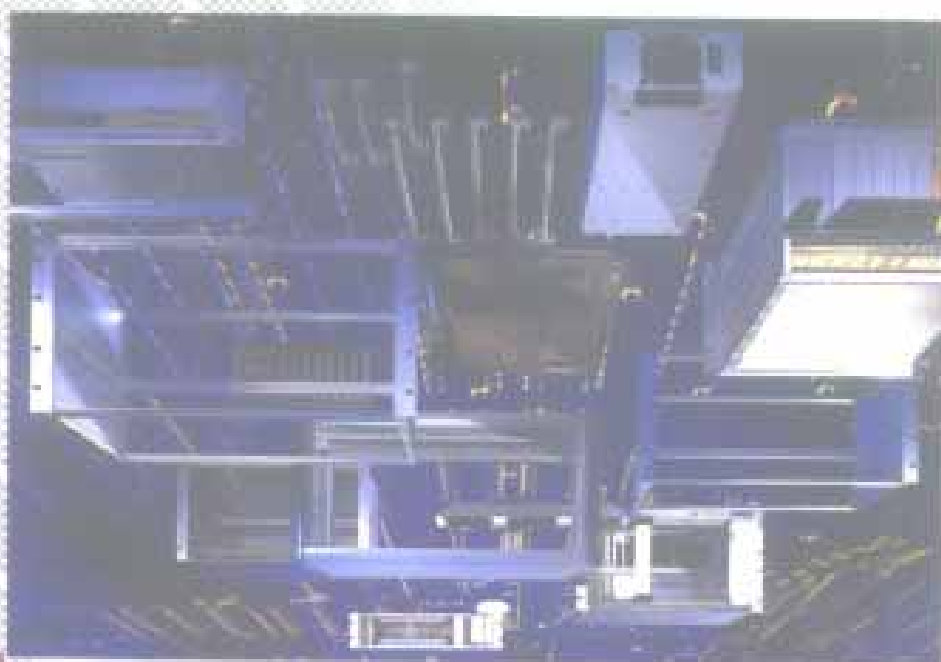


实用电源技术丛书

现代逆变技术及其应用

李爱文 张承慧 编著



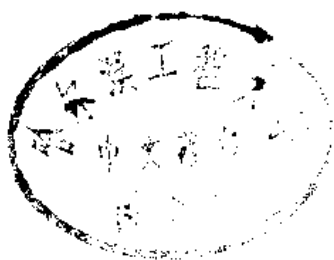
科学出版社

464069

实用电源技术丛书

现代逆变技术及其应用

李爱文 张承慧 编著



00464069

科学出版社

2000

内 容 简 介

本书是《实用电源技术丛书》之一。

现代逆变技术广泛应用于各个领域的用电设备或功率变换装置中。本书从应用和设计的角度,详细论述了现代逆变技术,逆变开关器件,逆变系统结构及电路形式,变压器和电抗器设计,功率变换技术,逆变控制技术,逆变系统的整流滤波,并介绍了相关的设计技术和设计实例。本书总结了近年来国内外逆变技术及其应用的研究成果和作者多年的经验,侧重于应用、设计方法和设计实例。

本书可供高等院校工业自动化、电机、焊接设备、电力电子技术、电气技术、电力电源技术等专业的师生阅读,也可供从事电能变换研究和设计的科技人员参考。

DY84/36 03

图书在版编目 (CIP) 数据

现代逆变技术及其应用/李爱文、张承慧编著. -北京:科学出版社,2000

(实用电源技术丛书)

ISBN 7-03-008359-8

I. 现… II. ①李… ②张… III. ①逆变电源-技术 ②逆变器 IV. TM91

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2000)第 04261 号

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街16号
邮政编码:100717

新 蕾 印 刷 厂 印 刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2000年9月第一版 开本:787×1092 1/16
2000年9月第一次印刷 印张:17 3/4
印数:1—2 600 字数:400 000

定价:35.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换(环伟))

序 言

什么是电源？很难用一句话概括。但是，现代人谁能离得开电源？衣食住行离不开电源，文化娱乐、办公学习、科学研究、工农业生产、国防建设、教育、环境保护、医疗卫生、交通运输、照明、通信、宇宙探索等等，哪一样能少得了电源？只要用电就离不了电源。绝大部分的电是由发电厂生产发送的，称为市电。白炽灯、电炉、交流电动机等只要接通市电就行；计算机、电视机、X射线机等虽然也是打开开关就能工作，但是这些机器里面都已经做了电能变换处理，将正弦波的交流市电转换成各自需要的直流电、高压电、脉冲电；在无法提供市电的岛屿、车船上，可以用蓄电池经过电能变换，获得跟市电一样的交流电，让计算机、仪器设备等工作起来；进入太空的卫星、飞行器，把太阳能收集起来，再经过电能变换，获得需要的各种电能来维持长期运行；电能是宝贵的资源，需要珍惜和节约。绿色照明的节能荧光灯、高光效的HID灯电子镇流器，是经过功率因数校正和高频化处理的电源装置，既省电又净化了电网；交流电动机经过频率变换即所谓变频调速，实现了电动机科学运转及电能的合理使用；水力发电、火力发电、核电站是电的主要来源。太阳光、风力、沼气、潮汐、生物能、化学能等在特定环境里也能发电，作为电力的补充，这些补充发电需要经过DC/DC和DC/AC电能变换使其便于储存，并转换成与电网频率一致的正弦波。电网不稳定给用电设备带来许多麻烦，甚至无法正常工作；太阳、风力受四季和天气影响，发出的电更是不稳，很多场合需要稳压供电，这有赖于电能变换加以调整。总的来说，所谓电源，是利用电能变换技术将市电或电池等一次电能转换成适合各种用电对象的二次电能的系统或装置。

上述电能变换主要体现在变压、调压、整流、滤波、稳定、变换等。而这些基本的电能变换是通过一系列的技术方法实现的，并且这些技术方法分别适用于不同的环境条件和要求。

变压：变压器是交流变压最常用的装置，相位控制也能完成交流变压，线性补偿、频率变换、时间分割（脉冲宽度调制，即著名的PWM）等都能实现变压。直流变压最常用的手段就是DC/DC变换，无源和有源分压器是小功率直流变压较简便的方法。

调压：在变压的基础上加以步进和连续的设置就成为调压。根据需要可以手动、自动或遥控。

整流：整流是最早使交流电转换成直流电的方法。利用单相性的无源器件来实现则最简单，利用有源开关的同步整流器能将整流器的损耗减至极小。

滤波：滤波为获得平滑的直流，可以通过无源或有源的滤波电路来实现。

稳定：将变压或调压引入自动负反馈控制，就能使之稳定。若反馈量分别是电压、电流、功率、频率、相位，则相应获得稳压、稳流、恒功率、稳频、稳相的稳定电源。

变换：变换的特定含义是由一种状态转变到另一种状态。比如交流-直流之间的转换；正弦波、方波、三角波、梯形波、脉冲波、特种波等波形转换；低频-高频转换；光、热、

机械、风、磁、理化等能量与电能之间的转换。

电能变换涉及的技术非常多，常见的有参数稳压、线性反馈稳压、磁放大器技术、数控调压技术、相控技术、变频、PWM、SPWM、软开关PWM、移相谐振、无功补偿、功率因数校正、裂相、电流均分、传感采样、驱动保护、储能、充电、抗干扰、电磁兼容等等。实际需要推动这些技术不断发展和进步，使电源装置能满足负载各种各样的需求。

造就这些电源装置还需要专用的元器件和材料。电能变换用到的器材有功率开关器件、专用的集成电路、软磁材料以及外围无器件等。很多电源装置结构相当复杂，为简化设计而出现的集功率开关、变换控制电路、传感保护电路为一体的智能功率集成模块受到欢迎。

厚膜集成的电源模块、积木式的功能模块，灵活机动，既能单独使用，又能相互组合成较大的电源系统。在这里器件和整机的界限已相当模糊。

不同的负载要求不同的电源装置，万能的电源至少今天还未出现。一个特定用途的电源装置，应当具有符合负载要求的性能参数和外特性，这是基本的要求。安全可靠是必须加以保证的。高效率、高功率因数、低噪音是普遍关注的品质。无电网污染、无电磁干扰、省电节能等绿色指标是全球范围的热门话题，并有相关的国际和国家标准规范进行约束。有时特定的使用环境又要求电源具备一些额外的适应性能力，比如高温、高寒、高湿、抗辐射、抗振动、防爆、体积小、重量轻、智能化等。

电源技术发展到今天，已融汇了电子、功率集成、自动控制、材料、传感、计算机、电磁兼容、热工等诸多技术领域的精华，已从多学科交叉的边沿学科成长为独树一帜的功率电子学。

电源技术又是实用性极强的技术，它服务于各行各业、各个领域的各式各样的负载，它们的性能特点以及采用的技术方法千差万别，这就造就了电源技术的丰富内涵。

由中国电源学会和科学出版社联合组织出版的《实用电源技术丛书》将展示多彩的电源世界，帮助读者全面了解当今电源的方方面面，并希望读者能从这套丛书中获得启示，在实际工作中找到最佳的电源方案。为此，丛书的选题力求从实际需要出发，内容突出实用性、新颖性和广泛性，写作侧重于原理阐述、实例解剖和经验介绍。我们将尽力让《实用电源技术丛书》成为广大读者的良师益友。但是，电源技术浩若烟海，有限的书目实难尽述。另外，电源的新技术不断涌现，且成长周期相当短，作者的实践有限，谬误之处在所难免，敬请读者指正。

《实用电源技术丛书》编辑委员会

《实用电源技术丛书》编辑委员会

顾 问：蔡宣三 丁道宏
主 任：倪本来
副主任：张建荣 侯振程
委 员：马传添 马鹤亭 区键昌 刘凤君 庄蕃田
李厚福 李朔生 李宗光 陈 坚 严仰光
张 立 张广明 张志国 张 嵘 张承志
张占松 张卫平 陆 鸣 段军政 季幼章
周庭光 赵良炳 赵修科 徐德高 徐会明
徐泽玮 徐德洪 徐兰筠 袁维慈 黄济青
龚绍文 喻 翔 谭 信

前 言

逆变,是对电能进行变换和控制的一种基本形式,“现代逆变技术”是综合了现代电力电子开关器件的应用、现代功率变换、模拟和数字电子技术、PWM 技术、频率及相位调制技术、开关电源技术和控制技术等的一门实用设计技术,已被广泛地用于工业和民用领域中的各种功率变换系统和装置中。近年来,关于电力变换、电动机调速、不间断电源、逆变弧焊电源、感应加热、直流电源变换装置等方面,已出版了一些专著,它们分别从各自的角度论述了其特点、发展、应用和部分设计方法。实际上,以上各种系统和装置都是逆变技术的应用领域,它们的主要设计都是逆变主回路和逆变控制电路的设计。对于一名从事电力电子技术研究和设计的科技人员来说,全面掌握了现代逆变技术及其应用的系统知识,便可较容易地从事电力电子技术各个领域的研究和设计工作。

作者对八九十年代国内外逆变技术及其应用的研究成果和多年来从事逆变技术及其应用的研究经验进行了总结。在本书中,不详细讲解基础理论,而是专门论述器件的应用、逆变系统的设计方法和步骤,并介绍逆变系统设计所需要的技术和资料。本书主要论及以下几方面内容:

- (1) 现代逆变技术的概念、特点和应用领域;
- (2) 逆变用自关断开关器件的特性和应用问题;
- (3) 现代逆变系统的分类结构和主回路设计;
- (4) 逆变变压器和铁芯电抗器的实用工程设计;
- (5) 现代功率变换技术的种类、发展及其设计;
- (6) 现代逆变系统中的控制技术及其设计;
- (7) 现代逆变系统中的整流和滤波电路设计;
- (8) 与现代逆变系统密切相关的其他设计技术;
- (9) 涉及内容非常广泛的典型的设计实例。

本书由山东工业大学李爱文副教授和张承慧教授合作编著。参与编写的还有陈仁富、尹海、张光先、李思海、周常森副教授和路京利工程师、赵海晖老师。全书由李爱文副教授统稿和定稿,由中国电源学会倪本来高级工程师主审。

在编写过程中,还得到了研究生王跃和宋军等同学的支持,在此表示诚挚的感谢。

由于作者水平所限,书中难免有错误和不妥之处,衷心地希望广大读者不吝赐教和批评指正。

编者著

2000年1月

目 录

第一章 概述	(1)
1.1 现代逆变技术的概念和分类	(1)
1.1.1 现代逆变技术的概念	(1)
1.1.2 现代逆变技术的分类	(1)
1.2 逆变的目的和优越性	(2)
1.2.1 逆变的目的	(2)
1.2.2 采用逆变技术的优越性	(2)
1.3 逆变技术的应用领域	(4)
第二章 现代逆变技术中的开关器件及其应用	(7)
2.1 电力电子开关器件的类型、发展和应用范围	(7)
2.1.1 电力电子开关器件的类型和发展	(7)
2.1.2 电力电子开关器件的应用范围	(8)
2.2 可关断晶闸管的基本性能和应用	(10)
2.2.1 GTO 的基本特性.....	(10)
2.2.2 GTO 的主要参数.....	(12)
2.2.3 GTO 的应用问题.....	(14)
2.3 功率场效应管的性能和应用	(17)
2.3.1 VMOSFET 的基本特性	(18)
2.3.2 VMOSFET 的基本参数	(21)
2.3.3 VMOSFET 的应用问题	(24)
2.4 大功率晶体管的性能和应用	(26)
2.4.1 GTR 的基本性能和参数.....	(26)
2.4.2 GTR 的使用问题.....	(29)
2.5 绝缘栅双极晶体管的性能和应用	(31)
2.5.1 IGBT 的基本结构和特点	(31)
2.5.2 IGBT 的基本特性	(31)
2.5.3 智能型功率模块 (IPM)	(35)
2.6 IGBT 的主要参数和应用.....	(36)
2.6.1 IGBT 的主要参数及其定额选择	(36)
2.6.2 IGBT 的栅极驱动	(39)
2.6.3 IGBT 的保护	(40)
2.6.4 IPM 的特殊参数和应用	(41)
2.7 其他新型开关器件	(42)
2.7.1 MOS 控制晶闸管	(42)
2.7.2 静感应晶闸管	(43)
2.7.3 静电感应晶体管	(45)

第三章 现代逆变系统结构和主回路设计	(46)
3.1 现代逆变系统基本结构和变换电路	(46)
3.1.1 现代逆变系统基本结构	(46)
3.1.2 非隔离式电压变换电路的基本形式	(47)
3.2 逆变主电路的基本形式	(50)
3.2.1 隔离式逆变主电路形式	(50)
3.2.2 各种逆变电路的特点和应用	(54)
3.3 功率转换电路的不平衡问题	(55)
3.3.1 全桥、推挽式电路的不平衡问题	(55)
3.3.2 半桥式电路抗不平衡的能力的分析	(57)
3.3.3 串联耦合电容对不平衡的校正	(58)
3.4 直流电源变换装置逆变系统结构和主回路设计	(59)
3.4.1 直流电源变换装置逆变系统结构	(59)
3.4.2 直流电源变换装置逆变主回路设计	(60)
3.5 交流电动机变频调速系统	(62)
3.5.1 交流电动机变频调速系统	(62)
3.5.2 变频器三相逆变器主电路的设计	(64)
3.6 三相有源逆变系统的应用和组成结构	(66)
3.6.1 交流电动机制动再生能量回馈系统	(66)
3.6.2 交流电动机串级调速系统	(69)
3.6.3 电力调节装置	(69)
3.6.4 风力发电并网运行	(71)
3.7 不间断电源逆变系统	(72)
3.7.1 UPS 逆变系统结构	(72)
3.7.2 UPS 逆变系统电路设计	(74)
第四章 逆变变压器和铁芯电抗器的设计	(78)
4.1 逆变变压器的设计原则和依据	(78)
4.1.1 逆变变压器和铁芯电抗器的设计原则	(78)
4.1.2 电磁理论基础	(78)
4.1.3 集肤效应	(79)
4.2 逆变变压器的设计方法和步骤	(80)
4.2.1 变压器铁芯尺寸计算公式	(80)
4.2.2 逆变变压器的设计步骤	(83)
4.2.3 逆变变压器的功耗	(86)
4.3 铁芯材料和结构	(86)
4.3.1 铁芯材料的种类和性能对比	(86)
4.3.2 硅钢片及其铁芯	(88)
4.3.3 铁氧体铁芯	(89)
4.3.4 非晶态合金和微晶合金	(93)
4.4 逆变变压器绕制中的几个问题	(97)
4.4.1 变压器绕组的漏感及减小漏感的措施	(97)

4.4.2	导体和绕组的涡流损耗	(98)
4.4.3	绝缘材料的类型和选择	(101)
4.5	单端反激式开关电源变压器的设计	(101)
4.6	铁芯电抗器的结构设计	(104)
4.6.1	切开铁芯直流电抗器的结构设计	(105)
4.6.2	交流铁芯电抗器的结构设计	(107)
4.7	磁性元件的实验和测试	(107)
第五章	现代逆变系统中的功率变换技术及其设计	(111)
5.1	逆变式功率变换技术概述	(111)
5.1.1	现代功率变换技术的分类和发展	(111)
5.1.2	逆变式功率变换器的基本设计步骤	(113)
5.2	负载谐振 PFM 变换技术	(115)
5.2.1	串联负载谐振变换技术及其设计	(115)
5.2.2	并联负载谐振变换技术及其设计	(117)
5.2.3	复合谐振变换和 E 类变换	(118)
5.3	硬开关 PWM 变换技术	(120)
5.3.1	硬开关 PWM 变换技术的基本原理	(120)
5.3.2	硬开关 PWM 变换的特点和应用	(121)
5.4	准谐振双零开关变换技术	(122)
5.4.1	准谐振双零开关	(122)
5.4.2	零电流开关 (ZCS) 变换电路及其设计	(123)
5.4.3	零电压开关 (ZVS) 变换电路及其设计方法	(125)
5.5	双零转换 PWM 软开关变换技术	(127)
5.5.1	双零转换 PWM 基本变换技术	(127)
5.5.2	ZCT-PWM 变换技术及其设计方法	(129)
5.5.3	ZVT-PWM 变换技术及其设计方法	(131)
5.6	ZVT-PWM 变换技术的典型应用	(134)
5.6.1	移向全桥 ZVT-PWM 变换技术及其设计	(134)
5.6.2	有源箝位/复位变换技术及其应用	(137)
第六章	现代逆变系统中的控制技术	(140)
6.1	现代逆变控制技术的系统设计	(140)
6.1.1	逆变控制系统的结构和时域性能指标	(140)
6.1.2	现代逆变系统稳定性分析和设计	(142)
6.2	现代逆变控制系统中主要环节的设计	(145)
6.2.1	控制调节器和校正环节的分类和应用	(145)
6.2.2	时间比例控制及脉冲形成电路	(148)
6.3	PWM 型逆变控制系统的设计	(149)
6.3.1	电压型 PWM 控制系统	(149)
6.3.2	电流型 PWM 控制系统	(151)
6.4	谐振开关变换集成控制芯片及其应用	(155)
6.4.1	谐振开关变换集成控制芯片的结构和特性	(155)

6.4.2	谐振开关变换集成控制芯片的应用	(158)
6.5	电压型 PWM 控制集成芯片及其应用	(158)
6.5.1	电压型 PWM 控制集成芯片的结构和性能	(159)
6.5.2	电压型 PWM 控制 IC 芯片的应用	(163)
6.6	电流型 PWM 控制集成芯片及其应用	(164)
6.6.1	单端输出电流型 PWM 控制集成芯片	(164)
6.6.2	双路输出电流型 PWM 控制集成芯片及其应用	(166)
6.7	ZVT 变换集成控制芯片及其应用	(168)
6.7.1	移项式 PWM 控制集成芯片结构和特性	(168)
6.7.2	移相式 PWM 控制芯片的应用	(171)
6.7.3	有源箝位/复位集成控制芯片及其应用	(173)
6.8	正弦波调制 PWM 控制技术	(176)
6.8.1	正弦波调制 PWM 控制的用途和基本原理	(176)
6.8.2	SPWM 的设计实现——分立电路、IC、单片机	(177)
第七章	现代逆变系统中的整流和滤波电路设计	(182)
7.1	整流电路的形式及其应用	(182)
7.1.1	整流电路的分类	(182)
7.1.2	单相整流电路的形式和用途	(182)
7.1.3	三相整流电路的形式和用途	(183)
7.2	整流器件的类型及其选择	(185)
7.2.1	半导体整流二极管的分类和用途	(185)
7.2.2	可控整流器件的类型和应用	(189)
7.3	特种整流电路的原理和设计	(190)
7.3.1	倍压整流电路及其应用	(190)
7.3.2	倍流整流电路及其应用	(192)
7.3.3	同步整流和异步整流	(193)
7.4	输入滤波电路的形式及其设计	(194)
7.4.1	输入滤波电路和功率因数校正 (PFC)	(194)
7.4.2	无源输入滤波和 PFC 电路的设计	(196)
7.4.3	高频有源输入滤波和 PFC 电路设计	(197)
7.5	直流输出滤波电路的形式及其设计	(206)
7.5.1	直流输出滤波电路的形式和应用	(206)
7.5.2	LC 滤波电路的参数设计	(207)
7.6	滤波电容器的类型和应用	(208)
7.6.1	电容器的分类及其特性	(208)
7.6.2	电容器的应用场合和适用频率范围	(211)
7.6.3	电解电容器的主要参数及性能	(212)
7.6.4	电解电容器的应用	(214)
第八章	现代逆变系统中的其他设计技术	(217)
8.1	开关管的开通和关断缓冲电路设计	(217)
8.1.1	开关管缓冲电路的分类和作用	(217)

8.1.2	开通缓冲电路的设计	(218)
8.1.3	关断缓冲电路的设计	(218)
8.1.4	尖峰电压吸收缓冲电路设计	(219)
8.2	电流检测和过流保护电路设计	(220)
8.2.1	电流信号检测的方法和应用	(220)
8.2.2	过流保护电路的功能和组成	(223)
8.3	散热技术设计	(224)
8.3.1	功率损耗的计算	(224)
8.3.2	热阻和热路欧姆	(226)
8.3.3	散热器的热阻计算和选择	(226)
8.4	电磁兼容性(EMC)及其设计	(229)
8.4.1	电磁干扰(EMI)	(229)
8.4.2	电磁兼容性设计的内容、元器件和材料	(230)
8.4.3	整体结构布局和布线 EMC 设计	(234)
8.4.4	电磁兼容的有关标准	(237)
8.5	逆变系统中的合闸启动电路设计	(240)
8.5.1	逆变系统合闸控制和软启动的意义	(240)
8.5.2	逆变系统合闸控制和软启动电路的设计	(240)
8.6	现代逆变技术 CAD 和微机控制技术	(242)
8.6.1	现代逆变技术 CAD	(242)
8.6.2	现代逆变系统中的微机控制技术	(247)
第九章	典型的逆变系统设计实例	(250)
9.1	电力直流操作电源的系统结构和主电路设计	(250)
9.1.1	直流操作电源的设计要求和系统结构	(250)
9.1.2	整流模块初级主电路的设计	(252)
9.1.3	输出整流滤波电路和散热设计	(256)
9.2	直流操作开关电源整流模块控制电路设计	(257)
9.2.1	PWM 控制电路的设计	(257)
9.2.2	控制系统环路分析和补偿设计	(259)
9.3	正弦波逆变器的设计	(260)
9.3.1	正弦波逆变器的设计要求和主电路形式	(260)
9.3.2	有工频变压器的逆变电源主电路设计	(260)
9.3.3	无工频变压器的逆变器主电路设计	(262)
9.3.4	逆变控制电路的设计	(262)
9.4	逆变电源 DC-DC 变换器的设计	(263)
9.4.1	技术要求和主回路设计	(263)
9.4.2	控制电路设计	(265)
9.5	单端反激式电流型辅助开关电源的设计实例	(266)
9.5.1	设计要求和方案选择	(266)
9.5.2	具体电路和变压器设计	(267)
	参考文献	(269)

第一章 概 述

1.1 现代逆变技术的概念和分类

1.1.1 现代逆变技术的概念

随着各行各业控制技术的发展和对他操作性能要求的提高,许多行业的用电设备都不是直接使用通用交流电网提供的交流电作为电能源,而是通过各种形式对其进行变换,从而得到各自所需的电能形式。它们的幅值、频率、稳定度及变化方式因用电设备不同而不尽相同,如通信电源、电弧焊电源、电动机变频调速器、加热电源、化工电源、汽车电源、绿色照明电源、不间断电源、医用电源、充电器等等,它们所使用的电能都是通过整流和逆变组合电路对原始电能进行变换后得到的。

通常,把交流电变成直流电的过程叫做整流;完成整流功能的电路叫做整流电路。与之相对应,把将直流电变成交流电的过程叫做逆变,完成逆变功能的电路则称为逆变电路,而实现逆变过程的装置叫做逆变设备或逆变器。

现代逆变技术就是研究现代逆变电路的理论和应用设计方法的一门科学。这门学科是建立在工业电子技术、半导体器件技术、现代控制技术、现代电力电子技术、半导体变流技术、脉宽调制(PWM)技术、磁性材料等学科基础之上的一门实用技术。现代逆变技术主要包括三部分内容:半导体功率集成器件及其应用、功率变换电路和逆变控制技术。

1.1.2 现代逆变技术的分类

现代逆变技术的种类很多,可以按照不同的形式进行分类,其主要的分类方式如下:

1) 按逆变器输出交流的频率,可以分为工频逆变、中频逆变和变频逆变。工频逆变一般指 50~60Hz 的逆变器;中频变频的频率一般为 400Hz 到十几 kHz;变频逆变器的频率则一般为十几 kHz 到 MHz。这里需要说明的是,在现代变频开关电源领域,500 kHz 以上才算是变频,但是在变频领域,有时功率比较大,20kHz 的超音频算做变频。

2) 按逆变器输出的相数,可分为单相变频、三相变频和多相变频。

3) 按逆变器输出能量的去向,可分为有源变频和无源变频。

4) 按变频主电路的形式,可分为单端式、推挽式、半桥式和全桥式变频。

5) 按变频主开关器件的类型,可分为晶闸管变频、晶体管变频、场效应管变频、IGBT 变频,等等。

6) 按输出稳定的参量,可分为电压型变频和电流型变频。

7) 按输出电压或电流的波形,可分为正弦波输出变频和非正弦波输出变频。

8) 按控制方式,可分为调频式(PFM)变频和调脉宽式(PWM)变频。

9) 按变频开关电路的工作方式,可分为谐振式变频、变频硬开关式变频和变频软开关式变频。

以上各种形式的逆变分别应用于不同的场合和设备，在以后的章节中分别予以论述，并给出相应的设计方法和实例。

1.2 逆变的目的和优越性

1.2.1 逆变的目的

采用逆变技术是为了获得不同的稳定或变化形式的电能。例如：

1) 由蓄电池中的直流电源获得交流电，如不间断电源(UPS)、应急灯电源、通用逆变电源等。

2) 由蓄电池中的直流电源获得多路稳定的直流电，如程控电话交换机二次电源等各种通用 DC/DC 变换器。

3) 获得可变频率的交流电源，如交流电动机调速变频器等。

4) 实现电能量回馈，如电动机再生能量回馈有源逆变系统等。

5) 使电源设备小型化、高效节能、获得更好的稳定性和调节性能，如各种类型的直流电源变换器。

6) 利用感应涡流产生热量，如中频炉和高频感应加热(电磁灶等)。

1.2.2 采用逆变技术的优越性

在现代逆变技术的应用领域中，许多用电设备和系统都有一个发展的过程。由磁放大式到硅二极管整流式，再到可控硅(晶闸管)整流式，直至发展到逆变式(或者叫开关式)，这不仅是因为现代电力电子技术的发展为逆变技术的采用提供了必要的条件，更重要的还是因为采用逆变技术有很多优越性。

1. 灵活地调节输出电压或电流的幅度和频率

在后面的章节里我们将介绍逆变器的逆变主回路和控制回路。通过控制回路，我们可以控制逆变电路的工作频率和输出时间比例，从而使输出电压或电流的频率和幅值按照人们的意愿或设备工作的要求来灵活地变化。例如，交流电动机的调速需要灵活地改变三相电流的频率和电压幅度(VVVF 调速)；感应加热电源输出电压的频率和幅度变化就可以改变被加热金属件产生的热量。

2. 将蓄电池中的直流电转换成交流电或其他形式的直流电

这种转换的用途也很广泛，下面给出几个例子。

不间断电源设备在电网停电时，将蓄电池中的直流电逆变成交流电，供计算机等用电设备使用，不间断其工作，从而不会造成太大损失。

程控电话交换机二次电源是一种 DC/DC 变换器，它把蓄电池中的(或一次电源送来的)直流电变换成其他形式的直流电供交换机使用，它不会因为交流电网停电或剧烈变换而影响工作。

3. 明显地减小用电设备的体积和重量, 节省材料

很多用电设备中, 变压器和电抗器在很大程度上决定了其体积和重量。我们知道, 对于变压器有以下公式:

$$U = KfNSB_m \quad (1.1)$$

式中 U ——绕组电压(V);

K ——波形系数(正弦波为 4.44, 方波为 4);

f ——工作频率(Hz);

N ——绕组线圈匝数;

S ——变压器铁芯的有效横截面积(m²);

B_m ——铁芯工作最大磁通密度(T)。

由式(1.1)可知, 当 U 、 K 和 B_m 都不变时, NS 与 f 成反比关系, 即

$$NS = \frac{U}{KB_m} \frac{1}{f} \quad (1.2)$$

在功率变换电路中, U 一般为市电级电压, 变化不会太大, 各种磁性材料允许的磁通密度也不会相差很大。但是, 如果能将变压器绕组中所加电压的频率大幅度提高, 则变压器绕组匝数与有效横截面积之积就会显著减小。比如, 如果 f 由 50Hz 增加到 50kHz, 提高 1000 倍, 则 NS 将会减小为原来的千分之一, 假设 N 变为原来的 1/40, S 变为原来的 1/25, 可见变压器的体积和重量明显地减小了, 当然也节约了制作变压器的铜材和磁性材料。

4. 高效节能

采用逆变技术具有高效节能的优越性, 主要表现在以下四个方面:

1) 在许多利用交流电动机的场合, 如风机、液体泵、牵引、拖动等, 在其负载变化时, 或者说当要改变电动机做功的量时, 传统的方法就是调节电动机的通电时间所占比例, 这样电动机就会频繁地制动、起动。而电动机的起动、制动消耗的能量往往很大, 如果采用变频调速来调节电动机做功的量, 则可以节约很大一部分能量。

2) 电动机制动时, 处于再生发电状态。为加速制动过程, 一般的方法是加入能耗电阻来消耗掉电动机制动发出的能量, 这样会造成严重的浪费。如果采用有源逆变将这部分能量回馈到电网, 将会达到明显的节能效果。

3) 采用逆变技术大大减小了变压器的体积和重量, 也即减小了铁芯横截面积和线圈匝数。变压器本身的损耗主要包括原、副边铜耗和铁芯损耗。铁芯横截面积的大幅度减小使得其铁耗变得很小; 铁芯横截面积的大幅度减小和绕组匝数的大量减小也大大降低了铜耗。因此, 采用逆变技术大大提高变压器的工作频率, 使得变压器的损耗变得比工频工作时小得多, 从而达到了节能的目的。

4) 传统的、采用工频变压器的整流式电源设备的功率因数一般在 0.5~0.8 之间, 这是因为其电流谐波成分和相移角都比较大。现代功率因数的概念由下式给出:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi = \gamma \cos \varphi \quad (1.3)$$

式中 PF——功率因数(Power Factor 的缩写);

P ——有功功率(W);

S ——视在功率(VA);

U ——输入电压有效值(V);

I ——输入电流有效值(A);

I_1 ——输入电流基波有效值(A);

φ ——输入电流基波与电压波形的相位角。

我们把 $\gamma = \frac{I_1}{I}$ 称为谐波因数, 把 $\cos\varphi$ 叫做相位因数, 这样功率因数 PF 就等于谐波因数与相位因数的乘积。

在逆变器中, 对输入电压进行全波不控整流再进行逆变, φ 很小, $\cos\varphi \approx 1$ 。如果采用功率因数校正技术(Power Factor Corrector, PFC), 能使输入电流的谐波成分变得很小, 从而使 $\gamma \approx 1$ 。这样, $PF \approx 1$, 节能的效果也是非常明显的。

5. 动态响应快、控制性能好、电气性能指标好

由于逆变电路的工作频率高, 调节周期短, 使得电源设备的动态响应或者说动态特性很好。具体表现为: 对电网波动的适应能力强(源效应好), 负载效应好, 启动冲击电流小, 超调量小, 恢复时间快, 输出稳定、纹波小等。

6. 保护快

由于逆变器工作频率高、控制速度快, 对保护信号的反应也快, 从而增加了系统的可靠性。

1.3 逆变技术的应用领域

随着电力电子技术的飞速发展和各行各业对电气设备控制性能要求的提高, 逆变技术在许多领域应用越来越广泛。虽然在前面我们已提到一些, 但逆变技术的应用领域很多, 下面列举的是其主要的應用。

(1) 交流电动机变频调速

采用逆变技术将普通交流电网电压变换成电压可调、频率可调的交流电, 供给交流电动机, 以调节电动机的转速, 可用于控制风机、水泵、机床、轧机、机车牵引、电梯、传动、空调等很多场合。

(2) 电动机制动再生能量回馈

交流电动机和直流电动机在制动过程中都会处于发电状态而使直流母线电压泵升。采用有源逆变系统将能量回馈到交流电网而代替传统的电阻能耗制动, 既节约了电能, 又提高了安全性能。

(3) 不间断电源系统

在许多领域中被广泛应用的计算机、通信设备、检测设备等都需要采用不间断电源。在 UPS 中, 主要有充电器和逆变器。在电网有电时, 充电器为蓄电池充电; 在电网停

电时，逆变器将蓄电池中的直流电逆变成交流电供给用电设备。

(4) 感应加热

中频炉、高频炉、电磁灶等设备利用逆变技术产生交流电，从而产生交变磁场，金属在磁场中产生涡流而发热，从而达到加热的目的。

(5) 弧焊电源^[20]

手工电弧焊、电阻焊、埋弧焊、电渣焊、TIG 焊、MIG、MAG、CO₂ 气体保护焊、等离子弧焊与切割电源也正在用逆变式电源代替传统的整流式弧焊电源。

(6) 通信开关电源

通信电源包括一次电源和二次电源^[19]。一次电源将交流电变换成直流电给蓄电池充电，同时供给二次电源。一次电源正在由带逆变器的开关电源替代传统整流式电源，而二次电源一般都是逆变式开关电源。

(7) 变频电源

世界上一些国家采用的是 60Hz 的市电(有的场合还采用 400Hz 的交流电)，而我们国家采用的是 50Hz 的交流电。我们在生产出口外销的家电、电动机等产品时，调试、检测、老化过程中都需要大量的 60Hz 的交流电源。采用逆变技术就可以设计出这种电源。

(8) 医用电源

X 射线机高压电源、超声波发生器电源等都是逆变式开关电源。

(9) 风力发电

风力发电机因受风力变化的影响，发出的交流电很不稳定，并网或供给用电设备都不安全。可以将其整成直流，然后再逆变成比较稳定的交流，就能安全地并到交流电网上或直接供给用电设备。

(10) 直流输电

我们通常采用的都是交流输变电，由于交流输电架线复杂、损耗大、电磁波污染环境等，所以直流输电是一个发展方向。首先把交流电整成高压直流，再进行远距离输送，然后再逆变成交流，供给用电设备。

(11) 电子镇流器

普通日光灯镇流器效率低、功率因数低。采用逆变技术设计的电子镇流器，有效地提高了效率和功率因数，实现了绿色照明。

(12) 环保电源

对空气、水等生活用品，可以采用高压静电除尘、高频臭氧或超声波消毒，这些设备的电源都要用到逆变技术。

(13) 磁悬浮列车

为减小列车轮子与铁轨之间的摩擦而提高牵引效率，正在发展磁悬浮列车。磁悬浮就是采用逆变等技术产生一种磁场，使列车与铁轨不完全接触。

(14) 有源滤波、无功补偿

对交流电网进行滤波，消除电流谐波，进行无功补偿也要采用逆变技术。

(15) 化学电源

化工领域的电解、电镀、刷镀、静电喷涂、蒸发等，都可以采用逆变式开关电源。

(16) 现代汽车

汽车电器的发展潜力很大，照明、音响、防盗、启动、控制等都将逐步使用节电明显的开关式电源。

(17) 家用电器

在现代的家庭生活中，有不少家用电器中都用到逆变技术，从而达到了节能、改善使用性能的目的，如变频空调、电磁灶、微波炉、大屏幕彩电、家用电脑，等等。

(18) 通用型直流电源变换器

可以用于很多场合和领域的直流电源变换器(DC/DC)中，最主要的技术就是逆变技术，这些将在后面详细讨论。

除了以上列举的领域之外，还有航空逆变器、舰船逆变器、电力控制、交直流配电控制、机器人、工业控制机、影视设备、充电装置、武器系统，等等，另外还有许多应用领域我们尚不太清楚。

第二章 现代逆变技术中的开关器件及其应用

电力电子开关器件发展很快,目前被用于现代逆变电路的电力电子可自关断开关器件的种类也很多。在这些器件中,有些是我们熟悉的,如可关断晶闸管、晶体管、功率场效应晶体管(VMOSFET)等,有些则是新型器件,应用还不太普遍,如绝缘门极双极晶体管(IGBT)、静电感应晶体管(SIT)、静电感应晶闸管(SITH)、MOS 控制晶闸管(MCT)等等。随着电力电子技术的发展,有的开关器件将逐步被相应的、性能更加优越的新型器件所替代。在本章中,对没有前途的器件我们不予多讨论;对我们比较熟悉且应用广泛的器件只讨论其使用问题;对具有好的应用前景的新型开关器件,我们在简单介绍其结构的基础上,详细讨论它们的性能、参数和应用过程中需要注意的问题以及相关的设计问题。

2.1 电力电子开关器件的类型、发展和应用范围

2.1.1 电力电子开关器件的类型和发展

大功率开关器件的发展是电力电子技术发展的标志,同样也是现代逆变技术发展的基础。大功率电力电子开关器件从普通晶闸管(俗称可控硅 SCR)到可关断晶闸管(GTO)和大功率晶体管(GTR)已经是一个飞跃,虽然从强迫关断已发展到了自关断,但是GTR的开关速度还是太慢。对于以上几种开关器件,人们都比较熟悉。这些开关器件广泛应用于某些领域,尤其是GTO,在目前还没有其他器件的电流电压容量可以与之相比的情况下,在超大容量的逆变器中还会被长期使用。虽然这些器件会逐步地被更先进的开关器件所取代,但是还需要一个过程。现代电力电子开关器件的发展更快,从VMOSFET到IGBT,仅仅经历了十几年的时间。现在人们正在研究并逐步推广应用的更新型的开关器件,比如SIT,SITH,MCT,MGT等。总之,电力电子开关器件正在向着高频化、全控化、集成化和多功能化的方向发展。以上这些开关器件中,有的是多子、少子共同导电的双极型器件,有的是多子导电的单极型器件,有的则是复合型器件,它们的分类可见表2.1。

表 2-1 电力电子开关器件的分类

类 型	器件名称	器件符号
双极型	普通晶闸管	SCR
	双向晶闸管	TRIS
	可关断晶闸管	GTO
	静电感应晶闸管	SITH
	大功率晶体管	GTR
单极型	功率场效应晶体管	VMOSFET
	静电感应晶体管	SIT
复合型	绝缘门极晶体管	IGBT
	MOS 控制晶体管	MGT
	MOS 控制晶闸管	MCT

以上各种开关器件的性能各不相同，每种开关器件的性能也都在不断地发展。关于它们的性能比较，见表 2.2。

表 2.2 现代电力电子开关器件性能比较

器件 指标	GTO	GTR	VMOSFET	IGBT ^⑦	SIT	SITH	MCT
电压耐量(V) ^①	9000	1400	1000	4500	1500	4500	4500
电流通量(A) ^②	9000	800	700	2500	200	2200	4000
浪涌电流(A) ^③	10I _e	3I _e	5I _e	5I _e	5I _e	10I _e	
驱动方式	电流	电流	电压	电压	电压	电压	电压
驱动功耗	中等	高	低	低	低	中等	低
开关时间(μs) ^④	几十	10	0.3	1	0.1	3	3
开关频率(Hz) ^⑤	10k	50k	20M	150k	100M	100k	50k
dv/dt耐量	低	中等	高	高	高	高	很高
di/dt耐量	低	中等	高	高	高	中等	很高
最高结温(℃) ^⑥	125	150	200	200	200	200	200
抗辐射性能	很差	差	中等	中等	好	好	中等
制造工艺	复杂	复杂	很复杂	很复杂	很复杂	很复杂	很复杂
使用	难	较难	很容易	中等	容易	容易	容易

① 这里的电压耐量是指目前应用的器件的最高值，而不是所有器件能达到的耐压值，也不代表最大电流定额的器件的耐压值。

② 这里指单个器件或模块的最大额定通流量。一般器件在最大通流量时耐压都很低，远远达不到最高耐压值。如 VMOSFET，最大通流量为 700A 的模块耐压只有 50V，而耐压 1000V 的 VMOSFET 其最大通流量不到 50A。

③ 这里的 I_e 是指单只器件的最大额定通流量。

④ 多数开关器件的开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 相差很大，一般 t_{off} > t_{on}，这里指的是关断时间 t_{off} 的典型值。如 VMOSFET，t_{on} 为几十 ns 到 100ns，而 t_{off} 则为上百 ns。还需说明，关断时间 t_{off} 应该包含关断延迟时间 t_{doff} 和电流下降时间 t_f，有时还包括电压上升时间 t_{swell}，这和开关管的工作状态以及所带的负载有很大关系，具体参数可参考后面的内容。

⑤ 这里是该类器件的极限工作频率。从后面的章节我们可以知道，各种开关器件的实际工作频率一般都比这个值低得多。要使器件工作在接近这个频率，其开关电路、控制电路和保护电路都要精心设计，做大量工作。并且其电流电压都要降额使用，这主要是因为其耗散功率不能使其结温超过额定结温。

⑥ 指此类器件的最高结温，对于每一类、每一型号的器件，其额定结温还是要以产品说明给出的数值为准。

⑦ 这里的 IGBT 包括智能型 IGBT 集成功率模块，简称 IPM。

2.1.2 电力电子开关器件的应用范围

目前，在逆变电路中已经被广泛应用的电力电子开关器件主要有 SCR，TRIS，GTO，GTR，VMOSFET 和 IGBT。由于它们的电流容量和开关速度各不相同，所以它们在逆变电路或逆变器中的应用范围也不相同，我们基本上可以把它们表示成图 2.1 所示的形式。

根据电力电子开关器件的发展和各种开关器件的性能比较结果，在将来一段时间

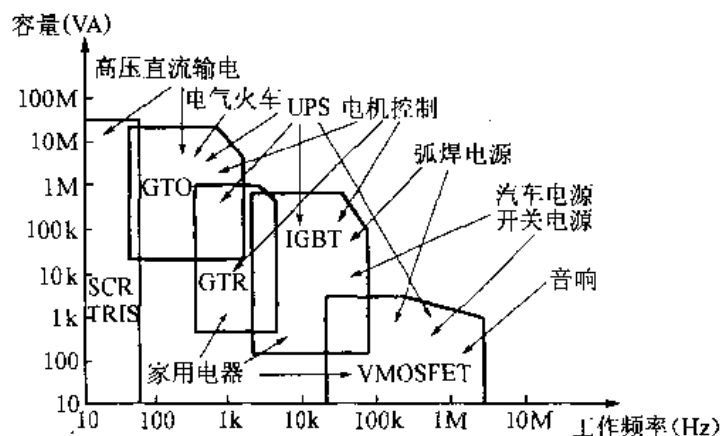


图 2.1 电力电子开关器件应用范围示意图

内，我们在设计各种各样的逆变器时，对于主电路开关器件的选择基本上可以遵循以下几个原则或指导方向：

1) 在几百 kVA 以上的大容量和超大容量的逆变电路中，主开关器件以 GTO 为主^[17]。如高压直流输电、大型电机驱动、超大型 UPS 和大型化学电源，其容量都在几百 kVA 以上。如日立、东芝、西门子、美国 A-B 公司采用 GTO 制造了 3~7.5MW 的变频器^[17]，用于大型的机车牵引和轧钢机。但是在某些工频场合下，有时也用 SCR 和 TRIS，其中 SCR 主要还用于整流式电源设备。

2) 在几 kVA 到几百 kVA 直至上 MW 的中大容量的逆变器中，主开关器件将以 IGBT 为主，GTR 虽然也已被广泛地应用，但是由于其具有驱动功耗大、开关速度慢和二次击穿问题等不足，因此将逐步被 IGBT 和其他新型开关器件所取代。这个容量等级的逆变器最多，应用也最普遍。如交流电动机变频调速、UPS、逆变式弧焊电源、通信开关电源^[21]、有源滤波装置、感应加热等分别被用于风机、水泵、压缩机、轧钢机、管道输送、石化、造纸、电力、水泥、冶金、通信、焊接、电信等行业。如德国西门子公司用 IGBT 设计出了高达 400kW~3MW 的变频器。

这类逆变器的逆变频率一般为 10~25kHz，电源的容量密度适中，比较理想，并且噪声也比较小(主要是冷却风机的噪声)。

3) 在几 kW 以下的逆变电源中，主开关器件以 VMOSFET 为主。逆变频率为几十 kHz 至几百 kHz，有的还高达 1MHz 以上。这类电源的容量密度高，噪声很小。如小型 UPS、小型变频器、医用电源、照明、汽车、家用电器、小型开关电源、逆变器、电磁灶等。

4) 一些新型开关器件，如 SIT, SITH, MCT, MGT 等，由于制造工艺很复杂，成品率低，价格昂贵，最近几年在我国国内还难以在产品化的逆变式开关电源设备中广泛应用。但是我们也应对其性能和使用问题有一定的了解，因为随着材料和工艺的发展，将来有可能大批量生产并推向市场，从而逐步取代 GTO, GTR, IGBT 和 VMOSFET 而承担重任。

2.2 可关断晶闸管的基本性能和应用

可关断晶闸管(GTO)是我们比较熟悉的开关器件,它的结构和原理与普通晶闸管是类似的,其结构、等效电路、电气符号和驱动波形如图 2.2 所示。

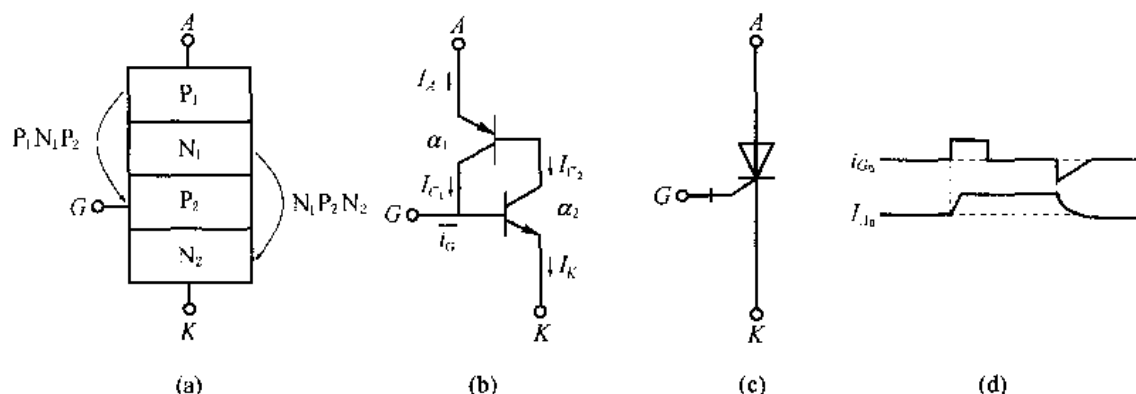


图 2.2 GTO 的结构、等效电路、电气符号和驱动波形示意图

GTO 的开通过程和 SCR 类似,是一个电流正反馈增大的过程,即

$$i_G \uparrow \rightarrow I_{C_2} \uparrow \rightarrow I_A \uparrow \rightarrow I_{C_1} \uparrow \rightarrow I_{C_2} \uparrow \rightarrow \dots \rightarrow I_{AM}$$

GTO 与 SCR 有所不同的是,GTO 在门极加一个合适的反向电流后可以关断,其关断基本过程是这样的:足够大的门极反向电流 I_G 将 I_{C_1} 抽走, $I_{C_2} \downarrow$, 进一步使得 $I_{C_1} \downarrow$, 两晶体管的电流放大倍数 α_1 和 α_2 也下降,当 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 后,就会最终使 I_A 变为零,GTO 关断。

GTO 分为逆阻 GTO、逆导 GTO、无反压 GTO、掩埋门极 GTO 等多种形式,它们的性能各有不同,这里不再赘述,普遍使用的都是逆阻 GTO 和无反压 GTO。

2.2.1 GTO 的基本特性

GTO 的基本特性主要包括门极伏安特性、门极触发特性、阳极伏安特性、开通特性和关断特性等。其中,门极触发特性与 SCR 相似,故不再介绍。

1. 门极伏安特性

GTO 门极伏安特性如图 2.3 所示^[1]。GTO 的门极为 PN 结,其伏安特性近似二极管的正向特性,反向加电压过高时,会产生雪崩击穿,雪崩电压一般为 10~25V。

2. 阳极伏安特性

GTO 的阳极伏安特性与 SCR 基本一致,如图 2.4 所示。由图可知,正向电压超过转折电压 V_{DRM} 时就会正向开通。这时,如果电路能限制阳极电流 I_{ATO} 和电流上升率 di/dt 在其允许的范围内,GTO 也不会损坏。如果 GTO 的 AK 两端的反向电压超过反向击穿电压 V_{RRM} ,就会发生雪崩击穿,从而烧坏管子。

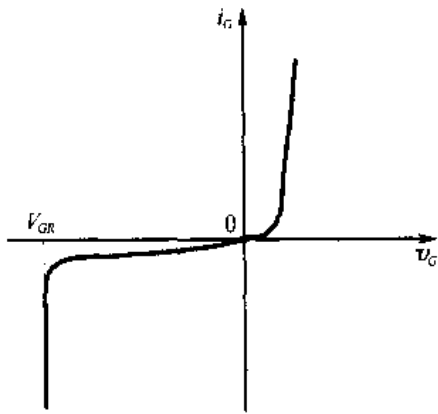


图 2.3 GTO 的门极伏安特性

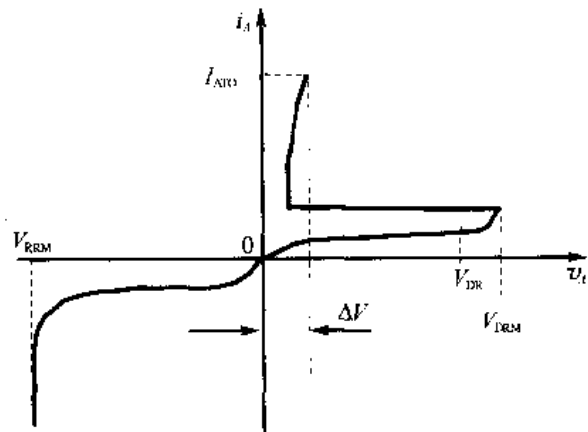


图 2.4 GTO 的阳极伏安特性

3. 开通特性

GTO 的开通特性如图 2.5 所示。

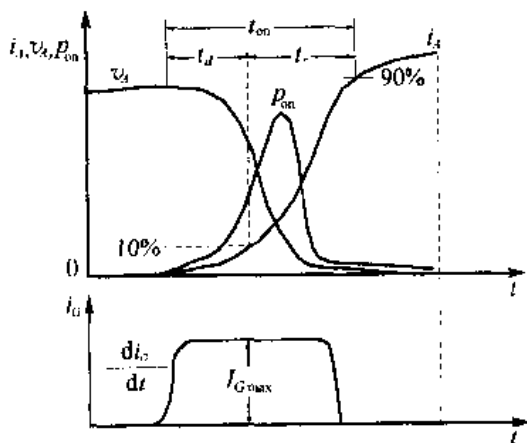


图 2.5 GTO 的开通特性

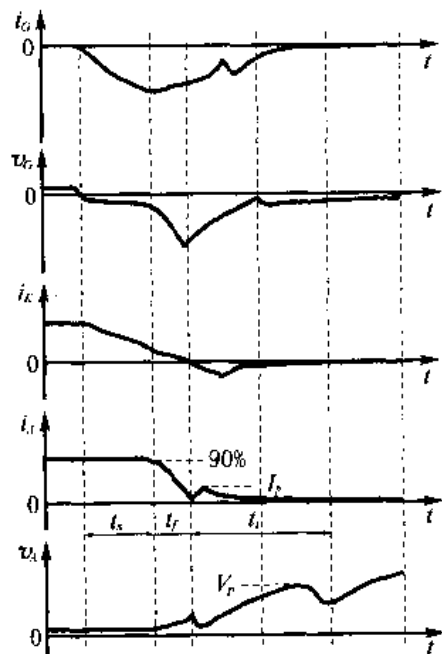


图 2.6 GTO 的关断过程示意图

当 GTO 阳极加正向电压后，给门极一定的正向电流，阳极电流 i_A 开始上升，电压开始下降。当 i_A 大于擎住电流时，GTO 即完全导通。整个开通时间 t_{on} 分为两部分，从施加门极电流到 i_A 上升到 $10\% I_{AM}$ 的时间为延迟时间，用 t_d 表示。从 $i_A = 10\% I_{AM}$ 到 $90\% I_{AM}$ 的时间叫上升时间，用 t_r 表示。开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ ， t_{on} 不仅取决于元件本身，而且和门极电流上升率 di_G/dt 和幅值 I_{GM} 也有很大关系。

4. 关断特性

GTO 的关断过程如图 2.6 所示，它是由于门极反向电流的作用而关断的。整个关断过程分为三个阶段： t_s 、 t_f 和 t_{to} 。

t_s 为存储时间, 在这段时间里, 门极电流从零开始反向到负的最大值, 阳极电流则下降到工作电流 I_{AM} 的 90%。

t_f 为下降时间, 在下降时间里, 阳极电流 i_A 由 I_{AM} 的 90% 下降到 10%, 阳极电压上升到峰值 V_P , 然后进入尾部时间 t_r 。

在 t_r 的前一段, 阳极电压回落, 阳极电流回升到 i_P , 这是因为门极反向电流在减小。不过这并不能使 GTO 重新开通, 而是 i_A 又回降, v_A 上升, GTO 在 t_r 的后段时间慢慢关断。

需要注意的是, 电压峰值 V_P 的大小不仅影响关断损耗, 有时还会因其 dv/dt 太大而损坏 GTO, 也就是说, V_P 的大小会影响 GTO 的 dv/dt 耐量。所以要采取措施减小 V_P , 比如加关断缓冲电路(见第八章第 8.1 节)。

2.2.2 GTO 的主要参数

GTO 的主要参数有正反向阻断电压、最大可关断阳极电流、通态压降、关断增益、 dv/dt 、 di/dt 、开通关断时间、擎住电流、额定结温、热阻、门极触发电流和电压等。其中, 开通、关断时间和擎住电流在前面已提到过, 下面介绍其他参数。

1. 正反向阻断电压

GTO 正反向阻断电压也就是额定的正反向耐压值。GTO 的正向额定电压用 V_{DR} 表示, 取其正向转折电压 V_{DRM} 的一定比例, 比如一般取其 80%。

GTO 的耐压与结温有关, 当结温高于 125℃ 时, α_1 和 α_2 大大增加, 回路增益大于 1, 这时不加触发信号, GTO 就能自行开通。因此, GTO 的工作结温 T_j 一般不能超过 125℃。从另一个角度, 我们可以说当 GTO 的结温 T_j 超过 125℃ 时, 其耐压将会大大降低。

GTO 的正向耐压还和控制极状态有关。通常所说的正向额定耐压是指门极开路时测得的。当门极短路时, GTO 的耐压略有升高(大约升高 10%); 在门极加一个较小的负偏压(比如 -5V) 时, GTO 的正向耐压大约可以提高 40%。但是, 在门极加一个从 -7V 到 0V 跳变(10V/ μ s) 的电压时, GTO 的正向耐压反而会略有下降。这就是说, 要想提高 GTO 的正向耐压, 要在门极加一个相对稳定的负电压。

2. 最大可关断阳极电流 I_{ATO} 、关断增益 β_{off} 和浪涌电流 I_{TSM}

(1) I_{ATO} 和 β_{off}

GTO 导通的必要条件是要满足条件:

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1 \quad (2.1)$$

GTO 关断的必要条件则是要满足条件:

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1 \quad (2.2)$$

GTO 导通后, 若阳极电流过大, 势必使 I_{C1} 、 I_{C2} 也很大, $\alpha_1 + \alpha_2$ 当然也大, 从而处于深度饱和状态。这样, 关断电压很难将 i_{C1} 从 GTO 门极抽出, 也就不能使 α_1 、 α_2 下降到满足式(2.2)的条件, 故不能关断 GTO。若最大可关断阳极电流为 I_{ATO} , 那么关断时需要抽出的最小门极电流 $-I_{GM}$ 要满足:

$$|-I_{GM}| > \frac{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}{\alpha_2} \times I_{ATO} \quad (2.3)$$

它们之间的临界关系也可以用关断增益 β_{off} 来表示, 即

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|-I_{GM}|} \quad (2.4)$$

实际上, β_{off} 表示了 GTO 的关断能力。 β_{off} 不能太大, 一般取 3~5, 否则 GTO 将处于深度饱和状态, 像普通晶闸管那样不能用门极抽电流的办法使其关断。

GTO 的 I_{ATO} 的大小不仅受散热条件和结温的限制, 同时也受电参数 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的限制。这是因为, 如果 $\alpha_1 + \alpha_2$ 太大, GTO 饱和太深, 不能关断。现在 I_{ATO} 最大的 GTO, 其电流高达 9000A^[17]。

这里需要注意的是, I_{ATO} 会受工作频率、再加电压、阳极电压上升率 dv/dt 、结温、门极负电流波形等因素的影响, 使用时应当注意。

另外还必须指出, GTO 的通态额定电流有效值 I_{RMS} 是按结电流密度和允许结温确定的, 一般地, I_{ATO} 约为 I_{RMS} 的 2~3 倍。

(2) 浪涌电流 I_{TSM}

GTO 可以承受时间很短、幅值很高的电流尖峰, 叫做浪涌电流, 用 I_{TSM} 表示。浪涌电流都是由不正常的工作或故障造成的。GTO 能承受的浪涌电流的幅值和宽度(持续时间)都是有限的, 一般由 I^2t 来规定。如 GFP2000B25 型 GTO 的最大可关断电流 I_{ATO} 为 2000A, 而其 $I_{RMS} = 800A$, $I_{TSM} = 1400A$, $I^2t = 98000A^2s$ 。

3. dv/dt 和 di/dt

(1) dv/dt

和普通晶闸管一样, GTO 的阳极、阴极之间加电压的速度不能太快, 即 dv/dt 不能太大。其原因需要分两种情况来说明: 一种情况是 GTO 处于阻断状态时的 dv/dt , 称做静态 dv/dt ; 另一种情况是 GTO 关断过程中的 dv/dt 。

在 GTO 的等效电路中, 在两个三极管的集电结上有等效的结电容, 如图 2.7 所示。

两个三极管的发射结上等效的结电容较小, 又与其并联, 当 AK 之间突加电压时, 可以通过两发射结(正偏)和结电容 C_{J2} 流过电流, 即

$$i_D = C_{J2} \cdot dv/dt \quad (2.5)$$

当 dv/dt 增大到一定程度时, 电流 i_D 就达到一定的数值, 使 $\alpha_1 + \alpha_2$ 增大到 1 时, GTO 就可以导通, 这虽然是一种不正常的误导通, 但是不允许的。

静态 dv/dt 与结温、阳极电压和门极状态都有关系。结温和阳极电压越高, GTO 承受 dv/dt 的能力越低。在门极加负偏压、并电阻和电容等提高 GTO 耐压的方法也都能使其承受 dv/dt 的能力增强。

由图 2.6 可以看出, GTO 关断时, 随着阳极电流减小, 阳极电压也逐步上升。这时, 如果电压上升过快, 即 dv/dt 太大, GTO 的最大可关断阳极电流 I_{ATO} 就会下降, 关断作用就可能失效。

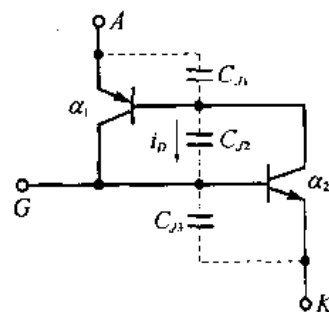


图 2.7 GTO 的电容分布

注意,在使用GTO器件时,必须保证动态 dv/dt 和静态 dv/dt 都不能超过GTO厂家所提供的 dv/dt 参数,并且必须留有足够多的余量,以防止电网异常所造成的 dv/dt 太大而使GTO失控甚至损坏。另外,在AK之间加关断缓冲电路(见第8.1节),可以有效地抑制其 dv/dt ,提高可靠性。

(2) di/dt

GTO的门极并非在管芯的整个断面上都有,而且是具有一些特定的结构。GTO的 di/dt 是指在GTO开通过程中,其管芯的通电流面积是由小到大变化的。所以,如果 di/dt 太大,势必造成电流集中,使管芯局部发热并难以散开,发生局部热点,从而损坏GTO。

4. 门极控制电流电压

为了保证GTO的可靠开通和可靠关断,门极控制电流电压工作的幅度和变化情况都要满足一定的要求。GTO的产品说明书中一般都做了明确的规定。在后面的应用问题中将详细讨论这一部分。

5. 典型的GTO参数表

几种典型的国产GTO的型号和主要参数见表2.3。

表 2.3 典型国产GTO的主要参数表

型 号	$V_{DRM}(V)$	$I_{TCM}(A)$	$V_{RCM}(V)$	$I_{TSM}(A)$	$V_{TM}(V)$
DGT304SE	600~1300	600	16	4000	2.2
DG386SL	600~2500	1000	16	7000	2.8
DG606SH	600~2500	2000	16	14000	2.8
DG758X	600~4500	2500	16	16000	3.4

2.2.3 GTO的应用问题

GTO的应用问题主要包括:电流和电压定额的选择、门极触发信号的要求和触发电路设计、缓冲电路以及散热等技术。由于缓冲电路和散热设计与其他类型的开关器件有共同之处,所以集中到本书后面的章节讨论。

1. 电流定额选择

GTO的电流定额参数包括最大可关断阳极电流 I_{ATO} 、通态额定电流有效值 I_{RMS} 和浪涌电流 I_{TSM} 。在实际的逆变电路中,流过GTO的电流波形可能是正弦波、方波、梯形波、脉冲列或不规则脉冲等波形。对各种波形,总能根据下式计算或估算出其电流有效值:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (2.6)$$

根据求得的实际电流有效值 I ,选择GTO的 I_{RMS} 定额。一般地,若能保证电路中实际的电流峰值 I_M 小于 I_{ATO} ,可以按下式选择 I_{RMS} :

$$I_{RMS} = (1.5 \sim 2)I \quad (2.7)$$

这样选择,有时可能 I_{ATO} 比 I_M 大得多,但考虑散热问题也只有如此选择。如果实际电路中的电流峰值 I_M 很高,而有效值 I 并不大,则需要首先满足 $I_M < I_{ATO}$ 。考虑电路中电网突变或其他原因造成 I_M 无规律的瞬增而不致于使其达到 I_{ATO} ,一般地选 $I_{ATO} \geq (1.5 \sim 2)I_M$ 。这时有可能是 GTO 的 I_{RMS} 比实际的大得多。

总之,选择 GTO 电流定额要根据实际电路中的电流波形从 I_{ATO} 和 I_{RMS} 两方面考虑,只要二者都不超标,才能保证 GTO 的工作可靠性。

由于电路中一般都设有缓冲电路,流过 GTO 的浪涌电流一般不会太高,而 GTO 允许的浪涌电流 I_{TSM} 都比较大,所以一般不用考虑浪涌电流问题。

2. 电压定额

虽然 GTO 的电压定额有正向耐压 V_{DR} 和反向耐压 V_{RR} 两方面,但是在实际应用电路中,需要 GTO 承受反向电压一般都比较小,能量也不大。所以选择 GTO 的电压定额,主要是选择其正向阻断电压定额。

由于逆变装置都允许输入电压有一定的波动范围,并且电网上往往存在一些无规则的瞬间波动(如大电动机启停)和电压尖峰(如雷击),同时逆变电路中开关管开关时在直流母线上会产生电压尖峰,所以考虑以上诸多因素,在选择 GTO 的耐压定额时,往往要留有一定的余量。一般地取:

$$V_{DR} = 2V_M \quad (2.8)$$

3. 门极控制信号

GTO 的门极控制信号包括:触发开通门极电流、电压波形和关断门极电流、电压变化。为 GTO 提供的门极触发信号,需要实现以下几个方面的功能:

- 1) 可靠触发开通 GTO;
- 2) 关断 GTO;
- 3) 加快开关过程;
- 4) 减小开关损耗;
- 5) 提高 GTO 的耐压和 dv/dt 耐量。

具有以上功能的门极控制信号典型的电流、电压波形如图 2.8 所示。图中, I_{CF} 为最大反向门极电流。

GTO 整个开通关断过程 $t_0 \sim t_7$ 可分为 7 个阶段。每个阶段电流电压的变化方式和幅度都有一定的要求^[1],都会影响 GTO 的开关过程。

(1) 触发电流脉冲前沿($t_0 \sim t_1$ 阶段)陡度

GTO 要求其门极触发电流前沿尽量陡,即 i_G 上升尽量快,给电容充电快,能加快 GTO 开通,减小开通损耗。一般地,取 $di_G/dt = 5 \sim 10 A/\mu s$ 。

(2) 触发电流脉冲幅度($t_1 \sim t_2$ 阶段) I_{CF}

GTO 的产品参数表都给出额定触发电流 I_{CF} , 在应用时,实际触发电路能提供给 GTO 的门极电流幅度 I_G 不应小于 I_{CF} , 否则将不能可靠地触发导通。为了实现强触发,缩短开通时间,减小开通损耗,触发电路所能提供的门极电流比 I_{CF} 要大得多。一般地,

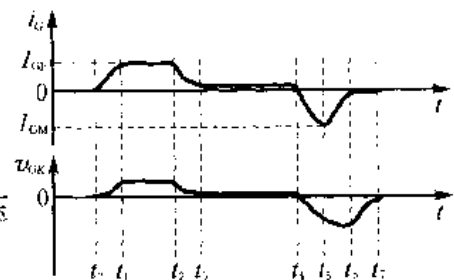


图 2.8 GTO 的控制波形

取 $I_G = (3 \sim 10)I_{GF}$ 。

(3) 触发电流脉冲宽度($t_0 \sim t_2$ 阶段)

触发电流脉冲宽度只要大于 GTO 的开通时间就可以了。但是 GTO 的开通时间和它的工作条件如温度、触发电流、负载都有关系。低温时和电感性负载时, GTO 所需要的开通时间都会长一些。一般地, 可以根据实际电路, 选择脉冲宽度为 $10 \sim 60 \mu s$ 不等。

(4) 脉冲后沿($t_2 \sim t_3$ 阶段)和通态门极电流($t_3 \sim t_4$ 阶段)

为了消除或减缓振荡, 要求脉冲后沿的陡度要尽量缓一些。GTO 处于导通状态后, 可以不施加门极电流, 这与 SCR 是一致的。有时, 为了提高抗干扰性能和降低通态压降, 也加一定的门极电流。但是, 为了减小 GTO 门极和触发电路的功耗, 通态的门极电流也不能太大, 一般不要超过 I_{GF} 。

(5) 关断的信号脉冲前沿($t_4 \sim t_5$ 阶段)陡度和关断电流幅度 I_{GM}

和开通过程相似, 为了缩短关断时间, 减少关断损耗, 要求关断门极反向电流也要有足够的上升率。具体变化速度或变化率与 GTO 的电流容量和开通电流都有关系。但是这段时间 i_G 变化率过大会降低 GTO 的关断增益。所以, 一般地, 在这段时间, 可以取 $|di_G/dt| = 10 \sim 50 A/\mu s$ 。

关断门极电流的幅度, 我们在前面已提到过, 一般取 $I_{GRM} = (1/2 \sim 1/3)I_{ATO}$ 。

(6) 关断脉冲宽度($t_4 \sim t_7$ 阶段)

关断脉冲宽度是指门极关断时加反向电压的时间。这个宽度要足够宽, 才能使 GTO 可靠关断, 要大于 GTO 说明书给出的关断时间的值。关断时间与关断电流脉冲的前沿和幅值 I_{GM} 都有关系, 但是, 在这个宽度之内, 不仅要保证抽走 I_A 下降时的载流子, 还必须复合掉所有剩余的载流子, 这样才能使 GTO 真正关断。

(7) 断态门极反向电压

理论上, 通态门极加零电压就是以保证 GTO 不导通。但是如前所述, 如果在门极加反向偏置电压, 可以显著提高 GTO 耐压和 dv/dt 的承受能力, 从而提高逆变电路的工作可靠性。所以在断态时通常在 GTO 门极加一个大约 $-3 \sim -5V$ 的反向电压。

4. 门极触发电路

门极触发电路的功能就是要为门极提供满足以上要求的门极开通和关断电流脉冲和偏置电压。所以触发电路的基本结构要包括三个部分: 门极开通电路、门极关断电路和反压偏置电路。

门极触发电路的基本形式有单电源方式、双电源方式和变压器隔离方式, 如图 2.9 所示。图中: (a) 适用于 $100A$ 左右的 GTO; (b), (c) 适用于 $200 \sim 300A$ 的 GTO; (d) 适用于 $300A$ 以上的 GTO。

在这些触发电路中, 为 GTO 门极提供开通触发电流、关断电流, 以及反向偏置电压的基本原理可以一目了然。但是电路中的电阻、电容、电感以及引线长短都对 GTO 的使用性能有重要影响, 需特别注意。

(1) 串联电阻

在图 2.9 中, 驱动开关管或 GTO 门极上所串的电阻 R 的值可以根据驱动电源电压和触发开通 GTO 所需门极电流脉冲幅值计算出来。由于电源电压 E 不太高, 触发电流

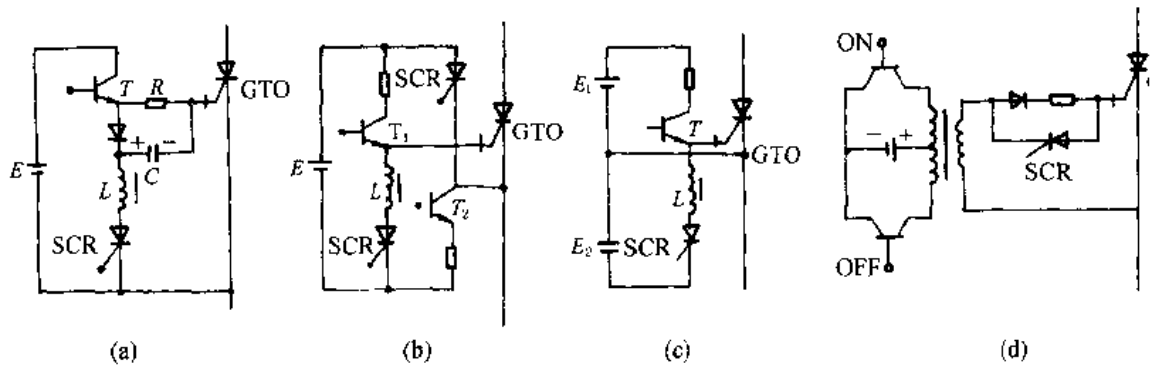


图 2.9 门极触发电路的基本形式

i_{GF} 又不小, 所以一般 R 都很小。

(2) 并联电阻和电容

在 GTO 门极和阴极之间并联电阻和电容, 可以提高 GTO 的电压和 dv/dt 耐量, 提供抗干扰能力和工作可靠性, 如图 2.10 所示。

根据 GTO 的容量不同, GTO 门极和阴极之间并联的电阻和电容也不同, 一般地, 取 R_{GK} 为几 Ω 到几十 Ω , C 为几百 pF 到 0.1 μF 。

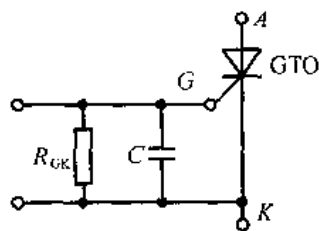


图 2.10 GTO 门极电阻和电容

(3) 串联电感

在 GTO 的关断回路中, 串联一个很小的电感有助于提高 GTO 的关断能力。大容量的 GTO 关断时需要的反向电流变化率 di_G/dt 大, 门极回路中不需串联电感, 仅引线电感就能使 di_G/dt 被限制在合理范围内。在中小容量的 GTO 中, 需要一个几微亨的小电感, 以使 di_G/dt 满足要求。

(4) 引线长度

引线长度是指触发电路到 GTO 门极和阴极之间两根引线的长度, 这个长度会影响 GTO 门极触发信号, 这是因为引线上存在电阻和引线电感, 从而影响脉冲电流峰值和电流上升率。需要注意的是, 引线越短越好, 尽量减小电阻和引线电感, 并需要使用双绞线, 2~3 圈/cm, 以提高抗干扰能力。

2.3 功率场效应管的性能和应用

我们知道, 场效应管分为结型场效应管和绝缘栅场效应管, 功率场效应管都是绝缘栅型场效应管。绝缘栅场效应管是由金属氧化物、半导体组成场效应晶体管, 简称 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), 是一种电压控制的单极型器件。

在逆变电路中, 功率 MOSFET (简称 VMOSFET, 有时也简称 VMOS) 作为开关器件, 其常态都是阻断状态, 也就是说都是增强型的 MOSFET。VMOSFET 分为 N 沟道和 P 沟道两种, 其中, N 沟道 VMOSFET 的导通电流从漏极 D 流向源极 S , 而 P 沟道 VMOSFET 的导通电流从源极 S 流向漏极 D , 其电气图形符号见图 2.11。图中, 反并的

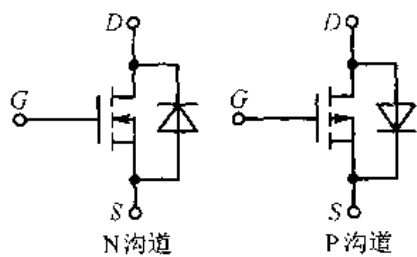


图 2.11 VMOSFET 图形符号

二极管表示 MOSFET 结构中的寄生二极管或集成的可续流的二极管。我们从 MOSFET 的结构和工作原理可以知道, MOSFET 存在着固有的寄生反并联二极管。所以, 有时为了保护 MOSFET, 在较高容量 VMOSFET 中, 又集成了电流容量更大、耐压更高、恢复更快的反并联二极管。

VMOSFET 分为 V 型结构(VVMOSFET)和 D 型结构(VDMOSFET)。VVMOSFET 栅电容小、开关速度快、沟道电阻小, 但耐压不高, 所以适用于低耐压、大电流的 VMOSFET。VDMOSFET 采用两次扩展, 精确控制沟道长度, 除具有 VVMOSFET 的优点外, 耐压还高, 适合于高耐压的 VMOSFET。

2.3.1 VMOSFET 的基本特性

VMOSFET 的基本特性包括静态特性和动态特性两部分, 其中, 静态特性包括转移特性和输出特性, 动态特性主要是指开关特性。

1. 转移特性

因为 VMOSFET 是电压控制型器件, 所以它的转移特性是指漏极电流 I_D 与栅源电压 V_{GS} 之间的关系, 如图 2.12 所示。

图中, 特性曲线的斜率 $\Delta I_D / \Delta V_{GS}$ 表示 VMOSFET 的放大能力, 它显然是一个跨导参数, 用 g_m 来表示, 即

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad (2.9)$$

$V_{GS(th)}$ 成为 VMOSFET 的开启电压, 有时为了简单, 直接用 V_G 表示。

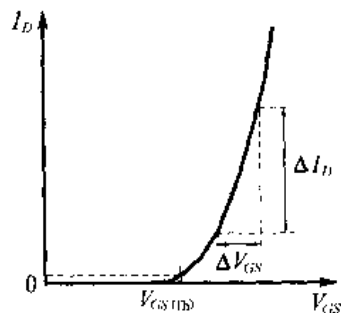


图 2.12 VMOSFET 的转移特性

2. 输出特性

在栅源电压 V_{GS} 变化的条件下, 漏极电流 I_D 与漏源电压 V_{DS} 关系曲线族称为 VMOSFET 的输出特性曲线, 如图 2.13 所示。

由图可见, VMOSFET 的输出特性曲线分为四个区: 可变电阻区 I、线性区 II、阻断区 III 和击穿区 IV。

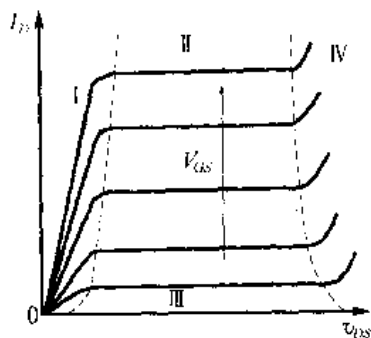


图 2.13 VMOSFET 的输出特性

(1) 可变电阻区 I

在这个区, 漏极电流 I_D 与漏源电压 v_{DS} 呈线性关系, 但这个线性关系随 V_{GS} 的变化而变化, 所以称为可变电阻区; 而 I_D 又不随 V_{GS} 的变化而线性增加, 所以这个区也称为 VMOSFET 的饱和压降特性。

VMOSFET 的通态压降 V_{DSsat} 与 I_D 有关, 通态压降比较高。

(2) 线性区 II

这个区因漏极电流 I_D 与栅源电压 V_{GS} 呈线性关系

而得名,有时也叫线性放大区。在这个区, V_{GS} 不变时, 加大 V_{DS} , I_D 几乎不变, 即 I_D 饱和, 所以这个区也叫输出饱和区。VMOSFET 工作在这个区时, 其管芯耗散功率 $I_D V_{DS}$ 会比较大。在逆变电路中, VMOSFET 通常不工作在这个区, 只是在开通与关断两状态之间转换时快速通过这个区。

(3) 阻断区 II

当 $V_{GS} < V_{GS(Th)}$ 时, I_D 很小, 只有漏电流。实际上可以说, 这时 VMOSFET 处于阻断状态, 或叫关断状态, 所以这个区也叫做截止区。

(4) 击穿区 IV

不论 V_{GS} 有多大, 当 V_{DS} 加大到一定程度时, 源漏之间的寄生 PN 结就会发生雪崩击穿, 电流 I_D 快速增加, 使器件被烧坏。所以 VMOSFET 与其他器件一样, 一定要避免施加的电压过高。

3. 开关特性

在逆变开关电路中, VMOSFET 一般都工作在开通或关断状态, 即开关状态, 不长期工作在线性放大状态, 只从线性放大状态过渡。VMOSFET 的开关特性是指开关过程中 i_D 和 v_{DS} 随 v_{GS} 的变化关系。这个开关特性在电阻性负载和电感性负载时存在着明显的差别。

(1) 电阻性负载时的开关特性

VMOSFET 带电阻性负载的电路示意图见图 2.14。

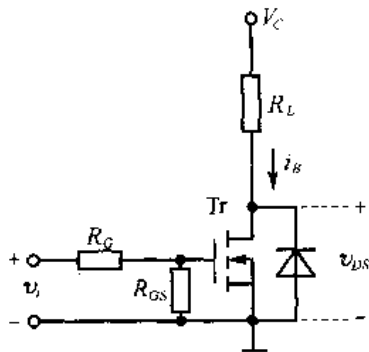


图 2.14 VMOSFET 带电阻负载

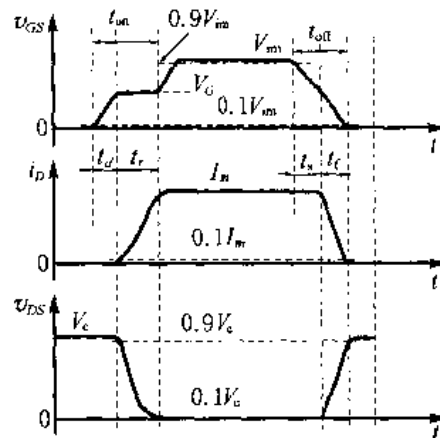


图 2.15 VMOSFET 阻性开关特性

VMOSFET 的开关特性是与输入电压 v_i 对应的漏源电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 与时间 t 之间的关系曲线, 如图 2.15 所示。

由于有栅电容 C_{GS} , 在其充电到触发电压 V_G 以前, 电流 i_D 和电压 v_{DS} 都基本不变。当 v_{GS} 充到 V_G 后, 电流 i_D 才明显上升, 同时 v_{DS} 跟随下降, 其关系符合

$$v_{DS} = V_C - i_D R_L \quad (2.10)$$

我们把给 C_{GS} 充电的时间叫延迟时间, 用 t_d 表示, 而把电流 i_D 上升的时间(从 $10\% I_m$ 到 $90\% I_m$)叫上升时间, 用 t_r 表示。VMOSFET 的开通时间(用 t_{on} 表示)等于延迟时间与上升时间之和, 即 $t_{on} = t_d + t_r$ 。注意, 在 t_r 时间内, 由于 v_{DS} 下降, v_i 经 R_G 流到栅极的电流经过 GD 之间的电容 C_{GD} 流到 S , 基本不给 C_{GS} 充电, 故 V_{GS} 基本不变, 待 t_r 后再上升到 V_{im} 。

在关断 VMOSFET 时, 首先 v_i 变为零或者为负值, C_{GS} 放电, v_{GS} 下降到 V_G 后, 电流 i_D 才开始下降, v_{DS} 同时上升。 v_{GS} 下降到 V_G 所需要的时间叫存储时间, 用 t_s 表示。 i_D 从 $90\%I_m$ 下降到 $10\%I_m$ 的时间叫电流下降时间, 用 t_f 表示。 这两个时间之和就是 VMOSFET 的关断时间, 用 t_{off} 表示。 由以上分析可得下式:

$$\begin{cases} t_{on} = t_d + t_r \\ t_{off} = t_s + t_f \end{cases} \quad (2.11)$$

(2) VMOSFET 带电感性负载时的开关特性

VMOSFET 带电感性负载时, 电感必须有续流回路, 其电路示意图见图 2.16。 图中, D_X 为续流二极管。

为了分析方便而简单, 假设负载电感足够大, 流过它的电流是连续的, 且基本不变, 用 I_L 表示, 所以在 Tr 导通之后, 有: $i_D = I_L$, $i_{D_X} = 0$ 。

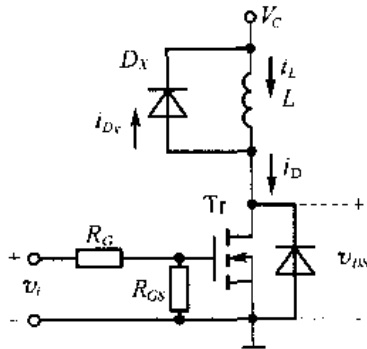


图 2.16 VMOSFET 带电感负载

在 Tr 关断以后, 有: $i_D = 0$, $i_{D_X} = I_L$ 。

在 Tr 开通和关断过程中, 这些量的变化曲线称为 VMOSFET 带电感性负载时的开关特性, 如图 2.17 所示。

我们首先来看开通过程。加 v_i 后, 给 C_{GS} 充电, 在 v_{GS} 到达 V_G 之前, $i_D \approx 0$, $i_{D_X} = I_L$, 经延迟时间 t_d 后, Tr 的 DS 之间形成导电通道, 开始流过电流, 但是, 只要 $i_D < I_L$, D_X 继续续流, Tr 的压降 v_{DS} 基本不变。 v_{GS} 到达 V_G 之后到电流 i_D 上升到 I_L 之间的时间叫做电流上升时间, 用 t_r 表示。 i_D 上升到 I_L 后, D_X 续流结束后, $i_D = I_L$, 这时 V_{DS} 下降到饱和压降 V_{DSS} , 这段时间叫电压下降时间, 用 t_{vf} 表示。

VMOSFET 的开通时间 t_{on} 是这几段时间之和, 即

$$t_{on} = t_d + t_r + t_{vf} \quad (2.12)$$

同样, 在关断时, 首先有一个 C_{GS} 放电的存储时间 t_s , 然后电流 i_D 下降。 需要注意的是, 由于 I_L 基本不变, i_D 稍一下降, 续流二极管 D_X 马上导通, 保持 $I_L = i_{D_X} + i_D$ 。 显然, 在这段时间一开始, 电压 v_{DS} 就要从 V_{DSSsat} 升到 V_C 。 所以这段时间是 v_{DS} 上升的时间, 用 t_{vr} 表示。 t_{vr} 过后, D_X 才真正导通, i_D 下降, 向 D_X 转化。 我们把 i_D 从 $0.9I_L$ 下降到 $0.1I_L$ 的时间称为电流下降时间, 用 t_{if} 表示。 显然, VMOSFET 的关断时间 t_{off} 是这三段时间之和, 即

$$t_{off} = t_s + t_{vr} + t_{if} \quad (2.13)$$

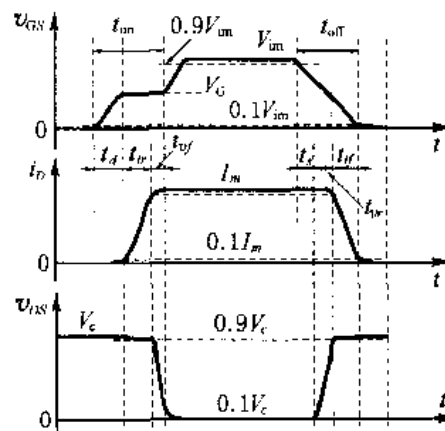


图 2.17 VMOS 的感性负载开关特性

VMOSFET 与其他开关管类似,其开关时间与负载的类型、大小、电源电压、结温等都有关系,产品手册一般都给出这些特性曲线,所以在实际逆变电路设计时,可以由这些曲线查出近似值。

2.3.2 VMOSFET 的基本参数

VMOSFET 的基本参数主要包括漏源耐压、 dv/dt 耐量、额定通态电流、安全工作区、导通电阻、放大性能参数、开关特性参数和栅极参数等。其中放大性能参数——跨导 g_m 在前面的转移特性中已介绍过,并且对工作于开关状态的 VMOSFET 来说不太重要。开关特性参数主要包括开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} ,这些在前面刚刚介绍过。下面具体讨论其他参数。

1. 漏源击穿电压 BV_{DS} 和耐压 V_{DSS}

由图 2.13 的输出特性曲线可知,当 v_{DS} 升高到一定值时,VMOSFET 将发生雪崩击穿,这个临界电压则称为漏源击穿电压,用 BV_{DS} 表示。一般地,取 BV_{DS} 的 80%~90% 定义为 VMOSFET 的断态重复峰值电压,或者称为额定电压,也就是 VMOSFET 的耐压,用 V_{DSS} 表示。 V_{DSS} 随温度的变化而变化,当结温升高时,其耐压具有正的温度系数,也升高。大约结温 T_j 每升高 10°C , BV_{DS} 将增加 1% 左右,这个特性与双极型器件(比如 GTR)正好相反。

由图 2.13 还可以看出,VMOSFET 的 BV_{DS} 和 V_{DSR} 与栅极的工作状态有很大关系。虽然 BV_{DS} 和 V_{DSR} 指的是 $v_{GS}=0$ 时的值,但在实际应用电路中,在 GS 之间并联电阻和加反向电压,都能提高 VMOSFET 的耐压。请注意后面应用问题的讨论。

2. 漏源 dv/dt 耐量

VMOSFET 的栅极和源极之间有一个栅电容 C_{GS} ,有时也用 C_{iss} 表示;栅极和漏极之间也存在栅和 PN 结串联而成的电容 C_{DG} ,或者用 C_{rss} 表示;漏源之间存在一个结电容 C_{DS} ,也用 C_{oss} 表示,如图 2.18 所示。一般地,有 $C_{GS} \gg C_{DG}$,当在 DS 之间加电压时,通过 C_{DG} 和 C_{GS} 有一个位移电流 i_r ,它主要由 C_{DG} 而定,即

$$i_r = C_{DG} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \quad (2.14)$$

这个位移电流会给栅电容 C_{GS} 充电。当 dv_{DS}/dt 大到一定值并持续一定时间, v_{GS} 由式(2.15)给出,就会达到并超过 VMOSFET 的栅极开启电压,而使 VMOSFET 导通,

$$v_{GS} = \frac{1}{C_{GS}} \int i_r dt \quad (2.15)$$

VMOSFET 的 dv/dt 耐量都很大,可高达 $10\text{kV}/\mu\text{s}$ 。

在逆变电路中,电路参数一般正常工作时能限制提供给 VMOSFET 的 dv/dt ,不致于产生太大的位移电流 i_r 而使 VMOSFET 误导通。尽管如此,为了抗得住不正常的电压尖峰(如雷击等),还是要采取一定的措施,比如在栅源之间并电阻等。

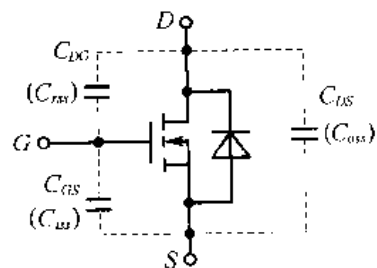


图 2.18 VMOSFET 图形符号

3. 额定漏极电流和最大峰值电流

额定漏极电流 I_{DE} (手册中有时用 I_D 表示) 是由管芯的发热量、管芯到管壳以及管壳到散热器之间的热阻决定的, 是 VMOSFET 能通过的最大有效值电流。

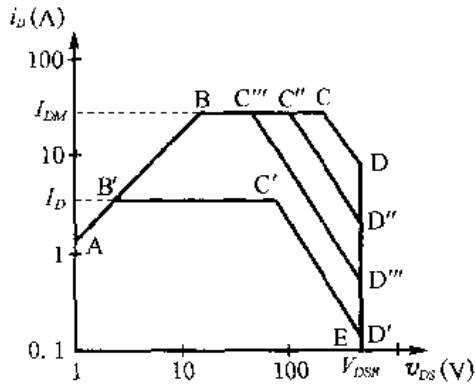


图 2.19 VMOS 的安全工作区

最大峰值电流 I_{DM} 是指 VMOSFET 能通过的脉冲电流的最高幅值, 它实际上是由 VMOSFET 的安全工作区决定的。从发热的角度来看, 这个参数的实际意义应该由 $I_{DM}^2 t$ 决定, 当 t 很小时, I_{DM} 就变成了表 2.2 给出的浪涌电流。

4. 安全工作区

VMOSFET 的工作电流和电压在任何时刻都不能超过其安全工作区 (SOA), 其正向 SOA 的一个实例如图 2.19 所示。图中, AB 段为导通电阻限制线; BC 段为最大漏极电流限制线; CD 段为最大功耗限制线, 由于额定结温和温升的限制, 导通时间越短 (占空比越小), 最大功耗耐量越高; DE 段为最大漏极电压限制线。

5. 导通电阻 R_{DS}

VMOSFET 的通道电阻 R_{DS} 是由其沟道工作状态决定的, 是器件产生功耗的主要因素。这里所说的工作状态是指流过通道的电流、管芯的结温等参数。器件手册中不仅给出 VMOSFET 的导通电阻 R_{DS} , 还给出其测试条件, 以及随测试条件参数变化的变化曲线。

VMOSFET 的 R_{DS} 具有正的温度系数, 当温度升高时, R_{DS} 会明显增大, 限制 i_{DS} 的上升, 这个特性具有以下两个优点:

- 1) 克服了功率晶体管 (GTR) 的二次击穿问题, 可取代 GTR;
- 2) 具有良好的可并联性, 不用另外采取均流措施。

6. 开启电压 $V_{GS(Th)}$ (或 V_G) 和栅极击穿电压 BV_{GS}

图 2.12 给出了 VMOSFET 的开启电压 $V_{GS(Th)}$ (或 V_G), 有时又叫阈值电压, 一般为 2~5V。产品手册中都给出这个参数的具体值, 在实用电路中, 要使 VMOSFET 导通时, 加在 GS 之间的电压 v_{GS} 必须大于 $V_{GS(Th)}$ 。

由于 VMOSFET 的绝缘栅很薄 (为了减小栅电容, 加快开关速度), 能承受的最高电压有限, 当 v_{GS} 大到一定值时, 栅极将被击穿, 这个临界击穿电压用 BV_{GS} 表示, 一般稍大于 20V。也就是说, VMOSFET 在任何时刻所加的栅极电压 v_{GS} 都不要超过 $\pm 20V$, 优选值为 +15~-5V。

7. 典型 VMOSFET 的参数表

典型的 VMOSFET 的型号、厂家封装和特性参数举例见表 2.4 和表 2.5。

表 2.4 典型的 N-VMOSFET 的型号、厂家封装和特性参数

型号	生产厂家	封装形式	V_{DSR} (V)	I_D (A)	R_{DS} (Ω)	P_D (W)	R_{thj} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
IXFK110N06	IXYS	TO-264	60	200	0.006	500	0.25
IXFK200N06	IXYS	ISOTOP	60	200	0.006	520	0.24
IXFN36N60	IXYS	ISOTOP	600	36	0.18	520	0.25
IXFX15N100	IXYS	TO-247	1000	15	0.7	360	0.35
IXFH26N50	IXYS	TO-247	500	26	0.2	300	0.42
IXFH48N50	IXYS	ISOTOP	500	48	0.1	320	0.24
IXFH21N100	IXYS	ISOTOP	1000	21	0.55	320	0.24
IXFH20N60	IXYS	TO-247	600	20	0.35	300	0.42
IXFH79N20	IXYS	ISOTOP	200	85	0.025	400	0.31
STE40NA60	ST	ISOTOP	600	40	0.135	460	0.27
STE26NA90	ST	ISOTOP	900	26	0.3	450	0.27
IRFI530	IR	TO-220	100	14	0.16	88	3.9
IRFI830	IR	TO-220	500	4.5	1.5	74	3.9
IRFP048	IR	TO-247	60	70	0.018	190	0.8
IRFPG30	IR	TO-247	1000	3.1	5	125	1.0
IRFK4H054	IR	TO-240A	60	150	0.005	500	
IRFK6H054	IR	TO-240A	60	350	0.003	625	
IRFK4JE50	IR	TO-240A	800	26	0.3	500	
IRFK6JC50	IR	TO-240A	600	48	0.1	625	

表 2.5 ST 公司 STE26NA90 型 N-VMOSFET 性能参数

符号	说明或测试条件	基本数值	单位
V_{DS}	漏源耐电压 ($V_{GS}=0$)	900	V
V_{DSR}	漏栅耐电压 ($V_{GS}=0$)	900	V
V_{GS}	门源耐电压	± 30	V
I_D	源极持续电流 ($T_C=25^{\circ}\text{C}$)	26	A
I_D	源极持续电流 ($T_C=100^{\circ}\text{C}$)	16.2	A
I_{DM}	源极脉冲电流	104	A
P_D	允许总功耗 ($T_C=25^{\circ}\text{C}$)	450	W
T_S	储存温度	$-55\sim 150$	$^{\circ}\text{C}$
T_J	额定结温	150	$^{\circ}\text{C}$
V_{ISO}	绝缘电压	2500	V
R_{thjc}	结到壳的最大热阻	0.27	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{thcf}	壳的接触热阻	0.05	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
V_{DSS}	最低耐电压 ($V_{GS}=0, I_D=500\mu\text{A}$)	900	V
I_{DSS}	DS 漏电流 ($V_{GS}=0, V_{DS}=900\text{V}$)	250	μA
I_{GSS}	门极漏电流 ($V_{GS}=\pm 30\text{V}$)	0.2	μA
$V_{GS(th)}$	门极开启电压 ($V_{GS}=V_{DS}, I_D=1\text{mA}$)	3.0	V
$R_{DS(on)}$	通态电阻 ($V_{GS}=10\text{V}, I_D=13\text{A}$)	0.25	Ω

续表

符号	说明或测试条件	基本数值	单位
C_{iss}	输入电容($V_{DS} = 25V, V_{GS} = 0, f = 1MHz$)	13600	pF
C_{oss}	输出电容($V_{DS} = 25V, V_{GS} = 0, f = 1MHz$)	1130	pF
C_{rss}	反馈电容($V_{DS} = 25V, V_{GS} = 0, f = 1MHz$)	270	pF
t_{don}	开通延时和电流上升时间($V_{DS} = 450V, V_{GS} = 10V, I_D =$	40	ns
t_r	12A, $R_G = 4.7\Omega$)	52	ns
t_{doff}	关断延时和电流下降时间($V_{DS} = 450V, V_{GS} = 10V, I_D =$	108	ns
t_f	12A, $R_G = 4.7\Omega$)	25	ns
I_{SD}	二极管电流	26	A
I_{SDM}	二极管峰值电流	104	A
V_{SD}	二极管电压降($V_{GS} = 0, I_{SD} = 26A$)	1.6	V
t_{rr}	二极管反向恢复时间和电流($V_R = 100V, I_{SD} = 26A,$	1.3	μs
I_{RRM}	$di/dt = 100A/\mu s$)	58	A

2.3.3 VMOSFET 的应用问题

1. 应用注意事项

(1) 栅极保护问题

首先,防止静电击穿。储存时,最好用金属箔将各引脚包在一起,放在金属容器中。取件时不要拿金属引脚。安装时,工作台要接地。焊接时,烙铁应断电。测试时,工作台和仪器要接地良好。

其次,防止在栅极施加过电压。不论测试器件还是在电路中或者在其他任何时刻,都要保证加在栅源之间的电压 V_{GS} 不超过 $\pm 20V$ 。对内部栅源间并联齐纳二极管的 VMOSFET,其 GS 间的反向电压不要超过 $0.3V$ 。在实际电路中, GS 间并联一支 $5.1 \sim 20k\Omega$ 的电阻和双向稳压管对栅极可起到保护作用。

(2) 电压和电流定额选择

为了防止电网瞬态电压尖峰和开关管工作造成的电压尖峰击穿 VMOSFET,选择这种器件时,其耐压不应低于电路中 DS 间最高可估算电压的 1.5 倍。如果 DS 之间的电压能保证不会超过某个值,即逆变电路中直流母线上电压非常稳定,也可少一些余量(如 $100 \sim 200V$),这样会降低逆变器的成本和提高其工作效率。

选择电流容量,要根据电路中最大电流峰值 $I_{PK} < I_{DM}$,并且实际功耗要保证管芯的结温不会超过额定结温。电流余量的大小,要根据在具体电路中的实际情况和管子的可选规格来确定。

(3) 消除 VMOSFET 内部寄生的反并联二极管的影响

需要注意,这个二极管不宜作续流二极管,因为它的反向恢复时间较长,尤其是高耐压的 MOSFET,有时长达 $1\mu s$ 。所以在需要提供续流回路的逆变电路中,最好另外反并一只快速恢复二极管,以增强续流能力、减小恢复损耗。当然,在大多数的 VMOSFET 中,厂家已经在其内部封装有一个快恢复二极管,与 VMOSFET 管芯反向并联,这在使用时就方便多了。

2. 驱动电路设计

VMOSFET 为电压控制型器件，驱动功率小，故驱动电路也比较简单。驱动要求能提供足够的栅极电压和栅极电容充电电流，并能泄放栅极电荷。VMOSFET 在关断状态一般不用在栅源之间加反向电压，但是要在 GS 间并联一支 $5.1 \sim 20\text{k}\Omega$ 的电阻，以提高 VMOSFET 的耐压、 dv/dt 耐量和抗干扰能力，必要时还要在 GS 间并两支反串的稳压二极管。

VMOSFET 的驱动电路有多种形式，分别适用于不同的开关管和逆变电路。典型的栅极驱动电路形式如图 2.20 所示。图中，(a) 为直接驱动电路。这个电路简单，用于控制信号 v_i 与主电压 V_{DD} 不用隔离的电路中。 v_i 为高电平时， T_1 导通， T_2 截止， v_i 为低电平时， T_1 截止， T_2 导通， T_r 的栅电容 T_2 放电而使 T_r 关断。

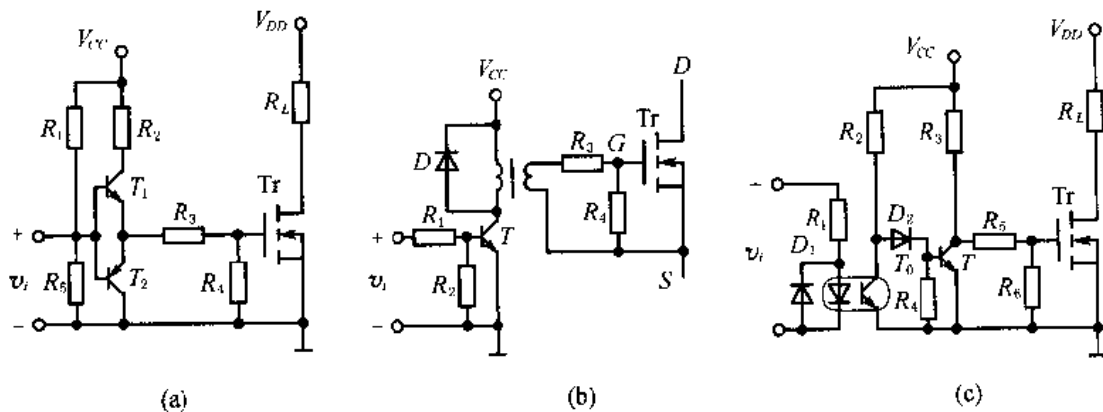


图 2.20 VMOSFET 的栅极驱动典型电路

(b) 为变压器隔离式驱动电路。这种电路 v_i 和 V_{CC} 与主电路电压 V_{DD} 隔离，用于开关管多的桥式逆变电路中，可以节能驱动电源 V_{CC} 的路数。当 v_i 为高电平时， T 导通， V_{CC} 经脉冲变压器 T_{tran} 耦合后加到 T_r 栅极， T_r 导通。当 v_i 为低电平时， T 截止， T_r 栅电容通过 R_3 和 T_{tran} 放电后而截止。

(c) 为光电隔离的驱动电路。这种电路 v_i 与 V_{DD} 隔离，但是每个 T_r 要跟一路驱动电源 V_{CC} 。这种电路的优点是，当 V_{DD} 不太高时， V_{CC} 可与 V_{DD} 合用，省去 V_{CC} ，这时要在 T_r 的 GS 之间并一支稳压二极管。这种电路的工作原理是这样的：当 v_i 为高电平时， T_0 导通， T 截止， V_{CC} 加到 T_r 栅极 (R_5 与 R_7 ， R_5 分压，一般 $R_5 \gg R_3 + R_7$)， T_r 导通。当 v_i 为低电平时， T_0 截止， T 导通，为 GS 电容放电， T_r 截止。

3. 集成驱动电路

集成的 VMOSFET 驱动电路体积小、简单可靠，越来越广泛地被用于各种开关器件的驱动。能用于 VMOSFET 的集成驱动电路很多，典型的有 IR 公司的 IR21 $\times\times$ 系列、Unitrode 公司的 UC3704~3715 系列、Harris 公司的 HA4080 系列、Maxim 公司的 MAX621C 和 MAX4427C 系列、Motorola 公司的 MC3415X 系列、Telcom 公司的 TC4421~4429C 系列、三菱公司的 M579 $\times\times$ 系列等。

图 2.21 是集成驱动电路 UC3710 的内部结构示意图。

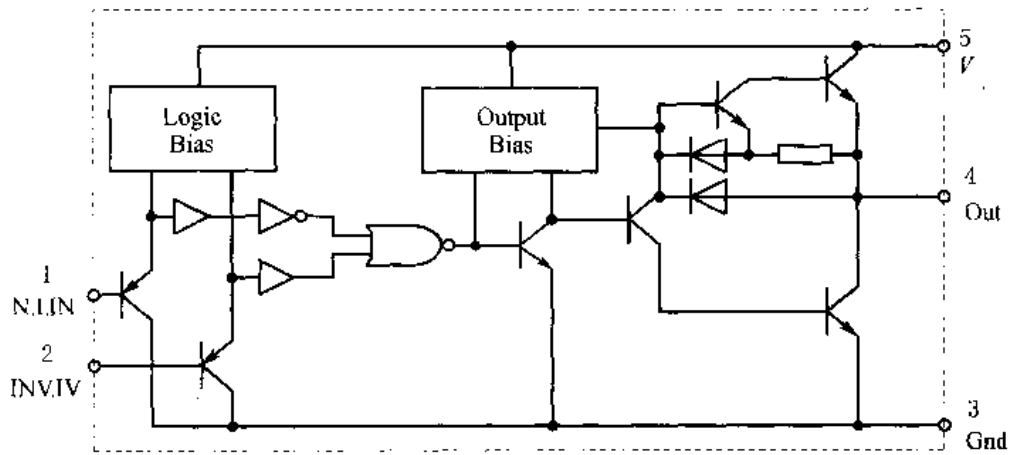


图 2.21 集成驱动电路 UCX3710 的内部结构示意图

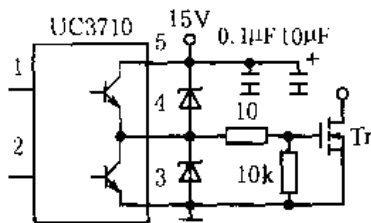


图 2.22 UC3710 的典型应用电路

UC3710 有 TO220, DIL-8, DIL-16, 50IC-16 等多种封装形式, 以 TO220 型为最简单和常用, 图 2.21 就是对这种形式的介绍。

UC3710 的输出峰值电流为 6A, 稳定输出电流为 0.5A, 工作电压范围为 4.7~18V, 滞后时间为几十 ns。UC3710 的典型应用电路如图 2.22 所示。

2.4 大功率晶体管的性能和应用

虽然将来大功率晶体管(GTR)会逐步被更先进的功率开关管(如 IGBT 等)所取代。但是, 在几年或更长一段时间, 在逆变技术应用的某些领域(如通用变频器), GTR 还会被广泛地用做逆变开关器件。GTR 是我们大家都比较熟悉的器件, 对它的结构和原理我们不再介绍。为了和其他器件能有一个比较, 并且能方便可靠地使用 GTR, 我们要对其基本的特性、参数和应用问题进行讨论。

2.4.1 GTR 的基本性能和参数

GTR 分为 NPN 型和 PNP 型两类, 又有单管 GTR、达林顿式 GTR(复合管)和 GTR 模块几种形式。

单管 GTR 饱和压降 V_{CES} 低, 开关速度稍快, 但是电流增益 β 小, 电流容量小, 驱动功率大, 用于较小容量的逆变电路。

达林顿式 GTR 电流增益 β 值大, 电流容量大, 驱动功耗小, 但饱和压降 V_{CES} 较高, 关断速度较慢。和单管 GTR 一样, 达林顿式非模块化的 GTR 在现代逆变电路早已不太常用。应用比较广泛的还是 GTR 模块。它是将两只或者 4 只、6 只甚至 7 只单管 GTR 或达林顿式 GTR 的管芯封装在一个管壳内, 分别组成单桥臂、单相桥、三相桥和带泄放管的三相桥形式, 外壳绝缘, 便于设计和安装。

1. GTR 的输出特性

在逆变电路中, GTR 都工作在共发射极状态, 其输出特性曲线是指集电极电流 I_C 和电压 V_{CE} 以及基极电流 I_B 之间的关系曲线, 如图 2.23 所示。

GTR 的特性曲线分 5 个区。I 区为截止区, $I_B=0$, I_C 很小, 为 CE 漏电流。II 区为线性放大区, 当 I_B 增加时, I_C 也跟随 I_B 线性增加。随着 V_{CE} 继续降低, I_C 已没有增长能力, 这就进入了深度饱和区, 即第 IV 区。这时的 V_{CE} 称为 GTR 的饱和压降, 用 V_{CES} 表示, 它比 GTO 和 VMOSFET 要低。V 区为击穿区, 当 V_{CE} 增加到一定值时, 即使 I_B 不增加, I_C 也会增加, 这时的 V_{CE} 就是 GTR 的一次击穿电压。如果 V_{CE} 继续增加, I_C 也增加, 由于 GTR 具有负阻特性, 当结温上升时, I_C 更大。由于整个管芯的导电不可能

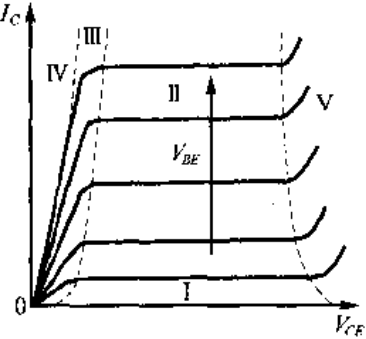


图 2.23 GTR 的输出特性

绝对均匀, 大的 I_C 会产生集中热点, 从而发生雪崩击穿, I_C 骤增。这时即使降低 V_{CE} 也无济于事, 高速增长的热量无法散出, 在很短时间(几微秒甚至几纳秒)便使 GTR 被永久地烧坏。这就是 GTR 的二次击穿现象, 它是 GTR 最致命的弱点, 也是限制 GTR 发展和进一步推广应用的最重要的原因之一。

2. GTR 的基本参数

(1) 电流放大倍数 β

图 2.23 中的 II 区, I_C 随 I_B 线性增长, GTR 的电流放大倍数用 β 表示, 即

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (2.16)$$

小功率晶体管的 β 值很高, 从几十到几百都有。GTR 的 β 值都不高, 单管 GTR 的 β 值只有 10 左右, 达林顿式 GTR 的 β 值可达几十甚至几百。

(2) 额定电压

GTR 的额定电压有多种, 都是指的相应条件下一次击穿电压, 并有下列关系:

$$BV_{CBO} > BV_{CEX} > BV_{CES} > BV_{CER} > BV_{CEO} \quad (2.17)$$

式中 BV_{CBO} ——发射极 E 开路, 集电极 C 与基极 B 之间的一次击穿电压;

BV_{CEX} ——BE 之间加反压时, CE 之间的一次击穿电压;

BV_{CES} ——BE 短路时, CE 之间的一次击穿电压;

BV_{CER} ——BE 间接电阻时, CE 之间的一次击穿电压;

BV_{CEO} ——B 开路时, CE 之间的一次击穿电压。

一般在 GTR 的参数表中都给出 V_{CBO} 和 V_{CEO} , 它们分别为 BV_{CBO} 和 BV_{CEO} 的 80% 左右, 称为 GTR 的 CB 间和 CE 间的耐压, 或者叫额定电压。

(3) 额定电流 I_{CE} 、额定结温 T_{jc} 和最大耗散功率 P_{CM}

额定电流 I_{CE} 是指 GTR 在正常工作时集电极所能承受的最大电流有效值, 它是由管子的 β 值、结温和热阻(或者说耗散功率)决定的。

额定结温 T_{jc} 是 GTR 正常工作时管芯所能承受的最高结温。GTR 的额定结温与封装

形式有很大关系。以硅管为例，一般塑封管 $T_j \leq 150^\circ\text{C}$ ，金属封装 $T_j \leq 175^\circ\text{C}$ ，平面装模块的 GTR 的 $T_j \leq 200^\circ\text{C}$ 。

GTR 的最大耗散功率是由其额定结温和热阻决定的，用 P_{CM} 表示，它要保证耗散功率为 P_{CM} 时，管芯的温度不超过额定结温。

(4) dv/dt 和开关时间及开关频率

GTR 的 C、E、B 之间都存在有等效的结电容，分别为 C_{BE} 、 C_{EB} 和 C_{CE} 之间加电压时，同样会产生位移电流：

$$i_B = C_{CB} \cdot dv/dt \quad (2.18)$$

当 dv/dt 大到一定值时， i_B 就会使 GTR 导通，这是不希望的。所以在 CE 间加电压的变化率 dv/dt 不能太大。

GTR 的开通和关断过程时间 t_{on} 和 t_{off} 比 SCR 和 GTO 要小得多，但是比 VMOSFET 要大一些。尤其是达林顿式 GTR， t_{off} 会长达几 μs 。所以，GTR 在逆变电路中的开关频率不能太高，一般为 5~10kHz。

3. 典型的 GTR 的参数表

典型的 GTR 的型号和参数见表 2.6 和表 2.7。

表 2.6 典型国产 GTR 的型号和参数

型 号	I_C (A)	V_{CEX} (V)	β_{min}	V_{CES} (V)
TCD30/U	20	100	35	2.0
TC1	20	800	8	0.5
TC15	30	100	10	1.0
DT34	150	1050	8	0.6
DT46	200	1200	9	0.4
DT63	450	500	11	1.25
DT100	300	1200	5	1.0
DT500	800	1000	7	1.5
DT800	1200	400	7	1.0

表 2.7 三菱达林顿模块($T_j=150^\circ\text{C}$ ，型号都以 QM 打头)

型 号	V_{CES} (V)	I_C (A)	I_B (A)	P_C (W)	$-I_D$ (A)	β_{min}	V_{CESAT} (V)	t_{on} (μs)	t_{off} (μs)
50HA-HB	600	50	3	310	50	750	2.5	2.0	11
200HA-HK	600	200	12	1250	200	75	2.0	2.5	15
500HA-H	600	500	10	1780	500	750	2.5	3.0	13.5
100HY-2H	1000	100	6	800	100	75	2.5	3.0	18
1000HA-2HB	1000	1000	50	7000	1000	750	4.0	2.5	27
200HA-24	1200	200	10	1560	200	75	3.0	3.0	18
600HA-24	1200	600	30	3500	600	75	3.0	3.0	18

续表

型号	V_{CES} (V)	I_C (A)	I_B (A)	P_C (W)	$-I_D$ (A)	β_{min}	V_{CESAT} (V)	t_{on} (μs)	t_{off} (μs)
1000HA-24B	1200	1000	50	7000	1000	750	4.0	2.5	27
300DB-HB	600	300	18	1380	300	750	2.5	2.5	12
300DY-2H	1000	300	16	1980	300	75	2.5	3.0	18
300DY-24	1200	300	16	1980	300	75	3.0	3.0	18
150DH-3H	1400	150	16	1500	150	100	3.0	3.0	23
100TF-HB	600	100	5	620	100	750	2.5	2.0	12
50TB-2HB	1000	50	3	400	50	750	4.0	2.5	18
50TB-24B	1200	50	3	400	50	750	4.0	2.5	18

2.4.2 GTR 的使用问题

1. 电压和电流定额选择

由于 GTR 存在二次击穿问题,所以在选择时,耐压余量要比 VMOSFET 大一些。如果电路中的最高电压为 V_m ,则在选择 GTR 时,一般要满足: $V_{CEO} \approx (1.5 \sim 2)V_m$ 。这是因为,在任何可能的情况下,直流母线上的电压(包括加在上面的尖峰)都不能达到 V_{CED} ,否则极有可能使 GTR 击穿而烧坏。

选择 GTR 的电流定额,一般要满足 $I_{CE} \approx 1.5I_M$,这里 I_M 为实际电路中流过 GTR 的电流有效值的最大值。

2. GTR 的驱动电路设计

GTR 的基极驱动理想的基极电流波形如图 2.24 所示。

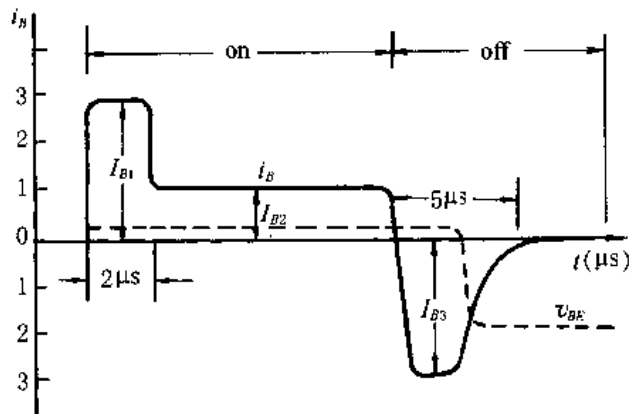


图 2.24 GTR 理想的驱动电流波形

由于 GTR 是电流型驱动,驱动电流波形要有利于缩短开关时间,减小开关损耗。

图 2.24 中的强触发电流 I_{B1} 就是为加快 GTR 开通过程而设置的,而反向电流 I_{B3} 则是要加快 GTR 的基极电荷释放速度,从而达到缩短关断时间的目的。

GTR 基极驱动电路,也分为直接驱动、变压器耦合驱动和光耦隔离驱动三种形式。

以上三种形式驱动电路的典型电路如图 2.25 所示。

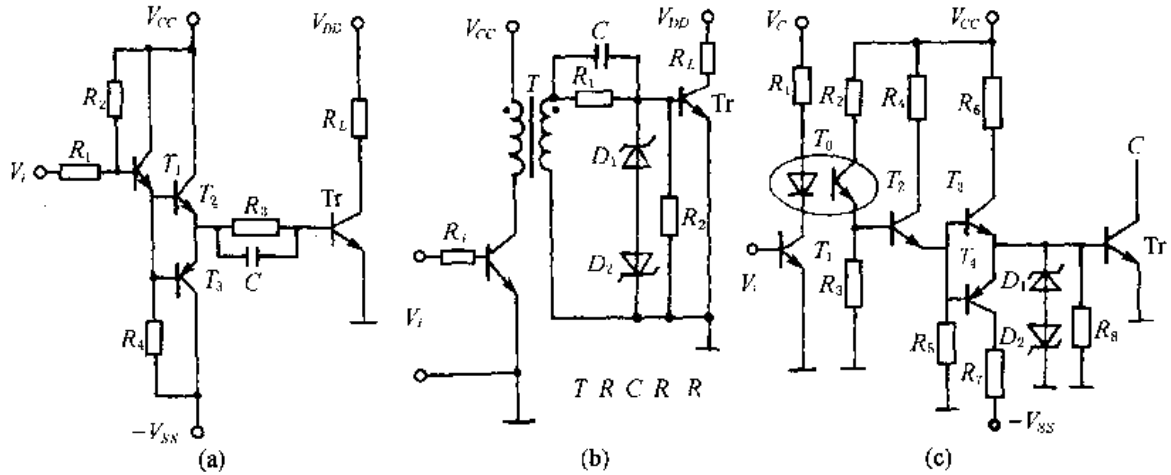


图 2.25 GTR 基极驱动典型电路

图中, (a)为直接触发驱动电路。 v_i 为高电平时, T_1 、 T_2 导通, T_3 截止, V_{CC} 经 T_2 为 Tr 提供基极驱动电流; v_i 为低电平时, T_1 、 T_2 截止, T_3 导通, $-V_{SS}$ 经 R_3 使 Tr 强迫关断, 电容 C 更加快 Tr 的关断过程。这种电路用于 v_i 与主电压 V_{DD} 不隔离的开关电路。

(b)为脉冲变压器耦合驱动电路。当 v_i 为高电平时, T_1 导通, V_{CC} 在 T 原边产生的电流耦合到副边, 为 Tr 提供驱动电流。当 v_i 为低电平时, T_1 截止, T 副边感应出反向电压, 关断 Tr , 电容 C 加快关断过程。这种驱动电路, 控制信号与主电路隔离, 在开关管组成的逆变电路中可节省辅助电源。

(c)为光耦隔离驱动电路。当 v_i 为高电平时, T_1 导通, T_0 、 T_2 、 T_3 导通, T_4 截止, V_{CC} 为 Tr 提供驱动电流。当 v_i 为低电平时, T_1 、 T_0 、 T_2 、 T_3 截止, T_4 导通, 关断 Tr 。

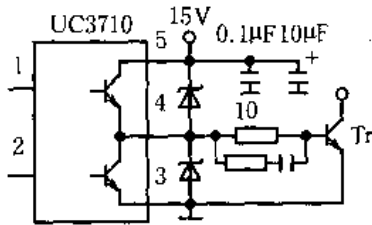


图 2.26 UC3710 驱动 GTR 实用电路

驱动 GTR 也有集成驱动器件, 如 TOMSON 公司的 4002、Unitrode 公司的 UC3705~UC3715 等都可以驱动 GTR。UC3710 驱动 GTR 的应用电路如图 2.26 所示。

3. GTR 的抗饱和问题

GTR 导通时若处于深度饱和状态, 在关断时会大大增加关断时间和关断损耗。为此, GTR 在导通时最好处于临界饱和状态, 压降不太大, 关断也可以比较快。

防止 GTR 深度饱和最典型的方法就是采用贝克箝位电路, 如图 2.27 所示。由图可见, 若 GTR 饱和太深, V_{CE} 下降驱动电流就会经 D_1 分流, I_B 则会减小, 抑制了 I_C 的上升, 从而阻止了 GTR 进入深度饱和状态。

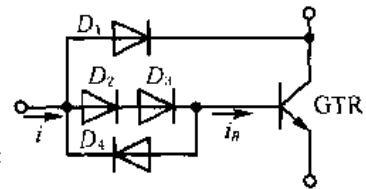


图 2.27 贝克箝位电路

2.5 绝缘栅双极晶体管的性能和应用

2.5.1 IGBT 的基本结构和特点

绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)是 MOSFET 与 GTR 的复合器件,因此,它既具有 MOSFET 的工作速度快、输入阻抗高、驱动电路简单、热温度性好的优点,又包含了 GTR 的载流量大、阻断电压高等多项优点,是取代 GTR 的理想开关器件。从 1986 年至今,尤其是近几年来 IGBT 发展很快,目前已经被广泛地应用于各种逆变器中。现在已经被推广应用的第三代 IGBT 通态压降更低、开关速度更快、集成的智能型 IGBT 功率模块使用更方便、体积更小、保护更可靠,并省去了驱动电路。

IGBT 的内部结构、等效电路和图形符号如图 2.28 所示。

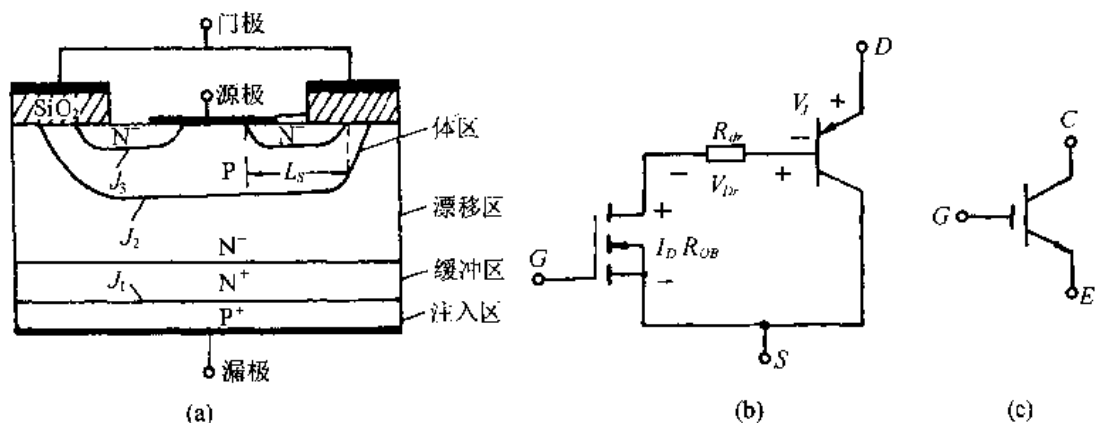


图 2.28 IGBT 的内部结构、等效电路和图形符号

由图 2.28(a)可知,IGBT 基本上是在 VMOSFET 的漏极下又加了一层 P⁺区,因而多了一个 PN 结,从而使其等效电路变成了图 2.28(b)的形式,这很自然地成了一个 MOSFET 与一个 GTR 单管的复合管,结果就是一个控制极为绝缘栅极的双极型晶体管,见图 2.28(c)。根据双极型晶体管和 MOSFET 的工作原理,不难理解 IGBT 的工作过程,这里不再详细叙述。图 2.28(a)中,原来的漏极区 N⁻与 P⁺区之间多了一个 N⁺缓冲区。这个 N⁺缓冲区是可有可无的,但是有没有这个 N⁺对 IGBT 的性能是有影响的。没有 N⁺区的为对称型 IGBT,其反向阻断能力很强,但导通时的压降稍高,关断时间稍长。有 N⁺区的称为非对称型 IGBT,它的正向压降低、关断时间短,但反向阻断能力弱,耐压低。

2.5.2 IGBT 的基本特性

IGBT 的基本特性也分为静态特性和动态特性两部分。

1. 静态特性

IGBT 的静态特性主要包括输出伏安特性、转移特性和静态开关特性,分别见图 2.29(a)、(b)、(c)。

(1) 输出伏安特性

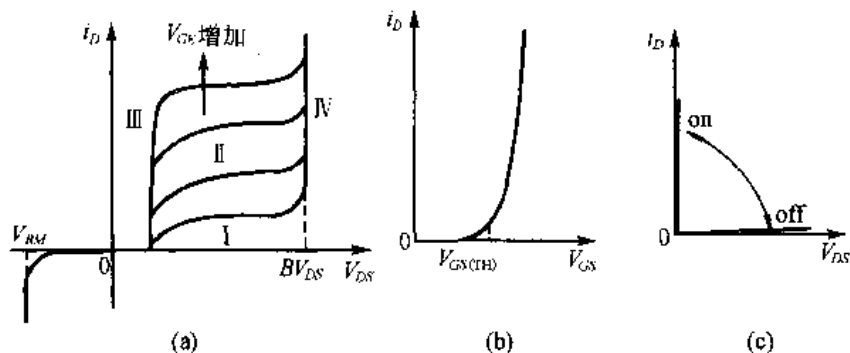


图 2.29 IGBT 的伏安特性、转移特性和静态开关特性

IGBT 的输出伏安特性是指其输出电流 i_D (或 I_C)、集射电压 V_{DS} (或 V_{CE}) 和栅极电压 V_{GS} (或 V_{GE}) 之间的关系。由图 2.29(a) 可知, 这个特性曲线分为四个区:

I 区为截止区, 也叫阻断区。这时 $V_{GE} \approx 0$ 或 $V_{GE} \ll V_{GE(th)}$, 电流 i_D 很小, 它只是 CE 间的漏电流 I_{CEO} , 即 $V_{CE} \approx 0$ 时的集射电流。

II 区为线性放大区。与 VMOSFET 类似, i_D 与 V_{GE} 呈线形关系, 即

$$i_D = g_m \cdot V_{GE} \quad (2.19)$$

式中, g_m 叫做 IGBT 的跨导, 代表其放大能力。

由于 IGBT 在逆变电路中, 工作在开或关的状态, 所以要求越过这个区的时间越短越好, 尽量不停留在放大区, 从而减小损耗, 因而 g_m 参数不太重要。

III 区叫做饱和区。在这个区, 电流 i_D 与 V_{GE} 不再呈线性关系, 这时的 V_{DS} 就是 IGBT 的饱和压降, 用 V_{CES} 表示, IGBT 的 V_{CES} 一般为 2~4V。

IV 为击穿区。CE 之间的电压 V_{CE} 高到击穿电压 BV_{CE} 后, 即使 V_{GE} 不变, i_D 也会增加, 这就是过压击穿, 应用时要防止出现这种现象。

(2) 转移特性和静态开关特性

IGBT 的转移特性即 i_D 与 V_{GE} 的关系特性曲线, 见图 2.29(b)。当 V_{GE} 很小时, $i_D \approx 0$, V_{GE} 升到 $V_{GE(th)}$ 时, i_D 开始明显升高, V_{GE} 进一步增加时, i_D 呈线性增长, 进入线性放大区。 $V_{GE(th)}$ 被称为 IGBT 的门极开启电压, 一般为 3~6V。

IGBT 的静态开关特性示意图见图 2.29(c)。在逆变电路中, 在每一个时刻, IGBT 要么工作在截止状态, 要么工作在饱和导通状态。但是每一个开关过程都要从一个状态快速转换成另一个状态, 要求这个经过放大区的过程尽可能快, 这是 IGBT 的动态特性。

2. 动态特性

IGBT 的动态特性是指其在开通和关断过程中集电极电流 i_D 和端电压 V_{CE} 的变化曲线, 也叫做开关特性曲线。和 VMOSFET 一样, IGBT 的开关特性曲线也和负载的性质有关。IGBT 带电阻性负载时, 电流 i_D 和端电压 v_{CE} 的变化是向着相反的方向同步变化的, 变化过程与 VMOSFET 带电阻性负载时的变化过程很相似, 请参考图 2.15。

在逆变电路中, IGBT 所带的负载大多数都是电感性负载, 如电动机、带 LC 滤波电源变换装置、用电感 L 滤波的有源逆变器和通用逆变器、UPS 等等。在电感性负载的逆变电路中, 负载上的电流是连续的。这里我们假设电感量很大, 负载电流保持基本不变,

这是为了简化下面的分析过程。

IGBT 带电感性负载时的电路图和开关特性曲线如图 2.30 所示。

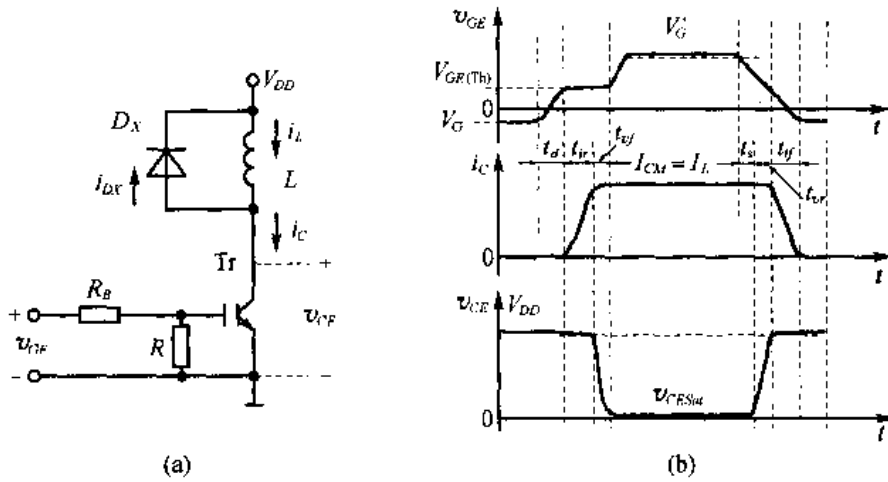


图 2.30 IGBT 带电感负载的电路和开关特性

IGBT 的开关特性分为开通过程和关断过程两部分。

(1) 开通特性

开通过程开始, v_{GE} 由负向电压 V_G^- 向正的方向变化, 这时栅电容充电的过程, 经过开通延迟时间 t_d 后, v_{GE} 到达门极开启电压 $V_{GE(Th)}$, 这时, 开关管 Tr 电流 i_c 上升, 在 t_{ir} 时间内上升到 $I_{CM} = I_L$, t_{ir} 称为电流上升时间。 t_{ir} 结束时, 续流二极管 D_X 截止, V_{CE} 下降, 在 t_{vf} 时间内下降到饱和压降 V_{CESat} 。实际上, t_{vf} 应分为两部分 t_{vf1} 和 t_{vf2} , t_{vf1} 为 IGBT 中的 MOSFET 单独工作时的电压下降时间, t_{vf2} 为 MOSFET 和 GTR 同时工作的电压下降时间, 即 $t_{vf} = t_{vf1} + t_{vf2}$ 。所以, IGBT 的开通时间 t_{on} 由下式给出:

$$t_{on} = t_d + t_{ir} + t_{vf} \quad (2.20)$$

(2) 关断特性

关断过程开始, 控制信号由正向的 V_G^+ 变为负向的 V_G^- , 而栅电容则慢慢放电, 经时间 t_s 后降到 $V_{GE(Th)}$ 以下, t_s 叫做贮存时间。 t_s 过后, 通道变小, 电阻变大, IGBT 端电压 V_{CE} 上升, 在 t_{vr} 结束时上升到最大值, t_{vr} 称为电压上升时间。 t_{vr} 过后, 二极管续流, i_c 逐渐转移成 i_{D_X} 。 $t_{if} = t_{if1} + t_{if2}$ 为电流下降时间, t_{if1} 为 MOSFET 电流下降时间, 在 t_{if2} 阶段, GTR 电流转移到 D_X 而后关断, 最终 IGBT 关断。 IGBT 的关断时间 t_{off} 由下式给出:

$$t_{off} = t_s + t_{vr} + t_{if} \quad (2.21)$$

IGBT 的开通关断时间与集电极电流 i_c 和栅极电阻 R_G 等都有关系。

典型 IGBT 的开关时间随 i_c 和 R_G 的变化曲线^[12]分别见图 2.31 和图 2.32。

一般地, 第二代 IGBT 的 $t_{on} = 0.3 \sim 0.8 \mu s$, $t_{off} = 0.6 \sim 1.5 \mu s$, 第三代 IGBT 的 t_{on} 和 t_{off} 要小一些。

3. IGBT 的安全工作区

IGBT 在开通状态、关断状态和短路状态的安全工作区有所不同, 下面逐项介绍。

(1) 开通状态安全工作区(FBSOA)

IGBT 开通状态安全工作区又叫正向偏置安全工作区, 简称 FBSOA, 如图 2.33(a)

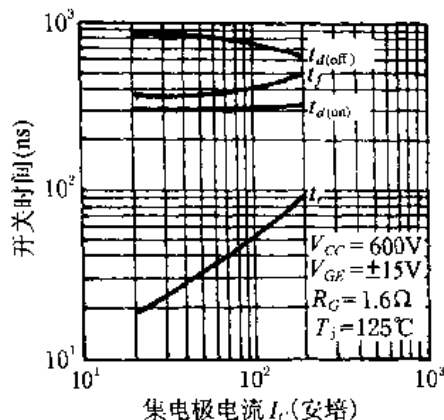


图 2.31 开关时间随 I_c 的变化

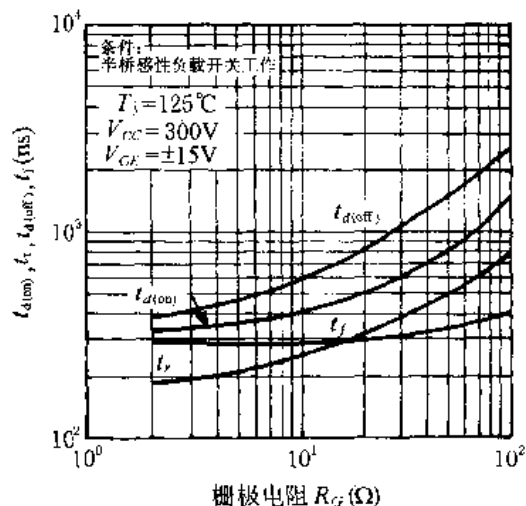


图 2.32 开关时间随 R_G 的变化

所示。IGBT 的 FBSOA 由最大额定电流线 I_{CM} 、最高额定电压线 V_{CER} 和最大允许功耗线所围成。导通时间越短、消耗功率越小，安全工作区就越宽。

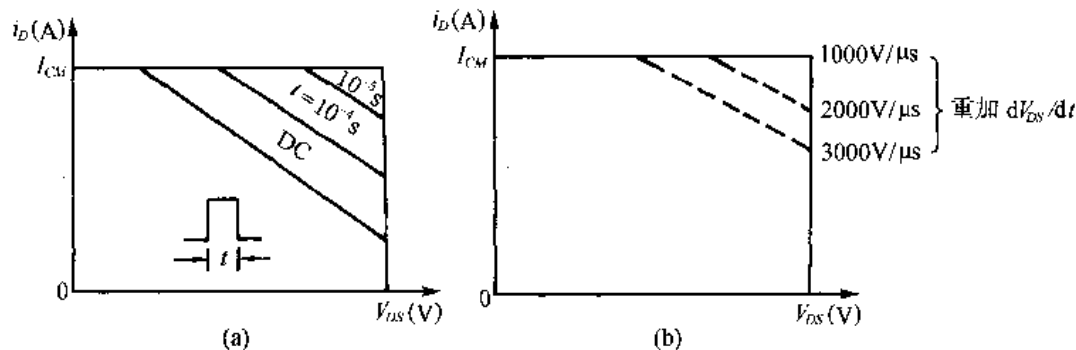


图 2.33 IGBT 的安全工作区

(2) 关断状态安全工作区

因为 IGBT 在关断状态时栅为反向偏置，所以其关断状态安全工作区又叫反向偏置 IGBT，用 RBSOA 表示，如图 2.33(b)所示。IGBT 的 RBSOA 由 I_{CM} 线、 V_{CER} 线和 dv/dt 耐量限制线围成，RBSOA 比 FBSOA 更宽，和 GTR 的 RBSOA 很相似。

(3) 短路安全工作区

IGBT 的短路安全工作区很重要，它表明了 IGBT 输出短路电流的承受能力，简称 SCSOA。IGBT 的 SCSOA 和电路电压、管芯结温、门极电压和脉冲宽度都有关，而且不同耐压的管子的 SCSOA 也不相同。图 2.34(a)、(b)分别给出了耐压为 600V 和 1200V 的 IGBT 的 SCSOA。

IGBT 输出短路分两种情况：开通过程中的输出短路和已经开通后的 IGBT 输出短路。第一种短路时，IGBT 承受的短路电流要比第二种短路电流时小得多，所以第一种短路的 SCSOA (图 2.34 中的实线部分) 要比第二种短路的 SCSOA (图 2.34 虚线部分) 小得多。

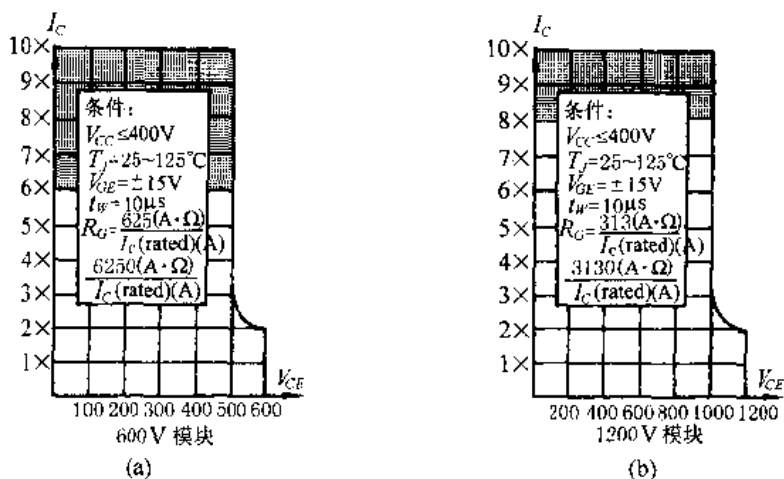


图 2.34 IGBT 的 SCSOA

2.5.3 智能型功率模块(IPM)

智能型功率模块(Intelligent Power Mould, IPM)是先进的混合集成功率器件,由高速低功耗的管芯和优化的门极驱动电路以及快速保护电路构成。现在推出的第三代的各种性能更加优越。模块有四类:单管封装、双管(串联)封装、六管(三相全桥)封装和七合一封装(三相全桥加一支泄放管)。

1. IPM 的特点

1) 开关速度快。IPM 内的 IGBT 芯片都选用高速型的,而且驱动电路紧靠 IGBT 芯片,驱动延时小,所以 IPM 开关速度快,开关损耗小。

2) 低功耗。IPM 内的 IGBT 通道压降较低,开关速度又快,所以 IPM 的功耗小。

3) 快速的过流保护。IPM 采用了能连续检测 IGBT 电流的传感器式检测电路,实时检测电流。当发生严重过载或直接短路造成过流时,IGBT 将被有控制地软关断,同时送出一个故障信号。

4) 过热保护。在靠近 IGBT 芯片的绝缘基板上以安装了一个温度传感器,当基板温度过热时,IPM 内部控制电路将截止栅极驱动,不响应控制输入信号;直到温度恢复正常,从而保护了功率器件,同时送出保护信号。

5) 桥臂对管互锁保护。在串联的桥臂上,两管的驱动信号互锁,有效地防止了直通现象的发生,提高了可靠性。

6) 优化的门极驱动电路和保护电路与 IGBT 集成,布局合理,无外部驱动线,抗干扰能力强,工作可靠性高。

7) 驱动电源欠压保护。IGBT 驱动控制电源一般为 15V,当低于一定值时,就会造成驱动能力不够,增加导通损坏,有时会烧坏管子。IPM 内部的欠压保护自动检测驱动电源电压,当其低于一定值,超过 $10\mu s$ 时,将截止驱动信号,但是对于干扰毛刺造成的瞬态低电源电压(一般小于 $10\mu s$)都不予理睬。保护时序见图 2.35。

2. IPM 的基本性能

IPM 的基本性能除了前面刚刚介绍的各种特点以外,主要指 IGBT 芯片的各种静态

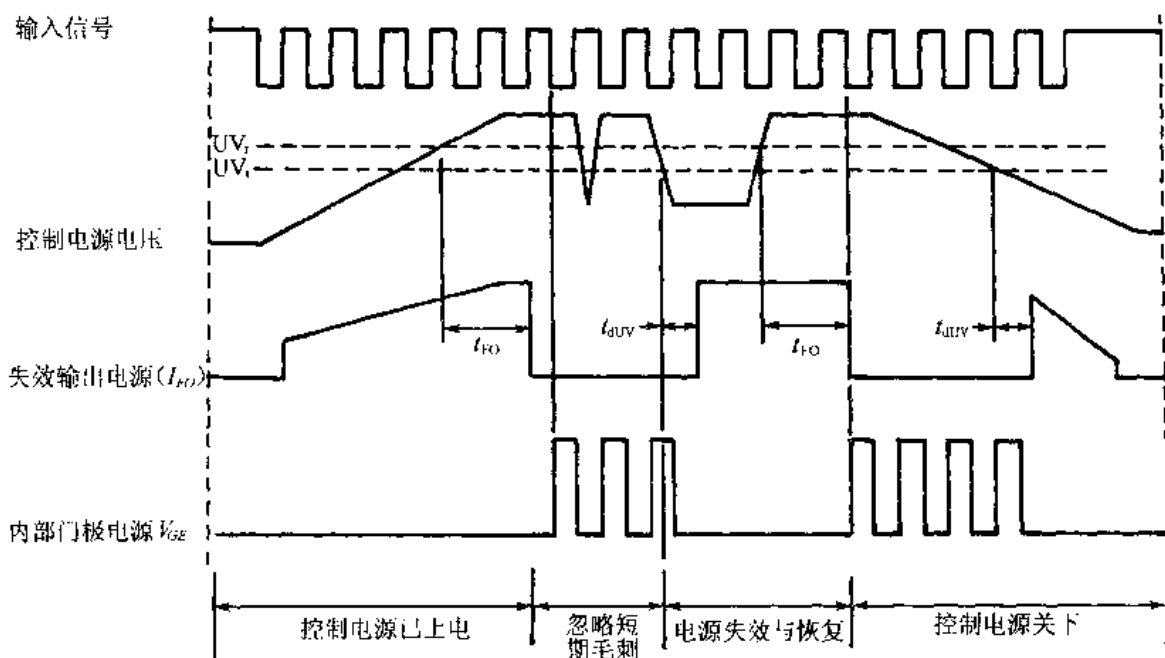


图 2.35 IPM 欠压保护时序

和动态参数，包括输出特性、转移特性、饱和压降特性、安全工作区和开关特性等。这些特性都类似于或优于 IGBT 模块的特性，请参考前面对 IGBT 的介绍。

2.6 IGBT 的主要参数和应用

2.6.1 IGBT 的主要参数及其定额选择

1. IGBT 的主要参数

IGBT 的主要参数有最高集射电压(额定电压)、门射电压、开启电压、漏电流、集电极电流、最大功耗、额定结温、饱和压降、开关时间、栅电容、热阻等。其中，开启电压、漏电流、饱和压降和开关时间在前面都已经介绍过，下面介绍其他参数。

(1) 额定电压

IGBT 的额定电压就是其允许的最高集射电压，用 V_{CER} 表示(有时也用 V_{CES} 表示)，也称为 IGBT 的耐压。IGBT 的 V_{CER} 一般取集射击穿电压 BV_{CE} 的一定比例，一般地取 $V_{CER} = (0.6 \sim 0.8)BV_{CE}$ 。

(2) 饱和压降

IGBT 的饱和压降也叫通态压降，是指 IGBT 处于饱和导通状态的 V_{CE} ，用 V_{CESat} 表示。IGBT 的 V_{CESat} 与 GTR 类似，一般在 $2 \sim 4V$ 之间。

(3) 额定电流 I_c 和峰值电流 I_{CM}

IGBT 导通时，集电极允许通过的最大电流有效值称为 IGBT 的额定电流，用 I_c 表示，而允许通过的集电极电流最大值叫做 IGBT 的峰值电流，用 I_{CM} 表示。IGBT 的 I_{CM} 与峰值脉冲电流的宽度有很大关系，一般地，若其宽度为 $1ms$ ，有 $I_{CM} \approx 2I_c$ 。

(4) 栅电容 C_{ICE}

门极和发射极之间的输入等效电容称为 IGBT 的栅电容, 用 C_{iCE} 表示, 有时也称为 IGBT 的输入电容, 用 C_{iSS} 表示。IGBT 的 C_{iCE} 越小越好, C_{iCE} 小可以使开关速度快些。不同规格、不同厂家的 IGBT 的 C_{iCE} 或 C_{iSS} 也不相同。一般地, $C_{iSS} = 3000 \sim 30000 \text{pF}$ 。

(5) dv/dt

与 VMOSFET 一样, IGBT 各极之间都存在等效电容, 所以, CE 之间所能承受的电压上升率 dv/dt 也不能过大。但是, 由于 IGBT 的输入电容 C_{iSS} 比较大, dv/dt 产生的能使得 IGBT 误导通所需要的位移电流也比较大, 所以 IGBT 能承受的 dv/dt 耐量也比较大, 具体限制可以参考产品参数表。

(6) 额定结温、最大功耗和热阻

IGBT 的额定结温 T_j 因封装形式不同而不同。一般塑封单管的 T_j 为 125°C , 而模块化封装的 IGBT 额定结温 T_j 为 150°C 。

在室温 (25°C) 下, 每个 IGBT 开关管最大允许的耗散功率, 称为 IGBT 的最大功耗, 用 P_{CM} 表示, 它是由管子的额定结温和热阻决定的。在实际应用电路中, 要保证实际功耗不能大于这个值。

热电阻 R_{th} 是指单位功耗引起的管芯的温升, 即

$$R_{th} = \Delta T / P \quad (2.22)$$

式中 ΔT ——管芯的温升 ($^\circ\text{C}$);

P ——管芯的功耗 (W)。

IGBT 的热阻与封装形式有很大关系, 模块化封装的 IGBT 要比单管封装的小得多。IGBT 的热阻实际分为三个参数:

R_{thjc} ——IGBT 管芯到管壳的热阻;

R_{thDjc} ——体内反并联二极管管芯到管壳的热阻;

R_{thcf} ——管壳到环境和散热器之间的热阻。

2. 典型 IGBT 的参数举例

典型 IGBT 的型号、厂家和主要参数见表 2.8 和表 2.9。

表 2.8 典型 IGBT 的主要参数

型号	生产厂家	封装形式	单元数	V_{CEr} (V)	I_c (A)	V_{CESat} (V)	P_{CM} (W)	R_{thjc} ($^\circ\text{C}/\text{W}$)
2MBI100L-060	富士	Module	2	600	100	2.7	400	0.312
6MBI100L-060			6	600	75	2.7	325	0.385
1MBI100L-120			1	1200	200	2.7	1600	0.078
2MBI100L-120			2	1200	25	2.7	250	0.50
6MBI100L-120			6	1200	50	2.7	400	0.312
IXGA12N100	艾赛德	TO-220	1	1000	24	3.5	100	1.25
IXGH25N120A		TO-247	1	1200	50	4.0	200	0.62
IXGM25N100		TO-204	1	1000	50	3.5	200	0.62
IXGN200N60		ISOTOP	1	600	200	2.5	600	0.21
MW175-12A5		Module	6	1200	75	2.7	350	0.35
MLI300-12A4		Module	2	1200	300	2.5	1390	0.09

续表

型号	生产厂家	封装形式	单元数	V_{CEr} (V)	I_c (A)	V_{CESat} (V)	P_{CM} (W)	R_{thjc} (C/W)
GA200SA60S	IR 公司	ISO-TOP-227	1	600	200			
GA1000DD60U		Module	1	600	1000			
GA500TD60U			2	600	500			
GA250TD120U			2	1200	250			
GA500DD120U			1	1200	500			

表 2.9 IXGN200N60 型 IGBT 模块参数表

符号	单位	测试条件	最小值	典型值	最大值
V_{CEr}	V	$T_j = 25 \sim 150^\circ\text{C}$	600		
V_{CGR}	V	$T_j = 25 \sim 150^\circ\text{C}, R_{GE} = 1\text{M}\Omega$	600		
V_{GE}	V		± 20	± 20	± 30
I_c	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$	200		
		$T_c = 90^\circ\text{C}$	100		
I_{CM}	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$	300		
P_{CM}	W	$T_c = 25^\circ\text{C}$	600		
T_j	C		150		
V_{ISOL}	V	50/60Hz, 1min, $\leq 1\text{mA}$	2500		
$V_{GE(Th)}$	V	$I_c = 10\text{mA}$	2.5		6
V_{CESat}	V	$I_c = 10\text{mA}, V_{GE} = 15\text{V}$			2.5
g	S	$I_c = 60\text{A}, V_{CE} = 10\text{V}$	40	57	
C_{GE}	pF	$V_{CE} = 25\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$		9000	
C_{CE}			600		
C_{CG}			305		
t_d	ns	$I_c = 10\text{mA}, V_{GE} = 15\text{V}$ $L_L = 30\mu\text{H}, V_{CE} = 480\text{V}$ $R_G = 2.4\Omega$		100	
t_{ri}			200		
t_s			780		
t_{fi}			250		
R_{thjc}	C/W				0.21
R_{thcf}	C/W			0.05	

3. IGBT 的定额选择

(1) 额定电流 I_c 的选择

IGBT 额定电流 I_c 的选择, 要根据实际电路中最大额定电流 I_c 、负载的类型、允许过载的程度等因素。比如, 在带电动机负载的变频器中, 一般允许过载 50%, 甚至到 100%, 在以上基础上再留有一定的余量。在一般的电阻性负载的电压变换装置中, 若实际电路中电流最大有效值为 I_c , 则选 IGBT 的 $I_{c0} \approx 1.5I_c$ 。还要注意, 在任何情况下, 通过集电极的最大电流必须处在安全工作区的规定范围内。

(2) 额定电压 V_{CER} 的选择

考虑电网电压瞬态尖峰、电压波动、开关电流引起电压尖峰等，一般如果稳态时，加在 IGBT 之间的电压最高为 V_M ，则可选的耐压值 $V_{CER} \approx 2V_M$ 。

2.6.2 IGBT 的栅极驱动

1. 驱动参数要求

IGBT 的栅电容比 VMOSFET 大得多，所以要提高其开关速度，就要有合适的门极正反向偏置电压和门极串联电阻。

(1) 门极电压

任何情况下，开通状态的栅极驱动电压都不能超过参数表给出的限定值（一般为 20V），最佳门极正向偏置电压为 $15V \pm 10\%$ ，这个值足够令 IGBT 饱和导通；使导通损耗减至最小。虽然门极电压为零就可使 IGBT 处于截止状态，但是为了减小关断时间，提高 IGBT 的耐压、 dv/dt 耐量和抗干扰能力，一般在使 IGBT 处于阻断状态时，可在门极与源极之间加一个 $-5 \sim -15V$ 的反向电压。

(2) 门极串联电阻 R_G

选择合适的门极串联电阻 R_G 对 IGBT 的驱动相当重要。 R_G 对开关损耗的影响见图 2.36。

R_G 太小会使门极电压产生振荡，同时会使 IGBT 的 dv/dt 耐量减小。具体选择 R_G 时，要参考器件的使用手册。

(3) 驱动功率的要求

IGBT 的开关过程要消耗一定的来自驱动电源的功耗，门极正反向偏置电压之差为 ΔV_{GE} ，工作频率为 f ，栅极电容为 C_{GE} ，则电源的最小峰值电流为

$$i_{GPR} = \pm \frac{\Delta V_{GE}}{R_G} \quad (2.23)$$

驱动电源的平均功率为

$$P_{AV} = C_{GE} \Delta V_{GE}^2 f \quad (2.24)$$

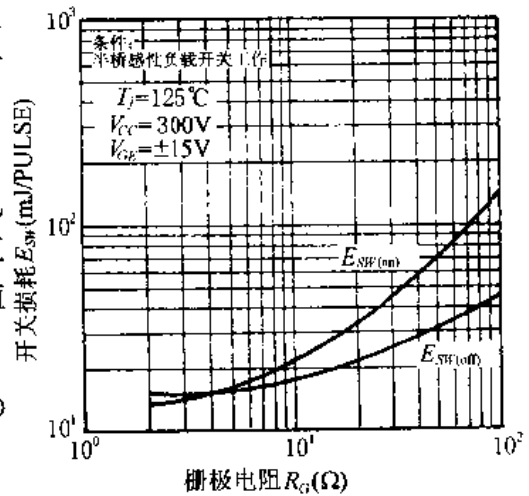


图 2.36 R_G 对开关损耗的影响

2. 栅极驱动布线

栅极驱动布线对防止潜在的振荡、减慢栅极电压的上升、减小噪声、降低驱动电源功耗有很大影响。因此必须注意以下几点：

- 1) 必须尽量减小输出线上的寄生电感，减小驱动脉冲输出回路环路面积。
- 2) 正确放置驱动板或屏蔽栅极驱动电路，防止功率电路的干扰。
- 3) 若驱动 PCB 板不能与 IGBT 控制端子直接连线时，要采用双绞线，约 2 转/cm，尽量短，或者用带状线。
- 4) 驱动 PCB 上各驱动线条不宜太近，且尽量避免平行。

5) 光耦隔离驱动信号时, 其原、副边与电路其他器件之间的连线应尽量短。

6) 为了提高栅极抗干扰能力, 有时在栅源之间并联电阻(10~20kΩ)或双向箝位稳压管(18V左右), 或两者都并联。

3. 栅极驱动电路的基本形式

栅极驱动电路也分为直接驱动、变压器隔离式和光耦隔离式三种形式, 如图 2.37 所示。

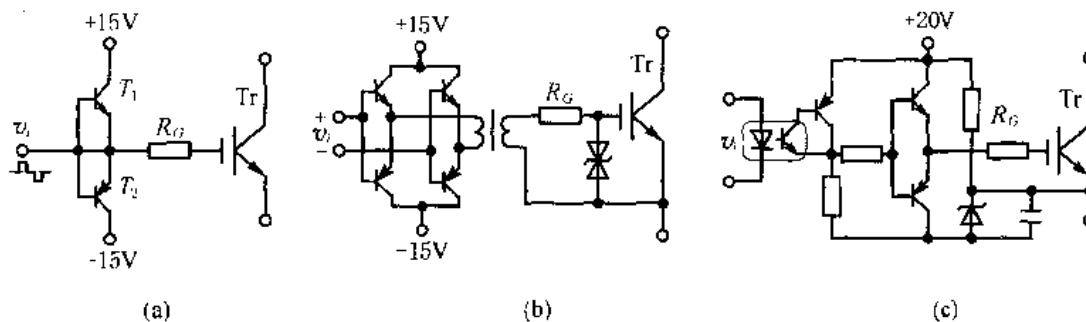


图 2.37 IGBT 驱动电路的基本形式

4. IGBT 集成驱动器

为了减小体积、降低噪声、改善驱动性能、快速保护, 现在制成了多种集成的 IGBT 驱动器, 分别用于各种 IGBT 模块。常用的集成驱动器有富士公司的 EXB840, 841, 850, 851 系列、IR 公司的 IR2100 系列、Motorola 公司的 MC35153、Unitrode 公司的 VC3714, 3715, 还有 HR065、三菱公司的 M57957~M57963 系列等等。

EXB841 是典型的 IGBT 集成驱动器, 其内部结构和使用电路如图 2.38 所示。

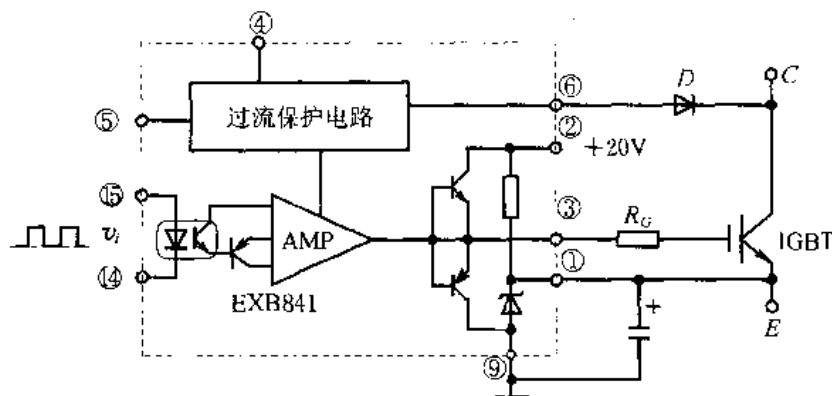


图 2.38 IGBT 驱动电路的基本形式

EXB841 的输入脉冲的最高频率为 40kHz, 输入电流为 10~15mA, 最大驱动电流为 4A, 隔离电压为 2500VAC, 工作温度为 -10~+85℃, 供电电压为 +20~+25V。上图中, 二极管 D 即可检测 IGBT 的饱和压降, 送到 EXB841 的⑧号脚, 从而判断是否过流, 用来完成过流保护功能。④号脚的过流保护信号延时 10μs 输出。

2.6.3 IGBT 的保护

IGBT 的保护主要包括 dv/dt 保护、过流保护(包括短路保护)、热保护和非工作状

态保护等。

1. dv/dt 保护

IGBT 的 C 、 E 之间能承受的电压上升率 dv/dt 虽然比较高,但仍然是有限的。为了保证 dv/dt 产生的位移电流不致于使 IGBT 误导通,还是要对 C 、 E 之间的 dv/dt 加以限制。保护措施除了后面将要介绍的加关断缓冲电路以外,还需要注意以下几点:

- 1) 在断态时,有必要加一个足够的负栅压 V_{GKOFF} (至少 $-5V$);
- 2) 在关断过程中, R_G 应为一个较低的值;
- 3) 栅极电路引线电感 L_G 要尽可能降到最低。

2. 过流和负载短路保护和热保护

当 IGBT 集电极过流或负载短路时,由其输出特性可知,其饱和压降会显著上升。通过检测 IGBT 的导通压降就可以判定它是否过流和短路。如果过流,首先削弱驱动约 $8\sim 10\mu s$,使集电极电流变化率 di/dt 不至于太高,以免产生过高的 dv/dt 和浪涌电压而使 IGBT 关断失败而损坏。集电极电流降下来后,栅极再加反向驱动电压,关断 IGBT,有的驱动器中都存在实现这个保护过程的电路。

通过计算,可以求出当 IGBT 的结温到额定结温,散热器的温度 T_{jc} ,这是逆变器散热设计的内容。测量散热器的温度,当达到 T_{jc} 时控制 IGBT 使其停止工作(通过某些方式封锁驱动脉冲),当温度回落到一定差值时,再开通 IGBT,使其恢复工作。

3. 非工作状态保护

由于 IGBT 的栅极是薄的绝缘栅,与 VMOSFET 相似,所以有关 VMOSFET 在运输、贮存、测量、装焊等方面的保护措施,在使用 IGBT 时也应该同样采取。在任何时候都要小心,防止栅极静电击穿。IGBT 模块在出厂时一般都在控制极与发射极上装有导电泡沫塑料或粘有导电铜箔,要一直保留到往栅极上压线或进行无静电焊线时再拿下来。另外,使用 IGBT 还要注意以下几点:

- 1) 在工作台上安装时,工作台需要可靠接地;
- 2) 测量时,在栅极上串联 100Ω 电阻,在 GE 间并 $10k\Omega$ 电阻;
- 3) 系统接通电源以后,切勿再安装 IGBT;
- 4) 焊接栅极端子时,烙铁必须可靠接地或直接断电。

2.6.4 IPM 的特殊参数和应用

1. IPM 的特殊参数

IPM 具有 IGBT 除门极参数以外的所有参数,如额定电压、额定电流、 dv/dt 耐量、浪涌电流、饱和压降、最大耗散功率、额定结温和热阻等。IPM 与 IGBT 的驱动(或输入)参数有所不同,IGBT 的门极参数,对于 IPM 则变成了输入参数和驱动电源。

IPM 的输入是光耦隔离的。在输入侧,这个发光二极管的输入电流 I_i 有一个最佳的范围,一般在产品手册里都详细地给出,光耦输出信号送 IPM 驱动输入端即可。

IPM 需要单独一路驱动电源。对于模块化封装的 IPM, 如果里面两只 IGBT, 则需要两路独立的驱动电源, 如果封有 6 只或 7 只 IGBT, 则各桥臂上端的 IGBT 分别用一路驱动电源, 而桥臂下端的 3 只管子可以共用一路电源。

各路驱动电源的电压 V_D 一般为 $15V \pm 10\%$, 不能高于 20V, 也不要低于 12V。

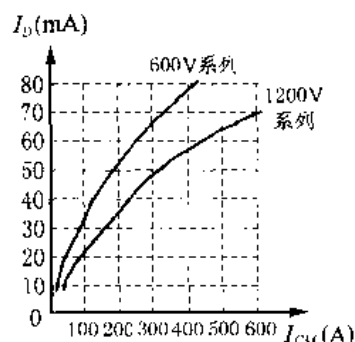


图 2.39 IPM 的驱动电源电流

每个 IGBT 所需的驱动电源的电流 I_D 一般为几十毫安, 它与 IPM 的电流容量和电压等级有很大关系, 见图 2.39 (设 $f_c = 20\text{kHz}$)。

对于 6 只封装的 IPM, 3 只下桥臂共用的驱动电源的电流大约为单只 IGBT 所有电流的 3 倍。

另外, IPM 还有一些特殊参数, 如热保护点的温度值和恢复值、驱动电压欠压锁定及其恢复值、故障输出信号驱动电流和宽度等, 请参考 IPM 的器件参数说明。

2. IPM 的应用问题

IPM 的应用问题包括定额选择和注意事项两方面。IPM 的定额选择与 IGBT 模块是相似的, 这里不再重述。所不同的是, 要根据负载情况, 设置散热装置或器材, 使 IPM 过热保护合理化。

IPM 的应用事项包括以下几点:

- 1) 各路控制电源要相互隔离, 并能达到一定的绝缘等级要求。
- 2) 在大功率的逆变器中, 下桥臂的开关管也要各自用一个隔离电源, 以避免回路噪声, 只是这几路电源的隔离电压不需太高。
- 3) 控制信号线和驱动电源线要离远些, 尽量垂直, 不要平行放置。
- 4) 光耦输出与 IPM 输入之间在 PCB 上的走线应尽量短, 最好不要超过 3cm。
- 5) 驱动信号隔离要采用高共模抑制比 (CMR) 的高速光耦, 要求 $t_p < 0.8\mu\text{s}$, $\text{CMR} > 10\text{kV}/\mu\text{s}$, 如 6N137、TCP250 等。

2.7 其他新型开关器件

除了以上介绍的现代电力电子开关器件之外, 还有一些性能优越的新型开关器件, 包括 MOS 控制晶体管 (MCT)、静电感应晶闸管 (SITH) 等, 虽然它们目前还没有被推广, 但都是很有前途的。其中, MCT 已经有 $4500\text{V}/3000\text{A}$ 的产品得到了应用, 样品的水平已经达到了 $4500\text{V}/4000\text{A}$ 。

2.7.1 MOS 控制晶闸管

MOS 控制晶闸管实际上是一种 MOS 控制的 GTO, 简称为 MCT, 有的人也把它叫做栅极换流关断晶闸管, 用 GCT 表示。MCT (或 GCT) 的制造工艺与 VDMOSFET 相似, 每支 MCT 管芯包括十万个左右的小结构单胞组成, 每个单胞都是一个小的 MOS 控制晶闸管, 用两个小 MOSFET 分别控制 PNP 晶闸管的开通和关断。MCT 分为 P-MCT 和 N-MCT 两种, 它们的电气图形符号如图 2.40 所示。

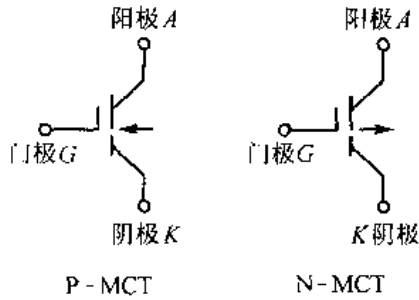


图 2.40 MCT 的图形符号

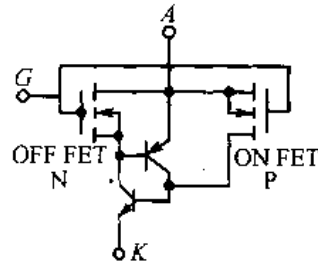


图 2.41 P-MCT 的等效电路

P-MCT 的等效电路如图 2.41 所示。由图可知，MCT 需要门极控制，这与其他类型的晶闸管如 SCR，GTO 等都不同。MCT 的控制导通与 VMOSFET 相对应，P-MCT 对应于 P-MOS，门极开通控制信号以阳极 A 为基准，一般为 $-5 \sim -15\text{V}$ 。与 VMOSFET 不同的是，MCT 关断信号必须与开通信号极性相反，这与 GTO 是一样的。MCT 的关断反向电压还要有一定的幅度：P-MCT 关断信号 V_{GA} 一般为 $+10\text{V}$ ，N-MCT 关断信号 V_{CK} 一般为 -10V 。

GE 公司已经采用 $4500\text{V}/4000\text{A}$ 的 MCT(GCT)开发出了 5MVA 以上的变频调速装置。 $4500\text{V}/4000\text{A}$ 的 MCT 的主要参数如下：开关时间为 $3\mu\text{s}$ ，通态压降为 4.0V ， $di/dt = 1000\text{A}/\mu\text{s}$ 。

MCT 与 GTO 和 GTR 相比有以下优点：

- 1) 电压高、电流容量大。阻断电压可达 4500V ，通态电流可达 4000A 。
- 2) 通态压降低，通态损耗小。其通态压降最低可为 1V 左右。
- 3) dv/dt 和 di/dt 耐量很高，分别可达 $20\text{kV}/\mu\text{s}$ 和 $2\text{kA}/\mu\text{s}$ 。
- 4) 开关速度快，开关损耗小。MCT 的开通时间约为 200ns ，关断时间与耐压等级有关。 1000V 的 MCT 关断时间小于 $2\mu\text{s}$ ，这比 GTO 要快得多。
- 5) 结温高，可在 200°C 以上工作，不过一般还是规定其额定结温为 150°C 。

由以上分析可以断定，MOS 控制晶闸管 MCT 是将来取代 GTO 和大电流 GTR 的最理想的新型开关器件。

2.7.2 静电感应晶闸管

1. 静电感应晶闸管的原理和特点

静电感应晶闸管(Static Induction Thyristor, SITH)也叫场控晶闸管或双极静电感应晶闸管(BSITH)。SITH 分为常开型和常闭型，以常开型居多且其发展较快。SITH 还分为反向阻断型和反向短路型两种。SITH 也是由很多单元胞组成的，每个单元胞都是一个掩埋 P^+NP^+ 组成多层结构，其等效电路和 SCR、GTO 都很相似，这里不再详细讨论。

由于 SITH 还没有被推广应用，所以其电气图形符号还不统一，常用的几种见图 2.42。

与 SCR 和 GTO 相比，SITH 有很多优点，如：通态电阻小，通态压降低，开关速度快，开关损耗小，正向阻断电压高，通态电流大， dv/dt 和 di/dt 耐量高等。目前 SITH 的最高耐压已达到 4500V ，而电流量可达 2200A 。

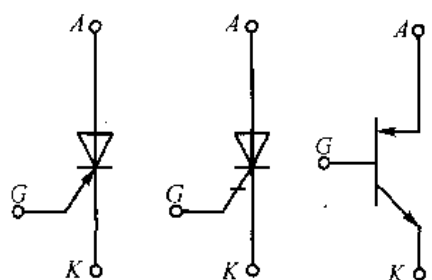


图 4.42 SITH 常用电气符号

由于 SITH 的制造工艺很复杂，所以成本很高，发展也很慢。

2. SITH 的基本特性

SITH 的基本特性分为静态特性和动态特性两部分。静态特性主要包括伏安特性和正向阻断特性，而动态特性则是指其开关特性。

SITH 的伏安特性是指端电压 v_{AK} 、阳极电流 i_A 和控制电压 v_G 之间的关系曲线。常开型 SITH 的伏安特性曲线如图 2.43 所示。由图可见，在正向偏置时，该特性是一组曲线簇，而每一条曲线的形状以类似二极管的正向特性曲线，只是起始点的端电压不同而已。反向偏置时只有很小的漏电流，但是反向电压高到一定值 V_{RM} 时就会产生反向击穿现象，这与二极管、SCR、GTO 都是类似的。

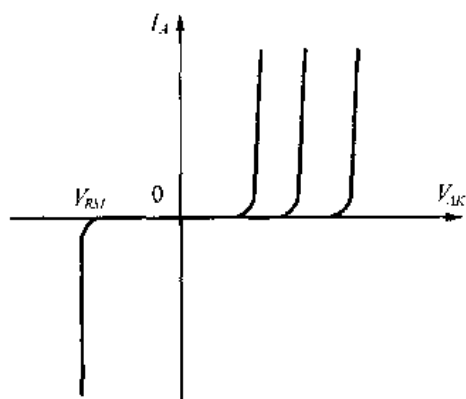


图 2.43 SITH 的伏安特性

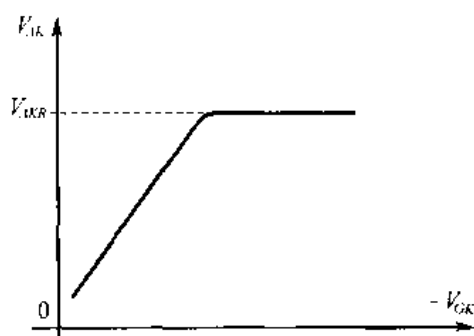


图 2.44 SITH 的正向阻断特性

SITH 的正向阻断电压和门极的工作情况有很大关系。具体说就是，在 GK 之间加反向电压，可以提高 AK 之间的耐压。这个特性我们叫它正向阻断特性，如图 2.44 所示。

由图可见，在达到最高耐压以前，SITH 的正向阻断电压与 GK 之间的反向电压几乎是成正比的，所以有人也把这种特性关系称为阻断增益，用 μ 来表示，即

$$\mu = \frac{\Delta v_{AK}}{-\Delta v_{GK}} \quad (2.25)$$

SITH 的通态压降 V_T 受结温的影响不大，但受通态电流 i_A (有的用 I_T 表示) 影响很大，这个特性也叫通态特性，图 2.45 给出了一个实例。

SITH 开关时间比 SCR 和 GTO 要低得多，采用与 GTO 一样的电流驱动，开关时间只有 $2 \sim 3 \mu s$ ，如果采用电压驱动，则其开关时间要长一些。

SITH 带电阻性负载的开关特性曲线如图 2.46 所示。图中， I_{GP} 为门极开通电流，约为几安。

I_{GO} 为门极关断电流，几乎等于 SITH 的额定有效值电流，或者说约等于最大可关断电流的 $1/3 \sim 1/5$ 。

当然，SITH 也可采用电压驱动，即提供小电流，这时，其开关时间要比电流驱动时长一些。

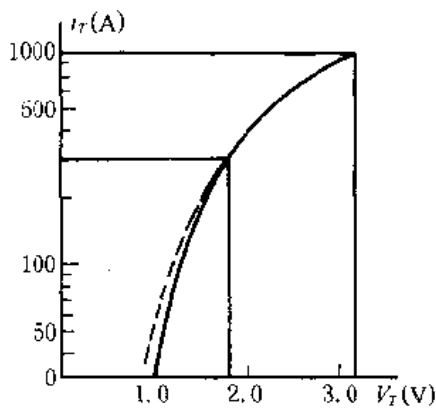


图 2.45 SITH 的静态特性

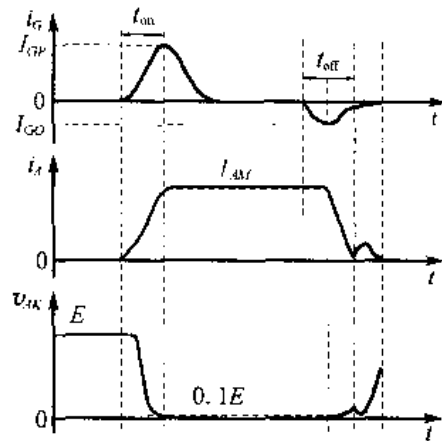


图 2.46 SITH 的开关特性

2.7.3 静电感应晶体管

静电感应晶体管(Static Induction Transistor, SIT)实际上就是功率结型场效应管,所以也写为功率 JFET。SIT 是由几百到几千个小的 JFET 单元胞并联组成的,它的工作原理和结型场效应晶体管是非常相似的,所以这里不再详细介绍。

SIT 的常用电气符号如图 2.47 所示。由图可见, SIT 也分为 N 沟道和 P 沟道两类。SIT 是一种非饱和输出特性的电子器件,和 VMOSFET 相比具有输出功率大、失真小、输入阻抗高、开关特性好、热稳定性好、抗辐射能力强等很多优点。现在已生产出的功率比较大的 SIT 的电流为 200A,电压为 1200V,耗散功率为 3kW,截止频率为 $f_T=30\sim 100\text{MHz}$,多用于高频感应加热电源。

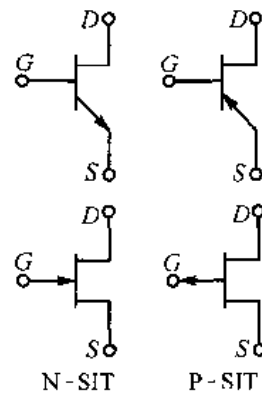


图 2.47 SIT 的常用电气符号

SIT 的静态特性包括输出伏安特性和阻断特性,分别可见图 2.48(a)和(b)。

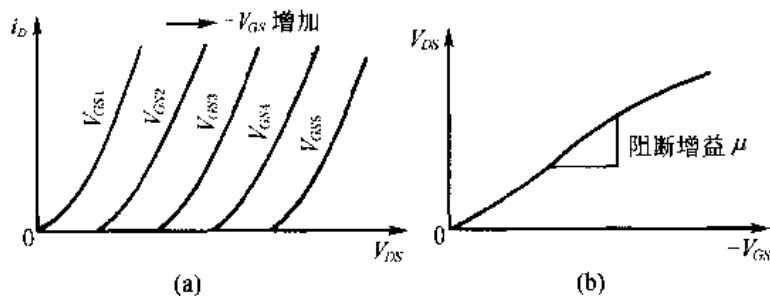


图 2.48 SIT 的伏安特性和阻断特性

对比图 2.48(a), (b)和图 2.43 与图 2.44 可以发现, SIT 的静态特性和 SITH 非常相似,所以这里不再详细介绍。

第三章 现代逆变系统结构和主回路设计

3.1 现代逆变系统基本结构和变换电路

3.1.1 现代逆变系统基本结构

我们知道，逆变的直接功能是将直流电变换成交流电。逆变系统的核心就是逆变开关电路，或者叫逆变电路，通过电力电子开关的导通与关断，完成逆变的功能。电力电子开关器件的通断，需要一定的驱动脉冲，这些脉冲可以通过改变一个电压信号来调节，产生和调节脉冲的电路通常称为控制电路(或控制回路)。逆变电路中，除了逆变电路和控制电路之外，还要有保护电路、辅助电源、输入电路、输出电路等等，如图 3.1。

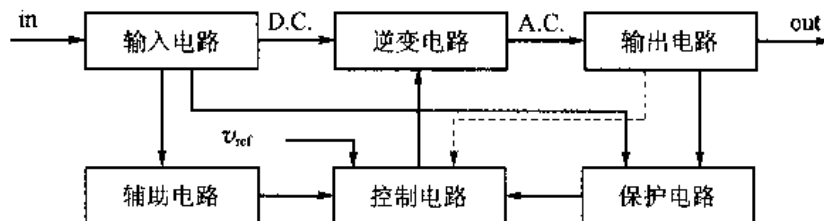


图 3.1 逆变系统基本结构框图

下面我们对各个部分作一简单介绍：

1. 输入电路

逆变主电路输入为直流电，若是直流电网(如煤矿，矿山，电车等)、蓄电池贮存的电，或者是直流发电机发出的电，或者直流电动机和变频调速交流电动机制动时再生直流电，则输入电路包括滤波电路和 EMI 对策电路。若是交流电网，除了滤波和 EMI 对策电路外，首先还要有整流电路。有关内容请参考第七章。

2. 输出电路

输出电路一般都包括输出滤波电路和 EMI 对策电路，对直流输出的逆变系统还包括输出整流电路。对隔离式逆变器，在输出电路的前面还有逆变变压器。对于开环控制的逆变系统，输出量不用反馈到控制电路，而对于闭环控制逆变系统，输出量还要反馈到控制电路。这部分内容将在后面的章节介绍。

3. 控制电路

控制电路的功能是按要求产生和调节一系列的控制脉冲来控制逆变开关管的导通和关断，从而配合逆变主电路完成逆变功能。在逆变系统中，控制电路和逆变主电路同样重要，有关内容见第六章。

4. 辅助电源和保护电路

辅助电源的功能是将逆变器的输入电压变换成适合控制电路工作的直流电压。若是直流输入，则是一个或几个 DC/DC 变换器；若是交流输入，则可以采用工频降压、整流、线性稳压的方式，当然也可以采用 DC/DC 变换器。

保护电路主要包括：

- 1) 输入过压、欠压保护。因为是电网问题，一般是可自恢复的。
- 2) 输出过压、欠压保护。一般是故障问题，最好是不可自恢复。
- 3) 过载保护。有时是瞬间过载，所以应是可自恢复的。
- 4) 过流和短路保护。属于故障，所以应该是不可自恢复的。
- 5) 过热保护。当环境温度过高或长时间超负荷运行，逆变器会出现过热，这时应自动保护，但冷却系统应继续工作，在温度降到一定值后，应能自动恢复工作。

5. 逆变主电路

逆变主电路就是由逆变开关器件等组成的变换电路，分为非隔离式和隔离式两大类。如变频器、能量回馈等都是非隔离的，逆变焊接电源、通信基础开关电源、UPS、加热电源等都是隔离式逆变电路。隔离式逆变主电路还应包括逆变变压器。本章主要讨论逆变系统的基本结构和主电路的形式。逆变变压器的设计问题在第四章详细介绍。

非隔离式电压变换电路形式有多种，是组成逆变主电路的基本形式，用它们也可以组成各种隔离式逆变主电路。

3.1.2 非隔离式电压变换电路的基本形式

非隔离式电压变换电路最基本的形式主要有两种：降压变换(Buck 变换)和升压变换(Boost 型)，这两种形式组合起来工作又形成了另外两种基本变换形式：降压-升压变换(Buck-Boost 型)和升压-降压变换(Boost-Buck 型，俗称 Cuk 变换)。在这几种变换电路中，其工作情况都有电流连续和不连续两种，而对于一般的逆变系统，都要求其电流在很宽的变化范围内都连续。

1. 降压变换(Buck 电路)

降压变换电路的基本形成如图 3.2 所示，其基本工作原理很简单，这里不再详述。图中， T_r 为逆变主开关器件， D 为续流二极管， LC 为滤波电路， R_L 为负载电阻。

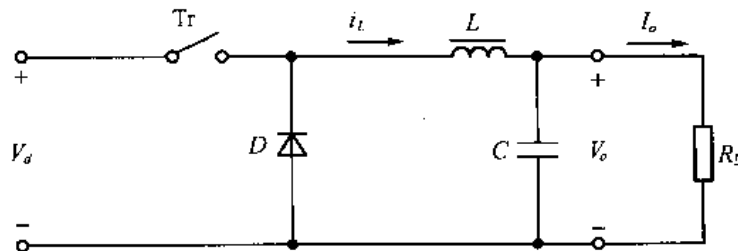


图 3.2 Buck 变换电路

假设开关 Tr 在一个开关周期 T 内, 导通时间为 T_{ON} , 关断的时间为 T_{OFF} 。我们将导通时间所占的比例定义为占空比, 用 δ 表示为

$$\delta = \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}} = \frac{T_{\text{ON}}}{T} = f \cdot T_{\text{ON}} \quad (3.1)$$

式中, $f = \frac{1}{T}$, 为开关管的工作频率, 简称开关频率, 有时也用 f_s 表示, 即 $f_s = f$ 。

Buck 变换输出电压 V_o 和输入电压 V_d 有以下关系:

$$V_o = \delta \cdot V_d \quad (3.2)$$

Buck 变换一般要求输出电压 V_o 纹波很小, 即 I_o 纹波很小。也就是说, 在一个开关周期内, V_o 和 I_o 都几乎不变。所以要求滤波电感 L 和电容 C 的值都足够大, i_L 在一个开关周期内变化很小, i_L 的平均值 I_L 等于 I_o 。在一般的逆变系统中, 都要求稳态的 V_o 有一个可调的范围, 负载的变化使 I_o 也有一定的变化范围。输出纹波电压为

$$\Delta V_o = \frac{(1-\delta)V_o}{8LCf_s^2} \quad (3.3)$$

关于 LC 滤波参数的计算, 请参考第 7.4 节的内容。

2. 升压变换(Boost 电路)

升压变换电路的基本形式如图 3.3 所示, 其工作原理这里不作详细叙述。

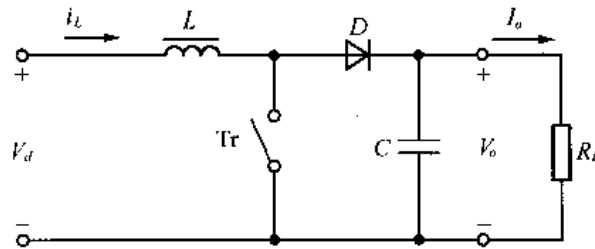


图 3.3 Boost 变换电路

升压变换电路的输出电压 V_o 与 V_d 的关系为

$$V_o = \frac{1}{1-\delta} \cdot V_d \quad (3.4)$$

Boost 电路的电感 L 和滤波电容 C 的设计在原理上与 Buck 电路是相似的。假设要求在负载电流 $I_o = I_{\text{omin}}$ 时, 电感的电流连续, 则 i_L 的变化量 Δi_L 不能超过两倍的 I_{omin} , 即

$$\Delta i_L = 2I_{\text{omin}} \quad (3.5)$$

在最低输入电压 $V_{d\text{min}}$ 和最高输出电压 $V_{o\text{max}}$ 时有最大占空比 δ_{max} , 则在这个最长的导通时间 $T_{\text{ONmax}} = \delta_{\text{max}}T$ 内, 由电感的基本公式可求得

$$L = \frac{V_{d\text{min}} \cdot T_{\text{ONmax}}}{2I_{\text{omin}}} \quad (3.6)$$

在 T_{ON} 内, 输出电容 C 是放电的, 规定在最大负载电流 I_{omax} 下, 在最大 T_{ON} 内放电电压变化量不超过 ΔV_c , 则由电容的基本公式可以求出滤波电容的值, 即

$$C = \frac{I_{\text{omax}} \cdot T_{\text{ONmax}}}{\Delta V_c} \quad (3.7)$$

输出纹波电压 $\Delta V_o = \Delta V_c$ 不仅与 C 有关, 还与负载有关, 即

$$\Delta V_o = \delta V_o / R_L C f_s \quad (3.8)$$

3. 降压-升压变换(Buck-Boost 电路)

降压-升压变换的基本电路形成如图 3.4 所示。

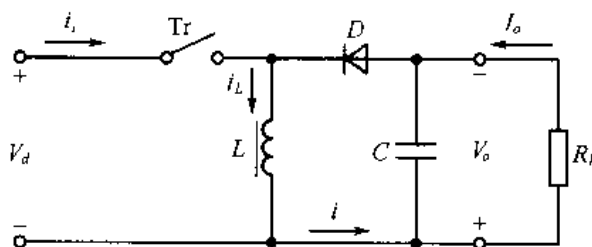


图 3.4 Buck-Boost 变换电路

当 Tr 导通时, $i_i = i_L$, 电感 L 储能, $i = 0$, C 通过 R_L 放电。当 Tr 关断时, $i_i = 0$, $i_L = i$, 电感 L 释放能量, 通过续流二极管 D , 一方面为 C 充电, 一方面提供输出电流 I_o 。Buck-Boost 变换电路输出电压 V_o 的极性与输入电压 V_d 相反, 其关系满足下式:

$$V_o = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot V_d \quad (3.9)$$

输出电压 V_o 的纹波 Δv_o 与滤波参数 L 、 C 有如下关系:

$$\Delta v_o = \frac{V_d \cdot \delta}{8LCf_s^2} \quad (3.10)$$

由式(3.9)可知, Buck-Boost 变换有三种工作形式:

- 1) 当 $\delta > 0.5$ 时, $V_o > V_d$, 是升压的;
- 2) 当 $\delta < 0.5$ 时, $V_o < V_d$, 是降压的;
- 3) 当 $\delta = 0.5$ 时, $V_o = V_d$, 电压数值不变, 只是极性相反。

因此, Buck-Boost 变换既能升压, 也能降压, 这也是其最突出的优点。

Buck-Boost 变换电路中 LC 参数的设计, 在原理上与前两种有些相似, 这里不再详细讨论。

4. 升压-降压变换(Cuk 变换)

升压-降压变换电路(Boost-Buck 电路, 俗称 Cuk 变换或库克变换)是将一个降压电路串联在一个升压电路的后面, 通过一系列原理性的变换, 形成一个很有特点电路, 因为它最初是由美国的 Slobodwn Cuk(库克)在 1980 年前后研究出来的, 所以人们通常把这种电路称为 Cuk 变换电路, 其基本电路形式如图 3.5 所示:

Cuk 变换电路的基本特点有两个:

- 1) 输出电压 V_o 可调, 并且与输入电压 V_d 极性相反;
- 2) 输出电流和输入电流没有纹波, 从而降低了对外部滤波器的要求。

Cuk 电路的基本工作原理是这样的:

稳态工作时, 在 Tr 导通(T_{ON})期间, D 截止, L_1 贮能, C_1 的放电电流给 C_2 充电, 并使 L_2 贮能, $i_C = i_{L1} + i_{L2}$ 。在 T_{OFF} 期间, Tr 截止, D 导通, L_1 释放能量为 C_1 充电, L_2 经 D 释放能量, 维持输出。因此, 不论在 T_{ON} 期间还是在 T_{OFF} 期间, 都向输出传递能量, 电容

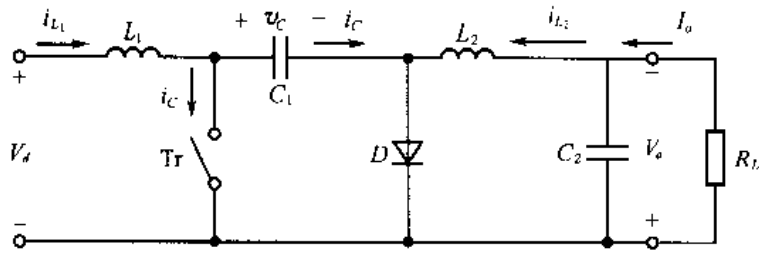


图 3.5 Cuk 变换电路

C_1 、电感 L_1 和 L_2 都是能量传递元件，电容 C_1 上的电压比较高，有 $V_C = V_d + V_o$ ，而输出电压 V_o 与输入电压 V_d 之间的关系与 Buck-Boost 电路一样[见式(3.9)]。因为 Cuk 电路对电容 C_1 的耐压要求太高，所以不太常用，但是这种电路的优点还是很突出的。

5. 四种基本电路形式的性能说明

通过以上的介绍和分析，我们可以对四种基本电路形式的性能做以下几点说明：

1) 前三种电路形式中的电感是传递能量的元件，而 Cuk 电路中的电容是传递能量的主要元件；

2) Buck 电路与 Boost 电路串联时，无论先降后升，还是先升后降，其输出电压 V_o 与输入电压 V_d 的极性都是相反的，电压增益也是一样的；

3) 四种电路的共同特点是输入输出都有一条公用线，或叫做等电位线，所以都可以称做三端稳压器，或串联式稳压电路；

4) Buck 电路与 Boost 电路是两种基本的变换形式，用它们的不同组合可以派生出各种各样的逆变主电路形式。

3.2 逆变主电路的基本形式

3.2.1 隔离式逆变主电路形式

隔离式逆变主电路已经被广泛地应用于多种逆变式功率变换装置中，有单相逆变，也有三相逆变，它们都是由基本的 Buck 电路与 Boost 电路组成的。这些逆变式功率变换电路包括单端正激式、单端反激式、推挽式、半桥式、单相全桥式和三相全桥式几种。它们的性能和特点各有不同，分别用于不同的逆变装置中。这里介绍单相隔离式逆变主电路的形式、性能特点和开关管电流、电压参数。三相逆变主电路在后面的几节介绍。

1. 单端反激式变换电路

隔离式单端反激式逆变电路及其工作波形分别可见图 3.6(a)和(b)。

在 T_{ON} 时间内， Tr 导通， D 截止， V_d 加在 T 原边， T 的原边励磁电感贮存能量，在 T_{OFF} 期间， Tr 截止， D 导通， T 中贮存的能量耦合到副边输出到 R_L 并为 C 充电。

设变压器初级电流峰值为 I_L ，匝比为 n ，原边电感为 L ，效率为 η ，输出功率 p_o 为

$$p_o = LI_L^2 \eta / (2T) \quad (3.11)$$

开关管 Tr 的最高端电压为 $(V_d + nV_{omax})$ ，其工作电流 i_c 可以由下两式给出：

$$i_c = I_L / n \quad (3.12)$$

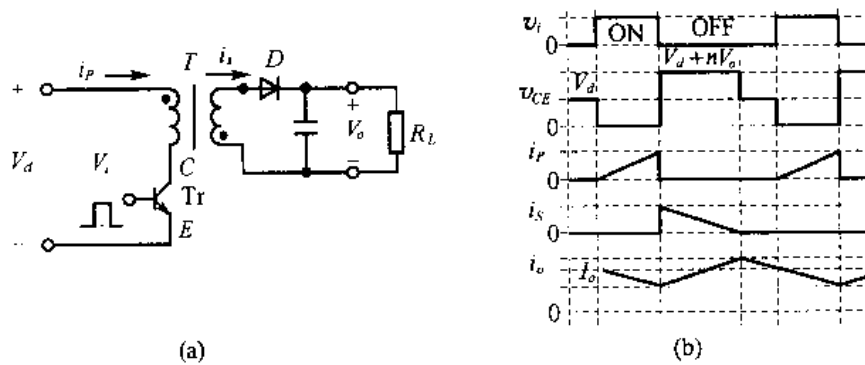


图 3.6 单端反激式变换电路及其工作波形

$$i_C = 2p_o / (nV_d \delta_{\max}) \quad (3.13)$$

在这种变换电路中，变压器作为一个耦合电感传输能量，体积比较大，不适合于大功率的变换器，它的优点是电路简单。另外，由于这种变换器能够自动地均衡各路负载，所以它可以比较容易地实现多路输出。

2. 单端正激式变换电路

隔离式单端正激式变换电路及其工作波形分别见于图 3.7(a)和(b)。

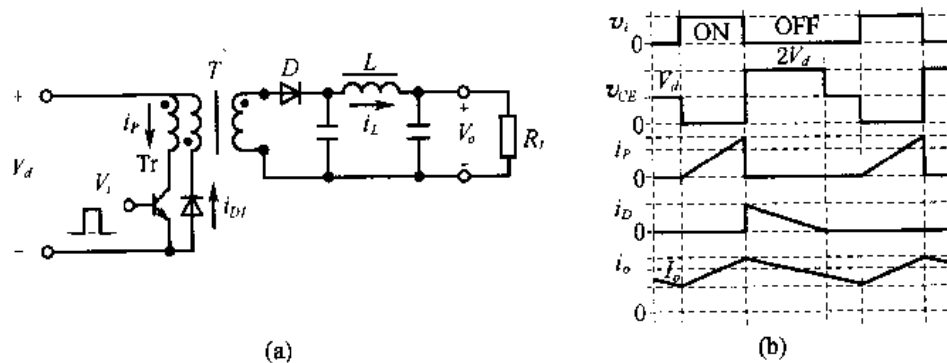


图 3.7 单端正激式变换电路及其工作波形

在 T_{ON} 时间内，Tr 导通， i_p 上升， D_1 、 D_3 截止， D_2 导通， i_L 上升， L 储能，输出能量到 R_L 并为 C 充电， i_p 中下部为副边电流 i_L 的折算值 (i_L/n)，上部为变压器原边励磁电流。在 T_{OFF} 期间，Tr 截止， D_2 截止， D_1 、 D_3 导通，励磁电流耦合到续流绕组中经 D_1 泄放掉，副边电感 L 经 D_3 续流，输出能量到 R_L ， C 同时放电为 R_L 补充能量。

由于在一般情况下，续流绕组和原边绕组匝数基本相等，所以开关管 Tr 的最高端电压为 $2V_d$ ，其工作电流由下式给出：

$$i_C = (i_L/n) + V_d T \delta_{\max} / L_1 \quad (3.14)$$

式中， L_1 为变压器原边励磁电感。

3. 推挽式变换电路

推挽式功率变换电路如图 3.8 所示。两路相位相反的 PWM 驱动脉冲分别加到逆变开关管 Tr_1 、 Tr_2 的基极，控制它们交替通断，输入直流电压被变换成高频的方波交流电压经变压器输出。当 Tr_1 导通时， Tr_2 截止，输入电压 V_d 加在变压器 T 原边绕组 N_1 上，

由于变压器有两个 N_1 绕组，且匝数相同，所以在 Tr_2 上将施加两倍的电源电压，即 $2V_d$ 。当驱动脉冲结束后(死区时间)，两只开关管都截止，端电压都为 V_d 。当 Tr_1 导通时， Tr_2 截止，工作过程和上面类似，不再重复。

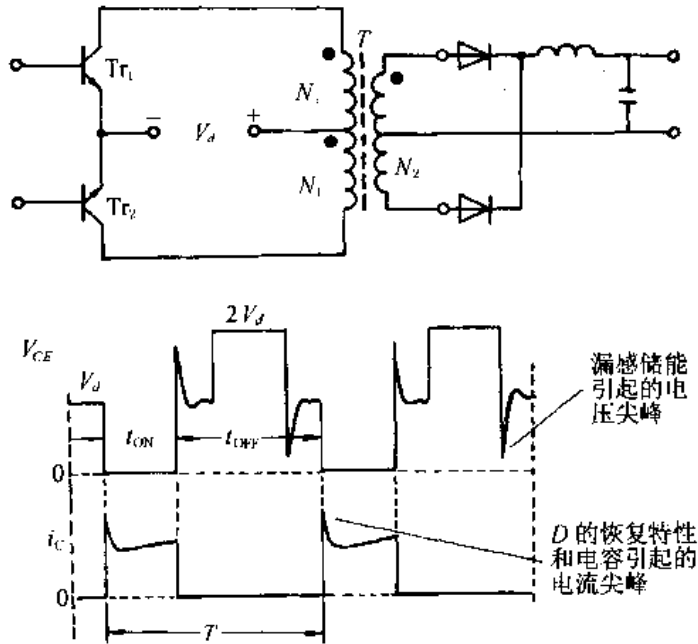


图 3.8 推挽式功率变换电路及工作波形

以上是分析的稳态工作的情况，在开关管开关过程中，有时会造成电流电压尖峰，下面我们来具体分析：在死区时间内，两只开关管都截止，变压器副边如果有如图所示的整流滤波电路，副边电感将通过两只整流二极管续流，两只整流二极管都导通。这时

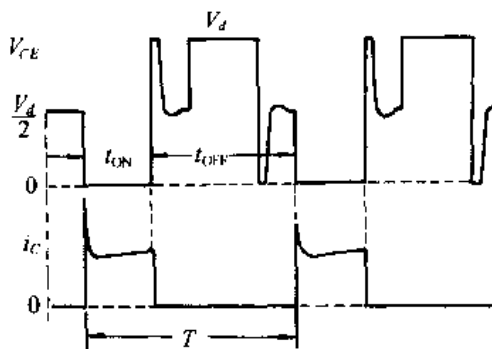
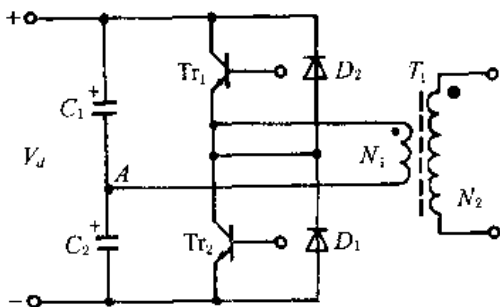


图 3.9 半桥转换主电路的形式及其工作波形

如果原边有一只开关管(比如说 Tr_1)导通，副边将会有一只二极管截止，在它由导通到截止转换时，有一个反向恢复的过程，这时变压器副边相当于短路，所以在原边会有一个电流尖峰。

在开关管由导通刚刚变为截止时，变压器原边漏感和引线电感上贮存的能量无处释放，将会给开关管等效的输出电容充电，因为这个电容很小，所以会充得比较高的电压尖峰。这个电压尖峰因原边电流和漏感的大小不同而不同，有时会比较高的。

4. 半桥逆变式主电路

半桥逆变式功率转换主电路的形式及其工作波形如图 3.9 所示。

当两只开关管 Tr_1, Tr_2 都截止时，若两只电容相等，即 $C_1 = C_2$ ，则两电容中点 A 的电

压为输入电压的一半,即 $V_{C1}=V_{C2}=V_d/2$ 。当 Tr_1 导通时,电容 C_1 将通过 Tr_1 和变压器原边 N_1 放电,同时电源电压 V_d 通过 Tr_1 和变压器原边 N_1 放电为电容 C_2 充电,中点 A 的电位将有所上升;当 Tr_1 导通结束时,两只开关管 Tr_1, Tr_2 又都截止,它们的端电压又都回到输入电压的一半,即 $V_d/2$ 。当 Tr_2 导通时, Tr_1 截止,电容 C_1 被充电, C_2 放电, A 点的电位下降; Tr_2 导通结束后,又回到 Tr_1, Tr_2 都截止的状态。

从图 3.9 所示的波形中可以看出,开关管开通瞬间也存在电流尖峰,这同样是由副边整流二极管的反向恢复造成的,只是图中没有画出副边整流和滤波电路。当开关管由导通刚刚变为截止时,开关管两端除了承受电压 $V_d/2$ 以外,还有较高的电压尖峰,这也是由于变压器原边漏感和引线电感上贮存的能量释放引起的,由于二极管 D_1, D_2 的箝位作用,开关管的端电压最高为 V_d 。

由此可见,半桥逆变式功率转换电路变压器原边施加的电压只是电源电压的一半,所以要使它与推挽式电路输出同样大小的功率,开关管的电流将是推挽电路的两倍;换句话说,如果它们的开关电流一样,电源电压也相等,半桥电路的输出功率将是推挽电路的一半。所以,半桥电路不适合于输出功率较大的逆变电路。但是,半桥电路有一个较大的优点,那就是它抗电路不平衡能力很强,有关这一点我们将在下一节讨论。

5. 全桥逆变功率转换电路

全桥逆变功率转换电路与半桥电路的区别就是,用另外两只同样的开关管代替两只电容,即由 4 只开关管组成逆变开关电路,如图 3.10 所示。

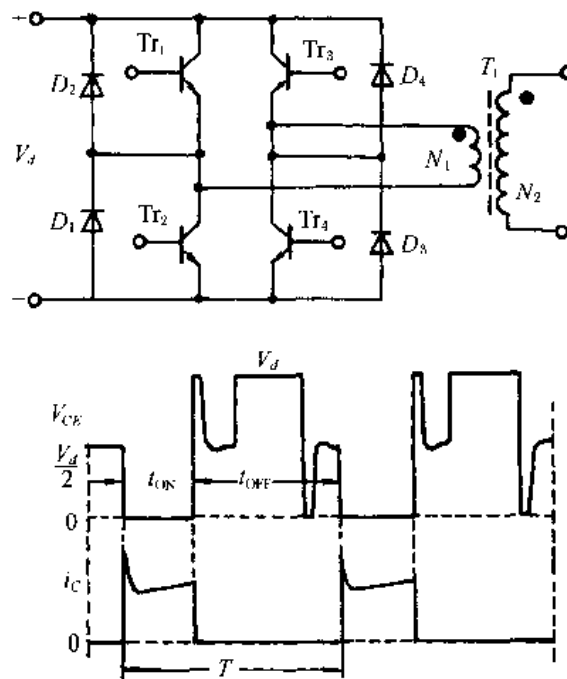


图 3.10 全桥逆变功率转换电路及工作波形

全桥逆变电路的工作需要两组相位相反的驱动脉冲分别控制两对开关管,具体说就是 Tr_1 和 Tr_4 同时通断, Tr_3 和 Tr_2 同时通断。当 Tr_1 和 Tr_4 同时导通时, Tr_2 和 Tr_3 截止,变压器原边电压为下正上负的 V_d ;反之,当 Tr_3 和 Tr_2 同时导通时, Tr_1 和 Tr_4 截止,变

压器原边电压为下正上负的 V_d 。在 4 只开关管都截止的死区时间内, 开关管端电压和电压尖峰和半桥电路类似。开关管刚刚导通时的电流尖峰也同半桥电路类似。

3.2.2 各种逆变电路的特点和应用

由以上的介绍可以看出, 各种逆变电路的特点差别很大, 它们各有其优点和不足, 因此用途也不一样。下面我们对两种情况, 即单端式和双端式两类分别进行讨论。

1. 单端变换器的特点

单端变换器分为正激式和反激式两大类, 它们的优点是:

- 1) 开关器件少, 电路简单;
- 2) 不存在开关管直通问题, 工作可靠性高;
- 3) 变压器单向工作, 反而不存在电路不平衡造成的偏磁饱和问题。

单端变换器有两条共同的缺点:

- 1) 开关管承受的电压高, 若电源电压都是 V_d , 单端变换器开关管上承受的电压比半桥式和全桥式电路都高得多;
- 2) 由于变压器单向工作, 可利用的铁芯的磁通变化量为 $\Delta B < B_s - B_r$, 比双端工作的变压器要小得多, 所以铁芯利用率低, 变压器体积大;
- 3) 功率传输的占空比小, 一般不到 0.5, 所以输出功率小。

对于单端反激式变换器, 其开关管端电压可以通过双管箝位的形式被限制在 V_d , 见图 3.11(a)。但是, 由于变压器是以电感的形式工作的, 其体积更大, 所以反激式变换器

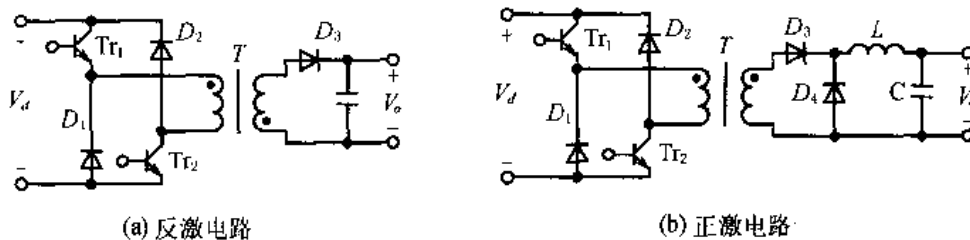


图 3.11 双管箝位单端变换电路

一般只用于功率较小的 DC-DC, 其变压器设计见第 4.5 节, 设计实例见第 9.5 节。

单端正激式变换器, 由于具有可靠性高的最大优点, 应用比较广泛, 它的缺点可以通过以下的方法来克服:

1) 通过双管箝位的形式, 将开关管端电压限制在 V_d , 见图 3.11 (b)。但是这样做牺牲了其开关器件少的优点;

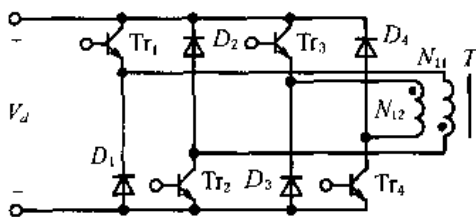


图 3.12 复合隔离双正激变换电路

2) 采用两套单端正激式变换器输入输出分别并联, 可以得到与全桥电路一样的转换功率, 当开关频率高到一定程度时, 两只单端工作的变压器与一只双端工作的变压器相比, 其体积、重量和造价都差不多^[21];

3) 当逆变器输出功率比较大而不适合于太高开关频率的转换电路时, 可以采用复合

隔离的双单端正激功率变换电路^[21]，采用一个双端工作的逆变变压器，如图 3.12 所示。这种电路保留了单端电路开关管不直通的最大优点，其端电压为 V_d ，变压器利用率也高，只是多了一个原边绕组。变压器的偏磁问题可以通过采取电流模式控制来解决（参见第 6.3 节）。

复合隔离的双单端正激功率变换电路的不足之处就是用的元器件比较多，除了 4 只开关管以外，还有 4 只续流二极管，但是为了保证逆变器的可靠性，有时这也是值得的。

2. 各种双端功率变换电路的性能比较和应用

这里所说的双端功率变换电路指传统的推挽式、半桥式和全桥式电路，不包括由单端正激电路演变而来的复合隔离的双单端正激功率变换电路。双端功率变换电路各有自己的优点和不足：

1) 推挽式电路用的开关器件少，输出功率大，但开关管电压高，适用于原边电压比较低的功率变换器；

2) 半桥式电路用的开关器件少，开关管电压不高，驱动简单，抗电路不平衡能力强，但输出功率小，适用于中小功率的逆变器；

3) 全桥式电路开关管电压不高，输出功率大，但用的开关器件多，驱动较复杂，适用于大功率的逆变器。

各种双端功率变换电路性能对比和应用情况见表 3.1。

表 3.1 双端功率变换电路性能对比

项目 \ 电路形式	推挽式	半桥式	全桥式
开关管端电压	$2V_d$	V_d	V_d
相同 P_o 时的 I_c	一倍	两倍	一倍
相同 I_c 时的 P_o	两倍	一倍	两倍
变压器原边电压	V_d	$0.5V_d$	V_d
主开关管的数量	2	2	4
输入滤波电容组数	1	2	1
基极驱动功率	小	中等	大
驱动电路复杂程度	简单	中等	复杂
适用的功率容量	大	中等	大
抗电路不平衡能力	差	好	差

3.3 功率转换电路的不平衡问题

3.3.1 全桥、推挽式电路的不平衡问题

在全桥和推挽式功率转换电路中，一对高压开关管在工作周期的前半部分和后半部分交替通断，若它们的饱和压降相等，导通脉宽也一样，则说电路是工作在平衡状态。

此时，前半个周期内施加在变压器 T_1 原边绕组 N_1 上的电压幅度为

$$V_1 = V_d - V_{CES1} \quad (3.15)$$

T_{r1} 的导通脉宽为 T_{ON1} ; 后半周期内施加在 T_1 绕组 N_1 上的电压幅度为

$$V_2 = V_d - V_{CES2} \quad (3.16)$$

T_{r2} 的导通脉宽为 T_{ON2} 。

在平衡状态时, $V_{CES1} = V_{CES2}$, $T_{ON1} = T_{ON2}$ 。因此, $V_1 = V_2$, 高频变压器 T_1 原边绕组 N_1 上施加的电压波形如图 3.13(a) 所示。

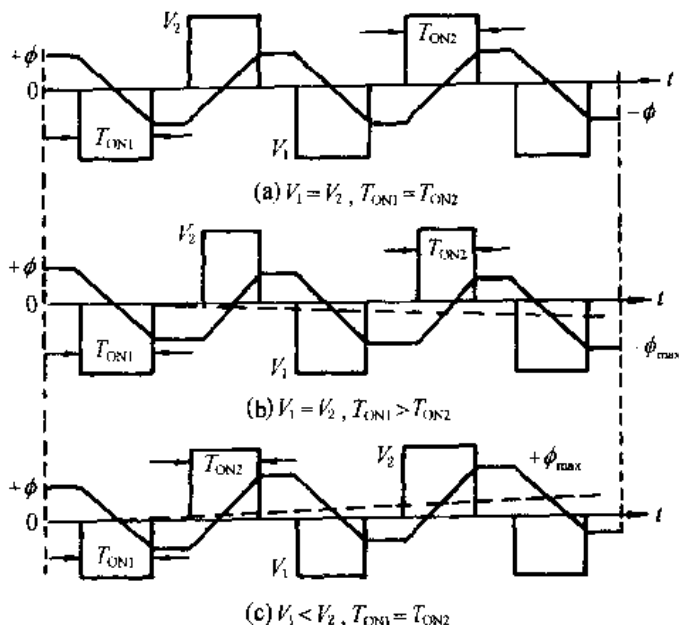


图 3.13 高频变压器 T_1 原边绕组的电压波形

变压器上施加的电压和工作磁通 ϕ 的关系由下式给出:

$$v = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.17)$$

当 v 是常数时, 磁通 ϕ 将随时间的增长线性增大。

对于图 3.13 所示的电压波形, T_{r1} 导通时, 变压器内磁通从最大的正值 $+\phi$ 按线性规律下降, 在 $0.5T_{ON1}$ 处过零点, 在导通终了时达到负的最大值 $-\phi$; 在 T_{r1} , T_{r2} 都截止的时间里, 高频变压器上施加的电压为零, 磁通的变化率也为零, 这就是说, 磁通将保持原来的 $-\phi$ 不变, 直到下半个周期开始 T_{r2} 导通时为止, 此时 T_1 上施加反电压 V_2 , 磁通便由 $-\phi$ 开始向相反的方向变化, 在 $0.5T_{ON2}$ 处过零点, 并在导通终了时达到 $+\phi$ 。

可见, 电路在平衡状况下, 高频变压器原边绕组 N_1 上两个半周内施加的“伏-秒”数相等, 磁通是对称的。

若由于某种原因导致两个半周期内施加在逆变变压器上的电压不等(例如高压开关管的饱和压降有较大差异), 或是一对晶体管的导通脉宽不相等(例如由于存储时间的一致, 控制电路输出脉宽不等以及反馈环路引起的不对称等等)时, 功率转换电路便工作在不平衡状态。

在推挽和桥式电路中, 由于输入电源电压不变, 则 $V_1 T_{ON1} \neq V_2 T_{ON2}$, 亦即两个的半周期内施加在逆变变压器上的“伏-秒”数不相等, 磁通变化的幅度也就不相同。例如, 在图 3.13 (b) 中, 虽然 $V_1 = V_2$, 但是由于 $T_{ON1} > T_{ON2}$, 在时间 T_{ON1} 里磁通变化的幅度大于在时间 T_{ON2} 里磁通变化的幅度, 磁通在一个周期终了时不能返回到起始点, 于是将在一

个方向逐渐中断,其工作区域将偏向一个象限,引起磁芯单向饱和,电流急剧上升,从而导致逆变主开关管损坏。图 3.13(c)中, $T_{ON1}=T_{ON2}$, 但是 $V_1 < V_2$, 同样也会引起单向偏磁。

3.3.2 半桥式电路抗不平衡的能力的分析

在半桥式逆变电路中,一般不会发生变压器单向偏磁问题,通过运用微积分法求解两个半周期各自施加在高频变压器上的“伏-秒”数,可以说明半桥式电路在两个半周期不对称时的抗不平衡能力,半桥式逆变电路见图 3.9。

为便于分析,我们首先作以下假设:

1) 我们只研究 Tr_1, Tr_2 导通和截止时的稳态过程而不计它们开通和关断瞬间的暂态过程。

2) 输入电源电压 V_d 是由工频交流电网直接整流,经电容 C_1, C_2 滤波而得,并以两倍于电网的频率充放电,它的周期远大于 Tr_1, Tr_2 的开关周期。因此,可以认为 V_d 在 Tr_1, Tr_2 开关周期内相对保持不变。实际上对电容来说,有 $C_1=C_2$ 。

3) 逆变主开关管开关的前后沿也忽略不计,在开关管 Tr_1 (或 Tr_2) 导通期间,可用闭合开关 K_1 (或 K_2) 来表示,它们的饱和压降的不同可以用串联等效电阻 R_1, R_2 来表示。在截止期间,功率晶体管的漏电流很小,可以忽略不计。因此,开关管 Tr_2 (或 Tr_1) 的关断,可以用 K_2 (或 K_1) 的断开来表示。总之,将主开关管看作理想的开关器件,用不同的等效串联电阻表示彼此有差异的饱和压降。

4) 高频变压器用低频等效电路表示,并忽略漏感和励磁电感,原、副边绕组直流电阻等效为 R_0 , 副边负载折合到原边等效为 R'_L 。

通过上述假设,图 3.9 半桥式功率转换电路可等效为图 3.14, 图中开关 K_2 闭合(相当于 Tr_2 导通), K_1 断开(相当于 Tr_1 截止), 电容 C_1 将充电, C_2 将放电, 如图中实线所示; 当开关 K_2 断开, K_1 闭合时(相当于下半周期), 电容 C_1 将放电, C_2 将充电, 充放电电流分别计为 i'_1 和 i'_2 , 如图中虚线所示。

我们可以应用运算微积分法来求解开关 K_1, K_2 的闭合时间不同(相当于 T_{ON1} 和 T_{ON2} 不相等)和 R_1, R_2 不等(相当于饱和压降不同)时,在两个导通时间内施加在高频变压器上(图中 $R_0+R'_L$ 上)的“伏-秒”数。

在前半周期, K_2 即闭合, K_1 断开, 假设电容 C_1 和 C_2 上的初始电压分别为 $U_1(0)$ 和 $U_2(0)$, 再设 $C=C_1+C_2=2C_1=2C_2$ 。这样,可以求得前半周期变压器原边电压,即

$$u(t) = U_2(0) \frac{R_0 + R'_L}{R'_2} \cdot e^{-\frac{t}{CR'_2}} \quad (3.18)$$

式中

$$R'_2 = R_2 + R_0 + R'_L$$

同理,在负周期,变压器原边的电压为

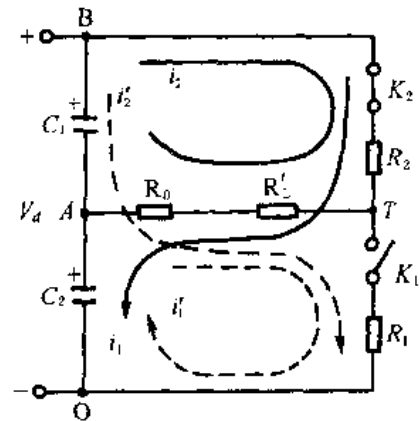


图 3.14 半桥式逆变等效电路

$$u'(t) = U_1'(0) \frac{R_0 + R_L'}{R_1'} \cdot e^{-\frac{t}{CR_1'}} \quad (3.19)$$

式中 $U_1'(0)$ 为负半周期开始时 C_1 上的电压初始值，

$$R_1' = R_1 + R_0 + R_L'$$

利用积分公式 $V-s = \int_0^{t_{ON}} u(t) dt$ ，可以求得变压器原边在正、负半周期内的伏秒数 ($V-s$) 分别为

$$V-s_1 = \frac{V_d \left(1 - e^{-\frac{t_{ON2}}{CR_2'}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{ON2}}{CR_2'} + \frac{t_{ON1}}{CR_1'} \right)}} \cdot C(R_0 + R_L') \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{ON1}}{CR_1'}} \right) \quad (3.20)$$

$$V-s_2 = \frac{V_d \left(1 - e^{-\frac{t_{ON1}}{CR_1'}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{ON2}}{CR_2'} + \frac{t_{ON1}}{CR_1'} \right)}} \cdot C(R_0 + R_L') \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{ON2}}{CR_2'}} \right) \quad (3.21)$$

对比以上两式，有 $V-s_1 = V-s_2$ ，即变压器正、负半周期的伏秒数相等。

3.3.3 串联耦合电容对不平衡的校正

1. 串联耦合电容改善不平衡的原理

对于桥式变换电路，如果在变压器原边串联一个无极性电容 C ，那么原来引起不平衡的直流偏压就会被此电容滤掉，既移动了直流电平，如图 3.15 所示。图中 C 平衡变压器原边伏秒数 ($V-s$) 的原理和半桥变换的抗不平衡过程有些相似。

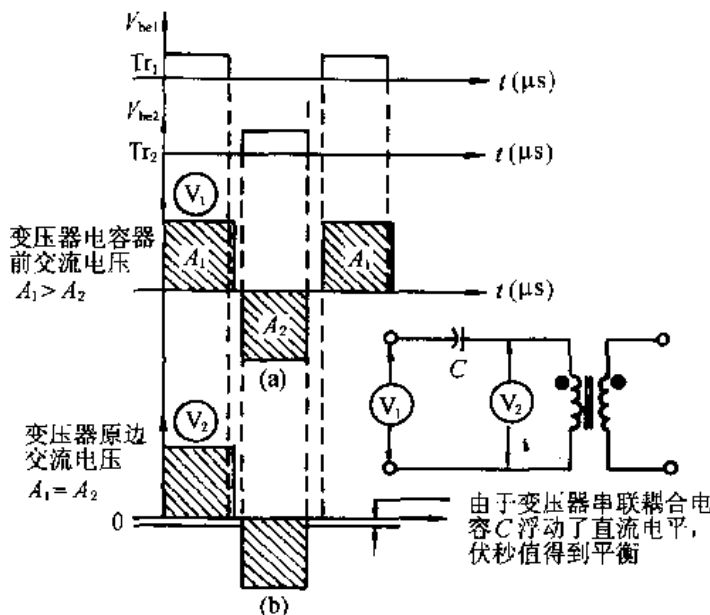


图 3.15 串联耦合电容的校正作用

设变压器原边等效电阻(包括负载电阻的折算值)为 R ，则平衡时间常数 $\tau = RC$ 。由图 3.15 可见，在串联电容以前，在(a)中表示出的正、负半周伏秒数(A_1 和 A_2)不相等，

$A_1 > A_2$; 串联电容以后, 见图 3.15(b), 由于 C 的隔直平衡作用, 使得 $A_1 = A_2$ 。

2. 串联耦合电容的参数设计

串联耦合电容应是无极性薄膜电容, 为减小发热损耗, 其等效串联电阻(ESR)应尽量小, 必要时, 可采用多个并联。

耦合电容 C 和原边等效电感 L_1 组成一个串联谐振, 其谐振频率为

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (3.22)$$

式中, L_1 主要是副边电感量 L 的折算值, 即 $L_1 = n^2 L$, 由此可得出串联电容的计算公式:

$$C = \frac{1}{(2\pi f_R n)^2 L} \quad (3.23)$$

设计时, 一般要选择 $f_R \approx \frac{1}{10} \cdot f_s$, f_s 为逆变开关频率; n 为逆变变压器的变比, $n = N_P / N_S$ 。

耦合电容的工作电压公式为

$$V_C = \frac{I_P}{C} \cdot \frac{T_S}{2} \quad (3.24)$$

式中, I_P 为变压器原边电流; $T_S = 1/f_s$, 为逆变开关周期。一般地, 要求

$$V_C \leq V_d \cdot (5\% \sim 10\%)$$

3.4 直流电源变换装置逆变系统结构和主回路设计

直流电源变换装置又叫直流-直流变换器, 简称 DC-DC。直流电源变换装置分为隔离式和非隔离式两大类, 它们的作用都是将一种形式(或等级)的直流电压变换成另外一种形式(或等级)的直流电压。现代的 DC-DC 都是采用高频开关式变换电路, 所以又叫直流输出开关式稳压电源, 简称开关稳压电源。

3.4.1 直流电源变换装置逆变系统结构

非隔离式 DC-DC 变换器可以采用他激式控制或自激式控制, 根据输入输出电压要求的不同分为降压式、升压式和反极性式, 其主电路分别采用 Buck 方式、Boost 方式和 Cuk 方式。这些电路的结构、性能和特点在第 3.2 节已经详细论述, 用这些电路的组合可以构造出各种各样的非隔离式逆变主电路形式。

隔离式 DC-DC 变换器也可以采用他激式控制和自激式控制两种方式, 它们的主电路的核心部分都是逆变电路和隔离变压器。自激式控制的隔离式 DC-DC 变换器主要用于小功率的(500W 以下)、对输出调节性能要求不高的直流电源, 应用范围不宽。这一节我们主要讨论他激式控制的 DC-DC 变换器。

由于直流电源变换装置主电路的主要部分是逆变电路, 所以也是一种典型的逆变系统, 其结构框图见图 3.16。

对于交流输入的开关稳压电源, 需要将输入交流电经过线路滤波器(EMI 滤波)、输入整流电路和输入滤波电路转化成比较平稳的直流电以后方可送入图 3.16 中的直流输

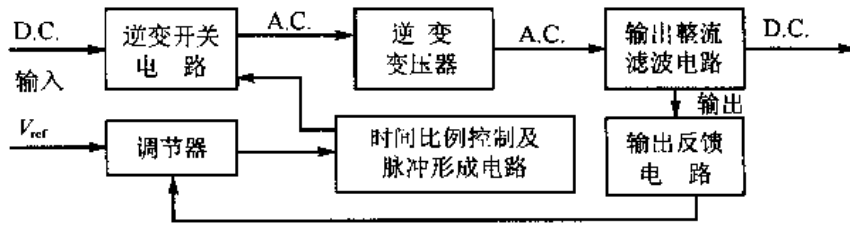


图 3.16 直流电源变换装置逆变系统结构框图

入端。关于这几部分电路的设计，我们将在第七章详细介绍。

图 3.16 中的直流输入到交流输出之间的逆变开关电路、逆变变压器和输出整流滤波电路统称为主电路或主回路，其中逆变变压器的设计在第四章专门论述，输出整流滤波电路的设计方法在第七章给出，这里我们专门讨论 DC-DC 逆变开关电路的设计问题。

图 3.16 中主回路以外的部分统称为控制回路。控制技术和控制电路的设计将在第六章中专门论述。

3.4.2 直流电源变换装置逆变主回路设计

逆变主电路的形式包括单端反激式、单端正激式、推挽式、半桥式和单相全桥式几种，在第 3.2 节已经讲述了各种电路形式的结构和特点，它们分别适用于不同类型或容量等级的直流电源变换装置。在这里，我们对它们应用于 DC-DC 逆变开关电路的设计问题做一些特殊的说明。

1. 单端反激式电路

由于单端反激式变换电路中的隔离变压器是以一个电感贮能放能的方式工作的，其利用率不高，体积比较大，所以只适用于小功率的直流电源变换器。比如零点几瓦到十几瓦，最多几十瓦，一般不超过 100 瓦。

单端反激式变换器对多路输出的负载有较好的自动平衡能力，所以它最适用于多路输出(可以是不同电压和电流等级)的 DC-DC，比如用作大的逆变电源中的控制及驱动电路的辅助电源等。和单端正激式变换相比，单端反激式变换器省去了每路输出的滤波电感。我们在第 9.5 节给出了一个设计实例。

单端反激式 DC-DC 变换器的设计需要注意几点：

1) 变压器的原边绕组最好分为两部分，里外各一半，将副边绕组夹在中间，以减小原边漏感，提高能量传递的效率；

2) 每一副边绕组都要均匀地和原边绕组并列绕制，不要停在中间；

3) 变压器绕组线包要充满铁芯窗口；

4) 闭环控制要反馈输出稳定性要求高的一路，可以用线性工作的光耦电路隔离；

5) 用 EMI 磁珠可以有效地消除输出直流上的尖峰电压毛刺。

单端反激式变换电路的设计请参考式(3.11)~式(3.13)以及第四章变压器的设计。

2. 单端正激式变换电路

由于单端正激式变换电路的工作可靠性很高，所以其应用非常广泛，是直流电源变

换器开关电路的优选方案之一。对于输入直流电压不高(400V 以下)、输出功率不大(几百瓦以下)的 DC-DC 变换器,可以直接采用图 3.7(a)的形式,其电路简单,开关器件少,设计容易,成本也比较低。由于开关器件耐压的关系,对于输入直流电压较高(500V 以上)、输出功率在 1000W 以下的变换器,可以采用图 3.11(b)的形式,其开关管承受的电压可以被箝位于近似直流输入电压的等级上。对于较大功率(几 kW 到几十 kW)的直流电源变换器,可以采用双单端正激变换电路并联输出(输入并联或者串联)的形式以扩大容量。要减少逆变变压器的体积,提高其铁芯利用率,可以采用复合隔离的双单端正激变换电路^[21],如图 3.12 所示。在第九章的第 9.4 节给出了一个 1.3kW 的 DC-DC 变换器,就是采用了复合隔离的双单端正激变换电路。

3. 推挽式变换电路

推挽式变换电路用的开关器件少(如图 3.8),双端工作的变压器体积又比较小,所以应用比较普遍。但是,推挽电路开关管上承受的电压较高,大于两倍的直流输入电压,所以它只适用于输入电压不高的情况,例如 $V_d \leq 400V$ 。

推挽电路还有一个不足之处,就是变压器原边绕组匝数比桥式电路多一倍,而且有中心抽头。这对于功率较大一些的变换器来说,电流较大、导线比较粗,变压器将会很难绕制,并且原边绕组的漏电感也会比较大一点,容易造成电压尖峰,对开关管不利。

综上所述,虽然推挽式变换电路能够输出比较大的功率,但还是比较适合于小功率(比如零点几瓦到几百瓦)、输入电压较低(400V 以下)的直流电源变换器。

4. 半桥式逆变电路

半桥式逆变电路只用两只开关管(见图 3.9),而且对其耐压要求也不高,成本比较低。半桥电路开关管上电压为直流输入电压 V_d ,所以 V_d 可以比较高,也就是说半桥逆变电路直流输入电压可以是几伏、几十伏或几百伏,甚至可以高达上千伏。

半桥电路的逆变变压器与推挽电路相比,简单易做。但是,变压器原边绕组的电压为 $V_d/2$,所以其输出功率不太大,在几 kW 以下,一般不超过 10kW。

由于半桥逆变电路具有很难得的自动抗电路不平衡能力,对于电压型控制的直流电源变换器,无疑是一种比较好的逆变主电路方案。

5. 单相全桥式逆变主电路

全桥式逆变电路(见图 3.10)用的开关管数量多,但对其耐压要求并不高,与半桥电路一样,开关管承受的电压为直流输入电压 V_d 。可是对于同样输出功率等级的逆变电路,开关管电流可比半桥电路小一半。换句话说,由于变压器原边电压为 V_d ,如果选用与半桥电路定额一样的开关管,逆变电路的输出功率可以加倍。因此,单相全桥式逆变电路适用于各种输出功率容量等级的直流电源变换器,输出功率从数 kW 到数十 kW,甚至数百 kW。桥式变换电路的逆变变压器也比较简单,容易制作。在第 9.3.2 小节,我们给出了一个非隔离式桥式变换逆变主电路的设计实例。

全桥式逆变电路存在抗电路不平衡能力差的问题,解决这个问题主要有以下两个:

1) 通过串联耦合电容的方法来解决, 详见第 3.3 节, 在第 9.3.2 小节, 我们给出了利用串联耦合电容限制逆变变压器单向饱和的设计实例;

2) 通过采用峰值电流控制模式, 逐个电流脉冲检测, 实时控制驱动脉冲的宽度, 从而抑制逆变变压器因偏磁引起的单向饱和。第 9.1, 9.2 节, 我们给出了一个峰值电流模式控制的、桥式逆变主电路变换的、直流输出开关稳压稳流电源的设计实例。

3.5 交流电动机变频调速系统

由于交流电动机变频调速系统具有高效节能、控制灵活、通用性强等诸多显著的特点, 越来越广泛地被用于机车牵引、风机、水泵、卷扬机、轧钢机、电梯、空调、机床等许多的领域中^[11,17,25]。

3.5.1 交流电动机变频调速系统

1. 交流电动机变频调速的原理简介

交流电动机的转速公式为

$$n = 60f(1-s)/P \quad (3.25)$$

式中 P ——电动机定子绕组磁极对数;

f ——供电电源电压的频率;

s ——转差率(同步电动机传动时, $s=0$)。

由上式可见, 调节交流电动机的转速有以下三种方式:

(1) 变极调速

改变异步电动机绕组的极对数 P , 就可以调节电动机的转速。这种方式是有级的, 调速范围也很有限, 主要用于鼠笼型异步电动机的调速。

(2) 改变转差率调速

改变电动机的转差率, 可以无级平滑地调节电动机的转速。改变电动机转差率的方法很多, 传统的方法有串电阻式、电磁转差式和机械串极方式。这些方法都与我们所讲的逆变技术无关, 我们不予介绍。电子式串极调速系统利用了三相有源逆变系统, 将在下一节的内容中予以介绍。

(3) 变频调速

利用逆变技术, 改变电动机的供电频率, 就可以灵活、快速、高效地调节电动机的转速。本节专门讨论交流电动机变频调速系统的组成结构和主电路形式。

2. 交流电动机变频调速系统的组成结构

用变频方式进行调速一般都用于鼠笼式异步电动机(也有少量的同步电动机), 其容量一般在数百瓦到数千千瓦之间各种容量的都有。但是, 上万千瓦以上的交流电机一般要采用交——交直接变频进行调速^[2], 供电频率比工频要低一般为几 Hz 到十几 Hz, 所以称之为低频调速系统。低频调速系统原则上讲采用的不是逆变系统, 这里我们不对它作详细的讨论。

10000kW 以下的交流电动机都可以采用交-直-交变频方式进行调速,并且变频器主开关管都能用现代电力电子器件(即自关断器件)实现,如 VMOSFET, GTR, IGBT, GTO, MCT(GCT)等。超大容量(10000kVA 以上)的变频器就只能采用 IGBT, GTO, MCT(GCT)等做开关管了。例如,广泛使用的通用变频器大多采用 GTR 和 IGBT 做开关管;日本用 GTO 制作了 1~7.5MVA 系列的变频调速系统,德国西门子公司用 IGBT 做出了最高可达 3MVA 的变频器,而 GE 公司正在用 4500V/4000A 的 GCT 开发 5MVA 以上的变频调速装置。

变频调速系统的基本组成结构如图 3.17 所示。

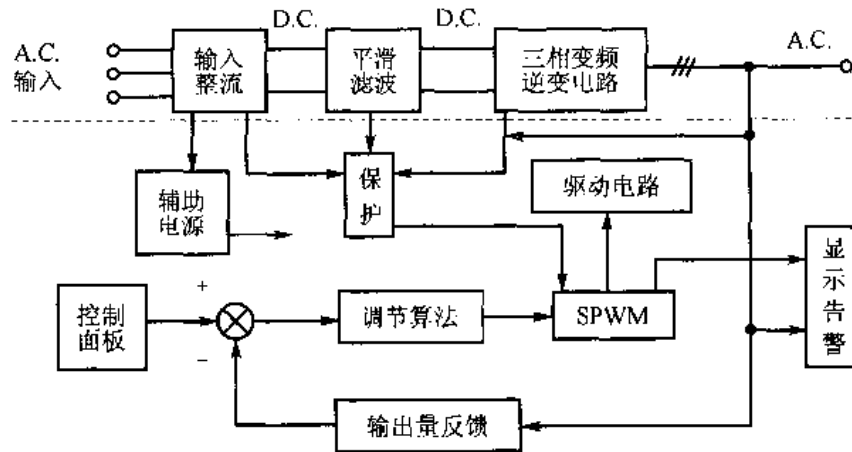


图 3.17 交-直-交变频调速系统结构框图
(虚线以下为控制电路,虚线以上为主电路部分)

3. 变频调速系统的控制电路

在图 3.17 的控制电路中,保护、驱动电路请参考相关章节。辅助电源是为控制和驱动等提供工作电源的电路,可以是线性电源,也可以是辅助的开关电源。SPWM 电路是产生三相正弦波 PWM 调制脉冲信号的电路,请参考第 6.8 节。

关于控制、调节器算法和输出反馈,则会因变频器控制方法的不同而不同。虽然在第六章介绍的控制技术和环路设计也适用于变频调速系统,但是变频调速控制有其明显的特殊性。变频调速控制调节器的算法主要有比例算法(P)、比例积分算法(PI)和比例积分微分(PID)算法,输出反馈量有输出电压和输出电流,有时还有电动机的转速。

变频调速的控制方法,又可分为标量控制法和矢量控制法。

(1) 标量控制法

通常所说的电压源式、电流源式和转差频率控制式变频调速系统所用的控制方法都是标量控制法。这种控制方法只控制变量的大小,而不管其相位,在设计计算时对一些参数作了较大的近似,控制精度不高,有较大的偏差,只适用于对动态和静态性能要求不高的场合。例如,一些普通的风机和泵类负载电机的调速。

(2) 矢量控制法

矢量控制法就是以现代控制理论为指导基础,将一般电动机复杂的控制参数等效为直流电动机那样的控制参数,即控制变量的大小,又控制其相位,控制的效果可以达到

直流电动机调速系统的静态和动态性能指标。通俗一点讲，矢量控制法就是把供给电动机绕组的电流量分解成能产生转矩的部分和不能产生转矩的部分(如绕组内阻的消耗)，在调节产生转矩部分的量进行调节的同时，随时对不能产生转矩的那一部分量的变换进行补偿，而不像标量控制那样，对这一部分毫无办法，无可奈何地将它当成能影响转矩的量的一部分。

3.5.2 变频器三相逆变器主电路的设计

在图 3.17 中，主电路部分主要包括交流输入整流、平滑滤波和三相变频电路三部分。

1. 主电路各部分介绍

1) 交流输入包括单相交流和三相交流两种情况。小功率的变频器输入可以是单相交流，如家用变频空调等。功率比较大或很大的变频器都是三相交流输入。

2) 输入整流一般都是全波整流。在现代逆变器中，大多数都是全桥不可控式整流；有时对大功率的变换器，输入整流也采用三相桥式全控整流。单相或三相桥式全控整流的作用不单单是把交流变成直流，有时可以通过先进的控制技术来实现高频有源功率因数校正(APFC)，或者采用另外的控制技术，在电动机制动时实现有源逆变的功能，从而实现再生能量向电网的回馈，有关这些内容将在以后的章节中给以介绍。

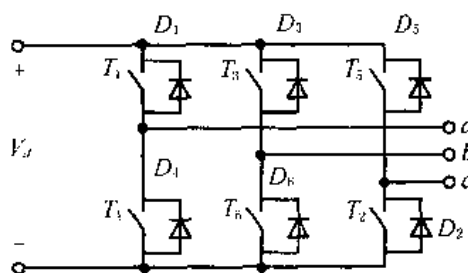


图 3.18 三相桥式逆变电路

3) 平滑滤波就是采用电感、电容的 LC 滤波，或者只采用其中的一种器件进行平滑直流侧电压或电流。平滑滤波电路形式的选取是由三相逆变器的情况决定的。

4) 三相变频电路的形式很简单，它是一套三相全桥式变换电路，如图 3.18 所示，或者叫三相桥式逆变电路。

图中，输入为直流，输出为三相交流，6 只开关管 $T_1 \sim T_6$ 可以是各种电力电子开关器件，如 SCR，GTO，GTR，VMOSFET，IGBT 等。 $D_1 \sim D_6$ 分别是 $T_1 \sim T_6$ 的等效体二极管或者外加的反并联续流二极管。注意，有时不需要加 $D_1 \sim D_6$ 。

2. 变频电源的分类

习惯上，我们把变频器的主电路称为变频电源^[1]。交-直-交变频电源可以分为电压源型和电流源型两种。它们的意义是，对三相逆变电路的输入直流电来说是电压源还是电流源。表现在电路形式上，各个部分都不相同，如图 3.19 所示。

(1) 电压源型

电压源如图 3.19(a)，(b)所示，其中：

(a) 输入整流为不可控整流，平滑滤波为电容滤波，逆变电路中开关管带反并联二极管。这种电路简单，通过改变 SPWM 的脉冲宽度也可以调压，容易实现交-直-交 VVVF 调速，目前这种形式应用已很普遍。

(b) 输入整流为可控整流,平滑滤波为 LC 滤波,逆变电路中开关管带反并联二极管。这种形式是过去用的所谓六拍阶梯波逆变器,电路复杂,控制也比较困难,输出谐波也比较严重,现在已经不常用。

电压源型的变频电源输出动态阻抗比较小,对开关管耐压要求较低,可以带多机运行,也可以作为其他变频或稳频电源。

(2) 电流源型

图 3.19(c)为电流源型变频电源,它采用可控整流,电感平滑滤波,缓冲电动机的无功分量,三相逆变电路中的开关管不反并联续流二极管。电流源型逆变器控制目标是电流,采用的是矢量控制法,由它组成的控制系统简单、动态响应快,并具有再生发电回馈制动的能力,所以将来必定会得到广泛应用。

(3) 两种变频电源的比较

电压源型和电流源型变频电源各有自己的优点,也都有自己的不足之处,它们的性能对比见表 3.2^[27]。

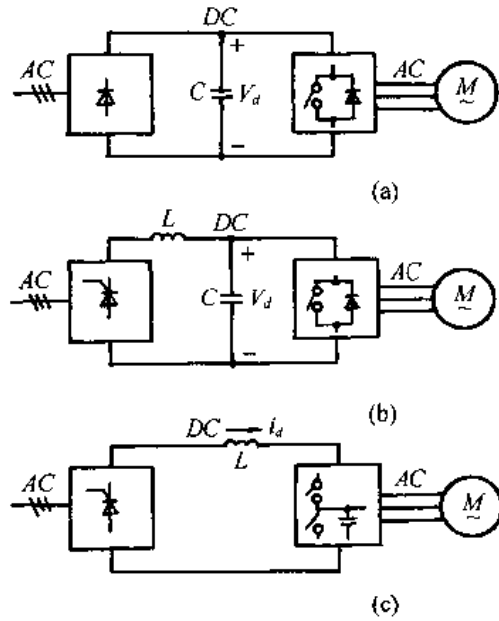


图 3.19 变频电源的分类

表 3.2 电压源型和电流源型变频电源性能对比

变频器类型 比较项目	电 流 型	电 压 型
直流回路滤波环节	电抗器	电容器
输出电压波形 ^①	取决于负载,当负载为异步电动机时,为近似正弦波	矩形
输出电流波形 ^①	矩形	取决于逆变器电压与电动机的电动势,有较大谐波分量
输出动态电阻	大	小
再生制动(发电制动)	方便,不需附加设备	需要附加电源侧反并联逆变器
过电流及短路保护	容易	较困难
动态特性	快	较慢,用 PWM 则快
对开关管要求	耐压高	耐压较低,关断时间要求短
线路结构	较简单	较复杂
适用范围	单机,多机	多机,变频或稳频电源

注:①指三相桥式逆变器,既不采用脉冲宽度调制,也不进行多重叠加。

3. 变频器逆变开关器件的选择

选择变频器用的开关管有器件分类和定额两个方面。

(1) 开关管的类型选择

开关管的类型主要是由变频器的容量决定的，选用的原则大体如下：

(a) VDMOSFET 用于几百到数千瓦的变频器，像家用空调、小型风机和泵类等。

(b) IGBT 的应用范围最宽，适用于几百瓦到数千千瓦、甚至上兆瓦的变频器。例如，德国西门子公司用 IGBT 制造出了小到几百瓦，大到 3MVA 的变频器，日本也用 IGBT 制造出系列的变频器。

(c) GTO 的电流和耐压容量可以很大，适合于制作大容量和超大容量的变频器。例如，日本和德国都用 GTO 制造出几百瓦到几 MVA 的变频器^[17]。MCT 是 MOS 控制的 GTO，比 GTO 有更多的优点，主要是开关速度快。GE 公司正在用 MCT 开发 5MVA 的变频器。在不远的将来，MCT 将在很多领域取代 GTO。

(d) 目前虽然仍有很多用 GTR 作为开关管的变频器，但是由于 GTR 存在诸多不足之处，所以正逐步地被 IGBT 等新型开关器件所代替。现在再设计变频器就不应该再考虑用 GTR，一般要选择 IGBT，GTO 或 MCT 作为开关管。

(e) 由于一些新型开关管器件，如 SIT，SITH，MCT 等，制造工艺复杂、成品率低、价格较贵，现在还没有推广应用。但是在将来，这些新型器件会被大批量生产，在某些场合有可能会逐步取代 GTO，GTR 和 IGBT 等开关器件。

(2) 开关器件定额选择

变频器用开关管的定额选择的特殊性主要是电流定额选择要求的余量比较大。由于变频器的负载是电动机，电机启动时的电流比较大。尽管变频器中的 PWM 控制比较灵活，但是为了保证电动机的启动速度，也不能把电压控制的太低，所以启动时电流还是要比正常运转时大。另外，电动机过载是不可避免的，所以要有足够的过载能力，比如 150% 或者更高。所以在计算开关管电流定额时，要考虑这些因素，留有足够的余量。变频器用开关管的电压定额选择时要考虑电动机制动时产生的泵升电压。

文献[12]给出了典型的变频器所选用的 IGBT 开关管的定额，见表 3.3。

表 3.3 典型的变频器所选用的 IGBT 开关管的定额

电机额定功率(kW)	1.5	5.5	11	22	1.5	5.5	11	22	55	110
电流峰值(A)	17	51	98	191	9.8	29	57	100	270	540
额定电压(V)	220	220	220	220	380	380	380	380	380	380
IGBT 定额	20A 600V	75A 600V	100A 600V	200A 600V	10A 1200V	50A 1200V	75A 1200V	100A 1200V	300A 1200V	600A 1200V

3.6 三相有源逆变系统的应用和组成结构

三相有源逆变系统的用途很广，主要有电动机制动再生能量回馈、交流电动机串级调速、电力调节装置、风力发电的并网运行等等。下面我们对其主要的应用系统的组成结构进行讨论。

3.6.1 交流电动机制动再生能量回馈系统

对于鼠笼式交流异步电动机的调速，在目前被广泛应用的变频调速装置大多数都是交-直-交电压源型变频电源，其电路形式如图 3.19(a)。在这种系统中，电动机制动时处

于再生发电状态，发出的电经三相变频电路开关管及其反并二极管整流给平滑滤波电容 C 充电，使得直流电压 V_d 升高。传统的制动方法是，在电容 C 两端并联电阻消耗能量，这既浪费了能量，又不可靠，而且制动慢。如果设置一套三相有源逆变系统，将泵升电压回送到电网，就可以解决电阻能耗制动存在的问题，这套三相有源逆变系统就称为能量回馈系统。

1. 能量回馈逆变系统结构

最基本的能量回馈系统是采用晶闸管逆变，如图 3.20 所示。图中，整流电路 ($D_1 \sim$

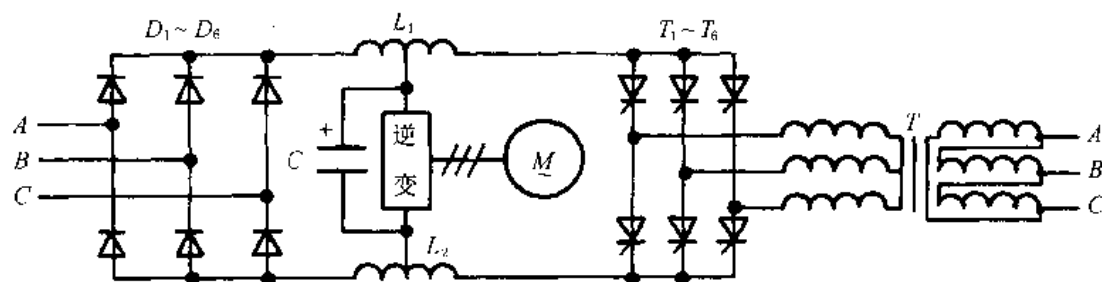


图 3.20 带变压器的晶闸管有源逆变回馈电路

D_6) 输出最高电压 $V_{zmax} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_2$ ，其中 V_2 为相电压有效值。逆变器并网输出最高逆变电压 $V_{Nmax} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_2 \cdot \cos \beta_{min}$ ， $\beta_{min} = 30^\circ$ 。变频器制动时允许的最高泵升电压为 ΔV_m ，则变频器直流侧最高电压 V_{dmax} 为

$$V_{dmax} = V_{zmax} + \Delta V_m = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_2 + \Delta V_m \quad (3.26)$$

为了满足有源逆变的条件，避免直流环流，应该使逆变电压大于直流侧电压，因此只能采用变压器来保证 $V_{Nmax} > V_{dmax}$ [28]。并且，为了限制交流环流、满足逆变条件，在回路中还要加电抗器 L_1, L_2 ，见图 3.20。这种有源逆变存在两个缺点：

- 1) 增加了变压器，加大了回馈装置的体积，增加了成本；
- 2) 逆变电流波形畸变严重、电网污染重、功率因数低。

电力电子技术发展到今天，设计三相有源逆变系统应该用自关断器件，比如 IGBT 等，由于开关频率高，回馈电流波形也就好、开关音响噪声也小。

图 3.21 是采用 IPM 模块设计的再生制动能量回馈系统功能框图。图中，点化线以上为变频器部分，点化线以下为能量回馈系统功能框图，电抗器 $L_1 \sim L_3$ ，IPM，电容 C_3, C_4 和防反接二极管 D_1, D_2 ，共同组成能量回馈有源逆变系统的主回路。

2. 能量回馈逆变系统主电路设计

主电路的设计主要包括开关管器件的选择和限流电抗器的设计。

(1) 逆变主开关管的选择

逆变主开关管的选择主要是要注意在计算其电流定额时，充分考虑变频调速电动机所允许的过载能力。电动机在过载运行时制动，会产生更多的再生能量，回馈电流要大一些。能量回馈有源逆变系统逆变主开关管的选择与变频器相似，请参考第 3.5 节。

(2) 限流电抗器 $L_1 \sim L_3$ 的设计方法

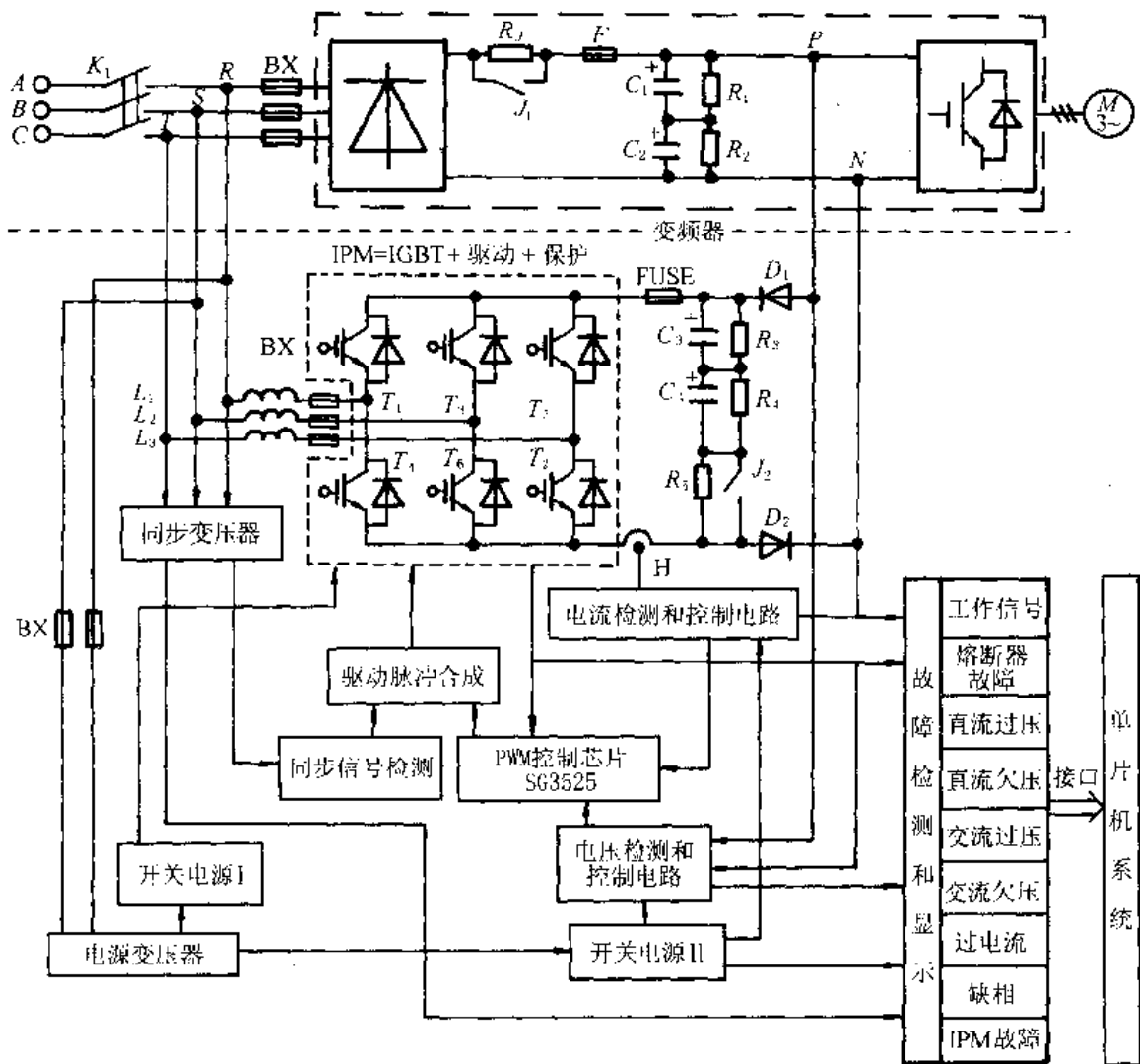


图 3.21 采用 IPM 模块的再生制动能量回馈系统功能框图

假设直流母线上的电压上限值为 V_{DH} ，电网线电压有效值最低为 V_L ，逆变开关管开关频率为 f_s ， $L_1=L_2=L_3=L$ ，开关管导通 T_{ON} 内电感电流变化量等于 T_{OFF} 期间变化量，且等于 ΔI 。在 T_{ON} 期间，电感上的电压降为 $V_{LON} = \frac{1}{2} \left(V_{DH} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sqrt{2} V_L \right)$ 。由电感公式

$$V_L = L di_L / dt$$

可得

$$T_{ON} = \frac{L \Delta I}{V_{LON}} = \frac{4L \Delta I}{2V_{DH} - \sqrt{6} V_L} \quad (3.27)$$

在 T_{OFF} 期间，电感上的电压 $V_{LOFF} = \frac{1}{2} \left(V_{DH} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sqrt{2} V_L \right)$ ，所以有

$$T_{OFF} = \frac{L \Delta I}{V_{LOFF}} = \frac{4L \Delta I}{2V_{DH} + \sqrt{6} V_L} \quad (3.28)$$

将式(3.27)与式(3.28)相加，可得

$$T_{ON} + T_{OFF} = T_s = \frac{1}{f} = \frac{8L \cdot \Delta I \cdot V_{DH}}{2V_{DH}^2 - 3V_L^2} \quad (3.29)$$

由式(3.29)变换可得,电感量 L 的计算公式为

$$L = \frac{2V_{DH}^2 - 3V_C^2}{8f \cdot \Delta I \cdot V_{DH}} \quad (3.30)$$

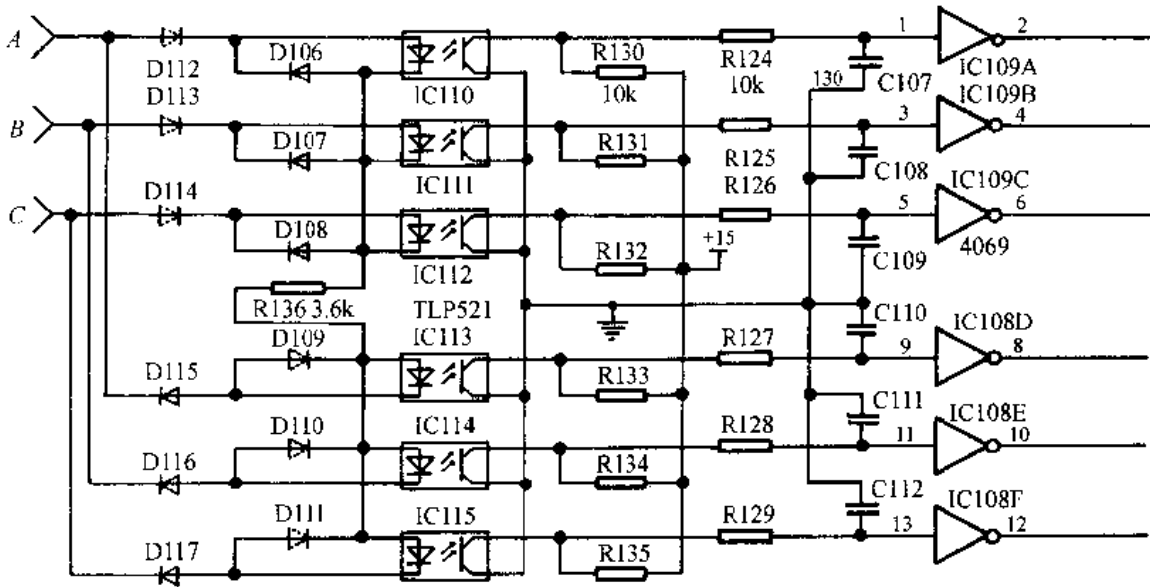


图 3.22 同步信号发生电路

3. 控制电路设计

能量回馈有源逆变控制系统包括辅助电源、显示报警、检测保护电路、同步信号检测、脉冲形成和合成电路等。在这些电路中,除了同步信号检测之外,其他部分的设计都与通用的逆变系统(如 DC-DC 等)控制电路的设计有共同之处,这里不再详述。同步信号发生电路也很简单,可以用同步变换器,也可以用光耦电路。图 3.22 给出了一种用光耦生成同步信号的电路,其输入是三相线电压,输出就是六路脉冲同步信号。

3.6.2 交流电动机串级调速系统

对于绕线式交流异步电动机,可以通过改变转子绕组的电量来调速,这实际上就是改变了电机的转差率 S ,称为串级调速。这种调速方式具有良好的调速性能。串级调速有电阻型、电磁式、机械式,这些方式效率低、经济性差,并且与逆变技术无关,所以这里我们不予讨论。只有采用电气串级调速才具有高效率的特点。

电气串级调速就是将转子转差功率在转子绕组中产生的电势整成直流然后再用三相有源逆变系统回送到电网的过程,控制有源逆变器的工作、改变电机的转差率,达到调速的目的。

转速电流双闭环串级调速系统的组成结构如图 3.23 所示。图中,内环为电流闭环,ACR 为电流调节器;外环为速度环,ASR 为速度调节放大器。系统利用了电流控制的灵活性和快速性来最终调节或稳定电动机的转速。

3.6.3 电力调节装置

电力调节装置主要包括统一潮流控制器(UPEC)、静止无功发生器(SVG)、电力有源

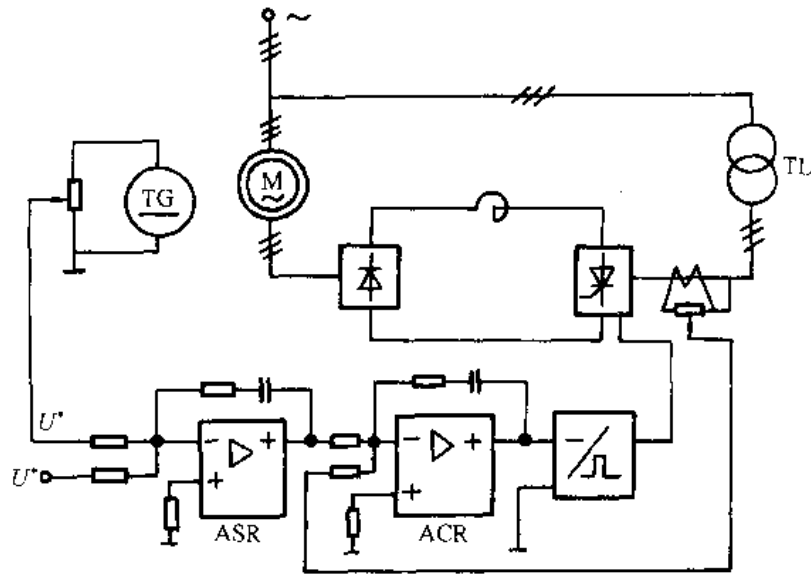


图 3.23 双闭环串级调速系统的组成

滤波器(APF)、用户电力调节器(Custom Power)等。它们的主要作用是抑制、补偿和消除电力电网电压闪变和波动以及非线性负载造成的电压畸变和谐波等,从而达到净化和稳定交流电网电压的目的。

1988年,美国洛杉矶变电站运行了一台10MW的电力调节器。90年代以来,日本的三菱、东芝和日立公司分别投运了容量为80MVA,50MVA,50MVA的SVG,美国又投运了一台100MVA的SVG,随后又设计了一台320MVA的UPEC。

电力调节装置的基本原理是利用三相可控整流器(功率因数近似为1)和三相有源逆变装置配合工作,即整流器(又叫串联变流器)把交流电网上的能量取下一部分,贮存在超导贮能或蓄电池等装置中,然后三相有源逆变器(又叫并联变流器)根据对电网电压的检测情况,逆变出合适的电量,对电力电网进行补偿,从而处理电网质量的各种问题,如无功、电流电压谐波、电压波动、闪变、日间峰荷等进行综合处理。

电力调节器的基本结构和系统组成关系如图3.24(a)所示。图中,串联变流器和并联变流器的功能和接线方式是不同的,但是它们的主电路是组合在一起的,如图3.24(b)所示。

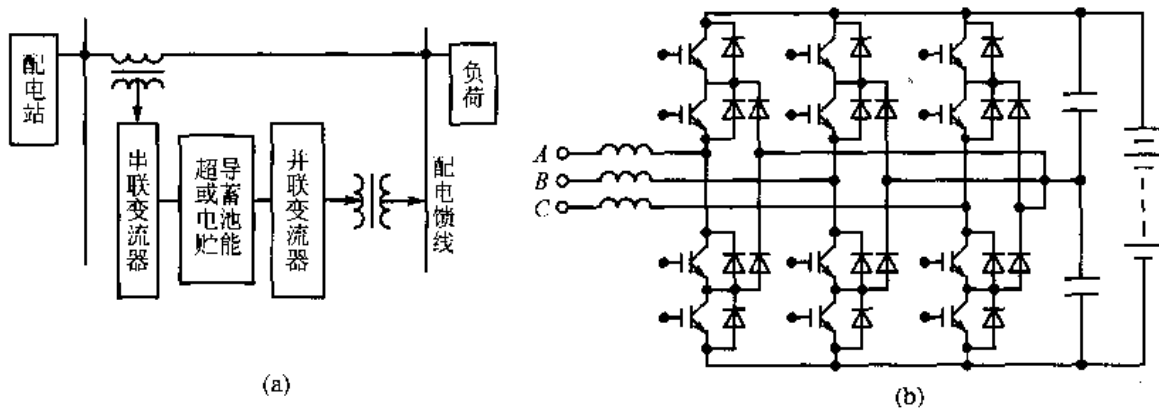


图 3.24 电力调节器的组成结构和变流器主电路

当然,串联变流器和并联变流器的工作方式和控制电路是不同的,实际上是两个分立

的控制系统。它们的中间支撑环节是储能电容,也可以是电池或超导储能装置,这样在夜间储能,在白天调节峰荷,若配电网故障,还能起到不间断电源的作用。

图 3.25 是我国清华大学与河南电力局合作开发的基于 GTO 的 10MW 的电力调节器的主电路^[41]。清华大学和河南电力局合作于 1999 年 3 月设计完成了一台 20MVA 的 SVG,在朝阳变电站挂网。

3.6.4 风力发电并网运行

火力发电和水力发电的动力变化易于控制、变化平缓,因此发出的电比较稳定。风力发电则不同,风力变化快,又不易于控制,调节风机桨叶的角度又比较慢,跟不上风力的变化快。所以,风力发电发出的电很不稳定,只能直接带一些像照明、加热设备之类的负载。

要并网时,需要先将发出的电整流成直流后给蓄电池充电,然后采用三相有源逆变装置逆变成比较稳定的三相交流电送入电网,其主电路的基本组成结构如图 3.25 所示。

在以上的系统中,可控整流电路 ZC 将不稳定的交流电整流成直流,经 LC 滤波后得到比较平稳的直流电压,然后再经过三相有源逆变电路 NV 变换成稳定的交流电送给电网。

如果不需要并网,或者当地没有交流电网,可以将上图中的滤波电容换成蓄电池,整个系统可以起到稳定交流电压的作用,而且在没有风时,蓄电池中贮存的能量还可以维持一段时间的供电。蓄电池的充电电流控制可以通过控制风力发电机 FFD 的工作,比如桨叶角度调节等来实现。

图 3.26 中的三相有源逆变控制系统与电动机制动再生能量回馈系统相似,其设计方法也可以参照执行,这里不再详细讨论。

图 3.26 中的直流电也可以直接用单相正弦波逆变器逆变成单相交流电,供给各种各样的负载,如家用电器、计算机等。

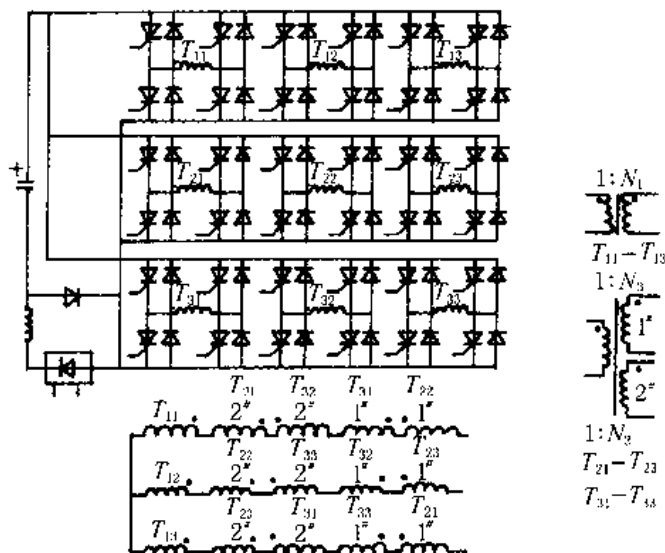


图 3.25 基于 GTO 的电力调节器主电路

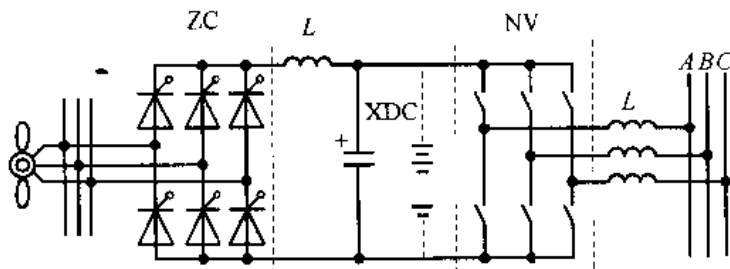


图 3.26 风力发电并网系统

3.7 不间断电源逆变系统

不间断电源(Uninterrupted Power Supply——UPS)又叫不停电电源,已经被广泛应用于国民经济的各行各业中,如通信、金融业、办公自动化、航空航天、计算机网络等使用计算机的场所。按输出波形不同,UPS分为方波输出和正弦波输出两类。方波输出可以采用工频逆变,输出电压为方波,谐波严重,对于开关电源类的负载没有什么影响,对电机类负荷极为不利。正弦波输出的UPS必须采用高频开关式工频逆变,并采用正弦波调制,输出电压为正弦波,谐波很少,可以带各种类型的负载。

3.7.1 UPS 逆变系统结构

一台设计良好的UPS电源,其内部功能和结构应包括以下几部分:

- 1) 交流输入滤波及整流电路;
- 2) 蓄电池及其充电回路;
- 3) 正弦波脉冲宽度调制(SPWM)型的逆变器;
- 4) 各种保护(过流和限流,过压,空载保护,电池电压过低,电池极性和交流极性检测,过热)电路及相关的声光报警(指示灯和喇叭);
- 5) 交流市电供电与UPS逆变器供电之间的自动切换装置及与它相配套的锁相同步电路和静态开关装置;
- 6) 逻辑控制回路。

图3.27是不间断电源供电系统的典型框图,它的基本结构是一套将交流市电变为直流电的整流/充电装置和一套把直流电再转变为交流电的SPWM逆变器。蓄电池在交流电正常供电时储存能量,此时它一直维持在一个正常的充电电压上。一旦市电供电中断,蓄电池立即对逆变器供电,以保证UPS电源交流输出电压供电的连续性。

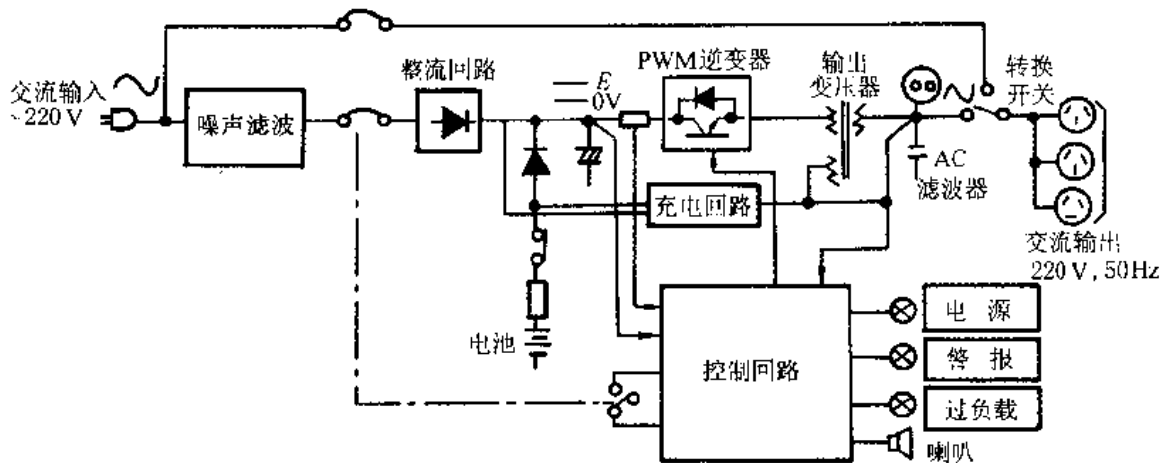


图 3.27 不间断电源系统框图

在一般情况下,微型计算机用户在遇到市电供电中断情况时,需要在蓄电池能允许的放电期间内(一般是15~30分钟)进行数据转储等应急操作。对备有柴油发电机组的用

户,需要在此期间内起动柴油机取代市电,继续向微机供电。

UPS 电源按其输出波形可分为方波输出和正弦波输出两大类;而按其操作方式又可分为后备式和在线式 UPS 电源。下面来看它们的性能、特点和区别。

1. 后备式 UPS 电源

所谓后备式(off line)UPS 电源,就是当它处于市电供电正常状态时,市电通过交流旁路通道再经转换开关送到用户负载上。在早期的后备式 UPS 电源中,这条通道实际上就是一条导线。而在近年来生产的后备式 UPS 电源中,往往在它们的交流旁路通道上配置了采用变压器抽头调压的简易交流稳压调节电路。因此,当后备式 UPS 电源处于市电供电状态时,由于机内的逆变器处于停止工作状态,所以这时的 UPS 在实质上相当于一台稳压性能较差(或完全没有任何交流稳压功能)的市电网传送通道。显然,在此情况下,它除了对市电网电压的幅度波动有所改善外,它对在市电网上出现的频率不稳、波形畸变和从电网串入的干扰等不良影响基本上没有任何改善,只有当市电供电中断而改由 UPS 的逆变器向外供电时,它才能向外提供出稳压稳频的、有效值为 220V 的交流电压。因此,对后备式 UPS 来说,只有当市电停电或市电电压低于 170V 以下时,它才有可能向负载提供高质量的交流电压。对目前 UPS 内部的标准配置来说,蓄电池能支持 UPS 电源逆变器能满负载供电的时间一般为 12~15min 左右。当负载处于 UPS 的额定输出功率的半载时,一般它们的供电时间可达 30~35min 左右。鉴于上述情况,在后备式 UPS 的绝大部分供电期间内,用户所收到的电源在本质上来说仍然是市电网电源,供电质量没有改善。

2. 在线式 UPS 电源

在线式(on line)UPS 电源的基本工作过程就是,当市电网供电正常时,首先将市电交流电源变成直流电,然后机内的逆变器在机内的正弦波脉宽调制(SPWM)控制信号的作用下,将直流电源再逆变成标准、稳定的交流电来向用户供电。

按照现有的 UPS 电源制造技术,UPS 的逆变器可以向用户提供稳压精度高($220V \pm 1\%/380V \pm 1\%$)、频率稳定($50\text{Hz}/60\text{Hz} \pm 0.01\% \sim 0.001\%$)、波形失真度小($<3\%$)、无干扰的、瞬态响应特性很好的高质量的正弦波电源。

在线式 UPS 的典型瞬态响应特性为:当 UPS 的输出端受到 100%的加载或减载时,它的输出电压波动不但小于 $\pm 5\%$,而且这种瞬态电压波动可在 20ms(50Hz 电源的一个周波)内恢复到它的正常稳压电压值。这样一来,原来存在于市电网上的电压幅度不稳、频率漂移、波形畸变及噪声干扰等不利因素,都随着市电交流电源被整流滤波成直流电源而被全部解决了。很显然,这种高质量的交流电源,是十分有利于用户设备维持正常工作的。

当市电供电中断时,UPS 电源中的逆变器利用机内的蓄电池所提供的直流电源来维持正常工作。由于这时并不存在市电供电到逆变器的转换操作动作,它的转换时间当然为零。因此,只要不发生 UPS 电源因蓄电池被长期放电而出现电池电压过低自动关机状态,UPS 电源可以一直向用户提供高质量的、无任何时间中断的正弦波电源,它与市电供电中断与否毫无关系。所以,从某种意义上讲,我们可以把一台在线式 UPS 电源看成

为一台静止式(无任何机械动作)的高性能发电机组。

UPS 中的核心部分是逆变器,所以要求逆变电路的可靠性高、变换效率高、材料消耗少、元器件通用性强,而且对负载的适应性要强。

对 UPS 的交流输出电压也有如下要求:

- 1) 具有自动稳压性能;
- 2) 非线性失真小;
- 3) 能与市电或并机运行电源锁相同步;
- 4) 动态特性要好,控制电路要尽量简单。

图 3.27 所示的 UPS 系统结构框图也可以画成图 3.28 的形式。

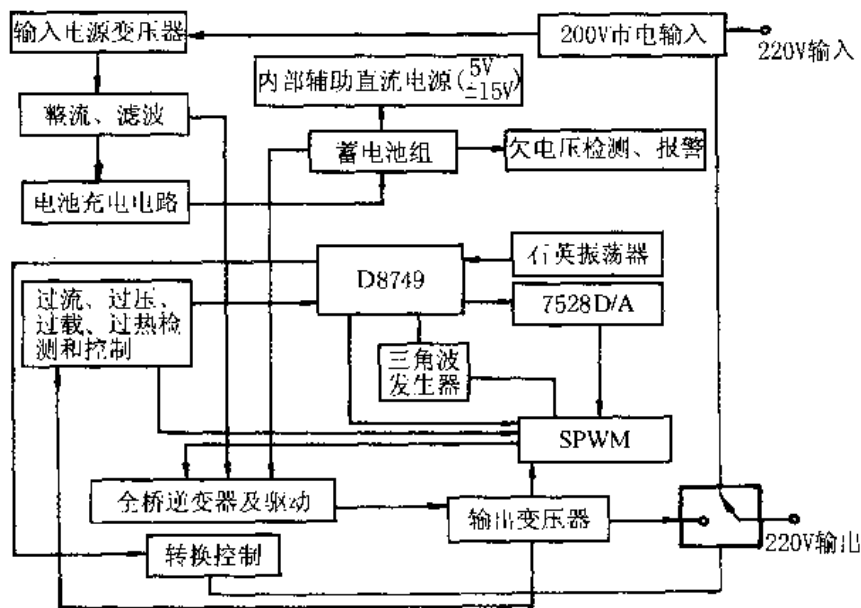


图 3.28 UPS 系统结构框图

3.7.2 UPS 逆变系统电路设计

在这一节的开头我们就介绍过,在 UPS 逆变系统中,包括 6 大部分电路,但是其中最主要的是逆变器主电路、控制电路、蓄电池充电电路和静止转换开关几部分。

1. 逆变器主电路

UPS 逆变器主电路应该包括逆变开关电路、开关管驱动电路、逆变变压器和输出滤波电路。

逆变开关电路的形式都是单相全桥式逆变电路(如图 3.10),其中的开关器件可以是 GTR, VMOSFET 或 IGBT 等。小功率 UPS 逆变系统一般用 VMOSFET,中等功率的 UPS 可以用 IGBT,而大功率的 UPS 可采用 GTR, GTO, IGBT 或 MCT 作为开关器件。选择开关器件的定额时要考虑输出波形的情况,然后根据第二章的内容选择即可。

开关管的驱动电路要根据开关管的类型,选择合适的形式。

逆变变压器的设计方法将在下一章给出,这里需要注意的是,虽然 UPS 逆变开关管

是高频工作的，但逆变变压器是以工频叠加高频的形式工作的。主要是按工频选择 B_m 和 B_s ，但选择铁芯形式时，还要看到叠加的高频。

输出滤波必须用无极性电容，因为逆变器输出为正弦波电压。

2. 逆变器控制电路

UPS 逆变控制电路应该包括三角波产生电路、正弦波产生电路、SPWM 产生电路、锁相控制电路、输出反馈电路、各种保护电路以及辅助电源电路等。

三角波产生电路、正弦波产生电路和 SPWM 产生电路和振荡电路是一个电路集成体，其功能是产生正弦波调制的 PWM 信号，用来驱动开关管。有关 SPWM 电路及其设计实现方法将在第 6.8 节详细讨论。

锁相控制电路是通过检测输入交流电压过零点，产生一个脉冲列信号，同步正弦波振荡器，以使得 SPWM 信号与输入交流电压同步，从而使逆变器输出正弦电压的相位时刻与电网电压一致。这样，在电网电压和逆变电压相互转换时，没有跳变和冲击，对用电设备的工作可靠性不影响。锁相电路构成方式很多，其基本结构见图 3.29，最常见的是用 CC4046 构成锁相环(PLL)，见图 3.30。

UPS 逆变器的保护电路和其他逆变装置一样，包括过压、欠压、过热、过流、短路等各种保护，设计方法也是相似的。

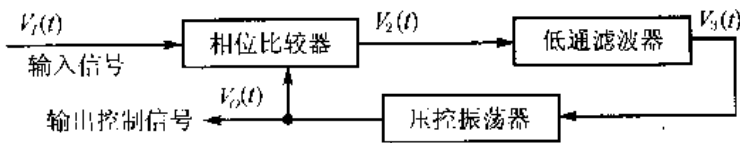


图 3.29 锁相电路基本结构

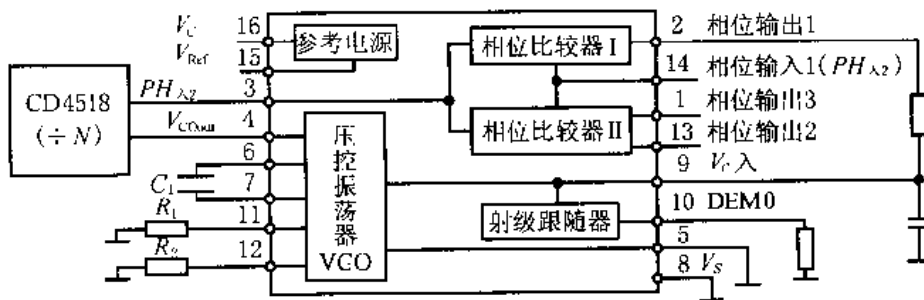


图 3.30 用 CC4046 构成锁相环

3. 蓄电池充电回路

UPS 在交流电网停电时，其内部蓄电池放电，经逆变器输出能量。市电恢复后，在转为市电为负载提供能量的同时，还要为蓄电池充电，其典型的充电过程如图 3.31 所示。图中， I 为蓄电池的充电电流， V 为蓄电池电压。

充电过程一般分为以下三个阶段：

恒流充电：即阶段 $0 \sim t_1$ ，其意义是在市电刚恢复时，对蓄电池强充电。

恒压充电：在强充电之后 ($t_1 \sim t_2$) 对蓄电池进行补充充电，或叫次强充电，保持电压

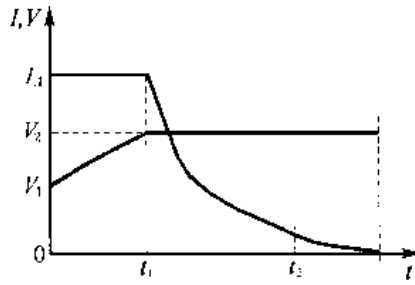


图 3.31 蓄电池典型的充电过程

不变，电流从 I_A 下降很快。

饱和充电：有时也叫浮充。到 t_2 时刻，充电电流已经很小，即蓄电池能量饱和，以后就进入饱和充电状态。

蓄电池充电回路应该包括三部分：整流滤波电路、斩波电路（或叫开关电路）和控制电路，如图 3.32 所示。图中， T 为降压变压器， Tr 为斩波开关。若整流桥换成可控整流电路，则可以省去斩波开关，这就变成了另外一种充电电路形式。

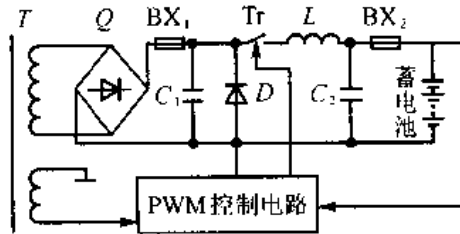


图 3.32 蓄电池的典型充电电路

充电控制电路是一种 PWM 产生电路，受输入交流电和输出电压的控制，可以采用普通的 PWM 集成芯片，请参考第六章的内容。也可以采用专用集成芯片，如 UC3800，UC3801，03，05，07，13 等等。

4. 转换开关及其控制电路

转换开关是实现市电和逆变输出之间的供电转换的开关电路，有双接触器和静开关两种形式，每种形式的两个开关都必须有互锁的功能。双接触器方式，有机械触电动作，有火花，转换慢，目前只用于小功率 UPS。静态开关由两只反并联的快速可控硅组成，由于其开通和关断时刻通常只有几微秒到十几微秒，所以转换速度快，又因为无机触点（所以称为静态开关），故没有火花，干扰很小，适用于功率较大的 UPS 电源。

静态开关及其控制回路功能框图如图 3.33 所示。由图可见，静态开关控制电路要受 UPS 逻辑电路的控制，同时还通过 UPS 逻辑电路受 UPS 操作面板的控制，可以手动或自动控制静态开关的转换。静态开关控制电路主要包括交流输入电压和交流输出电压的检测、基准电源发生器、误差放大器、逆变器和旁路互锁控制电路、逆变器和旁路可控硅控制逻辑电路以及驱动电路等几部分。

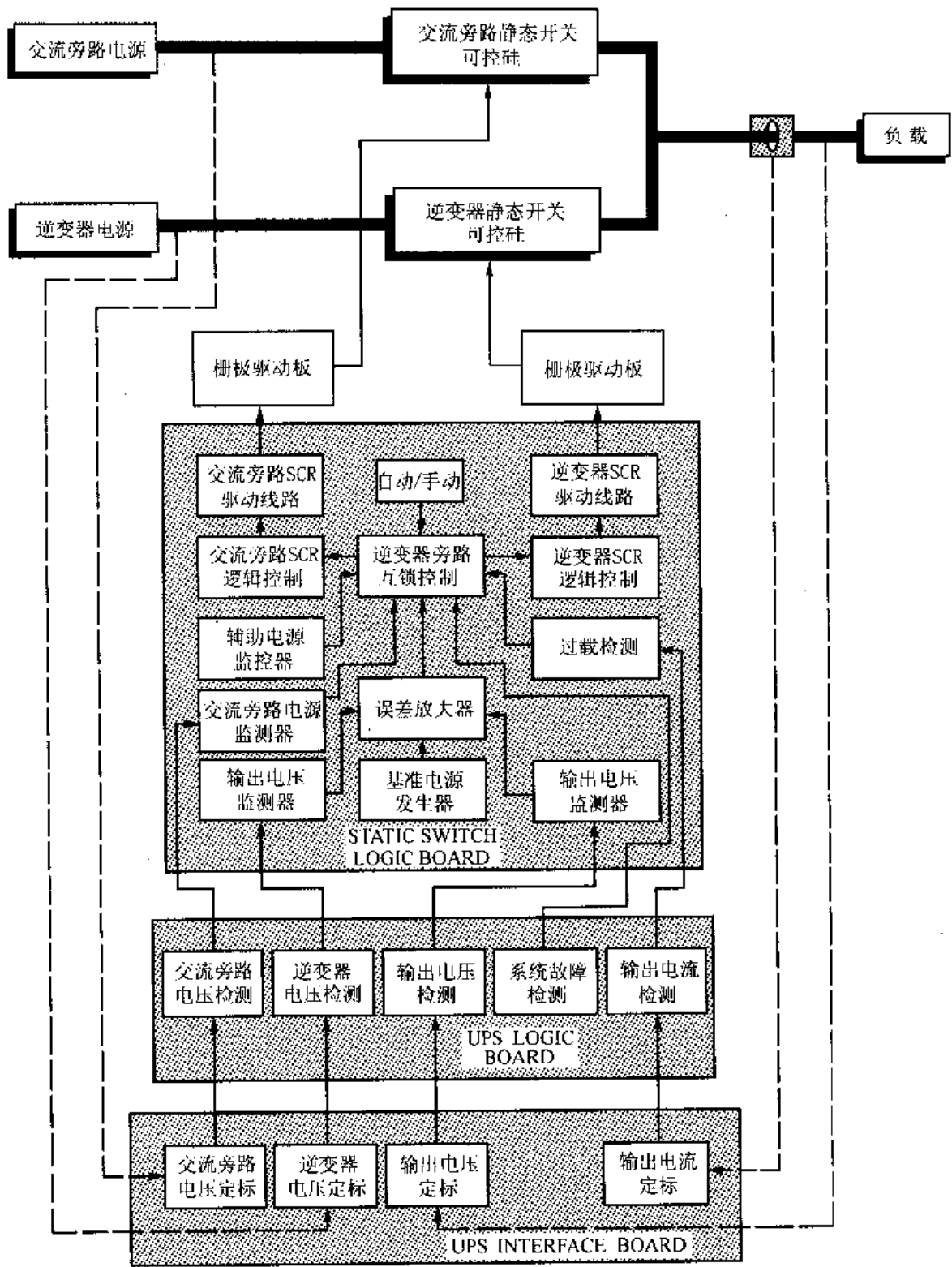


图 3.33 静态开关的逻辑控制框图

第四章 逆变变压器和铁芯电抗器的设计

逆变变压器是隔离式逆变器的重要组成部分，它对逆变器的效率和工作可靠性以及输出电气性能起着非常重要的作用，因此逆变变压器的设计非常重要。铁芯电抗器是交、直流输出 LC 滤波器的主要器件，它的合理设计对逆变器的工作过程和输出电压、电流纹波都有重要影响。磁性器件的精确设计是不容易的，也没有必要，在工程设计中，可以按照一定的原则、方法和步骤进行估算和核算，就可以设计出基本合适的逆变变压器和铁芯电抗器。

本章主要介绍逆变变压器和铁芯电抗器的设计理论基础、设计计算方法和设计制作所需要的资料。

4.1 逆变变压器的设计原则和依据

各种隔离式逆变电路中，都需要逆变变压器。各种正激式逆变电路的变压器的设计方法原则上都是一致的，而反激式逆变电路的变压器作为贮能、放能的元件既有电抗器的功能，又有变压器的工作特性，其设计方法有特殊性。

设计逆变变压器要充分考虑转换功率容量、逆变工作频率、逆变主电路形式、输入输出电压等级和变化范围、铁芯材料和形状、绕组绕制方式、散热条件、工作环境和成本等各方面的因素。

4.1.1 逆变变压器和铁芯电抗器的设计原则

设计逆变变压器和铁芯电抗器要遵循以下原则：

- 1) 根据逆变器的输出功率容量，充分考虑电力电子开关器件和电路的发展现状和趋势，合理设计逆变器的工作频率，以使变压器具有可实现性和合理的成本。
- 2) 根据以上确定的工作频率和铁磁材料的现状，通过比较、分析和估算，选择合适的材料制成的铁芯和合适的铁芯形状，以使变压器具有可生产性和合理的成本。
- 3) 确定铁芯窗口利用系数，要充分考虑逆变主电路的拓扑形式、输出电路形式、可操作的绕制工艺，而这些与逆变器的负载、输入输出电压等级、输出容量、可靠性指标等有很大关系。
- 4) 确定合适的最大工作磁通密度要根据铁芯的材料、变压器最高温升、工作环境和散热技术诸多因素，既要使铁芯具有合理的利用率，又要能限定铁芯损耗。
- 5) 确定铜线的电流密度，要根据逆变电路的工作频率，充分考虑导线的形状和集肤效应，以合理设计导体的截面积和合适的铜耗，既要节省材料，又要使铜耗与铁耗相匹配。

4.1.2 电磁理论基础

磁路的基本定律主要有磁通连续性原理、安培环路定律、磁路欧姆定律和法拉第电

磁感应定律等，这些都是变压器铁芯磁路的基础理论。在这里，我们回顾一下设计变压器所用到的几个基本公式：

$$V = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = NS \frac{dB}{dt} \quad (4.1)$$

$$L = \mu_0 \mu_r N^2 S / l \quad (4.2)$$

式中 V ——变压器绕组电压(V)；
 N ——变压器绕组匝数；
 Φ ——磁通量， $\Phi = BS$ ；
 B ——铁芯工作磁通密度(T)；
 L ——变压器励磁电感(H)；
 μ_0 ——真空磁导率， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ ；
 μ_r ——铁芯材料的相对磁导率；
 S ——铁芯的有效横截面积(m²)；
 l ——平均磁路长度(m)。

变压器铁芯材料的磁滞回线也是变压器设计的常用依据之一，磁滞回线是磁通密度 B 和磁感应强度 H 之间的关系曲线，如图 4.1 所示。

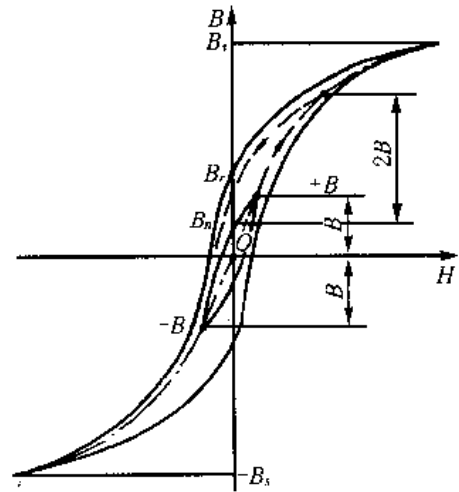


图 4.1 铁芯材料的磁滞回线

铁芯磁通密度 B 和磁感应强度 H 之间的关系，也就是磁滞回线的切线斜率，叫做铁芯的磁导率，用 μ 表示，即

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (4.3)$$

且

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (4.4)$$

4.1.3 集肤效应

我们知道，当交流电流流过导体时会产生集肤效应，表现为导体中的电流密度由导体的表面向中心越来越小，并呈指数规律下降。导体的集肤效应是用穿透深度来表征的，用 Δ 表示，定义为电流密度下降为表面电流密度的 $1/e$ 处的深度。穿透深度与导体的材料和交流电流的频率有关，具体由下式给出：

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (\text{m}) \quad (4.5)$$

式中 ρ ——导体材料的电阻率($\Omega \cdot \text{m}$)；
 μ ——导体的磁导率，铜导体 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ ；
 f ——交流电流的频率(Hz)。

导体的穿透深度与温度有关，这是因为 ρ 与温度有关。对于铜导体，常温 25℃ 和 100℃ 的 ρ 分别为 $1.72 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ 和 $2.3 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ ，所以其穿透深度可以分别表示为

$$\Delta = 6.6 / \sqrt{f} \quad (\text{cm}) \quad (4.6)$$

$$\Delta = 7.6 / \sqrt{f} \quad (\text{cm}) \quad (4.7)$$

由以上两式可以求出铜导体的穿透深度的典型值,见表 4.1。

表 4.1 铜导体的穿透深度

$f(\text{kHz})$		1	10	25	50	100	1000
$\Delta(\text{mm})$	25°C	2.09	0.66	0.42	0.30	0.21	0.06
	100°C	2.41	0.76	0.48	0.34	0.24	0.07

集肤效应对导体的影响是会使导体流过交流电流时的发热要比流过直流电时严重,等效的结果是导体的交流电阻 R_{AC} 比直流电阻 R_{DC} 要大,它们之间的关系如下:

$$R_{AC} = KR_{DC} \quad (4.8)$$

式中 K 称为导体的趋表系数,它是由导体的规格、形状和电流频率决定的。在选择导体时,一般取 $K \leq 1.5$ 较为合理。它与穿透深度之间的关系大约是:圆导体的直径和扁导体的厚度要略小于导体的穿透厚度,这样选择的导体在高温时也能满足发热的要求。

4.2 逆变变压器的设计方法和步骤

设计逆变变压器就是要计算其结构形式、铁芯和绕组的参数。精确的计算逆变变压器比较困难,也没有必要。在工程设计中可以按照一定的方法进行估算,然后进行实验和改进,以确定合理变压器结构和参数。

4.2.1 变压器铁芯尺寸计算公式

逆变变压器的设计公式因逆变波形的不同而有所差别,需分别讨论。

1. 双端工作正弦波逆变变压器

对于双端工作的变压器,如果转换电压波形为正弦波,由式(4.1)可知,变压器原、副边电压有效值为

$$\begin{aligned} V_1 &= N_1 A_c K_c \Delta B / \Delta t \\ V_2 &= N_2 A_c K_c \Delta B / \Delta t \end{aligned} \quad (4.9)$$

式中 N_1 ——原边绕组匝数;

N_2 ——副边绕组匝数;

A_c ——铁芯横截面积(m^2);

K_c ——铁芯截面有效系数,不同的铁芯 K_c 的值不同,一般地,硅钢片 $K_c = 0.9$,铁氧体 $K_c \geq 0.95$,非晶或微晶合金 $K_c = 0.55 \sim 0.7$;

ΔB ——磁通密度的变化量,在半周期 $\Delta t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ 内, $\Delta B = 2B_m$ 。

首先,假设铁芯的窗口面积为 A_c (m^2),窗口利用系数为 K_c ,导线平均电流密度为 j (A/m^2)。由于变压器原、副边电流和匝数成反比,又是同样的电流密度,所以原、副边绕组导线所占的窗口面积基本上是一样多的。因此我们可以假设原副绕组各占窗口面积的一半。因此原副边电流有效值满足

$$I_1 = A_c \cdot K_c \frac{j}{2N_1} \quad (4.10)$$

$$I_2 = A_c \cdot K_c \frac{j}{2N_2}$$

设变压器的输出功率为 P_o ，输入功率为 P_i ，效率为 η ，则有

$$P_o = V_2 I_2$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = V_1 I_1 \quad (4.11)$$

由式(4.9)~(4.11)可以推出逆变变压器铁芯面积乘积为

$$A_c A_c = \frac{P_o (1 + \eta)}{\eta \cdot K_j f K_c K_c B_m} \quad (4.12)$$

式中， K 为波形系数，正弦波电压 $K=4.44$ 。其余各量的意义和单位前面都介绍过。

2. 双端工作的方波逆变变压器

双端工作的逆变变压器，分为无死区和有死区两种，波形分别见图 4.2(a)和(b)。

对于无死区的方波电压，有效值 V 和幅值 V_m 是一样的，即

$$V = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m^2 dt} = V_m \quad (4.13)$$

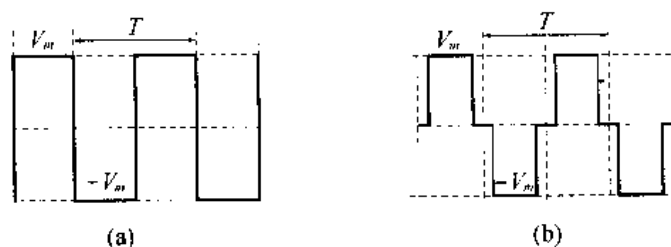


图 4.2 变压器方波电压波形

所以公式(4.1)和(4.12)都是适用的，只是波形系数 $K=4$ 。

对于有死区的方波电压，有效值由下式给出：

$$V = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{\delta T}{2}} V_m^2 dt} = \sqrt{\delta} V_m \quad (4.14)$$

式中， $\delta = 2T_{ON}/T$ ，称为占空比。

可以导出式(4.12)的另一种形式：

$$A_c A_c = \frac{P_o (1 + \eta)}{\eta \cdot \delta \cdot K_j f K_c K_c B_m} \quad (4.15)$$

因为是方波，所以式中 K 仍等于 4。

由上式可见，因为占空比 $\delta < 1$ ，变压器铁芯利用率稍低了一些。在估算时，一般取 $\delta=1$ ，这样求出的面积乘积与实际工作要求的 $A_c A_c$ 相比稍微有一点余量。

3. 单端正激工作的方波逆变变压器

逆变变压器单端工作时，铁芯磁通密度只在第一象限变化，如图 4.3(a)所示。

电压波形的占空比 $\delta = T_{ON}/T$ ，见图 4.3 (b)。

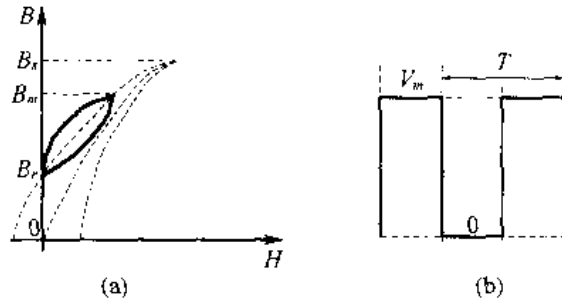


图 4.3 单端工作的磁滞回线和电压波形

对于方波电压，有

$$V = NS(B_m - B_r) / T_{ON}$$

即

$$V = NS \cdot \Delta B f / \delta \quad (4.16)$$

所以，变压器的铁芯面积乘积为

$$A_c A_c = \frac{P_o(1+\eta)}{2\delta\eta f j \cdot K_r \cdot K_c (B_m - B_r)} \quad (4.17)$$

可见，单端工作时， $B_m - B_r$ 比 $2B_m$ 要小得多，所以铁芯的利用率很低。但是由于单端变换器有很多优点，所以也是一种常用的形式^[19]。

4. 说明

1) 为了方便地确定铁芯尺寸，有时将相关量的单位变动一下，即 A_c 、 A_c —— cm^2 ， j —— A/cm^2 ，这样在利用式(4.12)，(4.15)，(4.17)时，公式右边都乘以 10^4 ，有时把这种变换了的单位系列叫做“厘米单位制”。

2) 对于高频逆变变压器，由于有集肤效应，导线的电流密度要选得小一些，以免发热严重。有时为了不考虑 j 的选取问题，可以把它换算成电流密度比例系数 K_j 。它们之间的关系为

$$j = K_j (A_c \cdot A_c)^x \quad (4.18)$$

式中 x 为常数，由铁芯给出，一般 $x = -0.12 \sim -0.17$ 。

由上式可见，电流密度与铁芯的形状和尺寸有关，因为 K_j 和 x 都与铁芯的形状有关系^[5]，见表 4.2。

表 4.2 铁芯的 K_j 和 x

铁芯种类		罐形	铁粉芯	C型	单线圈	带绕	金属叠片
K_j	温升 25℃	433	403	323	395	250	366
	温升 50℃	632	590	468	59	365	534
x		-0.17	-0.12	-0.14	-0.14	-0.13	-0.12

注：上表中的数据皆对应“厘米单位制”。

这样，式(4.12)，(4.15)和式(4.17)分别变成了式(4.19)，(4.20)和(4.21)。

$$A_c A_c = \left[\frac{P_o(1+\eta) \times 10^4}{\eta K f K_j K_c K_r B_m} \right]^{\frac{1}{1+x}} \quad (4.19)$$

$$A_c A_c = \left[\frac{P_o(1+\eta) \times 10^4}{\eta \delta K f K_j K_c K_r B_m} \right]^{\frac{1}{1+x}} \quad (4.20)$$

$$A_c A_c = \left[\frac{P_o(1+\eta) \times 10^4}{2\eta K_f K_c K_e (B_m - B_r)} \right]^{\frac{1}{1+\eta}} \quad (4.21)$$

3) 有的文献还介绍了一种几何参数法, 即 K_G 法^[5], 这种方法和上面的面积乘积法是相互统一的, 两种方法可以相互转化。所以这里不做详细介绍。

4.2.2 逆变变压器的设计步骤

一般地, 设计逆变变压器可以按照以下步骤进行。

1. 确定逆变器主电路拓扑形式和工作频率

根据逆变器的输出容量、电力电子开关器件和磁性材料的发展现状和趋势, 以及逆变器预估成本, 基本上可以确定逆变主电路的拓扑形式和逆变开关工作频率。逆变主电路的拓扑形式可以按第三章的介绍进行选择, 而逆变工作频率与开关器件的类型有关, 可以参考第一、第二两章。

2. 计算变压器变比

这里所说的变压器的变比, 指原边匝数 N_1 与副边匝数 N_2 的比, 用 n 表示, 即

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (4.22)$$

逆变器的输入电压和输出电压一般都有一定的变化范围, 确定变压器变比必须保证在最低输入电压时能输出所要求的最高电压 $V_{o\max}$, 而这时, 逆变器工作在最大占空比 δ_{\max} 。最低输入电压 $V_{i\min}$ 决定了最低变压器原边电压 $V_{1\min}$, 当然这时变压器副边电压也是最低的, 即 $V_{2\min}$, 这几个量应满足以下关系:

$$V_{2\min} = (V_{o\max} + V_F + V_X) / \delta_{\max} \quad (4.23)$$

$$\frac{V_{1\min}}{V_{2\min}} = n = \frac{N_1}{N_2} \quad (4.24)$$

式中 V_F ——输出整流管的压降;

V_X ——输出绕组内阻上的压降。

对于输出电压较低的逆变器, V_F 与 V_o 可比, 因而 V_F 不能忽略, 对输出电压较高的逆变器 V_F 不太重要, 可以不考虑。对于任何情况下, V_X 都应给予考虑。

3. 确定铁芯的材料和最大工作磁密

根据变压器的工作频率和输出容量选择最合适的材料做成的铁芯, 从而可以确定铁芯截面有效系数 K_e 。各种磁性材料的特性将在下一节给出。

铁芯最大工作磁通密度 B_m 和磁通变化量 ΔB 决定了变压器的磁滞损耗和涡流损耗 (当然还与变化率 f) 有关, 所以合理确定 B_m 至关重要, 因为磁材的温度升高到一定值时, 特性会变差。确定合适的 B_m 要充分考虑逆变电路形式、逆变工作频率、散热条件和最大允许温升和功耗。一般铁芯参数都给出其在某些频率 f 、磁密 B_m 和工作温度下的铁损参数或曲线 (见下一节)。

有些文献^[2]认为, 为了防止变压器在初始工作 (合闸) 时, 磁通密度 B 会从 B_r 上升,

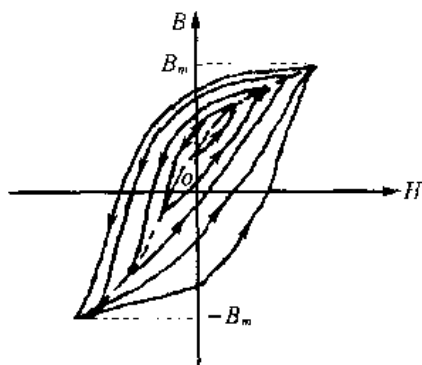


图 4.4 启动工作 B 的变化曲线

一个周期达到饱和磁密 B_s ，建议取 $B_m < B_s - B_r$ ，或提出 $B_m \approx \frac{1}{3} B_s$ 。这些会使得铁芯利用率太低，如果铁芯矩形度很好， $B_s - B_r$ 很小，这样 B_m 就更小了。实际上，各种逆变器都可以设计可靠的软起动过程， ΔB 是慢慢变化的，起始工作也不会饱和，如图 4.4 所示，慢慢趋于稳定，使两个半周期内的 ΔB 相等。

4. 确定导线电流密度 j 或电流密度系数 K_j

根据工作频率 f ，考虑集肤效应，再根据变压器的散热条件和允许的温升，选择适当的导线电流密度 j 。对于自然冷却的高频逆变变压器， j 最好不要超过 $3\text{A}/\text{mm}^2$ ，若有风冷，可以选 $j = 3.5 \sim 6\text{A}/\text{mm}^2$ 。对于工频变压器， j 可以选高些，如 $j = 5 \sim 10\text{A}/\text{mm}^2$ 。

如果采用公式(4.19)~(4.21)，则必须根据铁芯的形状和允许温升选择合适的 K_j (见表 4.2)。但最终计算导体的面积时，还要选取电流密度 j 。

5. 确定窗口利用系数 K_c

窗口利用系数 K_c 是最不好掌握的参数之一，因为它不仅与铁芯的形状、尺寸、绕组的组成和工作频率有关，还与绕制工艺有很大关系。选得大一点，有可能绕不下，选得太小，又降低了铁芯的利用率。一般的 K_c 选取的范围是 $0.1 \sim 0.4$ 。对小功率逆变器，导线可用漆包线， K_c 值稍大些，为 $0.3 \sim 0.4$ 。对大功率的逆变器，导线面积大，考虑集肤效应，一般选宽铜带，绝缘材料占得多，再考虑骨架， K_c 就比较小，一般为 $0.1 \sim 0.25$ 。另外，对于绕组数量少的变压器，绝缘材料少， K_c 值稍大些，为 $0.25 \sim 0.4$ ；而对于绕组数量多的变压器，绝缘材料多，占的空间大， K_c 值要小一些，为 $0.1 \sim 0.2$ 。

6. 变压器的效率

逆变变压器的效率是由其铁芯损耗 P_{Fe} 和铜耗 P_{Cu} 决定的，因为温升问题，在选择 B_m 和 j 时就分别限制了 P_{Fe} 和 P_{Cu} 。变压器的效率不能太低，否则发热严重。温升太高，会使铁芯特性变坏，但是也会造成浪费。一般地，根据散热条件的不同，可选取 $\eta = 95\% \sim 99\%$ 。

7. 估算铁芯的面积乘积

根据变压器的工作方式和电压波形，利用前面所讲的相应的公式计算 $A_c A_l$ 。

8. 选择合适的铁芯型号和规格

根据求出的 $A_c A_l$ ，就可以选取铁芯的型号和规格。铁芯的型号和规格一般都是标准的。实际的 $A_c A_l$ 不一定正好符合我们的计算结果，我们应该取实际的 $A_c A_l$ 稍大一点的型号的铁芯。有关内容可参考下一节。

还要注意， $A_c A_l$ 相近的铁芯，其 A_c 和 A_l 可能相差比较大，选择时，既要考虑匝数

与绕制工艺的关系，又要考虑变压器的安装形式。选好铁芯以后，可以求出铁芯的有效横截面积 S_e ：

$$S_e = A_c \cdot K_c \quad (4.25)$$

需要注意的是，有的铁芯直接给出了这个参数，如果预先选择了这类铁芯，在采用前面求 $A_c A_e$ 的公式时，可以认为 $K_c = 1$ ，而 $A_c = S_e$ 。

9. 求绕组的匝数

对双端工作和单端正激工作的变压器，原边绕组的匝数可以分别由式(4.26)和(4.27)求出：

$$N_1 = V_{1\max} / (KfS_e B_m) \quad (4.26)$$

$$N_1 = V_{1\max} \cdot T_{on} / (B_m - B_r) S_e \quad (4.27)$$

式中 K 可以参考前面的介绍， T_{on} 是对应 $V_{1\max}$ 时的开通时间，可以求出。

副边匝数 N_2 可以根据式(4.22)求出，也可以写成如下形式：

$$N_2 = N_1 / n \quad (4.28)$$

10. 求导线截面积并选择导线

导线的截面积由电流密度 j 和电流有效值 I 决定，原、副边导线的截面积分别为

$$S_1 = I_1 / j \quad (4.29)$$

$$S_2 = I_2 / j \quad (4.30)$$

根据导线截面积、工作频率、铁芯窗口和绕制工艺选择导线的形式，包括单股漆包线、多股漆包线、薄铜带。

11. 核算窗口占用系数 K'_c

实际的窗口占用系数 K'_c 由下式给出：

$$K'_c = \frac{S_1 N_1 + S_2 N_2}{A_c} \quad (4.31)$$

要求 $K'_c \leq K_c$ ，否则将有可能绕不下。

注意，若有多个绕组，则需要累加。

12. 计算励磁电感 L_1 和励磁电流 I_μ

变压器原边的电感量即为励磁电感 L_1 ，由下式给出：

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu_r N_1^2 S_e}{l} \quad (4.32)$$

式中各量的意义在前面介绍过，单位仍为国际单位制。

变压器的励磁电流 I_μ 为

$$I_\mu = V_{1\max} \cdot T_{on} / L_1 \quad (4.33)$$

式中 T_{on} 为变压器在一个逆变半周期内施加电压 $V_{1\max}$ 的时间。

13. 计算变压器的损耗, 估算温升

按照第 4.2.3 小节给出的方法计算逆变变压器的功耗 P_T , 然后估算其温升 ΔT 。

14. 变压器的绕制和测试

根据以上的计算结果选择各种材料, 即可绕制出逆变变压器, 绕制方法可参考本章的第 4.4 节。绕制成后, 根据第 4.7 节的方法进行测试, 然后可以进行实验和改进。

4.2.3 逆变变压器的功耗

逆变变压器的功耗就是其在工作过程中功率损耗, 有时也叫作变压器的损耗, 用 P_T 表示。

变压器的损耗 P_T 由铁芯损耗 P_{Fe} 和绕组铜耗 P_{Cu} 组成, 即

$$P_T = P_{Fe} + P_{Cu} \quad (4.34)$$

1. 铁耗 P_{Fe}

逆变变压器的铁耗 P_{Fe} 有磁滞损耗和涡流损耗两部分, 它们都与频率和磁通密度 B_m 有一定的指数关系。一般地, 铁芯的参数中都给出了某些典型工作频率和相应的磁密下的铁损参数或曲线, 可以查得。我们也可以由下式估算出其相对关系:

$$P_{Fe} \propto f^{K_1} \cdot B_m^{K_2} \quad (4.35)$$

式中, K_1, K_2 为两个指数常数, 它们因铁芯的材料、工作温度不同而不同, 一般地, $K_1 = 0.9 \sim 1.3, K_2 = 1.6 \sim 2.4$ 。具体值可以由铁芯损耗曲线估算出。在工程计算中, 可以直接取 $K_1 = 1.2, K_2 = 2$ 。

2. 铜耗 P_{Cu}

计算铜耗 P_{Cu} 要先求出原、副边的电流有效值 I_1, I_2 和原、副边绕组等效电阻 R_1, R_2 (这里指的是交流电阻), 然后由下式计算 P_{Cu} :

$$P_{Cu} = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 \quad (4.36)$$

对于多个绕组的变压器, 所有绕组的铜耗要进行累加。

这里需要说明的是, 绕组等效电阻 R_1, R_2 (即交流电阻) 要比直流电阻稍大 (见式 (4.8)), 当圆导体的直径和扁导体的厚度小于穿透深度时, 等效电阻约等于直流电阻。

4.3 铁芯材料和结构

4.3.1 铁芯材料的种类和性能对比

不同工作频率的变压器, 可以选择不同磁性材料的铁芯和不同的铁芯尺寸规格。选择铁芯的材料和规格, 除了根据变压器的工作频率和功率容量以外, 还要考虑铁芯的损耗和温升, 并在合理控制变压器体积的基础上, 尽量降低其成本。目前广泛应用的磁性材料主要有硅钢片、铁氧体、非晶态合金、微晶合金、坡莫合金和铁粉芯等^[5]。各种铁芯材料的特性参数见表 4.3。

表 4.3 各种铁芯材料的基本特性参数

类别	名称	材料	磁导率	B_s (Gs)	f_{max} (kHz)	特点说明
金属铁芯	硅钢片 (silicon steel)	Si-Fe	~1800	20000	~10	除钴铁合金外, 其余皆为高磁导率, 除超级坡莫合金外, 其余皆为高磁感应强度。除非晶合金外, 其余都只能在 30kHz 以下使用, 这些材料电阻率低
	坡莫合金 (permalloy)	Ni-Fe	~20000	7500	~30	
	超级坡莫合金 (supermalloy)	Ni-Fe	~100000	7800	~30	
	钴铁合金 (permendur)	Co-Fe	800	24500	~30	
	非晶合金 (amorphous)	Fe(Ni,Co)	~100000	15000	~1000	
铁粉磁芯	碳基铁粉芯 (carbonyl Iron)	Fe	3~120	~9000	~300000	低导磁率, 高磁感应强度, 低损失, 宜中频使用
	铝硅铁粉芯 (sendust)	Al, Si, Fe	10~80	~9000	~1000	
	钼坡莫合金铁粉芯	Mo, Ni, Fe	14~145	~8000	300	
铁氧体磁芯	锰锌铁氧体 (Mn-Zn Ferrite)	Mn, Zn, Fe	1000~18000	~5000	~1000	锰锌铁氧体导磁率高, 磁感应强度中等, 电阻率高, 损失低, 价格低宜高频使用
	镍锌铁氧体 (Ni-Zn Ferrite)	Ni, Zn, Fe	15~500	~3000	~100000	
	铜镁锌铁氧体 (Cu-Mg-Zn Ferrite)	Cu, Mg, Zn, Fe	~10		200000	

各种材料的物理性能及价格比较见表 4.4。

表 4.4 各种磁性材料的物理性能和价格比较

特性	Amorphous 非晶合金	Thin Si-steel 薄硅钢片	Permallog 坡莫合金	Ferrite 铁氧体
铁损	低	高	中	低
磁导率	高	低	高	中
饱和磁密	高	高	中	低
温度影响	中	小	小	中
加工	难	易	易	易
价格	中	低	中	低

由于基本参数和性能价格比不同, 各种磁性材料的应用场合也不尽相同, 大体可以参照表 4.5 的内容来选取和应用。

表 4.5 各种磁性材料的应用场合

应用场合	要求特性	适用材料	材质特点
中、低频大功率变压器	高 B_s , 高 T_c , 高热导系数, 低损耗	硅钢片	可有方向性, 成本低
		钴铁合金	高价位
		镍铁合金薄带	可有方向性
		非晶质合金薄带	高电阻系数
高、中频变压器	中等 B_s , 高 μ_r , 低损耗, 高稳定性	镍铁合金薄带	可作不同形状卷绕, 可成为极薄之薄带 (如 0.003mm)
		非晶合金薄带	高角性, 低磁伸缩
高频小功率变压器、滤波器	低 μ_r , 中、低损耗, 直流重叠性佳, 温度、时间稳定性好	镍铁粉 (80%~50%Ni)	低损耗, 稳定性好, 高 B_s
		铁粉芯	成本低, B_s 较高

4.3.2 硅钢片及其铁芯

1. 硅钢片的特点、种类和适用范围

硅钢片是用硅钢材料轧制形成的薄片, 它的最大优点有三: 一是饱和磁通密度高, 可达 20000Gs; 二是居里温度高; 三是价格比较低。硅钢片的缺点是电阻率低, 高频损耗很大。

根据片的厚度不同, 硅钢片可分为以下三种:

(1) 普通硅钢片

普通硅钢片的厚度为 0.35mm, 主要适用于工频变压器和铁芯电抗器。如工频输出的逆变电源、UPS 变换器、降压输出的变频器等设备中的变压器和铁芯电抗器。

(2) 薄型硅钢片

薄型硅钢片的单片厚度为 0.2mm, 额定工作频率为 400Hz, 工作频率可达 1kHz。若工作到几 kHz, 为了减小铁芯损耗和温升, 设计时需要选择的最大磁通密度 B_m 要小一些, 并施加强迫风冷。薄型硅钢片适用于做 GTO、快速可控硅、晶体管逆变器的隔离变压器和电抗器铁芯, 如晶闸管逆变式弧焊电源等^[20]。

(3) 超薄型硅钢片

单片厚度为 0.1mm, 工作频率可达几 kHz, 适用于晶体管和 GTO 逆变器的隔离变压器。在高频磁性材料铁氧体和非晶材料还没发展起来的时候, 曾采用这种铁芯。目前高频磁性材料已得到了高速发展, 超薄硅钢片的制作工艺又很复杂, 而且工作频率也不太高, 不能适用于 IGBT 和 VMOSFET 逆变器, 价格也不低, 所以现在已不常用, 取而代之的是非晶和微晶材料。

2. 硅钢片铁芯的形状和规格

普通硅钢片用于工频变压器, 多为 E 型插片, 规格很全, 也可以特殊加工。薄型硅钢片和普通硅钢片都可以制成成型的铁芯, 主要有 CD 型、XCD 型、ED 型、SD 型、XED

型和 OD 型，其中 XCD 型是 CD 型的一种，XED 是 ED 的一种，见图 4.5。

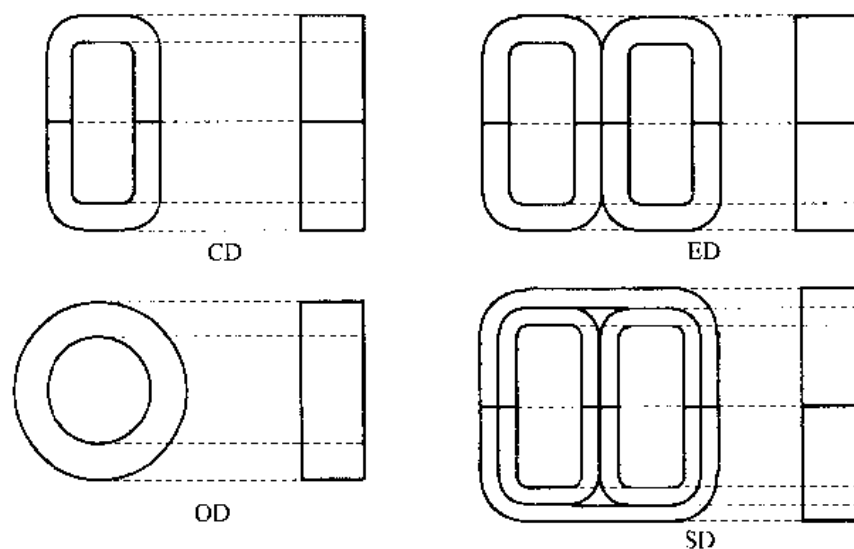


图 4.5 硅钢片成型铁芯的形状

一些典型的硅钢铁芯尺寸和输出功率见表 4.6。

表 4.6 典型的硅钢铁芯尺寸和输出功率

铁芯型号规格	输出功率(W)		铁芯型号规格 (50Hz)	铁芯型号规格 (400Hz)
	50Hz	400Hz		
CD12.5×16×25	5.9	123.4	SD10×20×20	SD10×12.5×40
CD16×32×65	127	703	SD16×32×64	SD16×16×64
CD20×40×100	362	1330	SD70×32×80	SD20×20×80
CD25×50×120	796	2346	SD25×40×100	SD25×25×100
CD32×64×160	1743	4800	SD32×50×60	SD32×32×125
CD40×80×200	3749	9543	SD50×80×200	SD40×40×160
ED10×10×20	2.86	64.8	铁芯型号规格(50Hz,400Hz)	
ED16×16×32	42.4	291	OD12/20×5	OD40/64×40
ED25×25×50	266	8558	OD16/25×10	OD50/80×50
ED32×32×64	617	1750	OD20/32×16	OD64/100×64
ED40×40×80	1269	3370	OD25/40×20	OD80/128×80

4.3.3 铁氧体铁芯

1. 铁氧体的材料及其特点

铁氧体是铁和其他金属元素的复合氧化物，用作软磁材料的主要有锰锌(MnZn)、镍锌(NiZn)和镁锌(MgZn)几类铁氧体。

铁氧体的最大优点就是电阻率可以做得很高(高达 $10^7 \Omega \cdot \text{cm}$)，因此高频损耗小，所以工作频率高，可达几百 kHz，甚至几十 MHz。但是铁氧体也有几点明显的不足之处，

一是 B_s 小, 一般为 3000~5000Gs; 二是居里温度低, 低的只有 120℃ 左右; 三是力学性能脆弱, 比较容易碎裂。国产铁氧体磁芯材料的类型和性能见表 4.7。

表 4.7 国产铁氧体磁芯材料性能

材料号	磁导率 μ	居里温度 (℃)	电阻率 $\rho(\Omega \cdot \text{cm})$	B_s (mT)	B_r (mT)	矫顽力 (kA/m)	频率 (MHz)
GTO-6	6	200		170	80	1.27	700
R20C	20	温升 25		250	150	1.11	50
R80C	80	温升 30		360	240	0.56	40
NXO-20	20	400	10^6	200	120	0.79	50
NXO-100	100	350	10^5	330	220	0.32	15
NXO-400	400	120		320	170	0.08	3
MXO-400	400	180	10^5	320	170	0.08	1.5
MXO-800	800	180	10^2	300	150	0.06	1
NXO-1000	1000	100		300	130	0.04	1.5
R2KB	2000	200	10^2	480	120	0.012	0.3
R4KB	4000	180		480	100	0.0116	0.3
MXO-2000	2000	120	10^2	400	140	0.024	0.5
MX-4000	4000	170	10^2	400	120	0.02	0.5

PHILIPS 公司生产的铁氧体磁材的性能见表 4.8。

表 4.8 PHILIPS 铁氧体磁材的性能表

铁氧体牌号	μ 25 C	B_{sat} (mT) 25 C (3000 A/m)	T_c (℃)	ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	铁氧体材料	主要应用领域	可选铁芯形状
4C6	100	≈ 400	≥ 350	$\approx 10^5$	NiZn	滤波器 信号变压器 脉冲变压器	RM, P, PT, PTS, EP, H, E, ER, 环型铁 芯
3D3	750	≈ 400	≥ 200	≈ 2	MnZn		
3B7	2300	≈ 450	≥ 170	≈ 1	MnZn		
3B9	1800	≈ 400	≥ 145	≈ 1	MnZn		
3H1	100	≈ 400	≥ 130	≈ 1	MnZn		
3H3	750	≈ 400	≥ 160	≈ 2	MnZn		
3E1	2300	≈ 400	≥ 125	≈ 1	MnZn		
3E4	4700	≈ 400	≥ 125	≈ 1	MnZn		
3E5	10000	≈ 400	≥ 125	≈ 0.5	MnZn		
3E6	12000	≈ 400	≥ 130	≈ 0.1	MnZn		
3E7	15000	≈ 400	≥ 130	≈ 0.1	MnZn		
3E25	6000	≈ 400	≥ 125	≈ 0.5	MnZn		
3E27	6000	≈ 480	≥ 175	≈ 0.5	MnZn		

续表

铁氧体牌号	μ_i 25°C	B_{inc} (mT) 25°C (3000 A/m)	T_c (°C)	ρ ($\Omega \cdot m$)	铁氧体材料	主要应用领域	可选铁芯形状
3B8	2300	≈ 450	≥ 200	≈ 1	MnZn	功率转换变 压器	E, EC, EFD, EP, ETD, ER, U, URI, RM, RM/1, P, P/1, PT, PTS, PQ, 环型
3C10	1800	≈ 500	≥ 190	≈ 1	MnZn		
3C15	1800	≈ 500	≥ 190	≈ 1	MnZn		
3C30	1800	≈ 500	≥ 220	≈ 2	MnZn		
3C80	2000	≈ 450	≥ 200	≈ 1	MnZn		
3C81	2000	≈ 450	≥ 210	≈ 1	MnZn		
3C85	2000	≈ 450	≥ 200	≈ 2	MnZn		
3C90	2000	≈ 450	≥ 220	≈ 5	MnZn		
3F3	1800	≈ 450	≥ 200	≈ 2	MnZn		
3F4	900	≈ 450	≥ 220	≈ 10	MnZn		
4F1	80	≈ 350	≥ 260	$\approx 10^6$	NiZn		
3S1	4000	≈ 400	≥ 125	≈ 1	MnZn	EMI-抑制	EMI 磁珠
3S3	3500	≈ 350	≥ 225	$\approx 10^4$	MnZn		
3S4	1700	≈ 350	≥ 110	$\approx 10^3$	MnZn		
4S2	700	≈ 350	≥ 125	$\approx 10^5$	NiZn		
4C65	125	≈ 400	≥ 350	$\approx 10^5$	NiZn		
4A11	700	≈ 350	≥ 125	$\approx 10^5$	NiZn		
4A15	1200	≈ 350	≥ 125	$\approx 10^6$	NiZn		
3C11	4300	≈ 400	≥ 125	≈ 1	MnZn		
3E25	6000	≈ 400	≥ 125	≈ 0.5	MnZn		
3E27	6000	≈ 480	≥ 175	≈ 0.5	MnZn		
3C2	900	≈ 400	≥ 150	≈ 0.1	MnZn	偏转线圈	扼流圈
2A2	350	≈ 250	≥ 135	$\approx 10^6$	MgZn		
2B1	350	≈ 250	≥ 125	$\approx 10^6$	MgZn		
4E1	15	≈ 200	≥ 500	$\approx 10^5$	NiZn	EMI-抑制	棒、管
4D2	60	≈ 240	≥ 400	$\approx 10^5$	NiZn		
4B1	250	≈ 350	≥ 250	$\approx 10^5$	NiZn		
3B1	900	≈ 400	≥ 150	≈ 0.2	MnZn		
3R1	800	≈ 450	≥ 230	$\approx 10^3$	MnZn	磁调节器	环型

不同厂家生产的铁氧体材料型号和性能对比^[51]见表 4.9。

表 4.9 不同厂家生产的铁氧体材料型号和性能对比

厂 家	日本 TDK	日东金工 ^①	西门子	飞利浦	798
牌 号	H3T OA3 DA3B 2500B 3100B 5000B		N27 N41 N47	3C80 3C85 3C90	R2KB
初始 μ_i	1900 2000 2500	2500 3100 5000		2000 2000 2000	2500

续表

厂家		日本 TDK	日东金工 ^①	西门子	飞利浦	798
$B_s(T)25\text{C}$		0.5 0.49 0.48	0.49 0.49 0.5	0.47 0.47 0.43	0.45 0.45 0.45	0.47
$B_s(T)100\text{C}$		0.4 0.4 0.4	0.38 0.37 0.35			
$B_r(T)$		0.19 0.15 0.15	0.1 0.1 0.1	0.2 0.16 0.1		0.12
$H_c(kA/m)$		0.25 0.2 0.2	0.2 0.2 0.12	0.25 0.25 0.43		0.15
$P_c(W/kg)$ 16kHz 0.15T	20 C	14 12 9			12.2	10
	60 C	9 6.5 5				6
	100 C	8 5.4 4.5			11.1	10
$P_c(W/kg)$ 25kHz 0.2T	20 C	33 29 21	29 33 21	45 40 40		
	60 C	25 18 14	18.7 37.5 16.7	30 50 60		
	100 C	23.6 15.5 13	27 50 23	35 50 60	140 ^② 110 ^② 80 ^②	
$T_c(^\circ\text{C})$		200 200 200	230 180 180	200 230 200	200 200 220	200
$\rho(\Omega \cdot \text{cm})$		30 50 20	130 20 20	100 100 100	100 200 500	100

①全名为日本东北金属工业株式会社;②单位是 mW/cm^3 。

铁氧体材料的特性和损耗特性曲线各不相同,下面给出两个例子。

日本 TDK 公司生产的 H5A 的 $B-H$ 特性及损耗如图 4.6 所示。

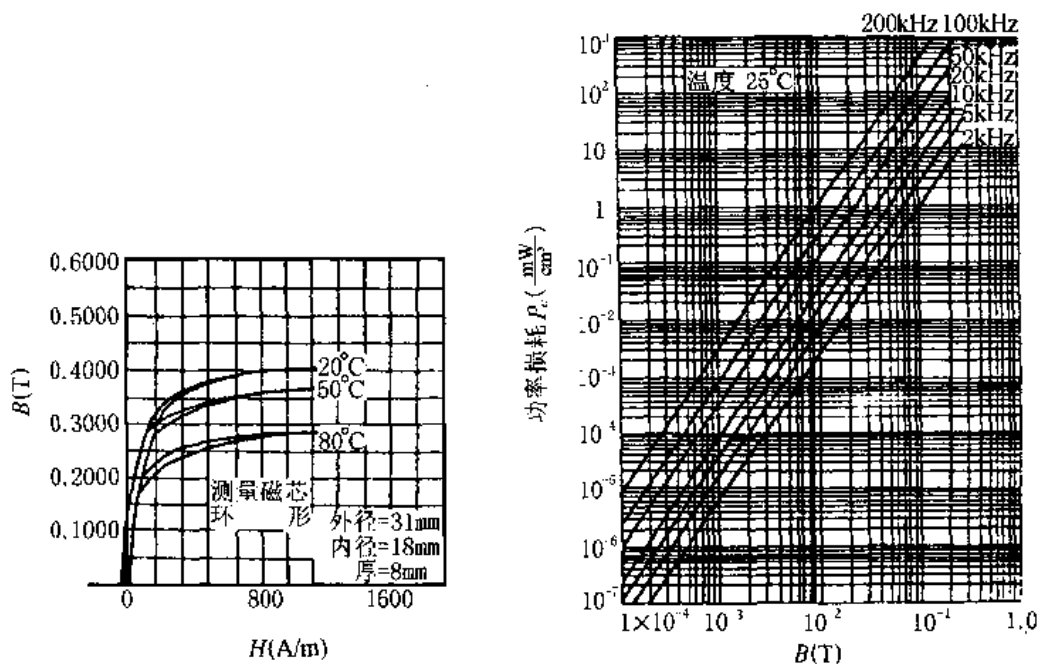


图 4.6 TDK 公司的 H5A 的 $B-H$ 特性及损耗

PHILIPS 公司生产的 3C90 的 $B-H$ 特性和损耗曲线见图 4.7。

2. 铁氧体磁芯的型号规格

铁氧体磁芯有 E, EI, EP, EC, ER, ERD, ETD, U, UI, P, PT, PQ, RM, TN,

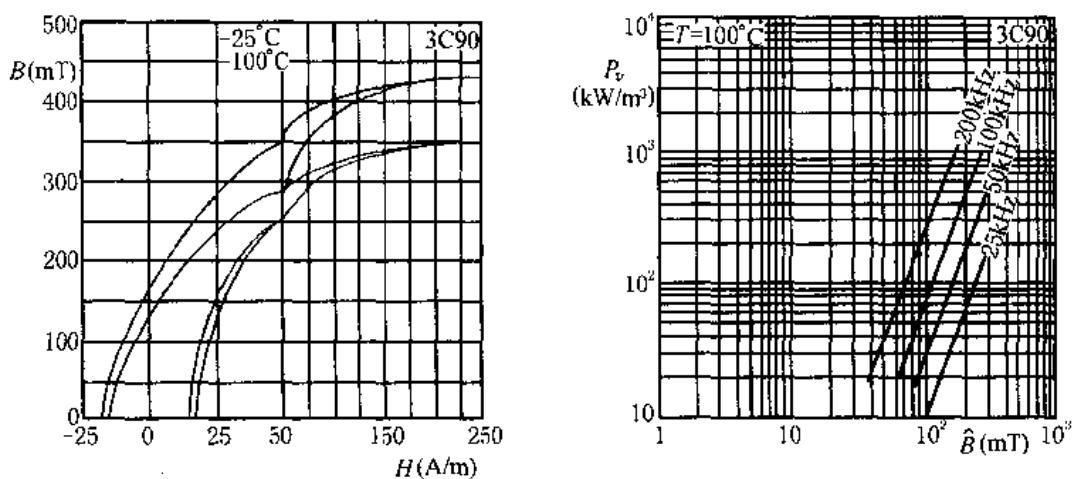


图 4.7 PHILIPS 公司 3C90 的 $B-H$ 特性和损耗曲线

H 等各种型号。铁氧体磁芯典型的尺寸规格见表 4.10。

表 4.10 铁氧体磁芯典型的尺寸规格

P(G ₁ G ₀)型	EC 型	E25/10/6	PQ32/30	20/13/6	U30/25/16
P11/7	EC35	E42/21/20	PQ50/50	25/15/10	U67/27/14
P14/8	EC41	E55/28/21	RM 型	32/19/13	U93/52/30
P18/11	EC52	E65/24/29	RM5	36/23/10	U93/76/30
P22/13	EC71	E71/33/32	RM10	63/38/25	I 型
P26/16	EC90	E80/38/20	RM14	87/54/14	I20/6/5
P30/19	E 型	PQ 型	环型(T, TN)	107/65/25	193/28/30
P36/22	E13/6/6	PQ20/16	10/6/4	U 型	I100/25/25
P42/29	E19/8/5	PQ26/25	14/9/5	U20/16/7	

4.3.4 非晶态合金和微晶合金

非晶态合金是将金属合金加热后由气态或液态从超薄间隙快速喷出，快速冷却(每秒几万度)形成的非晶体状态微米级超薄金属带。微晶合金则是对铁基非晶合金经过处理而形成的更薄的金属带。非晶和微晶合金因材料成分、制做工艺、铁芯形状和规格的不同，其性能也不尽相同。

1. 非晶合金和微晶合金的特点

非晶合金是近 20 年刚刚发展起来的一种新型磁性材料，分为金属型和非金属型两类，采用不同的成分比例可以分别制成 Fe 基、Fe-Ni 基和 Co 基几类。

非晶合金和微晶合金有以下特点^[3]：

- 1) 电阻率可达 $120\sim 150\mu\Omega\cdot\text{cm}$ ，为冷轧硅钢片的 3 倍，但远不如铁氧体；
- 2) 电阻温度系数小，可以为零或为负值；
- 3) 居里温度高，可达 $350\sim 700^\circ\text{C}$ ；
- 4) 饱和磁密高，可达 $1.2\sim 1.6\text{T}$ ，比铁氧体高得多；
- 5) 矫顽力小，为硅钢片的几十分之一，所以铁芯损耗小；
- 6) 温度稳定性不好，从 25°C 升高到 250°C 时， B_s 降低 30%， H_c 增大 20%；
- 7) 铁芯比损耗小，在频率为 20kHz 时，非晶铁芯比损耗为铁氧体的一半，频率为 100kHz 时，和铁氧体相近。

非晶合金主要用于逆变变压器铁芯。由于铁损小，用于电力变压器也具有许多优越性，但是由于成本较高，目前很难被推广。

微晶合金是经过退火处理的 Fe 基非晶合金，处理后其矫顽力减小了约 50%，因此，高频损耗更小了。另外，横向磁场退火处理的微晶合金的剩磁 B_r 可以变得比较小，适合于用做单端逆变电路的变压器铁芯。

2. 非晶和微晶合金铁芯形状和规格

由于非晶和微晶材料比较脆，所以一般都制成环形或比较简单的闭合式 C 形(近似矩形)铁芯。非晶和微晶铁芯一般不开气隙，因为切开其性能会变坏，铁损增加。

常见非晶和微晶铁芯的形状有环型、矩形和 C 型。矩形和 C 型如图 4.8 所示。

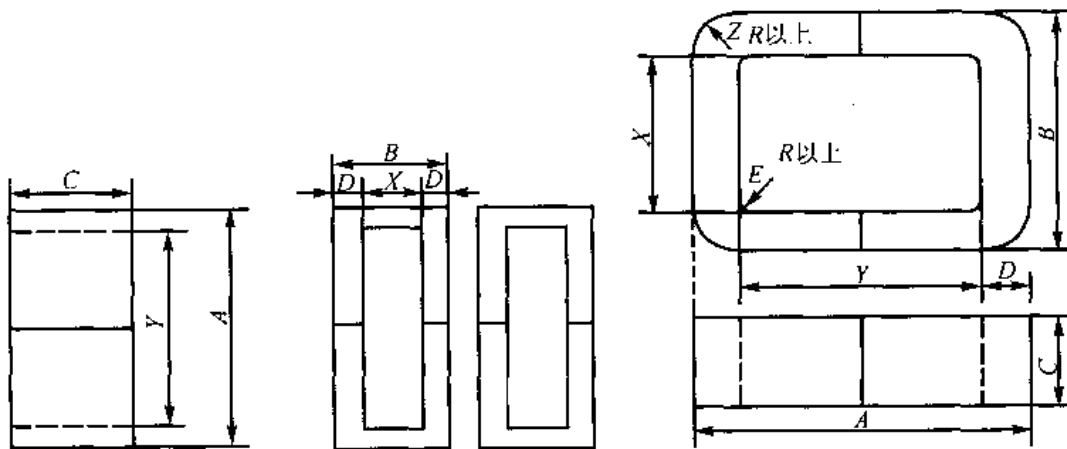


图 4.8 常见非晶和微晶铁芯的矩形和 C 型形状

非晶和微晶铁芯的型号规格见表 4.11。

表 4.11 环形和 C 型非晶和微晶铁芯的型号和规格

铁芯 牌号	尺寸(mm)			有效断面积 (cm^2)	重量 (g)	平均磁路长度 (cm)	适用功率 (kVA)
	D_o	D_i	H				
UO-1	80	50	25(20,30,40)	2.58	400	20.42	3~5

续表

环形铁芯的规格尺寸

铁芯 牌号	尺寸(mm)			有效断面积 (cm ²)	重量 (g)	平均磁路长度 (cm)	适用功率 (kVA)
	D_n	D_i	H				
UO-2	100	60	20(25,30,40)	2.8	500	24.82	5~8
UO-3	120	60	30(25,40)	6.34	1300	28.27	10~15
UO-4	130	80	40(30,50)	7.5	1310	32.90	20~25

C型及矩形铁芯的型号及规格尺寸

品 种	尺寸(mm)								有效截 面积 (cm ²)	平均磁 路长 (cm)	重量 (g)	适用功率 (20kHz) (kVA)
	A	B	C	D	X	Y	E	Z				
AC-1	84	54	20	12	30	60	4	19	2.92	21.8	280	1
AC-2(t)	118	75	20	20	35	77	4	25	3.20	28.0	580	2
AC-3(t)	125	75	25	22	35	84	4	25	4.2	31.0	800	3
AC-5(t)	144	92	30	26	45	88	4	30	6.4	35.0	1600	5~6
AC-7(t)	144	92	40	26	45	88	4	40	8.3	35.0	2000	7~8
AC-10(t)	175	112	40	32	50	113	4	40	10.2	43.0	2800	10~12
AC-15	175	112	40	40	50	113	4	40	13.0	45.0	3600	15~16
AC-20	192	112	50	40	50	130	4	50	16.2	49.4	4500	18~22
AE-4	78	40	40	10	20	58	4	18	3.2	19	450	4~5
AE-10	108	55	40	15	25	78	4	25	4.8	26	950	8~10
AE-15	141	77	40	22	33	97	4	40	7.0	34	1400	14~16

3. 非晶和微晶铁芯的性能参数对比

非晶铁芯和微晶铁芯的性能参数有所不同,见表 4.12。

表 4.12 非晶和微晶铁芯的性能参数对比

性能参数	$B_s(T)$	$\rho(\mu\Omega \cdot \text{cm})$	$T_c(^\circ\text{C})$	占空系数(%)	晶化温度(°C)
非晶铁芯	1.35~1.6	130~135	350~450	70~75	450~600
微晶铁芯	1.2~1.25	125	650	70~75	

4. 非晶和微晶铁芯的损耗

非晶和微晶铁芯的铁耗和工作频率、磁通密度、铁芯材料和形状都有关系，如上海钢铁研究所生产的微晶铁芯损耗给出一个参考值，即 $B_m=0.5\text{T}$ ， $f=20\text{kHz}$ 时， $P_{\text{Fe}5/20}=30\text{W/kg}$ 。北京钢铁研究总院生产的铁晶和微晶铁芯损耗曲线见图 4.9。

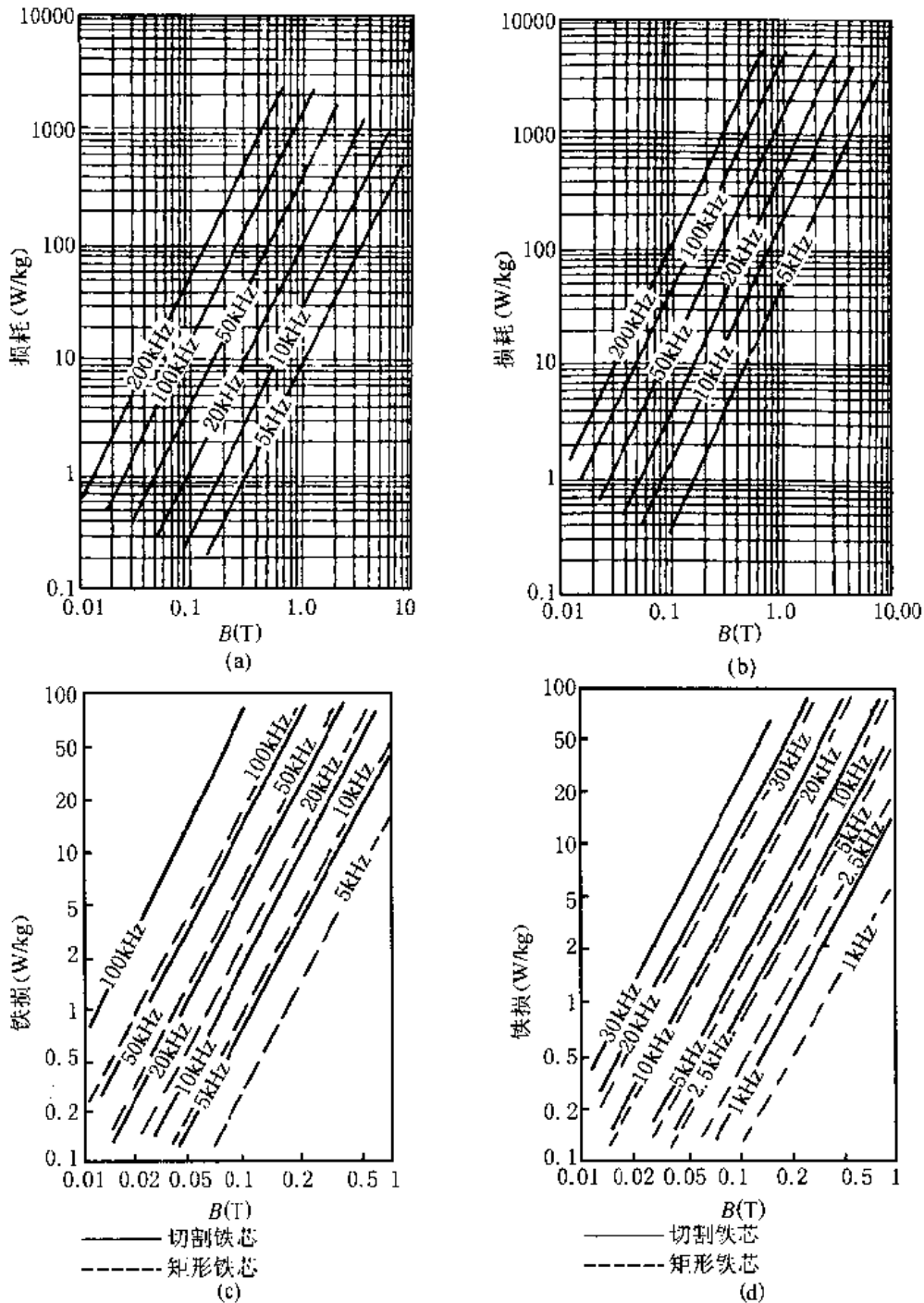


图 4.9 非晶和微晶铁芯的损耗曲线

4.4 逆变变压器绕制中的几个问题

逆变变压器的绕制主要就是指其绕组的制做,绕制变压器的绕组主要是要考虑两个问题:一是尽量减小漏感,二是尽可能地减小导体的涡流损耗。这两个方面对控制变压器的发热、提高变压器转换功率的效率和减小电路中的电压尖峰毛刺、提高逆变开关管的可靠性都是至关重要的。

4.4.1 变压器绕组的漏感及减小漏感的措施

在逆变电路中,开关管带负载的等效电路如图 4.10 所示。

图中, Q 为逆变主开关管; L 为负载续流电感; R_L 为等效负载电阻; L_S 为分布电感和变压器漏感; D_1 为续流二极管; D_2 为开关管等效反并联二极管; R, C 为阻容吸收电路。

当开关管 Q 导通时, $I_C = I_L$ 流过 L_S , L_S 储存能量。当 Q 关断时, 电流 I_C 急趋下降, I_L 经过 D_1 续流, L_S 上的能量通过 R, C 释放, 从而使开关管的端电压 v_{CK} 满足下式:

$$v_{CK} = E + v_{LS} \quad (4.37)$$

式中, v_{LS} 为电感 L_S 上的电势,

$$v_{LS} = L_S \cdot \frac{dI_C}{dt} \quad (4.38)$$

所以, 减小 L_S 就能有效地减小电压尖峰 v_{LS} , 提高开关管的工作可靠性。

一般的逆变变压器的绕组分布如图 4.11 所示。

$$L_{S1} = \frac{0.4\pi K_P l_1 N_1^2 \times 10^{-8}}{b_w} \left(h_2 + \frac{h_1 + h_2}{3} \right) \quad (4.39)$$

式中 l_1 —— 一、二次绕组的平均匝长 (cm);

h_1 —— 一次绕组的厚度 (cm);

h_2 —— 二次绕组的厚度 (cm);

h_Δ —— 一、二次绕组的间距 (cm);

b_w —— 一、二次绕组的高度 (cm);

K_P —— 经验系数, 一般取 0.8~0.9。

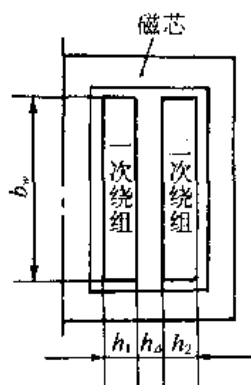


图 4.11 变压器的绕组分布

由式 (4.39) 可见, 要减小漏感 L_{S1} , 在绕制绕组时就要注意尽量采用薄的绝缘材料, 减小绕组厚度和间距, 并采用窗口较高 (b_w 大) 的铁芯。

另外, 由于大多数逆变器是降压型输出, 原边匝数比副边匝数要多。所以可以将原边匝

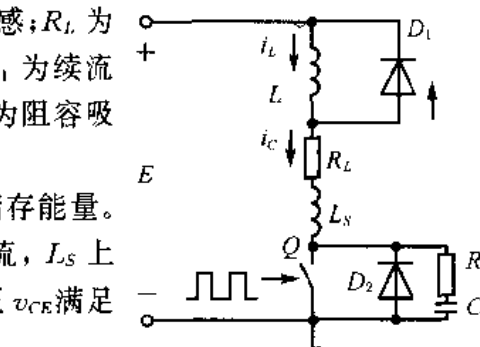


图 4.10 开关管工作等效电路

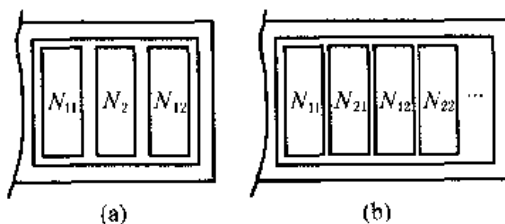


图 4.12 变压器绕组的优质分布

数 N_1 分成两部分, 将副边包在中间, 然后再将原边 N_{11} 和 N_{12} 串联起来, 这样可以使 h_1 和 h_2 减小, 改善绕组耦合, 从而减小漏感 L_{S1} , 如图 4.12(a) 所示。

对于电流较大的绕组, 采用与窗口等高的宽薄铜带, 更能使原、副边绕组相间, 从而减小漏感 L_{S1} , 如图 4.12(b) 所示。

4.4.2 导体和绕组的涡流损耗

1. 导体中的涡流损耗

前面讲过, 导体流过交流电流时会产生集肤效应, 这实际上是由导体中的涡流造成的。电流流过导体, 在导体的周围和内部会产生磁场, 电流流过的导体在磁场中就会产生涡流, 如图 4.13(a) 所示。

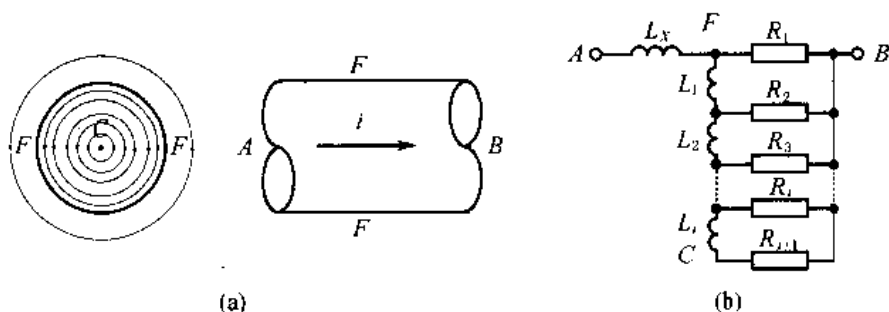


图 4.13 导体的磁场和等效电路

导体 AB 的等效电路如图 4.13(b) 所示。图中, A 点为导体的首端, B 点为导体的末端, C 点为导体的中心, F 点为导体的表面, L_x 为导体外部磁场能量 ($L_x I^2/2$) 的表征参数, 即引线电感, L_1, L_2, \dots, L_i 为导体由表面向中心的分布电感, R_1, R_2, \dots, R_i 为导体由表面向中心的分布电阻。

由此可见, 由于分布电感的存在, 当导体中的电流频率不同时, 电流分布当然就不同, 频率越高, 电流就越不容易流向导体的中心 C 。这种现象就是集肤效应, 它使得导体中的交流电阻 R_{AC} 比直流电阻 R_{DC} 要大, 见式 (4.8), 从而造成导体的损耗。

上图中的分布电感实际上是导体中的涡流造成的, 所以导体流过交流电流时的损耗比流过直流时的损耗大的那一部分, 就是导体的涡流损耗。

2. 绕组磁势和磁场能量

由安培环路定理知, 闭和路径内流过电流时产生的磁动势 F 由下式给出:

$$F = \oint H dl = I_l = NI \quad (4.40)$$

磁动势的分布与电流的分布有关。由于涡流影响了电流的分布, 从而也会影响磁动势和磁场密度的分布。磁场的能量为

$$W = \frac{1}{2} BH = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \quad (4.41)$$

变压器和电抗器铜导体绕组的磁场能量为

$$W = \frac{1}{2} \mu_0 N^2 I^2 S/l \quad (4.42)$$

磁场能量可以用电感来表征, 即 $W = \frac{1}{2}LI^2$, 所以有

$$L = \mu_0 N^2 S / l \quad (4.43)$$

上两式中, S 为磁力线的绕组包围的横截面积(m^2), l 为平均磁路长度(m)。

绕组中的磁势和能量分布, 会影响导体中的电流密度分布, 从而影响绕组的铜耗。

3. 导体的邻近效应

两根电流方向相反的导体靠近时, 其磁场将分布在相邻的地方, 如图 4.14 所示。

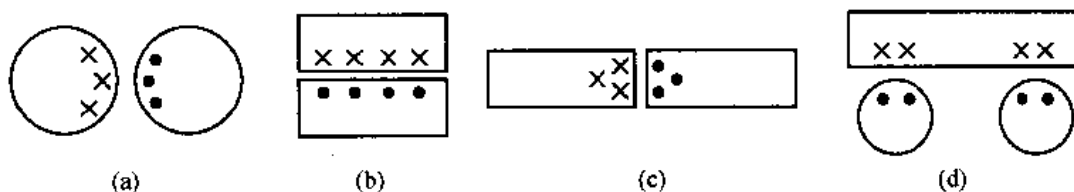


图 4.14 邻近导体的磁场分布

因此, 在绕制变压器绕组时, 原、副边(电流方向相反)要采用(b)或(d)的形式, 而不能采用(c)的形式, 因为这种形式使电流集中在相邻之处, 大大增加了铜耗。

4. 多层绕组的涡流损耗

如果逆变变压器的原、副边绕组都不只一层, 那么绕法不同时, 其磁势分布和能量分布都不相同。对降压型逆变器, 副边电流比原边电流大, 副边导体的截面积也就比原边大。比如原边用圆铜线, 副边用宽铜带, 原边 8 匝, 分两层, 副边 3 匝分 3 层, 则绕法不同时, 其磁势和能量分布见图 4.15。如果将原边分成两部分, 将副边夹在中间(见图 4.15(b)), 可使磁场能量比图 4.15(a)降低 75%, 只是其 $\frac{1}{4}$ 。

磁动势的分布会影响电流分布和能量损耗。例如, 如果一个变压器副边为 3 匝扁平

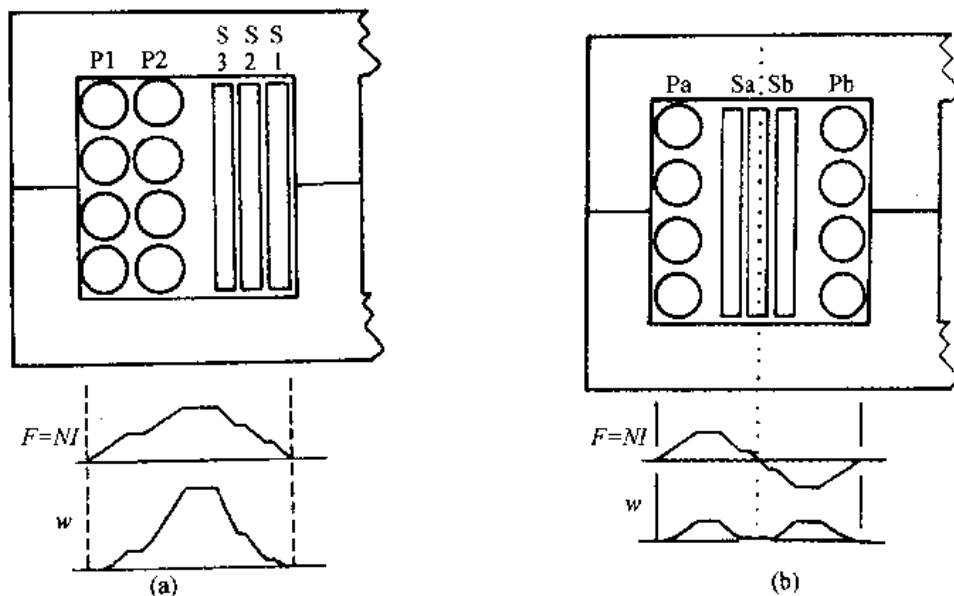


图 4.15 变压器多层绕组的磁势和能量分布

$$\begin{matrix} I^2 = 9 & 4 & 4 & 1 & 1 & = 19/3 \\ I = 3 & 2 & 2 & -1 & 1 \end{matrix}$$

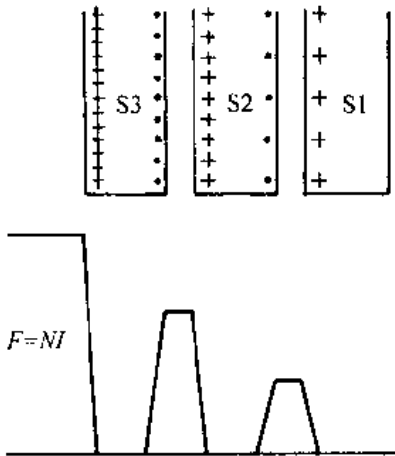


图 4.16 副边绕组导体的电流分布

铜带相邻依次绕成，通过的电流为 1A (这里讨论图 4.15(a)副边的情况)，这时电流、能量(以 I^2 代表)和磁势的分布将如图 4.16 所示。

由图可见，本来三匝 $\Sigma I^2 = 3$ ，而现在增加了好几倍，变成 $\Sigma I^2 = 19$ 。尤其是在原、副边加屏蔽层时，本来不流电流的屏蔽层中会感应出较大的电流，造成多的能量损耗。例如，如果在第三匝内加屏蔽层 P，只在屏蔽层 P 上就有 $\Sigma I_p^2 = 18$ 。

如果导体的厚度 H 远小于穿透深度 D_p (或 Δ)，可以使导体内的电流几乎均匀分布，从而使损耗减小到低频的水平， $\Sigma I^2 = 3$ 。然而，这种高频、大电流的绕组是很难实现的。一般地取 $H = D_p/3$ ，其能量损耗是完全可以接受的。选取导体的厚度，还要看绕组的层数，一般地，使 $R_{AC} = 1.5 R_{DC}$ 即可。

图 4.17 给出了 R_{AC}/R_{DC} 与导体的层数、层的厚度以及穿透深度 D_p 之间的关系，我们在选择导体和计算导体的损耗时可以参考图中的曲线。

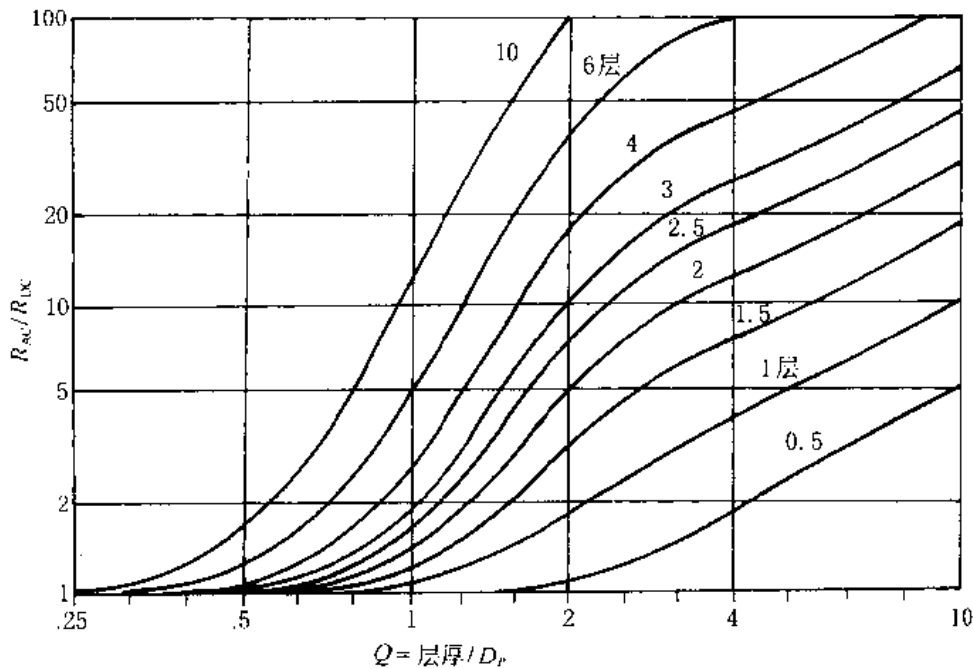


图 4.17 R_{AC}/R_{DC} 与导体层数、层的厚度以及穿透深度 D_p 之间的关系

5. 导体的并联

大电流绕组可以采用多股线并联，但是，必须使并联的导体沿长度方向的平均磁场尽可能相等，所以可以采用以下三种方式：

- 1) 并联的导体处在同一层，共同从一层到另一层；
- 2) 采用编织线可以从头到尾平均占据相同的磁场；

3) 处于可以比较磁场水平的不同的交织线可以并联。

如图 4.12(a)中的 N_{11} 和 N_{12} , 图 4.15(b)中的 Pa 和 Pb 都可以并联。

4.4.3 绝缘材料的类型和选择

绕制逆变变压器需要用绝缘材料做间层或匝间绝缘。常用绝缘材料的种类和用途见表 4.13。

表 4.13 常用绝缘材料的种类和用途

品名	颜色	常用规格		特点	用途	备注
		厚度(mm)	耐压(V)			
电话纸	白	0.04 0.05	400 500	坚实不易破	0.4mm 以下的漆包线层间绝缘	代用品:打字纸,描图纸
电缆纸	土黄	0.08 0.12	300 800	柔顺,耐拉力强	0.5mm 以下的漆包线层间绝缘 低压绕组间绝缘	代用品:牛皮纸
青壳纸	青褐	0.25	1500	坚实耐磨	线包外层绝缘	
电容纸	白黄	0.03	475	薄,密度高	0.4mm 以下的漆包线层间绝缘	
聚酯薄膜	透明	0.04 0.05 0.10	3000 4000 9000	耐温 140°C	层间绝缘	
玻璃漆布	黄	0.15 0.17	2000 3000	耐温好	绕组间绝缘	
聚四氟(氟)乙烯薄膜	透明	0.05 0.06 0.1	3000 6000 10000	耐高温 280°C	层间,包间绝缘	
压制箔	土黄	1.0 1.5		坚实易曲	线包骨架	又称弹性纸
黄蜡布	糖浆色	0.14 0.17	2500 3000	光滑	绕组间绝缘	
黄蜡绸	糖浆色	0.06	4000	细薄少针孔	层间,绕组间绝缘	

4.5 单端反激式开关电源变压器的设计

单端反激式变换电路并不是一种典型的逆变电路,但是在逆变器中,由于控制电路常常需要多组相互隔离的控制电源,采用单端反激式开关电源是比较理想的,因为这种

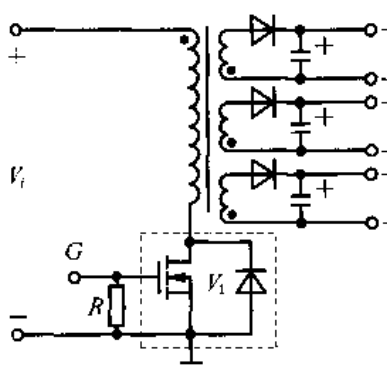


图 4.18 单端反激开关电源主电路

电路具有较强的自动均衡各路输出负载的能力，并且不用输出滤波电感。其典型电路如图 4.18 所示。

在这种电路中，变压器实际上是一种以隔离方式传能量的电抗器，它的设计方法与前面讲述的变压器是不同的^[22]。单端反激式开关电源变压器设计步骤如下：

1. 求变压器初级电流的峰值

在设计变压器-扼流圈时，首先要计算变压器初级电流的峰值，它也等于开关晶体管集电极电流的峰值。从基本的电感电压关系式出发，晶体管集电极电流的上升率由下式确定：

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (4.44)$$

在完全能量传输方式中，当开关晶体管导通时，电流从零缓慢地上升到集电极电流的峰值时所用时间为 t_c ，其输入电压可以写为

$$V_i = L_P \cdot \frac{I_P}{t_c} \quad (4.45)$$

取 $1/t_c = f/\delta_{max}$ ，式(4.45)可以写为

$$V_{imax} = \frac{L_P \cdot I_P \cdot f}{\delta_{max}} \quad (4.46)$$

式中 V_{imax} ——最低直流输入电压，单位是 V；

L_P ——变压器初级电感量，单位是 H；

f ——开关频率，单位是 Hz。

在完全能量传输方式中，输出功率等于存储在每个周期内的能量乘以工作频率，即

$$P_{out} = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_P^2 \cdot f \quad (4.47)$$

用式(4.46)去除式(4.47)后，就可以得到变压器初级电流的峰值为

$$I_P = I_C = \frac{2P_{out}}{V_{imax} \cdot \delta_{max}} \quad (4.48)$$

2. 关于最大占空比和最小占空比

在反激式变换器中，是通过改变开关管导通的时间占空比来调节输出电压的。最大占空比和最小占空比分别用符号 δ_{max} 和 δ_{min} 来表示，如果变换器的输入电压从 V_{imin} 变化到 V_{imax} ，那么 δ_{min} 与 δ_{max} 的关系由下式给出：

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K + \delta_{max}} \quad (4.49)$$

其中， $K = \frac{V_{imax}}{V_{imin}}$ ，为输入电压变化倍数。

3. 计算变压器的初级电感量

因为变压器初级电流峰值 I_P 在前面已经求出，所以变压器的扼流圈的初级电感量

可以由下式计算:

$$L_p = \frac{V_{i\min} \cdot \delta_{\max}}{I_p \cdot f} \quad (4.50)$$

4. 选择最小尺寸的磁芯

从磁芯的数据资料表中找出最适合我们使用的磁芯材料及形状,如果在骨架上只绕初级线圈,那么绕线窗口面积 A_w 和磁芯有效截面积 A_c 的乘积可以用下式估算:

$$A_w A_c = \frac{(0.01 L_p I_p \cdot D^2) \times 10^4}{B_{\max}}$$

式中, D 是绝缘导线的最大直径,单位为 mm; $B_{\max} = B_{\text{sat}}/2$ 。

我们设计的是变压器-扼流圈,因为还要有次级绕组,因此上式是没有实际意义的。假设变压器的初级绕组占 30% 的骨架的可用绕线面积,而其余 70% 的有效面积留给次级绕组、导线间的空隙和绝缘带使用。因此,在计算变压器-扼流圈的次级绕组所用面积时,将各种因素综合在一起考虑,这样,上式则变成:

$$A_w A_c = \frac{(0.04 L_p \cdot I_p \cdot D^2) \times 10^4}{B_{\max}} \quad (4.51)$$

当然,上式给出的也是个大约值,最后选择磁芯和骨架时还要进行修正。一般地,我们在设计变压器时,都根据实际情况规定或者选择导线的电流密度 j (A/cm²)、铁芯窗口的有效利用系数 K_w , j 和 K_w 的选择请参考第 4.2 节的内容。选择了铁芯材料以后,铁芯截面有效系数 K_c 也就知道了,这时我们利用下式估算铁芯面积乘积将会更方便:

$$A_w A_c = \frac{L_p \cdot I_p^2 \times 10^3}{j \cdot K_w \cdot K_c \cdot \Delta B_{\max}} \quad (4.52)$$

5. 计算磁芯的空气隙长度 L_g

反激式变换器以单端方式工作。所谓“单端”,指的是变压器-扼流圈铁芯内的磁通只在磁滞回线的第一象限工作,或者说电流和磁通从不会向负的方向转换,所以就有一个潜在的问题,即可能驱动磁芯进入饱和状态。要保证磁芯不饱和,在选择 B_m 时要保证在任何时候都要满足: $B_m < B_s - B_r$ 。对于高频变压器铁芯来说,磁滞回线的矩形度比较好, B_r 比较接近于 B_s , 即 B_m 不大。

解决磁芯抗饱和的问题可以采用两种办法:

1) 增加磁芯的体积,这样显然会使变压器的体积乃至整个电源的体积增大,所以,一般我们不采用这种方法。

2) 给磁通通路开一个空气隙,使磁芯的磁滞回路变得“扁平”,也就是使 B_r 减小,使可选的 B_m 变大。这样,对于相同的直流偏压,就降低了工作磁通的密度。一般情况下,设计者都采用第二种方法解决问题,它会使变压器的体积更小,结构更紧凑。

在磁芯的磁通通路中,空气隙处的磁阻最大,是铁芯磁阻的 μ_r 倍,这里 μ_r 是铁芯的相对磁导率,有时用 μ_c 表示,有时又用 μ_f 表示。因此,存储在变压器-扼流圈中的大多数能量存储空气隙中。空气隙的长度由下式给出:

$$L_g = \frac{0.4\pi L_p I_p^2}{A_c \cdot B_{\max}^2} \quad (4.53)$$

如果绕制变压器-扼流圈使用中心柱带气隙的 E-E 型或类似的磁芯, 其长度应为 L_g ; 如果用垫垫片的方法开空气隙, 那么垫片的厚度应取 $L_g/2$ 。

6. 计算变压器的初级匝数

知道了空气隙长度 L_g 以后, 就可以计算变压器-扼流圈的初级匝数, 可用下式进行计算:

$$N_p = \frac{B_{\max} \cdot L_g \times 10^4}{0.4\pi I_p} \quad (4.54)$$

式中, L_g 的单位为 cm。

计算变压器-扼流圈的初级匝数, 还可以使用公式:

$$N_p = \frac{(L_p \cdot I_p) \times 10^4}{A_c \cdot B_{\max}} \quad (4.55)$$

用公式(4.54)和公式(4.55)计算出的结果是相同的。

7. 计算变压器-扼流圈的次级匝数

首先要计算出当输入电压最小、占空比最大时的次级电压 V_s 。还应注意, 要把输出整流二极管管压降 V_D 也计算在内, 某一组次级输出电压可以写成:

$$V_{\text{out}} + V_D = V_{\text{imin}} \cdot \frac{\delta_{\max}}{1 - \delta_{\max}} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

进一步整理得到次级绕组的匝数:

$$N_s = \frac{N_p (V_{\text{out}} + V_D) (1 - \delta_{\max})}{V_{\text{imin}} \cdot \delta_{\max}} \quad (4.56)$$

如果有多个次级绕组 $N_{s_1}, N_{s_2}, \dots, N_{s_n}$, 那么每个次级绕组的匝数都可以分别用上式计算, 互不影响。

8. 计算导线截面积

根据电流峰值和占空比计算出原边电流的有效值 I , 即方均根值, 再根据前面选定的导线电流密度 j , 就可以求出导线截面积

$$S_x = I/j$$

副边绕组的电流有效值可以近似为该路的输出电流, 也用上式计算导线面积。

9. 核算窗口利用系数

和双端工作的变压器一样, 计算出原、副边匝数以后, 都需要核算窗口利用系数, 核算方法和双端工作的变压器一样, 请参考第 4.2 节。

4.6 铁芯电抗器的结构设计

在逆变器中, 常常用到的铁芯电抗器有两种: 直流平波电抗器和交流电抗器。直流平波电抗器是指流过它的电流带直流成分的铁芯电抗器。交流电抗器线圈中流过的电流则是纯交流的, 它又分为交流谐振电抗器和交流平波电抗器。谐振电抗器用于谐振回路,

作为能量转换器件与电容形成了谐振。交流平波电抗器主要用于正弦波输出、正弦波调制的高频开关逆变装置中，其作用是滤掉高频成分，使输出正弦波上的高次谐波尽量小。

直流平波电抗器和交流电抗器的设计方法是不相同的。

4.6.1 切开铁芯直流电抗器的结构设计

直流平波电抗器用于整流电路输出侧的滤波电路，因为通有直流电流成分，铁芯磁通工作在第一象限而出现偏磁。为了增大电感量，防止磁通饱和，直流平波电抗器都采用切开铁芯，并加有空气隙，使其磁滞回线横向加长，这在道理上有点像单端反激变压器的情况。这样在通有同样大小的电流时， B_m 小，不易饱和。

切开铁芯电抗器的结构设计，要考虑四个方面的因素：

1) 流过电抗器的电流的直流成分 I ，也就是电感电流 i_L 的平均值，它决定了绕组导线的截面积，也决定了绕组的发热。

2) 交流电流成分的峰-峰值，用 ΔI_{PP} 表示，或简写成 ΔI ，它是由电感电流的连续性要求决定的。一般地，在不影响输出电压纹波的情况下，整流滤波电路输出的最小负载电流 I_{Lmin} 的两倍，就是所要求的滤波电感电流变化的峰-峰值。因而有：

$$\Delta I_{PP} = 2I_{Lmin}$$

3) 滤波电路所需要的电感量 L ，是由交流电流成分的频率和峰-峰值 ΔI_{PP} 决定的，它是在电抗器结构设计过程中的一个中间计算值，而不是需要预先考虑的首要因素。

4) 功率损耗和温升是在电抗器结构设计过程中需要预先考虑的因素。

用于整流电路输出侧的滤波电路的直流平波电抗器参数计算将在第七章给出，这里只考虑其结构设计。

设计直流平波电抗器的方法不只一种，这些方法是互相统一的。这里介绍一种简单、明了而又实用的工程设计方法，其步骤如下：

(1) 计算贮能量

我们知道，如果电抗器的电感量为 L ，电流为 I ，则其贮存的能量为

$$W = \frac{1}{2}LI^2 \quad (4.57)$$

因为决定最高磁通密度 B_m 的是电抗器中的最大电流，所以公式中的 I 应按最大电流来算。若直流电流为 I ，交流电流峰-峰值为 ΔI_{PP} ，则有：

$$\begin{cases} I_m = I + \frac{1}{2}\Delta I_{PP} \\ W = \frac{1}{2}L\left(I + \frac{1}{2}\Delta I_{PP}\right)^2 \end{cases} \quad (4.58)$$

(2) 选择铁芯的材料

根据交流成分 ΔI 占 I 的比例、交流成分的频率、逆变器对其输出杂音的指标要求，就可以选择电抗器铁芯的材料。材料选定后，就可以确定最大磁通密度 B_m 和铁芯截面有效系数 K_s 。注意，选择 B_m 时，一般要求留有较大的余量，这是因为保证在输出短路半个逆变周期（即一个正常整流周期）后电抗器不饱和，以使保护电路动作，从而提高逆变电路的工作可靠性。

(3) 选择铁芯的形状，确定窗口利用系数 K_w

根据所选定的铁芯的材料、绕制工艺和安装结构,选择铁芯的形状,进而再根据电流等级选择导体的类型,确定窗口利用系数 K_c 。

(4) 选择导体电流密度系数 K_j 和电流密度 j

根据散热条件、要求的铜耗、铁芯的形状和线包允许的温升等,选择合适的电流密度系数 K_j (参考表 4.2)和导体的电流密度 j 。

(5) 计算铁芯面积乘积,选择铁芯型号

铁芯的面积乘积可由下式估算:

$$A_c A_w = \left[\frac{2W \times 10^4}{K_j K_c K_r B_m} \right]^{\frac{1}{1+x}} \quad (4.59)$$

式中 A_c ——铁芯横截面积, cm^2 ;

A_w ——铁芯窗口面积, cm^2 ;

x ——系数,参考表 4.2。

求出 $A_c A_w$ 后,就可选择比较合适的铁芯型号和尺寸。注意,一般地,很难有完全合适的铁芯面积乘积正好等于我们的计算结果,这时候,我们要选择其面积乘积比计算结果稍大的一种规格,可以留有一点余量。

(6) 计算导线的截面积,选择导线

导线的截面积由下式计算:

$$S_x = I/j \quad (4.60)$$

然后选择导线的形状和规格。

(7) 计算绕线匝数

计算电抗器绕组的匝数,要考虑充分利用铁芯的窗口面积,这样可以尽量提高匝数,使 B_m 留有一定的余量。

$$N = A_w \cdot K_c / S_x \quad (4.61)$$

(8) 确定气隙 l_g

带气隙的铁芯电抗器的电感量由下式给出:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_c K_r \times 10^{-8}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad (4.62)$$

式中 l_m ——铁芯的平均磁路长度(cm);

μ_r ——铁芯的相对磁导率。

一般地,因为 μ_r 比较大, $l_m / \mu_r \ll l_g$, 则上式可近似为

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_c K_r \times 10^{-8}}{l_g} \quad (4.63)$$

由上式即可以求出气隙 l_g 为

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c K_r \times 10^{-8}}{L} \quad (\text{cm}) \quad (4.64)$$

(9) 计算边缘磁通因数 F 并进行修正

铁芯电抗器的气隙周围也可以通过磁通,从而降低了磁路的总磁阻,增加了实际的电感量,这就是边缘磁通的影响,可以用边缘磁通因数 F 来表征,见下式:

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{S_c}} \cdot \ln \frac{2G}{l_g} \quad (4.65)$$

式中 S_c ——铁芯有效截面积(cm^2), $S_c = A_c K_c$;

G ——铁芯窗口的高度。

其他各量的意义和单位在前面所述一致。

由于边缘磁通的影响,实际的电感量 L' 要比计算出的电感量 L 大, L' 是 L 的 F 倍,即

$$L' = FL \quad (4.66)$$

一般的,为了简化绕制工艺,减小铜耗,在保持 l_g 和 L 不变的情况下,减小绕组的匝数,新的绕组的匝数 N' 为

$$N' = \sqrt{\frac{Ll_g \times 10^8}{0.4\pi \cdot S_c F}} \quad (4.67)$$

(10) 核算最大磁通密度

电抗器设计好以后,需要对最大磁通密度进行核算,公式如下:

$$B_m = \frac{0.4\pi N I_m \times 10^{-4}}{l_g} \quad (4.68)$$

要求计算出的 B_m 要小于或等于前面选定的值。

4.6.2 交流铁芯电抗器的结构设计

交流铁芯电抗器是无直流磁通的电抗器,分有气隙的和无气隙的两类,其设计方法与切开铁芯电抗器有些类似,其设计步骤如下:

1) 计算电感的视在功率。如果加在电感上的电压有效值为 V ,流过它的电流有效值为 I ,则其视在功率 P_i ,即电感的转换功率为

$$P_i = VI \quad (4.69)$$

2) 选择铁芯材料,确定 K_c 和 B_m 。根据电抗器电压、电流的频率 f ,选择合适的铁芯材料,确定铁芯截面有效系数 K_c 和最大工作磁通密度 B_m (T)。

3) 选择铁芯形状,确定 K_c 。选择铁芯的形状,确定窗口利用系数 K_c 。

4) 计算铁芯面积乘积。由下式计算铁芯的面积乘积:

$$A_c A_w = \frac{P_i \times 10^4}{K f K_j K_c K_e B_m} \quad (4.70)$$

式中, K 为波形系数,正弦波为 4.44,方波为 4。

5) 根据所选择的铁芯材料和计算出的铁芯面积乘积,选择合适的铁芯型号和尺寸。

6) 用式(4.60)计算绕组导体截面积,用式(4.61)计算绕组匝数。

7) 其他计算、核算和修正方法同切开铁芯电感器。

4.7 磁性元件的实验和测试

逆变变压器和铁芯电抗器绕好后,可以对其主要参数进行实验和测试,以验证计算和绕制的结果是否符合要求。测试和实验的内容和方法主要有以下几个方面。

1. 绝缘和耐压测试

磁性元件的耐压和绝缘非常重要，它决定了使用的安全性和工作可靠性。所以在设计并绕制完成后，首先要测试磁性元件的耐压和绝缘。各种逆变器对逆变变压器和铁芯电抗器的耐压和绝缘都有不同的要求，测试方法如下：

用兆欧表可以测试线包和线包之间、线包和铁芯之间的绝缘电阻，一般都要大于几十 $M\Omega$ ，甚至几百 $M\Omega$ 。在有的行业标准中，尽管输入电压很高，如三相市电，还是规定绝缘电阻不低于几 $M\Omega$ 。根据经验，磁性元件绕制好以后，其绝缘电阻很高，一般不低于几百 $M\Omega$ 。如果只有几 $M\Omega$ ，一般是其绝缘已经受到轻微的破坏，施加强电后是不安全的。

用介电击穿装置可以测量线包之间、线包和铁芯之间的介电强度。

一般在漏电流的大小 $10\sim 30\text{mA}$ 的情况下，加交流电压 $1500\sim 2500\text{V}$ (有的甚至要求要 4000V 或者更高)， 1min ，要求无放电或闪烁现象。

2. 变压器同名端的测试

一般的逆变变压器因为其工作频率高，匝数较少，原、副边导线也不一样，同名端比较容易确定。如果确实不能目测确认，也可以利用图 4.19 所示的方法进行测试。

图中，信号发生器发出一个频率合适的交流电压信号 v_{ac} (方波或正弦波都可以)，电压幅值不要太高，根据需要，一般选取变压器原边工作电压的 $10\%\sim 50\%$ 即可，以免变压器饱和。如图示接法，如果示波器两路信号基本上同相位，则变压器的 1 端与 3 端为同名端 (2 与 4 是同名端)，如果两路信号相位差约为 180° ，则 1 端与 4 端是同名端 (2 与 3 是同名端)。

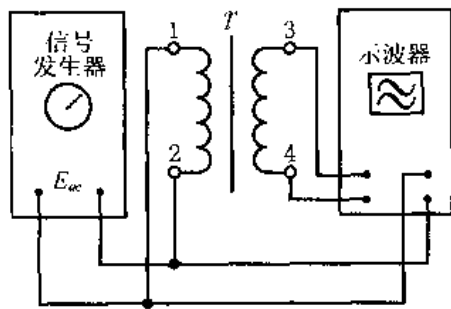


图 4.19 变压器同名端的测试电路

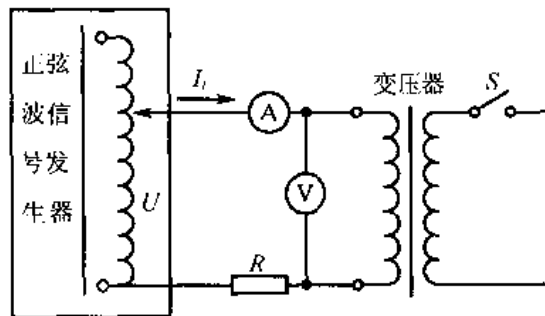


图 4.20 电感量测量电路

3. 变压器励磁电感、漏感和电抗器电感量的测量

测量电感有两种方法：一是电桥法，二是电流电压法。电桥法一般有用这种方法制成的电感量测量仪，可以直接测量电感量。对于变压器，副边短路时测量出的原边电感量为变压器的原边漏感 L_1 ，副边开路测量出的电感量为励磁电感 L_m 和漏感 L_1 之和，一般的， $L_m \gg L_1$ ，可以认为副边开路测量出的电感量就等于励磁电感 L_m 。

如果没有电感测量仪，可以用电流电压法测试电感量，电路如图 4.20 所示。根据变压器的设计频率，选择信号发生器的信号频率 f ，慢慢增加信号的幅值 (从小到大)，直

到电流有效值 I_L 接近变压器额定工作电流。记录下 I_L 和 V_L ，则电感量由下式给出：

$$L = \frac{V_L}{I_L} / 2\pi f \quad (4.71)$$

若 S 断开，上式求出的是励磁电感 L_m ，若 S 短接，上式求出的是漏感 L_1 。

铁芯电抗器的测量方法与以上类似，只是不需短路开关，测出的电感量就是电感器的电感量。

4. 动态 $B-H$ 回线测试

磁性元件的 $B-H$ 回线(磁滞回线)十分重要， $B-H$ 回线的面积决定了元件的铁损。 $B-H$ 回线就是随绕组电压的变化 B 和 H 的变化曲线。典型的 $B-H$ 回线的测试电路如图 4.21 所示。

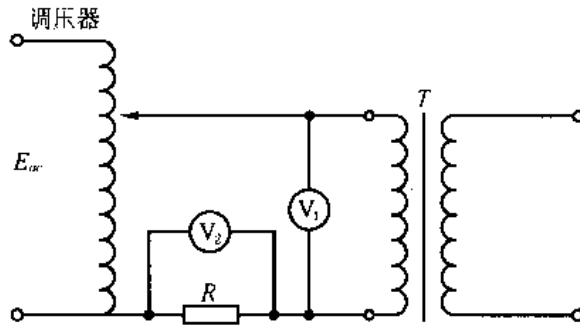


图 4.21 回线的测试电路

根据磁性元件的设计电压和频率，选择 E_{ac} 的幅值和频率 f ，测出电压 V_1 和 V_2 ，就可按以下两式估算 B_m 和 H_m ：

$$B_m = \frac{V_1}{4.44 f N A_c K_c} \quad (4.72)$$

$$H_m = \frac{V_2 N}{R l_m} \quad (4.73)$$

式中各量的意义同前，单位为国际单位制，其中 l_m 代表平均磁路长度。

5. 变压器负载调整率实验

变压器的负载调整率很重要，其实验测试电路如图 4.22，测试步骤如下：

1) 加电以前，按图 4.22 接好电路，将调压器调至零，闭合 S ，慢慢升压，直到输出电流 I_o 达到额定值，记录这时的 V_{10} 和 V_{20} ，将 V_1 调至零，断开 S ；

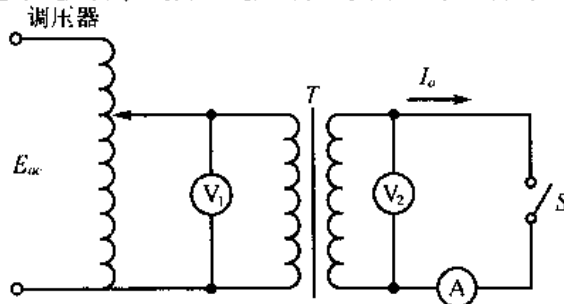


图 4.22 负载调整率测试电路

- 2) 逐步升高原边电压 V_1 至 V_{10} , 记录这时的 $V_2 = V_{2E}$, 断开 E_{ac} 电源;
- 3) 由下式计算变压器负载调整率 α ;

$$\alpha = (V_{2E} - V_{20}) \times 100\% / V_{2E} \quad (4.74)$$

第五章 现代逆变系统中的功率变换技术及其设计

功率变换技术是现代逆变系统中最重要的技术之一。功率变换技术不单纯是逆变电路的设计技术,更不是控制系统的电路设计技术,它是逆变控制系统的主电路和控制电路成套设计的基础,是功率变换或者说逆变的一种控制思想和策略。本章将系统地研究功率变换技术的分类、发展、特点和设计方法,要说明每种变换技术各自适合于第三章介绍的那些逆变系统和主电路拓扑形式,还要研究每种变换技术将采用第六章中讨论的那些控制方式和电路。

5.1 逆变式功率变换技术概述

在第一章中我们介绍过,逆变是现代功率变换技术的一种最重要的技术。在第三章中,我们又讨论了各种逆变系统的结构及其主电路形式。在设计逆变器时,一是要选择主回路拓扑形式和开关器件的种类,二是要确定其开关器件的工作方式,三是要设计合适的控制电路。这第二条就是我们要在本章研究的功率变换技术。

5.1.1 现代功率变换技术的分类和发展

不同的主电路拓扑形式可以采用相同的功率变换技术,同一种逆变主电路,也可采用不同的功率变换技术。

功率变换技术有多种,它有一个发展过程。每种形式的工作原理、特点、设计方法和应用情况都不完全相同。下面我们对每一种功率变换技术作一个概述性的介绍。

1. 负载谐振变换技术

在逆变技术发展的初期,由于开关管是不能自关断的晶闸管(包括快速晶闸管),需要采用负载谐振技术,即RLC谐振技术,在晶闸管导通阶段过后产生一个反向电压来强迫关断晶闸管。

负载谐振变换技术可以实现零电流或零电压开关,是典型的软开关变换技术,其优点是开关损耗小、工作频率高、EMI小、 dv/dt 和 di/dt 小。所以在现代逆变技术中,对于VMOSFET,IGBT等自关断器件组成的逆变器,负载谐振变换技术也是一种理想而实用的变换技术。

负载谐振变换技术有两方面不利的因素:

第一,RLC谐振,使得开关管的导通电流和关断电压比电路中固有的值要高得多,这样就增加了开关管的电流电压定额,从而增加了成本。

第二,负载谐振变换技术必须采用变频(PFM)工作方式,输出功率几乎与工作频率成正比。在要求输出变换范围大、纹波又要求小的逆变装置中,给输出滤波带来了一定的困难。

负载谐振变换技术在逆变式弧焊电源^[20]、通信开关电源、感应加热、逆变电源等领域都得到了广泛的应用。

2. 硬开关定频 PWM 变换技术

为了解决负载谐振变换技术的不足给逆变器带来的问题,随着 GTO 和 GTR 等自关断器件的相继问世和发展,硬开关定频功率变换技术很快发展起来了。

硬开关定频变换技术采用固定工作频率,调节开关管导通工作的占空比,即采用脉冲宽度调制(PWM)方式来调节或稳定输出。硬开关定频变换技术已经被应用到了几乎所有采用逆变技术的领域。这是因为这种变换技术的开关管承受电路中固有的电压,电流也只是输出电流按变比折算过来的值,对开关器件的要求低;再者,PWM 控制方式电路简单。

硬开关定频变换技术最大的不足就是开关损耗大、高频工作的效率低;开关频率越高,开关损耗越大,所以不宜高频化。

另外,由于硬开关变换的开关管在关断过程中的电流电压变化很快, dv/dt 和 di/dt 大,所以产生的电磁干扰(EMI)比较严重,给电磁兼容性(EMC)设计带来一定的麻烦。

3. 谐振开关变换技术

谐振开关变换技术采用谐振型开关进行变换,是一种部分谐振变换过程,也叫做准谐振变换技术。这种变换技术在开关管导通期间(T_{ON} 内)或关断期间(T_{OFF} 内)进行半周期的谐振,分别使得导通电流和关断电压为正弦波。前者叫做零电流谐振开关(简称 ZCS), T_{ON} 固定,调节 T_{OFF} ,导通电流为正弦,关断电压为电路固有电压。后者叫做零电压谐振开关(简称 ZVS), T_{OFF} 固定,调节 T_{ON} ,导通电流为负载电流(同硬开关 PWM 变换),关断电压为正弦,比电路固有电压要高。所以,谐振开关变换也叫做双零开关变换技术。

有的文献称双零开关变换是谐振技术与 PWM 技术相结合的技术,称它为双零开关 PWM 技术,理由是它们调节的是 T_{ON} 或 T_{OFF} 的宽度。其实这是不恰当的,因为不管对逆变电路还是对输出来说,实际上都是以调频方式工作的,应该属于 PFM 控制方式。

双零开关变换技术也有两方面的不足:一是开关管的电流定额或电压定额高,成本还比较高;二是调频工作方式对滤波电路设计造成的麻烦仍然存在。但是双零开关的最大优点是软开关,开关损耗很小,控制恰当可使开关损耗为零,所以工作频率可以提高。

4. 双零转换变换技术

双零转换变换技术就是采用辅助开关管,利用短时谐振,使开关管零电压开通或零电流关断。前者称为零电压转换(ZVT),后者叫做零电流转换(ZCT),所以这一技术被称为双零转换变换技术。

双零转换是定频 PWM 工作方式,又具有部分软开关的功能,所以具有以上各种变换技术的共同优点,是一种很有前途的功率变换技术,后面会详细讨论。

5. 功率变换技术的另一种分类方式

功率变换技术还可以分为电压型变换技术和电流型变换技术两类。

(1) 电压型变换

串联负载电压谐振(SLR)；

并联负载电压谐振(PLR)；

电压型 PWM 硬开关转换；

零电压开关(ZVS)变换；

ZVT-PWM 变换技术。

(2) 电流型变换

串联负载电流谐振(SLR)；

电流源并联负载谐振变换；

电流型 PWM 硬开关变换；

零电流开关(ZCS)变换；

ZCT-PWM 变换技术。

由以上分析可见，电压型变换和电流型变换技术渗透于各种变换电路中，其工作原理和设计方法将在后面介绍。

5.1.2 逆变式功率变换器的基本设计步骤

逆变式功率变换器因其用途、主电路形式、变换技术、控制方式等因素的不同有多种形式，但是它们的基本设计步骤都是一样的，都可以按照以下的步骤来设计。

1. 确定变换器的规格

变换器的规格是指其输入电压、输出电压和电流的情况。具体说，就是输入电压是直流还是交流，频率是多少，电压波动范围有多大，输出电压的可调范围，输出电流额定值及允许过载能力，等等。确定了以上参数，实际上就确定了功率变换器的功率容量。

2. 功率变换技术类型的选择

根据功率变换器的应用领域、技术指标和技术先进性的要求，明确了对其输入、输出的要求以后，首先就要确定选用何种变换技术，是硬开关变换还是软开关变换。

3. 主电路形式和开关器件的选择

根据确定的功率容量、功率变换方式等，选择主电路形式和开关器件种类；是采用单端复合变换^[21]、半桥变换、单相全桥变换，还是三相全桥变换；是 SCR 逆变、GTO 逆变、GTR 逆变、VMOSFET 逆变，还是 IGBT 逆变。

4. 逆变工作频率 f 的确定

选择了功率变换的种类、主电路形式和开关器件的种类，就可以确定逆变工作频率，实际上第 2, 3, 4 几步很难分得清楚，在设计时应该同时考虑来确定。

5. 确定最大占空比 δ_{\max}

占空比是指开关管导通时间 T_{ON} 和关断时间 T_{OFF} 之间的关系，即

$$\delta = \frac{T_{\text{ON}}}{T} \quad (5.1)$$

注意, 这里的 T 是振荡周期, 而不是逆变周期 T_c 。对于一个单端变换工作的情况, 振荡周期等于变换周期, 有

$$\delta = \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}} = \frac{T_{\text{ON}}}{T} \quad (5.2)$$

对于双端工作的变换电路, 振荡周期 T 是逆变周期 T_c 的一半, 即

$$\delta = \frac{T_{\text{ON}}}{T} = \frac{T_{\text{ON}}}{T_c/2} = \frac{2T_{\text{ON}}}{T_c} \quad (5.3)$$

确定最大占空比, 要根据采用的电路形式, 对于桥式逆变电路, 为了防止桥臂上、下两只管子直通, 要留有一段固定的死区时间 τ , 这样就确定了最大占空比 δ_{max} , 即

$$\delta_{\text{max}} = \frac{T - \tau}{T} = \frac{T_c - 2\tau}{T_c} \quad (5.4)$$

6. 设计逆变变压器

对隔离式功率变换电路, 可以按照第四章的方法, 设计相应的逆变变压器。对于非隔离式逆变器, 如交流电动机调速变频器、电动机制动能量回馈有源逆变系统等, 则不用设计逆变变压器。

7. 设计主电路中的其他电路

在逆变主电路中, 除了逆变开关电路和逆变变压器之外, 还包括输入整流滤波、输出整流滤波、开关管开关缓冲保护电路等。不同的逆变器所包含的电路部分也不同, 设计的内容自然也不相同。有关设计方法在其他章节都有介绍。

8. 设计控制系统和控制电路

控制系统设计是指对系统的环路进行分析, 通过施加各种校正和补偿网络, 改善系统的稳定性、稳态误差和动态性能。

控制电路是根据给定的参考(可调)和输出量反馈, 产生控制信号, 给时间比例控制脉冲产生电路, 从而产生要求的脉冲列, 以控制开关管的通断。

控制系统设计和控制电路的设计将在第六章专题论述。

9. 设计保护电路

逆变式功率变换装置的保护主要包括输出过流、短路、输入过流、输入过压、欠压、输出过压、欠压、过热等部分。不同的逆变装置对保护电路的要求也不同。比如, 隔离式逆变器的输入、输出过流一般需要分别检测, 共同保护; 而非隔离式逆变器的输入、输出过流一般是一回事, 可以通过检测开关电流而共同实现。

10. 辅助电源的设计

在各种逆变装置中, 控制电路、驱动电路、保护电路、监控电路都需要工作电源, 统称为辅助电源。对于交流输入的逆变装置, 辅助电源可以采用线性电源, 也可以采用开

关电源。但是，对于直流输入的逆变装置，其辅助电源只能采用开关电源。第 9.5 节给出了一种辅助开关电源的设计实例。

11. 合闸和软启动控制电路设计

逆变装置和系统的合闸和软启动控制也是一项重要的设计内容，有关内容请参考本书第 8.5 节。

5.2 负载谐振 PFM 变换技术

负载谐振分为串联负载谐振和并联负载谐振，它们都利用了 RLC 谐振技术，即利用负载电阻和谐振电感电容组成的 RLC 电路，在谐振过程中进行功率变换。

5.2.1 串联负载谐振变换技术及其设计

串联负载谐振 (Series Load Resonant——SLR) 变换技术多用于半桥式和桥式逆变电路，它们的典型电路形式分别示于图 5.1 和图 5.2。

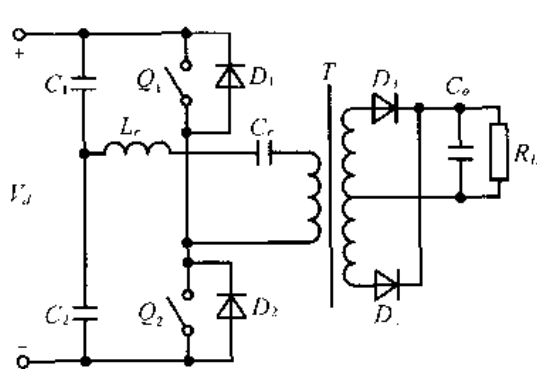


图 5.1 半桥式 SLR 电路

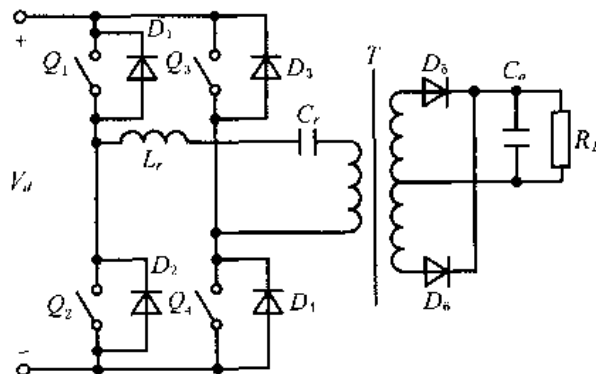


图 5.2 全桥式 SLR 变换电路

图中负载 R_L 折算到原边 (和 C_o 一起折算) 与谐振电路中的 L_r 、 C_r 是串联的。

1. 等效电路和基本工作原理

以上两电路有几个共同之处：

1) 输出滤波电容 C_o 与负载电阻 R 并联，由于一般 C_o 都比较大，可以认为输出电压 V_o 基本不变，折算到原边也是电压源 V_o ，不同时刻极性有所不同。

2) 为了减小整流电路的功耗和成本，都采用全波整流电路。

3) 开关管上都有反并联二极管，谐振电流都为全波形式，以上两种电路都可以等效成图 5.3 所示的电路形式，图中， V_o 在不同时刻极性有所不同。

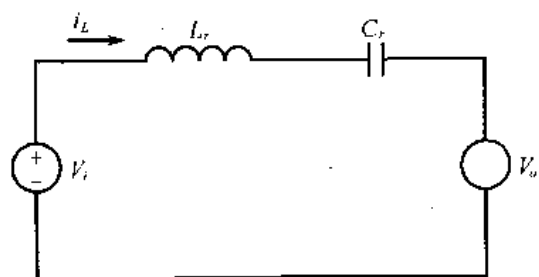


图 5.3 SLR 等效电路

图 5.3 所示电路的工作原理是基本的 LC 谐振电路，它的工作情况分为电流断续型

和电流连续型两种，其工作波形分别见图 5.4(a)和(b)。具体工作过程这里不再详述。

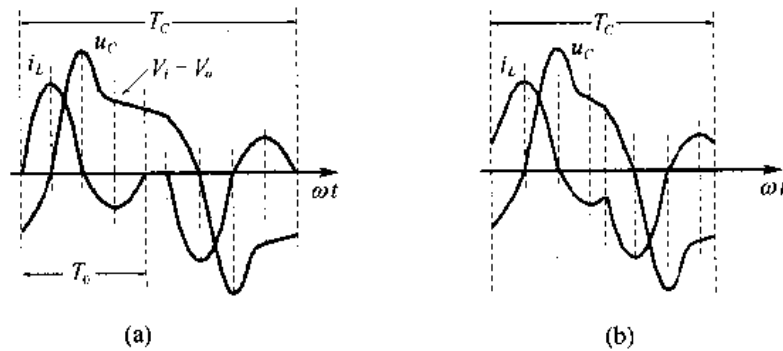


图 5.4 SLR 电路工作波形

图中， T_C 为逆变工作周期， T_0 为固有振荡周期，即谐振周期。

2. SLR 电路的设计

设计 SLR 电路，主要是选取谐振参数，即计算 L_r 、 C_r 的值。由以上几图，可以写出谐振方程：

$$\begin{cases} L_r \frac{di_L}{dt} + u_C = v_i - v_o \\ C_r \frac{du_C}{dt} = i_L \end{cases} \quad (5.5)$$

而 SLR 电路的固定振荡的频率 ω_0 和特征阻抗 Z_0 分别为

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.6)$$

$$Z_0 = \sqrt{L_r / C_r} \quad (5.7)$$

在工程计算中，可以首先确定固定角频率 ω_0 ，设计 i_L 和 u_C 的峰值作为初始条件，然后解微分方程，就可以求出谐振参数 L_r 、 C_r (请参考后面 PLR 电路的设计)。

3. SLR 电路的特点

串联谐振变换器有很多优点，也有一些不足之处：

1) 断续工作时为零电流开关，开关损耗为零。但由于功率输出时间占空比小，使得开关管导通时的电流峰值比较大。断续工作既可以用自关断器件，也可用晶闸管作为开关器件。

2) 连续工作时，只有当开关频率正好等于谐振频率或二分之一谐振频率时，才是零电流开关，其余情况为非零电流开关，有开关损耗。但是，这种情况功率传输时间占空比大，开关管导通的电流峰值相对小些。由于关断电流较小，开关损耗也不太大。

3) SLR 为电流型谐振，当负载短路时，谐振电流由 V_i 和 L_r 、 C_r 参数决定，电流不会失控似地急剧上升，从而起到了限流和短路保护的作用。

4) 逆变变压器不易偏磁。

5) 开关管可以不加缓冲电路。

- 6) SLR 不仅适用于直流输出, 也可做交流输出逆变器。
- 7) SLR 只适用于降压型变换电路。
- 8) 调频工作方式(PFM), 滤波困难, 轻载时容易有噪声。

5.2.2 并联负载谐振变换技术及其设计

1. 基本电路及其工作原理

并联负载谐振(Parallel Load Resonance—PLR)变换技术同样可用于半桥式和全桥式逆变电路。全桥式 PLR 变换电路如图 5.5 所示。图中, 输出滤波电感 L_o 一般都很大, 所以输出电流 I_o 基本不变, 相当于一个电流源, 折算到原边后也是一个恒流源, 用 I 表示, 显然它与谐振电容 C_r 是并联的, 所以叫并联负载谐振电路。在每一个谐振周期内, 其等效电路如图 5.6 所示。

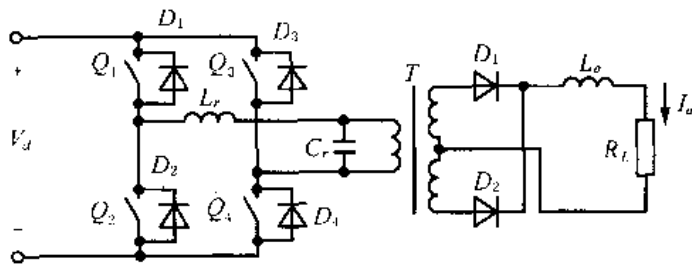


图 5.5 全桥式 PLR 逆变电路

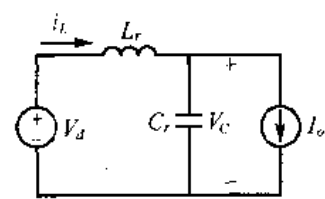


图 5.6 PLR 变换等效电路

同样, PLR 变换电路的工作情况也分为电流断续型和电流连续型两种, 其谐振电流电压波形如图 5.7 所示。

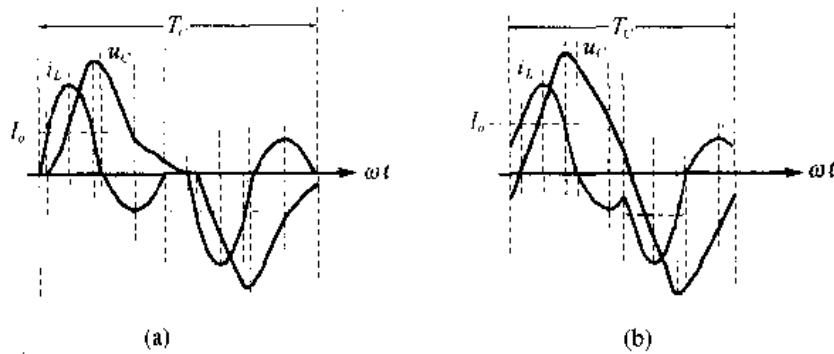


图 5.7 PLR 变换电路的工作波形

2. 基本设计方法

由图 5.6 可以列出微分方程:

$$L_r \frac{di_L}{dt} + u_C = V_d \quad (5.8)$$

$$C_r \frac{du_C}{dt} = i_L - I_o \quad (5.9)$$

通过解微分方程, 设定初始条件, 即 i_L 和 u_C 的峰值, 就可以求出谐振参数, 这样求解过程

比较复杂。在工程上,可以按照以下方法进行估算:

1) 根据输入直流电压、输出直流电流的变化,由式(5.10)求出基本阻抗 Z_b :

$$Z_b = V_{dmin}/I_{omax} \quad (5.10)$$

2) 根据逆变器的容量和选择的开关器件,以及对体积、重量、可靠性和成本的要求,选择最高工作频率 f_{max} ,从而就可以确定基本角频率 ω_b ,它比 $2\pi f_{max}$ 稍大些。

3) 根据以下两式求基本谐振参数 L_b 、 C_b :

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} \quad (5.11)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_b \cdot Z_b} \quad (5.12)$$

4) 求 L_r 、 C_r 。为了维持开关管体二极管续流,谐振电容 C_r 不能太小,要留有一定的余量。一般地,在工程设计中 C_r 、 L_r 的最大值大约为

$$C_r = 1.2C_b \quad (5.13)$$

$$L_r = 0.833L_b \quad (5.14)$$

3. PLR 变换的基本特点

并联负载谐振变换有以下几个显著特点:

1) 电流断续时,为零电流开关,开关损耗很小,几乎为零,容易提高工作频率,EMI 也小。但是功率传输时间占空比小,开关管导通电流峰值大。

2) 电流连续时,不是零电流开关,有开关损耗,由于开关电流不大,开关损耗也不大。功率传输时间占空比大,滤波容易。

3) 为电压型谐振,输出短路时, C_r 短路,改变了谐振参数,电流会上升很快,所以不易限流,所以应尽量避免短路现象的发生。

4) PLR 变换既可用于降压电路,也可用于升压电路。

5) 以调频方式(PFM)工作,不易滤波。

5.2.3 复合谐振变换和 E 类变换

1. 复合谐振变换(Multi-Resonant Converter——MRC)

(1) 特点

开关管导通电流和关断电压都是正弦的一部分,开关损耗和浪涌都很小,容易实现高频化。

(2) 基本电路

在电流谐振开关的基本电路基础上新增加谐振电容和开关并联,或者在电压谐振开关的基本电路上新增加谐振电容与整流二极管并联连接而成,如图 5.8 所示。

(3) 工作波形

由波形可见,开关管为零电压开通关断,二极管为零电压开通,零电流关断。

用上述复合谐振开关代替 PWM 变换器和 PWM 开关,就可以构成复合谐振变换器,其基本电路如图 5.10。

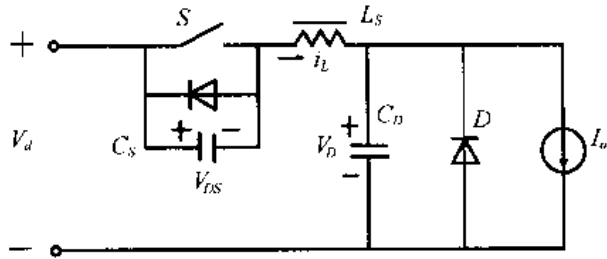


图 5.8 复合谐振电路示意图

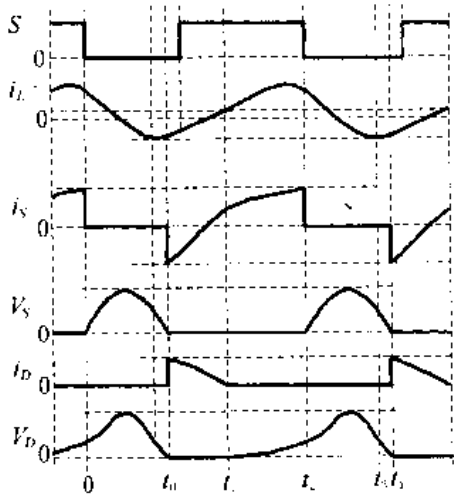
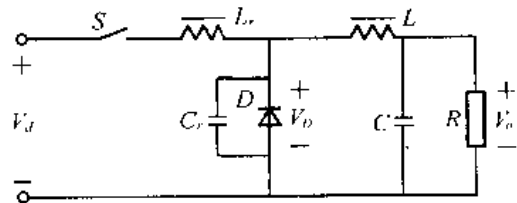
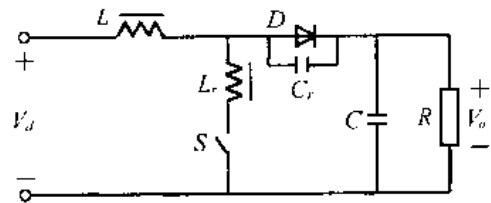


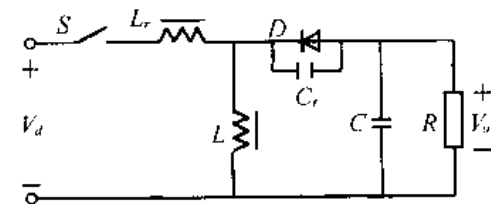
图 5.9 MRC 的工作波形



(a) 降压型



(b) 升压型



(c) 升降压型

图 5.10 复合谐振变换基本电路

2. E 型变换器

E 型变换器开关管的导通电流和关断电压都是正弦的一部分，是复合谐振变换器的一种。采用高 Q 值的调谐电路，输出可能为正弦，而且对开关频率很敏感。所以 E 型变换器可用于 UPS 逆变电路和其他正弦波输出的逆变器。

E 型变换器的基本电路形式是：直流电源 V_d 经过一个大电感 L_d 后，为开关管 T 和谐振参数 L_r 、 C_r 以及负载电阻组成的变换电路，提供一个幅值基本不变的电流 I_d ，其中开关管 T 和谐振参数 L_r 、 C_r 以及负载电阻组成串联谐振。

E 型变换器分为最佳 E 型变换器和非最佳 E 型变换器。

最佳 E 型变换器的电路形式和工作波形以及等效电路如图 5.11 所示，其特点是开关管两端的电压 V_T 和电容电流 i_{C1} 同时为零，所以开关管不用反并联二极管。当负载电阻为最佳值 R_{opt} 时，开关占空比为 0.5，输出功率最大，利用率最高。

非最佳 E 型变换器就是最佳 E 型变换器在非最佳负载时的工作情况，开关管两端的电压 V_T 和电容电流 i_{C1} 不同时为零，所以开关管两端需要反并联二极管，以便为电容电

流 i_{C1} 提供通路，其电路的形式和工作波形如图 5.12 所示。

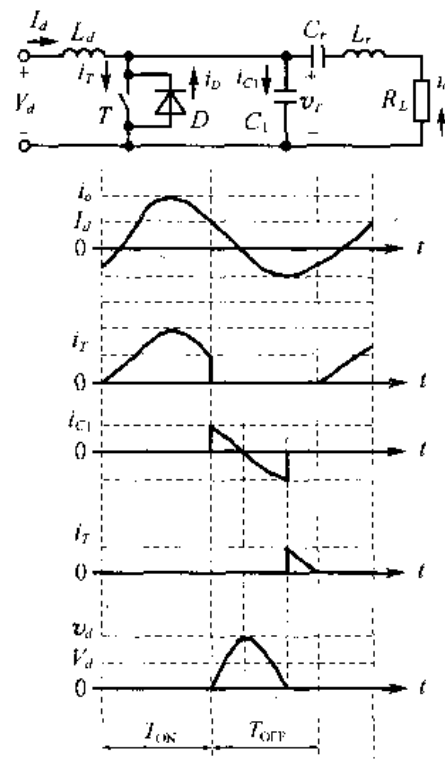
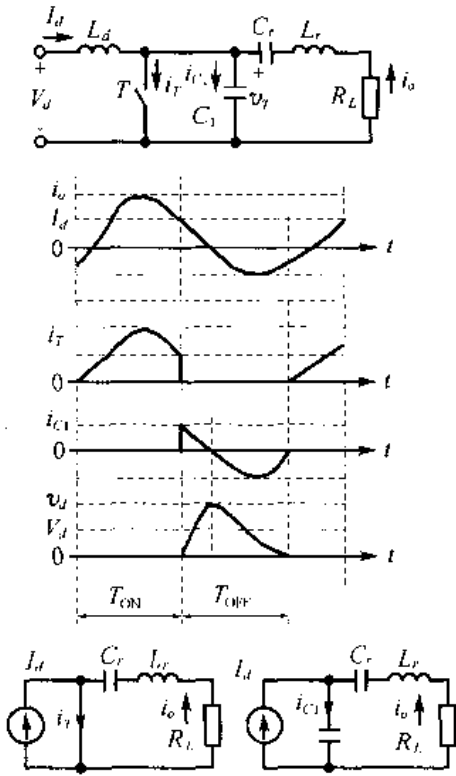


图 5.11 最佳 E 类变换电路及其工作波形 图 5.12 非最佳 E 类变换电路及其工作波形

E 类谐振变换器的最大优点是软开关，开关损耗为零，电磁干扰(EMI)小，并且只用一只开关管就能输出正弦电流；其最大缺点是开关管和谐振元件 L_r 、 C_r 承受的电压电流幅度都比较高，从而增加了成本。

5.3 硬开关 PWM 变换技术

虽然负载谐振变换技术具有开关损耗小、EMI 小、频率高、效率高等优点，但也有开关管电流、电压定额高，输出滤波困难等不足。20 年前，随着自关断器件的发展，人们设计出了一种新的、简单的功率变换技术，即硬开关 PWM 变换技术。硬开关 PWM 变换技术的应用已经非常普遍，技术也已经很成熟。我们对硬开关 PWM 变换技术比较熟悉，为了和其他类型的功率变换技术进行比较，本节对硬开关 PWM 变换技术的基本原理、主要特点和应用情况作一个简单的介绍。

5.3.1 硬开关 PWM 变换技术的基本原理

硬开关 PWM 变换电路可以带电阻负载，也可以带感性负载，但是它带这两种负载时的工作情况是不一样的。它们的基本电路形式分别见图 5.13(a)和(b)。图中， R_L 和 L 分别代表电阻负载和电感负载； Q 为开关管， D 为续流二极管； V_d 为直流输入电源电压； V_G 为逆变主开关管的驱动控制信号的电压； V_T 为逆变主开关管的端电压。

硬开关 PWM 变换的电路比较简单，技术已经成熟，应用已经非常普遍，其工作波

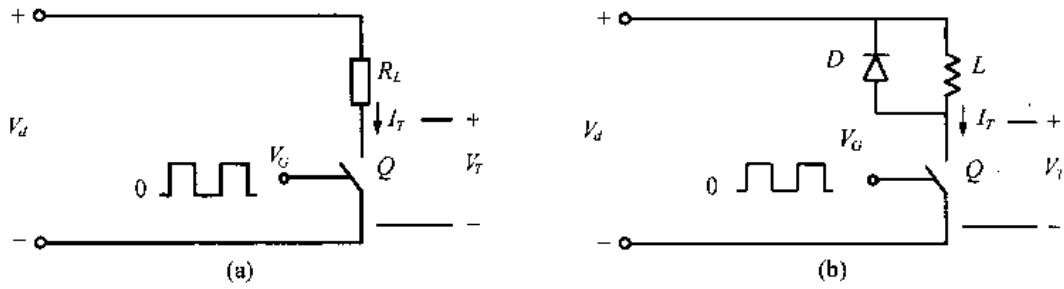


图 5.13 硬开关 PWM 变换基本电路

形见图 5.14。

电阻性负载时，有

$$I_m = \frac{V_d}{R}$$

电感性负载时，电流是变化的，在 T_{ON} 内，有

$$\Delta i_T = \frac{V_d T_{ON}}{L} \quad (5.15)$$

当 L 很大时，可认为 I_T 基本不变， $I_T \approx I_m$ 。

硬开关 PWM 变换的基本工作原理就是，固定逆变器的工作频率，调节开关管导通的时间比例 δ ，从而调节输出量（供给负载的电压和电流）的大小，或稳定输出。

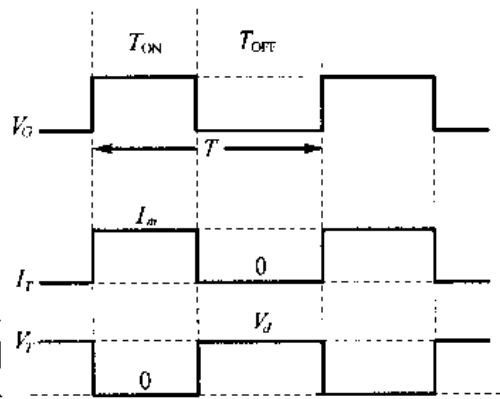


图 5.14 硬开关 PWM 工作波形

由图 5.14 我们可以写出占空比 δ 为

$$\delta = T_{ON} / (T_{ON} + T_{OFF}) = T_{ON} / T$$

需要指出的是，上面的 δ 为开关管导通的占空比。对于单端工作的功率变换电路，尽管 $\delta \leq 0.5$ ，它等于功率传输的占空比。而对于双端工作的功率变换电路，当然也是 $\delta \leq 0.5$ ，但是它等于功率传输的占空比的一半，功率传输最大占空比可约等于 1。

5.3.2 硬开关 PWM 变换的特点和应用

硬开关 PWM 变换几乎可以用于所有的逆变主电路拓扑形式，如单端式、推挽式、半桥式、全桥式、降压型、升压型、升降压型、隔离式、非隔离式、单相逆变、三相逆变、无源逆变、有源逆变、方波输出逆变、正弦输出逆变、GTO 逆变、GTR 逆变、VMOSFET 逆变、IGBT 逆变等等，都可以采用硬开关 PWM 控制方式。因此，硬开关 PWM 变换技术已经广泛应用于在第一章和第三章介绍的各个领域的逆变系统和逆变装置中。

综合硬开关 PWM 变换技术的特点和能应用的电路拓扑，这种逆变一般应用于以下几种情况。

(1) 逆变频率不太高的场合

如 GTO 逆变不超过 5kHz，GTR 逆变不超过 10kHz，IGBT 逆变不超过 20kHz，VMOSFET 逆变，大功率不超过 50kHz，小功率不超过 200kHz。当逆变频率高于这些参考值后，开关管内部的开关损耗就不容易散出来，所以开关管的结温就会过高，从而影响其工作可靠性。

(2) 不要求体积和重量太小的逆变器

由于频率高不上去,和软开关变换的逆变器相比,体积和重量就会大一些。

(3) 效率要求不太高的逆变器和开关电源

硬开关 PWM 逆变器开关管内部的开关损耗会严重地影响逆变器的整机效率。

(4) 成本不宜太高的功率变换装置

硬开关 PWM 逆变器电路简单,设计制造比较容易,所以成本一般会低一些。

5.4 准谐振双零开关变换技术

由于负载谐振电路中开关管上的电压和电流峰值都高,对开关管的定额要求高,硬开关 PWM 电路开关管开关损耗大等,两种电路都存在严重不足,人们将这两种变换技术相结合,创造出双零开关逆变技术。它既能实现软开关、零开关损耗,又使得开关管的电流、电压峰值不会都高。本节研究双零开关逆变技术的原理、特点和设计方法。

5.4.1 准谐振双零开关

准谐振变换(Quasi-Resonant Converter——QRC)用的双零开关又叫部分谐振双零开关,它分为零电压开关和零电流开关两种。

零电压开关(Zero Voltage Switch——ZVS)是利用 LC 谐振技术使开关管在关断期间(T_{OFF})内谐振,开关管上承受的电压是正弦半波,开关过程中电压为零,实现零电压开关。在导通时间 T_{ON} 内,流过开关管的电流与硬开关 PWM 一样,由负载电流决定。

零电流开关(Zero Current Switch——ZCS)利用 LC 谐振技术使开关管在开通时间 T_{ON} 内,流过它的电流为正弦半波,在开通和关断过程中电流为零,实现零电流开关。在关断期间(T_{OFF} 内),开关管两端承受的电压和硬开关 PWM 变换一样,等于电源电压。

ZVS 和 ZCS 都分为全波型和半波型两种,见图 5.15。

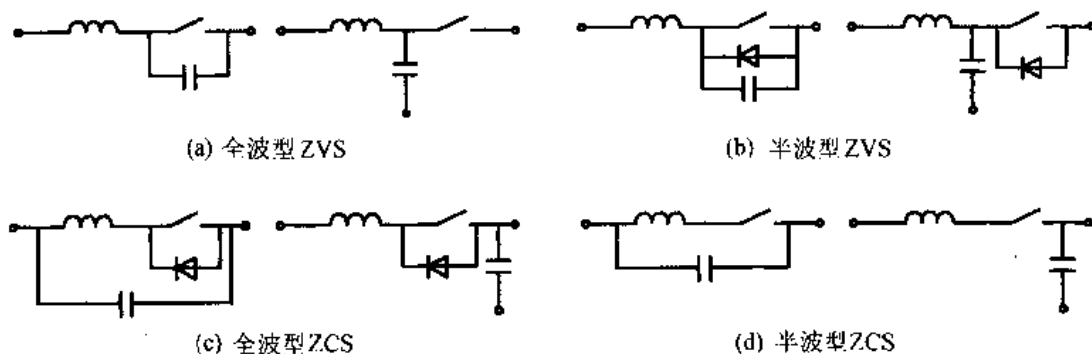


图 5.15 基本的 ZVS 和 ZCS

双零开关可以用于各种拓扑形式的降压型或升压型变换电路。频率较高时,ZVS 比 ZCS 更适用。因为 ZCS 关断时,开关管结电容上存有能量,在开关管导通时,结电容上的能量要直接通过开关管释放,造成开通损耗,而 ZVS 中开关管结电容上的能量随着谐振过程在开通时已经释放完毕,不会造成开通损耗。所以,ZVS 变换比 ZCS 变换更容易高频化,更具有应用价值。

5.4.2 零电流开关(ZCS)变换电路及其设计

1. ZCS 变换电路及其原理

降压式全波型 ZCS 变换电路应用比较广,所以我们以单只 ZCS 工作为例来说明其基本的工作原理,见图 5.16。

上图电路在一个开关周期的工作波形如图 5.17 所示。图中, v_{TG} 为开关管的驱动电压波形, v_T 为开关管的端电压,其他各量见图 5.16 所示。

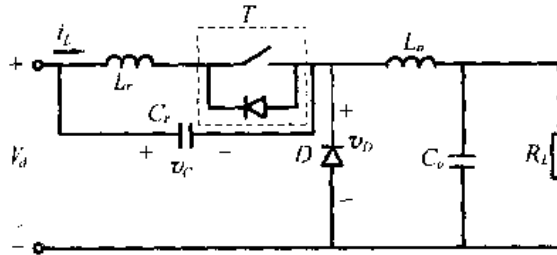


图 5.16 降压型全波 ZCS 电路

降压式全波型 ZCS 变换电路的工作过程如下:

在 t_0 时刻, 开关管加驱动电压, 开始导通;

在 $t_0 \sim t_1$ 期间, i_L 线性上升, $di_L/dt = V_d/L_r$;

$t_1 \sim t_3$: C_r 与 L_r 谐振, i_L 为正弦半波, 在 t_2 时达到峰值 I_{LM} , 有:

$$I_{LM} = I_o + V_d/Z_n$$

式中

$$Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$$

$t_3 \sim t_4$ 阶段: L_r 续流, C_r 放电, 共同提供 I_o , 在 t_4 处 i_L 下降到零;

$t_4 \sim t_6$ 阶段: C_r 充电电源提供 I_o 的同时, 与 L_r 反向谐振, 在 t_5 时, i_L 到达反向最大值, i_L 流过二极管, 到 t_6 时回到零。

若在 t_4 或 t_6 时刻, 驱动电压消失而使 T 关断时, 为 ZCS 开关, 但是很难控制关断时刻。如果在 $t_4 \sim t_6$ 时间内, 使 T 关断, 不是 ZCS, 但是由于 $i_L = i_T$ 很小, 端电压又是零, 关断损耗也为零。由此可见, 全波型 ZCS 电路不一定能实现 ZCS, 但是可以实现零电流开通, 零电压关断, 开关损耗也为零。

对于半波型 ZCS 电路, 其工作波形与图 5.17 相似, 也有不同之处, 如图 5.18 所示。

图中, $t_1 \sim t_3$ 段与全波型相同。 $t_4 \sim t_6$ 段 i_L 保持为零, V_C 上升靠 L_o 续流为 C_r 充电, 由于 $i_L = 0$, 这一段 $V_T = V_C$ 。因此, 半波型 ZCS 变换, 为真实的零电流开关, 但在关断时端电压不为零。

2. ZCS 变换电路基本特性

通过以上的分析, 可以得出 ZCS 变换电路有以下基本特性:

1) 谐振频率 f_n 和角频率 ω_n 由下式给出:

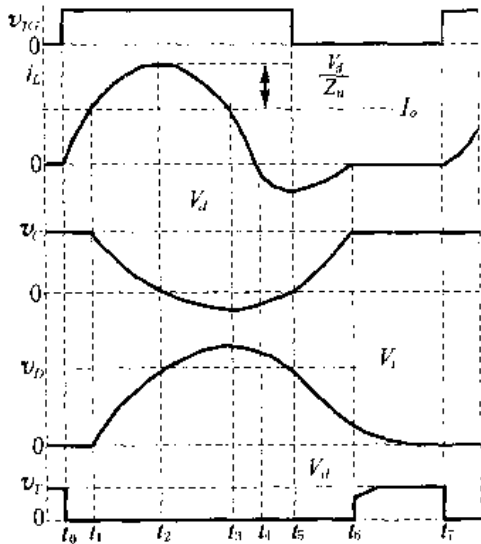


图 5.17 ZCS 变换工作波形

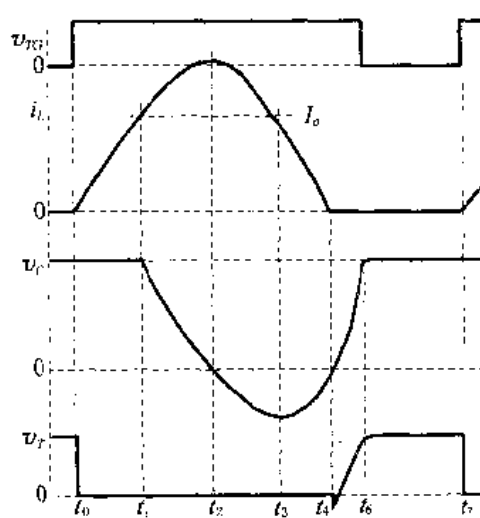


图 5.18 半波型 ZCS 变换波形

$$f_n = 1/(2\pi \sqrt{L_r C_r}) \quad (5.16)$$

$$\omega_n = 2\pi f_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$$

2) 开关管可以实现零电流(或零电压)关断, 开关损耗为零, 效率高, EMI 小, 容易高频化。

3) 开关管的耐压定额不高, 与硬开关 PWM 变换一样, 由 V_d 决定。

4) 开关管流过的电流峰值比较高。对降压型 ZCS 有:

$$I_m = I_o + V_d/Z_n \quad (5.17)$$

对升压型 ZCS 有:

$$I_m = (I_o + V_d/Z_n) \cdot V_o/V_d \quad (5.18)$$

5) 实现零电流关断的条件是负载电流 I_o 满足:

$$I_o \leq V_d/Z_n \quad (5.19)$$

因此 $I_m \geq 2I_o$ 。

6) 以调频方式(PFM)工作实现稳定输出。对降压型全波电路, 有:

$$V_o/V_d = f_s/f_n \quad (5.20)$$

对升压型全波电路, 有:

$$V_o/V_d = 1/(1 - f_s/f_n) \quad (5.21)$$

式中, f_s 为实际开关频率。

由以上两式可以看出两点:

第一, 当输入输出电压变化范围比较大时, 要把输出电压 V_o 滤得很平, 纹波很小, 则需要很大的电感、电容, 即 L_o 、 C_o 。

第二, V_o/V_d 只与 f_s/f_n 有关, 与负载电阻 R_L 无关, 所以全波 ZCS 变换稳压精度高, 负载调整率好。但是半波 ZCS 的 V_o 则会受 R_L 的影响。例如降压型半波 ZCS 变换电路有:

$$x = \frac{F}{2\pi} \left[\pi + \sin^{-1} \left(\frac{x}{r} \right) + \frac{x}{2r} + \frac{r}{x} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{x}{r} \right)^2} \right) \right] \quad (5.22)$$

式中 $x = V_o/V_d$, $F = f_s/f_n$, $r = R_L/Z_n$ 。

3. ZCS 变换电路的设计方法

设计 ZCS 变换电路与硬开关 PWM 变换电路不同, 需要计算谐振参数, 步骤如下:

1) 根据输入、输出电压变化范围和输出电流最大值, 规定开关频率变化范围和特征频率 f_n 。

2) 根据电路形式、输出电流和选择的开关器件类型和规格, 选取最大峰值电流 I_M 。

3) 由式(5.17)可求出 Z_n 。

4) 由 $f_n = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 和 $Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, 可求出谐振 L_r 、 C_r 。

5) 其他部分的设计, 可以参照负载谐振变换电路和硬开关 PWM 变换技术。

5.4.3 零电压开关(ZVS)变换电路及其设计方法

1. ZVS 变换电路及其工作原理

零电压开关(ZVS)可以用于各种变换电路形式, 如 Boost 式、Buck 式、Boost/Buck 式、Cuk 式、Sepic 式以及反激式、隔离式和非隔离式等等。

现在我们以降压型(Buck)ZVS 变换电路为例, 说明其工作原理。全波和半波 ZVS 降压型变换电路分别见图 5.19(a)和(b)。

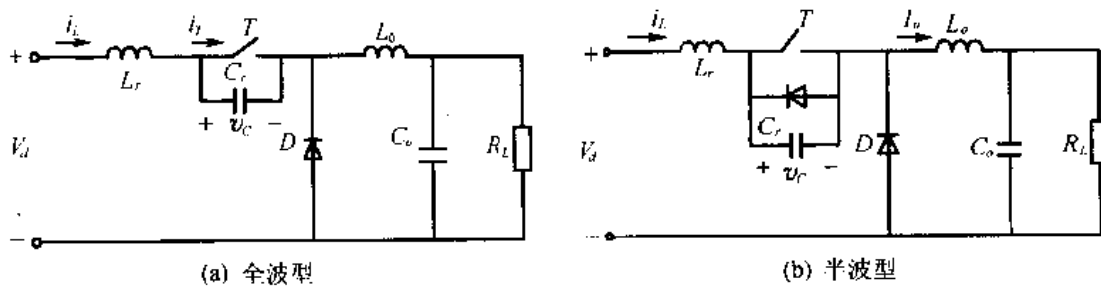


图 5.19 ZVS 降压型变换电路

图 5.19 的工作波形如图 5.20 所示。

我们仍然假设 L_o 很大, I_o 基本不变, 其基本工作过程如下:

t_0 时刻: v_c 变为零, T 关断, C_r 开始充电;

$t_0 \sim t_1$: C_r 充电, $v_c < V_d$, i_L 不变, 在 t_1 时 $v_c = V_d$, i_L 开始下降;

$t_1 \sim t_3$: C_r 、 L_r 谐振, v_c 为正弦波, 在 t_2 时到达最大峰值 V_{CM} ,

$$\begin{cases} V_{CM} = I_o Z_n + V_i \\ Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \end{cases} \quad (5.23)$$

$t_3 \sim t_4$: C_r 继续放电, 到 t_4 时刻 v_c 下降到零;

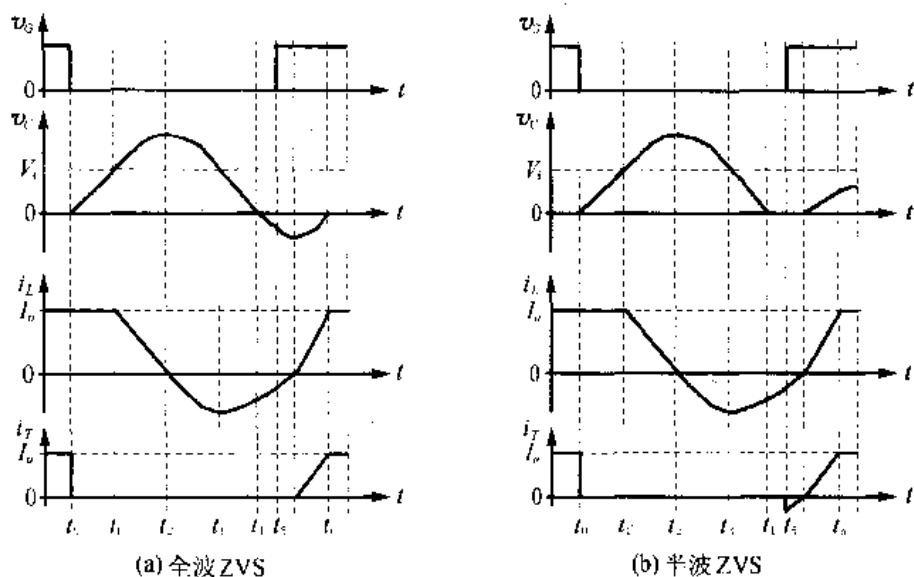


图 5.20 降压型 ZVS 变换电路工作波形

$t_4 \sim t_5$: 在这一段, 全波电路与半波电路的工作情况有所不同:

全波电路: V_C 反向, i_L 上升, $i_T = 0$; 在 t_5 时刻 v_C 到反向峰值, i_L 过零, 在这段开通 T 时, 不是零电压开通, 但是是零电流开通。

半波电路: v_C 保持为零, i_L 上升, 通过 T 的反向二极管; 在 t_4 时刻, i_L 过零。如果在 $t_4 \sim t_5$ 段开通 T , 则为零电压开通。

$t_5 \sim t_6$: 这段时间 i_L 以上升到正向, 全波电路 v_C 反向, 半波电路 v_C 正向, 若在这段时间才开通 T , 既不是零电压, 也不是零电流, 有开通损耗, 应特别注意。

2. ZVS 变换电路的基本特性

由以上的工作过程分析可知, ZVS 变换电路有以下基本特性:

1) 谐振频率 f_n 和角频率由下式确定:

$$\begin{cases} f_n = 1 / (2\pi \sqrt{L_s C_s}) \\ \omega_n = 2\pi f_n = 1 / \sqrt{L_s C_s} \end{cases} \quad (5.24)$$

2) 开关管为零电压关断。半波电路可实现零电压开通, 全波电路可实现零电流开通。

3) 开关管导通电流幅度 I_{DS} 不高。降压电路 $I_{DS} = I_o$, 升压电路 $I_{DS} = I_i$ 。

4) 开关管关断电压峰值较高。

降压型:
$$V_{DSM} = V_d + I_o Z_n \quad (5.25)$$

升压型:
$$V_{DSM} = (V_d + I_o Z_n) V_o / V_d \quad (5.26)$$

5) 与 ZCS 不同, 负载电流, I_o 可大于 V_d / Z_n 。

6) 以调频方式工作调节(或稳定)输出电压。对全波型电路, V_o / V_d 的关系为

降压型:
$$V_o / V_d = 1 - f_s / f_n \quad (5.27)$$

升压型:
$$V_o / V_d = f_s / f_n \quad (5.28)$$

由上式可见, V_o 与负载电阻无关。

对半波型电路, V_o 与 V_d 的关系为

$$V_o/V_d = x = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\pi + \sin^{-1} \left(\frac{x}{r} \right) + \frac{x}{2r} + \frac{r}{x} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{x}{r} \right)^2} \right] \right] \quad (5.29)$$

式中

$$F = f_s/f_n, \quad r = R_L/Z_n$$

- 7) 隔离式 ZVS 变换电路, 可以折算等效成非隔离式, 同样进行分析。
- 8) 其他拓扑形式的 ZVS 变换电路, 也可参照上述方法进行分析。

3. ZVS 变换电路的设计方法

尽管 ZVS 可以用于各种形式的逆变主电路, 但是都可以等效成基本的 ZVS 变换电路。为了简单明了, 并具有统一性, 这里介绍基本的 ZVS 变换电路的设计方法。

基本的 ZVS 变换电路的设计步骤如下:

- 1) 根据输入电压、输出电压的变化范围, 确定变换电路的拓扑形式是升压型, 还是降压型; 是全波 ZVS 变换形式, 还是半波 ZVS 变换形式等等。
- 2) 根据输入、输出情况确定采用的开关器件类型和规格, 然后确定最低变换频率 $f_{s, \min}$ 和特征频率 f_n 。
- 3) 由式(5.25), (5.26)求电路的特性阻抗 Z_n 。
- 4) 按式(5.27), (5.28)求出频率范围。
- 5) 由下面两式求出谐振参数:

$$L_r = Z_n/2\pi f_n \quad (5.30)$$

$$C_r = 1/2\pi f_n Z_n \quad (5.31)$$

5.5 双零转换 PWM 软开关变换技术

5.5.1 双零转换 PWM 基本变换技术

双零转换技术是采用辅助开关管配合 LC 参数的部分谐振使得开关管实现零电压开通或者零电流关断。前者称为零电压转换(Zero Voltage Transition——ZVT), 后者称为零电流转换(Zero Current Transition——ZCT), 所以 ZVT 和 ZCT 并称为双零转换技术。

双零转换技术是真正的 PWM 控制方式, 既具有软开关的开关损耗小、EMI 小、频率高、效率高、节能的优点, 又具有 PWM 变换的定频、容易滤波、开关管电压、电流容量定额小的优点, 是谐振技术与 PWM 技术真正完美的结合, 所以又称为 ZVT-PWM 和 ZCT-PWM 功率变换技术, 是现代功率变换技术的发展方向之一。

双零转换开关的基本形式如图 5.21 所示(以 Buck 变换开关为例)。图中, S 为主开关, S_1 为辅助开关管, L_r 、 C_r 为谐振参数, L 为主回路电感, D 为主回路续流二极管, D_1 为辅助转换二极管。

ZCT-PWM 和 ZVT-PWM 变换技术都可以用于隔离式和非隔离式的变换电路。对于非隔离式的变换电路, 双零转换变换技术可用于 Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic 等各种形式。对于隔离式的变换电路, 双零转换开关可以用于组成单端式、半桥式和全桥

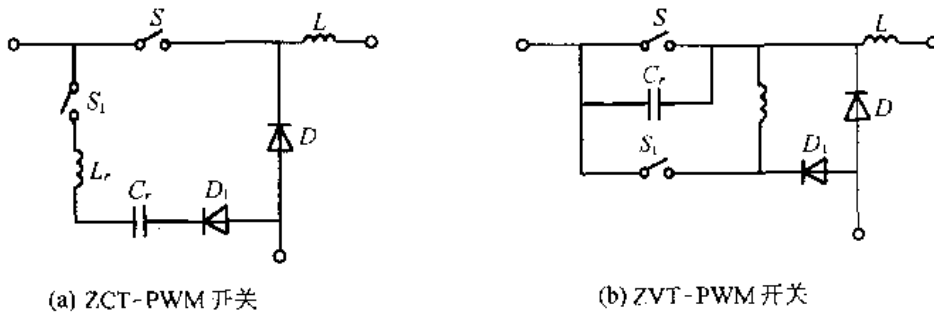


图 5.21 Buck 型双零转换开关的基本形式

式各种逆变电路形式。

1. ZCT-PWM 变换电路基本形式和特点

ZCT-PWM 变换各种基本电路的形式如图 5.22 所示。

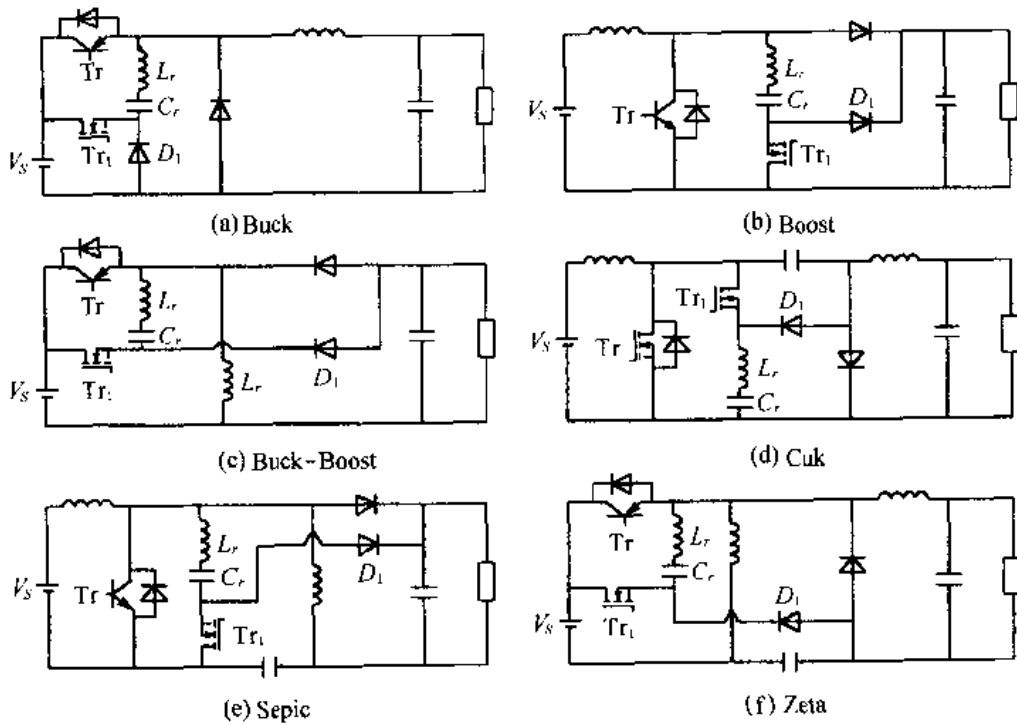


图 5.22 ZCT-PWM 变换基本电路形式

上图中，各种电路进行零电流转换的基本工作原理是相似的，都是在 PWM 工作方式之下，在主开关管 Tr 关断之前，先开通辅助开关管 Tr_1 ，利用 LC 谐振技术将流过主开关管的电流 I_c 慢慢转换到辅助开关管 Tr_1 中，当 I_c 下降到零后关断主开关管，然后再关断辅助开关管，使之实现零电流关断，从而使 ZCT-PWM 变换技术具有以下特点：

- 1) 定额 PWM 工作方式，输出滤波比双零开关变换容易。
- 2) 近似零电流关断(又是零电压关断)，关断损耗很小，开通损耗比硬开关 PWM 变换也小得多，所以效率高，并且 EMI 小，易高频化。
- 3) 开关管电流电压定额不高，几乎等于硬开关 PWM 变换。

4) 谐振能量小。利用 L_r 和 C_r 的谐振只是将主开关管的电流转换到辅助开关管中，而不需要在谐振时间内将主回路电流变为零，所以谐振周期短，参数 L_r 、 C_r 小。

2. ZVT-PWM 变换基本电路和特点

ZVT-PWM 变换电路的基本形式如图 5.23 所示：

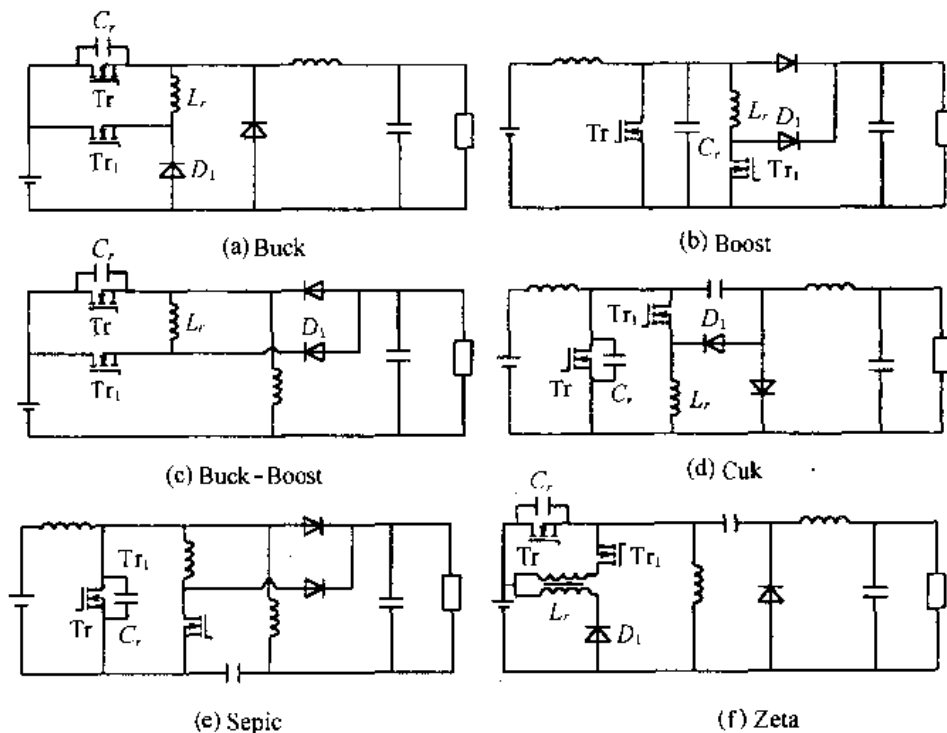


图 5.23 ZVT-PWM 变换基本电路形式

上图中各种变换电路的基本工作原理也是相似的，都是在以 PWM 方式工作的过程中，由 L_r 、 C_r 和 Tr_1 配合工作，使得主开关管 Tr 实现零电压开通和关断。具体说，就是在主开关管开通之前，先开通辅助开关管 Tr_1 ，在 L_r 、 C_r 的谐振过程中，将主开关管 Tr 两端的电压转换到 L_r 上，当 Tr 端电压下降到零后开通它，从而实现零电压开通，然后再关断 Tr_1 。在主开关管关断时，由于谐振电容 C_r 的作用，其端电压也是慢慢上升的，基本也是零电压关断。但是如果 C_r 很小， Tr 端电压上升较快，在关断过程中电压会有上升，有一定的关断损耗。有关 ZVT-PWM 变换中开关管的损耗计算请参考文献[43]。

ZVT-PWM 变换技术同 ZCT-PWM 一样具有开关管电流电压应力低、定频 PWM 工作滤波容易、谐振能量小等优点；同时，零电流关断使变换器效率高、EMI 小，容易实现高频化等优点。

5.5.2 ZCT-PWM 变换技术及其设计方法

ZCT-PWM 变换电路中，Boost 型基本电路可以被应用于典型的、先进的软开关高频有源功率因数校正 (Power Factor Corrector——PFC) 电路。我们以 Boost 型 ZCT-PWM 变换电路为例来详细讨论 ZCT 变换技术的基本工作原理和设计方法。

1. 基本工作原理

Boost 型 ZCT-PWM 变换电路如图 5.24 所示。

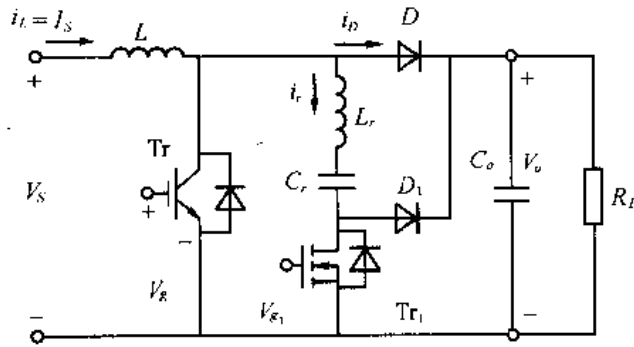


图 5.24 Boost 型 ZCT-PWM 变换电路

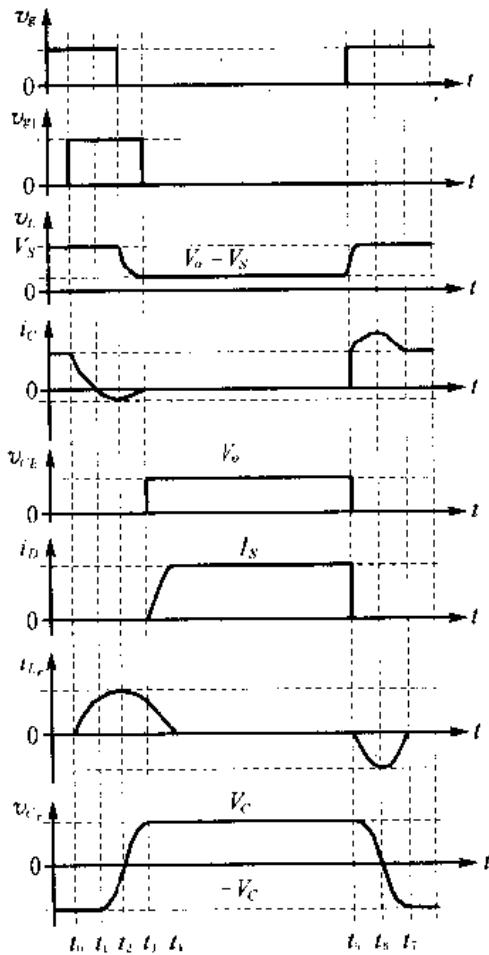


图 5.25 Boost ZCT-PWM 变换工作波形

图中, Tr 为主开关管, 它与 L 和 D 共同担负变换和传递能量的任务。 Tr_1 为辅助开关管, L_r 、 C_r 谐振, 使 Tr 实现 ZCT。假如电感 L 很大, 流过 L 的电流保持不变, 即 $i_L = I_S$ 。这样, 图 5.24 中各元件的工作电流电压波形见图 5.25, 其工作过程如下:

1) 谐振过渡阶段 $t_0 \sim t_5$: 在 t_0 时刻以前, 主开关管 Tr 导通, Tr_1 关断, V_S 加在 L 上, L 储能。在 t_0 时刻, Tr_1 开通, L_r 、 C_r 谐振, i_{L_r} 上升。在 t_1 时刻, i_{L_r} 上升到 I_S , 主管电流 I_C 下降到零, i_D 仍然为零。由于谐振的关系, i_{L_r} 继续上升, 到 t_2 时刻到达峰值, 然后回落, 到 t_3 时刻回落到 I_S 。在 $t_1 \sim t_3$ 阶段流过 Tr 的反并联二极管的电流很小, 但不是零。在 $t_1 \sim t_3$ 内关断 Tr , 不能保证是零电流关断, 但保证是零电压关断。所以说, ZCT 变换技术中, 主管 Tr 不是零电流关断, 而是零电压关断, 但是如果检测 I_C , 当其为零时关断 Tr , 即可以是零电流关断。但这没有必要, 因为零电压关断, 也使关断损耗为零。 t_3 过后, i_{L_r} 继续下降, I_C 为零, i_D 开始上升。在 t_5 时刻 i_{L_r} 下降到零, i_D 上升到 I_S , 主电路进入 Boost 输出状态。在 $t_4 \sim t_5$ 阶段关断 Tr_1 。ZCT 变换同时使 Boost 二极管 D 实现零电流开通。

2) Boost 输出 PWM 工作阶段 $t_4 \sim t_5$: Tr 关断, D 导通, I_S 为输出提供能量。与普通硬开关 Boost 电路一样, 在这一段, 由于 C_r 上电压 $v_{C_r} = V_C < V_S$, 故保持 V_C 不变。

3) 主开关管开通时, 准谐振阶段 $t_5 \sim t_7$: t_5 时刻, 主开关管 Tr 开通, V_{CE} 变为零, 主

开关管上的电流 i_c 变至 I_s , 即主开关管 Tr 是硬开通。由于 C_r 上有正向电压, L_r 、 C_r 通过 Tr 谐振, i_{L_r} 有一个反向电流, 因而, $i_c = I_s + (-I_{L_r})$, v_{C_r} 由正变为 $-V_C$, 并且因 Tr_1 阻断而保持。 t_r 时刻以后, V_s 加在 L 上, L 贮能, 同 t_0 时刻以前一样, 到下一次 Tr_1 开通为一个工作周期。

2. 设计方法

ZCT-PWM 变换技术的设计包括主电路和控制电路两部分, 其设计步骤如下:

1) 根据输入输出电压等级和输出功率, 确定主电路拓扑形式, 选择开关器件的种类, 进而确定开关频率 f_s 。

2) 选择主电路开关器件。二极管和主开关管的电流电压定额选择与硬开关 PWM 型变换器类似。虽然在准谐振阶段这个过渡时间内, 主开关管 Tr 流过的电流比硬开关 PWM 型要大一倍左右, 但是因为时间短, 故不大影响 Tr 的导通损耗。辅助开关管电流定额一般可取主管的 $1/3$ 。

3) 设计主电抗器 L 。主电感 L 是普通的 Boost 电感, 与硬开关 Boost 变换电路一样。假设主开关管导通时间为 T_{ON} , 关断时间 T_{OFF} , 在 T_{ON} 内 i_L 的变化量允许值为 ΔI_L , 则由电感的基本公式可求出电感量 L , 即

$$L = \frac{V_s \cdot T_{\text{ONmax}}}{\Delta I_L} \quad (5.32)$$

如果 Boost 型 ZCT-PWM 变换电路被应用于软开关高频有源功率因数校正, 那么主电抗器 L 中的单方向 100Hz 的正弦半波电流是主要的, 这时 L 的设计就不能采用公式 (5.32), 而是应该按照第 7.4 节所讲的方法进行设计。

4) 选定谐振周期 T_R , 确定谐振参数 L_r 、 C_r 。假设主开关管 Tr 关断所需的时间为 t_{off} , 则可以选取谐振周期 T_R 为其 2~3 倍, 即

$$T_R = (2 \sim 3)t_{\text{off}} = 2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r} \quad (5.33)$$

选定 T_R 后, 还要确定谐振电流峰值 i_{rM} 。一般地, 取

$$i_{rM} = 1.1 i_{L\text{min}} \quad (5.34)$$

式中, $i_{L\text{min}}$ 为一个开关周期内 i_L 的最小值, 这个最小值有时是变化的。

根据 LC 串联谐振的理论和以上两式确定的参数, 再选取一个适当的电容电压峰值 V_C , 就能确定谐振元件参数 L_r 、 C_r , 由下式和式 (5.33) 确定:

$$Z_R = \sqrt{L_r / C_r} = \frac{V_C}{\sqrt{2} \cdot i_{rM}} \quad (5.35)$$

5) PWM 控制电路设计。根据输入输出之间的关系确定占空比的变化范围, 然后根据本书第六章进行环路设计。选定 PWM 控制集成芯片及其应用电路。需要指出的是, 控制电路在产生主管 Tr 的驱动脉冲之外, 还要产生辅助开关管 Tr_1 的驱动脉冲, 并且使辅助管导通到主管关断的时间为 $(0.5 \sim 0.55)T_R$ 。

5.5.3 ZVT-PWM 变换技术及其设计方法

零电压转换(ZVT)PWM 变换技术已经被广泛应用于单端 Boost 型变换电路、隔离

式单端正激和反激变换电路和移相全桥式变换电路中，单端 Boost 型 ZVT-PWM 变换电路用于软开关高频有源 PFC 技术，所以这里我们以这种电路形式介绍其工作原理和设计方法，另外两种应用将在下一节讨论。

1. 基本工作原理

Boost 型 ZVT-PWM 变换电路如图 5.26 所示。图中各量的意义，同 ZCT-PWM 电路相似。假设主电感 L 很大，流过它的电流基本保持 $I_L = I_S$ ，则其各部分的工作波形如图 5.27 所示。

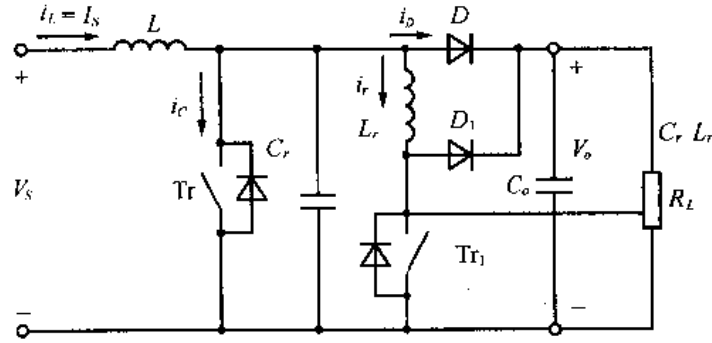


图 5.26 Boost 型 ZVT-PWM 变换电路

由图 5.26 和图 5.27 可见，其基本工作过程如下：

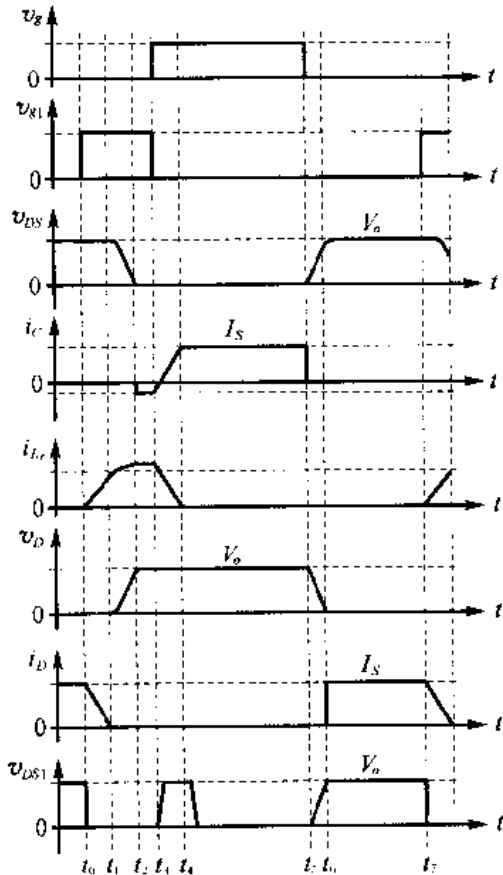


图 5.27 Boost ZVT-PWM 变换工作波

1) 电流转移阶段 $t_0 \sim t_1$: 在 t_0 以前, Tr 和 Tr_1 都截止, 其端电压 V_{DS} 都等于 V_o , $i_{L_r} = 0$, 在 t_0 时刻, Tr_1 导通, V_o 突加在 L_r 两端, 其电流 i_{L_r} 线性上升, i_D 线性减小, 到 t_1 时刻, i_{L_r} 上升到 I_S , i_D 下降到零。Boost 二极管 D 零电流关断, 这段时间可由下式求出:

$$t_{01} = L_r I_S / V_o \quad (5.36)$$

2) 谐振阶段(电压转换) $t_1 \sim t_2$: i_{L_r} 到达 I_S 后, 由于 L_r 、 C_r 将产生谐振, i_{L_r} 继续上升, v_{DS} 由 V_o 下降, 经过约 $1/4$ 谐振周期后, i_{L_r} 达到峰值, $v_{DS} = v_D$ 下降到零。在这段时间, 电流 i_{L_r} 的变化由下式给出:

$$i_{L_r} = I_S + \frac{V_o}{Z_R} \sin \omega(t - t_1) \quad (5.37)$$

式中

$$Z_R = \sqrt{L_r / C_r}$$

$$\omega = 1 / \sqrt{L_r C_r}$$

3) 主开关软开通阶段: 在这段时间内, i_{L_r} 大于 I_S 的部分流经 Tr 中的反并联二极管, 基本不

消耗能量, $v_c = v_{DS} \approx 0$ 。所以, 在这段时间开通 T_r 都是零电压开通。

4) 电流转移 T_r 阶段 $t_3 \sim t_4$: T_r 开通后, L_r 中的电流开始线性的向 T_r 转化。为了减小 T_{r1} 的关断损耗, 要求在 i_c 上升到 I_s 后, 再关断 T_{r1} , 这时 L_r 中的较小的电流成分经输出负载释放掉。

5) 主电感储能阶段 $t_4 \sim t_5$: 这段时间是主电感储能的过程, 恒流 I_s 是假设的, L 不可能为无穷大, I_s 也不可能不变, 实际上 I_s 是稍微上升的, 电抗器 L 储存能量。

6) 主管关断过程 $t_5 \sim t_6$: 在 t_5 时刻, 关断主开关管, 由于谐振电容 C_r 线性充电的作用, $v_{DS} = V_c$ 慢慢上升, 主开关管属于零电压关断。到 t_6 时刻, C_r 充满电, $V_c = V_o$, D 导通, 输出能量。

7) 续流输出阶段 $t_6 \sim t_7$: 同普通硬开关 Boost 电路一样, 在这个阶段, L 续流, 向负载 R_L 输出能量, 并给 C_o 充电。在 t_7 时刻进入下一个开关周期。

2. 设计方法

Boost 型 ZVT-PWM 变换器的设计和 ZCT-PWM 变换类似, 主要包括主电路、ZVT 电路和控制电路几部分。

1) 根据输入、输出电压转化和输出功率等级, 确定主开关器件的类型和开关工作频率 f (或开关周期 $T = 1/f$)。

2) 由以下两式计算电感量 L 和电容 C_o :

$$L = \frac{V_s \delta}{\Delta I_L f} \quad (5.38)$$

$$C_o = \frac{2P_o \delta}{(V_o^2 - V_s^2) f} \quad (5.39)$$

式中 δ ——占空比, $\delta = T_{ON} f = (V_o - V_s) / V_o$;

ΔI_L ——电感电流变化量;

P_o ——变换器输出功率。

同样, 若用于高频有源 PFC 电路, L 需按照工频电感设计, 见第 7.4 节。

3) 按输出电压、电流选定主开关管参数定额和型号。辅助开关管的电流峰值比主管还高, 但是由于导通时间短, 故其有效值 I_{L_r} 小, 有

$$I_{L_r} = I_{L_r M} \sqrt{t_{ZVT} / T} \quad (5.40)$$

式中 t_{ZVT} 为零电压转化时间,

$$t_{ZVT} = t_{01} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.41)$$

4) 计算 L_r 、 C_r 。假设二极管 D 的反向恢复时间为 t_{rr} , 再确定谐振电感电流峰值为 $I_{L_r M}$, 则可以由下式估算 L_r ,

$$L_r = (2 \sim 3) t_{rr} \cdot V_o / I_{L_r} \quad (5.42)$$

谐振电容的大小决定主开关管端电压 V_{DS} 的变化率。根据选定的开关频率和最大占空比, 确定零电压转化时间 t_{ZVT} , 然后由式 (5.36)、(5.41) 求出 C_r 。注意 C_r 要选等效串联阻抗 (ESR 和 ESL) 小的无极性高频电容器。

5) 控制电路设计。控制电路的主要功能是根据输入、输出电压变化,产生主开关管和辅助开关管的驱动脉冲,它们的相位要满足上面的要求。控制电路还包括误差放大器、环路补偿校正环节、保护电路和辅助电源等等。

用于 ZVT-PWM 变换技术的集成电路很多,最主要的有 Unitrode 公司生产的 UC3855, UC3875~UC3879 和 UC3580。其中, UC3855 用于 ZVT-PWM 高频有源 PFC 的 Boost 型电路,有关内容请参考第 7.3.2 节; UC3875~UC3879 用于移向式全桥 ZVT-PWM 软开关变换电路,芯片的介绍见第 6.7.1 节,第 9.2 节还给出了一种典型的应用实例; UC3580 用于隔离式单端 ZVT-PWM 变换电路,请参考第 6.7.2 节。

5.6 ZVT-PWM 变换技术的典型应用

ZVT-PWM 变换技术的典型应用除了前面讲到的用于 PFC 的 Boost 型电路之外,还有移向全桥变换电路和单端正激或反激式有源箝位和复位变换电路。前者目前已被广泛地应用于各种中等功率(几 kW~几十 kW)的变换器中,后者已被用于较小功率(3kW 以下)的隔离式功率变换器。另外, ZVT-PWM 变换技术也已经被用于三相全桥逆变主电路来设计软开关的变频器^[39]。

5.6.1 移向全桥 ZVT-PWM 变换技术及其设计

1. 移向全桥 ZVT-PWM 变换电路

由于其输出功率大,全桥变换电路被用于各种类型的功率变换器中。在硬开关 PWM 全桥变换电路中,开关管的等效输出电容、变压器的原边漏感、回路引线电感等,会增加开关损耗,制约开关频率的提高,并产生电压尖峰,迭加在开关管两端,影响其工作可靠性。将 ZVT-PWM 变换技术用于全桥式逆变电路,就能容易地解决硬开关 PWM 变换时存在的几个问题,从而减小开关损耗,提高逆变工作频率。

移相控制全桥(Phase Shifting Control Full Bridge——PSCFB)ZVT-PWM 变换主电路如图 5.28 所示。

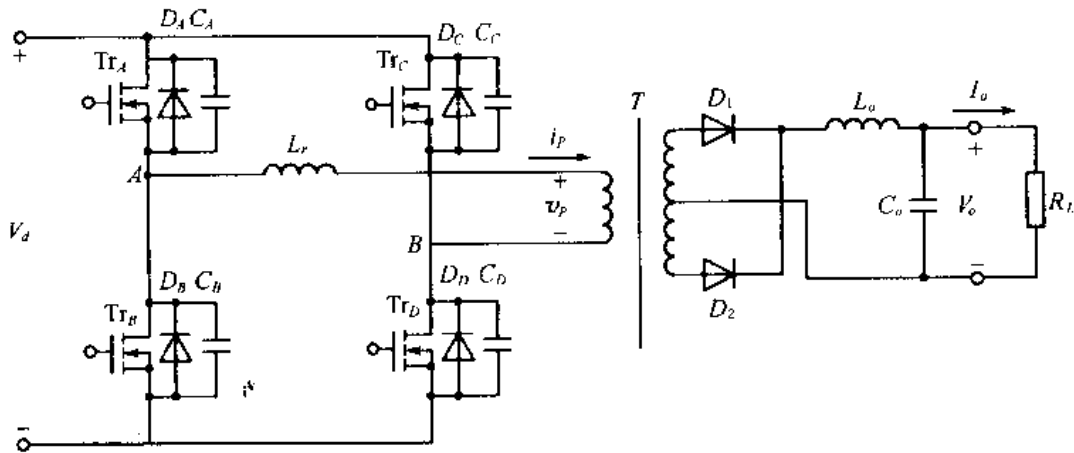


图 5.28 移相控制全桥 ZVT-PWM 变换电路

图中,4只主开关管 $T_{rA} \sim T_{rD}$ 以 VMOSFET 为例, $D_A \sim D_D$ 分别为其反并联的二极管,电容 $C_A \sim C_D$ 分别为其输出等效电容(有时还外加电容与等效电容并联组成)。 L_r 为谐振电感,包括变压器原边的漏感; T 为理想的逆变变压器。

与硬开关 PWM 不同,桥臂开关管对 T_{rA} 和 T_{rD} 或者 T_{rB} 和 T_{rC} 不是完全同时开通与关断的,而是采用移向控制技术,其开通的顺序见表 5.1。

表 5.1 移向控制全桥变换电路开关管及其反并联二极管的开通顺序

时间阶	1	2	3	4	5	6	
导通的	T_{rA}, T_{rD}	T_{rA}	T_{rA}, D_C	T_{rA}, T_{rC}, D_C	T_{rC}, D_C	T_{rC}, D_C, D_B	
7	8	9	10	11	12	13	...
T_{rB}, T_{rC}	T_{rB}	T_{rB}, D_D	T_{rB}, T_{rD}, D_D	T_{rD}, D_D	T_{rD}, D_A, D_D	T_{rA}, T_{rD}	...

由上表可知,在任何时刻, $T_{rA} \sim T_{rD}$ 四只开关管都不会全部截止,而是一只一只地按顺序开通和关断,从而使它们互为辅助开关管,实现零电压转换。

移向全桥 ZVT-PWM 变换电路按照以上所讲的工作过程,有关电压电流波形如图 5.29 所示,假设负载比较重, I_o 比较大,则电路的具体工作过程如下:

1) v_P 正向能量输出阶段 1: T_{rA}, T_{rD} 同时导通, v_P 为正, i_P 正向上升,变压器向副边输出能量。

2) 电压变换阶段 2: T_{rD} 关断后, i_P 为 C_D 充电,为 C_C 反向充电(放电), V_{DSC} 下降到零,变压器原边电流 i_P 下降,但变压器仍然输出能量。

3) 续流阶段 3: 也叫零电流保持阶段。 i_P 经 T_{rA}, D_C 续流, i_P 继续下降,变压器仍然输出能量。 V_{DSC} 保持为零。

4) 上臂环流阶段 4: T_{rC} 零电流开通。 i_P 继续经过 T_{rA}, T_{rC} 和 D_C 续流而继续下降,变压器仍输出能量。需要注意的是,如果 L_r 太小或 i_P 太小, L_r 在阶段 1 储存的能量会过早释放完,就不能使下一阶段正常转化电压。

5) 电压转化阶段 5: T_{rA} 关断, i_P 给 C_A 充电,给 C_B 放电, V_{DSC} 下降到零,故 V_{AB} 反向, i_P 快速下降。

6) 续流阶段 6: i_P 经过 T_{rC}, D_C, D_B 续流,保持 V_{DSC} 为零,但是这时由于 $V_{AB} = -V_d$, 电流 i_P 会快速下降,但不能到零,否则 V_{DSC} 会上升, T_{rB} 将不能实现零电压开通。

7) 反向能量输出阶段 7: T_{rB} 零电压开通, $V_{AB} = -V_d$, 电流 i_P 反向增加,等到变压器副边电压高于 V_o 以后,开始输

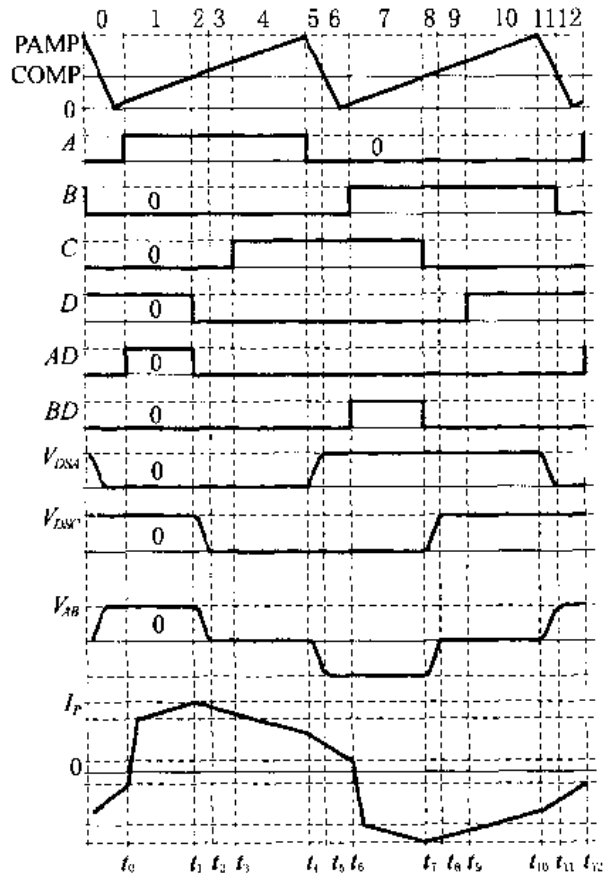


图 5.29 PSCFB ZVT-PWM 变换工作波形

出能量。

8) 电压转换阶段 8: Tr_C 关断后, i_P 给 C_C 充电, C_D 放电, $V_{DS D}$ 下降到零。

9) 续流阶段 9: i_P 经过 Tr_B 和 D_D 续流, 保持 $V_{DS D}$ 为零, 直到 Tr_D 导通。

10) 下臂环流阶段 10: i_P 经过 Tr_B , Tr_D 和 D_D 继续续流。与上臂环流阶段一样, 若 L_r 储存的能量太少, 在这个阶段会释放完毕, 则不能使下面两个阶段正常转换开关管 Tr_A 和 Tr_B 两端的电压。

11) 电压转换阶段 11: Tr_B 截止, i_P 给 C_B 充电, C_A 放电, 直到 $V_{DS A}$ 下降到零。

12) 续流阶段 12: i_P 经过 Tr_D , D_D , D_A 继续续流, 下降很快, 但不能到零, 否则将不能保证 $V_{DS A}$ 为零, 从而不能使 Tr_A 实现零电压开通。

2. FSCFB ZVT-PWM 变换的特点

由以上的分析我们可以总结以下几点:

1) 如果电感 L_r 足够大, 负载也不轻 (I_o 不太小), 逆变桥中的 4 只开关管都能实现零电压开关, 开关损耗小, 可实现高频化。

2) 在每次能量传输过程中, 都是右桥臂的开关管 (Tr_C 或 Tr_D) 首先关断, 进行端电压转换。我们把右桥臂称为领先桥臂, 或者叫超前桥臂, 左桥臂称为滞后桥臂。注意, 是超前桥臂还是滞后桥臂, 这是由驱动信号的时序决定的, 而不是左右的位置决定的。由于领先桥臂电压转换时电流 I_P 大, 且励磁能量参与, 所以很容易实现零电压开关, 条件如下式:

$$(L_l + L_m) \cdot (I_o/n)^2/2 > (4C/3 + C_i/2)V_d^2 \quad (5.43)$$

式中 L_m ——变压器原边励磁电感;

$n = N_P/N_S$ ——变压器变比;

C ——开关管并联输出电容量;

C_i ——变压器绕组分布电容量。

3) 滞后桥臂开关管电压转换时, 已没有励磁能量, 只有 L_r 上储存的能量。要使 Tr_A 或 Tr_B 实现零电压开关, 需要满足以下条件:

$$L_l \cdot I_1^2/2 > (4C/3 + C_i/2)V_d^2 \quad (5.44)$$

式中, I_1 为变压器原边电流, 在滞后桥臂端电压转化时的值。

由上式可见, 要使滞后桥臂在轻载时 (I_1 很小) 实现零电压开关, 需要 L_r 很大, 这不仅给设计带来困难, 而且会严重地限制输出占空比。实际上, 在工程设计中, 这是没有必要的, 因为轻载时电流 I_1 小, 硬开关损耗也不大。

4) 因为有环流过程, 开关管的导通损耗比硬开关管要大, 所以要尽量选择导通电阻小的、导通压降低的开关管, 以减小通态损耗, 提高效率。

5) 从驱动脉冲的工作情况来看, 或者说从控制电路的工作情况来看, 移相式 ZVT 软开关变换实际上是一种脉冲相位调制 (Pulse Phase Modulate——PPM) 的变换技术。但是, 从变压器的工作情况来看, 或者说从功率传输的工作情况来看, 又是脉冲宽度调制 (PWM) 的。所以, 移相全桥 ZVT-PWM 变换归结到 PWM 变换, 而不再单列一种 PPM 变换技术来讨论了。

3. 移相全桥 ZVT-PWM 变换电路的设计方法

移相全桥 ZVT-PWM 变换电路的设计包括开关器件的选择、逆变变压器设计、输出整流滤波电路设计、ZVT 辅助谐振电路设计和控制电路设计。设计的方法和步骤如下：

- 1) 根据输入、输出电压等级和输出电流，选定开关器件类型和开关频率 f 。
- 2) 根据第二章的内容和方法选取开关管电流、电压定额，查出其等效输出电容 C_{oss} 。
- 3) 根据第四章介绍的方法设计逆变变压器，并估算其绕组分布电容和漏感。
- 4) 根据散热条件的温升，确定使滞后桥臂实现零电压开关的最小输出电流 I_{min} 和 I_1 。
- 5) 由式(5.44)求出电感 L_r 。
- 6) 其他部分的设计方法见后续章节的内容。

5.6.2 有源箝位/复位变换技术及其应用

有源箝位/复位变换技术是一种典型的隔离式单端 ZVT-PWM 变换技术，可用于升压电路，也可以降压电路，可用于正激电路，也可用于反激式电路。

隔离式单端正激和反激式有源箝位/复位 ZVT-PWM 变换的基本电路形式分别可见图 5.30 的(a)和(b)。

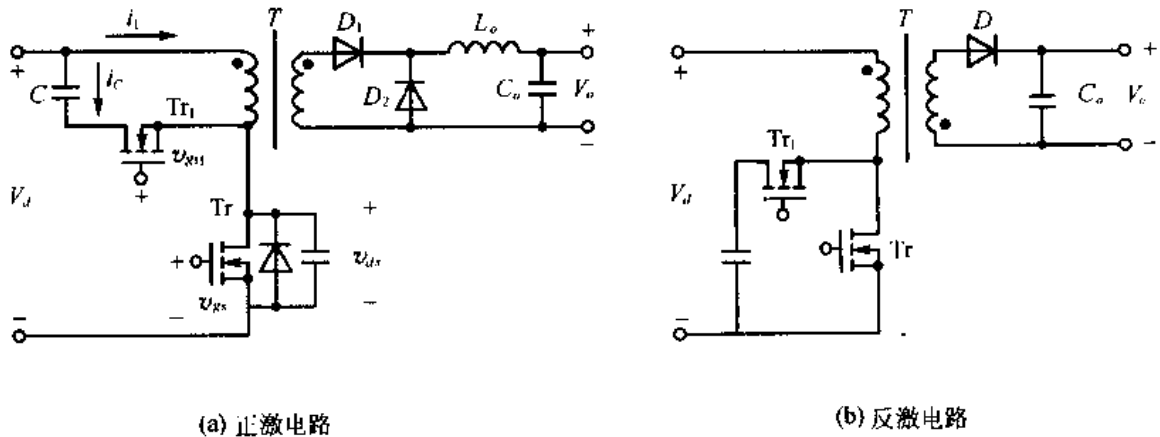


图 5.30 单端有源箝位/复位 ZVT-PWM 基本变换电路

1. 单端有源箝位/复位 ZVT-PWM 变换电路基本工作原理

我们以正激电路为例说明单端 ZVT-PWM 变换电路的基本工作原理，电路图 5.30(a) 的工作波形如图 5.31 所示。

由图可见，其工作过程如下：

1) 主开关管导通阶段 $t_0 \sim t_1$ ：在这段时间，Tr 导通，与普通正激变换电路一样，变压器输出能量。

2) 主管 Tr 关断过程 $t_1 \sim t_3$ ：Tr 关断，变压器原边励磁电感 L_m 和漏感 L_1 以及副边电流的折算值续流，经 Tr_1 的反并联二极管给 C 充电， V_{ds} 上升，到 t_2 时刻升到 V_d ，由于 $L_m + L_1$ 的作用，继续给 C 充电，形成谐振， V_{ds} 继续上升，到 t_3 时刻上升到最大值 V_m 。

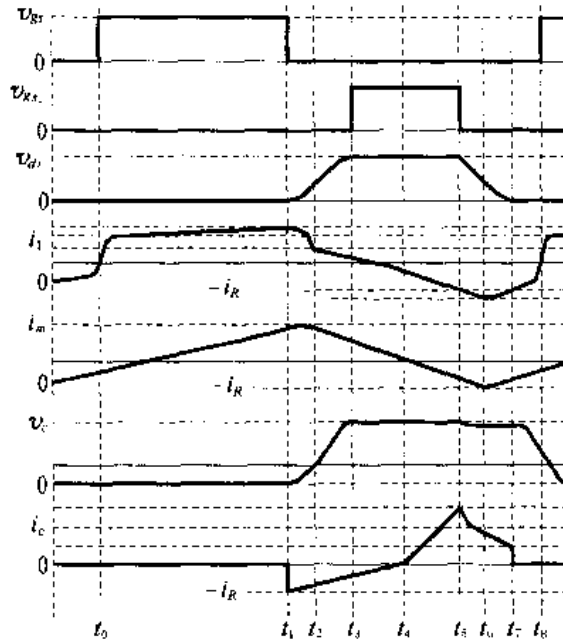


图 5.31 单相有源箝位复位变换电路工作波

3) 辅助管导通阶段 $t_3 \sim t_5$: Tr_1 导通, $L_m + L_1$ 和 C 继续谐振, 使 i_1 和 i_m 由正到负而反向, 使 i_c 由负变到正的最大值。

4) 电压转换阶段 $t_5 \sim t_8$: 在 t_5 时刻, Tr_1 关断, 谐振电流 i_c 突变, 这是由于谐振电容参数由 C 变为 C 与 Tr_1 的输出电容 C_{o1} 的串联值给 Tr 电容放电, 所以 v_{ds} 下降, 到 t_7 时刻 v_{ds} 下降到零。然后 $L_m + L_1$ 继续经 Tr 的反并联二极管续流, 保持 v_{ds} 为零。

2. 单端正激 ZVT-PWM 变换电路的设计

单端正激 ZVT-PWM 变换电路的设计包括主电路的设计、ZVT 辅助电路设计以及控制电路设计, 与普通的单端正激 PWM 变换电路的设计相比, 既有共同点又有其特殊性, 其基本的设计步骤如下:

1) 根据输入、输出电压和输出电流, 选定主电路的拓扑形式、开关器件的种类和开关频率 f_s , 以及变压器磁芯材料的种类和铁芯的形状。

2) 确定最大占空比 δ_{max} 。输入电压 V_d 与开关管端电压 v_{ds} 有以下关系:

$$v_{ds} = V_d / (1 - \delta) \quad (5.45)$$

由于在最低输入电压 V_{dmin} 和最高输出电压 V_{omax} 时有最大占空比 δ_{max} , 所以在里我们可以规定 V_{dsmax} , 然后由式(5.45)求出 δ_{max} 。

3) 确定变压器变比。我们要求在最低输入电压 V_{dmin} 时能输出最高输出 V_{omax} , 这时变压器副边电压也为最低 V_{2min} , 有:

$$V_{2min} = V_{omax} + V_F + I_o r_2 \quad (5.46)$$

式中 V_F ——输出整流二极管压降;

r_2 ——副边绕组和线路等效电阻;

N ——变压器变比, 由下式给出:

$$N = \frac{V_{dmin} \cdot \delta_{max}}{V_{2max}} \quad (5.47)$$

当然,在最高输入电压 V_{dmax} 和最低输出电压 V_{omin} 时,有最小占空比 δ_{min} ,即

$$\delta_{min} = \frac{V_{2min} \cdot N}{V_{dmax}} \quad (5.48)$$

式中

$$V_{2min} \approx V_{omin} + V_F$$

4) 设计隔离变压器。与普通的单端式 PWM 变换变压器类似,只是这里可以直接由下式给出:

$$N_P A_c = \frac{V_{dmax} \cdot \delta}{f_s \cdot \Delta B} \quad (5.49)$$

式中 N_P ——变压器原边匝数;

A_c ——铁芯有效横截面积(m^2);

ΔB ——对应于 V_{dmax} 和 δ 的磁通密度变化量允许值(T)。

顺便指出,若是反激式变换,变压器作为储能放能的电抗器,其电感量为

$$L_m = \frac{\eta \cdot (V_d \cdot \delta)^2}{2P_{omin} \cdot f_s} \quad (5.50)$$

5) 主开关管选择。主开关管 T_r 的电流有效值为

$$I_D = \sqrt{\delta} \cdot N \cdot I_{omax} \quad (5.51)$$

端电压由式(5.45)求出,分两种情况,取其最大值,即

$$V_{ds} = \frac{V_{dmax}}{1 - \delta_{max}} \quad (5.52)$$

或

$$V_{ds} = \frac{V_{dmin}}{1 - \delta_{min}} \quad (5.53)$$

由以上求出的电流、电压值再留有一定余量,即可选取 T_r 。

6) 求谐振电容 C 。实现零电压转换的条件是谐振周期要大于两倍的关断时间,即

$$T_R = 2\pi \sqrt{(L_m + L_1) \cdot C} > 2f_{off} = 2(1 - \delta_{min})/f_c \quad (5.54)$$

所以,谐振电容 C 为

$$C > \frac{(1 - \delta_{min})^2}{(\pi f_c)^2 \cdot (L_m + L_1)} \quad (5.55)$$

7) 辅助开关管 T_{r1} 的选取。 T_{r1} 的电流容量一般为 T_r 的 $1/2 \sim 1/3$ 。电压定额一样或稍低。

8) 控制电路。单端有源钳位/复位变换采用 UCC3580 集成控制芯片,见第六章。

第六章 现代逆变系统中的控制技术

在现代逆变系统中，控制电路和主电路同样重要，这两部分只有相互配合，共同工作，才能构成完整的逆变系统，两者缺一不可。没有控制电路，主电路就不知道如何工作。逆变系统控制电路的设计不仅受逆变主电路形式、主开关管器件的类型和逆变工作频率的支配，而且还取决于选取的功率变换技术的种类。逆变系统控制电路的设计应该包括控制系统的性能设计和控制电路中各个电路环节的设计。

6.1 现代逆变控制技术的系统设计

现代逆变系统也是一种控制系统，也是通过调节一个或几个参考值来改变逆变系统的输出。现代逆变系统也有开环系统和闭环系统之分，但是我们所涉及到的现代逆变系统一般都是闭环系统。因为开环逆变系统的输出在电网电压和负载变化时，根本没有稳定作用，控制效果太差，几乎不能满足任何一种逆变系统的要求。

6.1.1 逆变控制系统的结构和时域性能指标

1. 逆变系统结构

前面第三章中，我们讲过多种类型的逆变系统的组成结构。实际上，这些逆变系统都可以画成图 6.1 的形式。

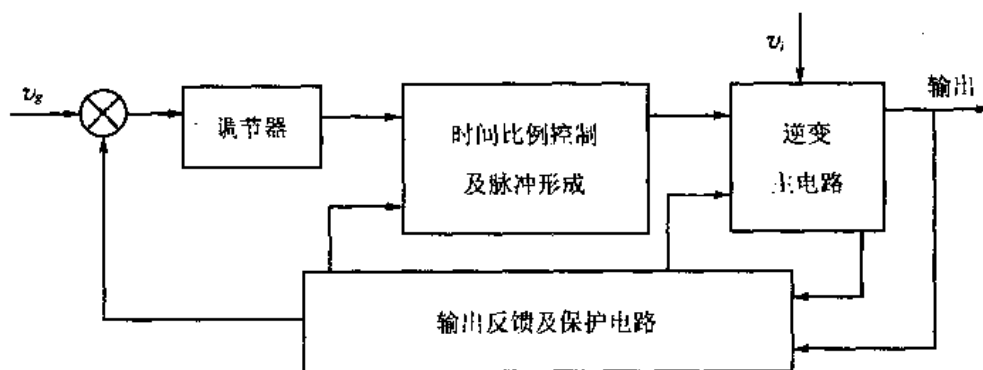


图 6.1 现代逆变系统的组成结构框图

图中，对控制系统来说，输入电压 v_i 应该只是一个扰动，输出应该只受给定信号 v_x 的影响，而不受 v_i 的影响。但是稳定工作的逆变系统输出除了受 v_x 的控制外，肯定还与 v_i 和负载大小有关。逆变输出受 v_i 的影响程度称为逆变系统的源效应，受负载变化的影响叫做负载效应。

在图 6.1 中，对于稳定输出量的值这个控制目标来说，大信号扰动和小信号扰动，控制系统的工作情况是不同的，这些可以通过分析系统的传递函数得到各种结果。

调节器的种类很多,其传递函数可以用 $G_1(s)$ 表示,逆变控制系统的输出(out)一般为电压量 v_o 、电流量 i_o 或者是功率、频率,等等。下面我们主要以电压为例来分析逆变控制系统的工作情况。

时间比例控制及脉冲形成环节,一般可以等效为一个线性比例环节。对于 PFM 方式,输出为脉冲频率 f_p ,有 $f_p = K_1 v_c$ 。对于 PWM 方式,其输出量为占空比 $\delta = K_1 v_c$,所以这个环节的传递函数可用 K_1 表示。

反馈电路一般是比例环节,传递函数设为 K_B 。有时也可能是其他和频率有关的环节,其传递函数设为 $H(s)$ 。

在前面第三章我们知道,逆变主电路包括逆变开关电路、逆变变压器和输出整流滤波电路中的一部分或几部分。总之,主电路部分可以写出传递函数 $G_2(s)$ 。

整个逆变控制系统的输入一般为一个电压信号,而输出可以是电压、电流或功率,也可以是其他物理量。

对于一个逆变控制系统,为了使其稳定工作和具有更好的性能,有时还可以加一个校正环节,它可以与调节器和在一起,共同组成传递函数 $G_1(s)$ 。

由以上分析可知,图 6.1 逆变控制系统可以画成图 6.2 的形式。

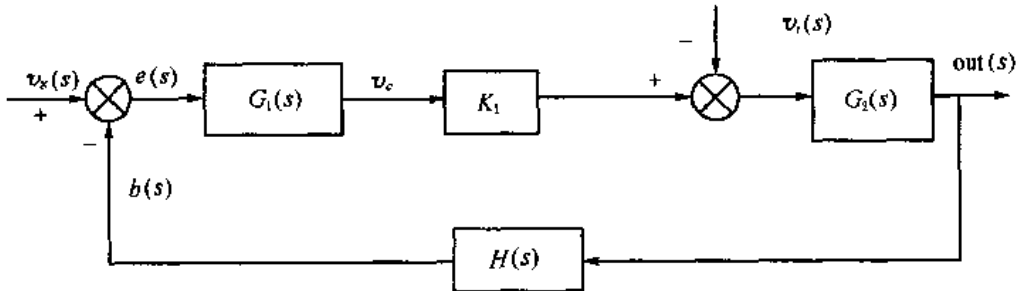


图 6.2 逆变控制系统框图

系统输出量 $out(s)$ 对输入量 v_g 的闭环传递函数为

$$\frac{out(s)}{v_g(s)} = \frac{K_1 G_1(s) G_2(s)}{1 + K_1 H(s) \cdot G_1(s) G_2(s)} = \frac{G(s)}{1 + H(s) G(s)} \quad (6.1)$$

式中, $G(s) = K_1 \cdot G_1(s) G_2(s)$, $G(s)$ 称为前向通道传递函数。系统误差信号 $e(s)$ 与输入量之间的关系称为误差传递函数,即

$$\frac{e(s)}{v_g(s)} = \frac{1}{1 + H(s) G(s)} \quad (6.2)$$

系统输出量 $out(s)$ 对干扰信号 $v_i(s)$ 的闭环传递函数为

$$\frac{out(s)}{V_i(s)} = \frac{G_2(s)}{1 + K_1 G_1(s) G_2(s) H(s)} \quad (6.3)$$

另外,反馈信号 $b(s)$ 与误差信号 $e(s)$ 之间的关系为系统的开环传递函数,即

$$\frac{b(s)}{e(s)} = G(s) H(s)$$

2. 逆变系统的时域性能指标

逆变系统的性能指标分为静态性能指标和动态性能指标。静态性能指标又叫稳态性

能指标, 主要指静态误差 e_{ss} 。动态性能指标又分为过渡过程指标和稳定性能指标。过渡过程性能指标主要指超调量 $\delta\%$ 、调节时间 t_s 、延迟时间 t_d 、上升时间 t_r 、峰值时间 t_p 等。

(1) 稳态误差 e_{ss}

逆变系统的稳态误差或静态误差 e_{ss} 用来衡量系统控制精确度, 是指当时间 t 趋于无穷大时系统的实际输出与期望值之差。利用终值定理, 由式(6.2)可以求出 e_{ss} :

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sV_R(s)}{1+H(s)G(s)} \quad (6.4)$$

由式(6.4)可见, 不同的输入信号 $v_R(s)$ 的稳态误差也不同。单位阶跃输入的稳态误差最常用, 大部分逆变系统的控制信号都是阶跃式输入。

零阶系统的稳态误差为 $\frac{1}{1+K_p}$, 一阶、二阶和高阶系统的 e_{ss} 都是零。

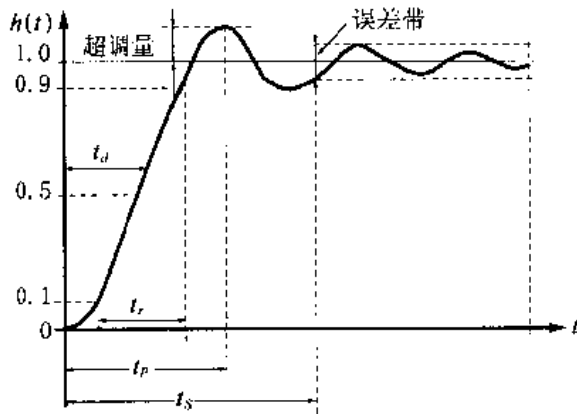


图 6.3 逆变控制系统的单位阶跃响应

(2) 过渡过程性能指标

控制系统过渡过程性能指标是以系统的单位阶跃响应来考察的^[23], 如图 6.3 所示。

延迟时间 t_d : 单位阶跃响应 $h(t)$ 到达其终值的 50% 所需的时间。

上升时间 t_r : $h(t)$ 超过其终值的 10% 到 90% 所需要的时间。

峰值时间 t_p : $h(t)$ 超过其终值第一次达到峰值 M_R 所需的时间。

超调量 $\delta\%$: 超调量又叫开机过冲幅度, 表示输出量的最大偏差与稳态值之比的百分比, 由下式表示:

$$\delta = \frac{h(t_p) - h(\infty)}{h(\infty)} \times 100\% \quad (6.5)$$

式中 $h(\infty)$ 为 $h(t)$ 的终值; $h(t_p)$ 为 $t=t_p$ 时 h 的值。

以上指标都是系统的时域性能指标, 它们和系统的频域指标是有联系的, 这将在后面详细讨论。

6.1.2 现代逆变系统稳定性分析和设计

1. 系统稳定的充要条件

为使逆变系统的控制有效, 系统必须是稳定的。稳定的定义是, 当系统受有界扰动时, 其输出也是有界的。

式(6.1)中的分母 $1+H(s)G(s)$, 可展开并令其为零, 即

$$D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (6.6)$$

式(6.6)称为逆变控制系统的特征方程。

逆变控制系统稳定的必要条件为

1) 特征方程各项系数 $a_i (i=0, 1, \dots, n)$ 都不等于零。

2) 特征方程各项系数 $a_i (i=0, 1, \dots, n)$ 的符号都相同, 按照习惯, 一般取为正值, 即

$$a_i > 0, \quad (i=0, 1, \dots, n) \quad (6.7)$$

逆变系统稳定的充分必要条件是闭环特征方程所有的根都具有负实部。

2. 伯德图和稳定性判断

逆变控制系统的开环传递函数 $G(s)H(s)$ 的对幅频特性曲线 $L(\omega)$ 和相位频率特性曲线 $\Psi(\omega)$ 统称为系统开环伯德图。

逆变系统开环伯德图的一个例子见图 6.4。

在系统开环伯德图中,

$$L(\omega) = 20 \lg G(j\omega)H(j\omega)$$

若 $L(\omega) = 0$ 时, $\Psi(\omega)$ 还不到 -180° (当然, 当 $\Psi(\omega) = -180^\circ$ 时, $L(\omega) < 0$), 则系统是稳定的。反之, 若 $L(\omega) = 0$ 时, $\Psi(\omega)$ 已超过 -180° , 则系统是不稳定的。

当 $L(\omega) = 0$ 时, $180^\circ + \Psi(\omega)$ 称为系统相位余度, 这个频率 ω_c 叫交越频率, 或叫穿越频率, 有时也叫截止频率。

$\Psi(\omega) = -180^\circ$ 时, $L(\omega)$ 的值称为幅值裕度, 用 h 表示。

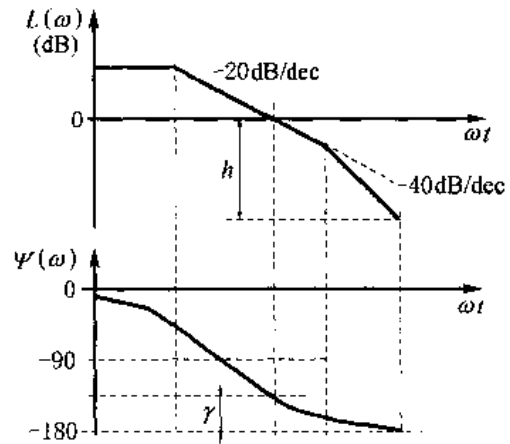


图 6.4 逆变系统开环伯德图

3. 带宽频率与带宽

控制系统闭环对数幅频特性的值下降到零频率值(稳态值)以下 3dB 时, 对应的频率 ω_b 之间的频率范围称为系统的带宽。

带宽和相位裕度、幅值裕度都是逆变控制系统重要的频域指标, 带宽的物理意义是控制系统能够响应谐波输入信号的频率范围。谐波输入的频率超出这个范围, 输出的信号将被滤波。带宽太大, 系统对于频率较高的谐波输入在稳态下仍有输出; 带宽太小, 系统就只能对于频率较低的谐波输入信号有稳态输出。所以带宽通常要根据要求响应的谐波输入信号频率范围来选择。

带宽不仅表明了稳态响应, 也直接影响了动态响应速度。带宽大, 系统的上升时间就小, 响应速度就快。反之, 带宽小, 动态响应速度就慢。

对一般闭环系统, 有近似公式:

$$t_r = 0.8\pi/\omega_b \quad (6.8)$$

式(6.8)把时域指标 t_r 和频域指标 ω_b 联系起来。例如, 如果要求某一系统的调节时间 $t_s = 0.1s$, 那么, 因为 $t_s > t_r$, 则系统的带宽至少要 4Hz。

4. 逆变控制系统设计

经过前面的分析我们知道, 逆变控制系统的时域指标主要有超调量 $\delta\%$ 和调节时间 t_s ; 开环频域指标包括谐振峰值 M_r 、谐振频率 ω_r 、频带宽度对应的频率 ω_b ; 闭环频域指标包括穿越频率 ω_c 、相位裕量 γ 和幅值裕量 h 。这些性能指标的高低就决定了控制系统的稳

态性能、动态性能和工作稳定性。

一般地，对于一个控制系统，设计时要全面考虑三个方面的问题：

第一，要控制稳态误差的量，也就是要保证控制精度和稳态精度；

第二，要保证系统的动态响应速度，控制超调量、调节时间等；

第三，要保证系统的稳定性，合理设计穿越频率、频带和稳定余量。

要保证系统以上三个方面性能，就要分段设计系统的频率特性，具体说就是注意三个方面(参考图 6.5 所示的高阶系统的开环对数幅频特性)。

1) 低频段要高增益，即 K 足够大， $L(\omega)$ 足够高，斜率要大，这样可以提高系统的稳态性能。

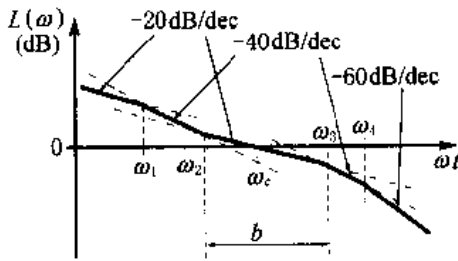


图 6.5 高阶系统的开环对数幅频特

2) 中频段的斜率以 -20dB/dec 为宜，这样相位裕度大， γ 可达 90° 。中频段穿越频率 ω_c 要足够大，这样系统动态响应快，但也不能太大，根据奈氏判据，必须小于开关频率 f_s 。一般地，取 $\omega_c = (1/4 \sim 1/5)2\pi f_s$ ；中频段还要足够宽，其宽度 b 不要小于 10，这样相位余度也大。

3) 高频段的设计主要考虑提高系统的抗干扰能力，尽量要随 ω 的增大而迅速减小。

初步设计逆变控制系统时，可以采用如下的近似公式：

$$\begin{cases} \omega_b \approx \omega_c \sim 1.5\omega_c \\ M_r = 1/\sin\gamma \\ \omega_c = (4 \sim 9)/t_s \\ \delta(\%) = \frac{2000}{\gamma} - 20 \\ b = T_2/T_3 = (M_r + 1)/(M_r - 1) \geq 10 \end{cases} \quad (6.9)$$

式中， $1/T_3$ 为中频段的截止频率。

如果逆变控制系统中各个环节组合起来的传递函数的伯德图不能满足以上的要求，也可以在系统中施加适当的校正环节，如串联校正、反馈校正、前置校正和干扰补偿四种，前置校正也叫前馈校正，干扰补偿也叫顺馈校正。各种校正方式如图 6.6 所示，图中 $G_c(s)$ 和 $H_1(s)$ 为校正环节传递函数。

以上各种校正环节的电路形式将在后面陆续介绍。

串联校正和反馈校正都可以不同程度地改善系统的稳态和动态性能，又可以抑制干扰信号的影响，对控制质量要求较高的逆变系统可以采用这两种校正。

前馈校正和顺馈校正属于开环和闭环相结合的校正，这两种校正即增加了系统的开环增益，又能保证系统稳定，被广泛地应用于高精度的逆变控制系统。

设计校正环的步骤如下：

- 1) 写出固有逆变系统的传递函数，分析其性能，若不符合指标，则需校正。
- 2) 根据要求的系统指标和前面的伯德图分析，求出符合要求的系统传递函数。
- 3) 与固有逆变系统传递函数比较，就可以得到校正环节的传递函数。

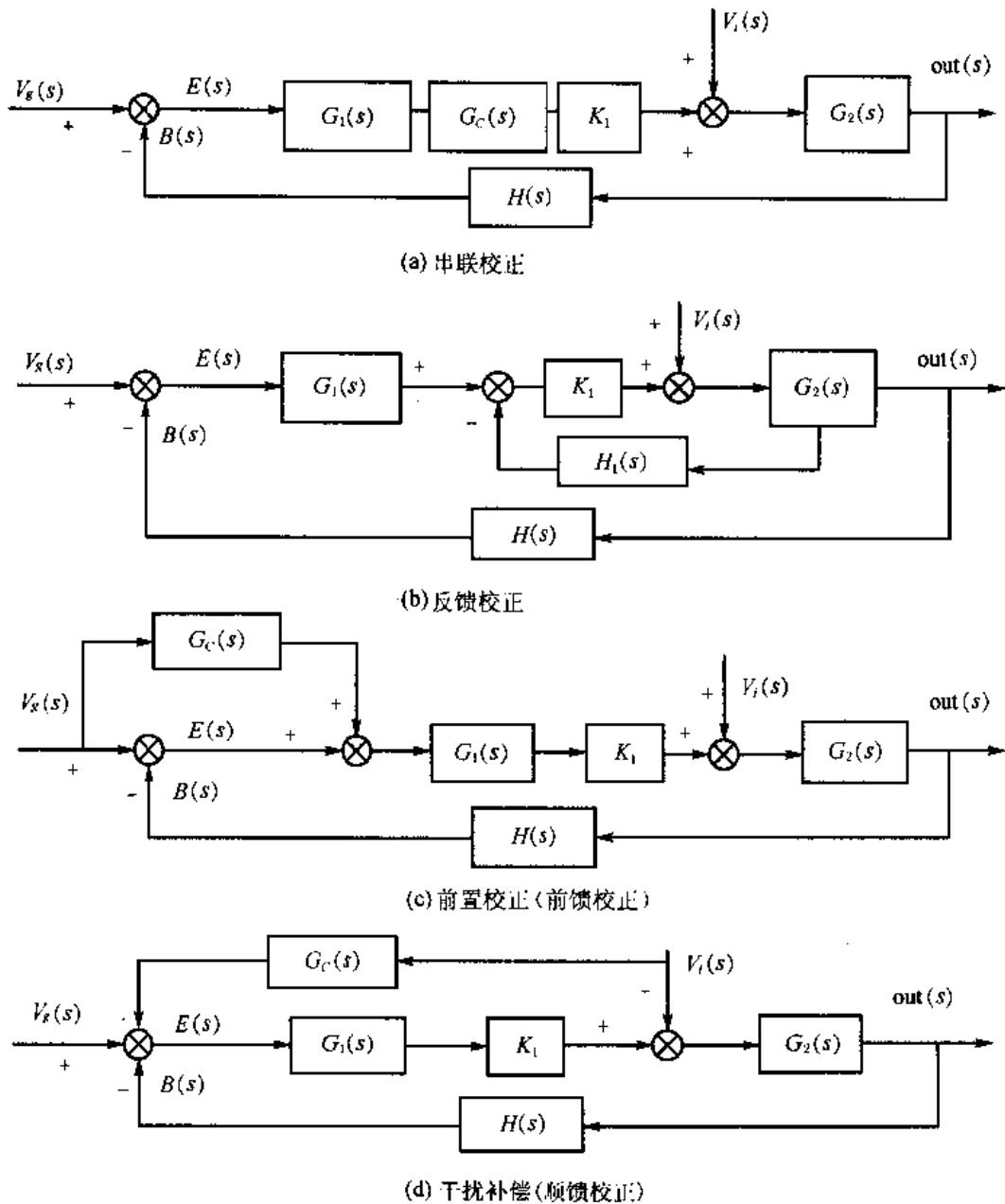


图 6.6 逆变控制系统的校正

6.2 现代逆变控制系统中主要环节的设计

对于现代逆变控制系统，其主电路设计好以后，就可以写出其传递函数 $G_2(s)$ 。一般的逆变控制系统的输出反馈环节都是线性环节，即 $H(s) = K_B$ 。除了以上环节之外，逆变控制系统中的主要环节就剩下控制调节器 $G_1(s)$ ，校正环节 $G_c(s)$ 或 $H_1(s)$ 和时间比例控制及脉冲形成环节，即 K_1 环节了，下面介绍它们的类型和设计。

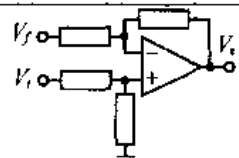
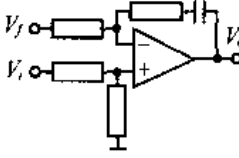
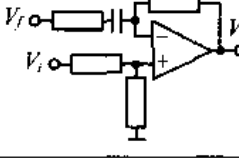
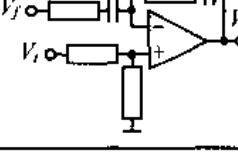
6.2.1 控制调节器和校正环节的分类和应用

1. 控制调节器的分类和应用

控制调节器又叫误差放大器，有时也叫作补偿网络。控制调节器的类型主要有比例

调节器、比例积分调节器、比例微分调节器和比例积分微分调节器，它们的性能不同，用于不同的逆变控制系统。各种调节器电路形式、传递函数、性能和应用见表 6.1。

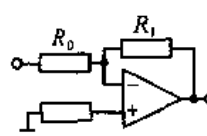
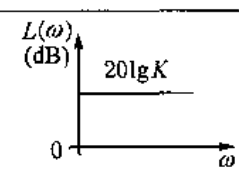
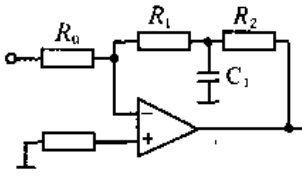
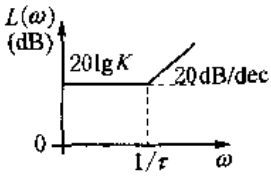
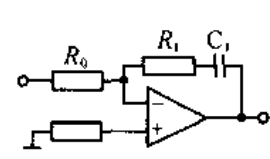
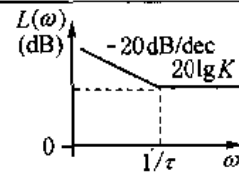
表 6.1 控制调节器的类型和性能

类型	电路形式	传递函数	基本性能	应用
比例		K_P	动态响应快，有稳态误差	用于控制精度要求不太高的系统
比例积分		$K_P(1+1/\tau_I s)$	没有稳态误差，动态响应稍慢	用于控制精度要求高、动态响应不用太快的系统
比例微分		$K_{PS}(1+\tau_D s)$	动态响应很快，有稳态误差	用于控制精度要求不高、动态响应要求很快的系统
比例积分微分		$\frac{K_P(1+\tau_I s)}{1+\tau_D s}$	没有稳态误差，动态响应快	用于控制精度要求高、动态响应又快的系统

2. 校正环节

校正环节分为无源和有源两类，又分为比例、比例积分、比例微分、超前和滞后环节等形式，分别可见表 6.2 和表 6.3。

表 6.2 有源校正环节

	原理图	传递函数	对数幅频特性
比例		$G(s) = -R_1/R_0 = -K$	
比例微分		$G(s) = -K(\tau s + 1)$ $K = (R_1 + R_2)/R_0$ $\tau = R_1 R_2 C_1 / (R_1 + R_2)$	
比例积分		$G(s) = -K(\tau s + 1)/\tau s$ $K = R_1/R_0$ $\tau = R_1 C_1$	

	原理图	传递函数	对数幅频特性
超前校正		$G(s) = -K(\tau_1 s + 1) / (\tau_2 s + 1)$ $K = (R_1 + R_2) / R_0$ $\tau_1 = R_3 C_1$ $\tau_2 = (R_1 // R_2 + R_3) C_1$	
滞后校正		$G(s) = -K(\tau_1 s + 1) / (\tau_2 s + 1)$ $K = R_2 / R_0$ $\tau_1 = R_1 C_1$ $\tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$	
超前滞后校正		$G(s) = -K(\tau_1 s + 1) / S(\tau_2 s + 1)$ $K = 1 / R_0 (C_1 + C_2)$ $\tau_1 = R_1 C_1$ $\tau_2 = (C_1 // C_2) R_1$	

表 6.3 无源校正环节

	校正网络	传递函数	对数频率特性	主要参数
超前校正		$G(s) = \frac{a(1 + \tau s)}{1 + a\tau s}$ $a = R_1 / (R_1 + R_2)$ $\tau = R_1 C$		$\omega_m = \frac{1}{\tau \sqrt{a}}$ $\varphi_m = \tan^{-1} \frac{1 - a}{2 \sqrt{a}}$ $\sin^{-1} \frac{1 - a}{1 + a}$
滞后校正		$G(s) = \frac{1 + \tau s}{1 + \beta \tau s}$ $\beta = (R_1 + R_2) / R_2$ $\tau = R_2 C$		$\omega_m = \frac{1}{\tau \sqrt{\beta}}$ $\varphi_m = \tan^{-1} \frac{1 - \beta}{2 \sqrt{\beta}}$ $\sin^{-1} \frac{\beta - 1}{1 + \beta}$
滞后超前校正		$G(s) = a\tau_1 \cdot \frac{1 + \tau_1 s}{1 + a\tau_1 s} \cdot \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \beta\tau_2 s}$ $\tau_1 = R_1 C_1$ $\tau_2 = R_2 C_2$ $a\tau_1 + \beta\tau_2 = \tau_1 + \tau_2 + R_2 C_1$ $a\beta = 1$		$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1 \tau_2}$ (零相角频率) $\omega_{max} = \frac{1}{\tau_1 \sqrt{a}}$ (最大超前相角频率) $\omega_{min} = \frac{1}{\tau_2 \sqrt{\beta}}$ (最大滞后相角频率)

6.2.2 时间比例控制及脉冲形成电路

功率变换的控制方式分为调频工作方式和定频调脉宽工作方式，所以时间比例控制及脉冲形成电路就分为脉冲频率调节方式(PFM)和脉冲宽度调节方式(PWM)两种，分别用于 PFM 和 PWM 功率变换电路中主开关管的驱动。在上一节我们讲过，一般的逆变控制系统中的这部分电路都可等效为线性环节，其比例系数为 K_1 ，脉冲参数(频率 f_p 或占空比 δ)与控制电压 v_c 有以下的关系：

$$\text{PFM 方式:} \quad f_p = K_1 v_c \quad (6.10)$$

$$\text{PWM 方式:} \quad \delta = K_1 v_c \quad (6.11)$$

1. PFM 方式脉冲形成基本电路

PFM 方式，控制电压 v_c 调节的是脉冲的频率 f_p 。脉冲形成的基本电路是压频转换电路，如图 6.7 所示。这里， v_c 代表图中电平 V_c 的变量，以下同。

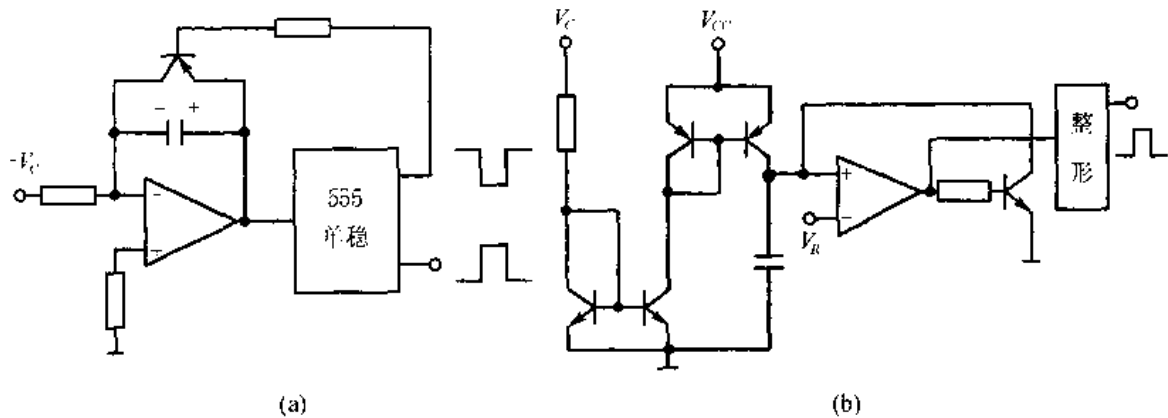


图 6.7 压频转换电路

图中，(a)这种电路用于负载谐振变换控制电路时，对产生的脉宽要整形(定宽)、功率放大，有时还要隔离。压频转换电路的思想(见图(b))还可用于设计集成的控制芯片，如 UC3860~UC3868，对于输出脉冲列的 T_{ON} 和 T_{OFF} ，固定一个，调节另一个。这些芯片用于谐振开关(双零开关)功率变换控制电路。

2. PWM 方式脉冲形成基本电路

PWM 方式脉冲形成的基本电路如图 6.8 所示。

图中，比较器的同相输入端为一锯齿波或叫作 RAMP 输入、输出的对应关系，如图 6.9 所示。由图可见，调节 V_c 就可以调节脉冲宽度，也就是调节了占空比。

采用 PWM 脉冲形成基本电路，可以制成多种 PWM 集成控制芯片，典型的有 UC3823~3829，UC3842~UC3848，UC3875~UC3879，UC3523~UC3527，L496，4962，4970，4974，SG3524~SG3527，TDA4700，ML4818，TL494，TL1451，ML4818 等等。还有一些公司生产的高频有源 PFC 控制芯片、正弦波调制 PWM 控制芯片等，其内部也都有 PWM 脉冲形成的基本电路。在后面的章节里，我们将有选择地对以上芯片中的典型型号给以详细的介绍。

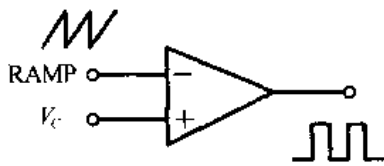


图 6.8 PWM 脉冲形成的基本电路

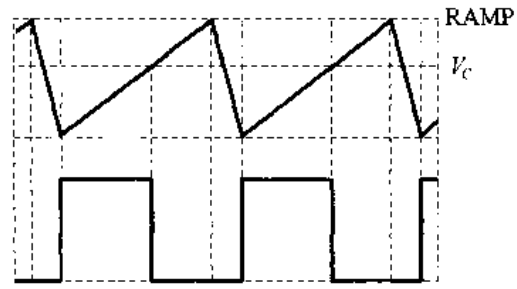


图 6.9 PWM 工作波形

6.3 PWM 型逆变控制系统的设计

PWM 型功率变换技术和主电路形式及设计方法在前面的章节中已经详细论述过。PWM 型逆变控制系统的设计主要包括它的分类、性能对比和应用设计。

PWM 型逆变控制系统分为电压型 PWM 控制系统和电流型 PWM 控制系统两种，下面分别予以论述。

6.3.1 电压型 PWM 控制系统

1. 电压型 PWM 逆变控制系统结构

逆变控制系统的最终输出可以是直流电压、交流电压、直流电流、交流电流、频率或功率，在输出部分需进行滤波。大多数逆变系统输出是直流电压，也就是说，系统输出和调节的是直流电压量，当然逆变变压器副边还有整流电路。对于这些系统，其反馈量就是输出电压的一定比例值，用给定电压与反馈电压的误差信号来调节 PWM 脉冲的宽度，我们通常把这种逆变控制系统称作电压型 PWM 控制系统。对于大部分电压型 PWM 逆变控制系统，不论是直流输出还是交流输出，其控制系统的结构框图都可以统一地画成如图 6.10 所示的形式。图中，误差放大器可根据控制系统的要求选择 P、PI、PD、PID 等不同形式；PWM 环节输出为脉冲占空比， $\delta \approx K_1 V_c$ ； T_r 为逆变主电路开关管，逆变主电路可以是各种拓扑形式； T 为逆变变压器， $V_1/V_2 = N$ ，对于非隔离式（不用变压器）， $N=1$ ；LC 为输出低通滤波器，对不同的控制系统，LC 参数有很大差别； R_1, R_2 为输出电压反馈电路， $K_2 = R_2/(R_1 + R_2)$ （有时用 K_B 表示）。

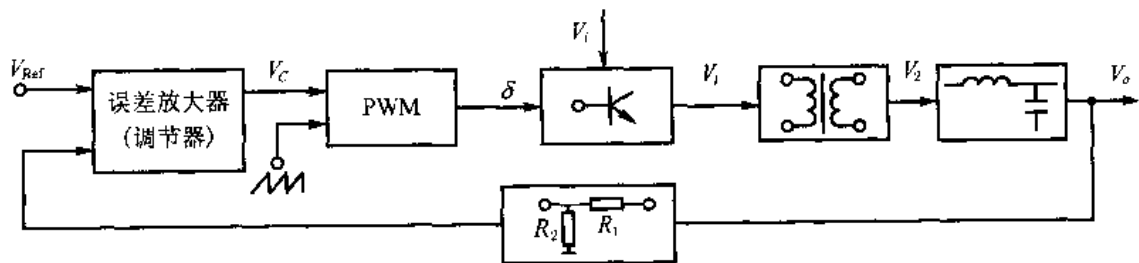


图 6.10 电压型 PWM 逆变控制系统结构框图

图 6.10 可以画成传递函数的形式，见图 6.11。该逆变系统的开环传递函数 $G(s)H(s)$ 由下式给出：

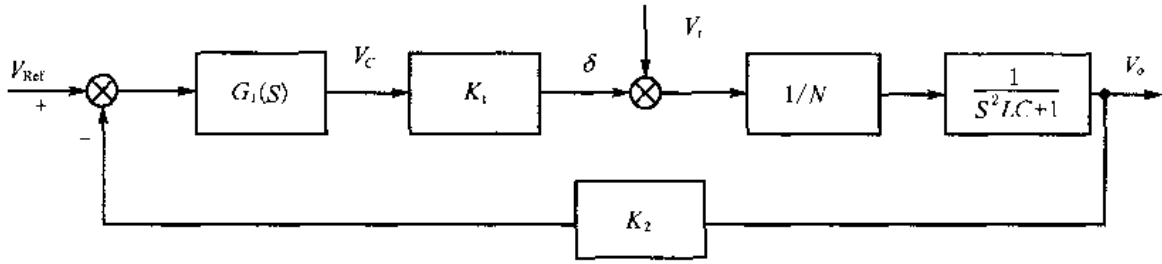


图 6.11 电压型 PWM 逆变控制系统

$$G(s)H(s) = \frac{K_1 K_2 G_1(s) \cdot K_B}{N(s^2 LC + 1)} \quad (6.12)$$

其闭环传递函数为

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{K_1 G_1(s) / N}{LCs^2 + 1 + K_1 G_1(s) K_2 / N} \quad (6.13)$$

2. 系统的分析和设计

误差放大器(或调节器)若是比例环节,式(6.12)和(6.13)都是二阶的,即系统是二阶系统。二阶系统是一个有条件的稳定系统。另外,由于输出滤波参数 LC 一般比较大,频率参数 $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 比较低。所以,系统在中频段是以 -40dB/dec 的斜率穿过 $L(\omega) = 0$ 这条线的,这显然是不符合前面第一节所讲的稳定性要求的。

在这个系统中,即使采用 PI 调节器,也只是为了减小稳态误差。所以,零点也很低,中频段仍然以 -40dB/dec 的斜率穿越零线,如图 6.12(a)所示。

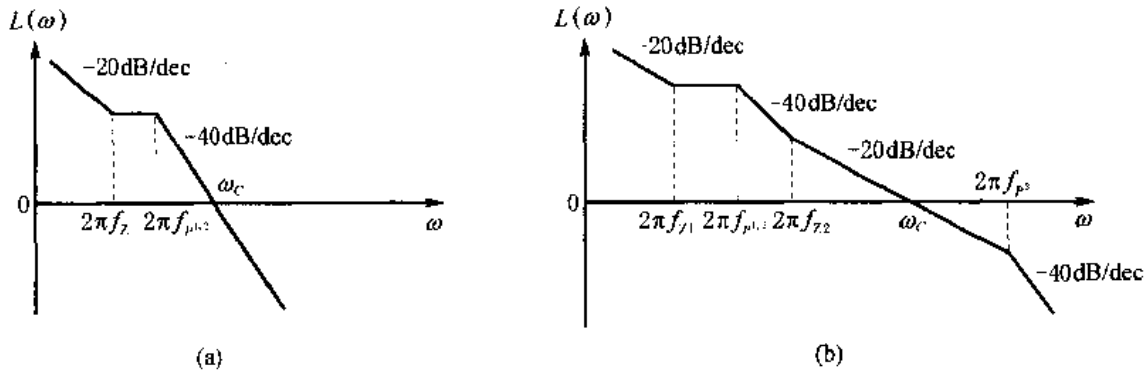


图 6.12 电压型 PWM 逆变控制系统幅频特性曲线

为了使系统满足稳态性能、动态性能和稳定性的要求,就要使其幅频特性具有近似图 6.5 所示的形式。为此,在该系统中就要进行校正。显然,在中频段,加一个串联的超前校正环节(有源或无源),就能使其开环幅频特性的低、中、高频段都能满足要求,如图 6.12(b)所示。

至于 ω_c , b 等参数的设定,都要遵循第 6.1 节所讲的基本原则和参考公式。这个系统参数的设置有一个矛盾,那就是,如果 ω_c 太小,则由式(6.8), (6.9)可知,其调节时间 t_r 和上升时间 t_r 太长,即系统响应速度太慢;如果 ω_c 太大,则系统稳定性就差。一般须满足下式:

$$\omega_c = \left(\frac{1}{4} \sim \frac{1}{5} \right) 2\pi f_s \quad (6.14)$$

式中, f_s 为逆变开关频率。

要解决以上的矛盾, 可以采用反馈校正的方式组成双环控制系统, 即电流型 PWM 控制系统。

6.3.2 电流型 PWM 控制系统

1. 电流型 PWM 控制系统基本原理

在电压型 PWM 控制系统中, 检测出输出电抗器 L 上的电流变化量, 让其参与 PWM (即 δ) 的调节, 也就是形成一个内部的反馈环 (即电流环), 组成电压、电流双闭环逆变控制系统, 如图 6.13 所示。

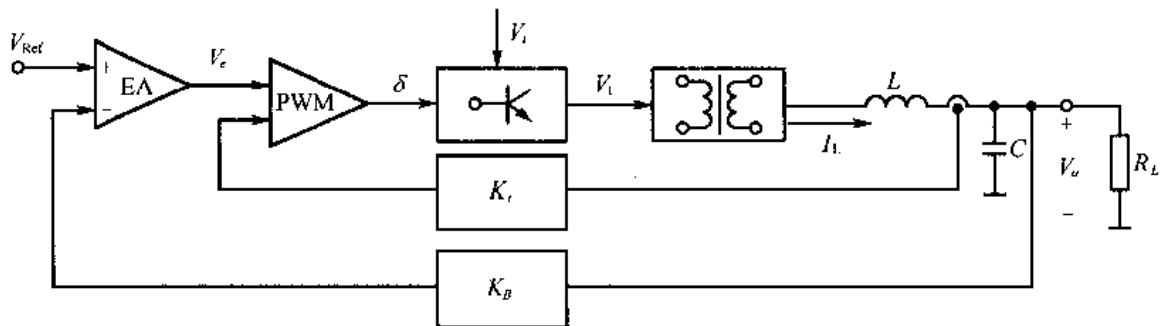


图 6.13 电压、电流双闭环逆变控制系统

图中, K_i 为电感电流 i_L 的反馈系数。对控制系统稳定性进行分析时都是指系统对变化信号的响应情况。因此, 这里电流反馈只对 I_L 的变化量 i_L 进行取样即可。我们知道 I_L 的平均值就是输出电流 I_o , 对于交流输出的逆变器来说, $I_L = i_L$ 。

不论有无逆变变压器隔离, 对于 i_L 来说, 都可以通过检测开关管上的电流变化来反映出来。没有隔离变压器时, $I_c = I_L$, 有隔离变压器时, $I_c = I_L / N$, 其中, $N = N_1 / N_2$ 。

在第 8.2 节我们将会讲到, 检测电流最简单可靠的方法之一就是采用电流互感器, 检测到 I_L 后, 通过取样电阻 R_s 变成电压 V_s 后送到脉宽调制 (PWM) 比较器。因此, K_i 可以由下式给出 (式中 M 为互感器的匝数):

$$K_i = \frac{V_s}{I_L} = \frac{R_s}{MN} \quad (6.15)$$

电流型 PWM 控制系统分为峰值电流型和平均电流型两种, 它们检测并反馈的分别是一个导通周期 (T_{ON}) 内电流变化的峰值和平均值。这两种方式都可以用于逆变器和高频有源 PFC 电路, 它们各有优点和不足。前者方便、快速, 但是需要稳定性补偿; 后者稳定可靠, 但是反应速度慢, 控制比较复杂。峰值电流控制模式比平均电流控制应用更普遍, 所以, 这里主要以峰值电流模式分析电流型 PWM 逆变控制系统。关于平均电流控制模式将在第 7.4 节介绍高频有源 PFC 电路时提到。

2. 环路分析

(1) 电流内环的传递函数

在一个导通周期(T_{ON})内, 电流内环的等效电路可以画成图 6.14 的形式。

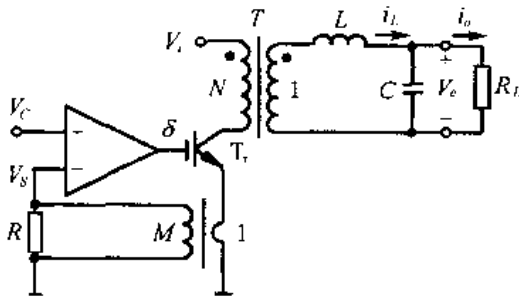


图 6.14 电流内环的等效电路

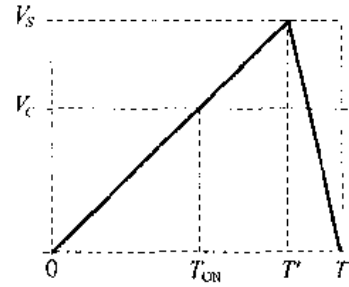


图 6.15 电流内环的控制波形

系统对大信号的响应称为大信号系统。假设副边电抗器中的电流刚好连续, 即在 T_{ON} 内, i_L 从零变化到 I_L , 则电流取样信号 V_S' 与电流 i_L 之间的关系满足:

$$V_S' = Ri_L / NM \quad (6.16)$$

电流内环的控制波形如图 6.15 所示, 图中, V_S 为 T_{ON} 最大时 (T_{ONmax}) 的 V_S' 值。因为

$$T_{ONmax} = T' \approx T$$

$$\text{所以 } V_S = (Ri_L / NM) \cdot (T' / T_{ON}) \approx (Ri_L / NM) \cdot (T / T_{ON}) \quad (6.17)$$

由几何知识我们可以求出 V_C 与 V_S 的关系:

$$V_C = V_S \cdot (T_{ON} / T) \quad (6.18)$$

由以上分析可以写出电流内环的放大倍数, 即闭环传递函数:

$$A_i(S) = i_L / V_C = NM / R \quad (6.19)$$

由此可见, 电流内环的传递函数即放大倍数 $A_i(S)$ 与频率 ($S = j\omega$) 无关, 与输入电压 V_i 也没有关系。

(2) 外环传递函数

首先, 我们假设误差放大器 EA 为比例调节器, 其传递函数为 K_P 。其次, 输出电容 C 的等效串联电阻 ESR 很小, 可以忽略。因此, 我们可以写出以下公式:

$$K_C = V_o / i_L = i_o R_L / i_L \quad (6.20)$$

$$i_o = i_L \cdot X_C / (X_C + R_L) = i_L / (R_L CS + 1) \quad (6.21)$$

将式(6.21)代入(6.20), 可得

$$K_C = R_L / (R_L CS + 1) \quad (6.22)$$

由以上的分析和假设可以写出电压外环的开环传递函数为

$$G(S)H(S) = K_P \cdot \frac{NM}{R} \cdot \frac{R_L}{R_L CS + 1} \cdot K_B = \frac{NM}{R} \cdot \frac{K_P K_B R_L}{(R_L CS + 1)} \quad (6.23)$$

由此可见, 这显然是一个一阶系统, 理论上是一个无条件的稳定系统(是以 -20dB/dec 的斜率穿越零线的), 并且频带很宽, 动态响应很快。

3. 环路补偿和斜波补偿

上述电流型控制系统不仅稳定, 而且动态响应快。但是, 它也存在两个缺点: 一是由于其稳态是有静态误差的, 所以控制精度不高; 二是由于高频段的斜率不够大, 对高频噪声的衰减速度太慢, 因此抗高频干扰的能力不强。

为了解决以上问题，我们可以采用表 6.2 中的超前滞后环节对系统进行校正，校正后的结果如图 6.16 所示。

由图可知，原来的系统为一阶惯性系统，校正后，系统的开环传递函数的幅频特性曲线满足了前面讲到的系统设计的三点要求，即：

- 1) 低频段的斜率为 -20dB/dec ，系统的静态误差为零；
- 2) 中频段的斜率为 -20dB/dec ，系统有足够的稳定余量；
- 3) 高频段的斜率为 -40dB/dec ，对高频干扰的衰减很快，抗高频干扰的能力强。

满足了以上三点，系统的稳态性能、动态性能、稳定性和高频抗干扰性能各方面都有了比较好的结果。

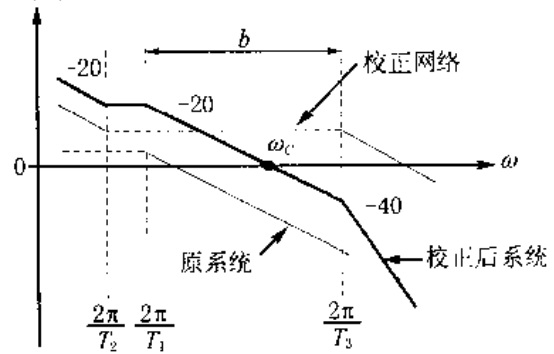


图 6.16 电流型控制系统的校正

4. 电流斜坡补偿

在前面的分析过程中，我们对系统作了一些假设和简化，使得分析变得比较容易。

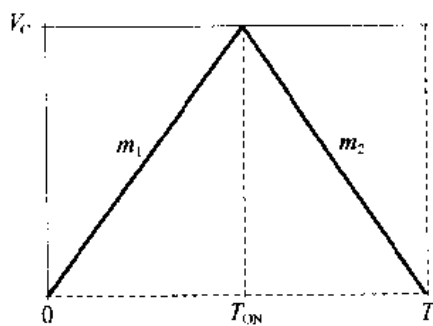


图 6.17 电流环斜坡变化示意图

实际上，被我们忽略的因素有时也会对系统的性能造成比较大的影响，比如前面我们忽略的电解电容的 ESR 和开关管的最小死区，都会影响系统的稳定性。电流内环的控制过程即电流斜坡，如图 6.17 所示。

图中， m_1 为开关管导通期间电感电流 i_L 的上升率的等效折算值， m_2 为开关管关断期间电感电流 i_L 的下降率的等效折算值，它们可以由下式给出：

$$\begin{cases} m_1 = V_s / T \\ m_2 = V_o R / (LNM) \end{cases} \quad (6.24)$$

图 6.17 所画的是稳定工作的情况，当负载或输入电压变化时都会造成电流的变化。当产生扰动时，系统能否稳定工作取决于其对扰动的响应是否收敛。

电流型控制系统的收敛性分两种情况，即 $\delta < 0.5$ 和 $\delta > 0.5$ 。在这两种情况下，系统接受扰动时的稳定性表现是不一样的，见图 6.18。

图(a)中，当 $\delta < 0.5$ 时，如果有一个扰动 Δi ，经过一个周期后产生的电感电流变化量 $\Delta i_L < \Delta i$ ，这一点可以用解析几何的方法进行证明(这里不做详细证明)，所以系统是收敛的，也就是稳定的。

图(b)中，当 $\delta > 0.5$ 时，扰动 Δi 经过一个周期后产生的电感电流变化量 $\Delta i_L > \Delta i$ ，很显然，这时系统是发散的，也就是不稳定的，并且 δ 越大，系统也就越不稳定。为了解决 $\delta > 0.5$ 时系统不稳定的问题，我们可以对电感电流 i_L 上升的斜率进行补偿，也就是加大等效的 m_1 ，实际上也就相当于人为地减小了占空比 δ ，使其等效成 $\delta < 0.5$ 时的稳定的情况。

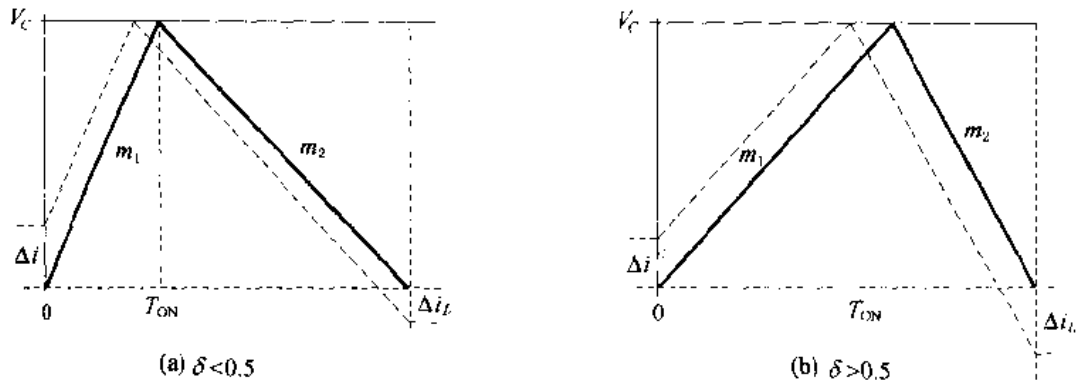


图 6.18 电流扰动响应情况分析

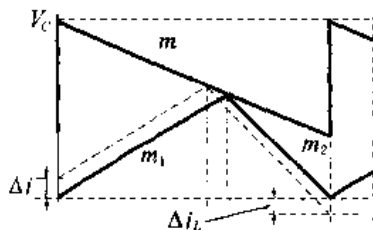


图 6.19 电流斜波补偿

由图 6.14 可知, 增加 i_L 也就是增加 V_s' , 实际上和减小 V_C 是等效的。所以, 在分析补偿的作用时, 我们来看减小 V_C 的情况。但是在实际应用过程中, 增加 V_s 和减小 V_C 都是可以的, 有时增加 V_s 反而比减小 V_C 更方便。

减小 V_C 进行斜波补偿的情况见图 6.19。图中, $-m$ 为减小的 V_C 的斜率。用解析几何的方法可以求出(这里省略求解过程):

$$\Delta i_L = -\Delta i(m+m_2)/(m+m_1) \quad (6.25)$$

由于 δ 越大, 系统就越不易稳定, 需要补偿的幅度也就越大, 所以我们要考虑 $\delta \approx 1$ 时的情况。当 $\delta \approx 1$ 时, $m_1 \approx 0$, 即稳态时的 $i_L \approx I_L$, 基本不变。这时, 如果不进行补偿, 系统肯定是不稳定的。由式(6.25)可知, 如果 m 能满足下式, 系统就是收敛稳定的:

$$m > -0.5m_2 \quad (6.26)$$

在实际应用中, 我们一般取 $m \approx 0.75$, 以使得在 V_c 变化时, 即 m_2 变化时, 始终满足式(6.26), 从而保证系统稳定。

5. 电流型 PWM 控制的优点

由以上的分析可知, 和电压型 PWM 控制相比, 电流型 PWM 控制具有很多优点:

1) 逐个脉冲控制, 动态响应快, 调节性能好。当输入电网电压或输出负载变化时, 马上就引起电流 i_L 变化, 检测到的信号 V_s' 也紧跟着变化, 立即调整脉冲的宽度。

2) 易于实现限流和过流保护。逐个电流脉冲峰值控制, 反应快, 限制 v_c 幅度, 就可限制最大电流, 并且可以实现开关管的过流保护。

3) 输出电压与 v_i 无关, 系统的源效应好。

4) 允许的输入电压交流纹波可以比较大, 减小了输入滤波电容, 提高了可靠性, 并且提高了输入交流电的功率因数, 使三相输入无源校正功率因数可达 0.95。

5) 系统是一阶的, 稳定余量大, 稳定性好。

6) 多套系统并联运行时, 均流效果好。如果多套系统并联运行时的 V_C 是同一个信号, 在理论上输出电流就是相等的。但是, 要使电流反馈系数的精度 $K_i = \frac{V_s}{I_L} = \frac{R_s}{MN}$ 达到一定的要求才行。

7) 逐个电流脉冲峰值检测和控制, 能够有效地抑制逆变变压器单向偏磁所引起的饱和问题, 应用于推挽式和全桥式电路, 不需要施加去偏磁耦合电容。

8) 由于半桥电路原边绕组在正负半周所施加的电压幅值 V_p 可能是不一样的, 所引起的电流变化也可能不一样, 并且电流的变化与 V_p 的变化会引起恶性循环, 从而使电路的逆变工作控制失控。所以, 电流型控制方式不适用于半桥式逆变电路。

6.4 谐振开关变换集成控制芯片及其应用

逆变控制系统中的逆变主电路和环路性能设计完成以后, 最主要的就是要选择并设计合适的脉冲产生电路了。在大部分类型的逆变控制系统中, 都能选择到合适的集成控制芯片, 作为其脉冲形成电路。谐振开关(又叫双零开关)变换就是对开关管的导通时间 T_{ON} 和关断时间 T_{OFF} 固定一个, 调节另一个, 从而达到调节时间比例来调节输出的目的。谐振开关变换集成控制芯片中, 最典型的就是 Unitrode 公司生产的 UCX86X 系列, 另外还有 LD405, GP605, CS3805, MC34066, CS360 和 ML4815/4816 等。

6.4.1 谐振开关变换集成控制芯片的结构和特性

谐振开关分为 ZVS 和 ZCS, 它们的固定工作时间阶段分别是 T_{OFF} 和 T_{ON} , 适用于它们的集成芯片产生的脉冲所调节和固定的时间阶段, 当然也要与之对应。在诸多的谐振开关变换集成控制芯片中, UCX860~UCX868 系列是比较典型的。它们的质量等级分别为三级(这与其他类别的 IC 芯片是相似的), 其中, UC186X 系列为军用品, 工作环境温度 T_A 范围为 $-55 \sim 120^\circ\text{C}$; UC286X 系列为工业品, 工作环境温度为 $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$; UC386X 为民用品, 工作环境温度为 $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ 。

在 UCX860~UCX868 系列芯片中, UCX850 与 UCX861~UCX868 的基本参数差别较大, UCX861~UCX868 中各芯片的参数也不一样, 它们的基本性能可以对照表 6.4。

表 6.4 UCX860~UCX868 基本性能

芯片类型	欠压锁定和恢复欠压值	两路输出的关系	固定时间	适用开关
UCX860	17.3/10.5	交替	ON	ZCS
X861	16.5/10.5	交替	OFF	ZVC
X862	16.5/10.5	并联	OFF	
X863	8/7	交替	OFF	
X864	8/7	并联	OFF	
X865	16.5/10.5	交替	ON	ZCS
X866	16.5/10.5	并联	ON	
X867	8/7	交替	ON	
X868	8/7	并联	ON	

以上芯片各有两类封装形式: DIL 或 SOIC 为双列直插式, PLCC 或 LCC 为方形四面出线式, 见表 6.5。

表 6.5 UVX860~UCX868 的封装形式

芯片系列	DIL(SOIC)-J,N,DW	PLCC(LCC)-Q,L
UCX860	DIL-24,J 或 N	PLCC-28,LCC-28,Q 或 L
UCX861~X868	DIL-16,SOIC-16,J 或 N,DW	PLCC-20,LCC-20,Q 或 L

双列直插型用的比较普遍，我们以此为例来介绍。

1. UCX860 的内部结构和基本特性

UCX860 的内部结构如图 6.20 所示，图中，主要包括参考电压稳压电路 V_{REF} 、供电电源欠压锁定电路 UVLO、独立的误差放大器 EA、比较器 CMP、变频振荡电路 VFO、定时器 ONE SHOT TIMER、T 触发器和输出级 OUTA 和 OUTB 的驱动电路，另外还有故障信号比较器 FLT 和软启动作用电路 SEQUENCE。

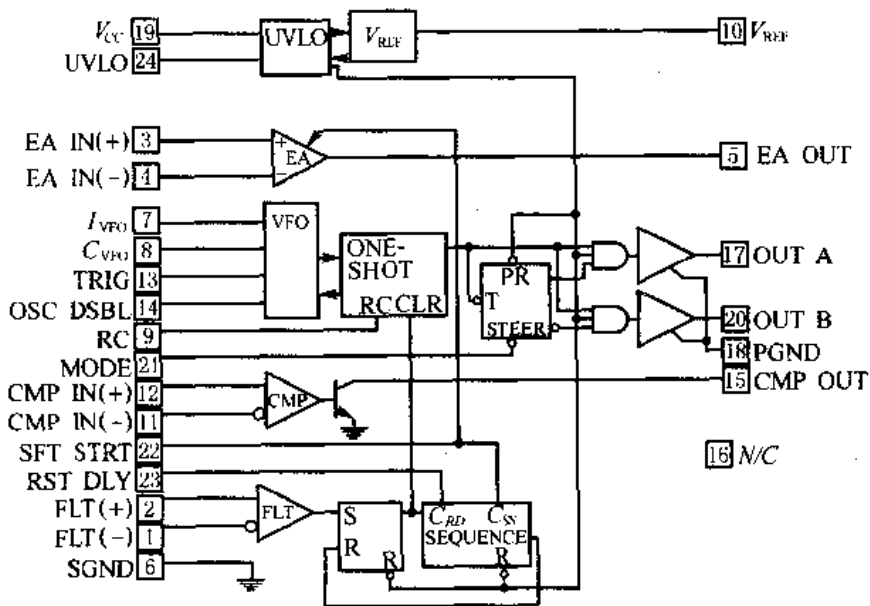


图 6.20 UCX860 的内部结构框图

UCX860 的基本参数主要有以下几项：

工作电源：最高 20V；

电源电流：30mA；

输出电流：持续 0.8A；脉冲(0.5μs)3A；

参考电压 V_{REF} ：5V；

各端(1,2,3,4,8,9,11,12,13,14,21,22,24,33)输入电压范围：-0.4~6V；

最高振荡频率：3MHz；

电源电压欠压保护值：10.5V，恢复值：17.3V；

比较器输出电压：15V；输出电流：5mA。

变频振荡器 VFO 的振荡频率 f 为

$$f = I_{VFO} / (C_{VFO} \cdot 1V) \quad (6.27)$$

改变 I_{VFO} ，就可以线性地调节振荡频率 f 。而固定的导通时间 T_{ON} 为

$$T_{ON} = 0.2RC \quad (6.28)$$

式中, R, C 分别为“RC”端对地的电阻和电容。

2. UCX861~UCX868 的内部结构和基本特性

UCX861~UCX868 的内部结构功能框图如图 6.21 所示。图中功能框与 UCX860 相似, 主要包括基准电压(5V)电路、欠压锁定电路(UVLO)、故障检测与预置逻辑和软启动电路、误差放大器 EA、压控振荡器 VCO、过零点检测比较器、定时电路(One-Shot)、脉冲分配和驱动电路等。

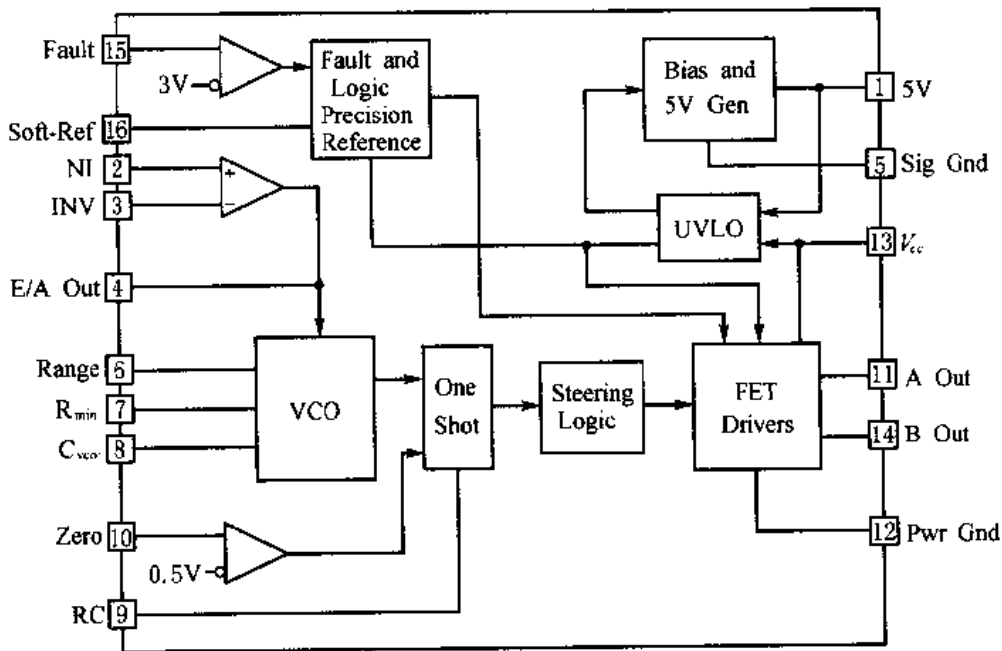


图 6.21 UCX861~UCX868 内部结构示意图

UCX861~UCX868 的基本参数除了前面介绍的欠压锁定及恢复值以外, 主要还有以下几项:

- 电源电压(最高): 22V, 电流: 25mA;
- 输出电流: 持续 0.5A, 脉冲(0.5 μ s)1.5A;
- 各输入端(2,3,10,15)允许电平: $-0.4\sim 7V$;
- 最高振荡频率: 1000kHz;
- 最低振荡频率: 10kHz;
- 最大脉宽与最小脉宽比例系数: ≥ 4.0 。

压控振荡器 VCO 的最高和最低频率 f_{MAX} 和 f_{MIN} 以及最大和最小脉冲宽度分别由下面的公式给出:

$$f_{MAX} = \frac{3.6}{(R_{MIN} // R_{range}) \cdot C_{vco}} \quad (6.29)$$

$$f_{MIN} = \frac{3.6}{R_{MIN} \cdot C_{vco}} \quad (6.30)$$

$$T_{PWMAX} = 1.2RC \quad (6.31)$$

$$T_{PWMIN} = 0.3RC \quad (6.32)$$

6.4.2 谐振开关变换集成控制芯片的应用

UCX861~UCX864 适用于 ZVS 变换器, UCX860, UCX865~UCX868 适用于 ZCS 变换器。首先根据变换器的设计种类和供电电压, 选择合适的集成控制芯片, 然后再进行参数设计。

在第五章的第 5.4 节已经介绍过, 在设计双零开关变换器的主电路时, 已经根据输出功率等级和允许的输入、输出电压变化范围, 确定功率变换电路中开关管的工作频率范围和脉冲宽度范围。由式(6.29)~(6.32)就可以求出各定频和定宽参数, 包括 C_{VCO} , R_{MIN} , R_{dage} , R 和 C 。需要注意的是, 用以上几式计算时, 选择的 f_{MAX} , f_{MIN} , T_{PWMAX} 和 T_{PWMIN} 要比主回路参数计算的值宽一些。

除了定频定宽 RC 参数之外, 电流电压检测和反馈都要计算。另外, 还要进行环路设计, 以确定调节器和补偿环节参数。

现在给出一个实际电路形式: 输入单相交流, 输出直流, 主开关管采用 MOSFET, 功率变换电路采用半桥电路, 集成控制芯片用 UC2865, 功率变换方式采用零电流开关 (ZCS) 变换电路, 如图 6.22 所示。

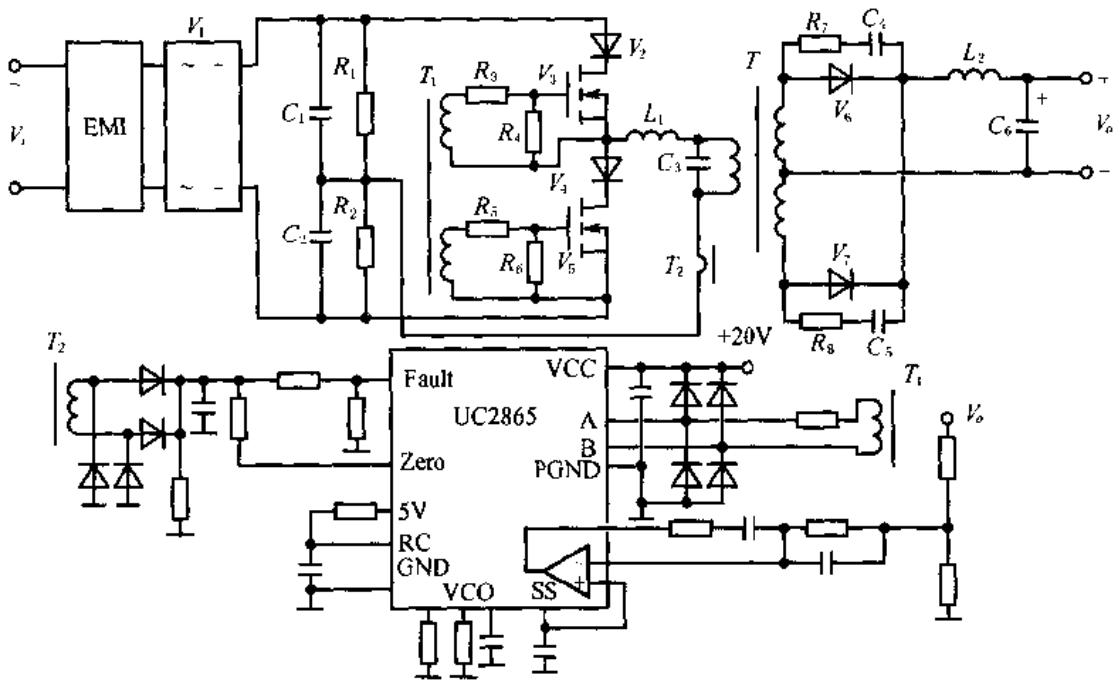


图 6.22 半桥式 ZCS 变换基本电路应用举例

6.5 电压型 PWM 控制集成芯片及其应用

电压型 PWM 变换是指传统的硬开关 PWM 变换, 用于这种变换器的集成控制芯片很多, 这里我们只具体介绍几种比较常用且典型的。Unitrode 公司和其他一些公司的电压型集成控制芯片基本情况对比见表 6.6。表中的 IC 芯片有的为单路输出, 有的为双路输出, 用于逆变控制系统的 IC 芯片需要有相位相反的两路输出。

表 6.6 电压型 PWM 控制集成芯片

型号	$V_{\text{cmx}}(\text{V})$	$V_{\text{REF}}(\text{V})$	$f_{\text{osc}}(\text{kHz})$	$I_{\text{omax}}(\text{A})$	封装
L 4960	40	5.1	200	2.5	DIP-16
L 4962	50	5.1	200	1.5	DIP-16
L 4964	50	—	200	4	SIP-15
L 4970	50	—	500	10	SIP-15
L 4974	50	—	500	3.5	DIP-20
TL 494	42	5	400	0.2	DIP-16
SG 1524	40	5	300	0.2	DIP-16
SG 3524	40	5	300	0.1	DIP-16
SG 3525A	40	5	500	0.5	DIP-16
SG 3526	40	5	400	0.2	DIP-18
SG 3527A	40	5	400	0.4	DIP-16
LM 2575	35	—	52	1	TO-220
LM 3524A	40	5	500	0.5	DIP-16
UCX 840	32	5	500	1	DIP-18
UCX 524/A	40	5	300	0.2	DIP-16
UCX 525A/27A	35	5.1	500	0.5	DIP-16
UCX 525B/27B	35	5.1	500	0.5	DIP-16
UCX 526/A	40	5	400/600	0.2	DIP-18
UCX 823	30	5.1	400	0.5	DIP-16
UCX 824	30	5.1	400	0.5	DIP-16
UCX 825	30	5.1	400	0.5	DIP-16
UCX 823A,B	22	5.1	1000	0.5	DIP-16
UCX 825A,B	22	5.1	1000	0.5	DIP-16
UCX 826	20	5	500	0.3	DIP-24
UCX 827	20	5	200	0.2	DIP-24
UCX 829	15	3	400	0.5	DIP-20
$\mu\text{PC} 1099$	26	5	200	1.2	DIP-16
HA 16666	—	5	600	—	DIP-16
HA 17451A	—	5	300	—	—

一般地,每一种芯片都分三个档次,即表中的 X 分别代表 1, 2, 3。第一种为军用品(1类),适用环境温度为 $-55\sim 125^{\circ}\text{C}$;第二种是工业用品(2类),适用的环境温度为 $-40\sim 85^{\circ}\text{C}$;第三种是民用品,适用的环境温度为 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$ (或 $-10\sim 70^{\circ}\text{C}$)。

6.5.1 电压型 PWM 控制集成芯片的结构和性能

在以上诸多的 PWM 控制芯片中,最典型的、应用最广的是 X524, X525, X527 和 X825 系列,还有 TL494。不同厂家生产的芯片,只要型号相同,其结构和基本性能就是相似的。

1. 1524/2524/3524 的基本结构和特性

X524 的封装多为 DIP-16 型，其内部机构如图 6.23。图中，主要功能块包括基准电压产生电路、振荡器、误差放大器、限流比较器、PWM 比较器、脉冲分配双稳态触发器、脉冲合成门和输出驱动管，以及保护闭锁控制电路。

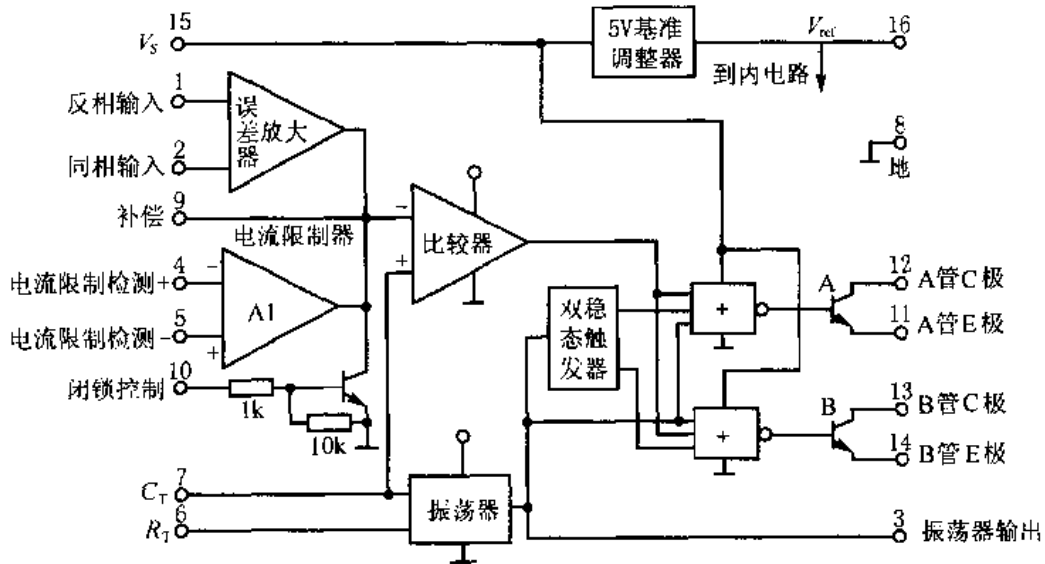


图 6.23 X524 内部结构框图

X524 主要性能参数有：

- 供电电压最高值：40V；最低电压：8V；
- 输出电流：100mA；
- 每路最大占空比：45%；
- 工作结温：-55℃~+150℃；
- 最高频率：300kHz。

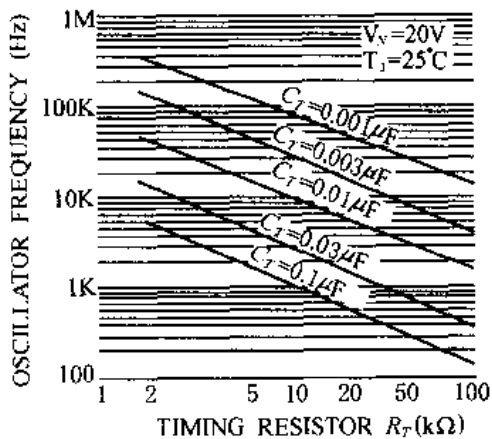


图 6.24 X524 的定频曲线

X524 的振荡频率 f 由 R_T 、 C_T 决定，可以由曲线查出，如图 6.24。 R_T 的取值范围为 8~100k Ω ， C_T 的取值范围是 0.001~0.1 μ F。振荡频率也可由下式估算后再调整：

$$f = \frac{1.18}{R_T \cdot C_T} \quad (6.33)$$

X524 的主要特点有以下几点：

- 1) 有交替输出的双路 PWM 脉冲；
- 2) 频率的温度稳定性 $\leq 2\%$ ；
- 3) 频率可在 100~350kHz 之间设置；
- 4) 总静态电流小 (≤ 10 mA)；
- 5) 有超低温和过流保护。

X524 的不足之处主要表现在：

- 1) 无欠压保护电路，无软启动控制，无 PWM 锁存器；

- 2) 输出电流太小, 需带脉冲放大驱动电路;
- 3) 输出级无泄放管, 不能带 CMOS 管。

2. X525, X527 的内部结构及基本特性

为了克服 X524 的不足, 人们又设计了第二代 PWM 控制芯片 X525, X527 等, 它们的内部结构如图 6.25 所示。

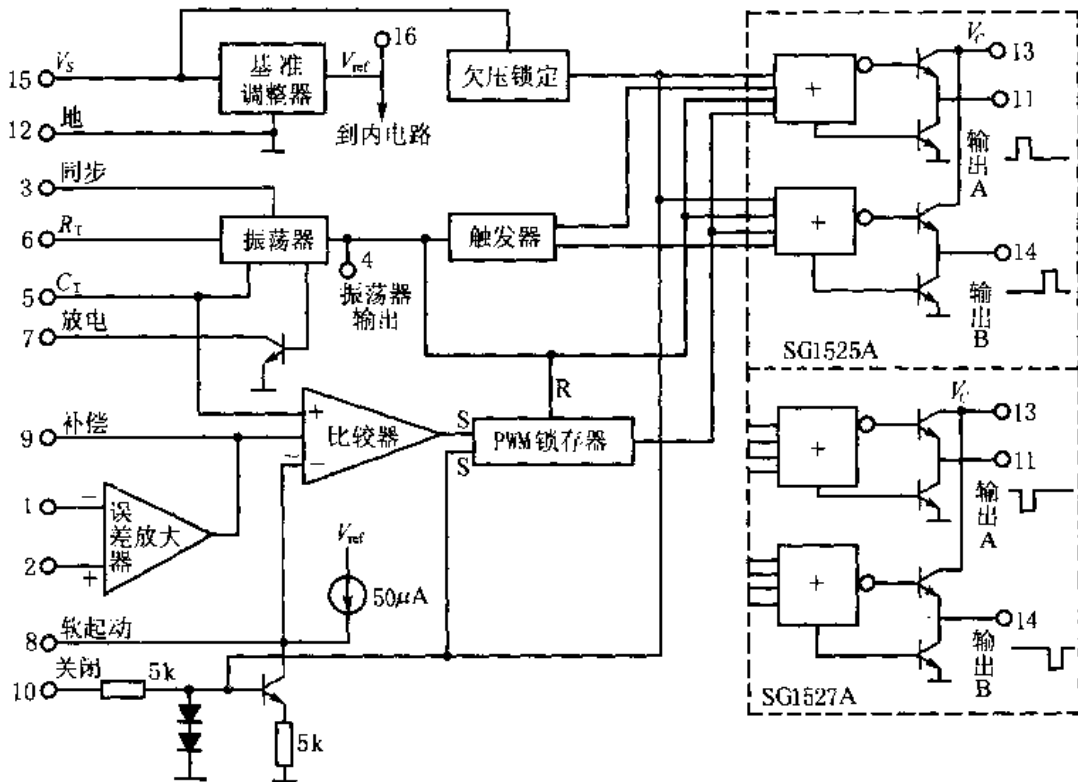


图 6.25 X525/X527 内部结构框图

和 X524 相对比, X525/X527 在原来的功能基础之上又增加了欠压锁定电路、软启动控制电路、PWM 锁存器, 输出驱动改为图腾柱(推拉)输出形式, 并增加了驱动能力。另外, 其基准电源、误差放大器、限流比较、PWM 比较器等部分, 都做了改进, 使其工作更合理、更可靠、更准确。

X525/X527 的主要参数为

- 电源电压: +40V;
- 逻辑输出: $-0.3V \sim +5.5V$;
- 输出电流: 0.5A;
- 振荡频率范围: 100Hz~500kHz;
- 基准电压: 5.1V;
- 最大占空比(一路): 49%;
- 欠压锁定电压: 7V。

与 X524 另一个不同之处, 就是 X525/X527 可以通过在 7 号与 5 号脚之间加电阻 R_D 来限制最大占空比。 C_T 的充电时间和放电时间(最小死区)由 R_T 和 R_D 决定, 它们的

关系曲线见图 6.26 和图 6.27。

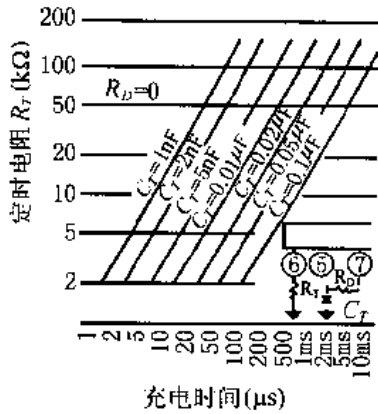


图 6.26 C_T 的充电时间

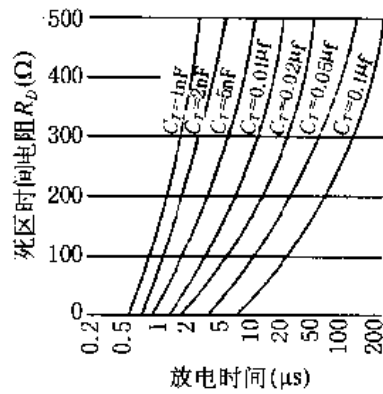


图 6.27 C_T 的放电时间

振荡频率可由式(6.34)估算:

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (6.34)$$

3. UCX825 和 TL494 的内部结构

UCX825 和 TL494 也是常用的 PWM 控制(电压型、硬开关)集成芯片, 它们的内部功能结构和性能与前面讲的 IC 芯片都有所不同, 这里只给出其内部结构功能框图。UCX825 的内部结构和功能框图见图 6.28。由图可见, 它既可以用做电压型 PWM 控制, 又可以用做电流型 PWM 控制。

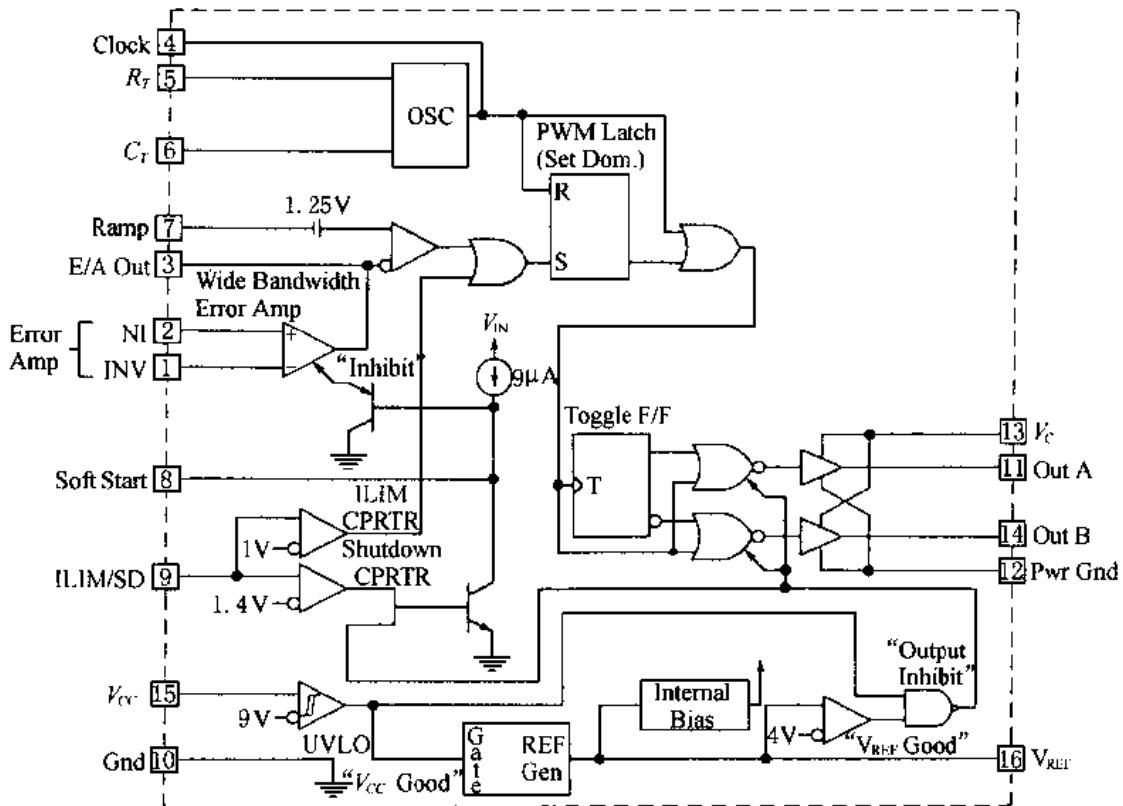


图 6.28 UCX825 内部结构和功能框图

TL494 内部结构和功能框图如图 6.29 所示。

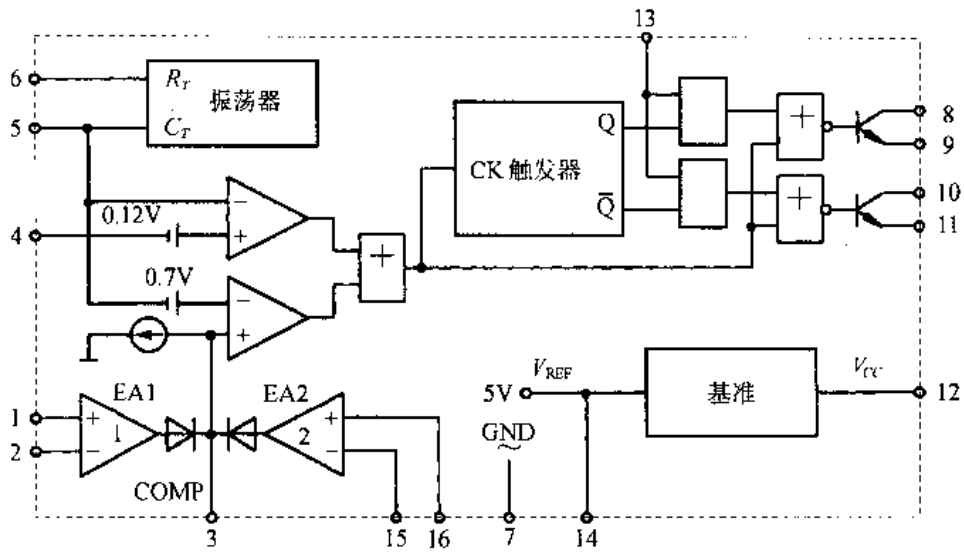


图 6.29 TL494 内部结构功能框图

TL494 有两个相互独立的误差放大器 EA1 和 EA2，可以灵活运用，还有死区时间比较器，其振荡频率 $f=1.1/R_T C_T$ 。TL494 的脉冲输出级与 X524 相同，但它可以从 13 号端封锁脉冲。

6.5.2 电压型 PWM 控制 IC 芯片的应用

尽管以上讲到的 PWM 控制 IC 芯片都是双路交替输出，但是它们也可用于单端式

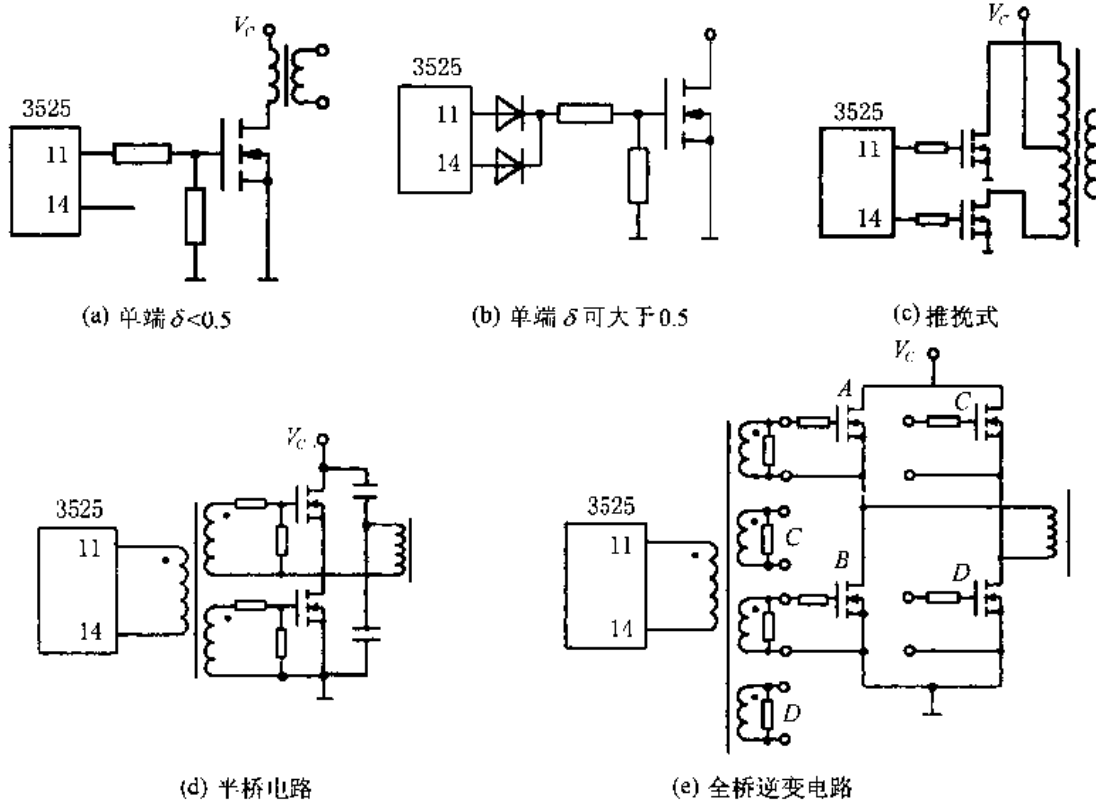


图 6.30 电压型硬开关 PWM 控制集成芯片的应用示意图

变换电路。当然，这些 IC 芯片用于双端变换(如推挽式、半桥式、桥式)电路更合适。

我们以 3525 控制由 MOSFET 组成的变换电路为例，应用于各种电路拓扑形式的示意图如图 6.30 所示。

对于电压型 PWM 控制 IC 芯片的应用，需要做以下几点说明：

- 1) 图 6.30 给出的为示意图，在实际应用中，各种开关器件对驱动信号的特性都有一定的要求，使用时要根据第二章所讲的内容来设计驱动电路。
- 2) 各种集成芯片的定频公式都不一样，有的公式计算出的结果和实际差别很大，设计时最好根据定频曲线查得 R_c 参数，或者对计算结果进行实验修正。
- 3) 很多集成芯片都将内部用的电源 V_{cc} 和输出驱动用的电源 V_c 分开，在使用时最好不要公用一路电源，以免驱动输出大的电流峰值影响芯片的正常工作。
- 4) 要根据产品的性能要求和使用场合选择集成芯片，既保证质量又降低成本。比如说，大部分逆变系统和装置都是工业用品，所以要选择工业级的集成芯片。

6.6 电流型 PWM 控制集成芯片及其应用

电流型控制硬开关 PWM 变换，也有自己的集成芯片，分为单端输出型和双端输出型两种。虽然逆变控制系统主变换电路的控制都是采用双路输出集成芯片，但是在逆变系统中，辅助开关电源常常采用单端变换电路(见第 9.5 节)，也用到单端输出的 IC 芯片。单端输出电流型 PWM 控制芯片有 UCX842~UCX845, UCCX800~X805, X807, X809, X810, X813 等；而双端输出电流型 PWM 控制芯片主要有 UCX846, UCX847, UCCX806, 3808, UCX825 等。这些都是峰值电流模式控制的硬开关 PWM 集成芯片。

还有一些是平均电流模式控制的硬开关 PWM 集成芯片，如 UCX848, UCX849, UCX826, UCCX839 等，这些都是单端输出的芯片，在逆变系统中基本不用，所以我们不予介绍。

6.6.1 单端输出电流型 PWM 控制集成芯片

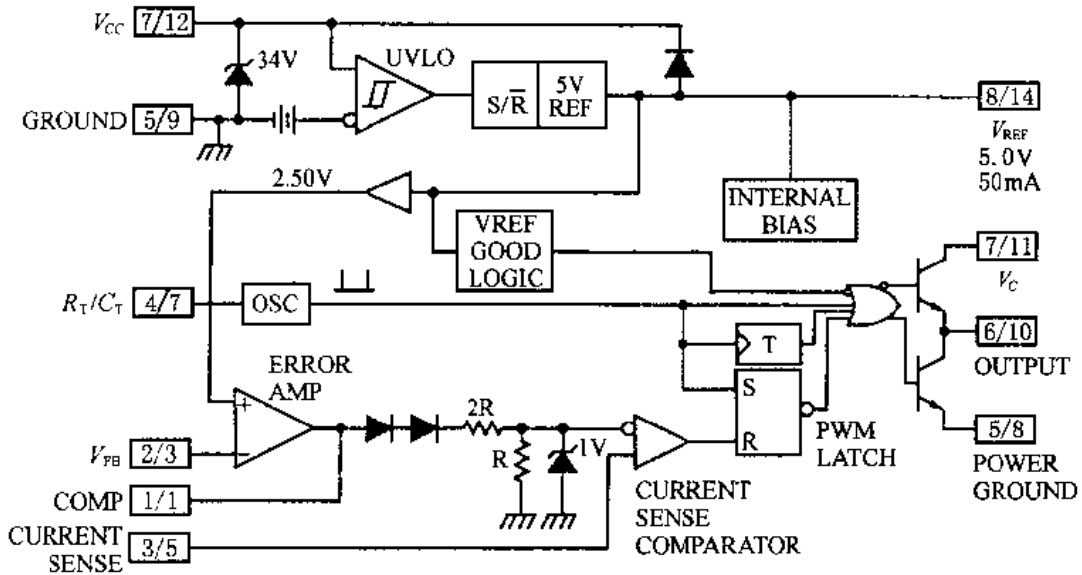
常用的单端输出电流型控制 IC 芯片主要包括 UCX842, 8CX843, UCX844 和 UCX845, 它们的内部结构和性能基本一致，只是供电电源和最大占空比有所不同。它们的改进型 UCX842A/B~UCX845A/B 在内部结构形式基本不变的情况下，对某些性能做了改进。以上芯片对比见表 6.7。

表 6.7 UCX842/A~UCX845/A 对比

型号	UVLO On	UVLO Off	最大占空比
X842	16V	10V	<100%
X843	8.4V	7.6V	<100%
X844	16V	10V	<50%
X845	8.4V	7.6V	<50%
X842A	16V	10V	<100%
X843A	8.5V	7.9V	<100%
X844A	16V	10V	<50%
X845A	8.5V	7.9V	<50%

1. 内部结构和基本性能

典型的内部结构功能框图见图 6.31。其基本性能参数主要有(除了表列出的参数之外)：



Note1: A/B A=DIL-8 Pin Number. B=SO-14Pin Number.
 Note2: Toggle flip flop used only in 1844 and 1845.

图 6.31 UCX842A/B~UCX845A/B 内部结构框图

- 最高供电电压：30V；
- 输出电流：±1A；
- 2,3 脚输入电平：-0.3~+6.3V；
- 最高振荡频率：500kHz。

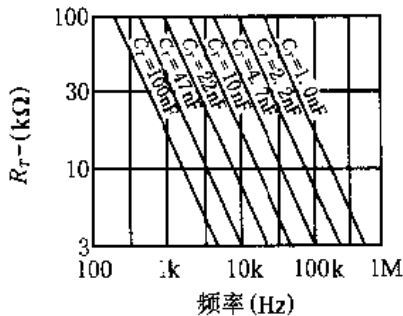


图 6.32 X842/2/3/4/5 频率曲线

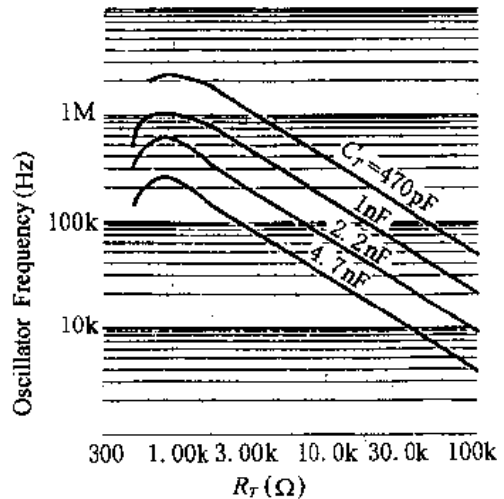


图 6.33 X842A~X845A 频率曲线

图 6.31 中，振荡器 OSC 的振荡频率由 R_T/C_T 端外接的 R_T 、 C_T 参数来决定。UCX842~X845 的振荡频率曲线见图 6.32，UCX842A~UCX845A 的振荡频率曲线见图 6.33。

2. 单端输出电流型 PWM 控制 IC 芯片的应用

采用单端输出的集成芯片设计电流型 PWM 控制的单端工作的直流开关电源, 在设计主回路的同时, 要根据供电电压情况选择合适的 IC 芯片型号, 确定开关频率, 由曲线查出合适的 R_T 、 C_T 参数, 然后再进行控制环路、变压器、整流滤波电路等部分的设计。

例如: 要设计一个多路输出的开关电源, 其基本要求如下:

输入电压: 95V~130V; AC; 45~65Hz

输出: A: +5V, 1~4A, $\pm 5\%$; 纹波: 50mV_{P-P}

B: +12V, 0.1~0.3A, $\pm 3\%$; 纹波: 100mV_{P-P}

C: -12V, 0.1~0.3A, $\pm 3\%$; 纹波: 100mV_{P-P}

设计: 1) 采用单端反激式变换电路;

2) 选 MOSFET 作为开关管;

3) 用 UC2844A 作控制芯片;

4) 开关频率设计为 40kHz;

5) 振荡参数: $R_T=10k\Omega$, $C=0.0022\mu F$;

6) 隔离用单端变压器有一组原边绕组, 四组副边绕组, 除了 3 路电压输出之外, 还有 1 路为 UC2844A 供电;

7) 实际电路如图 6.34 所示。

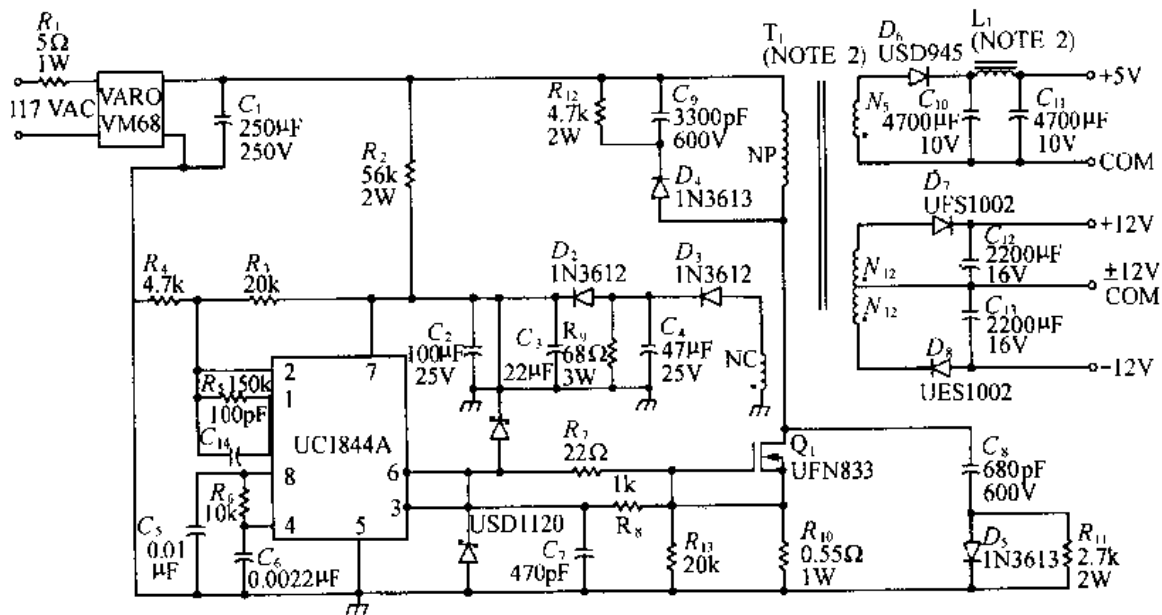


图 6.34 反激式开关电源(UC2844A 应用)设计实际电路

6.6.2 双路输出电流型 PWM 控制集成芯片及其应用

双路输出电流型 PWM 控制集成芯片中最典型的的就是 UCX846 和 UCX847, 它们的内部结构和性能基本上是一致的, 所不同的是在 T_{OFF} 期间, UCX846 输出为低电平, 而 UCX847 输出为高电平。UCX846 还有改进型 UCX856 和 UCCX806, 这里不做具体介绍。另外, 前面介绍的 UCX825 也可以工作在电流型 PWM 方式。

1. UCX846/7 的内部结构和基本功能

UCX846/7 的内部结构功能框图如图 6.35 所示。图中，除了通常的基准电压、振荡器、PWM 比较器、锁存器、输出合成与驱动、电源电压欠压锁定电路外，还有电压误差放大器、电流测定放大器、电流限制和故障信号关闭电路。

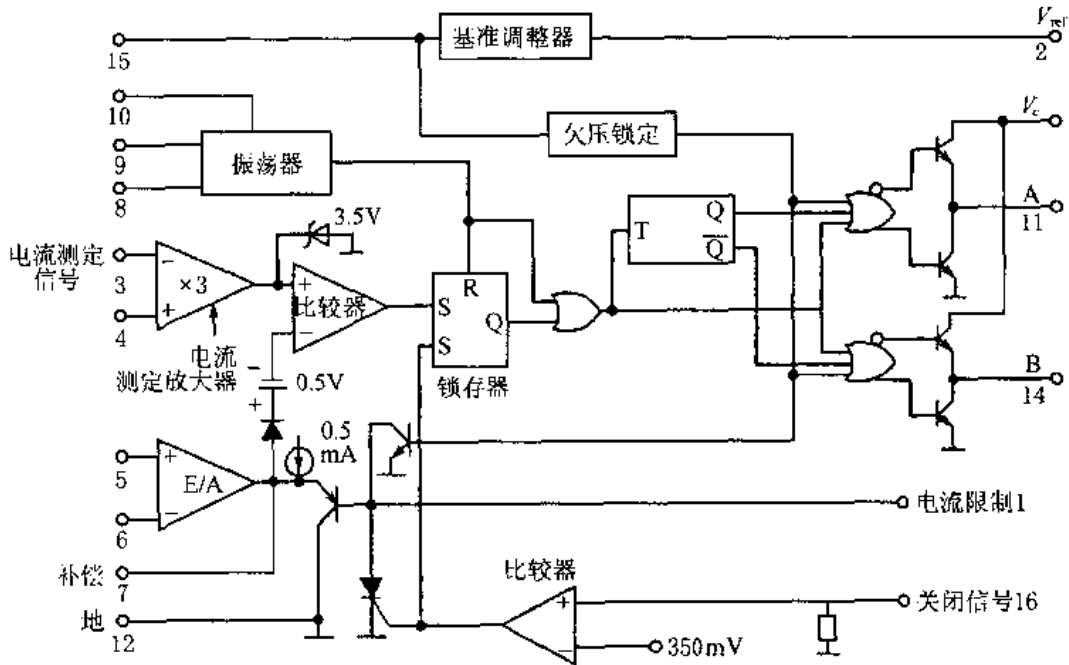


图 6.35 UCX846/7 的内部结构框图

UCX846/7 的基本性能参数如下：

供电电压： $\leq 40\text{V}$

输出电流： $\pm 0.5\text{A}$ (持续)

模拟输入 (3, 4, 5, 6, 16 脚)： $-0.3 \sim V_{CC}$

欠压锁定电压： 7.7V ；滞环宽度： 0.75V

最高振荡工作频率： 500kHz

UCX846/7 的振荡工作频率 f 和最小死区时间 τ_d 分别为

$$f = \frac{2.2}{R_T \cdot C_T} \quad (6.35)$$

$$\tau_d = 145C_T \quad (6.36)$$

2. UCX846/7 的应用

UCX846/7 的应用要注意以下两方面的问题：

1) 计算 R_T 、 C_T 时，用式 (6.35) 和 (6.36) 得出的数都是估计值，其误差可以通过实验进行调整。另外，由于其内部结构的原因，要求 R_T 的取值范围是 $1 \sim 500\text{k}\Omega$ ， C_T 的值不能小于 100pF 。

2) 电流测定和电流限制电路的一般应用形式如图 6.36 所示。

对图 6.36 中的应用需要说明几点：

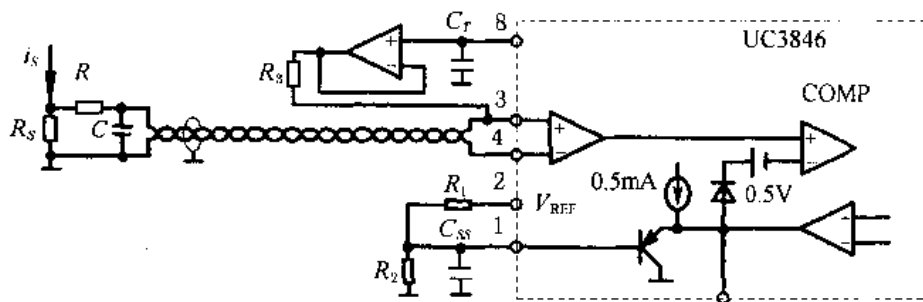


图 6.36 电流测定和电流限制电路

1) 检测电流 i_s (开关管电流或经互感器变换的电流) 经取样电阻变成 V_s 后, 要加一个小的 RC 滤波, 以滤去尖峰毛刺。

2) V_s 送电流检测比较器时, 要用双绞线或屏蔽线, 以提高抗干扰能力。

3) 由于误差放大器输出 COM (7 号) 端的最大值应比 $V_{REF}=5.1V$ 低, 减去二极管的压降 $0.7V$ 和转移电平 $0.5V$ 后, 只有 $3.8V$ 左右。为了使电流检测信号 V_s 斜波峰值可靠有效地作用, V_s 应限制在 $1.2V$ 以内。

4) 限流设置端 (1 号脚) 的电压可由电阻 R_1 和 R_2 分压来设定, 即 $V_1 = \frac{V_{REF} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$, 设定后, $V_s = i_s R_s$ 也要限制在这个范围内, 具体由下式计算:

$$R_s = \frac{V_1 + 0.5}{3i_s} \quad (6.37)$$

5) 故障信号关闭比较器的反向输入端为 $350mV$ 电平, 这是为了使关闭工作可靠。没有故障信号时, 要保证 16 号脚电平低于 $0.35V$, 最好为零。

6) 故障信号关闭由两种工作方式: 可自恢复和不可自恢复。图 6.35 中可控硅的擎柱为电流 $1.5mA$, 调节图 6.36 中 R_1 的值, 即可使可控硅导通电流能否达到 $1.5mA$, 从而决定故障信号关闭工作是不可自恢复还是可以自恢复。

7) 由第 6.3.2 节知, 需要进行电流斜波补偿。补偿的方法见图 6.36。调节 R_3 的大小, 就能使补偿达到要求 $m \approx -0.75m_2$ (参考第 6.3.2 节)。

6.7 ZVT 变换集成控制芯片及其应用

从第五章第 5.6 节中我们知道, ZVT 变换技术最典型的两种应用电路是移项式 PWM 控制全桥变换和单端有源嵌位/复位变换电路, 前一种电路需要双端输出的集成控制芯片 UCX875~X878 或 UCX879 和 ML4818, 后者则可以采用单端输出的 ZVT 变换集成控制芯片 UCCX580-1/2/3/4。

6.7.1 移项式 PWM 控制集成芯片结构和特性

移项式 PWM 控制全桥 ZVT 软开关变换可以是电压型控制, 也可以是电流型控制。移项式 PWM 控制集成芯片 UCX875~X879 和 ML4818 都可以任意设置成电压型控制方式或者电流型控制方式。UCX875~X878 除了供电电压欠压锁定和延时设定不同之外, 其他部分都相同。UCX879 是在 UCX875~X878 的基础上的一种改进方式。ML4818

更有自己的特点，这一点我们在介绍 UCX875~X878 的应用时，再分别说明。

1. 各种芯片基本特性对比

UCX875~X879 的供电电压欠压锁定值和输出脉冲延时设置情况是不相同的，它们的对比见表 6.8。

表 6.8 UCX875~X879 性能对比

型号	UVLO On	UVLO Off	延时设置
X875	10.75V	9.25V	可设置
X876	15.25V	9.25V	可设置
X877	10.75V	9.25V	固定
X878	5.25V	9.25V	固定
X879	5.25V	10.75V	可设置

2. UCX875~X878 的内部结构

UCX875 的内部结构功能框图如图 6.37 所示。UCX876/7/8 的内部结构与 UCX875 基本相似，有很小的差别。

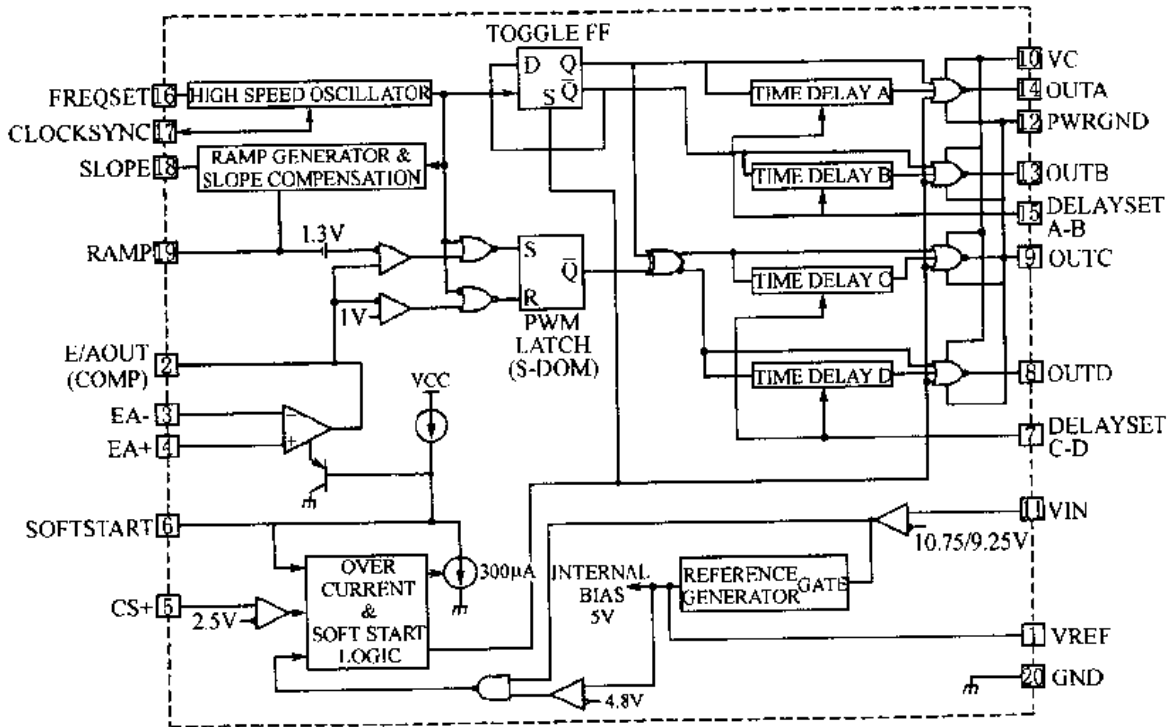


图 6.37 UCX875 的内部结构框图

图 6.37 中的组成结构与硬开关 PWM 控制芯片差别很大，最主要的是它有 4 路输出，其中 A 和 B 反向，有死区。C 和 D 反向，有死区。控制过程主要是移动调节 C 和 D 的相位，从而调节 A 和 D 或 B 和 C 共同导通的占空比来调节变换器输出功率。4 路脉冲在输出前都合成了原脉冲和延时脉冲，然后经图腾式(推挽式)放大后输出。

图 6.37 中，基准电压产生电路和欠压锁定电路与其他 PWM 芯片类似。误差放大器的输出受输入端控制的同时，还受软启动和过流保护电路的控制，也就是说，其输出取

电压值低的那一路的值。振荡器的速度很高，振荡频率可达 1MHz。斜波补偿电路和电流斜波输入端的有机结合，可以实现电压控制模式、电压前馈控制模式、电流控制模式和带斜波补偿的电流控制模式 4 种工作方式。电流检测信号送到 CS+ 端，可以设置合理的过流保护。

3. UCX875~X878 的性能参数和特点

UCX875~8 的主要性能参数和特点有以下几条：

电源电压：20V；

输出电流：DC：0.5A，脉冲(0.5 μ s)：3A，驱动能力很强；

模拟输入、输出端电平：-0.3~+5.3V，包括 1~7 号、15~19 号端；

占空比范围：0%~100%；

可以设置延时时间，即死区时间，通过 DELAYSET C-D、A-B 端设置；

振荡频率：可达 1MHz；

具有软启动和过流保护功能，SS 和 CS+ 端。

4. UCX879 的内部结构和性能参数

为了解决桥式电路的偏磁失控问题，UCX879 在 UCX875~X878 的基础上增加了限流功能，其内部结构如图 6.38 所示。

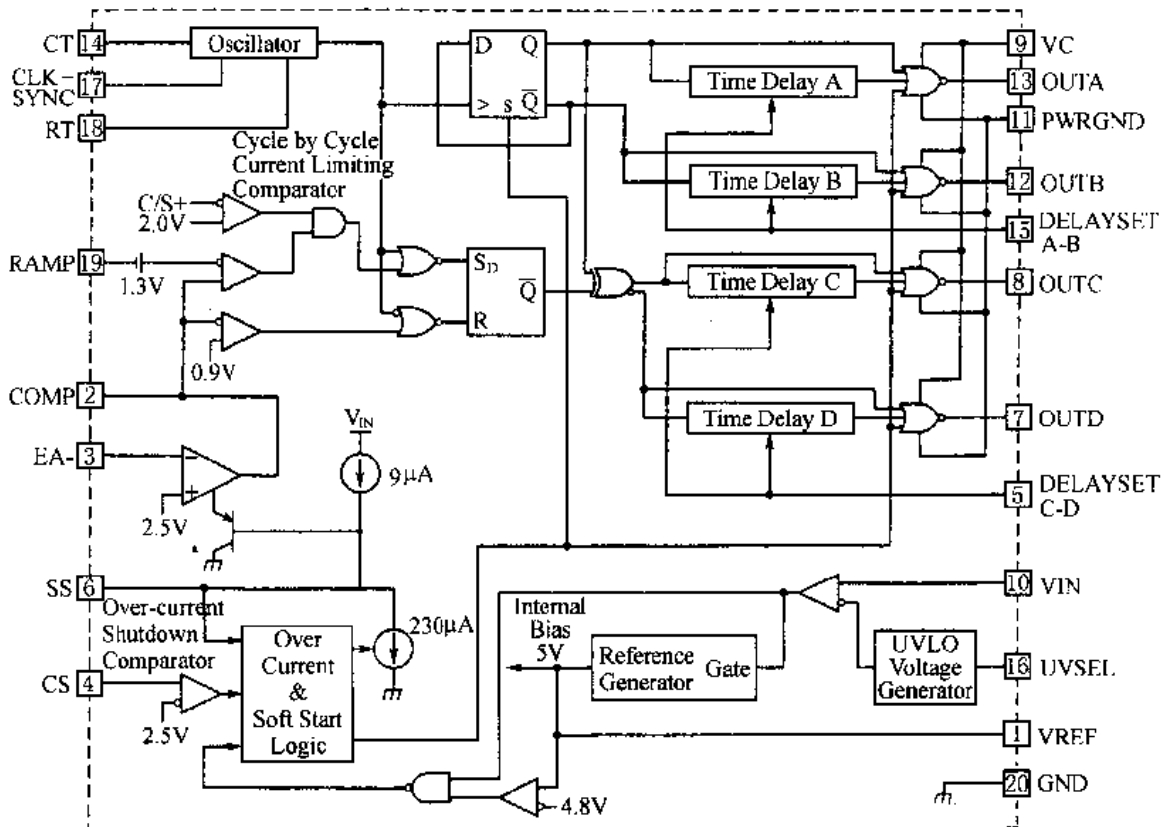


图 6.38 UCX879 的内部结构框图

图中,当电流(斜波)信号 CS 到达 2.0V 后,直接参与移相控制,与 RAMP 输入端等效,限制电流进一步增加,从而可以抑制全桥电路不平衡而引起的偏磁和单向饱和。但是,UCX879 输出能力小(100mA),工作频率不太高(300kHz),并且误差放大器同相输入端固定为 2.5V,有时会使得应用不太方便。

UCX879 的基本性能参数,除了上面和表 6.8 给出的项目之外,其他的与 UCX875~X878 相似。

6.7.2 移相式 PWM 控制芯片的应用

1. 振荡参数确定

UCX875~UCX878 的振荡频率 f 与(16)号脚对地接的 RC 参数有以下关系:

$$f \approx \frac{4}{R_T C_T} \quad (6.38)$$

R_T, C_T 也可以由图 6.39 给出的曲线查得。 R_T 的取值范围为 3.5~100k Ω 。

UCX879 的 R_T, C_T 参数与 f 的关系由式(6.39)给出:

$$f = \frac{D_{in}}{1.08 R_T \cdot C_T} \quad (6.39)$$

式中, D_{in} 为所需要的线性变化的占空比的上限值。

确定 f 后,先由式(6.40)求出 R_T ,再由式(6.39)求出 C_T 。

$$R_T = \frac{2.5V}{10mA \cdot (1 - D_{in})} \quad (6.40)$$

R_T 的取值范围为 2.5~100k Ω 。

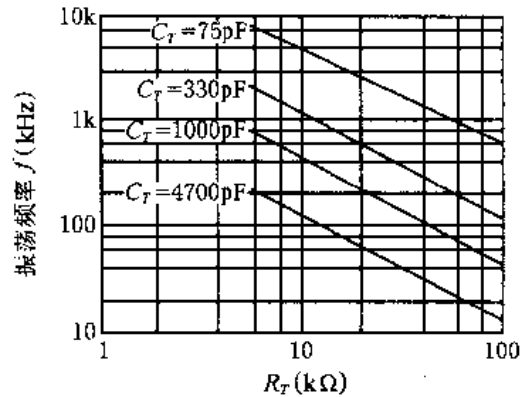


图 6.39 UCX875~UCX878 的定频曲线

2. 时间延时即死区时间 τ

这里所说的时间延时和死区是指 A 和 B 或 C 和 D 脉冲之间的时间间隔,这是为了防止同一桥臂上的两只开关管直通而设置的。 τ 由下式给出:

$$\tau = \frac{T}{2} (1 - 2D_{max}) \quad (6.41)$$

式中, D_{max} 为 A 和 B(或 C 和 D)共同导通的最大占空比。延时时间 τ 因芯片的型号不同而不同。

对于 UCX875/6: $\tau \approx 2.6 \times 10^{-11} \cdot R_D$

对于 UCX877/8: $\tau \approx 250ns$

对于 UCX879: $\tau \approx 1.04 \times 10^{-10} \cdot R_D$

3. RAMP 的建立和控制模式的关系

RAMP 端是 PWM 比较器的一个输入端子,要求这一端子有一个正向的斜坡波形,

简称斜波。对于 UCX875~UCX878, 有 4 种情况:

1) 对电压型控制, RAMP 对地接电容 C_R , SLOPE 对 V_{REF} 接电阻 R_{SL} , 则 RAMP 有: $dv/dt \approx V_{REF}/(R_{SL}C_R)$, 应用电路见图 6.40。

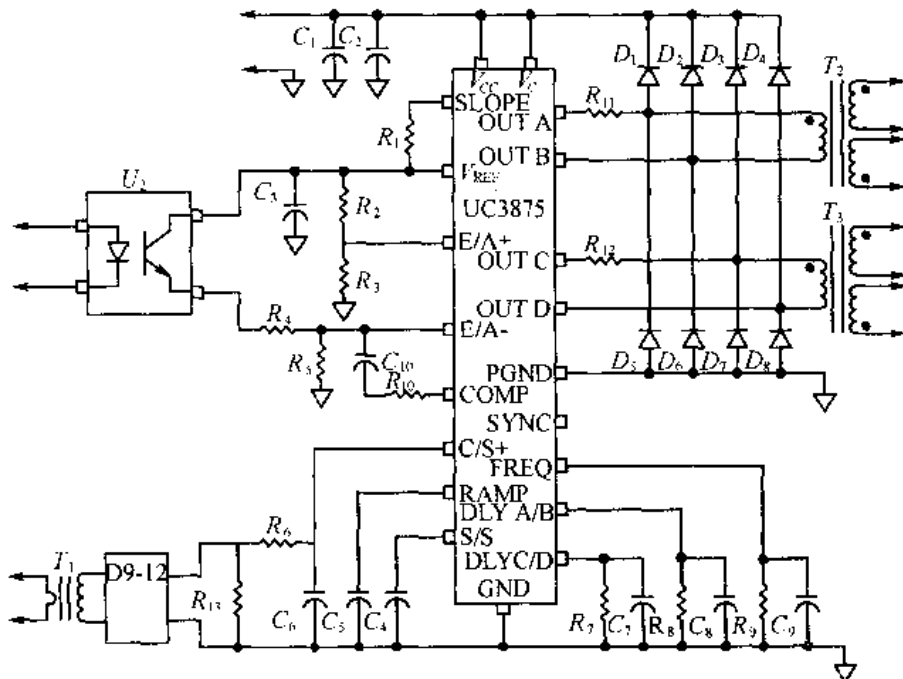


图 6.40 UCX875 的电压型控制电路形式

2) 对带前馈的电压型控制, RAMP 对地接电容 C_R , SLOP 对 V_{IN} 接电阻 R_{SL} , RAMP 则有: $dv/dt \approx V_{IN}/(R_{SL}C_R)$ 。

3) 对电流型控制, RAMP 端接入主回路电流斜波取样信号 $V_s = i_s \cdot R_s$, SLOP 可以通过电阻 R_{SL} 接地。

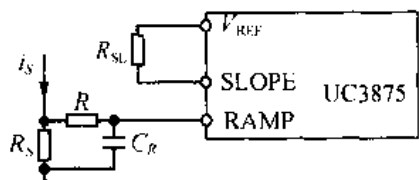


图 6.41 带斜波补偿的电流控制

4) 对带斜波补偿的电流型控制, 接法见图 6.41。

调节 R_s 、 R 和 R_{SL} , 使补偿的量达到合适的值(参考第 6.3.2 节)。

对于 UCX879 的情况, 由于没有 SLOPE 端, C_T 上的斜波波形与 UCX846/7 相同, 所以, 如果用于带斜波补偿的电流型控制, 其补偿方式与 UCX846/7 是类似的, 这里不再介绍。

4. 过补偿问题及其解决方式

在电流型控制电路中, RAMP 端为电流斜波取样信号 V_s 和斜波补偿信号的迭加值, 如图 6.42(a)所示。

由图可知, 当 T_{ON} 较小且负载又较轻 (V_s 较小) 时, 如 RAMP 的两个峰值 (V_s 峰值和补偿峰值) 相近, 就会出现振荡现象, 这时, 我们就可以称之为过补偿现象。

为了解决过补偿问题, 我们必须在 T_{ON} 过后, 将补偿去掉。对于 UCX875~UCX879 的应用电路, 我们可以采用图 6.42(b)所示的电路。

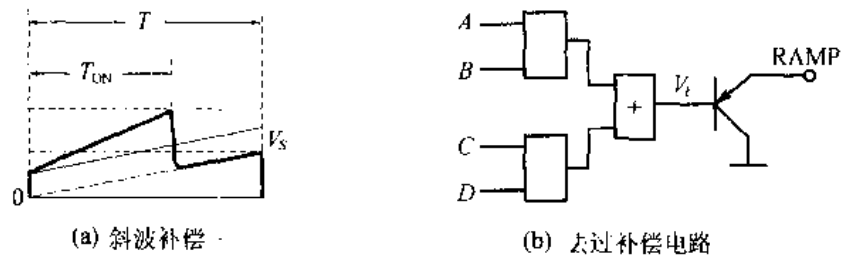


图 6.42 电流斜坡补偿和去过补偿电路

图中, $V_b = AD + BC$, 在 T_{OFF} 期间, $V_b = 0$, $RAMP = 0$, 在 T_{ON} 期间, $V_b = 1$, $RAMP$ 受其他电路控制。

微线形公司的移相 PWM 控制芯片 ML4818 中就设计有这部分电路, 其他部分的结构和功能与 UCX879 相似。

6.7.3 有源箝位/复位集成控制芯片及其应用

有源箝位/复位变换技术是单端式 ZVT 变换的典型应用例子, 它们使用的集成控制芯片是 UCCX580-1/2/3/4。它们的结构和性能基本相同, 只是欠压锁定的恢复电压和 OUT_2 的状态有所不同。

1. UCCX580 的内部结构

UCCX580 的内部结构如图 6.43 所示。图中, 主要包括: 基准电压电路、欠压锁定、关闭电路、限流电路、软启动电路、振荡器、误差放大器和一主-从两路输出, 即 OUT_1 和 OUT_2 。

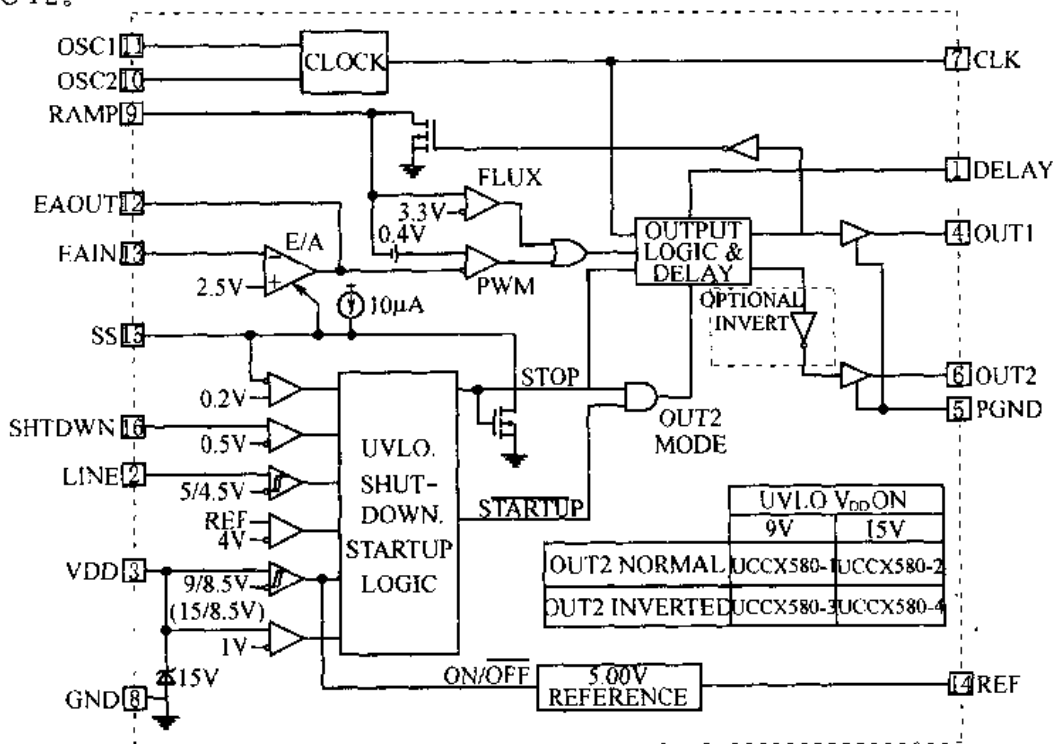


图 6.43 UCCX580 的内部结构功能框图

2. UCCX580 的基本性参数

电源最高电压: 16V, 电源电流: 25mA;

输出电流 ($t_w < 1\mu\text{s}$, $D < 10\%$): OUT1: $-0.6 \sim 1.2\text{A}$, OUT2: $-0.4 \sim 0.4\text{A}$;

工作频率: $\leq 400\text{kHz}$;

启动电流: $100\mu\text{A}$;

工作电流: 1.5mA。

3. UCCX580 的应用问题

(1) 振荡参数

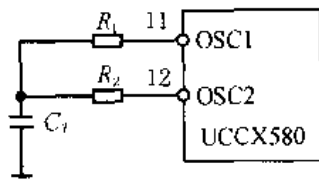


图 6.44 UCCX580 的振荡电路

UCCX580 内部为多谐振荡器, OSC1 和 OSC2 端分别接电阻 R_1 和 R_2 再通过电容 C_7 接 GND, 见图 6.44, 则振荡频率 f 和最大占空比由下两式给出:

$$f = \frac{1}{(R_1 + 1.25R_2)C_7} \quad (6.42)$$

$$D_{\max} = \frac{R_1}{R_1 + 1.25R_2} \quad (6.43)$$

(2) 延时时间

延时时间包括 OUT_2 到 OUT_1 之间的延时时间 Delay_1 和 OUT_1 到 OUT_2 的延时时间 Delay_2 。 Delay_1 由端对地的电阻 R_2 决定:

$$\text{Delay}_1 = 1.1\text{pF} \cdot R_2$$

Delay_2 比 Delay_1 要大, 它们之间的关系如图 6.45 所示。

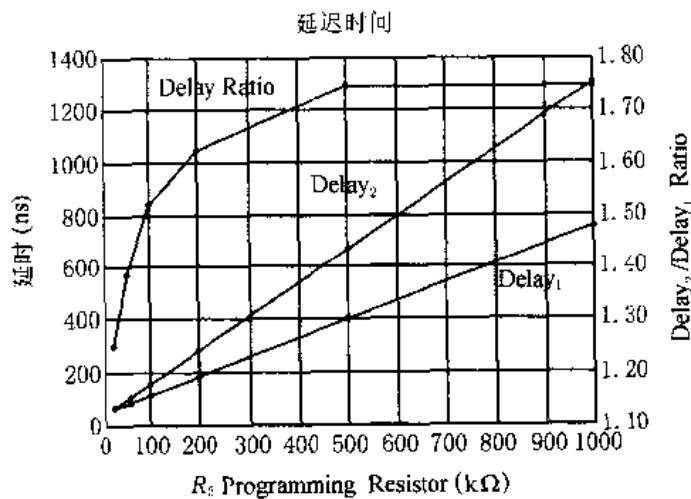


图 6.45 Delay_1 与 Delay_2 的关系曲线

4. 应用电路

UCX580-1/2 用于正激变换器, UCX580-3/4 用于反激式变换器, 分别见图 6.46 和 6.47。

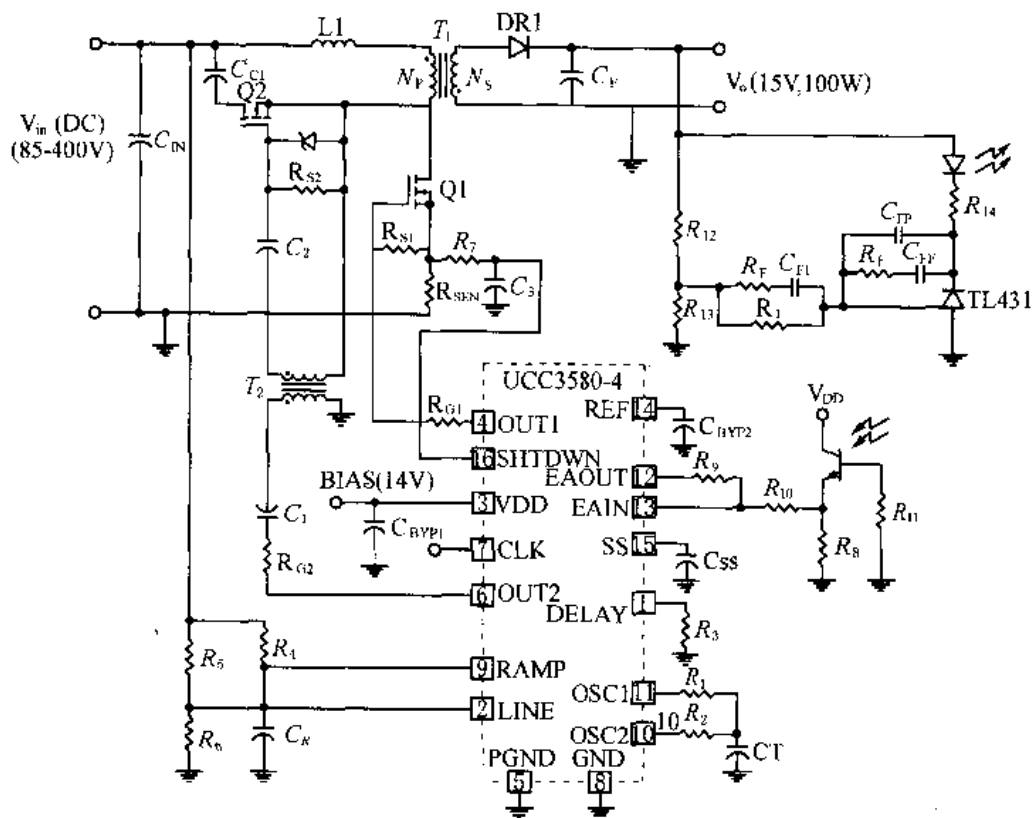


图 6.46 单端有源箝位/复位反激式 ZVT 变换器

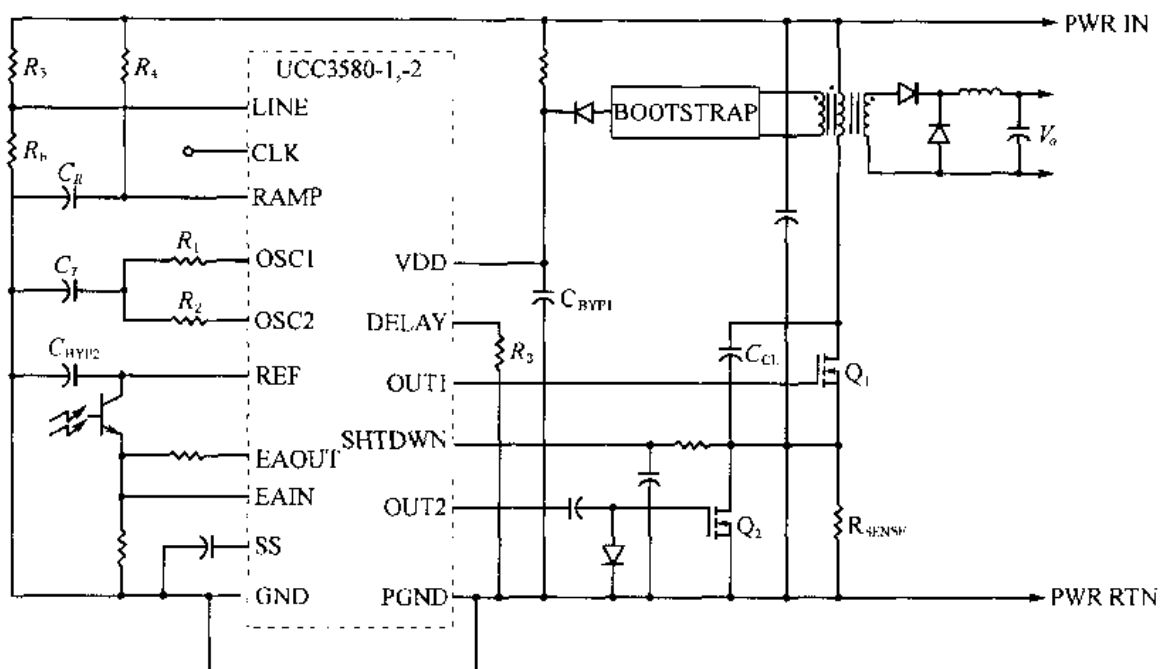


图 6.47 单端有源箝位/复位正激式 ZVT 变换器

6.8 正弦波调制 PWM 控制技术

6.8.1 正弦波调制 PWM 控制的用途和基本原理

1. 用途

单相正弦波调制 PWM 控制用于单相交流逆变器和 UPS 中, 三相正弦波调制 PWM 控制主要用于以下几个领域:

(1) 交流电动机变频调速系统

三相交流电动机的调压调频(VVVF)调速系统, 供给三相异步电动机的三相电流要基本正弦, 以减少电机的发热, 其主逆变开关电路(三相全桥)要用三相正弦波调制的 PWM 脉冲来驱动。

(2) 三相有源功率因数校正(PFC)

为了提高功率变换器的功率因数, 用三相有源 PFC 电路代替传统的三相可控全波整流电路。三相有源 PFC 电路有时要用三相正弦波调制 PWM 脉冲来控制。

(3) 三相有源逆变系统

为了减少谐波对电网的污染, 提高功率因数, 可以用三相正弦波调制的 PWM 脉冲来控制三相有源逆变主开关电路的工作, 使得回送到电网上的电流近似正弦。主要用于交流电动机制动能量回馈系统、电力调节装置等。

(4) 三相 UPS

用三相正弦波调制的 PWM 脉冲来控制三相逆变主开关电路, 可将蓄电池中的直流电逆变成三相正弦波电压, 供给负载, 以减小谐波电压对负载的影响。

2. 单相正弦波调制 PWM 的基本原理

正弦波调制 PWM 习惯上可以简写成 SPWM。单相 SPWM 简单易懂, 并且也被用于单相逆变器中, 因此我们先讨论单相 SPWM 脉冲的基本原理。单相 SPWM 脉冲有两种形式:

(1) 单极性 SPWM 波形

用单相正弦波整成单极性后, 与单极性对称三角波比较得出脉冲列后, 再用倒相信号倒相, 见图 6.48(a)。

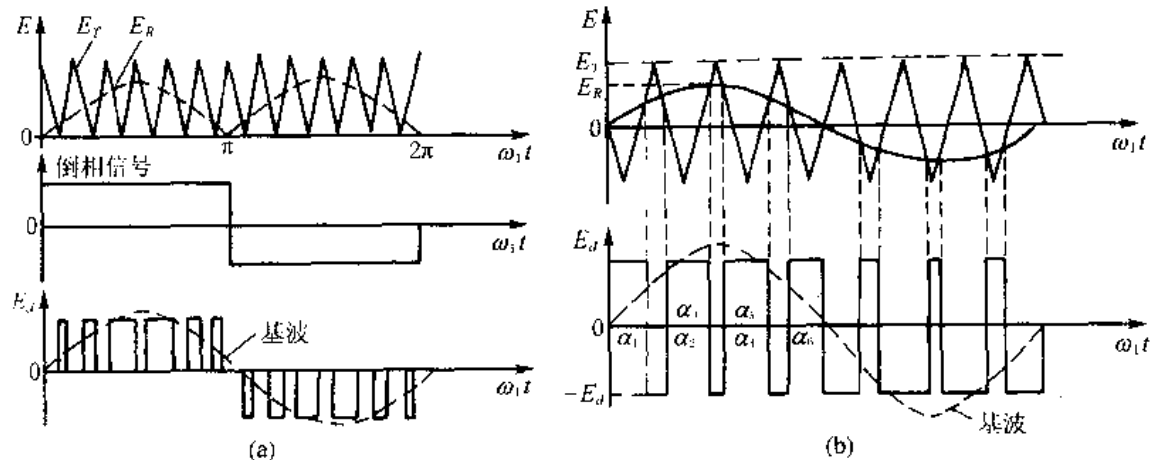


图 6.48 单相 SPWM 波形的产生

(2) 双极性 SPWM 波形

直接用正弦波与双极性对称三角波比较即可得到双极性 SPWM 波形, 见图 6.48(b)。

3. 三相 SPWM 波形

三相 SPWM 波形同样也有单极性和双极性两种, 产生的方式也与单相 SPWM 类似。

三相 SPWM 波形的一种形式如图 6.49 所示。图中 e_T 为三角波信号, 而 e_{Ra}, e_{Rb}, e_{Rc} 分别为三相正弦调制信号; E_{AO}, E_{BO}, E_{CO} 分别为 A, B, C 三相的 SPWM 波形。很显然它们全都是双极性的。

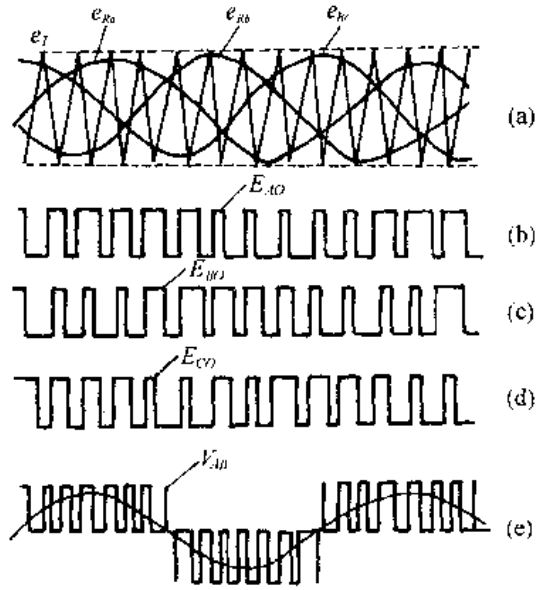


图 6.49 三相 SPWM 波形的产生

6.8.2 SPWM 的设计实现——分立电路、IC、单片机

SPWM 产生的方式有 3 类, 即分立元件电路、专用集成芯片和单片机直接输出。

1. 分立电路

用分立的元件和通用集成芯片可以设计出产生 SPWM 脉冲的具体电路, 这个电路主要包括三部分内容: 三角波发生器、正弦波发生器和比较器, 如图 6.50 所示。

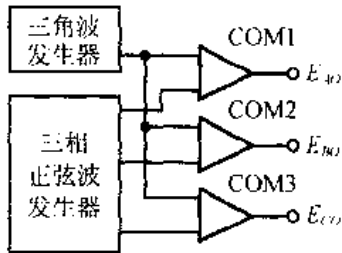


图 6.50 SPWM 发生电路

图中, 三相正弦波的频率应该是可调的, 由控制信号 V_d 来调节。

分立的正弦波发生器和三角波发生器分别可见图 6.51 和图 6.52。

由于分立元件电路复杂、成本高、可靠性差, 一般地可以用专用芯片或单片机代替。

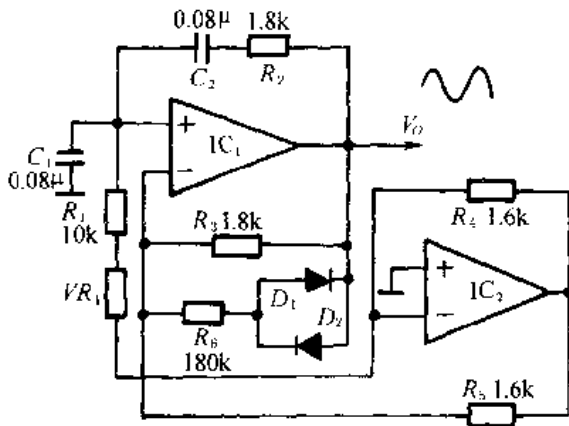


图 6.51 正弦波发生器

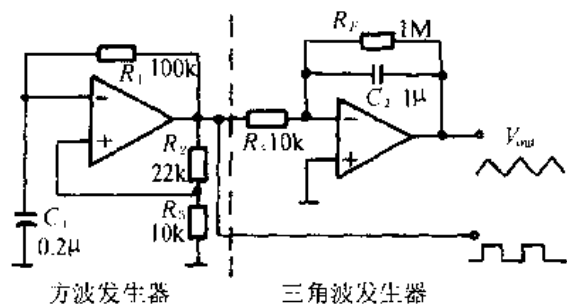


图 6.52 三角波发生器

2. SPWM 专用芯片 HEF4752V

SPWM 专用芯片主要有 HEF4752V, MK I, MB63H110 及 THP-4752 等, 还有 MITEL 公司的 SA8X8 系列、IXYS 公司的 IXDP631。我们首先来介绍最典型的 HEF4752V, 它是 28 脚双列直插式芯片, 其管脚功能如下:

- ①号脚为 C 相换流脉冲(OBC1);
- ②, ③为 B 相主控脉冲(OBM2, OBM1);
- ④为给定时钟(RCT);
- ⑤为相序选择(CW);
- ⑥为死区时间控制(OCT);
- ⑦为死区时间选择(K);
- ⑧, ⑨为 R(A)相主控脉冲(ORM2, ORM1);
- ⑩, ⑪为 R 相换流脉冲(ORC1, ORC2);
- ⑫为输出频率控制(FCT);
- ⑬为 A 相;
- ⑭为负直流电源(V_{SS});
- ⑮为 B 相;
- ⑯为 C 相;
- ⑰为输出电压控制(VCT);
- ⑱为逆变器开关频率指示(CSP);
- ⑲, ⑳为 Y(B)相换流脉冲(OYC1, OYC2);
- ㉑, ㉒为 Y 相主控脉冲(OYM2, OYM1);
- ㉓为 R 相同步脉冲(RSYN);
- ㉔为启动/停止(L);
- ㉕为晶体管/晶闸管选择(I);
- ㉖为模拟输出平均电压(VAV);
- ㉗为 B 相换流脉冲(OBC2);
- ㉘为正的直流电源(V_{DD})。

HEF4752V 的主要功能有以下几条:

- 1) 可提供 3 对相位互差 120° 的互补输出的 SPWM 控制脉冲, 以驱动逆变器中 6 个功率开关管。
- 2) 可适用于功率晶体管 GTR 和晶闸管 SCR, 能产生 3 对互补换流脉冲, 用以控制换流电路中的辅助晶闸管。
- 3) 可以用模拟量或数字量输入进行控制。
- 4) 采用多载波比自动切换方式, 调节频率范围为 $0\sim 120\text{Hz}$, 并可与输出电压同步调节。
- 5) 为防止逆变器同一桥臂中上、下元件同时导通, 每相输出脉冲间存在可调的互锁推迟间隔时间。

HEF4752V 共有 4 个时钟输入, 它们的作用如下:

1) 频率控制时钟 FCT: 它用于控制逆变器的输出频率 f_1 , 由下式给出:

$$f_{\text{FCT}} = 3360 \cdot f_1 \quad (6.44)$$

如果逆变器开关管的开关频率为 f_c , 我们也把 f_c 称为载波频率, 所以又把 $N (= \frac{f_c}{f})$ 称为载波比。

2) 给定时钟 RCT: RCT 是固定频率 f_{RCT} 的时钟, 用来规定开关频率 f_c , 即 f_c 的取值要满足下式:

$$f_c = (0.6 \sim 1) \cdot \frac{f_{\text{RCT}}}{280} \quad (6.45)$$

3) 电压控制时钟 VCT: VCT 用于控制逆变器输出电压的基波 U_1 。VCT 的频率也是变化的, 随 f_{FCT} 的变化而变化, 且通常保持 $f_{\text{VCT}} > 2f_{\text{RCT}}$ 。

4) 输出延迟时钟 OCT: OCT 也是固定频率 (f_{OCT}) 的, 是为了防止逆变器同一桥臂上下管直通设置的。如果要设置上下管脉冲延时时间为 T_d , 则 T_d 是由 OCT 与控制输入端 K 的电平一起控制的, 即设定 T_d 后可按下式确定 f_{OCT} :

$$f_{\text{OCT}} = \begin{cases} 8/T_d, & K \text{ 为低电平} \\ 16/T_d, & K \text{ 为高电平} \end{cases} \quad (6.46)$$

有时为了节省硬件, 可令 $f_{\text{OCT}} = f_{\text{RCT}}$ 。

3. SA8X 系列 SPWM 专用芯片

MITEL 公司生产的 SA 系列 SPWM 发生器是介于 HEF4752 和单片机 SPWM 发生器之间的数字化产品, 具有以下特点:

1) 控制数字化, 重复性好, 无温漂, 无时漂。

2) 具有以下三种编程方式: 高智能、高可靠性、低成本、省空间。

①通过并联或串联微处理器, 写入 PWM 的初始化暂存器及控制暂存器中;

②根据用户的要求, 通过工厂掩膜编程写入 ROM 中, 成本低;

③通过并联或串联 EEPROM, 写入内部 ROM 中, 用户可写入, 可刷新(不需微处理器), 成本低。

3) 能输出正弦型、增强型、高效型 3 种波形写入内部 ROM 中, 波形可选择, 可改写(高效型波形可提高输出功率 20%, 增强型波形可降低开关损耗 30%)。

4) 电源频率精度高(12~16 位); 载波频率范围广(1~24kHz); 实现调频调速范围宽; 产生精美波形。

5) 具有载波频率、电源频率、波形选择、脉冲延时(防止上下桥臂短路)、脉冲取消时间(减少开关损耗)、电压/频率比、初始电压等 7 种参数编程设置, 调节容易, 大大节约了硬件成本。

6) 能产生单相、双相、三相的 PWM 调制波形。

7) MITEL 运动控制 IC 家族, 除了现以投入市场及将进一步扩展的 PWM 波型产生外, 还于 1999 年推出无噪声同步磁阻电机控制器及低成本的矢量控制器, 这将使我们的运动控制 IC 一族更完整, 性能更超卓!

SA 系列 SPWM 发生器的种类和特性见表 6.9。

表 6.9 SA 系列 SPWM 发生器

SA869	<ul style="list-style-type: none"> • 适用于低成本、大容量的应用 • 无需微处理器, 所有参数由工厂掩膜编程 • 只能输出纯正弦波一种波形 • 4 位数字输入可确定 16 档频率(速度) • 16 位电源频率精度 	SA828	<ul style="list-style-type: none"> • 与微处理器连接, 处理整个 PWM 过程 • 低成本、高智能, 产生三相 PWM 波形 • CMOS 集成电路, 波形产生数字化 • 输出波形为正弦波或正弦波叠加三次谐波 • 载波频率可高达 24kHz • 电源频率精度 12 位
SA866/867	<ul style="list-style-type: none"> • 适用于低、中、大容量 • 工作中无需微处理器, SA866yE/867yE 参数储存在单独的 E²PROM 中, 而 SA866yM/867yM 则由工厂掩膜编程 • SA866 输出纯正弦波、三次谐波或带死区的三次谐波 • 通过 10 位的 ADC 输入模拟信号, 实现连续调频或 通过 4 位的数字输入确定 12 位的速度(频率) • 专用工作模式适用于静止逆变器 • 通过 EEPROM 可设置 4 项功能 • 线形或电压频率比 V/F 	SA868	<ul style="list-style-type: none"> • 载波频率(1~24kHz) • 电源频率范围: 0~4kHz • 输出纯正弦波、三次谐波或带死区的三次谐波 • 4 位总线确定 16 档速度(频率) • 无需外接微处理器, 所有参数由工厂掩膜编程 • 16 位电源频率精度 • 适用于低成本、大容量的应用
SA838	<ul style="list-style-type: none"> • 并联微处理器接口, 波形产生数字化 • 载波频率可高达 24kHz • 电源频率精度 12 位 • 单相波形产生器, 可输出正弦波或正弦波迭加谐波 • CMOS 集成电路, 功耗低 	SA4824	<ul style="list-style-type: none"> • 与微处理器连接(性能比 SA828 升级), 有高级界面 • 内部可编程“看门狗” • 具有正弦型、增强型、高效型三种波形 • 载波频率可高达 24kHz • 电源频率精度 16 位 • 三相幅值独立控制 • 也可应用于两相中

SA828 是典型的工业用三相 SPWM 发生器, 其内部结构框图和典型应用电路分别见图 6.53 和图 6.54。

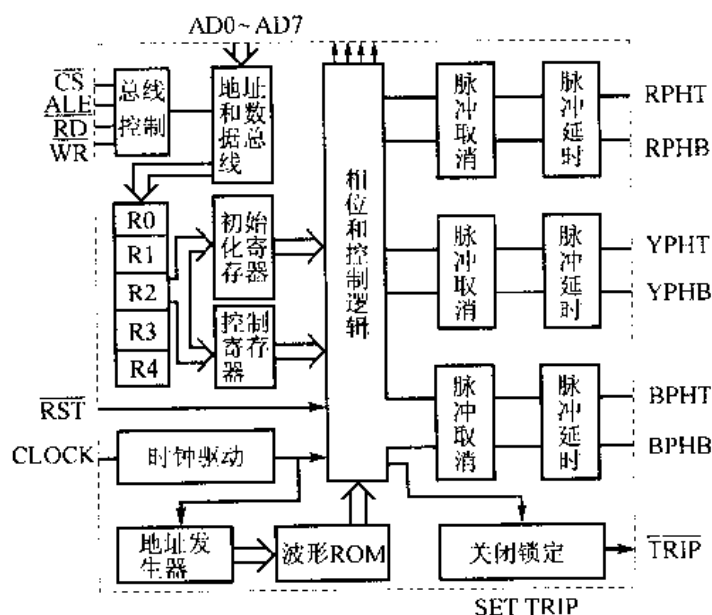


图 6.53 SA828 的内部结构

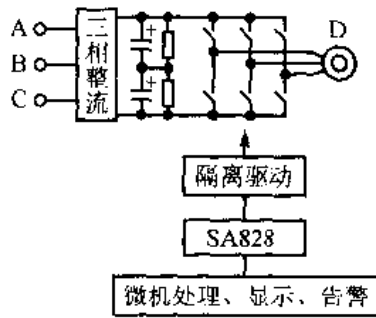


图 6.54 SA828 的应用电路框

4. 单片机实现

在现代的交流调速变频器中，都采用单片机直接输出 SPWM 脉冲，因为这样做可使电路简单、可靠，控制方便，体积小，单片机又同时可以对逆变器的各种数据（如电压、电流、温度等）和运行及故障信号进行处理、显示和控制报警等。

许多的单片机，如 P87C592, S87C752, P87C576, SAB80C51, PIC17C42, N80C196, MC68332 等等，都具有三相 SPWM 输出的功能，相关内容参考它们的使用说明书。

第七章 现代逆变系统中的整流和滤波电路设计

7.1 整流电路的形式及其应用

7.1.1 整流电路的分类

整流电路的形式可以按照以下不同的方式进行分类：

1) 按整流信号的频率，可分为工频整流、中频整流(一般为 0.4kHz 至十几 kHz)和高频整流(这里指 20kHz 以上的超音频)。

2) 按所用器件的多少，可分为半波整流、全波整流和全桥整流。

3) 按相数，可分为单相整流、三相整流和多相整流。

4) 按输出电压的可控性，可分为不控整流和可控整流。不控整流又分为普通二极管整流和快速二极管整流；可控整流又分为晶闸管整流和自关断器件整流。

以上各种整流电路的不同分类形式可以出现在同一整流电路中，也就是说，各种分类形式是相互交叉、相互配合的。

7.1.2 单相整流电路的形式和用途

常用的单相整流电路分为半波、全波、不控全桥和可控全桥几种形式，它们各有特点，分别适合于不同的情况，有的可以用于逆变式电源变换器的输出整流，有的也用于其输入整流。

1. 单相半波整流电路

单相半波整流电路的形式如图 7.1(a)所示。这种电路简单，所用整流器件少，但输出纹波大、输出电压低。这种电路形式用于对纹波要求不高的工频整流和负载电流不太大的高频整流中。若整流电压信号为正弦波，其有效值为 V_i ，则输出电压平均值为

$$\bar{V}_o = 0.45V_i \quad (7.1)$$

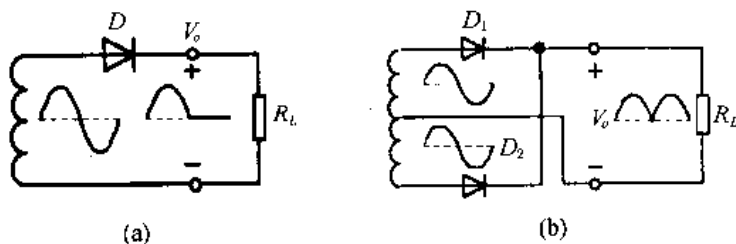


图 7.1 单相半波和全波整流电路

2. 单相全波整流电路

单相全波整流电路实际上是两套半波整流电路的并联，如图 7.1(b)所示。

单相全波整流电路用的开关器件数量比半波多，比全桥少，输出电压纹波比半波小得

多;缺点是变压器副边绕组匝数多一倍,具有中心抽头。全波整流电路输出电压平均值由下式给出:

$$\bar{V}_o = 0.9V_i \quad (7.2)$$

式中, V_i 为变压器副边一组绕组电压有效值。

3. 单相全桥不控整流电路

单相全桥不控整流电路的形式如图 7.2(a)所示。这种形式用的器件多,但变压器副边匝数少,且不用抽头,输出情况与全波电路相同,主要用于单相交流输入整流和高电压、小电流输出的高频变换输出整流电路。

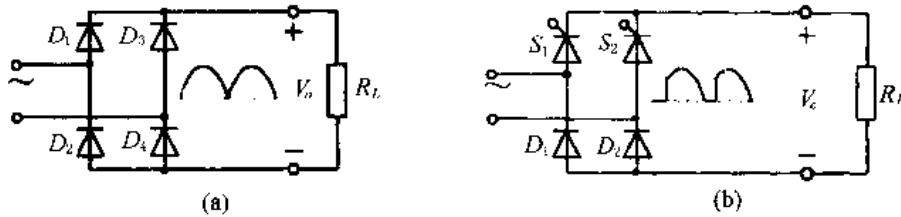


图 7.2 单相全桥整流电路

4. 单相全桥半控整流

单相全桥半控整流电路的形式如图 7.2(b)所示,即用可控硅 S_1 和 S_2 分别代替不控全桥整流电路的二极管 D_1 和 D_3 。这种电路既可以通过软启动限制容性负载冲击电流,又可以用于调节直流输出电压的值,用于单相交流输入整流。输出电压平均值为

$$\bar{V}_o = 0.9V_i(1 + \cos\alpha)/2 \quad (7.3)$$

5. 单相全波全控整流

单相全波全控整流电路就是用 4 只晶闸管代替不控全桥整流电路的 4 只二极管。这种电路的整流效果与半控桥是一样的,既可控软启动,又可用于调压。但是由于 4 只晶闸管驱动比较麻烦,所以一般都用半控桥来代替。

7.1.3 三相整流电路的形式和用途

三相整流电路分为三相不控半波整流、三相可控半波整流、三相全桥不控整流、三相半控整流和三相全控整流几种形式。

1. 三相半波整流电路

三相半波不控整流是可控整流的一种特殊形式,在此首先讨论一下可控整流电路,其形式如图 7.3。这种电路所用整流器件少、电路简单、控制容易,但是输出电压低、需要中线,而且输入电流谐波严重。主要用于有中线、对输出纹波和输入谐波要求都不高,或者需要调压的场合。

其输出电压平均值由下式给出:

$$\bar{V}_o = 1.17V_i \cos\alpha \quad (7.4)$$

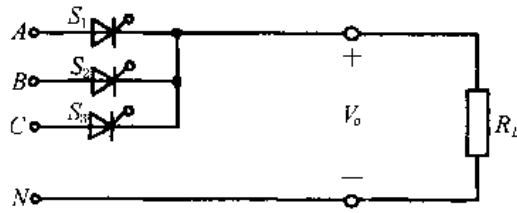


图 7.3 三相半波可控整流电路

三相半波不可控整流电路就是用 3 只二极管代替图 7.3 中的 3 只晶闸管，其输出电压相当于 $\alpha=0$ 的情况，即平均值为

$$\bar{V}_o = 1.17V_i \quad (7.5)$$

式中 V_i 为相电压有效值。

2. 三相全波不控整流电路

三相全波不控整流电路的形式如图 7.4 所示。这种电路不用中线、输出电压高、输出纹波小、输入谐波小，其输出电压平均值为

$$\bar{V}_o = 1.35V_i \quad (7.6)$$

式中， V_i 为线电压有效值。

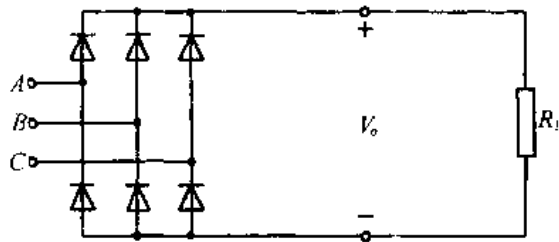


图 7.4 三相全波不控整流电路

3. 三相全桥半控整流

三相全桥半控整流电路形式如图 7.5(a)所示。这种电路除了具有不控整流的特点之外，还可以调节输出电压 V_o ，其平均值为

$$\begin{cases} \bar{V}_o = 1.35V_i \cos \alpha & \left(0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \right) \\ \bar{V}_o = 1.35V_i \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) + 1 \right] & \left(\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (7.7)$$

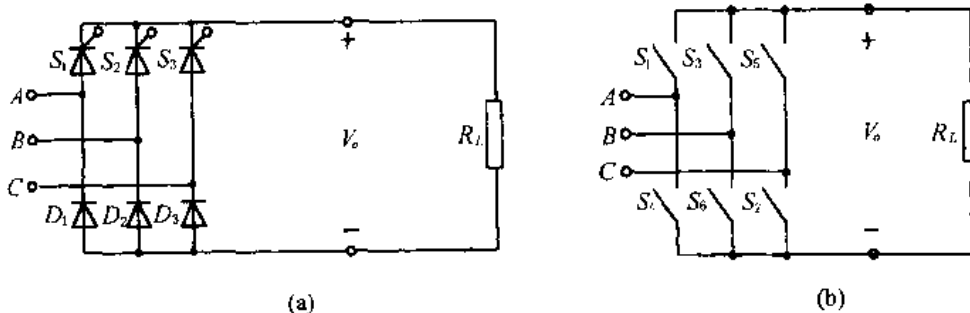


图 7.5 三相全桥可控整流电路

这种电路既可用于限制合闸电流冲击,又可调节输出电压。

4. 三相全桥全控整流电路

三相全桥全控整流电路如图 7.5(b)所示。图中 $S_1 \sim S_6$ 可以是各种电力电子开关器件,如 SCR, GTO, GTR, IGBT, MOSFET 等。这种电路可用于直流电动机调压调速、交流电动机串级调速和三相有源 PFC 等场合。

7.2 整流器件的类型及其选择

由前面的分析可知,整流开关器件分为半导体二极管、晶闸管(可控硅)和自关断开关器件几类。每一类器件按照容量和散热条件的不同,都有单管和模块不同的形式,模块一般也有单管、对管、单桥臂和全桥之分。

7.2.1 半导体整流二极管的分类和用途

半导体整流二极管分为普通二极管、快速恢复二极管、超快软恢复二极管和肖特基二极管等。

1. 普通整流二极管

普通整流二极管的规格非常广泛,从几伏到上万伏,电流从几毫安到几万安培,封装有单管芯、多芯模块等,有单管、单桥臂、三相桥等。

普通二极管的反向恢复时间比较长,从几 μs 到几十 μs ,所以它们主要用于工频(50Hz, 60Hz)整流和小功率变频整流(1kHz 以下)。

IR 公司和 IXYS 公司典型的二极管模块和三相全桥模块的参数分别见表 7.1 和表 7.2。

表 7.1 IR 公司典型的二极管模块和三相全桥模块的参数

类型	型号	V_{RRM} (V)	I_o (A)	T_c ($^{\circ}\text{C}$)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	$R_{th/c}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
单管 模块	B40HF...	100~1200	40	85	1.31	655	1.2
	IRKE51...	1400~2000	60	90	1.35	1450	0.65
	IRKE101...	1400~2000	100	87	1.34	2020	0.44
	IRKE235...	400~2400	230	100	1.26	6540	0.17
	IRKE320...	400~2000	320	100	1.28	10110	0.125
单 桥 臂	B40D,C,J...	100~1200	40	85	1.31	655	1.2
	IRKD101...	1400~2000	100	87	1.34	2110	0.44
	IRKD235...	400~2400	230	100	1.26	7015	0.17
	IRKD320...	400~2000	320	100	1.28	10110	0.125
单 相 桥	1B...M	50~1000	1.0	40	1.0	31	60
	2KBB...	50~1000	2.0	50	1.0	52	—
	KBPC8...	50~1000	8.0	50	1.0	137	—
	36MB...A	50~1600	35	60	1.2	400	1.2
	35MT...	50~1600	35	60	1.19	420	1.16
	160MT...K	800~1600	160	85	1.49	1200	0.121

续表

类型	型号	V_{RRM} (V)	I_o (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	R_{thJC} (°C/W)
三相桥	26MT...	50~1600	25	55	1.13	390	2.0
	60MT...K	800~1600	60	85	1.75	420	0.033
	110MT...K	800~1600	110	90	1.4	950	0.178
	160MT...K	800~1600	160	85	1.49	1430	0.121

表 7.2 IXYS 公司典型的二极管模块和三相全桥模块的参数

类型	型号	V_{RRM} (V)	I_o (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	R_{thJC} (°C/W)
单桥臂	MDD26...N1B	800~1800	36	100	1.38	650	0.5
	MDD56...N1B	800~1800	95	75	1.48	1400	0.255
	MDD142...N1	800~1800	165	100	1.3	4700	0.105
	MDD312...N1	1200~2200	310	100	1.32	9200	0.06
单管	DSI45...A	800~1600	48	105	1.1	380	0.55
	MDO500...N1	1200~2200	560	85	1.3	13000	0.072
	VBO13...NO2	800~1600	18	85	1.8	220	1.4
单相桥	VBO55...NO7	800~1600	55	100	1.6	750	0.325
	VBO105...NO7	1200~1800	107	85	1.6	1500	0.138
	VBO160...NO7	800~1800	174	100	1.65	1800	0.108
三相桥	VUE50-12NO1	1200	50	85	1.65	200	0.25
	VUO16...NO1	800~1800	15	90	1.15	100	0.75
	VUO85...NO7	800~1800	85	100	1.6	750	0.325
	VUO190...NO7	800~1800	248	100	1.43	2800	0.075

国产普通整流二极管单管和模块都有 1~1000A, 100~3500V 系列产品; 单桥臂和整流桥也有 1~160A, 100~1600V 系列产品。

2. 快速恢复二极管

快速恢复二极管简称快速二极管 (Fast Recovery Epitaxial Diodes——FRED 或 FRD)。它的反向恢复时间比较短, 导通电流为 1A 时, 反向恢复时间为几十 ns 到几 μ s, 额定工作电流时反向恢复时间也只有几百 ns 到几 μ s。一般地, 二极管的耐压越高, 电流越大, 其恢复时间就越长, 导通压降就越高。

IR 公司和 IXYS 公司典型的快恢复二极管的参数见表 7.3。

表 7.3 IR 和 IXYS 公司典型的快恢复二极管的参数

型号	V_{RRM} (V)	I_F (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	t_r (ns) 1A, 25°C	R_{thJC} (°C/W)
B40HFL...S05	100~1000	40	50	1.55	480	110	1.2
IRKEL56...S05	100~1000	55	70	1.72	950	110	0.6
T85HFL...S05	100~1000	85	70	1.56	1300	120	0.46
IRKEL240...S10	400~1000	250	100	1.57	8000	1000	0.125

续表

型号	封装	V_{RRM} (V)	I_F (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	t_r (ns) 1A, 25°C	R_{thJC} (°C/W)
DSEI12	TO-220AC	600	14	100	1.7	100	35	2
DSEI30-10A	TO-247AD	1000	30	85	2	185	35	0.9
DSEI60-10A	TO-247AD	1000	60	60	1.8	500	35	0.66
DSEI120-06A	TO-247AD	600	126	70	0.85	600	35	0.35
DSEK60-06A	TO-247AD	600	2×30	85	1.01	300	35	1.0
DSEI2×30-06C	SOT-227B	600	2×30	85	1.01	300	35	1.25
DSEI2×61-06B	SOT-227B	1000	2×60	50	1.8	500	35	0.7
DSEI2×121-2A	SOT-227B	200	2×123	70	0.95	1200	35	0.5

常用的小电流快速恢复二极管还有FR101~FR107(1A, 50~1000V), FR301~FR307(3A, 50~1000V)等等。国产ZK快速恢复二极管系列有:50~1000A, 100~2000V。

3. 超快软恢复整流二极管

超快软恢复整流二极管又叫高性能快速恢复二极管(Hiper Fast Soft Recovery Epitaxial Diodes——Hiper FRED)具有软恢复过程,减小因反向恢复造成的 dv/dt 、 di/dt 和电压尖峰,降低EMI。IR和IXYS公司的Hiper FRED典型型号参数见表7.4。

表 7.4 IR和IXYS公司的Hiper FRED典型型号参数

型号	封装	V_{RRM} (V)	I_F (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	t_r (ns) 1A, 25°C	R_{thJC} (°C/W)
IR公司								
11DF4	DO-204AL	400	1	63	1.25	31.4	30	110
31DF4	DO-201AD	400	3	57	1.25	62.8	30	80
10C/J1F40	TO-220AB	400	2×10	112	1.25	84	45	3
25C/JPF40	TO-247AA	400	2×25	85	1.25	183	60	2
HFA50PA60C	TO-247AC	600	50	100	1.7	—	75	0.42
HFA140NH60	D-67	600	140	100	1.6	—	140	0.2
HFA200MD40	TO-244AB	400	200	100	1.2	—	140	0.28
HFA70NC60C	D-61-8	600	70	100	1.5	—	110	0.42
HFA320NJ40C	TO-244AB	400	320	98	1.35	—	140	0.1
HFA280NJ60C	TO-244AB	600	280	100	1.6	—	140	0.1
IXYS公司								
DSEP8-03A	TO-220AC	300	10	130	1.75	60	30	2.5
DSEP29-12A	TO-220AC	1200	30	115	1.95	200	40	0.9
DSEP30-12A	TO-247AD	600	30	115	1.83	200	40	0.9
DSEC60-03A	TO-247AD	300	2×30	115	1.23	300	30	0.9

续表

型号	封装	V_{RRM} (V)	I_F (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	t_{rr} (ns) 1A, 25°C	R_{thJC} (°C/W)
DSEC60-12A	TO-247AD	1200	2×30	115	1.83	200	40	0.9
DSEC16-02A	TO-220AC	200	2×8	150	1.1	80	25	3.0
DSEI2×91-03A	SOT-227B	300	2×90	70	1.18	1200	35	0.6
DSEI2×91-06B	SOT-227B	600	2×90	60	1.33	1000	35	0.6
DSEI2×60-12A	SOT-227B	1200	2×60	70	0.78	800	40	0.6

4. 肖特基二极管

肖特基二极管(Schottky Diodes——SD)的突出优点是导通压降很低,只有0.3~0.8V,大电流的导通压降也只有1.0V;而快速恢复二极管的导通压降都在1V以上。由于导通压降低是因为其PN结超薄的特殊结构造成的,所以SD的反向恢复时间也短,一般只有几十ns,但是其耐压比较低,一般都在150V以下。肖特基二极管用于输出电压较低、频率较高的整流电路中,以减小通态损耗和反向恢复损耗。

IXYS公司和IR公司典型的SD型号及参数可见表7.5。

表 7.5 IXYS 和 IR 公司典型的 SD 型号及参数

型号	封装	V_{RRM} (V)	I_F (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	R_{thJC} (°C/W)
XYS 公司							
DSS 10 ...	TO-220AC	35~45	10	157	0.58	140	2.5
DSS 25- ...	TO-220AC	35~45	25	148	0.59	550	1.5
DSS60- ...	TO-247AD	35~45	60	120	0.69	800	1.0
DSSK20 ...	TO-220AC	35~45	2×10	157	0.58	140	2.5
DSSK16-01A	TO-220AC	100	2×8	160	0.66	120	2.5
DSSK20-013A	TO-220AC	130	2×10	160	0.65	200	2.0
DSSK60- ...	TO-247AD	35~45	2×30	145	0.60	1000	1.5
DSEK30-01A	TO-247AD	100	2×15	153	0.64	230	2.0
DSEK50-01A	TO-247AD	100	2×25	147	0.68	450	1.5
DSEK60-013A	TO-247AD	130	2×30	152	0.80	600	1.0
DSS2×61 ...	SOT-227B	35~45	2×59	100	0.66	800	1.0
DSS2×60-01A	SOT-227B	100	2×60	95	0.74	700	1.0
DSS2×160-01A	SOT-227B	100	2×159	100	0.80	1400	0.3
IR 公司							
11DQ...(DO41)	DO-204AL	30~100	1.1	40~58	0.5~0.68	—	—
31DQ ...	DO-201AD	30~100	3.3	19~35	0.5~0.69	—	—
90SQ ...	DO-204AR	15~45	9	55~69	0.25~0.42	—	—
60HQ ...	DO-203AB	80~100	60	118	0.7	—	—
85HQ ...	DO-203AB	35~45	85	115	0.7	—	—
20CTQ ...	TO-220AB	35~45	20	145	0.68	—	—
30CTQ ...	TO-220AB	35~45	30	127	0.7	—	—

续表

型号	封装	V_{RRM} (V)	I_F (A)	T_C (°C)	V_{FM} (V)	I_{FSM} (A)	R_{thJC} (°C/W)
MBR2045CT	TO-220AB	45	20	145	0.7	—	—
40CPQ ...	TO-247AC	35~100	40	120	0.56~0.75	—	—
MBR40 ... PT	TO-247AC	45~60	40	103	0.72~0.77	—	—
123NQ100	D-67	100	120	121	0.74	—	0.40
129NQ150	D-67	150	120	139	0.74	—	0.40
183NQ150	D-67	150	180	134	0.74	—	0.30
249NQ150	D-67	150	240	120	0.74	—	0.20
400DMQ045	TO-244AB	45	400	60	0.62	—	0.50
403CNQ100	TO-244AB	100	400	105	0.72	—	0.20
444CNQ045	TO-244AB	45	440	81	0.51	—	0.20
61CNQ ...	D61-6	35~45	60	149	0.49	—	0.85
89CNQ150	D61-8	150	80	117	0.69	—	0.85
15 ... CMQ ...	D-60	35~100	150	90~104	0.47~0.8	—	1.0
16 ... CMQ ...	TO-249AA	35~100	160	87~101	0.6~0.82	—	1.0

常用的 1A 肖特基二极管有 SR160(1A, 60V), MBR1100(1A, 100V)等。

7.2.2 可控整流器件的类型和应用

可控整流器件可以分为可控硅(晶闸管)和自关断器件两大类。

1. 可控硅

前面第一节的整流电路中,多处用到可控硅作为整流器件。可控硅器件的种类很多,有的还与二极管封装在一起,组成各种各样的整流模块器件,我们可以灵活地选用。典型的带可控硅的整流器件的型号规格见表 7.6。

表 7.6 典型的带可控硅的整流器件型号规格

型号	类型	I_{TAV} (A)	V_{RRM}/V_{DRM} (V)	封装	生产厂家
CS19	单管	19	800~1200	TO220	IXYS
CS20		19	1200~1600	TO247	IXYS
CS48		48	800~1600	TO247	IXYS
CS142		164	1200~1600	模块	IXYS
T90RIA		90	100~1200	模块	IR
MCC19	单桥臂	25	800~1600	模块	IXYS
IRKT50		55	400~1800	TO-240AA	IR
MCD26	二极管串 晶闸管	32	800~1600	TO-240AA	IXYS
MCD56		64	800~1800	TO-240AA	
MCD240		250	800~1600	模块	
IRKH71		70	400~1400		IR

续表

型号	类型	I_{TAV} (A)	V_{RRM}/V_{DRM} (V)	封装	生产厂家
MCO450	单管 半控桥 全控桥 半桥	464	2000~2200	模块	
VH055		53	800~1600		
VK055		53	800~1600		
VYK70		28	800~1600		
VVZ110	三相 半控桥	110	1200~1400	模块	IXYS
52MT...K		55	800~1600	模块	IR
112MT...K		110			
VU0160	三相 全控桥	175	800~1800	模块	IXYS
53MT...K		55	80~1600	模块	IR
113MT...K		110			

国产的也有系列的晶闸管、单桥臂(包括二极管串晶闸管和晶闸管串晶闸管)、单相和三相的半控桥和全控桥产品。

2. 自关断器件

第二章中讲的自关断器件主要包括 GTO, GTR, VMOSFET 和 IGBT, 它们都可以代替二极管和可控硅, 充当整流开关器件, 应用于图 7.1~7.5 所示的整流电路中。最典型的应用是图 7.5(b)所示的三相全桥全控整流电路和图 7.1(b)的变型电路, 用 VMOSFET 代替整流二极管, 实现同步整流和异步整流, 降低整流损耗。

7.3 特种整流电路的原理和设计

7.3.1 倍压整流电路及其应用

倍压整流的基本原理就是利用二极管的整流和引导作用, 将电压分别存在每一个电容器上, 然后把它们按同极性相加的原则串联起来。常见的倍压整流电路有二倍压整流和多倍压整流两种形式。

1. 二倍压整流电路

二倍压整流电路的形式如图 7.6 所示。 u_i 为交流输入电压, 当 u_i 上正下负时, D_1 导通, C_1 上充得电压 V_{C1} ; 当 u_i 下正上负时, D_2 导通, C_2 上充得电压 $V_{C2}=V_{C1}=V_C$ 。这样, $V_o=2V_C$, 达到倍压整流的目的。

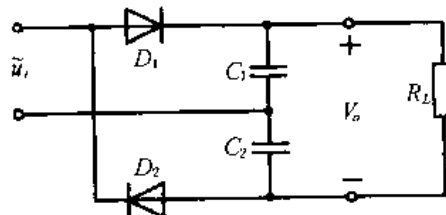


图 7.6 二倍压整流电路

二倍压整流电路可以用于设计适合于不同输入电压等级的电路。例如, 在我们国家, 单相电压为 220V, 三相电压为 380V, 采用图 7.7(a)所示的电路形式, 即可以设计成单相输入和三相输入通用的整流电路。单相输入时, 加在 A 和 B 两端, 将 C 与 A 接在

一起, B 接 D , E 和 F 点悬空, D_1 和 D_5 并联, D_2 和 D_6 并联; 分别作为一只二极管, D_3 与 D_4 不用, 这将是典型的倍压整流电路。由下一节的内容可知, 直流电压 $V_o \approx 1.2u_i \times 2 = 1.2 \times 220V \times 2 = 528V$ 。当输入为三相时, 可以使 D 悬空, E 接 G , F 接 H , 即为典型的三相全桥整流电路(三相分别接 A, B, C)。由上一节的内容可知, $V_o \approx 1.35u_i = 1.2 \times 380V = 513V$, 与单相时倍压整流直流电压几乎相等(相差不到 3%)。

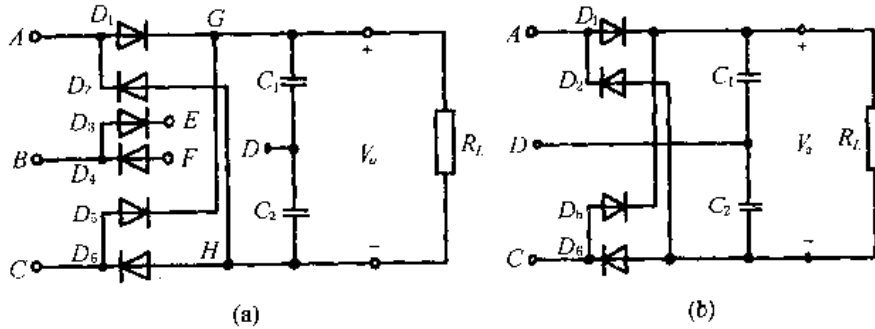


图 7.7 二倍压整流应用电路

在世界各地, 有的单相电压有效值有的为 110V, 有的为 220V(或 230V)。为了适应不同国家的需要, 可采用图 7.7(b)的形式。当市电为 110V 时, 加在 A 和 D 两端, 将 C 与 A 接在一起, D_1 和 D_5 并联、 D_2 和 D_6 并联, 分别作为一只二极管, 这将是典型的倍压整流电路, $V_o \approx 1.2u_i \times 2 = 1.2 \times 110V \times 2 = 264V$; 当市电为 220V 时, D 悬空, 交流输入接 A 和 C 两端, $V_o \approx 1.2u_i = 1.2 \times 220V = 264V$ 。以上两种情况下, 输出电压 V_o 是相等的, 这种输入倍压整流电路可用于许多国际市场销售的产品, 比如变频空调。

2. 多倍压整流电路

在许多场合, 需要把较低的电压升至很高的电压, 这时可用采用多倍压整流电路, 如图 7.8 所示。

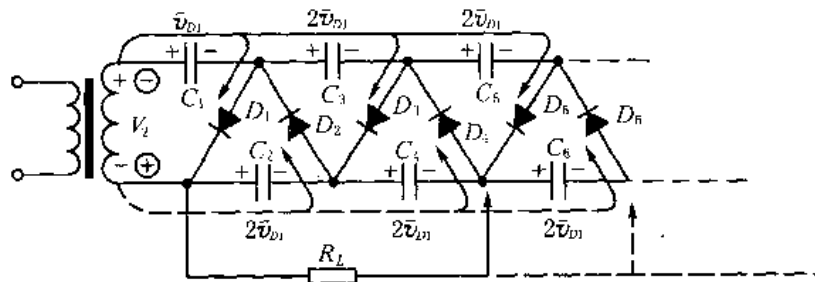


图 7.8 多倍压整流电路

这种电路的负载电压可以用下式来估算^[32]:

$$V_L = 2 \sqrt{2} V_2 \cdot n - \frac{i_D}{f_s C} \left(\frac{2}{3} n^3 + \frac{3}{4} n^2 + \frac{n}{12} \right) \quad (7.8)$$

式中 n ——倍压整流的段数;

f_s ——交流电频率;

i_D ——负载电流的平均值。

多倍压整流电路用于需要高电压但电流不大的逆变系统中, 比如电警棍、钨极氩弧焊(TIG)高压引弧器等放电火花的产品中。这种电路虽然需要的电容和二极管比较多,

但是它们的耐压要求并不高，而且变压器绕组电压不高，便于制作。

7.3.2 倍流整流电路及其应用

1. 倍流整流电路的形式和工作原理

对于高频逆变直流输出电源变换器来说，整流二极管为快速恢复二极管或超快软恢复二极管时，若采用图 7.1(b)的整流电路，则变压器负边需要中心抽头，这给高频变压器的绕制带来了困难。如果采用图 7.2(a)的形式，则需要的整流二极管数量多一倍，大电流时的损耗会比较大。为此，人们研究出一种特殊的整流电路形式，即倍流整流电路。倍流整流电路变压器负边匝数虽然与全波电路相等，比全桥电路匝数多一倍，但是它不用中心抽头，而且绕组中的电流只是输出电流的一半。换句话说，输出电流是绕组电流的两倍，所以称为倍流整流电路，它有两种形式，见图 7.9(a)和(b)。

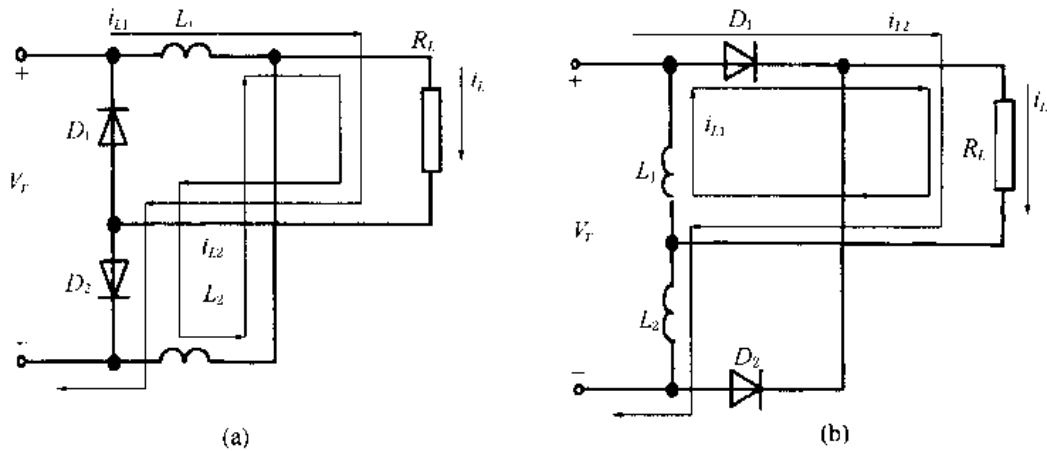


图 7.9 倍流整流电路

这两种电路的基本工作原理是相似的，但不完全一样，我们只详细讨论变压器负边电压上正下负的半周，电流流向见图 7.9。

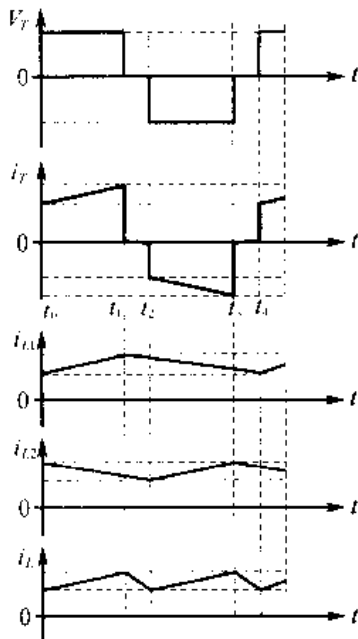


图 7.10 倍流整流工作波形

1) 对于图 7.9(a)， V_T 经 L_1 、 D_2 为负载 R_L 提供能量， L_1 贮能， L_2 经 R_L 和 D_2 释放能量给 R_L ， $i_L = i_{L1} + i_{L2} \approx 2i_{L1}$ ，其工作波形见图 7.10 中的 $t_0 \sim t_1$ 段。

2) 对于图 7.9(b)， V_T 经 D_1 和 L_2 为 R_L 提供能量， L_2 贮能。 L_1 经 D_1 和 R_L 续流，继续为 R_L 提供能量。

3) 在关断时间 T_{OFF} 内(指逆变器开关器件)， $V_T = 0$ ， L_1 和 L_2 分别通过 D_1 和 D_2 续流，为 R_L 提供能量($t_1 \sim t_2$ 段、 $t_3 \sim t_4$ 段)，这时两个电路工作是一样的。

2. 倍流整流电路的设计

倍流整流电路的设计包括整流器件的选择和滤波电路 LC 参数的设计。

由前面的分析可知，倍流整流电路的另外一个优点就是和图 7.1(b)所示的全波整流电路相比，整流二极管流过

的电流峰值小一半，因此电流定额小一半，而且电压定额不变。

这种电路虽然用两只滤波电感，但是由于电流为负载电流的一半，并且允许的纹波电流峰值是负载纹波电流的两倍，所以电感量可以小一些，导线也可细一些，电感的体积小了好多，两只电感的体积重量与全波整流滤波电感差不多。

LC 滤波参数的设计请参考第 7.5.2 小节，电抗器的结构设计见第 4.6 节。

7.3.3 同步整流和异步整流

同步整流和异步整流是对倍流整流电路的改进，就是用 VMOSFET 代替整流二极管作为可控整流器件。以图 7.9(a) 电路为例，改为同步整流和异步整流电路的形式如图 7.11(a) 所示。

由于低压 VMOSFET 的导通电阻 R_{DS} 很小，一般在 $10\text{m}\Omega$ 以下。设 $R_{DS}=5\text{m}\Omega$ ，若通过的电流 $I_D=60\text{A}$ ，则导通压降为 $V_{DS}=I_D \cdot R_{DS}=60\text{A} \cdot 5\text{m}\Omega=0.3\text{V}$ ，而 60A 以上的肖特基二极管的导通压降 V_F 也有 $0.6\sim 1\text{V}$ ，是 V_{DS} 的 $2\sim 3$ 倍，而快速整流管的压降一般为 $1.3\sim 2.5\text{V}$ ，是 V_{DS} 的 $4\sim 8$ 倍。所以，采用 VMOSFET 代替整流二极管可显著降低通态损耗。

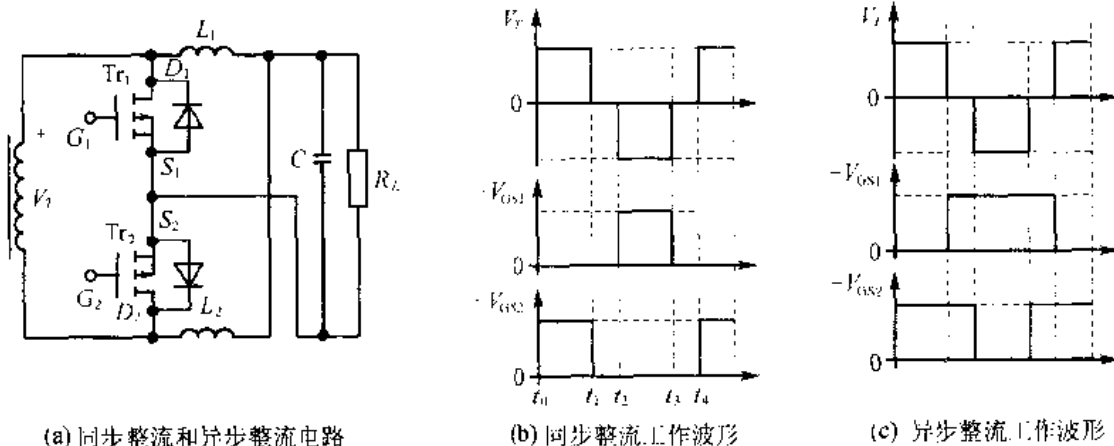


图 7.11 同步整流和异步整流电路及其工作波形

同步整流和异步整流的电路形式相同，控制方式却不一样，也就是说，整流用开关管的导通时间阶段不完全一样，从而收到不同的效果。

1. 同步整流的形成和工作原理

同步整流的基本工作原理就是使整流开关管的工作与逆变主电路开关管的工作同步，图 7.11(b) 给出同步整流电路的工作波形，工作过程如下：

1) $t_0\sim t_1$ 阶段， V_T 为正，使 Tr_2 导通， Tr_1 截止， $i_L=i_{L1}+i_{L2}$ 电流流过 Tr_2 的通道，压降很小。

2) $t_1\sim t_2$ 阶段， $V_T=0$ ， Tr_1 和 Tr_2 的通道阻断， L_1 和 L_2 分别通过 Tr_1 和 Tr_2 的反并联二极管续流，虽然其压降稍高，但由于电流较小(分别为 i_{L1} 和 i_{L2})，损耗也不大。

3) $t_2\sim t_3$ 阶段， $V_T=-V_m$ ，使 Tr_1 导通， Tr_2 截止，电流 i_L 流过 Tr_1 的通道，压降仍然很小。

4) $t_3 \sim t_4$ 阶段, 与 $t_1 \sim t_2$ 阶段一样, Tr_1 和 Tr_2 的通道阻断, L_1 和 L_2 分别通过 Tr_1 和 Tr_2 的反并联二极管续流, 电流较小(分别为 i_{L1} 和 i_{L2}), 损耗也不大。

2. 同步整流电路的设计

同步整流电路的设计包括主电路和控制电路两部分:

1) 主电路的设计包括整流器件的选择和滤波电路 LC 参数的设计, 整流器件 (VMOSFET 管) 的电流、电压定额选择和 LC 滤波参数的设计请参考倍流整流电路。

2) 同步整流控制电路的功能就是产生驱动脉冲来控制 Tr_1 和 Tr_2 的通断, 而 Tr_1 和 Tr_2 的通断又与变压器原边逆变主开关管同步, 所以可以取逆变主开关管的驱动脉冲, 对其进行隔离、放大和反极性处理而得到驱动脉冲。

3. 同步整流电路存在的问题

由前面的工作原理可知, 同步整流过程中, 在死区时间内, L_1 和 L_2 的续流电流仍然流过 Tr_1 和 Tr_2 的反并联二极管, 导通压降还是比较高。虽然电流小, 损耗还是不够小, 异步整流电路就可以解决这个问题。

4. 异步整流

异步整流的基本工作原理就是, 不仅在原边逆变开关管导通时, 对应的整流开关管也同步开通, 而且在死区时间内也驱动整流开关管 Tr_1 和 Tr_2 同时导通, 续流电流 i_{L1} 和 i_{L2} 不流过其反并联二极管, 而是流过其通道。异步整流电路的工作波形见图 7.11(c)。采用异步整流电路, 在所有时间内, 负边整流开关管导通压降都很小, 从而使整个功率变换装置的效率得到进一步提高。

异步整流的主电路设计方法和同步整流是一样的, 请参考同步整流和全波整流。

相对同步整流来说, 异步整流电路驱动信号的获取比较麻烦, 需要将同步整流开关管驱动信号反相加, 加到另外一只整流开关管上, 见图 7.11(b) 和 (c)。它们的驱动脉冲同样可以从原边逆变主开关管的驱动脉冲获取后, 经过相位和极性处理, 然后隔离、放大后得到。

7.4 输入滤波电路的形式及其设计

7.4.1 输入滤波电路和功率因数校正(PFC)

许多种类的逆变装置和系统或电流变换器的输入都是三相或单相交流输入, 进入逆变装置时, 首先要采用图 7.2, 7.4, 7.5 所示的电路整成单向(直流)电压。图中的 R_L 实际上代表逆变电路及其输出负载, 图中所画的都是没有输入滤波的情况。在实际电路中, 整流电路到逆变电路之间还要有滤波电路。这是为了平滑送给逆变电路的电压或电流。输入滤波电路的作用除了平滑电压和电流之外, 还要尽量减小输入电流谐波, 提高逆变系统的功率因数。

1. 无源输入滤波电路的形式

输入滤波电路分为无源滤波和有源滤波两大类。有源滤波将在后面详细介绍，无源滤波用于单相整流和三相整流电路的形式是一样的，都是采用电感、电容这些无源器件的储能放能作用平滑电压和电流。

(1) 电容滤波

只用电容对整流输出高压侧电压进行平滑滤波，减小直流电压中的交流成分。这些滤波电容一般都是电解电容，但是在高频逆变电路中，电解的等效串联阻抗(ESZ)会影响开关电流的提取，所以有时要在电解电容两端再并联高频无极性电容。

假设逆变电路输入功率为 P ，电容上平均电压为 V_d ，则等效的滤波电路负载电阻为 $R_L = V_d^2/P$ 。整流后电压波头的频率为 f (单相全波整流 $f=100\text{Hz}$ ，三相全桥整流 $f=300\text{Hz}$)。周期为 $T=1/f$ ，则滤波电解电容的电容量可用下式计算：

$$C = (3 \sim 5)T/R_L \quad (7.9)$$

这种滤波电路的电容充放电电流大，负载重，寿命短。

(2) LC 滤波

LC 滤波电路的形式及其工作波形如图 7.12 所示。

这种滤波电路可使输入电流连续，功率因数较高，这将在后面详细分析。LC 滤波电路中 L 有储能放能作用，电容 C 的充、放电流小，电解的负担减轻，寿命比较长。

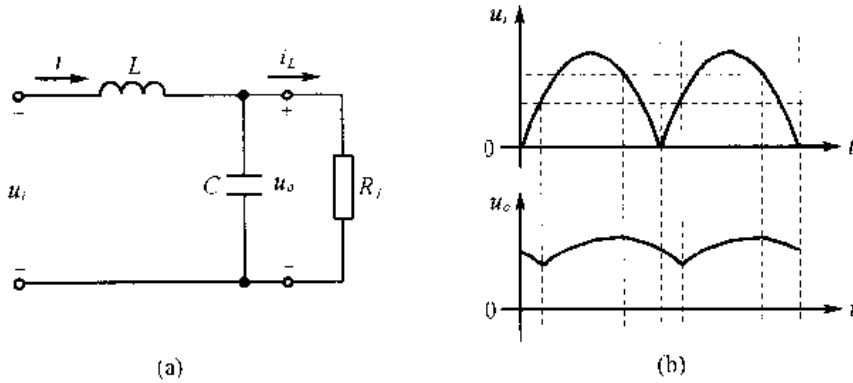


图 7.12 LC 滤波电路的形式及其工作波形

2. 功率因数和功率因数校正

用电设备的功率因数(Power Factor PF)是其输入有功功率与视在功率之比，可表示为

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cdot \cos\varphi = \gamma \cdot \cos\varphi \quad (7.10)$$

式中 I ——设备输入电流有效值；

I_1 ——电流的基波分量有效值；

φ —— I_1 与 V 的相位移(或叫相位差)；

γ ——谐波因数(或叫失真因数)， $\gamma = \frac{I_1}{I}$ ；

$\cos\varphi$ ——相移因数。

所以,功率因数实际上是谐波因数和相移因数的乘积。

对于现代功率变换装置,由于输入是全桥整流电路,电流基波与电压的相移 φ 不大,相移因数 $\cos\varphi\approx 1$ 。但是,谐波有时会比较严重, γ 不够大,若不采取措施,则

$$\gamma\approx 0.5\sim 0.8$$

功率因数校正(PF Corrector——PFC),就是通过一定的措施,使输入滤波电流连续,并尽可能接近于电压波形即正弦波,或者说使输入电流的谐波成分尽量小,从而提高功率因数。

7.4.2 无源输入滤波和 PFC 电路的设计

1. 无源 PFC 问题

无源输入滤波的 PFC 电路实际上就是在交流输入整流后,采用 LC 滤波电路平滑输入电流。但是在这种滤波和 PFC 电路中,增加电感量,减小电容量,可以提高输入功率因数。当输入滤波电感为无穷大时,高压直流侧的电流(即电感电流)几乎是不变的。用富氏级数分解(分解过程省略),可以得到输入电流(有效值为 I)的基波分量 I_1 比较大,因此交流输入的功率因数也很大^[29]:

$$\text{当输入为单相交流时} \quad \gamma\approx \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9$$

$$\text{当输入为三相交流时} \quad \gamma\approx \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} \approx 0.955$$

但是,在实际应用中,电感量不可能为无穷大,也没有必要为无穷大。文献[33]给出了通过标么化分析求解合适的滤波电感的方法。

2. 单相交流输入的无源 PFC 校正最佳 LC 参数设计

我们首先回顾一下“标么化”的问题。对于一个物理量来说,不管是电压还是电流,或者是电感、电容等其他的量,其实际值和额定值(或者是某一个标准值)之比,就称谓其标么值。

在单相交流输入无源输入滤波及 PFC 电路中,滤波电感的标么值对功率因数 PF 的影响见图 7.13(a)^[33]。由图可见,当标么值电感 $L_{\text{ON}}=0.03$ 时,谐波因数 γ 达到最大值 0.94,但是这时,相位因数 $\cos\varphi$ 也接近最低值 0.79。如果合理选取滤波电容的值,可以消除相移现象,使 $\text{PF}\approx\gamma$, $\cos\varphi\approx 1$,这样的最佳参数可由式给出:

$$\begin{aligned} L &= 0.033V_s \cdot T_s / I_s \\ C &= 0.012T_s \cdot I_s / V_s \end{aligned} \quad (7.11)$$

式中 V_s ——额定电网相电压有效值;

T_s ——电网电压的额定周期;

I_s ——在额定输入电压下,负载为额定电阻性负载时输入交流电流有效值。

3. 三相交流输入无源 PFC 电路 LC 参数设计

三相交流输入无源 PFC 的 PF 值与电感标么值的关系曲线见图 7.13(b)^[33]。由图可

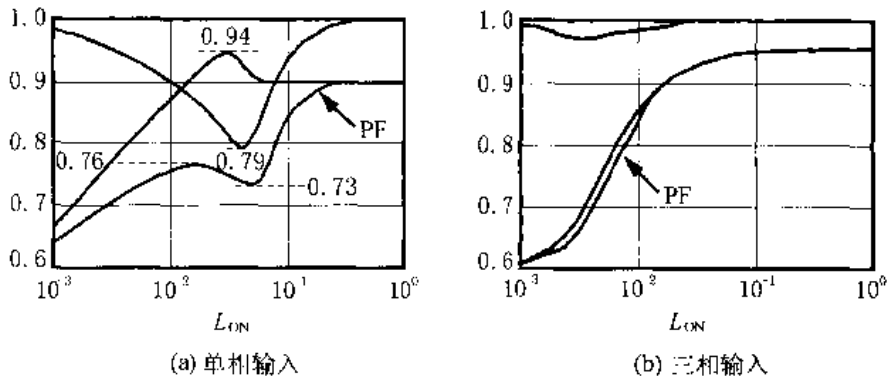


图 7.13 无源功率因数校正电路 PF 与标么电感的关系曲线

见, 当 L_{ON} 大于 0.03 后, 功率因数 $PF \approx \gamma \geq 0.93$, $\cos\varphi \approx 0$, 滤波电感 L 由下式给出:

$$L \geq 0.03 V_s \cdot T_s / I_s \quad (7.12)$$

这里需要注意的是, $I_s = P_o / V_s$ 。

由于 $\cos\varphi \approx 0$, 滤波电容 C 可以取得很小, 只要能提供开关管开通电流能量即可。

7.4.3 高频有源输入滤波和 PFC 电路设计

由前面分析可知, 无源滤波和 PFC 电路的效果并非太好, 单相无源 PFC 的 PF 不到 0.94, 三相无源 PFC 的也不到 0.95。为了进一步提高功率因数, 需要采用高频有源 PFC 电路。

1. 高频有源输入滤波 PFC 电路的形式

高频有源输入滤波 PFC 技术既可应用于单相输入, 也可应用于三相输入。三相有源 PFC 实际上是三个单相有源 PFC 的组合和变形, 原理上是相通的。所以, 这里我们只详细讨论单相有源 PFC 电路的原理和设计, 因为单相有源 PFC 可以使 PF 从 0.5~0.8 提高到 0.99 以上, 效果非常明显。

单相有源 PFC 的主电路形式实际上是典型的 Boost 变换电路, 其系统结构见图 7.14。

2. 高频有源 PFC 基本工作原理

升压型变换电路完成功率因数校正, 需要对输入电流进行整形, 要连续监控和调节电感中的电流, 使之跟随经整流后的单相输入正弦电压, 并与其成正比。此外, 为了调整输出电压, 利用乘法器同时由输入交流电压和输出直流电压来调控正弦基准电流, 完成正确的 SPWM 是实现 PFC 的关键。只要开关管的开关频率 f_s 远远大于输入电压频率 f_a , 即 $k = f_s / f_a \gg 1$, 就能保证输入电流 i_s 接近正弦, 即

$$i_s \approx I_p \sin\omega_a t = \frac{2P_o}{k_1 V_a} \sin\omega_a t \quad (7.13)$$

式中 $\omega_a = 2\pi f_a$;

P_o —— 输出功率;

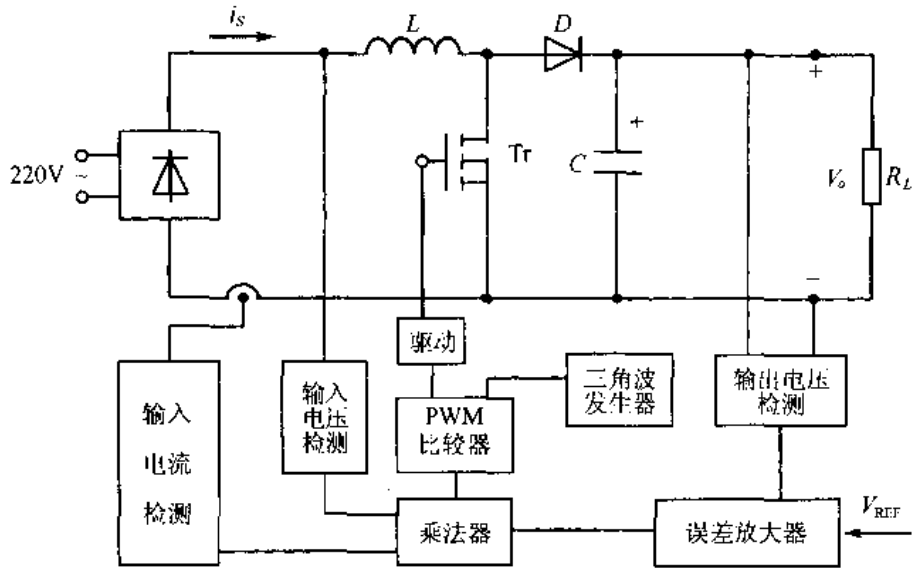


图 7.14 高频有源 PFC 电路原理图

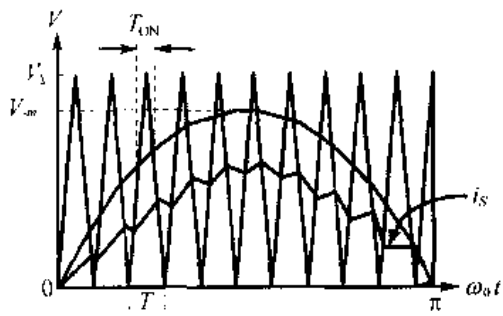


图 7.15 SPWM 波形图

V_o ——输出电压；

k_1 ——调制系数，将在后面说明。

调制波形如图 7.15 所示，用峰值为 $V_{\sim m}$ (有效值为 V_{\sim}) 的正弦半波 (或叫单向正弦波) 调制峰值为 V_{Δ} 、周期为 T 的三角波。由几何知识 (三角形相似) 可得 T_{ON} 与 T 的关系为

$$T_{ON} = T \cdot \frac{V_{\Delta} - (V_{\sim m}) \sin \omega_0 t}{V_{\Delta}} = (1 - k_1 \sin \omega_0 t) T \quad (7.14)$$

式中 k_1 ——前面提到的调制系数， $k_1 = \frac{V_{\sim m}}{V_{\Delta}}$ ；

T ——开关管工作周期， $T = 1/f_s$ 。

在 T_{ON} 期间，Tr 导通， $u_L = (V_{\sim m}) \sin \omega_0 t$ ， L 储能，电流增加：

$$I(t_i') - I(t_i) = \frac{V_{\sim m} \sin \omega_0 t}{L} \cdot T_{ON} \quad (7.15)$$

在 T_{OFF} 期间，Tr 截止， $u_L = V_C - (V_{\sim m}) \sin \omega_0 t$ ， L 释放能量，电流减小。

$$I(t_H) - I(t_i') = \frac{V_C - (V_{\sim m}) \sin \omega_0 t}{L} \cdot T_{OFF} \quad (7.16)$$

$$V_C = V_o - \frac{P_o}{2\omega_0 C V_o} \cdot \sin 2\omega_0 t \quad (7.17)$$

在 T 内，平均电流 $i_s = \frac{1}{2} [I(t_{i+1}) + I(t_i)]$ ，根据能量守恒定律可得：

$W_{OFF} = \Delta W_L + \Delta W_C - P_o T_{OFF}$ ，写出各能量变化的值，再由式 (7.14) ~ (7.17) 即可证明 (这里证明省略，可参考文献 [10])：

$$i_s = \frac{P_o - P_o \cos 2\omega_0 t}{V_o \cdot k_1 \sin \omega_0 t} \quad (7.18)$$

由于 $\cos 2\omega_0 t = 2\sin^2 \omega_0 t - 1$, 所以式(7.18)可以写成式(7.13)的形式, 即为正弦电流。

3. LC 的设计

由式(7.15)可得:

$$I(t_i) = i_s - \frac{V_{\sim m} \sin \omega_0 t}{2L} \cdot T_{\text{ON}} = \left(\frac{2P_o}{V_{\sim m}} - \frac{V_{\sim m} \pi}{\omega L} \right) \sin \omega_0 t + \frac{V_{\sim m} \pi k_1}{\omega L} \sin^2 \omega_0 t$$

为了使电流连续, 必须使 $I(t) \geq 0$, 即

$$\frac{V_{\sim m} \pi k_1}{\omega L} \sin^2 \omega_0 t \geq \left(\frac{V_{\sim m} \pi}{\omega L} - \frac{2P_o}{V_{\sim m}} \right) \sin \omega_0 t$$

由上式可以得出求电感量的公式为

$$L \geq \frac{V_{\sim m}^2 (1 - 2k_1 \cos \omega_0 t)}{4P_o f} \quad (7.19)$$

当 $k_1 = 1$ 时, L 最小, $\omega_0 t = \pi/2$; $\cos \omega_0 t = 0$ 时, L 也最小。所以, 由式(7.19)即可得出 L 的最小值 L_{\min} 为

$$L_{\min} = \frac{V_{\sim m}^2}{4P_o} \cdot T \quad (7.20)$$

对于低频的 ω_0 , L 的等效阻抗必须远小于等效的负载阻抗, 才能保证电流的相移角足够小, 因而有:

$$\omega_0 L_{\max} = \frac{1}{K} \frac{V_{\sim m}^2}{P_o} \quad (7.21)$$

式中, K 可取 100, 由上式可以得出:

$$I_{\max} = \frac{V_{\sim m}^2}{KP_o \cdot \omega_0} \quad (7.22)$$

设计 L 时, 应取 $L_{\min} < L < L_{\max}$ 。

由式(7.17), 可得 C 上的纹波电压 $\Delta u_c(t)$ 为

$$\Delta u_c(t) = \frac{P_o}{2\omega_0 C V_o} \sin 2\omega_0 t = \Delta u_{cm} \cdot \sin 2\omega_0 t$$

规定了允许的 Δu_{cm} , 就可以求出电容 C , 即

$$C = \frac{P_o}{2\omega_0 V_o \Delta u_{cm}} \quad (7.23)$$

4. 高频有源 PFC 专用集成芯片

高频有源 PFC 的专用集成芯片种类很多, 主要有 Unitrode 公司的 UCX852~UCX855, 微线性公司的 ML4819、4830, MITEI 公司的 MSC60028, 等等。我们主要来看 UC3854 的结构和应用, 其内部结构框图如图 7.16 所示。

UC3854 单片集成电路的内部结构, 包含了采用平均电流型功率因子校正控制必须的全部功能, 主要由电压放大器、模拟乘法器、电流放大器和定频脉宽调制器组成。此外还包含有与功率 MOSFET 兼容的栅极驱动器、7.5V 电压基准、总线预测器、加载赋能比较器、欠压检测和过流比较器。UC3854 采用平均电流型方式实现定频电流控制, 故稳定性高, 失真小, 且无需对电流作斜率补偿就能精确维持总线输入电流的正弦化, 这是

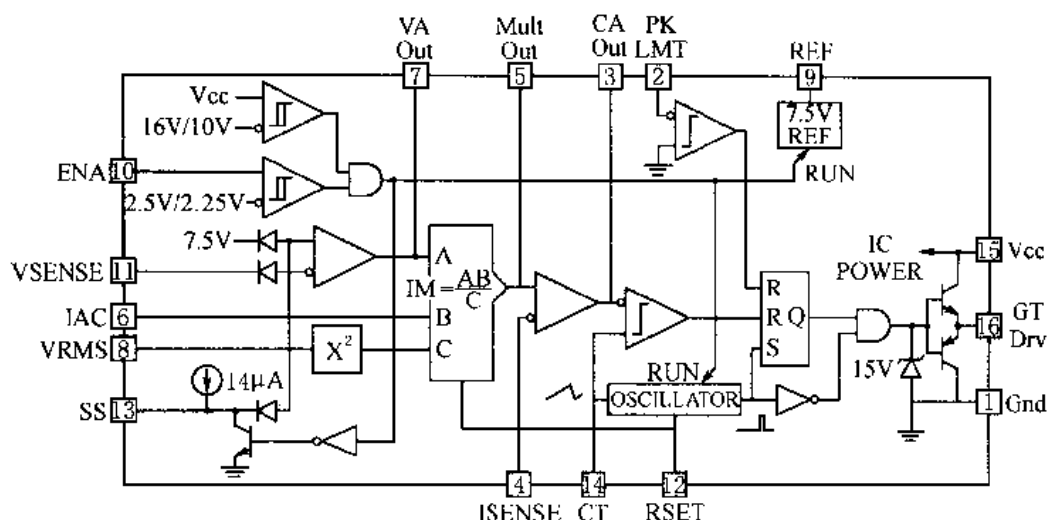


图 7.16 UC3854 内部结构框图

因为器件的内部基准电压(7.5V)及内部振荡器的幅度(5.6V)都比较高,从而提高了抗噪容限的缘故。UC3854 可在输入交流电压从 75V 到 275V,频率从工频 50Hz 到 400Hz 的整个范围内均能使用。为了减少偏置电路的功耗,UC3854 还具有启动电流低的特点。该器件采用 16 脚 DIP 封装,也有表面封装的产品。

器件的管脚功能分别是:

管脚 1 为接“地”脚,器件内部的所有电压均以该电压为基准。 V_{CC} 和 V_{REF} 应采用 0.1 μ F 或更大的陶瓷电容直接旁路至该点。定时电容的放电电流也应回到此点,故从振荡器定时电容到“地”的引线须尽可能短。

管脚 2 为峰值限定(PK Limit)脚,其阈值为 0.0V,使用时将其连接到电流传感电阻的负端,同时在使用电阻与内基准相连接将负电流传感信号补偿至“地”电位。

管脚 3 是电流放大器的输出端(Current Amplifier Output),系对输入总线电流进行传感,并且向脉宽调制器(PWM)发送电流校正信号的宽带运算放大器的输出。当 PWM 需输出占空比 $D=0$ 的调宽脉冲时,该脚的输出摆幅可接近零。

管脚 4 为电流传感负端(Current Sense Minus),它是电流放大器的负输入端。由于其输入端口对地采用了二极管保护,故在实际使用时该端口的电位应确保高于 $-0.5V$ 。

管脚 5 为乘法器输出和电流传感正端(Multiplier Output)。应注意的是,该管脚的电位也不能低于 $-0.5V$ 。因为乘法器输出的是电流,该端口的输入阻抗很高,故电流放大器可作为差分放大器配置以扼制接地噪声。

管脚 6 为交流电流输入端(AC Current Input)。该端口的标称电压是 6V,所以,除了需用电阻将管脚 6 经过整流的工频总线相连外,还应采用电阻将该端口与内基准连起来。一般,后者的数值应是前者的 1/4,这样,线电流的交流失真将最小。

管脚 7 为电压放大器的输出(Voltage Amplifier Output)。该端口是作输出电压调整用的电压放大器的输出,为防止输出过冲,内部限定约在 5.8V。当连接在该输出端的电压低于 1V 时,将会扼制乘法器的输出。

管脚 8 为总线电压有效值端(RMS Line Voltage)。当该端口与跟输入线电压有效值正比的电压相接时,则可对线电压的变化作出补偿。为控制良好起见,该端口的电压应限定在 1.5V 和 3.5V 之间。

管脚 9 为基准电压输出端(Voltage Reference Output)。内部基准电压可在该端口输出精确的 7.5V 基准电压和 10mA 电流。当器件的 V_{cc} 端(管脚 15)或端 ENA(管脚 10)为低电平时,基准将维持在 0V。为了提高电路的稳定性,一般应用一只 0.1 μ F 的电容器或管脚 9 连接到“地”。

管脚 10 为确定端(Enable)。该端口系一逻辑输入端口,当其处于高电平(2.5V)时,PWM 输出,内部基准和振荡器将被确认。该端口还能释放软启动箝位,使软启动端口的电位升高。确认端可作为某种故障状态下关闭电路的一种手段,也可作开机时提供附加延迟的方法之用。该端口如不使用,必须通过 100k Ω 限流电阻与 V_{cc} 相连。

管脚 11 为电压传感端(Voltage Sense)。该端口系电压放大器的负输入端,一般与反馈网络相接或通过分压网络与功率因子校正变换主回路的输出相连。

管脚 12 为乘法器输出设定端(Oscillator Charging Current and Multiplier Limit Set)。该端口与“地”接入不同电阻,将可调节振荡器的充电电流及乘法器的最大输出。乘法器的输出电流则不会超过 3.75V 除以所接的电阻值。

管脚 13 为软启动端(Soft Start)。当器件因某些原因或 V_{cc} 太低而无法正常工作,管脚 13 维持“地”电位; V_{cc} 和器件正常情况下,该端口将被内部 14 μ A 电流源充电至 8V 以上。如果管脚 13 的电位低于管脚 9,则起电压放大器基准输入的作用,随着该端口电压的缓慢上升,PWM 的占空比也是逐渐增大,故障情况下软启动电容将迅速放电,促使 PWM 无输出。

管脚 14 为振荡器定时电容端(Oscillator Timing Capacitor)。该端口接入一电容至“地”,则可置定 PWM 的振荡频率。一般振荡频率可按下式估量:

$$f = \frac{1.25}{R_{set} \times C_T} \quad (7.24)$$

管脚 15 为正电源端(Positive Supply Voltage)。正常情况下, V_{cc} 应为至少能提供 20mA 电流、端电压不低于 17V 的正电源。

管脚 16 为外接功率 MOSFET 栅极驱动信号输出端(Gate Drive)。该端口是 PWM 信号的图腾柱(Totem Pole)输出端口,若外接 15V 齐纳箝位二极管,器件可在 V_{cc} 高达 35V 的状态下正常工作。为防止外接功率的 MOSFET 栅极阻抗与该端口内部输出驱动器互作用,造成输出信号过冲,端口与 MOSFET 栅极间至少需串接 5 Ω 电阻。

5. 设计实例

图 7.17 为应用 UC1854 构建的 250W 功率因子校正电路的实例。图中 UC1854 与外电路的连接均按上节简介所述,现扼要介绍功率因子校正主回路中元件的选取。

校正电路的技术指标:

最大输出功率 $P_{o(max)}$: 250W

输入电压范围: 80~270VAC

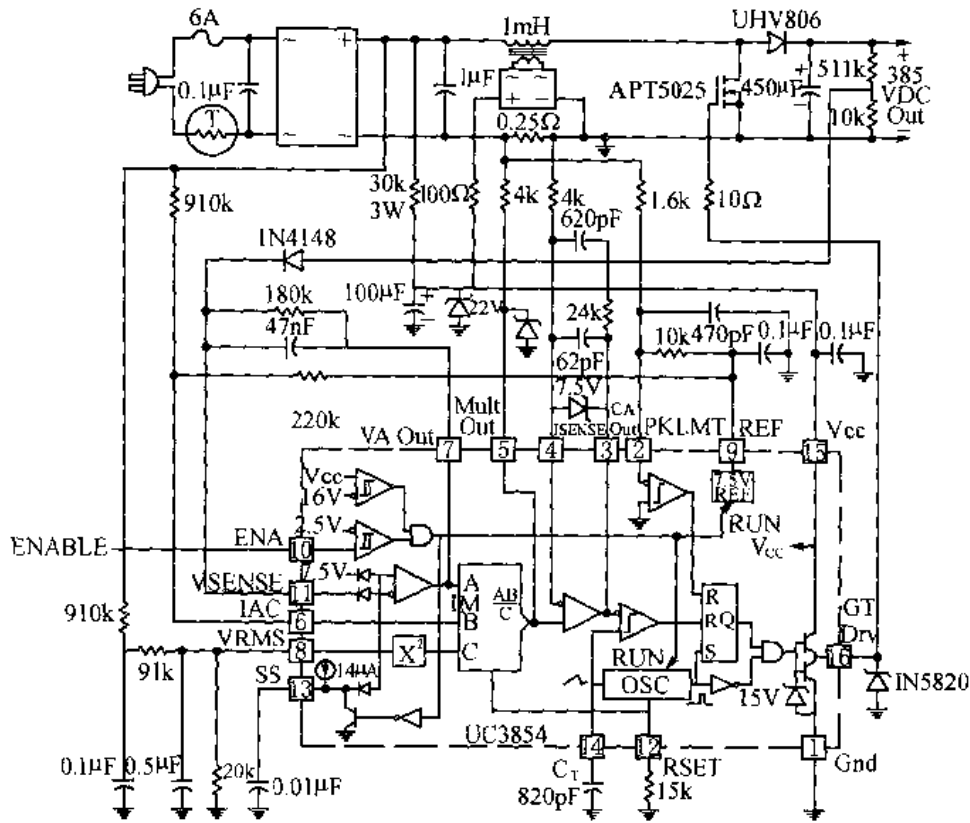


图 7.17 UC1854 应用举例

电网工频范围: 47~65Hz

输出电压: 400V(dc)

校正电路工作频率选 100kHz, 假定电路具有理想的效率, $P_i \approx P_{o(max)}$, 则最大网侧输入电流峰值为

$$i_{PK} = \frac{\sqrt{i} P_i}{V_{i(min)}} = \frac{1.41 \times 250}{80} = 4.42A$$

电流纹波以电流峰值的 20% 计, 故 $\Delta I_{P-P} = 0.9A$ 。

最低输入电压峰值处的 D' 值为^[65]

$$D' = \frac{V_P}{V_n} = \frac{\sqrt{2 \times 80}}{400} = 0.28$$

而功率开关的占空比则为 $D = 1 - D' = 0.72$ 。

当功率开关的切换频率确定以后, 主回路的电感可据下式求得:

$$L = \frac{V_{i(min)} D}{f_s \Delta I_{P-P}} = \frac{113 \times 0.72}{100^3 \times 0.9} = 0.89 \quad (mH)$$

实际可以取 1mH。

输出电容的选取, 一般按输出功率的大小, 每瓦约需 1~2μF。考虑对电路维持时间的要求, 实际电容量可按式计算:

$$C_o = \frac{2P_o \Delta t}{V_o^2 - V_{o1}^2}$$

式中 V_{o1} 为最小输出电压。若维持时间以 34ms 计, 且最小输出电压为 350V, 求得输出电容 C_o 为 450 μ F。

按上一节介绍, 电流传感电阻 R_S 两端的传感电压峰值不得大于 1V, 总电流峰值应为 $i_{PK} + 0.5\Delta I_{P-P} = 5A$, 故实际取 $R_S = 1V/5A = 0.2\Omega$ 。图 7.17 电路中峰值电流限流电阻 R_{PK1} 和 R_{PK2} 的选取, 一般要考虑峰值电流的过载量, 如设过载量为 0.6A, 则过载峰值电流为 5.6A。此时过载传感电压应为 $V_{S,0} = 5.6A \times 0.25\Omega = 1.4V$ 。当取 $R_{PK1} = 10k\Omega$ 时, 则有:

$$R_{PK2} = V_{S,0} \times R_{PK1} / V_{ref} = 1.87(k\Omega)$$

实际取 $R_{PK2} = 1.8 k\Omega$ 。

乘法器的工作可由如下表示描述:

$$I_{mo} = \frac{K_m I_{ac} (V_{V_{ca}} - 1)}{V_{ff}^2}$$

式中 I_{mo} ——乘法器的输出电流, $K_m = 1$;

I_{ac} ——乘法器的输入电流;

V_{ff} ——前馈电压;

$V_{V_{ca}}$ ——电压误差放大器的输出。

图 7.17 中前馈电压分压网络在最低输入交流时应确保管脚 8 处的电压不低于 1.414V, 电容 C_{ff1} 端头的电压不低于 7.5V, 故由如下联立方程

$$1.414 = \frac{V_{i(rms)} R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}; \quad 7.5 = \frac{V_{i(rms)} (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

和要求分压网络的总输入阻抗约 1M Ω 的条件, 即可解得 $R_{ff1} = 910k\Omega$, $R_{ff2} = 91k\Omega$ 以及 $R_{ff3} = 20 k\Omega$ 。

R_{ser} 的选取可按最大输入线电压的峰值除以乘法器的最大输入电流来计算。最高输入峰值约为 $\sqrt{2} \times 270V$, 乘法器的最大输入电流约 600 μ A, 故 $R_{ser} = 620 k\Omega$ 。

R_{b1} 一般为 $0.25R_{ser}$, 故 $R_{b1} = 150 k\Omega$ 。

因为需考虑 I_{mo} 不能大于两倍流过 R_{ser} 的电流, 故先求最低交流输入电压状态下乘法器的输入电流 I_{ac} , $I_{ac} = 113/620k\Omega = 182\mu A$, 则有 $R_{ser} = 3.75V / (2 \times 182\mu A) \cong 10k\Omega$ 。

因为 R_{mo} 两端的电压必须等于最低输入交流线电压时 R_S 两端的电压, 故

$$R_{mo} = 1.25V / (2 \times 182\mu A) = 3.43 k\Omega$$

实际取 3.9~4k Ω 。

振荡器定时电容 C_T 等于实际传感电压除以 R_{ser} 和 f_s 的乘积, 即

$$C_T = 1.25V / (10k\Omega \times 100kHz) = 1.25nF$$

电流误差放大器在应用实例中的增益约为 5.2, 取反馈电阻 $R_{ci} = R_{om}$, 则有 $R_{cz} = 5.2R_{ci}$ 。

考虑到电流环路的截止频率:

$$f_{ci} = \frac{V_o \cdot R_S \cdot R_{cz}}{2\pi L \cdot V_S \cdot R_{ci}} = \frac{400 \times 0.25 \times 20k}{2\pi \times 0.001 \times 5.2 \times 3.9k} = 15.7(kHz)$$

选相位容限等于 45°, 零点频率等于截止频率, 则零点补偿电容:

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi f_{ci} R_{ic}} = \frac{1}{2\pi \times 15.7\text{k} \times 20\text{k}} = 507(\text{pF})$$

实际取 620pF。

极点频率至少需高于功率开关切换频率的一半，则极点补偿电容：

$$C_{cp} = \frac{1}{2\pi f_s R_{cz}} = \frac{1}{2\pi \times 100\text{k} \times 20\text{k}} = 80(\text{pF})$$

主电路的输出纹波可按下式计算：

$$\Delta V_{o(\text{PK})} = \frac{P_i}{2\pi f_2 C_o V_o} = \frac{250}{2\pi \times 100 \times 450 \times 400} = 1.84\text{Vac}$$

式中 f_2 为工频的二次谐波频率。为了使电压误差放大器输出处的纹波电压减小到允许的数值，应按如下关系选择误差放大器在二次谐波频率下的增益值：

$$A_{uc} = \frac{\Delta V_{\text{纹波}} \times \% \text{纹波}}{\Delta V_o}$$

按规定取交流输入电流的三次谐波为 3%，如管脚 7 处占 1.5%，且该端口的电位对 UC1845 而言， $\Delta V_{\text{纹波}} = 5 - 1 = 4$ ，故 $A_{uc} = (4 \times 0.015) / 1.84 = 0.0326$ 。所以，电压误差放大器反馈回路中的元件 C_{vf} 可按下式求得：

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi f_2 R_{ui} A_{uc}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 500\text{k} \times 0.0326} = 0.08(\mu\text{F})$$

实际取 0.04 μF 。因 R_{ui} 的取值是任意的，此处取 500k Ω 。

利用 $R_{vd}(V_o - V_{\text{ref}}) = R_{ui} V_{\text{ref}}$ ，可得：

$$R_{vd} = \frac{R_{ui} V_{\text{ref}}}{V_o - V_{\text{ref}}} = \frac{500\text{k} \times 7.5}{400 - 7.5} = 9.76(\text{k}\Omega)$$

实际取 10k Ω 。

最后，根据电压环路单位增益频率，二次谐波所占总谐波失真的分量，可分别求出前馈分压电容 C_{ff1} 、 C_{ff2} 和 R_{vf} 之值为

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi f_2 R_{ui} C_{vf}} = \frac{1}{2\pi \times 19.1 \times 0.047\mu\text{F}} = 177(\text{k}\Omega)$$

实际取 174k Ω 。

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi f_2 R_p R_{ff2}} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 91\text{k}} = 0.097(\mu\text{F})$$

实际取 0.1 μF 。

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi f_2 R_p R_{ff3}} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 20\text{k}} = 0.44(\mu\text{F})$$

实际取 0.47 μF 。

6. ZVT 软开关 PFC 电路及其控制芯片

由第三章的内容我们知道，零电压转换(ZVT)软开关变换技术可以被用于高频有源 PFC 电路设计。ZVT 软开关 PFC 仍然采用 Boost 型电路，只是比硬开关有源 PFC 电路多出了一只辅助开关管和谐振电路器件 L_r 、 C_r 。主开关管 Tr 和辅助开关管 Tr_1 可以由一片集成 IC 芯片控制，如图 7.18 所示。

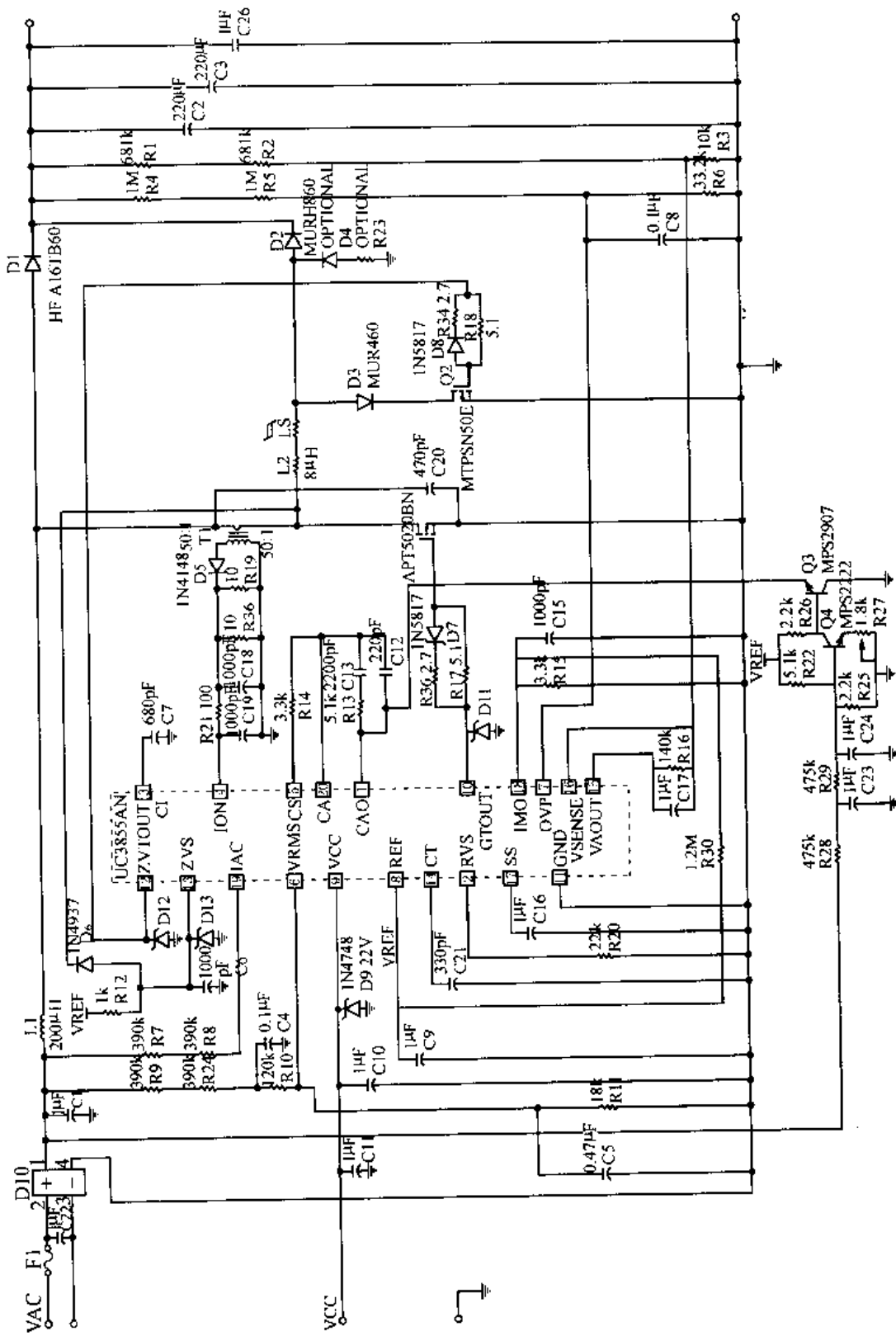


图 7.18 ZVT 软开关 PFC 电路实例

图中,辅助开关管与谐振 LC 电路配合工作,可以使主开关管实现 ZVT,软开关工作,Boost 二极管也可以实现零电流关断。

UC3855 输出两路脉冲列,分别控制主开关管和辅助开关管的导通,其反馈取样和占空比计算方式与 UC3854 是相似的,这里不再重述。

微线性公司的 ML4822 也是一种 ZVT 软开关 PFC 控制芯片^[34]。

7. 三相有源 PFC

三相有源 PFC 有两种电路形式和控制方式,下面分别介绍。

(1) 单相组合方式

这种方式采用三套单相有源 PFC 电路输出端并联,从原理上比较容易理解,有集成的 PFC 控制芯片,实现起来容易。但需要三相四线输入,带中线,这有时很不方便。

(2) 直接三相有源 PFC

这种方式采用图 7.5(b)所示的三相全控整流电路,在三相交流输入线上串联 PFC 电感以实现 Boost 功能^[18,42]。这种电路不用中线,但是控制复杂实现起来比较困难,市场上没有适用的 IC 芯片。日本、德国、瑞典等国家对这项技术研究得比较早,并有一些产品投向市场。

7.5 直流输出滤波电路的形式及其设计

7.5.1 直流输出滤波电路的形式和应用

对于各种直流输出电源变换器,逆变隔离变压器副边的高频脉冲电压经过整流电路变成同极性后,一般都必须再进行平滑滤波,使得输出电压或电流比较平,纹波很小。这种直流输出滤波电路分为电容滤波、电感滤波和 LC 滤波。它们的电路形式和基本工作波形如图 7.19 所示。滤波电感必须有续流电路,这里没有画出,即已省略。

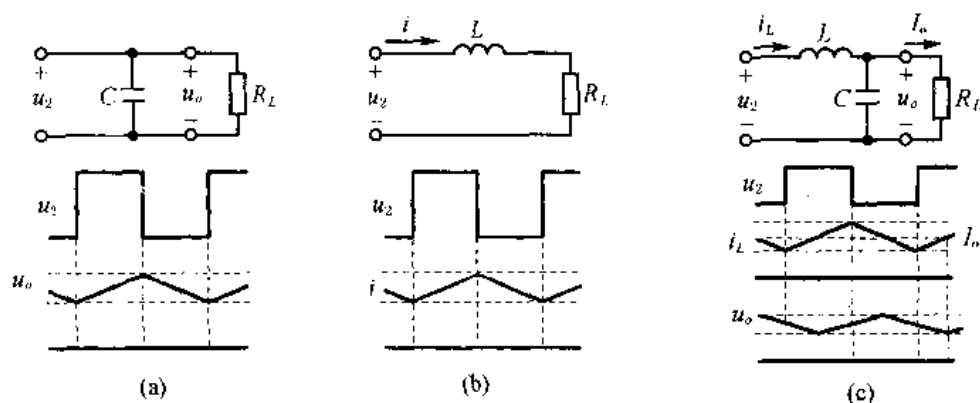


图 7.19 直流输出滤波电路及其工作波形

1. 电容滤波

电容滤波输出电压信号较大,滤波电容大,一般是选用电解电容器,有时采用与无极性电容并联,这种滤波形式电容的充放电电流大,电容寿命会受影响,对前面整流管

的冲击也比较严重。这种电路用于负载较轻和一些频率比较高的小功率的 DC/DC 输出滤波,或用于反激式变换的输出滤波。电容量必须满足下式:

$$R_L C \geq (3 \sim 8)T \quad (7.25)$$

式中, T 为脉冲电压的频率。

要求电压纹波小时,系数可取得大一些,反之则可以取小一点。

2. 电感滤波

电感滤波对输出电压的纹波不追求,只平滑供给负载的电流,减小电流纹波,控制输出电流,如为电池充电。这种滤波电路对整流二极管的冲击小,可靠性高,用于要求恒流输出或要求电流缓慢变化的场合,如钨极氩弧焊逆变电源等。由于直流电源变换器以稳压输出为多,所以这种滤波电路用得不多。电感的计算可参考下一小节。

3. LC 滤波

LC 滤波电路具有以上两种电路的共同优点,只是用的器件多一些。它被广泛地应用于各种各样的直流输出电源变换器中,有时被用于交流正弦波输出的逆变器中,电容要选用无极性电容,容量一般不太大。

7.5.2 LC 滤波电路的参数设计

直流输出电源变换器中,逆变开关频率一般都比较高,从几 kHz 到几 MHz 的都有。对几 kHz 至十几 kHz 的脉冲电压进行滤波时,一般对纹波电压要求不是太高,所以可以忽略滤波电解电容等效串联电阻(ESR),并且频率不高时,其等效串联阻抗 ESZ 也不大,影响也不严重。但是,随着频率的升高,电解电容引线电感 L_c 造成的等效串联阻抗 ESZ 就会上升,明显地增加输入电压的纹波。并且一般的高频 DC-DC 对输出电压纹波指标要求都比较高。所以计算 LC 参数,要分别情况根据工作频率范围设计。

1. 不考虑 ESR 和 ESZ 时的 LC 参数设计

不考虑滤波电解电容的 ESR 和 ESZ 时,滤波电路及其工作波形如图 7.19(c)。在设计 LC 参数之前,我们首先做一些说明和假设。直流输出稳压电源的输出电压纹波,即电解电容上的电压波动峰-峰值 Δu_C 相对于平均输出电压 V_o 来说小得多。假设变压器副边脉冲电压峰值为 V_{2M} ,允许电抗器的电流波动峰-峰值为 Δi_L ,然后就可计算 LC 参数。

我们知道,对于电感和电容,分别有下列公式:

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (7.26)$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad (7.27)$$

(1) L 的计算

在 T_{ON} 期间, $u_L = V_{2m} - V_o$, $di_L = \Delta i_L$, $dt = T_{ON}$, 所以,由式(7.26)可得:

$$L = \frac{(V_{2m} - V_o) T_{ON}}{\Delta i_L} \quad (7.28)$$

在 T_{OFF} 期, $u_L = -V_o$, $di_L = -\Delta i_L$, $dt = T_{OFF}$, 有:

$$L = \frac{V_o T_{OFF}}{\Delta i_L} \quad (7.29)$$

L 的值应取(7.28)和(7.29)两式计算结果的大值。

(2) C 的计算

在图 7.19(c)中, i_L 变化是近似线性的, 由于 ΔV_C 相对于 V_o 来说很小, I_o 也几乎不变, 当 $i_L > I_o$ 时, 给电解充电, 当 $i_L < I_o$ 时, 电解放电, 由此可见, 电解充放电时间各占一半, 而且充放电电流平均值 $i_C = \Delta i_L / 4$, 所以, 由式(7.30)可以求出:

$$C = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8 \cdot \Delta u_C} \quad (7.30)$$

式中, T 为 u_2 电压脉冲的频率。

注意, 用式(7.30)求出的是电解电容的最小值, 当没有正好定额的电解电容时, 要选电容量稍大一些的电解。

2. 考虑 ESR 和 ESZ 时的 LC 参数设计

考虑 ESR 和 ESZ 时, LC 滤波电路的等效电路应该画成图 7.20 的形式。图中, 等效串联阻抗 ESZ 为

$$ESZ = \sqrt{ESR^2 + (\omega L)^2} \quad (7.31)$$

上式中, $L = ESL$, 为电解电容的引线电感。

一般在适用于开关电路中的电解电容的参数表中, 不仅给出 ESR, 还直接给出参考的 ESZ, 如果没有直接给出 ESZ, 则会给出 ESL, 则 $ESZ = \omega \cdot ESL$ 。

输出 V_o 的纹波 ΔV_o 除了包括 ΔV_C 之外还包括 V_{ESZ} 。但是, 总的来说 ΔV 与 V_o 相比仍然是很小的, 这是电源变换器最终滤波目标。所以电感 L 的计算仍然与前面相同, 即式(7.28)和(7.29)。

计算 C 时, 则要考虑 Δi_L 在 ESZ 上的压降, 即

$$C = \frac{\Delta i_L T}{8 \cdot \Delta V_C} = \frac{\Delta i_L T}{8(\Delta V_o - \Delta i_L \cdot ESZ/4)} \quad (7.32)$$

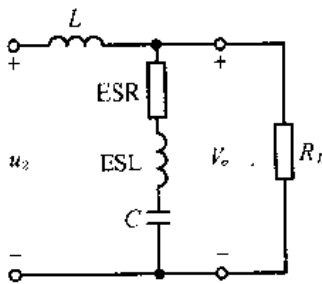


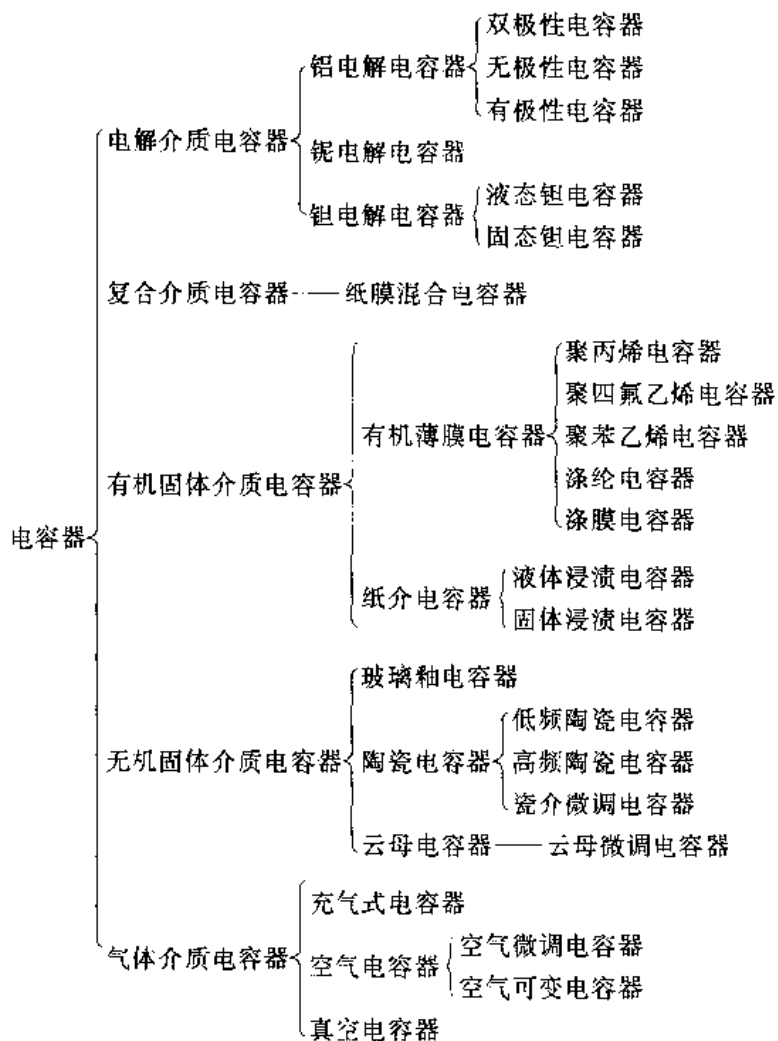
图 7.20 LC 滤波等效电路

7.6 滤波电容器的类型和应用

7.6.1 电容器的分类及其特性

1. 电容器的分类

电容器可以按照所用的介质分类如下:



2. 国产电容器的型号

国产电容器的型号命名方式如表 7.7。

表 7.7 电容器的型号命名方式

第一字母	第二字母										第三字母			第四部分			
	介质材料										形状		结构		大小		
主 称	纸介	铝电解	钽电解	云母	高频瓷介	低频瓷介	金属化纸介	聚苯乙烯等	涤纶等	复合介质	筒形	管形	立体矩形	圆片形	密封形	小型	分批号
C	Z	D	A	Y	C	T	J	B	L	H	T	G	L	Y	M	X	数字

3. 常用电容器的结构特点

常用电容器的结构特点见表 7.8。

表 7.8 常用电容器的结构特点

名称	结构	特点
金属化纸介电容器 CJ 型	在介质(电容器纸)上被覆的约 $0.01\mu\text{m}$ 厚的金属膜作为两电极,卷绕成芯子,装入外壳内加以密封	体积小,容量大,受高电压击穿后能自愈,容量稳定性,损耗和绝缘电阻均比云母、瓷介、聚苯等电容器差,适用于对频率和稳定性要求不高的场合 容量范围: $6800\text{pF} \sim 30\mu\text{F}$ 允许偏差: $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ 工作电压: $63 \sim 1500\text{V}$
聚苯乙烯薄膜电容器 CB 型	介质为聚苯乙烯薄膜,电极有金属箔式的和金属膜式的两种。由于聚苯乙烯膜吸湿性很小,卷好的芯子采用自身聚合的方法,可以做成非密封的结构,如 CB10 和 CB14 型等	电性能优良,介质损耗小,绝缘电阻大, a_c 小,稳定性好,精度可做到 $\pm 1\%$, 介质吸收系数小,吸水性小,可与云母和高频瓷介电容器相比较,适用于高频电路中,成本低于云母电容器,容量又可做得比云母电容器大。缺点是耐热性差 容量范围: $10\text{pF} \sim 10\mu\text{F}$ 允许偏差: $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ 工作电压: $100\text{V} \sim 30\text{kV}$
涤纶薄膜电容器 CL 型	介质为涤纶薄膜,电极有金属箔式和金属膜式两种,外型结构有三种:一种是卷好的芯子用带色的环氧树脂包封,如 CL10 型、CL21 型、CL11 型、CL20 型;一种是装入密封的金属壳内,如 CL41 型;另一种是装在塑料壳内	体积小,容量大,金属膜结构的体积更小,耐热耐湿性好,膜的强度大,利于自动化生产。价廉,稳定性差,适用于对频率和稳定性要求不高的电路 容量范围: $40\text{pF} \sim 20\mu\text{F}$ 允许偏差: $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ 工作电压: $63 \sim 630\text{V}$
云母电容器 CY 型	介质为云母片,电极有金属箔式和金属膜式。目前大多采用在云母介质上被覆一层银电极,芯子结构是装叠而成的,外壳有陶瓷外壳、金属外壳,常用的是塑料外壳	是一种高稳定、高可靠、高精度的电容器,损耗小、绝缘电阻很高。温度、频率特性稳定,不易老化,固有电感小。是性能优良的高频电容器之一,广泛用于对稳定性和可靠性要求较高的场合及高频高压设备。其缺点是价格较贵,容量不高 容量范围: $10 \sim 51000\text{pF}$ 允许偏差: $\pm 2\%$, $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ 精度可达: $\pm 0.01\%$ 工作电压: $100\text{V} \sim 7\text{kV}$

名称	结构	特点
CC 型瓷介电容器	<p>用高介电常数的电容器陶瓷作为介质,电极是在陶瓷上覆银制成的,焊上引出线,涂以保护漆,即成为一只陶瓷电容器;陶瓷电容器的结构简单,结构形式最多。</p> <p>CC 型陶瓷电容器用的介质材料是 I 型电容器陶瓷,它的 ϵ 一般小于 100</p>	<p>体积小,耐热性好,并能耐酸碱、盐类的侵蚀,损耗小,绝缘电阻高,其缺点是容量较小,常用于要求低损耗和容量稳定的高频电路中,或做温度补偿之用</p> <p>容量范围:1~4μF, 工作电压:63~500V 允许误差:±2%, ±5%, ±10%, ±20% 高压型:1~30kV 容量范围:1~10nF 允许误差:±5%, ±10%, ±20%</p>
CT 型瓷介电容器	<p>CT 型瓷介电容器介质材料是 I 型电容器陶瓷, ϵ 一般大于 1000</p>	<p>因介质用的是 I 型瓷料, $\epsilon > 1000$, 故体积比 CC 型更小,容量比 CC 型更大,但绝缘电阻低,损耗大,稳定性差,一般只适用于低频电路作旁路、隔直流或电源滤波,或对损耗和稳定性要求不高的场合,这种电容器不宜用在脉冲电路中</p> <p>容量范围:330~10nF 工作电压:63~45 kV 允许误差:±20%, $\begin{matrix} -80\% \\ +20\% \end{matrix}$, $\begin{matrix} +\text{不规定}\% \\ -20\% \end{matrix}$</p>
铝电解电容器 CD 型	<p>两电极是用不同材料制成的,用铝箔作正极,电解质作负极,介质 Al_2O_3 膜是在正极铝箔表面上生成的,芯子为卷绕型结构,装入铝或塑料外壳内,为防止负极电解质的干涸,外壳引线部位一般用优质橡皮圈或胶木盖或环氧树脂加以密封</p>	<p>单位体积电容量特大,价格最低,重量最轻,在低压时尤为突出;有极性,不可接错,其缺点是容量误差大,损耗大,漏电流大,时间稳定性差,容量损耗的温度频率特性也很差,用于直流或脉动电路作整流、滤波和音频旁路</p> <p>容量范围:1~150000μF 允许误差:$\begin{matrix} +100\% \\ -10\% \end{matrix}$, $\begin{matrix} +50\% \\ -20\% \end{matrix}$ 工作电压:6.3~450V</p>
钽电解电容器 CA 型	<p>有固体钽和液体钽电解电容器两种,固体钽电解电容器正极是用钽粉压成块,烧结成多孔型,介质是在其表面上生成的一层 Ta_2O_5 膜;负极是在 Ta_2O_5 介质上被覆的一层 MnO_2。液体钽电解的负极为液体电解质</p>	<p>与铝电解电容器相比较,损耗小,漏电流小,绝缘电阻大,性能稳定,可靠性高,寿命长,体积小,容量大,并且可做成超小型元件,但价格贵,耐压低,也有极性,通常只在要求较高的场合下才用</p> <p>容量范围:0.1~1000μF 工作电压:6.3~125V 允许误差:±20%, $\begin{matrix} +50\% \\ -20\% \end{matrix}$, $\begin{matrix} +50\% \\ -10\% \end{matrix}$</p>

7.6.2 电容器的应用场合和适用频率范围

各种电容器的应用场合是由其特点决定的,见表 7.8 的特点一栏。每种电容器适用的滤波信号频率范围^[36]见图 7.21。

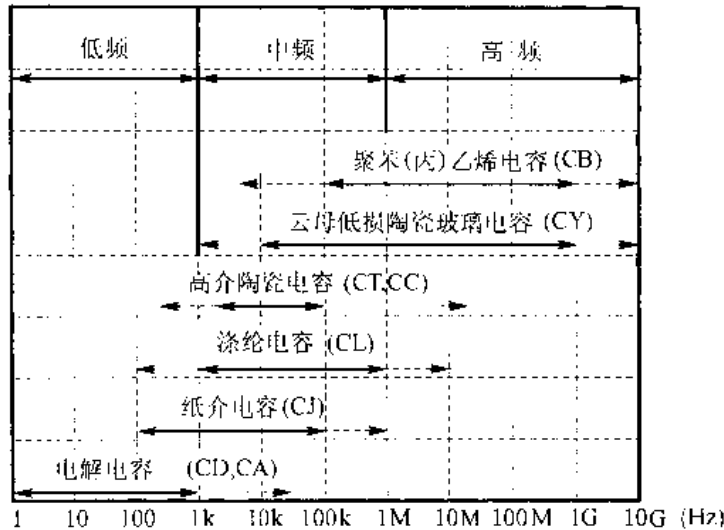


图 7.21 电容器的适用频率范围
(实线箭头表示最佳使用频率范围;虚线箭头表示有效使用频率范围)

7.6.3 电解电容器的主要参数及性能

1. 损耗角的正切值 $\tan\delta$

一般电容器的电极都是由金属构成的,而电解电容器在工作时,实际是个电解槽,其中一个电极是电解液。由于电解液的电阻比金属要高得多,因此电容器的串联等效电阻较大,有时不能忽略。

电解电容器的简化等效电路,可以按图 7.22 的形式绘出来。图 7.22 中的 R_s 就是电容器的串联等效电阻、 C 为电容器的实际电容量、 R_p 为介质的绝缘电阻、 r_D 为介质的吸收等效电阻。

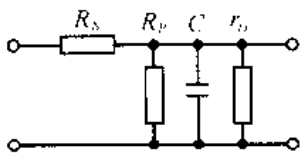


图 7.22 电解电容器简化等效电路

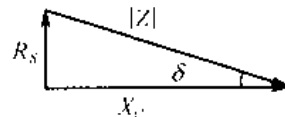


图 7.23 电解电容等效电路矢量图

由图 7.22 的等效电路,又可以绘出如图 7.23 所示的矢量图。其中 R_s 为电容器的串联等效电阻。

对电子设备来说,则要求 R_s 愈小愈好,也就是说,其夹角 δ 要小。由于 $R_p, r_D \gg X_c$, 正切值 $\tan\delta$ 可近似表示为

$$\tan\delta = R_s/X_c = 2\pi f \cdot C \cdot R_s \quad (7.33)$$

由公式(7.33)可知,电解电容器的 $\tan\delta$ 是与 f, C, R_s 密切相关的。

电容量 C 的大小,是根据电路设计需要确定的;而 R_s 是在满足额定工作电压的前提下,通过合理选择阴极配方和制作工艺来达到最佳值(希望愈小愈好)的。而对于频率 f ,则属于另一个问题。因为一般电解电容器是按工频或双倍工频进行设计的。当使用频率很高时,电容器将损耗掉电路中大量的能量,此时似乎是“电阻”在起作用,造成电容器

芯子发热,从而使产品性能大幅度下降,甚至会造成产品报废。

曾经对 16V、50 μ F 钽电容器作过频率特性测试,当频率由 50Hz 增加到 20kHz 时,其 $\tan\delta$ 相对增加了近 30 倍左右。

2. 直流漏电流

由于电容器的原材料及加工、装配等一系列制造过程中,不可避免的缺陷和部分被破坏,这些均是产生漏电流的主要根源。此漏电流在等效电路图 7.22 中,以漏电阻 R_p 表示。它也是造成电容器发热的另一个原因。因此,严格控制漏电流也是非常必要的。当外加电压愈高,电容量愈大时,则漏电流也愈大。所以,电解电容器的漏电流 I_p 可以理解为是电容量和额定直流工作电压的线性函数,可表示为

$$I_p = KCU \cdot 10^{-4} + M \quad (\text{mA}) \quad (7.34)$$

式中 C ——电容器的标称电容量(μ F);

U ——电容器的额定工作电压(V)。

K 、 M 是与使用的环境温度、工作电压、容量大小有关的系数,其具体数据在产品的对应标准中查阅。

电解电容器实际上就是一个电解槽。工作时在正、负极上就必定会有气泡产生。其气泡的多少,主要取决于电极上的电位的高低。根据法拉第定律:电解时产生的气体速率是 0.6 cm^3/mA (0.2 cm^3 的 O_2 , 0.4 cm^3 的 H_2)。当电容器的 $\tan\delta$ 和 I_p 过大时,电容器发热量将不断增加,从而加速了气体的产生(气体来源于电介液)。如果电容器密封不良时,这些气体则更容易挥发,这是造成电容器芯子干涸、电容量减少的主要原因。

3. 额定工作电压中的交流成分即平时所述的纹波电压 V_{ripple}

电解电容器以其容量大的特点,经常用于吸收脉动电路中的交流成分,并把该能量转变成稳定的直流电压。由于交流成分引起的发热,要比直流成分厉害得多,所以严格控制纹波电压峰值的大小,不得超过额定工作电压的 20%。也就是说,纹波峰值电压与直流电压之和,要小于电容器所标注的额定直流工作电压,若超过这一规定,电容器在电路中极容易损坏,甚至爆炸。特别电容器的漏电流,将显著恶化。其纹波电压的大小,可近似按公式(7.35)表示出来:

$$V_{\text{ripple}} \leq 5.65 \sqrt{S_{\text{sh}} \cdot \Delta t / f \cdot C \cdot \tan\delta} \quad (7.35)$$

式中 S_{sh} ——电容器外壳表面积(cm^2);

Δt ——在一定环境温度下允许的温升($^{\circ}\text{C}$);

f ——纹波电压的正弦波频率(Hz);

C ——电容器的实际电容量(μ F);

$\tan\delta$ ——在实际使用频率 f 下的损耗角正切值。

上式中 Δt 可以从产品技术标准中查到; S_{sh} 可以计算得出;而 f , C , $\tan\delta$ 可以从仪表上测得。所以一只电容器的 V_{ripple} 是很容易被计算出来的。

4. 介质吸收性能

介质吸收主要表现在电容器放电后,在电容器介质中仍然残存部分能量,从而使电

容器的动态特性变得不规则。它是造成电路低频(低音)性能变坏、电气参数漂移的主要原因。它在等效电路图 7.22 中以 r_D 表示。一般电解电容器的介质吸收系数为 0.5%~5%。

测量介质吸收系数的一般方法是:将被测电容器在 1.5V 直流电压下,充电 5min,然后使其短路放电 3s,再用输入阻抗为 50M Ω 以上的电压表,测其两端的残存电压,以求出占所加电压的百分比。

5. 使用寿命

电解电容器经长期使用以后,氧化膜介质将逐渐加厚。因此,电容量和漏电流都将有所下降。又由于长期使用,电解液中的水分逐渐损失,使等效串联电阻加大,因此, $\tan\delta$ 也相应增加。根据这一情况,电解电容器的寿命与其他电容器相比,就短一些。

7.6.4 电解电容器的应用

假如排除由于制作工艺的某些疏忽,或原材料的个别缺陷所导致的质量问题;又假定电容器出厂和进入使用单位都经过严格的质量鉴定和必要的老化筛选措施,那么应该说,这些电容器是不存在致命缺陷的。但往往在投入使用后,如果也同样会出现一些早期失效现象,这时就应该从使用角度上来分析这一问题。

如果在电路中实际使用情况或可能出现的特殊现象,超出技术标准所允许的范围,那很可能会使产品早期失效。分析原因,主要是对产品性能了解得不够全面,对它在电路中承受的能力缺少应有的分析,以致选择规格品种不适合。为防止由于使用上的失误而造成电容器的早期失效,电子设计人员应从以下四个方面进行考虑。

1. 使用电压

一般整机设计的线路,不会使电容器在过压的情况下使用,但是有些以电容输入的滤波线路中,非正弦波的整流输出电压峰值要比正弦波的大,当负载有较大变化时,电容器两端的电压可能会超出很多。线路突然的开路,就可能使电容器有被击穿的危险。因此,为考虑电容器的使用寿命和可靠性,往往采取以下两项措施:

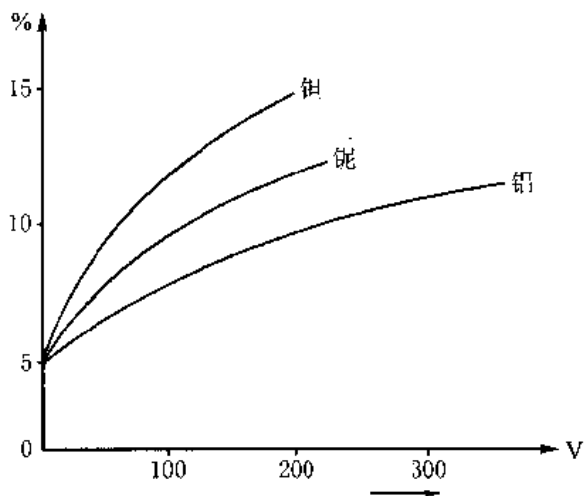


图 7.24 理想的电压降额数值

(1) 为防止电路在通断瞬间对电容器介质氧化膜的破坏,在电路中有一定的阻抗(约 0.03 Ω /V,但总阻抗不超过 3 Ω)与电容器串接使用,这将使电容器的失效率显著降低。

(2) 降压使用。如果选用实际使用电压低一些,标称电压高一些的电容器,也能延长其使用寿命。图 7.24 列出了经过实践,比较理想的电压降额曲线。但要提示一点,过量的降压会造成容量损失严重,同时还易出现低电平开路的质量问题,这一点对于低压电容器则尤其明显。

2. 交流电压分量(纹波电压)的选择

电子设计人员一般仅注重电容器的额定直流工作电压和标称容量的大小选用电解电容器。而对于在电路中使用的交流电压分量的影响，却考虑甚小。由于纹波电压使电解液极化，对损耗电阻 R 影响很大，也就是纹波电压比直流电压对电容器发热的影响要大得多。所以在电路设计时，一定要控制在某特定的范围内，其数值大小可以由下列两个因素来决定：

1) 电容器允许的发热温升 Δt (公式 7.35) 不能超过电容器允许的最高环境温度与室温之差；

2) 电压中直流成分与交流成分峰值之和，不能超过电容器的额定直流工作电压；而它们之差应大于零。也就是说，不允许在负压的情况下工作，见图 7.25 所示。这是因为在反向电压下使用时，电容器正负极之间的电阻主要决定于电容器芯子与外壳间工作液的电阻。而此电阻一般设计得均较小，以减少电容器的发热损耗。所以整个电容器可以认为在反向电压下是短路的，当在足够大的反向电压下，通过的反向电流就特别大，在极短的时间内，将使电容器损坏，甚至有爆炸的可能。

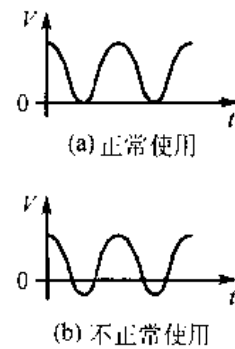


图 7.25 电解电容的使用电压

在实际使用过程中，交流成分在电容器额定工作电压中的比例，按表 7.9 所列的数据范围进行选择，是比较适宜的。

表 7.9 电解电容交流电压成分

电容器类别	钽电容器	铌电容器	铝电容器
交流成分比例	<10%	<15%	<20%

3) 使用频率的选择。从公式(7.33)可以看出使用频率 f 对 $\tan\delta$ 的影响。由于电容器的串联等效电阻 R_s 也是随着 f 的增加而减小的，所以选择电容器型号规格应与其电路中使用的频率相匹配。目前，一般国产电容器的使用频率都比较低，当使用频率太高时，可适当降低使用电压中的交流分量来弥补。图 7.26 绘出了不同使用频率下，其交流分量

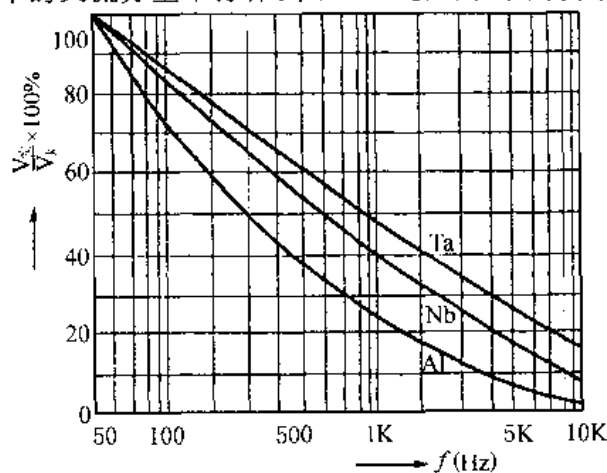


图 7.26 使用频率与交流成分的降额百分数

下降的参考数值。

表 7.10 列出了 16V、50 μ F 固体钽电容器在不同的使用频率条件下，所测得的实际电容量和损耗角的正切值 $\tan\delta$ 。图 7.27 绘出了 2.2 μ F 钽电容器频率阻抗特性曲线。

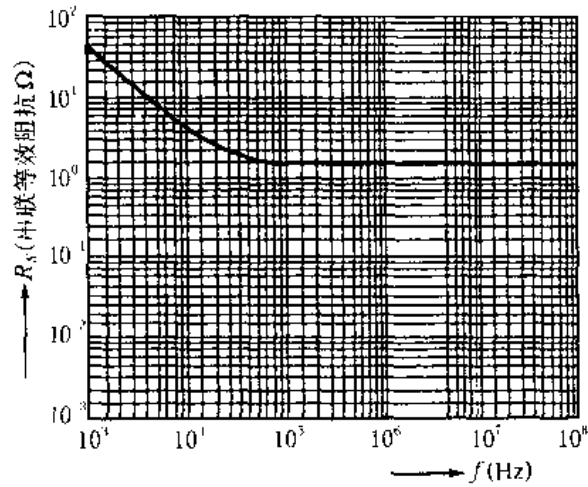


图 7.27 钽电容器的阻抗特性

表 7.10 电解电容的 $\tan\delta$

测试频率(Hz)	50	100	1000	5000	10000
电容量(μ F)	51.47	51.06	49.9	47.4	47.4
损耗角正切值 $\tan\delta$	0.0215	0.0224	0.0562	0.196	0.394

4) 如果选用工作温度高一些的电容器，而实际使用温度低一些的电子整机，这对延长电容器的使用寿命，提高其可靠性，将起到一定的作用。表 7.11 列出了比较理想的温度降额数据。

表 7.11 电解电容的温度降额

电容器类别	铝电容器	液态钽、铌电容器	固态钽、铌电容器
温度降额范围	20~40 C	15~30 C	10~25 C

第八章 现代逆变系统中的其他设计技术

在现代逆变系统或电源变换装置中，除逆变开关电路、整流滤波电路、变压器之外，还有一些设计内容是至关重要的，如开关管缓冲电路、电流检测与保护电路、散热技术、电磁兼容性、合闸及软启动控制等，下面我们将逐一介绍。

8.1 开关管的开通和关断缓冲电路设计

8.1.1 开关管缓冲电路的分类和作用

在前面我们讨论开关器件和逆变电路时已知以下几点：

- 1) GTO 开通时的 di/dt 和关断时的 dv/dt 都不能太大，否则会烧坏管芯或使其误导通。
- 2) GTR, VMOSFET 和 IGBT 虽然开通时能承受的 di/dt 和关断时能承受的 dv/dt 都比较大，但毕竟还是有限的，因此有时也需要对其限制。
- 3) 开关管关断或开通时，因为回路分布电感和变压器漏感的作用，在它两端或在与之同处一桥臂上的另一只开关管两端会产生电压尖峰。若不采取措施，有时这个电压尖峰迭加原来的电源电压会超过管子的安全工作区而使其遭到破坏。

1. 缓冲电路的作用

缓冲电路的作用就是要针对以上几种情况对它们进行限制，具体说就是有以下几条：

- 1) 限制开关管导通时的电流上升率 di/dt ，这种电路叫做开通缓冲电路；
- 2) 限制开关管关断时的端电压上升率 dv/dt ，同时也限制开关管导通时所引起的处在同一桥臂上的另一只开关管端电压上升率 dv/dt ，这种电路叫做关断缓冲电路；
- 3) 抑制开关管两端的电压尖峰，这叫做吸收电路，它和关断缓冲电路的形式有些相似，关断缓冲电路也能起到这个作用。

一套完整的、好的缓冲电路就是要同时完成以上几项功能。

2. 缓冲电路的分类

缓冲电路的种类很多，可以按不同的方式进行分类，主要有以下几类：

- 1) 按能耗情况，可分为有能耗电路和无能耗电路；
- 2) 按缓冲能力，可分为弱型电路、中型电路和强型电路；
- 3) 按作用，可分为开通缓冲电路、关断缓冲电路和复合缓冲电路；
- 4) 按电路极性，可分为有极性电路和无极性电路。

能耗型缓冲电路比较简单，应用比较普遍，其基本电路形式见表 8.1。

表 8.1 能耗型缓冲电路

	开通(串联)	关断(并联)
无极性		
有极性		
复合型		

8.1.2 开通缓冲电路的设计

开通缓冲电路的作用是抑制开通时的电流上升率 di/dt ，最有效的办法是串联电感，但是在开关电路中串联电感会影响能量向负载的传输。为此可以串一个饱和电感，在开关管开通时，呈现出比较大的电感量，在开通以后，达到饱和状态，不影响导通电流的大小。但是饱和电抗器发热比较严重，给设计带来了困难。

1. 基本开通缓冲电路的设计

对于电感性负载的开关电路，最基本的开通缓冲电路形式及其换流过程如图 8.1 所示。

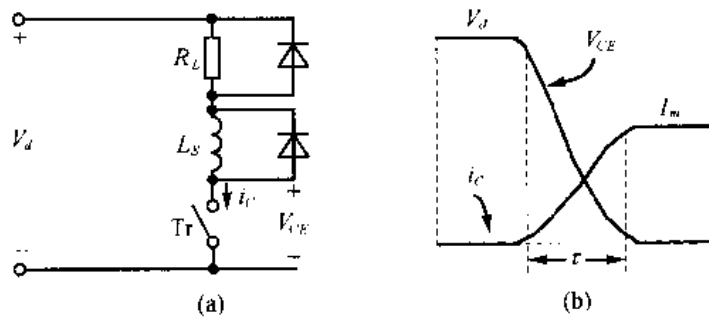


图 8.1 开通缓冲电路及换流波形

图中 L_S 为限制 di/dt 的电感，其电感量可以由下式计算：

$$L_S = \tau \cdot V_d / I_m \quad (8.1)$$

2. 串联饱和电感器的开通缓冲电路

串联饱和电感器的开通缓冲电路的形式与图 8.1(a)类似，只是把 L_S 换成饱和电抗器就行了。

饱和电抗器的结构设计要满足下式：

$$N \cdot S_e \cdot B_s = V_d \cdot \tau / 2 \quad (8.2)$$

式中 N ——电抗器绕组匝数；

S_e ——铁芯的有效横截面积；

B_s ——铁芯的饱和磁通密度。

8.1.3 关断缓冲电路的设计

关断缓冲电路的作用是抑制开关管两端的电压上升率，其基本的电路形式和换流波

形如图 8.2 所示。

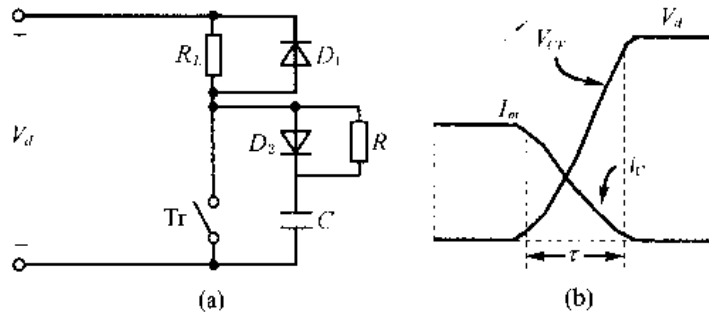


图 8.2 关断缓冲电路的形式和换流波形

图中, C 为缓冲电容, R 为放电电阻, τ 为电压上升限制时间。缓冲电容的电容量 C 为

$$C = I_m \cdot \tau / V_d \quad (8.3)$$

放电电阻 R 的大小选择要注意两个方面, 一是 C 充满电后, Tr 开通时, C 放电电流 i_R 不能太大, 二是在 Tr 导通期间 T_{ON} 内, C 上的电压要基本放完, 即

$$\begin{aligned} i_R &= V_d / R \\ RC &= (1/3 \sim 1/5) T_{\text{ON}} \end{aligned} \quad (8.4)$$

放电电阻 R 的功耗 P_R 由下式给出:

$$P_R = CV_d^2 \cdot f / 2 \quad (8.5)$$

式中, f 为 Tr 的开关频率。

8.1.4 尖峰电压吸收缓冲电路设计

1. 电压尖峰的产生机理

普通桥式逆变电路如图 8.3 所示。

图中, D_1, D_2, D_3, D_4 分别是开关管 $\text{Tr}_1, \text{Tr}_2, \text{Tr}_3, \text{Tr}_4$ 的等效反并联体二极管, L_P 是线路的引线电感(包括变压器漏感), R_L 为感性负载。

当 Tr_1, Tr_4 导通时, 电流由 V_d^+ 经 $L_P, \text{Tr}_1, R_L, \text{Tr}_4$ 到 V_d^- 。当 Tr_1, Tr_4 关断时, 感性负载电流 I_L 不能突变, 势必经 D_3, D_2 回送到 V_d 。这一阶段分布电感 L_P 的电流 i_P 从 $+i_L$ 到 $-i_L$ 变化很快, 所以将在 L_P 上产生一个负的电压:

$$V_P = -2L_P i_L / \tau \quad (8.6)$$

尽管 L_P 不大, 但时间 τ 很短, I_L 又比较大, 故 V_P 也很大, 所以在 Tr_1 和 Tr_4 两端电压 $V_{dv} = V_d - V_P$ 将比 V_d 高得多, 即产生了电压尖峰。

另外, 如果正当 R_L 上电流 I_L 经 D_3, D_2 续流时, 开通 Tr_1 和 Tr_4 (比如正弦波输出逆变器就有这种情况), D_3, D_2 将反向恢复。在此瞬间, V_d 全加在 L_P 上, 由于 L_P 很小, I_P 将上升到很大, D_3, D_2 反向恢复结束后, 大的 I_P (远远大于 I_L) 有一部分 $(i_P - I_L)$ 将为

图 8.3 全桥式逆变电路

Tr_3 , Tr_2 的等效输出电容充电, 使其产生端电压尖峰。

2. 缓冲电路的形式

为了吸收上述电压尖峰, 可以加缓冲电路, 其基本形式见图 8.4^[12, 35]。

图中, (a) 适用于小功率电路, (b) 适用于中等功率电路, (c) 适用于大功率电路。

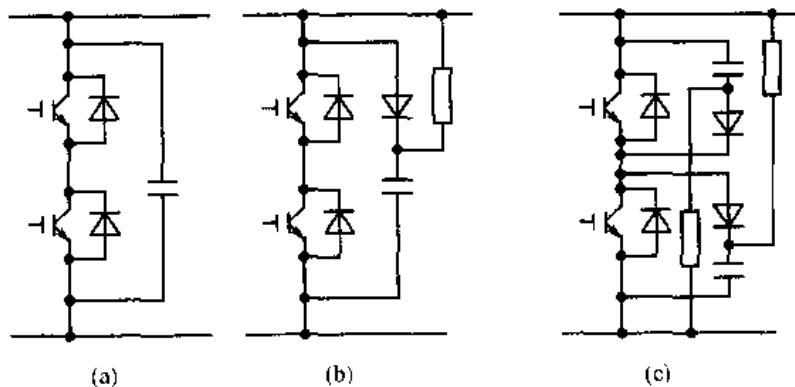


图 8.4 电压尖峰吸收电路

3. 缓冲电容的计算

图 8.4 中, 如果母线上的寄生电感为 L_p , 工作电流为 i , 缓冲后的电压尖峰为 ΔV_m , 则缓冲电容 C 是用来吸收寄生电感上的能量, 故 C 由下式给出:

$$C = L_p i^2 / \Delta V_m^2 \quad (8.7)$$

8.2 电流检测和过流保护电路设计

8.2.1 电流信号检测的方法和应用

1. 电流的检测的方法

电流信号检测的结果可以用于电流型控制的反馈信号和过流保护信号。电流信号的检测主要有以下几种方法。

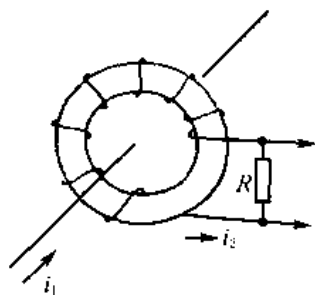


图 8.5 电流互感器示意图

(1) 直接串联取样电阻法

这种方法简单、可靠、不失真、速度快, 但是有损耗, 不隔离, 只适用于小电流并不需要隔离的情况。

(2) 电流互感器法

这种方法损耗小, 与主电路隔离, 使用方便、灵活, 如图 8.5 所示。

图中, R 为取样电阻, 取样信号为

$$V_s = i_2 R = i_1 R / M \quad (8.8)$$

式中, M 为互感器绕组匝数。

(3) 霍尔元件法

霍尔元件是一种半导体器件, 如果沿纵长方向通过引线引入电流 I_c , 在垂直于基片

的方向存在着磁感应强度为 B 的磁场，在横向就会有电压 V_H 产生，然后经过放大器放大，就是霍尔变换器法，如图 8.6 所示。

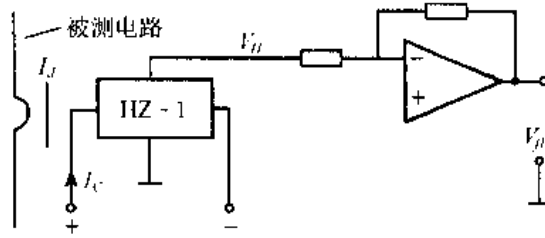


图 8.6 霍尔电流变换器

图中，HZ 就是霍尔变换器，取样信号 V_H 由下式给出：

$$V_H = K_H \cdot B \cdot I_C \quad (8.9)$$

式中， K_H 为霍尔系数。

(4) LEM 传感器法

LEM 传感器是一种霍尔传感器模块，它可以检测正反向的电流，其原理如图 8.7 所示。

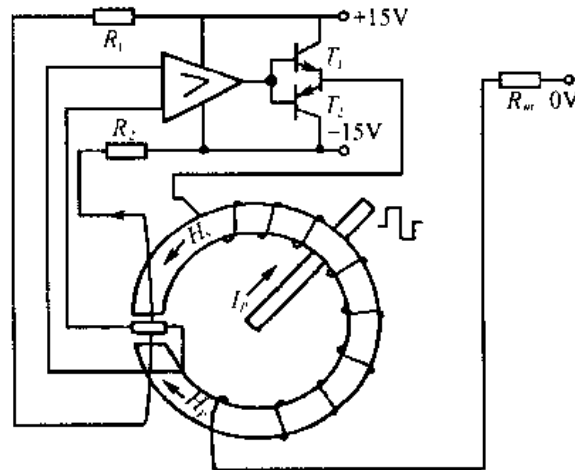


图 8.7 LEM 传感器模块原理图

图中， I_P 为被测电流，这是一种磁场平衡测量方式，精度比较高，若 LEM 的变流比为 $1:M$ ，则取得电压 V_S 也符合式(8.8)。

2. 电流互感器法的应用

(1) 电流互感器测量范围的扩展

电流互感器测量同相的脉冲电流 I_P 时，副边也要用恢复二极管整流，以消除原边复位电流对取样信号的影响，如图 8.8(a) 所示。在这种电路中，互感器磁芯单向磁化，剩磁大，限制了电流测量范围，可以在副边加一个退磁回路，如图 8.8(b) 所示。

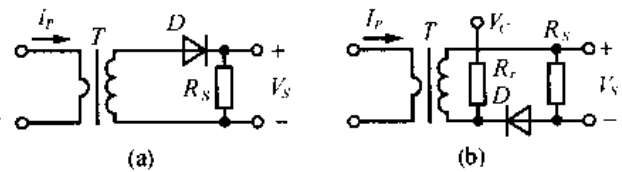


图 8.8 电流互感器及范围扩展

(2) 电阻法和电流互感器法的位置和适

用场合

用电阻法测量逆变电流时，只能串在靠近电源 V_a 负极处，如图 8.9(a)。而用电流互感器时，由于是隔离的，可放在不同位置，如图 8.9(b)~(f)。但是，电流互感器在不同的位置时，情况是不一样的。

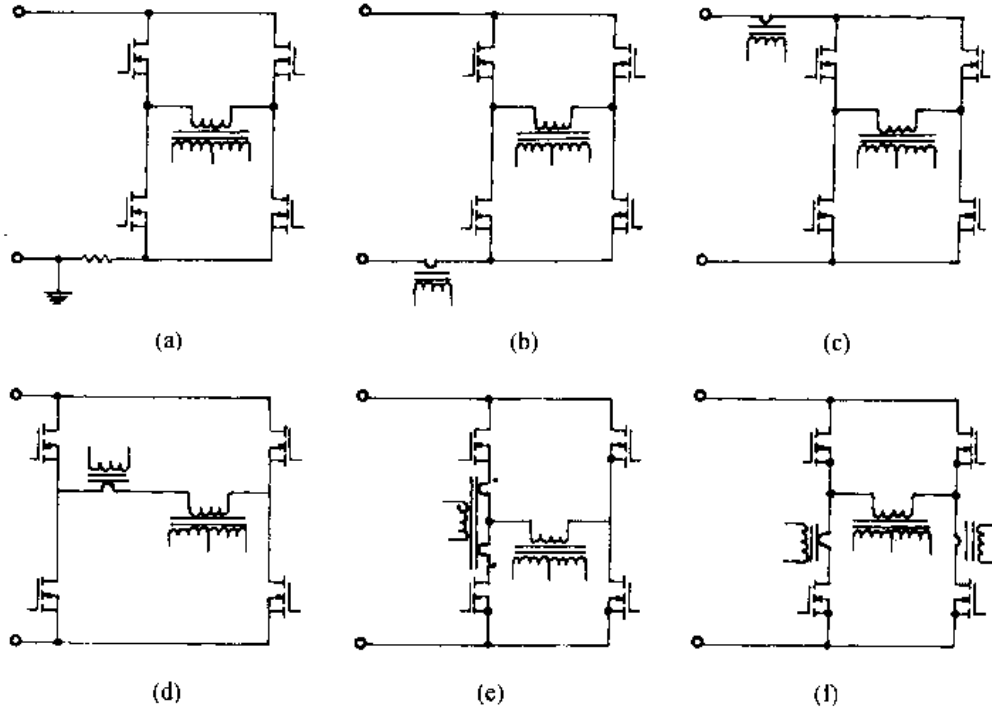


图 8.9 电流信号取样方式

图中，(a)为电阻取样，串在电流返回线(负极)上，直流电流和峰值电流都能检测到，但有功耗，可用于不隔离的电流反馈和保护；

(b)为电流互感器取样，串联在电流返回线上，磁芯单向工作，有偏磁，能检测脉冲电流，可用于峰值电流控制，短路保护和直通保护；

(c)这种情况和(b)类似，这种情况共模信号更厉害，不如(b)好；

(d)磁芯四象限工作，检测的负载电流范围更宽，但是不能用于直通保护，因为直通电流不经过互感器；

(e)这种电路输出信号共模成分小，能有效地检测负载电流，而不能用于直通保护；

(f)这种情况用两个互感器，安装灵活，输出可以并联(处理后)，也可以单独取样，既能有效地检测负载电流又能用于直通保护。

(3) 信号的处理

电流互感器检测后一般要通过整流后再用电阻取样，如图 8.8(a)。由于主回路电流会有尖峰，如图 8.10(a)，这种信号用于峰值电流控制和保护都有问题。

随着脉宽的压缩，斜波的峰值可能比前面的尖峰还低，就会造成误控制和误保护，所以要对电流尖峰进行处理。处理的方法见图 8.10(b)，和 R_s 并联一个不大的电容 C_s ，再加一个合适的 RC 参数，就能有效地抑制电流尖峰。这里 RC 参数的大小以不影响正常斜波电流为基础。这样处理后得到的电流波形前沿尖峰小得多，如图 8.10(c)所示。

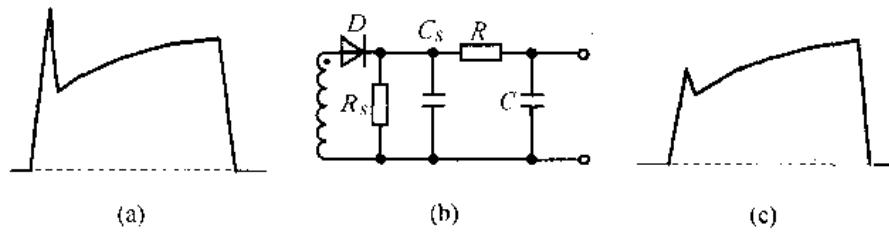


图 8.10 电流取样信号的处理

8.2.2 过流保护电路的功能和组成

1. 过流保护电路的功能和组成

过流保护电路的功能就是当逆变电路中的任何一个部分发生过流时，立即通过某些方式解除过流现象产生的条件，消除过流，以保护电路器件不会遭到进一步损坏。

产生过流的情况有：输出过流(过载或短路)、次级过流和初级过流等。

产生过流的原因有：

- 1) 输出过载或短路；
- 2) 整流器件失效；
- 3) 逆变主开关器件失效；
- 4) 干扰造成的误导通(即直通)。

过流保护最简单的方法是熔断器保护法，这种保护动作慢，不足以实现快速保护，因此还要配以由电子元器件组成的过流保护电路，其结构组成主要包括电流信号检测、过流信号处理和封锁开关管脉冲等几个部分。

2. 过流保护电路的设计

过流保护电路因过流信号检测方式的不同而不同。

(1) 电流传感器检测过流保护电路

图 8.9 所示的检测电路中，有一些能检测各种过流信号，经处理后可送到 IC 控制芯片的保护端(Shot Down or Close)，或直接封锁开关管的驱动脉冲，如图 8.11 所示。

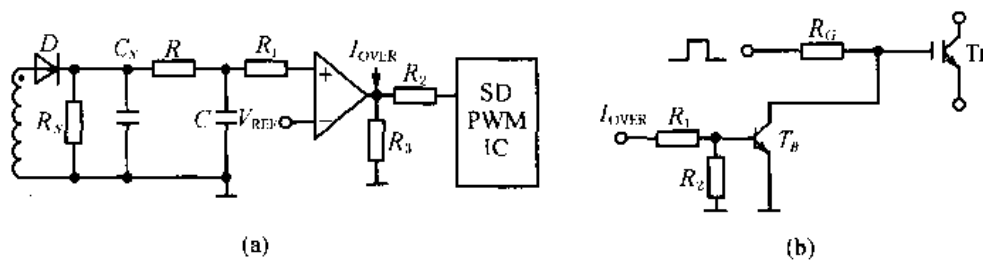


图 8.11 过流保护电路

上图中的过流保护都是可以自恢复的，也就是说，当过流现象消失后，也就不再保护。在实际电路中，过流一般都是不正常现象，或者说是故障。所以，过流保护应该是不可以自恢复的，需要停电排除故障后人工恢复逆变电路的工作。这种不可以自恢复的电路可以用反馈自锁或者用可控硅电路，如图 8.12 所示。

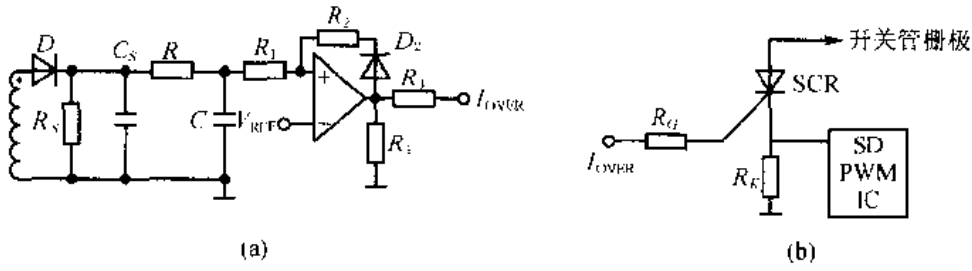


图 8.12 不可恢复的过流保护电路

(2) 开关管过流状态自识别保护

我们知道，双极型器件(GTR, GTO)和复合器件(IGBT)的导通压降是和导通电流有关的，那就是当开关管过流时，其导通压降会明显上升。单极型器件(VMOSFET)是阻性通道，导通压降也和导通电流有关。根据以上情况，我们可以通过检测开关管的导通压降，与正常值比较，并与截止状态相区别，从而识别出开关管的过流状态，实际电路如图 8.13 所示。

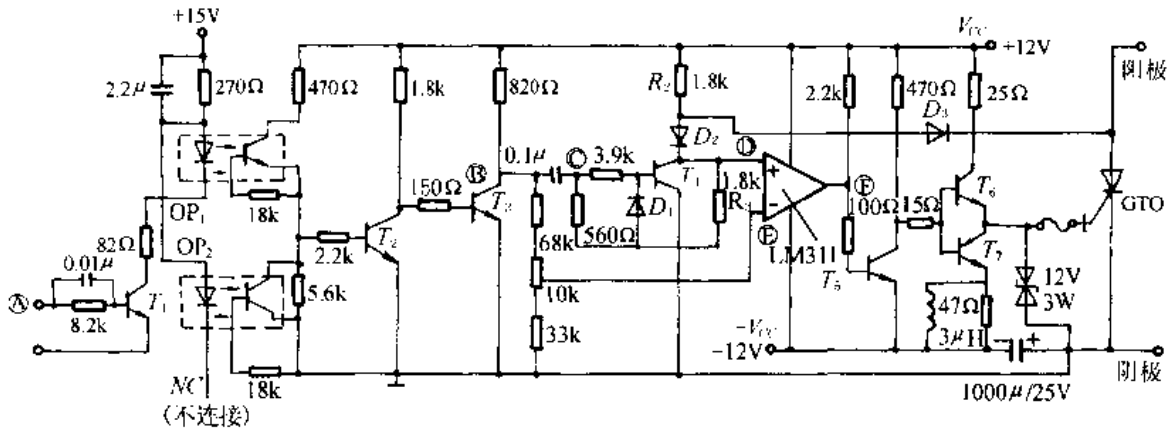


图 8.13 GTO 门极驱动和过流状态自识别保护电路

图中，要开通 GTO 时，①点电位由低变高，③点出现一个正脉冲， T_4 导通，④点变低，⑤点变高，⑥点变低， T_5 截止， T_6 导通，GTO 导通。GTO 导通后，④点保持低电平。当发生过流时，④点变高，当高于⑤点时(设置的过流点)，⑥变高， T_5 导通， T_6 截止， T_7 导通，GTO 关断，实现过流保护。

在许多的开关管驱动芯片或厚膜电路中都设置了这一项功能。例如，在图 2.38 所示的 EX841 型 IGBT 厚膜驱动电路中，6 号端就是通过二极管 D 来识别 IGBT 开关管过流状态并通过保护电路来保护的。而且，这种保护电路还可以实现软关断功能，有关内容请参考第二节中各种开关器件的驱动电路。

8.3 散热技术设计

8.3.1 功率损耗的计算

功率变换装置中发热的主要元器件是逆变开关管和输入、输出整流管，需要通过散

热器散热的主要也是这两部分半导体器件。所以，设计散热技术首先要估算出需要散热器散热的各器件的功率损耗。

1. 电阻性负载的开关管开关损耗

电阻性负载的等效电路及其换流波形见图 8.14。

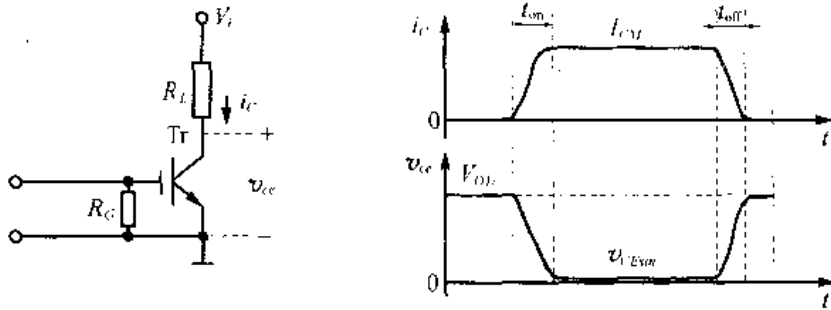


图 8.14 电阻性负载的等效电路及其换流波形

这种电路开关管两端电压下降和开关管电流的上升是同步的，只是变化方向相反，其开关损耗为

$$P_{\text{on-off}} = f \left(\int_0^{t_{\text{on}}} i_c \cdot u_{ce} dt + \int_0^{t_{\text{off}}} i_c \cdot u_{ce} dt \right) = \frac{1}{6} V_i I_m (t_{\text{ir}} + t_{\text{if}}) f \quad (8.10)$$

式中， t_{ir} 和 t_{if} 分别为开通电流上升时间和关断电流下降时间，在这里， $t_{\text{ir}} = t_{\text{on}}$ ， $t_{\text{if}} = t_{\text{off}}$ 。

2. 电感性负载的开关管开关损耗

由于输出滤波电路一般都有一只比较大的电感，所以，开关管的负载一般都是感性。感性负载的等效电路和换流波形如图 8.15 所示。

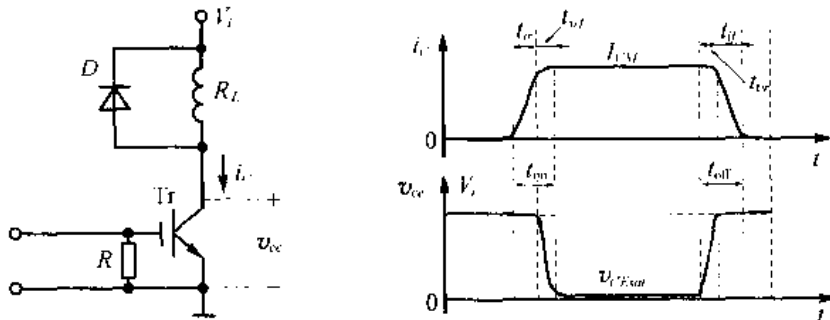


图 8.15 感性负载的等效电路和换流波

在开关管截止期间， $i_c = 0$ ， $i_L = i_D$ ，负载 R_L 通过 D 续流， $V_{ce} = V_i$ 。Tr 有脉冲时，Tr 开始导通，电流 i_c 上升，当 i_c 上升到 i_L 以前， D 仍然导通， V_{ce} 保持为 V_i 。只有经过 t_{ir} 后，当 i_c 上升到 i_L 后， D 开始截止， u_{ce} 下降，经 t_{of} 后下降到导通压降 $V_{\text{ces}} = 0$ 。同样，在关断时， i_c 稍一下降， D 便开始导通， V_{ce} 经过很短的时间 t_{cr} 上升到最大值 V_i ，电流才开始明显下降经 t_{if} 后下降到零而关断。由以上分析可求得开关管的开关损耗为

$$P_{\text{on-off}} = f \left(\int_0^{t_{\text{on}}} i_c \cdot u_{ce} dt + \int_0^{t_{\text{off}}} i_c \cdot u_{ce} dt \right) = \frac{1}{6} V_i I_m (t_{\text{ir}} + t_{\text{of}} + t_{\text{cr}} + t_{\text{if}}) f \quad (8.11)$$

3. 开关管的导通损耗

开关管导通期间, 电流为最大值 I_m , 压降为 V_{ces} , 则通态损耗 P_{ON} 为

$$P_{ON} = I_m V_{ces} T_{ON} / T = \delta I_m V_{ces} \quad (8.12)$$

式中, V_{ces} 因开关管的种类不同而不同。对 GTO, GTR, IGBT 等双极(或复合型)器件, V_{ces} 有一定的参考值; 对 VMOSFET 来说, 一般给出通道电阻 R_{DS} , 则

$$P_{ON} = I_m^2 R_{DS} T_{ON} / T = \delta I_m^2 R_{DS} \quad (8.13)$$

开关管的截止损耗一般都很小, 接近于零, 可以忽略。

4. 整流管的损耗

整流二极管的损耗也包括通态损耗和反向恢复损耗(又叫关断损耗)。由于开通时间很短, 开通损耗可以忽略; 截止漏电流很小, 截止损耗也接近于零。若二极管的导通压降为 V_F , 反向恢复时间为 t_{rr} , 则其损耗为

$$P_D = \delta I_m V_F + 0.5 I_m V_{DM} t_{rr} f \quad (8.14)$$

式中, V_{DM} 为二极管截止时承受的反向电压。

8.3.2 热阻和热路欧姆

1. 热阻的概念

热阻表示介质传热的能力, 其意义就是单位功耗所引起的温升, 通常用 R_{th} 表示, 单位是 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。一般在说热阻时, 都要说明从某处到某处的热阻, 可以分别表示。比如, 从管子管芯到管壳的热阻用 R_{thjc} 表示, 从管壳到散热器的热阻(接触热阻)用 R_{thcf} 表示, 从散热器到环境空气的热阻用 R_{thfa} 表示等。

2. 热路欧姆定律

热路的欧姆定律就是, 当热量从 A 物体向它周围的 B 物体扩散, A 物体的温升 ΔT_A 等于 A 物体的发热功率 P 与从 A 物到 B 物体热阻 R_{thab} 的乘积, 即

$$\Delta T_A = P R_{thab} \quad (8.15)$$

如果 A 物体内有 n 个发热点, 它们的发热功率分别为 P_1, P_2, \dots, P_n , 则引起 A 处温升的总功率 P_A 为

$$P_A = P_1 + P_2 + \dots + P_n \quad (8.16)$$

8.3.3 散热器的热阻计算和选择

1. 散热器的热阻计算

假设传到散热器上的热功耗为 P , 散热器的允许温升为 ΔT_f , ΔT_f 为散热器温度 T_f 环境空气温度 T_a 之差。由热路欧姆定律式(8.15)就可以求出散热器的热阻 R_{thfa} 为

$$R_{thfa} = \Delta T_f / P \quad (8.17)$$

利用上述公式计算 R_{thfa} 时, 如果散热器上不是只装有一只发热的器件, 则需要注意

两点：一是需要用式(8.16)计算总的功耗，二是计算允许温升 ΔT_{ja} 时要考虑管壳最热一个器件，对于这个器件，如果计算允许最高结温 T_{ji} ，功耗为 P_i ，则其管壳的最高温度为

$$T_c = T_{ji} - P_i R_{thji} \quad (8.18)$$

式中， R_{thji} 为该管芯到芯壳的热阻。

2. 散热器的种类、参数和选择

散热器的种类主要分为热管、自制散热器和铝型材散热器。

热管的散热效果很好，体积小，但成本高，安装面小，在电源变换装置和逆变器中还不常用。

自制散热器使用灵活，安装和结构设计方便，但是设计起来比较困难，热阻计算比较困难，需要实验测试。

对于铝型材散热器，厂家一般给出了实验测得的其热阻曲线或者热阻参数表，安装、选用也都很方便。

散热器的参数有散热面积和热阻曲线，例如，DXC-411型和DXC-433型铝型材散热器及其热阻曲线如图8.16所示。

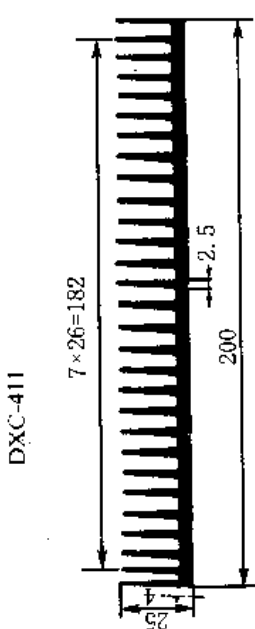
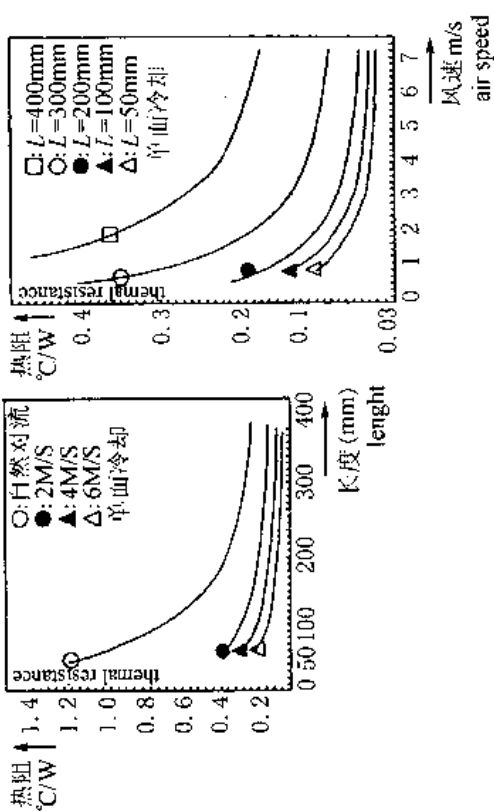
由图8.16可见，散热器的热阻与冷却条件有很大关系。自然冷却时的热阻要比风冷时大得多；安装的方式不同时，冷却的效果也不一样。强迫风冷时，冷却风速越大，热阻就越小，而且效果很明显。热阻还与散热器的长度有关，同样截面积的铝型材散热器长度越长，散热面积就越大，热阻也就越小。如果散热器上的热点比较集中，长度增加到一定程度后，热阻就趋于稳定。

3. 散热技术的其他问题

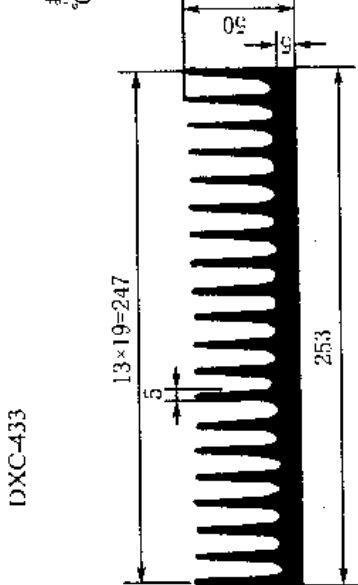
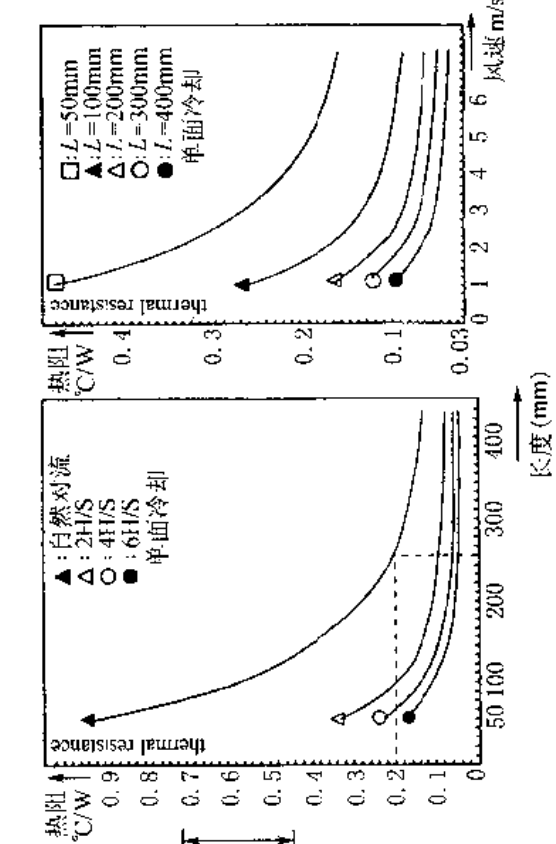
有效地提高散热效果，可以减小散热器的体积，降低成本，增加开关管的工作可靠性。采取以下措施可以有效地减小热阻，改善散热效率。

表 8.2 各种封装的接触热阻

封装形式	绝缘垫片	$R_{thcf} (C/W)$	
		有导热硅脂	无导热硅脂
TO-3	无	0.1	0.3
	聚四氟乙烯	0.7~0.8	1.25~1.45
	云母(50~100 μ m)	0.5~0.7	1.2~1.5
TO-66	无	0.15~0.2	0.4~0.5
	云母(50~100 μ m)	0.6~0.8	1.2~2.0
	聚脂薄膜(50~100 μ m)	0.6~0.8	1.2~1.4
TO-220AB	无	0.3~0.5	1.5~2.0
	云母(50~100 μ m)	2.0~2.5	4.0~6.0
TO-3P(L)	无	0.1~0.2	0.4~1.0
	云母(50~100 μ m)	0.5~0.7	1.2~1.5



截面积	周长	重量
section area	circumference	weight
16.67 cm ²	1617 mm	4.5 kg/m



截面积	周长	重量
section area	circumference	weight
45.2 cm ²	2255 mm	12.2 kg/m

图 8.16 DXC-411 型和 DXC-433 型铝型材散热器及其热阻曲线

1) 自然冷却的铝型材散热器，一般都是有风道方向的，将其竖放比平放散热效率提高 15%；表面氧化发黑处理，散热效率也能提高 15% 左右。

2) 功率模块与散热器之间的接触热阻不仅与封装形式有关，还与是否垫绝缘材料和是否涂导热硅有很大关系，这个关系见表 8.2。

所以在选用功率模块时，尽量不垫绝缘垫片，并且必须涂硅油。

3) 接触热阻还与安装锁紧力有关，这个关系可以用图 8.17 所示的曲线表示。所以在设计安装时，要将功率模块锁紧在散热器上，对于多点锁紧的功率模块，各点要均匀用力，轮流逐渐锁紧，最终各点都锁紧。

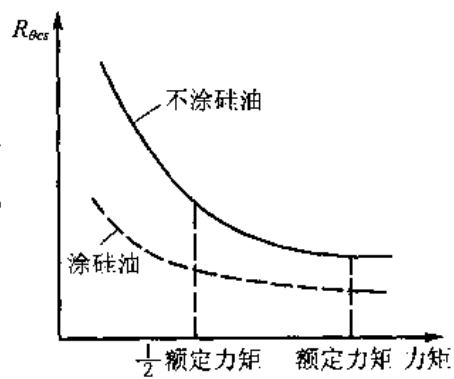


图 8.17 接触热阻与锁紧力矩的关系

8.4 电磁兼容性(EMC)及其设计

逆变装置的电磁干扰比较严重，所以电磁兼容问题是逆变系统设计的一项重要内容。要搞好电磁兼容性设计，首先要弄清电磁干扰产生的机理，然后对其进行有效抑制。

8.4.1 电磁干扰(EMI)

1. 电磁干扰的概念

当导体通有变化的电流时，在其周围就会产生电磁场，并不断地向远处扩散，这种扩散的电磁波会对其周围装置的工作产生一定的影响，这就是电磁干扰(Electric Magnetic Interference——EMI)。

产生电磁干扰必须有三个因素同时存在：

- 1) 电磁干扰源(发射体)；
- 2) 对干扰敏感的感受装置(接收体)；
- 3) 耦合途径。

2. 电磁干扰的耦合途径

电磁干扰的耦合途径可分为两大类：传导耦合和辐射耦合。

传导耦合是指由两个构件或导线之间的电阻性连接引起的、干扰信号沿导体传播的途径。传导耦合传播的干扰信号，按民用标准是在 150kHz~30MHz 频率范围内检测。

辐射干扰是指干扰源通过空间辐射，将干扰传递给接收器的途径。辐射耦合的基础是“场”，随时间变化电场和磁场都会产生电磁能量的辐射，而且频率越高，辐射能力就越强。一般认为，交变电磁场频率高于 10kHz 为辐射频率的起点。辐射耦合传播的干扰信号按民用标准在“30~1000MHz”频率范围内检测。

以上提到的电磁干扰频率范围是指装置和装置，或者系统和系统之间的电磁干扰。

而在同一个逆变装置或系统的内部各部分之间，比如主电路、控制电路、辅助开关电源和单片机监控等各部分之间，由于距离较近，电磁干扰的频率范围很宽，幅度也很强。从工频交流到高频振荡产生的千兆 Hz 以上的频率都有可能干扰正常的工作。因此，在逆变装置或系统内部，搞好抗干扰设计同样是至关重要的。

3. 电磁干扰的相关量

电磁干扰与许多量相关，场合不同，外界条件不同，电磁干扰的作用也会不同。一般来讲，以下参量对电磁干扰状况有较大的影响。

(1) 频率 f

干扰信号的频率与系统工作频率越接近，就越容易在系统中产生干扰。例如，若有一干扰信号与一系统时钟相近，当该干扰信号串到时钟线路中时，将使系统时钟混乱，从而导致整个系统工作混乱。

干扰信号的频率越高，波长越短，就越容易通过各种缝隙渗透到机器设备中，影响机器的正常工作。

(2) 信号幅度 V

电磁干扰信号的幅度与系统工作电平之间有紧密的关系。当干扰信号电平低于系统门坎电平(例如，TTL 电路低电平是 0.8V，干扰信号若只有 0.5V)时，不会对系统造成危害。但若高于低限门坎电平时，就会对系统产生干扰。随着系统工作电压的降低(芯片工作电压从 5V 降到 3.3V，估计到 2000 年会降到 1.8V)，对于现在不构成危害的干扰，今后将不得不考虑其危害。

(3) 导线长度 l

导线在空间实际相当于一个天线，空间各种波长的电磁波会在导线上耦合产生干扰信号。当导线长度与信号波长可以相比拟时，导线上所产生的信号就很强，即导线将这些信号接收下来，传到系统中；另一方面，系统中高频信号也会通过长导线将其辐射出去，干扰其他系统。

在一个系统的内部，各种连接导线过长，势必使系统内部之间相互干扰，影响系统本身正常工作。特别是地线过长并连接不当，将使高低频信号通过地线相互串扰，使系统无法正常工作。

(4) 缝隙与孔洞尺寸

设备框架上的缝隙及孔洞一般有两个尺寸来衡量：截面的最大尺寸(b)及纵向深度。前者确定什么频率的干扰信号会渗透过去，从而干扰系统；后者越大，信号越易被衰减。将孔洞(缝隙抽象后)理想化，就相当于截止波导，低于波导截止频率信号将被衰减，使其不能渗透进去。

8.4.2 电磁兼容性设计的内容、元器件和材料

1. 电磁兼容性及其设计内容

电磁兼容性，就是在不损失有用信号的前提下，信号抗干扰的能力。通俗地讲，就是设备自身产生的干扰不影响外界，外界的干扰又不影响设备本身的正常工作能力。

电磁兼容性分为系统内电磁兼容性和系统间电磁兼容性。

电磁兼容性设计就是在设计系统的同时,使系统具有在干扰环境中能正常工作的能力。

电磁兼容性设计的主要内容有三个方面:一是采用各种方法尽可能抑制电磁干扰的产生,比如抑制振荡频率等等;二是提高接受体的抗干扰能力;三是切断、消除或削弱耦合路径。

从另一个角度,也可以把电磁兼容性设计内容分为两个方面:传导干扰的抑制和辐射干扰的抑制。

抑制电磁干扰的方法主要也有两大类:采用合适的抑制电磁干扰的元件;结构设计时合理地布局和布线。

2. 传导干扰的抑制元器件

传导干扰的基础是“路”,解决这一问题的方法显然就是要选择电路元件,抑制干扰信号在“路”当中传递。通常使用滤波器、非线性器件及光电耦合器件。

(1) 电源滤波器

电源滤波器是由 L, C, R 元件组成的无源网络,用于电源线上,以防止干扰信号沿电源线传播。电源滤波器是一个低通元件,根据不同标准,它具有不同的抑制频率。当进行 EMC 测试时,若 CE03 不能通过,一般选用电源滤波器作为辅助来解决问题。

电源滤波器通常单只使用,若用户有高性能要求,也可以级联使用,级联使用可加大干扰信号的衰减幅度,拓展抑制干扰信号的频率范围,两只滤波器级联可以做在一只壳体中,是一种非常有用的形式。它既能提高性能,又能减小体积,降低成本。更多只级联由于性能改善增大不多,且容易影响电路稳定性,很少使用。滤波器通常可分为:单相交流、三相交流和直流滤波器。交流滤波器一般用于电源入口处,而直流滤波器可用于 DC-DC 电源出、入口处(DC 输入、输出)。

(2) EMI 吸收磁环/珠

EMI 吸收磁环/珠,是一种用铁氧体制成的损耗型元件,其特点为:吸收高频信号,并将吸收的能量转化成热能散掉,从而达到抑制高频干扰信号沿导线传输的目的。其等效阻抗中电阻值分量随着频率的变化而变化。

EMI 吸收磁环/珠可做成各种各样的形状,广泛应用于各种场合。在 PCB 板上,可加在 DC/DC 模块、数据线、电源线等地方,它吸收所在线路上高频干扰信号,但却不会在系统中引起新的零极点,不会破坏系统的稳定性。它与电源滤波器配合使用,可很好地补充滤波器高频端性能的不足(300MHz 以上),改善系统中滤波特性。

EMI 吸收磁环/珠有效频段为 2~1000MHz,性能最佳频段则为 5~200MHz,在此频段吸收阻抗值维持为一个常数。

EMI 吸收磁环/珠抑制差模干扰时,通过的电流大小正比于元件体积,两者失调,易造成饱和,降低元件性能;抑制共模干扰时,将电源的两根线(正、负或火、地)同时穿过一个磁环,有效信号是差模的,EMI 吸收磁环/珠对其没有任何影响,而对于共模信号则会表现出较大的电感量。磁环的使用中还有一个较好的方法是让穿过磁环的导线反复串几下,以增加电感量。

(3) 片状滤波器

片状滤波器是 EMI 吸收磁珠与电容器 C 组合而成的组合器件, 具有两者特性的组合与延伸, 其等效电路为一个 T 型电路, C 元件参数选择不同, 片状滤波器的转折频率, 即通频带也就得到改变, 使之适应各种不同要求的电路。

通常片状滤波器用于直流电源输出端, 特别是开关电源, 可有效地抑制、消除开关电源主振引起的高次谐波通过电源线干扰系统; 若同一电源有多个分支, 则用片状滤波器接至每一个分支, 还可有效防止各分支干扰信号相互串扰, 在高速数字电路系统中, 片状滤波器正在取代高速芯片 V_{SS} 对地的电容元件。以防止高频噪声通过电源干扰芯片正常工作。另外在高清晰度彩电中也已应用这种片状滤波器。

(4) 抑制尖峰非线性器件

在抑制尖峰干扰的元器件中, 最常用的可以分为三大类: 气体放电管、压敏电阻、半导体尖峰抑制器。

放电管是采用电极放电的原理来工作的。当两个电极的电压到达击穿电压时, 两个电极就产生了放电, 达到了电压箝位的目的。放电管的优点是放电容量比较大, 适用于防雷, 缺点是响应时间太慢, 在这三类元件中放电管是最慢的一种, 因此, 它无法抑制开关过程中产生的窄尖峰。

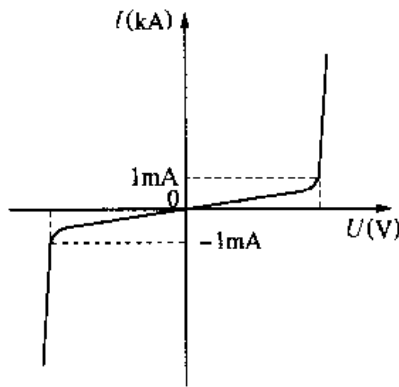


图 8.18 压敏电阻的伏安特性

压敏电阻是现在电子产品使用最多的尖峰抑制元件。它是一种非线性的元件, 在低电压的预击穿区, $U-I$ 特性受外界热激发射电流效应控制, 表现为电流饱和的高电阻性; 当电压超过一定值后, $U-I$ 特性曲线进入击穿区, 热激发射电流的导电机制已不起重要作用, 代之而起决定作用的是隧穿电流导电机制, 此时, 电阻值随着电压增高而急剧变小, 图 8.18 给出了伏安特性曲线。压敏电阻的优点是响应速度比较快, 且通流容量也比较大, 适用于防雷和开关消弧等场合, 其缺点是静电电容较大, 不会对 1MHz 以上的信号造成衰减。因此, 在中高频的信号电路中无法采用。

半导体尖峰抑制器是利用 PN 结的反向特性来进行工作的。当加上反向电压时, 反向电流很小, 当反向电压逐渐增高时, 反向电流基本保持不变, 当反向电压增加到某一数值时, 反向电流值急剧增大, 这种现象称之为反向击穿, 此时的反向电压称之为击穿电压, 根据工艺和结构的不同, 其击穿电压可以从 1V 至几百 V。这类尖峰抑制器的响应速度很快, 有的型号响应时间可以小到 10^{-12} s。其结电容也比较小, 尤其是中小功率的尖峰抑制器。其缺点是通流量比较小, 一般只能达到几百 A (组合型的例外), 所以它比较适合信号电路和小功率场合。

3. 辐射干扰的抑制

辐射干扰的基础是空间“场”, 干扰信号可以从任何一个缝隙孔洞或长导线 (相当于天线) 传输至干扰设备, 因此可以通过封堵辐射干扰传播的途径, 减弱长导线的天线效应来抑制辐射干扰。所用的材料有以下几种。

(1) 导电衬垫

导电衬垫的作用是将原本较长的缝隙分割成较短的缝隙,将原来可通过波长较长(频率较低)的干扰信号被反射和衰减,从而达到抗干扰的目的。

常用的导电衬垫有:导电橡胶条、铍青铜指形簧片、金属丝网屏蔽条、导电布屏蔽条、屏蔽金属网布等,各种材料有其不同特点及适用范围。

1) 金属丝网屏蔽条充分利用了纺织网的导电性能及橡胶优良压缩形变特性,将双层(或多层)纺织金属丝网包裹在橡胶芯上特制而成。橡胶芯材料是氯丁橡胶(或硅橡胶、橡胶管),金属纺织网是 Ferrex 合金(或 MONEL 合金丝)。为了适用于不同的场合,这种衬垫还有不带橡胶芯及金属丝网与橡胶拼接在一起的组合屏蔽条。

金属丝网屏蔽条主要用于机箱门、盖板、搭接缝的连接处,用其填充缝隙,实现连续导电接触。

金属丝网衬垫不能同时作水密封和压力密封,但可以防尘和通过淋浴雨实验。

2) 铍青铜指形簧片衬垫是由特殊合金铍青铜制成指形簧片,以解决其他衬垫不能在剪切方向上受力问题,同时它具有结合压力小,形变范围大,低频段和高频段屏蔽性能优异,重量轻,安装方式灵活多样等种种优点。

铍青铜簧片适用于要求 EMI, RFI 和 ESD 的场合,被广泛应用在各种不同领域的电子设备中。它具有高屏蔽性能,高导热和不受核爆炸、紫外线、臭氧影响,可用于屏蔽室、舱门、机箱门、盖板、印刷板插板、集成电路屏蔽。

3) 导电布封条衬垫是由尿脲海绵芯外包装高导电镀银纤维制成,外表涂有抗腐蚀保护膜。这种材料主要用于机箱面板,间接地防止电磁干扰。相对其他材料而言,该种封条衬垫重量轻,变形比较大,密封后所余间隙小(布的纤维之间是连续的)。

(2) 导电屏蔽胶带

导电屏蔽胶带是一种带高导电背胶的金属箔带,其金属箔和背胶组成完整的导电体,可由任何金属以粘接方式完成电搭接和缝隙电封闭;双面胶带还可替代焊接而将两个金属板连接在一起,实现其相互间的电连续性连接。

导电屏蔽胶带可用于机箱边框上形成抗腐蚀导电接地点、面;将不易焊接材料(如铝、导电塑料)的两个面之间形成电搭接;在 EMI 辐射测试中,贴缝补漏;在电缆屏蔽层-连接器头金属之间形成低阻抗连接;用其缠包线缆,实现 EMI 屏蔽,弯曲电缆缠包易选用导电屏蔽胶带。

常用的胶带有:铜、铝、镀锡铜、导电布不干胶带。另外还有一种压纹胶带,它的背胶不是导电背胶,而是利用压纹形成的不同高低面的凸起点,将胶面刺破实现电接触,电连续点要较前述胶带少。

使用导电胶带中,必须要让带粘接,保持干净和干燥,并避免反复揭贴。

(3) 观测窗屏蔽材料——透明导电膜

透明导电膜是在透明聚脂膜上形成导电性表面,而又保持极高透明度(70%~80%),克服常规屏蔽玻璃透明度低(40%)的缺点,同时导电膜片厚度薄,可直接贴覆在玻璃或有机玻璃表面,从而实现观测窗电磁屏蔽。特别是对液晶显示器这种被动光源显示器件以及读数准确度高的仪表盘,会有极佳效果。

透明导电膜在使用中要做好端接,使导电层与机体很好地连接为一体,以保持良好

的屏蔽性。

在性能要求极高的场合，透明导电膜以至屏蔽玻璃大多数无法满足要求，还需在显示器后面进行屏蔽加固，可选用金属罩或用组合箔片进行屏蔽隔离。

8.4.3 整体结构布局和布线 EMC 设计

合理设计逆变装置和系统的结构、布局和布线，对改善其 EMC 起着决定性的作用。

1. 整体结构布局设计

在逆变系统中，往往存在着许多不同电路单元，如开关主电路、控制单元、监控单元等等。这些单元如果布置不合理，则会影响设备系统内电磁兼容性及整体的抗干扰能力。一个比较理想的结构布局设计，应该是不同性质的单元放在不同屏蔽腔体内，使它们的相互影响最小。但由于成本及性能指标等多方面因素影响，往往采用结构分区的方法处理。

结构分区设计的原则是：

- 1) 开关电源与数字电路、模拟电路分区；
- 2) 弱信号单元与强信号单元分区；
- 3) 数字单元与模拟单元分区；
- 4) 电路性质差异大的单元分区。

结构分区处理的方式有多种，最常用的有：

- 1) 采用不同屏蔽室；
- 2) 在人箱体内采用焊接金属板制作围栏；
- 3) 对高频电路、CPU 部分，采用局部屏蔽；
- 4) 用组合箔片进行遮挡或制作围栏；
- 5) 对于信号线、控制线，选用屏蔽线或作屏蔽处理。

2. 交流-直流辅助开关电源的设计

在逆变装置和系统内，一般都有交流-直流辅助开关电源。而在抗干扰的设计中，辅助电源的设计是非常重要的，因此，必须了解电源抗干扰设计中的关键点。

(1) 用电源滤波器提高电源抗干扰性能

电源滤波器普遍具有较好的干扰抑制性能，通用型的滤波器一般在 100kHz~30MHz 内都有较好的性能，而高性能的滤波器会在 10kHz~100MHz 内均有较好的性能。

在电源结构上应注意两点：

- 1) 滤波器应安装在电源进线附近，并采用绞线连接；
- 2) 滤波器输入、输出线应分离，输入线与其他信号线也要分离，以避免信号串扰。

(2) 采用 EMI 吸收磁环

电源滤波器对于 100MHz 以上的干扰，普遍抑制性能不好。因此，对于电源就必须借助于 EMI 吸收磁环来扩展其高频干扰抑制能力，EMI 吸收磁环的有效工作频段一般为 10~500MHz 左右，在使用 EMI 吸收磁环时，应注意以下几点：

1) 如以 100MHz 以上的干扰为主, 则磁环应用直接穿过方式, 如以 100MHz 以下的干扰为主, 则可在磁环上绕 1~3 圈;

2) 一般说来, 磁体大的性能要比磁体小的性能好;

3) 磁环高的要比磁环矮的性能好。

(3) 采用带屏蔽层的变压器

在交流-直流变换器中, 一般都有电源变压器, 变压器能提供良好的隔离性能, 但变压器的高频隔离性能受制于初、次级间的分布电容。如果在初、次级间增加一个屏蔽层, 则会大大减小初、次级间的分布电容, 提高变压器的高频抑制性能。因此, 建议变压器采用带屏蔽层的变压器。

3. 整体结构布线设计

在逆变装置和系统内部, 由于不同的单元之间有大量的连线, 不同的 PCB 板间也有许多连线, 导线间的干扰问题就成为不可忽视的因素。

图 8.19 示出的两根导线间相互耦合的例子。

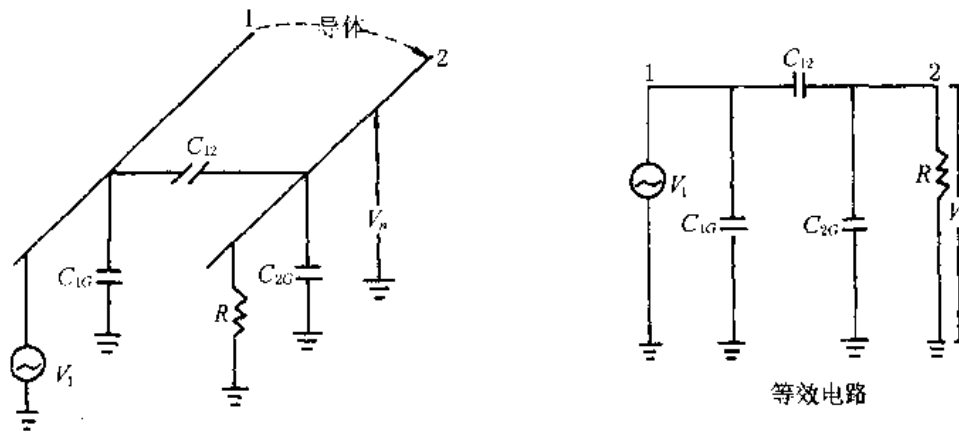


图 8.19 导线间相互耦合

当 R 较大时, 耦合的电压信号为

$$V_n = [C_{12} / (C_{12} + C_{2G})] V_1$$

从上述表达式可以得出两个结论:

- 1) 线间耦合电容 C_{12} 越大, 则感应的干扰越大。
- 2) 导线的对地电容 C_{2G} 越大, 则感应的干扰越小。

上述结论决定了布线的基本原则, 这就是:

- 1) 导线应尽量靠近机箱表面排线, 增加导线对地的容量;
- 2) 不同性质的信号线应尽量分开距离, 减小相互耦合;
- 3) 为减少各种连接线接收空间干扰信号, 在线缆两端加装 EMI 吸收环。

4. 结构屏蔽设计

结构屏蔽设计也是逆变装置和系统设计的一个关键问题。

(1) 影响屏蔽性能的因素

金属的总屏蔽性能等于吸收损耗 A 加上反射损耗 R 再加上修正因素 B , 即

$$S = A + R + B$$

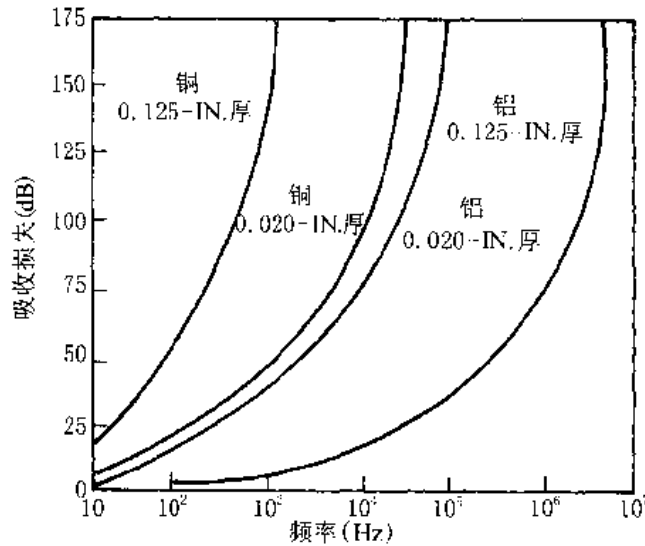


图 8.20 金属的吸收损耗性能

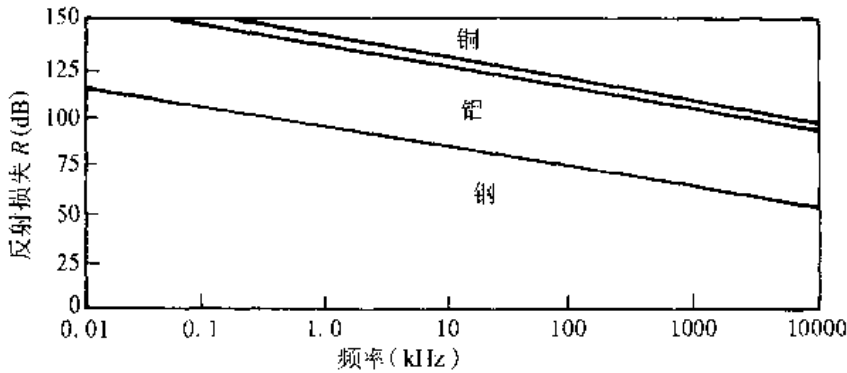


图 8.21 金属的反射损耗性能

图 8.20 示出了金属的吸收损耗性能；图 8.21 示出了金属的反射损耗性能。

从图中可以看出，无论是铜、钢、铝，其屏蔽性能都是非常高的。但现实中的机箱往往只有 10~20dB，甚至更低，原因是机箱上的缝、孔，影响了屏蔽性能，即机箱上的缝、孔造成了干扰的泄漏，所以机箱的屏蔽设计主要是机箱上缝和孔的设计。

(2) 解决屏蔽问题的设计方法

缝隙处理的设计原则，就是在缝隙上形成良好的电连续体，使电流均匀流过；而孔洞处理的设计原则，就是堵住孔洞泄漏而又达到开孔洞的目的。这些设计原则的实现，就是利用不同的屏蔽材料来解决缝隙和孔洞电磁泄漏的问题。

缝隙和孔洞处理原则一旦确定，接下来要做的就是寻找具体方法。根据电连续要求，必须选用既能完成电连续又可保证缝隙、空洞原有功能，可采用下面几种方法。

缝隙的处理方法：

- 1) 精密加工缝隙结合面，增加结合处紧固螺钉数，非活动接缝可用导电腻子填充；
- 2) 对于活动接缝，选用有弹性的导电材料(一般用导电衬垫)填充缝隙；
- 3) 加大缝隙结合面的宽度(或称深度)；
- 4) 非活动接缝也可焊接或用导电胶粘接。

空洞的处理方法：

- 1) 观测孔通常采用导电光学片(导电膜或导电玻璃)；

2) 用于通风的空洞则选用蜂巢通风板。

以上两种方法有一个共同的问题,就是必须处理好端接,以保证它们与机箱有良好的导电连接。

5. 印刷板(PCB)的设计

印刷线路板上往往有不同的电路部分,包括电源线、信号线、地线、信号回路等,它们的布局也要考虑电磁兼容性问题。

(1) 印刷板上不同性质电路的分布

在 PCB 板上往往有不同性质的电路同时存在,比如有高速、中速和低速电路单元,这些电路不能采用混合布板的方法,而要进行分区布置,以削弱它们之间的相互干扰。

(2) 地线宽度的考虑

PCB 上的铜箔走线虽然直流电阻接近于零,但是在高频时,其呈现的交流电阻会远远大于零,故原来应该为等电位的点有了电位差。所以在布置 PCB 板时要使地线尽量宽。

(3) 减小信号回路的面积

PCB 板上的信号进线和回线之间构成一个环路,其环路面积的大小与干扰特性有关,环路面积越大,其接受干扰的能力就越强。因此,在布置 PCB 板时,应尽量减小环路的面积。图 8.22 给出了一个缩小环路面积的实例。

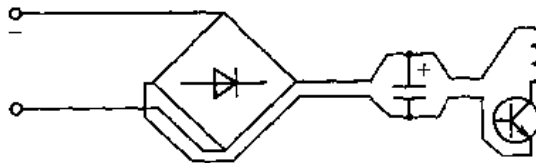


图 8.22 缩小环路面积的实例

8.4.4 电磁兼容的有关标准

我们国家对电磁兼容性越来越重视,也出台了一些相关的标准,主要有^[80]:

GB 4365—1996	电磁兼容术语
GB 4859—1984	电气设备的抗干扰特性基本测量方法
GB/T6113—1995	无线电干扰和抗干扰度测量设备规范
GB 6833—1987	电子测量仪器电磁兼容性试验规范
GB 8702—1988	电磁辐射防护规定
GB 9254—1988	信息技术设备的无线电干扰极限值和测量方法
GB/T13926—1992	工业过程测量和控制装置的电磁兼容性

目前,国际上通用的 EMC 标准主要是 IEC1000-4,它不仅包括脉冲型干扰方面的测试,而且也包括与电源质量有关的测试项目,不仅包括电场敏感度测试,也包括磁场敏感度测试。该标准目前已发展到了二十几个标准,目前常用的几个分标准有:

IEC1000-4-2	静电放电抗扰度测试	} 欧共体强制执行
IEC1000-4-3	辐射电磁场的抗扰度测试	
IEC1000-4-4	电气快速瞬变的抗扰度测试	
IEC1000-4-5	浪涌抗扰度测试	
IEC1000-4-8	工频磁场的抗扰度测试	
IEC1000-4-9	脉冲磁场的抗扰度测试	
IEC1000-4-11	电压跌落,间断和电压波动测试	

上述 IEC1000-4 标准中，正在实行的几个主要标准如下。

1. IEC1000-4-2 静电放电

(1) 实验目的

检验设备抗静电的能力，同时也是检验设备抗高频干扰的能力。

(2) 测量方法

测试中的放电方式有两种，一种是直接放电，另一种是间接放电(空气放电)。

直接放电是将带电探头与被测试体间直接接触，并产生放电，此种放电方式能量较大。

间接放电是将带电探头与被测试体间保持一定的间距(通过探头结构来实现)，通过击穿空气来产生放电。

测试次数一般是每个点 10 次。

(3) 测试等级

IEC1000-4-2 共为直接放电和间接放电规定了 4 个等级，见表 8.3。

表 8.3 放电实验电压等级

等级	接触放电 实验电压 (kV)	空气放电 实验电压 (kV)
1	2	2
2	4	4
3	6	8
4	8	15

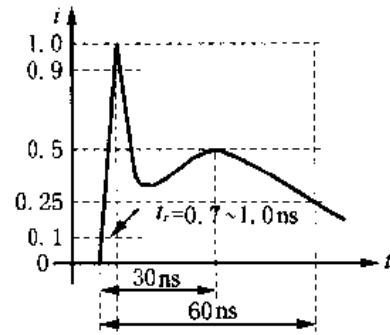


图 8.23 静电放电的主要能量分布

(4) 静电放电的主要能量分布图

静电放电的主要能量分布如图 8.23。

从图中波形可以看到，上升沿低于 1ns，第一个波峰与第二个波峰的间隔为 30ns，因此可以推断出其能量分布在 30MHz~1GHz 的频率范围。

2. IEC1000-4-3 辐射电磁场

(1) 测试目的

检验设备对空间电磁场的敏感程度。

(2) 测量方法

在暗室中用天线辐射一高频正弦波，并在受试设备处达到某一规定的场强，以检验设备对高频的敏感程度。

表 8.4 辐射电磁场测试等级

等级	实验场强 (V/M)
1	1
2	3
3	10

(3) 测试等级

辐射电磁场的测试等级见表 8.4。

(4) 测试频率范围

标准中规定了测试频率范围为 80~1000MHz。

(5) 产生的主要危害

主要是对弱信号电路和放大电路、模拟电路产生危害，对数字电路影响不大，因为一般采用金属机壳。

3. IEC1000-4-4 快速瞬变(EFI)

(1) 测试目的

主要用于检测设备抗高频脉冲和各种开关引起的脉冲的能力。

(2) 测量方法

用图 8.24(a)所示的间歇式脉冲群对设备进行放电实验,要求受检测设备能够正常工作。图中每个脉冲的能量分布见图 8.24(b)。

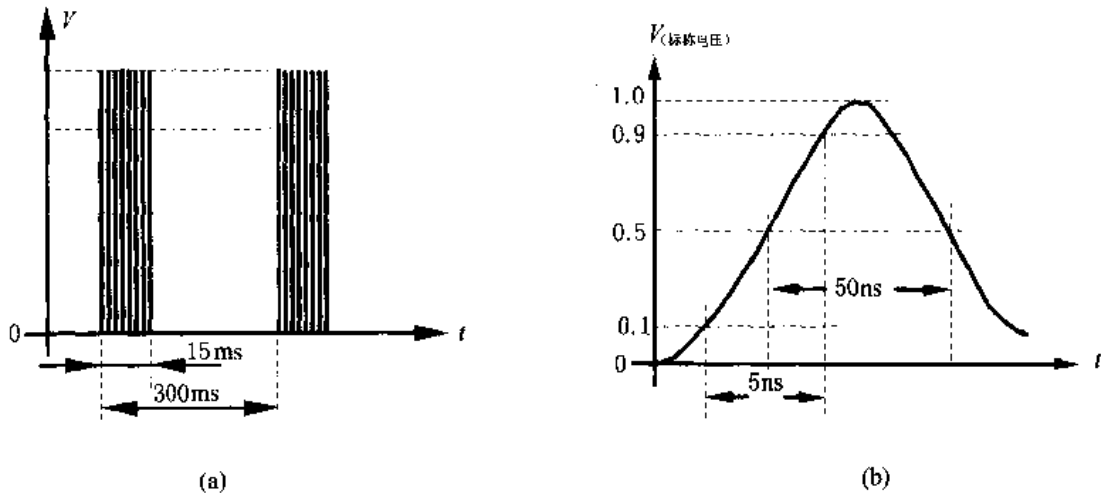


图 8.24 IEC1000-4-4 EFI 间歇式脉冲群和每个脉冲的能量分布

(3) 测量等级

EFI 的测量等级,是指图 8.24 中标称电压的等级,如下表所示。

表 8.5 EFI 检测电压等级

等级	在供电电源入口处, PE		在输入输出信号、数据和控制端	
	电压峰值 (kV)	重复率 (kHz)	电压峰值 (kV)	重复率 (kHz)
1	0.5	5	0.25	5
2	1	5	0.5	5
3	2	5	1	5
4	4	2.5	2	5
X	特定	特定	特定	特定

4. IEC1000-4-5 浪涌抗扰度测试

(1) 测试目的

该测试项目主要是检测设备抗雷击和外界设备引起的浪涌的能力。

(2) 测试方法

用一定电压等级的脉冲通过耦合电容对设备进行放电,设备应能正常工作而不损坏。

(3) 测量等级

测量等级是指测试脉冲开路试验电压幅值,它主要分为 0.5kV, 1.0kV, 2.0kV, 4.0kV 和特定幅值 5 个等级。

(4) 能量范围

脉冲的上升时间为 $1.2\mu\text{s}$, 脉冲宽度为 $50\mu\text{s}$ 。

(5) 浪涌产生的主要危害

浪涌脉冲的能量比较大,所以会烧坏元、器件,破坏绝缘,影响设备正常工作。

8.5 逆变系统中的合闸启动电路设计

8.5.1 逆变系统合闸控制和软启动的意义

几乎所有的逆变系统或装置都存在合闸和启动的问题,具体地说就是以下两个方面:

1) 在合闸前,高压直流侧的滤波电解上的电压为零,若直接合闸,输入电压加在很小的输入滤波电解上,对于没有输入滤波电感的逆变系统或装置,则相当于输入短路,输入冲击电流很大。所以要有合闸控制电路,以限制合闸时输入侧的冲击电流。

2) 在逆变电路启动工作以前,对直流输出的逆变式电源变换装置来说,输出滤波电解上的电压一般为零。对变频器来说,电机负载一般是不转的。如果按正常工作的开关工作状态启动逆变电路工作,就会造成过流。所以在启动过程中,要控制开关管的导通时间,必须从零慢慢增加,这就是软启动电路要完成的工作。

合闸控制和软启动电路的工作好坏,直接影响着逆变系统的技术指标、使用性能和工作可靠性。逆变系统或装置合闸控制和软启动的意义就在于通过优化设计合闸控制和软启动电路方案,改善逆变系统或装置的性能。具体说来,就是改善以下几个方面的性能指标:限制合闸时输入侧的冲击电流;限制启动时输入侧的冲击电流;限制启动时输出侧的电压超调;合理控制软启动时间和超调恢复时间;降低合闸和软启动过程中的电磁干扰(EMI)。

通过改善以上性能指标,提高了以下几方面的可靠性:有效地保护了输入侧的熔断器、断路器、整流器件、滤波电容等;有效地保护了逆变器主开关器件;有效地抑制了逆变主变压器的动态偏磁和饱和;保护了输出侧的整流器件和滤波电容;降低合闸和软启动过程中的 EMI,从而提高了控制电路的工作可靠性。

8.5.2 逆变系统合闸控制和软启动电路的设计

1. 逆变系统合闸控制电路的设计

逆变系统或装置可以采用单相输入全波整流,也可以采用三相输入全波整流。初级高压直流侧的滤波电路可以采用 LC 无源滤波,也可以采用高频有源滤波电路,采用 LC 无源滤波时需要在逆变电路部分的配合下进行功率因数校正(PFC),而高频有源滤波电路则直接完成功率因数校正(PFC)的任务。无论采用单相输入还是三相输入,无论是无源滤波还是有源滤波,都存在合闸控制问题。

逆变系统合闸控制电路一般有以下几种形式:

(1) 串联延时继电器

输入侧采用全波不可控整流电路，直流输入线上串接电阻与延时继电器并联器件，合闸以前，继电器是常开的，合闸后输入电压经过限流电阻为输入滤波电容充电，一段时间以后就认为输入滤波电容上已经充满电压，延时继电器自动闭合，限流电阻短接。这种电路简单、成本低，但是不可控，无法与逆变器的工作相联系，并且继电器触电的寿命很有限。

(2) 串联可控继电器

输入侧采用全波不可控整流电路，直流输入线上串接电阻与继电器并联，合闸以前，继电器是常开的，合闸后输入电压经过限流电阻为输入滤波电容充电，控制电路检测高压直流电压，当输入滤波电容上的电压高到一定值时送控制信号，使继电器闭合，限流电阻短接，如图 8.25(a)所示。这种电路也比较简单，成本不高，并且可控，可以控制逆变器的工作相联系。由于继电器闭合时，输入电压与滤波电容上的电压之间还是有一定之差，还存在拉弧现象，继电器触点的寿命还会受影响，所以有时也用可控硅代替继电器。

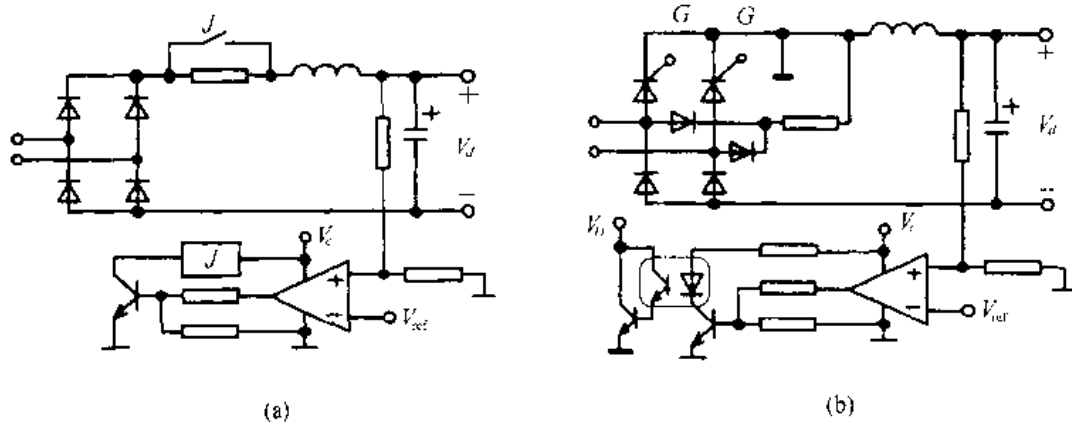


图 8.25 逆变合闸控制电路示意图

(3) 半控整流电路

输入侧采用半控整流电路，用二极管串联限流电阻旁路可控硅。合闸时，可控硅不通，输入电压经过旁路二极管串联限流电阻为输入滤波电容充电。当电容上的电压到达一定值时送控制信号，触发可控硅导通，限流电阻短接，如图 8.25(b)所示。这种电路采用无触点开关，可靠性高，并可以控制逆变器的工作，但是电路比较复杂，成本稍高。

(4) 串联可控继电器限流控制方案的改进

图 8.25(a)所示电路的不足之处在于控制方案的不太合理，我们可以对其做如下改进：如图 8.26 所示，当输入滤波电容上的电压高到一定值时，U104-A 输出变低，U104-B 输出变高，再延时一段时间(1~2s)，等输入电压与滤波电容上的电压之差消除之后，U104-C 输出变高，控制继电器闭合，然后再延时几十 ms(给继电器触点一个机械动作时间)，U104-D 输出变高，控制逆变电路工作。

以上改进后的电路有以下三大优点：

- 1) 能够使继电器触点零电流通断，大大地提高了继电器的工作寿命；
- 2) 能保证继电器闭合后逆变电路才工作，从而保证了限流电阻的工作可靠性；
- 3) 保证在整个合闸过程中限制输入电流，没有冲击。

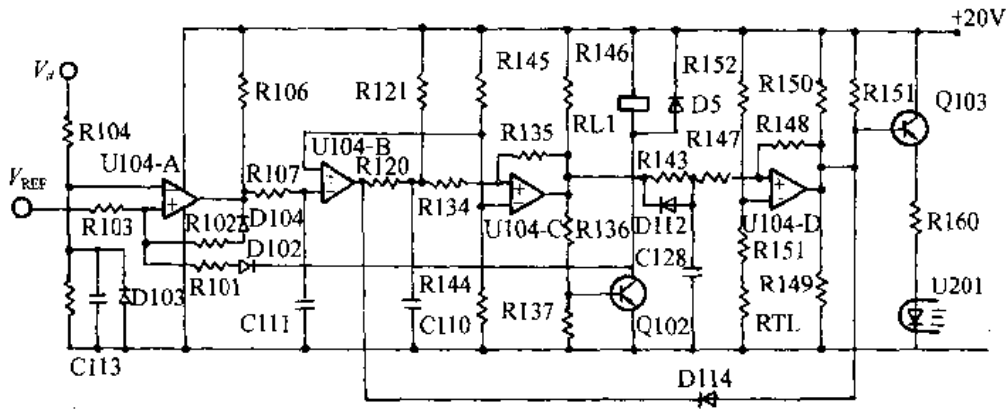


图 8.26 合闸控制电路的改进

2. 软启动控制电路的设计

实现软启动控制的在前面已经讲得很明白,实现的方式是比较简单的。我们已经知道,逆变式功率转换电路的工作方式有两大类:PFM方式和PWM方式。这两种控制方式的基本点都是由一个可变的电平信号 V_c 来控制开关管导通时间的比例。

由以上的分析我们可以设计一个电路,使其在接到启动命令后便开始产生一个从零慢慢上升的电平,最后达到所需要的值,这就是一种软启动控制电路,其典型的形式如图8.27所示。

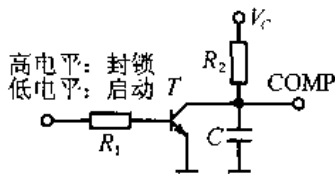


图 8.27 软启动控制典型电路

在各种各样的PWM和双零开关集成控制芯片中,一般都设计有软启动控制电路,其外围电路非常简单,一般在设置端(SS或者Soft Start,或者Soft Ref.)对地加一只电容即可。

8.6 现代逆变技术CAD和微机控制技术

8.6.1 现代逆变技术CAD

1. 逆变系统CAD的内容

计算机辅助设计(Computer Aided Design——CAD)技术越来越成熟,也越来越广泛地被用于机械、电子、航空航天、工艺美术、建筑、汽车、电力、工业企业过程控制等领域的过程中。随着电子电路和元器件性能的研究向深处发展,CAD技术在现代逆变技术中的应用也日趋广泛。

CAD技术在逆变系统和装置设计中的应用主要包括三个方面:

- 1) 逆变系统的性能分析和设计;
- 2) 逆变系统内部电子电路的分析和设计;
- 3) 机械结构和印刷电路板的设计。

CAD技术应用于逆变技术设计所起的作用大小,主要取决于两个方面:

- (1) 建模

逆变系统中所用的元器件和专用环节数学模型的建立,是逆变技术CAD的基础。模型既要保证一定的准确性,又不能太复杂,这是相互矛盾的。解决好这个矛盾是CAD技术的关键。因为,数学模型太复杂,系统的变量太多,系统阶数太高,计算机很难进行快速准确的分析。简化分析计算又会影响分析结果的准确性。如果数学模型建立得太简单,那肯定要忽略很多因素,更加有失准确度。

(2) 软件

CAD软件是CAD的另一个基础。软件中库元件模型、对输入模型的处理方式、数值分析和计算方法、优化设计等等各个方面都严重影响CAD的准确性;分析和计算程序所采用的数学和电路理论不仅影响分析运算速度,也影响结果。

2. 建模和仿真分析的方法

建模和分析需要基于一定的数学和电路基础理论。自70年代至今,电路仿真所用的分析方法主要有:状态变量法、节点分析法、改进的节点分析法、状态空间平均法,下面分别简要介绍。

(1) 以状态变量法为基础的仿真技术

用这一方法进行电路仿真,人们可以很容易地得到电路的瞬态性能,并评价电路的稳定性。状态变量法以电路中某些支路电压和电流作状态变量,建立电路的状态方程。一般取电容电压和电感电流为未知状态变量,然后用图论方法列方程,决定每一电路的固有树(Proper Tree)。电路各变量并不直接包含在状态变量中,而是用一组显式代数方程求出。

对于像开关变换器这样的离散电路,首先列出电路的分段线性状态方程,求状态转移规律,由此导出描述电路的非线性差分方程,称为离散时域法。美国Virginia电力电子中心开发的面向系统的开关变换器仿真软件COSMIR就属于这一类型。它将半导体开关器件理想化,变换器的每个运行模式由一组线性时不变状态方程描述,考虑开关条件后,用直接数字积分法或解析法求解,可快速得到稳态响应或大信号瞬态响应。也有以网孔法或节点法为基础而建立的离散时域仿真程序,这里不做详细介绍。

以状态变量法为基础的仿真技术的缺点有两点,一是不能与SPICE等通用电路仿真程序兼容;二是由于开关器件理想化,不能分析器件开通或关断瞬间开关器件的电应力变化情况。

(2) 以节点分析法为基础的仿真技术

这一技术可应用于电力系统等大系统的仿真,有EMTP, ATP, PECAN等程序。EMTP是电力系统瞬态分析工具,ATP是功率变换器和电力传动的仿真工具,PECAN是专用于仿真电力电子闭环系统的分析程序。以节点分析法为基础仿真电力电子电路,其主要缺点是:处理电源不充分,不能包含与电流有关的元件;不便于得到支路电流;难以实现有效的数字积分;分析线性电路的零、极点要用特殊技术;难以快速分析电力电子电路的稳态等。

(3) 以改进的节点分析法为基础的仿真技术

对节点分析法加以改进,引入适当的支路电流,并包括电压源以及各种与电流有关的元件,相应的支路关系成为附加电路方程,部分地改善了上述节点分析法的缺点。

SPICE 通用电路仿真程序就是以此法为基础形成的。这一技术中,求解方程时采用直接法,即将非线性代数-微分方程转换为一组非线性差分方程,应用牛顿-拉夫逊法迭代求解方程组,利用稀疏 LU 分解技术连续求解线性代数方程组。其主要缺点仍是:电力电子电路稳态分析费时较多;线性电路零、极点分析需要特殊技术;需要更多电路变量等。

(4) 以状态空间平均法为基础的仿真技术

状态空间平均方法是目前国际公认的分析 PWM 开关变换器的有效方法,其实质为:利用一周期内平均状态变量,将一个非线性、时变、开关电路转变为一个等效的非线性、时不变、连续电路,因而可对开关变换器作大信号瞬态分析,并可决定其小信号传递函数及零、极点配置,建立一个状态空间平均电路模型。美国加州理工学院研制开发的开关变换器仿真软件(Switching Converter Analysis Program——SCAP)就是以状态空间平均法为基础而编制的,可在个人计算机上进行直流和小信号分析。

在用 SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)通用电路程序具体仿真一个开关变换器时,也结合状态空间平均法概念,建立开关变换器功率电路及控制集成电路的仿真模型,分别编制 SPICE 仿真子程序,附加到 SPICE 程序中。可进行大信号、小信号瞬态分析,以及直流分析。

3. SPICE 和 PSPICE 仿真程序

综上所述,用作功率变换装置的稳态和瞬态仿真程序有三大类:离散时域仿真程序,SPICE 和以状态空间平均法为基础的专用仿真程序。

SPICE 是一种通用集成电路计算机分析程序^[53],可用以对电路进行非线性直流分析、非线性瞬态时域分析和交流小信号时域和频域分析等。在所分析的电路中包括下述电路元件:电阻、电容、电感、互感、独立电压源和电流源、传输线,以及 4 种受控源;也可包括下述半导体器件:二极管、双极性晶体管、结型场效应管以及 MOS 场效应管等。

SPICE 应用了一组电路模型方程,基本分析工具是牛顿-拉夫逊迭代法。

PSPICE 则是 SPICE 程序的派生软件,原来用于 SPICE 的模型,可直接移植到 PSPICE 上来。PSPICE 最早于 1984 年初在 SPICE-2G 基础上提出,并进入商业领域。现在已经有 PSPICE 7 和 PSPICE 8 等多种版本。SPICE 在小型机、工作站上运行,而 PSPICE 则可在微型机、个人计算机上运行的 SPICE 程序,它兼容 SPICE 的功能。因此应用 PSPICE 仿真比应用 SPICE 更为方便。PSPICE 求解方程的方法将梯形法 GEAR 与积分法相结合,以适应病态系统的特点,并截断误差控制时间步长,既可较快得到稳定解,又可保证解的精度。PSPICE 在 SPICE 基础上,某些功能还有所扩充和增强,使用更为方便。

当前,SPICE 通用电路仿真程序也成为一种工业标准。应用 SPICE 仿真电力电子电路或系统的主要优点是:可分析功率半导体器件、变换器电路、电力电子系统(包括反馈控制电路)等。运行时间长是其主要缺点。和 SPICE 程序一样,用 PSPICE 程序作电路的瞬态分析时,占用较多机时。这是因为它们必须保持内部时钟步长小于开关间隔,而电路的瞬态响应时间总是远远大于开关周期。PSPICE 微观模型可用以仿真功率开关器件、驱动器、吸收电路等。和 SPICE 一样,利用状态空间平均法建立开关变换器的功率开关仿真模型,PSPICE 可用以仿真开关电源。借助开关函数等工具,PSPICE 可用以分析三

相逆变器。

为了便于用户应用 PSPICE 程序进行仿真计算,美国 Microsim 公司 1992 年推出软件 Design Center-5.1,它是 PSPICE Windows 版本。软件中除 PSPICE-5.1 程序外,还包括若干辅助程序,如:绘制仿真模型电路图程序;显示电路波形及打印程序;信号源波形产生和编辑程序;帮助用户提取所需器件的模型参数程序等。与这些辅助程序配合,应用 PSPICE-5.1 时,用户无需自己写入文件。

SPICE 的仿真结果以数据文件形式表示,可以将它输入其他软件如 MATLAB 等,以便进一步对电路性能进行评估和寻优。MATLAB 是一个高性能的数学工具,可用以解决许多实际的工程和数学问题。MATLAB 程序包括:数值分析、矩阵计算、便于应用的优化和绘图程序等。SPICE 的数据文件输入到 MATLAB 后,输出一组性能最优的元件值。

香港理工大学 Y. S. Lee 等将 PSPICE 和 MATLAB 结合,开发了用于电力电子电路优化的 CAD 程序,称为 MATSPICE。它的用途包括:建立 SPICE 模型,存储在数据库内;仿真和性能评估;设计目标和约束定义的描述;多目标优化等。

4. 用 SPICE 和 PSPICE 通用电路模拟程序仿真逆变开关电路

由于逆变式功率变换器的非线性以及可能有的多种运行模式(连续模式 CCM 和不连续模式 DCM),使分析十分困难。

在设计或分析逆变开关电源时,计算机仿真可以起到很重要作用。数字仿真手段可用以检验设计的系统是否满足性能要求。应用数字仿真可以减少电路实验的工作,与电路实验相比,计算机仿真所用时间要少得多,并可以更全面地进行,以帮助改进设计质量。此外,仿真还可以提供某些信息。如元件参数对系统稳定性的影响是无法由电路实验得到的,但用数字仿真方法可以分析。因此,计算机仿真可以加速对功率变换器的分析及设计评估,对于大信号分析,一般很难用解析法求解,更需要借助于数字仿真。仿真是介于功率变换的理论设计和硬件电路板实验之间的一个重要步骤。有时应用仿真手段可比硬件实验更能透彻地了解理论设计中存在的问题及其解决办法。在理论设计完成以后,可先用一个简单的电路仿真模型来检验;实际电路存在的许多非理想特性,如噪声、寄生电容、漏电感和线路电感、开关时间、二极管恢复过程等。非理想元件可以在 SPICE 模型中考虑,例如,每次仿真时,只考虑其中一个或两个问题,以研究它们对开关电源性能的影响,从而避免许多由于非线性而产生的迷惑或复杂现象。

有些理论问题过于复杂或发展还不完善(如谐振变换器、漏电感对交叉调节的影响、电路的损耗等),要将这些理论应用于设计时,可先用 SPICE 仿真试探(Trial & Error)分析。SPICE 仿真还可用以分析一些潜在问题,如伏安不平衡造成的变压器饱和、不确定的 RC 钳位电压水平等。在实际电路中,这些问题可能会破坏功率晶体管或整流器,因此事先作仿真研究分析是必要的。

用仿真检验设计以后,SPICE 程序可给出小信号开环频率特性(Bode 曲线),以验证开关电源的瞬态响应和起动机特性。一旦通过了仿真实验,硬件电路实验是检验设计的最后一步,硬件实验应当只对设计作一些小修改,得到这样的结果才算是一个满意的设计过程。

开关电源大信号数学模型中出现两个动态变量相乘的项,如 dV 或 dX (d 为占空比

或导通比, V 为输入电压, X 为状态变量)。SPICE 软件包可以处理这类瞬态非线性二次项。因此不仅可以用 SPICE 程序对开关电源做直流分析, 而且可以分析开环或闭环系统的大信号瞬态过程, 如起动过程或负载电流大幅度变化等。近几年人们已用 SPICE 软件分析有前馈及电流模式控制的功率变换装置, 包括仿真谐振式变换器。

开关变换器主电路的主要部件是脉冲列占空比 d 控制的开关晶体管。应用 SPICE 仿真程序, 必须先建立功率半导体开关器件和控制电路的专用仿真模型, 它包括三个内容:

1) 功率半导体开关器件的模型用一个导通比 d 控制的理想变压器表示, 变压器的变比与 d 有关。因此, 仿真模型中除了理想变压器原、副边 4 个端子外, 还有实现导通比 d 控制的输入端子。控制电路也应当用一定的符号表示, 并标明输入、输出端子。

2) 等效子电路, 即用电流源、电压源、电阻、电容等元件组成上述两种模型的等效子电路。

3) 子电路仿真程序, 将子电路拓扑和元件参数按规定格式用描述语言输入到计算机中。

将上述专用的仿真模型与 SPICE 通用电路程序结合起来, 其子电路仿真程序作为 SPICE 的一个子程序, 便可以对各种功率变换器或开关稳压电源进行仿真分析。

用 SPICE 仿真程序, 其精确度取决于步长和积分阶次(Integration order)。

5. 离散时域法仿真

用 SPICE 仿真的优点是可利用通用电路分析程序的特点, 直接由电路仿真, 不必列出电路方程, 只要按规定格式输入, 便可对开关稳压电源或开关变换器用计算机仿真, 得到瞬态时域响应或频域特性。这一方法的主要缺点是计算效率低, 费机时。用 SPICE 仿真的理论, 根据是状态空间平均法, 当扰动信号频率比开关频率低很多时, 才能保证一定的准确度。

更精确的仿真方法是离散时域法。功率变换器或开关稳压电源从本质上看, 是一个离散的非线性系统。利用状态空间法列出非线性系统的分段线性方程, 用计算机求解, 可以较精确地进行分析研究。离散时域法可用以仿真多环控制系统, 实现不同的控制规律, 快速、准确、高效率地研究拓扑变化和(或)元件参数变化对系统瞬态特性的影响。可用以仿真稳态过程(如电压、电流的纹波等)、大信号响应(如起动过程等)及小信号响应(如计算开关电源的特征值、稳定性分析、校验控制电路的设计等)。

离散时域法的缺点是: 得不到解析形式的数学方程, 完全依靠计算机数值分析, 物理意义不清晰。

应用离散时域法仿真时, 首先应建立一个等效的非线性迭代时域模型。基本方法是: 列出系统的分段线性状态方程后, 求状态转移规律, 由此导出非线性差分方程。

用牛顿迭代法可以求出精确的平衡点。当求解非线性差分方程时, 需要确定开关的转换时刻, 即各个分段线性网络的边界条件。非线性差分方程的适宜解就是大信号瞬态响应。

小信号分析时, 先在平衡点附近对功率变换器或开关稳压电源线性化, 得到线性差分方程, 应用 Z 变换可在 Z 域分析的小信号特性, 如稳定性、瞬态响应等。

众所周知, 快速性和准确性是现有仿真算法的一大矛盾。常规的定步长积分仿真方

法很难用于功率变换器或开关稳压电源,原因有两点:一是运算量大,例如为了保证足够准确度,在一个开关周期内往往要求解几百到几千次微分方程,乘法运算次数很大;二是精度低,有限的积分步长造成开关时刻的计算误差(阶段误差),它的出现对开关电源的瞬态过程影响很大。若积分步长太小,不仅计算时间长,而且在状态推移过程中,数值计算会造成很大的积累误差。

8.6.2 现代逆变系统中的微机控制技术

微机在这里也称为单片机(因为主要是单片机),在逆变控制系统中的应用越来越广泛。微机控制技术的应用可以使逆变系统或装置的电路大为简化,还能提高系统的可靠性,改善系统的输出电器性能,并能降低系统的造价。

1. 微机控制技术在现代逆变系统中的作用

微机控制技术在现代逆变系统中的作用主要有以下几个方面:

(1) 监控

微机及其外围电路组成的系统在逆变控制系统中可进行数据采集,故障和异常状态的检测和诊断、保护、报警、显示、贮存和通讯。

(2) 输出波形控制

许多逆变系统要求其输出按照一定的规律进行变化,如变频器、UPS、逆变器、逆变弧焊机、充电器等等。我们可以把各种固定的或可变的输出波形控制模式写入 EPROM,微机便可以这些模式来控制逆变电路的工作方式,从而使逆变系统输出所要求的波形。

(3) 接受面板操作信息,贮存并控制时间比例调节和脉冲产生电路的工作。

2. 微机控制技术在变频器中的应用

变频器除了要求输出频率可调的三相正弦电流以外,还要求有些特殊的变化模式,具体说就是要求电动机在启动、加速、运行、减速、制动的过程中有一定的方式和速度,比如电梯、机车牵引、造纸、轧钢机等等。

微机控制技术在变频器系统中的功能有以下几点:

(1) 监控

监控的作用主要有:检测输入、输出电压电流和机内温度各模拟量,进行面板显示;检测和诊断各种电压异常和故障状态数字量,进行保护、报警、指示和信息贮存;接受面板操作键来的信息,并进行处理和记忆。

(2) 正弦波调制 PWM(SPWM)的波形发生

变频器中的逆变电路的控制需要 SPWM 脉冲列。由第 6.8 节可以知道,许多单片微机都可以根据给定信号和反馈,通过运算产生合适的 SPWM 脉冲列。

(3) 接受和贮存运行模式信息,并根据这些模式控制逆变电路的工作,从而使电动机按所要求的方式运行。

在要求快速调节和调节精度较高的变频调速系统中,有时需要采用双片微机,一个专门用于 SPWM 脉冲的控制(如矢量调速运算等)和保护,另一个则可以处理其他信息完成监控功能。单片微机控制的变频调速系统结构框图如图 8.28 所示。

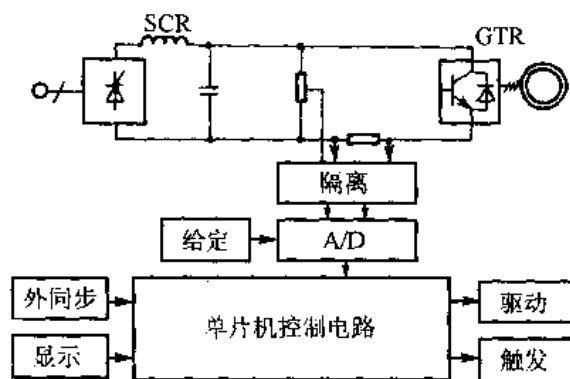


图 8.28 微机控制的变频调速系统

载频繁地变化,对单片机系统的干扰是很严重的,所以要精心设计抗干扰措施。除了进行隔离(一般是光电隔离)之外,还要采取第 8.4 节所讲的技术进行设计。

微机控制技术在逆变弧焊电源中的作用,除了是完成监控功能和调节信息传递,主要的是根据弧焊电源的外特性要求控制其输出波形或特性参数的变化方式。

(1) 微机控制 MIG/MAG 焊电源

微机控制 MIG/MAG 焊 IGBT 逆变电源的典型系统结构框图如图 8.29 所示。这种电源的微机控制方式一般可以采用具有自适应性和鲁棒性的模糊控制系统。

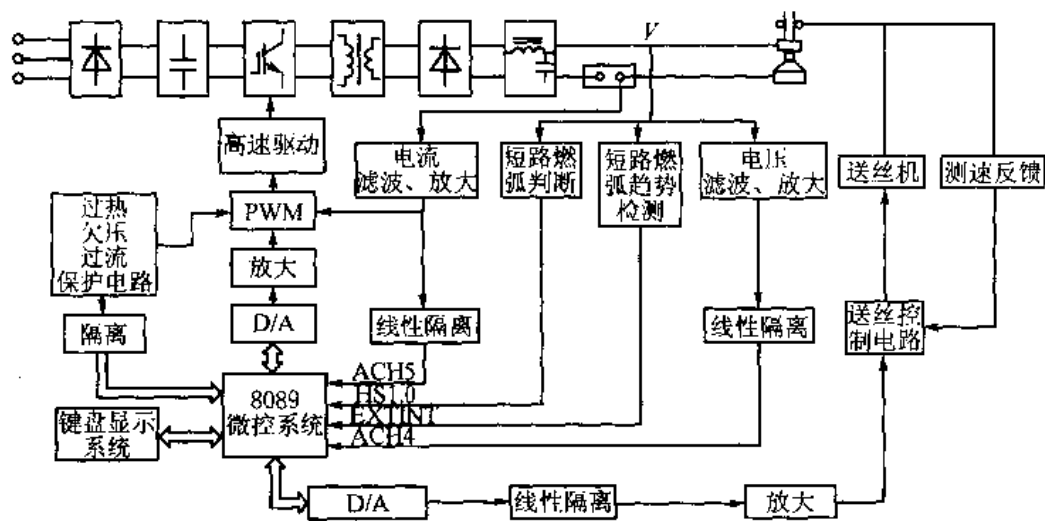


图 8.29 微机控制 MIG/MAG 焊 IGBT 逆变电源

MIG 和 MAG 焊都是熔化极气体保护电弧焊,都存在熔滴过渡过程。在熔滴过程中,需要控制输出电流的变化,具体说就是要控制电流的变化率 di/dt 和短路电流峰值 I_M 以及电流变化周期(熔滴过渡周期)等。而在输出电压电流变化关系(外特性)方面也要进行反馈控制。一般地, MAG 焊的外特性(输出伏-安特性)是恒压特性,也叫平特性,而 MIG 焊的外特性则是缓降特性或者下降特性。

(2) 微机控制电阻焊电源

微机控制的电阻焊逆变电源也有许多优点,电路简单、控制精度高、可靠性高、设备成本低,而且还便于实现群控。

3. 微机控制的逆变弧焊电源

弧焊电源实际上是一类特殊的加热电源,也是一类电源变换装置,其负载是电弧,有些电弧是因为有熔滴过渡过程而不断变化的。不同的焊接工艺电弧变化的方式不同,所要求的弧焊电源的输出电压电流变化方式(即外特性)也是不同的。

随着电力电子技术的发展,逆变开关频率越来越高,而且弧焊电源的负载经常从空载到负载,甚至从空载到短路再到负载

电阻焊电源的外特性是恒流特性，也叫垂直陡降特性。所以，在电阻焊逆变电源中，微机要控制外特性。微机控制电阻焊电源的系统组成框图如图 8.30 所示。

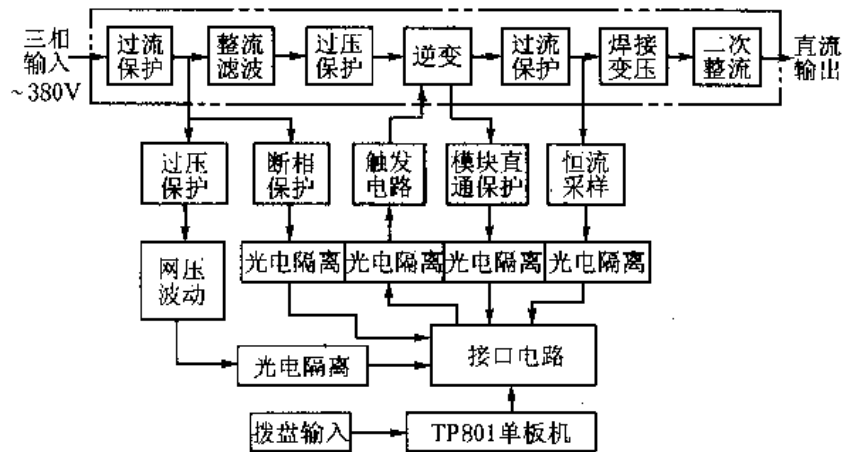


图 8.30 微机控制电阻焊电源的组成框图

4. 微机控制技术在通信基础开关电源中的应用

通信用基础开关电源系统一般由交流配电、开关电源整流器、直流配电和蓄电池几部分组成，而实现监控系统的主要部分就是监控模块。对于小容量单屏独立架结构的通信电源系统，交、直流配电，监控模块和整流模块都放在一个柜子里面，如图 8.31 所示。对于大容量的通信电源系统，交、直流配电都有独立的柜子，监控模块往往和整流模块一起放在整流框中，有的通信电源整流模块中设有监控单元，由单片机完成，负责采集和处理本模块的模拟和数字量，并与监控模块通信。另外，有的通信电源系统的整流模块没有单片机监控单元，所有工作都直接由监控模块来完成，监控模块也是由单片机来组成的。单片机监控系统完成的功能如下：

1) 采集电源系统内部的模拟量，包括系统和各模块的输入输出电流电压等；

2) 检测各部分(配电、整流模块)工作正常、异常和故障状态；

3) 显示所有信息；

4) 接受操作面板来的各种信息和指令，并控制各部分工作；

5) 按一定的模式控制系统输出变化，完成对蓄电池的充放电管理；

6) 与后台监控 PC 机通信，使电源系统实现“四遥”功能，达到无人值守。

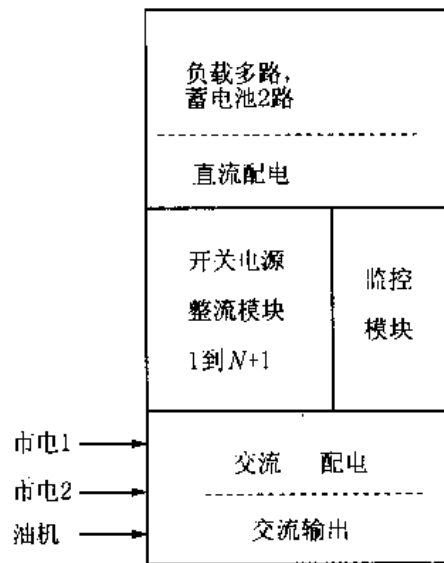


图 8.31 单屏通信电源系统

第九章 典型的逆变系统设计实例

电力系统的继电保护和变电站综合自动化等设备都需要成套的交、直流不间断供电系统。其中，交流不间断电源就是我们在第 3.7 节讲到的 UPS；直流不间断供电系统就包括直流操作电源、蓄电池和逆变电源几个部分，如图 9.1 所示。

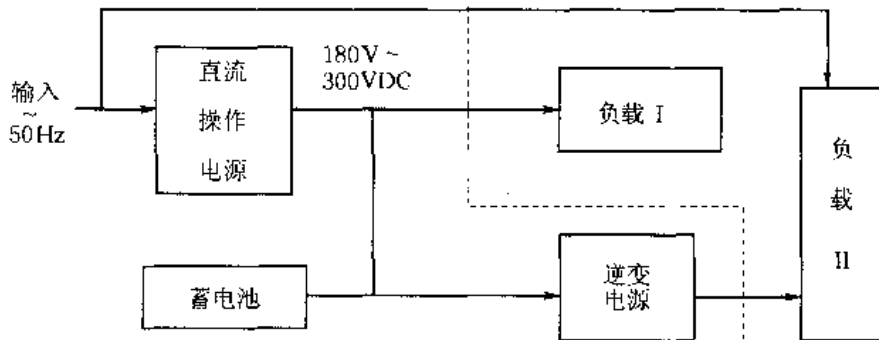


图 9.1 电力直流不间断电源系统

图中，直流操作电源的作用就是在电网有电时，将输入交流电变换成可调节的、能稳压、能稳流的直流电压。目前正常运行的直流操作电源有可控硅整流式和高频开关式两大类。由于高频开关稳压电源具有很多优点，所以正在逐步取代可控硅整流式电源。

逆变电源是在交流停电时，将蓄电池中的直流电逆变成工频交流电，供给需要继续工作的交流负载（I）。逆变电源的输出是单相交流电，电压近似正弦波，它的输出电压需要稳定在 220VAC，50Hz 附近。

本章介绍的设计实例涉及内容比较广泛，具体来说主要包括：单相全桥功率变换电路、复合隔离双正激变换电路、三相无源 PFC 设计、全桥式整流电路；电压型和电流型 PWM 控制、硬开关和移相软开关 PWM、正弦波 PWM 控制；集成控制芯片 UC3875，UC2525，UC3842 的应用；开关管 VMOSFET 和 IGBT（包括 IPM）的应用；工频变压器和变频变压器的设计；输出滤波电路的选择、散热技术设计、EMC 设计、单端反激式开关电源的设计等等。

9.1 电力直流操作电源的系统结构和主电路设计

9.1.1 直流操作电源的设计要求和系统结构

1. 电力直流操作电源系统的设计要求

(1) 电网电压适应能力

我们国家地域辽阔，各地的电力质量相差很大。为了适应全国绝大部分市场的需要，要求操作电源系统对电网的适应能力要强。但是考虑成本和电源正常工作的效率、可靠性等指标，适应的输入电压范围也不能太宽。所以我们选择输入交流电压范围为：三相

380V±20%，50Hz±10%，或者为：单相 220V±20%，50Hz±10%。

(2) 输出电压变化范围

绝大部分的应用场合要求直流操作电源系统输出直流电压变化范围是 185~285V，有很少一些场合要求其范围宽至 180~315V。为了提高电源正常工作的效率并降低成本，我们可以不满足特殊用户的要求。

(3) 输出电流容量

不同级别的变电站设备所用的电流容量也不同，一般地在 10~50A 的范围内。为了提高供电系统的可靠性，一般都采用开关电源模块并联运行，并采用 $N+1$ 系统，留下一台的备份余量。所以，我们这里可以设计输出电流为 10A 的开关电源模块。

(4) 其他电气性能指标

稳压精度：±1%（平时工作是稳压的）

稳流精度：±1%（为蓄电池恒流充电时用）

输出电压纹波峰-峰值：不超过 500mV

负载效应：±0.6%

源效应：±0.5%

并联运行均流精度：≤±5%

启动冲击输入电流：≤额定输入时的 150%，输出电压：≤输出整定值的±10%

负载效应恢复时间：≤200ms，超调量：≤整定值的±5%

效率要求：≥90%

功率因数：≥0.92

(5) 保护与报警性能

电源在出现交流输入电压过高、过低和机内过热时，应能自动关机保护；电压和温度恢复正常时，电源应能自动恢复工作。

电源在输出过压、欠压、过流时，应自动关机保护。

各种保护应能做出相应的声光报警。

(6) 微机监控

要求有微机监控功能，完成数据采集、显示、报警、控制开关机、统一调节。配有后台监控系统时，能实现“四遥”功能：

遥信：远程监测各种工作和故障状态；

遥测：远程测量输入、输出电流、电压，蓄电池充、放电电流等模拟量；

遥控：远程控制整流模块的开/关机和均/浮充电状态；

遥调：远程调节整流模块的输出电压。

2. 直流操作电源系统结构

直流操作电源系统的基本结构应包括交流配电、直流配电、整流模块和监控模块等部分，如图 9.2 所示。

图中，整流模块的数量可以是 $2\sim n+1$ 个，也就是系统电流容量需求分别为 $1\sim n$ 台时组成的 $n+1$ 备份系统。

交流配电除了为整流模块供电以外，还有几路不同电流容量等级的输出，供用户的

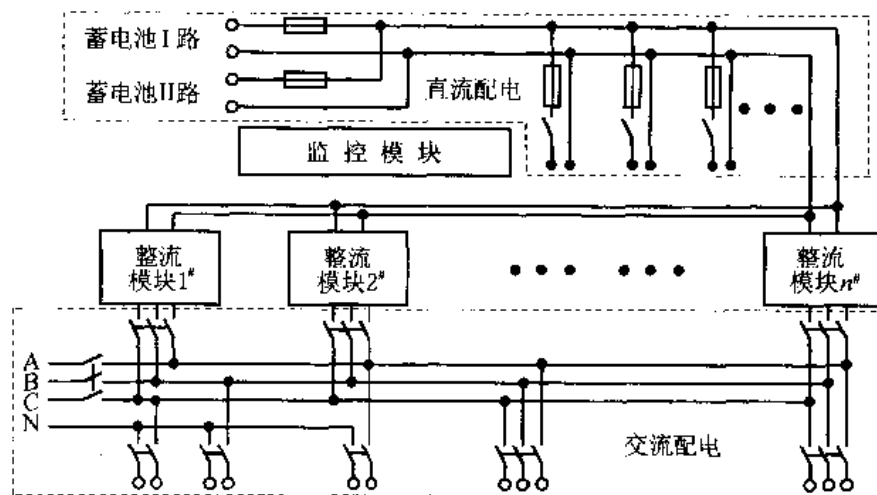


图 9.2 直流操作电源系统的基本结构

外部设备供电。

直流配电除了两路蓄电池分路以外，还有几路不同电流容量等级的输出供负载用。直流配电一般要经过熔断器和开关，有时也只选其中的一类。

在这个系统中，整流模块的设计是最主要的，也是逆变技术应用的核心部分。

3. 直流操作开关电源技术方案选择

根据前面的要求，单台开关电源模块的输出功率为

$$P_{o\max} = V_{o\max} \cdot I_o = 285\text{V} \times 10\text{A} = 2850\text{W}$$

单台模块的输出功率虽然不太大，但是我们为了采用移相式 ZVT 软开关变换技术，还是采用全桥逆变电路，采用 VMOSFET 作为开关管。由于输出侧的电流小、电压高，为了能选到合适的快恢复整流二极管，我们采用全桥整流电路，输出侧采用 LC 滤波电路。输入侧是三相交流，我们采用三相不控全桥整流电路。为了提高可靠性和整机效率，采用无源 PFC 技术，即用 LC 滤波。

控制回路采用以移相式 PWM 控制芯片 UC3875 为核心的方案，并用电流型控制模式。采用以上技术的直流操作开关电源模块的系统结构如图 9.3 所示。

9.1.2 整流模块初级主电路的设计

1. 基本电量计算和设定

(1) 直流母线电压范围计算

交流输入电压范围为 $380\text{V} \pm 20\%$ ，三相全桥整流为每周期(20ms)六个波头。无源 PFC 校正 LC 滤波， L_1 较大， C_2 很小，对电压的平滑作用随负载的不同而不同。负载重时， C_2 上的电压几乎与整流后面一样，轻载时又几乎为峰值电压。所以，直流母线上的电压变化范围是：

$$V_{d\max} = 380 \times \sqrt{2} \times 1.2 \approx 645\text{V}$$

$$V_{d\min} = 380 \times \sqrt{2} \times 0.8 \times \sin 60^\circ \approx 372\text{V}$$

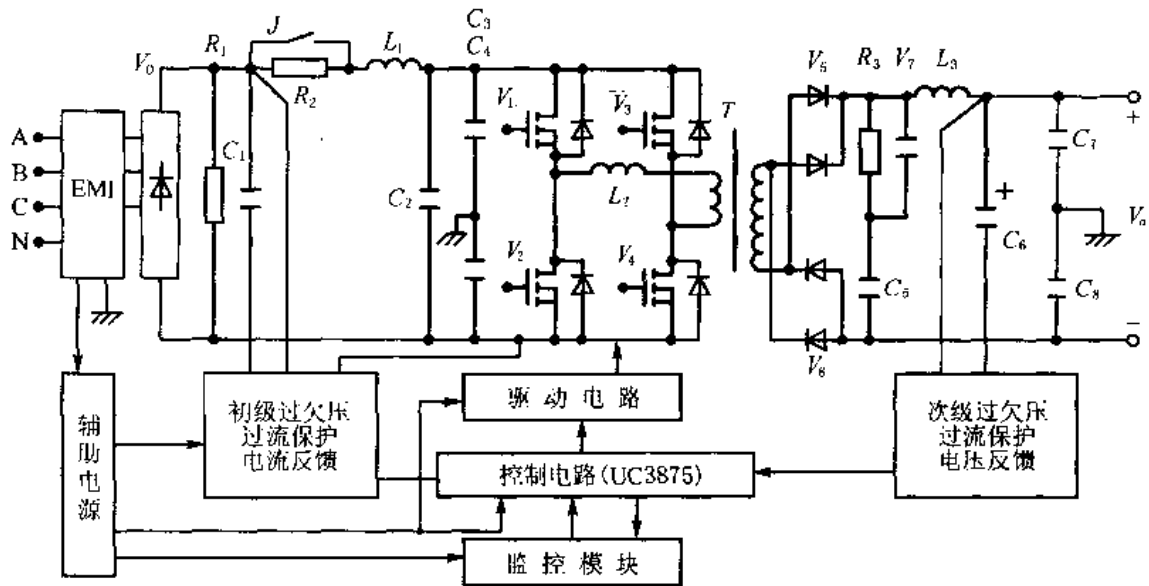


图 9.3 直流操作开关电源模块的系统结构

EMI-三相四线线路滤波器； V_0 -三相整流全桥模块； R_1 、 C_1 -保护 V_1 的压敏电阻和电容； L_1 、 C_2 -输入滤波及无源 PFC 器件； R_2 -合闸冲击限流电阻； J -限流电阻旁路继电器； C_3 、 C_4 、 C_7 、 C_8 -抑制共模干扰的电容； $V_1 \sim V_4$ -组成全桥逆变电路的 V MOSFET 开关管； V_5 、 V_6 -输出整流超快软恢复二极管模块； R_3 、 V_7 、 C_5 -副边尖峰电压吸收； L_3 、 C_6 -输出侧的 LC 滤波； T -逆变变压器

(2) 副边最低电压 V_{2min} 和占空比

假设整流二极管上的压降为 3V (两只二极管)、线路压降和副边绕组内阻压降为 2V，最大占空比为 0.94，则变压器副边需要输出的最低电压为

$$V_{2min} = (285 + 3 + 2) / 0.94 \approx 309V$$

$$V_d = 645V \text{ 时, 最大占空比 } \delta_m = 0.55, \quad \delta_{min} = \frac{372 \times 180}{645 \times 285} \times 0.94 \approx 0.343$$

(3) 变压器变比 n

变压器的变比设计需要保证在最低输入电压时能输出所要求的 V_{2min} ，即

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{372}{309} \approx 1.204 \approx 1.2$$

(4) 效率预估和功率计算

首先假设变压器的效率为 98.5%，次级回路的效率为 96.5%，变压器初级的效率为 95%，则整机效率为

$$\eta = 95\% \times 98.5\% \times 96.5\% \approx 90.3\%$$

额定输出功率： $P_{oe} = 2850W$

变压器输出功率： $P_{2max} = 2953.5W$

变压器输入功率： $P_{1max} = P_{2max} / 98.5 \approx 3000W$

电源输入功率： $P_{ie} = 2850 / 90\% \approx 3167W$

(5) 输入侧电流计算

直流母线上的电流 $I_{dmax} = P_i / V_{dmin} \approx 8.5\text{A}$, $V_i = 380\text{V}$ (1%~20%) 时, 直流母线 (C_2 上) 平均电压大约为

$$V'_{dmax} \approx 380 \times 0.8 \times 1.3 \approx 395\text{V}$$

这时平均电流 $I'_{dmax} \approx 8\text{A}$ 。

(6) 开关频率

逆变电路的工作频率也就是开关管的开关频率 f , 设定为 60kHz 。所以, 逆变工作周期为: $T = 1/f \approx 16.7\mu\text{s}$, UC3875 振荡频率 $f_c = 120\text{kHz}$, 副边输出滤波电路的工作频率为

$$f_2 = 120\text{kHz}, \quad T_2 \approx 8.3\mu\text{s}$$

2. 逆变变压器的设计

(1) 铁芯选取

根据电源的容量和逆变器的工作频率, 我们选定 PHILIPS 公司生产的 3C90 型材料铁芯。由其损耗参数, 我们选定 $B_m = 1000\text{Gs} = 0.1\text{T}$, $j = 2.5 \times 10^6 \text{A/m}^2$, $K_c = 0.18$ 。由公式(4.15)可估算出铁芯尺寸:

$$A_e A_c = \frac{P_2(1+\eta_T)}{\eta_T \cdot \delta \cdot K \cdot j \cdot f \cdot K_c \cdot K_c \cdot B_m} \approx 6.11 \times 10^{-7} (\text{m}^4) = 61.1 \text{cm}^4$$

选 E71/33/32 型铁芯两对并联, $A_e = 6.9 \times 2 = 13.8 (\text{cm}^2)$, $A_c = 5.3 \text{cm}^2$, $A_e A_c = 13.8 \times 5.3 \approx 73 \text{cm}^4$ 。

(2) 匝数计算

由式(4.26)可计算原边匝数, 也可以变换成导通时间的关系:

$$N_1 = V_{1max} \cdot \frac{T_{ON}}{K S_c B_m}$$

$$N_1 = V_{1max} \cdot \frac{\delta T}{K S_c B_m} = \frac{645 \times 0.55 \times 16.7\mu}{4 \times 1.38 \times 10^{-3} \times 0.1} \approx 10.73 \text{ 匝}$$

取 $N_1 = 12$ 匝, 副边匝数为

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = 10 \text{ 匝}$$

(3) 导线选定

副边电流有效值 $I_2 = I_{2m} \sqrt{\delta_{max}} = 10 \times \sqrt{0.94} \approx 9.7\text{A}$

原边电流有效值 $I_1 = I_{1m} \sqrt{\delta_{max}} = I_{2m} \frac{\sqrt{\delta_{max}}}{n} = \frac{9.7}{1.28} \approx 8.1\text{A}$

由式(4.29)得:

原边导线面积 $S_1 = \frac{I_1}{j} = \frac{8.1}{2.5} \approx 3.3 \text{mm}^2$

由式(4.30)得:

副边导线面积 $S_2 = \frac{I_2}{j} = \frac{9.7}{2.5} \approx 3.9 \text{mm}^2$

为方便起见, 选 $S_1 = S_2 = 4 \text{mm}^2$ 。

E71/33/32 型铁芯窗口高为 44mm , 所以我们正好可以选用 $40\text{mm} \times 0.1\text{mm}$ 的紫铜

带作为导体。

60kHz 时穿透深度 $\Delta = 7.6 / \sqrt{60k} \approx 0.03\text{cm} = 0.3\text{mm} > 0.1\text{mm}$, 所以交流电阻会等于直流电阻, 铜耗不大。

(4) 核算窗口占用系数 K'_c

$$K'_c = \frac{N_1 S_1 + N_2 S_2}{A_c} = \frac{12 \times 4 + 10 \times 4}{5.3 \times 100} = 0.166 < 0.18 \quad (\text{能绕下})$$

(5) 损耗计算

由文献[15]给出的参数, 一只 E71/33/32 在 $B_m = 1100\text{Gs}$, $f = 60\text{kHz}$ 时, 铁耗为 11W, 所以变压器的铁耗 $P_{Fe} = 11 \times 4 = 44\text{W}$, 而铜耗很小, 不足 5W(计算省略)。

3. 开关管、整流桥和 EMI 滤波器选择

(1) 开关管选择

前面已经选定利用 VMOSFET 作为开关管, 现在计算其电流电压定额。

初级回路电流峰值 $I_{1M} = 8.1\text{A}$, 所以可选取开关管定额为 12~15A。

直流母线最高电压 $V_{dmax} = 645\text{V}$, 加上 100V 电压毛刺, 选取其电压定额为 1000V。

因此, 我们选取 IXYS 公司的 IXTK21N100 型 VMOSFET 作为开关管, 其基本型号参数如下:

$V_{DSS} = 1000\text{V}$, $I_{D25} = 21\text{A}$, $P_D = 500\text{W}$, $R_{DS} = 0.55\Omega$ (最大值), 封装形式 TO-264AA, $t_{tr} = 50\text{ns}$, $t_{rf} = 40\text{ns}$, $R_{thjc} = 0.25^\circ\text{C/W}$, $R_{thcf} = 0.15^\circ\text{C/W}$, $T_j = 150^\circ\text{C}$, 通态损耗: $P_{ON} = \delta \cdot I_m^2 \cdot R_{DS} = 0.94 \times 8.1^2 \times 0.55 \approx 17(\text{W})$ (每只管子导通的最大占空比为 0.91)。

实现 ZVT 时, 开关损耗很小, 因为是零电压开通, 且关断时刻损耗也很小, 即

$$P_{off} = \frac{1}{2} \cdot I_{1M} \cdot V_{DS} \cdot t_{tr} \cdot f = \frac{1}{2} \times 8.1 \times 645 \times 50\text{n} \times 60\text{k} \approx 7.9\text{W}, P_{on} \approx 0$$

(2) 三相整流桥

可选 IR 公司 26MT140 型三相整流桥, 其电压定额 V_{RRM} 为 1400V, 电流定额 $I_o = 25\text{A}$ 。

(3) EMI 滤波器

选三相四线式(加外壳为五线), 额定电流为 7.5~10A 都可以, 额定线电压为 415V(允许上浮)。

(4) $L_1 C_2$ 滤波参数设计

电网额定相电压有效值为 $V_s = 220\text{V}$;

正弦电流的额定周期 $T_s = 20\text{ms}$;

额定功率 $P_c = 3167\text{W}$ 时, 交流输入电流有效值 $I_s = \frac{P_i}{3V_s} = \frac{3167}{220 \times 3} \approx 4.8\text{A}$ 。

由式(7.12), 可求 $L_1 \geq 0.03V_s T_s / I_s = 0.03 \times 220 \times 20\text{m} / 4.8 = 27.5(\text{mH})$ 。

由图 7.13(b)可查出功率因数 $PF > 0.93$ 。

电容 C_2 为开关管提供电流上升, 开关电流 $I_M = 8.1\text{A}$ 最多一半由 C_2 提供, 在半周期内的 T_{ON} 里, 如果要求 C_2 上电压跌落最多为 5V, 由电容基本公式 $i = C \frac{du}{dt}$, 可得 $C_2 = 0.5I_{1M} \times 0.5T / \Delta u = 0.25 \times 8.1 \times 16.7\mu / 5 \approx 6.8(\mu\text{F})$, 我们选耐压 1000V(DC) 或

400V(AC)的 $6.8 \sim 10\mu\text{F}$ 的 CBB61 型聚丙烯薄膜电容。

9.1.3 输出整流滤波电路和散热设计

1. 输出整流二极管选取

输出电流 $I_0 = 10\text{A}$, 整流二极管的电流定额应为 $15 \sim 25\text{A}$, 变压器次级绕组最高电压 $V_{2\text{max}} = V_{1\text{max}}/N = 645/1.2 \approx 540\text{V}$, 再加上反向恢复造成的电压尖峰, 输出整流二极管的耐压应不低于 1000V , 最好 1200V 。

二极管的开关频率为 60kHz , 所以要选超快软恢复的二极管。

V_5, V_6 选 IXYS 公司的 HiperFRED 系列、DSEP2 \times 31-12A 型二极管模块, 其封装形式为 SOT-227B(或 IOSTOP), 两支独立的二极管, $I_{\text{FAV}} = 2 \times 30\text{A}$, $V_{\text{RRM}} = 1200\text{V}$, $T_j = 150^\circ\text{C}$, $V_F = 1.78\text{V}$, 每只二极管 $R_{\text{thjc}} = 1.15^\circ\text{C}/\text{W}$, $t_{\text{rr}} = 40\text{ns}$ (1A 时, 10A 时为 100ns)。

2. 输出滤波参数 L_3, C_6 的计算

当 $V_2 = V_{2m} = 540\text{V}$ 时, $T_{\text{ON}} = \delta'_m \cdot T/2 = 0.55 \times 16.7/2 \approx 4.6\mu$ 。这时, 如果要求 T_{ON} 内电感电流变化为 1A (5% 额定负载时电感电流连续), 即 $\Delta i_L = 1\text{A}$, 则

由式(7.28)得: $L = (540 - 285)\mu/1 \approx 1.17(\text{mH})$

由式(7.28)得: $L = 285 \times (8.3 - 4.6)\mu/1 \approx 1.055(\text{mH})$

所以取 $L_3 = 1.2\text{mH}$ 。

如果开关频率下的输出电压纹波不大于 20mV , 才能保证输出电压纹波的峰值不大于 200mV , 即 $\Delta u_c = 20\text{mV}$, 所以由式(7.30)可求出 C_6 的值:

$$C_6 = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8 \cdot \Delta u_c} = \frac{1\text{A} \times 16.7\mu\text{s}}{8 \times 20\text{mV}} \approx 104\mu\text{F}$$

可取 400V , $220\mu\text{F}$ 的电解电容, 也可取 $4 \sim 6$ 只 400V , $33\mu\text{F}$ 的电解电容并联, 以降低 ESR 的值。

3. 发热计算和散热器选择

(1) 发热计算

由式(8.14)可以求出每只整流二极管上的功耗:

$$\begin{aligned} P_{D1} &= \delta \cdot I_m \cdot V_F + \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_{DM} \cdot t_{\text{rr}} \cdot f \\ &= \frac{9.4}{2} \times 10 \times 1.78 + \frac{1}{2} \times 10 \times 285 \times 100 \times 10^{-9} \times 60 \times 10^3 \approx 17\text{W} \end{aligned}$$

四支二极管总功耗: $P_D = 4P_{D1} = 68\text{W}$

四支 VMOSFET 开关管总功耗: $P_{Tr} = 4(P_{\text{ON}} + P_{\text{off}}) = 4 \times (17 + 7.9) = 99.6\text{W}$

二极管的温升: $\Delta T_D = P_{D1} \cdot R_{\text{thjc}} = 17 \times 1.15 \approx 20^\circ\text{C}$

VMOSFET 的温升: $\Delta T = P_{Tr} \cdot R_{\text{thjc}} = 24.9 \times 0.25 \approx 6.25^\circ\text{C}$

二极管接触面温差: $\Delta T_{\text{DCJ}} = P_{D1} \cdot R_{\text{thcf}} = 17 \times 0.1 \approx 1.7^\circ\text{C}$

二极管允许散热器的温度: $150^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C} - 1.7^\circ\text{C} \approx 128^\circ\text{C}$

VMOSFET 与散热器之间要用热绝缘材料, 接触热阻由表 8.2 可查得(TO-264 与

TO-3P(L)相似) $R_{thcf} = 0.6\text{ }^{\circ}\text{C/W}$, 所以接触面温差 $\Delta T_{Tref} = 0.6 \times 24.9 \approx 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。因此, VMOSFET 与散热器的最高温度为 $150\text{ }^{\circ}\text{C} - 15\text{ }^{\circ}\text{C} - 6.25\text{ }^{\circ}\text{C} \approx 128\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

(2) 散热器选择

我们选取散热器时,一般都留有较大的余量,并且一般不使半导体工作期间在额定结温,比如使 $T_{jmax} = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$, 所以我们选择散热器时,使其最高温度为 $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

由于最高环境温度不超过 $45\text{ }^{\circ}\text{C}$, 所以散热器的温升为 $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

散热器的耗散功率为 $P_f = P_D + P_{Tr} = 68 + 99.6 \approx 168\text{ (W)}$, 由式(8.17)可以求出散热器的热阻为

$$R_{chfa} = \frac{\Delta T_{fa}}{P_f} = \frac{45}{168} \approx 0.27\text{ (}^{\circ}\text{C/W)}$$

如果采取自然冷却方式,可选择 DXC-433 型散热器长度为 250 mm , 表面发黑氧化处理, 竖向放置, 其热阻当在 $0.25\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ 左右。

9.2 直流操作开关电源整流模块控制电路设计

9.2.1 PWM 控制电路的设计

1. 控制电路方案选择

由第 6.3 节我们知道, 峰值电流型 PWM 控制系统具有很多优点。在直流操作电源整流模块设计中, 为了得到很好的控制、限流、均流和无源 PFC 的效果, 采用峰值电流 PWM 控制模式。

电源模块的主电路采用 ZVT 全桥逆变电路, 当然也就要求 PWM 控制芯片能输出移相式等效的 PWM 脉冲列, 因此我们选用 UC3875 型移项式 PWM 控制器。控制电路的基本组成见图 9.4 所示。

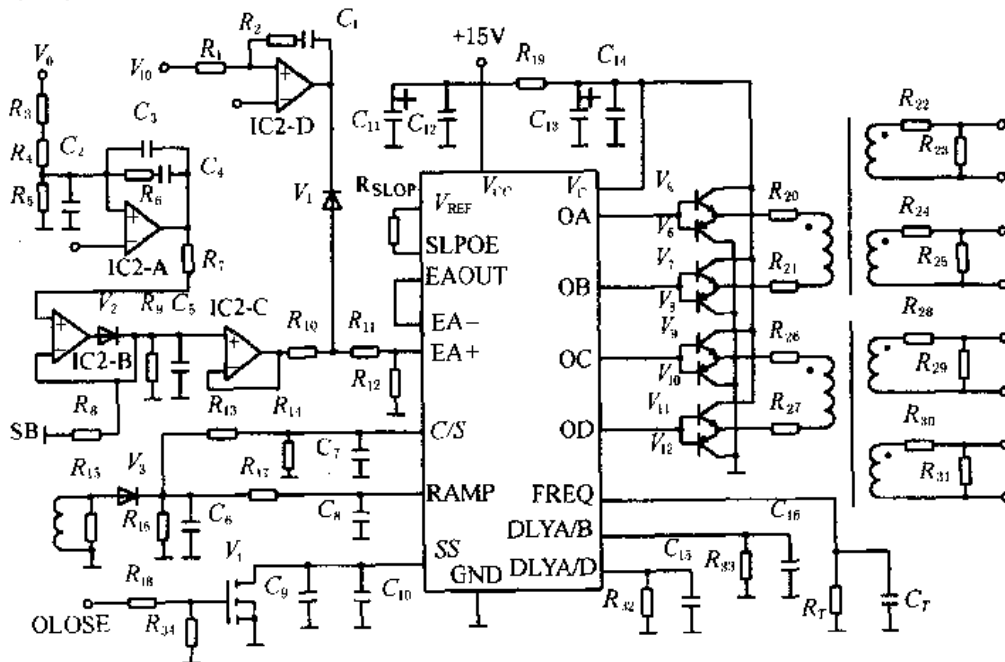


图 9.4 直流操作电源整流模块基本控制电路

2. 设计思想及功能说明

(1) UC3875 外围电路

UC3875 设计成峰值电流控制方式, 将检测到的斜波电流信号(已转换成电压)送到 RAMP 端, 经过分压送到 C/S 端作为过流保护用。FREQ 端设置振荡频率为 120kHz, 由文献[13]可查得 $C_T=100\text{pF}$, $R_T=10.2\text{k}\Omega$ 。DLYC/D 和 DLYA/B 端的阻容参数为 $15\text{k}\Omega$ 和 $0.01\mu\text{F}$, 延时为 $0.3\mu\text{s}$ 。SS 端的软启动电容为两只 $2\mu\text{F}$ 的独石电容并联。MOS 管 V_i 是控制关机和保护用的, 关机和保护信号高电平有效, 送到 CLOSE 端, V_i 导通, $V_{SS}\approx 0$ 。IC1 内部的误差放大器接成跟随器的形式, 信号合成与调节置于芯片之外, 便于设计和控制。

(2) 驱动电路

由于 UC3875 输出端驱动能力不够强, 每一路加一级推挽式放大管, 放大后驱动脉冲变压器, 副边输出脉冲驱动主开关管 VMOSFET。

(3) 峰值电流检测

RAMP 端最高有效信号为 $V_{\text{max}}\approx 5\text{V}-1.3\text{V}-0.4\text{V}\approx 3.3\text{V}$ 。 $I_o=10\text{A}$ 时, 斜波峰值 $I_{LM}=10.5\text{A}$, 令 $V_s=3\text{V}$ 。变压器的匝比 $N=1.2$, 电流互感器的匝数 M 取为 100 匝, 则互感器输出电流 $I_{MM}=87.5\text{mA}$, 由以上分析可以求出取样电阻 $R_s=3\text{V}/87.5\text{mA}\approx 34.3\Omega$ 。

(4) 输出电压控制调节器

由监控送来的输出电压控制信号 REFU 与输出电压 V_o 反馈信号在由 IC₂-A 组成的调节器合成。这部分的设计将在后面详细讨论。

(5) 均流控制

电压调节器输出经过最大值比较器以后送到均流控制母线 SB 上, SB 上的信号由输出最高的一台模块决定, 为主模块, 其他为从模块。从模块的电压外环是不起作用的, 由主模块的电压环决定电流内环的给定。电流内环给定是同一个型号, 各模块的输出电流也就相等了。

(6) 限流控制

由监控部分统一送下来的限流信号 REFI, 输出电流用 LEM 传感器检测($I_o=10\text{A}$ 时, $V_{in}=4\text{V}$, 基本线性), 经由 IC₂-D 组成的 PI 调节器输出送到 EA-, 从而达到限制输出电流的目的。

(7) 各种保护

各种保护信号都是高电平有效, 送到 CLOSE 端, V_i 将 C_9 、 C_{10} 上的电压放完, 而使输出脉冲有效占空比为零。CLOSE 为零时, SS 端重新启动。

输入电压过压、欠压或缺相时, 应能自动关机保护, 等电压恢复正常时, 电源应能自动恢复工作。

当输出过高或输出过流时, 应能自动关机保护, 需人工排除故障后, 手动开机。

当输出欠压时, 一般发出报警信号, 不关机保护。

当机内温度过高时, 温度传感器输出信号控制关机保护, 这是电源处于热备用状态, 冷却系统正常工作。等机内温度降到一定值后, 电源自动恢复工作。

以上各种保护的实现电路很简单, 将由传感器检测到的信号送比较电路即可, 这里不再详细给出。

当原边过流时, 属于故障, 通过 C/S 端直接对脉冲保护。

9.2.2 控制系统环路分析和补偿设计

1. 电压控制调节器和校正网络

由第 6.3 节我们知道, 电流型控制系统的电压调节误差放大器如果是比例调节器, 则系统是近似一阶系统, 是无条件稳定的。但是这样的系统有稳态误差, 控制精度不高, 而且抗高频干扰的能力差, 所以要加一个超前滞后环节。在这里, 我们将比例误差放大器与校正网络合为一体, 见图 9.4 中的 IC2-A 及其外围电路。

根据图 6.16 对系统的要求和式(6.9)的经验公式, 我们可以设计穿越频率和各个零极点的频率, 就可以确定各 RC 的参数。

因为逆变器开关频率 $f_s = 60\text{kHz}$, $\omega_c = \left(\frac{1}{4} \sim \frac{1}{10}\right) f_s$, 所以可选 f_c 为

$$f_c = \omega_c / 2\pi = 8\text{kHz}$$

校正网络的零点频率 $f_3 = \frac{1}{T_3}$ 取为 20kHz , f_3 太小, 系统的动态响应就慢; f_3 太大, 开关频率就会太大, 高频抗干扰能力差。 $f_2 = \frac{1}{T_2}$ 取为 1.5kHz ; 中频段宽度 $b = \frac{f_3}{f_2} \approx 13.3 > 10$ 。

为了使工频输出纹波不太大, 取 $T_1 > 20\text{ms}$, 比如取为 50ms , 则 $f_1 = 20\text{Hz}$, 能使稳态无静差即可。

2. 电流斜坡补偿

由第 6.3 节可知, 需要对检测到的等效电感电流 i_L 上升斜坡进行补偿, 补偿的斜率 m 根据 T_{OFF} 期间 i_L 下降的斜率 m_2' 来确定。

由于输出电压 $V_o = 180 \sim 285\text{V}$, 输出滤波电感 $L_3 = 1.2\text{mH}$, T_{OFF} 期间电感电流 i_L 下降的斜率 $m_2' = \frac{V_o}{L_3} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$, 由此可见, $\Delta t = T_{\text{OFF}}$ 越小, 占空比越大, m_2' 也就越大。这里我们选 $\Delta t = 0.25T = 0.25 \times 8.3\mu\text{s} = 2.0\mu\text{s}$, 又由于 L 保证在 5% 负载时电流连续, 即 $\Delta i_L = 1\text{A}$, 所以 $m_2' = 1\text{A} / 2.0\mu\text{s} = 0.5\text{A}/\mu\text{s}$, m_2' 反映到 V_s 上的过程与 i_L 的检测可以等效, 因此有

$$m_2 = \frac{R}{NM} m_2' = \frac{34.3}{1.2 \times 100} \times 0.5 \approx 0.1 \text{ (V}/\mu\text{)}$$

$$m = 0.75m_2 = 0.075 \text{ (V}/\mu\text{)}$$

最大占空比时 ($T_{\text{OM}} = T_{\text{ONmax}} = 8.3\mu\text{s}$), 需要补偿的量为

$$\Delta V_s = m \cdot T_{\text{ONmax}} = 0.075 \times 8.3 \approx 0.62 \text{ (V)}$$

令 LH 输出为零 (主回路工作), 调节 R_{SLOPE} 使 RAM 端电压升到 0.62V 即可。

9.3 正弦波逆变器的设计

9.3.1 正弦波逆变器的设计要求和主电路形式

电力系统变电站和调度所的继电保护和综合自动化管理设备有的是单相交流供电的,其中有一部分是不能长时间停电的。普通 UPS 设备因受内置蓄电池容量的限制,供电时间比较有限,而直流操作电源所带的蓄电池容量一般都比较大,所以需要一套逆变电源将直流电逆变成单相交流电。

逆变电源的工作原理与 UPS 有以下两点区别:

- 1) 逆变电源不需要与交流电网锁相同步,因为其负载可以瞬间停电(几秒以内)。
- 2) 逆变电源的输入直流电压为 180~285V,而 UPS 内置电池电压为 12V 或 24V。

1. 逆变电源的设计要求和目标

- 1) 输出电压:输出为单相 220VAC(有效值),频率为 $50\text{Hz} \pm 1\text{Hz}$ 。
- 2) 输出功率:以 1kW 为例,允许过载 20%,即 $P_{\text{max}}=1200\text{W}$ 。
- 3) 输出电流:允许失真度为 3 倍,即在电压峰值时的电流峰值允许最大为有效值的 3 倍。最大有效值为 $P_{\text{max}}/V_{\text{ac}}=1200\text{W}/220\text{V} \approx 5.5\text{A}$ 。
- 4) 整机效率:设计目标 $\eta \geq 82\%$ 。

2. 主电路形式选择

这种正弦波输出逆变器的输入电压变化范围较宽,为 180~285V,而其输出则要求是稳压的。因此,该逆变电源的逆变电路必须有一个升压的过程。这种逆变电源的主回路形式有下述两种。

(1) 有工频变压器的逆变电源

桥式逆变电路以 SPWM 方式工作,将 180~285VDC 电压逆变成有效值基本不变的 SPWM 波形,由工频变压器升压得到 220V 交流电压。

这种电路方式效率比较高(可达 90%以上)、可靠性较高、抗输出短路的能力较强。但是,它响应速度较慢,波形畸变较重,带非线性负载的能力较差,而且噪声大。

(2) 无工频变压器的逆变电源

逆变电路以 PWM 方式首先将 180~285VDC 电压逆变成高频方波,经高频升压变压器升压,再整流滤波得到一个稳定的直流电压,比如 350VDC。这部分电路实际上是一套直流/直流变换器,即 DC/DC 或 DC-DC。然后,在由另一套逆变器以 SPWM 方式工作,将稳定的直流电压逆变成有效值稍大于 220V 的 SPWM 电压波形,经 LC 滤波后,就可以得到有效值为 220V 的 50Hz 交流电压。

9.3.2 有工频变压器的逆变电源主电路设计

1. 电路形式

有工频变压器的逆变电源主回路基本工作过程在前面已经讲过,可以把它设计成以

IGBT 为开关管的桥式逆变电路形式，如图 9.5 所示。

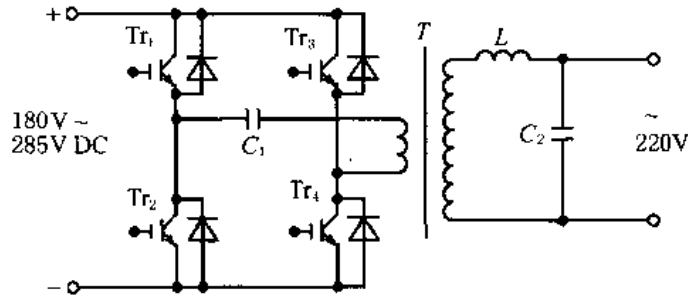


图 9.5 有工频变压器的逆变电源主回路

图中， $Tr_1 \sim Tr_4$ 为 IGBT 开关管， C_1 为串联耦合（去耦）电容，防止变压器因单相偏磁而饱和， T 为隔离升压变压器， C_2 为输出滤波电容， L 为输出滤波电感。

2. 参数设计

(1) 逆变变压器

变压器输出 220VAC 的峰值为 311V，考虑到变压器副边绕组电压降，副边电压峰值设为 315V，原边在考虑去耦电容 C_1 的压降后，最低电压时为 170V，所以变压器的匝比 n 为

$$n = N_2/N_1 = 315V/170V \approx 1.85$$

电源输出功率也就是变压器的输出功率 $P_o = 1200W$ 。设变压器的效率 $\eta_T = 95\%$ ，则原边功率 $P_i = P_o/\eta_T \approx 1260W$ 。

因为变压器是变换 SPWM 电压波形，其基波 (50Hz) 的成分相当大，所以我们可以选择 400Hz 的硅钢 C 型铁芯，其 $K_s = 0.9$ ， $B_M = 1.2T$ ， K_c 可选为 0.3， $j = 3A/mm^2 = 3 \times 10^6 A/m^2$ ，所以铁芯面积乘积为

$$A_c A_c = \frac{1200(1+0.95)}{0.95 \times 4.44 \times 50 \times 0.9 \times 0.3 \times 3 \times 10^6 \times 1.2} \approx 1.14 \times 10^{-6} (m^4) = 1140 cm^4$$

可以选取 CD 型 400Hz 硅钢铁芯。

查出截面积 A_c ，求出有效面积 $S_c = A_c \cdot K_s$ ，然后就可以由式 (4.26) 求出原边匝数，再由式 (4.28) 求出副边匝数。

导线截面：副边 $S_2 = I_2/j = 5.5/3 \approx 1.8 (mm^2)$ ，选 $\phi 1.2mm$ 漆包线两股并绕；

原边 $S_1 = I_1/j = nI_2/j = 1.87 \times 5.5/3 \approx 3.43 (mm^2)$ ， $\phi 1.2mm$ 漆包线三股并绕。

(2) 开关管

最高电压为 285V，所以开关管的耐压可选为 600V。开关管的峰值电流：

$$I_M = 3I_{1M} = 3 \times 5.5 \times 1.87 \approx 31 (A)$$

选 IGBT 的电流定额为 40A。

所以，我们可以选用三星公司的 SGH80N60VFD、IR 公司的 IRGPC50VD2、HARRIS 公司的 HGTY40N60B3D、IXYS 公司的 IXGH50N60AVI 等，封装形式都是 TO-247。

9.3.3 无工频变压器的逆变器主电路设计

1. 电路形式

前面讲过，无工频变压器的逆变电源实际上包含两部分：一套 DC/DC 和一套 SPWM 逆变器。我们把 DC/DC 的设计专门作为一个例子在下一节讨论。所以，这里只讨论 SPWM 逆变主电路，其电路形式如图 9.6 所示。

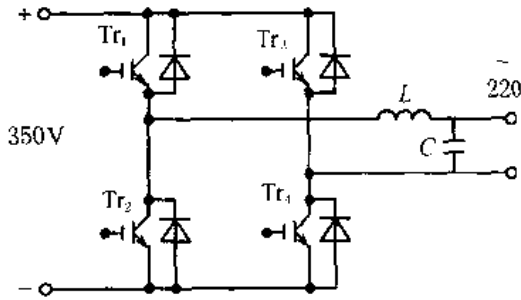


图 9.6 单相 SPWM 逆变主电路

2. 参数设计

(1) 开关管

逆变器允许输出峰值电流为

$$I_M = 3I_{oM} = 3 \times 5.5A = 16.5A$$

所以开关管的电流定额可以选为 600V。

我们可以选 30A, 600V, TO-247 封装的 IGBT 管，如三星公司的 SGH30N60VFD、IR 公司的 IRGPC50KD2、HARRIS 公司的

HGTG27N60C3DR、IXYS 公司的 IXSH30N60AVI 等。

(2) LC 滤波

L 为工频电感，电感量可选为 1~2mH。为减小噪声，选闭合铁芯，如 OD 型硅钢铁芯(400Hz)或铁粉芯铁芯。

C 为工频电容，可以选 CBB61-10 μ F-250VAC。

9.3.4 逆变控制电路的设计

逆变电源控制电路的核心是 SPWM 发生器。第 6.8 节详细地给出了 SPWM 的实现方案，包括分立电路、集成芯片和单片机实现。它们的电气性能和成本有所不同，各有自己的优势和不足之处。

逆变电源 SPWM 电路的调制频率固定为 50Hz 不变，为了降低成本，我们这里用分立电路组成，如图 9.7 所示。

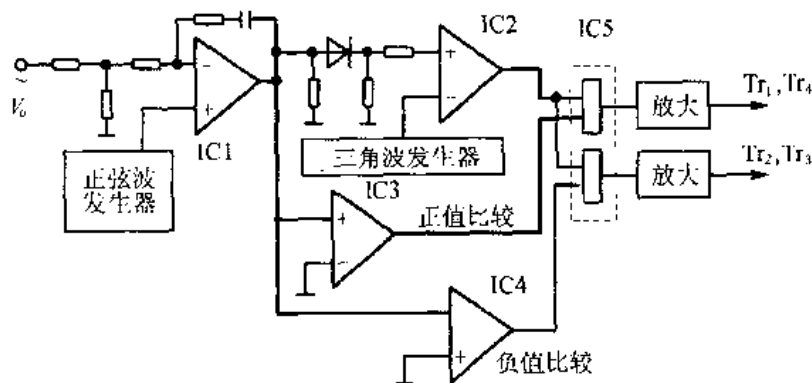


图 9.7 单相 SPWM 逆变电源控制电路

图中，正弦波发生器和三角波发生器分别可见图 6.51 和图 6.52。以标准的正弦波信

号为参考,将输出电压的反馈信号与之相比较,经由 IC1 及其外围电路组成的 PI 型误差放大器调节后得到一个控制信号,送到 IC2 去调制三角波,即可得到 SPWM 波形。IC3 和 IC4 分别为正负值比较器,它们的输出信号分别送到 IC5 和 IC6,从而将 SPWM 交替地分成两路,各自放大后驱动相应的开关管对,控制主回路完成 SPWM 逆变。需要注意的是,驱动电路要将每一路信号分成相互隔离的两路,分别驱动处于对角位置上的两只开关管。

以上控制电路的特点是不仅能控制正弦波输出的有效值,还能调节输出电压的瞬时值,优化波形,减小谐波失真,提高带负载能力。

9.4 逆变电源 DC-DC 变换器的设计

9.4.1 技术要求和主电路设计

1. 设计技术要求

这里设计的 DC-DC 变换器是无工频变压器逆变电源的一部分,它的各项指标是要满足逆变电源以及 SPWM 逆变电路的要求。

- 1) 输入电压: 直流 180~285V。
- 2) 输出电压: 直流 350V。
- 3) 输出功率: $P_o=1350\text{W}$ 。
- 4) 效率: $\eta \geq 90\%$ 。

2. 主电路形式选择

根据以下几条原则来设计主电路形式:

- 1) 由于功率不太大,电压又不高,为了提高工作可靠性,采用双单端正激式变换电路^[21]。
- 2) 为了提高变压器的利用率,并降低成本,采用复合隔离双端工作变压器^[21]。
- 3) 由于是升压变压器,副边电压高、电流小,为了使变压器副边匝数尽量小,无抽头,并且输出整流二极管耐压要求低,采用全桥整流电路。
- 4) 直流输出稳压,选用 LC 滤波。

这样设计的变换电路主电路形式如图 9.8 所示。

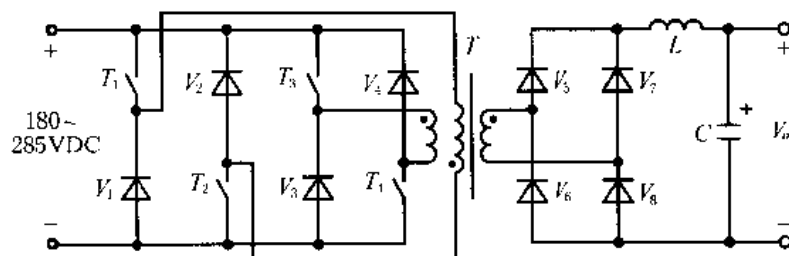


图 9.8 DC-DC 变换主电路

3. 主电路各部分的设计

(1) 基本设定和计算

逆变器的逆变频率设定为 50kHz, 输出 LC 滤波频率为 100kHz。

输出电流: $I_{o\max} = P_o/V_o = 1350/350 \approx 3.86\text{A}$;

硬开关 PWM 最大占空比: $\delta_{\max} = 0.92$ 。

(2) 变压器计算

副边最低电压: $V_{2\min} = V_o/\delta_{\max} = 350/0.92 \approx 380\text{V}$;

变压器变比: $n = N_2/N_1 = V_2/V_1 = 380/180 \approx 2.1$, 取 $n = 2$ 。

选 PHILIPS 生产的 3C90 铁氧体铁芯, $B_M = 1000\text{Gs} = 0.1\text{T}$, $K_f \approx 1$, $K_c \approx 0.18$, $j = 2.5\text{A/mm}^2 = 2.5 \times 10^6\text{A/m}^2$, 变压器的效率 $\eta_T = 98.5\%$, 由式(4.15)可以求出铁芯尺寸:

$$A_e A_c = \frac{P_2(1+\eta_T)}{\eta_T K_f j K_c K_i B_M} = \frac{1350 \times (1+0.985)}{0.985 \times 0.92 \times 4 \times 2.5 \times 10^6 \times 50\text{k} \times 1 \times 0.18 \times 0.1} \\ \approx 3.3 \times 10^{-7}(\text{m}^4) = 33\text{cm}^4$$

我们寻 E71/33/32 型铁芯, $A_e = 6.75\text{cm}^2$, $A_c = 5.7\text{cm}^2$, $A_e A_c = 6.75 \times 5.7 \approx 38.5\text{cm}^4$;

或者选 E65/32/27 两对并联, $A_e = 5.3 \times 2 = 10.6(\text{cm}^2)$, $A_c = 5\text{cm}^2$, $A_e A_c = 10.6 \times 5 \approx 53(\text{cm}^4)$ 。

我们以 E71/33/32 为例计算匝数, 当 $V_1 = 285\text{V}$ 时,

$$\delta = 0.92 \times 180/285 \approx 0.58$$

$$N_1 = V_{1\max} \delta T / (K S_e B_M) = \frac{285 \times 0.58 \times 20\mu}{4 \times 6.75 \times 10^{-4} \times 0.1} \approx 6.1 (\text{匝})$$

取 $N_1 = 6$ 匝, $B_M \approx 1020\text{Gs}$, 即原边 $N_{11} = N_{12} = 6$ 匝, $N_2 = n N_1 = 2 \times 6 = 12(\text{匝})$;

导体: $S_1 = \frac{I_1}{j} = \frac{n I_2}{j} = \frac{2 \times \sqrt{0.92} \times 3.86}{2.5} \approx 3(\text{mm}^2)$, 用 $0.2 \times 16\text{mm}^2$ 铜带

$$S_2 = \frac{I_2}{j} = \frac{n I_2}{j} = \frac{\sqrt{0.92} \times 3.86}{2.5} \approx 1.5(\text{mm}^2)$$
, 用 $0.1 \times 32\text{mm}^2$ 铜带, 和 N_1 配合

$$K_c = (0.2 \times 16 \times 6 \times 2 + 0.1 \times 32 \times 12) / (5.7 \times 100) \approx 0.135 < 0.18$$

(3) 开关管选择

开关管上承受的电压最高为 285V, 电流峰值为 $3.86 \times 2 = 7.72\text{A}$, 所以可以选 500V, 15A 的 TO-247 封装的 VMOSFET 作为开关管。

为了减小 R_{DS} , 降低损耗, 我们可以把电流定额选得大一些, 其价格也不差许多。比如我们选 IXYS 公司生产的 IXFH26N50, 它的基本参数如下:

$V_{DSS} = 500\text{V}$, $I_D = 26\text{A}$, $R_{DS} = 0.2\Omega$, $t_{iv} = 33\text{ns}$, $t_{if} = 30\text{ns}$, $R_{\theta j\text{cmax}} = 0.42\text{C/W}$, $R_{\theta j\text{c}} = 0.25\text{C/W}$

(4) 二极管选择

$V_1 \sim V_4$ 选 10A/600V 的 HiperFRED 二极管, 比如 IXYS-DSEP8-06A;

$V_5 \sim V_8$ 选 10A/1200V 的 HiperFRED 二极管, 比如 IXYS-DSEP8-12A。

(5) LC 滤波参数

假设 L 上的电流 i_L 在 10% 额定负载时连续, 则 $\Delta i_L = 2I_o \times 10\% = 0.77\text{A}$;

变压器副边最高电压: $V_{2\max} = V_{2\max} \cdot n = 285 \times 2 = 570\text{V}$;

当 $V_2 = V_{2\max} = 570\text{V}$ 时, $\delta = 0.92 \times \frac{380}{570} \approx 0.61$, $T_{\text{ON}} = 6.1\mu\text{F}$, $T_{\text{OFF}} = 3.9\mu\text{F}$ 。

由式(7.28)得: $L = \frac{(570 - 350) \times 6.1\mu}{0.77} \approx 1.74(\text{mH})$;

由式(7.29)得: $L = \frac{350 \times 3.9\mu}{0.77} \approx 1.77(\text{mH})$,

所以取 $L = 1.8\text{mH}$ 。

设电容上电压纹波为额定值的 1%, 即 $\Delta u_c = 3.5\text{V}$, 由式(7.30)得:

$$C = \frac{0.77 \times 10\mu}{8 \times 3.5} \approx 0.275(\mu\text{F})$$

取 $1\mu\text{F}/400\text{V}$ 电解电容。

9.4.2 控制电路设计

DC/DC 变换器采用硬开关 PWM 工作方式, 双单端正激复合隔离式变换电路, 有 4 个开关管需要驱动, 与全桥逆变电路相似。由于不需要均流、不需要无源 PFC, 只是稳定输出电压, 所以采用电压型 PWM 控制方式即可。

1. 集成控制芯片的选用

由以上的性能要求, 我们可选择的电压型 PWM 控制芯片很多, 这在第 6.5 节已经讲过。UCX825A 是 UCX825 的改进形式, 其内部结构与 UC825 很相似。但是 UCX825A 的驱动能力强, 输出峰值电流为 2A, 持续电流为 0.5A, 可以直接驱动脉冲变压器(如果驱动能力不够, 可以像图 9.4 那样再加放大管)。UCX825A 既能以电流模式控制, 又能以电压模式控制, 这里我们选择后者。UC2825A 是比较经济的工业用品, 性能完全能满足要求。

2. 控制电路实现

一般地, 控制回路都是与输出回路共地的, 而与初级高压侧以变压器或光耦合的形式进行隔离。

用 UC2825 实现的 DC/DC 控制电路如图 9.9 所示。

1) R_T 和 C_T 的计算: 逆变器 $\delta_{\max} = 0.92$, 振荡频率 $f = 100\text{kHz}$, 所以为了保证 C_T 波形的最大占空比 $D_{\max} > 0.92$, 比如另 $D_{\max} = 0.95$, 则 R_T , C_T 参数如下:

$$R_9 = R_T = \frac{3\text{V}}{10\text{mA}(1 - D_{\max})} = \frac{3\text{V}}{10\text{mA}(1 - 0.95)} = 6\text{k}\Omega$$

取 $R_9 = 6.2\text{k}\Omega(1\%)$;

$$C_2 = C_T = \frac{1.6D_{\max}}{R_T \cdot f} = \frac{1.6 \times 0.95}{6.2\text{k} \times 100\text{k}} = 2.45(\text{nF})$$

取 2.2nF 与 220pF 并联。

2) RAMP 端: C_T 上的斜波经电压跟随器后分压送到 RAMP 端, -5V 电源使斜波补偿的起点从零开始。

3) 电压调节器: 给定调节 V_{REF} 与 V_o 反馈经 PI 调节合成, 分压后送内置 EA 输入。

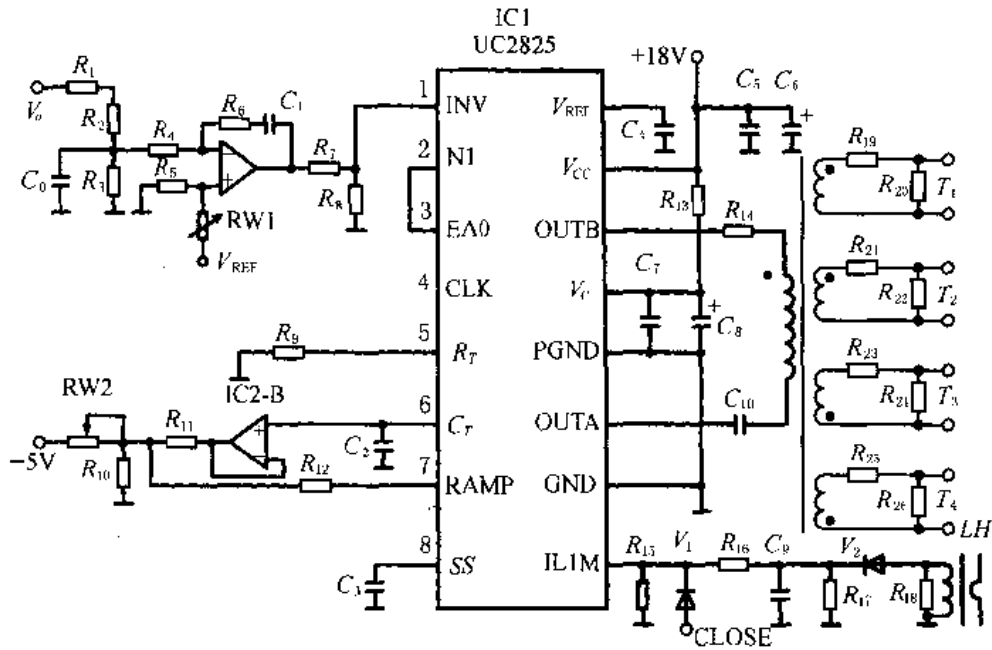


图 9.9 DC-DC 变换控制电路示意图

4) 限流和关机保护: 电流互感器来的信号转换成电压信号, 送电流限制端 I_{LIM} , 高电平有效, 电流大到一定值时关机保护。其他关机保护信号送 CLOSURE 端。

5) 驱动: 两路输出带驱动变压器, 输出两对脉冲, 相位相反, 分别驱动 T_1, T_2, T_3 和 T_4 。 R_{14} 为限流电阻, C_{10} 为串联耦合电容, 防止脉冲变压器因偏磁而饱和。

9.5 单端反激式电流型辅助开关电源的设计实例

在各种逆变系统中, 控制回路、开关管驱动电路、高压检测电路、输出信号处理电路以及监控单元, 都需要电压等级不同的直流电源(一般从 5V 到 20V), 我们称之为辅助电源。由于辅助电源路数多, 有的又要求相互隔离, 如果用线性电源, 则有下列几点缺点:

- 1) 需要多路输出的工频降压变压器, 体积大;
- 2) 当允许的输入电压变化范围较大时, 线性电源功耗大, 效率低;
- 3) 交流输入缺相时, 如果正好缺所取的这一相, 会造成控制回路没电, 主回路带电, 这是很危险的;

4) 没有交流输入的逆变装置不能用。

所以人们常常使用开关电源, 因而称为辅助开关电源。

9.5.1 设计要求和方案选择

1. 设计要求举例

假设一个逆变系统需要的控制电源要求如下:

- 1) 输入三相交流; 220VAC(-25%~+20%), 50Hz(有中线);

- 2) 输出电压: 直流六路: $\pm 15\text{V}$, 100mA; $+15\text{V}$, 200mA; $\pm 12\text{V}$, 50mA; $+5.0\text{V}$, 800mA;
 3) 稳压精度 $\pm 5\%$ 。

2. 方案选择

辅助开关电源输出路数多, 要求的稳压精度又不太高, 所以主回路采用单端反激式开关电源比较好。由于单端反激式电源的性能特点, 选用电流型控制模式比较合适, 并选用 UC3842 作为 PWM 控制芯片, 设置成电流型控制, 具体电路如图 9.10 所示。

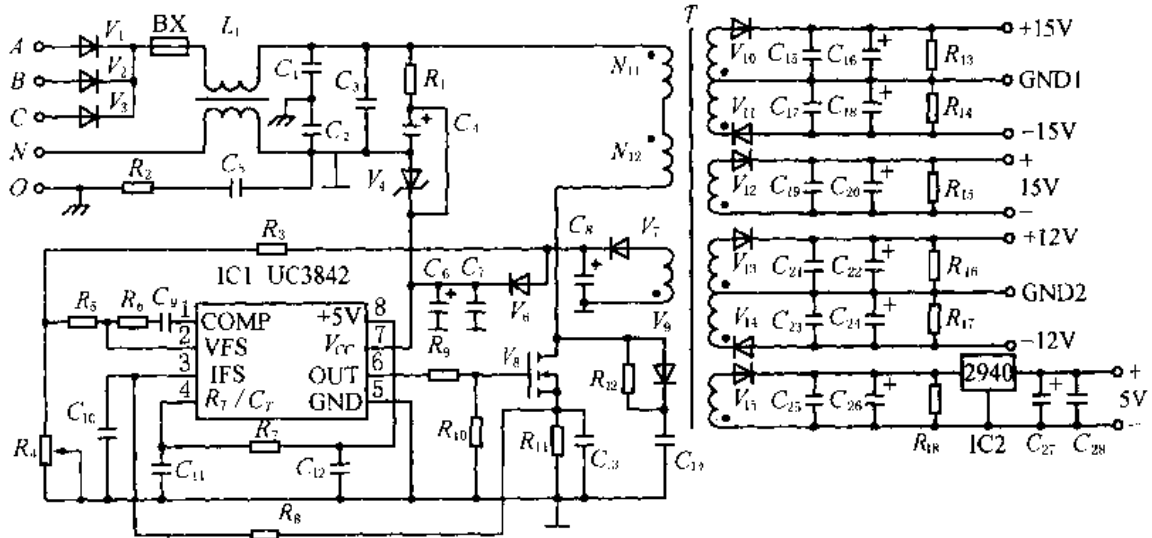


图 9.10 单端反激式辅助开关电源电路形式

9.5.2 具体电路和变压器设计

1. 电路设计

1) 主电路

三相半波整流(1N4007), 经保险管 BX 和共模电感 L_1 后, 用电容 C_3 滤波。 R_1, V_4, C_4 组成一个稳压电路为 UC3842 的启动供电。单端反激式变换器, V_8 为主开关管 VMOSFET, V_9, R_{12}, C_{14} 组成缓冲电路。 R_{11} 为电流取样电阻, 反激工作的变压器副边有 7 路输出 $N_{21} \sim N_{27}$, 经 $V_{10} \sim V_{15}, V_7$ 半波整流后, 电容滤波, 并有死负载 $R_{13} \sim R_{18}$ 。

$$P_o = \sum_{i=1}^7 V_i I_i = 15\text{V} \times (2 \times 100 + 200)\text{mA} + 12\text{V} \times 50\text{mA} \times 2 + 5\text{V} \times 0.8\text{A} + 0.8\text{V} \times 50\text{mA} = 12.1\text{W}$$

设 $\eta = 80\%$, $P_i = 15\text{W}$, 直流母线电压 $V_{id} = 1.25V_{iac} = 1.25 \times \left[220\text{V} \left(\begin{smallmatrix} +20\% \\ -25\% \end{smallmatrix} \right) \right] = 206 \sim 330\text{V}$, 轻载最高为 370V。

$$\text{设最大占空比 } \delta_{\max} = 0.3, I_P = \frac{2P_o}{V_{\min} \cdot \delta_{\max}} = \frac{2 \times 12.1}{220\text{V} \sqrt{2} \times 1.2 \times 0.3} \approx 0.26(\text{A})$$

开关管的电流定额选为 3~5A, 电压定额可选为 1000V, 比如 IR 公司 IRFPG40, ST 公司 STP4N100, IXYS 公司 IXIN5N100 等。

2) 控制电路

利用 UC3842 硬开关 PWM 集成芯片, 设置成电流控制方式。\$f_s=50\text{kHz}\$, UC3842 振荡频率 \$f=50\text{kHz}\$, 取 \$R_7=1.62\text{k}\Omega(1\%)\$, \$C_{11}=0.22\mu\text{F}(2\%)\$。

因为 UC3842 的 3 号脚 IFS 的有效信号不超过 1V, 所以选电流取样电阻时按 0.9V 计算, 即 \$R_{11}=\frac{0.9\text{V}}{0.26\text{A}}\approx 3.46\Omega\$, 取 \$R_{11}=3.3\Omega(1\%)\$。

输出电压经 \$R_3, R_4\$ 分压后, 送到由内部放大器 EA 以及 \$R_5, R_6, C_9\$ 组成的 PI 调节器, 以提高控制精度。调节 \$R_4\$ 就可调节输出电压的稳定值。

2. 单端反激变压器的设计

按照第 4.5 节给出的方法和步骤, 可以设计单端反激式变压器。设计如下:

1) 电流峰值: \$I_p=I_c=0.26\text{A}\$;

2) 占空比: \$\delta_{\min}=\frac{\delta_{\max}}{(1-\delta_{\max})K+\delta_{\max}}=\frac{0.3}{(1-0.3)\times 330/206+0.3}\approx 0.21\$;

3) 变压器电感量 \$L_p\$ 由式(4.50)给出, 即

$$L_p=\frac{V_{i\min}\cdot\delta_{\max}}{I_p\cdot f}=\frac{206\times 0.3}{0.26\times 50\text{k}}\approx 4.75(\text{mH})$$

4) 由式(4.52)得铁芯面积乘积: 选择铁氧体铁芯, 取 \$\Delta B=800\text{Gs}\$, \$K_c\approx 1\$, \$K_c=0.10\$, 导线电流密度 \$j=3\text{A}/\text{mm}^2=300\text{A}/\text{cm}^2\$, 则

$$A_e A_c=\frac{4I_p^2\times 10^8}{\Delta B j K_c K_c}=\frac{4.75\text{m}\times 0.26^2\times 10^8}{800\times 300\times 1\times 0.10}\approx 1.4(\text{cm}^4)$$

选 MXO-R2K-EC41 型铁氧体铁芯: \$A_e=101\text{cm}^2\$, \$A_c=2.35\text{cm}^2\$;

5) 气隙由式(4.53)给出:

$$L_g=\frac{0.4\pi I_p\cdot I_p^2}{A_e\cdot\Delta B_m^2}=\frac{0.4\pi\times 4.75\text{m}\times 0.26^2}{1.1\times 0.08^2}\approx 0.06(\text{cm})=0.6\text{mm}$$

6) 原边匝数由式(4.54)得

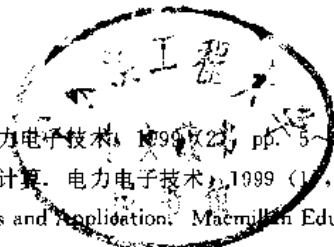
$$N_p=\frac{L_p I_p\times 10^4}{A_e\cdot\Delta B_m}=\frac{4.75\text{m}\times 0.26\times 10^4}{1.1\times 0.08}\approx 140(\text{匝})$$

7) 副边匝数由式(4.56)可以算出, 这里我们以 +15V 这一路为例来计算副边匝数, 其他省略,

$$N_s=\frac{N_p(V_{\text{out1}}+V_D)(1-\delta_{\max})}{V_{i\min}\cdot\delta_{\max}}=\frac{140\times(15+1.5)\times(1-0.3)}{206\times 0.3}\approx 26(\text{匝})$$

参 考 文 献

- [1] 张立等. 现代电力电子技术. 科学出版社, 1992
- [2] 叶治政等. 开关稳压电源. 高等教育出版社, 1989
- [3] 赵家瑞. 逆变焊接与切割电源. 机械工业出版社, 1995
- [4] 赵效敏. 开关电源的设计与应用. 上海科技出版社, 1995
- [5] 张占松等. 开关电源的原理与设计. 电子工业出版社, 1998
- [6] 何希才. 新型开关电源及其应用. 人民邮电出版社, 1996
- [7] 李成章等. 新型 UPS 不间断电源的原理与维修技术. 电子工业出版社, 1995
- [8] 杜中义等. 半桥式逆变电路抗不平衡能力的分析. 第 10 届全国电源学会论文集, 1993, pp. 138~142
- [9] 倪本来. 第三代 IGBT 和第三代 IPM. 第 11 届全国电源学会论文集, 1995, pp. 21~32
- [10] 欧阳长莲等. 零电流开关变换器的发展及现状. 第 12 届全国电源学会论文集, 1997, pp. 1~8
- [11] 刘竞成. 交流调速系统. 上海交通大学出版社, 1994
- [12] 三菱电机株式会社. 第三代 IGBT 和智能功率模块应用手册. 1996
- [13] Unitorde Linear IC Company. Product Data Book. . 1997
- [14] Unitorde Linear IC Company. Applications Handbook. . 1997
- [15] Philips Components. Magnetic Products Soft Ferrites Data Handbook MAOL. 1996
- [16] Siemens Matsushita Components Gmbh & Co. KG. Ferrite's and Accessories. 1994
- [17] 许广锡, 陈报生. 高压大功率 GTO 的开发应用研究是电力电子技术的重要发展方向. 变频器世界, 1998 (2)
- [18] 李爱文, 蔡鸣华. 现代功率因数校正技术 (PFC) 及其应用. 山东电力技术, 1996 (4)
- [19] 李爱文等. 程控电话交换机一次 IGBT 开关电源的研制. 中国电源, 1999 (1)
- [20] 李爱文, 张光先. 晶闸管逆变式弧焊电源的主回路分析和设计. 电焊机, 1996 (5)
- [21] 李爱文等. 新型双单端正激式 IGBT 逆变电源的设计. 电力电子技术, 1996 (4)
- [22] 胡存生, 胡鹏. 集成开关电源的设计、制作、调试与维修. 人民邮电出版社, 1995
- [23] 陈铮. 自动控制基础. 西北工业大学出版社, 1994
- [24] 张廷鹏等. 通信用高频开关电源. 人民邮电出版社, 1997
- [25] 张承慧等. 数控机床交流伺服变频调速控制系统. 电力电子技术, 1997 (3)
- [26] 徐以容, 冷增祥. 电力电子学基础. 南京: 东南大学出版社, 1993
- [27] 易继维等. 电气传动自动控制原理与设计. 北京工业大学出版社, 1997
- [28] 刘柏林, 刘刚. 变频器再生能量的利用. 电气自动化, 1997 (1)
- [29] 尹海, 李爱文. 整流器的功率因数问题. 电子与自动化, 1996 (2)
- [30] 陈国华. 电子爱好者使用手册. 人民邮电出版社, 1997
- [31] 陈克明. 电子整机设备中电解电容器最佳应用的研究. 电源技术应用, 1999 (4)
- [32] 童诗白. 模拟电子技术基础. 人民教育出版社, 1981
- [33] A. W. Kelly 等, 傅蒲生译. 最小电网电流谐波和最高功率因数的整流器的设计. 国外电力电子技术, 1991 (4), pp. 24~33
- [34] 程基肇等. 电力有源滤波器. 第 10 届全国电源学会论文集, 1993, pp. 15~21
- [35] 韩勇. 移相式零电压开关变换器与 UC3875 的应用. 第 11 届全国电源学会论文集. 1995, pp. 21~32
- [36] 王鸿麟, 贾明军. 零电压开关功率因数校正控制器 ML4822. 电信技术, 1996 (10), pp. 45~46
- [37] 陈成辉等. 高功率因数校正电路分析及实用设计. 第 11 届全国电源学会论文集, 1995, pp. 114~120
- [38] 汤佩娥. 开关电源的电磁兼容性设计. 第 11 届全国电源学会论文集, 1995, pp. 64~68
- [39] 高珊, 冯之钺. 双向 ZVT-PWM 三相软开关逆变器的原理分析及防真研究. 电工电能新技术, 1999 (3), pp. 6~8
- [40] 宋平岗, 赵莉. 风力发电系统中逆变器的研究. 电力电子技术, 1999 (2), pp. 18~19
- [41] 王强等. $\pm 300\text{kvar}$ 先进静止无功发生器及其现场试运行. 电力电子技术, 1999 (1), pp. 1~4



- [42] 熊健等. 三相电压型 PWM 整流器控制技术研究. 电力电子技术, 1999(2), pp. 5~7
- [43] 杨旭, 王赵安. 零电压过渡 PWM 软开关电路的损耗计算. 电力电子技术, 1999(1), pp. 29~31
- [44] B. W. Williams. Power Electronics: Devices, Drives and Application. Macmillan Education Ltd., 1987
- [45] N. Mohan et al. Power Electronics: Converters, Application and Design. John Wiley & Sons, 1988
- [46] J. Holtz. High Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and Simple Chip Microprocessor Control. IEEE, Vol. IA-23, No. 6, pp. 1010~1015
- [47] H. Kohlmeier. Highly Dynamic Four Quadrant AC Motor Drive with Improved Power Factor and Online Optimized Pulse Pattern with PROMC. IEEE, Vol. IA-23, No. 6, pp. 1001~1009
- [48] V. Vlatkovic et al. Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, January 1996, pp. 199~205
- [49] T. Ołnuki. et al. High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulsewidth Prediction Controller. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 3, May 1996, pp. 460~465
- [50] 张惠, 冯英. 电源大全. 西安交通大学出版社, 1993(1)
- [51] 马运东. 变频器能量回馈 PWM 控制系统. 山东工业大学硕士论文, 1999. 6
- [52] 刘茂荣, 郭佐. 三相 PWM 产生器 SA8282 在静止逆变电路中的应用. 电源世界, 1999(4)
- [53] SPICE Version 2. G, User's Guide, Univ. of California and Berkeley
- [54] 刘崇新等. 三相功率因数校正电路. 第 12 届全国电源学会论文集. 1997, pp. 18~22
- [55] 曹建安, 李仰梅. 异步整流电路. 第 12 届全国电源学会论文集. 1997, pp. 41~44
- [56] 李红平等. 峰值电流模式-全桥零电压 DC/DC 变换器的研究. 第 12 届全国电源学会论文集. 1997, pp. 151~157
- [57] 蔡宣三, 包伟. 一种 ZCT-PWM 双正激 DC/DC 变换器. 第 12 届全国电源学会论文集. 1997, pp. 198~202
- [58] 张志刚. 国外若干电力电子技术发展概述. 中国电工技术学会电力电子学会第六届全国学术会议论文集, 1997. 6, pp. 11~22
- [59] 张黎等. 电流型相位调制软开关变换器. 中国电工技术学会电力电子学会第六届全国学术会议论文集, 1997. 6, pp. 316~318
- [60] 张波等. 一种新型的零电压转换 PWM 直流变换器的研究. 中国电工技术学会电力电子学会第六届全国学术会议论文集, 1997. 6, pp. 211~216
- [61] 吴济钧, 赵建军. 电力半导体器件现状及电力电子技术新应用领域. 中国电工技术学会电力电子学会第六届全国学术会议论文集, 1997. 6, pp. 1~6
- [62] H. Akagi. Utility Application of Power Electronics. Proceedings of 1995 IPEC-Yokohama Japan, pp. 19~22
- [63] 李爱文. 开关电源调节器输入滤波器的设计. 电器自动化, 1996(5)
- [64] 张光先, 李爱文. 大功率串联谐振式逆变焊机设计与研究. 电力电子技术, 1996(4)
- [65] 陆鸣等. 电源专用集成功率因子校正器件 UC1854. 第 11 届全国电源学会论文集, 1995, pp. 460~468
- [66] K. J. Bertrische. A Modified Rogowski Coil for Measurements of Hybrid Permanent Magnets. FERMLAB Conference Proceedings, 1996
- [67] J. A. Carrasco, et al. Improved Magnetic Coupled Current Sensing Techniques. IEEE APEC Conference, 1996
- [68] B. Drafis. Current Sensing Solution for Power Conversion and Intelligent Motion Applications. PCIM Magazine, September, 1995
- [69] B. Andreyak. Phase-Shifted Zero-Voltage Transition Design Consideration UC3875 PWM Controller. Unitrode Application Note U-136
- [70] J. P. Noon. Analysis and Design of 250kHz, 500W Power Factor Correction Circuit Employing Zero Voltage Transition. Unitrode Application Note U-153