及输出电流 i_0 的波形。其中, 电源电压 v_s 为 60Hz、100V(有效值)的正弦波, 负载是 $R=10\Omega$ 和 $L=100\text{mH}$ 的串联电路, 开关频率 $f_s=70\text{Hz}$ 。

- 9.6 上题 9.5 的输出电压 v_0 是电源电压 v_s 乘以题图 9.3 中所示幅值为 1, 频率为 $\omega_s = 2\pi f_s$ 的方波而得到的 ($v_0 = v_s \times S$), 利用这一点求解 v_0 的傅里叶级数展开, 其中 $v_s = V_m \sin \omega t$ 。

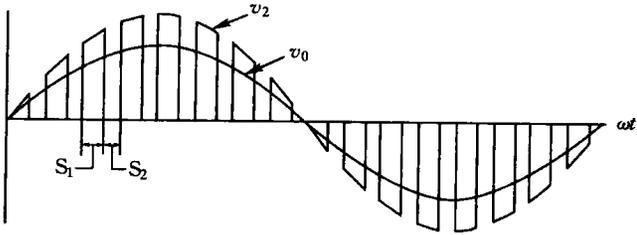


题图 9.3

- 9.7 题图 9.4(a)是交流斩波器的基本电路, 题图 9.4(b)是其输出电压波形。这是将第 6 章中所学的降压型斩波电路的电力晶体管和二极管替换为强制换流型 AC 开关而形成的。其中开关 S_1 的占空比为 d , 同 DC 斩波器的情况一样, 输出电压 v_0 是输入电压 v_s 乘以 d 的乘积 ($v_0 = d v_s$)。使用 PSIM 来画出该电路的 v_2 、 v_0 的波形。其中, 电源 v_s 是 60Hz、100V(有效值)的正弦波, LC 滤波器 ($L=2\text{mH}$ 、 $C=20\mu\text{F}$), 负载 $R=10\Omega$, 开关频率 $f_s=5\text{kHz}$, 占空比 $d=0.6$ 。



(a) AC 斩波电路



(b) 输出电压波形

题图 9.4



附录 PSIM DEMO 版的使用方法

① PSIM 简介

PSIM 是由美国 Powersim 公司开发的面向电力电子的仿真工具。该仿真工具的仿真时间步长是固定的,所以不容易出现开关动作过程中的不收敛问题,可以进行快速的仿真,快速性是 PSIM 的卖点。而且通过易于使用的用户界面和波形分析功能,使其成为电力电子电路分析、控制系统设计、电机驱动等研究方面强有力的仿真环境。

PSIM 日本国内销售代理是 Myway 技研株式会社,可以在该社的网站上下载免费的评估用 DEMO 版本。2006 年 12 月最新版本是 PSIM7.0。DEMO 版的功能可以使用的器件数是 34 个,除了不具有子电路功能外其他同销售版具有相同的功能,所以足够来完成电力电子的初步学习。

- Powersim 公司
<http://www.powersimtech.com/>
- Myway 技研株式会社
<http://www.myway-labs.co.jp/>
- PSIM 产品信息
<http://www.myway-labs.co.jp/psim/>

在上述 Myway 技研株式会社的网站上可以下载 PDF 格式的 PSIM 用户手册。

② PSIM 的特征

PSIM 同其他电路仿真软件一样,由主要通过鼠标输入主电路以

及控制电路的 SIMCAD、实施计算的 PSIM 仿真器、显示计算结果的 SIMVIEW 来构成的。PSIM 可以分为功率电路、电压和电流传感器、控制电路以及开关控制器 4 个模块,因此可以采用和实际电路相同的结构,由于控制电路和功率电路分离所以可以更好的描述实现控制电路,这是它的一大特征。

PSIM 不具备像其他仿真分析软件那样很强的频域分析功能,但在表示和分析计算结果的 SIMVIEW 中还是考虑到了 FFT 等最基本的功能。

PSIM 中二极管、MOSFET、IGBT 等半导体器件基本上采用理想开关,但增加了开关器件的饱和电压和正向压降等特性。

3 PSIM 使用方法(基础)

PSIM 是由 SIMCAD 和 SIMVIEW 两个软件来组成的。

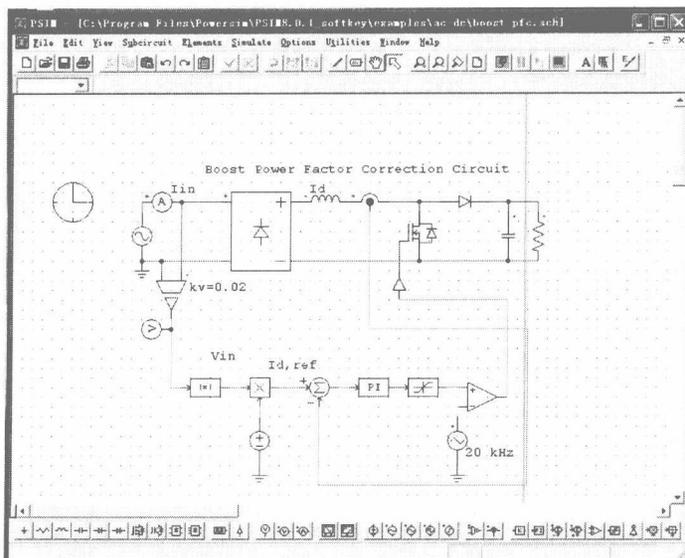


图 1 SIMCAD

SIMCAD 兼有完成电路图的 CAD 和仿真分析软件的功能, SIMVIEW 是完成显示、计算在 SIMCAD 中分析数据的软件。电路仿真的顺序是在 SIMCAD 中完成电路图并进行分析后在 SIMVIEW 中显示并确认。

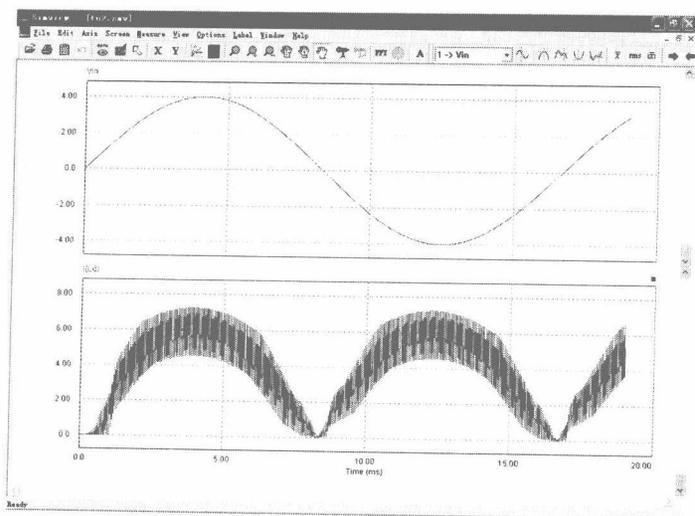


图 2 SIMVIEW

A. 用 SIMCAD 画出电路图

在 SIMCAD 中可以画出的器件分类如下

- 电力电子电路元件
- 测量仪器、传感器
- 控制模块

PSIM 中准备了很多的器件,它们分别分布在 SIMCAD 界面下部的“Elements Tool Bar”或者在菜单的“Elements”中。将光标放在按钮上就会在状态栏中显示各自按钮代表什么意思。将这些器件放置在 SIMCAD 界面的网格上,用“Wire”连接端子,这样就可以完成仿真电路。在一部分器件的右上角带有“°”标志,表示的是在器件上使用电流传感器时的正方向。可以使用工具栏的按钮来旋转和反转器件。

移动放置好的器件是通过选择工具栏的箭头来拖动器件,删除是选择器件后按键盘的“Delete”。

B. 改变器件参数

在进行仿真分析之前,需要改变 SIMCAD 中放置的器件参数。双击放置的器件,出现参数对话框,可以改变它的数值。参数中可以使用辅助单位,比如 $k=10^3$, $m=10^{-3}$, $\mu=10^{-6}$ 。

一部分器件具有“Current Flag”选项,可以选择 0 或者 1,这时为了观测流过该器件的电流,可以取代在下一节中将要说明的电路传感器。

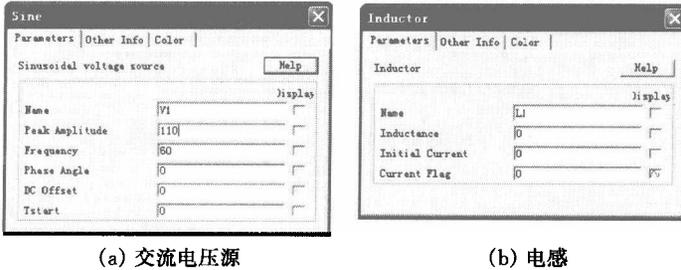


图 3 器件参数实例

C. 使用测量器件

放置好器件设定好各参数后可以仿真分析,但如果没有放置测量器的话是不能输出仿真结果的。PSIM 中具有两类电压传感器和电流传感器,可以同电路连接。

电压、电路传感器同平常的电压表、电流表的接法是一样的,为了使单端电压传感器以 GND 为基准来测量电位,需要在电路图内同

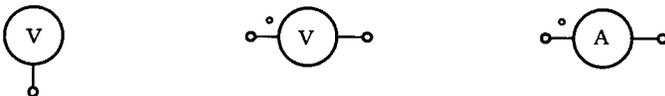


图 4 电压传感器(单端子/两端子)和电流传感器

GND 端子连接。两端子的传感器中右上角带“°”标志,电压传感器是以没有“°”标志的一端为基准来测量带“°”标志的端子电位,电流传感器带“°”标志的端子是电流流入的正方向。

应该注意的是电路中,线和线交叉部分如果是“○”,那线并没有连接,用 Wire 连接起来的是“●”。

而且在图 5 中,如果电阻 R 的参数中“Current Flag”为“1”的话,可以不需要电流传感器。

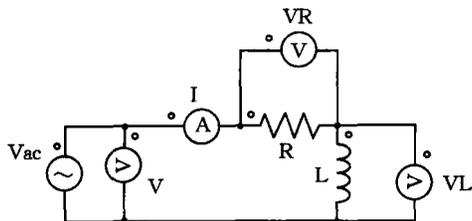


图 5 带测量器件的 RL 串联交流电路

D. 设定仿真条件

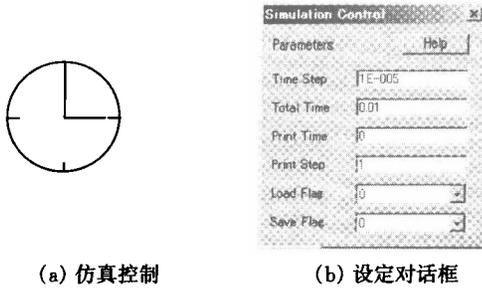
到前一节为止的设定,差不多完成了进行仿真分析的准备,但最后必须设定仿真条件。仿真条件指的是以下几个方面

- 计算时间步长(Time Step)
- 总仿真时间(Total Time)
- 数据输出开始时间(Print Time)
- 数据间隔(Print Step)

选择 SIMCAD 菜单的“Simulate”→“Simulation Control”,在 CAD 的任意地方放置时间标志,打开参数对话框。

计算时间步长是求解电路状态方程的时间步长,越小的话就能进行越高精度的分析,输出数据的大小也随之增加。PSIM DEMO 版中能够输出的时间序列数据总数限定在 6000 个,因此有时需要通过改变数据间隔来减少数据总数。

PSIM 是从时刻 0 开始进行计算的,可以通过 Print Time 来确定实际开始输出数据的时刻。而且,Load Flag 和 Save Flag 如果为 1,那



(a) 仿真控制

(b) 设定对话框

图 6 设定仿真条件

么下次运算可以利用上次的仿真结果。

数据总数同各参数的关系如下所示

数据总量 = (Total Time - Print Time) / (Time Step / Print Step)。

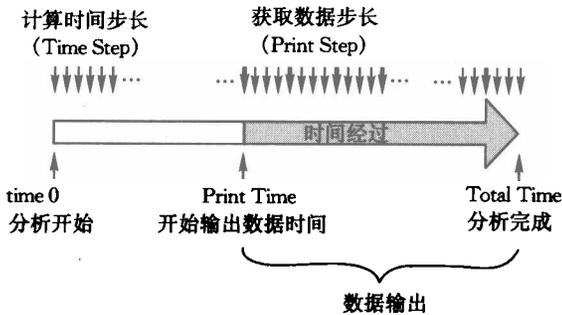


图 7 设定仿真条件

E. 执行仿真分析

到此为止已经完成了所有的设定,可以准备运行仿真分析。运行仿真分析时,按下工具栏的“Run Simulate”按钮就可以。如果所作电路没有问题的话,会在状态栏中显示执行的进度。

仿真分析完成后, SIMVIEW 会自动启动。

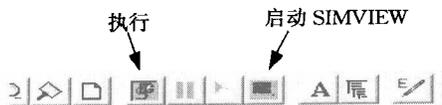


图 8 执行仿真分析时的操作

F. 启动 SIMVIEW

启动 SIMVIEW 后, 会显示如下的数据显示对话框。

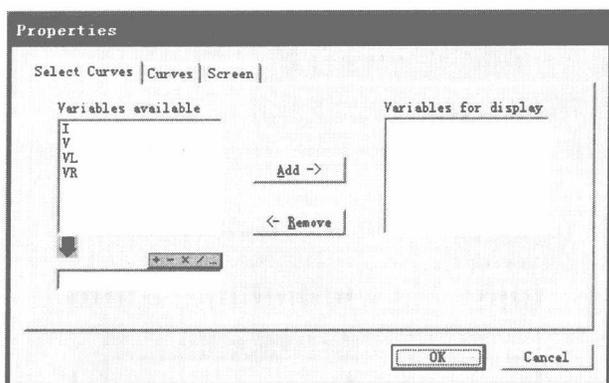


图 9 表示数据的对话框

左框内显示的是电压、电流传感器的名称, 还有设定 Current Flag 的器件名称。需要进行波形数据显示的传感器请按“Add→”按钮, 右边的数据框中会显示它们的名称。

在去除不需要的数据时, 按“←Remove”按钮来消除。

将需要显示的数据全部复制到右侧框内后, 按下 OK 按钮, 波形在 SIMVIEW 中显示。

G. 向 SIEVIEW 追加数据

追加数据的方法有两种, 向当前显示的轴上追加数据时选择“Add/Delete Curve”, 新建一个波形坐标时选择“Add Screen”。

SIMVIEW 中可以进行波形扩大和波形界面固定。也可以进行提取数值数据、FFT 分析、最大值和有效值的计算。

提取数值数据时,选择菜单的“Measure”后,显示出数据对话框,在波形任意点上点击的话,出现垂直标线,垂直标线上的各数值显示在数据对话框中。

计算有效值时,选择需要计算的波形的传感器名称(波形左上),按下任意的计算按钮(如有效值为“rms”按钮)。之后在数据对话框中会显示被选择波形的各个计算值。需要注意的是这些计算只进行界面内显示数据部分的计算。

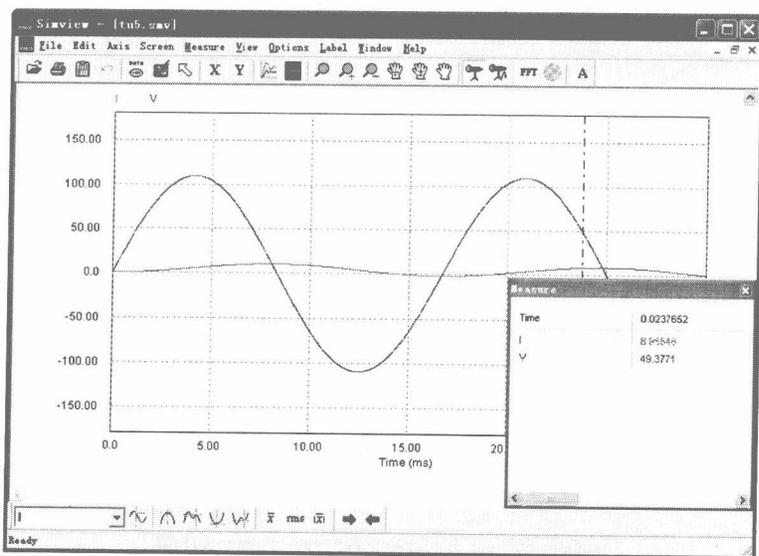


图 10 Measure 对话框

习题答案

第 1 章

- 1.1 参照 1.1 节。逆变器空调、IH 调理器、电热毯(温度控制)、计算机(开关电源)等。
- 1.2 参照 1.2 节。
- 1.3 参照 1.3 节。
- 1.4 参照 1.4 节。
- 1.5 EMTP、SPICE、SABER、SIMPLIS、SCAT、KREAN 等。

第 2 章

2.1 参照表 2.2。

2.2

(1) $P_R = 10I^2, P_T = 100I^2 - 10I^2, \eta = 0.1I$

(2)

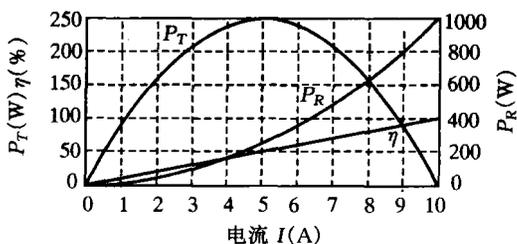


图 1

2.3

(1) 晶体管导通时, 电路中流过的电流 I 为

$$I = (E - V_T)/R = 9.9A$$

电流只在导通期间流通, 所以电阻上消耗的功率 P_R 为

$$P_R = (R \times I^2)d = 10 \times (9.9)^2 d = 980.1d$$

且, 晶体管消耗的功率 P_T , 因晶体管电压降为 $1V$, 所以

$$P_T = (1 \times I)d = 1 \times 9.9 \times d = 9.9d$$

(2) 电路的输入功率

$$P_{IN} = P_R + P_T = (980.1 + 9.9)d = 990d$$

因此, 电路的效率

$$\eta = \frac{P_R}{P_{IN}} = \frac{980.1d}{990d} = 0.99 \text{ (99\%)}$$

2.4

(1) 开关动作期间的瞬时功率 $p(t)$, 如果时间取 μs 为单位,

$$p(t) = \frac{EI}{T_s^2}(T_s - t)t = \frac{200 \times 20}{1^2}(1 - t)t$$

用下图表示:

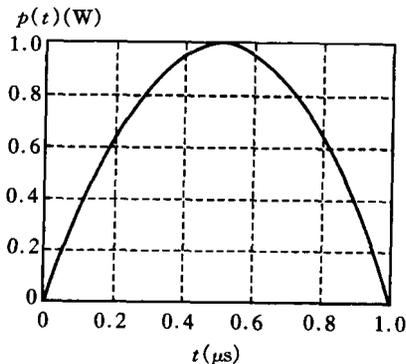


图 2

(2) 开关频率为 f 的话, 平均消耗的功率 P_T 由式(2.6)得

$$P_T = 2 \times T_s \times f \times \frac{EI}{6} = 2 \times 1_s \times 10^{-6} \times \frac{200 \times 20}{6}$$

$$= 1333.3 \times 10^{-6} \times f$$

为使 P_T 不足 100W

$$f < 75\text{kHz}$$

2.5 开关动作期间的平均功率 P_{S1} 为

$$P_{S1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v(t) i(t) dt$$

将条件代入

$$\begin{aligned} P_{S1} &= \frac{1}{4\tau} \int_0^{4\tau} E e^{-t/\tau} I (1 - e^{-t/\tau}) dt = \frac{1}{4\tau} \int_0^{4\tau} EI (e^{-t/\tau} - e^{-2t/\tau}) dt \\ &= \frac{EI}{4\tau} \left[-\tau e^{-t/\tau} + \frac{\tau}{2} e^{-2t/\tau} \right]_0^{4\tau} = \frac{EI}{8} (e^{-8} - 2e^{-4} + 1) \\ &= \frac{EI}{8} (e^{-4} - 1)^2 \end{aligned}$$

2.6 参照图 2.16。

第 3 章

3.1

(1) 瞬时功率 $p = v(\theta) i(\theta)$ 在半周期内平均得

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v(\theta) i(\theta) d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{6}VI}{\pi}$$

(2) 根据有效值的定义用下式进行计算：

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I$$

(3) 功率因数按照下式来求解：

$$\cos\phi = \frac{P}{VI_{RMS}} = \frac{3}{\pi} = 0.995$$

3.2 由 $i(\theta) = -i(-\theta)$ 知其为奇函数, $i(\theta) = -i(\theta + \pi)$ 知其为半周期对称波形。因此, 只求 \sin 系数的奇数次就可以。

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \sin n\theta d\theta = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I \sin n\theta d\theta \\ &= \frac{2I}{n\pi} \left\{ -\cos \frac{5n\pi}{6} + \cos \frac{n\pi}{6} \right\}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \end{aligned}$$

因此,

$$i(\theta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\sin\theta - \frac{1}{5} \sin 5\theta - \frac{1}{7} \sin 7\theta + \frac{1}{11} \sin 11\theta + \frac{1}{13} \sin 13\theta - \dots \right)$$

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{\text{RMS}}^2 - I_1^2}}{I_1} = 0.311$$

3.3

(1) 由 $e(\theta) = i(-\theta)$ 知其为偶函数, 只存在 $\cos n\theta$ 的系数

$$0 \leq \theta \leq \pi \text{ 时 } e(\theta) = \sqrt{2}V \sin\theta$$

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e(\theta) d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V \int_0^\pi \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi e(\theta) \cos n\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \int_0^\pi \sin\theta \cos n\theta d\theta$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \int_0^\pi \frac{\sin(n+1)\theta - \sin(n-1)\theta}{2} d\theta$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{-\cos(n+1)\pi + 1}{n+1} + \frac{\cos(n-1)\pi - 1}{n-1} \right]$$

n 为奇数时, $a_n = 0$

n 为偶数时,

$$a_n = \frac{-4}{(n-1)(n+1)} \frac{\sqrt{2}V}{\pi}$$

$$\therefore e(\theta) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V - \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \left\{ \frac{1}{3} \cos 2\theta + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\theta + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\theta + \dots \right\}$$

$$(2) f(\theta) = \frac{4}{\pi} \left(\sin\theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \frac{1}{7} \sin 7\theta + \dots \right)$$

$$e(\theta) = v(\theta) \times f(\theta)$$

$$= \frac{4\sqrt{2}}{\pi} V \sin\theta \times \left(\sin\theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \frac{1}{7} \sin 7\theta + \dots \right)$$

$$= \frac{4\sqrt{2}}{\pi} V \left\{ \frac{1 - \cos 2\theta}{2} + \frac{1}{3} \frac{\cos 2\theta - \cos 4\theta}{2} + \frac{1}{5} \frac{\cos 4\theta - \cos 6\theta}{2} + \dots \right\}$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V - \frac{4\sqrt{2}}{\pi} V \left\{ \frac{1}{3} \cos 2\theta + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\theta + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\theta + \dots \right\}$$

3.4

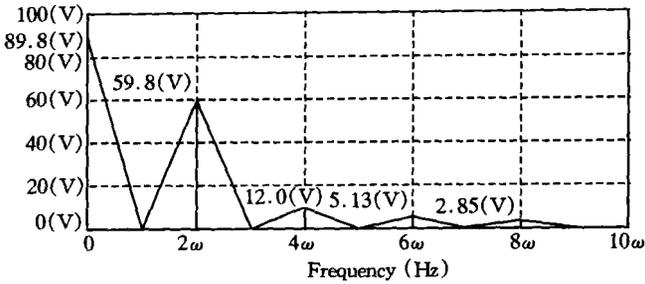


图 3

注:PSIM 的 FFT 中,交流成分的大小用最大值来表示。
可以确认和题 3.3 中所求成分的大小是一致的。

3.5

(1) 施加在电阻上的电压如图 4 所示为 e_R 。指针型测量仪器是平均值指示型,求解电流的平均值得

$$E_{AVE} = \frac{1}{T} \int_0^T e_R dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T E dt = \frac{1}{2} E$$

$$I_{AVE} = \frac{1}{T} \int_0^T i_R dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T \frac{E}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{E}{R}$$

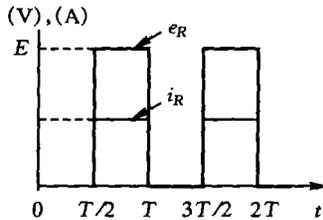


图 4

(2) 用仪器指示值的乘积来求解的功率 P 为

$$P = E_{AVE} \times I_{AVE} = \frac{(E/2)^2}{R}$$

(3) 由瞬时值来计算功率得

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T e_R i_R dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T E \times \frac{E}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{E^2}{R}$$

开关始终导通的话,电阻上消耗的功率是 E^2/R ,开关导通时间为 $T/2$,所以得到 E^2/R 一半的功率。因此(3)的结果是正确的。

3.6 图中所示的是在仿真电路所示参数(初始值全部为0)的结果。其他参数的结果留给读者来完成。比较分析结果并讨论。

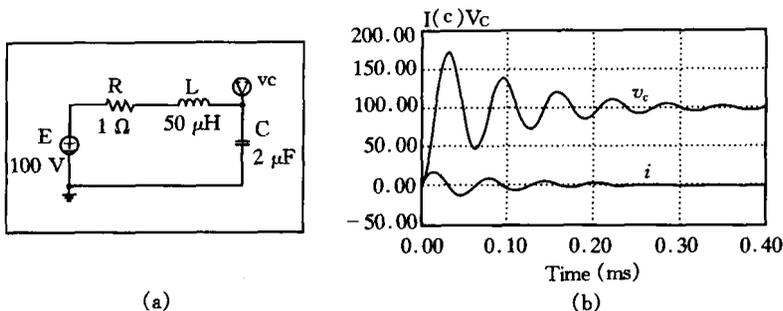


图 5

3.7

(1) 电源电压为 E ,电感为 L ,流过 L 的电流为 i_L ,开关导通后的微分方程式如下所示

$$L \frac{di}{dt} = E$$

$$di_L = \frac{E}{L} dt$$

初始值为 0 时

$$i_L = \frac{E}{L} t = 10^5 t$$

(2) $t = 100 \mu\text{s}$ 时

$$i_L(t = 100 \mu\text{s}) = 10^5 \times 100 \times 10^{-6} = 10\text{A}$$

(3) 开关关断后的电压方程式为

$$L \frac{di}{dt} + Ri_L = 0$$

$T=100\mu\text{s}$ 时设电流初始值为 $i_L(0_-)$, 进行拉普拉斯变换

$$L\left(s + \frac{R}{L}\right)I(s) = Li_L(0_-)$$

i_L 由拉普拉斯反变换得

$$i = i_L(0_-)e^{-\frac{R}{L}(t-T)} = 10e^{-10^4(t-T)}$$

(4) 由 $e^{-10^4(t-T)} = 0.1$ 得 $t = 330\mu\text{s}$

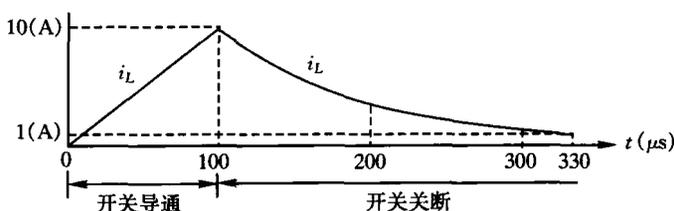


图 6

(5) 简单的方法是将开关导通、开关关断的电路进行独立的仿真, 在时间轴上进行合成。参考练习题 3.6。

第 4 章

$$\begin{aligned} 4.1 \quad P &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_d i_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_\alpha^\pi \frac{(\sqrt{2}V\sin\theta)^2}{R} \\ &= \frac{1}{R} \frac{V^2}{2\pi} \left\{ (\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right\} \end{aligned}$$

4.2 晶闸管导通瞬间设 $t=0$, 电路的微分方程式为

$$Ri + L \frac{di}{dt} = \sqrt{2}V\sin(\omega t + \alpha) \quad (1)$$

其中

$$\sqrt{2}V\sin(\omega t + \alpha) = (\sqrt{2}Ve^{j(\omega t + \alpha)})_{\text{虚部}} = (\sqrt{2}Ve^{j\omega t} e^{j\alpha})_{\text{虚部}} \quad (2)$$

然后, (1) 的微分方程式用下式来表示, 结果采用虚部。

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i = \left(\frac{\sqrt{2}V}{L} e^{j\omega t} e^{j\alpha} \right)_{\text{虚部}} \quad (3)$$

在 $i(0_-) = 0$ 的条件下对 (3) 式进行拉普拉斯变换, 展开部分分

得

$$I(s) = \sqrt{2}V \left[e^{ja} \frac{1}{R + j\omega L} \left(\frac{1}{s - j\omega} - \frac{1}{s + \frac{R}{L}} \right) \right]_{\text{虚部}} \quad (4)$$

对(4)式进行拉普拉斯反变换,得

$$i(t) = \left[\frac{\sqrt{2}V}{R^2 + (\omega L)^2} (R - j\omega L) (e^{j(\omega t + a)} - e^{ja} e^{-(R/L)t}) \right]_{\text{虚部}} \quad (5)$$

由(5)式的虚部得

$$i(t) = \sqrt{2} \frac{V}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left\{ \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - e^{-(R/L)t} \sin(\alpha - \varphi) \right\} \quad (6)$$

其中

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

4.3 (1)、(2)请参照图 4.5 的半波整流电路的说明。(3)参照式 (4.17), (4)参照例题 4.2

问(2)中仅从 $di_d/dt=0$ 还不能判断是最大值还是最小值。因为是最大值,所以必须显示出 $\theta < \theta_m$ 时 $di_d/dt > 0$, $\theta > \theta_m$ 时 $di_d/dt < 0$ 。这一点可以从 $\theta < \theta_m$ 时 $e_L = v - e_R > 0$ 以及 $\theta > \theta_m$ 时 $e_L = v - e_R < 0$ 来说明。

4.4

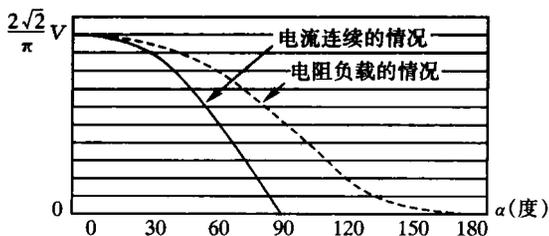


图 7

4.5

(1) 参照图 4.11。

(2) 电压的平均值按式(4.3)来求。

$$E_{da} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) V = 84.0 \text{ V}$$

因此

$$I_d = \frac{E_{da}}{R} = 16.8 \text{ A}$$

(3) 在晶闸管以及二极管上所施加电压的最大值为 $\sqrt{2}V$, 流过电流的平均值根据器件导通时间宽度的变化对应如表所示。

电路方式	器件	导通宽度	电流平均值	最大电压
电路方式 I	晶闸管	π	8.4 A	141 V
	二极管	π	8.4 A	141 V
电路方式 II	晶闸管	$\pi - \alpha$	7.0 A	141 V
	二极管	$\pi + \alpha$	9.8 A	141 V

(4) 参照图 4.4 以及图 4.11。

4.6

(1) 如果直流电流为 I_d

$$P = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi} (\sqrt{2}V \sin\theta) I_d d\theta = \frac{\sqrt{2}VI_d}{\pi} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

(2) 电流有效值按照下式来求解

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi} I_d^2 d\theta} = \sqrt{\frac{5}{6}} I_d$$

$$(3) \cos\phi = \frac{P}{VI} = \frac{\sqrt{2}VI_d}{\pi} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \times \frac{1}{\sqrt{5/6}VI_d} = 0.920$$

第 5 章

5.1 考虑图 5.1(b)的 $0 < \omega t < \pi/6$ 的区间

- ① 如所有器件都关断, D_1 和 D_3 同电源 v_1 和 v_3 相连, 承受正向偏置, 不能假设所有的二极管都关断。
- ② 这里假设同最高电位 v_3 相连的 D_3 导通。

- ③ 若 D_3 导通, D_1 的正向电压为 $v_1 - v_3 < 0$, 反向偏置不能导通。
 ④ 同样, D_2 也为 $v_2 - v_3 < 0$ 的反向偏置。
 ⑤ 因此, $0 < \omega t < \pi/6$ 时只具备 D_3 导通的条件, 也就是说, 只有同最高电位电源相连的二极管才导通。

5.2

单相半波整流电路 $\epsilon_r = \frac{\sqrt{2}V}{(\sqrt{2}V/\pi)} = \pi = 3.14$

单相全波整流电路 $\epsilon_r = \frac{\sqrt{2}V}{(2\sqrt{2}V/\pi)} = \frac{\pi}{2} = 1.57$

三相半波整流电路 $\epsilon_r = \frac{\sqrt{2}V\{1 - \cos(\pi/3)\}}{(3\sqrt{6}V)/(2\pi)} = 0.605$

三相全波整流电路 $\epsilon_r = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}V\{1 - \cos(\pi/6)\}}{(3\sqrt{6}V)} = 0.140$

5.3 仿真电路图请参照例题 5.2

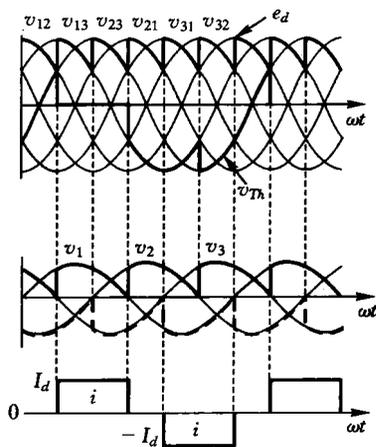


图 8

5.4 为了参照,一并显示了单相的情况。

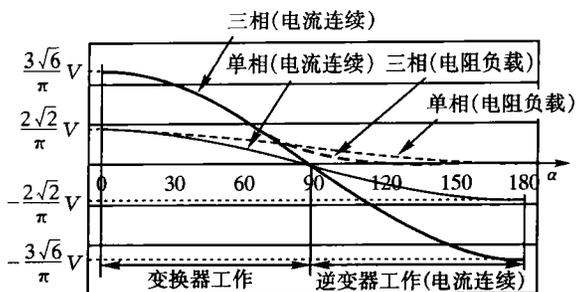


图 9

5.5

(1)、(2)、(6)请参照图 10。

$$(3) E_{da} = \frac{3\sqrt{6} \times (V/\sqrt{3})}{\pi} \cos\alpha = -234 \text{ V}$$

$$(4) I_d = \frac{E + E_{da}}{R} = 10 \text{ A}$$

$$(5) \eta = \frac{|E_{da} I_d|}{E I_d} \times 100\% = \frac{E I_d - R I_d^2}{E I_d} \times 100\% = 97.9\%$$

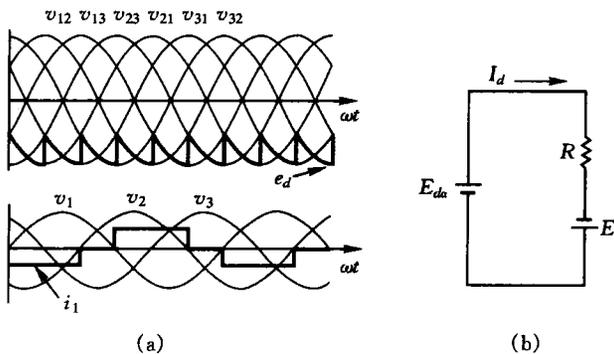


图 10

5.6

(1) 直流励磁电流 $i'_0 = -I_d/3 \text{ A}$

(2)

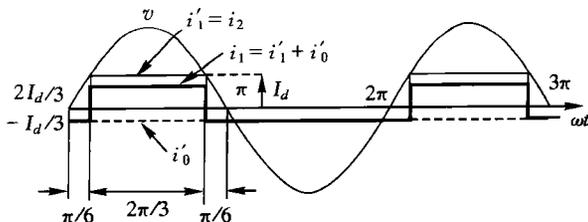


图 11

5.7

(1) $\theta_1 = \omega t_1 = 58.1^\circ = 1.01 \text{ rad}$ (2) 利用 $\theta = \omega t$, $d\theta = \omega dt$ 的关系, 微分方程

$$\omega L \frac{di_d}{d(\omega t)} + E_d = \sqrt{2}V \sin\theta$$

在 $i(\theta_1) = 0$ 的初始条件下

$$i_d = \frac{1}{\omega L} \{ \sqrt{2}V (\cos\theta_1 - \cos\theta) - E_d (\theta - \theta_1) \}$$

(3) 由 $\omega L \frac{di_d}{d(\omega t)} = \sqrt{2}V \sin\theta_2 - E_d = 0$ 得 $\theta_2 = \pi - \theta_1$

$$I_{d\max} = \frac{1}{\omega L} \{ 2\sqrt{2}V \cos\theta_1 - E_d (\pi - 2\theta_1) \} = 23.7 \text{ A}$$

(4) $E_{d\max} = 141 \text{ V}$

(5) 完成仿真电路图, 并参照图 5.2。上述结果用 Measure 功能来确认。

第 6 章

6.1 忽略图 6.3(b) 所示 e_R 纹波的情况下比较简单, 一般情况下可以通过以下求解取得相同的结果。

图 6.3(a) 中

$$\int_0^{T_{\text{on}}} (E_1 - e_R) dt - \int_{T_{\text{on}}}^T e_R dt = 0$$

$$E_1 T_{\text{on}} = \int_0^T e_R dt = E_R T_{\text{on}} = E_2 T$$

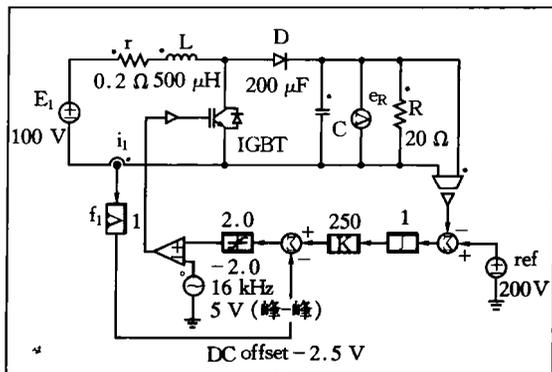
$$\therefore E_2 = \frac{T_{\text{on}}}{T} E_1 = dE_1$$

6.2 $T_{on} = 60\mu s$, $T_{off} = 40\mu s$

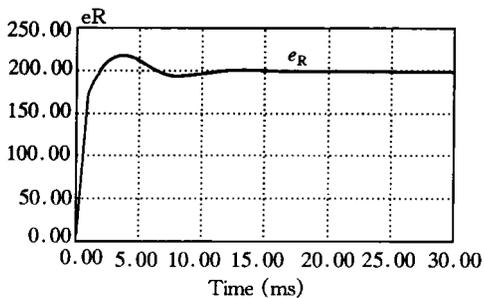
6.3

- (1) 请参照例题 6.1。
- (2) $E_R \approx 192V$ 。
- (3) 电压降由内部阻抗 r 决定。
- (4) 在 SIMVIEW 中求解平均值, ① 设定时间轴 (X Axis Setting), ② 从 Measure 图标中选择 Measure, ③ 选择波形 (点击波形左上方文字 e_R), ④ 从 Measure 图标中选择 Avg。
- (5) 请参照图 6.12。

6.4 图 12(a) 表示的是仿真电路图, 图 (b) 表示的是其波形。在 $K = 200 \sim 250$ 及 $f_1 = 1.0$ 时有很好的响应。



(a)



(b)

图 12

6.5

- (1) 从 E_1 向 C 中储存能量时, IGBT₁ 为斩波工作状态 (IGBT₂ 关断)。从 C 向 E_1 返回能量时, IGBT₂ 为斩波工作状态 (IGBT₁ 关断)。
 (2) 图 13。
 (3) 图 14。

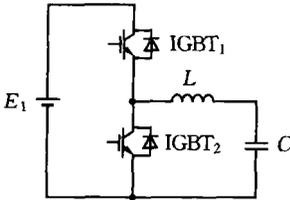


图 13

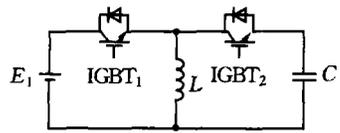


图 14

6.6 (a) E_1 , (b) E_R , (c) $E_1 + E_R$

第 7 章

7.1 电路中电流通路按照图中①~④的状态循环。

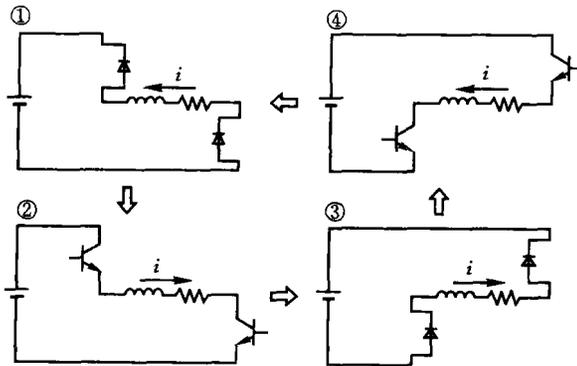


图 15

7.2

(a) 调整幅值的情况

设所求电压的幅值为 E_0 。输出电压波形 $v(t)$ 为

$$v(t) = \begin{cases} E_0 & (0 < t \leq T/2) \\ -E_0 & (T/2 < t \leq T) \end{cases}$$

根据定义来求该电压的有效值 V_{rms}

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/2} (E_0)^2 dt + \int_{T/2}^T (-E_0)^2 dt \right\}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E_0^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} [E_0^2 t]_0^T} = E_0 \end{aligned}$$

其中, $E_0 = \frac{E}{2}$

(b) 调整时间宽度时

设所求时间宽度为 ΔT 。输出电压波形 $v(t)$ 为

$$v(t) = \begin{cases} E & (0 < t \leq \Delta T) \\ 0 & (\Delta T < t \leq T/2) \\ -E & (T/2 < t \leq T/2 + \Delta T) \\ 0 & (T/2 + \Delta T < t \leq T) \end{cases}$$

用定义来求解该电压的有效值

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta T} (E)^2 dt + \int_{T/2}^{T/2+\Delta T} (-E)^2 dt \right\}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ [E^2 t]_0^{\Delta T} + [E^2 t]_{T/2}^{T/2+\Delta T} \right\}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \{2E^2 \Delta T\}} = \sqrt{\frac{2\Delta T}{T}} E \end{aligned}$$

其中

$$\sqrt{\frac{2\Delta T}{T}} E = \frac{E}{2}$$

所以, ΔT 的条件是

$$\Delta T = \frac{T}{8}$$

7.3 图示端子电压为 v_a 、 v_b , 求解输出电压 v_o 。

v_a 是幅值为 $E/2$ 的方波电压, 可以认为含有 $E/2$ 的直流成分, 所以它的傅里叶级数展开为

$$v_a = \frac{E}{2} + \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \left(\sin\theta + \frac{1}{3}\sin3\theta + \frac{1}{5}\sin5\theta + \frac{1}{7}\sin7\theta + \dots \right)$$

v_b 是 v_a 向右移动 ϕ 角度所得, 所以

$$v_b = \frac{E}{2} + \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \left(\sin(\theta - \phi) + \frac{1}{3}\sin3(\theta - \phi) + \frac{1}{5}\sin5(\theta - \phi) + \frac{1}{7}\sin7(\theta - \phi) + \dots \right)$$

输出电压 v_{ab} 的傅里叶级数为

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_a - v_b \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \left(\sin\theta - \sin(\theta - \phi) + \frac{1}{3}\sin3\theta - \frac{1}{3}\sin3(\theta - \phi) \dots \right) \end{aligned}$$

这里, 输出电压的基波成分 v_1 为

$$\begin{aligned} v_1 &= \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} (\sin\theta - \sin(\theta - \phi)) = \frac{2}{\pi} E \times 2 \left(\cos\left(\theta - \frac{\phi}{2}\right) \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \\ &= \frac{4E}{\pi} \sin\frac{\phi}{2} \cos\left(\theta - \frac{\phi}{2}\right) \end{aligned}$$

由此可以求得有效值为

$$\begin{aligned} V_{1rms} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_1)^2 d\theta} \\ &= 2\sqrt{2} \frac{E}{\pi} \sin\frac{\phi}{2} \end{aligned}$$

将 $\phi = \pi/2$ 代入得

$$V_{ms} = 2\sqrt{2} \frac{E}{\pi} \sin\frac{\pi}{4} = 2 \frac{E}{\pi}$$

输出电压 v_{ab} 的有效值由

$$V_{abrms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{ab})^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} (E)^2 d\theta + \int_{\pi}^{3\pi/2} (-E)^2 d\theta}$$

得

$$V_{abrms} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

因此, 总谐波畸变率为

$$\mu = \frac{\sqrt{(V_{abrms})^2 - (V_{1rms})^2}}{V_{1rms}} = \frac{\sqrt{\pi^2 - 8}}{8} \approx 0.17$$

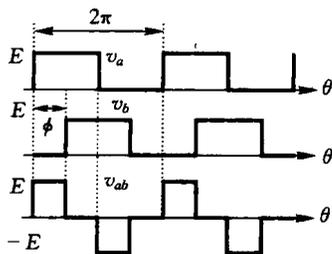


图 16

7.4 仿真电路参考图 7.8, 右侧臂对和左侧臂对在各自驱动信号作用下进行工作。输出电压为 100V 方波的电压型逆变器的相位差, 在 $0^{\circ} \sim 180^{\circ}$ 范围内变化, 得到如右图所示的特性。

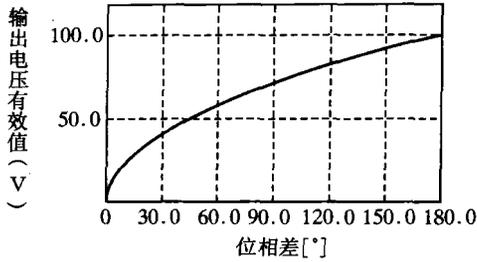
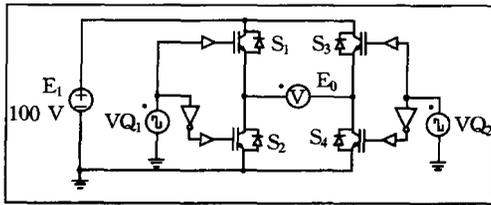
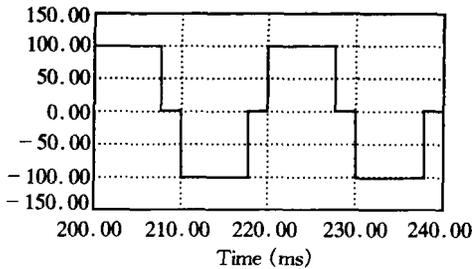


图 17

7.5 在图 18(a)所示的仿真电路中, Simulation Control 的 Total Time 为 0.02, 开关 S_1 和 S_2 的门极信号 VQ_1 以及开关 S_3 和 S_4 的门极信号 VQ_2 的 Frequency 为 50, Phase Delay 分别为“0”和“140”。



(a)



(b)

图 18

得到如图 18(b)所示的相位差为 140° 的移相控制的输出电压, 使用 SimView 的 Measure 功能测得它的电压有效值为 88.1V。

7.6 设定 Time Step = $1E-005$, Total Time = 0.23334, Print Time = 0.2, 按①~③的负载条件进行仿真后的结果如下所示。

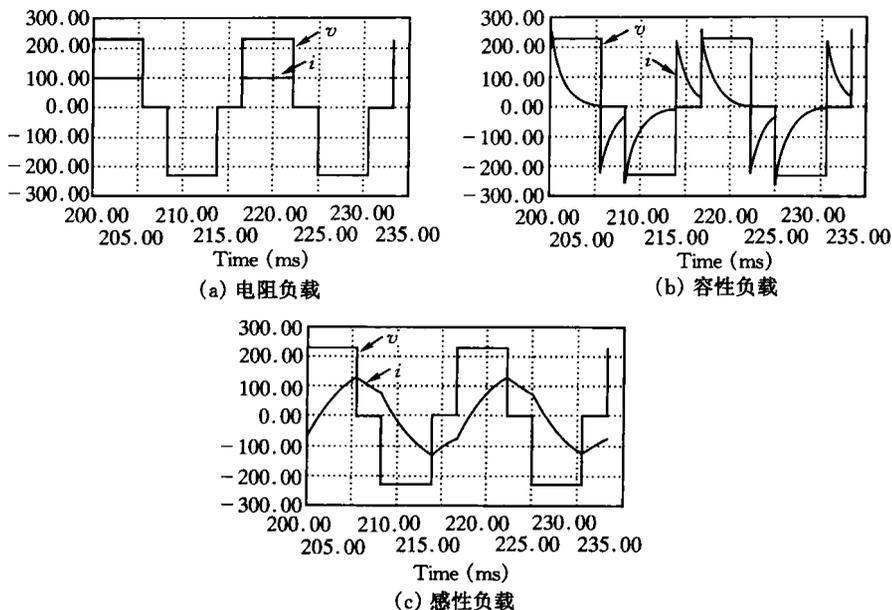


图 19

7.7 将负载电压进行 FFT 分析后的结果如下所示。由图可知, 没有出现输出频率 60Hz 的 3 倍频 180Hz, 9 倍频 540Hz 等 3 倍频频率。

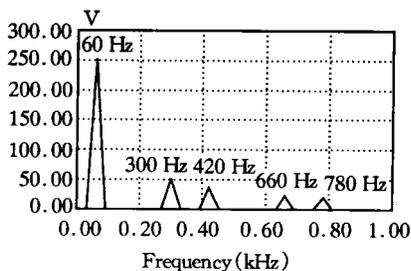
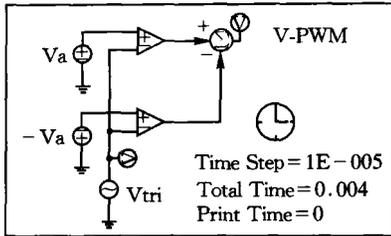


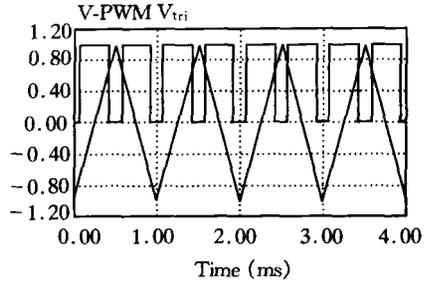
图 20

第 8 章

8.1 图 21(a)所示的是仿真电路,图 21(b)表示其输出波形。用 Sim-View 来求 PWM 波形的平均值,可以确认其值为 0.7V。



(a)



(b)

图 21

8.2 调制比由式(8.10)表示的是正弦波 V_{aref} 和 V_{bref} 的幅值同三角波 V_{im} 的幅值比。正弦波的幅值每变化 0.1 时,进行仿真分析的结果如表中所示。

调制比	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
V_{ab} (V)	0.0	25.0	35.5	43.7	50.6	56.5	61.9	66.8	71.4	75.7	79.8

将这些用坐标图来表示,得到了图 22 的特性。

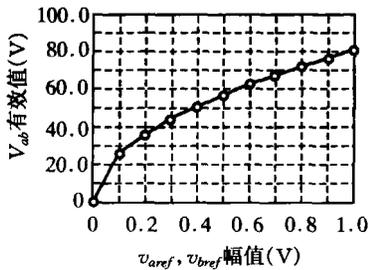


图 22

8.3 图 23(a)、(b)分别表示的是输出电压波形和负载电流波形。

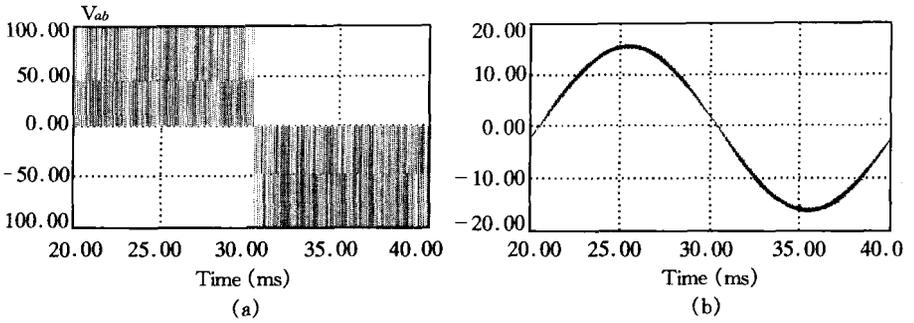


图 23

将负载电流波形进行 FFT 分析以后的结果如图 24 所示,几乎不存在谐波成分。

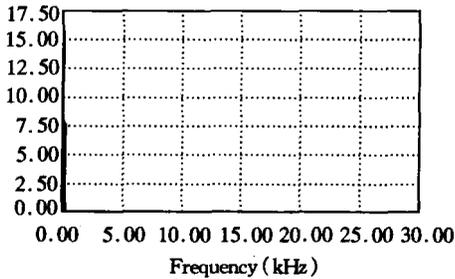
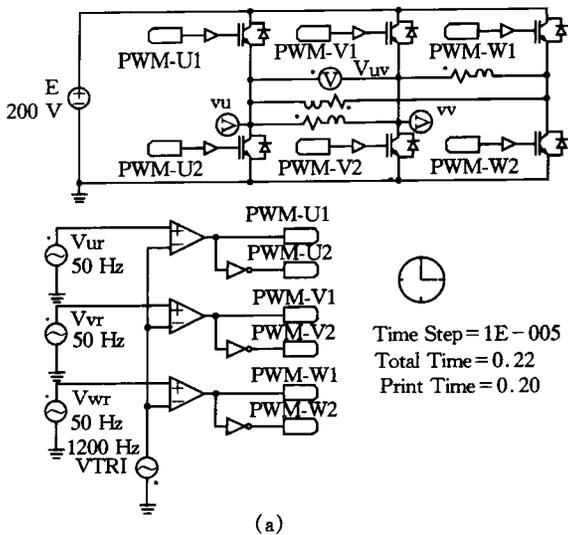


图 24

8.4 图 25(a)、(b)分别表示的是仿真电路和输出电压波形。线电压输出为如图 8.15 所示的结果。



Time Step = 1E-005
 Total Time = 0.22
 Print Time = 0.20

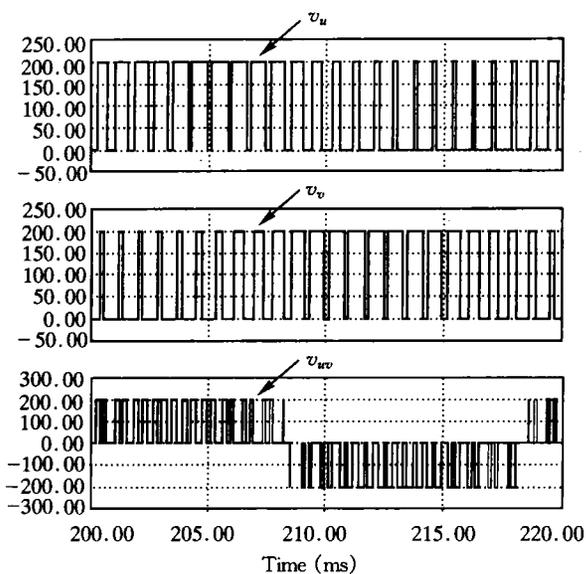


图 25

三相负载电流波形如图 26 所示。

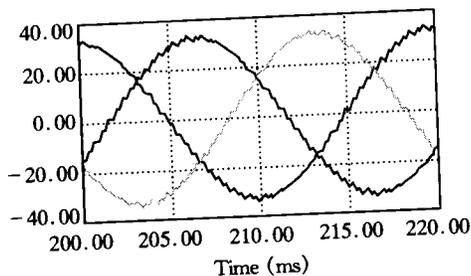


图 26

第 9 章

9.1 $V_o = 70.7\text{V}$, $I_o = 7.07\text{A}$, $P_o = 500\text{W}$ 。

9.2 提示: $\sin^2\theta = (1 - \cos 2\theta) / 2$

9.3 $\alpha = 120^\circ$ 时如图 27 所示。

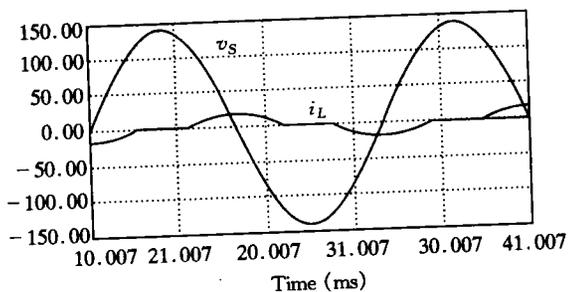


图 27

9.4 图 28(a) 是同二极管桥组合在一起来实现电流双向流动。图 28 (b) 是将两个 IGBT 串联, 同二极管组合起来变成双向开关。

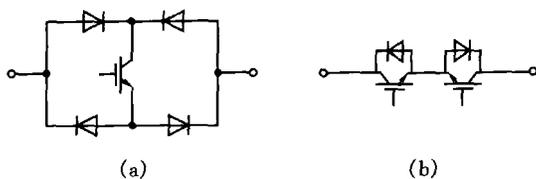


图 28

9.5 图 29(a)所示的是仿真电路,图 29(b)为其波形实例。为得到 10Hz 的输出,开关频率为 $60+10=70\text{Hz}$ 。

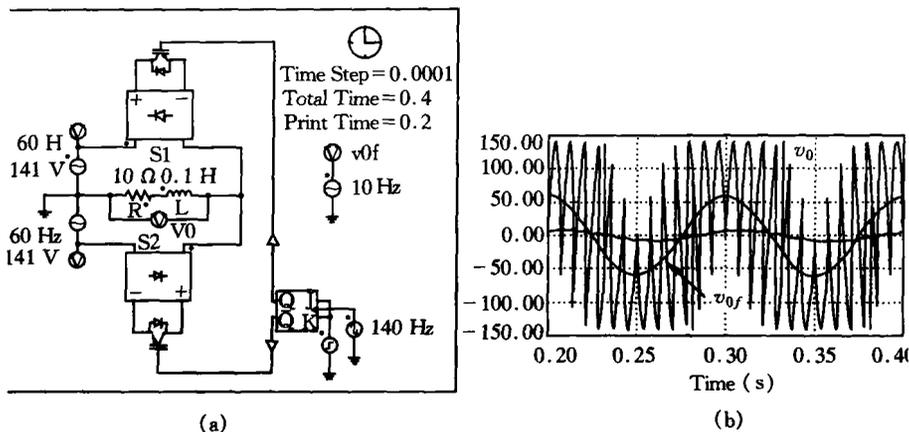


图 29

9.6 将题图 9.3 的方波进行傅里叶展开,得

$$S(\omega, t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega_s t$$

输出电压 v_0 的傅里叶级数如下式所示:

$$\begin{aligned} v_0 &= v_s \times S = \frac{4}{\pi} V_m \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega_s t \times \sin \omega t \\ &= \frac{2}{\pi} V_m \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \cos(n\omega_s - \omega)t - \cos(n\omega_s + \omega)t \} \end{aligned}$$

上式同 $n=1$ 对应的成分 $\cos(\omega_s - \omega)$ 是基波成分,除此以外的成分为谐波。

9.7 图 30 所示为波形。

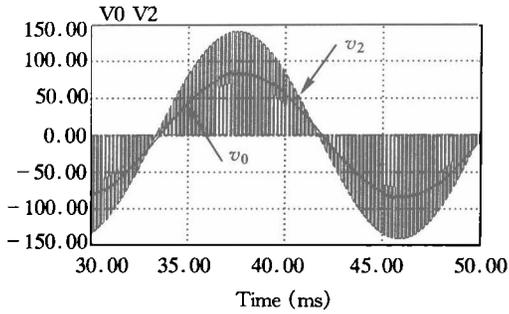


图 30

参考文献

1. 片岡昭雄著 「パワーエレクトロニクス入門」 森北出版 1997
2. G. ホフト著, 河村篤男 他 共訳 「基礎パワーエレクトロニクス」 コロナ社 1989
3. 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編 「半導体電力変換回路」 電気学会 1987
4. 江間 敏・高橋 勲 著 「パワーエレクトロニクス」 コロナ社 2002
5. 平紗多賀男著 「パワーエレクトロニクス」 共立出版 1992
6. 電気学会・半導体電力変換システム調査研究専門委員会編 「パワーエレクトロニクス回路」 オーム社 2000
7. パワーエレクトロニクスシステムのシミュレーション技術共同研究委員会編 「パワーエレクトロニクスシステムのシミュレーション技術」 電気学会技術報告 第761号 2000
8. 植田・大口・松井 「新世紀におけるパワーエレクトロニクス教育を考える」 電気学会論文誌D 2002.6

索引

B

- 半周期对称波 35
- 饱和电压 17
- 饱和区 17
- 不间断电源 3

C

- CSTBT 23
- ch 触发角 51
- 纯桥式整流电路 65

D

- DC/DC 变换器 2
- 单相全波整流电路 53
- 单相半波整流电路 51
- 单相桥式整流电路 53
- 导通率 87
- 电压型逆变器 102
- 电网换流 6
- 电磁干扰 7
- 电流型逆变器 109
- 电流交叠 76
- 电流不连续模式 89
- 电流连续模式 86
- 电力半导体器件 10
- 电力 MOSFET 20
- 电力电子技术 1

E

- 偶函数 35
- 二极管 14

F

- 反向阻止状态 16
- 放大区 17
- 反并联二极管 104
- 非对称控制 72
- 傅里叶级数 34

G

- GTO 晶闸管 15
- 过阻尼 41
- 关断时间 77
- 功率 31
- 沟道型门极 24
- 功率器件 10
- 功率模块 23
- 功率因数 38

H

- 混合桥式整流电路 63
- 缓冲电路 28
- 换流 6

I

IEGT 23
IGBT 22
IPM 12

J

奇函数 35
交叠角 78
假定状态分析法 51
基波功率因数 39
降压型 85
交流条件 75
交流调压电路 4,130
晶闸管 15
截止区 17
绝缘 6

K

开关调节式 2,85
控制电路 5
控制角 51,136
控制超前角 74

L

临界阻尼 41

M

门级电流 15
灭弧角 57
脉冲幅度调制 118
脉冲宽度调制 91,118
脉冲调制方式 115

N

逆变器 2,101
逆变器臂 102
逆变器臂对 106

O

偶函数 35

P

PWM 逆变器 3
平滑电容 80
平滑电抗器 59
平均值 31

Q

强制换流 6
器件换流 6
驱动电路 6,24
欠阻尼 40
全桥逆变器 102

S

SCR 15
三相混合桥式整流电路 73
三相全波整流电路 71
三相半波整流电路 66
三相桥式逆变器 124
三相桥式整流电路 66
瞬时功率 31
升压型 85
升降压型 85
死区时间 106
双极电力晶体管 16

T

- THD 38
- Triac 15
- 他励式逆变器 73
- 他励式逆变电路 74
- 调制波 119

W

- 微电子技术 1

X

- 相位控制 52
- 相位控制整流电路 4
- 续流二极管 44,48

Y

- 移相控制 112
- 有效值 31

Z

- 周波变换器 4,130
- 自然换流 6
- 主电路 5
- 正向阻止状态 15
- 正向变换电路 49
- 整流电路 4,49
- 总谐波畸变率 38
- 总功率因数 39
- 直流斩波器 85
- 直流电压脉动率 69
- 直流偏磁 75
- 直流电抗器 59
- 斩波电路 2
- 占空比 87
- 载波 119

作者简介

野村 弘

- 1966年 东京电机大学工学部电子工学科毕业
- 同年 高知工业高等专门学校电气工学科 助教
- 1974年 美国密苏里大学研究生院学完硕士课程
- 1992年 博士(工学)(长冈技术科学大学)
- 现在 高知工业高等专门学校电气工学科 教授

藤原 宪一郎

- 1970年 高知工业高等专门学校电气工学科毕业
- 同年 加入(株)日立制作所(多贺工厂)
- 1974年 高知工业高等专门学校电气工学科 助教
- 1987年 美国密苏里大学研究生院学完硕士课程
- 2000年 博士(工学)(长冈技术科学大学)
- 现在 高知工业高等专门学校电气工学科 教授

吉田 正伸

- 1999年 山口大学工学部电气电子工学科毕业
- 2001年 山口大学研究生院理工学研究科 学完博士前期课程
- 2004年 学完博士后期课程 博士(工学)
- 同年 高知工业高等专门学校电气工学科 助教
- 到目前为止

封面页

书名页

版权页

前言页

目录页

第1章 电力电子技术概述

1.1 电力电子技术

1.2 电能的变换控制方法及应用

1.3 电力电子技术的特点

1.4 电力电子技术与仿真

练习题

第2章 理想开关和半导体开关

2.1 用开关来进行电能变换

2.2 电力半导体器件的分类

2.3 二极管

2.4 晶闸管

2.5 电力晶体管

2.6 电力MOSFET

2.7 IGBT

2.8 半导体开关损耗

2.9 缓冲电路

练习题

第3章 电力电子技术基础知识

3.1 平均值和有效值

3.2 功率

3.3 畸变波和傅里叶级数展开

3.4 波形畸变率和功率因数

3.5 RLC电路的过渡过程

3.6 电感和电容

练习题

第4章 AC/DC变换电路

4.1 带电阻负载的单向整流电路

4.2 带感性负载的单向整流电路

练习题

第5章 AC/DC变换电路

5.1 带电阻负载的三相整流电路

5.2 带感性负载的三相整流电路

5.3 他励式逆变器

5.4 交流条件和直流偏磁

5.5 电流交叠和直流电压特性

5.6 具有容性负载的整流电路

练习题

第6章 DC/DC变换电路

6.1 降压型斩波器

6.2 升压型斩波器

6.3 升降压型斩波器

练习题

第7章 DC/AC变换电路

7.1 逆变器的基本原理

7.2 电压型逆变器

7.3 电流型逆变器

7.4 输出电压的调整

练习题

第8章 DC/AC变换电路

8.1 谐波成分和脉冲调制方式

8.2 通过正弦波、三角波比较的PWM

8.3 三相逆变器

练习题

第9章 AC/AC变换电路

9.1 交流调压电路

9.2 周波变换器

练习题

附录 PSIM DEMO版的使用方法

1 PSIM简介

2 PSIM的特征

3 PSIM使用方法(基础)

习题答案

参考文献

索引

插页页

附录页

封底页