



电气信息学科创新人才培养系列

电力电子电路设计

◎ 钟炎平 主编

电子设计专家倾心策划与撰写
创新实践教学与人才培养模式



华中科技大学出版社
<http://www.hustp.com>



电气信息学科创新人才培养系列

- ✕ 电子电路——分析与设计
- ✕ 通信电子电路设计
- ✕ 电力电子电路设计
- ✕ 自动控制系统设计
- ✕ 电子测量仪器设计

◎ 策划编辑: 沈旭日
◎ 责任编辑: 沈旭日
◎ 封面设计: 刘 卉

ISBN 978-7-5609-6081-4



9 787560 960814 >

定价: 29.80元



电气信息学科创新人才培养系列

电力电子电路设计

钟炎平 主编

钟炎平 陈耀军 赖向东 编著



华中科技大学出版社

<http://www.hustp.com>

中国 武汉

图书在版编目(CIP)数据

电力电子电路设计/钟炎平 主编. —武汉:华中科技大学出版社,2010年4月
ISBN 978-7-5609-6081-4

I. 电… II. 钟… III. 电力系统-电子电路-电路设计 IV. TM7

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2010)第 045053 号

电力电子电路设计

钟炎平 主编

策划编辑:沈旭日

责任编辑:沈旭日

责任校对:李 琴

封面设计:刘 卉

责任监印:熊庆玉

出版发行:华中科技大学出版社(中国·武汉)

武昌喻家山 邮编:430074 电话:(027)87557437

录 排:武汉众心图文激光照排中心

印 刷:湖北新华印务有限公司

开本:787 mm×1092 mm 1/16

印张:18.5

字数:450 000

版次:2010年4月第1版

印次:2010年4月第1次印刷

定价:29.80元

ISBN 978-7-5609-6081-4/TM·123

(本书若有印装质量问题,请向出版社发行部调换)

内容简介

Abstract



本书主要包括四部分内容。第一部分为第1章,介绍常用的电力电子器件的特性及其驱动和缓冲电路设计;第二部分包括第2、3、4、5、6章,介绍直流—直流变换器设计,内容包括硬开关、软开关主电路参数设计,控制电路设计,以及直流变换器的系统设计。第三部分包括第7、8、9章,介绍直流—交流变换器设计,内容包括逆变主电路参数设计、控制电路和系统设计。第四部分为第10章,内容为基本的谐波抑制和无功补偿电路设计。

本书可用做电气信息类专业高年级学生的教材或教学参考书,亦可供参与电子设计竞赛的学生及工程技术人员参考。

前言 Preface



电力电子技术是一门涵盖电力技术、电子技术、控制技术等多学科互相渗透的边缘性、综合性技术学科。电力电子技术以电能变换作为研究对象,利用功率半导体器件,按照一定的工作模式,对电能进行变换和控制,包括电压(电流)大小、频率、波形、相位的变换和控制。

电力电子技术的研究内容包括交流一直流、直流一直流、直流—交流、交流—交流的变换技术。无论对电能进行何种形式的变换,都是依据一定的电路形式进行的,这些电路包括了控制电路、驱动电路、缓冲电路,以及承受大功率的主电路等,把它们一并称为电力电子电路。

本书从设计的角度,介绍了电力电子技术中各部分组成电路的设计方法,力求实用。主要包括四部分内容。第一部分为电力电子器件的特性及其驱动和缓冲电路设计(第1章),第二部分为直流一直流变换器设计(第2、3、4、5、6章),第三部分为直流—交流变换器设计(第7、8、9章),第四部分为基本的谐波抑制和无功补偿电路设计(第10章)。各部分的主要内容均包括主电路结构的选择、功率器件的选取、控制电路设计、驱动和保护电路设计、变压器设计及元件参数的计算等内容。重点在第二、第三两部分内容。

本书不是一本系统、全面介绍电力电子技术的基本原理、基本电路的教科书。电力电子技术包含的内容很多,由于篇幅的限制,除本书所涉及的内容外,对其他电力电子电路没有进行介绍。即使在所涉及的内容中,也没有面面俱到,而是有选择性地突出了重点的、相信会是读者感兴趣的内容。

钟炎平同志编写了第2~6章,陈耀军同志编写了第7~10章,赖向东同志编写了第1章。全书由钟炎平同志任主编,负责全书的统稿工作。

作者对本书所引用的参考文献的编著者表示衷心感谢。

在本书的出版过程中,得到华中科技大学出版社有关编辑的大力支持,为本书的审校作了大量深入细致的工作,在此表示感谢!

由于作者水平有限,书中难免有错误和疏漏之外,敬请读者批评指正。

作 者

2009年9月于空军雷达学院

目录 Content



第 1 章 电力电子电路中的基本元器件	(1)
1.1 功率二极管	(1)
1.1.1 结构与工作原理	(1)
1.1.2 特性与参数	(2)
1.1.3 快恢复功率二极管	(4)
1.1.4 基本应用	(5)
1.1.5 缓冲与保护	(7)
1.2 大功率晶体管	(7)
1.2.1 结构与工作原理	(8)
1.2.2 特性与参数	(8)
1.2.3 驱动电路	(10)
1.2.4 缓冲与保护	(13)
1.3 功率场效应晶体管	(15)
1.3.1 结构与工作原理	(15)
1.3.2 特性与参数	(16)
1.3.3 驱动电路	(18)
1.4 绝缘栅极双极型晶体管	(25)
1.4.1 结构与工作原理	(25)
1.4.2 特性与参数	(26)
1.4.3 驱动电路	(28)
1.4.4 缓冲与保护电路	(31)
1.5 智能功率模块	(32)
1.5.1 工作原理	(32)
1.5.2 基本性能	(33)
设计与思考一	(34)
第 2 章 硬开关直流变换器设计	(35)
2.1 降压型变换器设计	(35)
2.1.1 主电路结构及工作原理	(35)
2.1.2 器件选择与参数计算	(36)
2.2 升压型变换器设计	(38)
2.2.1 主电路结构及工作原理	(38)
2.2.2 器件选择与参数计算	(39)
2.3 降压-升压型变换器设计	(39)

2.3.1	主电路结构及工作原理	(39)
2.3.2	器件选择与参数计算	(40)
2.4	单端正激变换器设计	(41)
2.4.1	主电路结构及工作原理	(41)
2.4.2	器件选择与参数计算	(42)
2.4.3	其他正激变换器	(43)
2.5	单端反激变换器设计	(44)
2.5.1	主电路结构及工作原理	(44)
2.5.2	器件选择与参数计算	(45)
2.5.3	设计中应注意的事项	(46)
2.6	推挽变换器设计	(46)
2.6.1	电路结构及工作原理	(46)
2.6.2	变压器的磁芯偏磁	(47)
2.6.3	器件选择与参数计算	(47)
2.7	半桥变换器设计	(48)
2.7.1	主电路及工作原理	(48)
2.7.2	器件选择与参数计算	(49)
2.8	全桥变换器	(50)
2.8.1	主电路结构及工作原理	(50)
2.8.2	偏磁及其抑制	(50)
2.8.3	器件选择与参数计算	(51)
2.9	高频功率变压器的设计	(51)
2.9.1	正激式变换器的高频变压器设计	(51)
2.9.2	反激式变换器的高频变压器设计	(53)
2.9.3	推挽式、桥式电路的高频变压器设计	(54)
2.10	直流变换器主电路的比较	(55)
	设计与思考二	(56)
第3章	软开关直流变换器设计	(57)
3.1	软开关技术概述	(57)
3.1.1	硬开关及其局限性	(57)
3.1.2	软开关技术的实现策略	(57)
3.1.3	软开关技术的分类	(59)
3.2	准谐振变换器	(60)
3.2.1	零电流和零电压谐振开关	(60)
3.2.2	零电流开关准谐振变换器	(61)
3.2.3	零电压开关准谐振变换器	(64)
3.3	零开关PWM变换器	(66)
3.3.1	ZCS PWM变换器	(66)
3.3.2	ZVS PWM变换器	(67)
3.4	零转换PWM变换器	(69)

3.4.1	零电压转换 PWM 变换器	(69)
3.4.2	零电流转换 PWM 变换器	(71)
3.5	PWM 软开关全桥变换器	(74)
3.5.1	移相控制 ZVS PWM 全桥变换器	(74)
3.5.2	移相控制 ZVZCS PWM 全桥变换器	(76)
设计与思考三		(78)
第 4 章	直流变换器控制电路设计	(79)
4.1	电压型 PWM 集成控制器	(79)
4.1.1	基本组成、型号及特点	(79)
4.1.2	SG3525A/3527A 型 PWM 集成控制器	(81)
4.1.3	TL494 型 PWM 集成控制器	(84)
4.2	电流型 PWM 集成控制器	(87)
4.2.1	工作原理、型号及特点	(87)
4.2.2	单端输出电流型控制芯片 UC3842	(90)
4.3	PFM 集成控制器	(93)
4.3.1	型号及其特点	(93)
4.3.2	UCX860 的内部结构和基本特性	(93)
4.3.3	UCX861~UCX868 的内部结构和基本特性	(94)
4.4	移相式全桥 PWM 集成控制器	(96)
4.4.1	型号及其特点	(96)
4.4.2	UC3875 移相式集成控制器	(97)
4.4.3	UC3879 移相式集成控制器	(101)
4.4.4	UC3879 与 UC3875 的比较	(103)
4.5	集成控制器中的误差放大器	(103)
4.6	数字控制技术	(105)
4.6.1	数字控制概述	(105)
4.6.2	单片机在电源中的应用	(105)
4.6.3	单片机的控制方式	(107)
设计与思考四		(108)
第 5 章	开关电源中的其他功能电路设计	(109)
5.1	输入软启动电路	(109)
5.1.1	由晶闸管组成的输入软启动电路	(109)
5.1.2	由继电器组成的输入软启动电路	(109)
5.2	电流信号的取样检测电路	(110)
5.2.1	电流信号取样的基本模式	(110)
5.2.2	电流信号取样的主要方法	(111)
5.3	开关电源的保护电路	(112)
5.3.1	输入电压的检测与保护电路	(112)
5.3.2	过流保护电路	(113)
5.3.3	过热保护电路	(115)

5.4 提高开关稳压电源效率的途径	(116)
5.4.1 开关电源效率降低的原因	(116)
5.4.2 提高开关电源效率的主要措施	(117)
5.5 开关电源的噪声及其抑制	(120)
5.5.1 噪声的产生	(120)
5.5.2 噪声的传递方式	(121)
5.5.3 噪声的抑制	(122)
5.5.4 噪声抑制实例分析	(126)
设计与思考五	(127)
第6章 直流开关稳压电源系统设计	(128)
6.1 直流开关稳压电源的组成、特点和分类	(128)
6.1.1 直流开关稳压电源的组成和特点	(129)
6.1.2 开关稳压电源的分类	(130)
6.2 开关稳压电源的主要技术指标	(131)
6.3 开关稳压电源的系统设计	(132)
6.3.1 主电路形式的选择	(132)
6.3.2 脉宽调制器工作点的选择	(134)
6.3.3 功率开关器件的选择	(135)
6.3.4 变换器工作频率的选择	(136)
6.3.5 其他部分电路的设计	(136)
6.3.6 开关电源的调试	(137)
6.4 27 V 硬开关直流电源设计	(137)
6.4.1 技术指标	(137)
6.4.2 电路设计	(137)
6.5 48 V/10 A 软开关直流电源设计	(143)
6.5.1 电源的主要技术指标	(143)
6.5.2 主电路设计	(143)
6.5.3 控制电路及保护电路	(144)
6.5.4 驱动电路	(147)
6.5.5 电流检测电路	(147)
6.5.6 参数设计	(148)
6.5.7 本电源的特色	(154)
设计与思考六	(154)
第7章 逆变器主电路结构及原理分析	(155)
7.1 单相方波逆变器	(155)
7.1.1 单相推挽式方波逆变器	(155)
7.1.2 单相桥式方波逆变器	(157)
7.2 单相正弦脉宽调制技术	(161)
7.2.1 几个基本概念	(161)
7.2.2 双极性 SPWM	(163)

7.2.3	单极性 SPWM	(164)
7.2.4	单极倍频 SPWM	(165)
7.3	三相逆变器	(167)
7.3.1	三相桥式方波逆变器	(167)
7.3.2	三相 SPWM 逆变器	(170)
7.4	输出滤波器的设计	(172)
7.4.1	常用滤波器结构及工作原理	(172)
7.4.2	LC 低通滤波器截止频率的确定	(173)
7.4.3	LC 滤波器基于无功功率最小的设计	(175)
7.4.4	滤波器对逆变器工作电流及输出电压的影响	(176)
	设计与思考七	(178)
第 8 章	逆变器控制电路设计	(179)
8.1	SPWM 波产生方法	(179)
8.1.1	采样方法	(180)
8.1.2	模拟 SPWM 波的实现	(184)
8.1.3	基于 EPROM 的 SPWM 波产生方法	(187)
8.1.4	全数字 SPWM 实现	(190)
8.2	逆变电源控制系统设计	(197)
8.2.1	逆变电源常用控制方法	(197)
8.2.2	PID 控制原理及其实现	(202)
8.2.3	控制系统检测电路、保护电路及抗干扰设计	(208)
	设计与思考八	(216)
第 9 章	逆变电源系统设计	(218)
9.1	逆变电源组成及性能指标	(218)
9.1.1	逆变电源组成	(218)
9.1.2	逆变电源的性能指标	(219)
9.2	三相 400 Hz 逆变电源设计	(219)
9.2.1	概述	(219)
9.2.2	主电路设计	(220)
9.2.3	控制、驱动电路设计	(223)
9.2.4	系统软件设计	(234)
9.3	几种逆变电源的设计方案	(240)
9.3.1	一种简单实用的太阳能逆变器	(240)
9.3.2	一种单相正弦车载电源	(242)
9.3.3	一种多功能输出开关电源	(243)
	设计与思考九	(245)
第 10 章	谐波抑制与无功补偿	(246)
10.1	无功补偿和谐波抑制技术	(246)
10.1.1	无功功率和谐波的检测技术	(246)
10.1.2	一种基于单片机的无功补偿控制器的设计	(256)

10.1.3 电能质量调节器(UPQC)	(260)
10.2 单相功率因数校正	(265)
10.2.1 有源功率因数校正器的工作原理	(265)
10.2.2 UC3854/ UC3855 原理及其应用	(267)
10.2.3 功率因数校正器 UCC28019 及其应用	(277)
设计与思考十	(282)
参考文献	(283)

第 1 章 电力电子电路中的基本元器件

电力电子(Power Electronics)技术是以电力电子器件为基础对电能进行控制、转换和传输的技术,是现代电子技术的一个重要分支,包括电力电子器件制造应用技术、变流电路技术和控制电路技术三大部分,其中以电力电子器件的制造应用技术为最基本的技术。因此,了解电力电子器件基本工作原理、结构和电气参数,学会正确安全使用电力电子器件是进行电力电子电路设计的关键。

电力电子器件种类繁多,各种器件都具有其自身的特点,并对驱动、保护和缓冲电路有一定的要求。一个完善的驱动、保护和缓冲电路是安全、成功使用器件的关键,也是本章重点讲述的部分。

电力电子变换电路常用的功率半导体器件有功率二极管、大功率晶体管、功率场效应晶体管、绝缘栅双极型晶体管,以及智能功率模块等。在这些开关器件中,二极管属不控型开关器件,其他均属全控型开关器件。其中,大功率晶体管属电流驱动型开关器件,其余为电压驱动型开关器件。

1.1 功率二极管

二极管是一种由 PN 结构成的器件。功率二极管是一种 PN 结面积比较大的二极管(一般指电流容量在 1 A 以上的二极管),多用硅材料做成,分为低频功率二极管和高频功率二极管两种。低频功率二极管主要用于 50 Hz 电源整流电路。高频功率二极管,主要用于高频整流电路、传递无功功率的续流电路和功率开关的缓冲电路。目前比较成熟的产品有 PN 型、PIN 型快恢复二极管和功率肖特基二极管。

1.1.1 结构与工作原理

二极管的核心是 PN 结,PN 结最基本的特性是单向导电性。因此,二极管最适合做成将交流电变为直流电的整流二极管。在 PN 结两端加上电极引线 and 管壳后就可制成半导体二极管,其符号如图 1.1.1(a) 所示。PN 结的 P 端引线称为阳极(Anode)A,PN 结的 N 端引线称为阴极(Cathode)K。当二极管(即 PN 结)接上正向电压(简称正偏)时,如图 1.1.1(b) 所示,阳极 A(P) 接电源 E 正端,阴极 K(N) 接电源负端,二极管导电,电流可以从 A(P) 流至 K(N);当二极管即 PN 结接上反向电压(简称反偏)时,如图 1.1.1(c) 所示,A(P) 接电源负端,K(N) 接电源正端,二极管不导电(简称截止或阻断)。

1. 正向接法

如图 1.1.1(b) 所示,PN 结(半导体二极管)在正向电压接法下(简称正偏),外加电压所产生的外电场 E_e 与内电场 E_i 方向相反,因此 PN 结的内电场被削弱。其 PN 结等效正向电阻很

小,管子两端正向电压降仅1 V左右(大电流硅半导体电力二极管压降超过1 V,小电流硅二极管压降仅0.7 V,锗二极管压降约0.3 V)。这时的二极管在电路中相当于一个处于导通状态(通态)的开关。

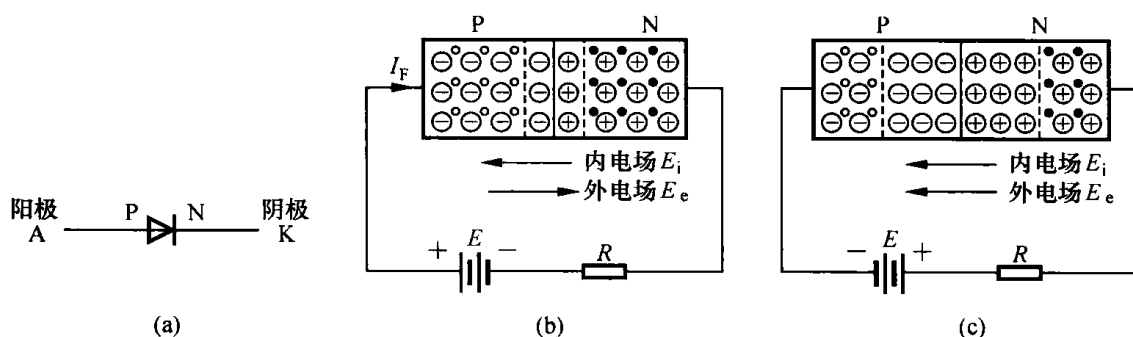


图 1.1.1 二极管的符号及正、反向接法

(a) 符号;(b) 正向接法;(c) 反向接法

2. 反向接法

如图 1.1.1(c) 所示,PN 结(半导体二极管)在反向电压接法下(简称反偏),外加电压所产生的外电场 E_e 与原内电场 E_i 方向相同。因此,外电场使原内电场增强,其 PN 结等效正向电阻很大,因此反偏时二极管电流极小。这个电流称为二极管的反向电流,也称为反向饱和电流 I_S 。

1.1.2 特性与参数

1. 静态特性

实际二极管的静态伏-安特性曲线如图 1.1.2 所示,从中可看出以下两个问题。

① 二极管正向导电时必须克服阈值电压 V_{th} (又称死区电压、门限电压、门坎电压)。当外加电压小于阈值电压时,外电场还不足以克服 PN 结内电场。因此,正向电流几乎为零。硅二极管的阈值电压 V_{th} 约为 0.5 V,锗二极管的约为 0.2 V。在外加电压大于 V_{th} 后内电场被大大削弱,电流才会迅速上升。

② 二极管外加反向电压时仅在外加反向电压 V_{RC} 不超过某一临界击穿电压 V_{RBR} 时才会使反向电流 I_R 保持为反向饱和电流 I_S 。实际二极管的反向饱和电流 I_S 是很小的,但是,在外加反向电压超过 V_{RBR} 后二极管被电击穿,反向电流会迅速增加。工作时若无特殊的限流保护措施,二极管被电击穿后将造成 PN 结的永久损坏而丧失单向导电能力。为防止二极管出现电击穿,通常只允许施加于二极管的最高反向工作电压 V_R 为其击穿电压 V_{RBR} 的 1/2。

在高频开关状态下,PN 结的高频等效电路如图 1.1.3 所示。其中, R 表示 PN 结的电阻, C 表示 PN 结的电容。 R 、 C 不仅与二极管本身结构和工艺有关,还与外加电压方向有关。当 PN 结处于正偏时 R 为正向电阻,其值很小,结电容 C 很大。当 PN 结处于反偏时, R 为反向电阻,其值

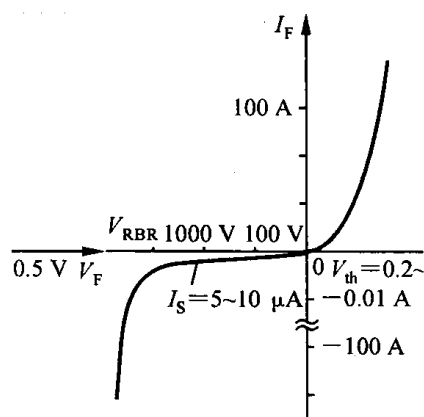


图 1.1.2 二极管伏-安特性

很大,但这时结电容很小。由图 1.1.3 可知,由于存在结电容 C ,当二极管从导通状态(C 很大存储电荷多)转到截止阻断状态时,需要一定的时间,即在消失存储电荷 Q 以后,二极管才能恢复反向阻断电压的能力而处于截止状态,然后在反向电压作用下,仅流过很小的反向饱和电流 I_S 。

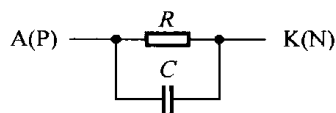


图 1.1.3 PN 结高频等效电路

2. 主要参数

(1) 最大允许反向重复峰值电压 V_{RRM}

最大允许反向重复峰值电压 V_{RRM} 是指二极管能够允许的瞬时峰值电压的最大值,也定义为二极管的额定电压 V_{RR} 。显然 V_{RRM} (或 V_{RR}) 应小于二极管的反向击穿电压 V_{RBR} 。

(2) 额定电流 I_{FR}

二极管的额定电流定义为其额定发热所允许的正弦半波电流的平均值。当二极管采用规定的散热器,并在规定的环境温度和散热条件下工作时,通过其中的正弦半波电流平均值 I_{FR} ,不应使其管芯 PN 结温升超过允许值。

(3) 最大允许全周期均方根正向电流 I_{Frms}

当二极管流过半波正弦电流的平均值为 I_{FR} 时,与其发热等效的全周期均方根正向电流为 I_{Frms} 。

若正弦电流的最大值为 I_m ,则正弦半波电流平均值为

$$\begin{aligned} I_{FR} &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin(\omega t) dt = \frac{1}{T\omega} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} I_m \end{aligned} \quad (1-1-1)$$

式中, I_m 为正弦电流的峰值, T 为正弦波周期,角频率

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T \quad (1-1-2)$$

$$\text{全周期均方根电流} \quad I_{Frms} = \frac{\pi}{2} I_{FR} = 1.57 I_{FR} \quad (1-1-3)$$

如果手册上给出某功率二极管的额定电流 I_{FR} 为 100 A,则由式(1-1-1)、式(1-1-2)可得到允许通过正弦半波的幅值电流 $I_m = \pi I_{FR} = 314$ A。允许通过任意波形的有效值为 $I_{Frms} = 1.57 I_{FR} = 157$ A。式(1-1-1)、式(1-1-3)表明:额定电流为 100 A 的二极管可以通过幅值为 314 A 的半波正弦电流,可以在全周期内通过任意波形的有效值为 157 A 的电流,其功耗发热不会超过允许值。

(4) 最大允许非重复浪涌电流 I_{FSM}

这是二极管所允许的半周期峰值浪涌电流。该值比二极管的额定电流要大得多。实际上它体现了二极管整流器抗短路冲击电流的能力。显然浪涌电流必须限制在短路时间以内,例如, $8.3 \sim 10$ ms ($f = 60 \sim 50$ Hz 的半周期),在此期间过流保护系统可望切断短路电流。

(5) 最大允许 PN 结结温 θ_{jm} 和管壳温度 θ_{cm}

最大允许 PN 结的结温 θ_{jm} 通常为 $150 \sim 200$ °C,管壳温度取决于二极管的功耗和结 - 壳热阻、壳 - 散热器热阻及环温。

(6) 结 - 壳热阻 R_{jc} 、壳 - 散热器热阻 R_{cs} (°C/W)

这些参数用于设计散热系统和选择散热器,必须指出:功率半导体器件所允许的电流极限参数与其散热器大小有关。因现代电力电子开关器件本身的尺寸都不大,其散热能力对于安全

发散其内部功耗的热量来说太小,故必须设置适当的散热器。

(7) 反向恢复时间 t_{rr}

如图 1.1.4(a) 所示,二极管外电路有正电压 V_{SF} ,二极管正偏导通时,阳极 A 电位高于阴极 K 电位,二极管在电源电压 V_{SF} 作用下经外电阻 R 、电感 L 流过正向电流 $I_D = I_F$,这时二极管两端电压降 V_D 很低(1~2 V),PN 结电容存储电荷 Q 。如果在 $t = t_1$ 时(见图 1.1.4(e)),外电源电压突然反向(反偏)为 V_{SR} ,如图 1.1.4(b) 所示,二极管电流为零($t = t_2$)时,PN 结电容存储的电荷 Q 并不能立即消失,二极管电压仍为 V_D (1~2 V),二极管仍然具有导电性,在反向电压 V_{SR} 作用下,反向电流 I_R 从零增加到最大值 I_{RM} ($t = t_3$)时,反向电流 I_R 使存储电荷逐渐消失, V_D 降为零。然后,PN 结反向阻断能力逐渐恢复,反向等效电阻迅速增大而使反向电压 V_D 增大到 V_{RM} ,反向电流则从 I_{RM} 衰减到二极管的反向饱和电流 I_S (微安级电流)。如果在 t_4 时反向电流已衰减到 $10\% I_{RM}$,则图 1.1.4(e) 所示的时间段 t_{rr} ($t_{rr} = t_4 - t_2 = t_a + t_b$) 定义为二极管反向恢复时间。在 t_{rr} ($t_2 \rightarrow t_4$) 期间,二极管处于反向电流导电状态,因此,二极管正向导电电流为零后它并不能立即具有阻断反向电压的能力,必须再经历 t_{rr} 时间后才能恢复其阻断反向电压的能力。

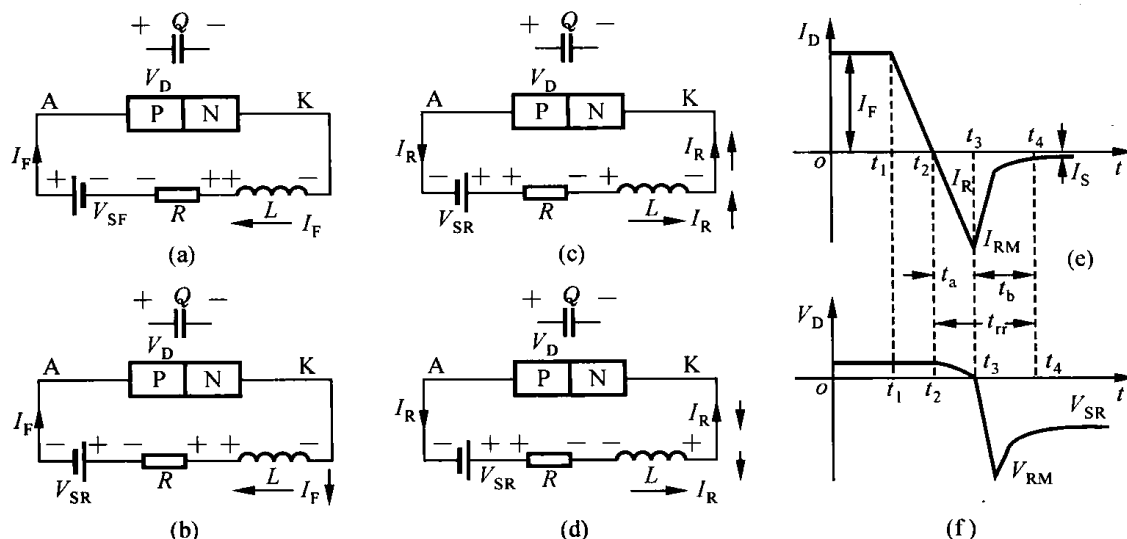


图 1.1.4 二极管开关特性

(a) $0 \leq t \leq t_1$; (b) $t_1 \leq t \leq t_2$; (c) $t_2 \leq t \leq t_3$; (d) $t_3 \leq t \leq t_4$; (e) 电流波形; (f) 电压波形

二极管从导通到截止(阻断反向电压)的过渡过程期间的反向恢复时间 t_{rr} 、最大反向电流值 I_{RM} ,与二极管 PN 结电容的大小、导通时正向电流 I_F 所对应的存储电荷 Q 、电路参数,以及反向电流 di/dt 等都有关系。普通二极管 $t_{rr} = 2 \sim 10 \mu s$,快速恢复二极管的 t_{rr} 为几十至几百 ns,超快恢复二极管的 t_{rr} 仅为几 ns。 t_{rr} 值愈小则二极管的工作频率的上限可以愈高。

1.1.3 快恢复功率二极管

用于电力变换和电力控制电路中的功率二极管,正向导通流过额定电流 I_{FR} 时的电压降 V_{FR} 一般不超过 1~2 V,相对于变换电路的额定工作电压要小得多,因此在分析计算电力变换电路特性和波形时二极管正向电压降 V_{FR} 一般可忽略不计。但额定正向电流时的功耗及其发热却不容忽略,在电力电子变换器中功率半导体器件的功耗、发热及散热都是需要妥善处理的问题。

1. 快恢复二极管

迅速由导通状态过渡到关断状态的 PN 结整流管称为快恢复二极管(Fast Recovery Diode, FRD),其特点是反向恢复时间短,一般小于 $5\ \mu\text{s}$,故也称为开关二极管。用于高频整流、斩波和逆变。电流由 1 A 到数百安,电压由数十伏到数千伏。

目前有 PN 型和 PIN 型两种结构的快恢复整流二极管。在同等容量下, PIN 型结构具有开通压降低、反向快速、恢复性能好的优点。不足之处是, PIN 型二极管具有硬恢复特性,而 PN 型结构则具有软恢复特性。定量来说,当导通电流为 1 A 时,反向恢复时间为几十纳秒到几百纳秒,在额定工作电流下,其反向恢复时间也只有几百微秒到几微秒。一般,二极管的耐压越高,电流越大,恢复时间就越长,导通压降就越高。

快恢复二极管主要用于开关频率不太高($20\sim 50\ \text{kHz}$)的整流模块的输出整流。常用的小电流快恢复二极管有 FR101 $\sim$ FR107(1 A, $50\sim 1000\ \text{V}$)、FR301 $\sim$ FR307(3 A, $50\sim 1000\ \text{V}$)等,可用于辅助开关电源的输出整流。

国产大功率快恢复二极管的参数范围为 $50\sim 1000\ \text{A}$, $100\sim 2000\ \text{V}$ 。

2. 超快恢复二极管

用外延法生产的二极管比用扩散法生产的二极管具有更快的开关速度,它们都用掺金或铂来控制恢复时间 t_{rr} 的大小,使恢复时间 t_{rr} 小于 $50\ \text{ns}$,称为超快恢复二极管(Ultra-Fast Recovery Diodes, UFRD),又称为高性能快速恢复二极管(Hiper Fast Soft Recovery Epitaxial Diodes, Hiper FRED)。超快恢复二极管具有软恢复过程,可减小因反向恢复造成的 du/dt 、 di/dt 和电压尖峰,降低 EMI(电磁干扰)。FRED 一般用于开关频率在 $50\ \text{kHz}$ 以上的整流模块的输出整流。

3. 肖特基二极管

肖特基二极管由半导体硅材料(N 型)与金属进行面接触而构成。半导体 N 型二极管是采用现代工艺进行掺杂,以使金属与 N 型硅材料大面积均匀接触而制成的。所以,肖特基二极管在整流过程中无少数载流子参加,既消除了电荷存储现象,又能瞬间完成反向恢复过程。与普通硅二极管比较,它具有下列性能特点。

① 不是利用 PN 结的单方向导电特性,而是利用金属与半导体接触过程的势垒电势的整流作用而导电,只产生多数载流子而无少数载流子,故反向恢复时间远小于相同定额的二极管,一般只有数十纳秒,而且与反向 di/dt 无关。因此可在更高频率下工作。

② 具有较低的正向压降($0.3\sim 0.8\ \text{V}$),典型值为 $0.55\ \text{V}$,所以导通损耗小。因此,广泛应用于低电压大电流电源中。

③ 肖特基二极管电流定额从 1 A 到数百安,并且很容易通过并联而扩大容量,即不需要加均流电阻,可直接并联,亦可两只配对并联后封装成组件。

④ 反向漏电流较大和工作电压较低(一般小于 $150\ \text{V}$)是肖特基二极管的缺点。由于该管存在较大的反向电流,故既会使整流效率降低,又会使整流过程中有较大的纹波电流流出。为了限制肖特基二极管的反向电流,工作电压不能过高。

1.1.4 基本应用

在低压大电流的开关电路应用中,肖特基二极管是十分理想的开关器件,它不仅开关特性

好,允许工作频率高,且正向压降相当小($< 0.5\text{ V}$),在大电流、低电压的电力电子变换系统中应是首选器件。

半导体电力二极管属于功率最大的半导体器件,现在其最大额定电压、电流在 6 kV 、 6 kA 以上。当然,额定电压最高的二极管的额定电流不一定最高,反之亦然。选用二极管的主要依据是,二极管的参数。一般半导体器件手册中都给出不同型号二极管的各种参数以便选用。下面是二极管在电力电子变换系统的几种基本应用。

1. 整流

利用二极管正偏时单向导电、反偏时截止的不对称非线性特性(见图 1.1.2),可实现整流变换,如图 1.1.5(a) 所示,这是二极管最基本、最广泛的应用。

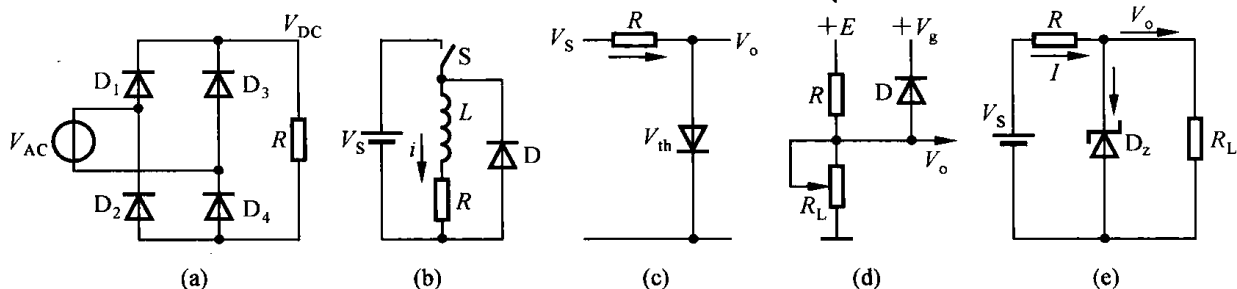


图 1.1.5 二极管的整流、续流、限幅、钳位和稳压应用

(a) 整流;(b) 续流;(c) 限幅;(d) 钳位;(e) 稳压

2. 续流

如图 1.1.5(b) 所示,当开关 S 切断电感电路时,为防止电感产生很高的反电势 $e = L di/dt$ 而损坏设备,接入一个二极管 D ,使电感电流有一个继续流动的回路,使开关管 S 关断时,其两端电压不会超过电源电压 V_S ,从而避免了因电感断流而在开关器件两端出现高电压的情况。

3. 限幅

当输入信号电压 V_S 变化范围很大时,为了使信号电压的幅值能够限制在某个范围之内可采用如图 1.1.5(c) 所示二极管限幅电路。当输入电压 V_S 低于二极管阈值电压 V_{th} 时二极管截止不导通,信号全部输出, $V_O = V_S$; 当 $V_S \geq V_{th}$ 时,二极管导通,二极管电压被限制为正向导通电压。一个硅管的正向导通电压约为 0.7 V ,一个锗管的正向导通电压约为 0.3 V 。几个二极管串联可得到不同的限幅值。

4. 钳位

如图 1.1.5(d) 所示,当负载电阻 R_L 改变时,只要二极管 D 处于正偏导通状态,输出端电压 V_O 就等于电源电压 V_g 加二极管正向电压降 V_F ,即 $V_O = V_g + V_F$,而与负载无关,即 V_O 被钳位到 $V_g + V_F$ 。当然,要保持二极管总是处于正偏导通状态, R_L 不能过小, R_L 太小,则流过 R 上的电流过大,当 R 上的电压降太大以致 $(E - RI) < V_g$ 时,二极管反偏截止, V_O 将随 R_L 的改变而改变,钳位电路失去作用。

5. 稳压

稳压二极管的正常工作区在反向击穿区,如图 1.1.2 所示的第三象限区。二极管反向击穿后,当反向电流改变时,其反向端电压基本不变。因此,当电源电压 V_s 改变时,通过稳压管的反向电流改变,使串联电阻 R 上的压降改变,而负载电压 V_o 基本不变,如图 1.1.5(e) 所示。这种简单的稳压电路应用也很广泛。

1.1.5 缓冲与保护

如图 1.1.6 所示,功率二极管从通态转到断态,在正向电流降为零而反向阻断能力尚未恢复期间,载流子反向恢复过程中会流过反向电流 i_R , i_R 上升到峰值后会迅速下降,这时即使线路上的杂散电感 L_σ 很小,也会产生很大的感应电势 $L_\sigma di_R/dt$,并作为反向电压加到正在恢复反向阻断能力的二极管上,这很可能会损坏二极管。通常在二极管两端并联一个简单的 RC 缓冲电路保护二极管。电容 C 用于减小开关两端的反向电压 dv/dt , R 用于抑止 L_σ 、 C 电路振荡,并减小电容 C 经 D 放电时的放电电流。

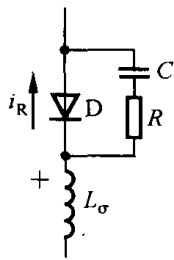


图 1.1.6 RC 缓冲电路

1.2 大功率晶体管

大功率双极型晶体管一般称为大功率晶体管,或称巨型晶体管(GTR);在日本,是指管壳温度为 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时元件集电极损耗 2 W 以上的晶体管;在欧洲,则多指从管芯到管壳热阻在 $15\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ 以下的晶体管;美国是用耗散功率来定义的,将集电极耗散功率 P_{cm} 大于 1 W 的晶体管称为大功率晶体管(GTR)。

GTR 模块有两种,一种是将若干晶体管管芯、续流二极管以及内部电路组成一个单元,然后根据用途将几个单元封装在一个外壳内的模块,图 1.2.1 所示的是它的等效电路,这种模块也称为达林顿模块;第二种是采用集成工艺,把达林顿大功率晶体管、续流二极管、加速二极管集成在同一管芯的 GTR 模块,这类模块在小型化、轻量化和经济效益方面取得了明显的效果,是今后的发展方向。

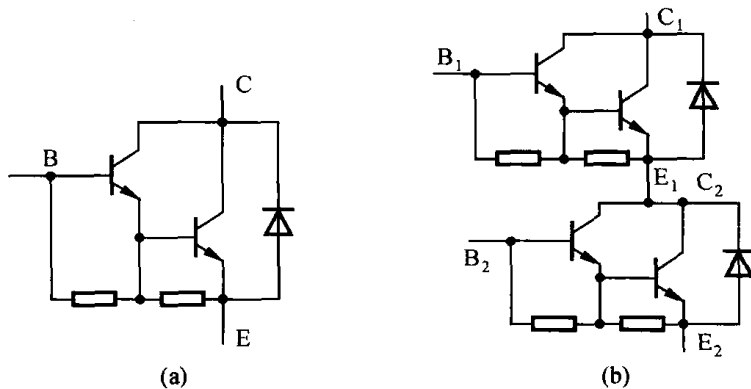


图 1.2.1 GTR 等效电路

(a) 单个 GTR; (b) 两单元 GTR

GTR 具有自关断能力、开关时间较短、饱和压降低等优点,且实现了高频化、模块化、廉价化。因此,近年来广泛应用于交流电机调速、不停电电源 UPS 和中频电源等装置中,并将在中小功率应用方面取代传统的晶闸管。目前,在容量 600 kVA 以下的电压源型逆变器中占主导地位。

需要指出的是,由于 GTR 是一个双极型器件,存在驱动功率较大、开关速度还不够快,工作频率不高等缺点,而且还存在二次击穿等问题,使得它的应用市场有逐步减小的趋势。但其基本理论,以及驱动、保护技术是普遍通用的,也是混合型器件的发展方向和应用基础。

1.2.1 结构与工作原理

图 1.2.2 示出了 NPN 和 PNP 两种三极管的结构和符号。三极管是具有两个 PN 结的三层结构半导体元件。中间层称为基区 B,基区两边分别称为发射区 E 和集电区 C。基区 B 与发射区 E 之间的 PN 结为发射结 J_1 ,基区 B 和集电区 C 之间的另一个 PN 结为集电结 J_2 ,由三极管的三个区所引出的电极分别称为基极 B(Base)、发射极 E(Emitter) 和集电极 C(Collector)。

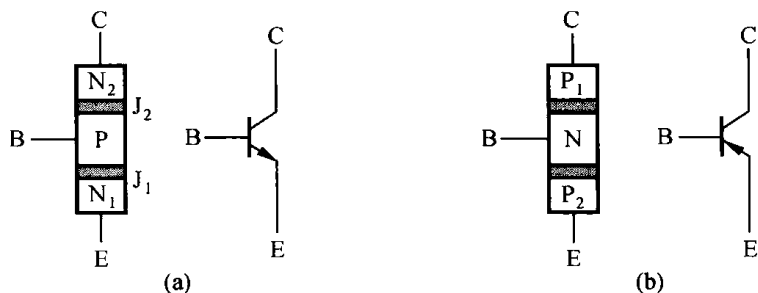


图 1.2.2 三极管的结构、符号

(a) NPN 管; (b) PNP 管

1.2.2 特性与参数

1. 静态特性

(1) 输入特性

GTR 的输入特性如图 1.2.3(b) 所示,它表示在 V_{CE} 一定时基极电流 I_B 与基极 - 发射极电压 V_{BE} 之间的函数关系 $I_B = f(V_{BE})$ 。三极管的输入特性与二极管 PN 结的正向伏 - 安特性曲线相似,当 V_{CE} 增大时,输入特性向右移动,在 $V_{CE} > 2\text{ V}$ 后, V_{CE} 数值的改变对输入特性曲线影响很小。环境温度改变时输入特性会发生变化,环境温度升高,半导体中载流子数目增多,等效电阻下降,因此要产生同样的 I_B 所需的 V_{BE} 要小一些,温度每升高 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$,所需电压 V_{BE} 大约下降 2.4 mV ,实际工作中三极管正偏压 V_{BE} 在 1 V 左右。

(2) 输出特性

GTR 的输出特性如图 1.2.3(c) 所示,它表示基极电流 I_B 一定时,集电极电流 I_C 与 V_{CE} 之间的函数关系: $I_C = f(V_{CE})$ 。正常工作的输出特性可近似地由三段组成。在基极注入电流 I_B 保持为 0.6 mA 情况下,在 V_{CE} 从零增大时, I_C 迅速线性上升至 X 点,然后平缓升至 P 点,最后在水平直线段 PF 区域 I_C 保持不变, I_C 与 I_B 成正比,即正常工作的输出特性由直线段 OX、曲线 XP、水平线 PF 三段组成。当 V_{CE} 超过某一数值 V_{CEM} 以后,三极管将发生雪崩击穿,发生雪崩击穿时的集电极 - 发射极电压 V_{CEM} 与 I_B 的大小有关, $I_B = 0$ 时 V_{CEM} 最大,其值用 V_{CEO} 表示。

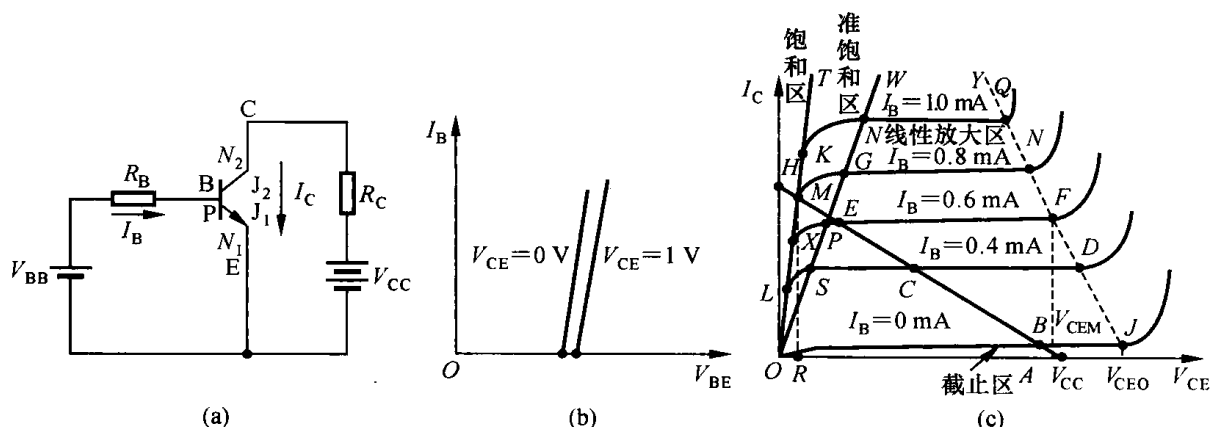


图 1.2.3 三极管输入、输出特性
(a) 电路; (b) 输入特性; (c) 输出特性

I_B 越大, 发生雪崩击穿的电压值 V_{CEM} 越小。图 1.2.3(c) 所示的击穿点 J 、 D 、 F 、 N 、 Q 的连接线 JY 称为击穿线。

当 $I_B = 0.8 \text{ mA}$ 时, 外特性由 OM 、 MG 、 GN 三段组成, 情况类似。不同 I_B 的外特性从直线到曲线的转折点 L 、 X 、 M 、 K 等的连接线 OT 与纵坐标轴非常靠近, 即转折点的 V_{CE} 值都很低, 仅 $1 \sim 2 \text{ V}$, 直线 OT 称为临界饱和线, 外特性从曲线段转到水平直线段的转折点 S 、 P 、 G 、 N 的 V_{CE} 也不大, 仅为 $2 \sim 3 \text{ V}$ 。直线 OW 是线性工作区边界线。 OW 线右侧与 JY 线左侧之间称为线性工作区。

在一定的外电源电压 V_{CC} 和负载电阻 R_C 下, 集电极电流 I_C 与 V_{CE} 的关系为线性关系, 如图 1.2.3(c) 的直线 $ABCEMH$ (称为负载线) 所示。当 $V_{CE} = V_{CC} = \overline{OA}$ 时 $I_C = 0$; 当 $V_{CE} = \overline{OR}$ 时, $I_C = \overline{RM}$; 当 $V_{CE} = 0$ 时, $I_C = \overline{OH} = V_{CC}/R_C = I_{CM}$ 。 I_{CM} 称为集电极饱和电流, 它是在 V_{CC} 、 R_C 一定时集电极或负载所能达到的最大电流。

三极管工作点由其外特性与负载直线的交点确定。例如, 当 $I_B = 0$ 、 0.4 mA 、 0.6 mA 、 0.8 mA 、 1.0 mA 时工作点分别为 $B(0)$ 、 $C(0.4)$ 、 $E(0.6)$ 、 $M(0.8)$ 、 $M(1.0)$ 。

2. 主要参数

(1) 集电极额定电压 V_{CEM}

集电极额定电压 V_{CEM} 是指集电极与发射极之间的正向击穿电压值, 或简称集、射极击穿电压值 (Broken Voltage)。同一个三极管其集、射极击穿电压的大小与基极状态有关。图 1.2.4 示出了不同基极状态时, 集、射极击穿电压大小关系。基极加正偏电压、电流时, 在其集、射极之间外加 $1 \sim 2 \text{ V}$ 的 V_{CE} 就能使三极管由断态转为通态 (导电), 即这时正向击穿电压值很小。当基极反偏时, 三极管集、射极击穿电压 V_{BCEX} 最高; 当基极短接、基极电压为 0 时, 其集、射极击

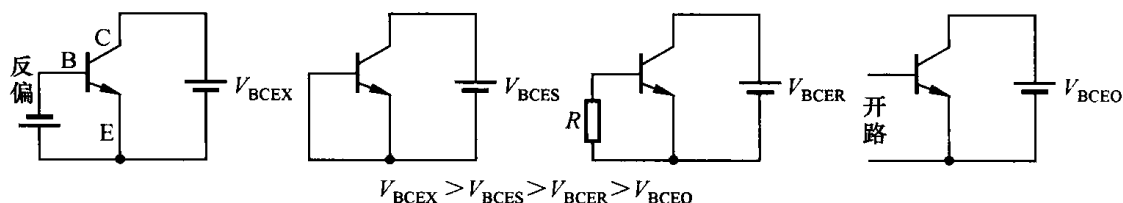


图 1.2.4 不同基极状态时, 集、射极击穿电压

穿电压 V_{BCES} 小于 V_{BCEX} ; 基极开路时, 集、射极击穿电压 V_{BCEO} 最低。基极接有电阻短路时的集、射极击穿电压 V_{BCER} 要比基极直接短路时的集、射极击穿电压 V_{BCES} 要低一些。使用中应避免基极开路, 要三极管处于截止状态时最好加上反偏电压使其可靠截止。

(2) 集电极额定电流(最大允许电流) I_{CM}

GTR 的集电极额定电流 I_{CM} 是指, 在规定的功耗值和散热条件下, β 值不低于规定值时的最大允许的集电极电流。在使用中, I_{C} 增大时, 三极管功耗和发热都增加, 可能会过热损坏。此外, I_{C} 过大时, 电流放大倍数 $\beta = I_{\text{C}}/I_{\text{B}}$ 降低, 需要更大的基极驱动电流 I_{B} , 这也是不利的。

(3) 饱和压降 V_{CESAT}

单个三极管的饱和压降一般不超过 $1 \sim 1.5 \text{ V}$, 其值随集电极电流 I_{C} 的上升而增大。

(4) 基极电流的最大允许值 I_{BM}

I_{BM} 比集电极电流最大允许值 I_{CM} 小得多, 通常 $I_{\text{BM}} = (1/2 \sim 1/10) I_{\text{CM}}$, 基极 - 发射极最大电压额定值一般只有几伏。

(5) 开通、关断时间 t_{on} 、 t_{off}

三极管从断态施加驱动信号开始到等效电阻降为零的通态所经的时间叫开通时间 t_{on} ; 从通态撤除驱动信号到等效电阻为无限大的断态所经历的时间叫关断时间 t_{off} 。 t_{on} 、 t_{off} 的值越小, 三极管开关过程中的功耗也越小, 且可在更高频率下工作。

(6) 耗散功率

在一定环温和散热条件下所允许的耗散功率。

(7) 热阻 R_{JC}

三极管 PN 结与管壳之间的热阻 R_{JC} 。

(8) 最高结温 T_{JM}

不同型号、不同用途的硅三极管最高允许结温一般在 $125 \sim 200 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 范围内, 设法降低三极管等半导体开关器件工作时结温是保证其安全工作的重要措施。高温工作将导致电性能和热性能的恶化(击穿电压降低, 老化加速, 性能变差), 同时也使半导体器件平均工作寿命大为下降。因此, GTR 使用中必须采用合理的散热器、合理的驱动和缓冲电路, 以控制功耗发热, 提高散热能力, 降低结温。

1.2.3 驱动电路

GTR 的基极驱动电路必须提供持续而不是脉冲的驱动电流以开通 GTR 并保持 GTR 处于可靠的通态, 一个好的驱动电路应具有以下特性。

- ① 开通时有较高的基极驱动电流脉冲 i_{B} , 以减小开通时间。
- ② GTR 开通后, 在通态下基极电流要适当减小, 以减少通态时基、射结损耗, 同时使 GTR 不致于过饱和, 即初始的驱动电流应在开通后适当减小。
- ③ 已处于通态时要防止三极管过饱和。过饱和时, 其关断时间比临界饱和时长得多, 不利于关断。
- ④ 关断时应施加反向基极电流, 以进一步缩短关断时间。
- ⑤ 断态时最好外加反向的基、射极间电压, 这能增加三极管的集、射极间电压阻断能力。

1. 推拉电容加速基极驱动电路

图 1.2.5 示出了 GTR 的两个无隔离变压器的驱动器, 图 1.2.5(a) 所示为基本的单端驱动

电路,只需一个三极管 T ,但其性能不佳。输入信号为低电平时 T 导通,主管 GTR 因有正的基极驱动电流 i_B 而开通,并保持通态。一旦输入信号为高电平, T 截止,B点负电压作为反偏电压加至 GTR 的基极使其关断并保持为断态。

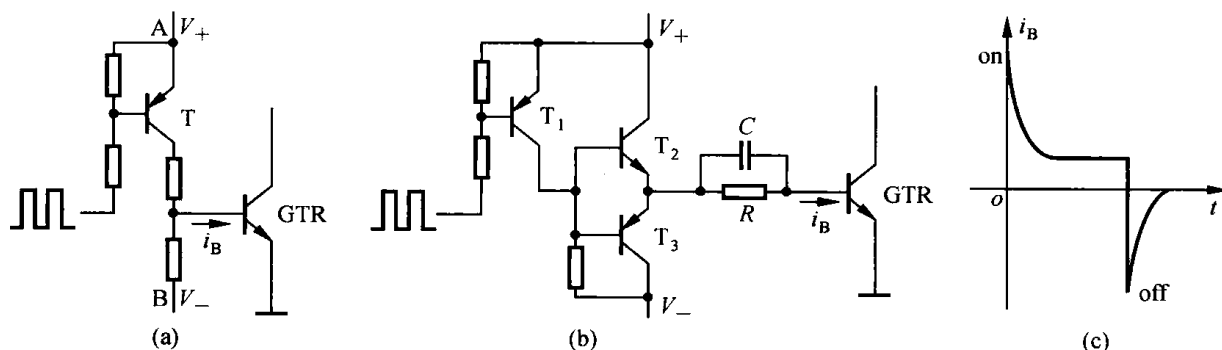


图 1.2.5 无隔离的功率晶体管

(a) 单管驱动;(b) 双管射极输出驱动;(c) 基本电流波形

在图 1.2.5(b) 所示的双管射极输出驱动电路(推拉电容加速基极驱动电路)中,功耗大为减小。三极管 T_1 的集电极接至由 T_2 和 T_3 组成的推挽式射极输出电路,输入信号为低电平时 T_1 导通,使 T_2 导通、 T_3 截止,控制电源 V_+ 经 T_2 和并联的 R 、 C 向 GTR 提供驱动电流 i_B ,同时电容 C 被充电,左正右负。电容 C 的充电电流在 GTR 开通初期提供基极瞬时大电流(提升电流),可以加快开通过程。稳态导通时, i_B 减小到只由 R 支路提供,又可使通态时的 i_B 较小,从而缩短关断时间。当输入信号为高电位时 T_1 截止, T_2 截止, T_3 导通,电容 C 经 T_3 放电,为 GTR 提供关断所需的反压和负电流 $-i_B$,如图 1.2.5(c) 所示。

2. 贝克钳位电路

为了缩短关断时间、提高关断速度,可引入图 1.2.6 所示抗饱和贝克钳位电路,防止 GTR 过饱和。图中, D_1 称为钳位二极管,当 GTR 过饱和导通时, V_{CE} 减小,即 C 点电位下降,从 A 点经 D_1 流至 C 点的电流增加,经 D_2 、 D_3 注入 B 点的基极电流减少。 D_1 相当于溢流阀的作用,以分流控制系统输出到 A 点的过量的电流,减小流入 GTR 的基极电流 i_B ,使通态时三极管工作点由深饱和区移至临界饱和区(图 1.2.3 中的直线 OT) 附近。二极管 D_2 、 D_3 为钳位二极管 D_1 提供合适偏置。二极管 D_4 为关断时反向基极电流提供通道。

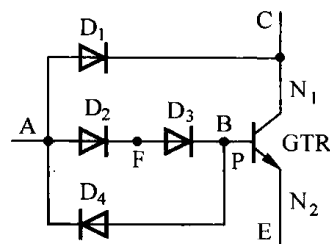


图 1.2.6 GTR 抗饱和和贝克钳位电路

选择贝克钳位电路中的元器件时应注意:

- ① D_1 的电压额定值与 GTR 耐压等级相同;
- ② D_1 的反向恢复电流要小,应该用快恢复二极管(恢复时间小于 $200 \mu s$);
- ③ D_1 的电流容量应能通过全部基极驱动电流;
- ④ D_2 、 D_3 选择低耐压且能通过全部基极电流的二极管;
- ⑤ D_2 、 D_3 不必选快恢复二极管,因为它们的反向恢复电流有利于缩短 GTR 的关断时间;
- ⑥ D_4 为低压,能通过反抽电流容量的二极管,其他无特殊要求。

3. 使用隔离变压器的驱动电路

PWM(Pulse Width Modulation, 脉冲宽度调制, 简称脉宽调制) 变换器中的 GTR 可以采

用图 1.2.7 所示隔离变压器驱动。驱动信号 P_1 和 P_2 互补。当 P_1 为正, P_2 为负时, T_1 导通使 GTR 开通。 P_1 为负、 P_2 为正时, T_2 导通, 脉冲变压器输出负电压和负方向基极电流, 关断 GTR。

4. 使用光耦隔离的驱动电路

GTR 的隔离驱动器也常用图 1.2.8 所示的光耦隔离驱动器。它采用了光电耦合器 T_1 、 T_2 , GTR 由推挽式射极输出电路驱动。当输入信号为高电平时, 图 1.2.8 所示的 B 点电位为 0, T_1 导通, A 点为正电位, T_3 导通, 为 GTR 提供正向驱动电流 I_B 。当输入信号为零时, T_2 导通, A 点为负电位, T_4 导通, 电容 C 经 T_4 放电, 为 GTR 提供 $-I_B$ 。驱动器产生的基极电流波形如图 1.2.5(c) 所示。

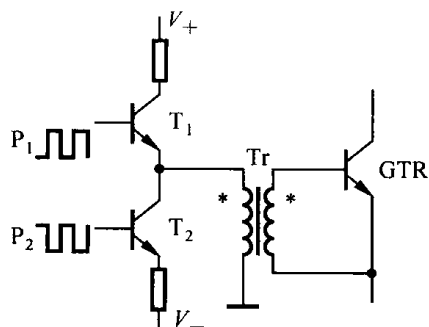


图 1.2.7 有隔离变压器的 GTR

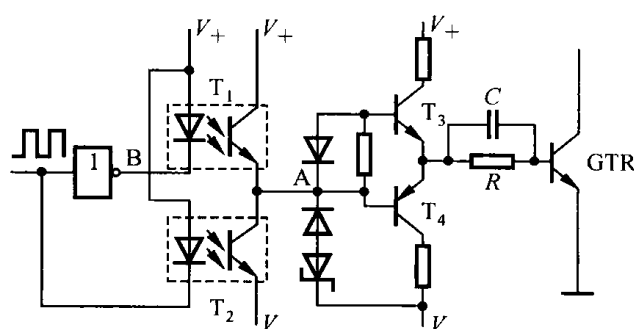


图 1.2.8 有光耦隔离的 GTR

5. 带自保护功能的驱动电路

图 1.2.9 所示的是一种带自保护功能的驱动电路。图中, T_1 及其附加电路完成电压放大功能, 555 电路组成保护电路, R_6 、 C_2 驱动同步信号, 只有在同步期内, 555 输出的保护信号才有效。555 的 6 脚接受过载信号, 这个过载信号可以是检测的过压信号, 也可以是霍尔传感器检测的过流信号; 7 脚通过 T_2 将过载信号传给控制电路。该电路控制简单。在驱动电路中切断驱动电流, 使保护非常及时。

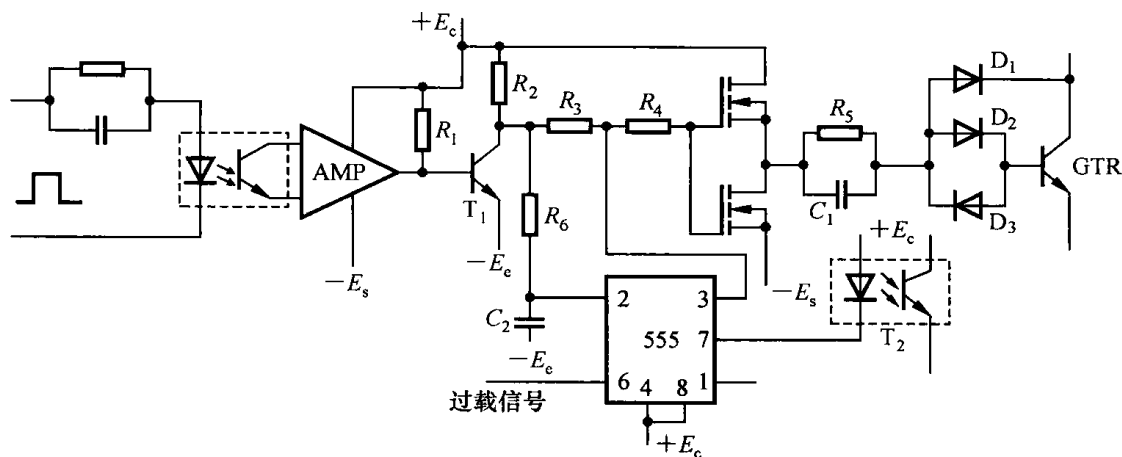


图 1.2.9 带自保护功能的驱动电路

有时, 为了提高光耦器件的 dv/dt 抑制能力及用低速光耦完成高频信号的传递, 将图 1.2.9 所示的电压放大电路改为图 1.2.10 所示的电路。图中, T_1 、 T_2 为普通光耦。采用 T_1 、 T_2

的连接方式可以提高共模电压的抑制能力。图中,施密特触发器产生一个 $2 \sim 3 \mu\text{s}$ 的负脉冲,作为保护试探脉冲,它与 556 一起完成电压放大及保护功能。保护信号是通过 556 的 12 脚检测 GTR 的 V_{CE} ,通过调节 556 的 11 脚的上拉电阻达到调保护门限的目的。该电路是一个逐个脉冲限流保护电路。当本周保护后下周脉冲来到时可再一次驱动 GTR。

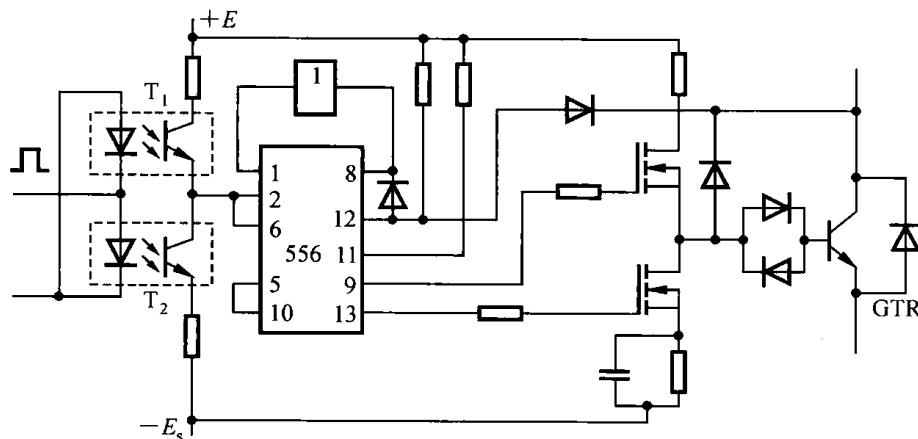


图 1.2.10 逐个脉冲限流保护电路

1.2.4 缓冲与保护

半导体开关器件有开通、通态、关断、断态四种工况,断态时可承受高电压但漏电流小,通态时可承载大电流但管压降小,而开通和关断过程中开关器件可能同时承受过压、过流、过大的 dv/dt 、 di/dt ,以及过大的瞬时功率 $P = vi$ 。如果不采用防护措施,则高电压和大电流可能使工作点超出安全工作区而损坏器件,因此功率半导体器件常设置开关过程的保护电路,也称为缓冲器,以防止瞬时过压、过流,消除过大的电压、电流变化率,减小开关损耗,确保器件处于安全工作区。缓冲器还可以维持串联连接的开关管电压均衡,或维持开关器件并联时电流均衡。缓冲器的电路结构取决于开关器件的类型和对变换器的要求。

1. 几种有代表性的能耗缓冲电路

表 1.2.1 示出了几种有代表性的能耗缓冲电路,它们可用于 GTR 和 MOSFET 及 IGBT 等功率器件,下面以阻止放型吸收电路为例说明缓冲电路的设计方法。

(1) C_s 的求法

$$C_s = \frac{LI_0^2}{V_{\text{CEP}} - E_d} \quad (1-2-1)$$

式中, L 为主电路电感; I_0 为续流二极管反向恢复电流峰值或 GTR 集电极电流最大值; V_{CEP} 为吸收电容端子电压达到的最终值,由 GTR 最大耐压值决定,

$$V_{\text{CEP}} = E_d + V_{\text{Fm}} + L_s \frac{di}{dt} \quad (1-2-2)$$

式中, E_d 为直流电压; L_s 为吸收电感; di/dt 为下降期间,集电极电流变化率; V_{Fm} 为吸收二极管的瞬时正向压降(一般 500 V 级快速二极管为 20 ~ 30 V, 1000 V 级的为 40 ~ 60 V)。

为了降低 di/dt 、防止过压,以使 GTR 工作在 $RBSOA$ 之内,一般要注意将吸收电感、吸收电路尽量靠近开关管,减小吸收电路的引线,同时注意选用瞬时压降低的二极管等。

表 1.2.1 有代表性的吸收电路

	RC 吸收电路	RCD 吸收电路	阻止放电型吸收电路
电路图			
关断时的工作轨迹			
开通时的工作轨迹			

(2) R_s 的求法

R_s 的设计应注意两个方面:一是下次关断前 C_s 中存储电荷基本放电完毕,二是防止吸收电路与其他电路形成过大的振荡。它要求

$$2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \leq R_s \leq \frac{1}{2.3C_s f} \quad (1-2-3)$$

R_s 的功率为

$$P_s = I_s I_o^2 f / 2 \quad (1-2-4)$$

式中, P_s 与 R_s 的阻值大小无关。

2. 两种较完善的缓冲电路

图 1.2.11 和图 1.2.12 所示的是实际运用中两种较理想的缓冲电路,前者适用宽 SOA 的 GTR,后者适用窄 SOA 的 GTR。其特点是使用器件较少、高压保护效果好、损耗低。

缓冲电路可以改善开关器件的开关特性,使开关轨迹缩小在安全工作区内,减小开关器件本身的功耗发热,降低结温,但是缓冲电路的引入又使变换器电路结构复杂了。由于缓冲器本身也有不小的损耗,故总的开关损耗并不一定会减小,只是将开关损耗从器件本身转移到电阻 R_s 上,从而减小了开关器件本身的功耗发热。

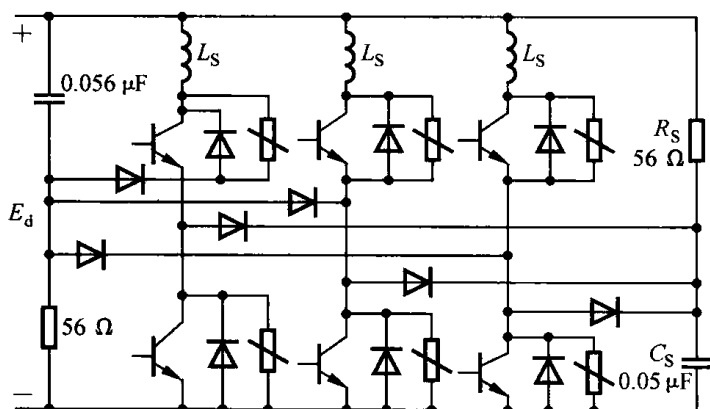


图 1.2.11 一种实用吸收电路

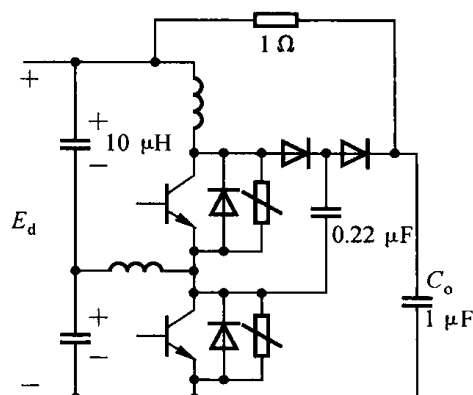


图 1.2.12 低功耗实用缓冲电路

1.3 功率场效应晶体管

1.3.1 结构与工作原理

功率场效应晶体管(简称场效应管)也有三个电极:栅极(控制极)G(Gate)、漏极 D(Drain) 和源极 S(Source),栅极控制漏、源极之间的等效电阻,使场效应管处于截止或导通状态。场效应管有两大类:结型场效应管和绝缘栅型场效应管,结型场效应管利用 PN 结反向电压对耗尽层厚度的控制来改变漏、源极之间导电沟道的宽度,从而控制漏、源极之间的等效电阻和电流的大小。绝缘栅型场效应管则利用栅、源极之间电压形成电场来改变半导体表面感生电荷的多少、改变导电沟道的导电能力和等效电阻,从而控制漏、源极之间的导电电流。因此,绝缘栅型场效应管又称为表面场效应管。

图 1.3.1 示出了一种最常用的绝缘栅型场效应管的基本结构、符号和外接电路。它是以一块杂质浓度低的 P 型硅材料作衬底,其上有两处高掺杂的 N 型区(自由电子多)分别引出作为源极和漏极,相互隔离的两个 N 区的表面覆盖着金属氧化物 SiO_2 绝缘层,栅极与两个 N 区被绝缘体 SiO_2 绝缘隔开,故称为绝缘栅极。 N_1 为漏极, N_2 为源极, N_1 和 N_2 之间的区域是 P 型半导体,当图 1.3.1(b) 所示电路中漏、源极间电压 V_{DS} 为零,栅、源极之间电压 V_{GS} 也为零时,N 型半导体与 P 型半导体之间要形成空间电荷区(耗尽层)阻挡层,此时栅、源极之间和漏、源极之间都是绝缘的。当漏极与源极之间有外加电压 V_{DS} 时,如果 $V_{GS} = 0$,漏、源极之间也不可能导电。栅、源极之间外加正向电压 $V_{GS} > 0$ 时, V_{GS} 在栅极与 P 区之间形成电场,在电场力的作

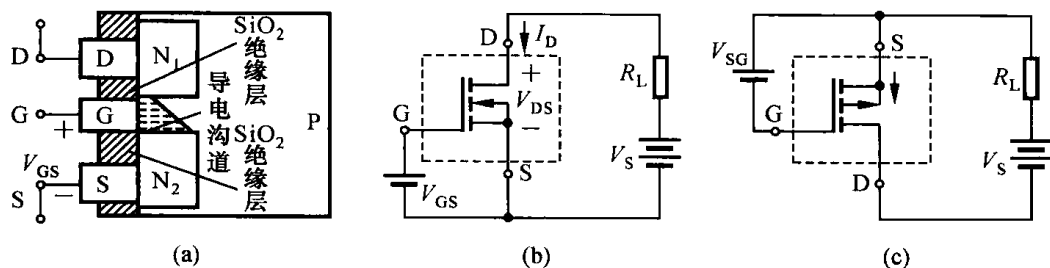


图 1.3.1 场效应管的基本结构、符号和外接电路

(a) 结构;(b) N 沟通;(c) P 沟通

用下 P 区的电子移近栅极,或者说栅极的正电位吸引 P 区的电子至邻近栅极的一侧,当 V_{GS} 增大到超过某一值 V_{GSth} 值时, N_1 和 N_2 之间区域靠近栅极处被栅极正电位所吸引的电子数超过该处的空穴数以后,栅极下面原空穴多的 P 型半导体表面就变成电子数目多的 N 型半导体表层。栅极下由栅极正电位所形成的这个 N 型半导体表层感生了大量的电子载流子。它是一个电子浓度很高的沟道(称为 N 沟道)这个沟道将 N_1 和 N_2 两个 N 区联在一起,成为漏、源极之间的导电沟道,一旦漏、源极之间也有正向电压 V_{DS} ,就会形成漏极电流 I_D 。开始出现导电沟道的栅、源电压 V_{GSth} 称为开启电压,一般为 $1 \sim 4 \text{ V}$ 。在 $V_{GS} = 0$ 时, V_{DS} 不能产生电流, $I_D = 0$, 仅在 V_{GS} 增大到 $V_{GS} = V_{GSth}$ 以后,栅极与 P 区之间的外电场增强,形成自由电子导电沟道,才能产生漏极电流 I_D ,故称这种半导体器件为 N 沟道增强型绝缘栅金属氧化物电力场效应晶体管(Power-Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET),简称为电力场效应晶体管或场效应管。MOSFET 依靠栅极电位形成电场,改变漏、源极之间导电沟道的等效电阻,控制漏极电流 I_D ,这种控制作用称为电导调制效应。

1.3.2 特性与参数

1. 静态特性

(1) 转移特性

漏极电流 I_D 与栅、源电压 V_{GS} 之间的关系称为 MOSFET 的转移特性,如图 1.3.2 所示。图中,特性曲线的斜率 $\Delta I_D / \Delta V_{GS}$ 即表示 P-MOSFET 的栅极电压对漏极电流的控制能力。MOSFET 是电压型场控制器件,绝缘栅极的输入电阻很高,因而等效于一个电容,故仅在突加 V_{GS} 时需要不大的输入电流,而后 $V_{GS} \neq 0$,形成电场但栅极电流基本上为零,因此 MOSFET 驱动功率很小。典型 P-MOSFET 的开启电压 V_{GSth} 为 $2 \sim 4 \text{ V}$, V_{GS} 越高,通态时 MOSFET 的等效电阻越小,管压降 V_{DS} 也小些,为保证通态时漏、源极之间的等效电阻、管压降尽可能小,栅极电压 V_{GS} 通常设计为大于 10 V 。

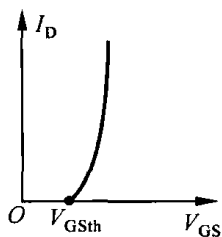


图 1.3.2 MOSFET 输入特性

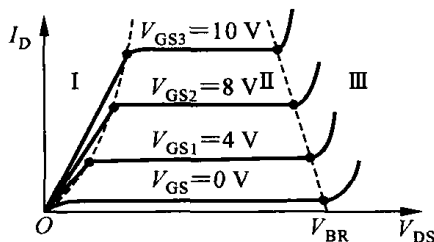


图 1.3.3 MOSFET 输出特性

(2) 输出特性

MOSFET 的输出特性是,在一定的 V_{GS} 时,其漏极电流 I_D 与漏、源电压 V_{DS} 之间的关系如图 1.3.3 所示。当 $V_{GS} < V_{GSth}$ (开启电压) 时, MOSFET 处于截止(断态),当外加电压 V_{DS} 超过击穿折转电压 V_{BR} 时,器件将击穿,使 I_D 急剧增大。当 $V_{GS} > V_{GSth}$ 时输出特性可以分为三个区域:线性导电区 I、饱和恒流区 II 和雪崩击穿区 III。在线性导电区 I,由于 V_{DS} 较小,它对导电沟道的影响可忽略不计,一定的 V_{GS} 对应一定导电沟道宽度和一定的漏、源电阻 R_{DS} , $I_D = V_{DS} / R_{DS}$, 随 V_{DS} 而线性增大;当 V_{DS} 一定, V_{GS} 增加时,导电沟道变宽,等效调制电阻 R_{DS} 线性变小, $I_D = V_{DS} / R_{DS}$ 线性增大。这就形成了图 1.3.3 所示的线性导电区 I (又称为可调电阻区)。

对于一定的 V_{GS} , 当 V_{DS} 较大时, 尽管 V_{DS} 增大, 但因 I_D 已达到饱和值, 不能再增大多少, 此即恒流饱和区 II, 这相当于漏、源电阻 R_{DS} 随 V_{DS} 而加大, I_D 保持不变。当 V_{DS} 增大到 V_{BR} 时 I_D 突增进入雪崩击穿区 III, 在应用中应避免出现这种情况, 否则会使器件损坏。

2. 主要参数

MOSFET 的主要参数有: 通态电阻 R_{ON} 、开启电压 V_T 、跨导 G_m 和 g_m 、击穿电压 V_{BDS} 和 V_{BGS} 、漏极额定连续电流 I_D 和漏极额定峰值电流 I_{DM} (或称脉冲峰值电流) 等。

(1) 通态电阻 R_{ON}

通常规定: 在确定的栅压 V_{GS} 下, MOSFET 由可调电阻区进入饱和区时的直流电阻为通态电阻 R_{ON} , 它是影响最大输出功率的重要参数, 因为它决定了通态管压降和自身损耗的大小。器件结构不同, R_{ON} 的计算方法也不同。

(2) 开启电压 V_T

开启电压又称阈值电压, 是指沟道体区表面发生强反型层所需的最低栅极电压, 它表明了反型层形成的条件。在栅压超过 V_T 后, 反型层即可形成沟道而连通漏区和源区, 使 MOSFET 脱离截止区。特别要说明的是, 开启电压具有负温度系数, 典型值为 $-6.7 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ (温度每升高 1°C , V_T 下降 6.7 mV)。因此, MOSFET 在开关工作时, 应避免瞬时温升过高, 因为这会使 V_T 瞬时降低而误导通 MOSFET, 引起严重后果。工业上 V_T 一般是将 MOSFET 的漏极和栅极短路而使漏极电流 I_D 为 1 mA 的最小栅极电压。

(3) 跨导 G_m 和 g_m

MOSFET 的跨导反映了 V_{GS} 的控制作用, 分为直流跨导 G_m 和小信号微变跨导 g_m 。

g_m 是转移特性曲线上某一点 (如饱和区 P 点) 切线的斜率。在饱和区, MOSFET 工作于放大状态, g_m 对应某一工作点上的 ΔV_{GS} 对 Δi_D 的控制能力。但在功率变换电路中, MOSFET 实际工作于开关状态, 饱和区是暂态区域, 开关过程中 MOSFET 的工作点迅速经过饱和区, 因此, g_m 参数定性地描述了开关的快慢程度。 g_m 越大, 或说饱和区转移特性曲线越陡, 则 MOSFET 的开关过程越短, 开关特性越好。手册中一般给出了 g_m 参数, 以作为一个定性的比较标准。

直流跨导 G_m 是 V_{DS} 、 I_D 、 V_{GS} 和 T_i 的函数, 反映了任何时刻和任何工作点上 V_{GS} 对器件的控制特性。特别是在 MOSFET 通态的非饱和区, G_m 反映了 V_{GS} 对 MOSFET 所等效的压控电阻 R_{ON} 的控制作用。在非饱和区的线性段 (对应 I_D 较小), G_m 极小, V_{GS} 变化对 I_D 影响很小; 在非饱和区非线性段 (对应 I_D 较大), G_m 随 V_{GS} 增大而增大, 对应的 R_{ON} 随之减小, I_D 受 V_{GS} 的控制作用强, 这也是 MOSFET 驱动要求有较高 V_{GS} (一般 $12 \sim 15 \text{ V}$) 的原因。

(4) 漏极击穿电压 V_{BDS}

V_{BDS} 决定了 MOSFET 的最高工作电压, 它是为了避免器件进入雪崩区而设计的极限参数。但因为 MOSFET 正向输出特性曲线中的区域 D 是一个危险的区域, 因此实际使用中, V_{BDS} 的限额应至少降低 20% 。 V_{BDS} 具有正的温度系数。一般情况下结温 T_i 每升高 100°C , V_{BDS} 值约增加 100% , 结温下降时, V_{BDS} 也随之下落。这与双极型器件 (如 SCR、GTR 等) 随结温升高而耐压下降的特性恰好相反, 原因是 MOSFET 本质上是一个电阻性器件。

(5) 栅、源击穿电压 V_{BGS}

V_{BGS} 是为了防止 SiO_2 绝缘层发生介质电击穿而设定的参数。一般 V_{BGS} 的极限值为 $\pm 20 \text{ V}$ 。MOSFET 在使用中 V_{BGS} 的正峰值电压通常在 $12 \sim 15 \text{ V}$ 之间, V_{BGS} 负峰值电压通常在 -5 V 以内。

(6) 漏极连续电流 I_D 和漏极峰值电流 I_{Dm}

I_D 和 I_{Dm} 是主要受器件内部温度控制的极限参数。通常器件内部瞬时结温不得高于 $150\text{ }^{\circ}\text{C}$, 这相当于器件外壳温度低于 $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ (只是近似估计)。

(7) 极间电容 C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{ds}

MOSFET 极间电容是影响其开关速度的主要因素。 C_{gs} 和 C_{ds} 是由器件结构的绝缘层引起的, C_{ds} 是由漏、源 PN 结形成的。

(8) 开关时间

MOSFET 的开关时间包括开通时间 t_{on} ($t_{on} = t_d + t_r$) 和关断时间 t_{off} ($t_{off} = t_s + t_f$), 它们与多种因素有关。工程上 t_{on} 和 t_{off} 所对应的是各相应稳态值的 $10\% \sim 90\%$ 间的时间, 如图 1.3.4 所示。

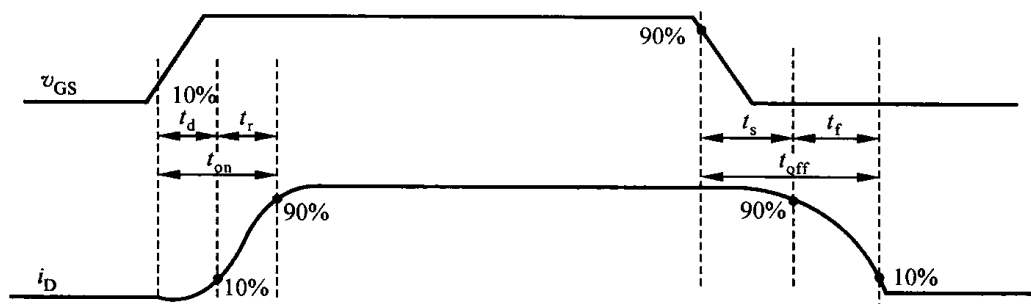


图 1.3.4 MOSFET 开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off}

1.3.3 驱动电路

电压控制型半导体电力开关在稳态时门极电流几乎为零, 因此有可能直接通过逻辑门来触发。然而, 当需要驱动大功率高频开关时, 电荷必须尽快传至门极电容或从其抽出, 这就要求在开通和关断信号的起始段有很高的门极脉冲电流, 单独的标准逻辑门自身并不能提供数值很高的正值脉冲驱动电流, 也不能吸收 MOSFET 等大功率器件门极电容在关断时所送出的数值也很高的负值脉冲电流, 因而严重制约了开关频率的提高。为了充分利用电压控制型器件 (尤其是超快 MOSFET) 的高速能力, 驱动器必须能输出和吸收高值暂态脉冲电流。MOSFET 对栅极驱动电路的主要要求可归纳为如下几点。

① 触发脉冲要具有足够快的上升和下降速度, 即脉冲前后沿要求陡峭。

② 开通时以低电阻对栅极电容充电, 关断时为栅极电荷提供低电阻放电回路, 以提高 MOSFET 的开关速度。

③ 为了使 MOSFET 可靠地触发导通, 驱动脉冲电压应高于 MOSFET 的开启电压。为了防止误导通, MOSFET 在截止时最好提供负的栅极电压。另外, 为使 MOSFET 通态电阻较小, 栅极驱动脉冲电压通常较高, 但不能接近 V_{BGS} 。

④ MOSFET 开关时所需的驱动电流为栅极输入电容的充放电电流。因 MOSFET 的输入电容较大, 所需的开关驱动电流也较大, 因此要保证 MOSFET 的开关波形具有足够的上升和下降速度, 开关过程中的驱动电流就必须达到较大的数值。

1. 直接驱动电路

图 1.3.5 给出了三种直接驱动电路。图(a)所示电路用单电源供电, 适合于最简单的驱

动要求,优点是简单、快捷,缺点是 MOSFET 截止期间, T_1 导通,驱动电路中电阻 R 要消耗较大功率,且 R 值不能太大,一般 $100 \sim 510 \Omega$ 为宜。图(b) 所示电路克服了图(a) 所示电路的缺点。当 $v_i < 0$ 时, T_1 截止, T_2 组成的射极跟随器工作,给 MOSFET 提供较大的驱动电流。当 $v_i > 0$ 时, T_1 导通, T_2 截止,电容 C_i 通过 R_g 、 D 和 T_1 放电。此电路的缺点是 D 增加了放电回路的压降,使驱动电路抗干扰能力减弱。因为存在 T_1 和 T_2 间的通断转换,此驱动电路的开关频率不能太高。图(c) 所示电路采用了互补驱动(俗称推拉式结构),既可提供大的驱动电流,又可达到很高的开关频率。此电路适合在要求较高的场合运用,并提供负偏压,以提高可靠性。此外, T_2 和 T_3 均工作于射极跟随器状态,晶体管不会出现饱和状态,因此开关时无信号的传输延迟时间。

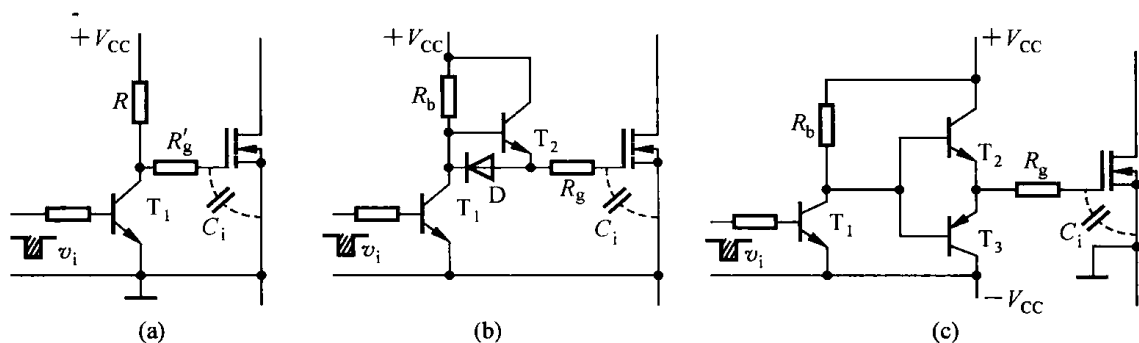


图 1.3.5 直接驱动电路

(a) 单电源供电驱动; (b) 改进型单电源供电驱动; (c) 推拉式互补驱动

2. 磁耦合隔离驱动电路

图 1.3.6 给出了几种基本的用脉冲变压器作为隔离元件的栅极驱动电路。电路工作于单端

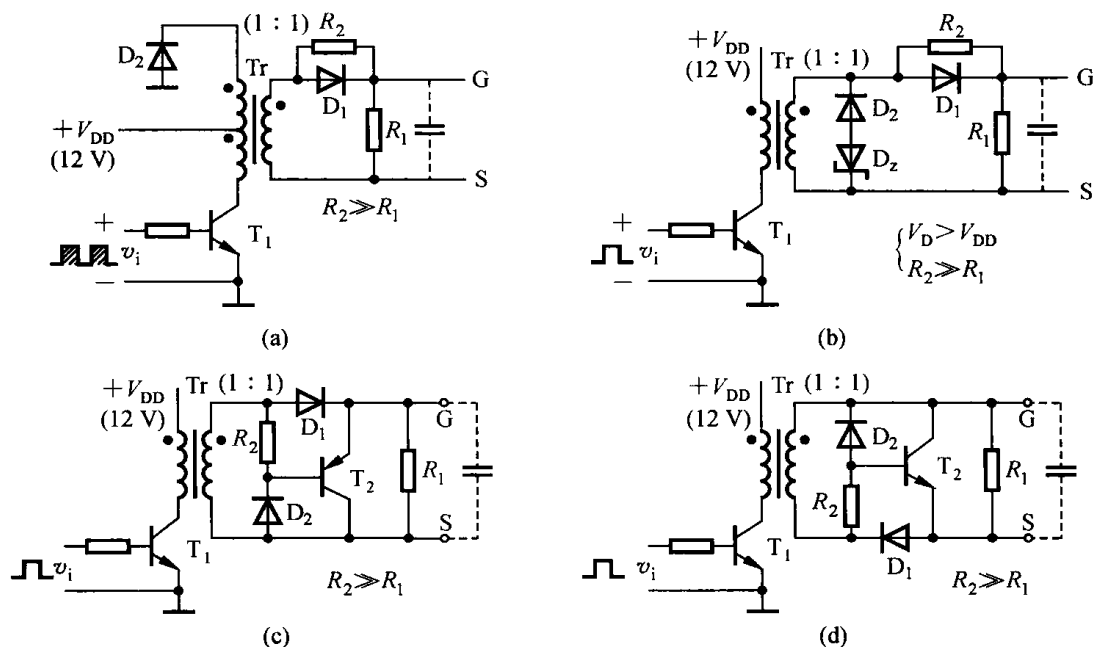


图 1.3.6 磁耦合隔离驱动电路

(a) Tr 磁通通过初级绕组及 D_2 复位; (b) Tr 磁通通过次级复位形式之一;
(c) Tr 磁通通过次级复位形式之二; (d) Tr 磁通通过次级复位形式之三

正激状态,通过脉冲变压器隔离传递脉冲信号。图(a)所示的 T_r 磁通是通过初级绕组及 D_2 复位的。 R_2 加快关断时间,同时使 V_{GS} 有一定的负压,但必须保证 $R_2 \gg R_1$,且负压峰值不能超过规定值。否则,过高负压易损坏 MOSFET。图(b)所示的 T_r 磁通复位是通过次级实现的。在 T_r 为 1:1 的情况下,若稳压管 D_z 上电压高于电源电压 V_{DD} ,则能保证截止时磁通正常复位。 R_2 的作用与图(a)所示电路的相同。在图(c)、(d)所示电路中,在保证 $R_2 \gg R_1$ 的前提下, T_r 磁通通过次级回路复位。 T_2 在 T_1 截止时导通,迅速放掉 MOSFET 输入电容中的电荷,使器件迅速关断。这种电路的优点是:能充分保证 MOSFET 快速开通和关断,并且在截止时抗干扰能力较好;特别是图(c)所示的电路,由于 T_2 为 PNP 晶体管,故在 MOSFET 截止时, T_2 始终处于开通或预开通状态,从而使 MOSFET 栅极回路电流很小,提高了抗干扰能力。

在图 1.3.6 所示电路中,因为变压器次级无需专设辅助电源,因此电路简单实用,尤其适合于小功率 MOSFET 的驱动。对于大功率 MOSFET 的驱动,通常在隔离变压器次级侧要设专用的辅助电源。

3. 光耦合隔离驱动电路

常常使用光电耦合器实现控制逻辑电路和 MOSFET 的栅极驱动电路的隔离,称为光耦合隔离驱动。与磁耦合隔离不同,因为光耦合只能传递脉冲信号,没有足够的功率增益,因此光耦合隔离驱动电路必须有独立供电的辅助电源,在控制脉冲经过光耦合隔离后,MOSFET 栅极驱动电路是一种直接耦合的驱动电路,整个电路的设计非常灵活。

图 1.3.7 给出了 MOSFET、IGBT 带光电耦合的隔离驱动电路。在有驱动信号时,A 点为正电位, T_1 导通使 MOSFET 导通。无驱动信号时,A 点为负电位, T_2 导通,稳压管 D_z 的电压 V_{D_z} 作为反压加至 MOSFET 的栅、源极,关断 MOSFET。

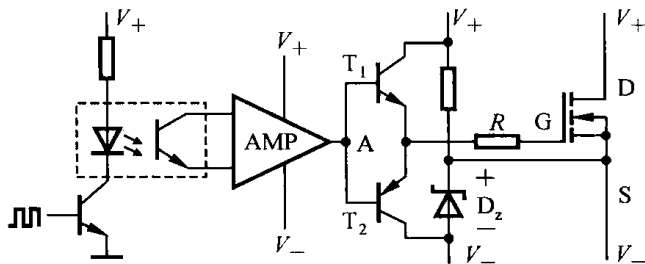


图 1.3.7 光耦合隔离驱动电路

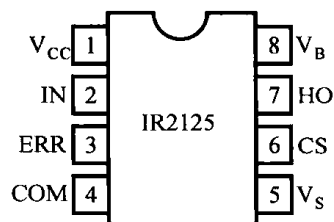


图 1.3.8 IR2125 引脚排列图

4. 集成驱动电路

(1) IR2125

IR2125 是一种单片高压高速单通道功率 MOSFET 和 IGBT 驱动器,其引脚排列如图 1.3.8 所示。各引脚功能分别是:1 脚为逻辑和栅极驱动电源;2 脚为栅极驱动,它是输出信号 HO 的逻辑输入,与 HO 同相位;3 脚有多个功能(状态报告、线性模式定时和逐个周期逻辑关闭);4 脚(COM 或 V_{SS}) 为逻辑地;5 脚为高端浮置电源返回端;6 脚为过流检测比较器的输入端;7 脚为高端栅极驱动输出端;8 脚为高端浮置电源。

ERR 和 CS 用在出现过流时保护所驱动功率管。当 3 脚上的电压高于其阈值电压 1.8 V 时,输出就会关断,在 2 脚上的下一个上升沿到来之前,即使 3 脚上的电压回到其阈值电压

1.8 V 以下,输出仍保持关断。当浮动的 6 脚输入电压高于其阈值电压 230 mV 时,输出也会关断,但如果 6 脚输入电压低于其阈值电压 230 mV,输出即会恢复开通。6 脚和 3 脚的逻辑功能是通过定时逻辑来耦合的,具体运作情况在下面的保护逻辑部分描述。当 1 脚的供电电压低于欠压阈值或高于过压阈值时,过 / 欠压检测电路就会发出一关断信号关闭输出通道。当 V_B 的电压超出其过 / 欠压阈值时,过 / 欠压检测电路也会关闭浮动通道。为了增加抗干扰能力和接收输入的慢上升沿的信号,输入电路采用具有滞后功能的比较器,输入阈值电平与 CMOS 或 LSTTL 电平兼容,即低电平为 0.8 V,高电平为 2.2 V。

当 2 脚输入为低电平时,3 脚就被 30 mA 的推挽电流拉下,在 2 脚输入切换到高电平后,3 脚变为 $1\text{ M}\Omega$ 的高阻状态。如果输出级被切换为线性模式,状态逻辑电路就会被告知,有 $100\text{ }\mu\text{A}$ 的充电电流进入,使 3 脚启动,这样,3 脚上的电平就会上升,其上升率由连接在 3 脚上的电容器的充电速率所决定。如果输出级被切换回开关模式,充电过程就会终止。但当 3 脚上的电容器被充电到 1.8 V 以上时,与 3 脚相连的触发器就会翻转,于是,输出就会被关闭,此时比较器也输出 15 mA 的上推电流,把 3 脚的电平推到 V_{CC} ,来指示这时的状态,这个比较器也可由外部脉冲触发关断。

图 1.3.9 给出了 IR2125 的典型应用接线图。它的浮置电源电压是通过一个自举电路从固定电源来的。图中的充电二极管 D_1 的耐压必须大于高压直流母线上的尖峰电压,为防止自举电容 C_3 放电,必须使用快恢复二极管。 C_3 的大小与开关频率、占空比和被驱动 MOSFET 的栅极电荷要求有关, C_3 上的电压降不能低于欠压锁定阈值,在工作频率大于 5 kHz 时, C_3 取 $0.1\text{ }\mu\text{F}$ 为好。 V_{CC} 和 V_{SS} 端上的旁路电容 C_1 和 C_2 应能为自举电源提供足够的瞬态电流。 C_1 和 C_2 的值一般取自举电容 C_3 值的 10 倍,最好选用 $0.47\text{ }\mu\text{F}$ 的陶瓷电容与 $4.7\text{ }\mu\text{F}$ 的钽电容并联, C_1 、 C_2 、 C_3 布局时应尽可能靠近 IR2125。

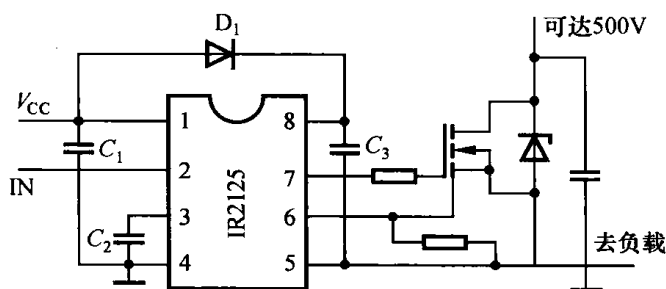


图 1.3.9 典型应用接线图

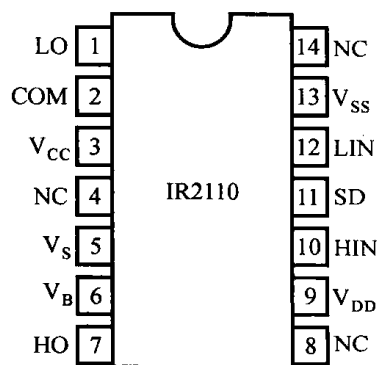


图 1.3.10 IR2110 引脚排列图

(2) IR2110

IR2110 的引脚排列如图 1.3.10 所示,其各引脚功能分别是:1 脚是低端通道输出端,2 脚是公共端,3 脚是低端固定电源电压,5 脚是高端浮置电源偏移电压,6 脚是高端浮置电源电压,7 脚是高端输出端,9 脚是逻辑电路电源电压,10 脚、11 脚、12 脚均是逻辑输入端,13 脚是逻辑电路地电位端外加电源电压,其值可以为 0 V。4 脚、8 脚、14 脚均为空。

IR2110 采用 HVIC 和闩锁抗干扰 CMOS 工艺制作,具有独立的高端和低端输出通道;逻辑输入与标准的 CMOS 输出电容;浮置电源采用自举电路,其高端工作电压可达 500 V, $dv/dt = \pm 50\text{ V/ns}$,在 15 V 下的静态功耗仅有 1.6 mW;输出的栅极驱动电压范围为 10 ~ 20 V。逻辑电源电压范围为 5 ~ 15 V,逻辑电源地电压偏移范围为 -5 ~ +5 V。IR2110 采用 CMOS 施

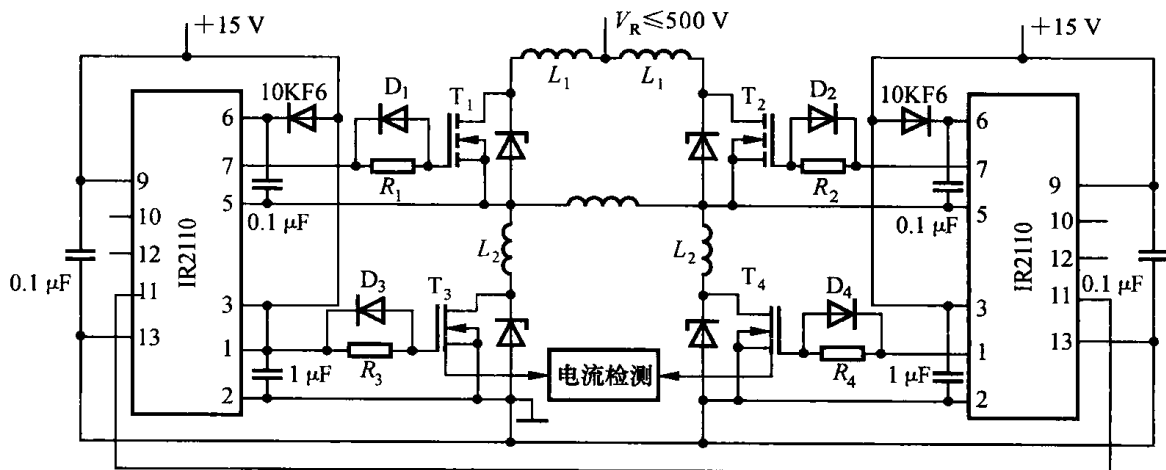


图 1.3.13 全桥变换器中的应用

(3) IR2130

IR2130 可直接驱动中小容量的 MOSFET、绝缘栅双极型晶体管和场效应控制晶闸管 (MCT) 等。它具有电流放大和过电流保护功能,可自动生成上、下侧驱动所必需的死区时间 ($2\ \mu\text{s}$),具有欠压锁定功能并能指示欠压和过电流状态,输入端具有噪声抑制功能。IR2130 有 6 路输入信号和 6 路输出信号。其中,6 路输出信号中的 3 路具有电平转换功能,因而它既能驱动桥式电路中低压侧的功率器件,又能驱动高压侧的功率元件。也就是说,该驱动器可共地运行,且只需一路控制电源,而常规的驱动系统通常包括光电隔离器件或脉冲变压器,同时还必须向驱动电路提供相应的隔离电源。

IR2130 的引脚排列如图 1.3.14 所示,1 脚为输入电源电压;2~7 脚为输入端;8 脚为故障输出端;9 脚为电流比较器输入端;10 脚为电流放大器输出端;11 脚为电流放大器反向输入端;12 脚为电源地;13 脚为驱动地;16 脚、15 脚、14 脚为 3 路低侧输出端;28 脚、24 脚、20 脚为 3 路高侧电源;27 脚、26 脚、23 脚、22 脚、19 脚、18 脚为 6 路高侧输出。其功能原理为:将波形发生器输出的 3 相 6 路控制信号分别送入 3 个“输入信号发生器”,由其产生同一相的上下臂栅极控制信号,其中下臂信号直接送至驱动极,而上臂信号经脉冲发生器和锁存器再送至输出驱动极,锁存器同时兼有欠压检测功能。在过流、欠压情况下,可封锁上臂达到保护的目的。

输入控制逻辑 6 个输入与 6 个对应输出间的真值表如表 1.3.1 所示。

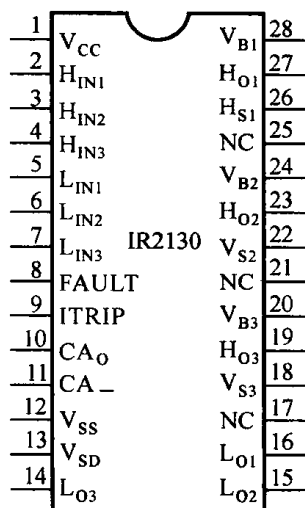


图 1.3.14 IR2130 引脚排列

表 1.3.1 IR2130 输入 / 输出真值表

H_{IN}	L_{IN}	H_O	L_O
1	1	0	0
1	0	0	1
0	1	1	0
0	0	0	0

IR2130 有 6 个输出驱动器, 3 个以 V_s 为参考, 3 个悬浮驱动器可以在相对 V_s 高达正 600 V 的偏置电压下工作。所有的输出都有转换逻辑, 即当对应的 L_{IN} 或 H_{IN} 变低时, 其上升为正(除非出现故障情况)。输出脉冲正边的输出电流典型值为 0.25 A, 负边的为 0.5 A。当驱动典型的 1000 pF MOS 门时, 产生最大上升时间为 99 ns, 下降时间为 48 ns。

IR2130 具有如下保护电路及故障预报功能。

① 过欠压保护功能: 减少 V_{CC} , 当电压低于 8.9 V 时; 或增大 V_{CC} , 当电压高于 9.3 V 时, 所有输出将被关闭。

② 电流关闭功能: 当主回路中出现过电流或输出过载时, 所有 IR2130 驱动输出信号被禁止。

③ 故障逻辑预报功能: 此电路由一闩锁器组成。当发生过流或欠压时闩锁器封锁; 当 3 个低侧的输入都为高电平且时间大于 10 ms, 或 V_{CC} 电压从低升高到额定值时, 封锁可解除。当故障闩锁器工作时产生两个输出信号, 一个为封锁信号, 用来封锁 3 个输入信号发生器, 从而封锁所有 6 个输出; 另一为故障信号, 当故障发生时, 此输出为低电平, 这种有源低电平可用于驱动一个 LED 故障显示器或用于外部逻辑电路。

IR2130 可用在直流永磁无刷电机控制系统、小功率的直流永磁无刷电机控制系统。在这些系统中, 若采用常规的光电隔离或脉冲变压器驱动电路, 则线路很复杂, 成本也较高。若采用 IR2130 作为驱动电路, 则由于外围元件少, 性能价格比明显提高。图 1.3.15 为其电路图, UC3625 为无刷直流电机控制器, 其 H_1 、 H_2 、 H_3 为转子位置检测输入端, 其输出端的信号经电平变换(IR2130 输入电平为 5 V)后送至 IR2130 输入端, 再经三相桥式逆变电路后驱动电机, 实现转速或转矩调节。

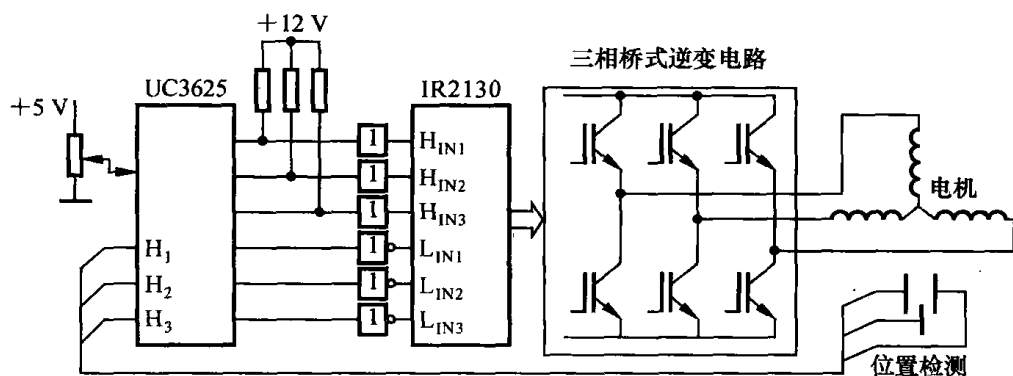


图 1.3.15 IR2130 在直流永磁无刷电机控制系统中的应用

图 1.3.16 所示的是一个典型的三相不可调电机驱动电路, 其中 IR2130 的高端和低端提供所有栅极驱动信号。IR2130 的供电电压由三端稳压器 7815 来提供, 输入信号来自于六阶梯环形计数器, 环形计数器的输入信号由工作于 360 Hz 的 555 非稳态振荡器提供。115 V 交流输入经整流后变为脉动直流, 再用 50 μ F/250 V 电容滤波后得到平滑直流, 加于六阶梯变换器直流母线上。在负母线排上串联一检测电阻, 且并联一个 20 Ω 的电位器来检测电机电流, 这样, 与负载电流成正比的电压可传递到 IR2130 端的 ITRIP, 同样在 10 端可得到与电机电流成正比的直流电压。此电压经 9 k Ω 反馈电阻和 11 脚上连接的 1 k Ω 输入电阻后, 通过 11 脚输入至电流放大器, 故电流放大器的增益为 10。

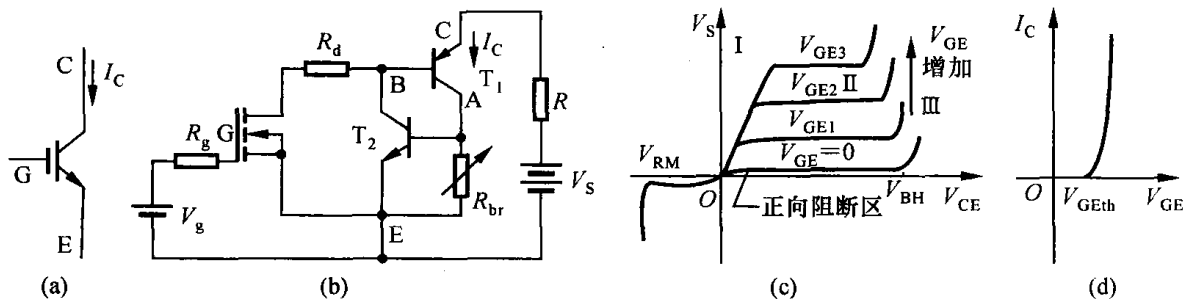


图 1.4.1 IGBT 符号、电路及特性

(a) 符号; (b) 电路; (c) 输出特性; (d) 转移特性

当门极 G 与发射极 E 之间的外加电压 $V_{GE} = 0$ 时, MOSFET 管内无导电沟道, 其调制电阻 R_d 可视为无限大, $I_C = 0$, MOSFET 处于断态。在门极 G 和发射极 E 之间外加控制电压 V_{GE} , 可以改变 MOSFET 管导电沟道的宽度, 从而改变调制电阻 R_d , 这就改变了输出晶体管 T_1 (PNP 管) 的基极电流, 控制了 IGBT 管的集电极电流 I_C 。当 V_{GE} 足够大 (例如 15 V) 时, T_1 饱和导电, IGBT 进入通态。一旦撤除 V_{GE} , $V_{GE} = 0$, 则 MOSFET 从通态转入断态, T_1 截止, IGBT 器件从通态转入断态。

1.4.2 特性与参数

1. 静态特性

(1) 输出特性

输出特性是 V_{GE} 一定时集电极电流 I_C 与集、射极电压 V_{CE} 的函数关系

$$I_C = f(V_{CE}) \mid_{V_{GE} = \text{const}} \quad (1-4-1)$$

图 1.4.1(c) 示出了 IGBT 的输出特性, 它类似于图 1.3.3 所示的 MOS 管输出特性。 $V_{GE} = 0$ 的曲线对应于 IGBT 的断态。在线性导电区 I, V_{CE} 增大, I_C 增大。在饱和恒流区 II, 对于一定的 V_{GE} , V_{CE} 增大, I_C 不再随 V_{CE} 增大而增大。在 V_{CE} 为负值的反压下, 其特性曲线类似于三极管的反向阻断特性。为了使 IGBT 安全运行, 它承受的外加正、反向电压应小于图中的正、反向转折击穿电压。

(2) 转移特性

转移特性是图 1.4.1(d) 所示的集电极电流 I_C 与栅极电压 V_{GE} 的函数关系

$$I_C = f(V_{GE}) \quad (1-4-2)$$

当 V_{GE} 小于开启阈值电压 V_{GEth} 时, 等效 MOSFET 中不能形成导电沟道, 因此 IGBT 处于断态。当 $V_{GE} > V_{GEth}$ 后, 随着 V_{GE} 的增大, I_C 显著上升。实际运行中外加电压 V_{GE} 的最大值 V_{GEM} 一般不超过 15 V, 以限制 I_C 不超过 IGBT 管的允许值 I_{CM} 。IGBT 在额定电流时的通态压降一般为 1.4 ~ 3 V。其通态压降通常在其电流较大 (接近额定值) 时具有正的温度系数 (I_C 增大时, 管压降大), 因此在几个 IGBT 并联使用时 IGBT 器件具有电流自动调节均流的能力, 这就使多个 IGBT 易于并联使用。

2. 擎住效应

由图 1.4.1(b) 所示电路可以看出, IGBT 内部的寄生三极管 T_2 与输出三极管 T_1 等效于

一个晶闸管。内部体区电阻 R_{br} 上的电压降作为一个正向偏压加在寄生三极管 T_2 的基极和发射极之间。当 IGBT 处于截止状态和处于正常稳定通态时 (i_c 不超过允许值时), R_{br} 上的压降都很小, 不足以产生 T_2 的基极电流, T_2 (NPN) 不起作用。但是, 如果 i_c 瞬时过大, R_{br} 上压降过大, 则可能使 T_2 导通, 一旦 T_2 导通, 即使撤除门极电压 V_{GE} , IGBT 仍然会像晶闸管一样处于通态, 使门极 G 失去控制作用, 这种现象称为擎住效应。在 IGBT 的设计制造时已尽可能降低体区电阻 R_{br} , 使 IGBT 的集电极电流在最大允许值 I_{CM} 时, R_{br} 上的压降仍小于 T_2 管的起始导电所必需的正偏压。但是, 实际工作中一旦 i_c 过大, 则可能出现擎住效应。如果外电路不能限制住 i_c 的增长, 则可能损坏器件。

除过大的 i_c 可能产生擎住效应外, 当 IGBT 处于截止状态时, 集电极电源电压过高, 会使 T_1 管 (PNP) 漏电流过大, 也可能在 R_{br} 上产生过高压降, 使 T_2 导通而出现擎住效应。

可能出现擎住效应的第三种情况是: MOSFET 关断十分迅速, 之后, 图 1.4.1(b) 所示的三极管 T_1 的 J_2 结反偏电压 V_{BA} 增大, MOSFET 关断得越快, 集电极电流 i_c 减小得越快, 则 $V_{CA} = V_S - Ri_c$ 增加得越快, dv_{CA}/dt 越大, J_2 结电容电流 $C_2 dv_{BA}/dt = C_2 dv_{CA}/dt$ (C_2 为等效结电容) 也越大。这个结电容电流经 A 点流过 R_{br} 又可能产生很大的压降 v_{AE} , 使 T_2 导通产生擎住效应, 使 IGBT 的关断失控。为了防止出现擎住效应, 一方面应在 IGBT 集电极、发射极两端并联接入一个电容, 以减小关断时的 dv_{CE}/dt , 同时也可考虑增大图 1.4.1(b) 所示门极驱动电路的电阻 R_g , 以适当减慢 MOSFET 的关断过程, 这种措施称为慢关断技术。

3. 主要参数

IGBT 的主要参数有最高集、射极电压 (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人们较为熟悉, 下面介绍其他关键参数。

(1) 额定电压 V_{CER}

IGBT 的额定电压就是其允许的最高集、射极电压, 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 V_{BCE} 的一定比例, 一般地取 $V_{CER} = (0.6 \sim 0.8)V_{BCE}$ 。

(2) 饱和压降 V_{CES}

IGBT 的饱和压降也称为通态压降, 是指 IGBT 处于饱和导通状态时的 V_{CE} , 用 V_{CES} 表示。IGBT 的 V_{CES} 与 GTR 的类似, 一般在 $2 \sim 4$ V 之间。

(3) 额定电流 I_{CE} 和峰值电流 I_{CM}

当 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_{CE} 表示, 而允许通过的集电极电流最大值称为 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 1 ms, 则 I_{CM} 约等于 I_{CE} 。

(4) 栅电容 C_i

门极和发射极之间的输入等效电容称为 IGBT 的栅电容, 用 C_i 表示, 有时也称为 IGBT 的输入电容。IGBT 的 C_i 越小越好, C_i 小可以使开关速度快些。不同型号、不同厂家的 IGBT 的 C_i 有所不同。一般地, C_i 在 $3000 \sim 30000$ pF 之间。

(5) dv/dt

IGBT 与 MOSFET 一样, 其各极之间都存在等效电容, 所以, 集、射极之间所能承受的电压上升率 dv/dt 不能过大。但是, 由于 IGBT 的输入电容 C_i 比较大, dv/dt 产生的使得 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 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 $125\text{ }^{\circ}\text{C}$,而模块化封装的 IGBT 额定结温 T_j 为 $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。在室温($25\text{ }^{\circ}\text{C}$)下,每个 IGBT 的最大允许耗散功率,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。

热阻 R_{th} 是指单位功耗引起的管芯的温升,即

$$R_{th} = \Delta T / P$$

式中, ΔT 为管芯的温升($^{\circ}\text{C}$); P 为管芯的功耗(W)。

IGBT 的热阻与封装形式有很大关系,模块化封装 IGBT 的热阻要比单管封装的小得多。IGBT 的热阻实际分为三个参数: R_{thjc} 为 IGBT 管芯到管壳的热阻; R_{thDjc} 为体内反并联二极管管芯到管壳的热阻; R_{thcf} 为管壳到环境和散热器之间的热阻。

1.4.3 驱动电路

1. EXB840 /841

EXB840/841 为高速系列的 IGBT 集成驱动电路,工作频率可达 40 kHz ;内部装有隔离高电压的光电耦合器,隔离电压可达 2500 V ;具有过流保护和低速过流切断电路的功能,保护信号可输出供控制电路用;单电源供电,内部电路可将 $+20\text{ V}$ 的单电压转换为 $+15\text{ V}$ 的开栅压和 -5 V 的关栅压。其内部原理如图 1.4.2 所示。它是厚膜集成电路矩形扁片状封装,引脚为单列直插式,其中 1 脚与用于反向偏置电源的滤波电容器相连接;2 脚为供电电源($+20\text{ V}$)端;3 脚为驱动输出端;4 脚用于外接电容器,以防止过流保护电路误动作(绝大部分场合不需要此电容器);5 脚为过流保护输出端;6 脚为集电极电压监视;7 脚、8 脚为空端;9 脚为电源地;10 脚、11 脚为空端;14 脚为驱动信号输入(一)端;15 脚为驱动信号输入(+)端。

EXB840/841 是混合集成电路。EXB840 能驱动高达 150 A 、 600 V 的 IGBT 和高达 75 A 、 1200 V 的 IGBT,而 EXB841 则可驱动高达 400 A 、 600 V 的 IGBT 和高达 300 A 、 1200 V 的 IGBT。其应用电路如图 1.4.3 所示。因为驱动电路信号延迟不超过 $1\text{ }\mu\text{s}$,所以此混合集成电路适用于频率约为 40 kHz 的开关操作,在此频率下使用此混合集成电路时应注意以下事项。

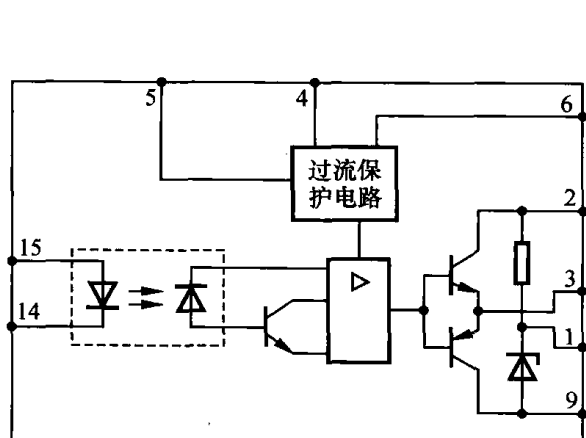


图 1.4.2 EXB840/841 功能原理框图

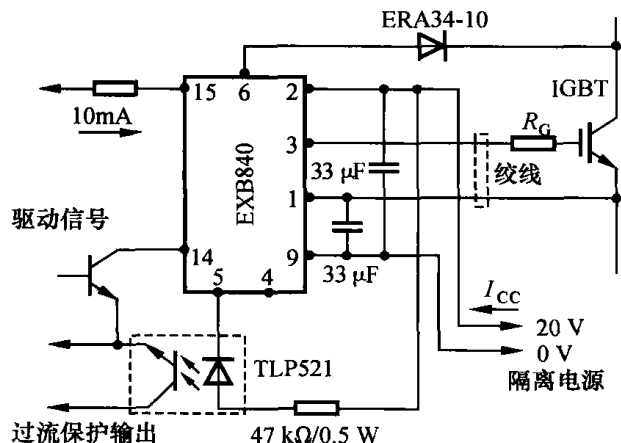


图 1.4.3 EXB840 应用电路

- ① IGBT 的栅、射极驱动回路接线长度必须小于 1 m。
- ② IGBT 的栅、射极驱动回路接线应采用双绞线。
- ③ 如果在 IGBT 的集电极产生大的电压尖脉冲,则可增加 IGBT 的栅极串联电阻 R_G 来减小尖峰电压。栅极串联电阻的推荐值如表 1.4.1 所示。

表 1.4.1 推荐的栅电阻和所需电源电流

IGBT 额定值	600 V	200 A	300 A	400 A	—
	1200 V	200 A	150 A	200 A	300 A
R_G		12 Ω	8.2 Ω	5 Ω	3.3 Ω
I_{CC}	5 kHz	20 mA	22 mA	23 mA	27 mA
	10 kHz	24 mA	27 mA	30 mA	37 mA
	15 kHz	27 mA	32 mA	37 mA	47 mA

④ 33 μF (采用 EXB841 时,改为 47 μF) 电容器用于滤除 2 脚、1 脚上由电源接线阻抗引起的电压毛刺。

2. M57959L/M57959AL/M57962L/M57962AL

M57959L/M57959AL/M57962L/M57962AL 混合集成 IGBT 驱动器,由高速光耦隔离输入;有 2500V/min 的高绝缘强度;与 TTL 电平兼容;内藏定时逻辑短路保护电路,并具有保护延时特性。正、负双电源供电,从根本上避免了一般单电源供电时负电压不稳定的缺点;驱动功率大:M57959L/M57959AL 可驱动 200 A/600 V 或 100 A/1200 V 的 IGBT 模块,M57962L 可驱动 400 A/600 V 或 200 A/1200 V 的 IGBT 模块,M57962AL 可驱动 600 A/600 V 或 400 A/1200 V 的 IGBT 模块。

M57959L/M57962L 的电路工作原理如图 1.4.4 所示。输入信号经高速光耦隔离,由接口电路传送到功放级,产生正、负栅压,驱动 IGBT。当发生直通短路时,集电极电压显著增大,1 脚检出 IGBT 的栅极和集电极同为高电平就判断其为短路,定时器被启动,通过栅极关闭和降压电路将短路电流钳制在较低值,同时发出故障信号;如 1 脚回到低电平,保护复位,电路恢复常态。M57959AL/M57962AL 的工作原理与 M57959L/M57962L 的相似,所不同的是 M57959AL/M57962AL 比 M57959L/M57962L 多了一个短路检测端,且检测电路检测到故障信号后进入锁定状态,如图 1.4.5 所示。

M57959L/M57959AL/M57962L/M57962AL 是厚膜集成电路矩形扁片状封装的,引脚为

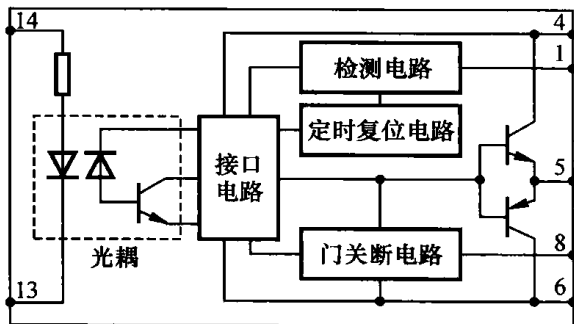


图 1.4.4 M57959L/M57962L 的工作原理

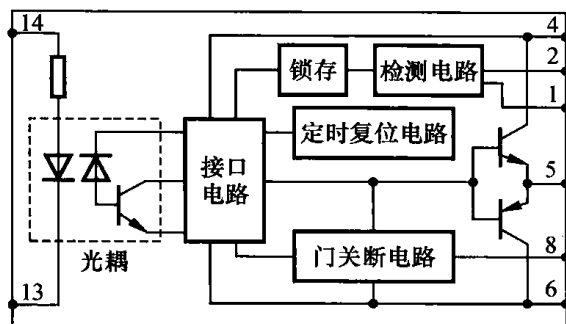


图 1.4.5 M57959AL/M57962AL 的工作原理

单列直插式。14 个引脚中只有 7 个(M57959L/M57962L) 或 8 个(M57959AL/M57962AL) 有用, 其余为空。M57959L/M57962L 的 1 脚为故障检测端, 2 脚和 3 脚为空, 4 脚接电源 V_{CC} , 5 脚为驱动输出端, 6 脚接电源 V_{EE} , 7 脚为空, 8 脚为故障信号输出, 9 脚至 12 脚为空, 13 脚和 14 脚为驱动信号输入端。M57959AL/M57962AL 与上述的相比, 多一个(2 脚) 故障检测端。

图 1.4.6 ~ 图 1.4.9 分别示出了 M57959L、M57959AL、M57962L 和 M57962AL 的应用电路。其中, 栅极电阻 R_G 的取值非常重要, 适当的栅极电阻能有效地抑制振荡、减缓开关开通时的 di/dt 、改善电流上冲波形、减小电压浪涌。从安全可靠角度考虑, 应当取较大的 R_G , 但是, R_G 过大会影响开关速度、增加开关损耗。从提高工作频率角度考虑, 应当取较小的 R_G 。一般情况下, 可靠性是第一位的, 因此使用中倾向于取较大的 R_G 。表 1.4.2 列出了驱动三菱第三代 IGBT 模块所推荐的 R_G 标准值。该标准值适用于 20 kHz, 低频下工作可将此值再扩大 5 ~ 10 倍。 R_G 的最佳值应当通过试验确定。

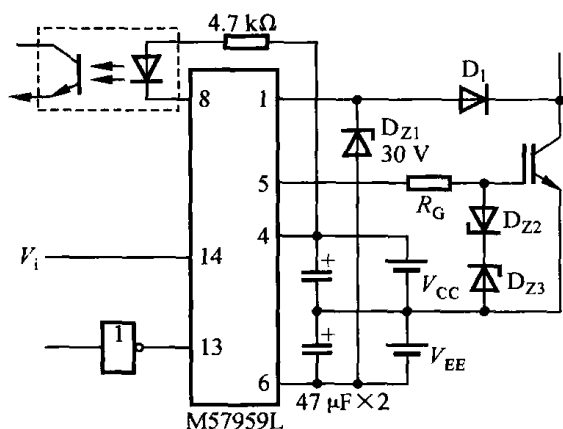


图 1.4.6 M57959L 应用电路

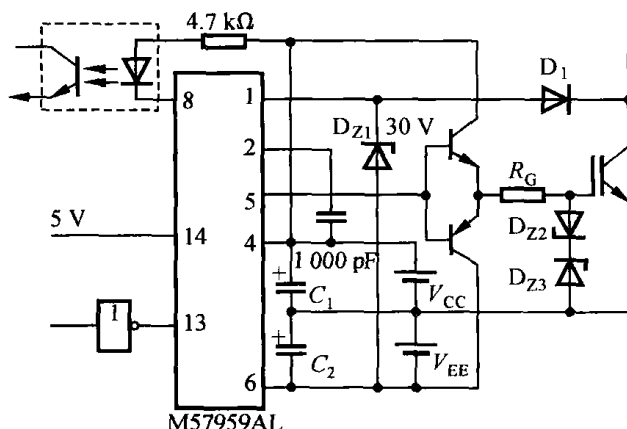


图 1.4.7 M57959AL 应用电路

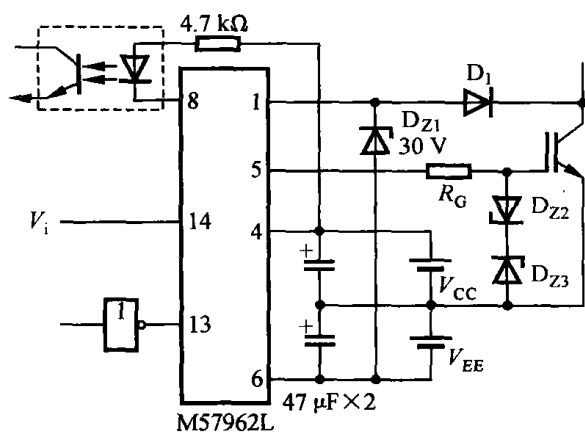


图 1.4.8 M57962L 应用电路

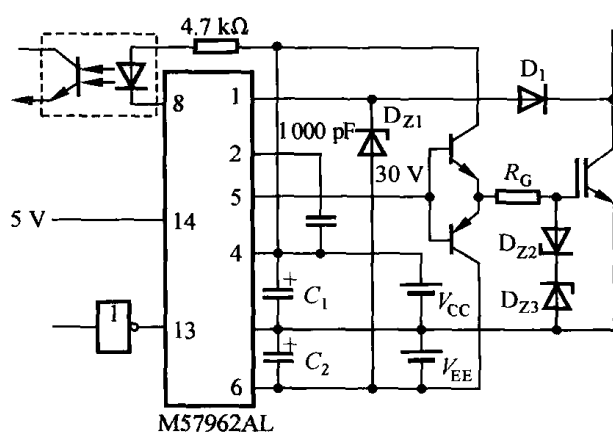


图 1.4.9 M57962AL 应用电路

表 1.4.2 推荐的 R_G 值

模块 600 V	50 A	75 A	100 A	150 A	200 A	300 A	400 A			
模块 1200 V			50 A	75 A	100 A	150 A	200 A	300 A	400 A	600 A
R_G/Ω	13	8.3	6.3	4.2	3.1	2.1	1.6	1.0	0.78	0.52

3. HR065

HR065 采用单列直插式(SIP10) 陶瓷封装,内有高速高电压光耦将主电路与控制电路隔离,除提供驱动电流外,还具有过流保护功能。其内部原理框图如图 1.4.10 所示。其中:1 脚接 IGBT 发射极,2 脚接直流电源(+),3 脚接栅驱动电阻,4 脚为直流电源地,5 脚与 6 脚为报警信号输出端,7 脚接过电流检测延时电容,8 脚为集电极电压检测,9 脚为脉冲输入信号(+) 端,10 脚为脉冲输入信号(-) 端。

HR065 除了能提供 IGBT 驱动所要求的驱动电流外,还可以检测短路过流并加以保护。其 8 脚通过二极管接至 IGBT 的集电极,检测集、射极间电压,利用 V_{CE} 与电流之间的关系检测过流,当 V_{CE} 超过一定值时,检测电路动作,将开关 2 接通,经逻辑判断产生封锁信号送至信号传输电路,将 IGBT 软关断。同时,保持电路将开关 1 关断,避免在保护期间内因外部关断信号的输入而使器件在大电流下迅速关断,产生很高的 dv/dt 而损坏 IGBT。在将 IGBT 软关断的同时,逻辑电路还通过故障信号输出电路输出一个报警信号,该信号除了可通知外部电路出现过流故障外,还可推动控制电路封锁 PWM。

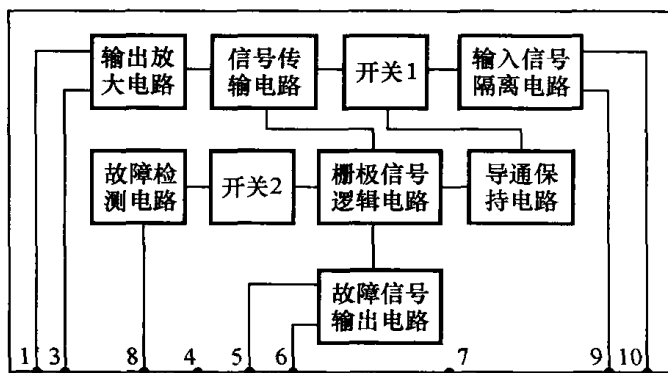


图 1.4.10 HR065 内部原理框图

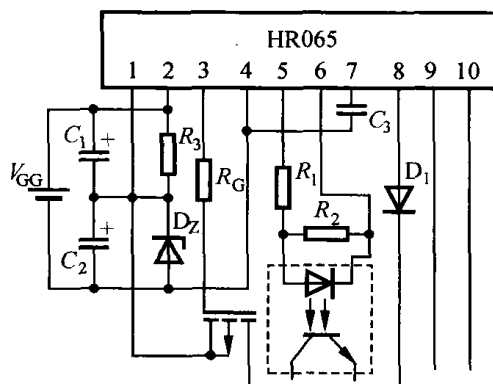


图 1.4.11 HR065 应用电路

图 1.4.11 为 HR065 驱动 100A/1200V IGBT 管实际可用的外围接线图。图中,各元件的参数如下: C_1 、 C_2 为 1000 μ F/35 V 电解电容, C_3 为 2200 pF 电容,二极管 D_1 为 ERA34-10,稳压管 D_z 为 9 V/1 W 稳压管, R_1 为 2.2 k Ω /0.25 W 电阻, R_2 为 1 k Ω /0.25 W 电阻, R_3 为 240 Ω /0.25 W 电阻,栅极电阻 $R_G = 47 \Omega$,光耦选用 TLP521。

1.4.4 缓冲与保护电路

电压驱动型全控开关器件 MOSFET、IGBT、SIT 和 MCT 既可采用前述的简单 RC 缓冲器,也可采用表 1.2.1 所示的并联、串联缓冲器或复合型缓冲器。由于电压驱动型全控开关器件的安全工作区比电流驱动型器件 SCR、GTO、GTR 的都要宽阔,故为了简化缓冲电路和减少缓冲器能量损耗,特别是较大容量的 IGBT 通常采用图 1.4.12 所示的限幅钳位缓冲电路。

在图 1.4.12 所示的限幅钳位缓冲电路中,无论是通态还是断态,缓冲电容 C_s 的电压都是 V_d ,仅在关断过程中, v_T 从 0 上升,超过 V_d 后缓冲电容 C_s 才起作用,限制 v_T 的增长,故称为限幅钳位缓冲电路。适当选择电容 C_s 的值,可以把关断时的电压、电流轨迹控制在安全区以内。在开关管开通时,缓冲电容 C_s 的电压 V_d 经 R_s 放电到 0,开关管从通态关断后电容电压又从零上升至 V_d ,因此缓冲电路能耗很大,而限幅钳位缓冲电路中电容 C_s 上的电压变化不大、能耗

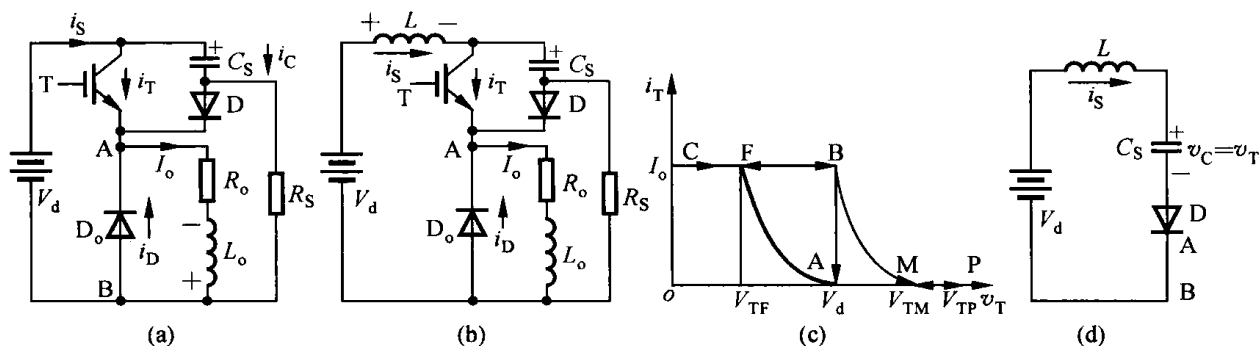


图 1.4.12 限幅钳位缓冲电路

(a) $L = 0$; (b) $L \neq 0$; (c) 开关轨迹; (d) T 关断后, i_s 对 C_s 充电

不大,因此限幅钳位缓冲电路被广泛地应用于 IGBT 等电压驱动型全控开关器件的 DC/DC 直流电压变换和逆变电路中。由于电压驱动型全控开关器件安全工作区比较宽大,近年来出现了设计无缓冲器的电力电子变换器的趋势。利用多年来在减小电路杂散电感和提高电压驱动型全控开关器件安全工作区方面所积累的工程经验,使得少用甚至不用关断缓冲器成为可能。但是,为了提高安全可靠,减小开关过程中过大的电压、电流变化率所引起的电磁干扰,还是需要简单的 RC 保护电路或限幅缓冲电路,只是 C_s 值不必太大, R_s 值不要太小就可以了。

1.5 智能功率模块

随着频率的不断提高,引线寄生电感、寄生电容的影响愈加严重,使器件内部产生很大的电应力(表现为过电压、过电流毛刺)。智能功率模块(Intelligent Power Module, IPM) 是以功率器件 IGBT 为主体,把驱动电路和过流保护、短路保护、过热保护、欠压保护等集成在同一模块内的新型混合集成电路,能较好地解决这个问题。由于优化了器件内部电源电路和驱动电路的配线设计,所以能有效控制浪涌电压、门极振荡、噪声引起的干扰等,因而,开关速度快,控制驱动更为简单,故障率大大降低。目前,IPM 的售价已逐渐接近 IGBT。采用 IPM 后,减小了开关电源容量和驱动功率容量,节省了器件,提高了综合性能。因此,在许多场合其性价比已高过 IGBT。

1.5.1 工作原理

IPM 内部(单管)原理如图 1.5.1 所示。其内部集成有驱动电路和各种保护电路, $\text{IPM} = \text{IGBT 芯片} + \text{驱动} + \text{保护} + \text{故障输出}$,用于防止因系统相互干扰或过载等造成功率芯片的损坏。采用故障检测方式和开关器件的关断方式,可以使功率芯片的容量得到最大限度的利用而不会降低其可靠性。只要有一个保护电路起作用,IGBT 的门极驱动电路就会关断,同时产生一个故障输出信号。针对不同的需要,可以设计不同的保护电路。因此,IPM 具有如下优点:

- ① 功率开关的周边电路设计简单、容易;
- ② 驱动电路的设计布局优化、功耗低,可以单电源供电,省去了负偏压,只需向 IPM 提供经隔离后的逻辑电平驱动信号;
- ③ 高效、紧凑、小型化、重量轻;
- ④ 内藏多种保护功能,如短路保护、过流保护、过热保护和欠压保护等,因而具有高可靠性。

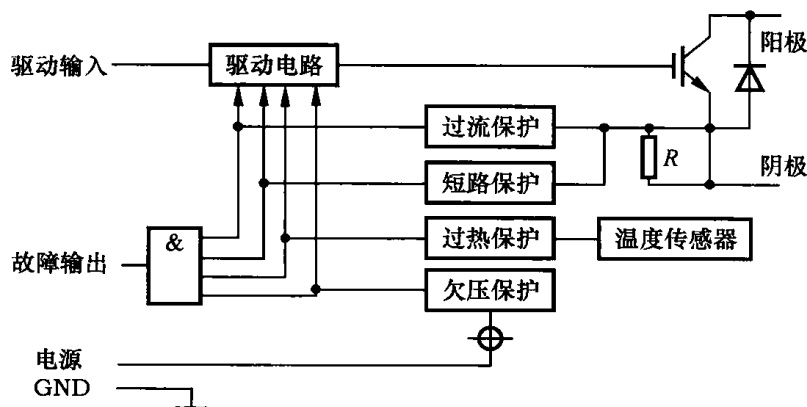


图 1.5.1 IPM(单管) 内部原理图

1. 欠压保护

IPM 内部控制电路由外接的直流电源供电。只要此电源电压下降到指定的阈值电压以下,IPM 就会关断,同时输出一个故障信号。只有在电源电压超过欠压复位阈值电压时,故障信号才会消失。

2. 过热保护

在靠近 IGBT 的绝缘基板上安装有温度传感器,如果基板的温度超过设定阈值,IPM 内部的保护电路就关断门极驱动信号,不响应控制输入信号,直到温度降下来为止。当温度下降到另一设定阈值以下时,IGBT 方可恢复工作。

3. 过流保护

由内置的电流传感器检测各桥臂电流,若通过 IGBT 的电流超过一定阈值,且持续时间大于一定延迟时间,IGBT 就会被软关断。假如延迟时间的典型值为 $10\ \mu\text{s}$,那么小于 $10\ \mu\text{s}$ 的噪声引起的过流不会引起保护作用的发生。当过流保护起作用时,IPM 输出故障信号。

4. 短路保护

如果负载发生短路或系统控制器发生故障,使 IGBT 的上下桥臂同时导通,短路保护电路就会将其关断,同时输出一个固定宽度的故障信号。对于小于一定宽度(如 $2\ \mu\text{s}$ 以下)的短路电流不响应。

1.5.2 基本性能

IPM 的基本性能主要指功率开关器件 IGBT 的各种静态和动态参数,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。其各种特性类似或优于 IGBT 模块的特性。

目前,第三代 IPM 采用高速型 IGBT,其输出时的转换效率可达 96% 以上,与早期的 IGBT 相比,其饱和电压和开关特性都有很大的改善,开关损耗甚至减少了 30%。图 1.5.2 所示的为其开关损耗比较图。IPM 的损耗比 IGBT 模块小,因为它采用了专用芯片对门极进行驱动、控制与保护,不需要考虑短路及开关浪涌电压带来的问题,实现了真正的高性能化。

为了提高系统的可靠性,有些制造商甚至开发了专用智能功率模块(ASIPM),把一台整

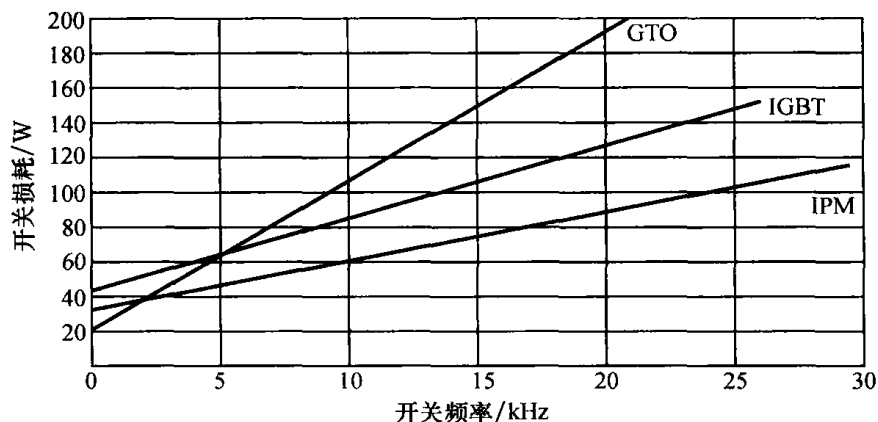


图 1.5.2 开关损耗比较图

机的几乎所有硬件都以芯片的形式安装在一个模块中,元器件之间不再有传统的引线连接,这样的模块经过严格、合理的热电、机械方面的设计,几乎达到完美的境地。它类似于微电子电路中的用户专用集成电路(ASIC)。其目的不仅在于使用方便,缩小整机体积,更重要的是取消传统连线,把寄生参数降到最小,从而把器件承受的电应力降至最低,提高了系统的可靠性。例如,三菱公司开发的专用智能模块 ASIPM 不需要外接光耦,通过内部自举电路可单电源供电,并采用了低电感的封装技术,在实现系统小型化、专用化、高性能、低成本方面又推进了一步。不但减小了应用系统的体积和工作噪声,而且提高了系统的可靠性及控制效率,还有效缩短了应用系统的开发时间。

设计与思考一

- 1.1 电力电子技术的定义是什么?
- 1.2 电力电子变换电路常用的功率半导体器件中,有哪些是电流驱动型,哪些是电压驱动型?
- 1.3 功率半导体器件在电力电子变换电路中起什么作用?
- 1.4 功率二极管有什么特性?
- 1.5 简要说明二极管的反向恢复特性,以及反向恢复时间对器件使用的影响。
- 1.6 大功率晶体管的驱动波形应该满足哪些要求?
- 1.7 试描述功率场效应晶体管的结构特点。
- 1.8 与大功率晶体管相比较,功率场效应晶体管的驱动有何特点?
- 1.9 功率半导体器件为什么要用缓冲吸收电路,常用的缓冲吸收电路有哪些?
- 1.10 试描述绝缘栅双极性晶体管的结构特点。
- 1.11 绝缘栅双极性晶体管的擎住效应指的是什么?针对其特点,在使用中应采取什么措施?

第 2 章 硬开关直流变换器设计

直流变换器(DC/DC 变换器)是将直流转换成交流,然后又把交流转换成直流的装置。直流变换器有非电气隔离型和隔离型两种。

非电气隔离型直流变换器按所用的开关器件的个数,可分为单管、双管和四管三类。单管变换器有六种,即降压型、升压型、升降压型、Cuk 型、Zeta 型和 Sepic 型。其中,降压型和升压型是最基本的变换器,另外四种变换器是从中派生的。双管直流变换器有双管串接的升降压式变换器。四管直流变换器有全桥式直流变换器。

隔离型直流变换器也可按所用的开关器件的个数,分为单管、双管和四管三类。单管变换器有正激式和反激式两种。双管有双管正激、双管反激、推挽和半桥等四种。四管直流变换器就是全桥式直流变换器。隔离型直流变换器采用变压器实现输入与输出间的电气隔离,由于变压器具有变压的功能,因此可以方便地得到从降压到升压的各种不同的输出电压,并且可以实现多路输出电压的隔离。

2.1 降压型变换器设计

2.1.1 主电路结构及工作原理

降压型(Buck)变换器是一种输出电压等于或小于输入电压的单管非隔离直流变换器,主电路结构如图 2.1.1 所示。它由功率开关管、储能电感、续流二极管及输出滤波电容等组成。

Buck 变换器有两种基本工作状态,即电感电流连续工作状态(CCM)和电感电流不连续工作状态(DCM),工作波形如图 2.1.2 所示。开关管的控制极加一周期为 T_s 的方波控制信号,高电平时间为 T_{on} ,低电平时间为 T_{off} 。当控制信号为高电平时,开关管导通,续流二极管因反偏而截止,输入电压通过储能电感 L_f 向负载电阻供电,同时向滤波电容充电,此时储能电感 L_f 内的电流逐渐增加,存储的磁场能量也逐渐增加。经过 T_{on} 时间后,控制信号变为低电平时,开关管截止,由于通过储能电感 L_f 的电流不能突变,所以在它两端产生一个自感电势,使续流二极管 D 导通,此时储能电感 L_f 把储存的磁场能量传递给负载,滤波电容 C_f 的作用是降低输出电压的脉动。经过时间 T_{off} 后,控制脉冲又使开关管导通,上述过程重复发生。在分析电路原理时,作如下假定:

① 电力电子器件是理想的,即开关管和二极管的导通和关断时间为零,通态阻抗为零,断开时阻抗为无穷大;

② 电感和电容均为无损耗的理想储能元件;

③ 不计线路阻抗。

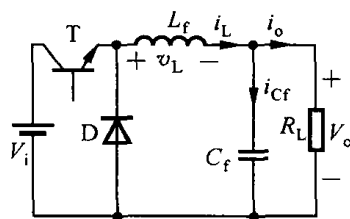


图 2.1.1 Buck 变换器主电路

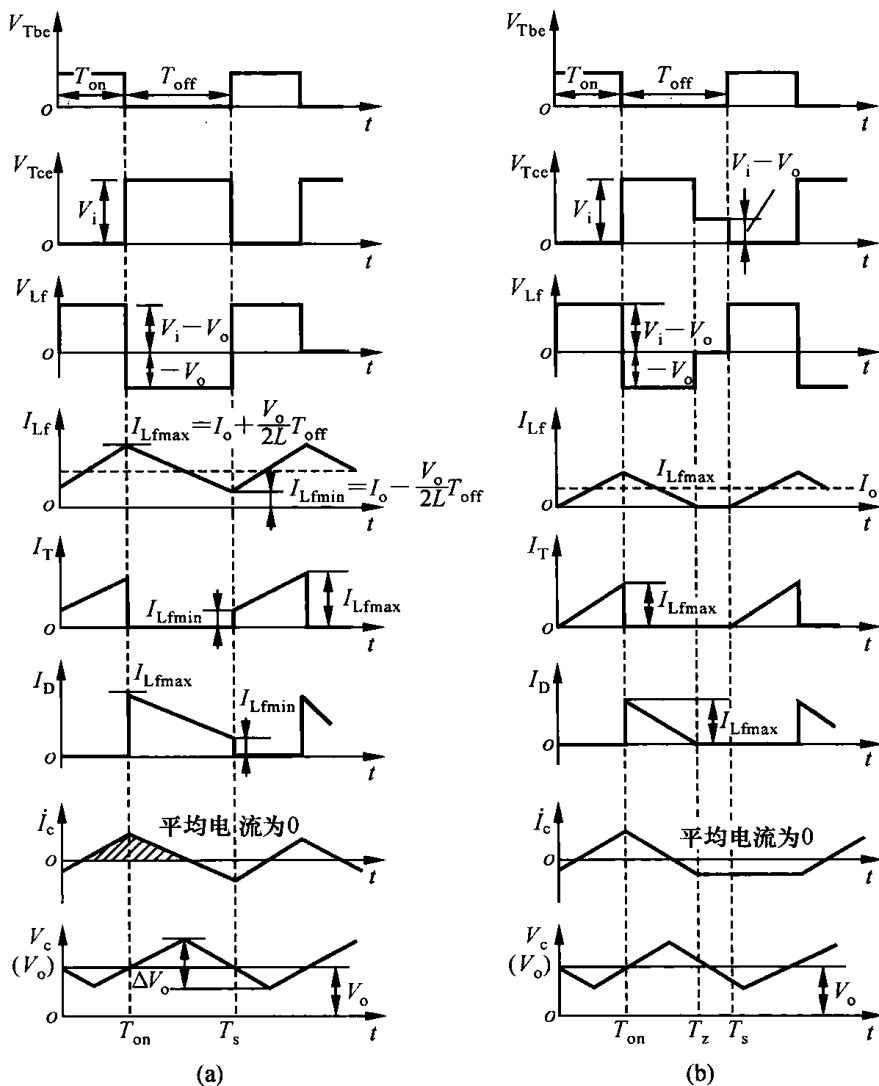


图 2.1.2 Buck 变换器主要波形

(a) 电感电流连续; (b) 电感电流断续

在以上假定下,当处于电感电流连续工作状态时,输入、输出电压之间关系为

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_i = \frac{T_{on}}{T_s} V_i = DV_i \quad (2-1-1)$$

式中, $D = \frac{T_{on}}{T_s}$ 称为脉冲占空比。由式(2-1-1)可见,输出电压与占空比成正比,所以通过改变开关管的占空比可以控制输出平均电压的大小。由于占空比 D 总是小于 1,故其输出电压总是小于输入电压。因此,这种电路称为降压型主电路,也称为 Buck 电路。

当输入电压变化或负载阻抗发生变化时,闭环反馈控制回路自动调整开关管的占空比,使输出电压保持稳定。

2.1.2 器件选择与参数计算

1. 开关管的选择

开关管导通时,负载电流及滤波电容的充电电流都通过开关管,因此开关管的集电极额定

电流必须大于稳压器输出的负载电流。若负载电流为 I_o ，则最大集电极电流为

$$I_{T\max} = I_o + \frac{V_o}{2L_f} T_{\text{off}} \quad (2-1-2)$$

当开关管截止时，续流二极管导通，输入电压全部加在开关管的集、射极两端，因此开关管的耐压必须大于输入电压 V_i ，考虑开关瞬间滤波电感产生的浪涌电压，开关管的耐压应大于或等于输入电压的 1.5 倍：

$$V_{T\max} \geq 1.5V_i \quad (2-1-3)$$

2. 续流二极管的选择

续流二极管的正向额定电流必须等于开关管的最大集电极电流，即大于负载电流。续流二极管的耐压必须大于输入电压 V_i 。

3. 滤波电感的计算

在 Buck 变换器的两种基本工作状态中，选取不同的滤波电感量，可以使电路工作在 CCM 或 DCM 状态。

当开关管导通时，有

$$V_i - V_o = L_f \frac{\Delta I_L}{T_{\text{on}}} = L_f \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_{\text{on}}} \quad (2-1-4)$$

$$\text{由此可以得出} \quad L_f = \frac{T_{\text{on}}}{\Delta I_L} (V_i - V_o) \quad (2-1-5)$$

式中， ΔI_L 为滤波电感 L_f 中电流 I_L 的变化量，即负载电流 I_o 的变化量。如果电路工作在 CCM 和 DCM 的临界状态，则应取

$$\Delta I_L = 2I_{\text{omin}} \quad (2-1-6)$$

由此可得临界电感为

$$L_c = \frac{V_i - V_o}{2I_{\text{omin}}} T_{\text{on}} \quad (2-1-7)$$

$$\text{由于} \quad T_{\text{on}} = \frac{T_s V_o}{V_i} = \frac{V_o}{f_s V_i} \quad (2-1-8)$$

$$\text{可得} \quad L_c = \frac{V_o}{2f_s I_{\text{omin}}} \left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) = \frac{V_o(1-D)}{2f_s I_{\text{omin}}} \quad (2-1-9)$$

要使电路工作在 CCM 状态，应取 $L_f > L_c$ ；要使电路工作在 DCM 状态，应取 $L_f < L_c$ 。

4. 输出电压的纹波分量

$$\Delta V_o = \frac{V_o T_s T_{\text{off}}}{8L_f C_f} = \frac{V_o}{8L_f C_f f_s^2} \left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) = \frac{V_o(1-D)}{8L_f C_f f_s^2} \quad (2-1-10)$$

5. 滤波电容 C_f 的计算

根据所需输出电压交流分量 ΔV_o 和其他给定的设计数据，滤波电容 C_f 的容量可由下式求出：

$$C_f = \frac{V_o}{8L_f f_s^2 \Delta V_o} \left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right) \quad (2-1-11)$$

2.2 升压型变换器设计

2.2.1 主电路结构及工作原理

升压型(Boost)变换器所用的元器件和 Buck 变换器的相同,仅电路的拓扑结构不同,如图 2.2.1 所示。Boost 变换器亦称为串联开关变换器。与 Buck 变换器不同,Boost 变换器中的电感 L_f 在输入端,称为升压电感。开关管仍为 PWM 控制方式,但它的最大占空比不能等于 1。

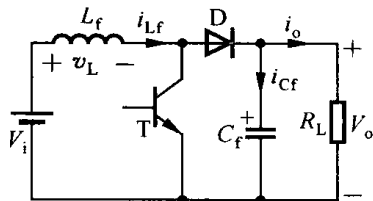


图 2.2.1 Boost 变换器主电路

电路的工作原理:当开关管 T 导通时,能量从输入电源流入,并储存在电感 L_f 中,此时二极管 D 截止,负载由滤波电容 C_f 提供能量;当 T 截止时,由于电感 L_f 中的电流不能突变,电流经二极管 D 流通,电感中存储的能量供给负载并向电容充电。Boost 变换器主要工作波形如图 2.2.2 所示。

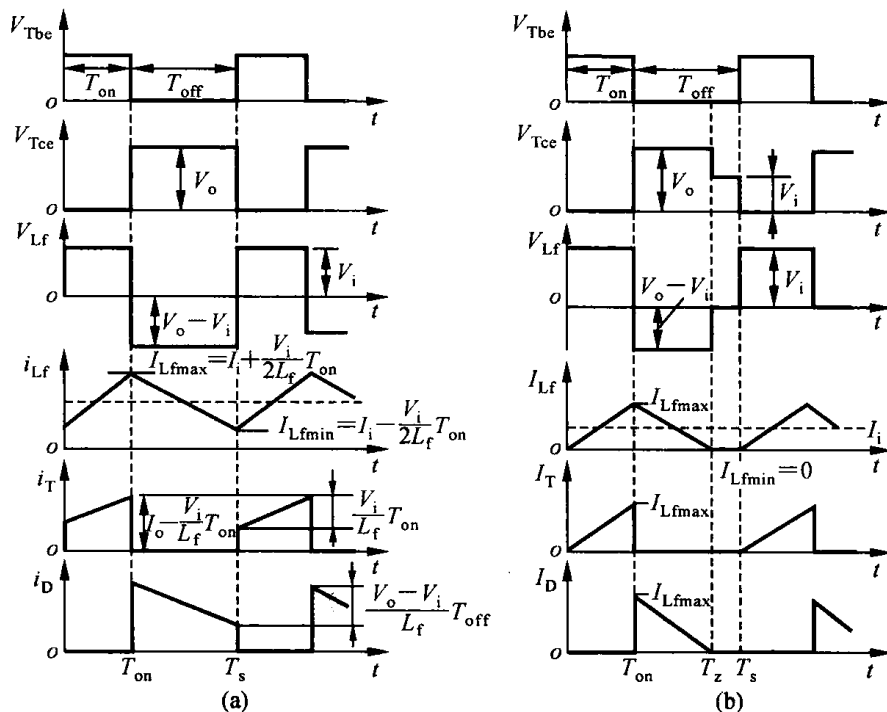


图 2.2.2 Boost 变换器主要波形

(a) 电感电流连续;(b) 电感电流断续

在 CCM 工作状态下,输入、输出电压关系为

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (2-2-1)$$

由于占空比 D 总是小于 1,故输出电压 V_o 总是大于输入电压 V_i ,称该电路为升压型变换器。通过改变占空比 D ,就能获得所需的输出电压值。

2.2.2 器件选择与参数计算

1. 开关管的选择

开关管承受的最大电压是输出电压 V_o ，考虑输入电压 $+10\%$ 的波动，电感 20% 的反峰，并取工作电压为 80% 的电压额定值，则可得开关管的耐压

$$V_{Tmax} = \frac{1.1 \times 1.2}{0.8} V_o = 1.65 V_o = 1.65 \frac{V_i}{1-D} \quad (2-2-2)$$

开关管的最大电流
$$I_{Tmax} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{(1-D)DV_o}{2L_f f_s} \quad (2-2-3)$$

2. 二极管的选择

二极管承受的反向电压为输出电压 V_o ，流过二极管的最大电流等于开关管的最大电流：

$$I_{Dmax} = I_{Tmax} \quad (2-2-4)$$

在选择管子的电压、电流额定值时，都应考虑安全因素，留有一定的余量。

3. 输出滤波电容的选择

输出滤波电容在开关管导通的 T_{on} 期间供给全部负载电流 I_o ，设在 T_{on} 期间， C_f 上的电压降小于或等于 ΔV_o ， ΔV_o 为要求的纹波电压，可得

$$C_f = I_o \frac{T_{on}}{\Delta V_o} \quad (2-2-5)$$

由于

$$T_{on} = \frac{V_o - V_i}{V_o} T_s \quad (2-2-6)$$

故有

$$C_f = I_o \frac{V_o - V_i}{V_o \Delta V_o} T_s = \frac{I_o (V_o - V_i)}{f_s V_o \Delta V_o} \quad (2-2-7)$$

4. 储能电感的选择

储能电感 L_f 应足够大，使 Boost 变换器工作在电感电流连续状态。临界电感为

$$L_c = \frac{V_o D (1-D)^2}{2 I_o f_s} \quad (2-2-8)$$

应取

$$L_f \geq L_c \quad (2-2-9)$$

2.3 降压 - 升压型变换器设计

2.3.1 主电路结构及工作原理

降压 - 升压型 (Buck-Boost) 变换器主电路所用的元器件与 Buck 或 Boost 变换器的基本相同，也由开关管、二极管、电感和电容等构成，如图 2.3.1 所示。与 Buck 和 Boost 变换器不同的是，其输出电压的极性与输入电压的相反。Buck-Boost 变换器既能工作在 Buck 变换器的工作状态下，

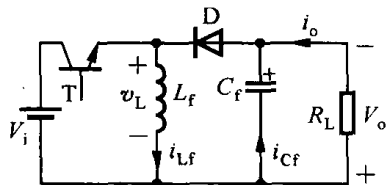


图 2.3.1 Buck-Boost 变换器主电路

输出电压低于输入电压;又能工作在 Boost 变换器的工作状态下,输出电压高于输入电压。在给定的输出电压下,输入电压可以在较宽的范围内变化,这就减小了对输入滤波电容的要求。

Buck-Boost 变换器与 Buck、Boost 变换器一样,也有 CCM 和 DCM 两种基本工作状态。图 2.3.2 所示的为其主要工作波形。在 T_{on} 期间,开关管 T 导通,能量从输入电源流入并存储在电感 L_f 中,此时二极管 D 截止,由滤波电容 C_f 向负载提供电流;在 T_{off} 期间,开关管 T 截止,由于电感中的电流不能突变,故电感电流流经负载并向电容充电,二极管 D 导通。可见,在 Buck-Boost 变换器中,能量首先存储在电感 L_f 中,然后由电感向负载释放能量。

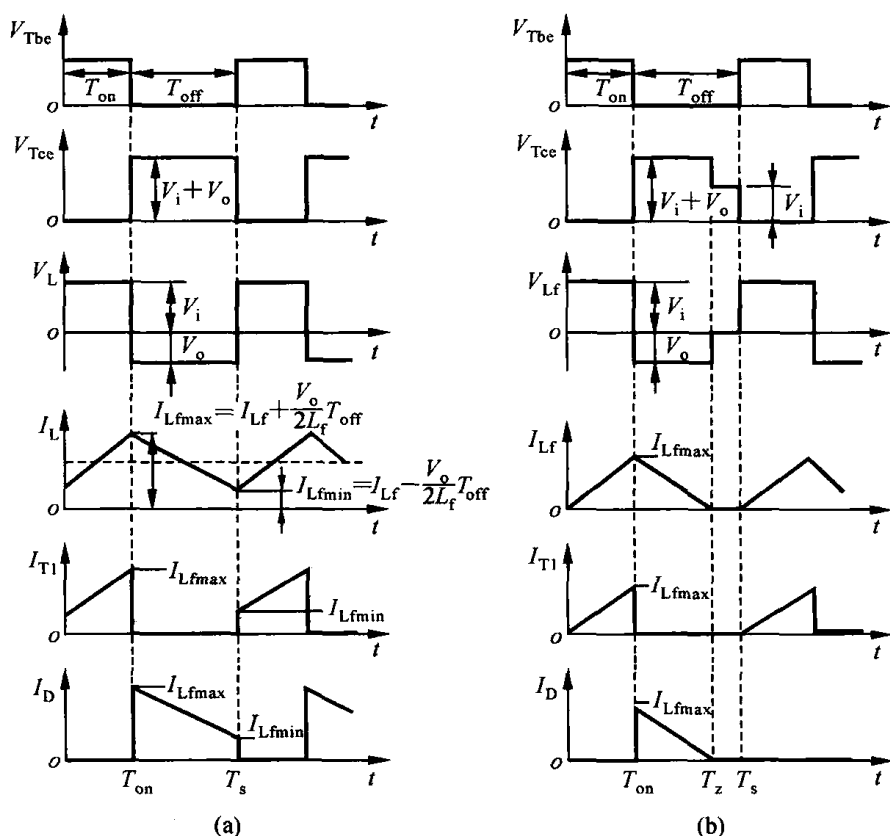


图 2.3.2 Buck-Boost 变换器主要波形

(a) 电感电流连续; (b) 电感电流断续

在 CCM 工作状态下,输出 / 输入电压关系为

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_{off}} V_i = \frac{D}{1-D} V_i \quad (2-3-1)$$

由式(2-3-1)可见,改变占空比 D ,就能改变输出电压,并能得到低于或高于输入电压的输出电压。

当 $D = 0.5$ 时, $V_o = V_i$;

当 $D < 0.5$ 时, $V_o < V_i$, 为降压型;

当 $D > 0.5$ 时, $V_o > V_i$, 为升压型。

2.3.2 器件选择与参数计算

1. 开关管和二极管的选择

流过开关管的最大电流与流过二极管的相同,所承受的最大电压也相同。

流过开关管的最大电流为

$$I_{T\max} = I_{D\max} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_o}{2L_f f_s}(1-D) = \frac{V_i + V_o}{V_i} I_o + \frac{V_i V_o}{2L_f f_s (V_i + V_o)} \quad (2-3-2)$$

承受的最大电压为 $V_{T\max} = V_{D\max} = V_i + V_o = \frac{V_i}{1-D} = \frac{V_o}{D}$ (2-3-3)

2. 纹波电压及滤波电容计算

输出纹波电压为电容在 T_{on} 期间电压的变化量,即

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C_f} T_{on} = \frac{I_o D}{C_f f_s} = \frac{I_o V_o}{C_f f_s (V_i + V_o)} \quad (2-3-4)$$

若给定纹波电压,则所需的滤波电容为

$$C_f = \frac{I_o D}{\Delta V_o f_s} = \frac{I_o V_o}{\Delta V_o f_s (V_i + V_o)} \quad (2-3-5)$$

3. 电感的计算

临界电感为 $L_c = \frac{V_i T_{on} T_{off}}{2I_o T_s} = \frac{V_i D(1-D)}{2I_o f_s} = \frac{V_o(1-D)^2}{2I_o f_s}$ (2-3-6)

Buck-Boost 变换器在正常情况下,工作在电感电流连续状态,应取 $L_f \geq L_c$ 。

2.4 单端正激变换器设计

2.4.1 主电路结构及工作原理

图 2.4.1 所示为单端正激(Forward)变换器的主电路,它是在 Buck 变换器中插入隔离变压器而构成的。开关管按 PWM 方式工作, D_1 是输出整流二极管, D_2 是续流二极管, L_f 是输出滤波电感, C_f 是输出滤波电容。变压器有三个绕组,初级绕组 N_1 ,次级绕组 N_2 ,复位绕组 N_3 。图中,带“*”号的一端,表示绕组的同名端。 D_3 是复位绕组 N_3 的串联二极管。其主要工作波形如图 2.4.2 所示。

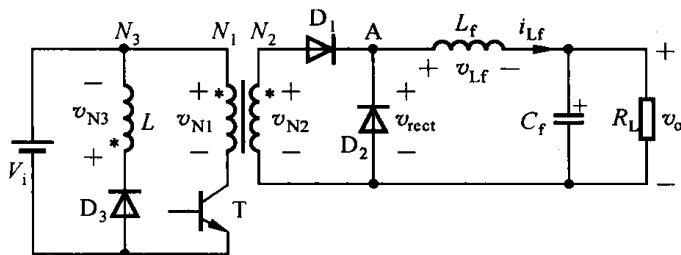


图 2.4.1 单端正激变换器主电路

当功率开关管导通时,由变压器同名端的连接关系可知,整流二极管 D_1 同时导通,输入电能通过变压器及整流二极管 D_1 传递给负载,同时将部分能量储存在输出滤波电感 L_f 中。当开关管截止时,变压器原、副边电压均反向,整流二极管 D_1 反偏截止,滤波电感 L_f 中的电流经续流二极管 D_2 流通,由电感中的储能向负载供电。由于这种电路在开关管导通期间向负载传递

能量,故称为正激式变换器。

复位绕组 N_3 的作用是实现变压器的磁通复位。磁通复位的基本思路是:变压器原边绕组(或副边绕组)上的正向电压伏秒面积应该等于负向电压伏秒面积。当开关管导通时,变压器初级有一定的励磁电流,存储有一部分能量,在开关管截止时,变压器初级存储的能量传递给复位绕组,再通过 D_3 传递给输入电源 V_i ,从而将变压器初级产生的尖峰电压限制在允许范围内,同时实现了磁通复位。

单端正激变换器中,高频变压器的主要作用是电压变换、功率传递以及实现输入、输出之间的隔离。由于这种变换器中变压器工作在磁化曲线的单侧,故称为单端变换器。

输出电压与输入电压的关系为

$$V_o = D \frac{N_2}{N_1} V_i \quad (2-4-1)$$

可见,改变占空比 D 就可以改变输出电压。

2.4.2 器件选择与参数计算

1. 占空比

由于要满足磁通复位关系,开关管关断时磁通的减小量必须等于开关管导通时磁通的增加量,因此,最大占空比有一个限制:

$$D_{\max} \leq \frac{N_1}{N_1 + N_3} \quad (2-4-2)$$

2. 开关管和二极管的选择

在开关管截止时,变压器初级绕组的能量通过复位绕组回馈给输入电源,复位绕组上的电压被钳位在输入电压,变压器初级绕组上的电压等于 $V_i N_1 / N_3$,因此开关管承受的电压为

$$V_{T\max} = V_i + \frac{N_1}{N_3} V_i = \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) V_i \quad (2-4-3)$$

在开关管导通时,续流二极管 D_2 承受的电压为

$$V_{D2} = \frac{N_2}{N_1} V_i \quad (2-4-4)$$

在开关管截止时,整流二极管上的电压为

$$V_{D1} = \frac{N_2}{N_3} V_i \quad (2-4-5)$$

在开关管导通时,二极管 D_3 承受的电压为

$$V_{D3} = \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) V_i \quad (2-4-6)$$

流过滤波电感的电流最大值为

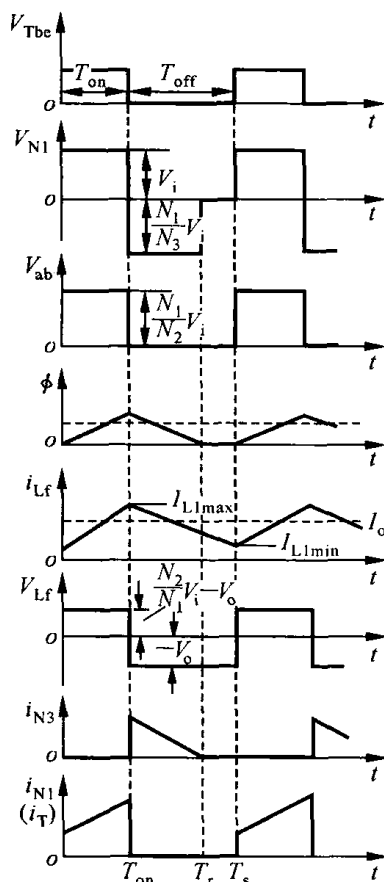


图 2.4.2 单端正激变换器主要波形

$$I_{L\max} = I_o + \frac{1}{2} \times \frac{V_{D2}}{L_f} DT_s = I_o + \frac{N_2}{N_1} \frac{V_i}{2L_f f_s} D \quad (2-4-7)$$

流过 D_1 、 D_2 的最大电流等于电感电流的最大值

$$I_{D1\max} = I_{D2\max} = I_{L\max} \quad (2-4-8)$$

流过开关管的最大电流为

$$I_{T\max} = \frac{N_2}{N_1} I_{L\max} + I_{M\max} = \frac{N_2}{N_1} I_{L\max} + \frac{V_i}{L_M f_s} D \quad (2-4-9)$$

式中, $I_{M\max}$ 为变压器最大励磁电流, L_M 为原边绕组的励磁电感。

从式(2-4-2)和式(2-4-3)可以看出,如果 $N_1 \geq N_3$,则最大占空比 $D_{\max}$ 可以大于 0.5,开关管承受的电压高于 $2V_i$;而且 N_1 大于 N_3 越多,占空比越大,开关管承受的电压越高。如果 $N_1 < N_3$,最大占空比 $D_{\max} \leq 0.5$,则开关管承受的电压低于 $2V_i$;为了充分提高占空比,同时减小开关管承受的电压,应折中选择初级绕组和复位绕组的匝数,一般取 $N_1 = N_3$,这时 $D_{\max} = 0.5$,而 $V_T = 2V_i$ 。在变压器的绕制中,应使初级绕组和复位绕组双线并绕,紧密耦合。

2.4.3 其他正激变换器

1. RCD 钳位正激变换器

除了在变压器中增加去磁绕组使磁通复位的方式外,单端正激变换器还可以采用 RCD 钳位技术使磁通复位,其电路结构如图 2.4.3 所示。

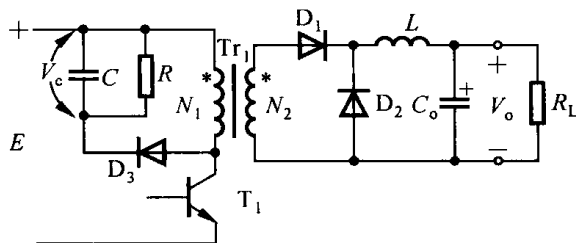


图 2.4.3 采用 RCD 钳位的正激变换器

开关管 T 关断后,励磁电流通过 D_3 衰减,初级绕组 N_1 的自感电压叠加在输入电源电压上并施加于开关管,即

$$V_T = V_i + V_C \quad (2-4-10)$$

当时间常数 RC 足够长时,电容 C 上的电压为

$$V_C = V_i T_{on} \sqrt{\frac{R}{2L_1 T_s}} \quad (2-4-11)$$

这种电路结构简单,其缺点是有部分励磁能量消耗在电阻 R 上。

2. 两开关管、二二极管的正激变换器

在上述单端正激变换器中,开关管的耐压至少应大于输入电压的两倍,这给开关管的选择带来了困难。采用图 2.4.4 所示的两开关管、两二极管的电路结构,开关管可以有较低的耐压。两开关管同时导通和截止,当它们截止时, N_1 上的电压极性反向,二极管 D_3 和 D_4 导通,电压被钳位,开关管截止期间承受的电压等于输入电压。

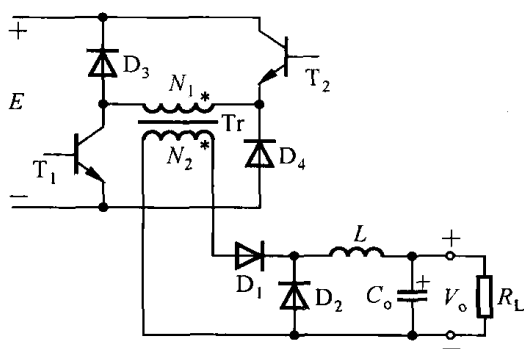


图 2.4.4 采用两开关管、二二极管的正激变换器

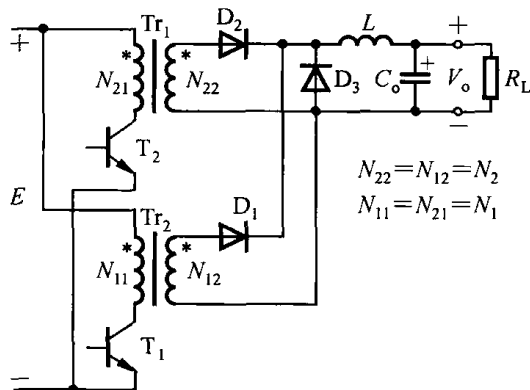


图 2.4.5 双正激变换器

3. 双正激变换器

为了增大正激变换器的输出功率,可以采用双正激变换器,如图 2.4.5 所示。它由两个带公共电感 L_f 和续流二极管 D_3 的正激变换器组成。工作原理与单端正激变换器基本相同,不同的是两个开关管以 180° 的相位差交错开关动作,其输出电压为单端正激式的两倍,输出功率是两个单端变换器输出功率的叠加,而且输出方波电压的频率亦提高了一倍,因而有利于减小输出滤波电感和滤波电容,输出电压纹波也减小了。

双正激变换器输出电压与输入电压的关系为

$$V_o = 2D \frac{N_2}{N_1} \cdot V_i \quad (2-4-12)$$

2.5 单端反激变换器设计

2.5.1 主电路结构及工作原理

单端反激(Flyback)变换器的主电路如图 2.5.1 所示,它与单端正激变换器所用的元器件基本相同,电路结构也相似,但整流二极管的接法与正激式不同。在开关管导通时,整流二极管截止,这时电源输入的能量以磁能的形式储存在变压器中,在开关管截止期间,变压器中储存的能量传输给负载,故这种变换器也称为电感储能型变换器。

当开关管导通时,输入电压加到变压器的初级绕组 N_1 上,由变压器同名端的接法可知,次级绕组 N_2 上的电压使二极管 D 截止,次级绕组 N_2 中没有电流流过,负载电流由输出滤波电容的放电电流提供;当开关管截止时,次级绕组 N_2 上的电压使二极管 D 导通,此时,在开关管导通期间储存在变压器中的能量便通过二极管向负载及滤波电容释放,可见在工作过程中,变压器起了储能用的电感作用。

若在开关管的截止时间结束时,变压器储存的能量没有释放完,次级绕组 N_2 上的电流大于 0,则称这种工作状态为磁化电流连续状态,反之称为磁化电流断续状态。两种工作状态时电路的工作波形如图 2.5.2 所示。

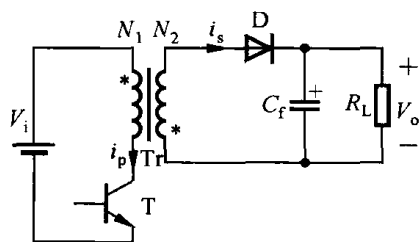


图 2.5.1 单端反激变换器主电路

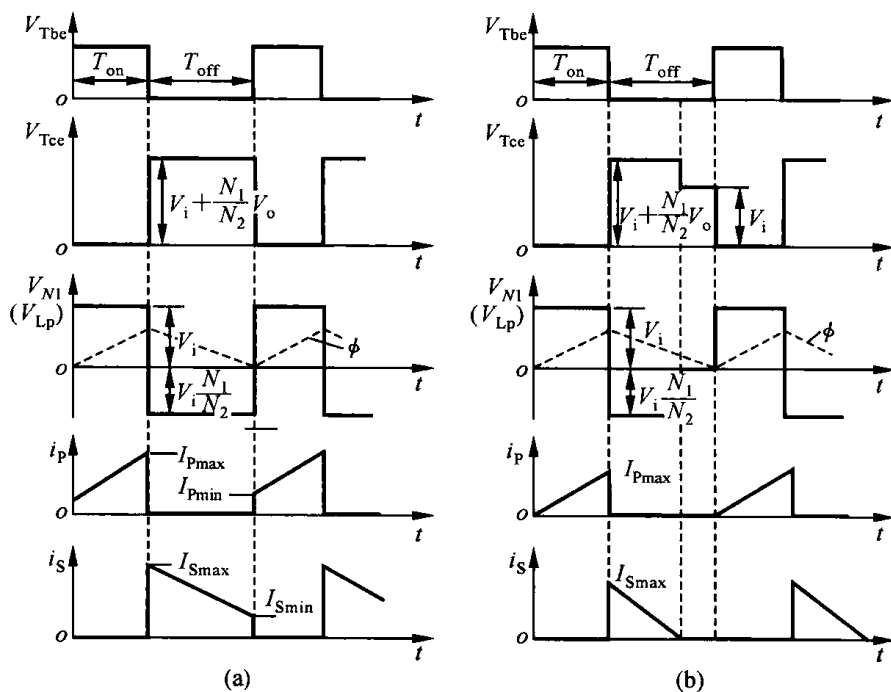


图 2.5.2 单端反激变换器主要波形

(a) 磁化电流连续; (b) 磁化电流断续

在磁化电流连续状态,输出电压与输入电压的关系为

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i = \frac{1}{n} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i \quad (2-5-1)$$

式中, $n = N_1/N_2$ 为变压器变器的初、次级匝比。

2.5.2 器件选择与参数计算

1. 开关管的选择

开关管截止时承受的最高电压

$$V_{Tmax} = V_i + nV_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (2-5-2)$$

可见,占空比越大,开关管承受的电压越高。一般选 $D \leq 0.5$ 。

流过开关管的最大电流

$$I_{Tmax} = \frac{V_i}{L_p} \cdot T_{on} \quad (2-5-3)$$

2. 变压器初级最小电感的计算

$$L_{Pmin} = \frac{V_i^2 n^2 V_o T_{max}}{(V_i + nV_o)^2 2I_o} \quad (2-5-4)$$

3. 输出纹波电压的计算

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_f} \left[\frac{V_o}{2L_p} T_{off}^2 - \frac{V_o}{2L_p} \cdot \frac{T_{off}^3}{T_s} \right] \quad (2-5-5)$$

4. 输出滤波电容的计算

$$C_f = \frac{1}{\Delta V_o} \left[\frac{V_o}{2L_p} T_{\text{off}}^2 - \frac{V_o}{2L_p} \cdot \frac{T_{\text{off}}^3}{T_s} \right] \quad (2-5-6)$$

5. 整流二极管的选择

流过整流二极管的最大电流

$$I_{\text{Dmax}} = \frac{V_o}{L_{\text{Pmin}}} T_{\text{off}} \quad (2-5-7)$$

整流二极管承受的最高反向电压

$$V_{\text{Dmax}} = \frac{V_i}{n} + V_o \quad (2-5-8)$$

2.5.3 设计中应注意的事项

① 和正激变换器不同,反激变换器的变压器比较特殊,它兼起储能电感的作用,故称为储能变压器。为防止磁芯饱和,反激变换器的变压器磁芯要加气隙,以使磁芯的磁化曲线斜率变小,降低磁芯的导磁率,这种变压器的设计是比较复杂的。

② 在以电流连续方式工作时,直流分量较大,处理不当会导致磁芯饱和,损坏开关管。

③ 从式(2-5-2)可以看出,施加在开关管上的电压与占空比有关,设计时必须控制最大占空比。

2.6 推挽变换器设计

2.6.1 电路结构及工作原理

推挽(Push-pull)变换器组成如图2.6.1所示。它由初级带有中心抽头的变压器、两只开关管、整流二极管、滤波电感、滤波电容组成。若开关管采用IGBT或MOSFET,则反并联二极管为其内部寄生;若开关管采用GTR,则反并联二极管需外部连接。

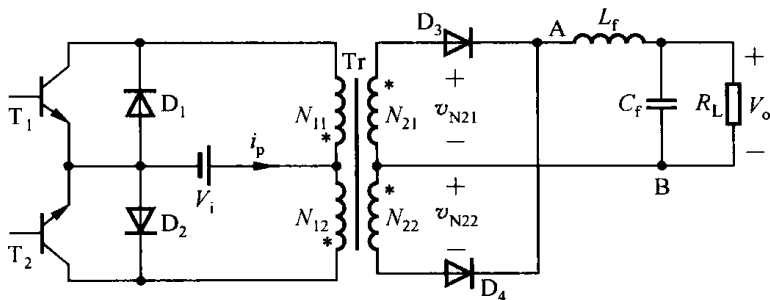


图 2.6.1 推挽变换器主电路

输出整流电路可以接成全波整流和桥式整流两种形式。与桥式整流电路相比,全波整流电路可以减小整流二极管的通态损耗,提高效率,但要求整流管的耐压较高,变压器次级需中心抽头。如果有合适的整流二极管,一般应尽量选用全波整流电路。推挽变换器中,两个开关管的发射极都接在电源负端,驱动不必隔离,十分方便。

变压器两个初级绕组匝数相同,两个次级绕组匝数也相同,定义变压器的匝比 $n = N_{11}/N_{21} = N_{12}/N_{22}$ 。

图 2.6.2 所示的为其主要工作波形。在基极驱动方波的交替作用下,两只开关管经变压器初级绕组的中心端交替导通,每次导通时间小于半个周期。次级两只整流二极管也轮流导通,交替经滤波电感向负载提供电流并向电容充电。推挽变换器可以看成是由两个单端正激变换器叠加而成的。

推挽变换器的输出、输入电压关系为

$$V_o = 2D \frac{V_i}{n} \quad (2-6-1)$$

式中, D 为开关管导通时间 T_{on} 与周期 T_s 之比。考虑输出回路中方波脉冲的周期为 $T_s/2$, 定义

$$D_o = \frac{T_{on}}{T_s/2} \quad (2-6-2)$$

则输出电压又可表示为

$$V_o = D_o \frac{V_i}{n} \quad (2-6-3)$$

2.6.2 变压器的磁芯偏磁

与单端变换器不同,在推挽变换器中,变压器磁芯是双向磁化的,称为双端变换器。理论上,在两只开关管轮流导通时,加在变压器两个方向上的伏秒数相同,变压器的磁通能够复位。但由于开关管的存储时间、开关特性及导通饱和压降不可能完全一样,或者由于控制电路两个半周期输出脉宽不对称,都会造成正负半周波形不对称,磁芯中就会产生单向偏磁,形成直流磁通,经过若干周期后,就有可能使磁芯进入饱和,变压器初级电感量随之减至最小,从而使开关管的电流急剧上升,导致开关管损坏。

由此可见,磁芯偏磁的危害是很大的。除了要尽量使两只开关管的特性一致外,解决的办法如下。一是在变压器的磁芯磁路中加一定尺寸的气隙,使之在电路不平衡状态下,磁通不至于饱和。不过,磁芯加了气隙,意味着变压器的漏感要增加,使变换器的效率降低。二是采用偏磁检测和补偿电路来适时调整两只开关管的导通时间,使变压器两个方向上的伏秒数相同。这种方法要求额外的电路,增加了变换器的复杂性和成本。三是采用电流型控制芯片,使电流峰值自动平衡。

2.6.3 器件选择与参数计算

1. 开关管的选择

理论上,开关管在截止时承受的电压为 $2V_i$,考虑输入电压 $\pm 10\%$ 的波动,关断时有 20% 的尖峰电压,开关管承受的电压为

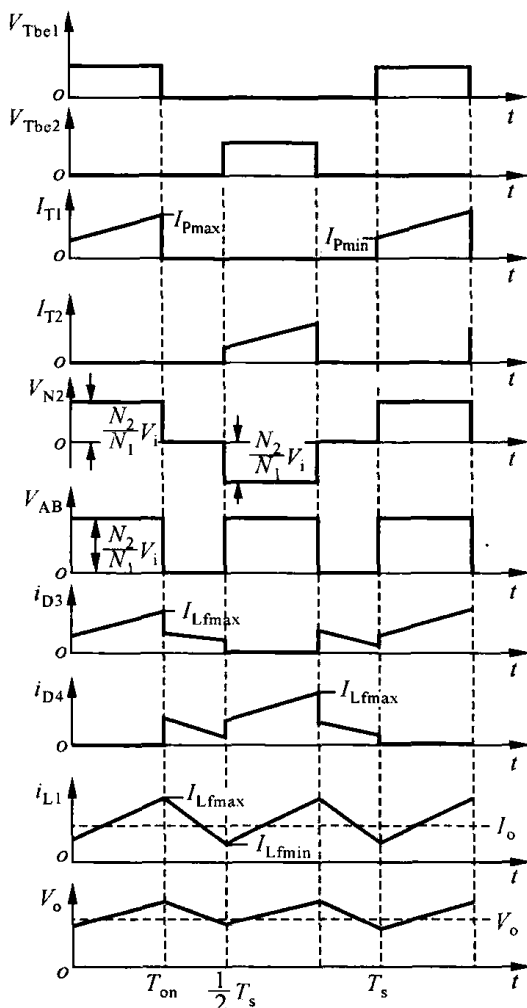


图 2.6.2 推挽变换器主要波形

$$1.1 \times 1.2 \times 2 \times V_i = 2.64V_i$$

考虑工作温度、输入电压的瞬态浪涌及电路中瞬态过程的影响,严格地设计最好选择开关管承受的电压仅为管子额定值的 50%,但这样有时很难选择到合适的开关管,如果放宽要求,可放宽到管子额定值的 80%,则有

$$2.64V_i = 0.8V_{Tmax}$$

取

$$V_{Tmax} = 3.3V_i \quad (2-6-4)$$

流过开关管电流最大值为

$$I_{Tmax} = \frac{N_2}{N_1} I_o + \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot \frac{V_i D_o}{4L_f f_s} \quad (2-6-5)$$

2. 整流二极管的选择

整流二极管上的最高反向电压为

$$V_{D1} = V_{D2} = 2 \frac{N_2}{N_1} V_i \quad (2-6-6)$$

最大电流为

$$I_{D1} = I_{D2} = I_o + \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_i}{4L_f f_s} \cdot D_o \quad (2-6-7)$$

2.7 半桥变换器设计

2.7.1 主电路及工作原理

半桥(Half-bridge)变换器主电路如图 2.7.1 所示。由两只电容 C_1 和 C_2 构成一个桥臂,两只开关管及反并联二极管构成另一个桥臂,两桥臂的中点为输出端,接变压器的初级。电容 C_1 和 C_2 的耐压及容量相等,用来分压、流通高频开关工作的交流电流成分,也起到输入电压的滤波作用。这样,电容 C_1 和 C_2 上的电压相等,等于输入电压的一半,即 $V_i/2$ 。

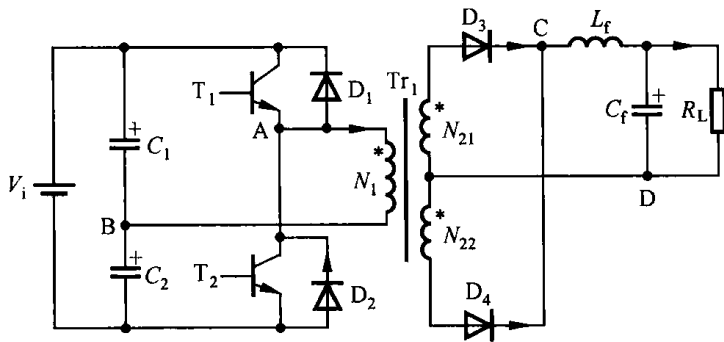


图 2.7.1 半桥变换器主电路

电路的主要工作波形如图 2.7.2 所示。当开关管 T_1 导通时,电容 C_1 上的电压加到变压器初级绕组 N_1 两端,等于输入电压的一半;当开关管 T_1 截止,开关管 T_2 被驱动导通时,电容 C_2 上的电压加到变压器初级绕组 N_1 两端,其值也等于输入电压的一半,但电压极性与开关管 T_1 导通时的极性相反。因此,当开关管 T_1 、 T_2 轮流导通、截止时,在变压器初级绕组 N_1 两端便产生一幅值为 $V_i/2$ 的正负方波脉冲电压,此脉冲电压通过变压器传递到次级,再经整流二极管整流、电感 L_f 及电容 C_f 滤波后变成直流,向负载供电。

输出电压为

$$V_o = D_o \cdot \frac{V_i}{2n} \quad (2-7-1)$$

式中, n 为变压器原、副边绕组的匝数比, $n = N_1/N_{21} = N_1/N_{22} = N_1/N_2$ 。由上式可见, 在输入电压 V_i 、方波脉冲占空比 D_o 及变压器匝比 n 都相同的情况下, 半桥变换器的输出电压为推挽变换器的一半。因此, 若两者输出功率相同, 则半桥变换器中开关管流过的电流比推挽变换器的大一倍。

图 2.7.1 所示电路中和开关管反并联的两只二极管 D_1 、 D_2 称为换向二极管, 若开关管采用 IGBT 或 MOSFET, 则反并联二极管为其内部寄生; 若开关管采用 GTR, 则反并联二极管需要外部连接。它有两个作用: ① 保护开关管, 防止由于振荡产生的瞬间高压反向击穿开关管; ② 当开关管刚截止时, 将导通时变压器漏感存储的能量回送到输入电源, 同时消除漏感形成的尖峰电压。换向二极管应选快恢复二极管, 其反向耐压应高于开关管承受的最高电压。

半桥变换器具有较强的抗不平衡能力。在电路里电容 C_1 和 C_2 上的电压分配取决于等效负载, 脉冲宽度大的半周期电容上的电压将降低, 脉冲宽度小的半周期电容上的电压将升高, 电容中点的电位将浮动到一个新的平衡点, 维持伏秒值不变, 这使得半桥型电路中变压器产生单向偏磁的可能性大大减小。

2.7.2 器件选择与参数计算

1. 开关管的选择

开关管承受的电压

$$V_{T1\max} = V_{T2\max} = V_i \quad (2-7-2)$$

流过开关管电流的最大值

$$I_{T\max} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_o + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{V_i D_o}{8L_f f_s} \quad (2-7-3)$$

2. 整流管的选择

整流管上的电压为

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_i \quad (2-7-4)$$

整流管上的最大电流

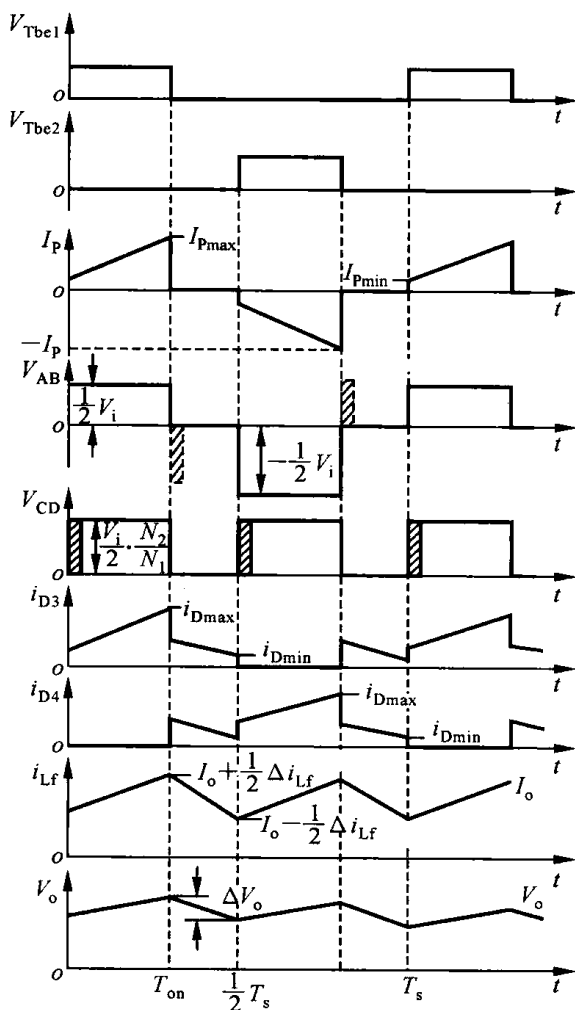


图 2.7.2 半桥变换器主要波形

$$I_{D1\max} = I_{D2\max} = I_o + \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_i}{8L_f f_s} \cdot D_o \quad (2-7-5)$$

2.8 全桥变换器

2.8.1 主电路结构及工作原理

全桥(Full-bridge)变换器主电路如图 2.8.1 所示,它由四只开关管、反并联二极管,以及输出变压器、次级整流滤波等构成。图中, $N_{21} = N_{22} = N_2$ 。

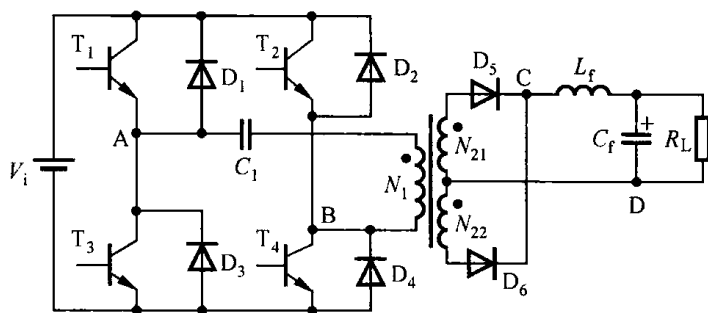


图 2.8.1 全桥变换器主电路

图 2.8.2 所示为电路主要工作波形。在一个开关周期的前半周,对角线相对的两只开关管 T_1 、 T_4 导通时,若不计开关管的通态压降,则加在变压器初级绕组上的电压为 $V_{AB} = V_i$;在后半周期,当 T_2 、 T_3 导通时, $V_{AB} = -V_i$; T_1 和 T_4 与 T_2 和 T_3 均截止时, $V_{AB} = 0$,故变压器原边为一方波脉冲电压。此脉冲电压通过变压器传递到次级,再经整流二极管整流、电感 L_f 及电容 C_f 滤波后变成直流,向负载供电。

输出电压为

$$V_o = D_o \cdot \frac{V_i}{n} \quad (2-8-1)$$

2.8.2 偏磁及其抑制

全桥变换器的变压器磁芯也工作于双向磁化状态,即工作在磁化曲线的第一、三象限。在实际工作中,两个斜对角开关管的导通时间和通态压降不可能完全相同,也就是说,变压器次级不可能是一个纯粹的交流电压,而是含有直流分量的。由于变压器初级绕组电阻很小,此直流分量长期作用,会导致磁芯直流磁化直至饱和,使变压器不能正常工作。抑制直流分量的主要措施如下。

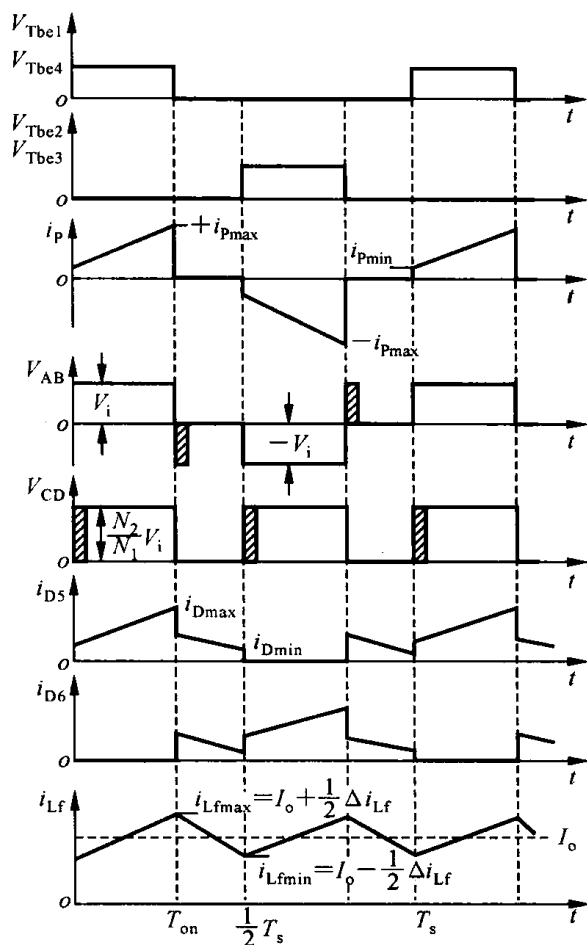


图 2.8.2 全桥型变换器主要波形

① 最简单的方法是在变压器初级电路中串接一个隔直电容,电容上的交流电压降约为 v_{AB} 的 10%,该电容承受了 v_{AB} 的直流电压分量,使变压器上只有交流电压分量。

② 采用电流瞬时控制技术,在每个桥臂下开关管的发射极加上两个独立的电流互感器,把此两个电流进行比较,如果检测出这两个电流不平衡,则通过斜率比较器,调整开关管的触发脉冲宽度,保持变压器的平均工作磁感应强度接近 B/H 特性曲线的中心点。检测电流偏差并差动地调整触发脉冲以保持平衡。

③ 直接检测 v_{AB} 的直流分量,在出现直流分量时,调整相应斜对角开关管的导通时间,从而减小和消除直流分量。

2.8.3 器件选择与参数计算

1. 开关管的选择

开关管承受的电压 $V_{Tmax} = V_i$ (2-8-2)

流过开关管电流的最大值

$$I_{Tmax} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_o + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{V_i D_o}{4L_t f_s} \quad (2-8-3)$$

2. 整流管的选择

整流管上的电压 $V_{D1} = V_{D2} = \frac{N_2}{N_1} \cdot 2V_i$ (2-8-4)

整流管上的最大电流

$$I_{D1max} = I_{D2max} = I_o + \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_i}{4L_t f_s} \cdot D_o \quad (2-8-5)$$

2.9 高频功率变压器的设计

2.9.1 正激式变换器的高频变压器设计

单端式电路中高频变压器只利用了铁芯磁特性的一个象限,即磁通不是从 $-B_m$ 变化到 $+B_m$,而是从 B_r 变化到 $+B_m$ 的,即不以磁特性曲线的原点为中心对称工作,所以单管式电路中变压器的设计属于不对称工作的设计。

正激式电路的变压器对铁芯的要求:饱和磁通密度要高,剩余磁感应强度要低,磁滞损耗和涡流损耗要小,饱和磁通密度即使在温度变化和频率变化时也不降低,由此可知,软磁铁氧体是比较合适的材料。

1. 选择铁芯尺寸

根据选取功率变压器铁芯的两种常用方法,即采用面积乘积(AP)法和铁芯几何参数(KG)法初选某种型号的铁芯。由于计算过程比较复杂,故在实际应用中,可根据经验选定铁芯尺寸,待变压器匝数、电流等参数设计出来后,再来核实窗口面积。如不合适,再重新选择。另外,有的铁芯直接给出了在某些特定频率的额定功率,可以直接选用。

2. 确定初级绕组匝数

正激式电路的变压器和普通的脉冲变压器相似,可用下面的公式计算:

$$N_1 = \frac{V_{\min} D_{\max} T_s \times 10^4}{A_e (B_m - B_r)} \quad (2-9-1)$$

式中, N_1 为初级绕组匝数, $V_{\min}$ 为最低直流输入电压(V), A_e 为铁芯截面积(cm^2), B_m 为最大磁感应强度(Ts), B_r 为剩余磁感应强度(Ts), T_s 为工作周期(s), $D_{\max}$ 为最大占空比。

3. 设计次级绕组匝数

若最低直流输入电压为 $V_{\min}$, 次级整流二极管的管压降为 V_D , 滤波电感 L_f 上的直流压降为 V_{Lf} , 输出电压为 V_o , 则次级绕组匝数

$$N_2 = \frac{V_o + V_D + V_{Lf}}{V_{\min} D_{\max}} \cdot N_1 \quad (2-9-2)$$

设计一个输出功率为 100 W (5 V $\times$ 20 A) 的正激变换电路的高频变压器, 用 MX2000, E-17 型的软磁铁氧体铁芯绕制。该铁芯的参数为 $A_e = 2.9 \text{ cm}^2$, $B_m = 0.32 \text{ T}$, $B_r = 0.12 \text{ T}$, 这里是未加气隙的参数, 加了气隙后 B_r 会降低; 工作周期为 50 μs , 最小输入电压时的占空比为 0.5, 输入电压 220 V、50 Hz 交流, 变化范围为 +10% $\sim$ -15%, 其最小输入直流电压为 212 V。

把上列数据代入式(2-9-1) 得出初级绕组匝数为

$$N_1 = \frac{V_{\min} D_{\max} T_s \times 10^4}{A_e (B_m - B_r)} = \frac{212 \times 0.5 \times 50 \times 10^{-6} \times 10^4}{2.9 \times (0.32 - 0.12)} = 92$$

如果整流器的压降及线路压降之和为 1 V, 忽略滤波电感上的直流压降, 那么, 由式(2-9-2) 得

$$N_2 = \frac{V_o + V_D}{V_{\min} D_{\max}} N_1 = \frac{5 + 1}{212 \times 0.5} \times 92 = 5.2$$

取 $N_2 = 6$ 匝。

去磁绕组匝数与初级绕组匝数相同, 去磁绕组电流可这样计算: 对于 MX2000 型软磁铁氧体材料, 当 B_m 为 0.32 T 时, H_m 小于 1.28 A/cm, 那么, 去磁电流

$$I_m = \frac{H_m l_c}{N_3} \quad (2-9-3)$$

式中, l_c 为铁芯平均磁路长度; N_3 去磁绕组匝数; 对于 E-17 型铁芯而言, $l_c = 13.5 \text{ cm}$ 。将其代入式(2-9-3), 可得

$$I_m = \frac{1.28 \times 13.5}{115} \text{ A} = 0.15 \text{ A}$$

$$\text{平均电流} \quad I_{CP} = \frac{I_m}{4} = \frac{0.15}{4} \text{ A} = 0.0375 \text{ A}$$

绕组导线密度均可选 2.5 A/ mm^2 。

双正激变换器的变压器设计方法: 其初级绕组和去磁绕组的设计和单个正激变换器的变压器的设计几乎完全相同, 只是次级绕组的设计不同, 因为它是两个变换器交替工作的, 其次级绕组匝数为单个正激变换器次级绕组匝数的一半。

2.9.2 反激式变换器的高频变压器设计

在单端反激式变换器中,功率变压器在开关管导通期间只存储能量,在截止期间才向负载传递,功率变压器在工作过程中既是变压器又相当于一个存储电感。因此,这种变压器的设计有其特殊性。

对反激式变换器的铁芯要求是:饱和磁感应强度 B_s 要大,剩余磁感应强度 B_r 要小,饱和磁场强度要高,有效导磁率 μ_e 值要恒定,具有电感材料的特性,在电流大时也不至于饱和。因此,该铁芯宜用专门的材料(如铁镍粉芯)制作,或用软磁铁氧体制作,并使其具有一定的气隙。

1. 选定铁芯尺寸

方法及注意事项同 2.9.1 之 1。

2. 计算初级绕组电感

$$L_1 = \frac{3V_i^2 D^2 T_s}{2P_i} \quad (2-9-4)$$

3. 计算初级绕组的最大电流

$$I_{P_{\max}} = 2 \frac{V_i D T_s}{L_1} = 2 \frac{V_i T_{\text{on}}}{L_1} \quad (2-9-5)$$

4. 计算初级绕组匝数

$$N_1 = \frac{I_{P_{\max}} L_1}{A_e (B_m - B_r)} \times 10^4 \quad (2-9-6)$$

5. 验证磁场强度

验证磁场强度是否满足下式,以保证铁芯不致饱和:

$$H = \frac{N_1 I_{P_{\max}}}{l_c} \leq H_{\max} \quad (2-9-7)$$

6. 计算次级绕组匝数

$$N_2 = \frac{N_1 (V_o + V_D) (1 - D_{\max})}{V_{\text{imin}} D_{\max}} \quad (2-9-8)$$

设计一个输出功率为 50 W (5 V × 10 A) 的固定频率为 20 kHz 的反激式电路的高频变压器,选用铁镍粉芯 $\phi 40 \times 20 \times 7$ 一对绕制,其参数如下。 $A_e = 0.98 \text{ cm}^2$, $l_c = 10.2 \text{ cm}$, $B_m = 0.39 \text{ T}$, $H_{\max} = 24 \text{ A/m}$, $B_r = 0.04 \text{ T}$,输入电压为 220 V、50 Hz 交流,变化范围为 +10% ~ -15%,经整流后输入直流电压最小值为 212 V,输出整流器的功耗为 10 W。

由式(2-9-4)计算初级绕组的电感

$$L_1 = \frac{3V_i^2 D^2 T_s}{2P_i} = \frac{3 \times 212^2 \times 0.5^2 \times 50 \times 10^{-6}}{2(50 + 10)} \text{ H} = 13.9 \text{ mH}$$

由式(2-9-5)计算 $I_{P_{\max}}$,有

$$I_{P_{\max}} = 2 \times \frac{V_i D T_s}{L_1} = 2 \times \frac{212 \times 0.5 \times 50 \times 10^{-6}}{13.9 \times 10^{-3}} \text{ A} = 0.75 \text{ A}$$

把 L_1 和 $I_{P_{\max}}$ 之值代入式(2-9-6),求得初级绕组的匝数

$$N_1 = \frac{L_1 I_{P_{\max}}}{A_e (B_m - B_r)} \times 10^4 = \frac{13.9 \times 10^{-3} \times 0.75 \times 10^4}{0.98 \times (0.39 - 0.04)} = 304$$

由式(2-9-7) 校验 H ,有

$$H = \frac{N_1 I_{P_{\max}}}{l_c} = \frac{304 \times 0.75}{10.2} \text{ A/m} = 22.4 \text{ A/m}$$

H 小于 24 A/m ,故满足要求。

由式(2-9-8),计算次级绕组匝数。取次级整流二极管压降为 $V_D = 1 \text{ V}$, $D_{\max} = 0.45$,得

$$N_2 = \frac{N_1 (V_o + V_D)(1 - D_{\max})}{V_{i_{\min}} D_{\max}} = \frac{304 \times (5 + 1)(1 - 0.45)}{212 \times 0.45} = 10.5$$

取 $N_2 = 11$ 匝,电流密度可取 2.5 A/mm^2 ,窗口校验从略。

软磁铁氧体也可用于制作反激式变换器,只要留有一定的气隙就行。其气隙越大,有效导磁率就越小,允许使用的最大磁感应强度 $H_{\max}$ 越大。但有效导磁率过于小,会使变压器的体积变大。可用实验的方法,测出不同的气隙对应的有效导磁率和最大磁场强度,然后根据上述步骤进行设计计算。

2.9.3 推挽式、桥式电路的高频变压器设计

推挽式、桥式电路中高频变压器的磁特性是第一、第三象限都可利用的,即磁通可从 $-B_m$ 变化到 $+B_m$,这类变压器是属于对称式工作的,其设计和普通变压器的设计相似。设计步骤如下。

1. 选定铁芯尺寸

设计方法及注意事项同 2.9.1 之 1。

2. 计算初级绕组匝数

对于推挽式和全桥式电路,初级绕组匝数

$$N_1 = \frac{V_{i_{\max}} \times 10^4}{4 f_s B_m A_e} \quad (2-9-9)$$

对于半桥式电路,初级绕组匝数

$$N_1 = \frac{\frac{1}{2} \times V_{i_{\max}} \times 10^4}{4 f_s B_m A_e} \quad (2-9-10)$$

式中, $V_{i_{\max}}$ 为最高直流输入电压; f_s 为工作频率。

3. 计算次级绕组匝数

推挽式和全桥式电路变压器次级绕组匝数

$$N_2 = \frac{V_D + V_{Lf} + V_o}{V_{i_{\min}} D_{\max}} N_1 \quad (2-9-11)$$

对半桥式电路,次级匝数需增加 1 倍,即

$$N_2 = \frac{2(V_D + V_{Lf} + V_o)}{V_{imin} D_{omax}} N_1 \quad (2-9-12)$$

在以上两式中, D_{omax} 为 $D_o = 2T_{on}/T$ 的最大值。

设计一个全桥式功率变压器, 铁芯材料为环形软磁铁氧体。输入交流电压为 220 V, 变换器工作频率为 20 kHz, 输出电压 $V_o = 5$ V, 输出功率 P_o 为 650 W, 变换器的效率为 85%。

对环形铁芯尺寸的选择, 可按下面的计算公式:

$$A_p = A_w A_e = \frac{P_T \times 10^2}{2\eta f_s B_m \delta K_M K_c} \quad (2-9-13)$$

式中, A_w 为磁芯窗口面积 (cm^2); δ 为绕组中的电流密度 (2 A/mm^2); η 为变压器的效率; K_M 为窗口的铜填充系数; K_c 为铁芯填充系数; P_T 为变压器的标称功率 (VA)。

对于软磁铁氧体磁芯, $K_c = 1$, $B_m = 0.15 \text{ T}$, $\eta = 0.9$ 。由于环形磁芯的绕组较难绕制, 故 K_M 较小, 通常取 $K_M = 0.2$ 。输入功率 $P_i = P_o / 0.85 = 650 \text{ W} / 0.85 = 770 \text{ W}$ 。假定开关管的损耗为 50 W, 则

$$P_T = (770 - 50) \text{ W} = 720 \text{ W}$$

将上述数据代入式 (2-9-13) 得

$$A_w A_e = \frac{720 \times 10^2}{2 \times 0.9 \times 20 \times 10^3 \times 0.15 \times 2 \times 0.2 \times 1} \text{ cm}^4 = 33.3 \text{ cm}^4$$

若选用 MX-2000 软磁铁氧体材料的磁环, 其尺寸为 $\phi 6.8 \text{ cm} \times \phi 3.8 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$, 则

$$A_w = 3.14 \times \left(\frac{3.8}{2}\right)^2 \text{ cm}^2 = 11.3 \text{ cm}^2$$

$$A_e = (6.8 - 3.8) \times \frac{1}{2} \times 2 \text{ cm}^2 = 3 \text{ cm}^2$$

$$A_w A_e = 11.3 \text{ cm}^2 \times 3 \text{ cm}^2 = 33.9 \text{ cm}^4$$

$A_w A_e$ 值大于 33.3 cm^4 , 故能满足要求。

初级绕组匝数 N_1 的计算, 应考虑输入电压最高、输出空载的情况, 此时, 输入直流电压为最高, 即 $V_{imax} = 341 \text{ V}$ 。对于全桥式电路, 初级绕组的匝数可由式 (2-9-9) 求得

$$N_1 = \frac{V_{imax} \times 10^4}{4f_s B_m A_e} = \frac{341 \times 10^4}{4 \times 20 \times 10^3 \times 0.15 \times 3} \approx 94$$

在电源输出满载、输入电压最低并除去纹波后的直流电压为 $V_{imin} = 220 \text{ V}$; 输出整流电路的压降 $V_{Lf} \approx 0.2 \text{ V}$, $V_D = 1.1 \text{ V}$; 为防止共同导通, 取占空比 $D_{omax} = 0.9$, 由式 (2-9-11) 可求得初级绕组匝数:

$$N_2 = \frac{V_D + V_{Lf} + V_o}{V_{imin} D_{max}} N = \frac{1.1 + 0.2 + 5}{220 \times 0.9} \times 94 = 3$$

2.10 直流变换器主电路的比较

直流变换器主电路是功率传输与变换的通道, 对电源的电性能、效率、可靠性、体积和重量等指标都起决定性的作用。主电路中使用的是大电流、高耐压的功率器件。了解各种变换器的工作原理和特性, 正确选择和使用元器件是设计开关电源的基础。

正确选择主电路是开关电源设计中的关键, 控制电路、驱动电路、保护电路等都是围绕主电路来进行设计的。要根据电源的技术指标和具体要求来选择主电路结构, 确定主电路结构要

考虑的主要因素包括输入电压、输出电压、输出功率、输出电源的组数、输入输出间是否需要隔离、可使用的元器件等。

① 降压型和升压型变换器是两种最基本的变换器,其他变换器都是由这两种变换器派生出来的。非隔离的直流变换器有六种,即降压型、升压型、升降压型、Cuk型、Zeta型和Sepic型。

② 单端正激、反激变换器磁芯中磁感应强度的变化量 $\Delta B = B_m - B_r$,磁滞回线仅在第 I 象限内变化,因而变压器利用率低。

对于推挽式、半桥式、全桥式变换器用磁芯,在工作时,所产生的磁通沿着交流磁滞回线对称地上下移动, $\Delta B = 2B_m$,变换器的磁芯是全磁滞回线工作的,磁芯中的磁感应强度变化量比单端变换器高一倍左右,在输出相同功率的情况下所用的磁芯体积将相应缩小,变压器利用率高。

单端正激变换器需要磁通复位电路;反激变换器的变压器比较特殊,它兼起储能电感的作用,为防止磁芯饱和,反激变换器的变压器磁芯要加气隙;半桥型变换器具有一定的抗偏磁能力,推挽、全桥变换器变压器的磁芯容易发生偏磁现象。

③ 推挽式、半桥式、全桥式变换器电路的功率开关器件在一个周期内各导通一次,其承受的电流相对较小,在变压器次级输出整流后的准方波也将成倍增加,使直流输出脉动成分比单端变换器的相应减小。

④ 在单端及推挽式电路中,开关器件的耐压为输入直流电压的 2 倍。在半桥式、全桥式变换器电路中,开关器件的耐压仅等于输入直流电压,对开关器件的电压应力要求低。

⑤ 双端变换电路中,其驱动脉冲最大宽度必须小于周期的一半,同时要留有一定的死区。死区时间应略大于开关器件的存储时间,以防止同一桥臂两只开关管同时导通而造成开关器件损坏,而单端正激变换电路则无需专门的死区控制。从驱动电路的要求来讲,半桥和全桥变换电路需要隔离。

⑥ 单端正激变换器适用于中、小功率场合;单端反激变换器适用于指标要求不高的小功率场合;推挽变换器在低直流输入电压下使用具有显著的优点;半桥变换器适用于输入电压高、中等功率的场合;全桥变换器适用于输入电压高、输出功率大的应用场合。

设计与思考二

- 2.1 解释 Buck 变换器、Boost 变换器、Buck-Boost 变换器的主要传递特性。
- 2.2 Buck 变换器中电感电流的脉动和输出电压的脉动与哪些因素有关?试从物理上给以解释。
- 2.3 直流变换器中开关器件的占空比 D 是什么含义?输出电压与占空比 D 有什么关系?
- 2.4 Boost 变换器为什么不能在占空比 D 接近 1 的情况下工作?
- 2.5 说明单端正激变换器和单端反激变换器的工作原理及其优缺点。
- 2.6 为什么推挽变换器对高电压应用不合适?
- 2.7 全桥变换器的主要优、缺点是什么?为什么全桥变换器通常用于大功率应用场合?
- 2.8 引起变压器铁芯偏磁的原因是什么?为防止推挽变换器和全桥变换器中功率变压器的饱和,可采取哪些措施?
- 2.9 半桥变换器为什么具有一定的抗偏磁能力?
- 2.10 为什么正激变换器需要能量复位绕组?
- 2.11 比较各种直流变换器中功率变压器磁芯的工作状态和变压器的利用率。
- 2.12 比较各种直流变换器中功率开关管的电压应力和通过的最大电流。
- 2.13 比较各种直流变换器中功率变压器设计的区别。

第 3 章 软开关直流变换器设计

开关器件若在其端电压不为零时开通,则称为硬开通;若在其通过的电流不为零时关断,则称为硬关断。硬开通、硬关断统称为硬开关。在硬开关过程中,开关器件在较高电压下承载较大电流,会产生很大的开关损耗。硬开关过程使提高开关频率面临一系列问题:开关损耗与开关频率成正比增加,降低了变换器的效率;此外,还会产生严重的电磁干扰噪声,不能与其他敏感电子设备电磁兼容。为了提高变换器的效率,降低电磁干扰水平,出现了软开关技术。

软开关技术使得电源具有更高的效率——自身功耗大大降低,更高的功率密度——自身体积、重量大大减小,以及更高的可靠性;并可有效地减小电源引起的电磁污染和环境污染(噪声等),是一种真正的绿色电能变换技术。

3.1 软开关技术概述

3.1.1 硬开关及其局限性

在基本直流变换器中,一般采用 PWM 控制方式,开关管工作在硬开关状态。由于开关管不是理想器件,在开通时,开关管的电压不是立即下降到 0,而是有一个下降时间,同时它的电流也不是立即上升到负载电流,也有一个上升时间。在这段时间里,电压和电流有一个交叠区,产生了损耗,称为开通损耗。当开关管关断时,开关管的电压不是立即从 0 上升到电源电压,而是有一个上升时间,同时它的电流也不是立即下降到 0,也有一个下降时间。在这段时间里,电压和电流也有一个交叠区,就产生了关断损耗。因此,开关管在工作时,要产生开通损耗和关断损耗,统称为开关损耗。开关管工作在硬开关状态时的电压和电流波形如图 3.1.1 所示。在一定条件下,开关管在每个开关周期中的开关损耗是恒定的,因此变换器总的开关损耗与开关频率成正比,开关频率越高,总的开关损耗就越大,变换器的效率就越低。开关损耗的存在限制了变换器开关频率的提高,从而限制了变换器的小型化和轻量化。

开关管工作在硬开关状态时,电压变化率 dv/dt 和电流变化率 di/dt 都很大,会产生较大的电磁干扰(EMI)。另外,开关管在硬开关条件下的开关轨迹可能会超出安全工作区,导致开关管损坏。图 3.1.2 中虚线所示的为双极性晶体管的安全工作区(SOA)。

3.1.2 软开关技术的实现策略

为了克服硬开关存在的功率器件的开关应力大、开关损耗大、开关干扰大等问题,提高变换器的开关频率和效率,出现了软开关技术。

软开关技术是使功率变换器得以高频化的重要技术之一。它应用谐振的原理,使开关器件中的电流(或电压)按正弦或准正弦规律变化。当电流(或电压)自然过零时,功率器件开通或关断,从而减少开关损耗。

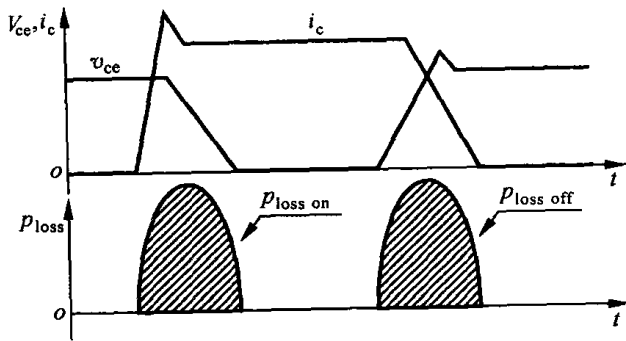


图 3.1.1 开关管工作在硬开关状态时电压和电流波形

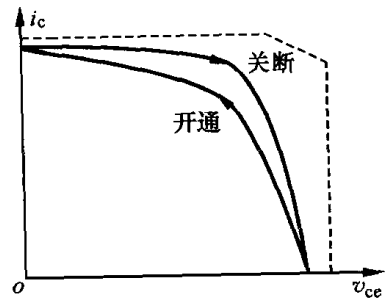


图 3.1.2 开关管工作在硬开关状态时的开关轨迹

实现软开关有以下几种策略。

① 零电流开通: 在开关管开通时, 使其电流保持为 0, 或者限制电流的上升率, 进而减小电流与电压的交叠区。

② 零电流关断: 在开关管关断时, 使其电流减小到 0。

③ 零电压开通: 在开关管开通时, 使其电压下降到 0。

④ 零电压关断: 在开关管关断时, 使其电压保持为 0, 或者限制电压的上升率, 从而减小电流与电压的交叠区。

实现上面 ①、② 两条中的一条, 就称为零电流开关; 实现上面 ③、④ 两条中的一条, 就称为零电压开关。

开关管实现零电流开关和零电压开关的波形如图 3.1.3 所示, 开关管的开关轨迹如图 3.1.4 所示。从图中可以看出, 此时开关管的工作条件很好, 不会超出安全工作区。

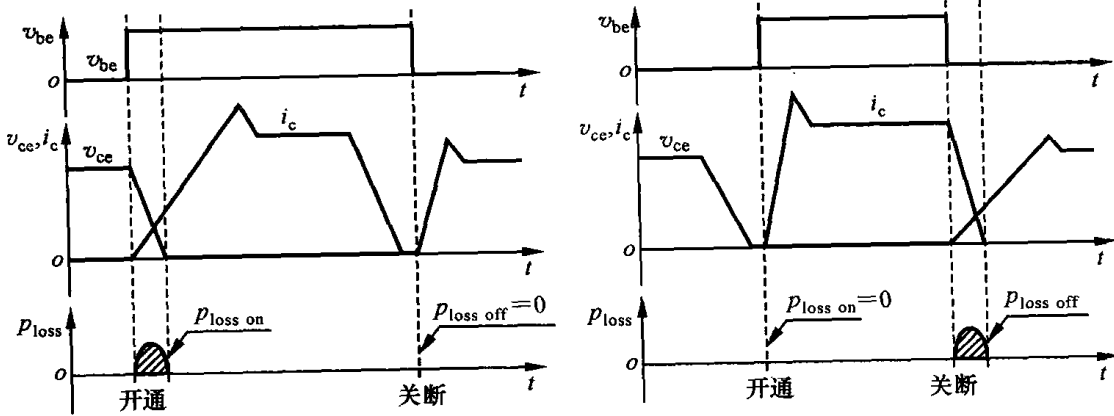


图 3.1.3 开关管工作在软开关状态时的波形图

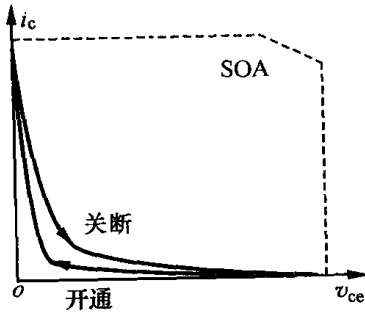


图 3.1.4 开关管工作在软开关状态时的开关轨迹

3.1.3 软开关技术的分类

直流开关电源的软开关技术可分为以下几类。

1. 全谐振变换器

全谐振变换器(Resonant Converters)实际上是负载谐振变换器,在20世纪70年代最早被提出来,它通过在标准PWM变换器结构上简单地附加谐振网络的方法而得到。按照谐振元件的谐振方式,它可分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两类;按负载与谐振电路的连接关系,又可分为串联负载谐振变换器和并联负载谐振变换器。其工作原理主要是,通过谐振网络与负载的谐振,使经过开关元件的电流或电压被整形为正弦波形,开关元件在电流或电压的过零处开通或关断,实现软开关过程。该变换器与负载关系很大,对负载的变化很敏感,一般采用频率调制控制方法。

2. 准谐振变换器和多谐振变换器

20世纪80年代初,美国弗吉尼亚电力电子中心(UPEC)的李泽元教授等提出了谐振开关的设想,即在基本PWM开关上增加一些谐振元件,它也是准谐振变换器(Quasi-resonant Converters)中最关键的部分。这类变换器的特点是,谐振元件参与能量变换的某一阶段,不是全程参与。根据开关管与谐振电感和谐振电容的结合方式,谐振开关可分为零电流谐振开关和零电压谐振开关两类。零电流谐振开关是将谐振电感与PWM开关串联,利用电感中谐振电流过零点这一时刻,使开关零电流关断;零电压谐振开关是将谐振电容与PWM开关并联,电容两端谐振电压过零点这一时刻,使开关零电压开通。它们各有L型和M型两种电路方式,而且根据功率开关管是单向导通还是双向导通,又可分为半波模式和全波模式。

此外,根据谐振软开关技术原理,人们还提出过在PWM开关内综合准谐振零电流和准谐振零电压的多谐振开关,这种开关一般能实现开关管的零电压开关,但还是只能采用频率控制方法。实际常常用零电压多谐振变换器(Multi-resonant Converters),主要是因为它吸收了开关管和整流二极管的结电容,同时实现了开关管和整流二极管零电压开关,而且它的开关管的电压应力与零电压准谐振的相比要小得多。

谐振开关实现了软开通或关断,减少了开关损耗,但其开关器件的通态电流或断态电压应力大。因开关器件工作频率不恒定,故为保持输出电压在各种条件下基本不变,必须采用变频控制方式。然而该控制方式比PWM控制方式复杂,而且变压器、电感等磁性元件要按最低频率设计,实现最优设计困难。因此,谐振开关一般应用在小功率低电压而且对体积和重量要求十分严格的场合。

3. 零开关PWM变换器

零开关PWM变换器(Zero Switching PWM Converters)包括零开关电压PWM变换器和零开关电流PWM变换器,它们是在准谐振软开关的基础上,加入一个辅助开关管,来控制谐振元件的谐振过程,实现恒定频率的PWM控制。它只利用谐振实现换相,换相完毕后仍采用PWM工作方式,从而既能克服硬开关PWM在开关过程中的缺陷,又能保留硬开关PWM变换器的低稳态损耗和低稳态应力的优点。

4. 零转换 PWM 变换器

零转换 PWM 变换器 (Zero Transition PWM Converters) 包括零电压转换 (ZVT) PWM 变换器和零电流转换 (ZCT) PWM 变换器, 其谐振网络是与主开关并联的。在开关转换期间, 并联的谐振网络产生谐振获得零开关条件。开关转换结束后, 电路又恢复到正常的 PWM 工作方式。因此, 零转换 PWM 变换器既克服了硬开关 PWM 和谐振技术的缺点, 又综合了它们的优点。为此, 该类变换器在中大功率场合得到广泛应用, 并具有如下优点:

- ① 采用 PWM 控制方式, 实现恒定频率控制;
- ② 辅助电路只是在开关管开关时工作, 其他时候不工作, 而且是与主功率回路相并联的, 不需要处理很大的环流能量, 从而减小了辅助电路的损耗;
- ③ 辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流应力。

5. 无源无损缓冲电路

无源无损缓冲电路 (Passive Lossless Snubber Circuit) 不附加有源器件, 只是采用电感、电容和二极管构成无损缓冲网络。一个基本的无源无损缓冲电路一般都包含三个功能回路:

- ① 开通缓冲回路;
- ② 关断缓冲回路;
- ③ 馈能回路。

常用的方法是, 用电感与功率管串联, 开通时电流只能从零增加, 因而零电流使开通得到软化, 用电容与开关管并联, 关断时开关管两端电压只能从零增大, 因而零电压使关断得到软化; 用二极管经过一定的拓扑网络, 在功率管开关过程中, 将电感和电容中的存储能量反馈到电源或馈送给负载。

3.2 准谐振变换器

3.2.1 零电流和零电压谐振开关

1. 零电流谐振开关

零电流谐振开关 (ZCS) 的基本电路如图 3.2.1 所示, 除了开关器件 S 外, 还包括谐振元件 L_r 和 C_r 。在该电路中, 谐振电感 L_r 与功率开关 S 串联, 其工作原理为: 在 S 开通之前, L_r 的电流为零; 当 S 开通时, L_r 限制 S 中电流的上升率, 实现 S 的零电流开通; 而当 S 关断时, L_r 和 C_r 谐振工作, 使 L_r 的电流回到零, 实现 S 的零电流关断。因此, 谐振元件 L_r 和 C_r 为 S 提供了零电流谐振开关的条件。

根据谐振电流是单方向流动还是双方向流动, 可将零电流谐振开关分为半波型和全波型, 如图 3.2.2 所示。图 (a) 所示为半波型零电流谐振开关, 谐振电感上的电流只能单方向流动, 开关电流只在正半周谐振。如图 (b) 所示, 开关上有反并联二极管, 谐振电感上的电流可以双向流动, L_r 和 C_r 可以自由谐振工作。

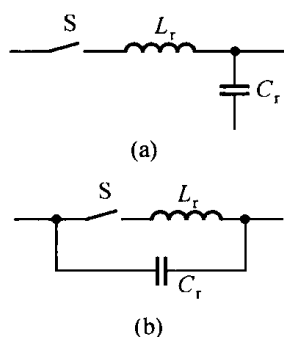


图 3.2.1 零电流谐振开关

(a) L 型; (b) M 型

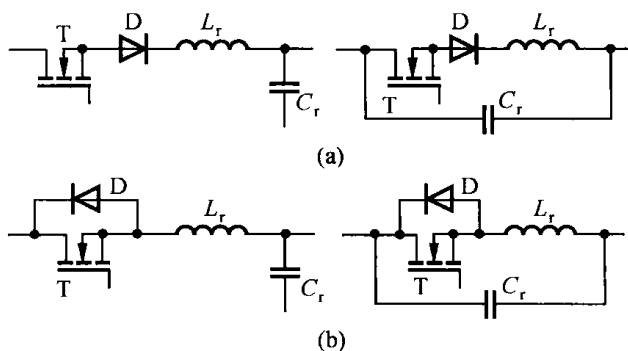


图 3.2.2 零电流谐振开关结构

(a) 半波模式; (b) 全波模式

2. 零电压谐振开关

零电压谐振开关(ZVS)的基本电路如图 3.2.3 所示。在该电路中,谐振电容 C_r 与功率开关 S 并联。其工作原理为:在开关 S 导通时, C_r 上的电压为零,当 S 关断时, C_r 限制 S 上的电压上升率,实现 S 的零电压关断;当 S 开通时, L_r 和 C_r 谐振工作,使 C_r 的电压回到零,实现 S 的零电压开通。因此,谐振元件 L_r 和 C_r 为 S 提供了零电压谐振开关的条件。

同样根据谐振电压是单极性还是双极性,可将零电压谐振开关分为半波型和全波型,如图 3.2.4 所示。图(a)所示为半波型零电压谐振开关,开关管上反向并联二极管,在谐振周期的负半周期间,电容 C_r 上的电压被二极管钳位到近似零,该谐振开关电压工作在半波内。如图(b)所示,开关管 S 和二极管串联,谐振电容上的电压既可以为正,也可以为负, L_r 和 C_r 可以自由谐振,该谐振开关电压工作在全波内。

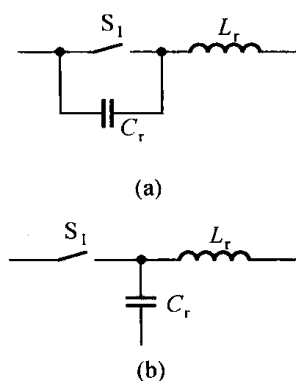


图 3.2.3 零电压谐振开关

(a) M 型; (b) L 型

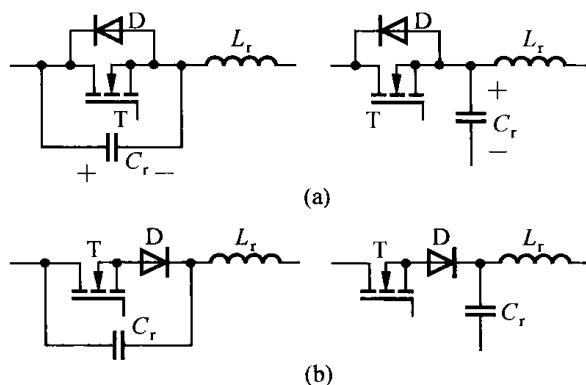


图 3.2.4 零电压谐振开关结构

(a) 半波模式; (b) 全波模式

3.2.2 零电流开关准谐振变换器

用零电流谐振开关代替各种直流变换器中的硬开关,就可直接得到相应的零电流准谐振直流变换器(ZCS QRC)。这类 ZCS QRC 的工作原理基本是类似的。下面以降压型零电流开关准谐振变换器(Buck ZCS QRC)为例进行分析和设计。

1. Buck ZCS QRC 主电路结构及工作原理

Buck ZCS QRC 主电路结构如图 3.2.5 所示,图 3.2.6 分别示出了它们的主要工作波形图。

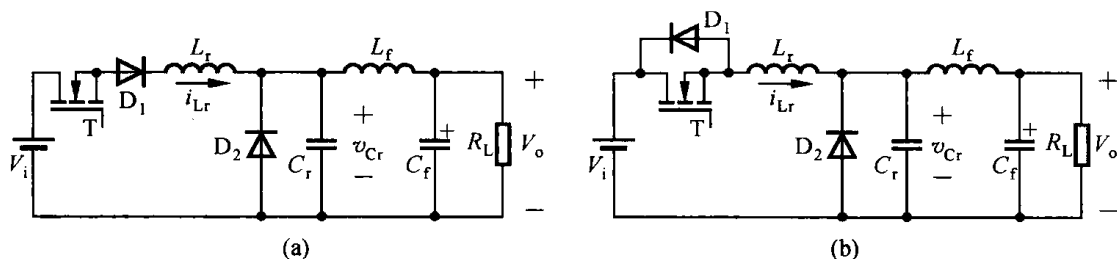


图 3.2.5 Buck ZCS QRC 主电路

(a) 半波模式; (b) 全波模式

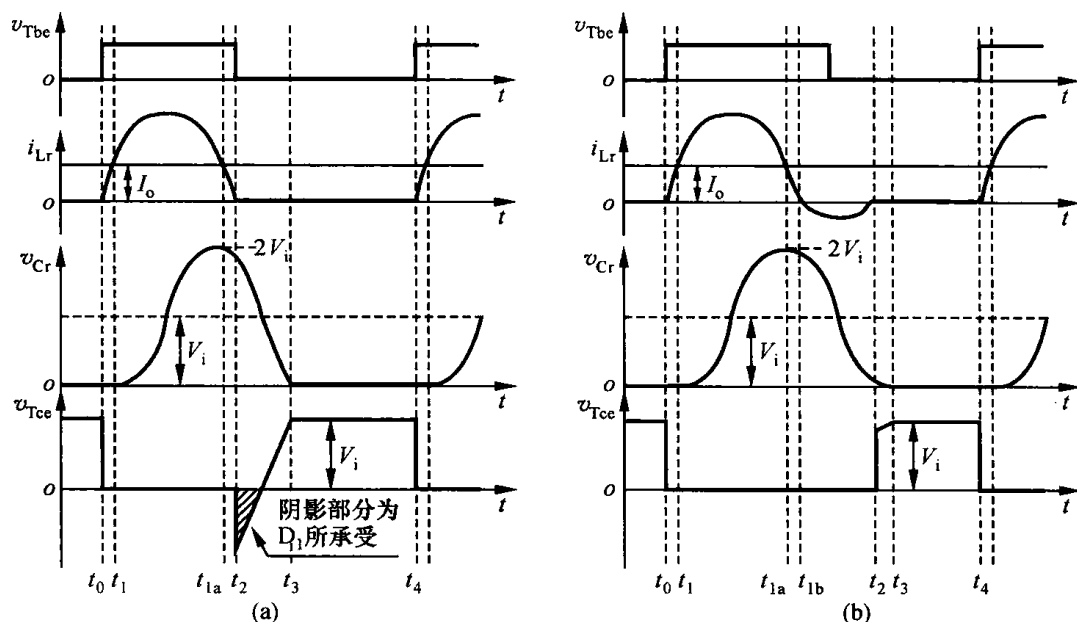


图 3.2.6 主要工作波形

(a) 半波模式; (b) 全波模式

为分析方便,假设:

- ① 所有开关管、二极管、电感、电容和变压器均为理想器件;
- ② 滤波电感远大于谐振电感,即 $L_f \gg L_r$;
- ③ 滤波电感足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持为输出电流 I_o 不变。

定义以下物理量:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$;
- ② 谐振角频率 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r/C_r}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \omega_r/2\pi = 1/2\pi\sqrt{L_r C_r}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = 1/f_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$ 。

在 t_0 时刻之前,开关管处于关断状态,输出滤波电感电流经续流二极管流过,谐振电感电流和电容电压均为零。在 t_0 时刻,开关管导通, L_r 上的电流从 0 线性上升,在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到 I_o ,续流二极管关断。从 t_1 时刻开始, L_r 和 C_r 开始谐振工作,如果是半波模式,那么在 t_2 时刻, i_{Lr} 减少到 0,此时关断开关管,则是零电流关断;如果是全波模式, i_{Lr} 减少到 0 后经 D_1 继续反向流动,开关管的电流为 0,若在 $[t_{1b}, t_2]$ 时段关断 T ,则 T 是零电流关断。在 $[t_2, t_3]$ 时间段,

由于 $i_{Lr} = 0$, 谐振电容放电, 在 t_3 时刻, v_{Cr} 减小到 0, 续流二极管导通, 输出滤波电感电流经续流二极管续流, 直到 t_4 时刻, 开始下一个开关周期。

2. 参数设计

L_r 和 C_r 的设计取决于谐振频率 f_r 及最大输出电流 I_{omax} , 要实现开关管的零电流开关, 在开关管关断之前, i_{Lr} 必须减少到 0。因此, 可确定 L_r 和 C_r 的大小为

$$L_r = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{K_c V_i}{I_{omax}} \quad (3-2-1)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{omax}}{K_c V_i} \quad (3-2-2)$$

式中, $K_c < 1$ 。

流过开关管的最大电流 $I_{Tmax} > 2I_{omax}$, 承受的最大电压为 V_i 。

在半波模式中, 串联二极管流过的最大电流为 $I_{D1max} > 2I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 V_i ; 在全波模式中, 并联二极管流过的最大电流为 $I_{D1max} = I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 V_i 。

续流二极管的最大电流为 $I_{D2max} = I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 $2V_i$ 。

谐振电感最大电流为 $I_{Lrmax} > 2I_{omax}$, 谐振电容上最大电压为 $V_{Crmax} = 2V_i$ 。

3. 电压变换比与控制策略

定义

$$X = \frac{V_o}{V_i}, \quad \gamma = \frac{R_{Ld}}{Z_r}$$

其中, R_{Ld} 为负载电阻。电压变换比 X 在不同的 γ 时, 与 f_s/f_r 的关系如图 3.2.7 所示。由图可以看出, 半波模式的电压变换比 X 与 f_s/f_r 的关系曲线与负载有关, 全波模式的电压变换比 X 与 f_s/f_r 的关系曲线与负载关系不大。

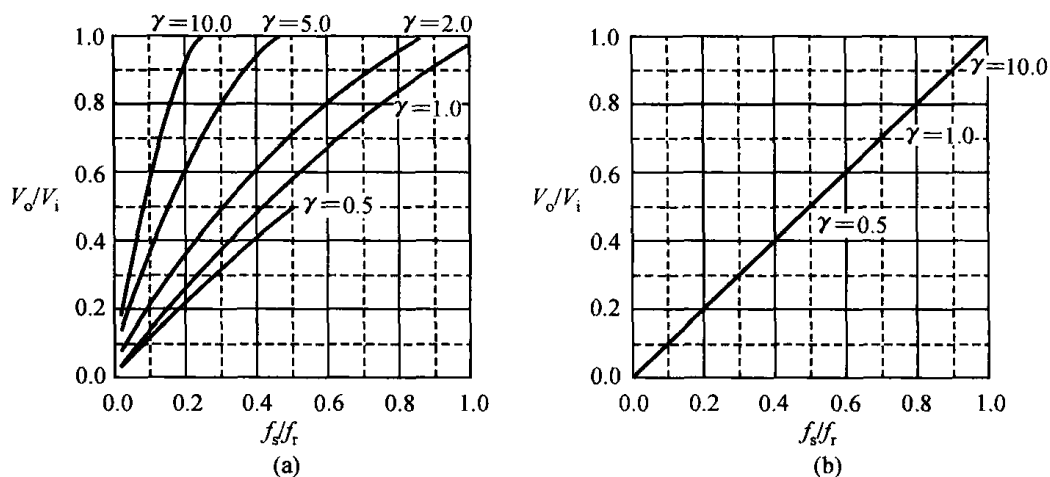


图 3.2.7 电压变换比 X 在不同的 γ 时与 f_s/f_r 的关系曲线

(a) 半波模式; (b) 全波模式

为了实现零电流开关, 必须采用脉冲频率调制控制方式, 即通过改变变换器的工作频率来改变输出电压。在两种工作模式中, 全波模式优于半波模式。这是由于全波模式对负载变化不敏感, 并且其组成中的反并联二极管就寄生在开关管内部, 降低了成本。

3.2.3 零电压开关准谐振变换器

用零电压谐振开关代替直流变换器中的硬开关,就可直接得到相应的零电压准谐振直流变换器(ZVS QRC)。这类 ZVS QRC 的工作原理基本是类似的。下面以升压型零电压开关准谐振变换器(Boost ZVS QRC) 为例来进行分析和设计。

1. Boost ZVS QRC 主电路结构及工作原理

Boost ZVS QRC 主电路结构如图 3.2.8 所示,图 3.2.9 分别为它们的主要工作波形图。

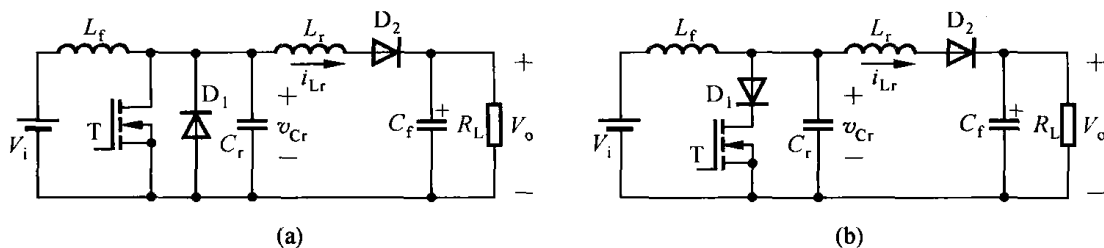


图 3.2.8 Boost ZVS QRC 主电路

(a) 半波模式; (b) 全波模式

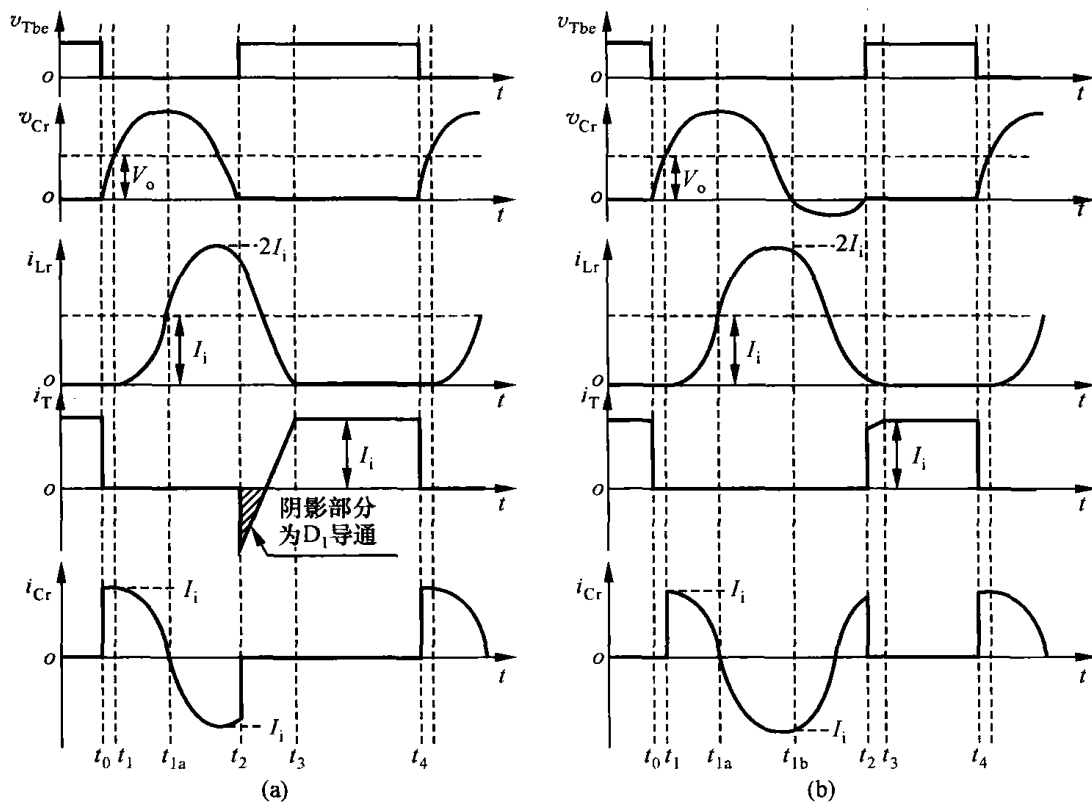


图 3.2.9 主要工作波形

(a) 半波模式; (b) 全波模式

为分析方便,假设:

- ① 所有开关管、二极管、电感、电容和变压器均为理想器件;
- ② 滤波电感远大于谐振电感,即 $L_f \gg L_r$;

③ 滤波电感 L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持为输入电流 I_i 不变。

④ 滤波电容 C_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电压基本保持为输出电压 V_o 不变。

特征阻抗、谐振角频率、谐振频率、谐振周期等物理量的定义与上节的相同。

在 t_0 时刻之前, 开关管 T 导通, 输入电流经开关管流通, 谐振电感 L_r 的电流和谐振电容 C_r 的电压均为零。在 t_0 时刻, 开关管关断, 输入电流 I_i 从开关管转移到 C_r 中, C_r 上的电压从 0 线性上升, 在 t_1 时刻, v_{Cr} 上升到输出电压 V_o 。从 t_1 时刻开始, 续流二极管导通, L_r 和 C_r 开始谐振工作, 如果是半波模式, 那么在 t_2 时刻, v_{Cr} 减小到 0, 此时开关管的反并联二极管导通, 将开关管的电压钳位在 0, 此时开通开关管, 则是零电压开通; 如果是全波模式, v_{Cr} 减小到 0 后变为负电压再变为 0, 此时开通开关管, 则实现零电压开通。在 $[t_2, t_3]$ 时间段, 开关管导通, i_{Lr} 线性减小, 在 t_3 时刻, i_{Lr} 减小到 0, 续流二极管截止, 负载电流由输出滤波电容提供。到 t_4 时刻, 开关管零电压关断, 开始下一个开关周期。

2. 参数设计

L_r 和 C_r 的大小取决于谐振频率 f_r 及最小输出电流 I_{omin} , 要实现开关管的零电压开关, 在开关管导通之前, v_{Cr} 必须减小到 0。由此可确定:

$$L_r = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{K_v V_i}{I_{omin}} \quad (3-2-3)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{omin}}{K_v V_i} \quad (3-2-4)$$

式中, $K_v > 1$ 。

流过开关管的最大电流 $I_{Tmax} = I_{imax}$, 开关管承受的最大电压为

$$V_{Tmax} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{omax}}{I_{omin}} \right)$$

在半波模式中, 串联二极管流过的最大电流为 $I_{D1max} = I_{imax}$, 所承受的最大反向电压为 $V_{D1max} = V_o \left(K_v \frac{I_{omax}}{I_{omin}} - 1 \right)$; 在全波模式中, 并联二极管流过的最大电流为 $I_{D1max} = I_{imax}$, 所承受的最大反向电压为 $V_{D1max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{omax}}{I_{omin}} \right)$ 。

升压二极管 $I_{D2max} = 2I_{imax}$, 所承受的最大反向电压为 V_o 。

谐振电感最大电流为 $I_{Lrmax} = 2I_{imax}$, 谐振电容上最大电压

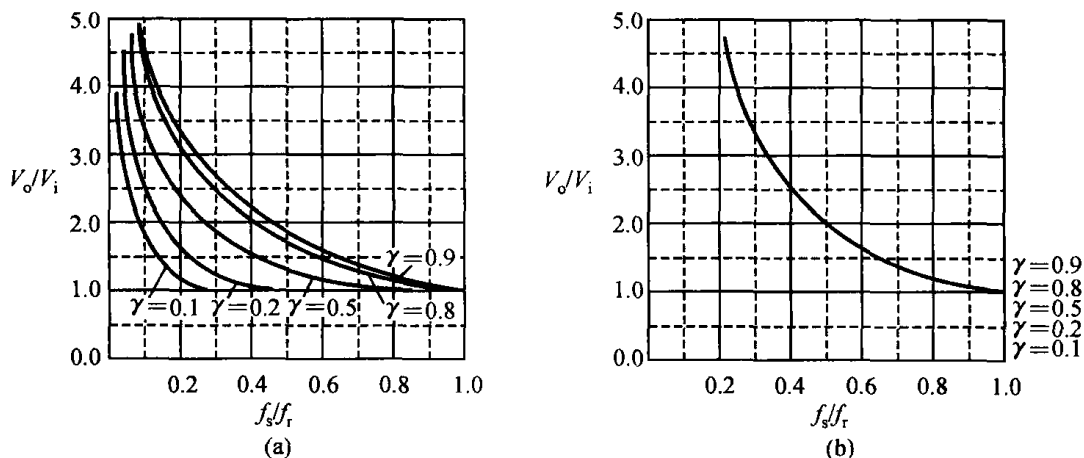
$$V_{Crmax} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{omax}}{I_{omin}} \right)$$

3. 电压变换比与控制策略

定义
$$X = \frac{V_o}{V_i}, \quad \gamma = \frac{R_{Ld}}{Z_r}$$

其中, R_{Ld} 为负载电阻。电压变换比 X 在不同的 γ 时, 与 f_s/f_r 的关系如图 3.2.10 所示。从图可以看出, 半波模式的电压变换比 X 与 f_s/f_r 的关系曲线与负载有关, 全波模式的电压变换比 X 与 f_s/f_r 的关系曲线与负载关系不大。

为了实现零电压开关, 必须采用脉冲频率调制控制方式, 即通过改变变换器的工作频率来改变输出电压。

图 3.2.10 电压变换比 X 在不同的 γ 时与 f_s/f_r 的关系曲线

(a) 半波模式; (b) 全波模式

3.3 零开关 PWM 变换器

准谐振变换器利用谐振电感和谐振电容实现了软开关,但要采用频率调制方案。变化的开关频率使得变换器的高频变压器、滤波电感的优化设计变得十分困难,为此出现了恒频控制的零开关 PWM 变换器,即 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器。零开关 PWM 变换器在准谐振变换器的谐振网络中增加辅助开关管来实现恒频软开关工作方式,该技术是准谐振变换器与 PWM 变换器结合的产物。

3.3.1 ZCS PWM 变换器

在零电流准谐振开关中增加辅助开关管,即构成 ZCS PWM 开关,用 ZCS PWM 开关代替直流变换器中的硬开关,可以得到相应的 ZCS PWM 变换器。下面以 Buck ZCS PWM 变换器为例进行分析和设计。

1. Buck ZCS PWM 变换器主电路结构及工作原理

图 3.3.1 所示的是 Buck ZCS PWM 变换器主电路。其中, T_1 为主开关, T_2 为辅助开关, D_1 和 D_2 分别为与主辅开关反并联的体内二极管, L_r 与 C_r 分别为谐振电感与谐振电容。

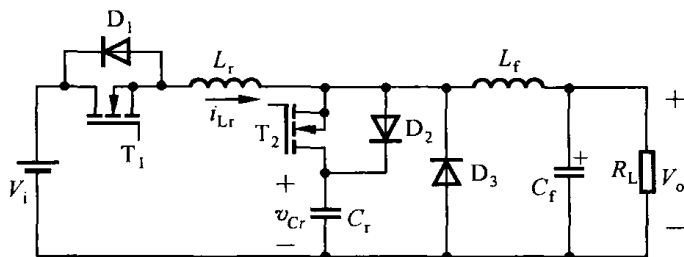


图 3.3.1 Buck ZCS PWM 变换器主电路

图 3.3.2 所示的为其主要工作波形。电路分析时的假设条件与定义的物理量与零电流开关准谐振变换器的相同。

在 t_0 时刻之前,主、辅开关管均处于关断状态,输出滤波电感电流 I_0 经续流二极管流通,谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 均为零。在 t_0 时刻,主开关管开通,加在 L_r 上的电压为 V_i , i_{Lr} 从 0 开始线性上升,因此 T_1 是零电流开通。 D_3 中的电流线性下降。在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到 I_0 , $i_{D3} = 0$, D_3 自然关断。从 t_1 时刻开始,辅助二极管导通, L_r 和 C_r 开始谐振工作,在 t_2 时刻, i_{Lr} 减小到 0, v_{Cr} 达到最大值 $V_{Crmax} = 2V_i$ 。在 t_2 至 t_3 期间,辅助二极管关断,谐振电容电压保持在最大值 $V_{Crmax} = 2V_i$,谐振电感电流 $i_{Lr} = I_0$ 恒定不变。在 t_3 时刻,零电流开通辅助开关管 T_2 , L_r 和 C_r 又开始谐振工作,在 T_1 中的电流为零的时间段 $[t_{3a}, t_4]$ 关断 T_1 ,则 T_1 是零电流关断。在 $[t_4, t_5]$ 时间段, $i_{Lr} = 0$,谐振电容放电,在 t_5 时刻,谐振电容电压减小到 0,续流二极管 D_3 导通。在 $[t_5, t_6]$ 时间段,输出滤波电感电流 I_0 经 D_3 续流,辅助开关管零电压、零电流关断。 t_6 时刻,开始下一个开关周期。

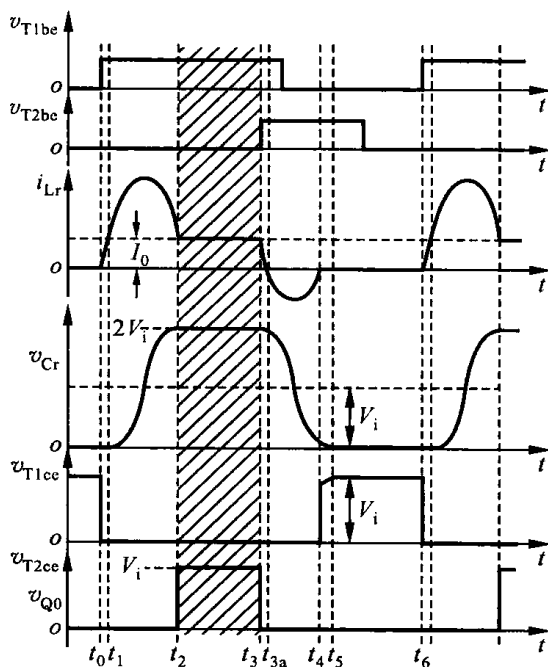


图 3.3.2 主要工作波形

2. 参数设计

谐振电感和谐振电容分别为

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{K_c}{2\pi N} \frac{V_i}{f_s I_{omax}} \quad (3-3-1)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi K_c N} \frac{I_{omax}}{f_s V_i} \quad (3-3-2)$$

式中, $K_c < 1$, N 取 4 ~ 10。

主开关管 T_1 的最大电流 $I_{T1max} > 2I_{omax}$, 承受的最大电压为 V_i 。

反并联二极管 D_1 电流最大值 $I_{D1max} = I_{omax}$, 承受的最大反向电压为 V_i 。

续流二极管 D_3 流过的最大电流 $I_{D3max} = I_{omax}$, 承受的最大反向电压为 $2V_i$ 。

辅助开关管 T_2 所承受的最大电压为 $2V_i$, 辅助二极管承受的最大反向电压为 $2V_i$ 。

谐振电感的最大电流 $I_{Lrmax} > 2I_{omax}$, 谐振电容的最大电压为 $V_{Crmax} = 2V_i$ 。

3.3.2 ZVS PWM 变换器

在零电压开关准谐振变换器的基础上,给谐振电感并联一只辅助开关管(包括它的串联二极管),就可以得到相应的一类 ZVS PWM 变换器族。本节以 Buck ZVS PWM 变换器为例来进行分析和设计。

1. Buck ZVS PWM 变换器主电路结构及工作原理

图 3.3.3 所示的是 Buck ZVS PWM 变换器主电路。其中, T_1 为主开关, T_2 为辅助开关, D_1 和 D_2 分别为与主辅开关反并联的体内二极管, L_r 与 C_r 分别为谐振电感与谐振电容, L_f 与 C_f 分别为滤波电感与滤波电容。

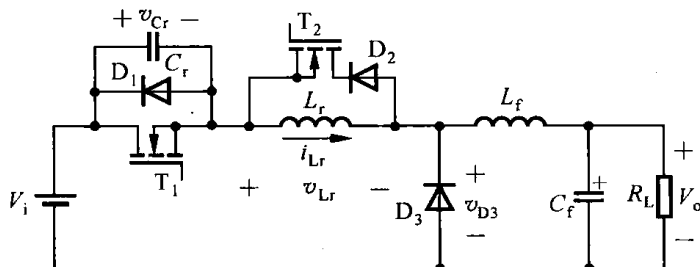


图 3.3.3 Buck ZVS PWM 变换器主电路

图 3.3.4 所示的为其主要工作波形。电路的假设条件与定义的物理量与零电压开关准谐振变换器的相同。

在 t_0 时刻之前，主、辅开关管均处于导通状态，谐振电感电流 i_{Lr} 等于负载电流 I_o ，谐振电容电压 v_{Cr} 为零，续流二极管处于关断状态。在 t_0 时刻，主开关管关断，谐振电容以恒流 I_o 充电， v_{Cr} 线性上升，由于 v_{Cr} 从 0 开始线性上升，因此 T_1 是零电压关断。在 t_1 时刻， v_{Cr} 上升到输入电压 V_i ，续流二极管 D_3 导通，输出电流 I_o 经 D_3 续流，谐振电感电流 i_{Lr} 经辅助开关管续流。在 t_2 时刻，辅助开关管关断， L_r 和 C_r 开始谐振工作，到 t_3 时刻， v_{Cr} 等于 0， T_1 的反并联二极管导通，将 T_1 两端电压钳位在零值。此时，开通 T_1 ，则 T_1 是零电压开通。在 $[t_3, t_4]$ 时间段，谐振电感上的电压等于输入电压 V_i ，谐振电感电流 i_{Lr} 线性增加，续流二极管 D_3 的电流线性减小，在 t_4 时刻， i_{Lr} 上升到等于输出电流 I_o ， D_3 中的电流减小到 0， D_3 自然关断。在 $[t_4, t_5]$ 时间段，电路进入 Buck ZVS PWM 变换器的开关导通工作状态，在此阶段的某一时刻，使辅助开关管 T_2 开通，则 T_2 是零电压导通。在 t_5 时刻， T_1 零电压关断，电路进入下一个工作周期。

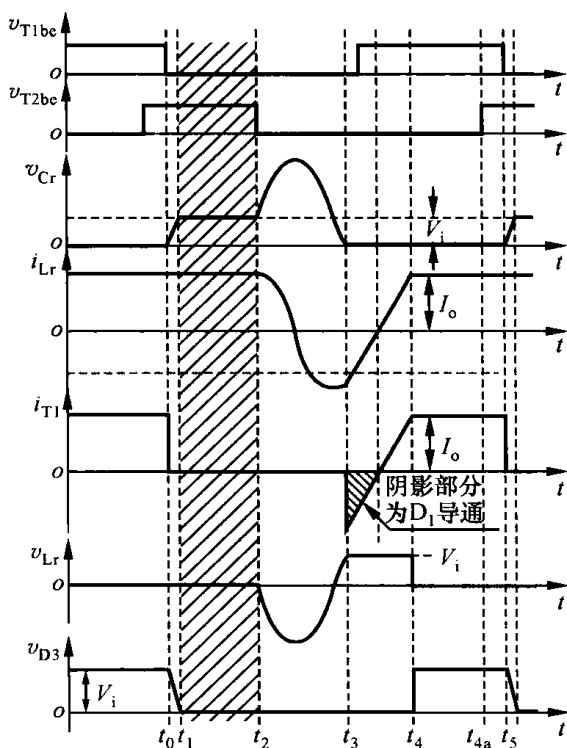


图 3.3.4 主要工作波形

Buck ZVS PWM 变换器可以实现恒频控制，而且电流应力小，但电压应力较大，由于电感串联在主电路中，实现零电压开关的条件与电压及负载的变化有关。

2. 参数设计

谐振电感和谐振电容的设计公式为

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{K_v}{2\pi N} \frac{V_i}{f_s I_{omin}} \quad (3-3-3)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi K_v N} \frac{I_{omin}}{f_s V_i} \quad (3-3-4)$$

式中， $K_v > 1$ ， N 一般取 $3 \sim 10$ 。

开关管和二极管的选取取决于它们的电压和电流应力。主开关管 T_1 的最大电流 $I_{T1max} > I_{omax}$ ，承受的最大电压为

$$V_{T1\max} = V_i \left(1 + K_v \frac{I_{\text{omax}}}{I_{\text{omin}}} \right)$$

反并联二极管 D_1 电流最大值为 $I_{D1\max} = I_{\text{omax}}$, 承受的最大反向电压为

$$V_{D1\max} = V_i \left(1 + K_v \frac{I_{\text{omax}}}{I_{\text{omin}}} \right)$$

续流二极管 D_3 流过的最大电流 $I_{D3\max} = 2I_{\text{omax}}$, 承受的最大反向电压为 V_i 。

辅助开关管 T_2 所承受的最大电压为 V_i , 辅助二极管承受的最大反向电压为

$$V_{D2\max} = K_v \cdot \frac{I_{\text{omax}}}{I_{\text{omin}}} \cdot V_i$$

谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} > I_{\text{omax}}$, 谐振电容的最大电压为

$$V_{Cr\max} = V_i \left(1 + K_v \frac{I_{\text{omax}}}{I_{\text{omin}}} \right)$$

3.4 零转换 PWM 变换器

零转换 PWM 变换器的特点是: 采用 PWM 方式控制; 辅助电路只在开关管开关时工作, 并且与主功率回路并联, 从而减小了辅助电路的损耗; 辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流应力。零转换 PWM 变换器分为零电压转换 PWM 变换器和零电流转换 PWM 变换器。

3.4.1 零电压转换 PWM 变换器

1. 主电路结构及工作原理

零电压转换(ZVT)PWM 变换器的基本思路是: 给主开关管并联一个缓冲电容, 在开关管关断时限制电压的上升率, 实现零电压关断; 而在主开关管开通时, 将缓冲电容上的电压释放到零, 实现主开关管的零电压开通。将 ZVT PWM 变换技术与不同的电路结构相结合便可以构成不同类型 ZVT PWM 变换器。下面以 Boost ZVT PWM 变换器为例进行分析和设计。

图 3.4.1 所示的为 Boost ZVT PWM 变换器的基本电路。 T_1 为主开关, C_r 为缓冲电容, 由辅助开关 T_2 、辅助电感 L_r 、辅助二极管 D_2 构成辅助电路。

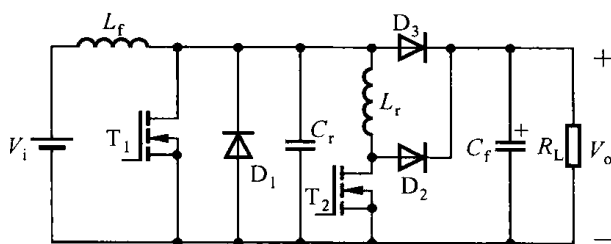


图 3.4.1 Boost ZVT PWM 变换器主电路

图 3.4.2 所示为其主要工作波形。电路的假设条件与定义的物理量与零电压开关准谐振变换器的相同。

在 t_0 时刻以前, 主开关管 T_1 和辅助开关管 T_2 均处于关断状态。在 t_0 时刻, 开通 T_2 , 辅助电感电流 i_{Lr} 从 0 开始线性上升, D_3 中的电流线性下降, 在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到电感电流 I_i , D_3 中的电流下降到 0, D_3 自然关断。在 $[t_1, t_2]$ 时间段, L_r 与 C_r 谐振工作, i_{Lr} 继续上升, v_{Cr} 开始下降, 当 v_{Cr} 下降到 0 时, T_1 的反并联二极管导通, 将 T_1 两端电压钳位在零值。在 $[t_2, t_3]$ 时间段, L_r

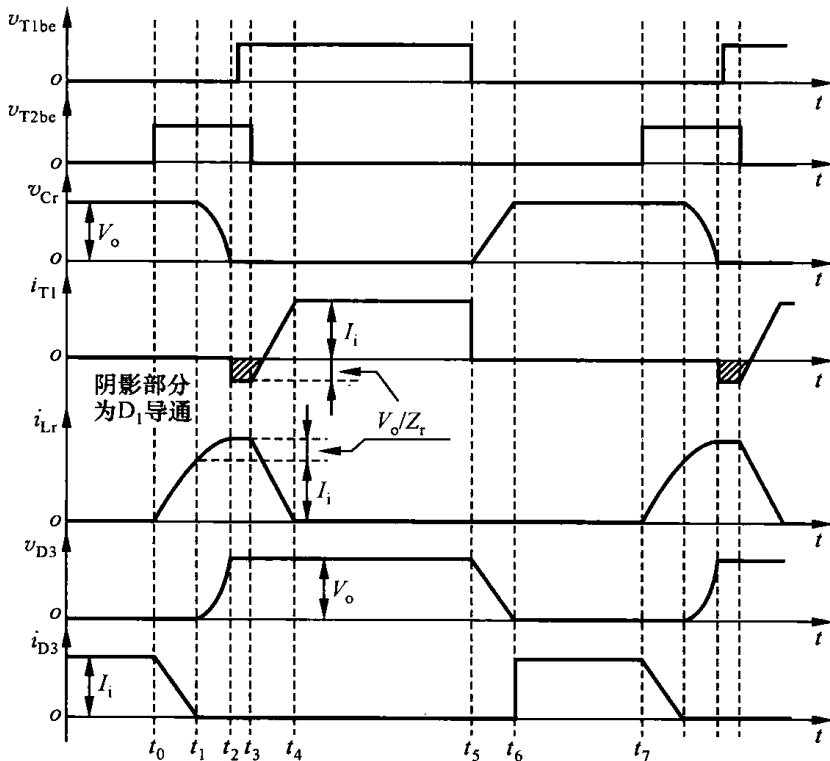


图 3.4.2 主要工作波形

电流通过 D_1 续流,此时开通 T_1 就是零电压开通。在 t_3 时刻,关断 T_2 ,由于关断时其电流不为零,因此 T_2 为硬关断。 T_2 关断后, L_r 中的电流线性下降, T_1 中的电流线性上升。在 t_4 时刻, L_r 电流下降到 0, T_1 中的电流为 I_i 。在 $[t_4, t_5]$ 时间段, T_1 导通, D_3 关断,升压电感电流流过 T_1 ,电源向升压电感储能,滤波电容给负载供电。 t_5 时刻,由于 v_{Cr} 为 0,此时关断 T_1 , T_1 是零电压关断。此后, v_{Cr} 从 0 开始线性上升,在 t_6 时刻, v_{Cr} 上升到等于输出电压 V_o , D_3 自然关断。在 $[t_6, t_7]$ 时间段,输入电压 V_{in} 通过 L_r 给滤波电容 C_r 和负载供电。在 t_7 时刻, T_2 开通,开始下一个开关周期。

2. 参数设计

(1) 缓冲电容 C_r 的选择

C_r 的作用是使 T_1 实现零电压关断,一般可选择在最大负载时, v_{Cr} 从 0 上升到 V_o 的时间为 $(2 \sim 3)t_f$, t_f 为 T_1 的关断时间。因此, C_r 可由下式确定:

$$C_r = \frac{I_{imax}}{V_o} \times (2 \sim 3)t_f \quad (3-4-1)$$

C_r 承受的最大电压为 V_o 。

(2) L_r 的选择

由辅助电路的工作时间来确定 L_r 的大小,一般选取辅助电路的工作时间为开关周期 T_s 的 $1/10$,即 L_r 的大小由下式确定:

$$\frac{L_r I_{imax}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \leq \frac{T_s}{10} \quad (3-4-2)$$

L_r 的最大峰值电流为

$$I_{Lrmax} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_r} \quad (3-4-3)$$

(3) 辅助开关管的选择

辅助开关管 T_2 的最大峰值电流为

$$I_{T2max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_r} \quad (3-4-4)$$

辅助开关管承受的最大电压为 V_o 。

(4) 辅助二极管 D_2 的选择

辅助二极管的最大峰值电流为

$$I_{D2max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_r} \quad (3-4-5)$$

辅助二极管承受的最大电压为 V_o 。

主开关管及其他器件的选择与相应的硬开关的相同。

3. ZVT PWM 变换器的优缺点及其改进

ZVT PWM 变换器的优点是:实现了主开关管和升压二极管的软开关,而其电压、电流应力与不加辅助电路的一样;采用恒频的 PWM 控制方式;在任意的负载和输入电压范围均可实现零电压软开关;辅助电路的工作时间很短,损耗小;辅助开关管是零电流开通。ZVT PWM 变换器的缺点是辅助开关管的关断损耗很大,为改善辅助开关管的关断条件,出现了改进型 Boost ZVT PWM 变换器,如图 3.4.3 所示。

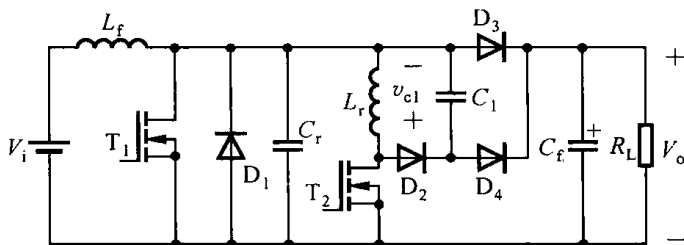


图 3.4.3 改进型 Boost ZVT PWM 变换器主电路

改进型 Boost ZVT PWM 变换器增加了一个辅助电容 C_1 和一个辅助二极管 D_4 。辅助电容既作为主开关管的缓冲电容,又作为辅助开关管的缓冲电容,当辅助开关管 T_2 关断时, C_1 充电,给 T_2 的关断起到缓冲作用;而当主开关管 T_1 关断时, C_1 放电,给 T_1 的关断起到缓冲作用,因此主开关管 T_1 的缓冲电容可以很小,只利用其结电容就可以了。

C_1 可由下式选择:

$$C_1 = \frac{I_{imax}}{V_o} \times (2 \sim 3)t_f \quad (3-4-6)$$

t_f 为 T_1 的关断时间。

改进型 ZVT PWM 变换器不仅保留了 ZVT PWM 变换器的已有优点,而且实现了辅助开关管的零电压关断。

3.4.2 零电流转换 PWM 变换器

1. 主电路结构及工作原理

零电流转换(ZCT)PWM 变换器的基本思路是:在基本的 PWM 变换器中增加一个辅助电

路,在主开关管关断前该辅助电路开始工作,在主开关管关断时使电流减小到零,当主开关管零电流关断后,辅助电路停止工作。ZCT PWM 变换技术与不同的电路结构相结合可以构成不同类型 ZCT PWM 变换器。下面以 Boost ZCT PWM 变换器为例进行分析与设计。

图 3.4.4 所示的为 Boost ZCT PWM 变换器的基本电路。主开关管 T_1 、升压二极管 D_3 、升压电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成基本的 Boost 变换器,辅助电路由辅助开关管 T_2 、辅助电容 C_r 、辅助电感 L_r 和辅助二极管 D_4 构成。

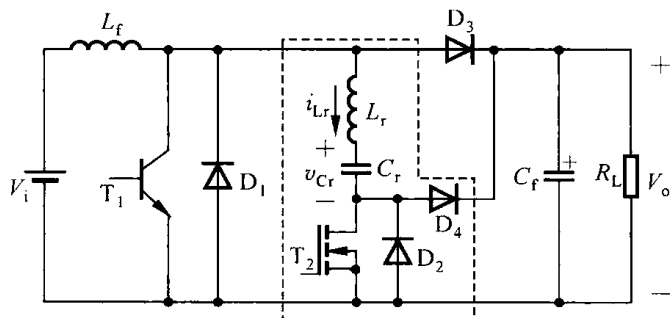


图 3.4.4 Boost ZCT PWM 变换器主电路

图 3.4.5 所示为其主要工作波形。假定电路中的所有器件均为理想的;升压电感 L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持为输入电流 I_i 不变;滤波电容 C_f 足够大,在一个开关周期中,其电压基本保持为输出电压 V_o 不变。

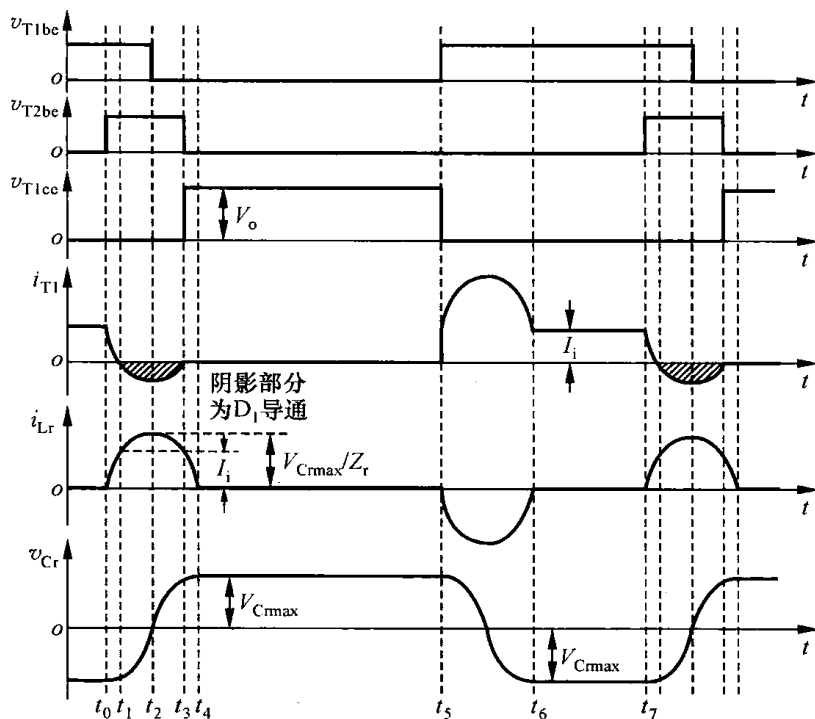


图 3.4.5 主要工作波形

定义的物理量与零电压开关准谐振变换器的相同。

在 t_0 时刻以前,主开关管 T_1 处于导通状态,辅助开关管 T_2 处于关断状态,升压电感电流经 T_1 流通,滤波电容 C_f 向负载提供能量,辅助电感电流 i_{Lr} 为 0,辅助电容上的电压 $v_{Cr}(t_0) = -V_{Crmax}$ 。在 t_0 时刻开通 T_2 , L_r 和 C_r 开始谐振工作,辅助电感电流 i_{Lr} 从 0 开始上升, C_r 被反向

充电, T_1 中的电流开始下降, 在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到电感电流 I_i , T_1 中的电流下降到 0。在 $[t_1, t_2]$ 时间段, i_{Lr} 继续上升, C_r 继续被反向放电, 主开关管的反并联二极管导通, 在 t_2 时刻关断 T_1 , 则 T_1 是零电流关断; 同时在 t_2 时刻, $v_{Cr}(t_2) = 0$, 辅助电感电流达到最大值。在 $[t_2, t_3]$ 时间段, i_{Lr} 开始减小, 辅助电容被正向充电, 主开关管的反并联二极管继续导通, 在 t_3 时刻, i_{Lr} 减小到 I_i , 关断 T_2 。在 $[t_3, t_4]$ 时间段, 由于 T_1 关断, 升压电感电流通过升压二极管流入负载, 关断 T_2 后, 辅助电感电流通过辅助二极管也流入负载; L_r 和 C_r 继续谐振工作, 在 t_4 时刻, L_r 和 C_r 的半个谐振周期结束, 此时, $i_{Lr}(t_4) = 0$, $v_{Cr}(t_4) = V_{Crmax}$ 。在 $[t_4, t_5]$ 时间段, 辅助电路停止工作, 输入电源通过升压电感给负载提供能量。在 t_5 时刻, 主开关管 T_1 开通, I_i 流过 T_1 , 滤波电容 C_f 向负载提供能量; 同时 L_r 和 C_r 通过 T_1 和 T_2 的反并联二极管开始谐振工作, 在 t_6 时刻, L_r 和 C_r 完成半个谐振周期, 此时, $i_{Lr}(t_6) = 0$, $v_{Cr}(t_6) = -V_{Crmax}$, 辅助电路停止工作。在此阶段中, 当 T_1 开通前, 其两端电压为输出电压 V_o , 当它开通时, 输入电流立即流过它, 因此 T_1 是硬开通。在 $[t_6, t_7]$ 时间段, 升压电感电流流过 T_1 , 电源向升压电感储能, 滤波电容给负载供电。在 t_7 时刻, T_2 开通, 开始下一个开关周期。

2. 参数设计

(1) 辅助开关管导通时间 T_{onT2} 的确定

T_{onT2} 的大小决定了 I_{Lrmax} 的大小, T_{onT2} 越大, I_{Lrmax} 也越大。为了减小 I_{Lrmax} , 同时保证主开关管 T_1 实现零电流关断, 一般选择 $T_{onT2} = 0.4T_r$ 。 T_r 为辅助电感和辅助电容的谐振周期, $T_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$ 。

(2) 辅助电感 L_r 和辅助电容 C_r 的选择

一般选取 L_r 和 C_r 谐振工作时间为一个开关周期 T_s 的 $1/10$, 则 L_r 和 C_r 的取值分别为

$$L_r = \frac{V_o T_s}{10\pi I_{Lrmax}} \quad (3-4-7)$$

$$C_r = \frac{I_{Lrmax} T_s}{10\pi V_o} \quad (3-4-8)$$

$$L_r \text{ 的最大峰值电流为 } I_{Lrmax} = \frac{V_o}{\sqrt{L_r/C_r}} \quad (3-4-9)$$

C_r 承受的最大电压为 V_o 。

(3) 辅助开关管的选择

辅助开关管 T_2 的最大峰值电流为

$$I_{T2max} = I_{Lrmax} = \frac{V_o}{\sqrt{L_r/C_r}} \quad (3-4-10)$$

辅助开关管承受的最大电压为 V_o 。

(4) 辅助二极管 D_4 的选择

辅助二极管的最大峰值电流为

$$I_{D2max} = I_{Lrmax} \sin[\omega T_{onT2}] \quad (3-4-11)$$

辅助二极管承受的最大电压为 V_o 。

主开关管及其他器件的选择与相应的硬开关变换器的相同。

3. ZCT PWM 变换器的优缺点及其改进

ZCT PWM 变换器实现了主开关管的零电流关断, 辅助电路工作时间短, 损耗小, 且可实

现 PWM 控制。但该变换器主开关管不是零电流开通, 升压二极管存在反向恢复问题。为了克服这类变换器的缺点, 出现了改进的 ZCT PWM 变换器。改进型 Boost ZCT PWM 变换器如图 3.4.6 所示。

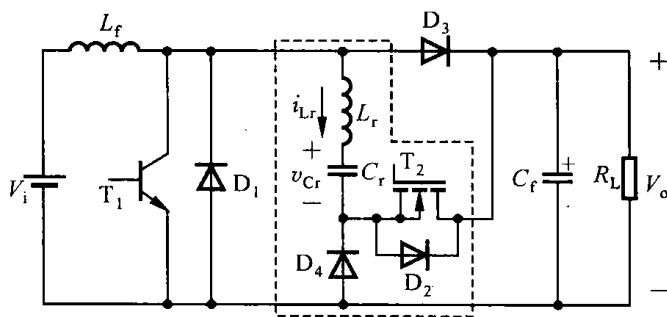


图 3.4.6 改进型 Boost ZCT PWM 变换器主电路

从图 3.4.6 中可以看出, 改进型 Boost ZCT PWM 变换器将辅助开关管与辅助二极管交换了位置, 且辅助开关管在一个开关周期内开通两次。在主开关管 T_1 关断、升压二极管 D_3 导通时, 辅助开关管第一次开通, 将升压二极管 D_3 中的电流转移到辅助支路中去, 使 D_3 中的电流减小到零, D_3 自然关断。此时, 升压电感和辅助电感的电流相等, 而且不能突变, 因此 T_1 为零电流开通。在主开关管 T_1 开通、升压二极管 D_3 关断时, 辅助开关管第二次开通, 将 T_1 中的电流转移到辅助支路中, 使主开关管的反并联二极管导通, 从而实现主开关管的零电流关断。

改进型 ZCT PWM 变换器在任意输入电压和负载范围内, 均可实现主开关管的零电流开通和关断, 且辅助开关管也工作在软开关状态, 但在主开关管关断时, 辅助电路谐振工作的电流流过主开关管, 额外增加了一个电流。

3.5 PWM 软开关全桥变换器

全桥变换器是直流变换电路中最常用的拓扑形式的变换器, 具有功率开关器件电压、电流额定值较小, 功率变压器利用率高等优点, 是中大功率应用场合的首选结构。电压型全桥变换器也可以工作在谐振方式, 如串联谐振和并联谐振方式, 但要采用频率调制控制方式, 使得磁性元件及滤波器的优化设计很难实现。采用移相 PWM 控制方式可以克服上述缺点。

移相 PWM 控制方式是谐振变换技术与常规 PWM 变换技术的结合, 其基本工作原理是: 每个桥臂的两个开关管 180° 互补导通, 两个桥臂的导通之间相差一个相位, 即移相角。通过调节此移相角的大小, 来调节输出电压脉冲宽度, 在变压器副边得到占空比可调的正负半周对称的交流方波电压, 达到调节输出电压的目的。

3.5.1 移相控制 ZVS PWM 全桥变换器

1. 主电路结构及工作原理

移相控制 ZVS PWM 全桥变换器主电路如图 3.5.1 所示。它利用变压器的漏感或原边串联电感和开关管的寄生电容或外接电容来实现零电压开关。其中, $D_1 \sim D_4$ 分别为 $T_1 \sim T_4$ 的内部寄生二极管, $C_1 \sim C_4$ 分别为 $T_1 \sim T_4$ 的内部寄生电容或外接电容, L_r 为谐振电感, 它包括了变压器的漏感。 T_1 和 T_3 的驱动信号分别超前 T_2 和 T_4 一个相位, 称 T_1 和 T_3 组成的桥臂为

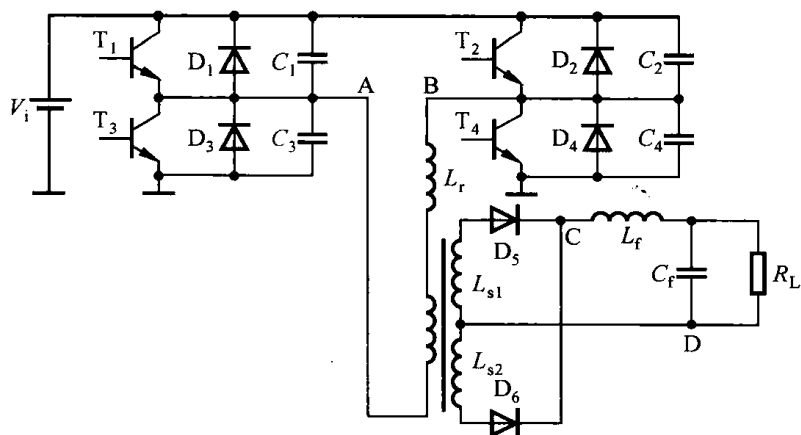


图 3.5.1 移相控制 ZVS PWM 全桥变换器主电路

超前桥臂, T_2 和 T_4 组成的桥臂为滞后桥臂。

移相控制 ZVS PWM 全桥变换器, 利用开关管的并联电容和谐振电感作为谐振元件, 在一个完整的开关周期中通过谐振, 可使四个开关管依次在零电压下导通, 在并联电容作用下零电压关断, 通过移相控制实现占空比调节, 完成对输出电压的控制。电路的主要工作波形如图 3.5.2 所示, 包括四个开关管驱动波形、变压器初级电压、初级电流及次级整流电压波形。

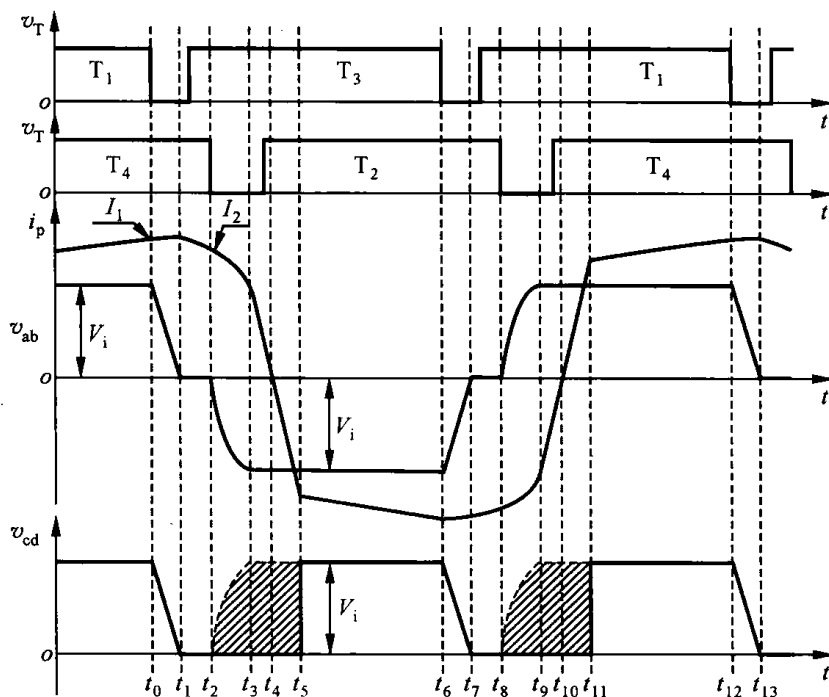


图 3.5.2 主要工作波形

在 t_0 时刻以前, 电路的初始状态为 T_1 、 T_4 导通, 输出整流二极管 D_5 导通, 输入直流电源通过变压器传递能量给负载。在 t_0 时刻关断 T_1 , 初级电流从 T_1 中转移到 C_1 和 C_3 中, C_1 充电, C_3 放电。由于有 C_1 和 C_3 , T_1 是零电压关断。在这个时间段里, 谐振电感和滤波电感是串联的, 而且 L_f 很大, 因此可以认为初级电流 i_p 近似不变。在 t_1 时刻, C_3 上的电压下降到零, T_3 的反并联二极管 D_3 导通, 此后开通 T_3 , 则 T_3 是零电压开通。在 t_2 时刻, 关断 T_4 , 初级电流 i_p 使 C_2 放电, 同时给 C_4 充电。由于有 C_2 和 C_4 , T_4 是零电压关断。此后, 变压器初级电压改变极性, 变压器次

级绕组电压下正上负,整流二极管 D_6 导通,由于 D_5 、 D_6 同时导通,将变压器次级短路,使初级绕组电压也为零。此后,谐振电感 L_r 与 C_2 、 C_4 谐振工作,使 C_4 充电, C_2 放电,在 t_3 时刻, C_2 上的电压谐振下降到零, D_2 导通,此后开通 T_2 ,则 T_2 是零电压开通。此后变压器原边电流线性下降,在 t_4 时刻,原边电流 i_p 下降到零, D_2 、 D_3 关断。 $[t_4, t_5]$ 时间段,原边电流通过开关管 T_2 、 T_3 继续向反方向线性增加,导致输出整流二极管 D_5 中电流线性下降, D_6 中电流线性上升。到 t_5 时刻, D_5 关断, D_6 流过全部负载电流。 $[t_5, t_6]$ 时间段,电源给负载供电。在 t_6 时刻, T_3 关断,变换器开始另一半周期的工作,其工作情况与上述的半个周期类似。

2. 设计原则

(1) 零电压开关条件

从上一节的分析知道,由于并联电容的存在,开关管总能实现零电压关断。而要实现开关管的零电压开通,必须有足够的能量来使将要开通的开关管的并联电容完全放电,并给将要关断的同一桥臂的另一只开关管的并联电容充电。由前述可知,超前臂与滞后臂开关管的开关环境是大不一样的。

在超前臂的开关过程中,电感到 L_r 与反射到原边的输出滤波电感 $n^2 L_f$ 串联组成,由于 $n^2 L_f$ 具有很大的数值,因此电感储能很容易使电容 C_1 、 C_3 完成充放电状态转换,超前臂容易实现 ZVS。

在滞后臂的开关过程中,变压器副边是短路的,实现 ZVS 的能量只是电感 L_r 中的能量,由于谐振电感 L_r 较小,在负载较轻时,滞后臂开关管将失去零电压开通功能。因此滞后臂开关管实现 ZVS 比较困难。

(2) 次级占空比丢失

在移相控制 ZVS PWM 全桥变换器中有一个特有的现象,就是副边占空比小于原边占空比,产生副边占空比丢失。占空比丢失的原因是:在原边电流从正向(或负向)变化到负向(或正向)的时间段,原边已有正(或负)电压方波,但由于此期间副边整流二极管同时导通,副边电压仍被钳位为零,出现了占空比损失。损失占空比近似为

$$\Delta D \approx \frac{4L_r f_s I_o}{nV_i} \quad (3-5-1)$$

式中, I_o 为输出负载电流。

可见,谐振电感 L_r 越大,占空比损失越大;负载电流越大,输入电压越低,占空比损失也越大。占空比丢失后,为了在负载上得到要求的输出电压,必须减小变压器初、次级匝比 n 。匝比 n 的减小带来两个不利影响:

- ① 初级电流增加,开关管的通态损耗加大;
- ② 次级整流二极管的电压应力加大。

3.5.2 移相控制 ZVZCS PWM 全桥变换器

1. 电路结构及工作原理

移相控制 ZVZCS(零电压零电流)PWM 全桥变换器主电路如图 3.5.3 所示, T_1 和 T_3 组成超前桥臂, T_2 和 T_4 组成滞后桥臂。与 ZVS PWM 变换器不同的是,滞后桥臂开关管分别串联二极管 D_2 和 D_4 ,没有并联电容,同时增加了一个阻断电容 C_b 。

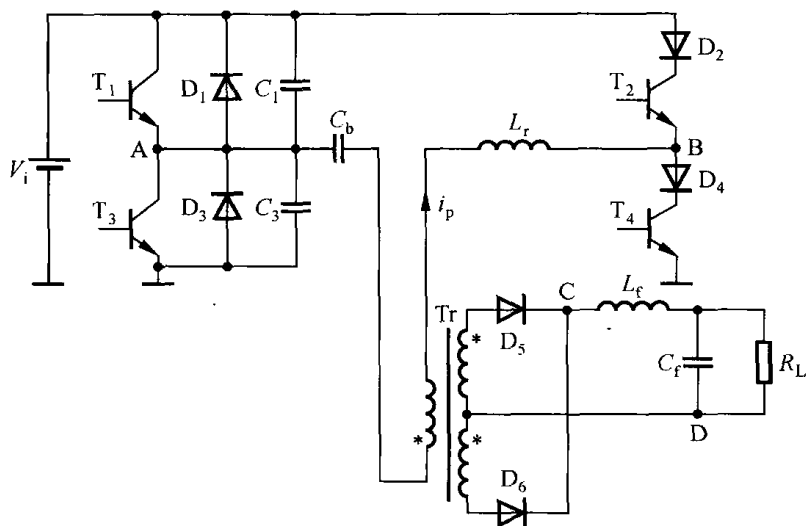


图 3.5.3 移相控制 ZVZCS PWM 全桥变换器主电路

电路的主要工作波形如图 3.5.4 所示。在 t_0 时刻以前， T_1 和 T_4 导通，原边电流 i_p 给阻断电容 C_b 充电。在 t_0 时刻关断 T_1 ，原边电流 i_p 从 T_1 中转移到 C_1 和 C_3 中，使 C_1 充电， C_3 放电。由于有 C_1 和 C_3 ， T_1 是零电压关断。在这个时间段里，谐振电感 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的，而且 L_f 很大，因此可以认为原边电流 i_p 近似不变。在 t_1 时刻， C_3 上的电压下降到零， T_3 的反并联二极管 D_3 导通，此后开通 T_3 ，则 T_3 是零电压开通。在 $[t_1, t_2]$ 时间段， D_3 和 T_4 导通， v_{ab} 等于零，阻断电容电压 v_{cb} 加在变压器原边绕组和谐振电感上，原边电流开始减小，同时变压器原边电压改变极性，副边电压成为下正上负，副边两个整流二极管 D_5, D_6 同时导通，因此变压器原、副边绕组电压均为零。此时，阻断电容电压全部加在漏感上，原边电流减小，阻断电容电压上升，由于阻断电容较大，可以认为阻断电容电压基本不变，原边电流线性减小。在 t_2 时刻，原边电流

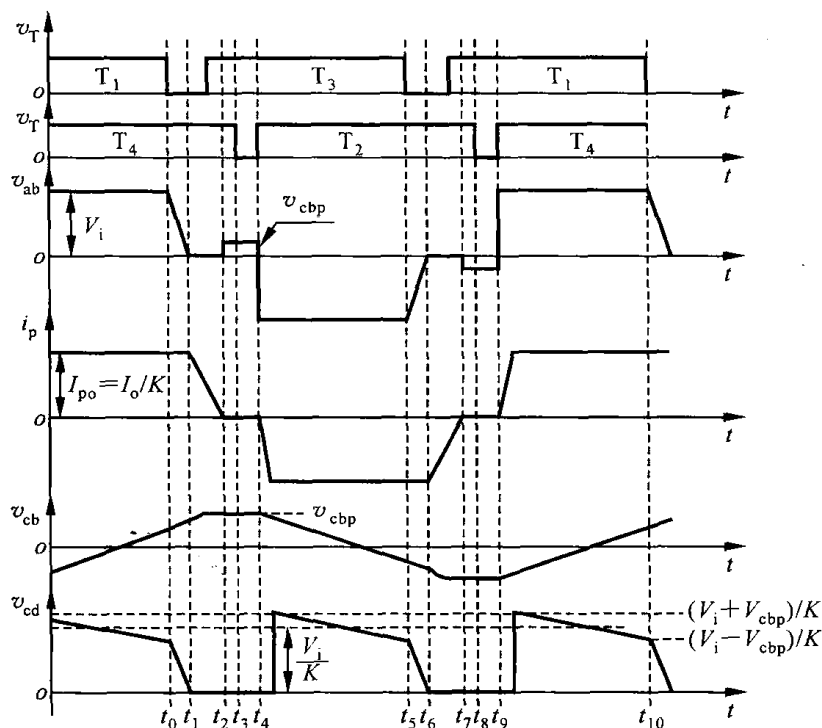


图 3.5.4 主要工作波形

i_p 下降到零。在 $[t_2, t_3]$ 时间段, 原边电流 i_p 等于零, 副边两个整流二极管 D_5 、 D_6 同时导通。在 t_3 时刻, 关断 T_4 , 由于此时 T_4 中没有电流通过, 因此 T_4 是零电流关断。在延迟很小的时间后, 开通 T_2 , 由于谐振电感 L_r 的存在, 原边电流不能突变, T_2 是零电流开通。此后, 原边电流从零开始反方向线性增加, 在 t_4 时刻, 原边电流 i_p 反方向增加到负载电流。从 t_4 时刻开始, 原边为负载提供能量, 同时给阻断电容反向充电, 输出整流二极管 D_5 关断, 所有负载电流均流过 D_6 。在 t_5 时刻, 关断 T_3 , 开始另一个半周期, 其工作情况同前述的半个周期类似。

2. 参数设计

(1) 滞后桥臂实现 ZCS 的条件

从以上分析看出, 要实现滞后桥臂的 ZCS, 原边电流 i_p 必须在滞后桥臂开关管开通之前从负载电流减小到零, 此时间为

$$t_{12} = \frac{4L_r C_b}{DT_s} \quad (3-5-2)$$

式中, D 是占空比, T_s 是开关周期。

从式(3-5-2)可以看出, t_{12} 与负载电流无关, 因此可以在任意负载和输入电压变化范围内实现滞后桥臂开关管的零电流开关。

(2) 最大占空比 $D_{\max}$ 的计算

$$D_{\max} = 1 - \frac{t_{12} + T_{ZCS}}{T_s/2} \quad (3-5-3)$$

式中, T_{ZCS} 是实现滞后桥臂 ZCS 的时间, 取决于开关管的关断特性。

(3) 滞后桥臂开关管的电压应力

$$\begin{aligned} V_{T2\max} &= V_i + V_{cbp} \\ V_{T4\max} &= -V_{cbp} \end{aligned} \quad (3-5-4)$$

(4) 阻断电容 C_b 的选择

阻断电容 C_b 应从提高占空比 $D_{y\max}$ 与降低滞后桥臂开关管的电压应力两方面综合考虑。一般在输出满载时, 使阻断电容电压峰值为 $V_{cbp} = 0.2V_i$ 。

设计与思考三

- 3.1 什么是软开关? 与硬开关相比, 软开关有什么优点?
- 3.2 怎样才能实现完全无损耗的软开关过程?
- 3.3 以 Buck 变换器为例, 说明零电流开关准谐振变换器 ZCS QRC 的工作原理。
- 3.4 准谐振变换器为什么只适合于在脉冲频率调制控制方式下工作, 而不宜在 PWM 方式下工作? 与 PWM 控制方式相比, 在 PFM 方式下工作的变换器有哪些缺点?
- 3.5 零开关 PWM 变换器与相应的准谐振变换器在结构上有什么不同? 零开关 PWM 变换器为什么可以实现恒频控制?
- 3.6 零转换 PWM 变换器有什么特点?
- 3.7 移相控制全桥 PWM 变换器是如何实现输出电压的调节的?
- 3.8 比较移相控制全桥 ZVS PWM 变换器中超前臂和滞后臂开关过程的不同, 说明为什么滞后臂实现 ZVS 比较困难?

第 4 章 直流变换器控制电路设计



控制电路是变换器的重要组成部分,其设计应围绕选定的直流变换器的主电路及电源的技术指标要求进行,其设计质量直接影响变换器的技术性能。

一般来说,控制电路应包括调压控制和保护两部分。控制电路要考虑如下一些基本要求和功能:变换器是一个闭环调节系统,所以要求控制电路应具有足够的回路增益,在允许的输入电网电压、负载及温度变化范围内,输出电压的稳定度能达到规定的精度要求,即达到静态精度指标;同时,还必须满足动态品质要求,如稳定性和过渡过程时间等动态响应性能,因此需加适当的校正环节或同时引入电压、电流反馈的多反馈技术;要满足获得额定的输出电压及调节范围的要求;此外,还应具有软启动功能及过流、过压等保护功能,必要时还要求实现控制电路与反馈输入之间的隔离。随着计算机的应用,控制电路还应具有远距离操作功能、程序供电功能、并联运行功能等。

控制电路可以采用分立元件构成,随着微电子技术的发展,各种集成控制器不断出现,这些集成控制器功能齐全,只需外加很少的元件就能使电路正常工作。这不仅简化了电路设计,且大幅度地减少了元器件的数量,提高了可靠性,同时也便于实现标准化、系列化。近年来,采用单片机或数字信号处理器(DSP)的控制技术应用越来越广泛,变换器的控制从模拟控制发展到微处理器数字控制,使得现代先进的控制手段得以实现,同时实现了硬件电路的标准化。随着微处理器的不断进步,从8~16位单片机到16~32位的DSP,位数增多,运算速度加快,控制能力也增强了。

集成控制芯片种类繁多,但大致可以按以下几种方式分类:

- ① 按照调节时间比例的方式可以分为PWM集成控制芯片和PFM集成控制芯片;
- ② 按照输出脉冲的路数,可以分为单路输出、双路输出和多路输出集成控制芯片;
- ③ PWM集成控制芯片按照调节脉冲宽度的方式,可以分为电压型PWM集成控制芯片和电流型PWM集成控制芯片;
- ④ 按照所配合的功率变换方式,可以分为硬开关集成控制芯片和软开关变换集成控制芯片,具体可以分为谐振开关控制IC芯片、硬开关PWM控制IC芯片、双零转换软开关PWM控制IC芯片等。

本章将在每种控制芯片中,选择代表性的产品进行重点介绍。

4.1 电压型PWM集成控制器

4.1.1 基本组成、型号及特点

PWM型控制电路的基本结构如图4.1.1所示。时钟振荡器产生恒定频率的脉冲作为时间比较的基准,“电压-脉宽转换”电路(简称V/W电路)将电压信号转换成脉冲宽度信号,V/W

电路的输入控制电压由误差放大电路检测电源输出电压的误差信号并经过比较放大后提供；V/W 电路输出脉冲的频率经同步电路和时钟振荡器的同步；V/W 电路输出的一组脉冲序列经分频电路分频，变成两列彼此交替出现的脉冲，送至驱动电路以驱动功率开关管，使稳压电源输出电压达到设计要求。

PWM 型控制电路的工作方式是： $V_o \uparrow \rightarrow W \downarrow$ ； $V_o \downarrow \rightarrow W \uparrow$ 。

电压型 PWM 集成控制(IC) 芯片很多,比较常用的、典型的几种芯片如表 4.1.1 所示。表中的集成控制芯片有的为单路输出,有的为双路输出。

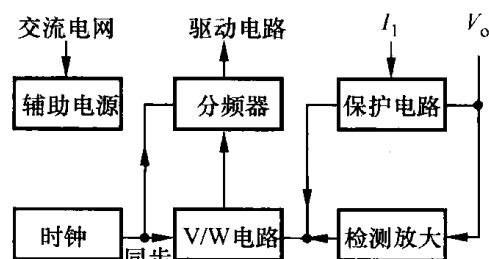


图 4.1.1 PWM 控制电路框图

表 4.1.1 电压型 PWM 集成控制芯片

型 号	V_{ccmax}/V	V_{ref}/V	f_{osc}/V	I_{omax}/A	封 装
TL494	42	5	400	0.2	DIP-16
SG1524	40	5	300	0.2	DIP-16
SG3524	40	5	300	0.1	DIP-16
SG3525A	40	5	500	0.5	DIP-16
SG3526	40	5	400	0.2	DIP-18
SG3527A	40	5	400	0.4	DIP-16
LM2575	35	—	52	1	TO-220
LM3524A	40	5	500	0.5	DIP-16
UCX840	32	5	500	1	DIP-18
UCX524/A	40	5	300	0.2	DIP-16
UCX525/527A	35	5.1	500	0.5	DIP-16
UCX525B/527B	35	5.1	500	0.5	DIP-16
UCX526/A	40	5	400/600	0.2	DIP-18
UCX823	30	5.1	400	0.5	DIP-16
UCX824	30	5.1	400	0.5	DIP-16
UCX825	30	5.1	400	0.5	DIP-16
UCX823A,B	22	5.1	1000	0.5	DIP-16
UCX825A,B	22	5.1	1000	0.5	DIP-16
UCX826	20	5	500	0.3	DIP-16
UCX827	20	5	200	0.2	DIP-24
UCX829	15	3	400	0.5	DIP-24

在以上诸多的 PWM 控制芯片型号中,字母“X”可以分别是 1、2 和 3。1 字开头的芯片是军用品,工作环境温度范围是 $-55 \sim 120^{\circ}\text{C}$;2 字开头的芯片是工业用品,工作环境温度范围是 $-25 \sim 85^{\circ}\text{C}$;3 字开头的芯片是民用品,工作环境温度范围是 $0 \sim 70^{\circ}\text{C}$;其他系列的芯片也是如此。最典型的、应用最广泛的电压型硬开关 PWM 变换控制芯片是 UCX525、UCX527 和 UCX825 系列,还有 TL494 系列。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。由于 UCX524 是早期设计的第一代集成控制芯片,存在一些缺陷,如输出电流小、非图

腾式输出等,用它来驱动 VMOSFET 和 IGBT 很不合适,所以已经不再常用。其改进型的 SG3525A 适于驱动 N 沟道 MOS 功率管,SG3527A 适于驱动 P 沟道 MOS 功率管,其电路原理是完全相同的,我国国家标准则为 CW3525A 和 CW3527A。TL494 系列有两个相对独立的误差放大器,还有死区时间比较器,可以灵活运用。

电压型 PWM 控制器选用时要注意以下几点:

① 各种集成器件的工作频率的计算公式都不一样,由于器件制造的离散性,有的公式计算出的结果与实际差别很大,设计时最好根据计算得的 RC 参数进行实验修正。

② 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。

③ 要根据产品的性能和使用场合选择集成芯片,这样既可保证质量又可降低成本。

4.1.2 SG3525A/3527A 型 PWM 集成控制器

1. 电路组成及各部分功能

SG3525A 脉宽调制型控制器是美国通用电气公司的产品,作为 SG3524 的改进型,更适合于运用 MOS 管作为开关器件的 DC/DC 变换器,它是采用双极型工艺制作的新型模拟数字混合集成电路,性能优异,所需外围器件较少。其原理框图如图 4.1.2 所示。它的主要特点是:输出级采用图腾柱结构,双通道输出,占空比为 $0 \sim 50\%$,可调,每一通道的驱动电流最大值可达 200 mA,灌拉电流峰值可达 500 mA。可直接驱动功率 MOS 管,工作频率高达 400 kHz,具有欠压锁定、过压保护和软启动等功能。该电路由基准电压源、振荡器、误差放大器、PWM 比较器与锁存器、分相器、欠压锁定输出驱动级、软启动及关断电路等组成。基准电压为 $5.1 \text{ V} \pm 1\%$,工作电压范围很宽,为 $8 \sim 35 \text{ V}$ 。SG3525A 与 SG3527A 的电路结构相同,仅输出级不同,SG3525A 输出正脉冲,适用于驱动 NPN 三极管或 N 沟道功率 MOSFET 管;SG3527A 输出负脉冲,适用于驱动 PNP 三极管或 P 沟道功率 MOSFET 管。

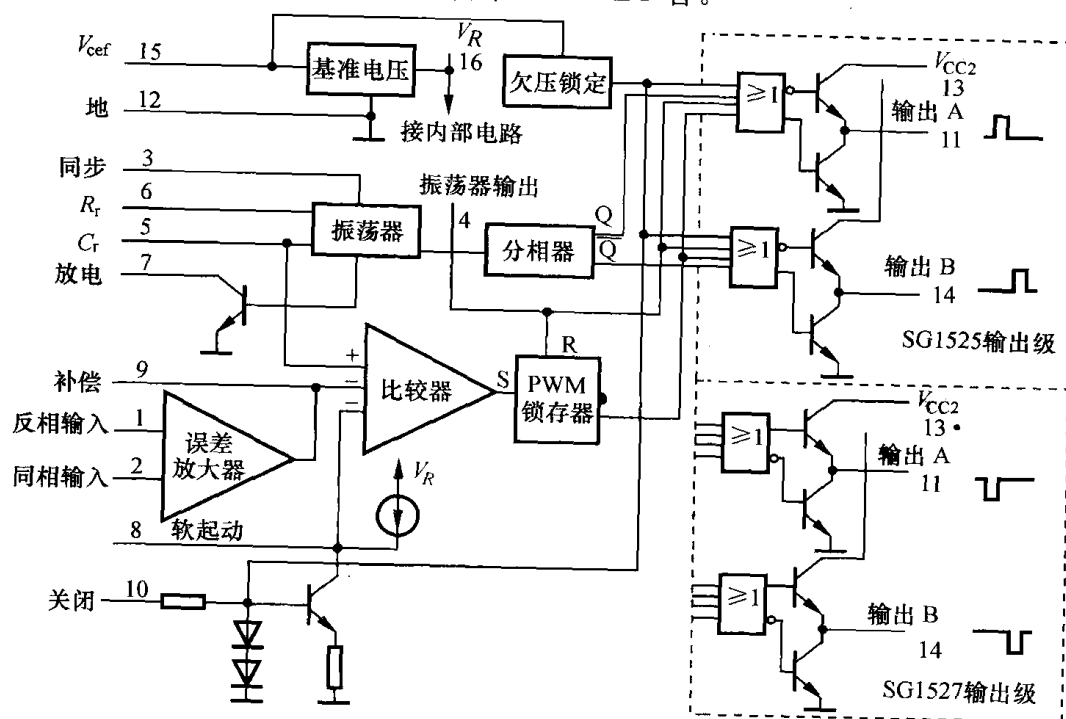


图 4.1.2 SG3525A/3527A 原理方框图

(1) 基准电压源

SG3525A 内部有一个高精度基准电压源,精度可达 $5.1\text{ V} \pm 1\%$,采用温度补偿。它作为内部电路的供电电源,可向外输出 40 mA 电流,并设有过流保护功能。

(2) 振荡器

由一个双门限比较器、一个恒流源及电容充放电电路组成,其外部连接如图 4.1.3 所示。在 C_T 上产生的锯齿电压如图 4.1.4 所示,锯齿波的峰点电压 $V_H = 3.3\text{ V}$,谷点电压 $V_L = 0.9\text{ V}$ 。内部一恒流源向 C_T 充电,其端压 V_C 线性上升,构成锯齿波的上升沿,当 $V_C = V_H$ 时比较器动作,充电过程结束,上升时间 t_1 为

$$t_1 = 0.67R_T C_T \quad (4-1-1)$$

比较器动作时使放电电路接通, C_T 放电, V_C 下降并形成锯齿波的下降沿,当 $V_C = V_L$ 时,比较器动作,放电过程结束,完成一个工作循环,下降时间

$$t_2 = 3R_D C_T \quad (4-1-2)$$

锯齿波的基本周期 $T_s = t_1 + t_2 = (0.67R_T + 3R_D)C_T \quad (4-1-3)$

振荡频率 $f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{(0.67R_T + 3R_D)C_T} \quad (4-1-4)$

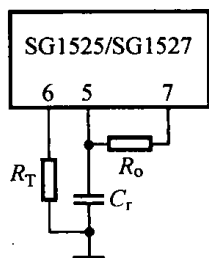


图 4.1.3 振荡器外部接线图

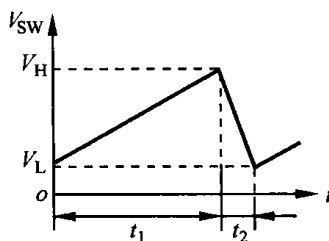


图 4.1.4 锯齿波电压

振荡器在 4 脚输出一对应锯齿波下降沿的时钟信号,时钟信号宽度等于 t_2 ,调节 R_D 就调节了时钟信号的宽度。该控制器就是通过调节 R_D 来调节死区大小的, R_D 越大,死区越宽。振荡器还设有外同步输入端(3 脚),在 3 脚加直流或高于振荡器频率的脉冲信号,可实现对振荡器的外同步。

(3) 误差放大器

由两级差分放大器构成,其直流开环放大倍数为 80 dB 左右,电压反馈信号从端子 1 接至放大器反相输入端,放大器同相输入端接基准电压。在误差放大器输出第 9 脚和第 1 脚间外加适当的反馈网络,可使系统的动态、静态特性满足要求。

(4) PWM 比较器及锁存器

误差放大器的输出信号和振荡器输出的锯齿波电压分别加至 PWM 比较器的反相端和同相端,比较器输出一负的 PWM 信号,该信号经锁存器,以保证在锯齿波的一个周期内只输出一个 PWM 脉冲信号。

PWM 比较器的输入端还设有软启动及关闭 PWM 信号的功能。只需在 8 脚至地接一个几微法的电容就能实现软启动功能。过压、过流及其他故障信号加至 10 脚,可关闭 PWM 信号。

(5) 分相器

由一个 T 触发器组成。其输入信号为振荡器输出的时钟信号,并用时钟信号的前沿触发,输出为频率减半的互补方波,这些方波和 PWM 信号输入到或非门逻辑电路,以实现 PWM 脉

冲的分相。

(6) 欠压锁定

为使电路在欠压($V_i < 8\text{ V}$)状态下有效地使输出保持关断状态,SG3525A中设置了欠压锁定电路。当 $V_i > 2.5\text{ V}$ 时,欠压锁定电路即开始工作,直到 $V_i = 8\text{ V}$ 。当 V_i 达到 8 V 之前,电路内部各部分都已进入正常工作状态。而当电压 V_i 从 8 V 降至 7.5 V 时,欠压锁定电路又开始恢复工作。这里约有 0.5 V 的固定滞后电压以消除钳位电路在阈值处的振荡。

(7) 输出级

输出级采用图腾柱结构,可更快地关断,用以驱动功率MOS器件。输出级允许流出或吸收的电流超过 200 mA 。

2. 电路原理及各点波形

下面通过图4.1.5所示的波形来说明电路的工作原理。由误差放大器输出电压 V_e 与锯齿波的交点可得一负的PWM信号。由PWM信号、时钟信号及分相器输出的Q(或 $\bar{Q}$)信号,根据或非门的逻辑,可得两个或非门的输出信号 V_A 和 V_B 。这里为说明死区调节作用,接入了较大的 R_D ,使锯齿波下降沿较宽,在实际应用中, R_D 根据所要求死区大小而定。由波形图可得出如下结论。

① PWM比较器的反相输入端电平愈高,输出脉冲 V_A 和 V_B 的占空比愈大,反之就愈小,因此就不难理解该控制器的调压、软启动及保护功能。

② 通过改变 R_D ,使时钟脉冲宽度变化来实现死区大小的调节。例如,在或非门的输入端不加时钟信号,则其输出脉宽等于PWM的负脉冲脉宽。而在门电路的输入端加入了时钟信号后,输出脉冲就滞后,从波形图可见, $V_A(V_B)$ 的前沿取决于时钟脉冲的后沿, $V_A(V_B)$ 的后沿取决于PWM脉冲的前沿。在时钟脉冲宽区间, V_A 、 $V_B = 0$,即为死区,改变 R_D 就改变了死区的大小。

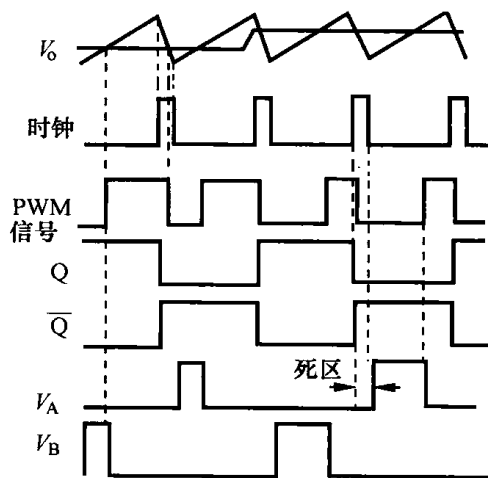


图 4.1.5 SG3525A 各点波形

3. 引脚排列与功能说明

SG3525A的引脚排列如图4.1.6所示。SG3525A的各引脚功能如下。

1脚(IN_-):误差放大器的反相输入端。该误差放大器的增益标称值为 80 dB ,其大小由反馈或输出负载来决定,输出负载可以是纯电阻,也可以是电阻性元件和电容元件的组合。该误差放大器共模输入电压范围是 $1.5 \sim 5.2\text{ V}$ 。此端通常接到与电源输出电压相连接的电阻分压器上。负反馈控制时,将电源输出电压分压后与基准电压相比较。

2脚(IN_+):误差放大器同相输入端,此端通常接到基准电压16脚的分压电阻上,取得 2.5 V 的基准比较电压与 IN_- 端的取样电压相比较。

3脚(SYNC):同步端,为外同步用。在需多个芯片同步工作时,每个芯片有各自的振荡频率,可以将它们的4脚和3脚相连,

1	IN_-	V_{REF}	16
2	IN_+	V_I	15
3	SYNC	OUT_B	14
4	OUT_{OSC}	V_C	13
5	C_T	GND	12
6	R_T	OUT_A	11
7	DIS	SD	10
8	SS	COMP	9

图 4.1.6 SG3525A 引脚排列

这时所有芯片的工作频率以最快的芯片工作频率同步;也可以使单个芯片以外部时钟频率工作。

4 脚(OUT_{OSC}):同步输出端,同步脉冲输出,作为多个芯片同步工作时使用。但几个芯片的工作频率不能相差太大,同步脉冲频率应比振荡频率低一些。当不需要多个芯片同步工作时,3 脚和 4 脚悬空。4 脚输出频率为输出脉冲频率的 2 倍。输出锯齿波电压范围为 $0.6 \sim 3.5 \text{ V}$ 。

5 脚(C_T):振荡电容接至 5 脚,另一端直接接至接地端。其取值范围为 $0.001 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 。正常工作时,在 C_T 两端可以得到一个从 $0.6 \sim 3.5 \text{ V}$ 变化的锯齿波。

6 脚(R_T):振荡电阻一端接至 6 脚,另一端直接接至接地端。其阻值决定了内部恒流值对 C_T 充电。其取值范围为 $2 \sim 150 \text{ k}\Omega$ 。

7 脚(DIS): C_T 的放电由 5、7 两端的死区电阻决定。把充电和放电回路分开,有利于通过死区电阻来调节死区时间,使死区时间调节范围更宽。其取值范围为 $0 \sim 500 \Omega$ 。放电电阻 R_D 和 C_T 越大放电时间越长,反之则放电时间短。

8 脚(SS):软启动端,比较器的反相端即软启动器控制端 8,端 8 可外接软启动电容,该电容由内部的 $50 \mu\text{A}$ 恒流源充电。

9 脚(COMP):补偿端。在误差放大器输出端 9 脚与误差放大器反相输入端 1 脚间接电阻与电容,构成 PI 调节器,补偿系统的幅频、相频响应特性。补偿端工作电压范围为 $1.5 \sim 5.2 \text{ V}$ 。

10 脚(SD):关断端。10 脚为 PWM 锁存器的一个输入端,一般在 10 脚接入过流检测信号。过流检测信号维持时间长时,8 脚接的电容被放电。一般用法是将过流脉冲信号送至关闭控制端 10 脚,当 10 脚电压大于 0.7 V 时,芯片将进行限流操作,当 10 脚电压超过 1.4 V 时,PWM 锁存器关断,直至下一个时钟周期才能够恢复。

11 脚(OUT_A)、14 脚(OUT_B):脉冲输出端,输出末级采用图腾柱结构,驱动 MOSFET 时关断速度更快。11 脚和 14 脚相位相差 180° ,拉电流和灌电流峰值达 200 mA 。

12 脚(GND):接地端。该芯片上的所有电压都是相对于 GND 而言的,即功率地也是信号地。由于接入误差放大器反向输入端的反馈电压也是相对于 12 脚而言的,所以主回路和控制回路的接地端应相连。

13 脚(V_C):输出电路电压输入端。作为输出级的电压源,提高输出级输出功率。可以和 15 脚共用一个电源,也可用更高电压的电源。电压范围是 $4.5 \sim 35 \text{ V}$ 。

15 脚(V_T):芯片电源端。直流电源从 15 脚引入分为两路:一路作为内部逻辑和模拟电路的工作电压,另一路送到基准电压稳压器的输入端,产生 $5.1 \pm 1\%$ V 的内部基准电压。如果该脚电压低于门限电压(8 V),该芯片内部电路锁定,停止工作(基准源及必要电路除外),其消耗的电流可降至很小(约 2 mA)。另外,该脚电压最大不能超过 35 V ,使用中应该用电容直接旁路到 GND 端。

16 脚(V_{REF}):基准电压端。16 脚的电压由内部控制在 $5.1 \text{ V} \pm 1\%$ 。分压后可以作为误差放大器的参考电压。

4.1.3 TL494 型 PWM 集成控制器

1. 电路组成及各部分功能

TL494 的内部原理框图如图 4.1.7 所示。其内部电路包括振荡器、两个误差比较器、 5 V 基准电源、死区时间比较器、欠压封锁电路、PWM 比较器、输出电路等。

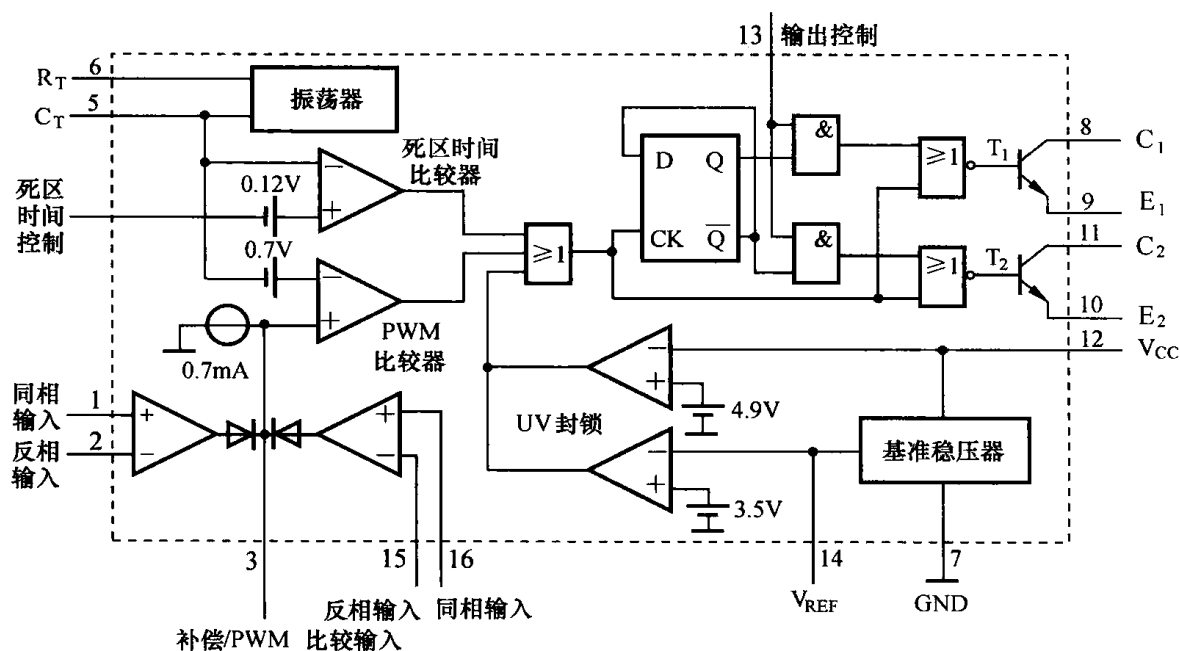


图 4.1.7 TL494 内部原理框图

(1) 振荡器

振荡器提供开关电源必需的振荡控制信号，频率由外部 R_T 、 C_T 决定。这两个元件接在对应端与地之间。取值范围： R_T 在 $5 \sim 100 \text{ k}\Omega$ 之间， C_T 在 $0.001 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 之间。

$$\text{振荡频率} \quad f_s = \frac{1}{R_T C_T} \quad (4-1-5)$$

形成的信号为锯齿波。最大频率可以达到 500 kHz 。

(2) 死区时间比较器

死区时间比较器通过 $0 \sim 4 \text{ V}$ 电压来调整占空比。当 4 脚预加电压抬高时，与振荡锯齿波比较的结果，将使得 D 触发器 CK 端保持高电平的时间加宽。该电平同时经过反相，使输出晶体管基极为低，锁死输出。4 脚电位越高，死区时间越宽，占空比越小。

由于预加了 0.12 V ，所以，限制了死区时间最小不能小于 4% ，即单管工作时最大占空比为 96% ，推挽输出时最大占空比为 48% 。

图 4.1.8 给出了死区时间比较器单独作用时的波形。

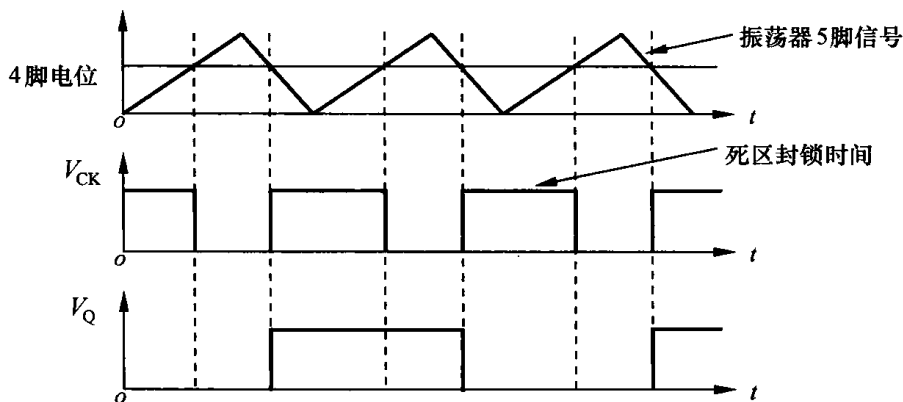


图 4.1.8 死区时间比较器单独起作用时的波形

(3) PWM 比较器及其调节过程

PWM 比较器由两个误差放大器输出及 3 脚(PWM 比较输入) 控制。

当 3 脚的电压加到 3.5 V 时, 占空比基本可以达到 0, 作用和 4 脚类似。但此脚真正的作用是外接 RC 网络, 用于误差放大器的相位补偿。

常规情况下, 在误差放大器输出升高时, 增加死区时间, 缩小占空比; 反之, 占空比增加。其作用过程和 4 脚的死区控制的相同, 从而实现反馈的 PWM 调节。0.7 V 的电压垫高了锯齿波, 使得 PWM 调节后的死区时间相对变窄。

如果把 3 脚比做 4 脚, 则 PWM 比较器的作用波形和图 4.1.8 所示的类似。然而, 该比较器的占空比调节, 要在死区时间比较器的限制范围内起作用。

单管工作方式时, V_{CK} 直接控制输出, 输出开关频率与振荡器相同。当 13 脚电位为高时, 封锁被取消, 触发器的 Q、 $\bar{Q}$ 端分别控制两个输出管轮流导通, 频率是单管方式的一半。

(4) 5VDC 基准电源

这个 5VDC 基准电源用于提供芯片需要的偏置电流。基准电源精度 5%, 电流能力 10 mA, 温度范围 0 ~ 70 °C。

(5) 误差放大器

两个误差放大器用于电源电压反馈和过流保护。

这两个放大器以或的关系, 同时接到 PWM 比较器同相输入端。反馈信号比较后的输出, 送 PWM 比较器, 以和锯齿波比较, 进行 PWM 调节。

由于放大器是开环的, 故增益达到 95 dB。加之输出端 3 脚被引出, 使用时, 设计者可以根据需要灵活使用。

(6) VC 封锁电路

VC 封锁电路用于欠压封锁, 当 V_{CC} 低于 4.9 V, 或者内部电源低于 3.5 V 时, CK 端被钳位为高电平, 使输出封锁, 达到保护作用。

(7) 输出电路

输出电路有两个输出晶体管, 单管电流 500 mA。其工作状态由 13 脚(输出控制) 来决定。

当 13 脚接低电平时, 与门封锁了 D 触发器翻转信号的输出, 此时两个晶体管状态由 PWM 比较器及死区时间比较器直接控制, 二者完全同步, 用于控制单管开关电源。当然, 此时两个输出也允许并联使用, 以获得较大的驱动电流。

当 13 脚接高电平时, D 触发器起作用, 两个晶体管轮流导通, 用于驱动推挽或桥式变换器。

2. 基本特性

- ① 具有两个完整的脉宽调制控制电路, 是 PWM 芯片。
- ② 两个误差放大器。一个用于反馈控制, 一个可以定义为过流保护等保护控制。
- ③ 带 5 V 基准电源。
- ④ 死区时间可以调节。
- ⑤ 输出级电流 500 mA。
- ⑥ 输出控制可以用于推挽、半桥或单端控制。
- ⑦ 具备欠压封锁功能。

3. 引脚排列与说明

TL494 是 16 脚芯片, 芯片管脚定义如图 4.1.9 所示。

- 1 脚(同相输入): 误差放大器 1 同相输入端。
- 2 脚(反相输入): 误差放大器 1 反相输入端。
- 3 脚(补偿/PWM 比较输入): 接 RC 网络, 以提高稳定性。

4 脚(死区时间控制): 输入 $0 \sim 4\text{ V}$ 电压, 控制占空比在 $0 \sim 45\%$ 之间变化。同时, 该引脚也可以作为软启动端, 使脉宽在启动时逐步上升到预定值。

5 脚(C_T): 振荡器外接定时电容。

6 脚(R_T): 振荡器外接定时电阻。

7 脚(GND): 电源地。

8 脚(C_1): 输出 1 集电极。

9 脚(E_1): 输出 1 发射极。

10 脚(E_2): 输出 2 发射极。

11 脚(C_2): 输出 2 集电极。

12 脚(V_{CC}): 芯片电源, $7 \sim 40\text{ V}$ 。

13 脚(输出控制): 输出方式控制, 该脚接地时, 两个输出同步, 用于驱动单端电路。接高电平时, 两个输出管交替导通, 可以用于驱动桥式、推挽式电路的两个开关管。

14 脚(V_{REF}): 5 V 电压基准输出。

15 脚(反相输入): 误差放大器 2 反相输入端。

16 脚(同相输入): 误差放大器 2 同相输入端。

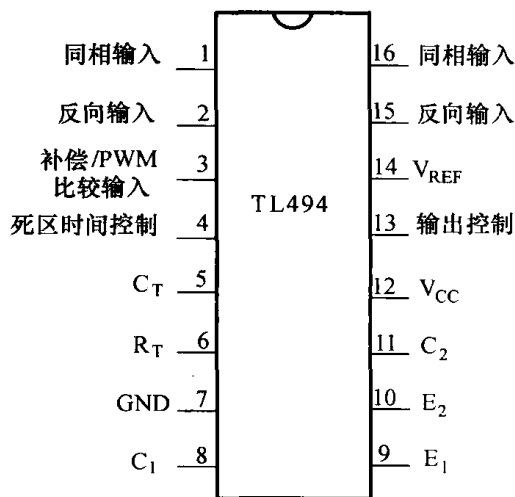


图 4.1.9 TL494 管脚排列

4.2 电流型 PWM 集成控制器

4.2.1 工作原理、型号及特点

1. 工作原理

电流控制 PWM 技术可以用不同线路方案来实现, 但都有一个共同特点: 通过检测电感电流直接反馈去控制功率开关的占空比, 使功率开关的峰值电流直接随电压反馈回路中误差放大器输出的信号变化而变化。

电流控制常用的几种方案的原理框图如图 4.2.1 所示。开关或电源电流的最大值是由误差放大器的输出电压 V_e 所设置的, 这里 V_e 可看成是电流给定信号。设 i_L 为电感电流, i_{sw} 为功率开关电流, 当电流检测元件上的电压 Ri_L (或 Ri_{sw}) 超过 V_e 时, 功率开关就关断, i_L 下降。其中的功率开关在下列情况下重新被导通。

① 在电感中产生一个固定的电流减小量 ΔI 以后, 功率开关导通, 由图 4.2.1(a) 所示的一迟滞比较器来实现, 即由恒定迟滞环宽控制来实现。

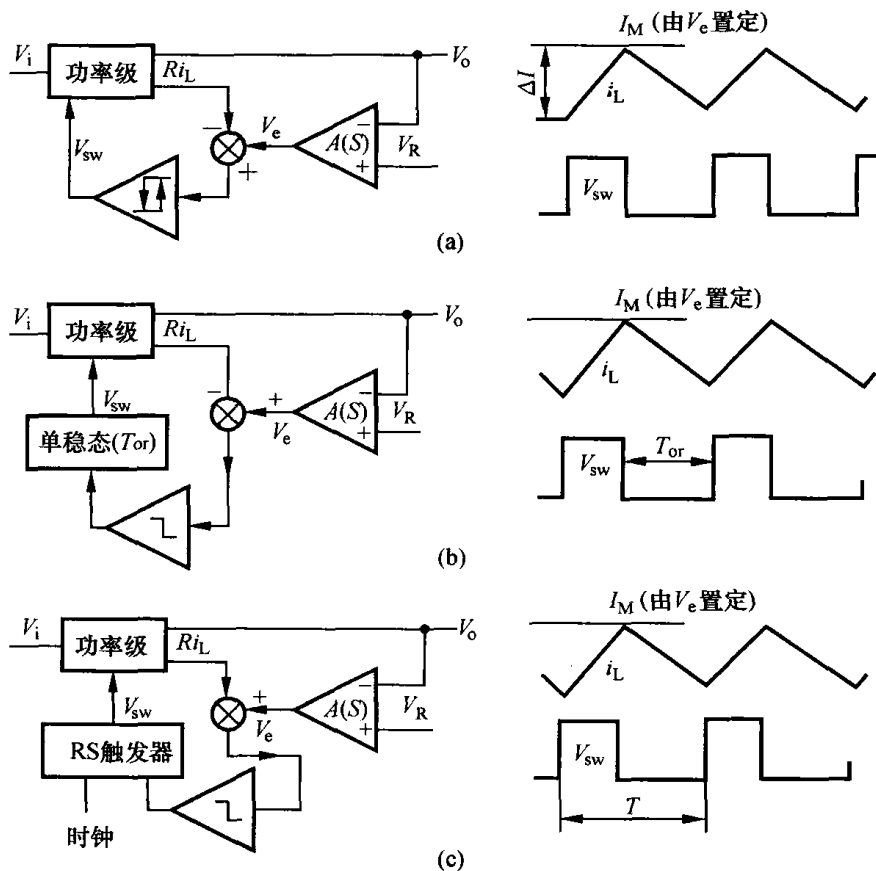


图 4.2.1 电流控制的原理框图

(a) 恒定迟滞环宽控制; (b) 恒定关断时间控制; (c) 恒定频率控制

② 经过一个固定的时间间隔后导通, 由图 4.2.1(b) 所示的单稳态触发器来实现, 即由恒定关断时间控制来实现。

③ 有一个固定频率的时钟信号控制 RS 触发器控制功率开关导通, 如图 4.2.1(c) 所示, 即进行恒定频率控制。其中, 电压闭环的误差放大器与常规的 PWM 控制中的误差放大器相同, 但这里可采用高增益的放大器, 如图 4.2.2 所示。

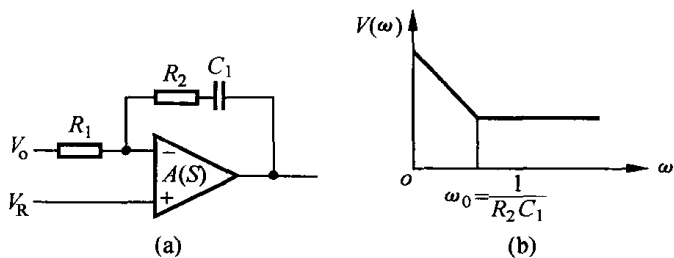


图 4.2.2 误差放大器及其幅频特性

2. 特点

电流控制 PWM 系统与传统的仅有输出电压反馈的 PWM 系统比较, 从电路结构上看, 增加了一个电感电流反馈, 而且此电流反馈作为 PWM 的斜坡函数, 不再需要锯齿波(或三角波)发生器。更重要的是, 电感电流反馈使系统性能具有明显的优越性。由以上分析可知, 反馈的电

感电流,其变化率 di_L/dt 直接跟随输入电压和输出电压的变化而变化,电感电流的平均值正比于负载电流。电压反馈回路中误差放大器的输出作为电流给定信号,与反馈的电感电流比较,直接去控制功率开关通断的占空比,使功率开关的峰值电流受电流给定信号控制。

具有电流控制的变换器框图如图 4.2.3 所示。该系统具有的特性如下。

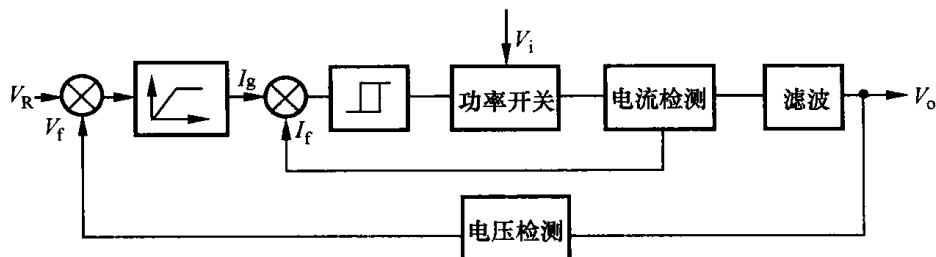


图 4.2.3 电流控制 PWM 变换器框图

(1) 快速的瞬态响应及高度的稳定性

由前所述的电路工作原理已看出电流内环的调节作用。不管是输入电压变化,还是由负载变化引起的输出电压变化,都将引起电感电流变化率的改变,使功率开关的转换时刻变化,从而控制功率开关的占空比。这对输入电压的变化而言,实质上是起了前馈控制作用,即输入电压变化尚未导致输出电压变化,就由内环产生调节作用。由于电流内环具有快速的响应特性,从分析整个系统的瞬态响应可看出,对于电压反馈外环,电流内环相当于一个受控放大器,外环的瞬态响应速度仅取决于滤波电容 C 和负载性质,所以整个系统具有快速的瞬态响应。

电流内环是一个自激振荡系统。由图 4.2.1 可定性看出,当 Ri_L 小于 V_o 时,开关导通;当 Ri_L 超过 V_o 时,开关就关断,所以是一个稳定的自激振荡系统,说明内环具有高度的稳定性。对整个系统来说,滤波器 LC 对稳定性影响最小,二阶环节的输出滤波器(LC)降低为一阶环节。也就是说,对整个系统,除内环外,只有一个与滤波电容有关的比例积分环节和一个与负载有关的一阶或二阶环节,使得整个系统具有高度的稳定性。

(2) 很高的输出电压精度

由于系统内在的快速响应及高的稳定性,所以反馈回路的增益可比一般 PWM 系统的回路增益高得多,而不致造成稳定性与回路增益之间的矛盾,从而使输出电压具有很高的静态精度。

(3) 对功率开关电流的控制及限流能力

如图 4.2.1 所示,电感电流的峰值(也就是流过功率开关的峰值电流)直接受误差放大器输出的电流给定信号所控制,所以在任何输入电压和负载的瞬态条件下,功率开关的峰值电流被控制在一定的给定值。由于误差放大器具有限幅特性,所以对功率开关电流具有有限流能力。最大电流正比于限幅放大器的限幅值,改变限幅值可改变所限制的最大电流,使功率开关在输出过载甚至短路时得到保护。

(4) 良好的并联运行能力

能很方便地并联工作,而不需要外加均流措施。其电流控制的功能,使系统的内环如同一个良好的受控电流放大器,可获得电流的比例分配,所以采用电流控制的变换器可方便地并联工作。只需将各变换器的输出端联结在一起,采用其中一个误差放大器,将其输出的电流给定信号加至每个变换器中电流内环比较器的输入端,就可实现并联,而不需其他的均流措施。

3. 主要类型

电流型 PWM 集成控制芯片分为单端输出型和双端输出型两种。单端输出电流型 PWM 集成控制芯片常用于单端变换电路中,其主要型号有 UCX842 ~ UCX845, UCCX800 ~ UCCX805, UCCX807, UCCX809, UCCX810, UCCX813 等;双端输出电流型 PWM 控制芯片主要有 UCX846, UCX847, UCCX806, UCCX808 等。

4.2.2 单端输出电流型控制芯片 UC3842

常用的单端输出电流型控制芯片主要包括 UCX842 ~ UCX845, 它们的内部结构和性能基本相同,只是供电电源和最大占空比稍有差别。它们的改进型 UCX842A/B ~ UCX845A/B 内部结构形式基本相同,只对某些性能作了改进。这些芯片的主要性能参数包括:最高供电电压 30 V,输出电流 ± 1 A,最高振荡频率 500 kHz,2、3 脚输入电平 $-0.3 \sim +6.3$ V。以上芯片的对比如表 4.2.1 所示。

本节以 UC3842 为例进行介绍。

表 4.2.1 UCX842 ~ UCX845 对比

型 号	UVLO(开)	UVLO(关)	最大占空比
UCX842	16 V	10 V	< 100%
UCX843	8.4 V	7.6 V	< 100%
UCX844	16 V	10 V	< 50%
UCX845	8.4 V	7.6 V	< 50%
UCX842A	16 V	10 V	< 100%
UCX843A	8.5 V	7.9 V	< 100%
UCX844A	16 V	10 V	< 50%
UCX845A	8.5 V	7.9 V	< 50%

1. 电路组成及各部分功能

UC3842 是美国 UNITRODE 公司生产的一种高性能单端输出式电流控制型 PWM 控制器,可直接驱动双极型晶体管和 MOSFET 管,具有引脚数量少,外围电路简单、安装与调试便捷、性能优良以及价格低廉等优点。UC3842 能通过高频变压器与电网隔离,适合构成无工频变压器的小功率开关电源(20 ~ 50 W)。UC3842 构成电路所需的元件极少,非常符合“适用、够用、好用”的原则。

UC3842 内部主要由 5.0 V 基准电压源、用来精确控制占空比调整的振荡器、衰减器、过流检测比较器、PWM 锁存器、高增益 E/A 误差放大器和适用于驱动功率 MOSFET 管的大电流推挽输出电路等构成,UC3842 的内部结构框图如图 4.2.4 所示。

UC3842 的电压调整率可达 0.01%,工作频率为 500 kHz,启动电流小于 1 mA,输入电压为 10 ~ 30 V,基准电压为 4.9 ~ 5.1 V,工作温度为 0 ~ 70℃,输出电流为 1 A。UC3842 具有良好的线性调整率,能达到 0.01%/V,因为输入电压 V_i 的变化立即反映为电感电流的变化,它不经过任何误差放大器就能在比较器中改变输出脉冲的宽度。再增加一级输出电压 V_o 。至误差放大器的控制,能使线性调整率更好。UC3842 可明显改善负载调整率,因为误差放大器可

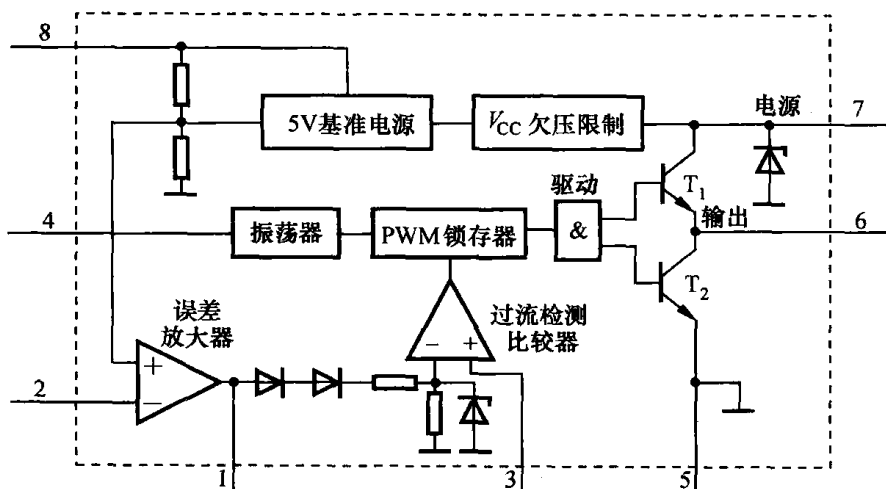


图 4.2.4 UC3842 内部结构框图

专门用于控制负载变化而造成的输出电压变化,特别是可使轻负载时电压升高的幅度大大减小,以使误差放大器的外电路补偿网络得以简化,稳定度得以提高,使频响特性得以改善,具有更大的增益带宽乘积和简化的电流限制电路,只要外部检测电阻 R_s 上的电压达到 1V, PWM 电路就立即关断,而且这种峰值电感电流检测技术可灵敏地限制输出的最大电流。

UC3842 能产生频率固定而脉冲宽度可以调节的驱动信号,控制大功率开关管的通断状态可调节输出电压的高低,达到稳压的目的。锯齿波发生器可提供恒定的时钟频率信号,利用误差放大器和过流检测比较器形成电压闭环,利用电流检测、电流检测比较器构成电流闭环,在脉冲宽度比较器的输入端直接用流过输出电感的电流信号与误差放大器的输出信号进行比较,进而调节驱动信号的占空比,使输出的电感峰值电流跟随误差电压变化而变化,假如某种原因使输出电压升高时,脉宽调制器就会改变驱动信号的脉冲宽度,亦即占空比 D ,经斩波后使平均电压值下降,达到稳压的目的,反之亦然。

内部基准电压源产生的 +5 V 基准电压作为 UC3842 的内部电源,允许有 ± 0.1 V 的偏差,温度系数为 $0.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$,稳压性能好。经衰减得到的 2.5 V 电压作为误差放大器的基准电压,可作为输出级(5 V/50 mA)的电源。振荡器产生方波振荡信号,振荡频率取决于外接定时元件的参数,接在 4 脚与 8 脚之间的电阻 R_T 与接在 4 脚与地之间的电容 C_T 共同决定了振荡器的振荡频率。反馈电压由 2 脚接入误差放大器的反相输入端。1 脚外接 RC 网络,用以改善误差放大器的闭环增益和频率特性。6 脚输出的驱动开关管的方波为图腾柱输出。3 脚为电流检测端,用以检测开关管的电流,当 3 脚电压大于 1 V 时,UC3842 就关闭输出脉冲,保护开关管不至于因过流而损坏。UC3842 PWM 控制器设有欠压锁定电路,其开启阈值为 16 V,关闭阈值为 10 V。因此,可有效地防止电路在阈值电压附近工作时产生振荡。

UC3842 采用图腾柱输出电路,能够提供大电流输出,输出电流可达 1 A,可直接对双极型晶体管和 MOSFET 管进行驱动。启动电流小于 1 mA,正常工作电流为 15 mA。带锁定功能的 PWM 可以进行逐个脉冲的电流限制,具有内部可调整的参考电压源,可以进行欠压锁定。

2. 引脚及功能

UC3842 采用 8 脚双列直插式封装形式,其外部引脚如图 4.2.5 所示。

UC3842 的引脚功能如下。

1 脚(COMP):内部误差放大器的输出端。可接 RC 补偿网络到误差放大器的反相输入端,用于决定误差放大器的闭环增益和频率响应,芯片工作稳定。通常此脚与 2 脚之间接有反馈网络,以确定误差放大器的增益和频响特性。

2 脚(FB):反馈电压输入端。此脚与内部误差放大器的同相输入端的基准电压(一般为 +2.5 V) 进行比较,产生控制电压,控制脉冲的宽度。误差放大器的反相输入端,接收外部控制信号。

3 脚(ISENSE):电流检测端。在外围电路中,在功率开关管(如 VMOS 管)的源极串接一个小阻值的取样电阻,将脉冲变压器的电流转换成电压。此电压送入 3 脚,用于控制脉冲宽度。此外,当电源电压异常时,功率开关管的电流增大,当取样电阻上的电压超过 1 V 时,UC3842 就停止输出,从而可有效地保护功率开关管。电流信号采集端,用于采集初级线圈的电流信号,采样电阻产生的电压与误差放大器输出的误差电压比较后,产生调制脉冲宽度的脉冲信号来控制初级峰值电流,故称此类芯片为电流型 PWM 控制器。

4 脚(R_T/C_T):定时端。外接定时电阻 R_T 和定时电容 C_T ,用于确定振荡器的工作频率。

$$f_s = \frac{1.8}{R_T C_T} \quad (4-2-1)$$

5 脚(GND):接地端。

6 脚(OUT):图腾柱式输出端。其驱动能力是 ± 1 A。这种图腾柱式结构对被驱动的功率管的关断有利,因为当驱动电路内的三极管 T_1 截止时, T_2 导通,为功率管关断时提供低阻抗的反向抽取电流回路,加速功率管的关断。

7 脚(V_{CC}):电源端。当供电电压低于 16 V 时,UC3842 不工作,此时耗电在 1 mA 以下。输入电压可以通过一个大阻值电阻从高压降压获得。芯片工作后,输入电压可在 10 ~ 30 V 之间波动,低于 10 V 时停止工作。工作时耗电约为 15 mA。此电流可通过反馈电阻提供。极限输入电压为 30 V。其开启阈值设在 16 V,关闭阈值设在 10 V。两者相差 6 V,故可以有效地防止电路在阈值电压附近工作时产生振荡。

8 脚(V_{REF}):基准电压输出端。可输出精确的 +5 V 基准电压,电流可达 50 mA。

3. 特点

该集成电路构成的开关稳压电源与电压控制型 PWM 开关稳压电源相比,具有以下特点:

- ① 引脚数量少,外围电路简单,价格低廉;
- ② 电压调整率很好,很容易达到 0.01%;
- ③ 负载调整率明显改善;
- ④ 频响特性好,稳定幅度大;
- ⑤ 具有过流限制、过压保护和欠压锁定功能;
- ⑥ 工作电压为 8 ~ 40 V;
- ⑦ 电流传感和电压反馈输入为 -0.3 ~ +5.5 V;
- ⑧ 误差放大输出为吸电流,吸电流最大值为 10 mA;
- ⑨ 最高开关频率为 500 kHz,稳定度为 $\pm 0.2\%$,电源效率高;
- ⑩ 内部有高稳定度的基准电压源(5.0 V);

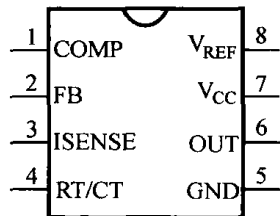


图 4.2.5 UC3842 引脚排列

⑪ 启动电流小于 0.1 mA, 正常工作电流为 15 mA。

4.3 PFM 集成控制器

4.3.1 型号及其特点

脉冲频率调制(PFM)集成控制芯片主要应用于谐振变换器。谐振开关分为 ZVS 和 ZCS, 其固定工作时间阶段分别为 T_{off} 和 T_{on} , 适用于它们的集成控制芯片所产生脉冲的调节和固定的时间阶段要与之对应。UCX860 ~ UCX868 系列是比较典型的谐振开关变换集成控制芯片, UC186X、UC286X 和 UC386X 的质量等级分别为军用品、工业品和民用品, 其工作环境温度范围分别为 $-55 \sim 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 、 $-25 \sim 85\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $0 \sim 70\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

UCX860 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。它们的基本性能对照如表 4.3.1 所示。

表 4.3.1 UCX860 ~ UCX868 基本性能

芯片类型	欠压锁定和恢复欠压值 /V	两路输出的关系	固定时间	适用开关
UCX860	17.3/10.5	交替	on	ZCS
UCX861	16.5/10.5	交替	off	ZVS
UCX862	16.5/10.5	并联	off	
UCX863	8/7	交替	off	
UCX864	8/7	并联	off	
UCX865	16.5/10.5	交替	on	ZCS
UCX866	16.5/10.5	并联	on	
UCX867	8/7	交替	on	
UCX868	8/7	并联	on	

4.3.2 UCX860 的内部结构和基本特性

UCX860 的内部结构如图 4.3.1 所示。图中, 主要包括参考电压(V_{REF})稳压电路、供电电源欠压锁定电路(UVLO)、独立的误差放大器(E/A)、比较器(COMP)、变频振荡电路(VFO)、定时器(One Shot)、T 触发器和输出级(OUT_A 和 OUT_B) 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)。

UCX860 的基本参数主要有以下几项。

- 工作电源: 电压最高值为 20 V, 电源电流为 30 mA。
- 输出电流: 持续 0.8 A, 脉冲(0.5 μs) 为 3 A。
- 参考电压 V_{REF} : 5 V。
- 各端(1, 2, 3, 4, 9, 11, 12, 13, 14, 21, 22, 33, 24) 输入电压范围: $-0.4 \sim 6\text{ V}$ 。
- 最高振荡频率: 3 MHz。
- 电源电压: 欠压保护值为 10.5 V, 恢复值为 17.3 V。
- 比较器输出电压为 15 V, 输出电流为 5 mA。
- 变频振荡器 VFO 的振荡频率 f_s 由下式给出:

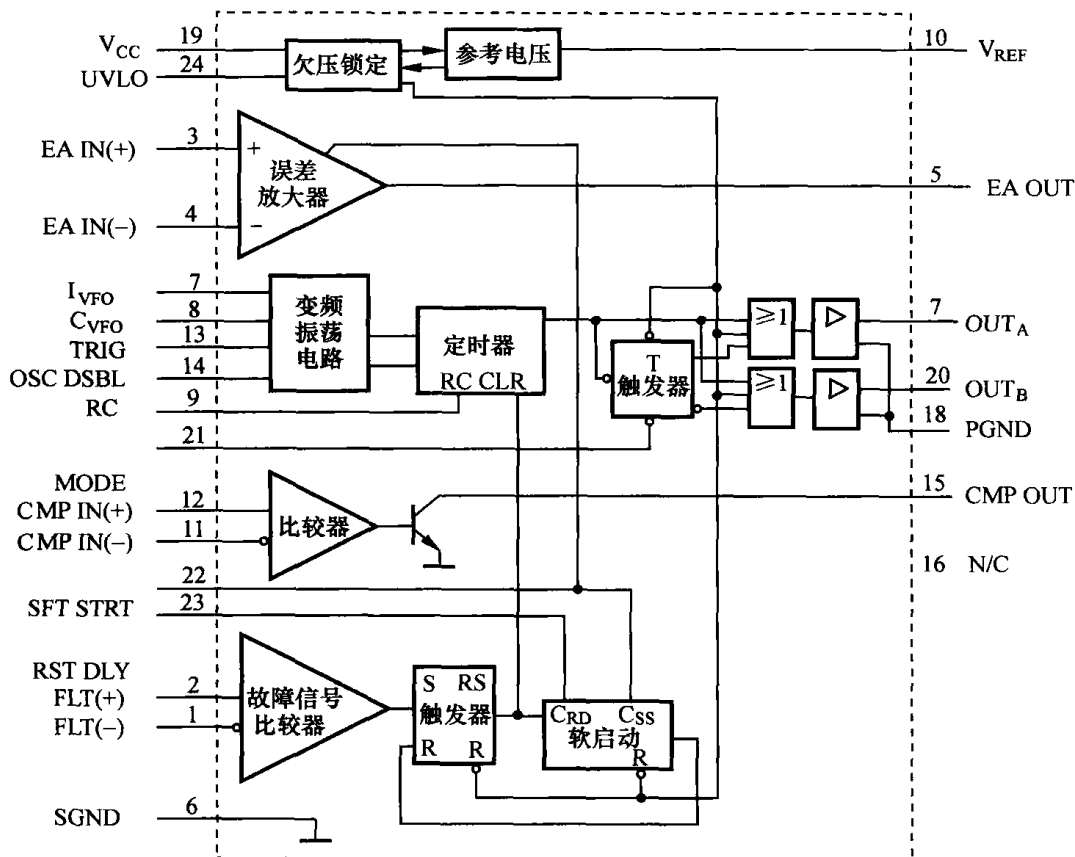


图 4.3.1 UCX860 的内部结构框图

$$f_s = \frac{I_{VFO}}{C_{VFO} \times 1V} \quad (4-3-1)$$

改变 I_{VFO} , 就可以线性地调节振荡频率 f_s 。而固定的导通时间 T_{ON} 可以用下式来计算:

$$T_{ON} = 0.2 RC \quad (4-3-2)$$

式中, R 、 C 分别为 RC 端对地的电阻和电容。

4.3.3 UCX861 ~ UCX868 的内部结构和基本特性

1. 基本组成

UC3861 ~ UC3868 系列准谐振变换器的基本组成如图 4.3.2 所示。误差放大器 E/A 用于谐振变换器的反馈回路补偿, 并且控制压控振荡器 (VCO)。压控振荡器触发单稳脉冲发生器。单稳脉冲发生器输出脉冲的宽度由过零检测比较器 (ZDC) 调整。在控制零电流开关的 UC3865 ~ UC3868 中, 控制逻辑电路通过 MOSFET 驱动器调整谐振变换器主开关管的导通时间。在控制零电压开关的 UC3861 ~ UC3864 中, 控制逻辑电路通过 MOSFET 驱动器调整谐振变换器主开关的关断时间。控制逻辑电路由单稳脉冲发生器触发。

欠压封锁 (UVLO) 电路控制 MOSFET 驱动器。在工作过程中, 当电源电压 V_{CC} 低于 10.5 V 或 7 V 时, MOSFET 驱动器的所有输出端都变为低电平, 谐振变换器停止工作, V_{CC} 输出电流只有 150 μA , 当 V_{CC} 上升到 16.5 V 或 8 V 时, 5 V 偏压源产生的 5 V 电源给内部电路供电, MOSFET 驱动器输出正常驱动信号, 谐振变换器正常工作。5 V 偏压源还可以为外部电路提供 10 mA 电流。

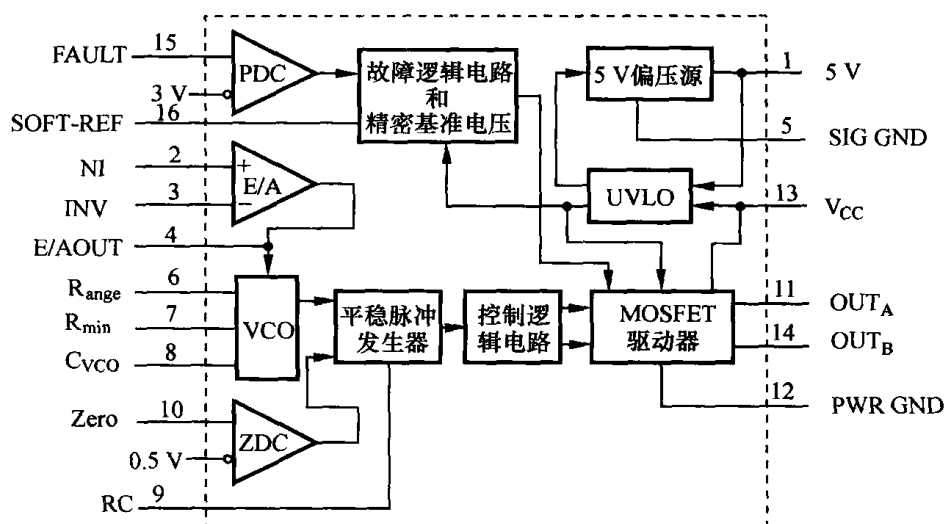


图 4.3.2 UC3861 ~ UC3868 的内部结构框图

故障检测比较器用于检测故障状态。当取样信号超过 3 V 时，故障检测比较器输出高电平。该信号通过故障逻辑电路使 MOSFET 驱动器的所有输出都变为低电平，因此，谐振变换器停止工作。

MOSFET 驱动器可输出两路推拉驱动信号，每路的峰值电流为 1 A。输出端可以直接与 MOSFET 相连，两路输出并联时（如 UC3862、UC3864、UC3866、UC3868），峰值输出电流可达 2 A。

2. 引脚功能

采用 DIL-16 封装的 UC3861 ~ UC3868 的引脚排列如图 4.3.3 所示。

- 1 脚(5 V)：输出 5 V 基准电压，精度为 1%。
- 2 脚(IN)：误差放大器同相输入端。
- 3 脚(INV)：误差放大器反相输入端。
- 4 脚(E/A OUT)：误差放大器输出端，最大输出电流为 ± 2 mA。

5 脚(SIG GND)：信号电路接地端。应与功率地在输入端汇合。

6 脚(R_{range})：外接电阻，设定压控振荡器频率范围。决定 $f_{\text{smax}}/f_{\text{smin}}$ 的比值。

7 脚(R_{min})：外接电阻，设定压控振荡器最低频率。

8 脚(C_{vco})：压控振荡器外接电容。压控振荡器工作频率范围 10 kHz ~ 1 MHz。

9 脚(RC)：单稳脉冲发生器的外接定时电阻和定时电容。

10 脚(Zero)：过零检测输入端。

11 脚(OUT_A)：驱动器 A 路输出端。推拉式输出电流可达 1 A。

12 脚(PWR GND)：功率电路接地端。最大电压 ± 0.2 V。

13 脚(V_{cc})：外接电源电压。通常为 12 ~ 20 V，极限电压为 22 V。

14 脚(OUT_B)：驱动器 B 路输出端。推拉式输出电流可达 1 A。

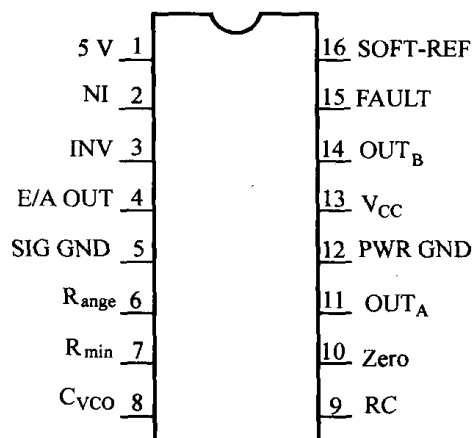


图 4.3.3 UC3861/UC3868 引脚排列

15 脚(FAULT):故障检测比较器输入端。

16 脚(SOFT-REF):该脚有三种功能。第一,向误差放大器提供 5.00 V 的基准电压;第二,在对地之间接上软启动电容,即可完成软启动功能;第三,完成重新启动功能。

4.4 移相式全桥 PWM 集成控制器

4.4.1 型号及其特点

移相式全桥 PWM 集成控制芯片主要有 UCX875 ~ UCX879, UCX875 ~ UCX878 除了供电电压欠压锁定和延时设定不同外,其他部分都相同。UCX879 是在 UCX875 ~ UCX878 基础上的一种改进型。

UCX875 ~ UCX879 的供电电压欠压锁定值和输出脉冲延时设置情况是不同的,它们的对比如表 4.4.1 所示。

表 4.4.1 UCX875 ~ UCX879 性能对比

型 号	UVLO 开	UVLO 关	延 时 设 置
UCX875	10.75 V	9.25 V	可设置
UCX876	15.25 V	9.25 V	可设置
UCX877	10.75 V	9.25 V	固定
UCX878	5.25 V	9.25 V	固定
UCX879	5.25 V	10.75 V	可设置

UCX876 ~ UCX878 的主要特点如下。

0 ~ 100% 占空比,可编程控制输出导通延迟,电压或电流型拓扑相兼容,开关工作频率为 1 MHz,4 个 2 A 图腾柱输出,10 MHz 误差放大器,欠压锁定(UVLO),低的软启动电流(150 μ A),在 UVLO 期间输出低电平,具有软启动控制,有全周再启动过流门限及可调基准等。

UC3875 集成控制器由一个半桥支路对另一个半桥支路的移相开关实行全桥功率级的控制,使得固定频率脉宽调制与谐振零电压开关相结合,在高频条件下具有较高的效率。提供电压或电流型控制,并具有用于快速故障保护的各自的过流关断。在每个输出级开启时插入死区时间,它为谐振开关工作提供了延迟时间。每个输出延迟(A,B)和(C,D)可以分别控制。振荡器能工作在约 2 MHz 的频率下,实际应用的开关频率为 1 MHz。

保护特性包括欠压锁定,保护所有的输出为有效的低态直到电源达到 10.75 V 的门限为止。为了可靠建立 1.25 V 滞后,芯片电源提供过流保护并且在 70 ns 以内故障在导通状态下封锁输出。

其他的特性包括误差放大器具有超过 7 MHz 带宽,5 V 基准,提供软启动及灵活的斜面产生和斜度补偿电路。

为解决全桥式电路的偏磁失控问题,UCX879 在 UCX875 ~ UCX878 的基础上增加了限流功能,当电流(斜坡)信号 CS 到达 2.0 V 后,直接参与移相控制,与 RAMP 输入端等效,限制电流的进一步增加,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(100 mA),工作频率不太高(300 kHz),并且误差放大器同向输入端固定为 2.5 V,有时会使应用不太方便。

4.4.2 UC3875 移相式集成控制器

1. 内部结构及工作原理

UC3875 芯片内部结构如图 4.4.1 所示。它主要包括以下 9 个方面的功能。

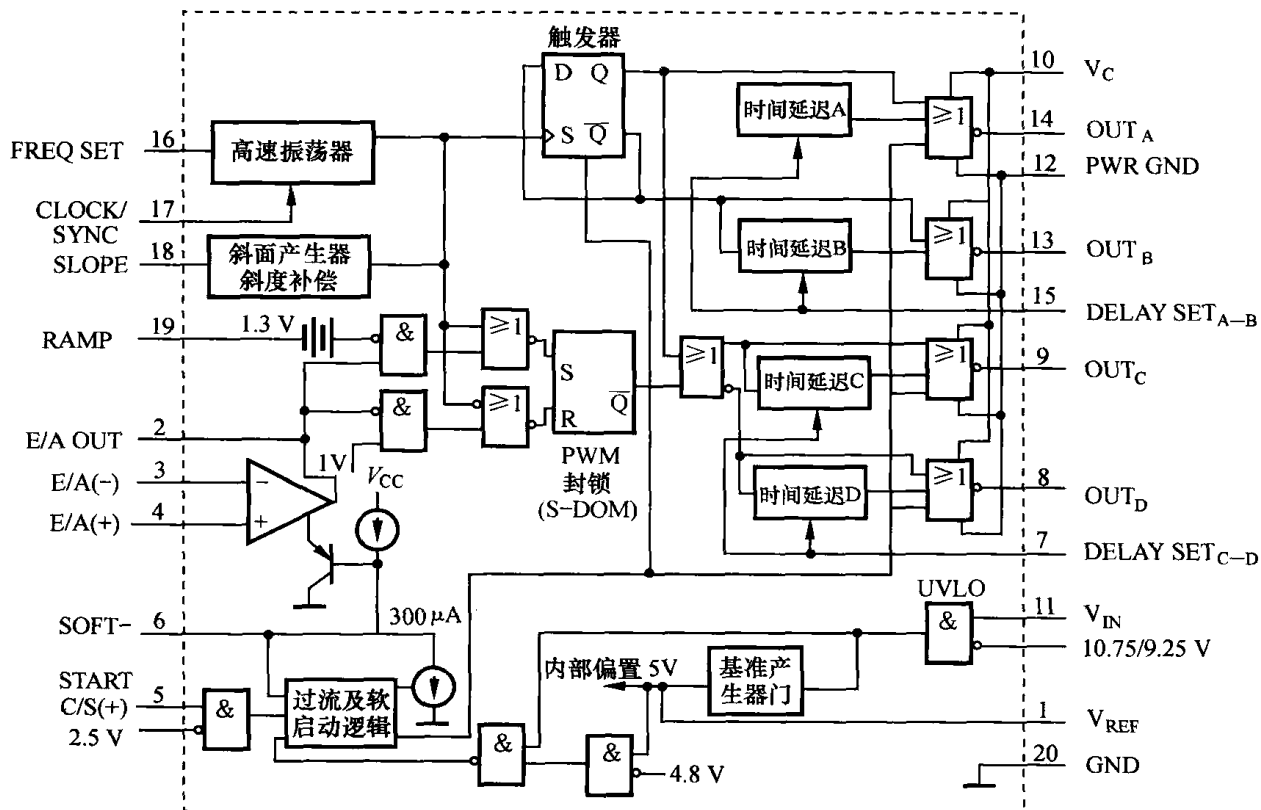


图 4.4.1 UC3875 内部结构图

(1) 工作电源

UC3875 的工作电源分为两个： V_{IN} (11 脚) 和 V_C (10 脚)。其中， V_{IN} 是供给内部逻辑电路用的，它相对于信号地 GND (20 脚)； V_C 供输出级用，它对电源地 PWR GND (12 脚)。这两个工作电源应分别外接相应的高频滤波电容，而且 GND 和 PWR GND 应该相连于一点，以减小噪声干扰和减小直流压降。

V_{IN} 设有欠压锁定输出功能 (UVLO)，当 V_{IN} 低于 UVLO 阈值电压时，输出级信号全部为低电平，当 V_{IN} 高于 UVLO 阈值电压时，输出级才会开启，UC3875 的 UVLO 的阈值电压为 10.75 V。一般而言， V_{IN} 最好高于 12 V，这样才能保证芯片更好地工作。 V_C 一般在 3 V 以上就能正常工作，在 12 V 以上性能会更好。因此，一般可以把 V_{IN} 端和 V_C 端接到同一个 12 V 的电压源上。

(2) 基准电源

UC3875 在 1 脚提供一个 5 V 的精密基准电压源 V_{REF} ，它可为外部电路提供大约 60 mA 的电流，内部设有短路保护电路。同时， V_{REF} 也有 UVLO 功能，只有当 V_{REF} 达到 4.75 V 时，芯片才能正常工作。 V_{REF} 最好外接一个 0.1 μ F、ESR 和 ESL 都很小的滤波电容。

(3) 振荡器

芯片内有一个高速振荡器，在频率设置 FREQ SET (16 脚) 与信号地 GND 之间接一个电

容和一个电阻就可以设置振荡频率,从而设置输出级的开关频率。

为了能让多个芯片并联工作,UC3875 提供了时钟 / 同步功能脚 CLOCK/SYNC(17 脚)。虽然每个芯片自身的振荡频率不同,但只要将它们连接起来,则所有芯片都会同步于最快的芯片,即所有芯片的振荡频率都变为最高的振荡频率。芯片也可同步于外部时钟信号,只要 CLOCK/SYNC 接一振荡频率高于芯片的外部时钟信号。如果 CLOCK/SYNC 作为输出用,则它为外部电路提供一个时钟信号。

(4) 锯齿波

在斜率设置 SLOPE(18 脚)与某一个电源 V_X 之间接一个电阻 R_{SLOPE} ,即可为锯齿波脚 RAMP(19 脚)提供一个电流为 V_X/R_{SLOPE} 的恒流源。在 RAMP 与信号 GND 之间接一个电容 C_{RAMP} ,就决定了锯齿波的斜率 $\frac{dV}{dt} = \frac{V_X}{R_{SLOPE} C_{RAMP}}$,选定了 R_{SLOPE} 和 C_{RAMP} ,就确定了锯齿波的幅值。如果 V_X 接整流后直流电压的采样电压,就可实现输入电压前馈。一般在电压型调节方式中, V_X 直接接 1 脚的 5 V 基准电压。

PWM 比较器的一个输入端是 RAMP,另一个输入端是误差放大器的输出端。在 RAMP 与 PWM 的比较器的输入端之间有一个 1.3 V 的偏置,因此适当选择 R_{SLOPE} 和 C_{RAMP} 的值,就可使误差放大器的输出电压不超过锯齿波的幅值,从而实现最大占空比限制。

(5) 误差放大器和软启动

误差放大器实际是一个运算放大器,在电压型调节方式中,其同相端 E/A(+)(4 脚)一般接基准电压,反相端 E/A(-)(3 脚)一般接输出反馈电压,反相端 E/A(-)与输出端 E/A OUT(2 脚)之间接一个补偿网络,E/A OUT 接到 PWM 比较器的一端。

在软启动 SOFT-START(6 脚)与信号地 GND 之间接一个电容 C_{SS} ,当 SOFT-START 正常工作,芯片内有一个 $9 \mu A$ 的恒流源给 C_{SS} 充电,SOFT-START 的电压线性升高,最后达到 4.8 V。SOFT-START 在芯片内与误差放大器的输出相接,当误差放大器的输出电压低于 SOFT-START 的电压时,误差放大器的输出电压被钳在 SOFT-START 的电压值。因此,SOFT-START 工作时,输出级的移相角从 0° 逐渐增加,使全桥变换器的脉宽从 0 开始慢慢增大,直到稳定工作为止,这样可以减小主功率开关管的开机冲击。当 V_{IN} 低于 UVLO 门限电压时,或电流检测端 C/S+(5 脚)电压高于 2.5 V 时,SOFT-START 的电压被拉到 0 V。当上述两种情况均不存在时,SOFT-START 恢复正常工作。

(6) 移相控制信号发生电路

移相控制信号发生电路是 UC3875 的核心部分。振荡器产生的时钟信号经过 D 触发器 (Toggle FF) 2 分频后,从 D 触发器的 Q 和 $\bar{Q}$ 得到两个 180° 互补的方波信号。这两个方波信号分别从 OUT_A 和 OUT_B 输出,延时电路为这两个方波信号设置死区。 OUT_A 和 OUT_B 与振荡时钟信号同步。

PWM 比较器将锯齿波和误差放大器的信号比较后,输出一个方波信号,这个信号与时钟信号经过与非门后送到 RS 触发器,RS 触发器的输出 $\bar{Q}$ 和 D 触发器的 Q 运算后,得到 180° 互补的方波信号。这两个方波信号分别从 OUT_C 和 OUT_D 输出,延时电路为这两个方波信号设置死区。 OUT_C 和 OUT_D 分别领先于 OUT_B 和 OUT_A ,之间相差一个移相角,移相角的大小取决于误差放大器的输出与锯齿波의 交截点。

(7) 过流保护

在芯片内有一个电流比较器,其同相端接电流检测器 C/S+(5 脚),反相端在内部接了一

个 2.5 V 电压。当 C/S+ 电压超过 2.5 V 时, 电流比较器输出高电平, 输出级全部为低电平, 同时, 将软启动脚的电压拉到 0 V。当 C/S+ 电压低于 2.5 V 后, 电流比较器输出低电平, 软启动电路工作, 输出级的移相角从 0° 慢慢增大。实际上, 也可以把 C/S+ 用做一个故障保护电路, 例如, 在输出过压、输出欠压、输入过压、输入欠压等故障发生时, 通过一定的电路转换成高于 2.5 V 的电压, 接到 C/S+ 端, 就可以对电路实现保护了。

(8) 死区时间设置

防止同一个桥臂的两个开关管同时导通, 同时给开关管提供软开关的时间, 两个开关管的驱动信号之间应该设置一个死区时间。芯片为用户提供了两个脚: A-B 死区设置脚 DELAY SET_{A-B} (15 脚) 和 C-D 死区设置脚 DELAY SET_{C-D} (7 脚)。在死区设置脚与信号地 GND 之间并接一个电阻和一个电容, 就可以分别为两对互补的输出信号 A-B、C-D 设置死区时间。选择不同的电阻和电容, 就可以设置不同的死区时间。

(9) 输出级

UC3875 最终的输出就是四个驱动信号: OUT_A (14 脚), OUT_B (13 脚), OUT_C (9 脚) 和 OUT_D (8 脚), 它们用于驱动全桥变换器的四个开关管。这四个输出均为图腾柱驱动方式, 都可以提供 2 A 的驱动峰值电流, 因此它们可以直接用于驱动 MOSFET 或经过隔离变压器来驱动 MOSFET。

UC3875 输出时序如图 4.4.2 所示。

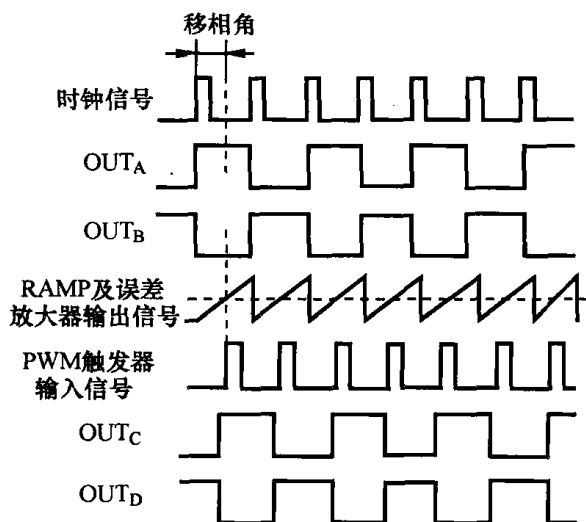


图 4.4.2 UC3875 输出时序图

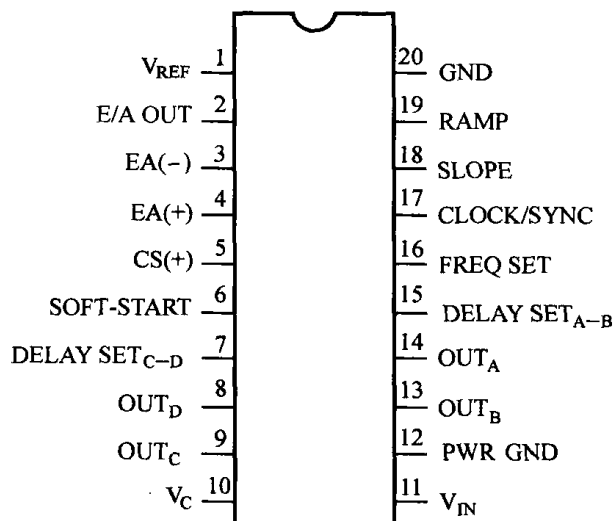


图 4.4.3 UC3875 管脚排列

2. 引脚排列及功能介绍

UC3875 系列器件有 20 脚 DIL 封装、28 脚 SOIC 封装和 28 脚 PLCC 塑封等多种封装形式, 其中, 20 脚 DIL 封装的管脚排列如图 4.4.3 所示。

UC3875 各个管脚的使用说明如下。

20 脚(GND): 信号地。所有电压都是对 GND 而言的, 接在 FREQ SET 端的定时电容, 接在 V_{REF} 端的旁路电容, 接在 V_{IN} 端的旁路电容, 以及接在 RAMP 端的斜坡电容的另一端都应直接接到信号地端。

12 脚(PWR GND): 功率地。功率地和信号地可以在某一点连接在一起, 以使噪声抑制最

佳,并使直流压降尽可能小。

10 脚(V_C):输出功率开关管的电源电压端。为输出功率开关管及有关的偏置电路的电源电压。连接 V_C 到 3 V 以上稳压源,最好工作在 12 V 以上,该脚与 PWR GND 应接一个滤波电容。

11 脚(V_{IN}):芯片电源电压端。该脚为集成电路内部的逻辑和模拟电路的电源电压。正常工作时, V_{IN} 应高于 12 V。当 V_{IN} 低于欠压锁定门限值时,芯片内的电路将不工作。该脚与 GND(信号地)之间应接一滤波电容。

16 脚(FREQ SET):振荡器频率设置端。该脚与地之间接有设置频率的电阻和电容,根据下列关系式调整振荡器的频率:

$$f = \frac{4}{R_{FREQ} C_{FREQ}} \quad (4-4-1)$$

17 脚(CLOCK/SYNC):双向时钟和同步端。作为输出,该端提供时钟信号,同时该脚又可作为外同步信号的输入端。在此端上需要接入一个电阻,以减小时钟脉冲宽度。

18 脚(SLOPE):设定斜坡斜率及斜率补偿端。从此端到 V_{CC} 端之间接一电阻,该电阻确定产生斜坡电压的电流。

19 脚(RAMP):斜坡电压端。该脚与 GND 之间接入一只电容器,斜坡电压的斜率为

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_{\text{取样}}}{R_{SLOPE} C_{RAMP}} \quad (4-4-2)$$

该脚为 PWM 比较器的输入端。由于斜坡输入和 PWM 比较器之间存在 1.3 V 偏移,因此,误差放大器输出电压不能超过斜坡峰值电压。用合适的 R_{SLOPE} 和 C_{RAMP} 值可以实现占空比的钳位。

2 脚(E/A OUT):误差放大器输出端。误差放大器输出电压低于 1 V 时为 0° 相移。该误差放大器输出驱动电流较小,驱动低阻抗源时可能过载。

3 脚(E/A(-)):误差放大器反相输入端。通常接到电源输出电压的电阻分压器上。

4 脚(E/A(+)):误差放大器同相输入端。通常接到基准电压。与 E/A(-) 端的取样电源输出电压相比较。

6 脚(SOFT-START):软启动设置端。当 V_{IN} 低于 UVLO 阈值时,软启动将维持低地位。当 V_{IN} 正常时,通过内部 9 μ A 电流源对电容充电,该脚电压上升到 4.8 V 左右。在发生电流过流时(C/S(+))端电压超过 2.5 V,软启动端将降到低电位。

5 脚(C/S(+)):电流取样端。过流比较器的同相输入端。过流比较器的反相输入端接至内部的 2.5 V 固定电压(从 V_{REF} 分压得到),当 C/S(+) 端电压超过 2.5 V 时,过流锁存器置位,所有输出关断,并且软启动过程开始。

8、9、13、14 脚($OUT_A \sim OUT_D$):输出端 $OUT_A \sim OUT_D$ 四个输出端分两组交替输出信号, OUT_A 和 OUT_B 用于驱动外部功率级一个半桥支路,并用时钟波形同步。 OUT_C 和 OUT_D 用于驱动与 OUT_A 、 OUT_B 具有一定相移的另一个半桥。四个输出端能提供 2 A 的推拉输出电流。

7 脚、15 脚(DELAY SET_{A-B}、DELAY SET_{C-D}):输出延迟控制端。调整该脚到地的电流值,可以设定输出级导通延迟时间。这个时间处在同一支路桥中一个开关关断和另一个开关导通之间,通常称为死区。死区时间提供外接功率开关发生谐振所需的时间,对两个半桥提供各自的延迟来适应谐振电容器充电电流的差别。

1脚(V_{REF}):电压基准。该脚提供内部准确的5 V基准电压,可以给外部电路提供60 mA的电流,并且有短路电流保护。

4.4.3 UC3879 移相式集成控制器

1. 引脚排列及功能

UC3879 移相谐振控制器采用 DIL-20, SOIC-20 及 CLCC-28 三种封装形式。下面以 DIL-20 为例进行介绍,其引脚排列如图 4.4.4 所示。

UC3879 移相谐振控制器引脚功能简介如下。

1脚(V_{REF}):精密5 V基准电压输出端。具有短路电流限幅功能。当 V_{IN} 上的电压低于欠压锁定阈值时,控制器被禁止,直到 V_{REF} 输出的电压达到4.75 V为止。实际应用当中,该端与GND引脚之间应接旁路电容。该电容的ESR和ESL应尽可能低,电容的取值为 $0.1\ \mu\text{F}$ 较合适。

2脚(COMP):误差放大器输出端。当误差放大器的输出电压低于0.9 V时,相移为零。

3脚(E/A(-)):误差放大器反相输入端。该端接电阻分压器,对变换器的输出电压进行检测。另外,在该端与COMP之间接环路补偿元件。

4脚(CS):电流检测信号输入端。该端为电流故障比较器的同相输入端。电流故障比较器的反相输入端接2.0~2.5 V的基准电压。当该端上的电压检测信号超过2.0 V,且误差放大器的输出电压信号超过RAMP上的电压信号时,移相限流比较器将对相移逐周进行限制。当该端上的电压检测信号超过2.5 V时,电流故障锁存器置位,控制器的输出端被强制关断,然后控制器进入软启动工作周期。如果该端上的电压固定为2.5 V时,控制器的输出端将停止输出并保持为低电平。在新的软启动工作周期以内,当CS引脚上的电压降至2.5 V以下时,在SS上的电压开始上升以前,输出端将从 0° 相移开始工作,但只有控制器进入稳定工作状态以后,才会向负载传输功率。

15脚和5脚(DELAY SET_{A-B} 和 DELAY SET_{C-D}): OUT_{A-D} 的延迟控制信号输入端。延迟时间应在同一桥臂中一只开关管关断以后,另一只开关端开通之间加入,为谐振创造条件。由于谐振电容的充电电流在不同半桥的开关工作中是不同的,因此相对应的延迟时间也是不同的。

6脚(SS):软启动信号输入端。该端与GND之间接软启动电容,用于设置软启动时间。只要 V_{IN} 上的电压低于欠压锁定阈值,则该端电压将维持在0 V左右。当 V_{IN} 和 V_{REF} 上的电压处于正常范围内时,该端电压将在内部 $9\ \mu\text{A}$ 电流源的作用下升至4.8 V。万一出现过流故障,如CS上的电压超过2.5 V,该端上的电压将被下拉至低电位,然后由零缓慢上升至4.8 V。如果故障发生在软启动周期内,输出端将立刻被禁止,而且在故障锁存器复位之前,软启动电容必

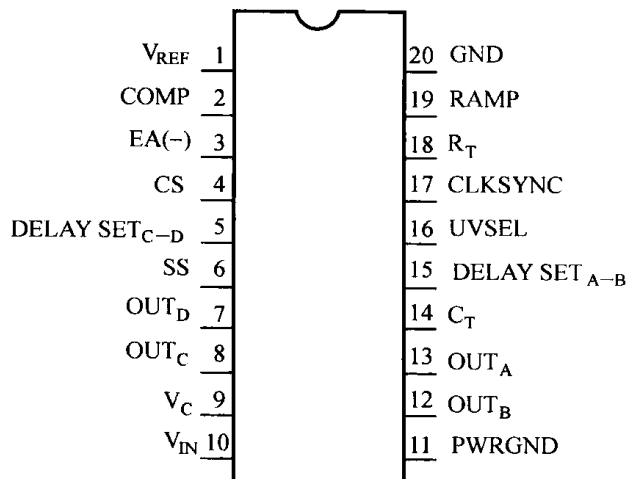


图 4.4.4 UC3879 引脚排列

须被充满。多只控制器并联运行时,可以共用一只软启动电容,但软启动电容的充电电流需要相应增加。

7、8、12、13 脚($\text{OUT}_{\text{A-D}}$):图腾柱式驱动输出端。该端最大驱动电流为 100 mA,可以驱动功率 MOSFET。输出对占空比的典型值为 50%。 OUT_{A} 、 OUT_{B} 用于驱动一侧半桥,并且与时钟信号同步; OUT_{C} 、 OUT_{D} 用于驱动另一侧半桥,其相位相对于 OUT_{A} 、 OUT_{B} 而言产生了移动。

9 脚(V_{C}):输出电路的电源输入端。向输出级及相关偏置电路供电。

10 脚(V_{IN}):控制器偏置电源输入端。该端主要向控制器内部的逻辑电路和模拟电路供电。偏置电压应在 12 V 以上。为了保证控制器可靠工作,只有在 V_{IN} 上的电压超过欠电压锁定上限阈值时,控制器才开始工作。该端与 GND 之间应接低 ESR 和低 ESL 的旁路电容。

11 脚(PWR GND):功率地。该端与 V_{C} 之间接陶瓷旁路电容。为抑制噪声,并最大限度地减小直流电压的跌落,功率地与信号地应单点相连。

14 脚(C_{T}):振荡器频率设置端。线性占空比取值范围的上限值由定时电阻 R_{T} 决定。定时电容 C_{T} 应采用低 ESL 和低 ESR 的高品质瓷片电容,其最小取值为 200 μF 。

16 脚(UVSEL):欠电压锁定阈值设置端。当该端与 V_{IN} 相连时,欠电压锁定阈值电压为 10.75 V,滞回电压为 1.5 V。当该端悬空时,欠电压锁定阈值电压为 15.25 V,滞回电压为 6.0 V。

17 脚(CLKSYNC):时钟信号输出端及同步信号输入端。该端是双向的,作为输出端时,该端可以输出时钟信号。作为输入端时,该端可以输入外部同步信号,可实现多只控制器同步工作。外部同步信号的频率应高于控制器的振荡频率。当多只控制器通过 CLKSYNC 相连时,将自动与振荡频率最高的控制器同步。另外,为提高该端驱动容性负载能力,可以增加接地电阻。

18 脚(R_{T}):时钟信号 / 同步信号占空比设置端。UC3879 的振荡器生成锯齿波,锯齿波的上升沿由定时电阻 R_{T} 和定时电容 C_{T} 组成的定时网络决定。在锯齿波上升沿过程中,调节器对占空比进行线性控制。当 COMP 上的电压超过振荡器的峰值电压时,占空比将跃升为 100%, R_{T} 的取值范围应在 2.5 ~ 100 $\text{k}\Omega$ 之间。

19 脚(RAMP):斜坡电压信号输入端。该端为 PWM 比较器的输入端,该端与 C_{T} 相连可实现电压模式控制。要实现电流模式控制,该端需与 CS 端及电流检测互感器相连。由 C_{T} 向该端输入一定的斜坡电压信号可实现斜率补偿。

20 脚(GND):信号地。布线时,定时电容、 V_{REF} 和 V_{IN} 的旁路电容都应尽可能安排在该端旁边。

2. 特点

- ① 输出导通电压延迟时间编程可控,可以实现零延迟时间。
- ② 电压模式控制或电流模式控制。
- ③ 实际开关频率可达 300 kHz。
- ④ 图腾柱式驱动输出电路,最大驱动电流为 100 mA。
- ⑤ 内置 10 MHz 误差放大器。
- ⑥ 欠压电压锁定功能编程可控。
- ⑦ 启动电流低,仅为 150 μA 。
- ⑧ 具有软启动控制功能。
- ⑨ 欠压锁定过程中,输出端保持低电平。

4.4.4 UC3879 与 UC3875 的比较

UC3879 作为 UC3875 的改进型,其工作原理与基本结构与 UC3875 是相同的,但在一些功能上进行了改进。二者的区别如表 4.4.2 所示。

表 4.4.2 UC3879 与 UC3875 的区别

功 能 特 点	UC3879	UC3875
欠电压锁定阈值	可选	固定(15.25 V/10.75 V)
偏置电流	27 mA(典型值)	45 mA(典型值)
振荡器工作频率	最高至 600 kHz	最高至 2 MHz
误差放大器	同相输入端内接 2.5 V 基准电源	同相输入端外接给定信号
逐周电流限幅	提供	未提供
延迟电路	可实现零延迟	最小延迟 60 ns
输出驱动电路	四路 100 mA 图腾柱式输出驱动电路	4 路 2 A 图腾柱式输出驱动电路

UC3875 系列控制器的欠电压锁定阈值是固定的,对于不同的欠电压锁定阈值,用户需要选用不同型号的控制器,灵活性较差。UC3879 对此进行了改进,增加了欠电压锁定阈值设置端,无须增加外接元件即可实现对欠电压锁定阈值的设定,灵活性大大提高。

与 UC3875 相比,UC3879 的偏置电流明显降低,由 45 mA 降至 27 mA。这样,控制器的最高工作频率得以降低,同时栅极驱动电路的结构也得到了调整。UC3879 减小了输出驱动电流,因此只能通过外接大电流驱动器对开关管进行驱动,不再具有直接驱动开关管的能力。

UC3879 的振荡器电路部分进行了全新的设计,其噪声抑制能力、温度稳定性及线性度大大提高。由于定时电容的充电电流是固定的,因此振荡器锯齿波上升斜率的线性度非常好。为了提供电压模式控制所需的斜坡信号,需要对定时电容上的电压进行控制。另外,在峰值电流模式控制下,不能通过定时电容上的电压信号实现斜率补偿。

UC3879 和 UC3875 中误差放大器的带宽都是 10 MHz。在 UC3879 中,误差放大器的同相输入端与控制器内部的 2.5 V 基准电压相连;而在 UC3875 中,该端则需要外接给定信号。如果变换器的输出电压固定,使用 UC3879 就比较方便,原因是无须增加外接元件生成外界给定信号。相反,如果要求变换器的输出电压可变,则必须考虑采用专门的方法及更多的元件才能生成反馈变压器所需的基准信号。

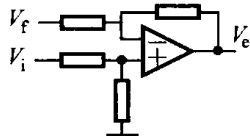
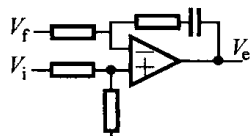
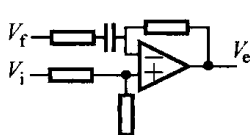
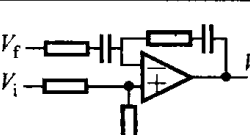
在 UC3879 中新增的一项是逐周电流限幅功能,UC3875 不具备此项功能。这样,在过载状态下,UC3879 能够对一侧开关管提供准确的逐周电流保护。一旦电流检测信号超过 2 V 的基准电压值,逐周电流限幅电路中的快速比较器将中止驱动输出脉冲信号。该保护称为第一级过载保护,主要是对功率级的最大输出功率进行限制。

4.5 集成控制器中的误差放大器

在每个集成控制器的内部都有一个或两个误差放大器,误差放大器的同相输入端、反向输入端以及输出端都通过管脚引出。通常同相端接基准电压,反向端接输出反馈电压,在输出端和反向端接入反馈网络。电源系统的稳定性、静态时的输出电压精度、受到扰动时动态过程中

的性能等指标取决于误差放大器和反馈电路。反馈网络的主要形式有比例、积分、微分及其组合,如表 4.5.1 所示。

表 4.5.1 误差放大器的类型和性能

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		$K_p(1 + 1/\tau s)$	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		$K_p s(1 + \tau s)$	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		$\frac{K_p(1 + \tau_1 s)}{1 + \tau_2 s}$	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

1. 比例环节(P)

该环节按比例反映输出电压的偏差,直接将误差信号放大或缩小,因此将比例环节参数增大可以提高输出电压响应速度并且减小稳态误差。

2. 积分环节(I)

该环节将误差不断进行累积,使系统消除稳态误差,提高无差度。积分作用的强弱取决于积分时间常数 τ , τ 越小,积分作用就越强;反之, τ 大,则积分作用弱。加入积分调节可使系统稳定性下降,动态响应变慢。

3. 微分环节(D)

该环节是一个超前环节,微分作用反映系统偏差信号的变化率,具有预见性,能预见输出电压偏差变化的趋势,因此能产生超前的控制作用,在偏差还没有形成之前,已被微分调节作用消除。因此,可以改善电源的动态性能。在微分时间选择合适情况下,可以减少超调,减少调节时间。微分作用对噪声干扰有放大作用,因此过强的微分调节,对系统抗干扰不利。此外,微分反应的是变化率,而当输入没有变化时,微分作用输出为 0。

在实际应用中,将比例、积分、微分环节相结合,组成 PI、PD 或 PID 调节器。在电源系统中,最常用的是 PI 控制。P、I 参数对电源的性能指标起决定性的作用,应根据具体情况选择合适的 P、I 参数。在参数的选择中,快速性和稳定性总是一对矛盾。对比例系数来说,在增大比例系数

的同时,系统的稳定性逐渐减低,系统将会出现超调、振荡,甚至不稳定。因此,合适的比例增益是在快速性和稳定性之间进行折中取得的。对积分系数来说,积分作用越强,稳态误差消除也越快,但是带来的问题是容易产生积分饱和现象,带来大的超调并延缓了系统进入稳态的速度,因此这又是一个矛盾,因此也必须合理选取。在实际中,可能要反复调整 P、I 参数,直到电源的性能指标满足要求为止。

4.6 数字控制技术

4.6.1 数字控制概述

模拟控制电路存在控制精度低、动态响应慢、参数整定不方便、温度漂移严重、容易老化等缺点。专用模拟集成控制芯片的出现,大大简化了电力电子电路的控制线路,提高了控制信号的开关频率,只需外接若干阻容元件即可构成具有校正环节的模拟调节器,提高了电路的可靠性。但是,也正是阻容元件的存在,使得模拟控制电路的固有缺陷,如元件参数的精度和一致性、元件老化等问题仍然存在。此外,模拟集成控制芯片还存在功耗较大、集成度低、控制不够灵活、通用性不强等问题。

随着微处理器和数字信号处理器(DSP)的发展,数字控制器在开关电源中的应用越来越广泛。和模拟控制器相比,数字控制器有许多优点:实现计算功能更容易,对控制系统参数的修改更灵活,对噪声和外部影响的敏感程度更低等。

用数字化方法代替模拟控制,可以消除温度漂移等常规模拟调节器难以克服的缺点,有利于参数整定和变参数调节,便于通过程序软件的改变调整控制方案和实现多种新型控制策略,同时可减少元器件的数目、简化硬件结构,提高系统的可靠性。此外,还可以实现运行数据的自动储存和故障自动诊断,有助于实现电力电子装置运行的智能化。

单片机控制克服了模拟电路的固有缺陷,通过数字化的控制方法,得到高精度和高稳定度的控制特性,并可实现灵活多样的控制功能。但是,单片机的工作频率与控制精度是一对矛盾,随着开关频率的提高,常用的数字控制技术已逐渐不能满足开关电源在电能转换效率、静态及动态响应特性、复杂度、尺寸、重量及成本等方面的技术要求,从而降低了高频开关电源数字控制器的性能价格比。而且,处理速度也很难满足高频电路的要求,这就使人们不得不转而寻求功能更强的芯片,于是,DSP 应运而生。

4.6.2 单片机在电源中的应用

1. 控制

- ① 直接产生 PWM 控制信号;
- ② 通过 D/A 转换器输出模拟电压信号作为设置参考电压;
- ③ 通过单片机发出指令,控制电源的开机、关机;
- ④ 按照设定的规律实现输出电压的程控;
- ⑤ 实现 PID 控制以及其他的先进的控制算法等。

2. 监测

目前,单片机在许多电源设计中的作用主要是监测。许多单片机都有片上 A/D 转换器

(ADC) 和模拟比较器。因此,单片机在监测输入电压、输入电流、输出电压、输出电流和温度等信号方面是理想之选。

除此之外,单片机还可以完成如下功能:

① 智能故障检测等。对于故障情况可以分类进行处理。短暂的过流及其他非关键故障可能只需要设置一个标志就可以了;而过热的故障则可能需要关闭电源,直到故障排除为止。在某个时间段内如果有太多的故障,单片机就可以永久关断电源。

② 复杂的计算测量,如功率的实时计算。在模拟系统中确定功率值需要进行复杂的模拟计算,但对于单片机来说,输入功率、输出功率、效率及功率损失等参数都可以计算。

③ 故障预测。将工作电流实时与历史数据进行比较,便可判断导致电源故障的条件。电源本身具备预测自己故障的能力,可以节约成本并提供更高的可靠性。

3. 判断

该应用为电源设计增加了更大的灵活性、更多功能和保护能力。

① 实现软启动和欠压锁定。锁定电压和软启动斜坡速率都是可编程的,并且不依赖于模拟器件。

② 上电顺序。可以编程让电源监测另一个电压,直到被监测的电压达到设定值时再启动。可能还会有这样的情况,两个电压必须成比例上升,或者彼此跟随变化。所有这些功能只需修改软件就可以实现,而不必对硬件作更改。

③ 根据温度来调整电流限制。这样,就可以利用器件的温度降额参数来保证可靠运行。

④ 实现器件补偿,从而提高其精度。许多数据手册都给出了参数随温度的变化而变化的情况。利用这些数据就可以实现温度补偿。就可以使用成本更低的器件,并根据温度对结果进行补偿。

⑤ 自校准电源,使其在输出端提供已知的电压,输出电压通过电压反馈电路进行检测并存储。这样,就可以消除电压反馈电阻的误差,从而可以使用低成本电阻,却不会影响精度。

4. 通信

由以上分析可见,大量电源参数都可以通过小型廉价的单片机进行监测和控制,同时这些参数需要存储和获取,这也正体现了电源通信的重要性。

有多种电源通信的方式,从最简单的跳线或开关设置,直到复杂协议(如以太网)。简单的通信可用于设置参数,如输出电压或工作模式。较复杂的协议则可支持对电源进行更复杂、更全面的控制和监测。

电源通信中真正的价值在于远程通信。对于位于远程的电信和服务器电源,这一点极为重要。这一远程监控能力还允许操作员提高系统的可靠性。

允许操作员根据预计的负载情况调整电压和电流限制。与此同时,使用冗余电源可进一步提高可靠性和正常工作时间。一旦电源接收到表示故障发生的信号,就可以通知操作员,关断故障电源并激活备用电源。这一过程也可以进行自动化操作,出现故障的电源可以根据设定的条件自动激活并切换到备用电源。

电源通信并不仅仅用于监测和设置工作参数。许多单片机都有片上 EEPROM 来存储生产信息等数据。一旦器件故障发生,设备操作员可容易地判断影响到哪些电源。同时,还可以存

储维修历史。这样就可以保证电源的生产数据、维修历史以及运行信息始终都在手边,保存最新信息。

对于前面列出的可利用单片机实现的丰富任务,目前普遍存在一种误解。设计人员可能认为这些任务必须使用高端单片机或数字信号处理器才能实现。实际上,几乎所有任务都可以方便地利用低成本8位单片机实现。此外,采用单片机的这种设计并非是要取代现有模拟功能,而是作为模拟系统的一种补充,为整个电源系统提供只有数字单片机才能提供的灵活性和处理能力。

4.6.3 单片机的控制方式

单片机控制开关电源,单从对电源输出的控制来说,可以有以下几种控制方式。

① 单片机输出一个电压(经D/A芯片或PWM方式),用做电源的基准电压。这种方式仅仅是用单片机代替了原来的基准电压,可以用按键输入电源的输出电压值,单片机并没有加入电源的反馈环,电源电路并没有什么改动。这种方式最简单。

② 单片机扩展A/D转换器,不断检测电源的输出电压,根据电源输出电压与设定值之差,调整D/A转换器的输出,控制PWM芯片而间接控制电源的工作。这种方式单片机已加入到电源的反馈环中,代替原来的比较放大环节,单片机的程序要采用比较复杂的PID算法。

③ 用单片机完成所有的控制功能。单片机扩展A/D转换器,不断检测电源的输出电压,根据电源输出电压与设定值之差进行误差的控制算法,输出PWM波形,直接控制电源的工作。这种方式单片机介入电源工作最多。

第三种方式是最彻底的单片机控制开关电源,优点是设计的弹性好,但对单片机的要求也最高,要求单片机运算速度快,而且能够输出足够高频率的PWM波。DSP类单片机速度足够高,但目前价格也很高,从成本考虑,占电源成本的比例太大,不宜采用。这样的单片机显然价格也高。

前两种控制方式是单片机与专用的集成控制芯片结合的方式。在这两种方式中,单片机用来实现友好的人机接口界面,通过按键实现输出电压按设定的步长使输出电压增减;实现电压电流等主要参数的LED、LCD的显示;输出电压的程控;通信与远控功能;自检与诊断。而集成控制芯片产生PWM波形。

前两种控制方式,通过单片机输出控制PWM芯片,间接控制电源的工作,对单片机没有速度很高的要求,51系列单片机已可胜任。而51系列单片机的价格比较低,不会增加电源的成本,因此这种控制方式具有实用性和经济性。

从以上分析看出,完全用单片机控制开关电源的缺点在于动态响应不够,成本较高,优点是设计的弹性好,如保护和通信。而最佳的控制方式是单片机和PWM芯片相结合,现在的一般单片机的PWM输出的频率普遍还不是太高,若频率太高,想要实现单周期控制就很难。所以单片机可以完成一些弹性的模拟给定等,其他工作由PWM芯片完成,这样不但价格低,而且容易实现单周期电流检测等保护功能。

这种设计的优点在于电源本身的控制仍然使用模拟技术来实现。因此,电源设计人员不需要从头重新开始全数字设计就可以为现有设计增加新的功能。采用这种方法,设计中仍然使用熟悉的误差放大器、电流检测以及电压检测电路。当然,尽管有些设计单元(如补偿网络)仍然采用分立器件实现,但其余部分则由单片机来控制。

设计与思考四

- 4.1 电力电子变换器控制系统的基本功能是什么?
- 4.2 PWM 集成控制芯片一般由哪几部分组成?
- 4.3 采用 SG3525 集成控制器作为单端反激式直流变换器的控制电路,画出该变换器的总电路图。
- 4.4 一般情况下,PWM 控制和 PFM 控制各在什么场合下使用?
- 4.5 电流型 PWM 控制有哪些主要优点?
- 4.6 集成控制器内部的误差放大器有什么作用?如何连接?
- 4.7 误差放大器中,比例积分微分的作用是什么?如何正确选择误差放大器的参数?
- 4.8 采用数字控制有什么优点?
- 4.9 单片机在电力电子电路的控制中可以起哪些作用?
- 4.10 单片机在开关电源的控制中有哪几种控制方式?各有什么优缺点?

第 5 章 开关电源中的其他功能电路设计

实际的电力电子变换器是一个由多个子系统和很多元器件构成的复杂系统。为了提高系统的可靠性和实用性,除了主电路、控制电路、驱动电路外,通常还应包括过流、过压、过热保护电路和输入软启动电路及输入电压的检测电路等。此外,在开关电源的设计中,还要注意效率和电磁兼容性问题。

5.1 输入软启动电路

开关电源的输入整流电路,将市电网电压变换成直流,大都采用二极管整流加上大容量电容滤波的形式。在电源合闸接通交流输入电压瞬间,由于输入电压高、输入电容大且电容器上的初始电压为零,会形成非常大的浪涌冲击电流,可达正常工作电流的数十倍甚至上百倍,如此大的冲击电流,往往会导致输入熔断器烧断,烧坏开关触点,空气开关跳闸;在浪涌电流出现时所产生的干扰会给其他相邻的用电设备带来妨碍;就电容器和整流电路本身而言,多次反复的大电流冲击,性能将会逐渐劣化,甚至损坏输入整流二极管。总之,合闸浪涌电流会引起一系列可靠性方面的问题,使开关电源无法正常投入运行。因此,输入电压的缓慢启动是非常必要的。这种缓慢启动称为软启动,或称为柔性启动。

输入软启动电路一般应满足消耗功率小、体积重量小、工作可靠等要求。

限制合闸浪涌电流的方法就是在输入整流回路中串入限流电阻。显然,限流电阻只是在合闸瞬间才是必要的,一旦电源正常工作后,限流电阻上的功耗将无法承受,而且也完全没有必要,因此必须在主回路向负载提供功率前将限流电阻短接。

短接限流电阻的方法有无触点和有触点两种类型。

5.1.1 由晶闸管组成的输入软启动电路

图 5.1.1 所示的为由晶闸管和电阻组成的防冲击电流软启动电路。在输入电源接通瞬间,输入电压经整流桥和限流电阻对电容充电,当电容器充电到约 80% 的额定电压时,变换器开始工作,主变压器的辅助绕组产生晶闸管的触发信号,晶闸管导通并短接限流电阻,开关电源开始正常工作。

5.1.2 由继电器组成的输入软启动电路

图 5.1.2 所示的为由继电器延迟和电阻组成的防冲击电流软启动电路。在输入电源接通瞬间,输入电压经整流桥和限流电阻对电容充电。在电源接通后,辅助电源经电阻对并联于继电器的电容器充电,当电容上的电压达到继电器的动作电压时, K_1 动作,其触点闭合使限流电阻短路,电源进入正常工作状态。限流延迟时间取决于时间常数 R_2C_3 ,延迟时间通常取为 0.5 ~ 1 s,如果延迟时间过长,电阻则可能会因负荷时间长而烧毁。

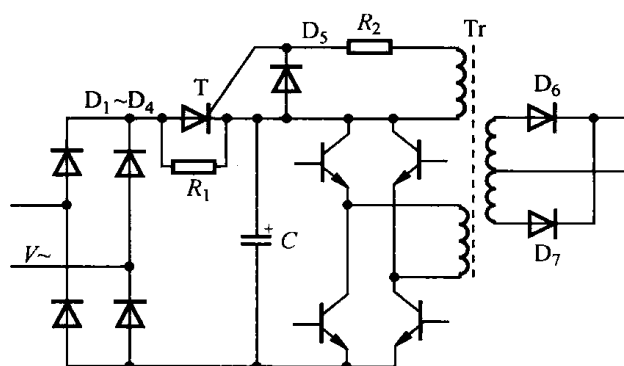


图 5.1.1 由晶闸管组成的输入软启动电路

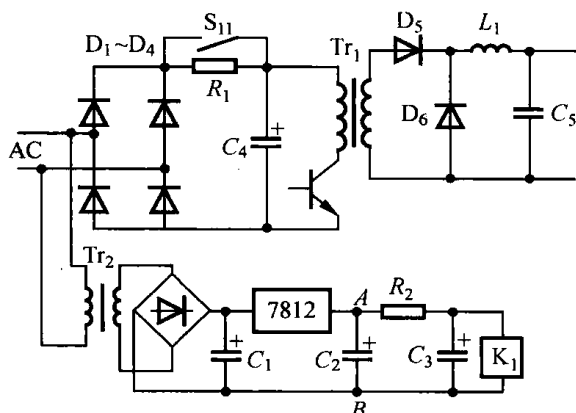


图 5.1.2 由继电器组成的输入软启动电路

可以采用时基电路 555 定时延迟来替代 RC 延迟电路,其他电路结构不变,如图 5.1.3 所示,由于加入了电流放大器,这种电路继电器的动作更加可靠。

图 5.1.4 所示的是采用继电器的另一种软启动电路。继电器线包直接接在主电路中,合闸时电容通过限流电阻 R 充电,充电电流被限制,当电容 C 上电压达到设定值或者电容 C_1 上的电压达到继电器 J 的吸合电压时,继电器触点吸合,限流电阻 R 被短接。

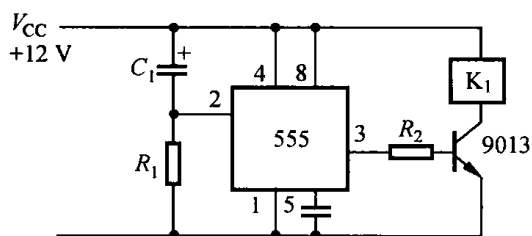


图 5.1.3 555 构成的延迟电路

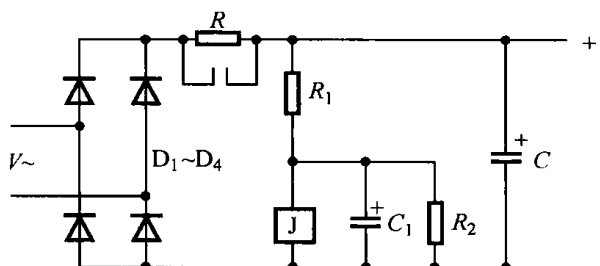


图 5.1.4 接在直流主电路中的软启动电路

5.2 电流信号的取样检测电路

在直流开关电源中,需要进行电流信号的检测以完成以下功能。

① 保护功能。工作环境、使用条件、外界干扰、人为操作失误等原因,容易引起过流与短路现象,如果不能及时检测并加以处理,则会造成器件损坏,电源整机崩溃。

② 控制功能。有的电源需要进行电流调节或实现恒流。

③ 指示功能。用于输入、输出电流的指示。

根据需要,可以检测主电路中任意处的电流信号。常用的检测电流包括直流输入母线电流、开关管发射极电流、输出电流、变压器初级电流等。

5.2.1 电流信号取样的基本模式

电流信号取样的基本模式有峰值电流检测模式和平均电流检测模式。峰值电流检测模式的反应速度快,动态响应好,但抗干扰性差。平均电流检测模式的抗干扰性好,电流控制精度高,但动态响应速度不如峰值电流检测模式的。峰值电流检测模式多用于过流保护和短路保护,平均电流检测模式主要用于恒流控制和电流指示。

5.2.2 电流信号取样的主要方法

电流信号取样的主要方法有电阻取样、霍尔元件取样、电流互感器取样。

1. 电阻取样

将适当阻值和功率的电阻串联在需检测的电路中,阻值与功率应与所检测的电流和控制电路匹配。电阻取样只适用于小电流信号的检测,这种方法的优点是,电路简单、可靠、不失真、速度快;缺点是产生附加功率损耗,阻值会随温度变化而变化,使检测精度不高,取样电路与控制电路不隔离。

分流器取样是电阻取样的特例。分流器为标准化的产品,在最大额定电流时,分流器的压降一般为75 mV。由于分流器的压降只有几十毫伏,通常需用比较精密的放大器对取样信号进行放大。选用分流器时应与实际的检测电流相匹配。

2. 霍尔元件取样

霍尔元件利用初级电流所产生的磁场随时对通过一个次级线圈所产生的磁场进行补偿,使霍尔元件始终在零磁通的条件下工作。其检测电路如图5.2.1所示。如果初级电流 I_p 增大,则 I_p 所产生的磁场 H_p 增大,霍尔传感器的输出也增大,经放大器放大使 I_s 增大,次级线圈产生的磁场 H_s 增大,最终使 H_p 与 H_s 平衡。因此,只要知道次级线圈的小电流 I_s ,就能知道初级线圈中的大电流。图中, R_M 为外接检测电阻,阻值应与后续控制电路的电平相匹配,同时要注意霍尔元件的产品规格及标示的初、次级电流比。霍尔电流传感器可以进行交流和直流电流的测量,应根据不同的使用条件选取不同规格型号的霍尔元件。霍尔元件的优点是电流检测精度高、抗干扰性好,但有微秒级的延迟,且价格较贵。

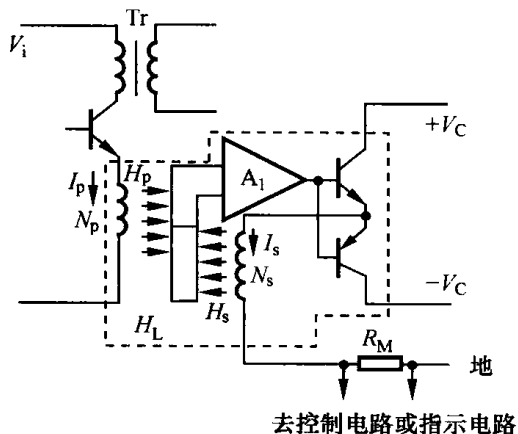


图 5.2.1 霍尔电流传感器检测电路

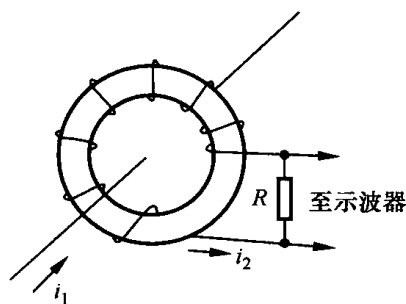


图 5.2.2 电流互感器取样示意图

3. 电流互感器取样

电流互感器取样如图5.2.2所示。

电流互感器检测电流的原理是将需检测的电流母线穿过电流互感器的磁环中心孔,根据电磁感应原理,次级电流与被检测电流按匝数比成比例,通过取样电阻转换成电压,作为电流的控制与保护信号。

取样信号大小为

$$V_s = i_s R_M = i_p R_M / N_s \quad (5-2-1)$$

式中, N_s 为互感器的绕组匝数。 N_s 根据后续控制电路的匹配需要而定。

经电流互感器检测后的电流一般要通过整流变成单极性后才能使用,这是由于主电路电流会有尖峰,这个尖峰可能比电路中的实际电流要高;否则就会造成误控制和误保护,所以对尖峰进行处理。处理的方法:可以加一级 RC 滤波电路,RC 的参数以不影响正常斜波电流为宜,如图 5.2.3 所示。

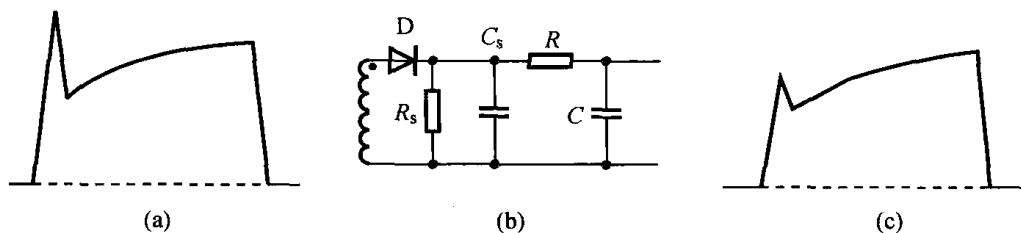


图 5.2.3 电流取样信号的处理

电流互感器具有功耗小、频带宽、信号还原性好、主电路与控制电路电气上隔离、价格便宜、可自制等优点,适用于无直流分量的电流取样检测。

5.3 开关电源的保护电路

5.3.1 输入电压的检测与保护电路

1. 输入过压、欠压保护电路

输入交流电压在一定的范围内时开关电源才能正常工作,输入电源电压过高或过低都可能使电源工作异常甚至引起故障。过高的输入电压可能导致开关管的过压击穿,过低的输入电压可能使开关管的电流超出正常使用规定的额定值,造成器件的过应力损坏。同时,输入电压的不正常还会引起控制电路工作不稳定,使电源的电气性能指标不能满足要求,甚至造成不可预料的后果。因此,必须对电源正常工作的输入电压最大值和最小值加以限制,采用过压、欠压保护电路可以提高电源的可靠性和安全性。

图 5.3.1 所示的是采用四比较器 LM339 构成的输入过压、欠压检测及保护电路。取样电压可以直接取自控制电路辅助电源稳压前的直流电压,它反映了输入电网电压的变化。

比较器共用一个基准电压, A_{11} 为欠压比较器, A_{12} 为过压比较器,调整电位器 R_{P1} 可以调节过、欠压的动作阈值。比较器输出端并联,无论是过压还是欠压发生时,比较器输出低电平,输出至 PWM 产生电路(或 PWM 控制芯片),使控制电路无 PWM 信号输出,电源停止工作,实现保护。如果 PWM 产生电路需要高电平封锁信号,只需将电路稍加改动即可。

2. 输入缺相保护电路

开关电源工作时,由于电网自身原因或电源输入接线不可靠,会出现缺相运行的状态,且缺相运行不易被及时发现。当电源缺相运行时,整流桥某一桥臂无电流,而其他桥臂会严重过流,这可能会导致整流桥损坏;同时在缺相运行时,电源输出低频纹波加大。因此,必须对缺相

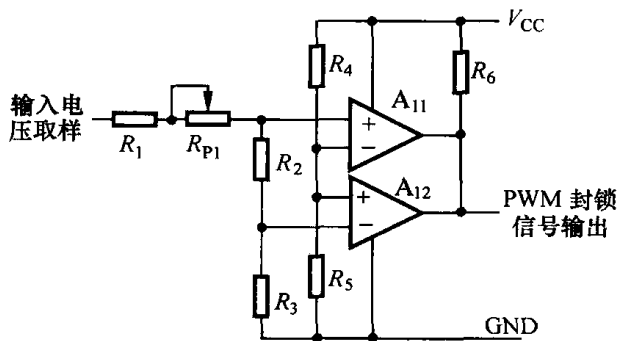


图 5.3.1 输入过压、欠压检测及保护电路

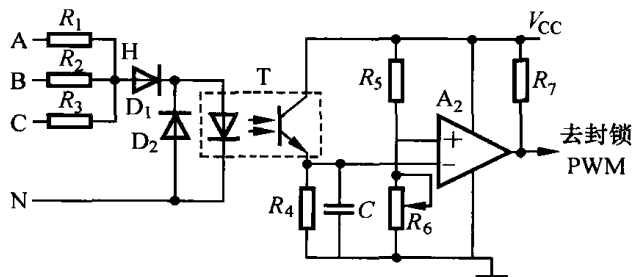


图 5.3.2 三相四线输入的缺相保护电路

状态进行检测,当缺相发生时,输出保护信号使电源停止工作。

检测电网缺相通常采用电流互感器及电源缺相检测电路。由于电流互感器成本高、体积大,而且后续同样需要进行信号的变换与处理,所以开关电源一般采用缺相检测保护电路。

图 5.3.2 所示的是一种适用于三相四线输入的缺相保护电路。当输入三相电压平衡时, $R_1 \sim R_3$ 结点 H 电位很低,光耦输入二极管截止,输出为低电平;当发生缺相时,H 点电位升高,光耦输入二极管导通,光耦输出为高电平,经比较器进行比较,输出低电平,输出至 PWM 产生电路(或 PWM 控制芯片),使控制电路无 PWM 信号输出,电源停止工作,实现保护。调节比较器的基准电压,就可以调节缺相保护动作的阈值。

图 5.3.3 所示的是一种适用于三相三线输入的缺相保护电路。当 A、B、C 三相缺任何一相时,至少有一个光耦输入二极管截止,相应的比较器的正输入端为低电平,比较器输出为低电平,去封锁 PWM 信号,关闭电源。这种缺相保护电路采用光电耦合器隔离强电,安全可靠。调节 R_{P1} 、 R_{P2} ,就可以调节缺相保护动作的阈值。

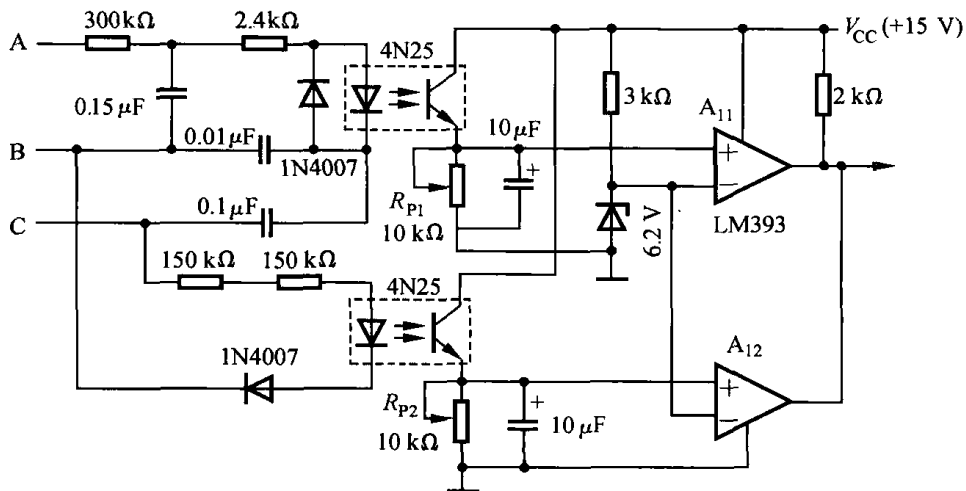


图 5.3.3 三相三线输入的缺相保护电路

5.3.2 过流保护电路

过流保护是开关电源中最基本、最有效的保护措施。当输出端负载超过额定负载、输出端短路甚至电源内部故障时,都表现为过流。过流信号检测点的电流可以是开关管的集电极电流、输出电流以及直流母线电流等,可根据具体的使用环境和要求设置,在有些要求高的使用

场合,可以设置多级、多重保护。

过流保护的核心是功率开关管,因为开关管是整个电源系统中最昂贵的器件,也是最容易损坏的器件。过流保护电路必须反应迅速,因为短暂的过流都会损坏功率开关管。同时过流保护点必须设置合理,相对于开关管的最大允许电流,应留有足够的裕量。

过流保护常用的方式是切断式保护,如图 5.3.4 所示。电流检测电路检测电流信号,经 I/V 转换电路转换成电压信号,再经比较电路进行比较。当电流达到设定值时,信号电压大于或等于设定电压,比较电路产生输出触发状态保持器件,使控制电路停止输出,电源停止工作。电源停止工作后,通常不能自行恢复,必须改变状态保持元件或电路的状态,亦即必须重新启动电源才能恢复正常输出。

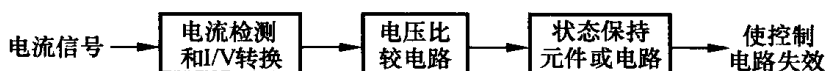


图 5.3.4 切断式保护

另一种过流保护方式是限流式保护,如图 5.3.5 所示。它和切断式保护的差别是电压比较电路的输出不是去触发状态保持器件,而是取代误差放大器控制 V/W 电路的输出脉冲宽度。当负载电流达到设定值时,保护电路工作,使控制电路输出脉冲变窄,电源输出电压下降,以维持输出电流在设定范围内,直到负载短接,控制电路将输出最小脉宽,输出电流始终被限制在设定值,只有一点增加。限流式保护电路动作使电源由恒压源变成恒流源工作状态。限流式保护具有电流下垂特性,故障解除后电源能自动恢复工作。

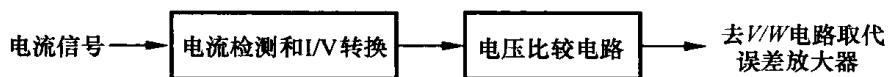


图 5.3.5 限流式保护

切断式保护和限流式保护的电源外特性如图 5.3.6 所示。

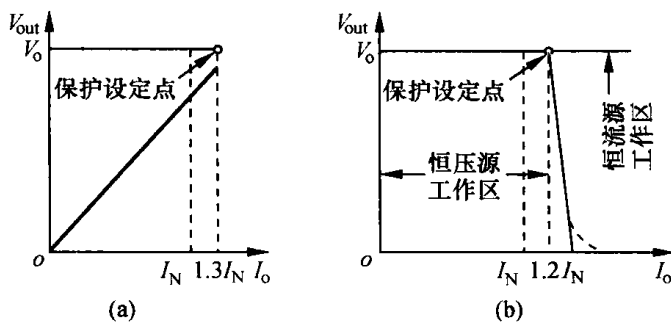


图 5.3.6 电源的输出特性

(a) 切断式保护; (b) 限流式保护

图 5.3.7 所示的是一种限流式保护电路。电流取样信号经变换后接到外部误差放大器的反向端,误差放大器的同向端接反映限流大小的参考电压,误差放大器的输出通过二极管接至 PWM 控制芯片内的误差放大器的输出端。当输出电流超过电流限定值时,外部误差放大器就会控制 PWM 芯片的占空比,使输出电流保持在限定值。由于 D_2 的存在,当输出电流低于限流值时,该部分电路对占空比的控制不起作用。改变外部误差放大器同向端的参考电压值就可以改变限流值的大小。

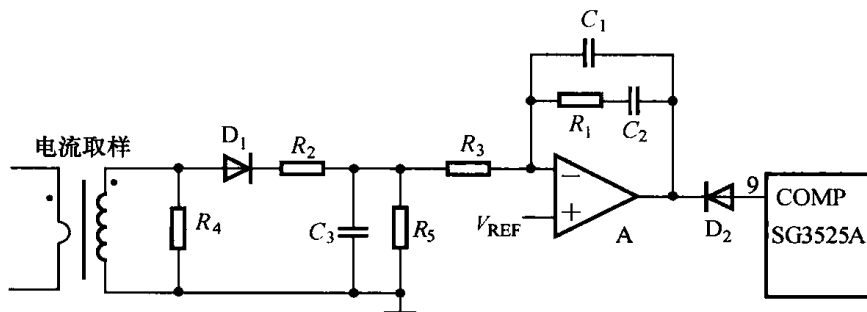


图 5.3.7 限流式保护电路

5.3.3 过热保护电路

在开关电源工作时,大功率开关管、输入整流桥、输出整流二极管等功率器件产生开关损耗和通态损耗,这些损耗转变成热量,使器件的温度升高。研究表明,电子器件温度每升高 2°C ,可靠性指标下降约 10% ,温升 50°C 时的器件寿命只有温度 25°C 时的 $1/6$ 。随着温度的升高,器件容许承受的电压、电流应力也相应下降。所以,这些功率器件必须安装在散热器上,并采取相应的散热措施,使器件的温度保持在正常的范围内。为了避免器件过热而造成损坏,必须对温度进行检测。

用于温度检测的器件有热敏电阻、温度继电器开关、温敏半导体等。

图 5.3.8 所示的为采用热敏电阻的过热检测与保护电路。热敏电阻 R_T 接在比较器同相输入端下面。 R_T 为负温度系数的热敏电阻,温度升高时 R_T 阻值下降,适当选择 R_T 的阻值,在温度达到设定的阈值时,使比较器输出低电平。由于热敏电阻温度特性的差异、安装位置等因素的影响,过热保护的动作阈值应根据实际使用条件来进行整定。动作阈值设置太低,会出现频繁保护,没有充分利用开关器件的潜力;动作阈值设置太高,功率器件损坏的危险性变大。因此,应反复试验,最终确定一个安全、合理的过热保护温度阈值。

热敏电阻的安装方法为:在与功率器件靠近的散热器上,打一个与热敏电阻尺寸相仿的孔,在孔中滴入导热胶液,将热敏电阻长度的 $2/3$ 插入孔中,以保证热敏电阻快速感受到散热器的实际温度。

图 5.3.9 所示的为采用温度继电器的过热检测与保护电路。采用常开型的温度继电器,当达到动作温度时,温度开关闭合,比较器输出低电平。

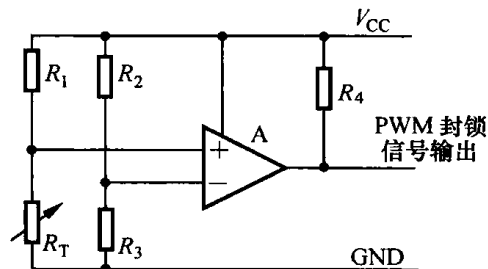


图 5.3.8 采用热敏电阻的过热检测与保护电路

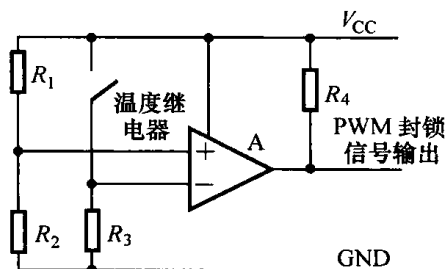


图 5.3.9 采用温度继电器的过热检测与保护电路

温度继电器有常开型和常闭型两种,并有各种不同的动作阈值,应根据实际需要及安装位置等情况进行选用。

5.4 提高开关稳压电源效率的途径

5.4.1 开关电源效率降低的原因

定义 效率是电源输出总功率除以输入总功率,用公式表示就是

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (5-4-1)$$

一般认为,开关电源的效率、损耗低,然而,这种损耗在很多情况下不能忽略,它是实现开关电源高频化、小型化的障碍。在特定的功率等级下,效率的高低可以直接反映电源内部损耗的大小,损耗引起的发热量是决定电源工作可靠性的重要参数。提高效率是提高电源装置可靠性的最有效方法。

提高开关电源的效率,首先要找到使效率降低的原因,然后采取针对性的措施来提高效率。效率降低的主要原因如下。

1. 开关管的驱动电路设计不合理

- ① 驱动电压不够,驱动功率不足,开关管导通不够迅速,产生的开通损耗过大;
- ② 驱动波形上升沿不陡,导通延迟时间过长,开通损耗加大;
- ③ 对于 IGBT、MOSFET 等电压型驱动的开关器件,栅极驱动电阻偏大,使开通、关断时间变长,相应的开通、关断损耗增大;
- ④ 栅极驱动没有反偏电压,使开关管关断不够迅速,关断损耗增大;
- ⑤ 对于大功率晶体管等电流型驱动的开关器件,驱动不足,使晶体管开通后没有进入饱和区,通态损耗大;过驱动时,驱动电路本身功耗加大,同时使晶体管脱离饱和区的时间变长,损耗变大。

2. 高频变压器设计不佳

- ① 变压器出现饱和。在单端变换器中,磁通没有完全复位;在双端变换器中,由于驱动参数不对称、开关管参数不一致,变压器正、负伏秒面积不相等,出现直流偏磁;设计变压器时,磁感应强度取值过高,由于温度升高时饱和磁通密度下降,工作点进入饱和区。变压器出现饱和时,流过回路和开关管的电流增大,造成损耗增加。
- ② 变压器漏感大,不仅形成漏感压降损耗,而且在开关管关断时,开关管的电压上升速度变快,电压也高,增加了开关管的关断损耗。
- ③ 绕组和磁芯选择不当,例如,绕组漆包线线径过细、磁芯过小等,引起铜损和铁损增加。

3. 吸收电路的形式和参数选取不当

吸收电路的形式和参数选取不当,使吸收电路的损耗增加。不同的变换器主电路结构,不同的输出功率,吸收电路的电路形式和参数应不同。

4. 整流器件选取不当

- ① 整流二极管压降太大,引起损耗增加,特别是在输出低电压、大电流的情况下,整流二极管的损耗所占的比例更大;

② 整流二极管反向恢复时间过长,引起损耗增加。

5. 电感设计不当

电感设计不当将引起损耗增加。这主要包括:

- ① 电感量设计不合适;
- ② 电感本身绕组和磁芯损耗大。

6. 开关管选择不当

- ① 开关管的通态压降大,导通损耗增加。
- ② 开关管的开通、关断特性不良,造成开通、关断损耗增加。
- ③ 开关管的寄生二极管反向恢复时间长,损耗增加。

7. 主电路形式选取不当,控制方式不合适

由于主电路形式选取不当,控制方式不合适,在采用硬开关 PWM 控制技术时,开关管开关损耗大。

8. 其他原因引起的损耗增加

- ① 辅助电源的功耗大,效率低;
- ② 控制电路产生异常振荡,消耗功率大;
- ③ 输出端所接假负载消耗功率大;
- ④ 其他器件选取不当造成功耗大。

图 5.4.1 直观地说明了影响开关电源效率的主要因素。

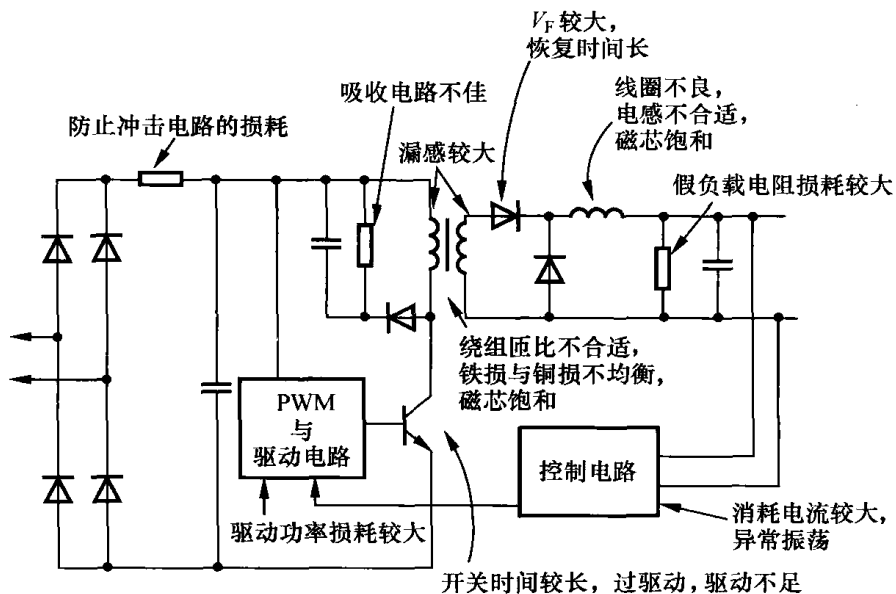


图 5.4.1 影响开关电源效率的主要因素

5.4.2 提高开关电源效率的主要措施

在考虑开关电源的效率时,以下观点对提高电源的效率是有帮助的:

① 如果电源的输出电压小于 5 V, 则输出整流二极管的损耗与输出功率成正比(由于二极管的通态压降几乎不变);

② 如果输出功率很小(小于 2 W), 则控制电路和驱动电路的损耗对电源的效率将起决定性的作用;

③ 要获得更高的效率往往需要体积更大的磁性元件;

④ 在输入/输出都是高压的变换器中, 可以获得更高的效率, 因为在相同的功率等级下, 输入/输出电流小, 在整流二极管、变压器上的损耗小。

提高开关电源效率的主要措施如下。

1. 采用合适的主电路结构和控制方式

一般来说, 硬开关 PWM 变换器开关管的开通和关断损耗大、效率低, 而软开关变换技术则极大地降低了开关管的开关损耗, 提高了效率。应根据电源的技术指标选择不同的软开关变换主电路结构, 小功率的电源选择单管变换器结构, 可减少开关管的数量, 减小由开关管引起的开关损耗和通态损耗, 减少驱动电路及由此带来的损耗。中、大功率的电源可选用移相全桥软开关变换的主电路结构, 控制电路采用移相 PWM 控制芯片 UC3875, 这种电路的设计方法较为成熟, 应用较多。

2. 设计最佳的驱动电路

应根据开关器件的种类和特性, 仔细分析器件手册给定的各种参数, 设计最佳的驱动电路。

对于 IGBT、MOSFET 来说, 正向与负向驱动电压一定要足够高, 以保证器件快速、可靠地导通与截止; 驱动电路要能输出足够的功率, 驱动波形的上升沿和下降沿要陡峭, 以减小开关时间; 从减小功耗的角度, 应减小栅极驱动电阻。

对于 GTR 等电流型驱动器件来说, 基极驱动电流要与集电极电流成比例变化, 既要保证器件进入饱和区, 又要不发生过度驱动; 驱动波形的上升沿和下降沿要陡峭, 在开通瞬间使基极正向过驱动, 关断瞬间加入基极反偏。

3. 合理设计高频变压器、滤波电感等磁性器件

正确选用磁芯, 切不可将低频材料用于高频上, 也不要工作在材料的极限频率上, 应留有余量; 对比各种材料的参数, 从中选用低损耗的磁性材料。

在设计磁性器件时, 磁通密度不要取得太接近其极限值, 防止磁芯饱和; 改进绕制工艺, 使变压器初、次级紧密耦合, 减小漏感; 绕组漆包线的线径要合适, 要考虑集肤效应的影响, 电流密度也不要取得太高。

4. 正确选用吸收电路

尽量选用无损耗的吸收电路。无损耗的吸收电路将所吸收的能量返回到输入电源端, 在效率不降低时也能发挥吸收电路吸收效果。如图 5.4.2 所示, 正激变换器中采用复位绕组的钳位电路就是一种无损耗的吸收电路。

图(b)所示的吸收电路将电容 C 吸收的能量转移到电感 L 中, 在开关管截止瞬间, 能量返回到输入电源。

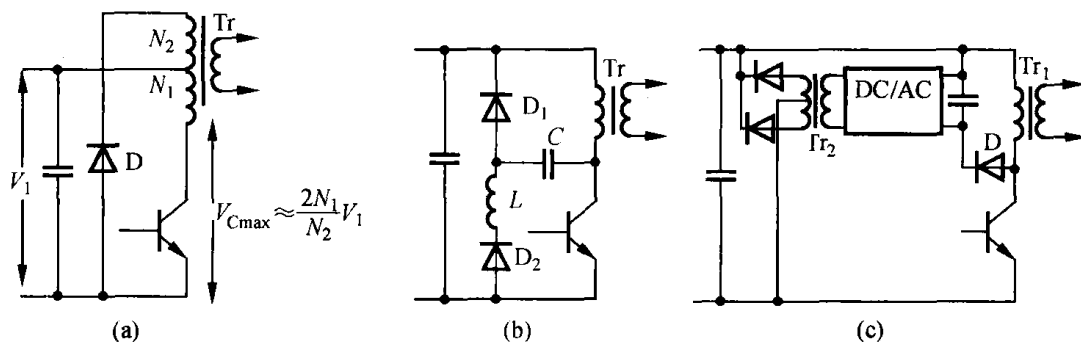


图 5.4.2 无损耗的吸收电路

图(c)所示的是大功率变换器中使用的最有效的吸收电路,吸收的能量经 DC/AC 逆变器变为交流,再通过变压器返回到输入电源。

在有损耗的吸收电路中,要优化吸收电路的参数,使总的损耗达到最小。例如,在图 5.4.3 所示的 RCD 吸收电路中,电容 C 值过小时,开关管截止时电压上升速度过快,开关损耗增大;电容 C 值过大时,吸收电路本身的损耗增大。因此,应从提高整个电路的效率出发,合理选择电容 C 的值。

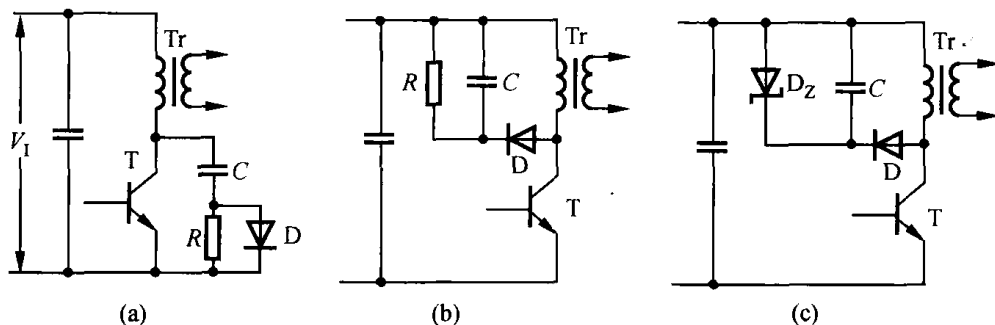


图 5.4.3 RCD 吸收电路

5. 正确选用整流器件

高频整流二极管应选用正向导通压降低、反向恢复时间短、反向漏电流小的器件,以降低导通损耗和反向恢复损耗。在选用时,正向导通压降和反向恢复时间应综合考虑,在这方面,肖特基二极管具有明显的优势。

在中大功率的场合,采用同步整流器,用 MOSFET 取代二极管甚至肖特基二极管,可以降低损耗。但在小功率电源中,采用同步整流的效率比采用二极管的效率更低,因为增加的门极驱动功耗可能超过降低的导通损耗。

6. 开关器件的选择

开关管在开关方式工作下的功率损耗包括导通损耗、截止损耗、开通过程和关断过程的损耗。为了减小功率损耗,应选择导通压降低、漏电流小、开通和关断时间短的开关管,同时也要考虑驱动电路的功耗与复杂程度。

7. 降低开关频率

开关损耗与开关频率成正比,降低开关频率可以降低开关损耗,但这会使磁性元件的体积

增加,因此需要折中考虑。

8. 合理设计辅助电源

辅助电源有三种类型:串联线性稳压电源、开关型稳压电源、反馈型辅助电源。线性稳压电源电路简单可靠,适宜在中大功率开关稳压电源中使用。但是在小功率电源中,线性辅助电源本身功耗占电源输出功率的比例增加,从而对效率的影响较大。从提高效率的角度出发,应选择开关电源作为辅助电源,特别是电路简单、开关器件少的单端式变换器更适合作为辅助电源。反馈型辅助电源通过高频主变压器输出后再反馈过来,因此要在高频变压器上另加一个辅助电源绕组,同时需要一个启动电路以提供瞬时能量,使电源启动。反馈型辅助电源的效率也较高。

9. 减小控制电路的功耗

提高小功率电源效率的方法之一就是降低控制电路芯片消耗的功率。一些控制芯片的工作电流可达 30 mA,甚至更大,降低这个功耗可以大大提高电源的效率。在选用控制芯片时,应注意芯片的工作电流。

5.5 开关电源的噪声及其抑制

和线性电源相比,开关电源在重量、体积和效率等方面都有显著的优势。但是,开关电源的最大缺点是容易产生噪声和干扰,这种噪声和干扰不仅影响电源本身的正常工作,还会影响邻近的电子设备。噪声叠加在输出端影响负载的工作,传到电网影响连接到电网的其他设备工作。因此,抑制开关电源本身的电磁噪声,同时提高其对电磁干扰的抗扰性,以保证电子设备能够长期安全可靠地工作,是开发和设计开关电源的一个重要课题。

5.5.1 噪声的产生

开关电源系统能够输出一个非常稳定的直流电压,但实际的输出电压上都会存在多种频率的交流成分,这些交流成分统称为输出电压噪声。开关电源噪声的特点是具有宽频特性。噪声的频率主要有工频成分(50 ~ 300 Hz)、开关频率成分和高频成分。

开关电源的噪声一般分为两大类:一是开关电源内部元器件形成的干扰;二是外界因素对开关电源产生的干扰。外界因素产生的干扰又可分为人为因素和自然因素,如电动机、发射机和其他电子设备形成的干扰为人为因素干扰,雷击等形成的干扰为自然因素干扰。将上述两大类干扰相比较,开关电源内部元件形成的干扰是主要的。开关电源内部干扰主要由整流器和功率变换电路中的元器件产生。

1. 输入整流电路

输入整流电路是产生电磁干扰最常见的原因。输入整流电路通常由整流二极管加滤波电容组成,整流管只有在输入电压超过电容上的电压时才导通,所以输入整流回路的电流不再是单一频率的正弦电流,而是有着丰富的高次谐波的脉冲电流。谐波(特别是高次谐波)会沿着输电线路产生传导干扰和辐射干扰,使前端电流发生畸变,一方面使接在其前端电源线上的电流波形发生畸变,另一方面通过电源线产生射频干扰。

2. 开关管

开关管在开、关翻转过程中,在微秒量级上升、下降时间内大电流变化所产生的射频能量已成为噪声的主要来源。由于频率较高,它以电磁能的形式直接向空间辐射,或者以干扰电流的形式沿着输入、输出端的导线向外传递。同时,开关电源使用的器件如开关功率管的存储时间、输出级大电流开关整流二极管的反向恢复时间的存在,会造成回路瞬间短路,产生很大短路电流,此电流往往要比正常工作电流大很多倍,这些短路电流流过导线、变压器和电感均会产生电磁场,形成共模噪声源。另外,开关管的负载是高频变压器或储能电感,在开关管导通的瞬间,变压器初级出现很大的涌流,造成尖峰噪声。

3. 高频变压器

开关电源中的变压器,用做隔离和变压,但漏感的原因,会产生电磁感应噪声;同时,在高频状况下变压器层间的分布电容会将初级高次谐波噪声传递给次级,而变压器对外壳的分布电容形成另一条高频通路,使变压器周围产生的电磁场更容易在其他引线上耦合形成噪声。

4. 整流二极管

次级整流二极管用作高频整流时,由于反向恢复时间等因素的影响,往往正向电流蓄积的电荷在加上反向电压时不能立即消除(因载流子的存在,还有电流流过)。一旦这个反向电流恢复时的斜率过大,流过线圈的电感就会产生尖峰电压,在变压器漏感和其他分布参数的影响下将会产生较强的高频干扰,其频率可达几十兆赫兹。

5. 电容、电感器和导线

开关电源工作在较高频率,会使低频元件特性发生变化,由此产生噪声。

5.5.2 噪声的传递方式

开关电源噪声传递途径有两种方式:一种是传导耦合方式,另一种是辐射耦合方式。开关电源的噪声以静电和磁场的形式向外传播。静电干扰源来自电源中的高压切换,磁的或电磁的噪声则起源于大的脉冲电流。

1. 传导耦合

传导耦合是噪声源与敏感设备之间的主要耦合途径之一。噪声经导线传播进入敏感设备称为传导耦合,传导耦合必须在噪声源与敏感设备之间存在有完整的电路连接,电磁骚扰沿着这一连接电路从骚扰源传输至敏感设备,产生电磁干扰。按其耦合方式可分为电路性耦合、电容性耦合和电感性耦合。在开关电源中,这3种耦合方式同时存在,互相联系。

(1) 电路性耦合

电路性耦合是最常见、最简单的传导耦合方式。其又有以下几种。

① 直接传导耦合。导线经过存在骚扰的环境时,拾取骚扰能量并沿导线传导至电路而造成对电路的干扰。

② 公共阻抗耦合。由于两个以上电路有公共阻抗,当两个电路的电流流经一个公共阻抗时,一个电路的电流在该公共阻抗上形成的电压就会影响到另一个电路,这就是公共阻抗耦

合。形成公共阻抗耦合骚扰的有电源输出阻抗、接地线的公共阻抗等。

(2) 电容性耦合

电容性耦合也称为电耦合,在开关电源内部,元件与元件之间、导线与导线之间、导线与元件之间,以及导线、元件和结构件之间存在着分布电容,如果高电位的导体中有噪声电压,则会通过分布电容使低电位导体受到影响。在开关电源的初级回路中,开关管外壳与散热器之间以及电源内部的引线之间存在分布电容,由分布电容引起的容性耦合会产生传导共模噪声。由于开关管存在高压切换,开关波形的电压变化率可达每微秒几千伏以上,寄生电容使机壳和引线等耦合到这种瞬变信号。

(3) 电感性耦合

电感性耦合也称为磁耦合。当导体中的电流流动时产生磁通,通过互感被相邻导体耦合而感应电压,对邻近信号形成干扰。

2. 辐射耦合

通过辐射途径造成的骚扰耦合称为辐射耦合。所有元件或导线,当有电荷运动时都会辐射电磁场。辐射耦合是以电磁场的形式将电磁能量从骚扰源经空间传输到接受器的。通常存在 4 种主要耦合途径:天线耦合、导线感应耦合、闭合回路耦合和孔缝耦合。

(1) 天线与天线间的辐射耦合

在实际工程中,存在大量的天线电磁耦合。例如,开关电源中长的信号线、控制线、输入和输出引线等具有天线效应,能够接收电磁骚扰,形成天线辐射耦合。

(2) 电磁场对导线的感应耦合

开关电源的电缆线一般是由信号回路的连接线、功率级回路的供电线以及地线一起构成的,其中每一根导线都由输入端阻抗、输出端阻抗和返回导线构成一个回路。电缆线是内部电路暴露在机箱外面的部分,最易受到骚扰源辐射场的耦合而感应出骚扰电压或骚扰电流,沿导线进入设备形成辐射骚扰。

(3) 电磁场对闭合回路的耦合

电磁场对闭合回路的耦合是指回路受感应最大部分的长度小于波长的 $1/4$,在辐射骚扰电磁场的频率比较低的情况下,辐射骚扰电磁场与闭合回路的电磁耦合。

(4) 电磁场通过孔缝的耦合

电磁场通过孔缝的耦合是指辐射骚扰电磁场通过非金属设备外壳、金属设备外壳上的孔缝、电缆的编织金属屏蔽体等对其内部的电磁耦合。

5.5.3 噪声的抑制

形成电磁干扰的三要素是噪声源、传播途径和受扰设备。因而,抑制电磁干扰应该从这三方面入手,采取适当措施。首先应该抑制噪声源,直接消除干扰原因;其次是消除噪声源和受扰设备之间的耦合和辐射,切断电磁干扰的传播途径;第三是提高受扰设备的抗扰能力,减低其对噪声的敏感度。

1. 消除或抑制噪声源

(1) 限制开关管的开关时间

前已述及,开关管在开、关翻转过程中产生的很大的电压和电流变化率是噪声的主要来源。

因此,从抑制噪声的角度出发,应限制开关管的开关时间(这将增大开关损耗,需要折中考虑)。

控制开关管开关时间的主要方法如下:

① 适当放缓驱动信号的上升时间,如在开关管的基极与发射极间并联小容量电容,并适当控制驱动功率的大小;

② 在开关管集、射极之间并联 RCD 网络,可增加集电极电压的上升时间。

(2) 防止开关管的共态导通

两只开关管出现瞬时同时导通造成电源输入回路短路的现象称为共态导通。有可能在推挽式、半桥式和全桥式变换器中出现。由于共态导通,回路会出现很大的短路电流,它不仅增加瞬时功耗,容易损坏开关管,还会使电源产生噪声。

(3) 缩短次级整流二极管的反向恢复时间

次级整流二极管反向恢复时间引起的短路效应,将会导致次级极大的电流尖峰和初级开关管集电极电流尖峰。该尖峰电流的变化速率愈大,引线电感上的感应电压也愈高,产生的噪声也就愈大。短路尖峰电流的大小以及上升速率不仅和整流二极管的结构工艺有关,同时也随初级开关管的开通速率以及续流结束时流过二极管的电流大小而异,负载电流越大,续流结束时流过整流二极管的电流越大,二极管的反向恢复时间也越长,短路尖峰电流就越大。

减小二极管反向恢复时间的方法如下。

① 尽量采用反向恢复时间短、复合电荷少的整流二极管,如肖特基二极管等。

② 选用具有软恢复特性的开关二极管。在恢复过程中,若整流二极管的反向电流急剧下降为零,则往往会引起数十兆赫的高频振荡,因而,整流二极管的反向恢复电流呈软特性为最佳。

③ 加 RC 缓冲电路。直接在每个整流二极管两端并联 RC 缓冲电路,减缓加在二极管上反向电压的上升率,以改善二极管的恢复特性,使噪声大大降低。电容 C 的选择主要取决于二极管的开关特性,一般取数千微微法。电阻 R 主要起限流作用和消除振荡,其阻值一般为 $2 \sim 20 \Omega$ 。

④ 二极管并联使用。二极管的反向恢复时间随着工作电流的增加而增加,二极管并联使用可以减小流过单只管子的电流,从而减小它的正向压降和反向恢复时间。

⑤ 用非线性饱和电感来抑制反向恢复电流尖峰。如图 5.5.1 所示,在续流二极管 D_2 支路中串联电感 L_2 ,抑制二极管 D_2 反向恢复电流尖峰。 L_2 采用非线性饱和电感,当二极管电流接近零时, L_2 才起作用,下降速度被限制,使反向恢复电流几乎减小到零。电感 L_2 的大小根据二极管的反向恢复时间来选取。

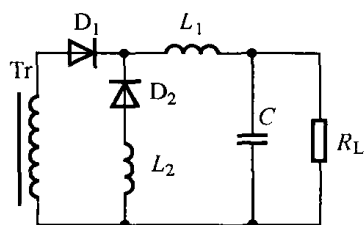


图 5.5.1 在续流二极管回路中串联非线性饱和电感

(4) 高频变压器噪声的抑制

① 在变压器初级绕组两端加入 RC 网络,限制变压器电压变化率,减小电压过冲,抑制噪声。RC 的数值根据工作频率及其输出功率来选择。

② 采用低漏磁磁芯,使外磁场和辐射最小。如 E 型磁芯有较大的外界漏磁场,中心圆柱型磁芯漏磁较小。

③ 改进绕制工艺,改善线圈之间的耦合程度,减小变压器的漏感。

④ 采用恒偏磁的磁芯,在设计变压器时可以取较大的 ΔB 值,可减少变压器的匝数,降低漏感。

⑤ 在变压器初、次级之间加静电隔离,减小绕组间的分布电容,消除不必要的耦合。

- ⑥ 变压器采用屏蔽盒。

2. 切断电磁干扰的传播途径

目前抑制干扰的几种措施基本上都是切断电磁骚扰源和受扰设备之间的耦合通道。常用的方法是屏蔽、滤波和接地。

1) 屏蔽

所谓屏蔽就是把电磁能量限制在一定的空间范围内。采用屏蔽技术可以有效地抑制开关电源的电磁辐射干扰,即用电导率良好的材料对电场进行屏蔽,用磁导率高的材料对磁场进行屏蔽。屏蔽有两个目的,一是限制内部辐射的电磁能量的泄漏,二是防止外来的辐射干扰进入该内部区域。其原理是利用屏蔽体对电磁能量的反射、吸收和引导作用。为了抑制开关电源产生的辐射电磁骚扰对其他电子设备的影响,可完全按照对磁场屏蔽的方法来加工屏蔽罩,然后将整个屏蔽罩与系统的机壳和地连接为一体,就能对电磁场进行有效的屏蔽。

(1) 电场屏蔽

电场耦合主要是机器内各元件对机壳的寄生电容引起的。采用与机壳相连接的金属隔板 and 金属外罩可把电场屏蔽起来。屏蔽物的材料以良导体为好,但对厚度没有要求。屏蔽物要接地良好。

(2) 磁场屏蔽

在开关电源设备里,磁场干扰主要是大电流经过部分建立的磁场,在其周围敏感导线感应交变电动势形成的干扰。这是由寄生电感的感应所引起的,其值随频率的增高而增大。磁场屏蔽的任务就是消除或减小电路之间的磁耦合,以便削弱所感应的电动势和电流。

为了消除恒定磁场和缓慢变化的交变磁场的影响,采用铁磁材料制成屏蔽物,利用铁磁材料的高磁导率和低磁阻特性,对外界磁场的磁通起分路作用。为提高磁场屏蔽的效果,屏蔽体的材料和形状是关键。要选用高磁导率的材料,如坡莫合金。尽量缩短磁路长度、增加屏蔽体的截面积(厚度)。

(3) 电磁场屏蔽

电磁场屏蔽利用屏蔽体阻止电磁场在空间传播,因为电磁场在穿越屏蔽体时发生了能量衰减、反射衰减和吸收衰减。

(4) 导线的屏蔽

将金属编织层屏蔽外皮套在导线外面并与导线绝缘,并用直接接触、焊接等方法把外皮连接在机壳上,起到屏蔽作用。

(5) 变压器的屏蔽

在高频变压器的初级与次级之间添加屏蔽层,减小初、次级绕组之间的分布电容;在变压器磁芯气隙外加一个铜箔带,这个铜箔带对杂散磁场形成一个短路圈,削弱漏磁通引发的杂散磁场产生的共模发射。

2) 滤波

滤波是抑制传导干扰的有效方法,在设备或系统的电磁兼容设计中具有极其重要的作用。为了防止开关稳压电源内部产生的噪声干扰或破坏与输入电路有关的外部电子设备,同时,也为防止外部的干扰、浪涌串入电源内,在交流输入端加入进线滤波器。为了降低从电源传给负

载的噪声,输出端也必须使用噪声滤波器。

开关电源的传导噪声是常模噪声和共模噪声两种形态共存的。因此,应采用图 5.5.2 所示的常模和共模组合形态的线路滤波器。其中, L_1 、 L_2 、 C_1 构成常模滤波器, L_3 、 C_2 、 C_3 构成共模滤波器。常模电感的铁芯应选择不易饱和的铁粉芯材料制作,共模电感选用铁氧体材料制作。 C_1 使用陶瓷电容或聚脂薄膜电容,要求其有足够的耐压值。

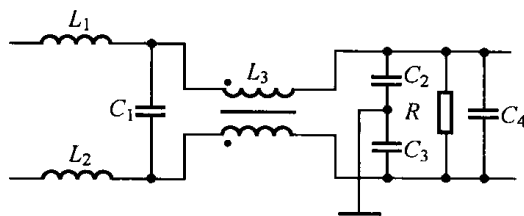


图 5.5.2 常模、共模线路滤波器

在设计滤波器时要注意,滤波器本身必须屏蔽;屏蔽盒的盖子和壳体要有良好的电气连接;所用的电容器的引线要尽可能短;输入端和输出端引线必须相互隔离;滤波器应尽量靠近需要滤波的部件等。

输入低通滤波器作为开关电源的一个专用部件已经商品化,可按功率容量等级来选择,其抑制噪声频率范围在 0.15 ~ 30 MHz 之间。恰当地设计或选择滤波器,并正确地安装和使用滤波器,是提高抗干扰能力的关键。

(1) 选择滤波器的注意事项

- ① 明确工作频率和所要抑制的干扰频率,如两者非常接近,则需要应用频率特性非常陡峭的滤波器,才能把两种频率分开;
- ② 保证滤波器在高压情况下能够可靠地工作;
- ③ 滤波器连续通以最大额定电流时,其温升要低,以保证在该额定电流连续工作时,不破坏滤波器中元件的工作性能;
- ④ 为使工作时的滤波器频率特性与设计值相符合,要求与它连接的信号源阻抗和负载阻抗的数值等于设计时的规定值;
- ⑤ 滤波器必须具有屏蔽结构,屏蔽箱盖和本体要有良好的电接触,滤波器的电容引线应尽量短,最好选用短引线低电感的穿心电容;
- ⑥ 要有较高的工作可靠性,因为作防护电磁干扰用的滤波器,其故障往往比其他元器件的故障更难找。

(2) 安装滤波器的注意事项

- ① 电源线路滤波器应安装在离设备电源入口尽量靠近的地方,不要让未经滤波器的电源线在设备框内迂回;
- ② 滤波器中的电容器引线应尽可能短,以免引线感抗和容抗在较低频率上谐振;
- ③ 滤波器的接地导线上有很大的短路电流通过,会引起附加的电磁辐射,故应对滤波器元件本身进行良好的屏蔽和接地处理;
- ④ 滤波器的输入和输出线不能交叉,否则会因滤波器的输入和输出电容耦合通路引起串扰,从而降低滤波特性,通常的办法是输入和输出端之间加隔板或屏蔽层。

3) 接地

所谓接地,就是在两点间建立传导通路,以便将电子设备或元器件连接到某些叫做“地”的参考点上。在开关电源中,接地也是抑制噪声和防止干扰的主要方法之一,电源某些部分与大地相连可以起到抑制干扰的作用。正确的接地可消除各路电流流经公共地线所产生的噪声,避免受磁场和地电位差的影响,不使其形成地环路。

在电路系统设计中应遵循“一点接地”的原则,如果形成多点接地,会出现闭合的接地环路,当磁力线穿过该环路时将产生磁感应噪声。实际上很难实现“一点接地”,因此,为降低接地阻抗,消除分布电容的影响而采取平面式或多点接地,利用一个导电平面作为参考地,需要接地的各部分就近接到该参考地上。为进一步减小接地回路的压降,可用旁路电容减小返回电流的幅值。在低频和高频共存的电路系统中,应分别将低频电路、高频电路、功率电路的地线单独连接后,再连接到公共参考点上。

5.5.4 噪声抑制实例分析

1. 噪声抑制的方法

噪声抑制的方法归纳如下:对于外来的噪声,应采用净化技术在交流进线端安装输入滤波器,滤波器的频率特性应与电路相适应,交流配线应绞扭;对于开关电源内部的噪声,大功率开关器件和次级整流二极管应加缓冲电路,以减小 dv/dt 和 di/dt 值;减小滤波电容的引线电感,地线应短而粗,控制电路的信号线与主功率电路线应绝对分离,电源的交流输入线应与直流输出线分开配置;有些部件应采取屏蔽措施,整个装置应有合理、可靠的接地。

在电路元件安装上,交流输入应与直流输出分开并尽量远离,简化电流通路的路径,减少相互交叉干扰。具有高 dv/dt 和 di/dt 值的回路布线要尽可能短,以减小噪声辐射的有效区域。

采用图 5.5.3 所示的电路元件安装,具有较好的效果。

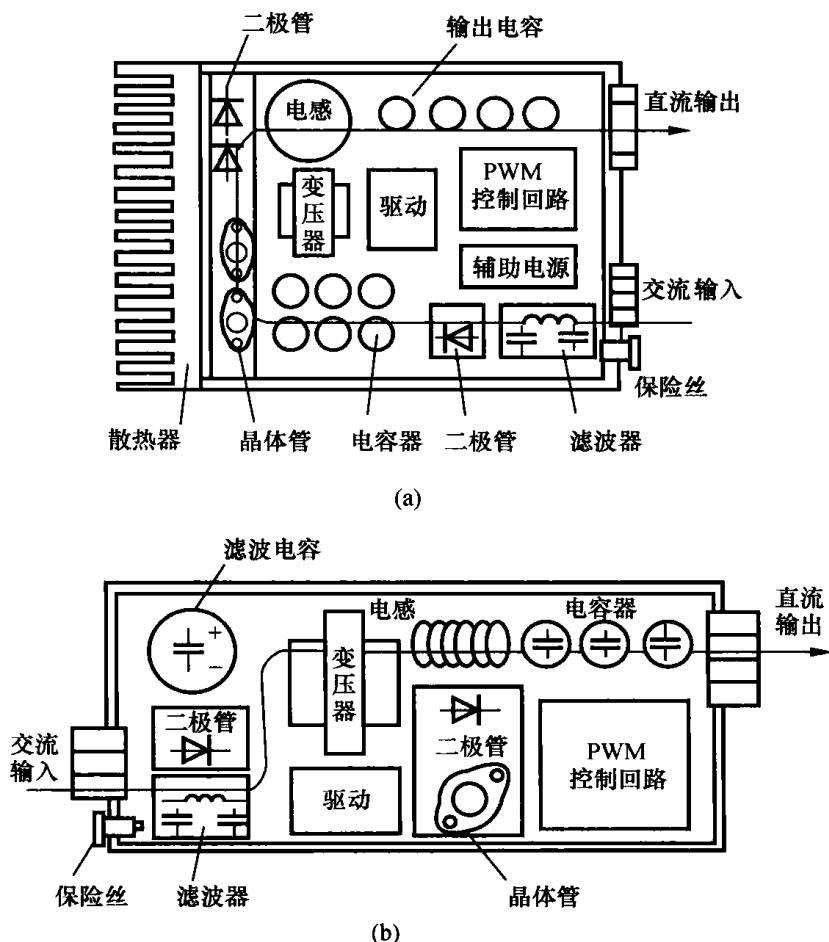


图 5.5.3 开关电源的元件安装

2. 噪声抑制的实例分析

以下为单端正激变换器中抑制噪声所采用的常用对策的例子。

图 5.5.4 所示电路中 L_1 、 C_3 、 C_4 是输入共模滤波器， L_2 、 C_1 、 C_2 是常模滤波器，主要消除开关电源产生的噪声对公用电源其他电气设备的干扰，同时抑制外来干扰噪声侵入开关电源，保证开关电源工作的稳定性。

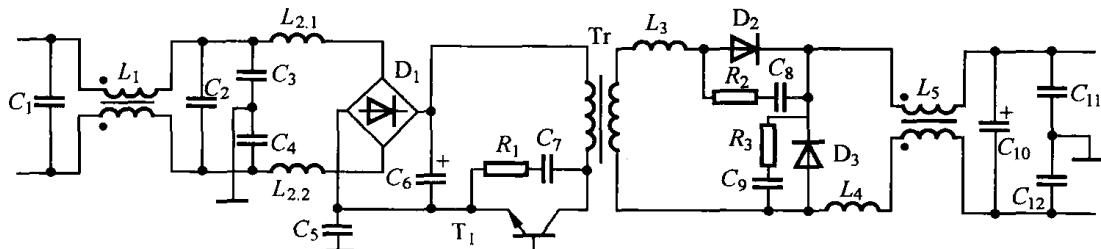


图 5.5.4 开关电源消除噪声基本方法示意图

在输入整流器直流输出的负载至地所接的电容 C_5 ，用于消除共模噪声，提供高频共模噪声通路。采用高压薄膜低损电容器，容量大致在数千皮法。

R_1 、 C_7 用于缓冲吸收开关管 T_1 关断过程中产生的过电压尖峰脉冲。

电感线圈 L_3 为可饱和电感，对高频尖峰 (di/dt) 具有较大的阻抗，在很小的磁场下会饱和，用于防止整流二极管反向恢复时间 t_{rr} 引起的短路电流尖峰。

整流二极管 D_2 、 D_3 采用超高速、软恢复特性的管子，可降低噪声。

R_2 、 C_8 、 R_3 、 C_9 为整流二极管的缓冲吸收电路，可吸收二极管换流关断过程中的反向尖峰电压。

电感线圈 L_4 与输出滤波电容器 C_{10} 构成高频整流输出滤波器，用于减小高频纹波噪声。

共模电感 L_5 和电容 C_{11} 、 C_{12} 构成共模滤波器，可滤除开关电源输出回路中的共模噪声，适应负载要求。

图 5.5.4 所示的是在特定电路的关键部位点消除噪声的基本方法。但必须明确这些消除噪声的方法不是万能的，无论采用哪种除噪方法，应遵循在理论指导下的实践原则，针对具体情况进行参数修改试验，最终达到噪声规定的指标要求。

设计与思考五

- 5.1 输入软启动电路的作用是什么？实现输入软启动有几种电路形式？
- 5.2 电流信号的检测有哪几种方法？各有何优缺点？
- 5.3 如何实现三相交流输入的过欠压和缺相保护？
- 5.4 过流保护有哪几种方式？
- 5.5 引起开关电源效率降低的原因是什么？如何提高开关电源的效率？
- 5.6 开关电源噪声的传播方式有几种？
- 5.7 如何抑制开关电源的噪声？

第 6 章 直流开关稳压电源系统设计

直流稳压电源是应用最广泛的一类电力电子装置。一个电源系统的设计应根据技术性能指标的要求,采用合适的主电路、控制电路、驱动电路以及保护电路等各种功能电路,组成一个具有输出电压反馈的闭环控制系统。各部分电路功能是相对独立的,但又是相互联系的,应从系统设计的角度,将各部分电路进行有机的组合。

6.1 直流开关稳压电源的组成、特点和分类

直流稳压电源几乎是所有电子设备不可缺少的重要组成部分,是应用极为广泛的一种电源。由于各种电子设备对电源的电压、电流、稳定度及纹波等技术指标有不同的要求,出现了各种型式的直流稳压电源,其中线性直流稳压电源是发展最早的一种电源。

一般来说,线性稳压电源由调整管、参考电压、取样电路、误差放大电路等几个基本部分组成。另外还可能包括一些例如保护电路、启动电路等部分。图 6.1.1 所示的为线性直流稳压电源的组成原理框图。

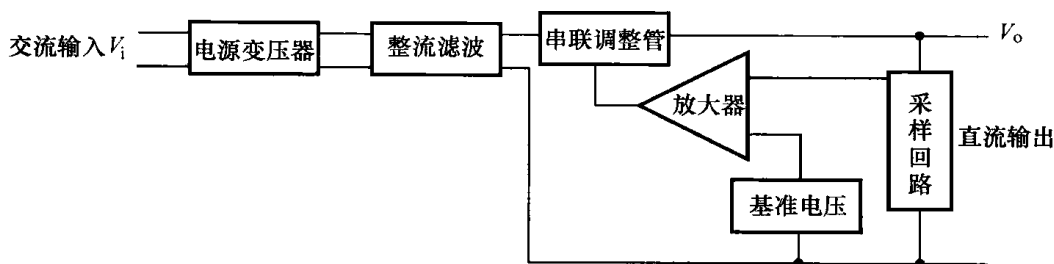


图 6.1.1 线性稳压电源原理框图

交流 50 Hz 市电先由电源变压器变压,经整流滤波后得到未稳定的直流电压,再经串联调整稳压后,得到满足要求的稳定的直流输出电压。

调整元件串联在输入电压与用电负载之间,像一个可变电阻,随着输出电压变化而自动改变。在线性放大区工作的晶体管,在其基极电流的控制下,其集、射极电阻是可以改变的,它完全可以充当串联反馈型稳压电源中的调整器件,称为调整管。调整管通常由一个、多个晶体管并联或复合组成,当输入电压或负载变化而引起输出电压变化时,通过取样、比较放大负反馈电路来控制串联调整管的管压降(电阻),保持输出电压的稳定。由于调整管工作在线性状态,故以这种方式工作的电源称为线性稳压电源。

随着电子技术的发展,电子系统的应用领域越来越广泛,电子设备的种类也越来越多,对稳压电源的要求更加灵活多样。电子设备的小型化和低成本化,使稳压电源朝轻、薄、小和高效率的方向发展。设计上,稳压电源从传统的晶体管串联调整稳压电源向高效率、体积小、重量轻的开关型稳压电源迅速发展。

6.1.1 直流开关稳压电源的组成和特点

1. 组成

开关稳压电源直接把交流电整流滤波,得到未稳定的直流电压,再由直流变换器进行高频变换,得到高频交流电源,又经过整流滤波就可以获得需要的直流输出电压。该输出电压依靠控制电路调整变换器的脉冲宽度而得到稳定。开关稳压电源中,功率管工作在开关状态(饱和或截止),而不像线性稳压电源,调整管工作在线性状态。

开关稳压电源的核心部分是一个直流变换器。直流变换器是将直流转换成交流,然后又把交流转换成直流的装置。采用直流变换器可以把一种直流电压变换成极性、数值各不相同的多种直流电压。

开关稳压电源的基本原理电路结构如图 6.1.2 所示。它主要由输入电网滤波器、输入整流滤波器、变换器、输出整流滤波器、控制电路、保护电路及辅助电源等几个部分组成。

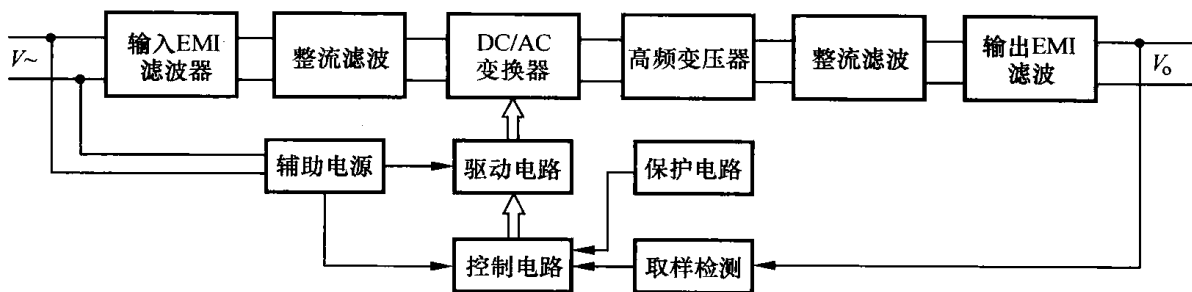


图 6.1.2 开关稳压电源原理框图

2. 各部分功能

开关电源各部分的功能如下。

① 输入电网滤波器:消除来自电网的各种干扰,如电机启动,电器开关的合闸与关断,雷击等产生的干扰;同时也防止开关电源产生的高频噪声向电网扩散。

② 输入整流滤波器:将电网输入电源进行整流滤波,为变换器提供纹波较小的直流电压。

③ DC/AC 变换器:它是开关电源的关键部分。主要由功率开关管组成各种形式的逆变电路,把直流电压变换成高频交流方波电压。

④ 高频变压器:将变换器输出的高频交流方波电压升压或降压,变成所需要的输出电压,也可输出多路电压;并且起到输出与输入电网隔离的作用。

⑤ 输出整流滤波器:将变换器输出的高频交流电压整流滤波得到需要的直流电压;同时防止高频噪声对负载的干扰。

⑥ 控制电路:输出控制脉冲信号,通过检测输出直流电压,调整输出脉冲宽度的占空比,以保持输出电压的稳定。控制电路还包括软启动及停止电路。控制电路目前已集成化,制成了各种开关电源专用集成电路。

⑦ 驱动电路:将控制电路输出的脉冲信号进行功率放大,驱动功率开关管,使其可靠地导通和关断。

⑧ 保护电路:在开关电源发生过电压、过电流或短路等故障时,保护电路检测这些故障状态,输出信号到控制电路,使开关电源停止工作以保护负载和开关电源本身。

⑨ 辅助电源:为控制电路和保护电路提供满足一定技术要求的直流电源,以保证它们工作稳定可靠。辅助电源可以是独立的,也可由开关电源本身产生。

3. 特点

开关电源与线性电源相比较,有如下特点。

① 体积小,重量轻。它不用工频变压器,只用一个体积小、重量轻的高频变压器;由于开关管工作在开关状态,比工作在线性状态的调整管功耗大幅度降低,又省掉了较大的散热片。因此,它的整个体积和重量,远远小于线性电源,一般为线性电源的 20% ~ 30%。

② 功耗小、效率高。它的功率开关管工作在高压开关状态,电流小、功耗小,而且控制功率也小,因此效率高。此外,串联线性电源的功耗随输入电压升高和输出电压降低而增大,因而效率严重下降。但开关电源当输入和输出电压在较大范围内变化时,功耗变化不大,因此效率没多大变化。

③ 稳压范围宽。开关稳压电源的输出电压是由激励信号的占空比来调节的,输入电压的变化可以通过调整占空比来进行补偿,这样,在工频电网电压变化较大时,它仍能保证有较稳定的输出电压,所以开关稳压电源的稳压范围很宽,稳压效果好。

④ 不容易出现过压现象。线性稳压电源,由于输入、输出电压值相差大,故串联晶体管一旦击穿,全部输入电压就加到输出端,不仅电压值高,而且上升速率快,以致过压保护电路还没有来得及动作就已经危及负载了。而开关稳压电源不论高压开关管断开或击穿,其输出电压都下降到零,没有过压现象。

⑤ 滤波的效率大为提高,滤波电容的容量和体积大为减小。

⑥ 电路形式灵活多样。例如,有正激式和它激式,有调宽型和调频型;有单端式和双端式等。设计者可以根据各种类型电路的特点,设计出能满足不同应用场合的开关稳压电源。

⑦ 电路结构复杂,使用的元器件多。

⑧ 输出电压纹波大,产生的干扰也强。在串联线性电源中,得到 1 mV 以下的输出纹波是不困难的,而开关型电源不仅输出纹波的有效值大,一般达到 10 ~ 100 mV,而且电路本身开关工作状态产生的尖峰干扰电压频率高,能量也不小。

⑨ 瞬时响应较差。串联线性电源的瞬态响应是 10 μ s 到几百微秒。而开关型电源的瞬态响应为毫秒量级,而且输出幅度变化也大。

6.1.2 开关稳压电源的分类

1. 按激励方式分类

根据开关管的激励方式,开关稳压电源可分为自激式开关电源和他激式开关电源。

(1) 自激式

自激式开关稳压电源由开关管和开关变压器(脉冲变压器)构成正反馈回路,完成自激振荡。一般来说,自激式开关稳压电源的工作状态不够稳定,开关管承受较高的峰值饱和电流,仅适合小功率应用。

(2) 他激式

他激式开关稳压电源是在自激式的基础上另加一个振荡器,振荡器产生的开关脉冲加在开关管上,控制开关管的导通与截止。

2. 按脉冲调制方式分类

按脉冲调制方式,开关稳压电源可分为脉冲宽度调制(PWM)、脉冲频率调制(PFM)和混合调制。

(1) 脉冲宽度调制

这是保持开关工作频率不变,通过改变脉冲宽度来改变占空比的方式。因为频率恒定,滤波电路的设计容易。

(2) 脉冲频率调制

这是保持开关导通时间(脉冲宽度)不变,通过改变工作频率来改变占空比的方式。这种工作方式的滤波电路要在较宽的频率范围内才能正常工作,因而滤波器的体积较大。

(3) 混合调制

混合调制是指既改变导通脉冲宽度,又改变工作频率的工作方式,它是以上两种方式的混合。

3. 按开关管的工作条件分类

按开关管的开关条件,开关稳压电源可分为硬开关和软开关两种工作方式。

(1) 硬开关

硬开关是指开关器件在承受电压或流过电流的情况下接通或断开电路的。这种工作方式存在开关损耗。

(2) 软开关

软开关是指开关管在开通或关断过程中,加于其上的电压为零或是通过器件的电流为零,即零电压开关或零电流开关。这种工作方式显著地减小了开关损耗,可以大幅度提高开关频率,为电源的小型化和模块化创造了条件。

6.2 开关稳压电源的主要技术指标

1. 电压调整率

电压调整率也称为电压稳定度,是指在输出电流 I_o 不变(即电流变化率 $\Delta I_o = 0$),交流电源电压 V_i 变化 $\pm 10\%$ 时,输出电压 V_o 的相对变化量,即

$$S_v = \left| \frac{\Delta V_o}{V_o} \right|_{\Delta I_o = 0} \quad (6-2-1)$$

电压调整率反映了输入电压波动对输出电压的影响。显然,电压调整率越小越好。

2. 电流(负载)调整率

电流(负载)调整率是指交流电源电压为额定值时,输出电流 I_o 从0变到最大值(即负载变化),输出电压 V_o 的相对变化率,即

$$S_i = \left| \frac{\Delta V_o}{V_o} \right|_{\Delta V_{\sim}=0} \quad (6-2-2)$$

电流(负载)调整率反映了负载变化对输出电压的影响,其值越小越好。

3. 内阻

内阻也就是输出电阻 R_o ,它是指交流电源电压为额定值时,输出电压变化量与输出电流变化量的比值,即

$$R_o = \left| \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{\Delta V_{\sim}=0} \quad (6-2-3)$$

对于稳压电源,当负载电流变化时,要求输出电压的变化小,因此内阻也是越小越好。

4. 输出纹波电压

开关电源的输出纹波电压除了输入整流低频脉动成分外,主要是呈锯齿状的开关频率基波纹波,同时还有功率开关管在通断过程中产生的尖峰开关噪声。纹波电压是电源输出端的所有这些交流电压分量的叠加,一般用峰-峰值表示。

5. 效率

效率 η 是指输出有功功率与输入有功功率之比:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% \quad (6-2-4)$$

衡量开关电源的指标还有稳压系数、温度系数、电磁兼容性、动态响应、保护功能、可靠性以及环境指标等。

6.3 开关稳压电源的系统设计

6.3.1 主电路形式的选择

按变换器的形式,开关电源主电路可以分为:非隔离式和隔离式两种。一般来说,非隔离式主电路由于受处理的功率较小、输入、输出不能隔离等限制,在实际中应用较少。有隔离的主电路采用变压器实现输入与输出间的隔离,由于变压器本身具有变压的功能,可以满足不同输出电压的要求,变压器的应用还便于实现多路不同电压或多路相同电压的输出。隔离式的主电路有单端正激式、单端反激式、半桥式、推挽式、全桥式等五种。

单管正激式和反激式变换器对磁芯特性曲线的利用是单方面的,故又把这两种形式的开关电源称为单端变换器开关电源,它们的基本电路多是单管形式。半桥式、推挽式和全桥式是几种多管的变换器开关电源,有的称为双端变换器开关电源。为了便于了解几种变换器的主要特性。表 6.3.1 给出几种变换器的主要特征。

表 6.3.1 就是选择主电路形式的重要依据。单管式电路与推挽式、桥式电路相比,具有电路简单、元器件少等特点,并且不存在开关管的共态导通和变压器的单向偏磁等问题。只是单个电路的输出功率较小,并且其变压器铁芯的磁特性只用了一个象限。所以,小功率输出的电源,常可选用单管式变换电路。

表 6.3.1 几种变换器的主要特征比较表

变换器形式 比较项目	推挽式	全桥式	半桥式	单管正激式	单管反激式
开关管上所加最大电压	$2V_i$	V_i	V_i	$V_i \left(1 + \frac{T_{off}}{T_{on}}\right)$	$V_i + \frac{n_1}{n_2} V_o$
开关管的基本个数	2	4	2	1	1
开关管最大峰值电流	$I_p = \frac{P_o}{V_i}$	$I_p = \frac{P_o}{V_i}$	$I_p = \frac{2P_o}{V_i}$	$I_p = \frac{P_o}{V_i} \left(1 + \frac{T_{off}}{T_{on}}\right)$	$I_p = \frac{2P_o}{V_i} \left(1 + \frac{T_{off}}{T_{on}}\right)$
脉冲控制时输出电压	$\frac{n_2}{n_1} \frac{T_{on} V_i}{(T_{on} + T_{off})}$	$\frac{n_2}{n_1} \frac{T_{on} V_i}{(T_{on} + T_{off})}$	$\frac{n_2}{2n_1} \frac{T_{on} V_i}{(T_{on} + T_{off})}$	$\frac{n_2}{n_1} \frac{T_{on} V_i}{(T_{on} + T_{off})}$	$\sqrt{\frac{R_L}{2L_1}} \frac{T_{on} V_i}{\sqrt{T_{on} + T_{off}}}$
最大输出功率	$I_p V_i$	$I_p V_i$	$\frac{1}{2} I_p V_i$	$I_p V_i \frac{T_{on}}{(T_{on} + T_{off})}$	$\frac{1}{2} \frac{V_i^2}{L} \frac{T_{on}^2}{(T_{on} + T_{off})}$
开关管防共态导通措施	要	要	要	不要	不要
控制电路	较复杂	最复杂	复杂	简单	简单
输出功率	较大	最大	中	小	小
磁芯利用情况	BH 两方面	BH 两方面	BH 两方面	BH 单方面	BH 单方面

在同等功率输出下,正激变换器集电极峰值电流要小得多。相反,反激变换器虽然不需要电感,但有开关管(包括原边和副边绕组)和滤波电容纹波电流大的不足。一般认为,正激变换器适合应用在低压、大电流、功率较大的场合。反激变换器适用在功率较小的场合。它的单台容量虽小,但有并联工作容易、可以自动均衡的特点。正激变换器却需要均衡电路。所以,多台并联时采用反激式的为多。在高电压应用,例如 1000 V 以上时,也采用反激式的。

推挽式变换电路中有两个功率开关管。在截止时功率开关管集、射极之间承受的电压为电源电压的两倍以上,一般均要选择高耐压的管子。一对功率开关管的发射极连在一起,二组基极驱动电路就无需彼此绝缘,使得驱动电路较简单。在输出相同功率条件下,对功率开关管集电极电流的要求比半桥式电路要小得多,可以将高压、小电流的功率开关管应用在较大功率输出的变换电路中。

半桥式变换电路有两个功率开关管。若一个功率开关管导通,则在截止的功率开关管集、射极之间所施加的电压与电源电压相等。当功率开关管由导通变为截止时,变压器产生的尖峰电压被反并二极管钳位,因此最大值也不超过电源电压。在电路对称时,两个功率开关管同时截止期间,集、射极间施加的电压均为电源电压的 $1/2$,即 $\frac{1}{2} V_i$ 。可见,对功率开关管的耐压要求比推挽式变换电路的要低些。但是,高频变压器上施加的电压幅值等于电容器 C_1 或 C_2 的电压,对称时($C_1 = C_2$)为电源电压的 $1/2$ 。为了获得同样的输出功率,就要求功率开关管必须流过两倍的电流。

全桥式变换电路有四个功率开关管。截止时,功率开关管的集、射极之间承受的电压为电

源电压。由于电路中使用了四个功率开关管,因此,需要有四组彼此绝缘的基极驱动电路,电路显得较复杂,元器件较多,驱动功率也较大,但这种全桥式变换电路输出功率大。

桥式变换器由四个功率开关管组成。相对于半桥而言,功率开关管及驱动装置个数要增加一倍,成本较高,但可用在输出功率较大的场合。这种线路的优点是主变压器只需要一个初级绕组,通过正、反向的电压得到正、反向的磁通,次级绕组有一个中心抽头绕组可采用全波整流输出。因此,变压器铁芯和绕组得到最佳利用,效率和功率密度得到提高。另一个优点是,功率开关管在非常安全的情况下工作。在一般情况下,开关管承受的最大电压不会超过电源电压,四个反并联二极管能消除一部分由漏感产生的瞬时高压。这样,无需设置能量恢复绕组,反激能量便得到恢复利用。桥式变换器的缺点是需要功率元件较多。在导通回路上至少有两个管压降,因此功率损耗比推挽式变换器大一倍。

以上分析可见,中等输出功率的电源可选用半桥式电路或推挽式电路;大功率输出的电源可选用全桥式电路。半桥式电路对功率开关管的耐压要求较低,但电流要求大;其所用功率变压器的铁芯没有单向偏磁现象,只是要用两个作为输入低频滤波又流过高频电流的高压大容量电容器。推挽式电路对功率开关管的耐压要求高,而电流可以小些。全桥式电路需要四个功率开关管,电路较复杂,元器件较多,只有在大功率输出情况下才采用这种方案。在某些功率较大的应用中,也可采用单管式电路的功率叠加方案。

与硬开关式主电路相比,软开关式主电路具有开关损耗小、电磁干扰小、效率高等优点,可以使变换器工作在更高的开关频率下,电源的体积、重量可以更进一步减小。如有可能,应尽量使用软开关式主电路。但软开关式主电路仍有许多问题需要解决,如进一步扩大功率使用范围,完善控制技术,提高工作可靠性等。另外软开关变换器需另加谐振元件,控制较复杂,实现软开关的条件与负载等外在因素有关,因而其应用也受到限制。

6.3.2 脉宽调制器工作点的选择

脉宽调制器的主要功能是,将比较放大器输出的直流信号转变为宽度可调的脉冲。要求脉冲宽度能均匀地由窄到宽的调节,其调节范围最大可达到半个周期的5%到95%。调节范围取决于工作点的选择,而要决定工作点必须先要知道输入电压的变化范围。

1. 输入电压变化范围

输入电压变化范围可以从电网电压变化和输出负载情况来考虑,有以下三种情况。

① 当输出满载、电网输入电压最低时,输入直流电压为最低,用 V_{imin} 表示。

以单相市电输入整流为例。当电网输入电压最低,即电压变化率为-10%时,经整流后的最高直流电压为

$$220\text{ V} \times (1 - 10\%) \times \sqrt{2} = 281\text{ V}$$

又考虑到整流器压降约为1V左右,那么实际的输入直流峰值电压 $V_p = (281 - 1)\text{ V} = 280\text{ V}$,不过这个电压是包含波纹电压的,而最低输入直流电压应除去波纹电压。若 V_{imin} 为最低输入直流电压,则

$$V_{imin} = \left(V_i^2 - \frac{2P_i t}{C} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6-3-1)$$

式中, P_i 为输入功率; t 为输入整流桥未导通的时间; C 为输入滤波电容量。

若对电网频率为50 Hz的交流电源进行全波整流,则 t 大约为8.5 ms;当一个随机的半周

错过时则为 18 ms, 选用时, 可取 $t = 18 \text{ ms}$ 。

假定输出功率为 500 W, 电源的效率为 85%, 则可求得输入功率

$$P_i = \frac{P_o}{85\%} = \frac{500 \text{ W}}{0.85} = 588 \text{ W}$$

若输入滤波电容 $C = 1000 \mu\text{F}$, 以上数值代入式(6-3-1), 得

$$V_{\text{imin}} = \left(280^2 - \frac{2 \times 588 \times 18 \times 10^{-3}}{1000 \times 10^{-6}} \right)^{\frac{1}{2}} \text{ V} = 239 \text{ V}$$

② 当输出满载、输入电压最高时, 除去纹波电压后的直流输入电压为 V'_{imin} , 这时经整流后的直流电压的峰值电压为

$$V'_p = 220 \text{ V} \times (1 + 10\%) \times \sqrt{2} - 1 \text{ V} = 341 \text{ V}$$

由式(6-3-1)得

$$V'_{\text{imin}} = \left(V'_p - \frac{2P_i t}{C} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(341^2 - \frac{2 \times 588 \times 18 \times 10^{-3}}{1000 \times 10^{-6}} \right)^{\frac{1}{2}} \text{ V} = 308 \text{ V}$$

③ 当输出空载, 输入电网电压最高, 并考虑到整流桥上的压降约为 1 V 时, 输入电压最高值

$$V_{\text{imax}} = 220 \text{ V} \times (1 + 10\%) \times \sqrt{2} - 1 \text{ V} = 341 \text{ V}$$

由此可知: 第 ① 种情况, 输出满载, 电网输入电压最低, 功率开关管导通时间最长; 第 ③ 种情况, 输出空载, 电网输入电压最高, 功率开关管导通时间最短; 第 ② 种情况介于两者之间。

2. 工作点的选择

脉宽调制器工作点的选择, 主要考虑最低直流电压输入时的脉冲宽度, 即运用的最大脉冲宽度, 将工作点选在半个周期的 100%, 这是理想状态。实际上是不可能的, 因为受到与工作频率有关的电路延迟的影响(电路延迟主要由功率开关管上升、下降和存储时间所造成的)。如果不考虑这个延迟时间, 仍将工作点选在 100%, 那么对于推挽和半桥电路来说, 就有可能由于电路的延迟使得两个功率开关管有同时导通的危险, 就有可能损坏功率开关管。因此, 工作点不能选在 100%。

在一个变换器中, 假如工作频率为 20 kHz, 100% 的半周期的脉宽等于 25 μs 。如果考虑电路延迟 5 μs , 则最大脉宽只能是 20 μs , 相当于工作点最大选择 80%, 可以把它作为输入电网最低、输出电流最大时的工作点。那么, 当满载、输入电压最高时, 其工作点为

$$\frac{239}{308} \times 80\% \approx 62\%$$

由此可知, 当满载并且输入电压最高时脉宽工作点为半个周期的 62%。

6.3.3 功率开关器件的选择

在开关稳压电源中, 功率开关器件是整个系统的核心部件, 在设计中应根据实际需要选择合适的功率器件。开关器件的选择主要由主电路形式、电路的工作频率、输入电压的高低、输出功率的大小等因素决定。

在实际应用中, 主要考虑功率开关的以下几个参数要求: 功率开关在关断状态时, 电路中流过的电流(即漏电流), 这个电流应尽量小; 功率开关在导通状态时, 开关的自身的电压降(导通压降), 这个值应尽可能小; 功率开关从导通状态变为关断状态的时间和从关断状态变为导

通状态的时间应尽可能小;用小的控制信号就能够实现功率开关的导通及关断;功率开关即使在高速长时间反复导通与关断的情况下工作,也不会损坏,也就是说要有较高的工作频率。除此之外,体积小、重量轻、价格便宜、驱动电路是否简单、安装和散热方便也是设计者常常要考虑的因素。

各种功率器件都有其自身的特点和特性,适用于不同的场合。目前常用的开关器件有GTR、MOSFET、IGBT、IPM等。

- GTR(达林顿双极结型晶体管)是电流型驱动控制器件,具有高电压、大电流、饱和压降低等优点。但也有需要的驱动功率较大、开关速度慢、受二次击穿限制等缺点。GTR适用于中、低频中、大功率开关电源。

- MOSFET是电压型驱动控制器件。其优点是要求驱动功率小,驱动电路简单;开关速度快、工作频率高;不存在二次击穿,具有正温度系数,多管并联可自动均流。其缺点是导通压降大,漏、源击穿电压大的管子导通电阻大;电压和电流容限等级不大。MOSFET适用于高频中、小功率开关电源。

- IGBT兼有MOSFET和GTR的优点。控制时有MOSFET的特点:电压型控制器件、开通关断特性好、速度快。导通时具有GTR的特点:电压、电流容限大,压降小。IGBT实际上是通态压降、快速开关和高耐压能力三者的折中。在高频开关电源中IGBT与MOSFET成为功率开关器件的主体。IGBT更适用于频率50 kHz以下中、大功率开关变换器,而MOSFET更适用于频率50 kHz以上中、小功率开关变换器。

- IPM(智能功率模块)是把驱动电路、保护电路和功率开关集于一体的大功率集成模块,具有如下优点:功率开关的周边电路设计简单、容易,使用方便;驱动电路的设计布局优化、功耗低,可以单电源供电,省去了负偏压;内藏多种保护功能,如短路保护、过流保护、过热保护和欠压保护等,具有高可靠性;器件高效、紧凑、小型化、重量轻。IPM适用于中、低频中、大功率开关电源中,但价格较昂贵。

6.3.4 变换器工作频率的选择

变换器的工作频率与开关稳压电源的性能指标有着直接的关系。当频率低时,电源性能较差、纹波大、瞬态响应时间长,体积重量也增加,当频率低于20 kHz时,还会发出讨厌的交流声。当频率过高时,对改善开关稳压器的性能有利,可以降低纹波,缩短响应时间,进一步减小体积和重量。但也带来某些缺点,如射频干扰大,开关损耗大,对开关功率管、高频变压器、电容器和扼流圈的高频性能提出更高的要求。

因此,决定变换器工作频率的因素是:电源体积重量的要求;现有开关功率管、磁性器件等元件最高工作频率的限制;在满足电源体积重量要求的前提下,可以采用较低的开关频率,降低开关损耗,减小射频干扰。在现有器件的水平下,开关频率至少应在20 kHz以上。

6.3.5 其他部分电路的设计

选定了功率开关器件后,就可以根据器件的特点,设计相应的驱动电路。

通常,对一个可靠实用的电源来说,保护电路是必不可少的。应根据电源的实际工作环境、负载情况及要求来设计相应的保护电路,在可靠性要求较高的场合,可能会同时采用多种保护功能。

在控制电路的设计上,由于集成控制芯片功能齐全、使用方便、工作可靠,通常应选用集成

控制芯片。在需要数字控制的场合,可使用单片机和专用集成控制芯片相结合的控制方式。

6.3.6 开关电源的调试

在电路设计制作完成后,就要进行调试。不同于一般的电子电路,开关电源的输入电源是单相或三相的市电,如果调试方法和步骤不正确,轻则烧毁电路以及功率器件,重则甚至危及人身安全。

一般来说,开关电源的调试步骤和方法如下。

① 断开主电路电源,单独给控制电路供电,调试控制电路,去掉相关的保护功能,看控制电路输出波形是否正常,仔细检查工作频率、死区时间等参数。

② 调试驱动电路。

③ 检查保护功能是否正常。

④ 用调压器给主电路供电,使电压从零逐步升高,用示波器观察开关管集电极、输出整流二极管两端、输出电压等的波形,如果其波形异常,则要仔细检查控制电路、驱动电路及主电路连接是否正确。在波形正常的情况下,可逐步升高输入电压至额定值。

⑤ 检查输出电压、输出电流、电压调整率、输出电压调节范围、输出电压纹波等技术指标,调整过流保护、过压保护和欠压保护工作点。

⑥ 加额定负载使其长时间工作,看输出电压的稳定度、电源的稳定性及温升和局部发热情况,流过大电流的地方接头一定要焊牢、拧紧。

⑦ 示波器等测量仪表的供电最好用1:1的隔离变压器。在同时使用示波器的两个通道观测波形时,要保证两个通道的接地点一定是同一点。

6.4 27 V 硬开关直流电源设计

6.4.1 技术指标

① 输入为单相交流电,额定频率为50 Hz,额定输入电压为150 ~ 240 V。

② 额定输出电压为27 V($27\text{ V} \pm 10\%$ 可调),额定输出电流为10 A,最大输出功率为300 W,输出纹波电压小于50 mV。

③ 保护功能。开关电源在输出电流达到15 A左右时进行过流保护,在输出电压高达32 V左右时进行过压保护,当功率开关管的散热片温度达100℃左右时进行过热保护,当辅助电源的输出电压低至8.7 V左右时进行输入欠压保护。其中,过流保护为限流方式,当故障排除后,开关电源会自动恢复正常工作,其他保护措施均为关断方式,故障排除后需重新开机。

6.4.2 电路设计

开关电源方框图如图6.4.1所示,它主要由输入电路、功率变换电路、输出电路,控制电路、保护电路五大部分构成。

1. 输入电路

输入电路主要包括EMI滤波电路、防冲击电路和整流滤波电路等。

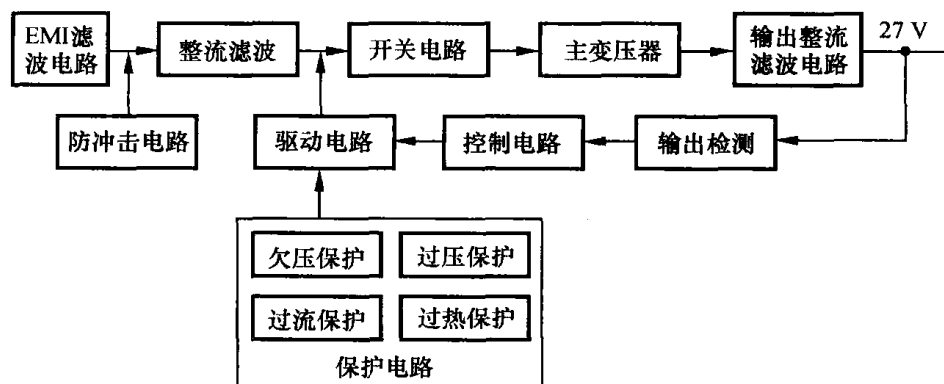


图 6.4.1 开关电源组成框图

(1) EMI 滤波电路

EMI 滤波电路如图 6.4.2 所示。

其中, L_1 、 L_2 为共模抑制电感, 与 $C_1 \sim C_7$ 组成线路低通滤波器: C_1 、 C_4 、 C_5 用于抑制差模噪声, 这里选用 $0.33 \mu\text{F}$ 的聚丙烯薄膜电容器; C_2 、 C_3 和 C_6 、 C_7 用于抑制共模噪声, 因为它们安装在机壳和端子间, 会有漏电电流流向机壳, 为防止触电, 这里选用漏电流小、不易击穿和损坏的云母电容器, 容量为 3300 pF 和 $0.1 \mu\text{F}$; $C_1 \sim C_7$ 耐压值均选为交流 250 V 。

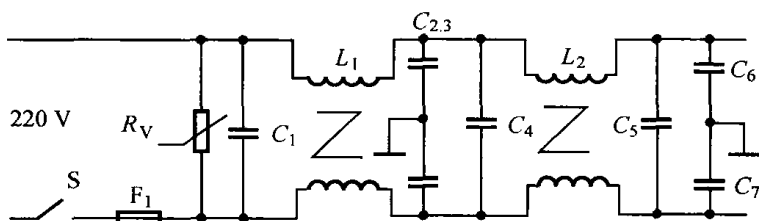


图 6.4.2 EMI 滤波电路

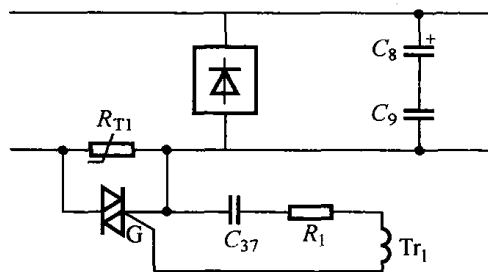


图 6.4.3 交流输入防冲击电路

(2) 防冲击电路

交流输入软启动的防冲击电路如图 6.4.3 所示。

此输入软启动电路设置在交流输入端。在外加交流电压输入瞬间, 双向晶闸管处于截止状态, 外加交流电压通过一个负温度系数的热敏电阻 R_{T1} , 经整流桥后给输入滤波电容 C_8 、 C_9 充电, 由于热敏电阻 R_{T1} 的存在, 限制了 C_8 、 C_9 上的充电电流的瞬间增大。因此, 在经过一段时间后, C_8 、 C_9 上的电压才达到预定值。当后续电路工作正常时, 主功率变压器的一个次级绕组感应的信号使双向晶闸管处于导通状态, 此后 R_{T1} 被短路, 全部交流电压输入加至整流桥而进入正常工作状态。其中的 C_{37} 和 R_1 组成吸收电路, 用于吸收所在回路的浪涌电流。

(3) 整流滤波电路

输入的 220 V 交流电压经全波整流, 再经电容滤波后将波动直流电压变为 310 V 左右的平稳直流电压, 作为后级功率变换电路的直流电源, 电路中 C_8 、 C_9 串联组成输入滤波平滑电路, 同时也作为后级功率变换电路的一个桥臂。在一定的开关频率下, 为达到足够的保持时间并兼顾阻抗成分, 这里 C_8 、 C_9 选用 $2200 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ 的大容量、低阻抗的铝电解电容器。

另外, 在电源交流输入的两端之间跨接一标称电压为 800 V 的压敏电阻 R_{V1} 用以吸收雷击浪涌。在正常情况下, R_{V1} 的阻抗为无穷大, 对电路无影响; 当遇雷击时, R_{V1} 阻值在毫秒级内

趋于0,流过 R_{V1} 的电流急剧增加,使保险管 F_1 瞬间熔断,电源的后续电路及其负载设备因断电而得到保护。

2. 功率变换主电路

根据输出功率的大小,选用半桥式主电路,如图6.4.4所示。功率开关管选用MOSFET IRFP340,分压电容 C_8 、 C_9 同时也作为输入滤波电容($2200\mu\text{F}/400\text{V}$)。两只主功率开关管 T_1 、 T_2 交替饱和导通,当 T_1 (或 T_2)截止时,在 Tr_1 初级绕组上产生的浪涌电压,被 T_1 (或 T_2)内部的二极管及电容 C_9 (或 C_8)和 Tr_1 初级绕组构成的电路所吸收。另外, C_{12} 与 R_4 、 C_{13} 与 R_7 、 C_{14} 与 R_8 分别组成吸收电路,对所跨越的功率开关管开关工作和线圈产生的浪涌电流进行进一步吸收,保护开关管并抑制高频噪声。 R_5 、 R_6 分别为 T_1 和 T_2 的栅极限流电阻。

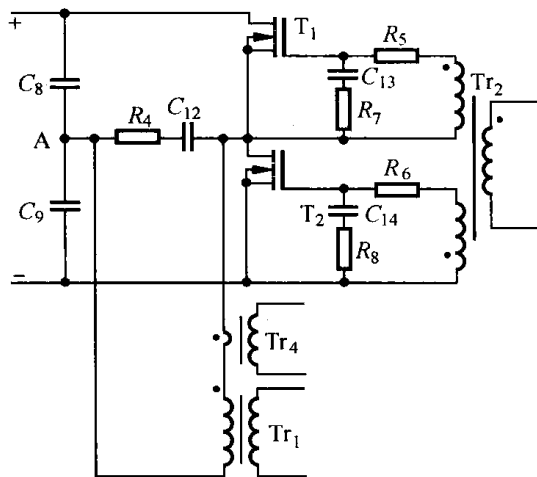


图 6.4.4 半桥式功率变换主电路

3. 输出整流滤波电路

输出整流滤波电路如图6.4.5所示。这里,主开关变压器的次级设计成匝数相等的四个绕组,两两分别与输出整流管 D_1 、 D_2 和 D_3 、 D_4 成对地组成全波整流电路。其中,输出整流管采用超快恢复共阴二极管MUR3020PT,并且两阳极相连使用。 L_3 与 C_{20} 、 C_{21} 组成对称 π 型输出平滑电路,对整流后的电流进行平波,从而得到稳定的27V电压输出。 C_{22} 为抑制差模噪声电容器, C_{19} 、 C_{23} 为抑制共模噪声电容器,以阻止噪声由输出回路进入负载设备。 C_{15} 与 R_9 、 C_{16} 与 R_{10} 、 C_{17} 与 R_{11} 、 C_{18} 与 R_{12} 分别组成吸收电路,以吸收输出整流二极管通断和所接 Tr_1 次级线圈产生的浪涌电流。 R_{13} 为假负载电阻,使开关电源可空载运行。

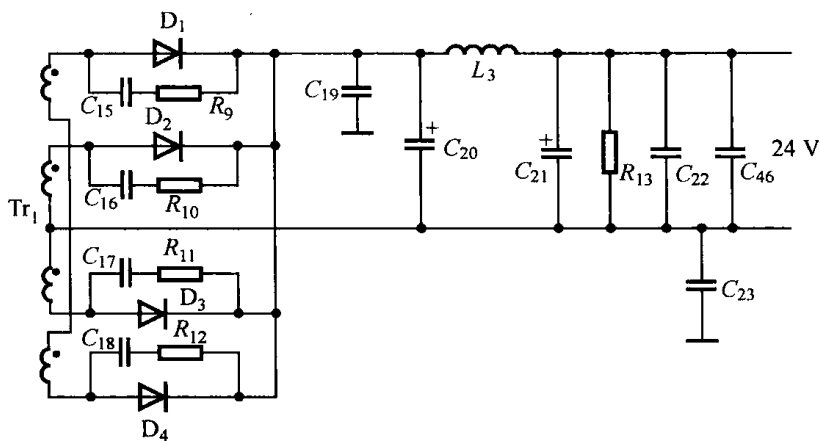


图 6.4.5 输出整流滤波电路

4. 控制电路

控制电路由美国通用公司的SG3525A集成控制器为核心组成,其内部结构框图和各脚配置的元件如图6.4.6所示。

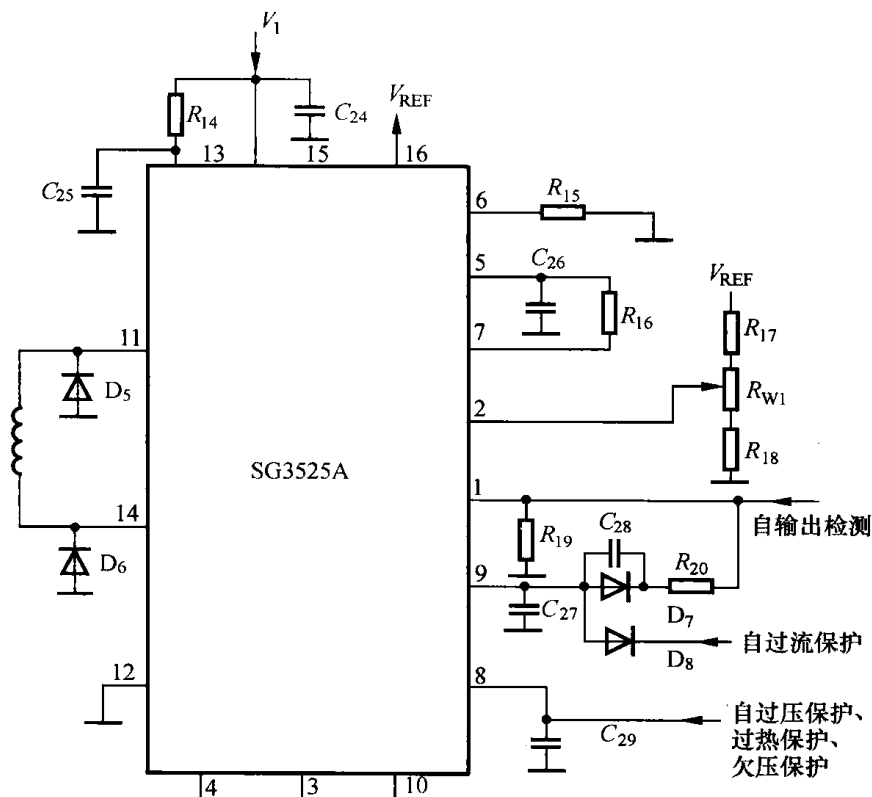


图 6.4.6 SG3525A 组成的控制电路

辅助电源输出的 14.5 V 电压 V_1 加至 15 脚, 给片内提供电源电压, 另一路经 R_{14} 降压为 13.5 V, 供给 13 脚, 为内部输出驱动管提供集电极电压; 这里 C_{29} 为软启动电容, C_{24} 、 C_{25} 为高频旁路电容, 以防止高频干扰影响 SG3525 的正常工作, D_5 、 D_6 为输出开关脉冲钳位二极管。

振荡频率由 5 脚外接的定时电容 C_{26} 和 6 脚外接的定时电阻 R_{15} 来决定, $f \approx 75 \text{ kHz}$ 。

2 脚外接的 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{W1} 组成分压电路, 对 16 脚输出的 5.1 V 电压进行分压, 为内部误差放大器提供基准, 调节 R_{W1} 可使电源输出得到准确的 27 V 电压或在 24 ~ 30 V 之间可调。自输出检测电路送来的取样电压经分压提供给 1 脚(误差放大器的反相输入端), 与 2 脚(误差放大器的同相输入端)的基准电压进行误差放大, 误差放大器的输出电压送至 PWM 电路进行脉宽调制, 起到稳压调节作用。9 脚为误差放大器的输出端。为了使误差放大器稳定工作, 9 脚外接 R_{20} 、 C_{27} , 以补偿系统的相移和频响特性。当 1 脚分压降低时, 死区会变小, 为避免死区过小造成两功率 MOSFET 同时导通, 利用 R_{20} 将 1 脚的分压送至 9 脚, 同时对 9 脚的电平数值进行钳制以控制死区。但在一般情况下, 为了不影响片内性能, 串联二极管 D_7 , 使 9 脚电位低于 1 脚分压端电位, 以使片内不受分压回路影响。同时, 9 脚兼具过流保护功能。在正常情况下, 9 脚只做 1、2 脚误差放大器的回路补偿; 在过流情况下, 过流保护电路使 9 脚的电位大幅度下降, 强制性使脉冲宽度变窄, 电源输出降低, 从而限制电流增加, 保护了电源本身和负载设备。

8 脚为软启动脚。当电源刚接通电网电压、 $V_1 < 8 \text{ V}$ 时, 8 脚无电压。当 V_1 上升至 $\geq 8 \text{ V}$ 时, 内部 $50 \mu\text{A}$ 电流源给 8 脚外接的 C_{29} 充电, 当充至 0.4 V 时, 软启动开始, 启动时间取决于 C_{29} 的大小。8 脚电位充至 4.8 V 时软启动结束。在本开关电源中, 8 脚兼有过压、过热和辅助电源欠压保护功能。当电源输出过压、功率 MOSFET 过热、辅助电源输出欠压时, 8 脚外接 C_{29} 对地放电至零, 使输出关断而起到保护作用。

5. 驱动电路

根据 MOSFET 的特点,采用脉冲变压器组成驱动电路,脉冲变压器的初级直接接在 SG3525A 的两个输出端。这种驱动电路不需要另外两组独立电源,简单实用。

6. 保护电路

(1) 过流保护电路

开关电源设置了具有电流下垂特性的过流保护电路,如图 6.4.7 所示。

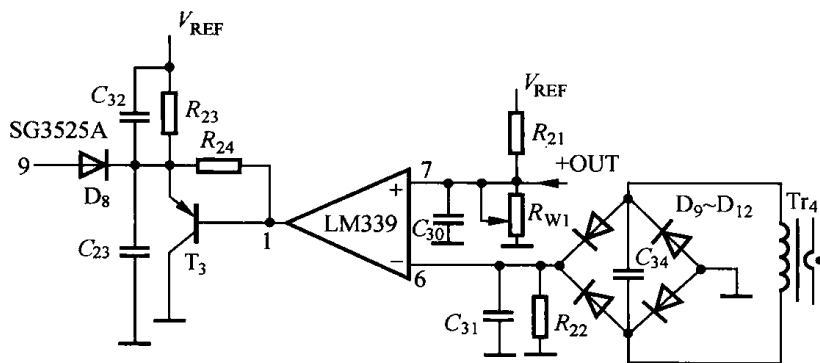


图 6.4.7 过流保护电路

用电流互感器 Tr_4 进行电流取样,其初、次级匝比为 1:10,次级感应电流经全桥式整流在 R_{22} 上产生反映输出电流大小的压降,电压比较器的同相输入端 7 脚电压取 SG3525A 的 16 脚基准电压 5.1 V。在电源额定输出电流 10 A 之内,由于 D_8 的作用,过流保护电路对 SG3525A 的 9 脚无影响;当电源输出电流超过 10 A 时,过流保护电路的 6 脚电位明显升高,但开关电源仍处于正常稳压输出状态;当电源输出电流进一步增大至 15 A 左右时,过流保护电路中 6 脚电位高于 7 脚,1 脚输出低电位使 T_3 导通程度增大,甚至达到饱和状态, T_3 射级电位大幅度降低,经 D_8 使得 SG3525A 的 9 脚电位大幅度降低,强制性使开关电源输出电压下降,保证电流不再上升,从而限制了功率开关管的电流。当故障被排除后,电路自动恢复正常工作。

(2) 过压保护电路

过压保护电路如图 6.4.8 所示。

在正常状态下,NE555N 的 5 脚电位总高于 6 脚电位,7 脚、2 脚与 SG3525A 的 8 脚直接相连,5 脚作为反相输入端的块内比较器的同相输入端的基准电压,6 脚为检测信号输入端,因此电源输出电压高于额定值很多(32 V 左右)。6 脚电位超过了 5 脚电位时,7 脚内的放电三极管迅速饱和导通,其集电极引出的 7 脚(即 SG3525A 8 脚)迅速接地, C_{29} 对地放电,SG3525A 输出关断,两功率 MOSFET 全部截止,电源无输出电压,从而保护了负载设备。若过压不严重且为瞬间现象,由于过压得以及时控制,6 脚电位迅速低于 5 脚电位,因 2 脚与 7 脚直接相连且已有了一个电位低于 0.77 V 的过程,使得 7 脚内的放电管截止,SG3525A 8 脚外接的 C_{29} 可重新充电启动,开关电源会恢复正常工作。否则,过压保护后,电源将不能自动恢复正常工作,待故障被排除后,必须重新开启电源。

(3) 过热保护电路

过热保护电路如图 6.4.9 所示。正温度系数的热敏电阻 R_{T2} 贴于两只功率 MOSFET 的散热片上,当散热片过热(100℃ 左右)时, R_{T2} 阻值增大到所分得的电压经 D_{13} 使 NE555N 的 6 脚

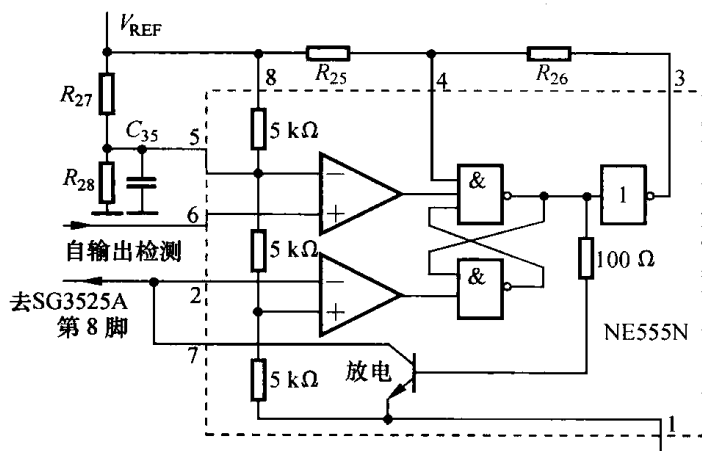


图 6.4.8 过压保护电路

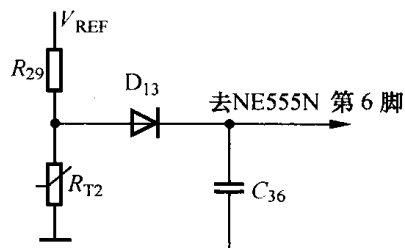


图 6.4.9 过热保护电路

电位高于 5 脚电位,过程同过压保护的类似。 D_{13} 在正常情况下处于反偏状态,避免 6 脚电位的波动对 SG3525A16 脚基准点电位产生影响。

(4) 输入欠压保护电路

输入欠压保护电路如图 6.4.10 所示。LM339N 的另外一个电压比较器在欠压保护电路中作欠压比较用,比较器同相输入端的基准电压由 SG3525A10 脚输出的 5.1 V 经 R_{32} 降压得到,输出端 2 脚用上拉电阻 R_{33} 接 5.1 V。当辅助电源的输出电压低到其正常值的 60%,即 8.7 V 左右时,4 脚电位将低于 5 脚电位,使 2 脚变为高电位, D_{14} 导通,进而 T_4 饱和导通,SG3525A8 脚外接的 C_{29} 对地放电,关断输出进行保护。

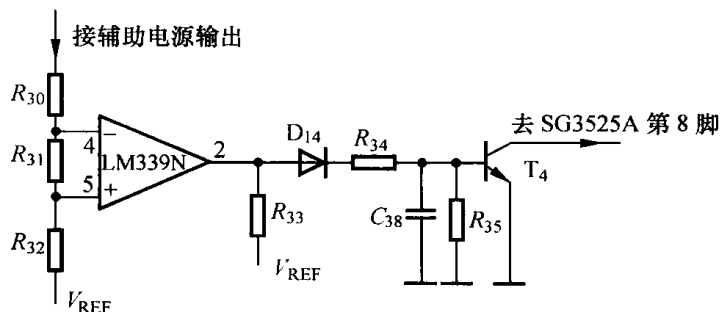


图 6.4.10 输入欠压保护电路

7. 辅助电源电路

辅助电源负责对集成控制器 SG3525A 和电压比较器 LM339N 提供工作电压,电路如图 6.4.11 所示。

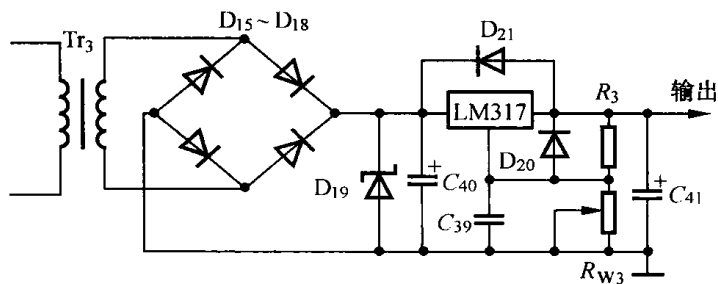


图 6.4.11 辅助电源电路

220 V 交流电压经工频变压器降压至 15 V, 又经全波整流得到 20 V 左右的脉动直流电压加至三端可调集成稳压器 LM317 的输入端。调节 R_{w3} , 使 LM317 输出 14.5 V 稳定的直流电压供 SG3525A 等使用。

图 6.4.11 中, D_{19} 为稳压二极管, 用于防止浪涌电压损坏 LM317, C_{39} 、 C_{40} 、 C_{41} 为平滑滤波电容, D_{20} 、 D_{21} 为保护二极管, 用于防止输入及输出端对地短路时烧坏稳压器, R_3 为取样电阻, R_{w3} 为输出调节电位器。

6.5 48 V/10 A 软开关直流电源设计

6.5.1 电源的主要技术指标

- ① 输入交流电压: 单相 220 V $^{+15\%}_{-20\%}$, 50 Hz。
- ② 输出直流电压: 额定电压为 48 V, 浮充电压为 52.8 V, 均充电压为 57.6 V。
- ③ 输出电流: 10 A。
- ④ 最大输出功率: 600 W。
- ⑤ 输出电压纹波: 小于 200 mV。
- ⑥ 负载效应(负载调整率): 小于 $\pm 0.5\%$ 。
- ⑦ 源效应(电源调整率): $\pm 0.1\%$ 之间。
- ⑧ 稳压精度: 小于输出电压的 1%。
- ⑨ 保护: 输入过压保护, 输出过、欠压保护, 开关管过流保护, 输出过流的限流式保护。

6.5.2 主电路设计

本电源采用移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器拓扑, 利用 UC3875 芯片构成控制电路, 实现功率开关管的零电压开关, 从而减小功率开关管的开关损耗, 可以提高开关频率, 提高电源效率, 实现电源的高频化和小型化。

电源的主电路结构如图 6.5.1 所示, 由输入整流滤波电路, 单相逆变桥, 高频变压器, 谐振电感和隔直电容, 输出整流滤波电路等四部分组成。

1. 输入整流滤波电路

这是将单相交流电整流、滤波, 为单相逆变桥提供一个平滑的直流电压的电路。其中, EMI 是输入滤波器, 它能减少电源内部对电网的干扰, 同时又能抑制电网对电源的干扰。 R_{v1} 和 R_{v2} 是压敏电阻, 防止出现异常情况, 如有雷击时电网电压过高, 对电源造成破坏。RECT 是单相整流桥。 C_1 和 C_2 是电解电容, 用来滤波。 C_3 和 C_4 是涤纶电容, 用于吸收直流母线上的高频电压尖峰。 R_1 和晶闸管 SCR 构成输入软启动电路, 防止电源开机时出现过大的浪涌电流。开机时, 通过 R_1 给电容 $C_1 \sim C_4$ 充电。启动完成后, 高频变压器的控制绕组产生脉冲电压, 经过二极管 D_{209} 和电容 C_{201} 整流滤波, 通过 R_{209} 和 R_{210} 触发 SCR 导通, 将 R_1 短路。

2. 单相逆变桥

单相逆变桥由 $T_1 \sim T_4$ 四个功率开关管(MOSFET)组成, 为高频变压器提供脉宽可调的高频交流方波电压。 $R_{201} \sim R_{204}$ 与栅极并联。

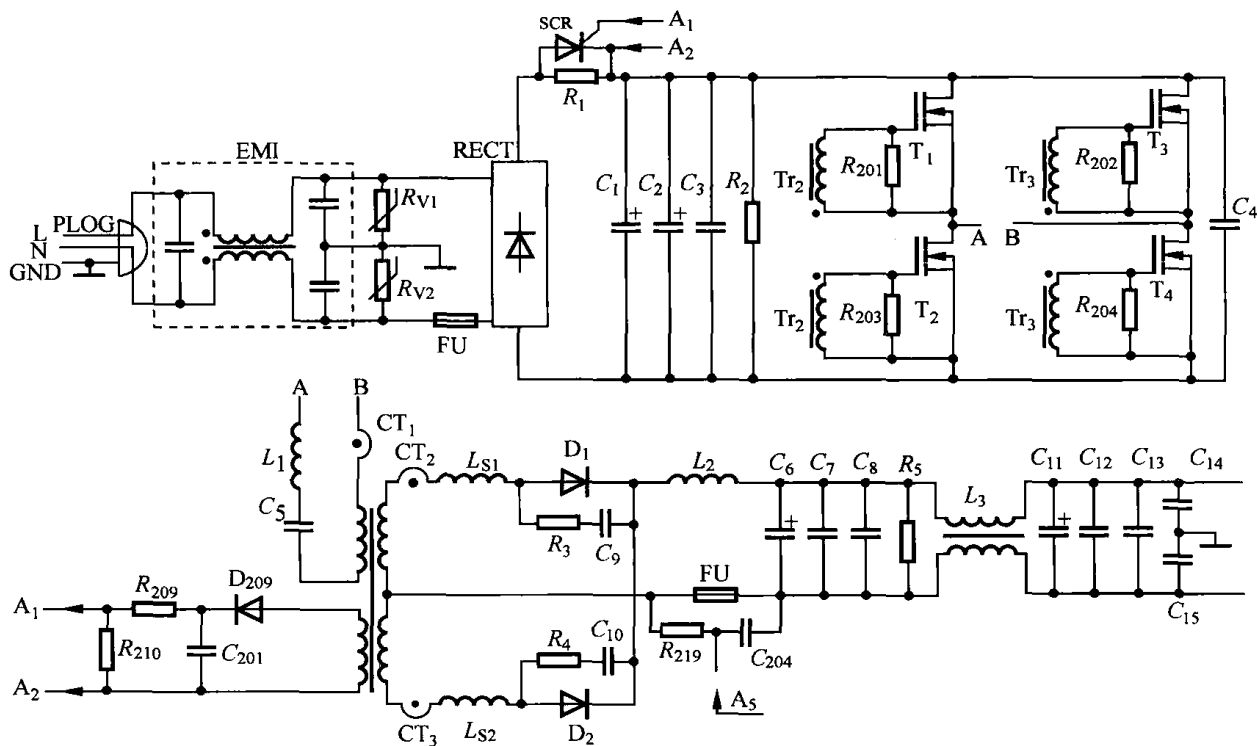


图 6.5.1 主电路结构

3. 高频变压器、谐振电感和隔直电容

高频变压器 Tr_1 起到隔离和降压的作用,它有一个初级绕组,两个次级绕组和一个控制绕组,其中控制绕组用于触发 SCR 导通。谐振电感 L_1 用于帮助实现功率开关管的零电压开关,而隔直电容 C_5 则用来防止高频变压器直流磁化。由于功率开关管的驱动电路的不一致、功率开关管的离散性和电压误差放大器的调节作用,单相逆变桥的交流方波电压中含有较小的直流分量,如果不用隔直电容将直流分量隔去,高频变压器就会饱和,导致单相逆变桥功率开关器件烧毁。

4. 整流滤波电路

输出整流滤波电路用来将变压器副边的高频交流方波电压整流和滤波,得到 48 V 的直流电压。其中, D_1 和 D_2 是输出整流二极管, R_3 和 C_9 、 R_4 和 C_{10} 分别构成 D_1 和 D_2 的缓冲电路,饱和电感 L_{S1} 和 L_{S2} 用来减少 D_1 和 D_2 的反向恢复电流, L_2 是输出滤波电感, $C_6 \sim C_8$, $C_{11} \sim C_{13}$ 是滤波电容, L_3 和 C_{14} 、 C_{15} 构成去除共模杂音回路。

6.5.3 控制电路及保护电路

本电源的控制电路采用 UC3875 来实现,如图 6.5.2 所示。它具体分为如下几个部分:参数设置,电压反馈环节,输出电流限制。保护电路包括四个保护功能和一个报警功能。

1. 参数设置

R_{102} 和 C_{103} 设置开关频率, R_{107} 和 C_{108} 设置 OUT_C 和 OUT_D 的死区时间, R_{103} 和 C_{104} 设置 OUT_A 和 OUT_B 的死区时间, R_{101} 和 C_{102} 设置锯齿波的斜率和幅值, C_{107} 设置软启动的时间。

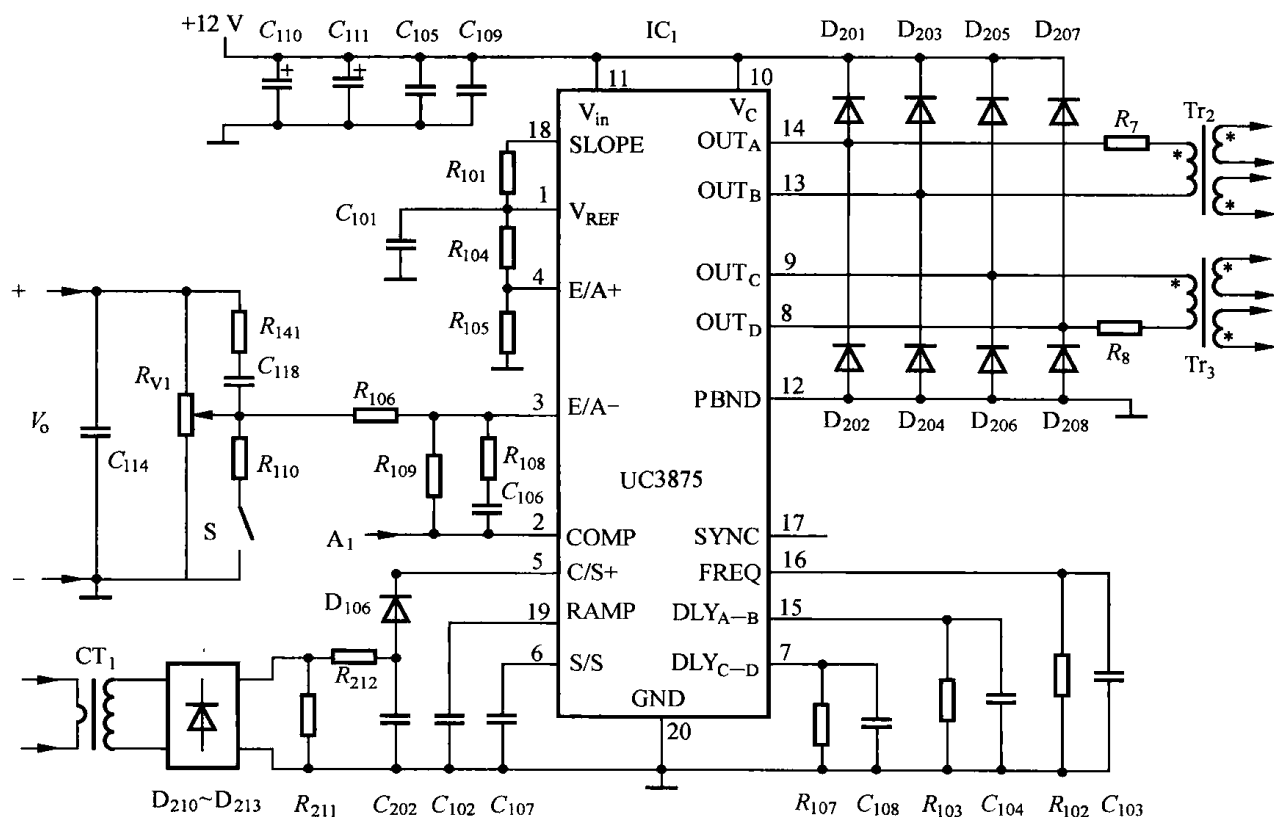


图 6.5.2 控制电路

2. 电压反馈环节

电压调节器利用 UC3875 内的误差放大器进行调节。输出电压经过电位器 R_{V1} 分压后经过 R_{106} 送到误差放大器的反相端, 5 V 基准电压经 R_{104} 和 R_{105} 分压后, 得到 3 V 电压送到同相端, 作为电压给定信号。 R_{108} 和 C_{106} 跨接在反相端和输出端作为补偿网络, 构成比例积分 (PI) 调节器。为了提高 PI 调节器的动态特性, R_{108} 和 C_{106} 上并接了 R_{109} 。调节 R_{V1} 可以调节输出电压反馈系数, 从而调节输出电压。

3. 输出电流限制

为了防止输出电流超过额定电流, 控制电路中设置了输出限流电路, 该电路采用 PI 调节器, 如图 6.5.3 所示。

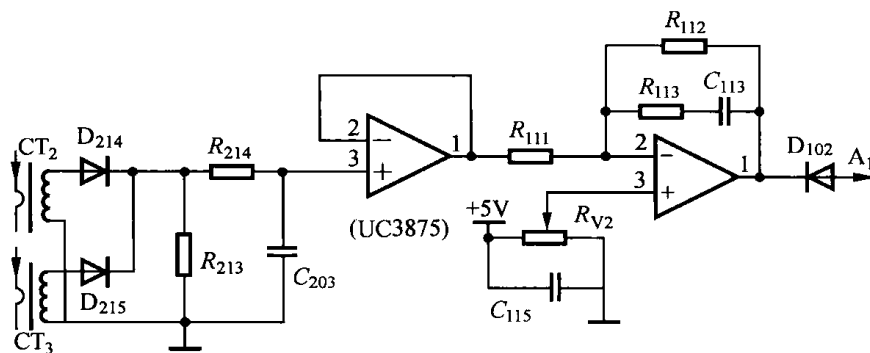


图 6.5.3 输出电流限制电路

5 V 基准电压经电位器 R_{V2} 分压后作为输出电流限制值给定。输出电流由磁环构成的电流互感器检测。两个电流互感器 Tr_2 和 Tr_3 分别检测两个输出整流管电流, 然后相加, 得到输出电流。 R_{111} 是输入电阻, R_{113} 和 C_{113} 构成补偿网络, R_{112} 用来提高 PI 调节器的动态特性。输出限流电路的输出端经二极管 D_{102} 连到电压调节器的输出端, 即图 6.5.3 所示的 A_1 处。当输出电流未达到限流值时, 电压调节器的输出电压起作用, 与锯齿波比较, 决定主电路的占空比。一旦输出电流达到限流值, 输出限流电路的输出电压低于电压调节器的输出电压, 二极管 D_{102} 导通, 这时由输出限流电路的输出电压与锯齿波比较, 来决定主电路的占空比, 调节 R_{V2} 可以调节输出电流限流值。

4. 保护电路

除了输出电流限制以外, 本电源还设置有四个保护功能和一个警告功能: 输入过压保护, 输入欠压保护, 输出过压保护, 开关管过流保护和输出欠压告警。保护电路如图 6.5.4 所示。

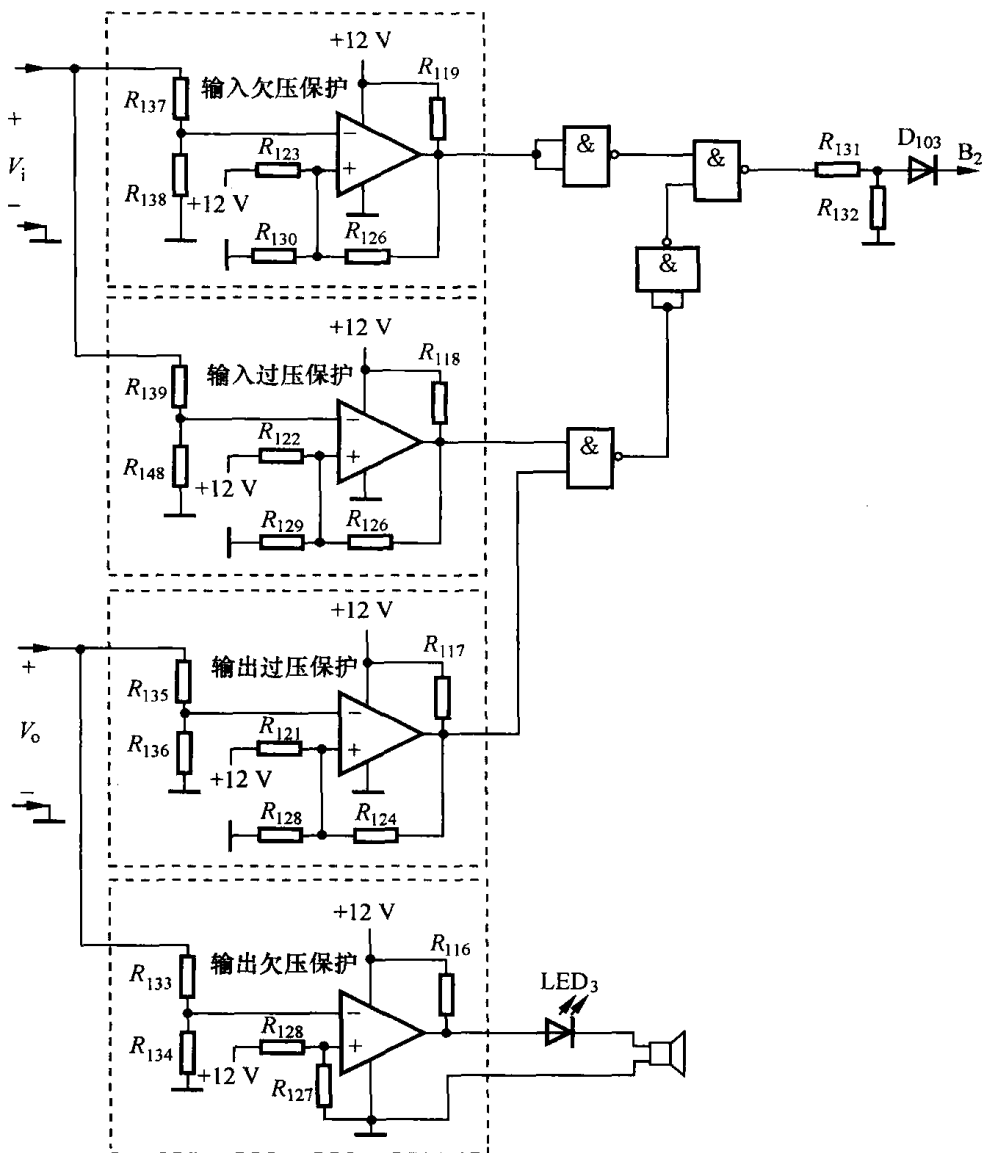


图 6.5.4 保护电路

前三种保护功能的实现电路是类似的,即输出(或输入)电压经过分压后送到比较器的反相端,比较器的同相端接给定电压。只是比较器的输出不同,即:输入过压和输出过压时,比较器输出低电平;输入欠压和输出欠压时,比较器输出高电平。前面三种保护电路的输出经过4011运算后,成“或”关系,即只要有一种故障发生,得到的故障信号(R_{131} 和 R_{132} 的连接点)就为4 V电压,通过二极管接到UC3875的电流检测端C/S+,使UC3875的输出全部关断。输出欠压时,比较器输出高电平,发光二极管LED₃点亮,同时蜂鸣器发出声音报警。

为了保护主功率管不致过流烧毁,利用电流互感器CT₁检测变压器的初级电流,D₂₁₀~D₂₁₃将检测到的电流信号整流后经由二极管D₁₀₆引到UC3875的电流检测端C/S+。当初级电流过流时,若检测到的电流信号超过2.5 V,则UC3875的输出全部关断。

6.5.4 驱动电路

在选择开关管的驱动电路时,考虑了以下四个因素:

- ① 本电源采用移相控制方案,每个桥臂的两个开关管180°互补导通;
- ② 主功率管选用的是MOSFET,MOSFET是电压型驱动方式的;
- ③ UC3875提供四个输出电流峰值为2 A图腾柱输出级;
- ④ 每个桥臂的两个开关管的驱动电路要相互隔离。

基于以上四点,构成了如图6.5.5所示的驱动电路,直接利用变压器来驱动。驱动变压器原边两端接到同一对输出脚,两个副边分别驱动同一桥臂的两个功率管。在驱动变压器的原边串接了电阻 R_7 ,其阻值为10 Ω ,使原边最大电流限制在1.2 A。为了使UC3875不被低于0 V高于 V_c 的电压损坏,必须用肖特基二极管对输出极进行钳位。由于驱动变压器驱动同一个桥臂两个功率管,因此要求绕组之间必须有500 V以上绝缘电压。

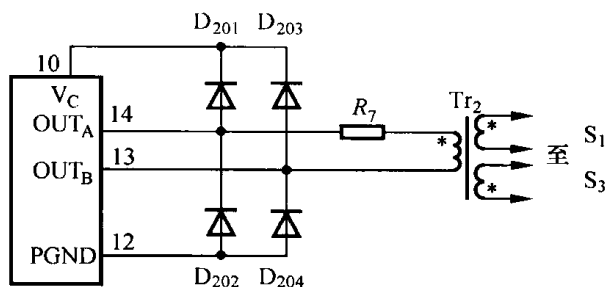


图 6.5.5 驱动电路

6.5.5 电流检测电路

检测电流的方法很多,最简单的是采用电阻的方法检测,即在需要检测电流的回路中串联一个较小的电阻,检测电阻上的电压降就可检测电流大小。这种方法的不足是电阻上有损耗,同时没有电的隔离。比较精确而且有电隔离的检测方法是采用霍尔元件组成检测电路,但成本较高,而且需要精确的 ± 15 V直流电源。既经济又简单的方法是采用磁环来构成电流互感器,但它只能检测交流信号。为了检测直流信号,应根据不同的电路结构来构成不同的电流互感器。这里介绍输出滤波电感电流 i_{Lf} 的检测电路。

从图6.5.1所示电路可以知道,输出滤波电感电流 i_{Lf} 是两个输出整流二极管的电流之和。而输出整流管的电流是一个直流方波信号,可以用如图6.5.6(a)所示的方法来检测。当电流互感器CT的初级线圈有电流时,次级线圈也有电流流过,检测电阻 R_s 上有电压。当CT的初

级线圈没有电流时,次级线圈也没有电流流过,二极管 D_S 反向击穿,给磁环去磁,使磁环磁复位。依据这样的原理,可以构成 i_{Lf} 的检测电路,如图 6.5.6(b) 所示。图中, R_1 和 C_1 是 RC 滤波环节,用来滤除电流尖峰,该电路简单可靠,损耗极小,成本低廉。

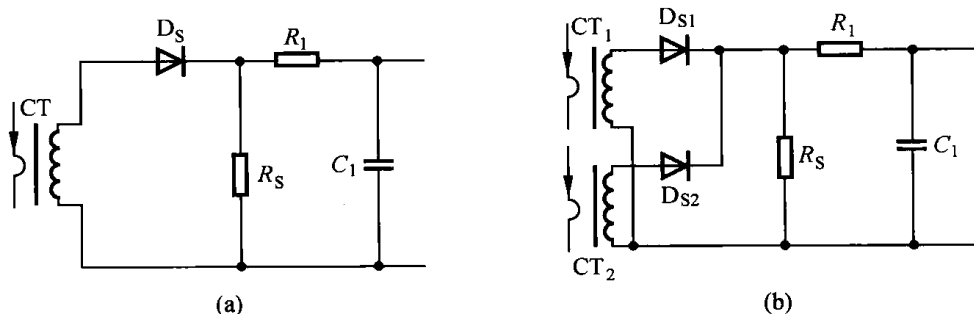


图 6.5.6 电流检测电路

(a) 输出整流管电流的检测; (b) 输出滤波电感电流的检测

6.5.6 参数设计

1. 输入滤波电容

电源输入滤波电容的计算过程如下。在最低输入交流电时,取整流滤波后的直流电压的最大脉动值 V_{PP} 为最低交流电压峰值的 20%。按照下面的步骤来计算 C_i 的容量。

相电压有效值为 $220 \text{ V}_{-20\%}^{+15\%} = 176 \sim 253 \text{ V}$;

相电压峰值为 $249 \sim 358 \text{ V}$;

整流滤波后的直流电压的最大脉动值为 50 V ($249 \times 20\%$);

整流滤波后的直流电压为 $200 \sim 358 \text{ V}$ 。

为了保证整流滤波后的直流电压最小值 $V_{i \min}$ 符合要求。每个周期中 C_i 所提供能量约为

$$W_i = \frac{P_i}{f} = \frac{P_i/\eta}{f} = \frac{600/0.85}{45} \text{ J} = 15.7 \text{ J}$$

每个半周期输入滤波电容所提供的能量为

$$\frac{W_i}{2} = \frac{1}{2} C_i [(\sqrt{2} V_{\text{line min}})^2 - V_{i \min}^2] \quad (6-5-1)$$

因此,输入滤波电容容量为

$$C_i = \frac{W_i}{(\sqrt{2} V_{\text{line min}})^2 - V_{i \min}^2} = \frac{15.7}{249^2 - 200^2} \text{ F} = 713 \mu\text{F} \quad (6-5-2)$$

根据电容生产厂家提供的手册,可选用两个 $470 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ 的铝电解电容并联使用。那么根据式(6-5-1)可计算出 $V_{i \min}$ 为

$$V_{i \min} = \sqrt{(\sqrt{2} V_{\text{line min}})^2 - \frac{W_i}{C_i}} = 213 \text{ V} \quad (6-5-3)$$

2. 高频变压器初、次级变比

为了提高高频变压器的利用率,减少开关管的电流,降低输出整流二极管的反向电压,从而减少损耗和降低成本,高频变压器初、次级变比应尽可能大一些。为了在规定的输入电压范

围内能够输出所要求的电压,变压器的变比应按最低输入电压 V_i 选择。考虑到移相控制方案存在副边占空比丢失的现象,选择副边的最大占空比为 0.85,则可计算出副边电压 $V_{\text{sec min}}$ 为

$$V_{\text{sec min}} = \frac{V_{\text{o max}} + V_D + V_{L_f}}{D_{\text{sec min}}} = \frac{57.6 + 1.5 + 0.5}{0.85} \text{ V} = 70.12 \text{ V} \quad (6-5-4)$$

其中, $V_{\text{o max}}$ 是最高输出电压,即均充电压; V_D 是输出整流二极管的通态压降; V_{L_f} 是输出滤波器电感上的直流压降。

因此,变压器初、次级变比 $K = \frac{213}{70.12} = 3.04$,选择变比 $K = 3$ 。

3. 谐振电感值

谐振电感可为滞后桥臂开关管的零电压开关提供足够的能量。超前桥臂容易实现零电压开关,滞后桥臂实现零电压开关比较困难。实现滞后桥臂的零电压开关,必须满足

$$\frac{1}{2} L_1 I^2 = \frac{4}{3} C_{\text{MOS}} V_i^2 \quad (6-5-5)$$

其中, L_1 是谐振电感, I 是滞后桥臂开关管关断时原边电流的大小, C_{MOS} 是开关管漏源极电容, V_i 是整流滤波后的直流电压。

谐振电感 L_1 的选择应考虑下述因素:

- ① 为了在任意 V_i 时均能实现滞后桥臂的零电压开关, V_i 应取最大值 $V_{i \text{ max}}$;
- ② 在 1/3 满载以上时实现零电压开关;
- ③ 负载电流为 1 A 时滤波电感 L_f 的电流 i_{L_f} 临界连续,也就是说, i_{L_f} 的脉动量 Δi_{L_f} 为 2 A。在 1/3 负载时,

$$I = \frac{I_{\text{o max}}/3 + \Delta i_{L_f}/2}{K} = \frac{10/3 + 2/2}{3} \text{ A} = 1.44 \text{ A}$$

开关管 IRF840 的漏极电容 $C_{\text{MOS}} = 160 \text{ pF}$, $V_{i \text{ max}} = 358 \text{ V}$

根据式(6-5-5)可得 $L_1 = 26 \mu\text{H}$ 。

4. 开关频率

谐振电感 L_1 确定后,即可计算副边的最大占空比丢失 $D_{\text{loss max}}$ 。 D_{loss} 可由下式近似计算:

$$D_{\text{loss}} = \frac{L_r \frac{\left(I_o + \frac{1}{2} \Delta I\right) - \left[-\left(I_o - \frac{1}{2} \Delta I\right)\right]}{K}}{V_i \frac{T_s}{2}} = \frac{4 L_r I_o f_s}{V_i K} \quad (6-5-6)$$

从式(6-5-6)可知,当 I_o 最大, V_i 最小时,副边占空比丢失最大, $D_{\text{loss max}}$ 为

$$D_{\text{loss max}} = \frac{4 \times 26 \mu\text{H} \times 10 \text{ A}}{213 \text{ V} \times 3} \cdot f_s = 1.62 \mu\text{s} \cdot f_s \quad (6-5-7)$$

在前面讨论变压器变比时,在 V_i 最小时,选择副边的最大占空比为 0.85,也就是说, $D_{\text{loss max}} \leq 1 - 0.85 = 0.15$,取 $D_{\text{loss max}} = 0.13$,从式(6-5-7)可得 $f_s = 80 \text{ kHz}$ 。

实际上,在设计电源时,为了减小电源的体积和重量,总是希望提高开关频率,由于移相控制零电压开关 PWM DC/DC 变换器存在占空比丢失,故当变压器的变比和谐振电感确定后,开关频率越高,占空比丢失越大。为了得到要求的输出电压,必须减少变压器的变比,这样又使原边电流增大,占空比丢失更大,所以开关频率不能无限制地提高。因此,选择变压器变比 K 、

谐振电感和开关频率时,要做多次计算,直到得到一个比较优化的结果为止。

5. 高频变压器

(1) 确定原边和副边匝数

首先选定 TOKIN 公司的 FEE55A 磁芯。由于开关频率为 80 kHz,为了减少铁损,可确定最高工作磁密 $B_m = 0.10 \text{ T}$,那么次级匝数 N_{sec} 可由下式决定:

$$N_{\text{sec}} = \frac{V_{\text{sec min}} D_{\text{sec max}}}{4 f A_e B_m} \quad (6-5-8)$$

式中, A_e 为磁芯的有效导磁截面积。

查手册可知, FEE55A 的有效截面积 $A_e = 328 \text{ mm}^2$, $D_{\text{sec max}} = 0.85$, $V_{\text{sec min}} = \frac{V_{i \text{ min}}}{K} = \frac{213}{3} \text{ V} = 71 \text{ V}$ 。根据式(6-5-8)可算出次级匝数 $N_{\text{sec}} = 5.75$, 取 $N_{\text{sec}} = 6$ 。

变压器初、次级变比为 3, 因此变压器次级匝数 $N_p = 18$ 。

(2) 确定原边绕组导线线径和股数

在选用绕组的导线线径时,要考虑导线的集肤效应,一般要求导线线径小于两倍穿透深度。变压器的工作频率为 80 kHz,在此频率下,铜导线的穿透深度为 $\Delta = 0.2336 \text{ mm}$,因此绕组应选用线径小于 0.4672 mm 的铜导线。这里选用 15 股线径为 0.15 mm 的漆包线绞结而成的多股线,多股线的导电面积为

$$S_1 = \frac{\pi d_1^2}{4} \times 15 = \frac{\pi \times 0.15^2}{4} \times 15 \text{ mm}^2 = 0.2651 \text{ mm}^2$$

变压器原边电流最大值为

$$I_{p \text{ max}} = \frac{P_{o \text{ max}}}{\eta_{tr} V_{i \text{ min}}} \quad (6-5-9)$$

其中, $P_{o \text{ max}}$ 为变压器的最大输出功率, η_{tr} 为变压器的效率, $V_{i \text{ min}}$ 为输入直流平均电压最小值。

这里取 $V_{i \text{ min}} = 213 \text{ V}$, $P_{o \text{ max}} = 600 \text{ W}$, 一般取 $\eta_{tr} = 0.98$, 那么 $I_{p \text{ max}} = \frac{600 \text{ W}}{0.98 \times 213 \text{ V}} = 2.87 \text{ A}$ 。在输入电压最低时,取电流密度 $J = 5 \text{ A/mm}^2$, 则初级绕组的导线面积为 $S_p = \frac{2.87 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 0.574 \text{ mm}^2$, 需要 15 股线径为 0.15 mm 的多股线 $2 (= 0.574/0.2651)$ 根。

(3) 确定次级绕组导线线径和股数

变压器有两组次级绕组,构成双半波整流电路,因此每组次级绕组的最大电流有效值为 $I_{s \text{ max}} = 10 \text{ A}/\sqrt{2} = 7.071 \text{ A}$,取电流密度为 $J = 3.5 \text{ A/mm}^2$,则次级导线总面积

$$S_s = \frac{7.071 \text{ A}}{3.5 \text{ A/mm}^2} = 2.02 \text{ mm}^2$$

在 $f_s = 80 \text{ kHz}$ 时,导线的穿透深度为 $\Delta = 0.2336 \text{ mm}$,因此其绕组应选用线径小于 0.4672 mm 的铜导线。这里次级绕组选用由 16 股线径为 0.21 mm 的漆包线绞结而成的多股线,每根导线的导电面积为

$$S_2 = \frac{\pi d_2^2}{4} \times 16 = \frac{\pi \times 0.21^2}{4} \times 16 \text{ mm}^2 = 0.554 \text{ mm}^2$$

需要这种型号的多股线 $4 (= 2.02/0.554 = 3.65)$ 根。

(4) 绕制方式

为了减少漏感,采用初、次级分层交叉绕法,同时,为了减少高频噪声,初、次级之间要加入

屏蔽层。具体步骤如下。

① 用一根 15 股线径为 0.15 mm 漆包线绞结而成的多股线绕制一组初级绕组,然后加屏蔽层。

② 绕次级绕组。两组次级绕组同时并绕。每组次级绕组均用两根 16 股线径为 0.21 mm 的漆包线绞结而成的多股线,四根并绕,然后加屏蔽层。

③ 重复 ①、② 步。

④ 绕一组控制绕组(1 匝)。用一根 $\phi 0.31$ mm 的漆包线绕制。

⑤ 渗漆处理。

6. 谐振电感设计

前面已计算出谐振电感量为 $L_1 = 26 \mu\text{H}$ 。这里讨论它的设计。

(1) 谐振电感的工作情况

L_1 的电流是双向流动的,其磁芯工作在第一、三象限,是双向磁化的,属于第一类工作状态,其工作频率为 80 kHz。为了减小铁损,磁芯的工作磁密不宜取得太高,查手册知,在 100 kHz 时,材料为 2500 B 的磁芯工作磁密一般低于 200 mT。

$$L_1 \text{ 的电流最大值为 } I_{L1 \max} = \frac{I_{o \max} + \frac{1}{2} \Delta I_{\max}}{K} = \frac{11 + \frac{1}{2} \times 2}{3} \text{ A} = 4 \text{ A}$$

(2) 谐振电感的设计步骤

① 初选磁芯大小。初步选择 TOKIN 公司的 FEER42 磁芯,其有效导磁面积 $A_e = 182.5 \text{ mm}^2$ 。

② 初选气隙大小,以计算绕组匝数。取气隙 $\delta = 4 \text{ mm}$,根据

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{\delta} \quad (6-5-10)$$

可得绕组匝数 $N = 21.3$,取 $N = 22$ 。

③ 核算磁芯最高工作磁密 B_m 。根据公式

$$B_m = \frac{\mu_0 NI}{\delta} \quad (6-5-11)$$

可得 $B_m = 27.6 \text{ mT}$ 。

④ 计算绕组的线径和股数。谐振电感是与变压器初级串联的,其电流有效值等于变压器初级电流有效值,那么谐振电感电流有效值的最大值为 $I_{L1 \max} = 2.65 \text{ A}$,同样需要 2 根由 15 股线径为 0.15 mm 的漆包线绞结而成的多股线。

⑤ 核算窗口面积。当用 15 股线径为 0.15 mm 漆包线绞结而成的多股线来绕制初级绕组时,其总面积为

$$S_{L1} = \frac{\pi \times 0.15^2}{4} \times 15 \times 2 \times 22 \text{ mm}^2 = 11.66 \text{ mm}^2$$

取填充系数 $K_u = 0.5$,则需要磁芯的窗口面积为

$$A_{cw} = \frac{S_{L1}}{K_u} = \frac{11.6}{0.5} \text{ mm}^2 = 23.32 \text{ mm}^2$$

根据手册,FEER42 的窗口面积为 $A_{cw} = 241.00 \text{ mm}^2$,大大超过所需要的窗口面积。

⑥ 但是,用 FEER42 磁芯来绕制谐振电感是不合理的,应选择更小型号的磁芯。在本电源中,考虑到订货及其他原因,暂时选用 FEER42 磁芯,并将气隙减小为 $\delta = 2 \text{ mm}$,相应地,绕组匝数变为 $N = 15$,磁芯最高工作磁密 $B_m = 37.7 \text{ mT}$,大大低于 200 mT ,其铁损一定很小。实验表明,在满载工作时间,磁芯温升为 25°C 。

7. 输出滤波电感的设计

输出滤波电感的计算公式如下:

$$L_f = \frac{V_{o \min}}{2 \times (2f_s) \cdot (10\% I_{o \max})} \left[1 - \frac{V_{o \min}}{\frac{V_{i \max}}{K} - V_{Lf} - V_D} \right] \quad (6-5-12)$$

考虑到输入电压是变化的,而输出也有两种电压值,即浮充电压和均充电压, I_f 应取最大值。当输入电压最高 $V_{i \max} = 358 \text{ V}$ 、输出电压最低 $V_{i \min} = 48 \text{ V}$ 时,根据式(6-5-12), L_f 取最大值 $L_f = 88 \mu\text{H}$ 。

(1) 输出滤波电感的工作情况

L_f 的电流是单向流动的,流过绕组的电流具有较大的直流分量,并叠加一个较小的交变分量,其频率为 160 kHz ($2 \times 80 \text{ kHz}$),属于第三类工作状态。因此磁芯的最大工作磁密可以取得很高,接近饱和磁密。

L_f 的电流最大值为 $I_{Lf \max} = I_{o \max} + \frac{1}{2} \Delta I_{\max} = 11 + \frac{1}{2} \times 2 \text{ A} = 12 \text{ A}$,有效值电流的最大值 $I_{Lf \max} = 11 \text{ A}$ 。

(2) 输出滤波电感的设计步骤

① 初选磁芯大小。初步选择 TOKIN 公司的 FEER42 磁芯,其有效导磁面积 $A_e = 182.5 \text{ mm}^2$ 。

② 初选一个气隙大小,以计算绕组匝数,取气隙 $\delta = 1 \text{ mm}$,根据式(6-5-10),可得:绕组匝数 $N = 19.6$,取 $N = 20$ 。

③ 核算磁芯最高工作磁密 B_m 。根据式(6-5-11),可得

$$B_m = \frac{\mu_o N I_{Lf \max}}{\delta} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 20 \times 12}{1 \times 10^{-3}} \text{ T} = 302 \text{ mT}$$

FEER42 磁芯的材质为 2500 B,其饱和磁密为 $B_s = 490 \text{ mT}$,显然 $B_m < B_s$,符合要求。

④ 计算绕组的线径和股数。输出滤波电感电流有效值的最大值为 $I_{Lf \max} = 11 \text{ A}$,取电流密度为 $J = 3.5 \text{ A/mm}^2$,则需要 6 根由 16 股线径为 0.21 mm 的漆包线绞结而成的多股线来绕制。

⑤ 核算窗口面积。当用 6 根由 16 股线径为 0.21 mm 的漆包线绞结而成的多股线来绕制初级绕组时,其总的导电面积为 $S_{Lf} = \frac{\pi \times 0.21^2}{4} \times 16 \times 6 \times 20 \text{ mm}^2 = 66.50 \text{ mm}^2$,取填充系数 $K_u = 0.5$,则需要磁芯的窗口面积为 $A_{cw} = S_{Lf}/K_u = 66.50 \text{ mm}^2/0.5 = 133.0 \text{ mm}^2$ 。根据手册,FEER42 的窗口面积为 $A_{cw} = 241 \text{ mm}^2$,超过所需窗口面积,因此可以绕得下。

⑥ 从前面的分析中可知,用 FEER42 磁芯来绕制输出滤波电感是合理的。

8. 输出滤波电容的选择

(1) 输出滤波电容量

输出滤波电容的计算公式如下:

$$C_f = \frac{V_{o\min}}{8L_f(2f_s)^2\Delta V_{opp}} \left[1 - \frac{V_{o\min}}{\frac{V_{i\max}}{K} - V_{Lf} - V_D} \right] \quad (6-5-13)$$

根据电源标准,输出电压的峰-峰值 $\Delta V_{opp} < 200 \text{ mV}$,考虑到功率开关管开关和输出整流二极管开关时造成的电压尖峰以及直流母线电压的残留的 100 Hz 纹波,可令输出电压的交流纹波为 $\Delta V_{opp} = 50 \text{ mV}$ 。与计算输出滤波电感同样的道理,当输入电压最高 $V_{i\max} = 358 \text{ V}$,输出电压最低 $V_{o\min} = 48 \text{ V}$ 时,根据式(6-5-13), C_f 取最大值 $C_f = 31.48 \mu\text{F}$ 。考虑到电解电容有寄生电阻 ESR,这里选用两个容量为 $3300 \mu\text{F}$ 的电解电容并联使用。

(2) 输出滤波电容的耐压值

本电源的最大输出电压为 57.6 V ,可以选用耐压值为 63 V 的电容。

综上所述,选用两个 $3300 \mu\text{F}/63 \text{ V}$ 的电解电容并联使用,作为输出滤波电容。

9. 主功率管的选择

考虑到功率器件的开关速度和驱动电路的简洁,本电源选用 MOSFET 作为功率开关管来构成全桥电路。

(1) 额定电压

整流滤波后的直流母线电压最大值为 358 V ,如果主电路工作在硬开关条件下,功率开关管的额定电压一般要求高于直流母线电压的两倍,而本电路工作在零电压开关条件下,功率开关管的额定电压可降低一些,可选为 500 V 。

(2) 额定电流

输出滤波电感电流的最大值为 $I_{Lf\max} = 12 \text{ A}$,那么,变压器原边电流最大值为 $I_{p\max} = 12 \text{ A}/K = 12 \text{ A}/3 = 4 \text{ A}$,这是功率开关管中流过的最大电流。考虑到两倍余量,可以选用 $2 \times 4 \text{ A} = 8 \text{ A}$ 的功率开关管。

综合上面对额定电压和额定电流的要求,功率开关管可以选用 IRF840,其漏源电压为 500 V ,最大漏极电流为 8 A 。

10. 输出整流二极管的选择

本电源的开关频率为 80 kHz ,输出整流二极管应选用外延型快恢复二极管。

(1) 额定电压

变压器次级是双半波整流电路,加在整流管上的反向电压 $V_{DR} = 2V_i/K$ 。对于本电路而言,整流管上承受的最大反向电压为 $V_{DR\max} = 2V_{i\max}/K = 2 \times 358 \text{ V}/3 = 240 \text{ V}$ 。在整流管开关时,有一定的电压振荡,因此要考虑两倍余量,可以选用 $2 \times 240 = 480 \text{ V}$ 的整流管。

(2) 额定电流

在双半波整流电路中,在一个开关周期内,整流管的开关情况是:① 当变压器次级有电压时,只有一个整流管导通;② 当变压器次级电压为零时,两个整流管同时导通,可近似认为它

们流过的电流相等,即均为负载电流的一半。这样可按下式计算整流管的电流:

$$I_{\text{DR}} = \sqrt{\frac{I_o^2 D_{\text{sec}} + \left(\frac{1}{2} I_o\right)^2 (1 - D_{\text{sec}}) \times 2}{2}} \quad (6-5-14)$$

变压器次级的最大占空比为 0.85,负载电流的限流值为 11 A,根据上式可以算出 $I_{\text{DR}} = 7.48$ A。整流管中流过的最大电流为

$$I_{\text{DR max}} = I_{o \text{ max}} + \frac{1}{2} \Delta I_{\text{Lf}} = \left(11 + \frac{1}{2} \times 2\right) \text{ A} = 12 \text{ A}$$

根据计算结果,可以选用 IXYS 公司生产的 DESI12-06A 快恢复二极管,其电压和电流定额为 12 A/600 V。

6.5.7 本电源的特色

- ① 实现开关管的零电压开关。本电源采用移相控制方案,合适选取谐振电感的大小,在 1/3 满载以上,任意输入电压范围内实现所有开关管的零电压开关。
- ② 采用磁环检测电流,简单可靠,成本低廉。
- ③ 直接利用变压器来驱动 MOSFET,驱动电路简单。
- ④ 体积小,重量轻。
- ⑤ 效率高。在额定输入电压下,输出满载时电源的变换效率高于 91%。

设计与思考六

- 6.1 开关稳压电源和线性稳压电源各有什么优缺点?
- 6.2 开关稳压电源一般由哪些部分组成?各部分的功能是什么?
- 6.3 电源的电压调整率是如何定义的?其含义是什么?
- 6.4 主电路的选取应考虑哪些因素?试比较各种主电路结构的优缺点。
- 6.5 如何选择功率开关器件?比较各种功率器件的开关性能。
- 6.6 设计一个开关直流电源,其技术指标为:输入单相 220 V $\pm$ 10%,50 Hz;输出电压 30 ~ 40 V 连续可调,输出电流 30 A;具有输出过压、过流保护功能。电压调整率小于 1%。要求:设计出各部分电路的原理图并计算参数。

第 7 章 逆变器主电路结构及原理分析

电能可分为交流电能和直流电能,从交流电能变换成直流电能的过程称为整流,而从直流电能变换成交流电能的过程称为逆变。逆变器就是完成直流向交流变换的装置。逆变技术在逆变电源中有着十分重要的地位,通常将采用了逆变技术的电源称为逆变电源。

7.1 单相方波逆变器

7.1.1 单相推挽式方波逆变器

1. 基本结构及原理

单相推挽式方波逆变器电路拓扑如图 7.1.1(a) 所示。它由两个开关管 T_1 、 T_2 , 两个反并联在开关管上的二极管 D_1 、 D_2 , 以及一个带中心抽头的输出变压器 Tr 组成。此电路也可以看成是由两个完全对称的单端正激变换器并联交错而成的。输出变压器 Tr 的两个初级绕组相等, 即 $N_{11} = N_{12} = N_1$, 变压器的次级绕组匝数为 N_2 。

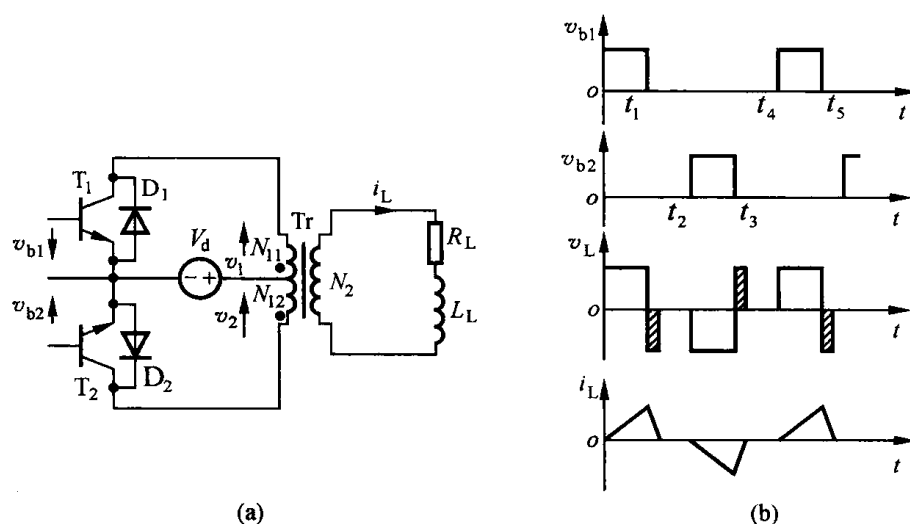


图 7.1.1 单相推挽式方波逆变器电路拓扑及工作波形

图 7.1.1(b) 所示为单相推挽式方波逆变器的工作波形。当 $0 \leq t \leq t_1$ 时 T_1 导通、 T_2 截止, 则有

$$V_d = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (7-1-1 \text{ a})$$

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d \quad (7-1-1 \text{ b})$$

当 $t_1 \leq t \leq t_2$ 时, T_1 、 T_2 均截止, 由于感性负载中电感存有能量, 负载电流 i_L 不能突变, 只能连续变化, 电流 i_1 由 N_{11} 转换到 N_{12} 中流通, 并经续流二极管 D_2 返回直流电源, 变压器次级绕组输出电压如图中阴影部分所示, 即

$$v_L = -\frac{N_2}{N_1}V_d \quad (7-1-2)$$

当 $t_2 \leq t \leq t_3$ 时, T_1 截止、 T_2 导通, 有

$$V_d = -N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (7-1-3 \text{ a})$$

$$v_L = -\frac{N_2}{N_1}V_d \quad (7-1-3 \text{ b})$$

当 $t_3 \leq t \leq t_4$ 时, T_1 、 T_2 均截止, 由于感性负载中电感存有能量, 负载电流 i_L 不能突变, 只能连续变化, 故电流 i_1 由 N_{12} 转换到 N_{11} 中流通, 并经续流二极管 D_1 返回直流电源, 变压器次级绕组输出电压如图中的阴影部分所示, 即

$$v_L = \frac{N_2}{N_1}V_d \quad (7-1-4)$$

因此, 输出电压 v_L 是幅值为 $\pm V_d(N_2/N_1)$ 的矩形波。当开关管的控制电压 v_{b1} 和 v_{b2} 是方波时, 输出电压 v_L 也是方波。此时, 如果负载是纯感性负载, 则负载电流或空载初级磁化电流为三角波, 且滞后于电压 v_L , 其电压与电流波形如图 7.1.1(b) 所示。从图中可以看出, 电路必须通过反并联的二极管 D_1 和 D_2 续流, 否则, 在感性负载时, 刚开通的开关管将要流过反向电流。由于开关管的反向电流增益极低, 此时处于反向放大状态, 电压降很大, 故极易造成很高的尖峰电压, 使开关管损坏。为了减小功率开关管关断电压尖峰, 除了要反并联二极管外(实际上由于常用的 MOS 管和 IGBT 均存在寄生的反并联二极管, 所以不需要额外的二极管), 还要求使变压器的 3 个绕组 N_{11} 、 N_{12} 和 N_2 之间必须紧密耦合。

2. 调压方法

单相推挽方波逆变器的输出电压调节有两种方法。一种是通过调节功率开关管 T_1 和 T_2 的驱动电压占空比, 对输出电压进行调节。感性负载储能返回输入电源时, 变压器次级感应电压如图 7.1.1(b) 中的阴影部分所示, 这部分电压随感性负载电感分量的加大而加宽。当其为阻性负载时, 脉宽的有效调节范围为 $0 \sim T_s/2$ (T_s 为方波周期); 为纯感性负载时, 有效调节范围为 $0 \sim T_s/4$ 。

另一种方法是在变压器的副边和输出之间加一个交流开关, 如图 7.1.2(a) 所示, 交流开关由 T_3 与二极管 $D_3 \sim D_6$ 组成。其工作波形如图 7.1.2(b) 所示, T_1 、 T_2 的驱动波形为互补的方波, T_3 的驱动波形频率是 T_1 、 T_2 的 2 倍, 调节 T_3 的占空比便可调节输出电压的大小。

3. 主要特点

- ① 主电路简单, 只有两个开关管;
- ② 功率开关管电压应力为 $2V_d$, 适用于低输入电压场合;
- ③ 变压器存在偏磁现象, 初级绕组有中心抽头, 流过的电流和铜损较大, 故初级绕组两部分应紧密耦合, 绕制工艺复杂。

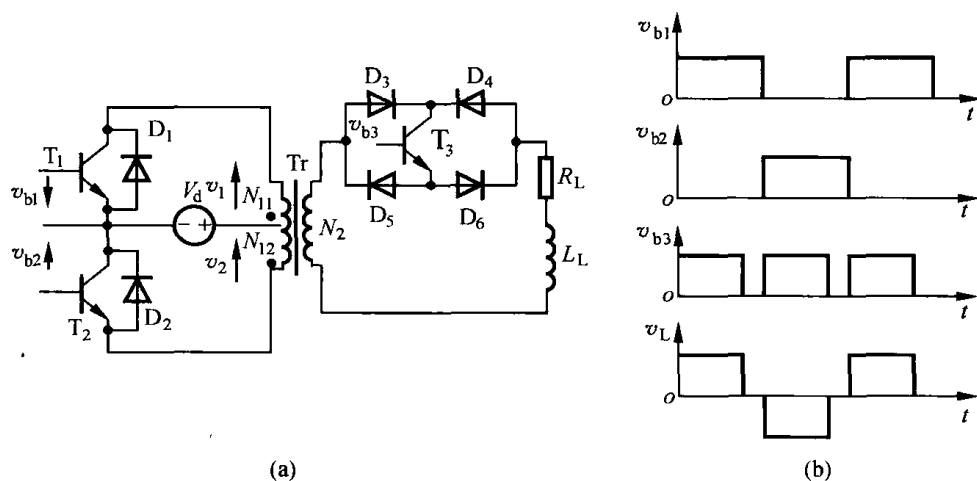


图 7.1.2 单相推挽式方波逆变器的调压方法

7.1.2 单相桥式方波逆变器

1. 基本结构及原理

桥式方波逆变器可分为半桥式方波逆变器和全桥式方波逆变器。单相半桥式方波逆变器的拓扑结构及工作波形如图 7.1.3 所示。其中,图(a)为主电路拓扑结构,图(b)~(g)为工作波形。假设分压电容 C_{d1} 、 C_{d2} 足够大,且 $C_{d1} = C_{d2}$,以至开关管在开通和关断时两个电容上的电压维持 $V_d/2$ 不变。在实际的应用中,为了保证电容分压的一致性,还要在电容的两端并上阻值

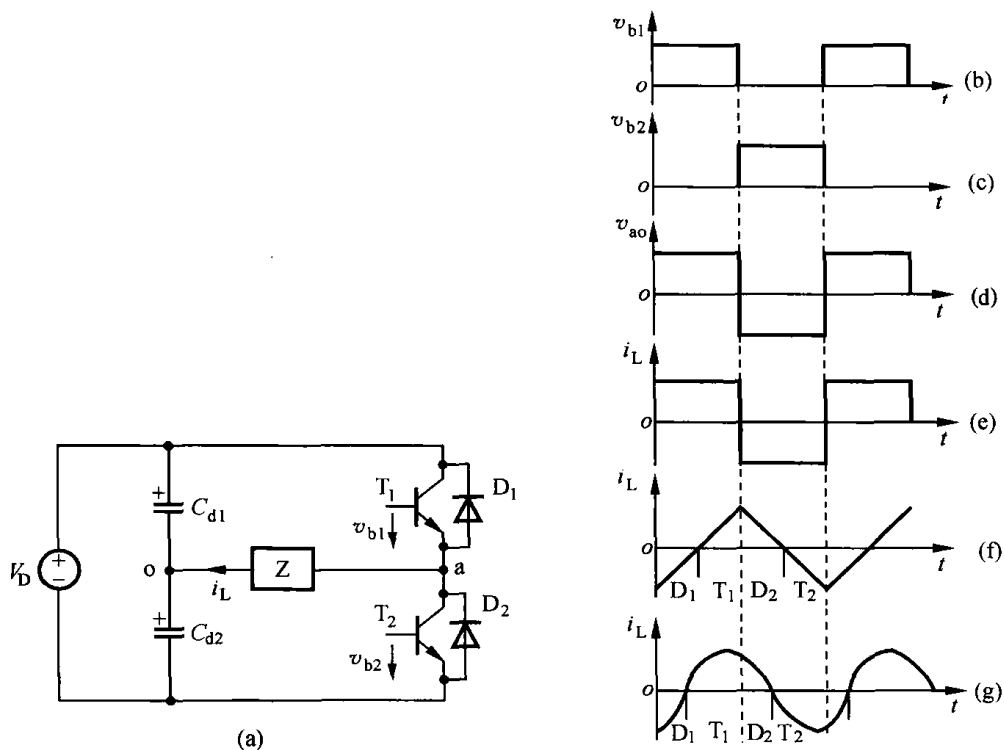


图 7.1.3 单相半桥式方波逆变器电路拓扑结构及工作波形

(a) 电路拓扑; (b) v_{b1} 波形; (c) v_{b2} 波形; (d) 输出电压波形;
(e) 纯阻性负载电流波形; (f) 纯感性负载电流波形; (g) 阻感性负载电流波形

相同的电阻 R 。开关管 T_1 、 T_2 交替导通, 即 T_1 、 T_2 的驱动信号互补。通常为保证电路正常工作, 必须在信号开通之前插入一定的死区, 以防止两个开关管在开关过程中出现直通现象, 在死区期间, 两个开关管均截止。

由图(d) 可以看出, 负载电压是一个幅度为 $\pm V_d/2$ 的方波, 其输出电压的有效值为

$$V_{a0} = \left(\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} \frac{V_d^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_d}{2} \quad (7-1-5)$$

根据傅里叶分析可得
$$V_{a0} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (7-1-6)$$

式中, $\omega = 2\pi f_s = 2\pi/T_s$ 为输出电压基波角频率。当 $n = 1$ 时, 其基波的有效值为

$$V_1 = \frac{2V_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_d \quad (7-1-7)$$

当负载为纯阻性负载时, 负载电流 i_L 波形和电压 V_{a0} 一样, 也是标准的方波, 如图 7.1.3(e) 所示。当负载为纯感性负载时, 假设电感值为 L_L , 则在 $0 \sim T_s/2$ 期间, $v_{a0} = V_d/2 = L_L di_L/dt$, i_L 线性上升; 在 $T_s/2 \sim T_s$ 期间, $v_{a0} = -V_d/2 = L_L di_L/dt$, i_L 线性下降, 如图 7.1.3(f) 所示。当电流 i_L 增大时, 电源通过开关管 T_1 或 T_2 向负载提供能量, 而当 i_L 减小时, 负载电感中的储能则通过二极管 D_1 或 D_2 续流反馈给电源。根据图(f) 所示波形, 可以求出电感电流的最大值 $i_{L\max}$, 即

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}V_d &= L_L \frac{di_L}{dt} = L_L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = L_L \frac{2i_{L\max}}{T_s/2} = 4L_L f_s i_{L\max} \\ i_{L\max} &= \frac{V_d}{8f_s L_L} \end{aligned} \quad (7-1-8)$$

如果负载为阻感性负载 ($\cos\phi = R_L / \sqrt{R_L^2 + (\omega L_L)^2}$, R_L 、 L_L 分别为负载等效阻抗和感抗), 电流波形如图 7.1.3(g) 所示。此时负载电流 i_L 的基波分量为

$$i_{L1}(t) = \frac{\sqrt{2}V_1}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L_L)^2}} = \sin(\omega t - \phi)$$

式中, $V_1 = 0.45V_d$ 。

图 7.1.4(a) 所示的是电压型单相全桥式方波逆变器的主电路结构。它由两个半桥组成, 其中的全控型开关管 T_1 、 T_4 同时导通、关断, T_2 、 T_3 同时导通、关断。 T_1 (T_4) 和 T_2 (T_3) 的驱动信号互补。开关管的驱动波形如图 7.1.4(b)、(c) 所示。

如果开关管的驱动电压是方波, 则在桥中点会得到 180° 的方波, 幅值为 V_d , 如图 7.1.4(d) 所示。对图中的方波进行傅里叶分解可得到桥中点电压的瞬时值 v_{ab} 和有效值 V_{ab} , 分别为

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (7-1-9)$$

$$V_{ab} = \left(\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_d^2 dt \right)^{1/2} = V_d \quad (7-1-10)$$

其基波分量有效值可表示为

$$V_1 = \frac{4V_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_d \quad (7-1-11)$$

将上式与式(7-1-7) 比较可知, 全桥方波逆变器输出电压的基波有效值是半桥逆变器输出电压的 2 倍。这意味着在相同的输入电压和负载前提下, 全桥逆变器输出功率是半桥逆变器的 4 倍。

全桥式方波逆变器在不同负载条件下的电流波形如图 7.1.4(e) ~ (g) 所示, 它们的形状和半桥式逆变器的相似, 幅度是半桥式逆变器的一半。当负载为纯感性负载时, 负载电流的峰值为

$$i_{L, \max} = \frac{V_d}{4f_s L_L} \quad (7-1-12)$$

当负载为阻感性负载时, 负载电流的表达式为

$$i_L(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{V_{1m}}{nZ_n} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (7-1-13)$$

式中, $V_{1m} = 4V_d/\pi$; $Z_n = \sqrt{R_L^2 + (n\omega L_L)^2}$, 为 n 次谐波阻抗; $\theta_n = \arctan(n\omega L_L/R_L)$, 为相角。基波电流为

$$i_{L1} = \frac{4V_d}{\pi \sqrt{R_L^2 + (\omega L_L)^2}} \sin\left(\omega t - \arctan \frac{\omega L_L}{R_L}\right) \quad (7-1-14)$$

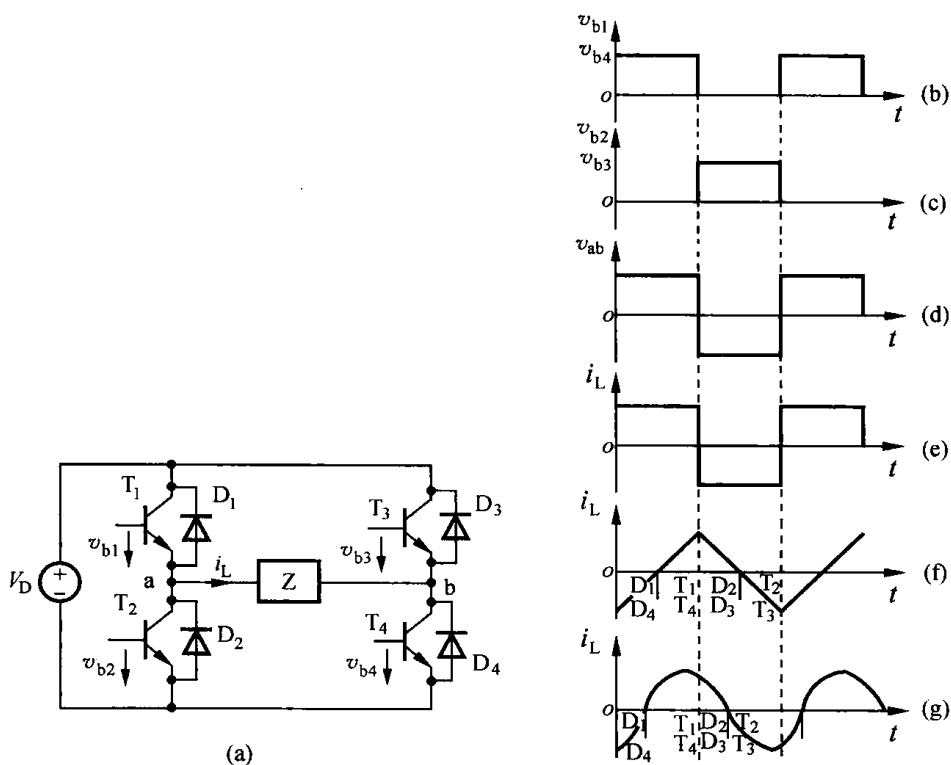


图 7.1.4 单相全桥式方波逆变器电路拓扑及工作波形

(a) 电路拓扑; (b) v_{b1} v_{b4} 波形; (c) v_{b2} v_{b4} 波形; (d) 输出电压波形;
(e) 纯阻性负载电流波形; (f) 纯感性负载电流波形; (g) 阻感性负载电流波形

2. 调压方法

全桥式方波逆变器的输出电压调节可以通过移相控制和脉宽调节两种方法实现, 如图 7.1.5 所示。

图 7.1.5(a) 所示为脉宽调制原理。功率开关管的驱动信号, 是用一个幅值为 V_r 的直流参考电压信号与幅值为 V_c 的三角波载波信号比较后, 再分相成两路相位差为 180° 的矩形波, 该矩形波的频率是载波频率的 $1/2$ 。当 V_r 在 $0 \sim V_c$ 范围内变化时, 输出电压脉冲宽度在 $0 \sim 180^\circ$ 范围内变化。根据输出波形可得输出波形的有效值和瞬时值分别为

$$V_{ab} = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\theta)/2}^{(\pi+\theta)/2} V_d^2 d(\omega t) \right)^{1/2} = V_d \sqrt{\frac{\theta}{\pi}} \quad (7-1-15)$$

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \times \left[-(-1)^{\frac{n+1}{2}} \right] \times \sin n\omega t \quad (7-1-16)$$

n 次谐波的幅值为

$$V_{nm} = \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \quad (7-1-17)$$

当 $n = 1$ 时,基波幅值为

$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} V_d \sin \frac{\theta}{2} \quad (7-1-18)$$

上述一系列表达式表明了输出电压和脉宽之间的关系,可以看出,在 $\theta = \pi$ 时,输出电压基波有效值最大,随着 θ 值的减小,基波电压减小,谐波含量会下降。

图 7.1.5(b) 所示为移相控制原理。在这种控制模式下,同一桥臂的两个开关管(如 T_1 和 T_2) 驱动信号互补,但不同桥臂的上下管(如 T_1 和 T_3) 信号则不相同,存在着一个相位差。一般维持 T_1 、 T_2 的相位不变,而 T_3 、 T_4 的相位向后移动 α 角。于是,在桥中点就可以得到一个幅度为 $\pm V_d$,脉宽为 $\pi - \alpha$ 的矩形波,改变 α 的大小,便可以改变输出脉宽的大小,也即改变了输出电压的大小。

全桥式方波逆变器调压方法也适用于半桥式方波逆变器,只要把全桥式逆变器两个上管驱动信号作为半桥式逆变器两个开关管驱动信号即可。

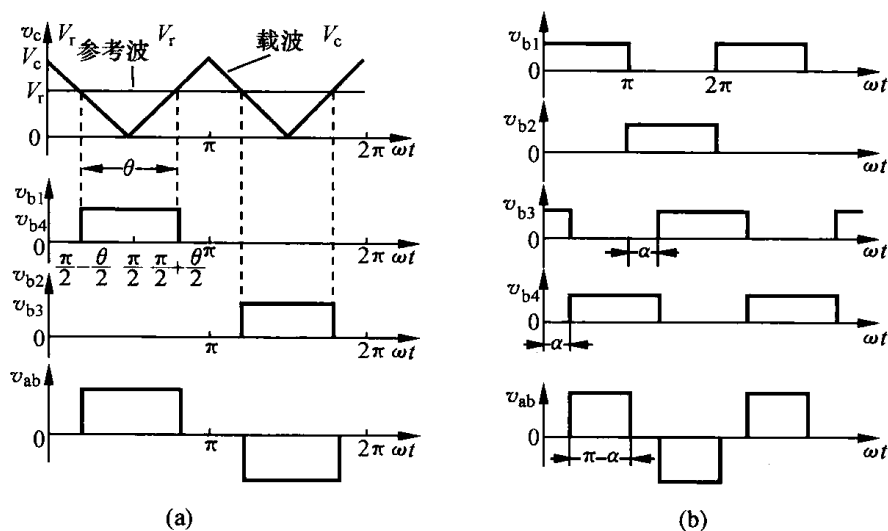


图 7.1.5 单相桥式方波逆变器调压方法

3. 主要特点

- ① 全桥式逆变器需要 4 个功率开关管,半桥式逆变器则需要两个功率开关管;
- ② 全桥式功率开关管电压应力为 V_d ,半桥式为 $V_d/2$,相同条件下全桥逆变器输出功率是半桥式的 4 倍;
- ③ 全桥式方波逆变器具有较高的直流利用率,当输出为 180° 方波时,基波有效值为 $0.9V_d$;
- ④ 桥式逆变器输出为两态 $+1$ 、 -1 或三态 $+1$ 、 0 、 -1 ,可实现双极性或单极性调制;

⑤ 如果输出接变压器,则输出变压器利用率高、绕制工艺简单。但全桥式方波逆变器存在偏磁现象,而半桥式逆变器一般不会产生偏磁的现象。这是因为分压电容的中点电位具有浮动特性,可以在一定程度上保持在两个不等的半周期内仍具有相等的伏秒数。

7.2 单相正弦脉宽调制技术

方波逆变器虽然实现简单,但谐波含量太高,远远不能适用于大多数情形,只能用在极少数对谐波含量要求不高的场合。但自从正弦脉宽调制(SPWM)技术获得应用之后,逆变技术就进入了一个新的时代。特别是近年来随着 DSP 芯片的广泛应用,逆变器的发展呈现出数字化、智能化的趋势。

SPWM 逆变器具有以下特点:

- ① 电路简单,主电路结构和方波逆变器一样,但只用一个功率级就可以实现输出电压、频率、相位的调节;
- ② 可以使用不可控整流桥,使系统对电网的功率因数与逆变器输出电压值无关;
- ③ 可以同时进调频、调压,与直流环节的元件参数无关,系统的动态响应速度快;
- ④ 可以获得非常小的谐波含量,理论上谐波分布在载波两侧。

SPWM 是 Sine Pulse Width Modulation 的英文缩写,即正弦脉宽调制,它最早来源于通信中的调制技术。其基本原理是用一种参考波(通常是正弦波,也可能是谐波叠加而成的波),即“调制”波,去和一个频率 N 倍于它的三角波、(即“载波”)比较,就可以得到一组幅值相等,而脉宽按照调制波相位、幅值和频率变化的矩形波,再用这个波形去控制开关管的开通与关断,就可以得到同样波形的高压脉冲。由于参考波通常是正弦波,所以这种技术通常被称为正弦脉宽调制技术,即 SPWM 技术。图 7.2.1 所示为其产生原理图,当正弦波幅度高于三角波时比较输出为高;当正弦波幅度低于三角波时输出为低,用这样比较得到的波形作为控制信号去驱动开关管。

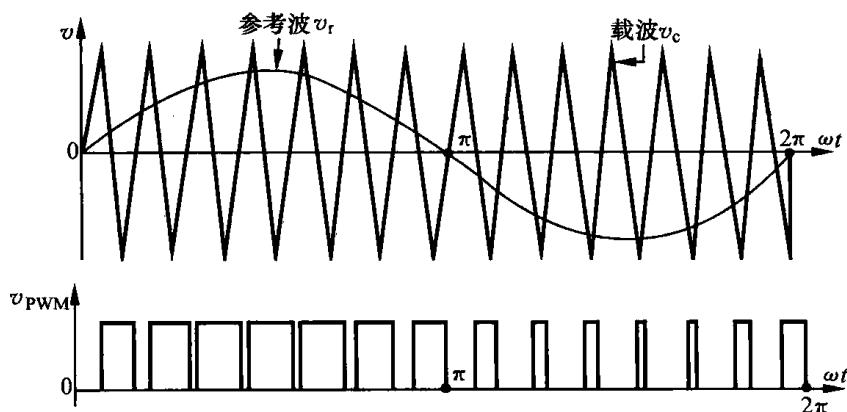


图 7.2.1 SPWM 波产生原理

7.2.1 几个基本概念

1. 调制比与载波比

设载波(三角波)的幅度为 V_c , 频率为 f_c , 调制波(正弦波)的幅度为 V_r , 频率为 f_s , 则定义

调制比

$$m_a = \frac{V_r}{V_c} \quad (7-2-1)$$

定义载波比

$$N = \frac{f_c}{f_s} \quad (7-2-2)$$

调制比反映了调制波幅度和正弦波幅度之间的关系,假设三角波幅度不变,那么调制比反映了正弦波的幅度,也反映了调制的深度。

载波比反映了载波与调制波频率的关系,一般取正整数,提高载波比有利于提高输出波形谐波的次数,减小输出波形的谐波含量,但提高载波比同时会增大开关频率,增大开关损耗,死区的影响也会增大。为了保证波形的对称性, N 一般取奇数,正弦波0相位点为三角波上升沿过0点。

2. 线性调制与过调制

对 SPWM 波进行谐波分析可以看出,调制波幅度和 SPWM 波中的基波幅度呈线性关系,均取决于调制比 m_a ,调整 m_a 就可以线性地改变输出基波电压的大小。但输出电压基波并不是在所有的范围内都能线性调节的,如果 $m_a > 1$,即正弦波幅度超过了三角波幅度,如图 7.2.2(b) 所示,则在正弦波幅度超过三角波部分输出全为高,这意味着在这一阶段系统不能够对输出进行期望的控制,处于过调制状态。在过调制状态下, m_a 对输出基波电压的控制是非线性的,随着 m_a 的增大,对输出基波电压控制的非线性增大,输出电压谐波含量也会随之提高。当 m_a 超过 3 时, m_a 对输出基波电压大小基本失去控制,系统处于方波调制状态。过调制区是非正常使用区域,只有在诸如感应电动机等感性负载时才采用。

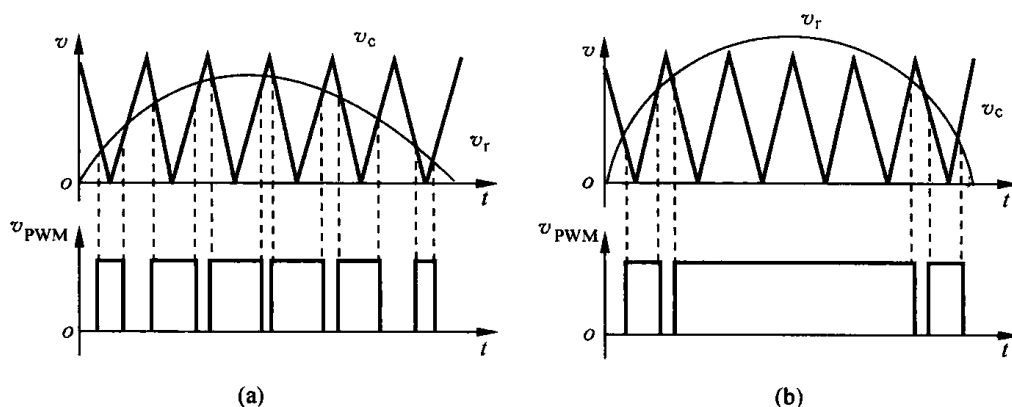


图 7.2.2 SPWM 线性调制和过调制

(a) 线性调制区;(b) 过调制区

理想状态下,只要 $m_a < 1$,调整 m_a 就可以对输出电压进行线性调节,但实际上,当 m_a 很小时,比较出来的脉冲波形的相邻脉冲宽度相差不大,再加上死区的影响,使得 m_a 对输出基波电压控制的线性度减弱,输出电压的谐波含量也会增大。因此,为了保证对输出基波电压控制的线性性,应尽可能地减小输出电压的谐波含量, m_a 不能太小,实践表明 m_a 设置再 0.8 左右,可以获得较满意的控制效果。

3. 同步调制与异步调制

由式(7-2-2)知,改变输出信号的频率(即调制波频率)有两种方法,一种是正弦波每周期取样的点数不变,即维持载波比 N 不变,成比例地改变载波,称为同步调制;另一种方法是维持载波 f_c 不变,通过改变载波比 N 来改变调制波频率 f_o ,称为异步调制。

为保证波形的对称性,一般取 N 为奇数,对于三相逆变器,一般取 N 为3的整数倍,且为奇数。同步调制可确保在任何输出频率下正弦波每周期保持相同的采样,保证了波形的对称性,这一优势在开关频率较低时更加突出。同步调制的另一个优点是,可以采用离线的方法实现,即将正弦波数据采用离线的方法算好存储在存储器中,然后在每个三角波周期按顺序读出一个正弦波数据进行处理,这样可以节省大量的正弦运算,以保证其他算法的执行。同步调制的缺点是,当输出频率 f_o 变化很大时,载波频率 f_c 变化很大,这样当输出频率较低时,载波频率也较低,从而使输出电压谐波次数降低,谐波含量升高,当输出频率很高时,开关频率升高,引起开关损耗增大,甚至开关频率超过开关器件工作频率的极限;另一方面,开关频率的上升,造成载波周期间隔缩短,而许多算法都要求在一个 PWM 周期内完成,这两者之间就构成了矛盾。

异步调制由于维持载波频率 f_c 不变,当输出频率 f_o 连续变化时,载波比 N 也就随之连续变化,不能保证是整数,即使在数字实现时是整数,也不能保证是奇数,也就是说,异步调制不能保证波形的对称性,这就对输出谐波产生影响,当载波频率较低时,这一影响更加明显,但当开关频率较高,载波比较大时, N 的奇偶性对输出波形的影响就可以忽略。但异步调制也有它明显的优点,由于载波频率是固定的,当采用数字信号处理器实现时就会非常方便,不必考虑取样周期变化带来的影响;由于载波频率固定,输出电压所含的谐波成分就可以预见,这对输出滤波器的设计十分重要;由于异步调制一般用在开关频率较高的场合,当输出信号频率较低时,载波比 N 就比较大,每个调制周期所含的脉冲个数比较多,这对抑制谐波电流、减轻电机的谐波损耗及转矩脉动都大有好处,而且由于载波的边频带远离调制信号频率,载波边频带与基波之间不会产生影响。异步调制不可能采用离线的方法实现,只能采用在线控制方式实现,可以采用前后台的方法,即在前台使用计算好的波形数据进行 PWM 控制,在后台计算改变频率后的正弦波数据。

7.2.2 双极性 SPWM

主电路采用单相全桥式逆变器,如图 7.1.4(a) 所示,驱动波形产生原理如图 7.2.3 所示。其中,参考正弦波和三角波载波都是双极性的,将正弦波与三角波比较,产生 4 个开关管的驱动波形,开关管 T_1 和 T_2 (T_3 和 T_4) 的驱动波形互补, T_1 和 T_4 (T_2 和 T_3) 驱动波形相同,即上下管驱动互补,斜对角开关管驱动相同。桥中点的波形如图 7.2.3(d) 所示,它是一个只有 V_d 和 $-V_d$ 两个电平,其脉宽按照正弦规律变化的波形,所以称为双极性 SPWM。

对图 7.2.3(d) 所示的波形进行傅里叶级数分解,可得

$$\frac{V_s}{V_d} = m_a \sin(\omega_0 t + \phi) + \text{贝塞尔函数项} \quad (7-2-3)$$

式中, m_a 为调制比, ω_0 为调制波角频率, ϕ 为调制波初始相位,右式第一项为基波含量,第二项表示谐波分量,即高频分量。通过讨论可以得出如下结论:

① 输出基波完全受控于调制波,改变调制波的电压、频率和相位,输出基波的电压、频率和相位就相应地改变,其中电压随 m_a 而线性变化。

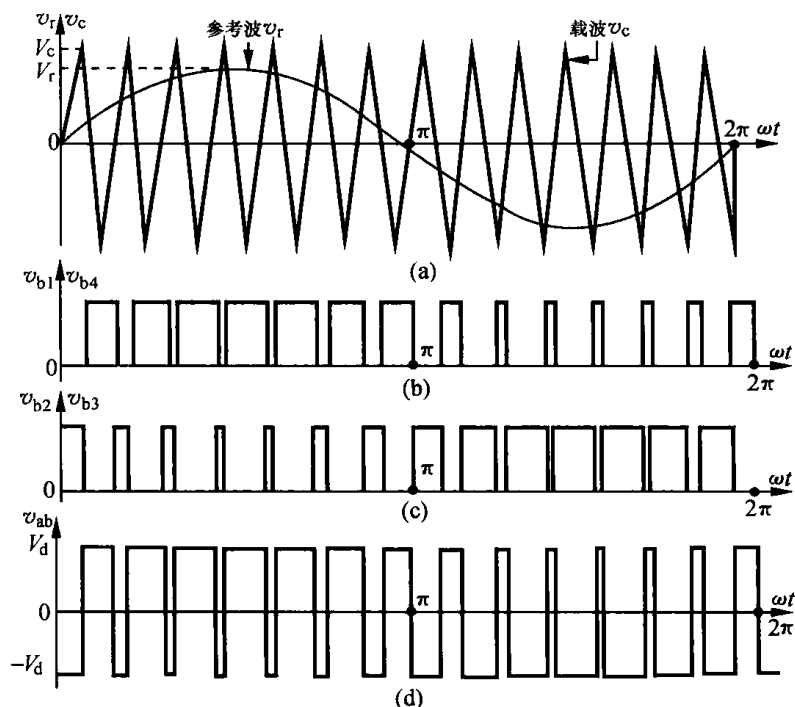


图 7.2.3 双极性 SPWM 产生原理

(a) 正弦波与三角波比较; (b) T_1 、 T_4 驱动波形; (c) T_2 、 T_3 驱动波形; (d) 桥中点电压波形

② 输出基波的最大幅值为直流电压 V_d , 有效值最大为 $0.7V_d$, 由式(7-1-11)可知, 方波逆变器输出的基波有效值为 $0.9V_d$, 由此可见, SPWM 逆变器的直流电压利用率比方波逆变器低近 22%, 这是 SPWM 逆变器的缺点。

③ SPWM 技术使谐波成分向高端转移至载波频率 ω_c 附近, 并以 $n\omega_c$ 为中心, 分布其两侧, 幅度对称衰减。当载波比为 N 时, 最低次谐波为 $N-2$ 。例如, 当 $N=27$ 时, 最低次谐波为 25, 这对输出滤波器的设计极为有利。

7.2.3 单极性 SPWM

1. 产生方法

单极性 SPWM 实现的难度比双极性 SPWM 略大, 一般用一个半波三角波载波和给定正弦波比较的方法产生, 根据给定正弦波形形式的不同, 单极性 SPWM 的产生方法有半波正弦波法和半周正弦波法。其中, 主电路仍然是单相全桥式逆变器电路, 如图 7.2.4(a) 所示。

(1) 半波正弦波法

用半波正弦波法产生单极性 SPWM 的波形如图 7.2.4 所示。从图中可以看出, 参与比较的正弦波和三角波都是单极性的半波, 比较所得的信号为开关管 T_1 和 T_2 的驱动 (T_1 和 T_2 互补驱动) 信号, 开关管 T_3 和 T_4 在正弦波周期内轮流半周期导通, 起到检波的作用, 把经过整流而得到半波正弦的参考波形还原成有正有负的双极性正弦波。和全波三角波正弦波法相比, 用半波三角波正弦波法产生 SPWM, 开关管 T_3 和 T_4 在一个正弦波周期内每个开关管只动作两次, 因而开关次数大大减少。输出波形如图 7.2.4(d) 所示, 它具有 V_d , 0 , $-V_d$ 三种电平, 所以被称为三电平 SPWM 波。由于参与比较的正弦波和三角波都是单极性的, 输出的波形在正弦波的半周期内也是单极性的, 所以这种波形也称为单极性 SPWM 波。

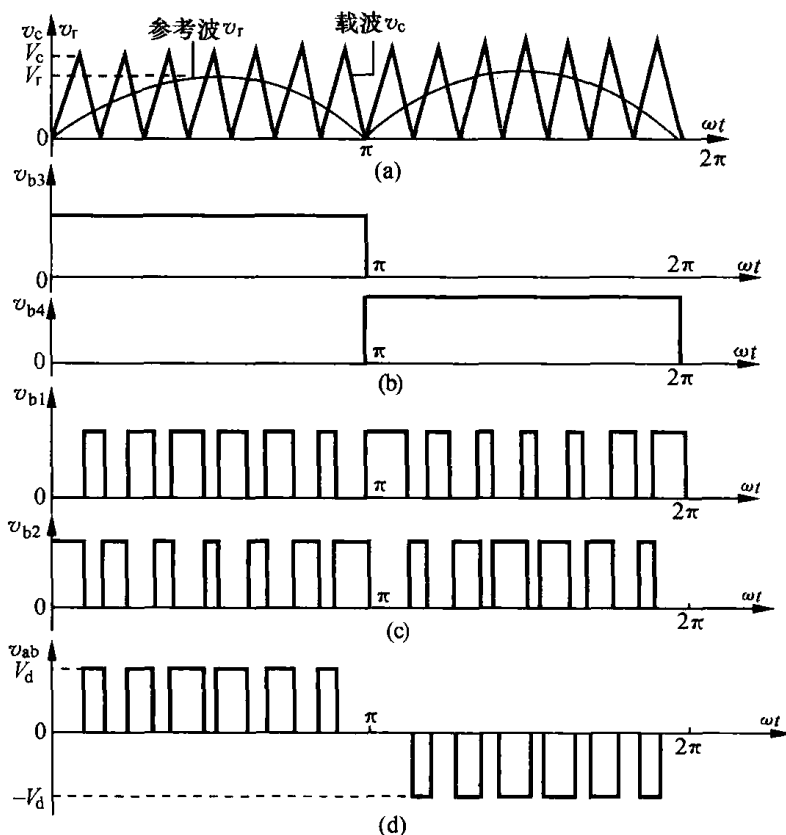


图 7.2.4 用半波三角波正弦波法产生单极性 SPWM 波形

(a) 正弦波与三角波;(b) T_3 、 T_4 驱动波形;(c) T_1 、 T_2 驱动波形;(d) 桥中点电压波形

(2) 半周正弦波法

用半周正弦波法产生单极性 SPWM 波形如图 7.2.5 所示,它是采用两个只有半周期(另半周期为 0)而相位相差 180° 的正弦波和一个半波三角波进行比较,半周正弦波 v_{r1} 与三角波比较所得的波形为 v_{bx} ,半周正弦波 v_{r2} 与三角波比较所得的波形为 v_{by} 。 v_{bx} 为开关管 T_1 的驱动信号,为 T_2 的反信号,即 T_1 、 T_2 的驱动信号互补, v_{by} 为开关管 T_3 的驱动信号, T_3 、 T_4 的驱动信号互补,可以得到图 7.2.5(c) 所示的单极性 SPWM 波形。在开关管 T_1 、 T_2 处于 PWM 控制时, T_3 截止, T_4 导通,在开关管 T_3 、 T_4 处于 PWM 控制时, T_1 截止, T_2 导通。显然,开关次数大大减少了。

2. 主要特点

- ① 开关损耗比双极性 SPWM 减少一半。双极性 SPWM 在一个载波周期内 4 个开关管都要开关一次,而单极性 SPWM 在半个正弦波周期内,只有一个开关管始终是截止的,另一个始终是开通的,故不存在开关损耗。
- ② 单极性 SPWM 输出电压谐波含量比双极性 SPWM 的更低。
- ③ 单极性 SPWM 只能应用于单相全桥式逆变器。

7.2.4 单极倍频 SPWM

如图 7.2.6 所示,单极倍频 SPWM 的主电路是单相全桥式逆变电路。单极倍频 SPWM 有两种实现方法。

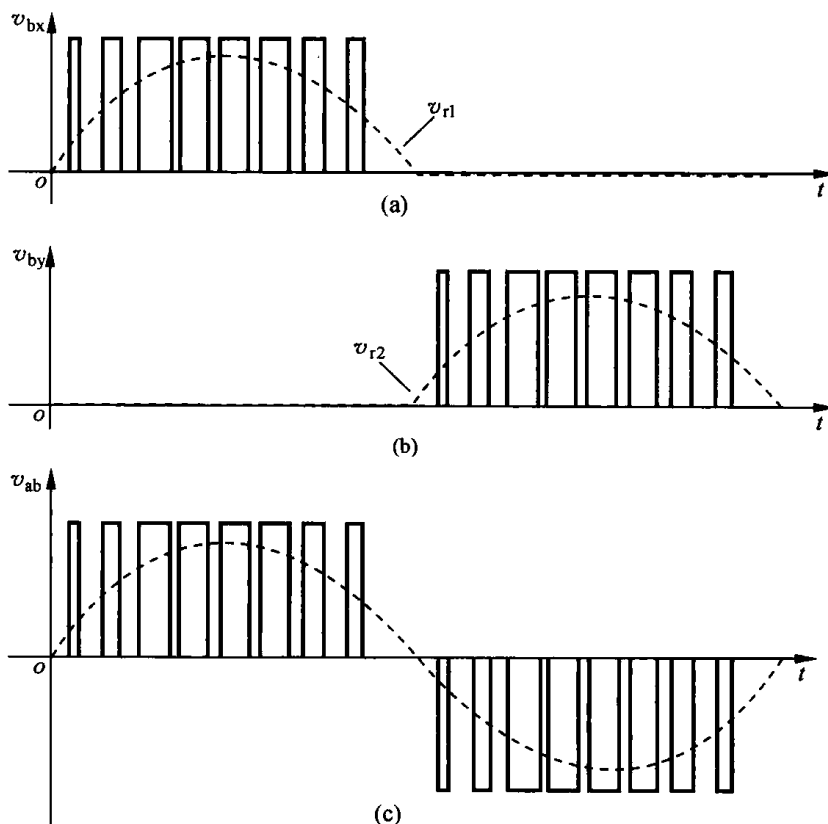


图 7.2.5 用半周正弦波法产生单极性 SPWM 原理波形

(a) 正弦波正半周驱动波形; (b) 正弦波负半周驱动波形; (c) 桥中点波形

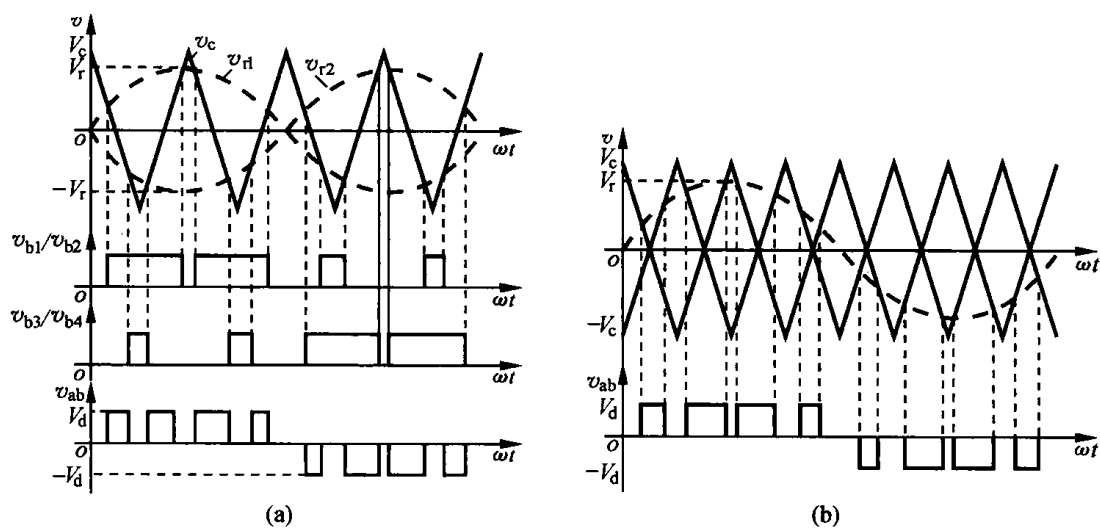


图 7.2.6 单极倍频 SPWM 产生原理

(a) 正弦波反相法; (b) 三角波反相法

一种方法是,用同一个三角波和两个相位相差 180° 的正弦波进行比较,从而得到两个桥臂的驱动波形,如图 7.2.6(a) 所示。用 v_{r1} 与三角波比较所得的波形去控制开关管 T_1 和 T_2 ,用 v_{r2} 与三角波比较所得的波形去控制开关管 T_3 和 T_4 , T_1 和 T_2 (T_3 和 T_4) 的驱动信号互补。从得到的桥中点电压 v_{ab} 的波形可以看出,它是一个单极性 SPWM 波,但是每个正弦波周期的脉冲数是载波频率的 2 倍,所以叫做单极倍频 SPWM。

另一种方法是,用两个相位相差 180° 的三角波和同一个正弦波进行比较,从而得到两个桥臂的驱动信号,如图 7.2.6(b) 所示。三角波和正弦波的每个交点对应着输出脉冲波的每个边沿,这意味着开关状态的每一次改变,都将引起输出电平的改变。

单极倍频 SPWM 的最大优点是,在不提高开关频率的前提下,每个正弦波周期的脉冲数提高了一倍,相当于将谐波组的中心频率提高了一倍,这对减少开关损耗或改善输出电压波形质量是有益的。

7.3 三相逆变器

7.3.1 三相桥式方波逆变器

1. 基本原理

三相交流负载需要三相逆变器,三相逆变器可以由三个单相逆变器组成,如图 7.3.1 所示。每个逆变器的输出频率、幅度一致,但相位彼此相差 120° 。由于三个单相逆变器彼此独立,一般采用桥式逆变器,所以该逆变器具有较强的抗负载不平衡能力,但结构较复杂,一般用在大功率场所。常用的三相逆变器更多的是采用图 7.3.2(a) 所示的三相桥式逆变电路。

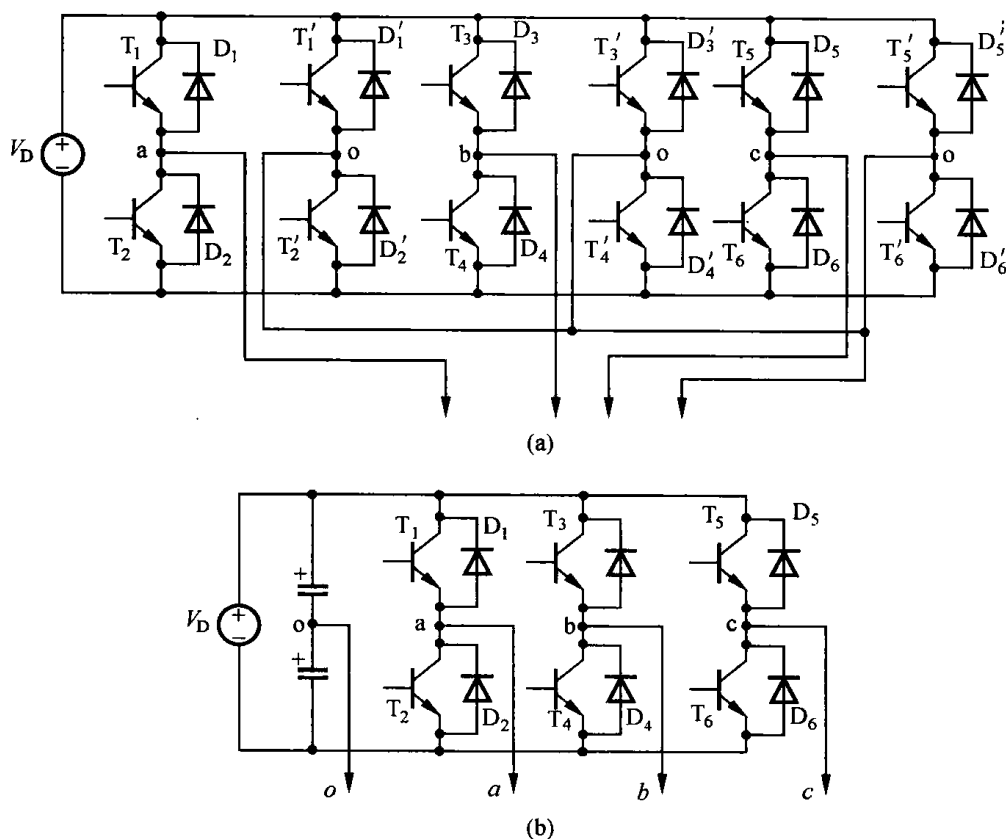


图 7.3.1 单相逆变器构成三相逆变器框图

(a) 三个全桥式逆变器构成三相逆变器;(b) 三个半桥式逆变器构成三相逆变器

电压型三相桥式方波逆变器的电路和工作波形如图 7.3.2 所示。其中,从结构形式来看,这种三相逆变器是由三个单相半桥式逆变器组成的,所以通常称为三相半桥逆变器。该电路拓

扑和图 7.3.1(b) 所示的三个半桥式逆变器构成的三相逆变器电路结构相似,不同的是中线连接位置不同,图 7.3.1(b) 所示的逆变器中性点取在输入两串联电容的中点 o ,而三相桥式逆变器输出无中线或中性点取自星形负载的中点。

当 T_1 导通时, T_4 截止, $v_{ao} = V_d/2$, 当 T_4 导通时, T_1 截止, $v_{ao} = -V_d/2$ 。同理, 节点 b 和 c 也是根据上下管导通情况决定其电位的。图中, 六个开关管 $T_1 \sim T_6$ 以 60° 为间隔, 按照标号的顺序依次驱动开关管以 360° 的周期轮流导通。也就是说, 最初驱动 T_1 使其导通, 并从此开始, 经过 60° 后使 T_2 导通, 再经过 60° 后使 T_3 导通, 再经过 60° 后使 T_4 导通。在 T_4 导通的同时, 关断 T_1 (即 180° 时刻), 以后按 60° 的间隔依次导通下一个开关管。从而获得图 7.3.2(b) 所示的输出线电压波形。

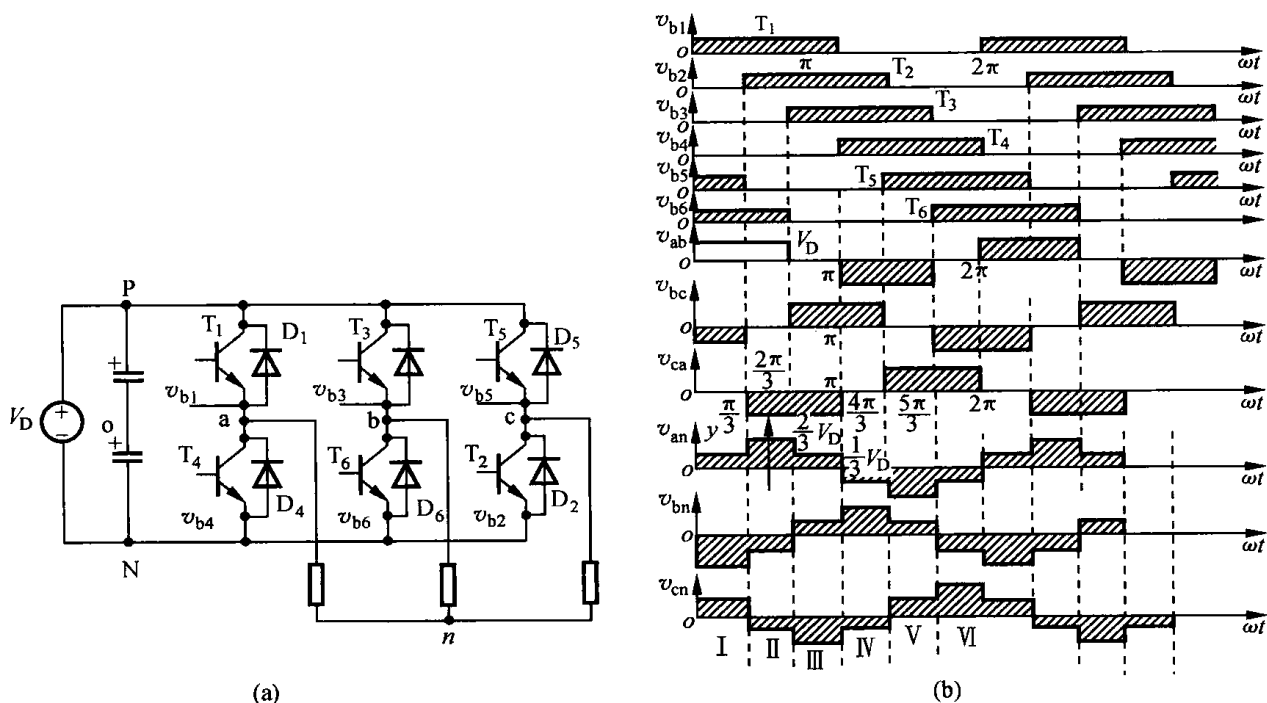


图 7.3.2 电压型三相桥式方波逆变器电路结构及工作波形

(a) 电路结构; (b) 180° 导电波形

把一个周期按 60° 间隔分成 I、II、III、IV、V、VI 六个区间。逆变器负载接成图 7.3.2(a) 所示的星型, 则在 6 个区间可以分别求出逆变器的相电压。

区间 I T_1 、 T_5 、 T_6 导通, 其余开关管截止。三相桥的 a 、 c 两点接正电位 P , b 点接负电位 N 。其等效电路如图 7.3.3(a) 所示, 有

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{V_d}{3}, \quad v_{bn} = -\frac{2V_d}{3}$$

区间 II T_1 、 T_2 、 T_6 导通, 其余开关管截止。三相桥的 a 点接正电位 P , b 、 c 点接负电位 N 。其等效电路如图 7.3.3(b) 所示, 有

$$v_{an} = \frac{2V_d}{3}, \quad v_{bn} = v_{cn} = -\frac{V_d}{3}$$

区间 III T_1 、 T_2 、 T_3 导通, 其余开关管截止。三相桥的 a 、 b 点接正电位 P , c 点接负电位 N 。其等效电路如图 7.3.3(c) 所示, 有

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{V_d}{3}, \quad v_{cn} = -\frac{2V_d}{3}$$

可以用同样的方法分析区间 IV、V、VI 各相电压的值,其等效电路分别如图 7.3.3(d)、(e)、(f) 所示。

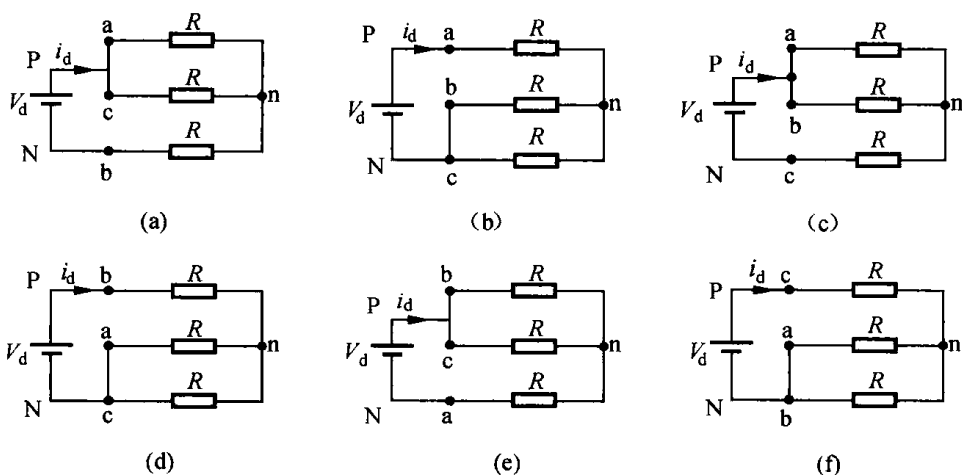


图 7.3.3 不同区间逆变器等效电路

根据上述的分析,可以得到图 7.3.2(b) 所示三相逆变器输出相电压的波形,它们是相位差 120° 的阶梯波,根据波形可以求出线电压和相电压有效值为

$$v_{an} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{an}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{V_d}{3} \right)^2 \frac{4\pi}{3} + \left(\frac{2V_d}{3} \right)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_d \quad (7-3-1)$$

$$v_{ab} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{ab}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[V_d^2 \times \frac{2\pi}{3} + (-V_d)^2 \times \left(\frac{5\pi}{3} - \pi \right) \right]} = \frac{\sqrt{6}}{3} V_d \quad (7-3-2)$$

根据傅里叶级数变换求出相电压和线电压瞬时值表达式为

$$v_{an} = \frac{2}{\pi} V_d \left(\sin\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right) \quad (7-3-3)$$

$$v_{ab} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d \left(\sin\omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right) \quad (7-3-4)$$

相电压和线电压基波幅值分别为

$$V_{an1m} = \frac{2}{\pi} V_d = 0.63 V_d \quad (7-3-5)$$

$$V_{ab1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d = 1.1 V_d \quad (7-3-6)$$

从式(7-3-3)和式(7-3-4)可以看出,输出相电压和线电压中都不含有3次谐波, n 次谐波的幅值为基波幅值的 $1/n$ 。事实上对于线电压来说,由于三相电压基波相差 120° ,故3次及3的整数倍次谐波的相位差为 360° ,即3次及3的整数倍次谐波同相,所以,即便三相电压中含有3次谐波,但在负载端,线电压的3次及3的整数倍次谐波互相抵消。在这种情况下,三相逆变器就不必要考虑3次谐波的消除。

在纯电阻负载下,桥中各臂可控器件随控制脉冲相继导通,反并联二极管无电流,因为在纯电阻负载下,基波负载阻抗角为0。由图 7.3.2(a) 可见,逆变器的输入电流 i_d 为

$$i_d = i_{T1} + i_{T3} + i_{T5} = i_{T2} + i_{T4} + i_{T6}$$

在区间 I,如图 7.3.3(a) 所示,对于电源 V_d 来说,等效电阻为 $3R/2$,所以输入电流 i_d 为

$$i_d = \frac{V_d}{3R/2} = \frac{2V_d}{3R} \quad (7-3-7)$$

上式在其他区间同样成立。该式表明,在纯阻性负载条件下,输入电流恒为正,并为定值,输入电容中没有电流流过,电源直接向负载提供能量。

但在感性负载下,上述分析并不成立,因为负载阻抗角不为0,当负载电流和电压极性不同时,输出功率为负,即负载需要将存储在电感中的能量回馈给电源,此时需要通过反并联在开关管旁的二极管续流,负载功率阻抗角越大,二极管续流的时间越长。由此可见,当三相逆变器工作在感性负载下时,输入电流有正有负,输入电容和负载之间在不停地进行能量交换,所以逆变器输入电容不仅作为输入滤波用,同时还肩负着和负载进行能量交换的任务,在设计输入电容大小时必须考虑负载因素。

2. 调压方法

三相半桥式方波逆变器输出电压不可直接调节。由式(7-3-5)可知,输出相电压的幅值取决于输入直流电压 V_d ,改变输入直流电压 V_d ,就可以改变输出电压幅值,可以用相控整流电路,不控整流加 DC/DC 变换电路,三相全桥等方案。

图 7.3.1 所示为一个三相全桥式逆变器电路结构。这是用三个单相全桥逆变器组成的,因此对于每个单相全桥方波逆变器,可以通过调节脉宽或移相的方式,调节各自的输出电压大小,从而使整个逆变器的输出电压连续可调。这一方案的缺点是,电路结构复杂;优点是,可以分相控制,即每相单独可调。这一点对于抗不平衡负载特别有效。由于三相逆变器输出一般会接滤波器,当接不平衡负载时,基波在滤波器上的压降会有所不同,从而使输出电压的幅值和相位发生偏移,造成输出电压不平衡。不平衡的三相电压会产生零序分量,影响逆变器的稳定、安全运行。对于不平衡负载,要使输出电压平衡,必须使每相电压能够得到独立的控制,三相半桥式方波逆变器不可能做到这一点,三相全桥式逆变器是解决这一问题的方法之一。

3. 主要特点

- ① 输出电压谐波含量虽然比单相方波逆变器低,但仍然较高;
- ② 三相半桥式方波逆变器输出电压难以调节;
- ③ 直流电压利用率不高。由式(7-3-5)可知,相电压基波的幅值只有输入电压 V_d 的 0.63 倍。

方波逆变器是最原始、最基本、原理最简单的一种逆变器,同时也是性能最差的逆变器。它的优点是,结构简单,对开关器件的要求低,工作在基频,开关损耗小;缺点是,谐波含量高。所以,现在只有极少数对波形要求不严的场所才用这种逆变器。

7.3.2 三相 SPWM 逆变器

图 7.3.4(a) 所示的是三相 SPWM 逆变器的基本电路,通过开关管 $T_1 \sim T_6$ 导通、关断的组合,可以得到 $\pm V_d$ 、0 三种输出电压。三相 SPWM 逆变器的 SPWM 波形如图 7.3.4(b) 所示,三个幅度相同,相位差为 120° 的正弦波 v_{ra} 、 v_{rb} 、 v_{rc} 和同一个三角波载波 v_c 比较,所得波形分别控制三个逆变桥,这样就可以在负载端得到三相 SPWM 波。

在电路图中,各输出端相对于直流电路中点的电位为 $\frac{1}{2}V_d$ 或 $-\frac{1}{2}V_d$ 。观察 ab 间的线电压 v_{ab} ,当 T_1 和 T_6 导通时为 $+V_d$, T_3 和 T_4 导通时为 $-V_d$ 。另外, T_1 和 T_3 ,或 T_4 和 T_6 导通时,

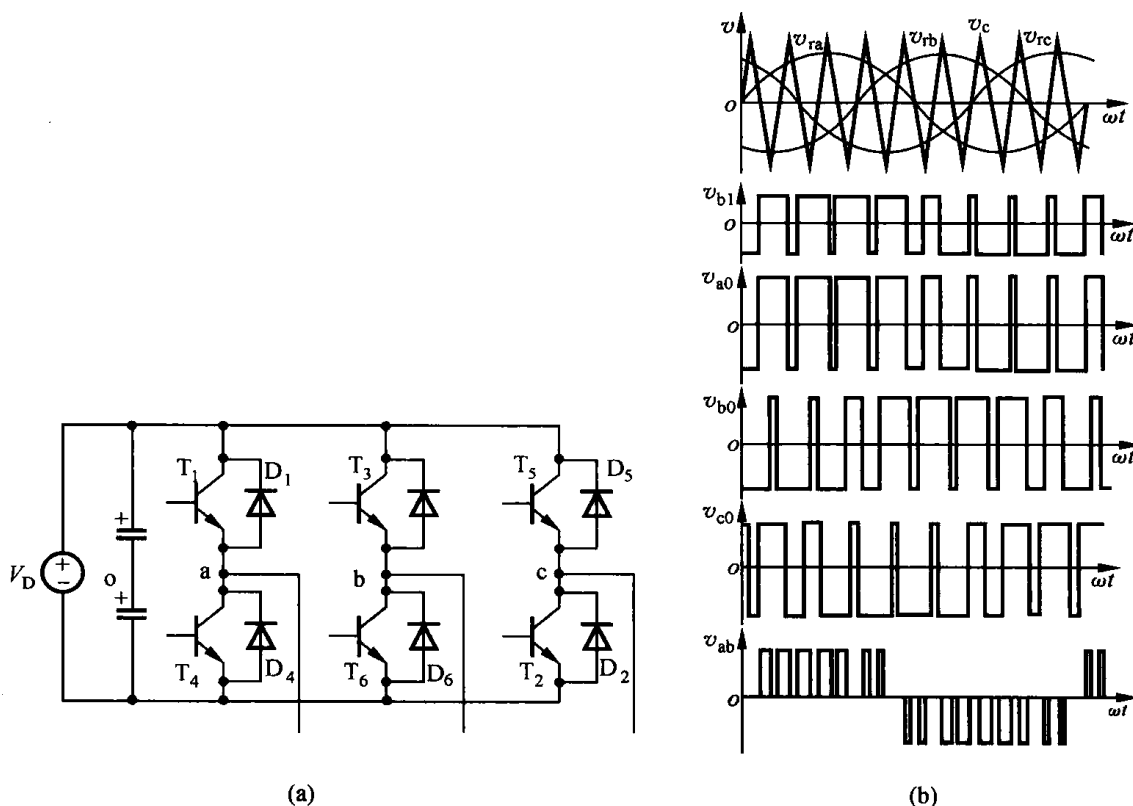


图 7.3.4 三相逆变器的 SPWM 控制原理

线电压为零。因此,线电压是由 $\pm V_d$ 、0 三种值组成的。该线电压波形和从各输出端的电位差 $v_{ab} = v_a - v_b$ 所得波形一致。这里,在输出电压为 0 的区间内,直流电路和交流输出电路之间没有能量传递,电流在负载和桥内形成环流,称为环流状态。

交流侧负载的相电压可用输出端电位和交流侧假想中点的电位差来表示,即

$$v_{an} = v_a - \frac{v_a + v_b + v_c}{3}$$

它由 $\pm \frac{2}{3}V_d$ 、 $\pm \frac{1}{3}V_d$ 、0 共 5 种数值组成。

根据傅里叶分析结果,可得输出电压 v_{ab} 的瞬时值为

$$v_{ab} = \frac{V_d}{2} \sqrt{3} m_a \sin\left(\omega_0 t + \varphi + \frac{\pi}{3}\right) + \text{贝塞尔函数项} \quad (7-3-8)$$

由上式可知,基波分量 $v_{ab1} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_d \sin\left(\omega_0 t + \varphi + \frac{\pi}{3}\right)$, 当 $m_a = 1$ 时直流电压的利用率为 0.886。如果载波比 N 取奇数并且为 3 的整数倍,则谐波中无载波频率的整数倍谐波,无信号波频率的 3 的整数倍谐波。

和单相 SPWM 逆变器一样,三相 SPWM 逆变器的直流电压利用率不高。考虑到三相逆变器三相输出相位差 120° ,这样三次谐波的相位差为 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$,即三次谐波同相,线电压中的三次谐波在负载端相互抵消,即三相逆变器输出线电压中不含有三次谐波。利用这一特性可以在调制波中注入三次谐波,如图 7.3.5 所示,其调制波表达式为

$$F(t_k) = m_a \left(\sin t_k + \frac{1}{6} \sin 3t_k \right)$$

在注入三次谐波后,调制波的幅值出现下凹,这样就拓展了调制波比变化的线性范围,使调制比能线性调到 1.15,显然提高了直流电压利用率。

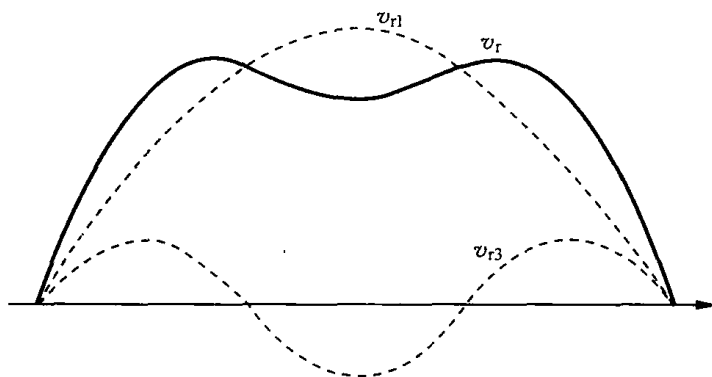


图 7.3.5 调制波中注入三次谐波

7.4 输出滤波器的设计

采用 SPWM 技术后,逆变器的输出电压波形中的谐波含量大大降低,谐波次数大大提高,但输出的仍然不是正弦波,达不到供电电源的标准,比如国家规定民用供电电源输出电压谐波含量一般不高于 5%,军用标准不高于 3%,少数供电设备对电源质量要求更为苛刻。纯 SPWM 波输出只应用在电机控制等对电压波形要求不高的感性负载场合。大多数要求正弦波输入的负载则必须在逆变器的输出端接滤波器,以平滑输出波形。

滤波器设计的基本要求为:① 输出电压的谐波含量小;② 滤波参数少和体积小;③ 滤波器的阻频特性好;④ 滤波系统消耗的功率小;⑤ 逆变器的电流应力小。但在实际设计过程中,上述条件是相互矛盾的。

7.4.1 常用滤波器结构及工作原理

图 7.4.1 所示为常用滤波器的基本结构,它们都是由电感和电容组成的二阶滤波器,在实际应用过程中,可以根据需要进行组合。

图 7.4.1(a) 所示的滤波器结构是应用最为广泛的滤波器结构之一。它是一个串联型滤波器,既是电压滤波器,也是一个低通滤波器。滤波器中电感对于输入频率的阻抗为 ωL ,电容对于输入频率的等效阻抗为 $1/\omega C$,显然随着输入频率的升高,电感的等效阻抗越来越高,而电容的等效阻抗却越来越低。于是,通过合理地选择电感和电容,可以得到一种效果:对于频率较高的谐波电压,主要压降在电感两端,而在电容的两端,即输出端,所分得的谐波电压很小;对于基波,由于其频率相对较低,造成其在电感上的压降很小,则输出波形绝大部分从电容的两端输出。这样在输出波形中主要成分为基波,谐波含量很小,从而达到滤波的效果。

图 7.4.1(b) 所示为并联谐振式滤波器,也是电流滤波器,它通常并接于系统中。其输入激励源为电流源,滤波器在基波频率点发生谐振,滤波器对于基波电流呈现很高的阻抗,而对于谐波电流呈现很低的阻抗,这样在滤波器的输出得到低失真的基波电压。

图 7.4.1(c) 所示为串联谐振式滤波器,也是电压滤波器,它通常串接于系统中。其输入激励源为电压源,滤波器在基波频率点发生谐振,滤波器对基波电压呈低阻抗,而对谐波电压呈高阻抗,这样在负载中得到低失真的基波电流。这种滤波器通常用于感应加热电源中。

图 7.4.1(d) 所示为陷波器,本质上它也是一个串联谐振式滤波器,但滤波器的谐振点不是在基波频率点,而是在陷波频率点,对需要陷波的频率呈现低阻抗,对其他频率呈高阻抗。它通常并接于系统中,用于吸收某个特定频率的电流信号。

逆变电源的输出滤波器有时是上述基本滤波器的组合,比如对于单相逆变电源,由于死区等因素的影响,致使逆变器的输出中含有 3 次谐波,而图 7.4.1(a) 所示的低通滤波器主要目的是吸收高次谐波,对于 3 次谐波可以在低通滤波器前或后插入 3 次谐波陷波器,以阻止 3 次谐波输出。

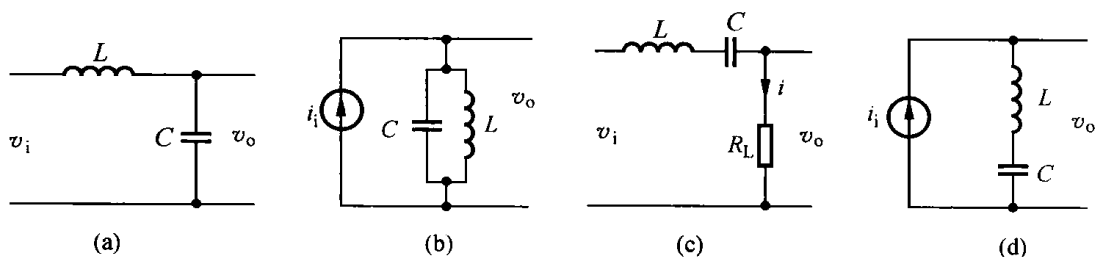


图 7.4.1 常用滤波器结构

(a) 低通滤波器; (b) 并联谐振式滤波器; (c) 串联谐振式滤波器; (d) 陷波器

7.4.2 LC 低通滤波器截止频率的确定

对于图 7.4.1(a) 所示的滤波器,忽略电感电阻及线路阻抗,则该滤波器输入、输出电压之间的传递函数为

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7-4-1)$$

式中, $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 为无阻尼自然振荡角频率; $\xi = \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}}$ 为阻尼比。

这是一个典型的二阶振荡系统,其波特图如图 7.4.2 所示。在低频段, $\omega \ll \omega_n$, $L(\omega) \approx 0$, 其低频渐近线是一条零分贝的水平线;在高频段, $\omega \gg \omega_n$, $L(\omega) \approx -40 \lg(\omega/\omega_n)$, 其高频渐近线是一条斜率为 -40 dB 的直线。这两条渐近线的交接频率,即滤波器的折转频率为 ω_n 。在折转频率附近,幅频特性曲线和渐近线之间存在误差,误差大小取决于阻尼比 ξ 的值。当 $\xi < 0.707$ 时,对数幅频特性曲线在折转频率处出现谐振峰,随着 ξ 减小,该谐振峰增大。

由此可见,影响滤波器滤波效果的参数主要是折转角频率 ω_n 和阻尼比 ξ 。必须选择合适的折转频率,以保证逆变器输出的基波信号经过滤波器后不衰减或衰减很小,而谐波信号应该有较大的衰减,一般来说,滤波器的折转频率越低,滤波效果越好,但折转频率过低会增大基波信号的损失,减慢系统的响应速度;同时,折转频率低,所要求的电感和电容值会加大,增加了系统成本和体积,也增加了滤波器的功率损耗。从图 7.4.2 所示的滤波器波特图可以看出,如果滤波器的折转频率靠近逆变器的某次谐波,则阻尼比 ξ 的影响,有可能造成该次谐波谐振,从而使得该次谐波不但没有被衰减,反而被放大的结果。

由阻尼比 ξ 的表达式可以看出,阻尼比不但取决于滤波器的电感和电容,同时取决于负载电阻,它和负载大小成反比。负载 R 越小,阻尼比 ξ 越大,系统惰性增加,但稳定性加强。当负载 R 增大时,阻尼比 ξ 减小,当负载 R 为 ∞ ,即逆变器空载时, $\xi \rightarrow 0$,此时系统处于不稳定状态。由

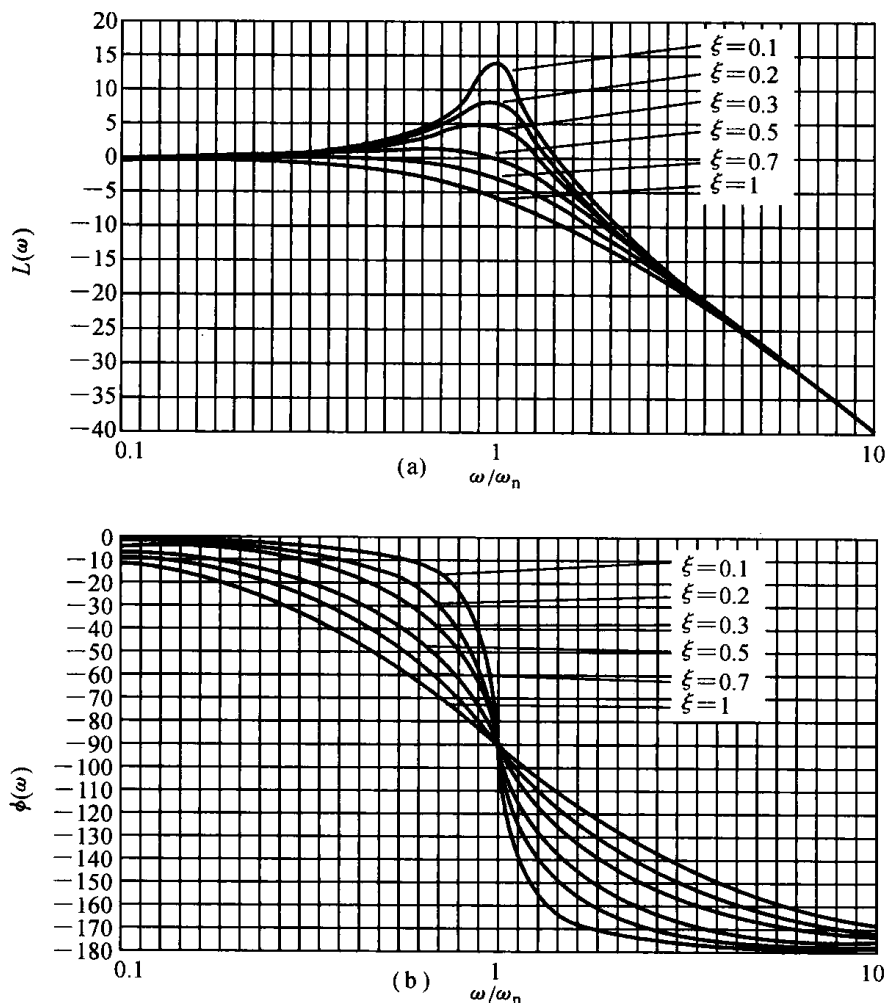


图 7.4.2 LC 低通滤波器系统的波特图

(a) 幅频特性; (b) 相频特性

此可见,逆变器的空载特性是很差的,甚至有可能出现不稳定现象。为了提高系统的空载稳定性,必须设法增大系统的空载阻尼比,但实际情况不是想象的那么糟糕,实际系统中存在着开关损耗,线路损耗,电感的磁耗,还有死区等因素,这些因素都可以等效为负载阻抗 R ,从而增大系统的阻尼比。

逆变器输出电压频谱如图 7.4.3 所示,各次谐波形成以 $n = jN (j = 1, 2, 3, \dots)$ 为中心幅值递减的上、下边频谐波带。其中, N 为载波比(载波频率与基波频率之比),带中各次谐波可以表示为 $n = jN \pm b$, 其中, $j + b \neq$ 偶数。

由图 7.4.3 可以看出, PWM 逆变器输出电压的最低谐波群为 $n = N \pm b$, 由于边频带谐波幅值是衰减的,足以产生影响的 b 值不会很高,故低谐波群的位置取决于 N 值,即 N 值越高,最低的一个下边带离基波就越远。为了使滤波器输出电压接近正弦波,同时又不会引起谐振问题, LC 滤波器的截止频率 $f_L = \omega_n / 2\pi = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ 必须远小于 PWM 电压中所含有的最低次谐波频率,同时又要远大于基波频率。滤波器的截止频率一般被选为

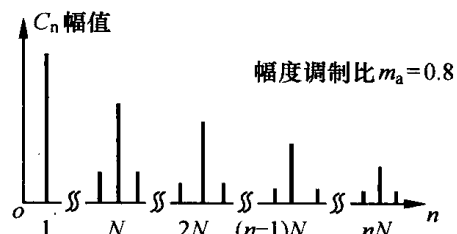


图 7.4.3 PWM 逆变器输出 SPWM 电压频谱

$$10f_1 < f_L < f_{\text{har min}}$$

式中, f_1 为基波频率; $f_{\text{har min}}$ 为最低次谐波频率。对于高频的 PWM 逆变器, 载波频率远大于 10 倍的基波频率, f_L 一般选为载波频率的 $1/10 \sim 1/5$ 。

7.4.3 LC 滤波器基于无功功率最小的设计

滤波器的截止频率由 L 、 C 的乘积决定, 在确定截止频率后, L 和 C 的参数还需要分别确定。本小节从滤波器无功容量的角度来选择 L 、 C 参数。滤波器无功容量也间接反映了滤波器尺寸、成本等要素。LC 滤波器结构图, 如图 7.4.4 所示。

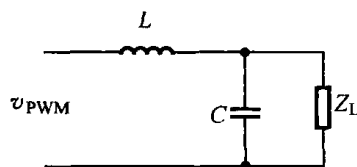


图 7.4.4 LC 滤波器结构

PWM 逆变器输出滤波器的无功容量 Q 可以表示为电感无功功率和电容无功功率之和, 即

$$Q = Q_L + Q_C = (\omega_1 L I_L^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \omega_n L I_{Ln}^2) + (\omega_1 C V_C^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \omega_n C V_{Cn}^2) \quad (7-4-2)$$

式中, ω_1 为基波角频率, ω_n 为 n 次谐波角频率, I_L 、 V_C 分别为电感基波电流有效值和电容基波电压有效值, I_{Ln} 、 V_{Cn} 分别为 n 次电感谐波电流有效值和 n 次电容电压谐波有效值。由于在电感电流和电容电压中所含的谐波成分很少。因此, 可以忽略由电感谐波电流和电容谐波电压产生的无功, 于是滤波器无功功率可以简写为

$$Q = \omega_1 L I_L^2 + \omega_1 C V_C^2 \quad (7-4-3)$$

$$\text{LC 滤波器的截止频率为} \quad \omega_L = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7-4-4)$$

通常电容器为定型产品, 其容量和体积有标准可循, 而电感器则因绕线圈数和磁芯材料的变化, 电感值可以任意确定。此外, 滤波器体积和重量主要由电感决定。因而, 主要应考虑电感取值对 LC 无功特性的影响。

由式(7-4-4)得

$$C = \frac{1}{\omega_L^2 L} \quad (7-4-5)$$

如果假设负载为阻性负载, 且电流为 I_0 , 则

$$I_L^2 = I_0^2 + (\omega_1 C V_C)^2 \quad (7-4-6)$$

将式(7-4-5)和式(7-4-6)代入式(7-4-3)得

$$Q = \omega_1 I_0^2 L + \frac{\omega_1 V_C^2}{\omega_L^4} (\omega_1^2 + \omega_L^2) \frac{1}{L} \quad (7-4-7)$$

V_C 和 I_0 为定值, 为了得到以电感 L 为变量时, 无功功率 Q 的最小值, 可以令

$$\frac{\partial Q}{\partial L} = 0$$

即

$$\omega_1 I_0^2 - \frac{\omega_1 V_C^2}{\omega_L^4} (\omega_1^2 + \omega_L^2) \frac{1}{L^2} = 0 \quad (7-4-8)$$

于是

$$L = \frac{V_C}{\omega_L^2 I_0} \sqrt{\omega_1^2 + \omega_L^2} \quad (7-4-9)$$

根据式(7-4-9)便可求出电感 L 的值, 再根据式(7-4-4)求出 C 。

7.4.4 滤波器对逆变器工作电流及输出电压的影响

1. 逆变器的最大脉动电流

滤波器的输出为低失真的正弦波,输入为宽窄不等的脉冲波,连接输入、输出的电感承担了谐波的压降,流过电感的电流不是标准的正弦波,而是一个叠加有脉动分量的正弦波。因此,在考虑逆变器的最大工作电流时,必须考虑其脉动值。

当采用规则采样时,SPWM 波的输出脉宽可表示为

$$t_{\text{on}} = \frac{T_s}{2}(1 + m_a \sin \omega t) \quad (7-4-10)$$

式中, $T_s = 1/f_s$ 为载波周期, m_a 为幅度调制比。令

$$v_r = m_a \sin \omega t \quad (7-4-11)$$

v_r 为期望输出归一化正弦的瞬时值,则

$$t_{\text{on}} = \frac{T_s}{2}(1 + v_r) \quad (7-4-12)$$

稳定后的理想系统中,实际输出电压 v_o 可表示为

$$v_o = V_d v_r \quad (7-4-13)$$

滤波器两端电压如图 7.4.5 所示,在 t_{on} 时间内流过滤波器电感的脉动电流 Δi_L 为

$$\Delta i_L = \frac{\Delta v}{L} t_{\text{on}} = \frac{V_d - v_o}{L} \frac{T_s}{2}(1 + v_r) = \frac{V_d - V_d v_r}{L} \frac{T_s}{2}(1 + v_r) = \frac{V_d T_s}{2L}(1 - v_r^2) \quad (7-4-14)$$

显然当 $v_r = 0$ 时,电流脉动最大,即最大脉动电流 $\Delta I_{L \max}$ 可表示为

$$\Delta I_{L \max} = \frac{V_d T_s}{2L} = \frac{V_d}{2L f_s} \quad (7-4-15)$$

从式(7-4-15)可以看出,最大脉动电流与滤波电感成反比,电感越大,脉动电流越小,流过开关管电流的最大值也就越小。同时,最大脉动电流和载波频率成反比,和输入直流电压成正比。

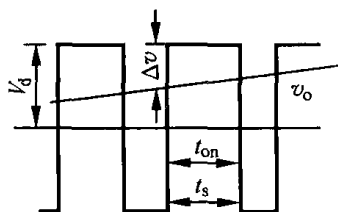


图 7.4.5 滤波器两端电压示意图

2. 滤波器参数对输出电压及电流的影响

空载时,理想状态下滤波器的输入阻抗可以表示为

$$Z_{LC} = \omega L - \frac{1}{\omega C} \quad (7-4-16)$$

当滤波器在某一频率发生谐振时,其能量只在电感和电容之间交换,不向输入提供正无功或负无功,这时感抗和容抗相等,即 $Z_{LC} = 0$, $\omega_L = \frac{1}{\sqrt{LC}}$,它与滤波器的折转频率是一致的。当 $\omega > \omega_L$ 时, $Z_{LC} > 0$,滤波器需逆变器提供正无功,滤波器呈感性;当 $\omega < \omega_L$ 时, $Z_{LC} < 0$,滤波器需逆变器提供负无功,滤波器呈容性。

逆变器的基波频率远小于滤波器的谐振频率,也就是说滤波器工作于容性,滤波器的无功电流主要由滤波电容决定,在滤波器截止频率一定的情况下,滤波电容越大,滤波电感越小,则

滤波器的容性无功电流越大,该电流流过开关管,造成损耗。由此可见,增大滤波电容会增大流过开关管的电流。输出接感性负载会消耗电容产生的无功,从而在一定程度上减小流过逆变器的无功电流。

空载时,流过电感的电流主要为无功电流,接负载后,流过电感的电流还要增加负载电流,假设流过电感的电流有效值为 I_L ,则在电感上产生的压降为 $V_L = \omega_0 L I_L$, ω_0 为基波角频率,逆变桥输出基波电压有效值 $V_1 = V_d m_a / \sqrt{2}$, V_d 为输入直流电压,则滤波器输出基波电压 V_o 为

$$V_o = \sqrt{V_1^2 - V_L^2} = \sqrt{\frac{1}{2}(V_d m_a)^2 - (\omega_0 L I_L)^2} \quad (7-4-17)$$

式(7-4-17)表述了电感电流对输出电压有效值的影响。当电感电流增大时,如果输入直流电压及调制比不变,则输出电压会降低;如果电感变大,则增大同样的电流,输出电压下降会更多,这意味着滤波电感会降低系统的动态性能,并且限制输出功率。当输出电压降低时,一般可通过增大调制比 m_a 来稳定输出电压,当 $m_a = 1$ 时,系统便到达了输出电压能够稳定的极限,此时的电感电流为

$$I_{L \max} = \frac{1}{\omega_0 L} \sqrt{\frac{1}{2} V_d^2 - V_o^2} \quad (7-4-18)$$

式(7-4-18)表明逆变器在给定的输入、输出前提下,电感允许流过的最大电流与电感值成反比,也就是说电感越大,逆变器的工作电流越小。根据式(7-4-15)可得流过开关管的最大电流为

$$I_{T \max} = \sqrt{2} I_{L \max} + \Delta I_{L \max} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 L} \sqrt{\frac{1}{2} V_d^2 - V_o^2} + \frac{V_d}{2 f_s L} \quad (7-4-19)$$

如果负载为纯阻性负载,则可得负载的最大电流为

$$I_{R \max} = \sqrt{I_{L \max}^2 - I_C^2} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} V_d^2 - V_o^2}{\omega_0^2 L^2} - (V_o \omega_0 C)^2} \quad (7-4-20)$$

将式(7-4-4)代入式(7-4-20)得

$$I_{R \max} = \frac{K}{L} \quad (7-4-21)$$

$$\text{式中,} \quad K = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} V_d^2 - V_o^2}{\omega_0^2} - \frac{1}{\omega_L^4}} \quad (7-4-22)$$

显然 $K > 0$ 且为常数,否则输出电压不可能稳到 V_o 。从式(7-4-22)可以看出,在滤波器截止角频率 ω_L 不变的前提下,负载能够输出的最大输出电流与滤波器电感值成反比。

通过以上讨论,在保证滤波器截止频率不变的情况下,可以得到以下结论:

- ① 增大滤波电容或减小滤波电感会增加逆变器的工作电流;
- ② 滤波器会增大在负载变化时输出电压的变化,降低系统的动态性能;
- ③ 在逆变器的输出不变的前提下,滤波电感会限制逆变器的输出电流,当负载为阻性负载时,最大输出电流与滤波电感成反比。
- ④ 滤波器的最大脉动电流与滤波电感成反比。同时,还与载波频率成反比和输入直流电压大小成正比。

设计与思考七

- 7.1 在单相逆变电路中,二极管起什么作用?在一个周期中晶体三极管和二极管导通时间是怎么确定的?
- 7.2 不同类型的方波逆变器的输出电压怎样调节?
- 7.3 正弦脉宽调制 SPWM 的基本原理是什么?载波比 N 和幅度调制比 m_a 的定义是什么?当载波的幅值和频率没有改变时,通过什么来改变交流输出基波电压的幅值和频率?
- 7.4 方波逆变器输出基波电压有效值为什么比 SPWM 逆变器输出基波电压有效值高?有什么办法提高 SPWM 逆变器输出基波电压有效值?
- 7.5 什么同步调制和异步调制?它们各自有什么优点和缺点?
- 7.6 什么是双极性 SPWM 和单极性 SPWM?单极性 SPWM 实现方法有哪几种,分别有什么优点和缺点?
- 7.7 试述三相方波逆变器的基本原理和调压方法?
- 7.8 三相 SPWM 逆变器怎么实现?桥中点间输出基波电压和输入直流电压有着什么样的关系?
- 7.9 逆变器输出滤波器的作用是什么?常用滤波器有哪些形式?工作原理是什么?
- 7.10 流过开关管的最大脉动电流和哪些因素有关?
- 7.11 LC 滤波器的参数如何确定?滤波电感和输出功率有着什么样的关系?

第 8 章 逆变器控制电路设计

逆变器的控制技术是系统的核心技术,直接关系到系统的性能。逆变器的控制经历了从模拟控制到 A/D 结合控制到全数字控制的过程,现代逆变电源的控制正朝着全数字化、智能化、网络化的方向发展。

逆变器控制系统包括波形产生技术和闭环控制技术,对设计者的电子电路设计和控制理论应用能力都有着较高的要求。SPWM 控制技术是目前逆变电源最流行的控制技术,如何产生 SPWM 波是逆变器控制系统的一个很重要的功能,早期 SPWM 波一般通过模拟或 A/D 混合电路产生,但电路结构较为复杂,且稳定性不是很理想;现在随着微处理器技术的飞速发展,许多单片机都能够产生 SPWM 波,特别是 TI 公司针对电机控制而推出的 c2000 系列 DSP,使 SPWM 波的产生和逆变器的全数字控制实现变成了可能。逆变器闭环控制的目的是稳定输出电压和改善输出波形,其设计质量直接关系到系统的稳态和动态性能,因此,历来是研究的热点和难点。

逆变器控制电路还包括信号检测电路、系统保护电路以及抗干扰电路等。信号检测的作用是将输出信号变成能够被控制系统识别的信号,真实地反映输出信号的变化情况;系统保护电路的作用是在逆变电源遇到异常情况后能够迅速作出反映,关断 SPWM 输出,从而达到保护系统的目的;抗干扰设计是控制系统设计的一项重要内容,它是系统可靠工作的保证。

8.1 SPWM 波产生方法

SPWM 控制技术是逆变器研究和应用领域的核心技术之一,在早期的产生 SPWM 波的方法中,最典型的是,由一个模拟比较器对一个三角载波和一个正弦调制信号进行比较,实现正弦调制信号对三角载波的调制。这种将三角载波和正弦调制波进行实时比较实现调制的方法称为自然采样法。显然,自然采样法适合用模拟比较电路来实现。模拟电路实现简单、响应速度快,但是存在着参数漂移大、集成度低和设计不灵活等难以克服的缺点。

20 世纪 80 年代以来,随着计算机技术的快速发展,基于微控制器的方案得到了迅速发展,运用单片机、DSP 等器件产生 SPWM 波成为主流,各种形式的规则采样法得到了发展和应用。现在流行的基本上都是全数字式 SPWM 波。全数字 SPWM 波最早是通过专用芯片产生的,比如 SA4828 等,可以和微处理器无缝接口,通过单片机设置载波频率,调制波频率、幅度,以及输出波形死区等,单片机不干预 SPWM 波的产生。但这种方法不够灵活,无法适应逆变器全数字控制的要求,随着针对电机控制而设计的 DSP 芯片的推出并广泛应用,以及价格的不断下降,专用 SPWM 产生芯片逐渐淡出人们的视野。如果要想更灵活地输出 SPWM 波,则 FPGA 是一个重要的选择。

8.1.1 采样方法

1. 自然采样法

SPWM 波是用正弦波与三角波比较而生成的,正弦波与三角波的交点即为开关时刻和脉冲的采样时刻,这种原理生成 SPWM 波的方法叫做自然采样法。自然采样法的采样点与开关点重合,采样点不能预先选定。

自然采样法生成 SPWM 波原理如图 8.1.1 所示, T_c 是三角波 v_c 的周期,正弦波为 $v_r = m_a \sin \omega_s t$ 。其中, m_a 为幅度调制比,是正弦波幅值与三角波幅值的比值,正弦波和三角波在一个载波周期 T_c 内相交两次,需要采样两次。假设 a 、 b 为这两次采样时刻,它们同时决定了 SPWM 波的开关时刻。

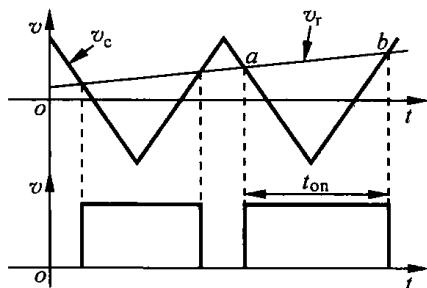


图 8.1.1 自然采样法生成 SPWM 波

三角波的表达式为

$$v_c = \begin{cases} 1 - \frac{2}{\pi} \omega_c t, & 0 \leq \omega_c t \leq \pi \\ -3 + \frac{2}{\pi} \omega_c t, & \pi < \omega_c t \leq 2\pi \end{cases} \quad (8-1-1)$$

式中, ω_c 为三角波角频率。三角波瞬时值和正弦波瞬时值相等时刻,即为三角波和正弦波相交时刻,据此可以得出 a 、 b 两点的开关方程

$$\begin{cases} \theta_a = 2k\pi + \frac{\pi}{2}(1 - m_a \sin \theta_a) \\ \theta_b = 2k\pi + \frac{\pi}{2}(3 + m_a \sin \theta_b) \end{cases} \quad (8-1-2)$$

式中, θ_a, θ_b 为 a, b 时刻的弧度值, $k = 0, 1, 2, \dots$

将载波周期 $T_c = 2\pi$ 代入上式,则开关方程式变成

$$\begin{cases} t_a = \frac{T_c}{4} [1 - m_a \sin \omega_s (kT_c + t_a)] \\ t_b = \frac{T_c}{4} [3 + m_a \sin \omega_s (kT_c + t_b)] \end{cases} \quad (8-1-3)$$

生成的 SPWM 波的脉冲宽度为

$$\delta = t_b - t_a = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{m_a}{2} (\sin \omega_s t_a + \sin \omega_s t_b) \right] \quad (8-1-4)$$

根据式(8-1-4)就可计算出 SPWM 波的每个脉冲宽度,但它是个超越方程,计算起来非常麻烦,不便于数字实现,只适合采用模拟积分器与比较器的模拟控制方式。

2. 对称式规则采样法

所谓对称式规则采样,就是在载波三角波对称轴所对应的时刻对正弦波进行采样,以确定脉冲的前沿和后沿时刻,而不管此时是否发生调制波与载波相交。

对称式规则采样有两种方法:一种是在三角波正峰时刻采样,保持这一时刻的正弦值不变,用该值向右作平行线和三角波交于 a, b 两点,采样示意图如图 8.1.2(a) 所示;另一种是在三角波的负峰时刻采样,保持此刻的正弦值不变,用该值向两边作平行线,与三角波交于 a, b

两点,采样示意图如图 8.1.2(b) 所示,显然图(b) 所示的采样方法比图(a) 所示的采样方法更接近于正弦波。

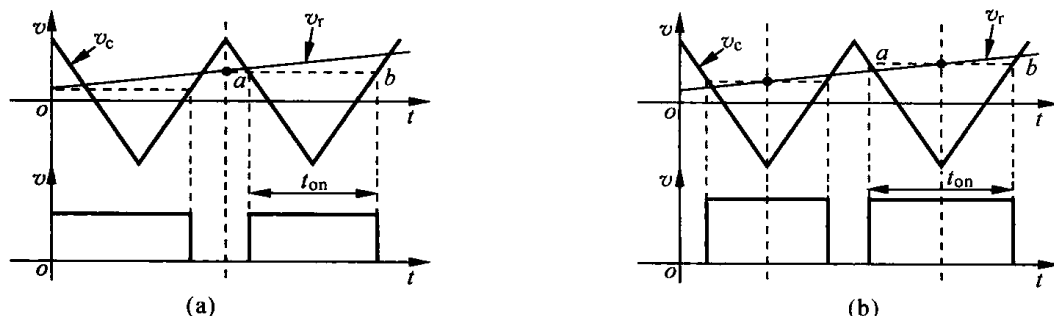


图 8.1.2 对称式规则采样法产生 SPWM

(a) 正峰时刻采样; (b) 负峰时刻采样

设三角波的幅值为 1, 则正弦波的幅值就等于幅度调制比 m_a , 如图 8.1.2(b) 所示, 根据三角形相似原理可得

$$\frac{t_{on}/2}{T_c/2} = \frac{1 + m_a \sin \omega t_1}{2} \quad (8-1-5)$$

于是

$$t_{on} = \frac{T_c}{2} (1 + m_a \sin \omega t_1) \quad (8-1-6)$$

假设正弦波的一个周期被均匀采样 N 点, 而采样间隔为三角波周期 T_c , 则

$$t_1 = \left(k + \frac{1}{2}\right) T_c, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-7)$$

显然 N 为载波比, 即三角波和调制波的频率之比, 于是

$$\omega t_1 = 2\pi f t_1 = 2\pi f \left(k + \frac{1}{2}\right) T_c = \frac{2\pi(k + 1/2)}{N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-8)$$

将式(8-1-8)代入式(8-1-6)得

$$t_{on} = \frac{T_c}{2} \left[1 + m_a \sin \left(\frac{2\pi(k + 1/2)}{N} \right) \right], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-9)$$

同样的方法可以求得图 8.1.2(a) 所示的正峰时刻, 采样产生 SPWM 波正脉冲的表达式为

$$t_{on} = \frac{T_c}{2} \left[1 + m_a \sin \left(\frac{2\pi k}{N} \right) \right], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-10)$$

根据式(8-1-9)和式(8-1-10)就可以计算出 SPWM 波的脉宽时间。对称式规则采样 SPWM 本质上是用一个 N 级台阶的阶梯波作为调制波和三角波比较获得控制波形, N 越大, 阶梯波就越趋近于正弦波。对称式规则采样的采样周期固定, SPWM 波的每一个脉冲都与三角波的中心线对齐, 两侧的间隙时间相等。对称式规则采样十分适合于数字控制, 因而获得了十分广泛的应用。

3. 不对称式规则采样法

对称式规则采样在一个载波周期内对正弦波采样一次, 如果在一个载波周期内对正弦波采样两次, 则抽样所得的波形更接近于理想的正弦波, 这就是不对称式规则采样。不对称式规则采样原理如图 8.1.3 所示, 在载波的正负

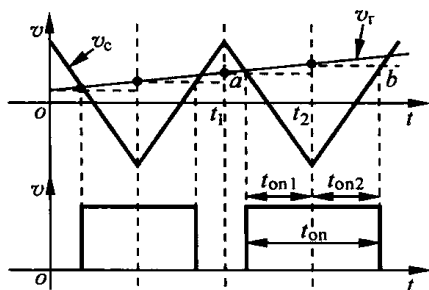


图 8.1.3 不对称式规则采样产生 SPWM 波

峰值点均对正弦波进行采样,假设正峰时刻为 t_1 ,负峰时刻为 t_2 , t_1 时刻对应的正弦波处向右作平行线和三角波交于 a 点, t_2 时刻对应的正弦波处向右作平行线和三角波交于 b 点,显然 a 、 b 两点间的水平距离即为产生的 SPWM 波正脉冲的时间 t_{on} 。

将 t_{on} 分为 t_{on1} 和 t_{on2} ,根据三角形相似原理可得

$$\frac{t_{on1}}{T_c/2} = \frac{1 + m_a \sin \omega t_1}{2} \quad (8-1-11)$$

$$\frac{t_{on2}}{T_c/2} = \frac{1 + m_a \sin \omega t_2}{2} \quad (8-1-12)$$

$$\text{于是,} \quad t_{on} = t_{on1} + t_{on2} = \frac{T_c}{4} (2 + m_a \sin \omega t_1 + m_a \sin \omega t_2) \quad (8-1-13)$$

假设正弦波一个周期被均匀采样 N 点,而采样间隔为三角波周期 T_c ,则

$$\begin{cases} t_1 = kT_c, \\ t_2 = \left(k + \frac{1}{2}\right)T_c, \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-14)$$

$$\text{于是} \quad \begin{cases} \omega t_1 = 2\pi f t_1 = \frac{2\pi k}{N}, \\ \omega t_2 = 2\pi f t_2 = \frac{2\pi(k + 1/2)}{N}, \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-15)$$

将式(8-1-15)代入式(8-1-13),得

$$t_{on} = \frac{T_c}{4} \left[2 + m_a \sin \frac{2\pi k}{N} + m_a \sin \frac{2\pi(k + 1/2)}{N} \right] \quad (8-1-16)$$

式(8-1-16)便是不对称式规则采样法产生 SPWM 波的计算公式。

4. 基于线性外推规则采样法

基于线性外推规则采样法(简称线性外推法)要求正弦调制波有规律地在每个三角载波周期内的波峰和波谷采样,将得到的相邻的两个采样点连线并延长外推,此直线必然与三角载波相交,得出求解 SPWM 开关点的通式。不同采样规则产生 SPWM 波如图 8.1.4 所示, a 、 b 为规则采样法的开关点,SPWM₁ 为其对应的 SPWM 波形; c 、 d 为自然采样法的开关点,SPWM₂ 为其对应的 SPWM 波形。

线性外推法的基本原理是:在每一个三角载波的波峰和波谷处分别采样,然后将相邻两个采样点连线并延长,则延长线必定与三角载波相交于一点,将此点作为开关点便可决定 SPWM 波形。如图 8.1.4 所示,假设任意的第 k 个采样点为波峰采样点,记为 S_k ,则其前后的两个采样点都为波谷采样点,分别记为 S_{k-1} 和 S_{k+1} 。 S_{k-1} 与 S_{k+1} 的线性外推的交点为 e , S_k 与 S_{k+1} 的线性外推的交点为 f ,SPWM₃ 为其对应的 SPWM 波形。

从以上三种方法实现的 SPWM 波形可以看出,采用线性外推法求得的开关点比规则采样法更接近自然采样法的开关点。

图 8.1.5 是采样任意单个开关周期产生 SPWM 波示意图。图中, T_c 为载波周期; S_{k-1} 、 S_k 、 S_{k+1} 为相邻 3 个采样点; a 、 b 为开关点。线性外推法决定的 SPWM 开关点有如下规律:将当前波峰处采样点与其前一个波谷处采样点连线性外推,得到的开关点决定了开关器件的导通时刻,此时 SPWM 的脉冲输出高电平;当前波谷处采样点与其前一个波峰处采样点连线性外推,得到的开关点决定了开关器件的关断时刻,此时 SPWM 的脉冲输出低电平。

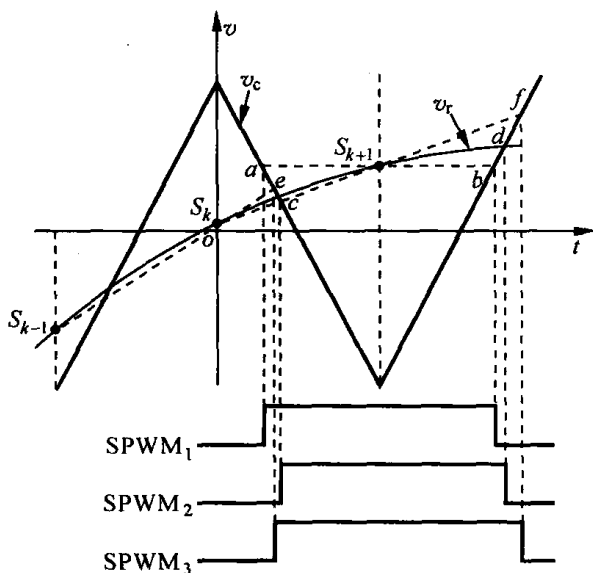


图 8.1.4 基于不同采样规则产生 SPWM 波

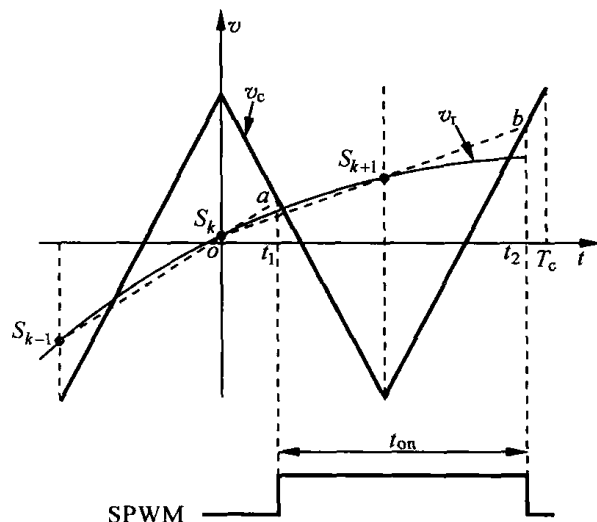


图 8.1.5 基于线性外推规则采样任意单个开关周期产生 SPWM 波

由图 8.1.5 可知, 单个载波周期期间开关点应为 \$(t_1, t_2)\$, 产生的 SPWM 波的脉宽为 \$t_2 - t_1\$。单个周期内三角波的表达式为

$$v = \begin{cases} 1 - \frac{4}{T_c}t, & 0 \leq t \leq \frac{T_c}{2} \\ -3 + \frac{4}{T_c}t, & \frac{T_c}{2} < t \leq \frac{T_c}{4} \end{cases} \quad (8-1-17)$$

根据图 8.1.5 可得 \$a, b\$ 两点的交点方程组分别为

$$\begin{cases} v = 1 - \frac{4}{T_c}t \\ v = \frac{2(S_k - S_{k-1})}{T_c}t + S_k \end{cases} \quad (8-1-18)$$

$$\begin{cases} v = -3 + \frac{4}{T_c}t \\ v = \frac{2(S_{k+1} - S_k)}{T_c}t + S_k \end{cases} \quad (8-1-19)$$

根据式(8-1-18)和式(8-1-19)可以分别求得

$$t_1 = \frac{1 - S_k}{4 + 2(S_k - S_{k-1})} T_c \quad (8-1-20)$$

$$t_2 = \frac{3 + S_k}{4 + 2(S_{k+1} - S_k)} T_c \quad (8-1-21)$$

于是,

$$t_{on} = t_2 - t_1 = \frac{3 + S_k}{4 + 2(S_{k+1} - S_k)} T_c - \frac{1 - S_k}{4 + 2(S_k - S_{k-1})} T_c \quad (8-1-22)$$

根据规则采样原理可知

$$S_k = m_a \sin \frac{2\pi k}{N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-23)$$

线性外推法与自然采样法相比,不同点在于,线性外推法是用两采样点的外推直线近似替代正弦曲线,再与三角载波进行比较。因此,用新方法求得的交点的幅值总是大于自然采样交点的幅值。在一定范围内,随着载波比的增大,基波幅值有效值逐渐变小,越来越接近理想的调制波幅值。

研究表明,在载波比大范围变化时,采用线性外推法输出基波幅值和输出 THD 两项指标均优于自然采样法和规则采样法的这两项指标。随着载波比 N 的增大(一定范围内),各项指标都趋于一致。与规则采样法相比,实现线性外推法需要较大的运算量。

8.1.2 模拟 SPWM 波的实现

1. 用模拟电路实现 SPWM 波

模拟电路实现 SPWM 波一般采用自然采样法,用标准的正弦波和三角波进行比较,产生 SPWM 波。为了降低成本,简化控制电路,易于调试,以集成 PWM 脉冲产生芯片 SG3524 和一块函数芯片 ICL8038 为核心,实现 SPWM 波的输出。其中,SG3524 用于产生锯齿波和 SPWM 波,函数芯片 ICL8038 用于产生基准正弦波。由正弦波和锯齿波比较而产生 SPWM 波。

图 8.1.6 所示为 SG3524 的结构框图。SG3524 工作过程如下。

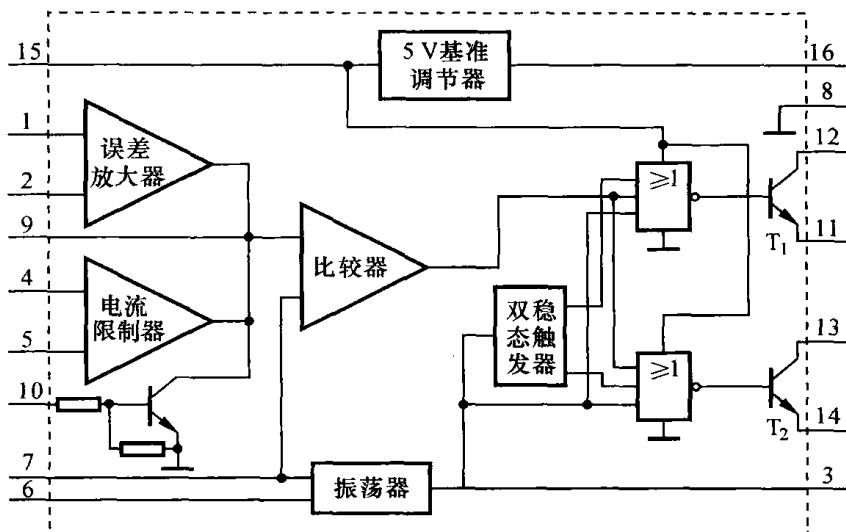


图 8.1.6 SG3524 内部框图

直流电源 V_s 从 15 脚接入后分两路,一路加到或非门;另一路送基准电压稳压器的输入端,产生稳定的 +5 V 基准电压。再将这 +5 V 基准电压送到内部(或外部)电路的其他元器件作为电源。

振荡器 7 脚须外接电容 C_T , 6 脚须外接电阻 R_T 。振荡器频率 f 由外接电阻 R_T 和电容 C_T 决定, $f = 1.18 / (R_T C_T)$ 。如果将逆变桥开关频率定为 5 kHz, 取 $C_T = 0.22 \mu\text{F}$, $R_T = 10 \text{ k}\Omega$ 。振荡器的输出分为两路,一路以时钟脉冲形式送至双稳态触发器及两个或非门;另一路以锯齿波形式送至比较器的同相端,比较器的反向端接误差放大器的输出。

误差放大器实际上是个差分放大器,1 脚为其反向输入端;2 脚为其同相输入端。通常,一个输入端连到 16 脚的基准电压的分压电阻(应取得 2.5 V 的电压)上,另一个输入端接控制反

馈信号电压。误差放大器的输出与锯齿波电压在比较器中进行比较,在比较器的输出端出现一个随误差放大器输出电压高低而改变宽度的方波脉冲,再将此方波脉冲送到或非门的一个输入端。或非门的另两个输入端分别为双稳态触发器和振荡器锯齿波。双稳态触发器的两个输出端互补,交替输出高低电平,其作用是将 PWM 脉冲交替送至两个三极管 T_1 及 T_2 的基极,锯齿波的作用是加入了死区时间,保证 T_1 及 T_2 两个三极管不可能同时导通。最后,晶体管 T_1 及 T_2 分别输出脉冲宽度调制波,两者相位相差 180° 。当 T_1 及 T_2 并联应用时,其输出脉冲的占空比为 $0\% \sim 90\%$;当 T_1 及 T_2 分开使用时,输出脉冲的占空比为 $0\% \sim 45\%$ 。当 10 脚加高电平时,可实现对输出脉冲的封锁,进行过流保护。

根据 SG3524 的工作原理,要得到 SPWM 波,必须有一个幅值在 $1 \sim 3.5 \text{ V}$,按正弦规律变化的馒头波,将它加到 SG3524 内部,并与锯齿波比较,就可得到 SPWM 波。控制电路框图如图 8.1.7 所示。

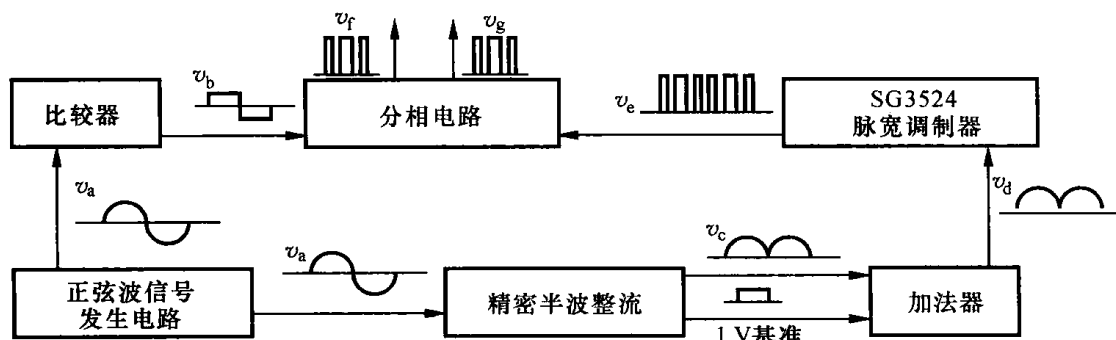


图 8.1.7 控制电路框图

正弦波电压 v_a 由函数发生器 ICL8038 产生。ICL8038 引脚和具体的接法如图 8.1.8 所示。正弦波的频率由 R_{P1} 、 R_{P2} 和 C 决定,为了调试方便, R_{P1} 及 R_{P2} 都用可调电阻, R_{P2} 和 R_P 是用来调整正弦波失真度的。通过实验得,当 $f = 50 \text{ Hz}$ 时, $R_{P1} + R_{P2} = 9.7 \text{ k}\Omega$, $C = 0.22 \mu\text{F}$ 。正弦波信号产生后,一路经过精密全波整流,得到馒头波 v_c ;另一路经比较器得到与正弦波同频率、同相位的方波 v_b 。 v_c 与 1 V 基准电压经过加法器后得到 v_d , v_d 输入到 SG3524 的 1 脚、2 脚与 9 脚相连,这样 v_d 和锯齿波将在 SG3524 内部的比较器进行比较产生 SPWM 波 v_e 。分相电路如图 8.1.9 所示,它由 2 个二输入与门和一个非门组成。 v_b 和 v_e 加到分相电路后就可以得到驱动信号 v_f 和 v_g ,这两个信号可以作为全桥逆变器的上管驱动信号,下管驱动信号与其互补。

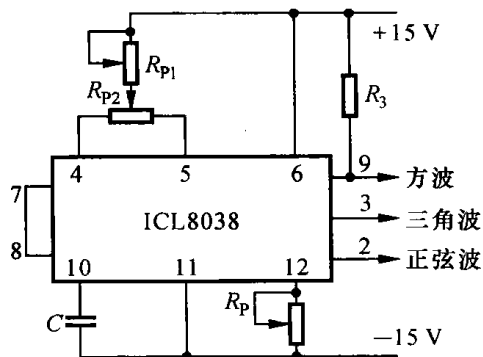


图 8.1.8 ICL8038 产生正弦波信号原理

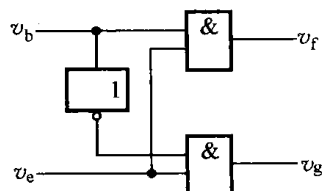


图 8.1.9 分相电路

2. 用模数结合电路产生 SPWM 波

用模数结合电路产生 SPWM 波的方法有很多,主要围绕如何产生稳定的阶梯正弦波进行设计,这里介绍一种基于权电阻网络产生阶梯正弦波的 SPWM 波产生电路,该电路由权电阻网络与集成运算放大器构成的可编程增益放大器产生阶梯正弦波,UC3637 用作正弦脉宽调制器,能够实现输出正弦电压的调整及频率在一定范围内调整,结构简单,工作稳定。

SPWM 波产生电路如图 8.1.10 所示。CD4067 为 16 选 1 模拟开关。 $R_1 \sim R_8$ 为加权电阻(简称“权电阻”),其值与采样时刻 ωt_i 有关, i 为采样序号。

$$R_k = \frac{R_{10}}{\sin\left(\frac{360^\circ}{N}i + \frac{180^\circ}{N}\right)}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, \text{INT}\left(\frac{T_c}{4}\right), k = i + 1 \quad (8-1-24)$$

式中, $N = f_c/f_r$, N 为载波比。

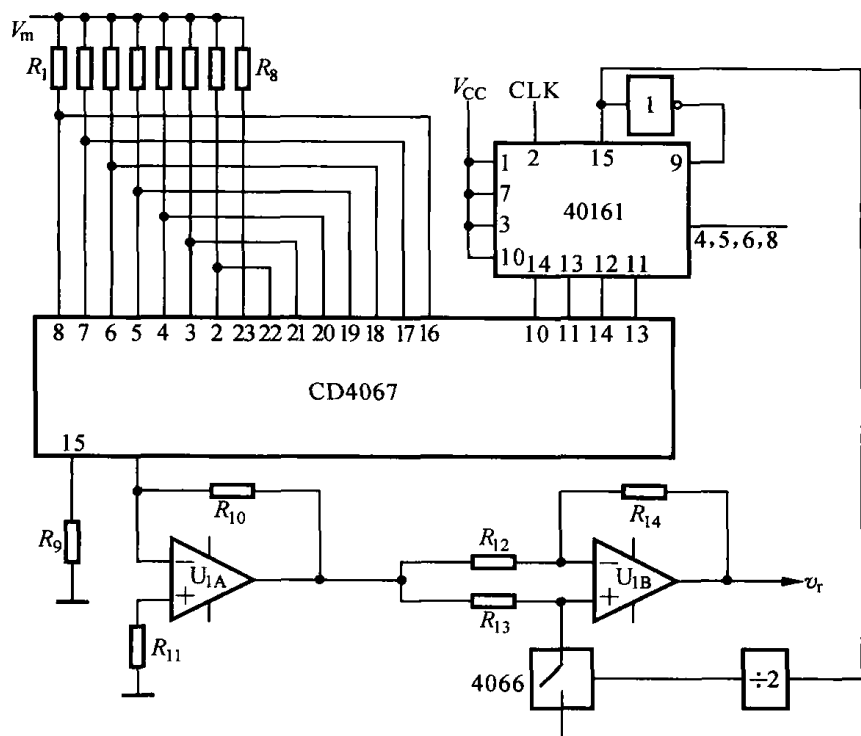


图 8.1.10 SPWM 波产生电路

为便于时间量化和数控采样,以及兼顾功率器件的工作频率,选择 N 为整数且为偶数。例如, $N = 30$ 。若期望的输出频率 f_r (即调制频率) 为 400 Hz, 则器件的开关频率 $f_c = 12$ kHz, 在 IGBT 优选的工作频率之内, 鉴于正弦波的对称性, 仅算出 $T_c/4$ (T_c 为调制波的周期) 的权电阻即可。不难理解, R_8 是 $\omega t_i = 90^\circ$ 时的权电阻值, 半周内是以 R_8 为中心两边对称, 连接关系如图 8.1.10 所示。半周内有 15 次采样, CD40161 为可预置 4 位二进制加计数器。可将其先预置为 1, 计满 15 次自动复位, 且同时预置为 1。

由以上分析可知, U_{1A} 为可编程增益放大器, 增益 $k_p = -R_{10}/R_k$, R_k 接入的序号不同, k_p 的大小不同。在 U_{1A} 的输出端可以得一串 15 阶梯的半正弦波, 再由极性变换电路 U_{1B} (其中 $R_{12} = R_{14}$), 可以得到正负半周对称的完整的正弦调制波 v_r 。调整 V_m 就可以调整 v_r 的幅值。

UC3637 内含三角波振荡器。图 8.1.11 中 R_{20}, R_{21}, R_{22} 的分压点 $+V_{TH}, -V_{TH}$ 是三角波正峰值和负峰值的转折电压。三角波的振荡频率 f_c 由 $\pm V_{TH}, C_T, R_T$ 共同决定, 关系如下:

$$I_s = [(+V_{TH}) - (-V_{TH})]/R_T$$

$$f_c = I_s/2C_T[(+V_{TH}) - (-V_{TH})]$$

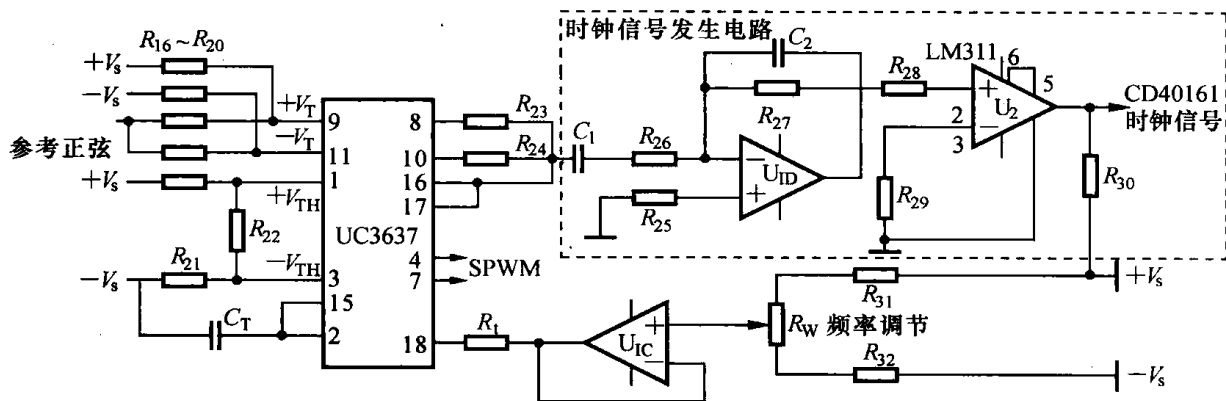


图 8.1.11 UC3637 外围电路

UC3637 内部有一恒流源为 C_T 提供充放电电流。在 2 脚产生正负斜率对称、线性良好的三角波。该三角波送到内部算放大器的同相端 15 脚, 随后由 16 脚、17 脚输出, 再经 R_{23} 及 R_{24} 分别送到二正弦脉宽调制器的 8、10 脚。调节 R_W 可以调节载波频率, 由于同步调制的原因 ($N = 30$), 同时也在一定范围内改变了输出频率。

由于 UC3637 无同步信号输出端, 故设计了一信号调理电路将三角波载波信号变换为时钟信号, 作为 CD40161 的计数时钟, 即参考正弦波的采样脉冲。调理电路的第一级为有源微分电路, 由 U_{1D} 及周边阻容元件组成。 C_1 及 R_{27} 为微分电容电阻; R_{26} 及 C_2 消除高频振荡; $R_{26} \ll R_{27}, C_2 \ll C_1$ 。 U_{1D} 输出一双极性方波信号, 再经 U_2 (比较器) 过零比较输出与后级逻辑电路电平 (CD40161) 相匹配的时钟信号。

UC3637 中有两个独立的比较器, 其输入、输出端分别都引到片外, 应用相当灵活。前已述及三角波载波由 R_{23} 及 R_{24} 送到两个比较器的 8 脚与 10 脚。那么, 由参考正弦波产生电路产生的调制波由 R_{18} 及 R_{19} 分别送到二比较器的 9 脚和 11 脚。9 脚与 11 脚还由电阻 R_{16} 及 R_{17} 分别接到 $\pm V_s$ 电源上。由此得到的偏置电平 $\pm V_T$, $\pm V_T$ 决定上、下功率开关器件的死区时间 t_d (见式 (8-1-25)), 二调制器分别由 4 脚及 7 脚输出 SPWM 控制信号,

$$t_d = [(+V_T/2) - (-V_T/2)]T_c/2V_{TH} \quad (8-1-25)$$

式中, T_c 为开关周期。

8.1.3 基于 EPROM 的 SPWM 波产生方法

用纯模拟电路产生 SPWM 波受参数影响太大, 用阶梯正弦法产生 SPWM 波可以得到高稳定的阶梯正弦信号, 但要改变阶梯正弦波的阶梯数则非常麻烦, 如果将正弦数据存在 EPROM 中, 循环读出其中的数据经过 D/A 转换就可以得到高稳定的阶梯正弦信号, 改变 EPROM 中的正弦数据就可以改变阶梯正弦的阶梯数。下面以产生调制波频率为 400 Hz 为例来介绍一种三相 SPWM 波产生电路, 该电路可以十分方便地实现输出频率和输出电压的调节, 电路工作稳定性很高。

1. 电路组成及工作原理

图 8.1.12 为 SPWM 控制电路的功能方块图。它主要由时钟电路、载波(三角波)产生电路、正弦调制波产生电路、正弦调制波幅值和极性控制电路、SPWM 脉冲波形成电路等组成。

为了充分利用 EPROM 存储空间资源,三相共用一片 EPROM 以存储正弦波数据表,一片 CD4040 作为地址信号发生器。这样要比每相各用一套 EPROM、CD4040 要简单得多,而且可以更加有效地保证三相相位的对称性。

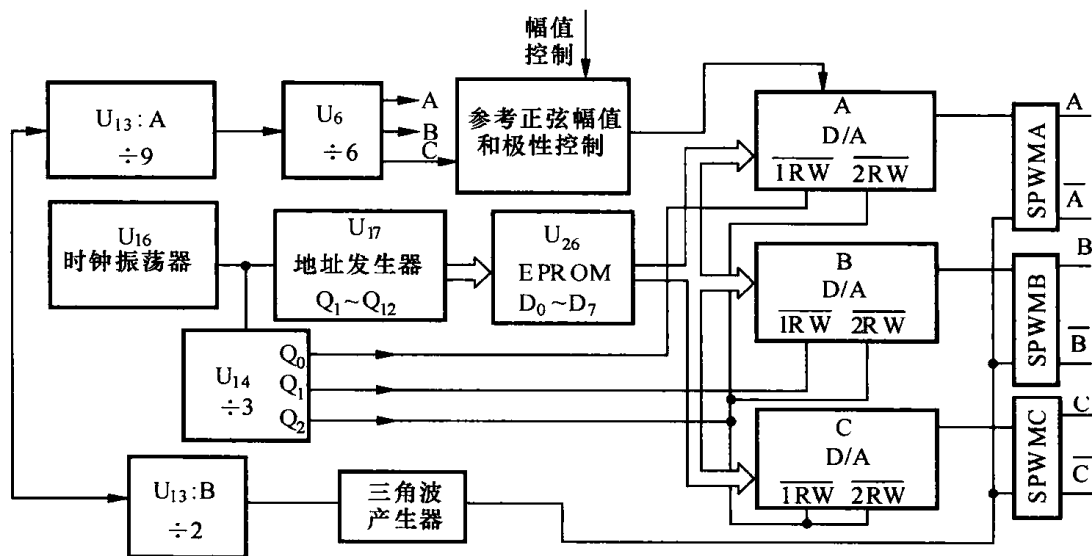


图 8.1.12 SPWM 控制电路的功能方块图

2. 时钟和数字时序电路

时钟和数字时序电路采用压控振荡器(VCO)作为时基信号源。调节其控制电压即可调节调制波(参考正弦)的频率。时钟信号按要求经分频或适当处理后分四路输出,电路如图 8.1.13 所示。

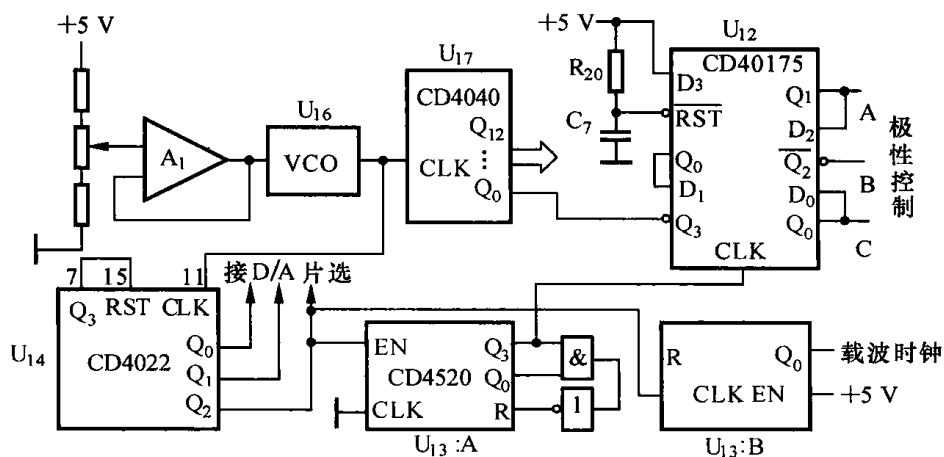


图 8.1.13 时钟和数字时序电路

① 直接到送 EPROM 的地址发生器 CD4040。

② 经三分频脉冲分配器 CD4022, 其 3 个输出端 Q_0 、 Q_1 、 Q_2 的脉冲前沿依次滞后一个时钟周期。分别以其前沿信息作为 A、B、C 三相 D/A 的片选信号。以便将 EPROM 送出的数据进行分相。CD4022 的 Q_2 端的信号又分成两路输出。

③ CD4022 的 Q_2 信号由 CD4520(U_{13} : A) 先 9 分频, 然后经 CD40175 环行计数器 6 分频, 产生与调制波同频率的三相互差 120° 的对称方波, 作为三相调制波幅值和正负半周极性的控制信号。

④ CD4022 的 Q_2 输出信号经由 CD4520(U_{13} : B) 二分频得到载波信号时钟。

3. 恒幅三角波载波信号产生电路

由调制原理可知, 载波信号应具有线性时变的规律。用三角波作为载波信号具有较多的优点, 因为三角波属双沿调制, 且其前后沿同时具有线性时变的特点。

三角波产生电路如图 8.1.14 所示。 U_{19} : B 为比较器, 同相端输入三角波时钟, 反向端为比较电平。负载电阻 R_2 由 U_{35} : A 的输出供电, 该电压也是 VCO 的控制电压。于是 U_{19} : B 输出三角波时钟的幅值等于 VCO 的频率控制电压 V_{cf} 。 U_{22} : D 为一桥 T 弥勒积分电路。三角波的幅值与压控振荡器的输出时钟频率 f_{clk} 无关, 即使 f_{clk} 漂移或改变, 三角波的幅值也维持恒定, 幅度调制比 m_a 也为定值, 这正是设计所希望的, 因此称为恒幅三角波电路。在选取参数时, 应使 $R_{76} = R_{77}$, $C_{24} \gg C_{23}$ 。

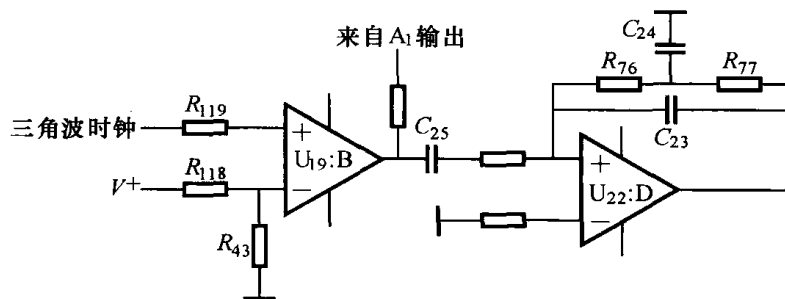


图 8.1.14 恒幅三角波载波信号产生电路

4. 参考正弦调制波产生电路

参考正弦调制波频率调制比 $N = f_c/f_s$ 。其中, f_c 为载波频率; f_s 为调制波频率。对于三相逆变器, N 应为奇数且能够被 3 整除。选取 $N = 27$, 则 $f_c = 400 \times 27 \text{ Hz} = 10.8 \text{ kHz}$ 。把一个周期的正弦波分成 27 等份, 每一等份用一等高而不同宽的脉冲去近似。就一周而言, 就是用一个 27 级等宽而不同高的阶梯正弦波近似一理想的正弦调制波。按照规则采样法, 事先将三相对称参考正弦调制波的采样值离线计算, 并按确定的相序关系排列成一个数据表, 将数据表存放在 EPROM 中。一个周期是 27 个阶梯, 每半周是 13.5 个阶梯。

参考正弦调制波产生电路如图 8.1.15 所示。DAC0832 内部有两级 8 位(二进位) 数字缓冲寄存器(以下简称缓存器)。这为设计三相正弦调制波产生电路提供了极大的方便。这两级缓存器分别由两个选通信号 $\overline{WR}_1$ 、 $\overline{WR}_2$ 控制, 当 A 相的数据出现在数据线上时, 由 A 相的 $\overline{WR}_1$ 选通 A 相的 D/A 转换器第一缓存器。同理, 当 B 相的数据出现在数据线上时, 由 B 相的 $\overline{WR}_1$ 选中该相的 D/A 转换器的第一缓存器, 将数据暂存。C 相 D/A 转换器的 $\overline{WR}_1$ 、 $\overline{WR}_2$ 连在一起, 两级

缓存器接成直通方式。A、B两相的 $\overline{WR}_2$ 也与C相的 $\overline{WR}_1$ 、 $\overline{WR}_2$ 相连,当C相的数据出现在数据线上,用C相的 $\overline{WR}_1$ 、 $\overline{WR}_2$ 信号同时选中三相的第二级缓存器。数据一进入第二级缓存器,D/A转换器便自动同时进行D/A转换,其中的内容不变,各自输出的模拟量亦不变,形成一等宽的阶梯。当下一组数据刷新了第二级缓存器的内容时,各相的阶梯高度随之改变。如此反复,周而复始。虽然各相数据是分时操作的,但由于各相D/A转换器的第二级缓存器是由同一个选通信号管理的,这保证了三相正弦调制波同一时刻的采样值在D/A转换器的输出端同时输出。

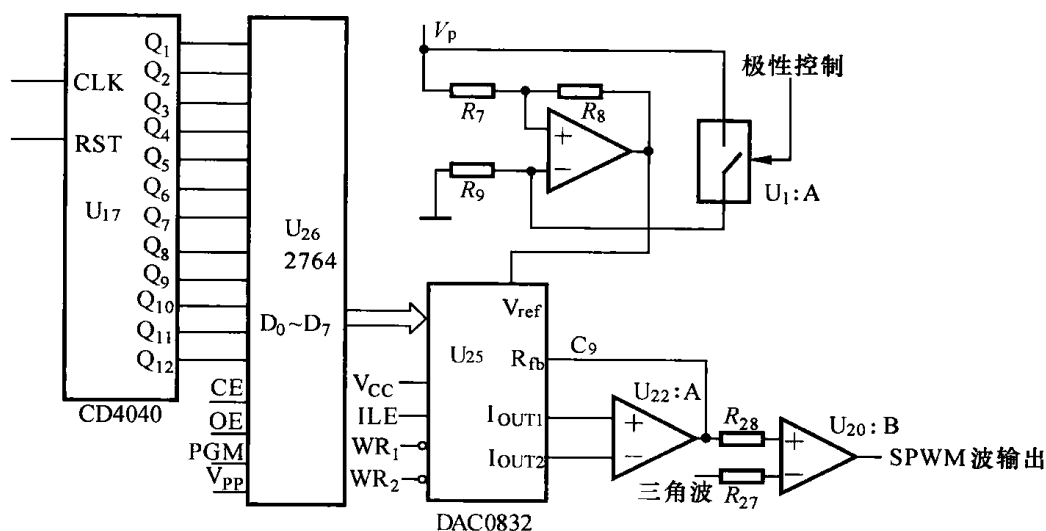


图 8.1.15 参考正弦调制波产生电路

D/A转换器输出正弦波的幅值和极性由 V_{REF} 端的幅值和极性控制。 V_{REF} 端采用双极性的电压控制,则00H~0FFH(十六进制)可直接对半正弦波的采样值进行编码量化。由 V_{REF} 的极性区分正弦波的正负半周。

正弦波的幅值和极性控制电路实质上是一个单位增益放大器。由 $U_{21}:A$ 及外围元件 R_7 、 R_8 、 R_9 、模拟开关 $U_1:A$ 组成,其中 $R_7 = R_8$ 。以A相为例,当来自 $U_{12}:A$ 的控制方波为高电平时,模拟开关 $U_1:A$ 接通, $U_{21}:A$ 的增益为+1。控制方波为低电平时, $U_1:A$ 断开, $U_{21}:A$ 的增益为-1。于是 $U_{21}:A$ 输出一双极性、幅值与 V_P 相等,且与参考正弦波同频率的方波电压到D/A转换器的 V_{REF} 端。 V_P 来自PID输出电压调节器的输出端。 V_P 是单极性控制电压。

综上所述,PID输出电压改变, $U_{21}:A$ 输出双极性方波电压的幅值改变,则D/A转换器输出的正弦调制波的幅值改变,由于三角波幅值恒定,因而幅度调制比 m_a 改变,于是输出电压也得到调节。

5. SPWM波形成电路

在三角波载波及正弦波调制信号生成之后,即可形成SPWM脉冲波。阶梯正弦波送到 $U_{20}:B$ 的同相端,三角波送到其反相端。由输出端即得到PWM波。由于三角波载波与正弦调制信号的交点发生在阶梯正弦波的平台处,故比较器输出电压的SPWM信号前后沿无抖动毛刺,工作稳定可靠。

8.1.4 全数字 SPWM 实现

虽然采用EPROM的方法可提高实现SPWM的灵活性和可靠性,但模拟电路有结构复

杂、有温漂现象等无法克服的缺点。采用数字电路可克服上述缺点,并且能够实现逆变电源控制的全数字化和智能化。全数字 SPWM 波可以用专用芯片、DSP 芯片和 FPGA 产生。专用芯片的早期应用十分普遍,但随着 DSP 技术的发展,专用芯片的市场逐步萎缩。下面通过常用 DSP 芯片 TMS320LF2407A 及 FPGA 来说明数字 SPWM 波的产生方法。

1. 基于 DSP 的 SPWM 波产生方法

用模拟或模数结合的方法来实现 SPWM 技术,具有成本低的优点,但输出受参数影响太大,不适合高性能的场合,采用专用芯片能够实现 SPWM 波的全数字控制,但使用不够灵活。20 世纪 90 年代以来,TI 公司推出了适用于电机控制的 DSP 芯片,即 24x 系列 DSP 芯片,其中以 TMS320LF2407A 为代表,它在 DSP 芯片技术的基础上,针对电机控制,集成了大量和电机控制相关的资源,非常适合电机和逆变器控制。

(1) TMS320LF2407A 简介

TMS320LF2407A 作为 DSP 控制器 24x 系列的新成员,是 TMS320C2000 平台下的一种定点 DSP 芯片。该芯片提供了低成本、低功耗、高性能的处理能力,对逆变电源的数字化控制非常有用。几种先进外设被集成到该芯片内,形成了真正意义上的单芯片控制。

高性能静态 CMOS 技术,使得供电电压降为 3.3 V,减少了控制器的功耗;40MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 25 ns,从而提高了控制器的实时控制能力。

基于 TMS320C2xxDSP 的 CUP 保证了 TMS320LF2407A 的代码和 TMS320 系列 DSP 代码兼容。

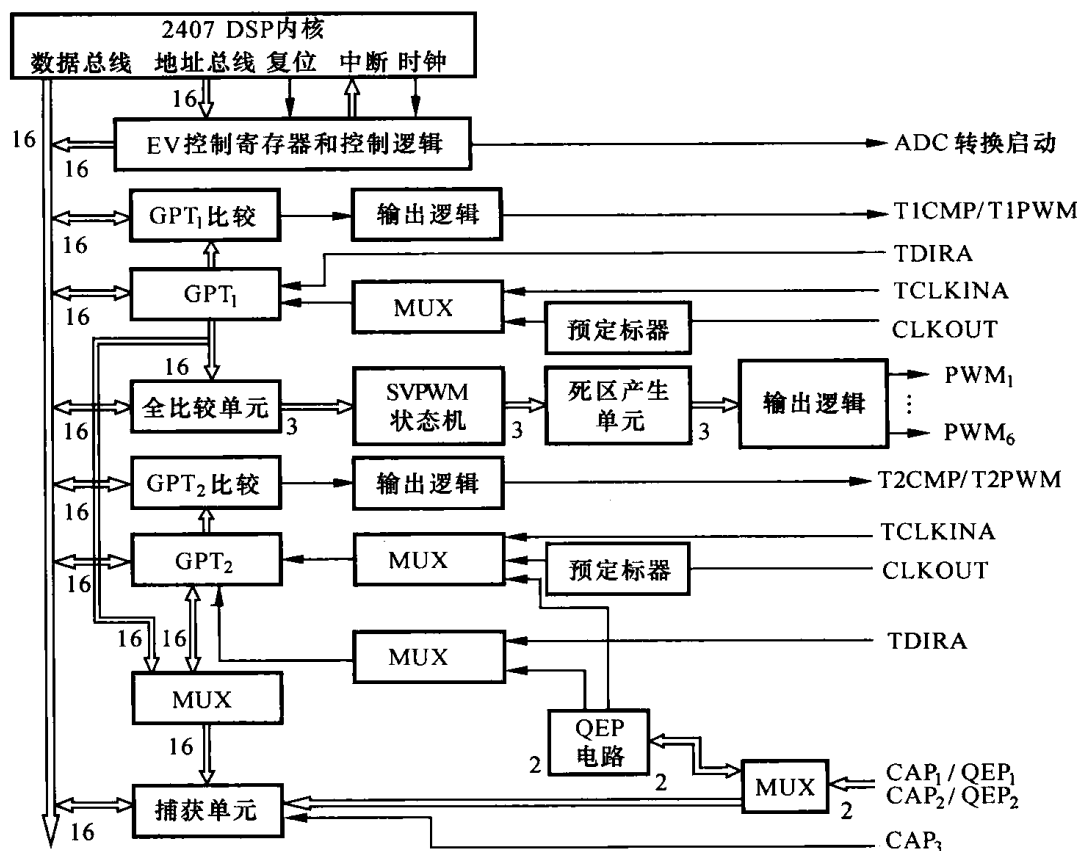
片内高达 32 K 字的 FLASH 程序存储器、1.5 K 字的数据 / 程序 RAM、544 字双口 RAM(DARAM) 和 2K 字的单口 RAM(SRAM)。两个事件管理模块 EV_A 和 EV_B ,每个模块包括:两个 16 位通用定时器;8 个 16 位的 PWM 通道。它们能够实现:三相反相器控制;PWM 的对称和非对称波形;当外部引脚 $\overline{PDPINTx}$ 出现低电平时快速关闭 PWM 通道;可编程的 PWM 死区控制以防止上下桥臂同时输出触发脉冲;3 个捕获单元;片内光电编码接口电路;16 通道 10 位 A/D 转换器。事件管理器模块使用于控制交流感应电机、无刷直流电机、开关磁阻电机、步进电机、多级电机和逆变器。

(2) 事件管理模块原理

每个 DSP 器件都包括两个事件管理模块 EV_A 和 EV_B ,每个事件管理模块包括通用定时器(GP)、比较单元、捕获单元及正交编码脉冲电路。 EV_A 和 EV_B 的定时器、比较单元及捕获单元的功能都相同,只是定时器和各单元的名称不同。事件管理模块 EV_A 和 EV_B 有相同的外设寄存器, EV_A 的起始地址是 7400H, EV_B 的起始地址是 7500H。这里只介绍 EV_A 。

事件管理器 EV_A 的框图如图 8.1.16 所示。

每个事件管理模块都有两个通用定时器(GPT),各个 GPT 之间可以彼此独立工作,或者相互同步工作。与每个 GPT 有关的比较寄存器可实现比较功能或产生 PWM 波。每个 GPT 有 3 种计数方式:连续增计数方式、连续增 / 减计数方式和定向增 / 减计数方式。每个 GPT 的内部或外部的输入时钟都可通过编程来预定。GPT 还向事件管理器的其他模块提供时基。GPT₁ 对所有的比较和 PWM 电路提供时基,GPT₂ 或 GPT₁ 对捕获单元和正交脉冲计数操作提供时基。周期寄存器和比较寄存器的双缓冲允许根据需要编程来改变 PWM 周期和 PWM 脉冲宽度。

图 8.1.16 事件管理器 EV_A 原理框图

事件管理器 EV_A 模块中有三个全比较单元(全比较单元 1、2 和 3)。每个比较单元都有两个相关的 PWM 输出。比较单元的时基由 GPT₁ 提供。每个模块的比较单元包括:

① 3 个 16 位的比较寄存器(CMPR₁, CMPR₂ 和 CMPR₃), 它们各带有一个可读 / 写的影子寄存器;

② 一个可读 / 写的比较控制寄存器(COMCONA);

③ 一个 16 位的比较方式控制寄存器(ACTRA), 它们各带有一个可读 / 写的影子寄存器;

④ 6 个比较 / PWM(三态) 输出引脚(PWM₁, PWM₂, PWM₃, PWM₄, PWM₅, PWM₆);

⑤ 控制和中断逻辑。

每个事件管理模块可同时产生多达 8 路的 PWM 波形输出。由 3 个带可编程死区控制的比较单元产生独立的 3 对(即 6 个输出), 以及由 GP 定时器比较产生的 PWM 输出。PWM 的特性如下:

① 16 位寄存器;

② 有从 0 到 16 μ s 的可编程死区发生器控制 PWM 输出对;

③ 最小的死区宽度为一个 CPU 时钟周期;

④ 对 PWM 频率的变动可根据需要改变 PWM 的载波频率;

⑤ 在每个 PWM 周期内和以后可根据需要改变 PWM 的脉冲宽度;

⑥ 不可屏蔽的功率驱动保护中断;

⑦ 脉冲形式发生电路, 用于可编程的对称、非对称及 4 个空间矢量 PWM 波形产生;

⑧ 自动重载的比较和周期寄存器使 CPU 的负荷最小。

对于每个事件管理模块,与比较单元相关的 PWM 电路使带有可编程死区和输出极性控制的 6 路 PWM 输出的产生成为可能。

一个 PWM 信号是一串宽度变化的脉冲序列。这些脉冲平均分布在一段定长的周期中,从而每个周期中有一个脉冲。该定长周期称为 PWM 载波周期,它的倒数称为 PWM 载波频率。PWM 脉冲的宽度由另一个具有所需值的调制信号决定或调制。

在事件管理器模块中,每个比较单元和通用定时器 1、死区单元及输出逻辑可在两个特定的器件引脚上产生一对具有可编程死区以及输出极性的 PWM 输出。在每个模块中有 6 个这种与比较单元相关的 PWM 输出引脚,这 6 个特定的 PWM 引脚控制逆变器的 6 个 IGBT。

比较单元和相关电路的 3 种 PWM 波形的产生需要对相同的事件管理寄存器进行配置,产生 PWM 输出的设置步骤如下:

- ① 设置和装载 ACTRx 寄存器;
- ② 如果使能死区,则设置和装载 DBTCONx 寄存器;
- ③ 设置和装载 T1PR,即规定 PWM 波形的周期;
- ④ 初始化 CMPRX 寄存器;
- ⑤ 设置和装载 T1CON,来启动比较操作。

软件对 ACTRA 寄存器进行正确的配置后,与比较单元相关的一个 PWM 输出引脚上将产生 1 路正常的 PWM 信号,与此同时,另一个输出引脚可在 PWM 周期的开始、中间和末尾处保持低电平(关闭)或高电平(开启)。

通用定时器 1 启动后,比较寄存器在每个 PWM 周期中可重新写入新的比较值,以调整用于控制功率器件的导通和关断时间的 PWM 输出的宽度(即占空比发生变化)。因为比较寄存器带影子寄存器,所以在一个周期中的任何时候都可以将新值写入。同样,在周期的任何时候可以将新值写入到周期寄存器(T1PR)和比较方式控制寄存器(ACTRA)中,以改变 PWM 周期或强制改变 PWM 的输出方式。

(3) 用 DSP 产生 SPWM 波的方法

下面以 EV_A 中的通用定时器 1 及与之相关的比较单元为例来说明生成 SPWM 波形的方

法。EV_A 的定时器 1 有 3 个与之相关的比较单元:比较单元 1、比较单元 2 和比较单元 3,每个比较单元都有一个相应的比较寄存器:CMPR₁、CMPR₂ 和 CMPR₃。每个比较单元都可单独设置成比较模式和 PWM 模式,设置为 PWM 模式时,每个比较单元有两个极性相反的 PWM 输出。因此利用 TMS320LF2407A 的事件管理器模块可实现对三相桥式逆变器的 PWM 控制。在周期寄存器 T1PR 的值一定的情况下,通过改变比较寄存器的值就可以改变输出矩形脉冲的宽度。

根据式(8-1-10)可知,基于规则采样 SPWM 的脉宽表达式为

$$t_{on} = \frac{T_c}{2} \left[1 + m_a \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-26)$$

在三相桥式逆变器中,为了消除三次谐波,SPWM 中的载波比一般取奇数并且为 3 的整数倍。如果调制波频率为 400 Hz,载波比 N 取 27,则载波频率为 10.8 kHz,假设 DSP 的工作频率为 40 MHz,PWM 工作于对称方式,则 T_1 定时器应设置为连续增减模式, T_1PR 的值应设置成 $40 \times 10^6 / (10.8 \times 10^3 \times 2) = 1852$ 。载波周期对应的计数值 $T_c = 2 \times T_1PR$ 。令

$$s_i = \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-1-27)$$

图 8.1.17 为对称式 PWM 产生原理图, CMPR 为比较寄存器的赋值, 则

$$\text{CMPR} = \frac{1}{2}(T_c - t_{on}) = \frac{T_c}{4}(1 - m_a s_k) \quad (8-1-28)$$

其中, m_a 为幅度调制比, 它可以是系统控制器的输出, 也可根据需要进行设定。为了避免不必要的正弦运算, 可以在系统初始化阶段将 s_k 的值算好存储在内存中, 在每次定时器周期中断程序中, 计算式(8-1-28)得到比较单元的赋值。对于单相 SPWM, 只需将计算得到的 CMPR 赋给相应的比较寄存器即可。对于三相 SPWM, 由于在相位上存在 120° 的关系, 则可取

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = \frac{T_c}{4}(1 - m_a s_k) \\ \text{CMPR}_2 = \frac{T_c}{4}(1 - m_a s_{k-N/3}) \\ \text{CMPR}_3 = \frac{T_c}{4}(1 - m_a s_{k+N/3}) \end{cases} \quad (8-1-29)$$

由此可见, 在中断中, CPU 只需很少的运算来产生 SPWM 波, 在运算中, 采用定点运算并运用 DSP 的强大寻址和运算功能, 可以在极短的时间内完成一次波形运算。这就为提高系统开关频率或采取复杂的控制算法提供了条件。

2. 基于 FPGA 的 SPWM 技术实现

在一些特殊的应用场合, 比如多相多电平逆变器、载波移相 SPWM 逆变器等中, 可能需要多路、多种频率, 甚至多种载波的 SPWM 波, 一般 DSP 无法达到要求, 需要借助可编程逻辑器件(PLD)来产生所需的 SPWM 波。使用 PLD 来实现 SPWM 还可以将系统其他逻辑功能一并集成, 从而简化系统硬件, 给系统设计带来较大的灵活性。在这种情况下, PLD 相当于一个 CPU 的外设, CPU 控制 PLD 产生 SPWM 波。

PLD 可以分为 CPLD 和 FPGA, CPLD 的基本结构使其更加适合做组合逻辑, 如门电路、编码器、译码器等, 而 FPGA 更加适用于时序逻辑电路, 如计数器、数学运算等。一般 FPGA 具有更大的容量。PWM 波形发生器的设计中, 主要使用时序逻辑电路, 因此更多地用 FPGA 来设计 PWM 发生器。实时上, 可编程逻辑器件一般采用高级语言, 比如 VHDL 语言和 Verilog 语言等进行设计, 它们具有通用性, 在器件之间移植非常方便。

图 8.1.18 所示为用 FPGA 实现的 PWM 信号产生模块设计框图, 它主要由脉宽寄存器、缓冲寄存器、周期寄存器、载波产生器、死区寄存器、死区发生器、数值比较器等几部分构成。脉宽寄存器, 决定 PWM 信号的脉宽; 缓冲寄存器, 实现对脉宽数据的双缓冲; 周期寄存器, 决定 PWM 的载波周期; 死区寄存器, 决定上下桥臂的死区时间。脉宽寄存器在每个开关周期中由微处理器更新一次, 其输出数据经缓冲以后与基准计数器进行数值比较, 得到 PWM 信号 XL、XH。再经过死区电路处理, 最后产生两个中心对称的 PWM 驱动信号, 驱动逆变器的功率器件。PWM 算法可采用 SPWM 或 SVPWM(空间矢量 PWM)。

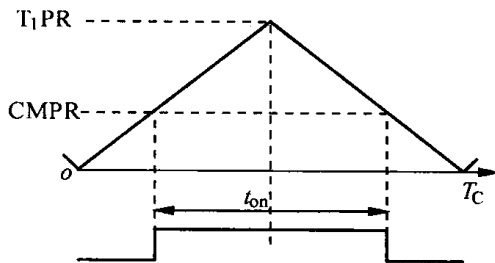


图 8.1.17 对称式 PWM 产生原理

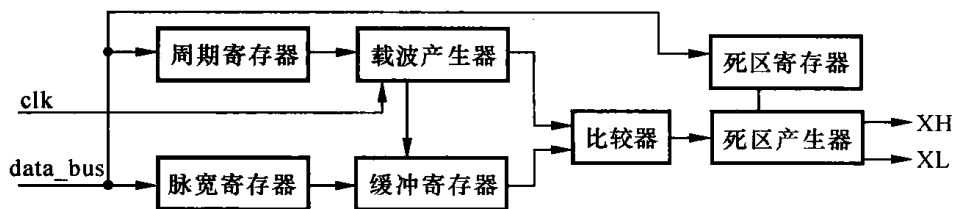


图 8.1.18 FPGA 实现 PWM 信号的模块设计框图

FPGA 中的载波产生器,用来产生类似模拟电路中的三角波基准,是一个最小计数值为 0、最大计数值为周期寄存器中保存的数值、计数方向交替变化的可逆计数器。基准计数器单元在最大计数值时产生一个下溢重载信号,当它有效时将脉宽寄存器的数据存入各自的缓冲寄存器,实现双缓存,使脉宽寄存器在重载信号无效时可依次由微处理器更新而不影响最终的 PWM 同步关系。同时基准计数器单元产生一个周期中断信号,可作为微处理器的外部中断源(边沿触发方式),在 PWM 开关周期的起始点产生中断。图 8.1.19 所示为 PWM 产生器的 FPGA 实现原理图。

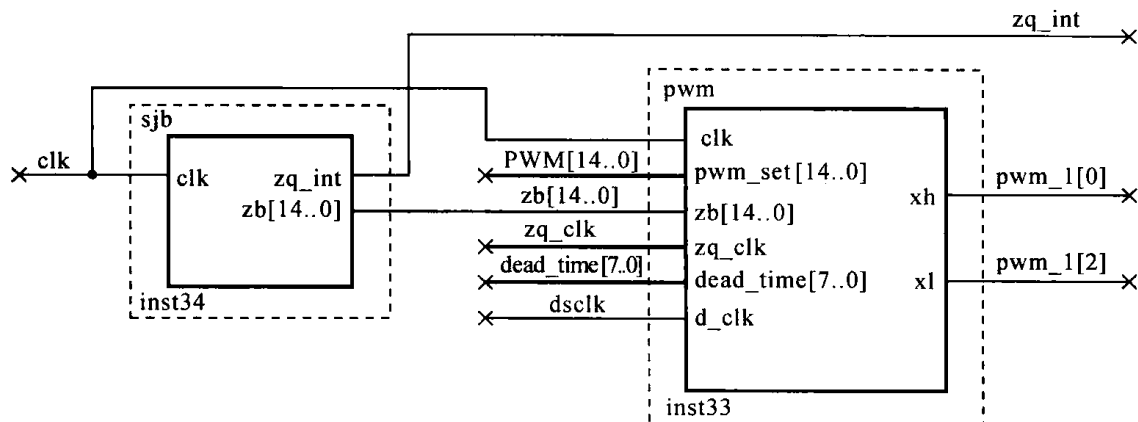


图 8.1.19 PWM 产生器的 FPGA 实现原理图

微处理器软件设计较简单,在初始化阶段设置好周期寄存器、死区寄存器,以后只需在 PWM 中断服务程序中将计算好的脉宽数据分别送到各自的脉宽寄存器,然后退出中断服务程序,等待控制器在重载信号脉冲控制下将脉宽寄存器的数据锁存到各自的缓存器中。在下一个 PWM 周期中输出相应的脉冲,同时中断被触发,开始下一个 PWM 中断服务程序。程序要求 PWM 中断服务程序运行时间小于 PWM 周期,由此决定了 PWM 最高运行频率。

基准计数器由加 / 减计数器构成。加计数和减计数交替执行,计数周期由周期寄存器决定,中断信号指示计数方向,重载信号用来加载缓冲器。PA 是缓存器与基准计数器的数值比较结果,死区发生器由死区计数器和一些组合逻辑组成,使同相的上下桥臂驱动信号错开一个死区时间,防止功率器件短路。死区时间由死区寄存器决定,最后输出上下桥臂驱动信号 XH 和 XL。死区计数器由饱和计数器构成,饱和计数器的特性类似于电容的充、放电的特性,规则如下:

- ① 当输入为 0 时,如果计数值等于 0,则计数值保持不变,否则作减 1 计数;
- ② 当输入为 1 时,如果计数值等于 max,则计数值保持不变,否则作加 1 计数;
- ③ 当输入为 1 且死区计数器数值为 max 时, $XL = 0$, $XH = 1$, 上桥臂导通;
- ④ 当输入为 0 且死区计数器数值为 0 时, $XL = 1$, $XH = 0$, 下桥臂导通;

⑤ 当死区计数器数值在 $0 \sim \max$ 之间时, $XL = 0, XH = 0$, 上下桥臂都截止, 形成死区。其中, $\max$ 等于死区寄存器的数值。周期寄存器和脉宽寄存器为 15 位, 死区寄存器为 8 位, 在 33 MHz 时钟下, 开关频率为 $503.5 \text{ Hz} \sim 15 \text{ MHz}$, 死区时间为 $0 \sim 256 \mu\text{s}$, 脉冲分辨率为 30 ns。图 8.1.20 和图 8.1.21 分别为单相 PWM 信号输出仿真波形图。

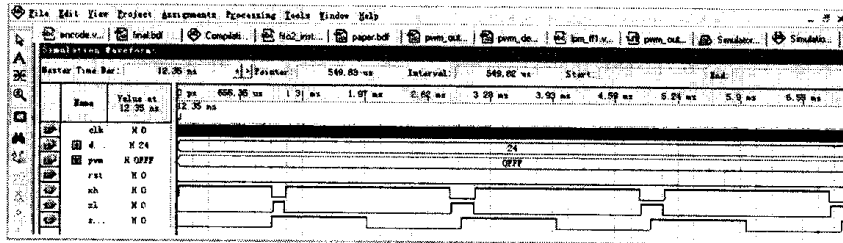


图 8.1.20 单相 PWM 信号输出仿真波形图(1)

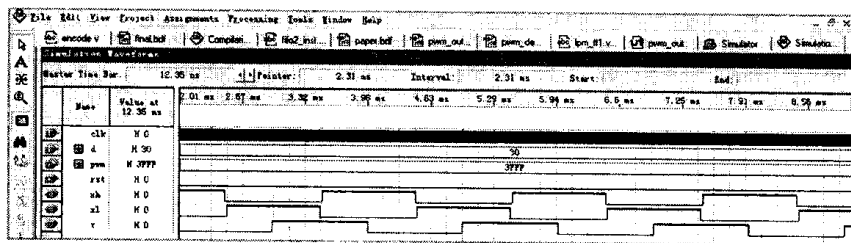


图 8.1.21 单相 PWM 信号输出仿真波形图(2)

下面给出死区发生器的 VHDL 设计程序:

```
entity dead is
    port(clk,px:in std_logic;
         xh,xl:out std_logic;
         dead_time:in std_logic_vector(7 downto 0);
         q:inout std_logic_vector(7 downto 0));
end dead;

architecture dead of dead is
begin
    process(clk)
    begin
        if(clk'EVENT and clk=1)then
            if ((px=1)and (q/=dead_time))
            then
                q <= q+1;
            elsif ((px=0)and (q="00000000" ))
            then
                q <= q-1;
            end if;
            if((fix=1)and (q=dead_time))
            then
                xh <= 1;
            else
                xh <= 0;
            end if;
            if((px=0)and (q="00000000" ))
            then
                xl <= 1 ;
            end if;
        end if;
    end process;
end;
```

```

else          xl <= 0 ;
end if;
end if;
end process;
end dead;

```

这是单相 PWM 波形发生器模块,显然多路 PWM 发生器只需将此模块复制多次即可。

一般 PWM 波的产生需要和 CPU 配合一起完成,CPU 在每个 PWM 周期更新 PWM 脉宽来实现所需的 PWM 波形输出。当 DSP 产生了所需要的脉宽值的时候,该脉宽值还要用触发器保存起来,以便到了载波信号产生下溢的时候读取脉宽值。同时,为了某些需要,有时候还会将存储的数据读回,因此,触发器的数据总线接口需要设计为双向的。如图 8.1.22 所示的为总线接口模块的设计。 $data[14..0]$ 为数据总线接口, $cs[0]$ 为片选信号, wr,rd 分别为读、写信号, rst 为复位信号。当需要写数据时,由地址译码产生片选信号。待写数据挂在数据线上,然后由写信号将数据打入触发器。当需要读数据时,由片选和读信号同时有效,将数据读到总线上。读、写数据仿真波形如图 8.1.23 所示。

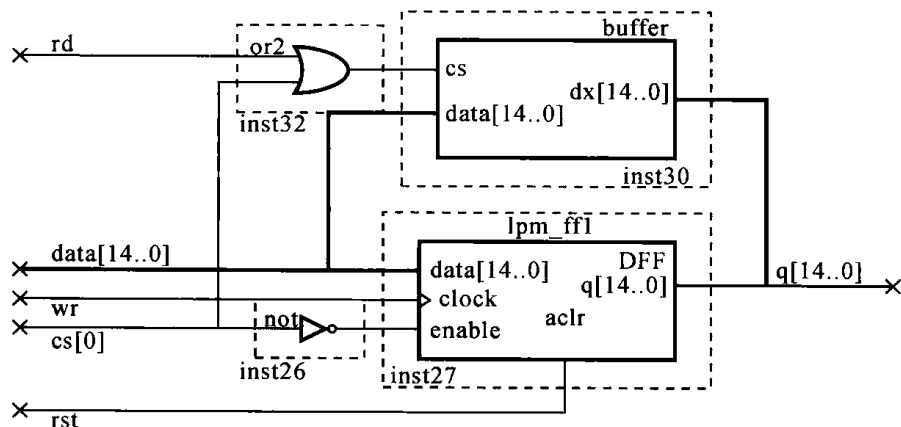


图 8.1.22 总线接口模块

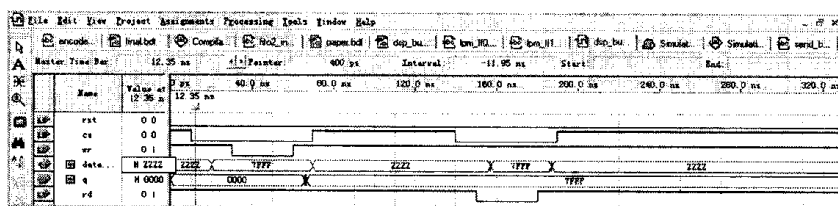


图 8.1.23 总线读 / 写仿真波形

8.2 逆变电源控制系统设计

8.2.1 逆变电源常用控制方法

对于一个逆变电源来说,输出基波的频率取决于调制波频率,和负载及输入电压等因素无关,所以逆变电源的输出频率一般只需要开环控制。但是,当输入电压或输出负载发生变化时,逆变电源的输出基波电压会发生变化,为了稳定输出电压,则需要调节参考正弦波的幅度。为

了在外界条件变化时能够自动稳压,必然要引入闭环控制。逆变器的控制方法有多种,比如输出电压平均值反馈控制、瞬时值反馈控制、平均值加瞬时值反馈控制,以及输出电压电流双闭环控制等,随着 DSP 芯片性能的提高和深入应用,一些现代控制理论也在逆变电源中获得应用。

1. 输出电压平均值反馈控制

单相全桥式逆变电源如图 8.2.1 所示,采用 SPWM 控制方式,输出经过 L 、 C 滤波,再经变压器隔离输出。为了稳定逆变电源的输出,引入变压器次级电压进行反馈控制,反馈电压经过整流滤波后变成直流。如果反馈电压是正弦波,则经过整流滤波后的直流和正弦波的有效值成正比;如果控制使该直流电压值稳定,则输出正弦波电压也会稳定。

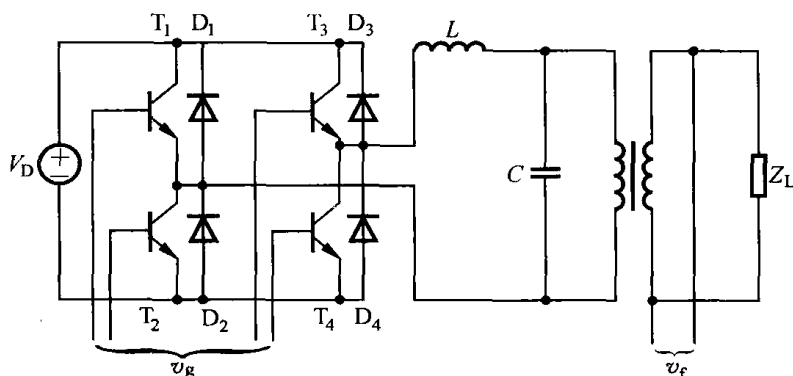


图 8.2.1 全桥式逆变电源主电路

图 8.2.2 所示为输出电压平均值反馈控制方案,图中 V^* 为输出给定值,控制器采用常用的 PI 调节器,其输入为给定值和反馈值的误差,输出即为调制比,它和正弦波发生器产生的单位正弦波进行相乘,所得的正弦波再和三角波进行比较即产生 SPWM 波驱动信号。

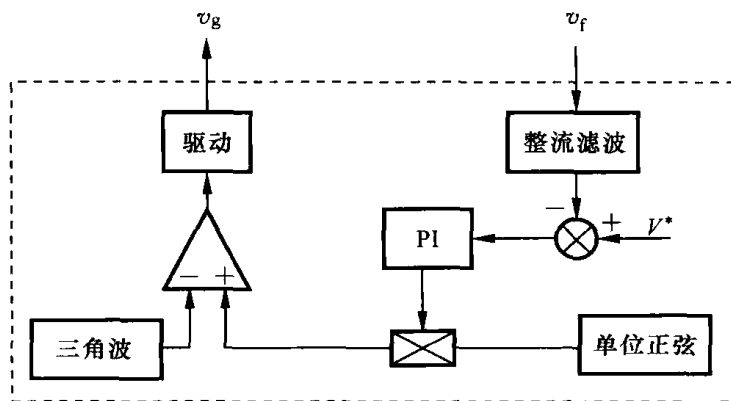


图 8.2.2 逆变器输出电压平均值反馈控制原理框图

整个系统的控制过程为:如果反馈值和给定值不一致,比如反馈值比给定值小,控制器就会根据输入的误差量适当调高输出,即增大正弦脉宽调制的调制比,从而使输出基波电压增大,达到稳压的效果;但如果控制器输出增幅过大,则会使输出过大,超过给定值,出现超调,甚至可能出现振荡,使系统不稳定;如果控制器输出增幅过小,则会减慢系统调节的速度。由此可见,控制器在整个系统中有着十分重要的地位。

这种控制方法结构简单,对输出电压的幅值可连续调节,输出电压精度较高,系统稳定性也比较好,因而该方法获得了较为广泛的应用,但它也存在着十分明显的缺点。

① 系统动态响应速度缓慢。由于输出滤波器由电感和电容组成,对于电压单环来说是一个二阶系统,影响了系统调节速度,而反馈电路中有整流滤波电路,增大了系统惯性,当输入直流电压或负载发生突变,系统常常要经历几个输出周期才能稳定。

② 负载适应性差。当电源面对一些非线性负载时,会产生强大的冲击电流。从控制结构中可以看出,系统对波形的控制是开环的,在强大的电流冲击下,输出电压波形会发生畸变。

2. 输出电压瞬时值反馈控制

输出电压平均值反馈控制方式响应速度较慢,对波形的控制是开环的,对负载的适应性较差,为了使输出波形得到闭环控制,如图 8.2.3 所示,引入输出电压的瞬时值进行反馈控制,将反馈的瞬时值电压与给定的正弦波电压进行比较,所得的误差用于 PI 调节,去控制 SPWM 波发生器产生控制波形,使正弦波在每个采样点都得到控制。显然,对波形的控制是闭环的,有利于改善输出波形质量,由于是瞬时值控制,因此系统的动态响应速度得到了很大的提高。

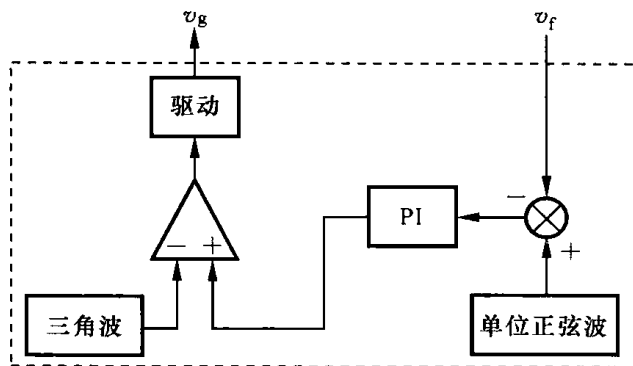


图 8.2.3 逆变器输出电压瞬时值反馈控制原理框图

但是,由于给定信号和反馈信号都是正弦信号,即非线性信号,而 PI 调节器设计的控制对象是直流信号,故对于直流信号,调节器的积分增益理论上可为无穷大,因此理论上可以取得零静差(静态误差为 0);对于正弦信号,为了保证系统的稳定性和提高系统的抗干扰能力,积分增益不可能取得很大,因此静态误差不可能为 0。电压瞬时值控制增大了系统的稳态误差,另外,如果 PI 调节器的参数设计不当,还将降低系统的稳定性。

为了减小电压瞬时值控制策略的稳态误差,可以在电压瞬时值控制的外环增加平均值控制,构成平均值外环瞬时值内环控制的双闭环控制策略,控制框图如图 8.2.4 所示。显然,它结合了平均值控制和瞬时值控制的优点,外环平均值控制保证了电压的控制精度,内环瞬时值控制保证了波形的闭环控制,提高了系统的响应速度。

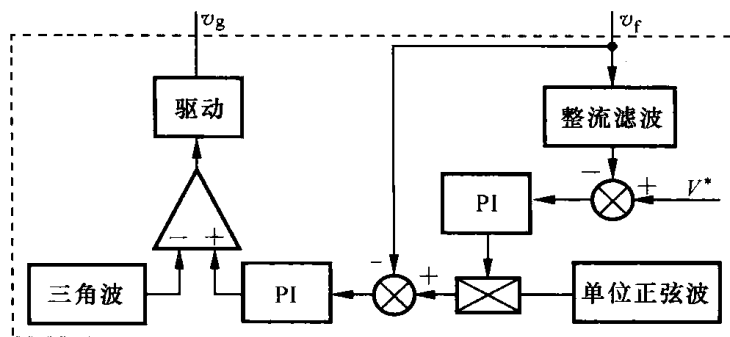


图 8.2.4 输出电压平均值外环瞬时值内环控制原理框图

3. 输出电压电流双闭环控制

不论是电压平均值控制还是电压瞬时值控制,其反馈量都是输出电压,由于滤波器中储能器件的影响,当输入电压和负载变化时,最先产生变化的是电流信号,当检测到电压误差时,输出电压的变化已经发生,所以为了提高系统的响应速度,提高系统的稳定性,引入电流反馈,构成电压、电流双闭环控制,控制方案如图 8.2.5 所示,电压外环采用瞬时值控制,对电压的瞬时误差信号进行 PI 调节作为电流的控制指令,电流内环由输出电流的瞬时值和指令进行比较,产生的误差经过 PI 调节后和三角波进行比较,控制开关管通断。当输出电压比给定值高时,负载有可能减小或输入电压变大,为维持输出电压稳定,就要求输入电流减小,即电流指令减小,电流控制器就控制输入电流使其减小;当输出电压比给定值低时,负载有可能增加或输入电压变小,为维持输出电压稳定,就必须要求输入电流增大,即电流指令增大,电流控制器就控制输入电流增大,由于输入电流和输出电流具有比例特性,所以控制输出电流也就是控制输入电流。由此可见,电压电流双闭环控制的物理概念是十分明确的,电压外环控制是为了维持输出电压的稳定,电流内环是对电压控制环的改造,可使控制器对系统的控制更加明确,响应速度大大加快;通过内环的改造,系统的稳定性也将大大加强。

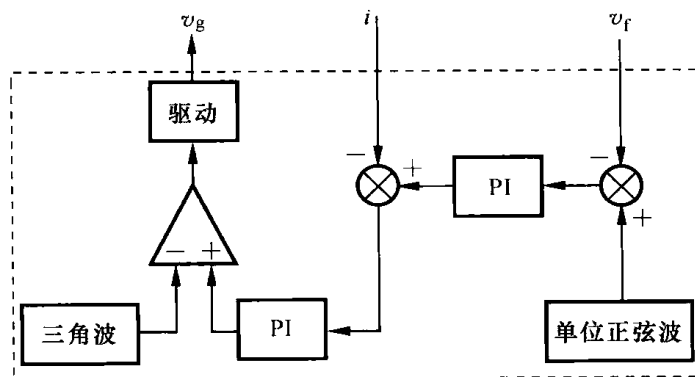


图 8.2.5 电压电流双闭环控制原理框图

电流反馈信号的取法有两种,一种取自电感电流,另一种取自电容电流。电感电流可以分解成高频载波电流和负载电流两部分,显然控制电感电流可以直接控制输入电流的大小,从而使输出电压得到有效的控制;还可以限制控制时的最大电流,使电流的调节不过量,这对电机等感性负载非常重要。比如,电机在启动过程中的启动电流为额定电流的 3 ~ 5 倍,在逆变器的控制过程中,如果对输出电流不设定,则需要逆变器的容量扩大 3 ~ 5 倍,通过对电流设定,当电流指令超过最大值时,用最大值作为控制指令将系统电流控制在允许值以内,此时系统不再重视对输出电压的控制,在电机启动完成后,电流指令回到限制值以内,输出电压稳定。但电感电流中含有高频分量,这对系统控制是十分不利的,因此反馈电流取自电感会降低系统的抗干扰能力;电容电流反映的是输出电压的微分,由于微分的超前性,所以控制电容电流是对输出电压的超前控制,电容电流反映的是负载的扰动,所以基于电容电流反馈的双闭环控制对负载扰动具有较强的抑制作用,对电容瞬时电流的控制也是对输出电压的瞬时控制,使得逆变器具有较硬的外特性,系统的稳定性也比较好。

采用电压电流双闭环控制要求控制器有很宽的带宽,才能保证系统的响应速度和稳定性,但由于受到采样延时、计算延时等影响,数字控制器的带宽很难达到模拟控制器的带宽,所以电压电流双闭环控制一般采用模拟控制器。近年来,随着 DSP 性能的迅速提高,限制数字控制

器性能的因素在减弱,基于 DSP 的电压电流双闭环全数字控制策略获得越来越广泛的应用。

4. 重复控制

前面介绍的电压瞬时值控制对波形的控制是闭环的,可以提高电源的负载适应能力,但当电源输出接非线性负载时,比如接整流性负载时,即使供电电压为标准正弦波,负载电流也会严重畸变,其中包含丰富的低次谐波,由于逆变器的输出阻抗不为零,所以这些低次谐波电流必然在逆变器输出端产生谐波压降,导致输出电压畸变。

可以采用降低谐波电流阻抗的办法解决这一问题,比如在输出端并联 LC 谐振支路,通过合理设置其谐振频率,使某一低次谐波的输出阻抗近似为零,从而吸收该次谐波电流,除此之外,通过提升开关频率来减小输出滤波电感也是一种方法。

和上述方法相比,从控制角度出发解决这一问题显然更经济,也更灵活。重复控制就是解决波形控制问题的良好算法。

(1) 重复控制原理

重复控制的思想来源于控制理论中的内模原理:若要求一个反馈控制系统具有良好的跟踪指令及抵消扰动影响的能力(即稳态误差趋于零),并且这种对误差的调节过程是结构稳定的,则在反馈控制环路内部必须包含一个描述外部输入信号动力学特性的数学模型。积分控制就是内模原理的一个应用,一个稳定的反馈控制系统,如果其前向通道包含积分环节 $1/s$,则该系统对于阶跃响应可以做到无静差跟踪。

无静差系统中内模的作用还可以这样理解:一个反馈控制系统要针对特定类型的指令及扰动实现无静差。所要解决的问题其实就是:当误差趋于零,即控制器输入信息消失时,如何维持合适的控制作用?显然,此时要维持系统的控制作用,就必须存在一个模型,该模型要像一个信号发生器那样,能持续提供与实际的外部信号相一致的信号,以供控制器其他部分作为选择合适的输出控制量时的参考。在积分控制器中,正是由于存在着积分环节 $1/s$ 这个描述外部阶跃信号的数学模型,所以在控制器的输入趋于零时,控制器仍能产生恒定的控制作用,维持无静差运行状态。

(2) 重复控制在逆变控制器中的应用

逆变器的波形控制系统是一个指令呈正弦变化的伺服系统,至于系统的扰动即负载电流,则当负载为线性时,按正弦规律变化;当负载为非线性时,按非正弦规律变化。根据内模原理,显然用 PI 调节器不可能实现对系统的无静差跟踪,积分控制在低频段给系统增加一点开环增益,使系统降低一点静差,但同时却带来显著的相位滞后,危及系统的稳定。

扰动信号的频率尽管多种多样,但都有一个共同特征,即:在每一个基波周期都以完全相同的波形重复出现。基于此,可以构建一个“重复信号发生器”内模,其 s 域形式为

$$G_m(s) = \frac{1}{1 - e^{-Ts}} \quad (8-2-1)$$

其中, T 为逆变器输出基波周期。图 8.2.6(a) 为其等效结构示意图。这是一个周期延迟的正反馈环节。不论输入信号波形如何,只要以基波周期重复出现,该内模的输出就是对输入信号的逐周期累加,直至输入信号为零。所以,重复信号发生器与积分环节一样,都是对误差的一种累加。只不过重复信号发生器以周期为步长的对误差进行累加,而积分环节是连续时间对误差进行累加。当指令波形和反馈波形不一致时,包含重复信号发生器的控制器的输出控制量幅度就会逐周期增大或减小,一直到反馈波形与指令波形重合,既没有幅值偏差,也没有相位滞后。

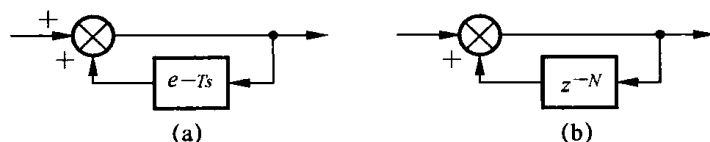


图 8.2.6 重复控制器模型

(a) 连续模型; (b) 离散模型

实际的重复控制器都是用数字控制实现的,需要将其离散化,图 8.2.6(b) 所示为其离散模型,数学模型为

$$G_m(z) = \frac{1}{1 - z^{-N}} \quad (8-2-2)$$

其中, N 为每周期采样次数,重复信号发生器以 N 个单拍延时环节 z^{-1} 的串联实现周期延时,这意味着数字控制器要为实现重复信号发生器而留出 N 个数据存储单元。

离散化的重复控制系统结构如图 8.2.7 所示。其中,输入指令为 $r(z)$; 输出为 $y(z)$; $d(z)$ 为扰动; $P(z)$ 为控制对象数学模型; $Q(z)$ 可以是一个低通滤波器,也可以简单地取为一个略小于 1 的常数,以减弱积分效果,提高系统的稳定性和鲁棒性,但会牺牲系统的无静差特性; z^{-N} 为串接在前向通道中的周期延时环节,可进行超前相位补偿,即本周期检测到的误差信号在下一个周期才开始影响控制量。由于已经假定指令和扰动都是重复性的,故这样做将使系统下一周期的控制作用具有一定超前性。 $C(z)$ 是针对对象 $P(z)$ 进行设置的,它是重复控制器的最重要部分,对重复控制系统的性能起决定性的作用。 $C(z)$ 的理想取法为 $P(z)$ 的逆系统,即 $C(z) = P^{-1}(z)$ 。

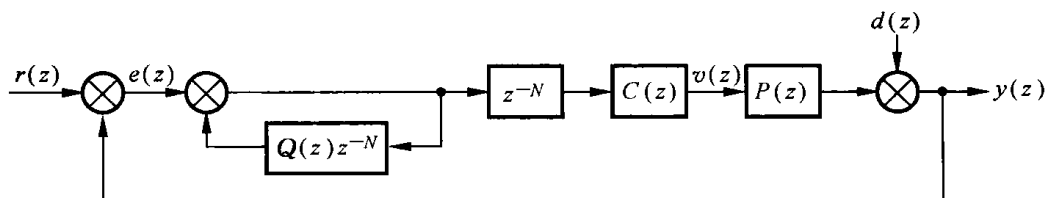


图 8.2.7 重复控制系统示意图

(3) 重复控制器的特点

- ① 对波形的控制具有优良的特性,无论逆变器输出接线性负载,还是接非线性负载,只要对逆变器的扰动是周期性的,逆变器对波形的控制都能取得较好的效果。
- ② 只需要一个电压反馈,即在不增加系统成本的情况下,实现对波形的优良控制。
- ③ 实现相对简单。没有十分复杂烦琐的运算,但为了实现周期延时,必须在内存中开辟 N 个存储单元,需要一定的内存。
- ④ 系统响应速度缓慢,这是重复控制器的最大缺陷。因为重复控制器存在周期性的延时,也就是说当前的误差需要在一个周期以后才能对系统产生控制作用;在系统受到扰动后,需要经过若干个基波周期才能稳定。为了提高系统响应速度,可以插入电流内环控制,通过电流控制器提高系统的抗扰动能力,而电压外环通过重复控制器实现对波形的优良控制,但这无疑增加了系统的成本和控制的复杂性。

8.2.2 PID 控制原理及其实现

PID 控制是控制领域的一种经典控制策略,它结构简单,物理意义明确,具有极强的负载适应性,是应用最为广泛的策略,也是极有生命力的控制策略。自从计算机进入控制领域以来,

用数字计算机代替模拟调节器组成的计算机控制系统,不仅可以用软件实现PID控制算法,而且可以利用计算机的逻辑功能,使PID控制更加灵活,并为智能PID的实现提供了可能。

1. PID 控制原理

1) 模拟 PID 控制原理

模拟PID控制原理组成框图如图8.2.8所示。该系统由PID控制器和被控对象组成。图中, $R(t)$ 为给定值, $v(t)$ 为控制器输出, $y(t)$ 为系统输出。系统通过反馈得到实际输出和给定输出之间的误差,PID控制器根据误差大小输出合适的控制量,调整输出以减小误差,只要误差不为零,控制器的调节动作就不会停止。稳态时,系统的误差为零,控制器输出量维持不变。实际上,系统的扰动是无时不在的,所谓的稳态,只是动态中的平衡。

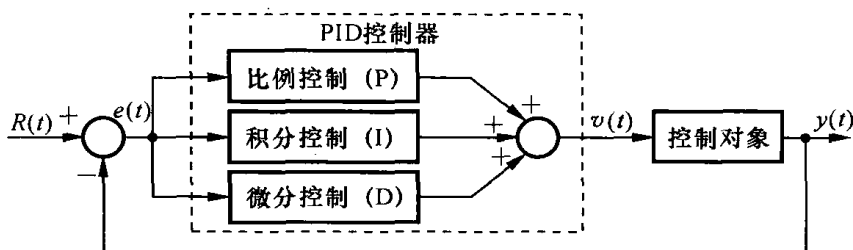


图 8.2.8 PID 控制原理组成框图

PID控制器由比例控制(P)、积分控制(I)和微分控制(D)组成。它是一种线性控制,其输入为给定值和系统输出的偏差,

$$e(t) = R(t) - y(t) \quad (8-2-3)$$

PID的控制规律为

$$v(t) = K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (8-2-4)$$

对应的传递函数为

$$D(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (8-2-5)$$

其中, K_P 为比例增益, T_I 为积分时间常数, T_D 为微分时间常数。PID控制器各环节作用如下。

① 比例环节:比例控制能迅速反映误差,从而减小误差,但不能消除稳态误差。增大比例增益可以提高系统的响应速度,减小静差,但会引起系统的不稳定。

② 积分环节:只要系统存在误差,积分控制作用就会不断地积累,调整控制量可以消除误差,因此,只要有足够长的时间,就能够完全消除静差。积分作用的强弱取决于积分时间常数 T_I , T_I 越大,积分作用越弱,静差的消除越慢,反之 T_I 越小,则积分作用越强,静差消除越快。但积分作用太强会使系统超调加大,甚至使系统出现振荡。

③ 微分环节:微分反映的是偏差信号的变化趋势,因此微分控制能在偏差信号变化之前,在系统中引入一个有效的早期修正信号,从而加快系统的响应速度,减小调节时间。微分控制可以减小系统的超调量,克服振荡,使系统的稳定性提高。但另一方面,微分控制对噪声十分敏感,微分作用太强,会降低系统的抗干扰性。

2) 数字 PID 控制器

在计算机控制系统中,PID控制规律的实现必须用数值逼近的方法。当采样周期相当短时,用求和代替积分,用后向差分代替微分,可使模拟PID离散化为差分方程。

(1) 数字 PID 位置型控制算法

作如下近似:

$$\begin{cases} t \approx kT & (k = 0, 1, 2, \dots) \\ \int_0^t e(t) dt \approx T \sum_{i=0}^k e(i) \\ \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \end{cases} \quad (8-2-6)$$

可得到离散 PID 表达式:

$$\begin{aligned} v(k) &= K_P \left[e(k) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{T_D}{T} (e(k) - e(k-1)) \right] \\ &= K_P e(k) + K_I \sum_{i=0}^k e(i) + K_D [e(k) - e(k-1)] \end{aligned} \quad (8-2-7)$$

式中, $K_I = \frac{K_P T}{T_I}$ 为积分系数; $K_D = \frac{K_P T_D}{T}$ 为微分系数; T 为采样周期; k 为采样序号 ($k = 1, 2, \dots$); $e(k)$ 和 $e(k-1)$ 分别为第 k 和 $k-1$ 时刻的偏差信号。

式(8-2-7)表示的控制算法提供了执行机构的位置 $v(k)$, 如阀门的开度, 所以称为数字 PID 位置型控制算法。

(2) 数字 PID 增量型控制算法

由式(8-2-6)可以看出, 位置型算法要对偏差 $e(i)$ 进行累加, 需要较多的存储单元, 不利于实现。因此, 可对式(8-2-7)进行改进。根据递推原理可得

$$v(k-1) = K_P e(k-1) + K_I \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + K_D [e(k-1) - e(k-2)] \quad (8-2-8)$$

将式(8-2-7)和式(8-2-8)相减, 得

$$\Delta v(k) = K_P [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (8-2-9)$$

这便是数字 PID 增量型算法: 控制器的输出相对于上次控制量的增加, 当执行机构需要控制量的增量(例如, 驱动步进电机)时, 非常适合采用增量式 PID 控制。如果控制量仍像位置型算法那样需要表征执行机构的位置, 则在算出 $\Delta v(k)$ 后, 最终的控制量将由下式确定:

$$v(k) = v(k-1) + \Delta v(k) \quad (8-2-10)$$

为了编程方便, 可将式(8-2-9)整理成如下的形式:

$$\Delta v(k) = K_0 e(k) + K_1 e(k-1) + K_2 e(k-2) \quad (8-2-11)$$

$$\text{式中, } \begin{cases} K_0 = K_P \left(1 + \frac{T}{T_I} + \frac{T_D}{T} \right) \\ K_1 = -K_P \left(1 + \frac{2T_D}{T} \right) \\ K_2 = K_P \frac{T_D}{T} \end{cases} \quad (8-2-12)$$

在许多领域, 如逆变电源的控制, 用 PI 调节就可以取得较为满意的效果, 一般不用微分控制, 将式(8-2-9)中的微分项去掉, 可得增量型 PI 控制的算法:

$$\Delta v(k) = K_P [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) \quad (8-2-13)$$

增量型算法和位置型算法在本质上没有区别, 但与位置型算法相比, 增量型算法有如下优

点。

① 增量型算法不需要做累加,控制量的增量只与最近的几次误差有关,实现简单,计算误差或计算精度问题对控制量计算的影响较小;而位置型算法要用到过去的误差的累加值,容易产生大的累加误差。

② 增量型算法得出的是控制量的增量,误动作影响小,必要时通过逻辑判断限制或禁止本次输出,不会影响系统工作;而位置型算法的输出是控制量的全量,误动作影响大。

③ 采用增量型算法,易于实现手动到自动的无冲击切换。

2. 数字 PID 控制算法的实现

1) 运算程序的定点实现方法

二进制数表示数值的方法有两种,一种是定点,一种是浮点。定点是指小数点在一个二进制数中的位置是固定的,其表示的数值的范围和计算机字长有关,表示的数值的精度和小数点的位置有关,定点数所能表示的范围和精度是矛盾的,若表示的数值范围比较大,则精度就比较低,反之精度就高。而浮点数中小数点的位置是变化的,它解决了表示范围和精度之间的矛盾,能在任意情况下保证数值的精度。目前除了浮点型 DSP 能够支持浮点数的直接存储和运算外,其余处理器都是定点的,只能直接进行定点运算,虽然可以用模拟的方法来进行浮点数的运算,但运算速度大大减慢,在对速度要求比较高的场合,定点型处理器最好采用定点运算。下面以 16 位定点 DSP 为例来讨论定点运算的方法。

(1) 定点数的表示方法

定点 DSP 芯片的数值表示是基于 2 的补码表示形式。每个 16 位数用 1 个符号位、 i 个整数位和 $15-i$ 个小数位来表示,显然小数位的不同,表示的精度也不同。可以根据小数的位数来衡量定点数的精度,通常用 Q 格式来表示,记为 Q_x , x 表示小数的位数。纯小数用 Q_{15} 来表示,它表示数值的范围为 $-0.9999847 \sim 0.9999847$,能够精确到 0.0000153 。整数用 Q_0 表示,表示数值的范围为 $-32767 \sim 32767$,精确到 1。可见使用 Q 格式表示后,定点数的表示范围及精度便一目了然。例如:PI 调节器的比例系数 K_P 用 Q_0 表示,则它为整数,没有小数;电压 V 用 Q_3 表示,则它有 3 位小数,12 位整数,精确到 $1/8 = 0.125$ 。

Q 格式表示的是一个二进制数小数的位数,如果用整数的位数来表示一个二进制数,则可称为 I 格式,用 I_x 表示, x 表示整数的位数。

(2) 定点数的运算法则

法则 I 精度调整

$$I_y = I_x \ll x - y$$

运用法则时注意:当一个定点数 I_x 需要调整为另一精度的定点数 I_y 时,需将 I_x 左移 $x - y$ 位;若 $x - y < 0$,则将 I_x 右移 $y - x$ 位。例如: x_1 格式为 I_{15} , x_2 格式为 I_{12} ,若将 x_1 调整为 x_2 ,则需将 x_1 左移 $15 - 12 = 3$ 位。

法则 II 若 Q_x 、 I_y 互相变换,则

$$I_x = Q(15 - x)$$

当 Q_x 和 I_y 表示同一数时,有法则 II 所示的关系。例如, $Q_3 = I(15 - 3) = I_{12}$ 。

① 定点数乘法运算。

一般地,若一个数的整数位为 i 位,小数位为 j 位,另一个数的整数位为 m 位,小数位为 n

位,则这两个数的乘积为 $(i+m)$ 位整数和 $(j+n)$ 位小数,还有两位符号位。因此,在完成定点乘法运算后,需左移一位消除一位符号位来调整定点格式。如果取乘积的最高16位为运算结果,则这16位数的精度为 $(i+m)$ 整数位和 $(15-i-m)$ 小数位。

法则Ⅲ 如果定点数用 Q_x 格式表示,则

$$Q_x \times Q_y = Q[15 - (15 - x) - (15 - y)] = Q(x + y - 15)$$

法则Ⅳ 如果定点数用 I_x 格式表示,则

$$I_x \times I_y = I(x + y)$$

如果相乘的两个数的整数位的和大于15位,则不能用16位精度表示运算结果,而应用32位精度表示运算结果。此时只能用运算法则Ⅳ进行运算。

② 定点数加法运算。

DSP在进行乘法运算时,不存在溢出问题,需要考虑的是调整运算中的小数点位数。而加法运算就没有这么幸运了,首先定点数必须用相同的 Q 点(或 I 点)表示;其次,或者允许其结果有足够的高位以适应位的增长,或者准备解决溢出问题。如果CPU没有溢出保护功能,则会造成不可预测的后果,即便是CPU具有溢出保护功能,溢出仍会影响控制精度,因此在运算过程中一般不允许溢出,要做到这一点,就要理解其中的物理过程,在确定定点数的精度时应确保在运算过程中不会发生溢出。

有了上述关于定点数的表示方法的定义和运算法则,程序的编制便有了规范可依。只要在程序编制的开始时确定好各个变量的精度,保证其在运算过程中不会溢出,再利用定点数的运算法则运算。这样,程序的编制过程就十分简洁,也便于维护。

2) 数字PI控制算法的缺点及其改进措施

如果单纯用数字PI控制算法去模仿模拟调节器,则不会获得很好的效果,而且由于数字运算的特殊性,单纯的模仿甚至会降低系统的性能。因此,有必要对数字PI控制算法进行改进。

(1) 抗积分饱和

长时间的偏差累积或突然偏差较大,都有可能导致计算的控制量溢出。溢出是指计算机运算得出的控制量 $v(k)$ 超过了执行机构所允许的范围。溢出分为上溢出和下溢出。如果将控制器的输出 $v(k)$ 表示为正弦脉宽调制的调制比 m_a ,当调制为线性时,显然有 $0 \leq m_a \leq 1$;如果0和1对应的数字量分别为00H和FFH,则 $v(k)$ 小于00H,出现下溢出, $v(k)$ 大于FFH,出现上溢出;如果计算机的字长为8位,出现溢出,将会产生不可预测的后果,因此溢出是被禁止的。事实上,控制量 $v(k)$ 的上限和下限分别对应着控制的最大量和最小量,如果控制器的输出处于极限时仍不能消除超误差,则积分的作用显然会使控制量输出继续增大或减小,但执行机构已无相应的动作,这就称为积分饱和。积分饱和使系统的超调量增加,控制品质变坏。防止积分饱和的办法之一是:对控制器的输出 $v(k)$ 进行限幅,如果有必要,在限幅的同时去掉积分作用。以上面的例子为例,则有

当 $v(k) < 00H$ 时,取 $v(k) = 00H$;

当 $v(k) > FFH$ 时,取 $v(k) = FFH$ 。

(2) 增量式PI控制中的积分截断效应及其减小

增量式PI调节的不足之处是:积分截断效应大,有静态误差;溢出的影响大。当误差较小时,在运算过程中,积分项值也就较小,受计算机字长的限制,可能会被舍去,此时积分项不起

作用,这就是积分截断效应,也称为积分不灵敏区。例如,某控制系统的积分系数与误差的精度均为16位,如果保持精度不变,则二者的乘积应为32位,但由于积分项的输出为16位,故必然要舍去低16位;如果误差较小,则积分项的高16位可能为零,这时,积分项就不起作用了。事实上,这一问题在比例项和微分项的运算中同样存在,只不过影响没有积分项显著,因为当误差较小时,起主要作用的是积分控制。

由此可见,积分截断效应是受计算机字长的限制而造成的。消除积分截断效应的方法是,保留和利用丢失的数据。为此,提出了变精度运算的思想,即在做乘法运算时用16位乘16位,乘积保留为32位;在加法运算时,用32位加法,PI控制运算结果也保存为32位,而最终输出只能是16位,从而将32位运算结果调整为16位输出。

实际PI调节器的子程序框图如图8.2.9所示。图中,KP、KI表示比例、积分系数,格式为I_x,EK、EK_1分别表示当前周期的误差和上一周期的误差,格式为I_y,V1、V2为中间变量,格式为I_z,VK_1为PI调节输出的32位结果,格式为I_z,VK为最终输出变量,格式为I_w。程序在完成现场保护后,进行比例和积分运算,根据运算法则IV,可得运算结果定点格式为 $I_z = I(x + y)$,它具有32位精度,在求VK_1时,为32位定点数相加,在确定定点格式时,保证加法运算不会溢出。在控制过程中,往往需要控制系统的输出量,以防止系统的过大动作,另外增量式控制算法的易溢出的影响也要消除,因此在完成PI运算后要进行限幅处理,将输出量控制在允许的范围内。PI调节的最终输出VK的最终格式为I_w,在给它赋值时,按照法则I将VK_1右移 $(z - w)$ 位赋给VK。

因此,虽然系统的最终输出精度为16位,但在运算过程中按照32位精度运算与保存,使得在本周期没有用到的数据被保存下来,等待下一次运算再作累加。当误差较小时,一二个周期不会影响输出,但在若干周期后,就会影响输出。事实上,这也是对采样值进行了平均值滤波处理,它会减小A/D转换过程的误差及干扰,下面举例说明。

如果逆变器采用电压电流双闭环控制,电压外环控制的输出为电流内环控制的电流指令,则在进行电压PI调节运算时,比例积分系数KI、KP表示为I10(Q5),误差EK表示为I15(Q0),均为16位精度,做完乘法运算后结果为32位,进行加法运算时,PI调节输出结果IRDK_1保存为32位,用 $I(10 + 15) = I(25)$ 表示。而进行电流PI控制时用到的有功电流指令IRD只能为16位精度,用I15表示。事实上IRDK_1虽然有25位整数,但实际上有效位整数不可能超过15位,因此可以利用法则I将IRDK_1调整为IRD; $IRD = IRDK_1 \ll (25 - 15) = 10$ 。

3) PID采样周期选择及参数整定

从数字PID控制对连续PID调节器的模拟精度考虑,采样周期越小越好。但是,若采样周期太小,则控制器占用CPU时间就会过长,影响其他程序的正常运行和系统的成本。因此,采样周期的选择要满足以下几个要求。

① 保证CPU在一个采样周期内完成所需的操作。在一个采样周期内,CPU要采集A/D

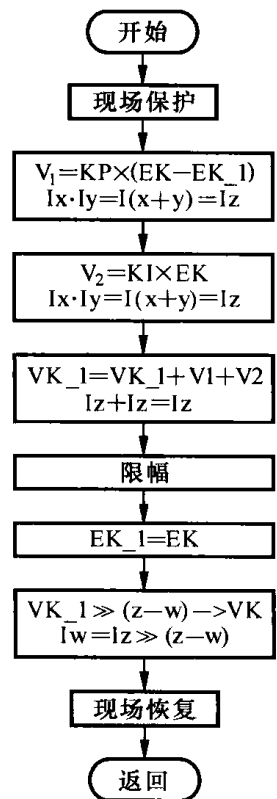


图8.2.9 PI调节程序实现框图

转换数据、数字滤波、进行 PID 运算、输出控制量、处理其他中断,等等。

② 保证有用的信号不失真。根据采样定理,采样频率应不低于有用信号频率的两倍。实际上,取采样频率为有用信号频率的 4 ~ 10 倍。

③ 保证控制器对扰动及时反应。

④ 充分考虑采样周期对系统动态特性的影响。

通常采用扩充的临界比例法整定数字 PID 调节器的参数,方法如下。

① 选择一个足够短的采样周期。

② 先求取临界比例系数 K_c 和临界振荡周期 T_c 。让 PID 做纯比例控制,让系数从很小的值逐渐增大,直至被控制量出现振荡为止。待系统稳定后,改变比例增益,直到被控量作既不衰减又不发散的等幅振荡为止,系统处于稳定边界。这时比例系数为临界比例系数 K_c ,振荡周期即是临界振荡周期 T_c 。

③ 控制度(Q)就是以模拟调节器为基准,将数字控制器的控制效果与模拟调节器的控制效果相比较的一个评价函数。通常认为控制度为 1.05 时,就认为数字控制与模拟控制效果相当了。

④ 根据实验所得的 K_c 和 T_c 及选定的控制度 Q,按表 8.2.1 所示控制关系计算出 PID 参数 K_P, K_I, T_D 和 T 。

表 8.2.1 PID 参数和控制度关系表

控制度	控制算法	T	K_P	T_I	T_D
1.05	PI	$0.030T_c$	$0.53K_c$	$0.88T_c$	$0.14T_c$
	PID	$0.014T_c$	$0.63K_c$	$0.49T_c$	
1.20	PI	$0.050T_c$	$0.49K_c$	$0.91T_c$	$0.16T_c$
	PID	$0.043T_c$	$0.47K_c$	$0.47T_c$	
1.50	PI	$0.140T_c$	$0.42K_c$	$0.99T_c$	$0.20T_c$
	PID	$0.090T_c$	$0.34K_c$	$0.43T_c$	
2.00	PI	$0.220T_c$	$0.36K_c$	$1.05T_c$	$0.22T_c$
	PID	$0.160T_c$	$0.27K_c$	$0.40T_c$	

8.2.3 控制系统检测电路、保护电路及抗干扰设计

逆变电源控制电路除了产生 PWM 信号外,还需要进行闭环控制,以稳定输出电压。同时,为了增加系统可靠性,需要具备完善的保护功能;根据需要,可能还需人机交互系统。因此,逆变电源控制系统需要实时对逆变器的各种信号进行检测,信号检测的精度和稳定度直接关系到系统工作的可靠性、稳定性。

1. 逆变器反馈控制信号检测

逆变器反馈控制信号通常为输出电压和电流,反馈控制信号的检测关系到整个系统的性能。

(1) 输出电压信号的检测

采用变压器或电压霍尔传感器均可对输出电压信号进行检测。电压霍尔传感器具有精度高、线性范围宽等优点,但成本较高,一般在输出电压大范围内变化时应用。变压器价格低廉、线性范围不大,但可用于输出电压不变或变化不大的信号检测中。

图 8.2.10 所示为全波整流电压信号取样原理。输出电压经过变压器隔离降压后,经过二极管 $D_1 \sim D_4$ 组成的全波整流电路变成脉动的直流电压,经过 R_1, R_2, C_1, C_2 滤波得到平滑的直流反馈信号 v_f ,如果逆变器输出信号 v_o 为正弦信号,则 v_f 和 v_o 的有效值存在近似线性关系。

运算放大器 A 和电阻 R_3 、 R_4 、 R_5 ，以及电容 C_3 组成了一个模拟 PI 调节器， v_f 和给定信号 V_R 比较得到输出电压的误差信号，经过 PI 调节器去控制 SPWM 波中的正弦调制波的幅度，从而稳定输出电压。显然，对于高精度的检测系统，二极管的非线性作用不可忽略，但这并不意味着逆变器不能获得高精度的控制，PI 调节器的积分作用，会使 v_f 精确跟踪给定电压 V_R ，只要 v_f 和固定的 v_o 之间的对应关系不随时间发生变化，系统便可以获得高精度的控制。调整给定电压 V_R ，就可以调整电源输出电压的大小。但如果采用数字方法调节输出电压，整流二极管的非线性作用就会显现出来。因此，该电路常常用于模拟控制当中。

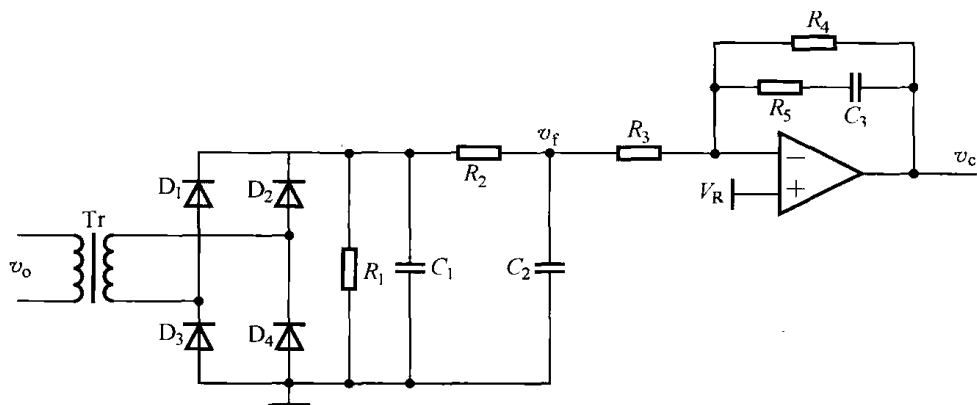


图 8.2.10 全波整流控制电压信号取样

对于数字控制系统，反馈的电压需经过 A/D 转换变成数字量，再进行数字 PI 调节及产生 SPWM 波，数字控制器不像模拟 PI 调节器那样存在温漂、调试不方便、控制不灵活等问题。但数字控制要求能够精确地检测输入电压，否则将会带来误差。图 8.2.10 所示的信号检测方式不适用于高性能的数字控制场合。

数字控制一般有平均值控制和瞬时值控制两种。对于平均值控制，输出电压有两种检测方式，一种是在 A/D 转换之前，求出反馈信号的平均值；一种是通过交流采样的方法，采样反馈信号的瞬时值，再在软件里面进行平均值运算。

图 8.2.11 所示的为求平均值电路。它事实上是由一个精密全波整流电路和一个滤波电路组成的。传感器输出的信号经过 R_{w1} 和 R_6 分压后，加在 U_{2A} 的同相端，在输入正弦信号的正半周，二极管 D_1 截止， D_2 开通， U_{2A} 工作于跟随器状态， $V_A = V_B$ ，显然 $V_D = V_A$ ；在输入正弦信号的负半周，二极管 D_2 截止， D_1 开通， U_{2A} 和 R_1 及 R_2 组成一个同相放大器， $V_C = 2V_A$ ，此时 U_{2B} 对于 V_A 来说是一个同相放大器，放大倍数为 3， U_{2B} 对于 V_C 来说是一个反向放大器，放大倍数为

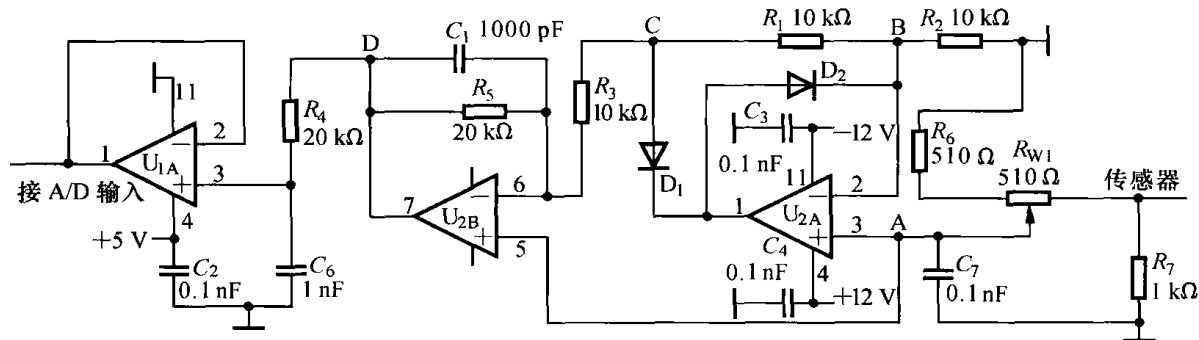


图 8.2.11 基于精密整流的平均值电路

为 -2 ,根据叠加原理可知, $V_D = 3 \times V_A + (-2) \times V_C = -V_A$ 。于是,一个在A点的交流信号,经过变换后在D点被整流成一个全波信号。值得注意的是,由于运算放大器有很高的开环增益,使得二极管导通压降的影响基本可以忽略,因此该电路称为精密整流电路。 R_4 和 C_6 及 U_{1A} 组成一个一阶低通滤波器,对D点信号求平均,其输出可以作为A/D转换器的输入信号,如果采用软件求平均的方法,则电容 C_6 可以去掉,让全波整流信号通过跟随器后直接加在A/D转换器的输入端,CPU控制A/D转换器在一个正弦周期内等间隔地转换 n 点,再进行平均处理,显然这种方式对信号的延时更小。

如果系统需要采样瞬时值,则须要对信号进行交流采样;如果所用的A/D转换器支持双极性输入,则只需将输入信号变换到所需的范围即可;如果所用的A/D转换器不支持双极性输入,则须将输入信号升到零以上。图8.2.12所示为瞬时值采样信号变化电路,输入信号先经过预变换,再经过电平提升电路将输出信号升到零以上,调整电位器 R_{W1} 可以调整提升的电平值,一般需将直流电平升至A/D转换器基准电压源的一半,经过A/D采样后所得的数字量减去直流电平对应的数字量就可获得所需的交流信号数字量,显然,A/D转换的位数中包含了一位符号位,这势必降低A/D转换的有效数字位数。

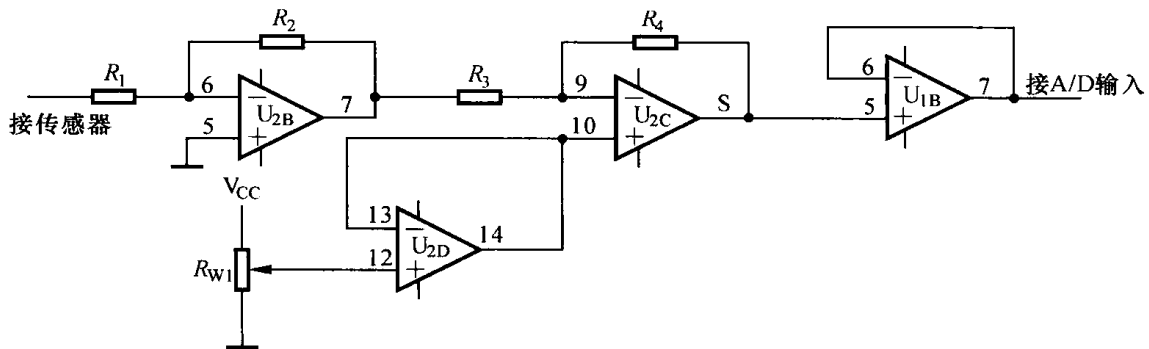


图 8.2.12 瞬时值采样信号变化电路

(2) 输出电流信号检测

如果逆变器采用电压电流双闭环控制策略,则需要检测电流信号。根据控制策略,电流信号的取法有两种:一种是取电感电流,基于这种方法的控制可以有效地控制逆变器的输出电流,从而使逆变器不至于过流,这对于电机启动控制是十分重要的;一种是取输出滤波器滤波电容的电流,该电流是对输出电压的微分所得,因此能够超前感知输出电压的变化,基于该方法的控制对负载具有较强的适应性。

只要输出电压能够维持正弦,则电容电流一定是正弦的,它的频率比较低且是单一频率,用互感器取样就可。取样所得的信号再经过图8.2.11所示的电路进行变换。

由于电感电流中既含有负载电流分量,又含有载波电路分量,所以电感电流的成分较为复杂,频率分布也比较宽,既有高频分量,也有低频分量,这就要求检测的传感器应有足够的带宽,普通的互感器是难以达到要求的,需要采用电流霍尔传感器进行检测。

2. 逆变器保护电路设计

为了能够安全地工作,逆变器必须具备完善的保护功能。逆变器的保护包括过热、过载、短路保护,有的还要求具有输入过欠压、输出过欠压保护等。在故障发生后,系统要能迅速做出反

应,禁止逆变器工作,一般采取的措施是关断 PWM 输出,让所有的开关管处于截止状态。不同的保护对系统的要求是不一样的,短路保护要求系统在几个微秒内作出反应,对于过热保护,对系统的响应要求不那么高;而对于过载保护,对系统的响应速度要求则随着过载的程度不同而不同,具体的响应速度和系统的过载能力有关系。

图 8.2.13 所示为三相逆变器综合保护电路,包括过载保护、短路保护、过热保护,以及 IGBT 集电极过压保护等。

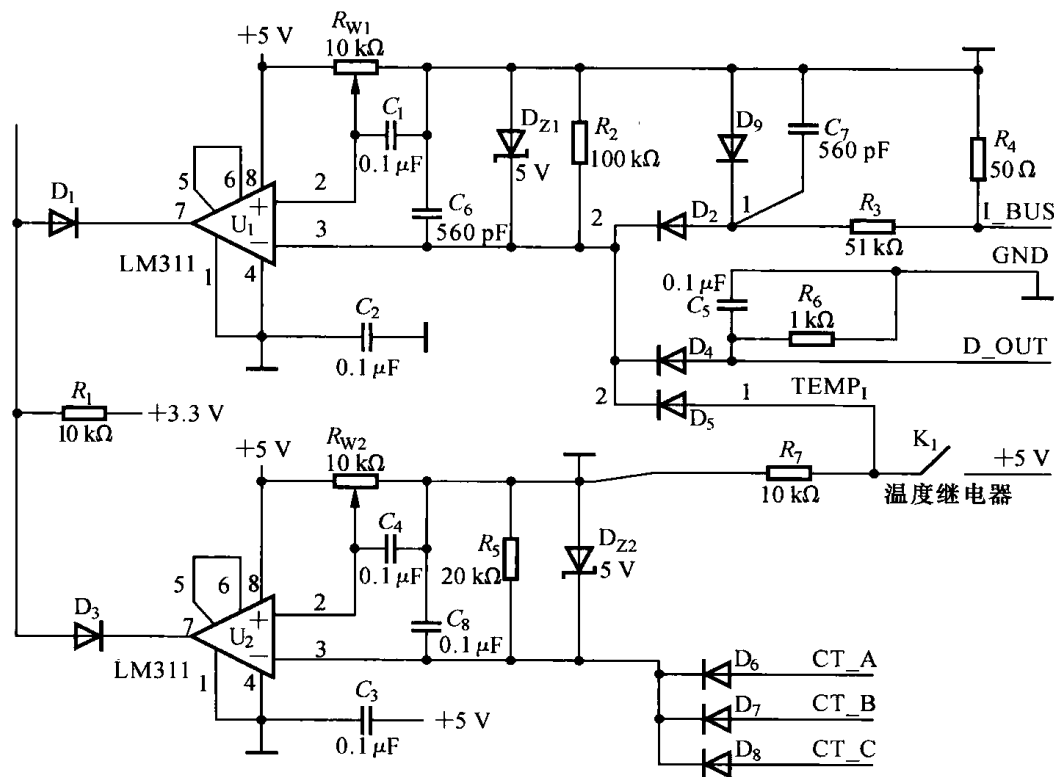


图 8.2.13 三相逆变器综合保护电路

CT_A、CT_B 和 CT_C 为负载电流取样信号,经过 D_6 、 D_7 和 D_8 半波整流后加在比较器 U_2 的反相端,逆变器正常工作时,比较器输出高电平;当负载过流时,反相端信号峰值高于同相端电压,比较器输出低电平,二极管 D_2 导通信号 $\overline{PDPINTA}$ 变低,该信号接 DSP 的功率控制管脚,从而封锁 DSP 的 PWM 输出,同时引起中断,通知 CPU 系统发生故障了。如果想在 DSP 外封锁 PWM 输出,则需将 $\overline{PDPINTA}$ 信号锁定以维持低电平状态。

过热保护信号通过温度继电器 K_1 获取,温度继电器选择常开型的,温度等级根据系统需要进行选择,它和功率开关管一起安装在同一个散热器上,并尽量靠近开关管,使温度取样尽可能地接近功率管的实际温度,当过热发生时,温度继电器吸合,二极管 D_5 导通,比较器 U_1 的输出电平翻转为低电平,从而产生保护信号。

D_OUT 为集电极过压保护信号,它来自 IGBT 驱动模块,当 IGBT 处于导通状态时,如果流过的电流过大,则集电极和发射极的电压降会迅速增大,所以检测该电压可迅速判断 IGBT 是否过流,一般驱动模块(如 M57959L)具有集电极过压检测保护功能。当保护发生时,驱动电路输出一个高电平,即 D_OUT 变高,引起控制电路保护封锁 PWM 脉冲。

I_BUS 为短路检测信号,实际上也是一个电流信号,它一般采用电流霍尔传感器取样,信号

取自输入滤波电容和逆变桥之间的母线,图 8.2.14 为短路保护信号取样示意图。负载短路是短路中的一种,虽然也属于过载范畴,但不能用过载保护来取代短路保护,一方面因为过载保护响应速度一般比较慢,无法达到短路保护的要求;另一方面如果逆变器在输出电流霍尔传感器前发生短路,则输出电流霍尔传感器无法检测到电流,无法进行保护。短路保护信号取样传感器只能接在输入电容和逆变桥之间的母线上,不能接在整流桥和滤波电容之间,因为短路发生时,电容上存储的能量可能使功率开关管烧坏。

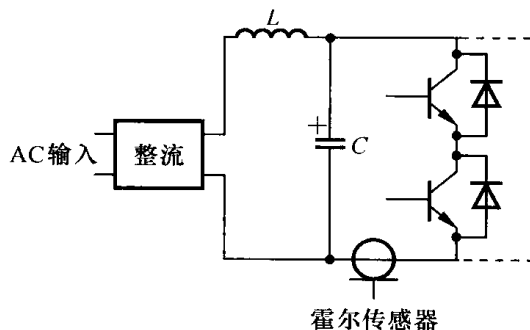


图 8.2.14 短路保护信号取样示意图

3. 控制系统抗干扰设计

逆变电源和直流开关电源一样,存在着严重的电磁干扰,都需要从系统的角度采取措施进行控制。但是,逆变电源的控制系统相对于直流电源来说较为复杂,特别是在全数字控制逆变电源应用越来越广的背景下,讨论逆变电源控制系统的抗干扰问题显得尤为重要。一个高稳定性的系统是逆变电源稳定工作的前提条件。

1) 辅助电源抗干扰

逆变电源的控制系统需要供电,驱动电路需要供电,有时甚至要求每路驱动电路都必须隔离,这就要求有多组隔离的辅助电源来供电。辅助电源可以用专用的开关电源,也可自制电源。

对电源的干扰主要有来自电源线的高频干扰、感性负载产生的瞬变噪声、开关噪声,以及电网电压的瞬变等,耦合的途径主要有电磁耦合、电容耦合、辐射耦合,以及公共阻抗耦合等。

辅助电源抗干扰主要有以下几点措施。

(1) 采用电源滤波器

交流电源引线上的滤波器可以抑制输入端的瞬态干扰。简单的电源滤波器是在电源变压器的初级并联电容。如图 8.2.15(a) 所示,来自电源线的干扰通过电容导向大地,从而减小对变压器次级的影响。为了取得更好的效果,可以采用电感电容滤波器,如图 8.2.15(b) 所示,电感 L_1 和 L_2 可以设计成独立的,由于吸收的干扰频率一般较高,因此电感值可以设计得比较小,通常只需 $100 \mu\text{H}$ 左右。电感 L_1 和电感 L_2 也可绕在同一磁环上,组成共模抑制滤波器,两组线圈匝数相同,线间排列均匀一致,由于功率电流在两个绕组中所产生的磁通相互抵消,磁芯不会饱和,因此磁芯可以采用高导磁磁芯,使电感量迅速增大,达到 mH 级,抑制干扰能力大大加强,对差分干扰信号在磁芯内所产生的磁通相互抵消,起不到扼流圈的作用,但被后面的电容 C_3 吸收;而对于共模干扰则可起高扼流圈的作用。另一方面,共模抑制电感对高频信号的阻抗很大,可以起到高频隔离的作用。

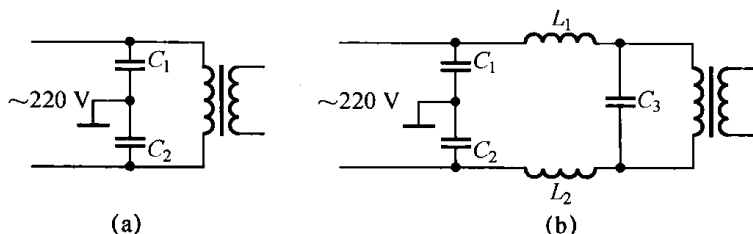


图 8.2.15 电源滤波器

(a) 电容滤波器; (b) 电感电容滤波器

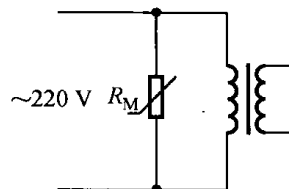


图 8.2.16 压敏二极管防止过压接线方式

(2) 采用压敏电阻或瞬变电压抑制器

压敏电阻是一种非线性元件,对外加的电压十分敏感,在正常电压范围时表现高阻状态,漏电流只有 μA 级,当过压时,压敏电阻迅速变为低阻抗。压敏电阻通常用来吸收电网浪涌,以防止供电过压。图 8.2.16 所示的为压敏二极管防止过压的接线方法。

瞬变电压抑制器 TVS 又称为瞬变电压抑制二极管,其外形和普通二极管无异,但当 TVS 两端经受瞬间高能量的冲击时,能以极高的速度把两端的阻抗由高阻抗变为低阻抗,并把两端的电压钳位在一个预定的数值上。TVS 对静电、过压、电网干扰、雷击、开关打火、电源反向及电机、电源噪声振动保护尤为有效。图 8.2.17(a)、(b) 所示分别为 TVS 辅助电源在供电保护和信号输入端保护中的应用。

(3) 电源变压器屏蔽

变压器初、次级耦合电容的存在,使得电网干扰通过该电容耦合到次级,对系统产生干扰,如图 8.2.18(a) 所示。为此,利用静电屏蔽的一般原理和变压器的特殊性,可在变压器的初级和次级绕组之间加屏蔽层。这相当于在变压器初级和静电屏蔽层之间接入一个旁路电容,如图 8.2.18(b) 所示。这样,从电网进入电源变压器的高频干扰信号,相当一部分将不经过变压器初级与次级间的分布电容 C_F 的耦合传到次级,而是通过静电屏蔽层直接旁路到地,从而减少了有交流电网引进的高频干扰。

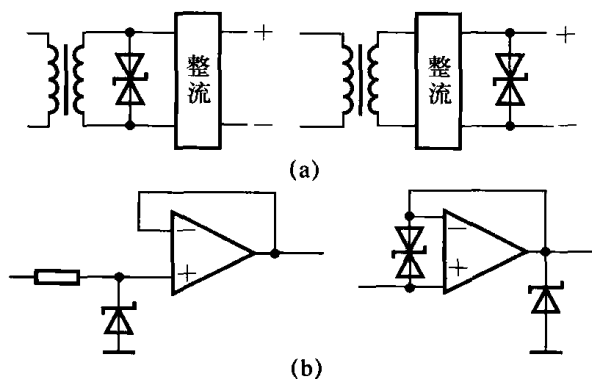


图 8.2.17 TVS 在电源及信号输入端的保护方法

(a) 电源保护; (b) 信号输入端保护

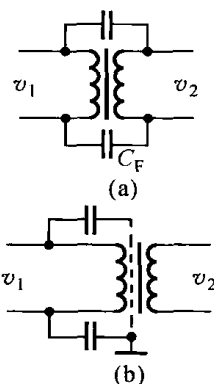


图 8.2.18 变压器及屏蔽

变压器绕组的配置可以采用初级和次级分开的方法,这种方法的缺点是增大了漏磁通,但从抗干扰的角度看,可大大降低初、次级静电耦合电容,提高了绝缘电阻,提高了抵抗高频干扰的能力。

(4) 分立供电

逆变器中除了控制电路需辅助电源供电外,驱动电路也需电源供电,如果要求每个功率开关管的驱动独立,则要求每路驱动电路的供电电源必须隔离,这通常要求有多组电源。驱动电路直接连接开关管,会带来很大的开关干扰,为了避免将这些干扰带到控制电路,除了要求控制电路和驱动电路隔离外,供电电源也必须做出抗干扰处理。因为开关干扰有可能通过变压器的分布参数耦合到控制电路,除了需要在辅助变压器中增加屏蔽层外,最好将控制电路供电变压器和驱动电路供电变压器分开。

控制电路可能会有多种电源,这些电源必须共地,但用途或电压等级不同,比如模拟电源、数字电源、较大功率电路电源(比如,继电器等直流感性负载)等,为了避免这些电源间的互相干扰,可以采用一个变压器多绕组的方法,分开供电;也可以采用一个绕组进来,多套整流稳压

电路,最后把每个电源的地线通过一点连接起来。

(5) 电源滤波

供电电源稳定是控制系统正常工作的前提条件,为了减少引线电感等的影响,必须尽量减小电源线的长度、增大线径。此外,还必须合理地配置去耦电容,一般要求每个芯片的电源对地接一个 $0.1\ \mu\text{F}$ 的电容,以吸收高频干扰信号,如果芯片离电源比较远,则需在电源和地之间并联一个小电容的基础之上,再并联一个几十微法的大电容,对于一些精密放大电路,可以并接一个钽电容。

如果供电电源是开关电源,则在开关电源的输出端使用滤波器,常用的滤波器如图 8.2.19 所示。由于电容 C_0 有寄生电感,电感 L_0 中存在分布电容,因此,开关电源的噪声仍有可能串入负载。为此,可以采用图 8.2.19(b) 所示的电路,电感 L_1 和 L_2 组成共模抑制电感,为了防止磁芯饱和,电感 L_3 需采用高频特性较好且饱和磁场强度大的恒 μ 磁芯。

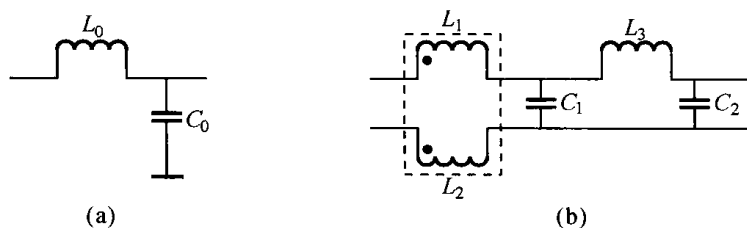


图 8.2.19 直流电源滤波器

2) 数字电路抗干扰

在全数字控制逆变电源中,一般采用微机控制技术。数字电路抗干扰的首要要求是,提供一个高品质的电源,这是数字系统正常工作的前提。每个芯片的电源和地之间应并联一个去耦电容,去耦电容应尽量靠近芯片电源管脚。供电电源必须有较强的抗干扰能力,否则会影响芯片,特别是 CPU 的正常工作。对芯片的复位信号,也应是抗干扰考虑的重点,必须确保复位信号稳定,不受干扰,为此可以采用专用复位芯片,复位芯片的输出管脚和芯片的复位管脚应尽量靠近,以减小引线长度,如果引线较长,则可以在芯片的复位引脚前插入 RC 滤波电路,或加上拉电阻。

数据线、地址线、控制线要尽量短,以减小对地电容。尤其是地址线,各条线的长短、布线方式应尽量一致,以免造成各线的阻抗差异过大,使地址信号传输过程中达到终端时波形差异过大,形成控制信息的非同步干扰。总线的始端和终端要配置合适的上拉电阻,以提高高电平的噪声容限,增加存储器端口在高阻抗状态下的抗干扰能力,并削弱反射波干扰。

送入控制板的信号要采取隔离或屏蔽措施。在保证有用脉冲信号不丢失的前提下,可以在数字信号的输入端加 RC 滤波器,调整合适的参数,使输入噪声得到有效的抑制,但 RC 滤波器会增加电路的延时,因此在设计时应考虑延时对系统的影响。抑制输入噪声还可以提高噪声容限。提高高电平的噪声容限就是提高输入电平,这可以通过加上拉电阻、电源分散配置,以及提高供电电源电压等措施来实现。提高低电平的噪声容限就是要降低信号源的内阻。常用的三态缓冲区(如 74LS244、74LS245)的低电平输出阻抗很低,经过三态缓冲器驱动之后的信号具有较好的抑制低电平噪声的能力。

数字系统中,经常有许多闲置不用的管脚,这些闲置的管脚处于悬空状态,与“1”的输入状态的逻辑关系是一致的。但开路的输入端输入阻抗很高,很容易受到外部的干扰,使其悬浮

端在“1”和“0”之间转换,这不但会引起干扰,还会增大系统的功率损耗。所以必须处理闲置的管脚。一般可以通过上拉电阻将输入端固定在高电平上,也可以将闲置端和有用信号输入端连在一起,对于可以控制管脚输入、输出状态的芯片,则可以将闲置的管脚置于输出状态,让其输出一个固定的电平。

3) 软件抗干扰

硬件抗干扰是微机测控系统的必要措施,但软件抗干扰措施同样不可缺少。软件抗干扰分为两大类,一是滤除输入信号中的噪声干扰,二是防止程序“跑飞”。

(1) 输入信号噪声干扰的滤除

微机系统的输入信号一般有两种,一种是模拟信号,需要通过 A/D 采样进行数字化,另一种是数字量,通过输入 I/O 管脚检测或总线读入。滤除干扰信号,一般采用数字滤波的方法,下面介绍几种常用而简单的滤波方法。

① 程序判断滤波法:根据经验确定两次采用允许的最大偏差,若两次采样值大于该偏差,则表明输入信号是干扰信号,应去掉,而且将上次采样值作为本次采样值。

② 中位值滤波法:对某一被测参数连续采样 N 次,然后把 N 次采样值按照大小排列,取中位值为本次采样值。中位值滤波能有效地克服偶然因素引起的波动干扰。

③ 平均值滤波法:连续取 N 个采样值,然后进行平均值运算。采样样本的方法有以下两种。一种是测量 N 次再计算的方法。适用于对一般随机干扰的信号进行滤波,当 N 较大时,输出信号的平滑度较高,但灵敏度较低;当 N 值较小时,输出信号的平衡度低,但灵敏度高。另一种是递推法,即把 N 个测量数据看成一个队列,每进行一次新的采样后,把新采样数据放在队尾,而把排在队首的数据丢掉,再把队列中的数据求平均,这种方法对周期性干扰的信号尤为有效,但不适用于脉冲干扰较严重的场合。

④ 中位值平均值滤波结合法。在脉冲干扰较严重的场合,如果采用平均值滤波法,会把干扰“平均”到结果中去,为此可以先去掉几个数据中的最大值和最小值,剩下的再来求平均值,这就是中位值平均值滤波结合法。

⑤ 数字量抗干扰。一般采用重复检测法,即在一定的时间间隔内对输入信号检测 N 次,如果 N 次检测结果均相同,则认为检测为真;如果存在不同的现象,一般先设定一个门限 I ,如果检测结果中“1”的个数大于 I ,则认为输入数字量为“1”,否则认为输入数字量为“0”,在判断某些信号是否有效(例如是否有按键按下)时, I 可取值为 N ,即只有 N 次检测均相同时,才认为输入信号有效。

(2) 防止程序“跑飞”的方法

窜入微机系统的干扰作用于 CPU,将使系统失控。最典型的故障是破坏程序计数器 PC 的状态,导致程序从一个区域跳到另一个区域,或者在地址空间内“乱飞”,或者进入“死循环”,这就是俗称的程序“跑飞”现象。程序“跑飞”可能会引起控制系统不可预测的动作,因此必须尽可能早地发现,并采取补救措施。

① 指令冗余技术。通常 CPU 指令中有许多多字节(或多字)指令,CPU 在取址时需取多次。如果程序“跑飞”,刚好落在指令的操作数上,CPU 就会将此操作数当成指令进行执行,如果程序“跑飞”落入一个单字节(或单字)指令上,则程序仍会正常执行。为了使“跑飞”程序迅速纳入正轨,应该多采用单字节指令,并在关键的地方插入一些单字节指令,或将有效的单字节指令重写,称为指令冗余。另一方面,在对程序流起决定作用的指令(如返回、跳转等指令)

和对系统工作状态起重要作用的指令(如开关中断、定时器等)的后面,可重复写这些指令,以确保这些指令正确执行。

② 软件陷阱技术。软件陷阱技术是用引导指令强行将捕获到的“跑飞”程序引向某一固定的地址(如复位入口地址 0000H),在此处将程序转向专门的出错处理程序,使程序纳入正轨。

软件陷阱的安排有多种形式:一是在未使用的中断入口中插入长跳转指令,当未使用的中断由于干扰而开放时,该陷阱能及时捕捉到该异常,并做出处理;二是在没有使用的程序空间中全部填入空操作,并插入跳转指令,这样安排使得程序“跑飞”到该空间时不至于产生误操作,并且将程序迅速纳入正常轨道;三是在中断服务程序区中插入软件陷阱。在中断程序中判断发生中断的地址,是否是正常程序区域的地址,如果不在正常运行程序范围之内,则说明程序已经“跑飞”,必须进行出错处理。

③ “看门狗”技术。PC 受到干扰而失控,可能是程序陷入“死循环”,指令冗余技术和软件陷阱技术均不能使程序脱离“死循环”。通常采用“看门狗”技术来解决,“看门狗”技术是一种程序监视技术,它是一个计数器,如果计数器溢出,则会产生一个复位脉冲,强行使程序从头开始运行,在每个程序循环期间,对看门狗技术器进行清零操作,俗称“喂狗”,这样程序在正常运行期间,“看门狗”计数器不可能溢出,也就不会引起系统复位。当程序“跑飞”后,得不到喂狗信号,“看门狗”计数器会计满溢出,引起系统复位。

“看门狗”分为硬件“看门狗”和软件“看门狗”。硬件“看门狗”通过硬件电路完成,有专用的芯片,许多 CPU 自带有“看门狗”。硬件“看门狗”可以有效地克服程序陷入“死循环”的后果,但在严重干扰场合,硬件“看门狗”有可能失灵,这时可以采用软件“看门狗”,依靠软件进行双重监视。软件“看门狗”的基本思路是:在主程序中对定时器中断进行监视,在定时器中断中对主程序进行监视。比如,在主程序中可以通过定时器判断某一程序模块执行的时间,如果执行时间在预定的范围之内,则定时器运行正常,如果执行时间为零,则定时器关闭;设置一个寄存器,在定时器中断中对该寄存器进行加 1 操作,而在主程序循环中对该寄存器进行清 0,如果在定时器中断中发现该寄存器的计数值达到了设定值,则认为主程序异常,需要进行出错处理。

④ 程序出错处理。程序“跑飞”被纳入正轨后,首先必须进行出错处理,最简单的方法是让程序和上电正常运行一样从头开始运行,但许多控制过程,并不要求从头开始,而要求转入相应的控制模块,对一些重要的信息进行恢复,比如将系统工作状态恢复正常,一些重要寄存器中的数据进行刷新等。在出错程序中,第一件事就是要确定程序是正常启动的,还是“跑飞”后再启动的。如果微处理器自带“看门狗”,则可以通过判断“看门狗”溢出标志来判断程序是否是正常启动。如果是用片外“看门狗”,则需设定上电标志,可以选择一个或几个寄存器,在程序初始化时,按一定规律为它们赋值。CPU 掉电上电后,该寄存器中的值一般会 and 设定的值不一致,于是通过判断这个设定的值来判断程序是正常启动还是“跑飞”后恢复启动。

设计与思考几

8.1 自然采样和规则采样的定义是什么?对称式规则采样、不对称式规则采样和基于线性外推规则采样分别有什么特点,怎么实现?

8.2 试述用 SG3525 产生 SPWM 波的方法。

8.3 用阶梯正弦方法来产生 SPWM 波有什么优点和缺点?

8.4 试述用 TI 公司 DSP 产生单极倍频 SPWM 波和三相 SPWM 波的方法。

- 8.5 本章介绍了一种用 FPGA 产生 SPWM 波的方法,试述其中死区的实现方案。
- 8.6 试述 SPWM 逆变器输出电压闭环控制的基本原理。
- 8.7 试述 PID 控制的基本原理。数字 PID 位置型增量型算法的控制表达式是什么?
- 8.8 数字 PID 增量型算法有什么缺点,怎么消除?如何在减小积分截断效应的同时对输入信号进行平均值滤波?
- 8.9 逆变电源的控制对反馈信号取样电路有什么要求?图 9.2.10 所示的电压信号取样电路有什么优缺点?
- 8.10 试述几种逆变器控制系统辅助电源的抗干扰措施。
- 8.11 防止程序跑飞有哪几种方法?

第 9 章 逆变电源系统设计

逆变电源的应用领域十分广泛,不同的应用领域对逆变电源的要求不同,逆变电源的实现方法也就不同,因此逆变电源的实现方案是多种多样的。这些变化主要围绕着 SPWM 波的产生、控制方法、驱动以及主电路形式等展开,系统设计要根据要求来选择主电路形式、控制及驱动电路实现方法。本章以三相 400 Hz 逆变电源设计为例来说明逆变电源的设计方法,并简要介绍了几种应用于不同场合的逆变电源设计方案。

9.1 逆变电源组成及性能指标

9.1.1 逆变电源组成

图 9.1.1 所示为一种典型的逆变电源系统框图,它由三部分组成,即由主电路、控制电路和驱动电路组成。

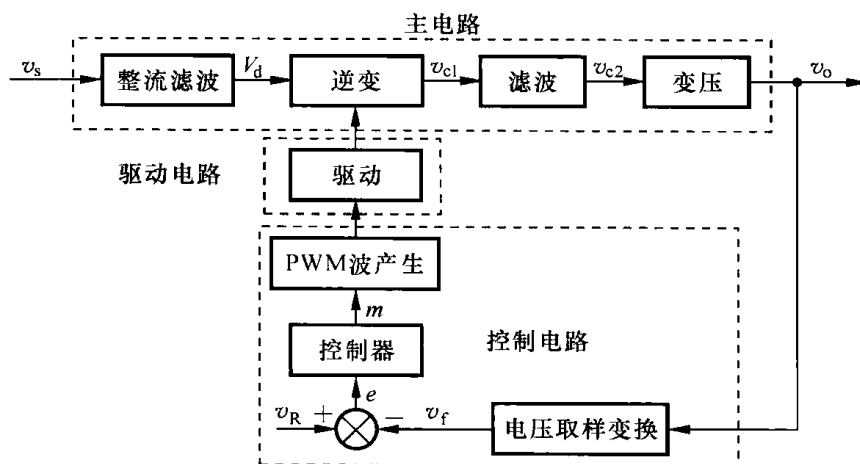


图 9.1.1 典型的逆变电源系统框图

主电路由整流滤波电路、逆变电路、滤波电路和变压器组成,整流滤波电路把输入交流信号变成稳定的直流信号,逆变电路一般由功率开关管组成,通过对开关管的控制把输入直流电压变成交流脉冲电压,再经过滤波电路滤掉其中的高频分量,得到基波正弦交流信号,输出变压器有两个作用,一是使输出、输入隔离,二是把输出电压变到所需的数值。控制电路是整个系统的控制核心,输出电压经过取样变换后与给定电压进行比较,得到的误差经过控制器作用后产生合适的控制量,该控制量控制 PWM 产生电路,产生 PWM 信号去控制逆变电路中的功率开关管,使输出电压稳定在所需的范围内。

9.1.2 逆变电源的性能指标

通常用额定容量、逆变效率、功率密度(功率/体积,功率/重量)、输入功率因素、输入电流谐波、输出电压静态精度、输出电压频率精度、输出电压波形质量、输入电压变化范围、输出电压可调范围、输出频率可调范围、输出电压调整率、输出电压调整时间、过载能力、短路能力、平均无故障时间间隔等技术指标来衡量逆变电源的技术性能。其中,输出电压波形的质量,可以用如下的参数来评价。

1. 波形的谐波因数 HF(Harmonic Factor)

HF_n 的定义为第 n 次谐波分量有效值与基波分量有效值之比,即

$$\text{HF}_n = V_n/V_1 \quad (9-1-1)$$

2. 总谐波畸变因数 THD(Total Harmonic Distortion Factor)

THD 定义为各次谐波分量有效值平方之和的开方与基波分量有效值的比值,即

$$\text{THD} = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (9-1-2)$$

式中, V_1 、 V_n 分别为基波分量有效值和第 n 次谐波分量的有效值。THD 表征了一个实际波形与其基波分量接近的程度。理想正弦波的 THD 等于 0。

3. 畸变因数 DF(Distortion Factor)

THD 显示了总的谐波含量,但未给出每一个谐波分量对负载的影响程度。为了反映每一谐波分量引起波形畸变的程度,引入畸变因数 DF,其定义为

$$\text{DF} = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9-1-3)$$

DF_n 的定义为

$$\text{DF}_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (9-1-4)$$

9.2 三相 400 Hz 逆变电源设计

9.2.1 概述

400 Hz 电源在舰船、航空、雷达等领域有着广泛的应用,但系统供电电源通常为直流电或低频交流电,为此必须采用相关的技术将直流或低频交流电转化成所需的 400 Hz 电源。下面介绍一种三相 400 Hz 逆变电源的设计方案,稍加修改可以实现单相 400 Hz 的输出,也可以实现其他频率和电压的输出。

设电源的输入为 50 Hz/380 V(线电压),输出为 400 Hz/115 V(相电压),输出最大功率为 5 kVA,其设计框图如图 9.2.1 所示。输入交流经过整流滤波变成 530 V 左右的高压直流,加在六单元 IGBT 模块组成的三相逆变桥的正负端,逆变桥的输出为高压 SPWM 脉冲,该脉冲经过滤波变压隔离后变成 400 Hz 交流输出。系统控制以 TMS320LF2407A 为核心,完成 SPWM 波

的产生、系统控制,以及键盘信号检测、显示控制等功能。驱动电路用专用 IGBT 驱动模块 M57959L。辅助电源用于给控制及驱动电路供电。

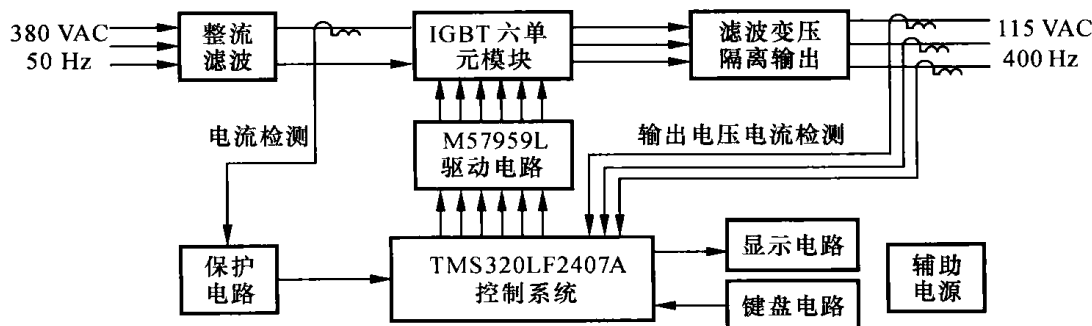


图 9.2.1 系统框图

9.2.2 主电路设计

系统主电路拓扑如图 9.2.2 所示。空开为系统的主控开关。EMI 滤波器用 15 A 的 EMI 滤波模块,防止电网共模干扰进入系统,同时防止系统开关噪声影响电网。软启动电路可防止上电过程中电网电压对整流器后面的滤波电容充电而产生的巨大的浪涌电流。整流电路采用 60 A 的整流模块。电感 L_1 、电容 C_1 、 C_2 及电阻 R_1 、 R_2 组成低通滤波器,将整流后的半波直流电变成平滑的直流电。三相逆变桥由一个六单元的 IGBT 模块组成,它将一个三相桥集成在一起,从而减小了引线电感。输出滤波器由电感 $L_2 \sim L_4$ 和电容 $C_3 \sim C_5$ 组成,电容接成三角形。输出三相变压器将三相三线制电压变成所需的三线四线制电压。

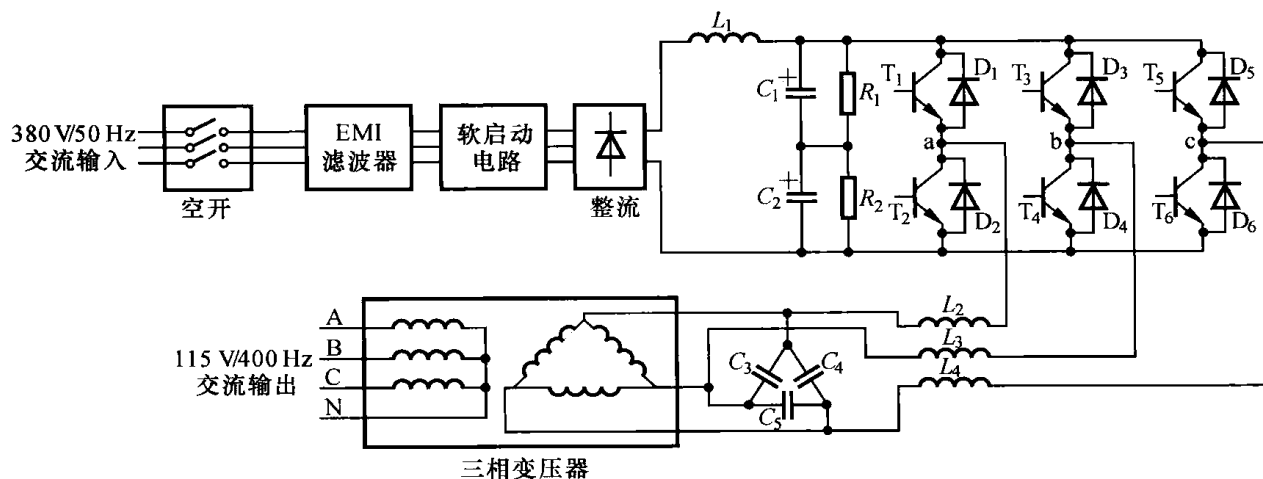


图 9.2.2 主电路拓扑

1. 软启动电路设计

在系统上电的瞬间,主电路中的滤波电容 C_1 和 C_2 没有储存能量,如果让电网电压经整流后直接加在电容两端,则会产生巨大的浪涌电流,使系统空开跳闸,甚至会影响其他系统的供电。软启动的目的,就是在上电瞬间让电网缓慢地给电容充电。软启动完毕,让电网直接给电容供电。

软启动电路的原理如图 9.2.3 所示。刚上电时,由 R_1 和 C_1 组成的微分电路给 CD4013 和 CD4060 提供一个低电平的复位信号,使其输出均为低电平。此时, MOS 管 T_1 截止,继电器 K_1

线圈不工作。继电器 K_1 的常开节点和接触器 J_2 的线圈串联在一起,接在输入电压 C 相和中线之间。接触器处于断开状态。电网电压通过电阻 R_6 、 R_7 和 R_8 经整流桥和滤波电感对电容 C_1 和 C_2 进行充电,由于电阻的限流作用,此充电电流很小。当复位脉冲过去后,CD4060 的振荡器开始振荡,其振荡频率为 $f = 1/(2.2 \times R_1 \times C_3) = 1 \text{ kHz}$,该信号作为 CD4060 内部计数器的计数时钟,计数器的输出为 $Q_4 \sim Q_{14}$,显然,其输出为经过分频之后的信号,且占空比为 50%。 J_1 为拨码开关,通过 J_1 可以选择不同的输出频率。当 J_1 输出信号的第一个上升沿来临时,D 触发器 U_{2B} 会将其 Q 端输出锁定为高, Q_1 导通, K_1 工作,接触器 J_2 吸合,电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 被短路,软启动过程结束。发光二极管 LED_1 变亮。

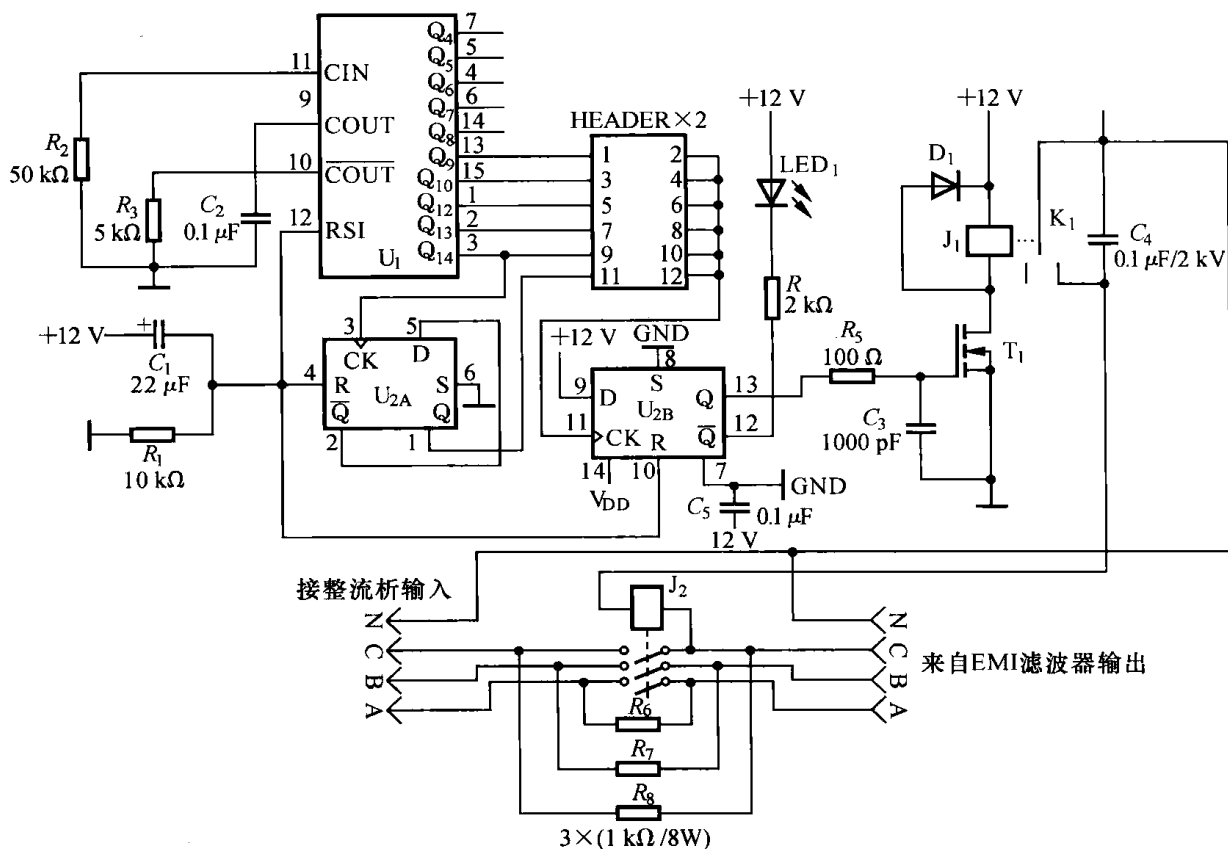


图 9.2.3 软启动原理图

2. 整流滤波电路设计

选用三相桥式整流器。选择二极管整流桥时要注意:二极管的额定反向峰值电压及额定电流须要高于在电路中承受的反向峰值电压和整流电流,并留有一定的裕量。本例选择 60 A、1200 V 的整流桥。

滤波器由电感 L_1 、电容 C_1 、 C_2 ,以及电阻 R_1 、 R_2 组成。由于经三相整流后得到的直流电压较高,考虑到电容的耐压值,采用两个电容串联。为了使每个电容上的分压相等,必须使 $C_1 = C_2$ 。由于电容容量的误差,两个电容的容量不可能相等,为此,必须在每个电容的两端并联同样大小的电阻,这就是 R_1 和 R_2 ,利用电阻的分压特性使两个电容均压,这两个电阻也称为能量泄放电阻,当输入断电后,存储在电容的能量通过电阻 R_1 和 R_2 泄放掉。

设三相桥式整流器的输出直流电压为 V_d ,在其输出电压中包含有 6 次谐波的脉动电压。设 $C_1 = C_2 = 2C$,电感 $L_1 = L$,为了能平滑输出直流电压,必须要求

$$LC \gg \left(\frac{1}{2\pi f_s} \right)^2 \quad (9-2-1)$$

另一方面,系统工作于感性负载时,滤波电容需存储由反并在开关管的二极管续流的能量,这时滤波电容除了滤波的功能外,还须给负载提供所需的无功电流。由此可见,对于电压型逆变器来说,该电容是不可省略的。在纯感性条件下,当负载接成三角形时,该电容的极限值可以表示为

$$C = \frac{I_m \times 10^6}{K_u V_{d0} \times 48 f_c} \quad (9-2-2)$$

式中, I_m 为电容电流的幅值; $K_u = \Delta V_c / V_{d0}$ 为电容电压的允许波动系数; V_{d0} 为电容上的平均电压; f_c 为开关频率。式(9-2-2) 的单位为 μF 。

根据式(9-2-1)和式(9-2-2)可以估算出所需的电感和电容。实际电感取值为 5 mH, 电容 C 取 3200 μF , 则 $C_1 = C_2 = 6400 \mu\text{F}$ 。

3. 输出滤波器参数设计

由于逆变桥输出没有中点,所以滤波电容一般接成三角形。为了分析方便,将三角形接法等效变换为星形接法,等效变换图如图 9.2.4 所示。可以看出,三角形接法中的电容容量 C 经等效变换成星形接法后变为 $3C$ 。每相滤波器参数的设计可以根据单相滤波器的设计方法进行。

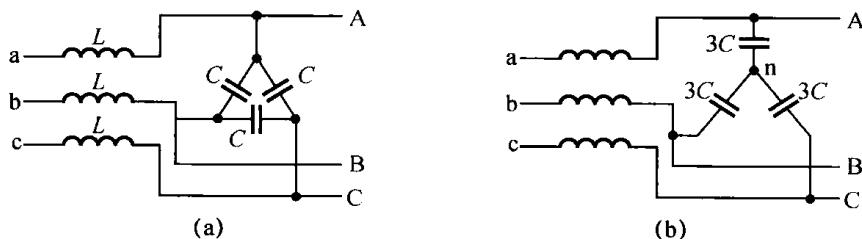


图 9.2.4 滤波电容从三角形接法变换成星形接法的等效电路

(a) 滤波电容接成三角形; (b) 滤波电容接成星形

选择开关频率为 10.8 kHz, 选择滤波器的截止频率为开关频率的 1/10, 即 1.08 kHz。根据滤波器体积最小的设计方法, 电感的取值由下式决定:

$$L = \frac{V_c}{\omega_L^2 I_0} \sqrt{\omega_1^2 + \omega_L^2} \quad (9-2-3)$$

式中, V_c 为电容电压的有效值; ω_1 为基波角频率; ω_L 为滤波器截止角频率; I_0 为阻性负载时的输出电流。

设整流后的直流电压为 538 V, 输入电压波动 15%, 满载工作时, 幅度调制比为 1, 则逆变桥输出基波电压有效值为 $V_s = 1 \times (538 \times 0.85/2) \times 0.707 \text{ V} \approx 162 \text{ V}$; 设输出最大功率为 6 kW (即允许过载 10%), 暂不考虑滤波器的影响, 则输出电流 $I_0 = 6000 / (3 \times 145) \text{ A} \approx 13.8 \text{ A}$ 。根据式(9.2.3) 可得 $L \approx 0.188 \text{ mH}$, $3C = 1 / (\omega_L^2 L) \approx 115 \mu\text{F}$, 则 C 可取为 40 μF 。如果按这个参数设计, 得到的滤波器体积最小, 但流过开关管的电流会很大, 综合考虑, 最后电感取 0.8 mH, 电容取 10 μF 。

4. 开关管的选择

根据式(9-2-14) 可以求得电感的最大脉动电流约为 28 A, 逆变桥直流母线的最大电流约

为 $P_{\max}/V_{\text{dmin}} = 6000 \text{ W}/(535 \times 0.9) \text{ V} \approx 12.5 \text{ A}$, 则流过开关管的最大电流为 $28 \text{ A} + 12.5 \text{ A} = 40.5 \text{ A}$, 考虑余量, 选择开关管的最大工作电流为 50 A ; 直流最大电压为 $535 \text{ V} \times 1.1 = 588.5 \text{ V}$, 考虑余量, 选择开关管的最大工作电压为 1200 V 。因此, 实际选择的功率模块为 CM50TF-24H, $1200 \text{ V}/50 \text{ A}$ 的六单元 IGBT 模块。

5. 变压器的设计

输出变压器为 400 Hz 三相输出变压器, 输入为三角形接法, 输出为星形接法。输出额定相电压为 115 V , 额定功率为 5 kVA 。

输入交流线电压为 380 V 时, 整流后的电压为 538 V , 考虑 15% 的波动, 则整流后最低直流电压约为 457 V 。设最大输出功率为 6 kW (即过载 10% 仍能稳定工作), 最大功率输出时, 正弦脉宽调制的幅度调制比 $m_a = 1$ 。把逆变器的输出等效为星形连接, 则每相基波输出电路可等效成图 9.2.5 所示的电路, 图中的电容为从三角形接法等效成星形接法后的等效电容。根据图示关系, 可得如下方程:

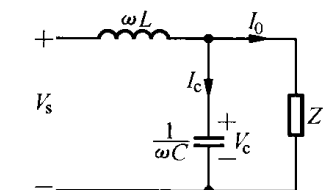


图 9.2.5 逆变器基波输出等效电路图

$$\begin{cases} V_s = \sqrt{(I_0^2 + I_c^2) \times (\omega L)^2 + V_c^2} \\ V_c = \frac{I_c}{\omega C} \\ P_{\max} = V_c I_0 \end{cases} \quad (9-2-4)$$

式中, $P_{\max} = 6 \text{ kVA}$ 为电源最大输出功率, $V_s = (457 \div 2 \times 0.707) \text{ V} = 161 \text{ V}$, $L = 0.8 \text{ mH}$, $C = 30 \mu\text{F}$ 。解方程(9-2-4)得 $V_c = 131 \text{ V}$, 则三角形接法的变压器初级绕组线电压为 $131 \text{ V} \times \sqrt{3} = 227 \text{ V}$ 。

因此, 对该变压器的要求为: 初级绕组接成三角形, 额定线电压为 227 V , 次级绕组接成星形, 额定相电压为 115 V , 输出额定功率为 5 kVA , 工作频率为 400 Hz 。根据这些要求可以设计出所需的变压器。

9.2.3 控制、驱动电路设计

系统控制、驱动电路框图如图 9.2.6 所示, 它由 DSP 最小系统、电压电流信号变换电路、按键显示电路、PWM 输出电路、保护电路及驱动电路组成。

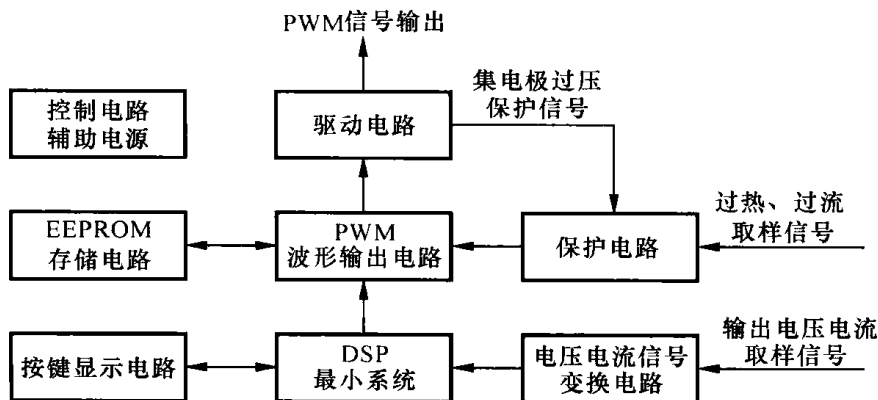


图 9.2.6 系统控制、驱动电路框图

1. DSP 最小系统设计

DSP 最小系统组成框图如图 9.2.7 所示,DSP 芯片选用 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320LF2407A。这是一种低价格、高性能的定点 DSP 芯片,是 TI 公司于 1997 年推出专门为电机及运动控制设计的微处理器,其内部集成了高性能的 T320CxLP DSP 内核,拥有片内集成的、用于产生 PWM 波的全比较单元和可以采样、保持的 A/D 转换器,有着非常丰富的片内集成外设,非常适合电机和逆变电源的控制。

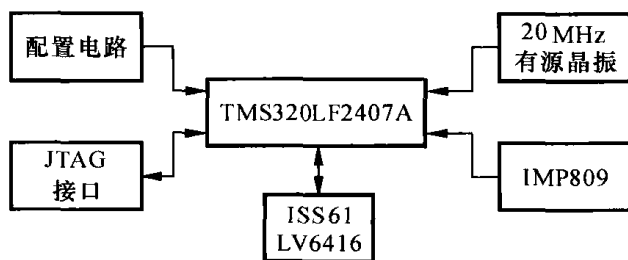


图 9.2.7 DSP 最小系统组成框图

TMS320LF2407A 主要由 CPU、片内 RAM 和可编程 ROM 或 FLASH EPROM、事件管理器、片内周边接口等组成。其 CPU 具有 16 位定点 DSP 内核,指令集源码向下兼容 TM320C2X 系列,向上兼容 TMS320C5X 系列,具有良好的可移植性。运算能力为 30MIPS(指令周期为 33 ns),具有独立的数据总线,支持并行的程序和操作数寻址,这种高速运算能力可以用于实现自适应控制、卡尔曼滤波等复杂的控制算法。

存储器特点如下。

- ① 具有 544 字 $\times$ 16 位片内数据 / 编程双寻址 RAM;
- ② 具有 16 K 字 $\times$ 16 位的片内快闪 EEPROM。总共可寻址 224 K 字 $\times$ 16 位的存储器 (64 K 数据、64 K 程序及 64 K I/O, 32 K 通用存储器空间)。

内置事件管理器:提供了一系列对运动控制非常有用的功能。

如图 9.2.7 所示,用 20 MHz 的有源晶振的输出作为系统时钟输入,DSP 经过锁相环倍频后变成 40 MHz 的系统工作时钟。复位芯片选择 IMP809,该芯片具有体积小、使用简单、只有三个管脚(一个电源、一个地和一个复位输出)的特点,它在上电后为 DSP 芯片提供一个大约 200 ms 的低电平复位脉冲;还具有欠压检测功能,当电源电压小于 3 V 时自动输出复位信号。

ISS61LV6416 为 64KB $\times$ 16 位高速数据存储器,既用来存储一些采集数据,在系统调试阶段还用来存储调试程序。为此,把 DSP 芯片的 DS 信号和 ISS61LV6416 芯片的最高位地址线 A15 相连,当 DSP 需要对存储器进行读 / 写数据操作时,DS 信号变低,选中存储器的低 32 K,当 DSP 需要对存储器进行读 / 写程序操作时,DS 信号变高(PS 信号变低),选中存储器的高 32 K,因此 64 K 的数据存储器的存储空间被一分为二,低 32 K 用来存放数据,高 32 K 用来存放程序。

JTAG 接口为调试和程序下载接口。配置电路,通过 DSP 的 MP/MC 引脚所接的电平来选择 DSP 是处于微控制器状态还是处于微处理器状态,当 MP/MC 引脚接高电平时,上电后 DSP 工作在微处理器状态,程序空间被映射到片外,此时可以将程序下载到 ISS61LV6416 的高 32 K,用来调试程序;当 MP/MC 引脚接低电平时,上电后 DSP 处于微控器状态,程序空间被

映射到片内,此时 DSP 运行存储在芯片内部 FLASH 中的用户程序。此外,在往芯片内部 FLASH 写程序时,需将 DSP 芯片的 VCCP 引脚接 3.3 V 电源。

2. 输出电压电流取样电路

DSP 有 16 通道 10 位 A/D 转换器,其最小转换时间为 500 ns,基准电压可以调整,但不能超过 3.3 V。本系统将 A/D 转换器基准源和模拟 3.3 V 电源接在一起,需要采样的模拟量为三相输入电压和三相输出电流,为能精确地采用这些模拟量,需要对它们进行信号变换。

取样输出的电压、电流,一方面用于显示输出电压、电流的大小,同时电压采样值还要作为系统控制器的反馈信号,电流采样值用于判断系统是否过载。

电压信号取样是用 3 个 400 Hz 的降压变压器完成的,将输出的 115 V 相电压作为 10 V 的取样电压,该信号经过图 9.3.9 所示的精密整流电路变成半波信号,再经过低通滤波器变成直流信号,经过 DSP 芯片的 A/D 转换器变成数字量。

电流信号通过互感器取样得到,其调理电路和电压信号相同。

3. 频率测量信号调理电路

频率测量信号调理电路如图 9.2.8(a) 所示。这是一个滞环过零比较电路,其输入信号为 A 相输出电压反馈变压器输出信号,经过滞环过零比较后变成一个矩形波,接在 DSP 的 CAP4 脚,用于测量频率。

滞环过零比较电路的输入、输出波形如图 9.2.8(b) 所示,当输入信号处于负半周时,比较器输出高电平,此时在比较器的同相输入端 A 点得到一个正的直流电压;当输入正弦波从负到正过零时,A 点正电压的存在,使得比较器的输出不能翻转,而维持在高电平状态;当输入电压超过 A 点电压后,比较器输出翻转,输出低电平,A 点电压也变成零;当输入正弦电压从正半周向负半周过零时,输出电平立即翻转。由此可见,比较器的输出不是一个标准的方波信号,而是一个矩形波信号,但矩形波的频率和输入频率一致,并且矩形波的上升沿和输入信号的下降沿严格同步。

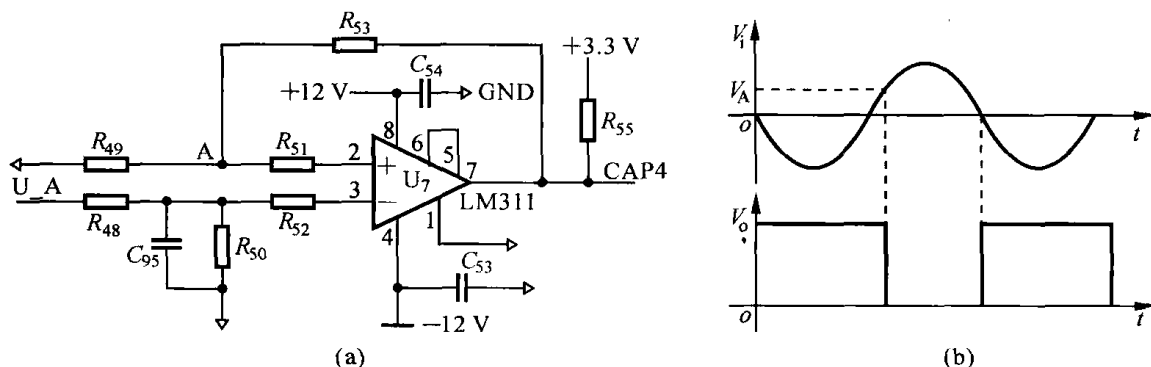


图 9.2.8 频率测量信号调理电路及原理

(a) 信号变换电路;(b) 输入/输出波形

比较器滞环是通过正反馈实现的,目的是消除信号在过零点的抖动,提高抗干扰能力。图 9.2.8(b) 所示的电压 V_A (A 点电压) 为滞环电压,显然, V_A 越大,滞环越深,抗干扰能力越强,但该电压不能超过输入信号的最大值。调整电阻 R_{49} 和 R_{53} 的比值就可以调整滞环电压 V_A 。

4. 保护电路

IGBT 与 MOSFET 一样具有极高的输入阻抗,容易造成静电击穿,故在存放和测试时应采取防静电措施。IGBT 在用于电力变换时,容易出现过压、过流等故障,造成器件的损坏,因而 IGBT 工作在硬开关状态时,必须采取完备的保护措施。这些保护措施主要包括过压保护、过流保护和过温保护三部分。

(1) 过电压分析与保护

IGBT 过电压产生的原因有以下几种。

① IGBT 关断浪涌电压:由于线路的杂散电感的存在,在 IGBT 关断时,在这个电感上将产生阻止电流发生突变的电压,这一电压与电源电压相叠加,产生了关断浪涌电压加在关断的 IGBT 上,从而产生过电压。

② 反并联二极管恢复浪涌电压:当负载电流通过一只 IGBT 的反并联二极管续流时,开通另一只 IGBT,而此二极管上的电流开始下降并变为负值,当其恢复时,线路中的寄生漏感便会产生一个浪涌电压阻止电流下降。

解决浪涌电压的方法:除了合理布线外,最有效的方法是采用缓冲电路。通常比较常用的 IGBT 的缓冲电路有 3 种,如图 9.2.9 所示。

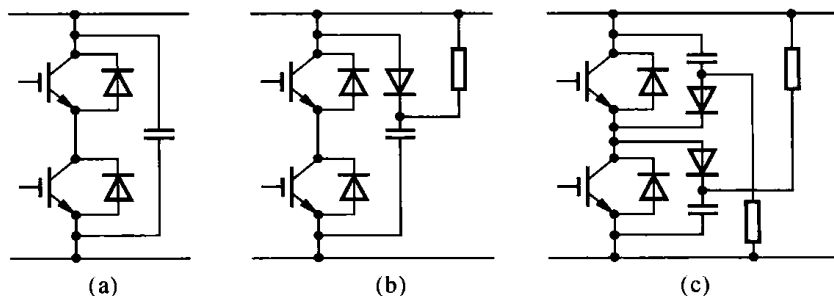


图 9.2.9 通用 IGBT 缓冲电路

具体选用哪种缓冲回路,还要视电路中的寄生电感大小而定。寄生电感越小, Ldi/dt 就越小,由回路寄生电感与缓冲电容形成的 LC 回路引起的振荡就越小。所以,严格设计主电路的布局,在尽量减小回路寄生电感的同时,可简化缓冲电路的结构。其中,A 型缓冲电路对瞬变电压的控制有效且成本低,但由于电路中无阻尼元件,容易产生振荡,因此在缓冲电路中串入电阻加以抑制,这就得到了 B 型缓冲电路。B 型缓冲电路在晶闸管的保护中已用得比较普遍。C 型缓冲电路是电阻交叉连接的缓冲电路,当器件断开时,电容经快恢复二极管充电,抑制 dv/dt ; 当器件开通时,电容经电源和电阻释放电荷,同时有部分能量得到反馈,由于每一个 IGBT 都有一个吸收回路,故保护功能加强,但使缓冲电路采用的元件增多。而且,缓冲电路中的电阻、电容及二极管应尽量采用无感元件。

由于设计的逆变器主电路布局是经过精心设计的,故可将回路寄生电感降至最低。因此,决定采用 A 型缓冲电路。

(2) 过电流的分析与保护

在用 IGBT 构成的逆变器发生负载短路或同一桥臂出现直通现象时,电源电压直接加到 IGBT 的集、射极之间,流过 IGBT 的集电极电流将会急剧增加,此时若不迅速撤除栅极驱动信号,IGBT 将会被烧毁。

在实际应用中引起短路故障的主要原因有以下3种:

- ① 晶体管或二极管损坏造成直通短路;
- ② 控制回路、驱动回路的故障或因噪声(干扰)引起的误动作造成桥臂短路,即上下桥臂同时开通;
- ③ 配线等人为的错误或负载的绝缘损坏造成输出短路,或造成负载对地短路。

这些短路故障都会引起 IGBT 的集电极电流急剧上升,形成过电流。功率半导体器件都受一个短路承受时间的限制,这个时间与器件的特性、短路故障的类型等因素有关。如果过电流持续时间超过这一限制,器件就会被烧毁。所以,要求过流保护电路能准确、快速地检测出过流故障,并在尽可能短的时间内关断 IGBT,即通过控制电路产生负的栅极驱动信号来关断 IGBT。然而,应用于大功率装置的 IGBT 器件在发生短路故障时会流过很大的短路电流,切断该短路电流的速度太快会使 di/dt 过高,从而在回路寄生电感上产生很高的反电动势,使得 IGBT 的集、射极间的瞬态电压超出反向安全工作区的范围,有被损坏的危险。所以,在短路故障发生时,控制电路应能在短时间内切断回路电流,这一时间一般为 $10\ \mu\text{s}$ 。

同时,还要求短路保护电路具有很强的对干扰和假过流状态的抑制和分辨的能力,前者是由于较高的电流变化率引起的,后者一般是由于反并联二极管的反向恢复过程造成的。

以上分析的短路保护特性在很大程度上依赖于短路故障的检测方法,常见的短路故障检测方法有以下三种。

① 电阻检测法:在负载电流通路上加一分流器(电阻),监测其上的电压,实现过流保护的功能。用这种方法可以精确检测过流和短路故障,其输出信号可用做反馈输入信号。电阻检测的缺点是,需要体积大、价格昂贵的无感电阻;电路中的杂散电感会降低动态响应速度,并对系统的性能产生影响;反馈检测电压没有隔离。

② 电流互感器检测法:将电流互感器串接在任何可能出现过电流故障的器件上。这种方法的优点是,可以进行精确的交流检测;主电路和保护电路之间有隔离;电流信号的抗干扰能力较强。其缺点是,不能精确地检测电流值,频带不易做得很宽,并且价格昂贵。

③ 集、射压降检测法:由于 IGBT 工作在开关状态时,其上的通态压降 V_{CE} 与集电极电流 I_C 呈线性关系,所以可以通过检测 IGBT 的集、射极间的电压来判断是否有过流故障的产生。这种方法的优点是,无需笨重的电流传感器件;由于低电感,所以具有较快的响应速度;对交流和直流均适用。其缺点是,不能精确设置电流阈值;主电路与保护电流没有隔离;为了防止开通过程中的误动作,需要设置一盲区。

控制系统保护电路如图 8.2.13 所示。

5. EEPROM 存储电路

EEPROM 存储电路如图 9.2.10 所示,它是一个串行接口 EEPROM 芯片 24LV256,存储容量为 256 K 位,即 32 KB。其接口为 I^2C 接口,DSP 芯片没有 I^2C 接口,于是用 DSP 芯片的 $IOPC_1$ 、 $IOPC_2$ 和 $IOPC_3$ 来模拟 I^2C 接口,其中 $IOPC_1$ 用来控制 24LV256 是处于可读/写状态还是处于写保护状态。 $IOPC_2$ 和 $IOPC_3$ 模拟 I^2C 通信接口。

24LV256 用来存储液晶需要显示的字符代码和设定信息,如输出电压、输出频率、过载电流及液晶显示的对比度等。

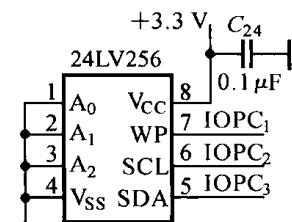


图 9.2.10 EEPROM 存储电路

6. PWM 输出电路

PWM 输出电路如图 9.2.11 所示。图中的 GAL16V8 用来锁存保护信号,并决定是否让 PWM 信号输出,输出的 PWM 信号经过 74LS07 驱动后接驱动芯片 M57959L 输入端的光耦初级二极管负端。

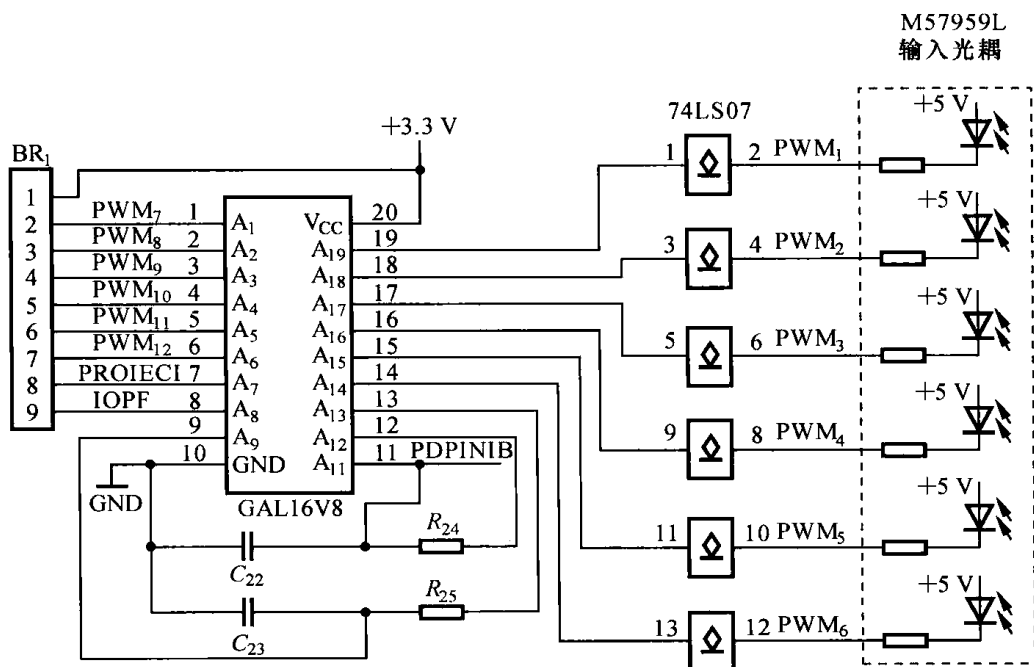


图 9.2.11 PWM 输出电路

GAL16V8 是 LATTICE 公司早期推出的一款低密度可编程逻辑器件,在这里用于完成对输出 PWM 信号的控制,其功能原理如图 9.2.12 所示,保护信号 PROTECT 从 7 脚输入,正常工作时为高电平,PWM 信号经过 GAL16V8 缓冲后加在 74LS07 的输入端,如果 PWM 为高电平,则驱动电路的 M57959L 输入光耦截止,驱动相应的 IGBT 截止,否则,PWM 为低电平,M57959L 的输入光耦导通,驱动相应的 IGBT 导通。由此可见,DSP 输出的逻辑应与实际的逻辑相反,这主要是考虑当系统复位时,DSP 管脚输出高阻状态,通过排阻 BR₁ 将 PWM 相应的管脚电平锁定为高,这样,所有的 IGBT 都处于截止状态。

当系统产生保护时,PROTECT 信号变低,图 9.2.12 中所示的与非门 IC₇ 和 IC₈ 的输入和输出通过图 9.2.12 所示的反馈电路连接,组成一个 RS 触发器。当 PROTECT 信号变低电平时,GAL16V8 的 13 脚输出高电平,由于 13 脚通过电阻 R₂₅ 和 9 脚连在一起,因此 9 脚变高电平,于是 12 脚输出低电平,11 脚变为低电平,一方面将 13 脚输出锁定为高电平,12 脚输出锁定为低电平,另一方面,11 脚的低电平将 IC₁ ~ IC₆ 的输出全部拉高,IGBT 全部截止,系统完成保护动作。同时 11 脚的下降沿通知 DSP 封锁 PWM 输出,完成系统保护的双保险。DSP 的 IOPA₆ 接 GAL16V8 的 8 脚,用于复位 RS 触发器,从而解除保护封锁信号。电阻 R₂₄、R₂₅ 和电容 C₂₂、C₂₃ 分别组成 RC 低通滤波器,用于滤除保护信号中的干扰信号,RC 滤波器的时间常数应尽可能小,否则会降低保护的及时性。图中,BR₁ 为排阻。

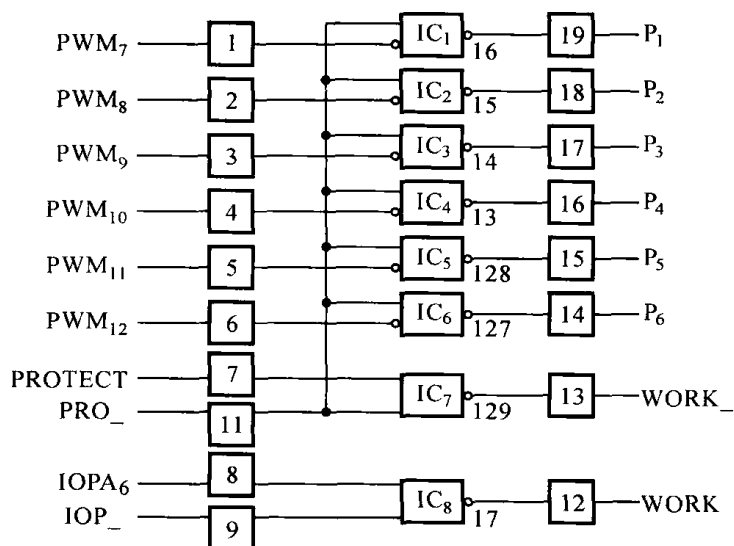


图 9.2.12 PWM 输出控制原理图

7. 按键显示电路

按键显示电路如图 9.2.13 所示,总共有 8 个按键,其功能分别为:启动、停止、确认、翻页、加、减、左移和右移。

电阻 $R_1 \sim R_8$ 和电容 $C_{85} \sim C_{92}$ 组成 RC 滤波器用于滤除按键过程中的抖动。图中, GAL16V8 实现编码器的功能,将 8 位输入变成 4 位输出,其中 3 位用于编码,1 位用于指示是否有键按下。此处, GAL 采用 ABL 语言编程,其源代码如下:

```
//INPUT PIN
KEY7..KEY0 PIN 2,3,4,5,6,7,8,9;
//OUTPUT PIN
IOPC7..IOPC4 PIN 16,17,18,19 ISTYPE 'COM';
KEY=[KEY7..KEY0];
IOPC=[IOPC7..IOPC4];
X=.x.;
TRUTH_TABLE
([KEY7..KEY0]->IOPC)
[X,X,X,X,X,X,X,0]->0;
[X,X,X,X,X,X,0,1]->1;
[X,X,X,X,X,0,1,1]->2;
[X,X,X,X,0,1,1,1]->3;
[X,X,X,0,1,1,1,1]->4;
[X,X,0,1,1,1,1,1]->5;
[X,0,1,1,1,1,1,1]->6;
[0,1,1,1,1,1,1,1]->7;
[1,1,1,1,1,1,1,1]->15;
END
```

从中可以看出,当没有按键按下时,输入均为高电平,输出 IOPC₇ 为高电平,当某一键按下时,相应位输入低电平, IOPC₄ ~ IOPC₇ 输出的值为相应的按键值。

显示电路如图 9.2.14 所示,采用 CAG12864B 显示器,这是一款图形显示液晶显示器,分辨率为 128×64 ,控制器为 T6963C。在本系统,显示器用来显示电源的输出状态,即输出电压、输出电流和输出频率。如果有电源保护,则显示保护类型,还要显示电源输出参数的设定画面。

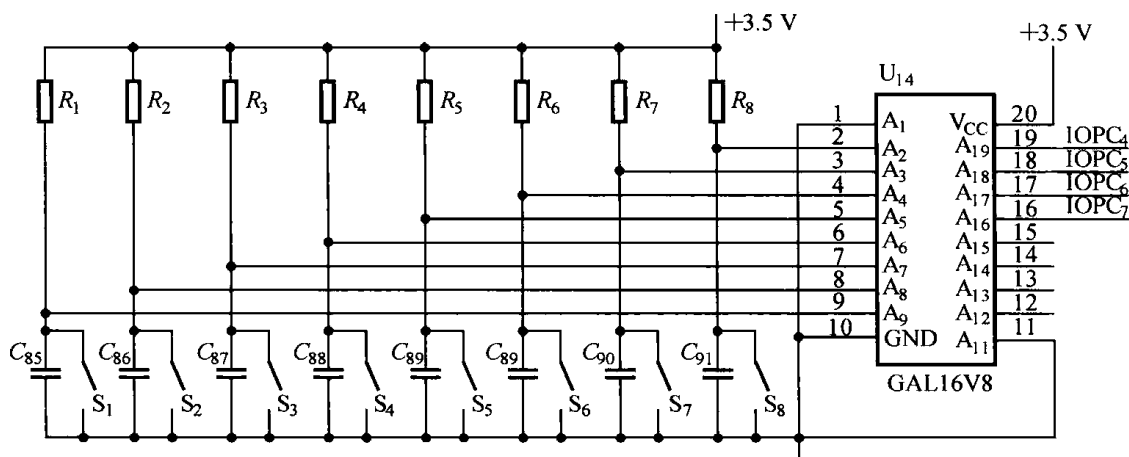


图 9.2.13 按键电路

JP₁₁ 为液晶的接口插座,液晶的供电电压为 5 V,复位电路是由电阻 R_{26} 和电容 C_{98} 、 C_{50} 组成的微分电路,在上电时给液晶显示器的复位管脚提供一个低电平的复位脉冲,电容 C_{98} 为去耦电容,用来滤除高频干扰。用于液晶背光的发光二极管阴极接地,阳极通过限流电阻 R_{87} 、二极管 D_{17} 和 5 V 电源接在一起,调整电阻 R_{87} 的大小,就可以改变液晶背光的亮度。

由于液晶显示器用 5 V 电源供电,而 DSP 芯片用 3 V 电源供电,两个系统电平不兼容,所以在它们之间必须进行电平转换。DSP 的 $PB_0 \sim PB_7$ 通过 74LV4245 和液晶显示器的数据线连接起来。74LV4245 功能和 74LV245 的功能相同,但前者用 3.3 V 和 5 V 两种电源供电,在 3.3 V 电源侧,输入、输出电平和 3.3 V 供电系统电平兼容,在 5 V 供电侧,输入、输出电平和 5 V 供电系统电平兼容,DSP 引脚 IOPC₀ 用来控制数据流方向,决定是写数据还是读数据。DSP 的 IOPA₃ ~ IOPA₆ 经过 74LS244 电平转换后,分别作为液晶显示器的写、读、片选以及数据命令选择信号,74LS244 用 5 V 电源供电,和 TTL 电平兼容,DSP 输出高电平大于 3 V,符合 TTL 电平高电平输入标准,因此 TTL 芯片可以识别 3.3 V 供电系统电平输入。注意:此处不推荐使用 74HC244,否则会因电平匹配问题造成不可预测的后果。

液晶的对比度会随温度的变化而发生变化,为了能随时根据需要调整液晶的对比度,本系统允许用户通过按键设定液晶的对比度。对比度的控制电压由 DSP 通过 D/A 转换器产生的电压和液晶显示器的负压输出引脚 VOUT 输出地电压叠加而成,改变 D/A 转换器输出电压就可以改变液晶显示器对比度的控制电压,从而改变液晶显示器的对比度。D/A 转换器功能由 PWM 信号经过滤波而获得。DSP 定时器 4 的 PWM 输出引脚 T4PWM 产生的 PWM 信号经过 74LS244 缓冲后,经 R_{74} 和 C_{79} 滤波成直流,经过 TL084 及周边电路组成的反向放大器放大后的输出电压和液晶显示器输出管脚 V_{OUT} 输出的负压通过电阻 R_{79} 、 R_{81} 和 R_{82} 叠加后作为液晶对比度控制电压。显然,改变 T4PWM 输出 PWM 波的占空比,就可以改变液晶的 V₀ 引脚输入电压。

74LS244 的 17 脚输入信号 TEMP 为温度传感器输出信号,该信号经过 74LS244 缓冲,以及 D_1 、 R_1 组成的电平变换电路后,接在 DSP 的 IOPF₄ 引脚上,以判断温度传感器的状态。

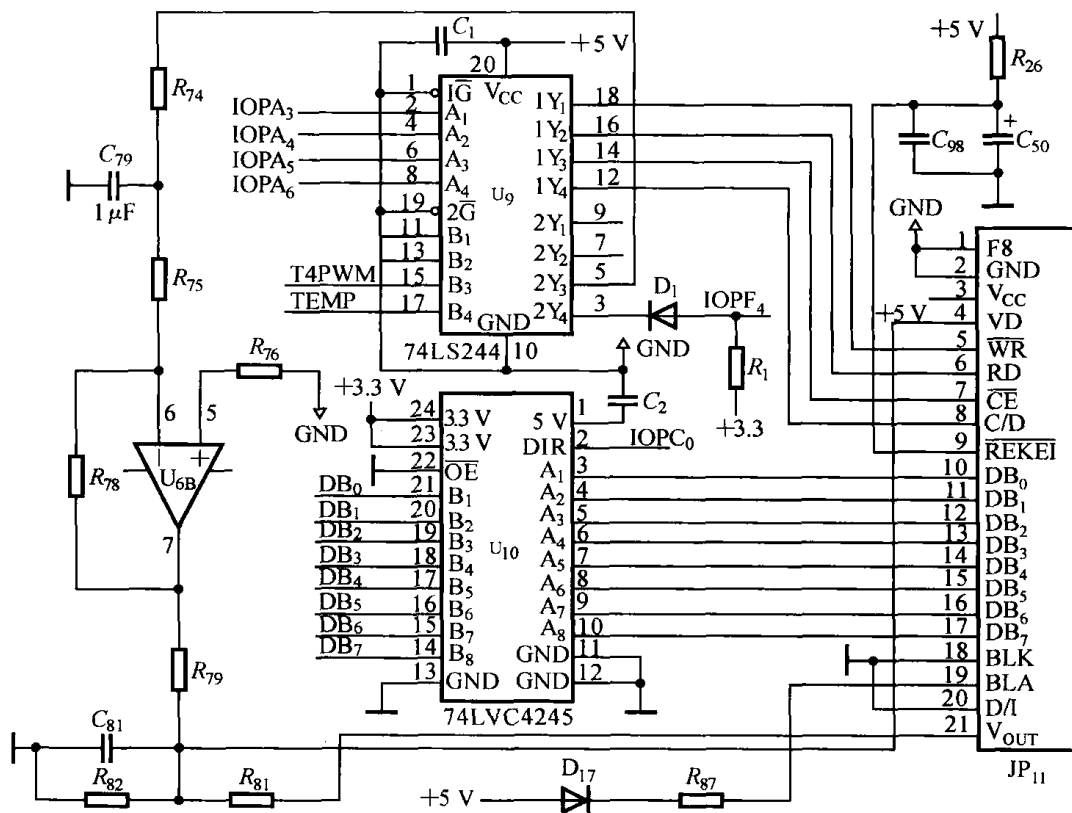


图 9.2.14 液晶显示电路

8. 控制电路辅助电源电路设计

控制电路辅助电源用于给控制电路供电,根据控制电路的功能,需要 $\pm 12\text{ V}$ 、 $+5\text{ V}$ 和 $+3.3\text{ V}$ 几组电压。考虑到系统所需辅助电源的多样性,以及对可靠性和抗干扰性的要求,采用线性设计方法设计辅助电源,其原理如图 9.2.15 所示。

Tr_1 为控制电路辅助电源变压器,它有两个独立的输出绕组,一个是带中心抽头的双 16 V 绕组,用于设计 $\pm 12\text{ V}$ 电源;另一个是输出 $\text{AC}8\text{ V}$ 绕组,用于产生 $+5\text{ V}$ 和 $+3.3\text{ V}$ 电源。双 16 V 输出绕组经过 T_1 整流和电容 C_{40} 、 C_{41} 滤波后,变成两路正负直流电压,经过 Q_1 和 Q_2 稳压后变成 $\pm 12\text{ V}$ 电源给运算放大器及霍尔传感器等供电。变压器的 8 V 输出绕组输出交流电源经整流滤波稳压后产生 $+5\text{ V}$ 电源,给需 5 V 供电的 IC 供电,并经过 L_1 、 C_{49} 滤波后,根据需要连接 DSP 的 V_{CC} 引脚,用于写片内 FLASH 时所需的供电电压,同时该 $+5\text{ V}$ 电源作为 3.3 V 电源的产生源。为了避免 DSP 模拟模块和数字模块互相影响,本系统将它们的分开供电。以同一 5 V 电源作为输入,经过两个独立的稳压通道得到所需的 3.3 V 电压。 L_{B1} 、 L_{B2} 为绕在同一磁环上的共模抑制电感, Q_4 、 Q_5 为 AS1117-3.3,它是一款 3.3 V 输出低压差的稳压芯片。 Q_4 的输出作为数字 3.3 V 供电源, Q_5 输出作为模拟 3.3 V 供电源,同时作为 A/D 转换器的参考源。 PLL_{VCCA} 为 DSP 锁相环模块供电电源,它和数字 3.3 V 电源通过电感 L_2 连接。

系统每组电源都有独立的接地系统,共有 12 V 电源地系统、 5 V 电源地系统、数字 3.3 V 电源地系统,以及模拟 3.3 V 电源地系统,最后通过电感 L_{B1} 、 L_{B2} 及 J_3 将它们连接起来。

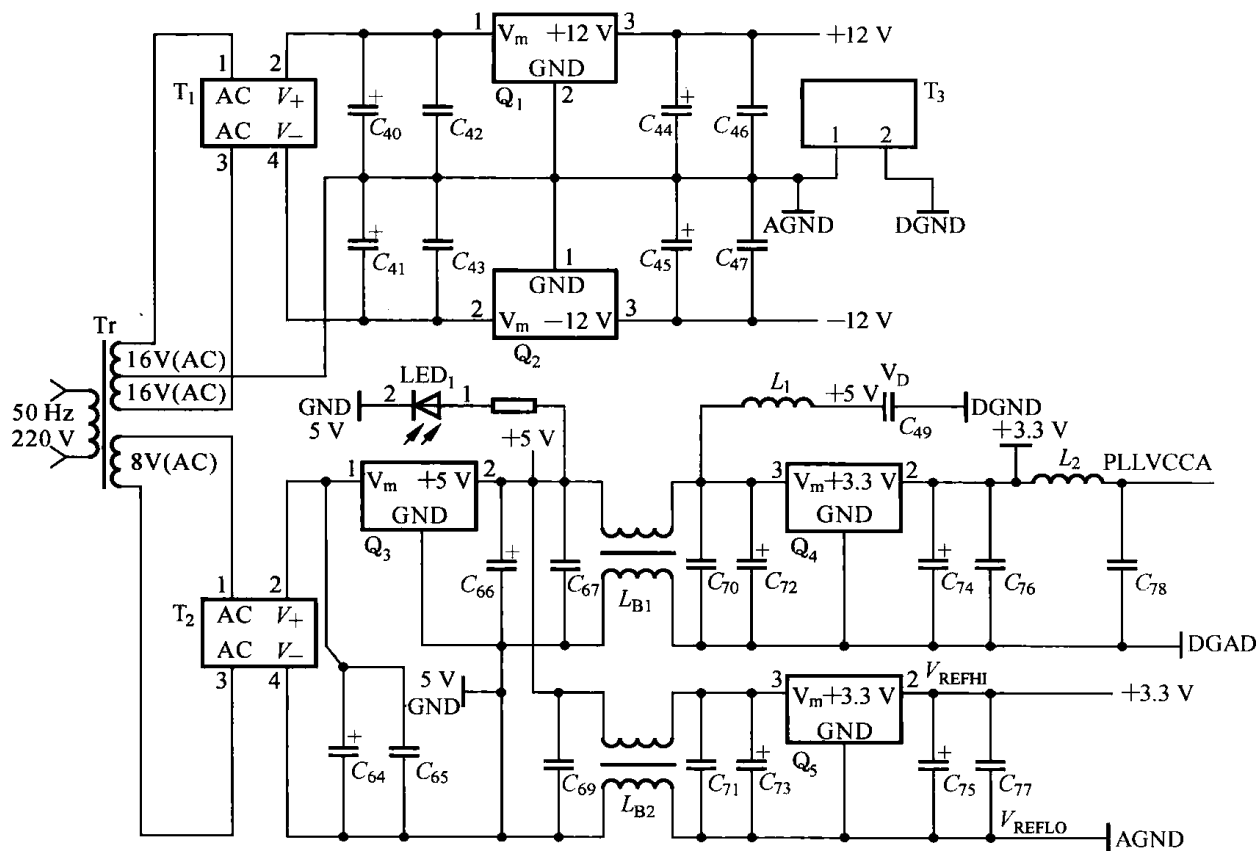


图 9.2.15 控制电路辅助电源电路

9. 驱动电路设计

IGBT 是一种电压控制器件。若在栅极和发射极之间施加一定的电压,就能产生集电极电流。由于栅极是通过一层氧化硅同发射极相隔离的,理论上没有电流流过栅极。事实上栅极和发射极之间漏电流也仅在 nA 级。因此,栅极的输入阻抗是很高的。正确认识 IGBT 的栅极特性是设计合理的驱动电路的关键。以下从讨论 IGBT 的栅极特性入手,进而介绍 IGBT 驱动电路的设计问题。

(1) IGBT 的栅极特性

如上所述,IGBT 的栅极是由一层氧化硅与发射极隔离的,因此栅极回路可以等效为一个电容(几百 pF ~ 几千 pF)和栅极电阻相串联,如图 9.2.16 所示。电路时间常数 $\tau = R_g C_g$ 直接影响 IGBT 的开通特性。在电力电子装置中,IGBT 通常是用做开关的。在开关过程中,为了使 V_{GE} 上升到预期的电压值($V_{ge} > V_{gs(th)}$)。必定要有一定的电荷送到栅极上,即对电容 C_{ge} 进行充电;反之,要使 C_{ge} 放电。为了提高开关速度,就要求驱动电路具有供出和吸收大电流的能力,但并不需要一个持续的驱动电流。这就是 IGBT 虽是一个电压型控制器件,但要求驱动电路具有供给大的脉冲电流能力的道理。

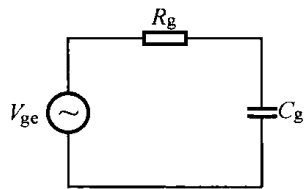


图 9.2.16 栅极回路等效电路

(2) IGBT 对驱动电路的要求

① 驱动电路必须十分可靠,要保证为 IGBT 的栅极电容提供一个低阻抗的充放电回路,且

驱动电路与 IGBT 的连线要尽量短,可采用双线绞合,以减小引线电感。

② 栅极电阻 R_g 的选择原则是:在满足开关速度要求和功耗允许的前提下, R_g 的阻值可适当大一些。在大电感负载条件下,IGBT 的开关时间不宜太短,以限制 di/dt 所形成的电压尖峰。这时, R_g 也应适当取大些,以免烧坏 IGBT。

③ 驱动电路要能够传递几十 kHz 的脉冲信号。

④ IGBT 的 V_{ge} 的极限电压为 ± 20 V。通常选择正向驱动电压为 $+15$ V,反向驱动电压为 -8 V。反向驱动并不是必须的,在干扰强的场合,可以防止 IGBT 的误触发。一般情况用 $+15$ V 驱动即可,关断时 0 V 偏置。

(3) M57959L 构成的驱动电路

根据以上驱动电路的设计原则,按照不同要求可以设计出多种形式的驱动电路。常用的驱动电路有分立元件构成的驱动电路和专用集成驱动电路,由分立元件构成的驱动电路元器件多、可靠性差,而专用集成驱动电路抗干扰能力强、集成化程度高、速度快、保护功能完善,可实现 IGBT 的最佳驱动。

M57959L 是日本三菱公司生产的混合集成 IGBT 驱动器,其内部原理结构如图 9.2.17 所示。

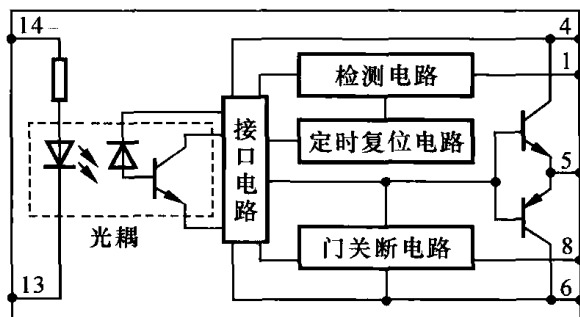


图 9.2.17 M57959L 内部原理结构

它由高速光耦隔离输入,绝缘强度高,可与 TTL 电平兼容。内藏定时逻辑短路保护电路,并具有保护延时特性。正、负双电源供电,从根本上克服了一般单电源供电时负电压不稳的缺点。驱动功率大,可驱动 $200\text{ A}/600\text{ V}$ 或 $100\text{ A}/1200\text{ V}$ 的 IGBT 模块。

由 M57959L 构成的驱动电路如图 9.2.18 所示。在使用时需注意以下问题。

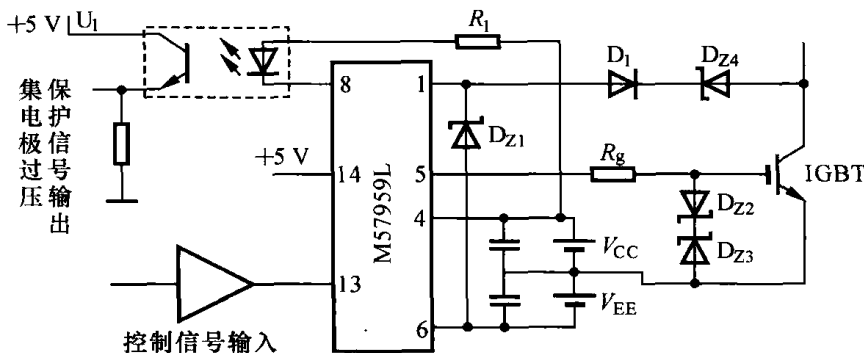


图 9.2.18 M57959L 构成的驱动电路

① 栅极电阻 R_g 的取值。这非常重要,适当的栅极电阻能有效地抑制振荡、减缓开关开通时的 di/dt 、改善电流上冲波形、减少浪涌电压。从安全可靠角度,应取较大的 R_g ,但大的 R_g 影响开关速度,增加开关损耗;从提高工作频率角度出发,应取较小的 R_g 。一般情况下,可靠性是

第一位的,在满足开关频率要求的前提下,取较大的 R_g 值。 R_g 的最佳值可通过实验确定。

② 保护阈值的设定。M57959L通过检测IGBT的饱和压降来判断IGBT是否过流,当检测出IGBT的栅极和集电极同为高电平时就判断为过流,此时通过栅极关闭和降压电路将过流钳制在较低值,同时通过光耦向控制电路发出故障信号。然而,M57959L的过流检测端(1端)的阈值电压为15V,这么高的阈值电压只对诸如桥臂直通、负载短路等极端情况有一定的保护作用,且保护动作非常缓慢,对于小电流等级的IGBT甚至根本起不到保护作用。因此,必须降低过流保护阈值,方法是在检测端串联稳压管 D_{Z4} ,使保护阈值电压变为 $15\text{ V} - V_{DZ4} - V_{Z1}$ 。稳压管的稳压值 V_{DZ} 由负载情况和IGBT的容量确定,太小时其作用不明显,太大会产生误保护。因此,应在满足正常工作的前提下,取较大稳压值的稳压管。

③ 驱动电源的设计。M57959L需双电源供电,通常驱动电源由一单独的工频变压器将220 V降压,再经整流滤波稳压后获得,一路驱动电源变压器需两个次级绕组。在单相全桥和三相桥式应用中,需4只和6只IGBT及相同数量的驱动电路,驱动电源变压器分别需8个和12个次级绕组,这给变压器的绕制带来困难,同时也使电源电路变得非常复杂。采用图9.2.19所示的电路可使绕组减少一半,其他器件也相应减少。其中,稳压管电压可选为9 V,这样,驱动正电源为15 V,负电源为9 V。

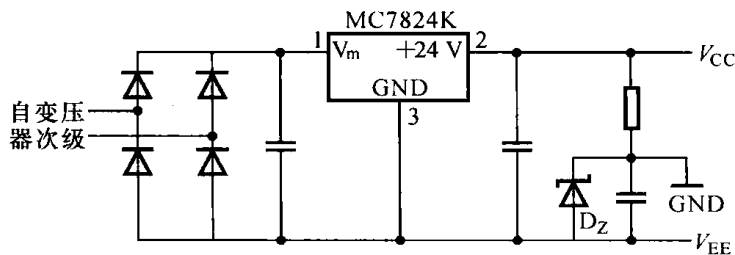


图 9.2.19 简单实用的驱动电源电路

由M57959L构成的驱动电路结构简单、性能优良、工作可靠,实现了IGBT的最佳驱动。

9.2.4 系统软件设计

系统软件,即DSP运行的程序,是系统控制的核心,软件质量的好坏直接关系到整个系统的性能。系统软件主要实现三相SPWM波的产生、对输出电压的实时控制、对输出电压频率的调整、对输出参数(电压电流频率)的测量,以及对按键显示的管理等功能。

1. 三相 SPWM 波的产生及输出频率的调节

(1) SPWM 波的产生方法

每个DSP器件都包括两个事件管理模块 EV_A 和 EV_B ,每个事件管理模块包括通用定时器(GP)、比较单元、捕获单元,以及正交编码脉冲电路。通过其中的比较单元,可以十分方便地实现SPWM波的输出。本系统利用DSP的 EV_A 模块实现SPWM波的输出。首先,设置定时器1的工作模式及周期寄存器的值,定时器工作在连续增减工作模式,定时器的计数值根据三角波规律变化,系统的工作频率选择10.8 kHz、载波比 N 选择为27,如果调制波频率为400 Hz,则系统的工作频率为10.8 kHz。DSP的工作频率为40 MHz, $T1PR = 40 \times 10^6 / (10.8 \times 10^3 \times 2) = 1852$ 。载波周期对应的计数值 $TC = 2 \times T1PR$ 。

当DSP完成初始化,即将所需的正弦数据计算存在内部RAM内,其计算公式为

$$s_k = \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9-2-5)$$

式中, N 为一个正弦周期中取样的点数, 在本系统中 N 为 27, k 为取样时刻。

定时器 1 设定为下溢中断, 在次中断时, 计算 PWM 比较单元的赋值, 并将计算结果赋给比较寄存器的影子寄存器, PWM 在下一个周期会自动将影子寄存器的值赋给工作寄存器, 新的 PWM 脉宽值生效。根据式(9-1-36) 可得比较寄存器赋值的计算公式

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = \frac{TC}{4}(1 - m_a s_k), & k = 1, 2, \dots, N-1 \\ \text{CMPR}_2 = \frac{TC}{4}(1 - m_a s_{k-N/3}) \\ \text{CMPR}_2 = \frac{TC}{4}(1 - m_a s_{k+N/3}) \end{cases} \quad (9-2-6)$$

式中, m_a 为 SPWM 波的幅度调制比, 为 PI 调节器的输出。

(2) 输出频率的调整方法

SPWM 采用同步调制的方式, 即取样的点数固定, 通过改变周期寄存器的值来改变输出频率, 即:

$$\text{T1PR} = \frac{f_{\text{osc}}}{2 \times N \times f_o} \quad (9-2-7)$$

式中, f_{osc} 为系统工作频率; f_o 为输出频率; N 为每周期采样点数。T1PR 为 T_1 定时器周期寄存器设定值, 只能取整数。

采用异步调制, 正弦波每周期采样点数固定, 这样可以保证每个正弦波周期采样的对称性, 从而保证输出波形的对称性; 而且由于采样点数固定, 故在输出频率改变时, 只需改变周期寄存器的值, 不需要重新计算正弦数据, 在频率突变时, 可以实现新旧频率在交接点的相位无缝连接, 不会出现电压突然跳变的现象。但异步调制会导致载波频率的变化, 如果输出频率范围变化太大, 则会造成低频段输出电压谐波含量较高, 而在高频段, 增大 CPU 工作的负担, 甚至造成周期中断中计算时间大于载波间隔时间的现象, 使系统无法正常工作。本系统要求输出频率的范围为 380 ~ 420 Hz, 在每周期采样 27 点的前提下, 载波频率变化范围为 10.26 ~ 11.34 kHz, 这个频率变化范围对输出电压谐波含量和 CPU 的工作负担都不会产生很大的影响。

2. 输出参数的测量

输出参数包括输出三相电压、输出三相电流和输出频率。

(1) 输出电压和输出电流的测量

输出电压和输出电流, 经过取样变换后, 变成直流电压加在 DSP 的 A/D 转换器输入管脚, 通过 A/D 转换就可以将模拟量变成数字量, 再乘以适当的系数即可得到实际的输出电压和电流。为了提高测量精度, 采用多点采样求平均值的方法, 电流的采样方法是: 在一个周期内采样 27 点, 即在每个载波周期内采样 1 点, 通过定时器 1 的周期匹配启动 A/D 转换, 这样在定时器下溢中断中读取 A/D 转换的值, 一个正弦周期完毕后, 完成电流采样 27 点, 再进行平均运算得到实际的电流值。这样, 不仅平均了输入的干扰信号, 而且消除了测量信号中的纹波。因此, 这种测量方法对输入的全波正弦信号也能准确地采样。对采样得到的电流信号进行判断, 判断其是否发生了过载现象, 以及是否需要进行显示等。

对输出电压信号的采样方法有两种: 用作显示的电压信号的取样方法和电流信号的一

样,在一个正弦周期内采样 27 点;用做控制的电压信号的取样要求是:为了保证控制的实时性,在每个中断中都要进行运算控制,不允许在一个周期采样完成后进行控制。有两种方法可达到这个目标。一是对输出电压取样仍然在周期内平均,但数据存储采用循环方式,即新取样的数据覆盖最老的取样数据,以保证在数据队列内的数据为最新的正弦波周期的数据,但这种方法会增大反馈的延时,使系统相应速度减慢。这种方法适用于输入信号没有经过平均处理,仍为全波信号的情况,如果输入信号已经经过平均处理,则不适合。另一种方法是即时取样,即时控制,但取样时可以采用过采样的方法,即对同一输入值同时进行多次取样,再求平均或进行其他滤波。通过对 DSP 芯片 A/D 转换器的设置,可以对输出电压进行多次取样,虽然 A/D 转换器的取样是分时的,但由于 A/D 转换器取样速度极快,几乎是同时进行的,故对三路电压输入信号每路每次取样 3 次,采用中位值滤波法,取中间值作为最后参与控制的电压。

(2) 输出频率的测量

频率的测量方法有两种:一种是计数法,在固定的时间内对输入信号进行计数,将得到的值除以窗口时间就是输入频率;另一种是测周法,先测出输入信号周期,再求导出频率。由于系统测量的信号频率在 $380 \sim 420 \text{ Hz}$ 之间,如果采用计数法,为了保证测量精度,则要求窗口时间很长,因此选用测周法。

测量信号经过滞环过零比较器后得到一矩形波信号,接在 DSP 的 CAP_4 引脚,该信号的上升沿和输入信号下降沿同步,因此通过捕获相邻上升沿之间的时间差,即可测出输入信号周期。系统的工作频率为 40 MHz ,而定时器计数器的字长为 16 位,定时器的最大定时时间为 $65536/40000000 = 1638.4 \mu\text{s}$,显然小于输入信号的周期时间。为了在捕获发生时,定时器没有发生溢出,定时器的计数时钟频率不能太高。将系统时钟进行二分频,作为定时器的工作时钟,则可测量的最大周期大于 3.2 ms ,大于系统的最大周期 ($1/380 \text{ ms}$)。定时器 3 工作于连续增计数方式,并将定时器周期寄存器的值设定到最大值, CAP_4 设置为上升沿捕获,并设置捕获中断。在捕获中断中读取捕获的定时器值,并将定时器计数器的值清零,这样 CAP_4 捕获的值(上电后的第一次捕获值除外)就是输入信号的周期值。在捕获中断中读到的值在中断中不进行处理,而在主程序中进行处理。

为了提高测量的抗干扰能力,要进行滤波处理。采用求最大值的方法进行滤波。测周法的本质是,在一个信号周期内对定时器的输入时钟进行计数,信号周期即为计数窗口。如果计数窗口受到干扰,则会引起测量的不精确,甚至是错误。在逆变电源系统中,对测频信号的干扰一般是开关噪声或者是正弦信号过零抖动,本系统采用的是滞环过零比较电路,对正弦信号的过零抖动可以有效地避免,即便在正弦信号下降沿有抖动,也不会引起比较器输出信号上升沿大范围频繁地变化。干扰测频信号的最大原因是开关频率干扰,或其他随机干扰,这类干扰的特点是干扰脉冲极为短暂,出现位置随机,开关噪声干扰比较频繁,甚至可能在一个周期内出现多次。干扰脉冲对周期测量的影响如图 9.2.20 所示,若在某一周期内干扰两次,则在一个正常的周期内会得到三个测量值 t_1 、 t_2 和 t_3 , t_4 为没有受到干扰时的测量值,可以看出,受到干扰后的测量值和正常测量值有可能相差很远,彼此之间的变化也很大,因此受干扰的测量值影响的不是测量的精度,而是产生测量错误。如果采用多次测量求平均的方法来滤除干扰,显然会降低测量精度,甚至造成测量错误,因为有时受干扰的测量值会比正常值多得多。仔细研究受干扰信号的特点可以发现,当一个周期内发生干扰后,测量出来的周期值会比正常情况下测出来的小。 t_1 、 t_2 和 t_3 显然要比 t_4 小。如果在测量信号上升沿前来一个干扰信号,并且干扰脉冲宽度

跨过了正常上升沿的时刻,如图 9.2.20 的阴影部分所示,则会造成受干扰的测量值比正常值大的情况($t_5 > t_4$)。发生这种情况的概率很低,而且,即使发生了,但由于干扰脉冲极短,对测量精度也不会造成很大的影响。因此,可以认为在没有干扰情况下测量出来的值最大。对输入信号测量多次,选择其中的最大值作为最终的测量值。

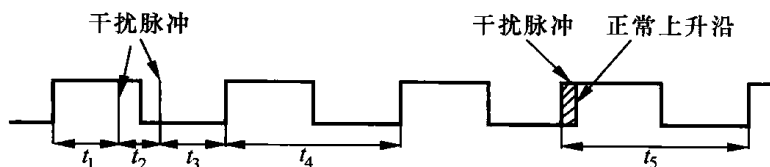


图 9.2.20 脉冲干扰对周期测量的影响

3. 输出电压的控制

当系统的输入电压发生变化或负载发生变化时,系统的输出电压会发生改变,为了稳定输出电压,必须对输出电压进行闭环调节控制。控制的方法有多种,考虑到技术的成熟性,采用电压平均值反馈控制的方案。控制框图如图 9.2.21 所示,逆变器输出三相电压 v_a 、 v_b 和 v_c 分别进行取样整流滤波后变成直流信号,由于输出电压为正弦,故该直流信号和逆变器输出电压有效值成正比。经过取样整流滤波后得到的 3 个直流信号,再进行平均处理得到最后的反馈电压 v_o ,该电压和基准电压 V_R 进行比较得到误差信号 e_k ,该信号进行 PI 运算,得到控制所需的幅度调制比 m_a ,在 SPWM 产生程序中,利用该 m_a 进行运算得到新的 SPWM 脉冲值,更新后的 SPWM 波再去控制逆变器改变其输出电压。由此可见,系统不能对三相输出电压进行独立控制,控制的是三相输出电压的平均值,这要求在设计主电路时,尽可能保证各相参数的一致性,以保证输出电压的平衡。改变基准给定 V_R 就可以改变系统输出电压。

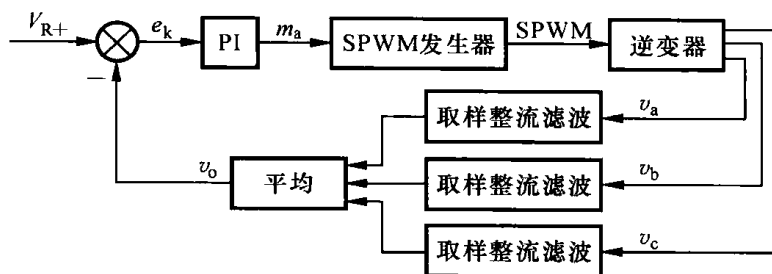


图 9.2.21 系统控制框图

PI 调节器的原理和实现方法已介绍过(参见 8.3.2 节)。PI 运算实现框图如图 8.2.9 所示。

4. 按键及显示处理

按键和液晶显示为系统的人机交互装置,用户需要通过按键对电源输出参数进行设定,电源的输出状态也要通过显示器显示出来。

系统一共有 8 个按键,其功能分别为启、停、确认、翻页、加、减、左和右。“启”、“停”键用于对电源进行控制;“翻页”键则对液晶显示界面进行控制,液晶显示界面有四页,第一页显示电源三相输出电压,第二页显示三相输出电流,第三页显示输出频率,第四页显示设定画面,按翻页键可以使液晶显示画面按顺序进行切换。当显示画面处于设定画面时,可以对电源的输出参数进行设定,可设定的参数为,输出电压、输出频率和液晶显示对比度。按“左”或“右”键

可以选择。

加、减操作的位,并使相应的位反显,按“加”键或“减”键可以对该位进行加1操作或减1操作。比如,按“左”键使电源输出频率的个位反显,按“加”键可以使输出频率加1。如果是十位反显,则按“加”键使输出频率加10。输出电压的最小步进值为0.1 V,频率步进最小为0.1 Hz。设定完参数后,系统并没有马上更新输出,而是在按“确认”键后才更新输出,同时还设定的值存储在EEPROM里面,在下次开机时,系统会从EEPROM调出存储的参数,使电源按其输出。

此外显示画面还有开机画面和保护画面。系统开机后,处于等待状态,按“启”键后,电源输出。显示器处于输出电压显示画面。系统保护后,显示器显示保护的类型。

液晶显示画面主要为中文,则需要调用相应的字库,系统将需要显示的汉字代码存储在EEPROM里面,需要用时调出来显示。

5. 外来干扰对A/D取样的影响与消除

控制系统的外来干扰包括开关噪声和其他不明干扰。这些干扰一般是高频干扰,并以开关噪声为主,主要为传导干扰和辐射干扰,传导干扰是和外面系统的电气连接而带进来的干扰,辐射干扰是通过空间辐射方式对控制电路带来的干扰。当印制版的布线规范和系统结构设计合理时,这些干扰能得到一定程度的消除,但无法彻底消除,因此模拟信号受到干扰不可避免。

由采样定理知,当采样频率大于信号最高频率两倍时,就可以还原连续信号的所有信息。本系统的采样频率为开关频率(3 kHz),远大于有用信号频率,对于恢复有用信号而言没有什么问题。但是,叠加在有用信号上面的开关噪声却和取样频率一致,所以A/D采样后不能恢复有关开关噪声的信息,因此不能通过在软件上设计低通滤波器来消除开关噪声的影响。

对于这一现象可以利用信号的频谱进行解释。图9.2.22所示为高频干扰信号混入有用信号低频段频谱图,从中可以看出,高频干扰信号的频谱进入了有用信号频谱的低频端,当取样频率 ω_s 没有超过干扰频率两倍时,经过取样后,就无法区分有用信号和混入低频端的高频干扰信号,干扰信号采样后变成了低频信号,这些干扰信号会随着有用信号进入系统,即便在软件上设计数字低通滤波器也不能消除这些干扰。

如何解决这一问题呢?一种方法是按照高频干扰频率两倍以上频率选取采样频率 ω_s ,采样后在软件作滤波处理消除高频干扰。对于和采样频率相同的开关噪声而言,这是不可能实现的。另一种方法是工程上常用的,在采样开关之前加入模拟低通滤波器,即前置滤波器,用它滤除高频干扰。这对消除传导干扰十分有效。但对于辐射干扰,如果干扰施加在低通滤波器和A/D转换器之间,低通滤波器就无能为力了。

解决这一问题的根本方法是,在采样过程中避开干扰信号,使被采样的信号中不含干扰信号。针对这一思路,提出了零矢量期间采样的方案。采样方案如图9.2.23所示。在定时器的周期匹配时刻开始A/D采样,此时IGBT三个上管导通,桥中点相对电压为零,电压矢量为零矢量,此时IGBT已经开关完毕,往后的一段时间也没有开关动作,此时进行A/D转换不会受到开关噪声的影响,而对于DSP,只需作简单的设置,让定时器周期匹配时启动A/D转换。在定时器下溢中断时进行数据处理,在下一定时器周期匹配时刻PWM更新输出,因此,信号反馈处理后要经过一个开关周期的延时影响系统,这一延时是固定的,因而不会对系统设计带来麻烦。

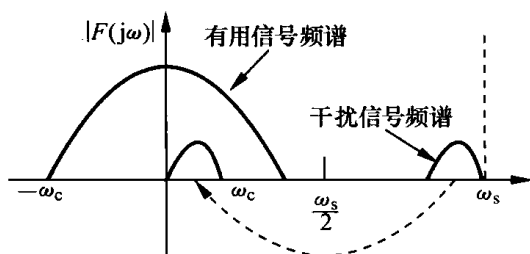


图 9.2.22 高频干扰信号混入有用信号低

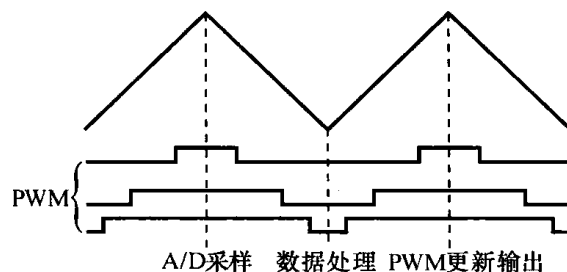


图 9.2.23 DSP 进行 A/D 采样和数据处理时刻示意图

6. 系统软件架构

系统程序框图如图 9.2.24 所示。上电后,系统进行初始化,完成相关设置,运算正弦数据,完成后系统处于开机等待状态。这时,如果启动键按下,则允许系统输出,系统进行缓启动,缓启动是让输出电压慢慢升起来,因为上电前滤波电容没有电压,缓启动的目的是让滤波电容的电压慢慢建立起来,防止对电容的充电电流太大,引起系统过流。缓启动的实现很简单,在缓启动期间禁止 PI 调节,使 m_a 从零开始逐步增大,当输出电压达到设定电压后,缓启动结束,系统转入 PI 控制状态。

系统进入正常控制状态后,不断地对按键、显示、保护等状态进行巡检,如果有键按下,则处理按键;如果显示时间到,则显示处理;如果系统保护发生,则进入保护处理程序,系统进行相关的处理后,系统处于停机状态。

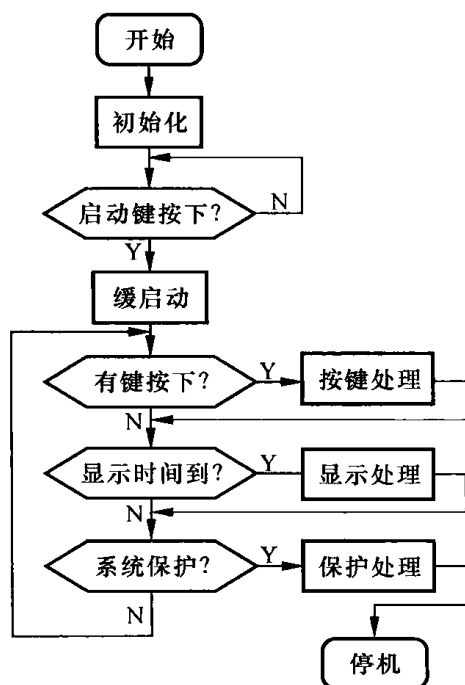


图 9.2.24 系统程序框图

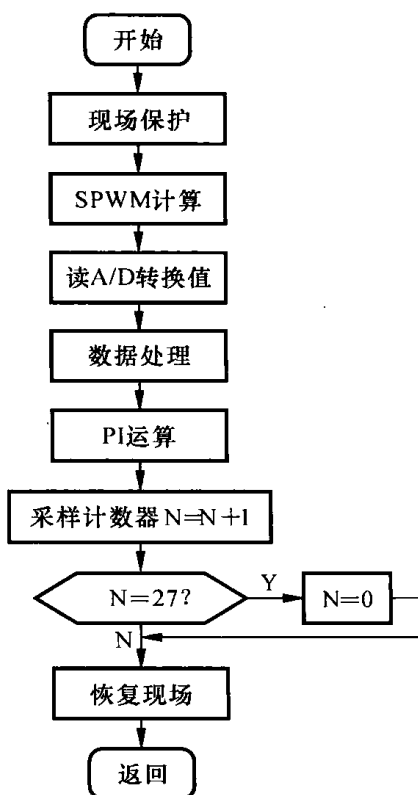


图 9.2.25 中断程序框图

系统的控制在 T_1 定时器下溢中断服务程序中完成。中断服务程序如图 9.2.25 所示。中断发生后进行现场保护,随后进行 SPWM 波脉宽计算,更新比较寄存器。读 A/D 转换值,由于

A/D 转换在定时器的周期匹配时启动,如果正常,则 A/D 转换已经结束,读入的 A/D 转换结果在必要的处理后,进行 PI 控制运算。采样计数器 N 为在计算波形数据时读入正弦数据的相对位置,每中断一次 N 加 1,波形数据向前输出一段,当 N 等于频率调制比后,一个周期的波形数据已经读完,复位 N ,从头开始输出波形数据。

在中断服务程序中,运算程序很多,而允许计算的时间是有限的,为了尽可能地提高运算速度,在中断服务程序中全部采用定点运算,采用定点运算时应注意标定好小数点的位置,并保证不会发生溢出现象。而在主程序中,对运算的时间没有要求,可以采用浮点运算,以保证运算的精度,降低编程的难度。

9.3 几种逆变电源的设计方案

9.3.1 一种简单实用的太阳能逆变器

能源问题将成为 21 世纪的突出问题。太阳能、风能、地热能等清洁能源逐渐受到人类的重视。在我国广大农村,特别是在大西北、内蒙古、西藏等远离电网的地区,积极推广太阳能供电可谓是一项有意义的工作。家用太阳能供电系统,一般是将太阳能电池所发的电,通过充电控制器,存储在蓄电池中(额定电压通常为 12 V),再通过逆变器逆变成 220 V/50 Hz 的正弦电压。对逆变器的要求是可靠、高效、输出电压谐波含量低。针对这一要求,采用单相三电平半周 SPWM 技术,在一个正弦周期内,其开关损耗比常规 SPWM 技术的降低一半。控制电路以 PIC16F876 单片机为核心,该芯片内置 8Kflash 存储器、368 字节 RAM、256 字节 EEPROM、5 路 10 位 A/D 转换器、二路 PWM 发生器,功耗低,抗干扰能力强。它使得电路设计大为简化,降低了功耗,提高了系统的可靠性。

1. 系统基本结构及工作流程

系统框图如图 9.3.1 所示。PIC16F876 单片机完成单相三电平半周 SPWM 波形的产生,输入、输出电压检测,温度测量,故障判断及稳压等功能。单片机产生的两路单相三电平半周 SPWM 波经 H 桥驱动芯片 HI4081 产生两对互补的 SPWM 波去控制开关管的通断,在桥中点便得到等幅不等宽的调制波,经滤波变压网络,便可得到 50 Hz 正弦电压。图中, $T_1 \sim T_4$ 组成全桥,它们是由 8 片低导通电阻 MOSFET 两两并联组成的。HIP4081 为专用 MOSFET 全桥驱动芯片,最大输出电流为 2.5 A,采用充电泵技术将上管驱动电源电压升至高于桥中点电压 12 V 以驱动上管。

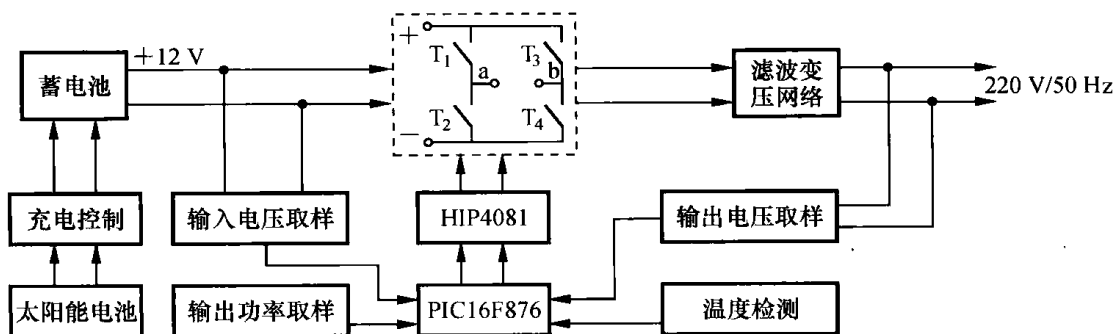


图 9.3.1 系统框图

2. 主要硬件电路设计

(1) 功率检测电路设计

功率检测电路也是本电源的特色之一,系统没有采用传统的电流取样法,而取的是直流母线上的纹波。实验表明,逆变器工作时,直流母线上叠加有频率为 50 Hz 的纹波,该纹波峰值与输出功率成正比。因此只需检测直流母线上的纹波峰值,便可以算出输出功率的大小,也可以估算出输出电流的大小。检测电路如图 9.3.2 所示,直流母线上的纹波经 C_{18} 隔直,放大器放大后,叠加在 2.5 V 的直流电压上,送往单片机的 A/D 转换器 3,单片机经 A/D 采样,检测出电压峰值,乘以适当的系数,便可计算出输出功率。

(2) 滤波变压网络设计

滤波变压网络如图 9.3.3 所示,滤波电感 L 和滤波电容分别置于变压器的初、次级,其输入阻抗 $Z_i = j\omega L + 1/(j\omega n^2 C)$,也就是说次级的电容 C 等效为在初级并了一个 $n^2 C$ 的电容,电容的滤波效果提高了 n^2 倍,由于该逆变器中变压器的变比 n 较大,所以 C 太大会在初级产生较大的无功电流, L 太大则会增大损耗,实际设计中 L 取 $10\ \mu\text{H}$, C 取 $1\ \mu\text{F}$,开关频率为 20 kHz,效果良好。

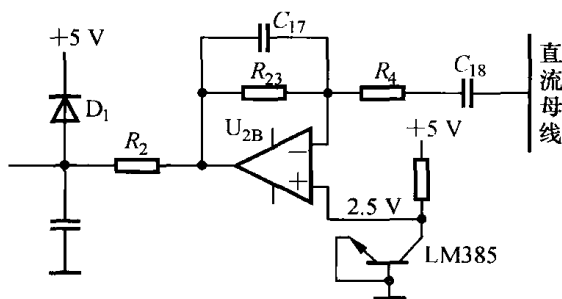


图 9.3.2 功率检测电路

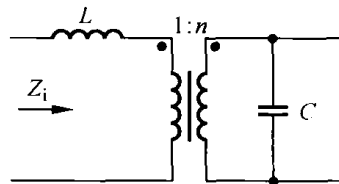


图 9.3.3 滤波变压网络

3. 系统软件设计

软件是工作的核心,主要完成单相三电平半周 SPWM 波的产生、系统的闭环控制,故障检测等功能。主程序框图如图 9.3.4 所示。程序初始化后开始检测是否有负载(定时输出窄脉冲,判定是否有功率输出),若输出接有 5 W 以上负载,则逆变器正常输出。A/D 采样包括输入/输出电压采样、功率检测、温度测量(采样温度传感器 LM35 的输出电压)等。故障判断包括过压、欠压、过热、过载、短路判断,若系统正常便进入 PI 调节子程序,进行稳压处理。

PIC16F876 单片机内置两路 10 位 PWM 发生器,当用 20 MHz 晶振时分辨率为 50 ns,编程时,只需设置好周期寄存器 PR_2 (载波周期)和工作循环周期寄存器 CCPR1L 或 CCPR2L (脉宽值),单片机通过定时器 2 定时变更可自动产生 PWM 信号,实时修改 CCPR1L 或 CCPR2L 的值,得到可变脉宽的 PWM 信号。在产生单相三阶半周 SPWM 波时,编程前,先将正弦数据算好存在单片机的 FlashROM 内,定时器溢出中断时,读出正弦数据,乘以 PI 调节运算的输出,即幅度调制比,所得的值放入单片机的工作循环周期寄存器 CCPR1L 中(若左半桥处于正弦调制阶段)即可,而 CCPR2 赋 0 值。SPWM 数据计算在 T_2 定时器中断中完成,如图 9.3.5 所示。

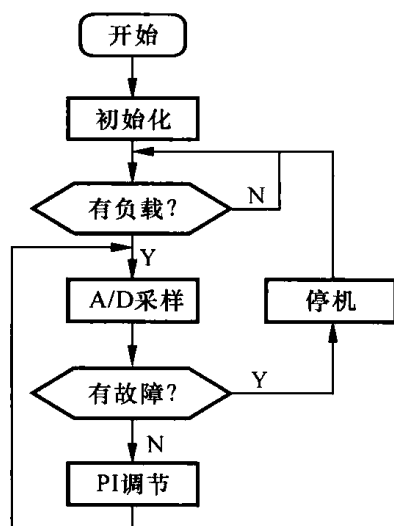


图 9.3.4 系统框图

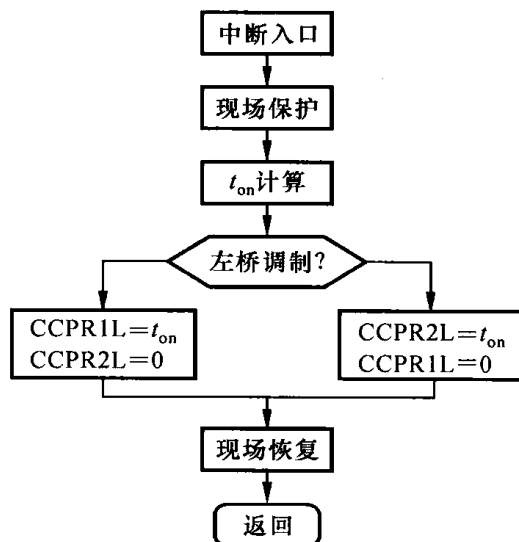


图 9.3.5 波形产生子程序

9.3.2 一种单相正弦车载电源

随着社会的发展,汽车越来越与人们的生活息息相关,而汽车用的直流电压一般为 12 V,不能为便携式电子设备直接使用。为此,车载电源(就是把直流 12 V 电压转换成交流 220 V/50 Hz 电源)的研制日益引起人们的重视。

传统车载电源一般采用逆变器加工频变压器的方案,它存在体积大、效率低等缺陷。随着新型电力电子器件和电力电子技术的发展,采用高频链的方案来实现无工频变压器的逆变电路,可以很好地解决传统车载电源存在的问题,同时能保证车载电源的输出电压更稳定、更平滑。

1. 车载电源电路结构与功能分析

车载电源系统如图 9.3.6 所示。12 V 直流电压经过推挽式高频逆变和高频整流,得到一个符合要求的 350 V 直流电压,该部分的控制信号由 TL494 芯片产生。

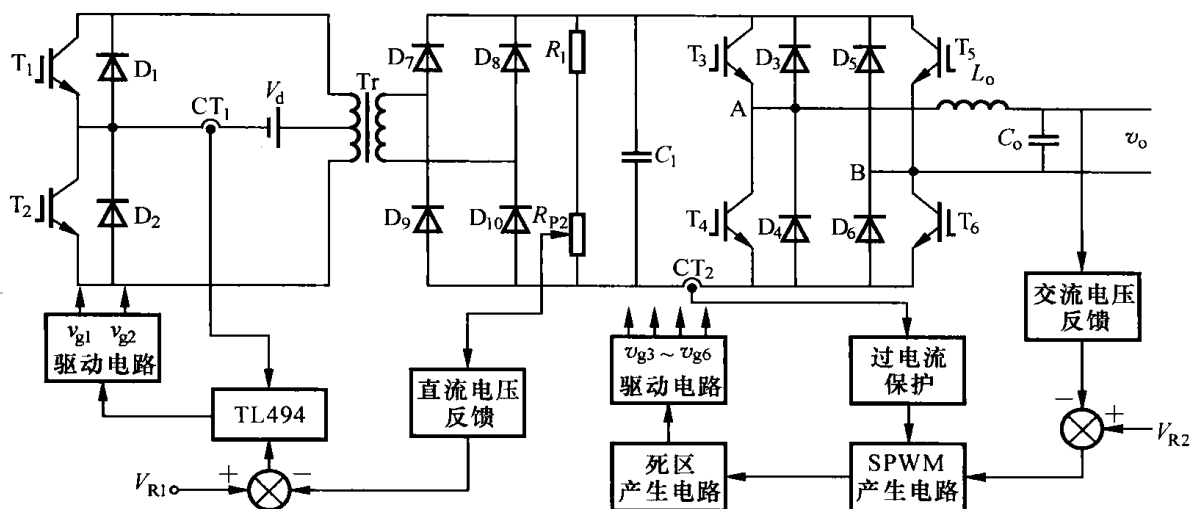


图 9.3.6 车载电源系统结构

经前级 DC/DC 变换得到的高压直流电压,再经过全桥 DC/AC 逆变电路后,输出 220 V/50 Hz 交流电压输出。为保证系统可靠运行,防止主电路对控制电路的干扰,采用主、控电路完全隔离的方法,即驱动信号用光耦隔离,反馈信号用变压器隔离,辅助电源用变压器隔离等。

对于整个系统而言,逆变电路能否正常工作决定了整个系统能否正常运行。所以,设计的重点在逆变器的控制和检测上。

2. SPWM 调制信号的产生

要得到正弦电压的输出,就要使逆变电路的控制信号以 SPWM 方式控制功率管的开关,可得到脉冲方波,再经过滤波就可以输出正弦电压。通过 SG3525 实现输出正弦电压,首先要得到 SPWM 的调制信号,而要得到 SPWM 调制信号,必须得有一个幅值在 1~3.5 V,按正弦规律变化的馒头波,将它加到 SG3525 的 2 脚,并与锯齿波比较,就可得到 SPWM 波。

实现 SPWM 的控制电路框图如图 9.3.7(a) 所示。

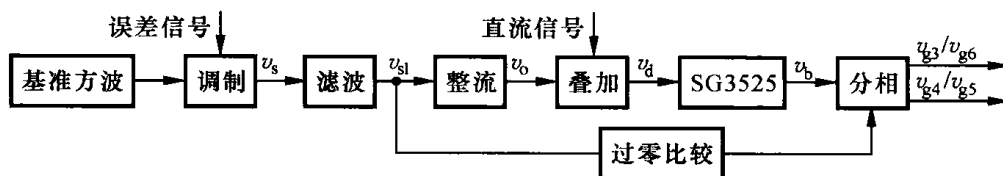


图 9.3.7 SPWM 控制电路框图

50 Hz 基准方波是由 555 芯片生成的,用来控制输出电压有效值和基准值比较产生的误差信号,并将其转换成 50 Hz 的方波,经过低频滤波,得到控制的正弦信号。调制电路原理图如图 9.3.8 所示,输出电压经反馈变压器隔离降压后,进行整流滤波变成直流信号,运放 U_1 及其周围电路构成了一个 PI 调节器,其输出为反馈电压和给定电压之间的误差经过比例积分运算后的输出值,在 50 Hz 基准信号的控制下调制电路的输出,即 B 点的电压是一个和基准方波同频率,幅值为 A 点的电压大小的方波信号,该信号经滤波后变成基准正弦信号,当电源输出电压发生变化时,在 PI 调节器的调节下,B 点信号的幅值会发生变化,正弦信号的幅值也会随之发生改变,使得 SG3525 输出脉宽也发生相应的变化,这就构成了一个闭合的反馈回路,能有效稳定输出的波形。

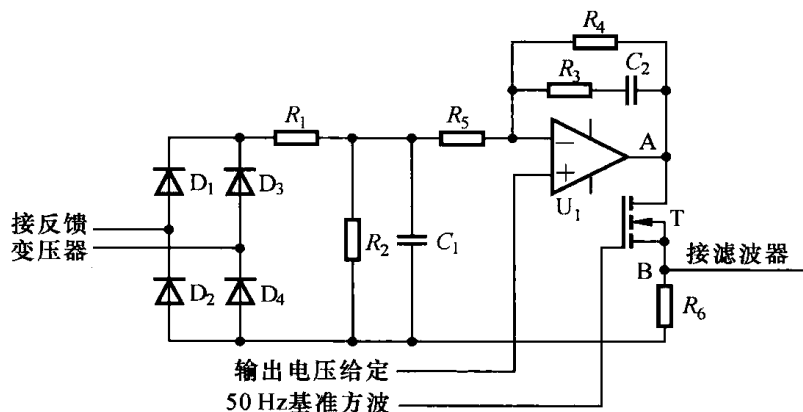


图 9.3.8 调制电路原理

9.3.3 一种多功能输出开关电源

随着电力电子技术的不断发展,高频开关电源以其效率高、性能高、重量轻、体积小,获得

日益广泛的应用。但是,在一些工业场合(例如,在电力系统继电器检测中)需要提供交流、直流电压源和电流源,而且要求调节范围广、纹波低。如果采用多台功能单一电源设备,体积和重量都会增加很多,不经济,也不能满足工作的要求。因此研究开发多功能、宽范围可调节的开关电源很有意义。

本电源系统采用开关电源技术和数字控制方案,可以作交流电压源、直流电压源、交流电流源和直流电流源,作为电压源输出调节范围为 $1 \sim 250 \text{ V}$,作为电流源调节范围为 $1 \sim 30 \text{ A}$,工作频率在 $0 \sim 400 \text{ Hz}$,输出可选择。

1. 主电路结构

主电路如图 9.3.9 所示,分上下两部分,上部分为电压源部分,下部分为电流源部分,每部分采用两级结构,交流输入整流滤波后,先经过 DC/DC 变换,再通过逆变器输出。其中 DC/DC 采用半桥电路用来提供稳定的直流母线电压,并隔离输入级和输出级。逆变部分采用常规全桥逆变电路,适用于较大功率的应用场合。输出采用两级 LC 滤波器滤除高频纹波。 LC_1 、 LC_2 、 LC_3 是共模抑制器。电压源前后级的高频开关动作很容易引起两级间的互相干扰,在母线电压比较高的时候尤其明显。因此在两级之间串接共模抑制器 LC_1 ,用来隔离其相互间干扰。 LC_2 、 LC_3 接在输出端和负载之间的,作用和 LC_1 类似,用于抑制高频共模分量通过负载。所不同的是电压源前级 DC/DC 采用全桥整流,电流源采用全波整流。

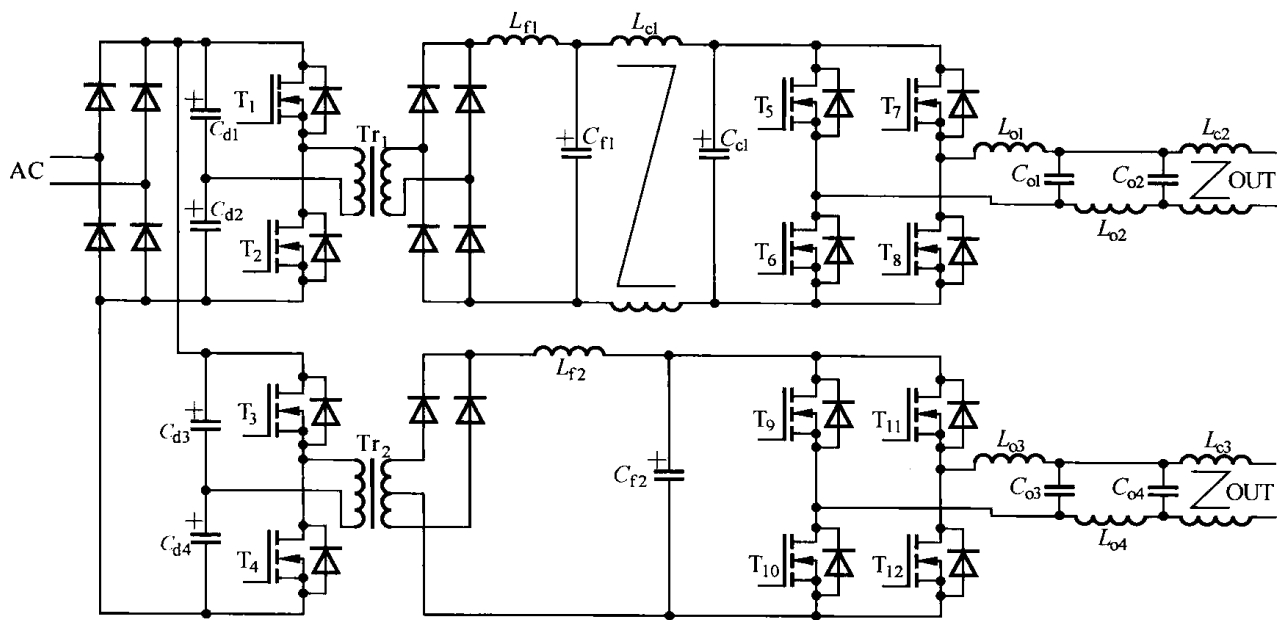


图 9.3.9 电源主电路

2. 控制原理与结构

DC/DC 级的控制,采用 SG3525 控制芯片,简单可靠,成本低。

后级逆变器采用双极性 SPWM 控制。通过高频三角波和基准正弦波比较得到控制开关管的 PWM 波。正弦基准信号的频率与输出正弦波相同,其幅度的变化可以调制开关的占空比。

图 9.3.10 所示为具体控制原理框图。为消除输出谐波,电路采用电压、电流双环控制,其中, V_f 为反馈电压, I_f 为反馈电流。电压调节环的输出作为电流环的比较基准,电流环输出误

差信号与三角波信号比较得到 SPWM 信号。由 IR2110 芯片构成驱动电路,由此输出相位互补的两路 SPWM 信号分别驱动 4 个开关管。为防止上下桥臂直通,两路 SPWM 信号之间必须设置死区。保护电路起到监控 V_f 、 I_f 的作用,如果幅值超出阈值,保护电路将关闭驱动信号。

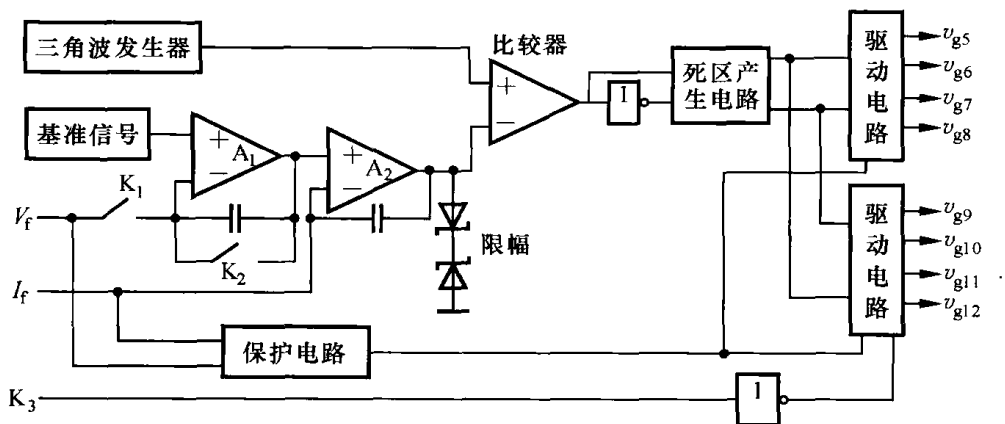


图 9.3.10 逆变级控制电路框图

3. 多功能输出的实现

在此电源系统中,电压源和电流源的控制采用同一控制电路,通过继电器切换到不同的工作模式。电压源工作时,继电器 K_1 合, K_2 开,如图 9.3.10 所示。采用电压、电流双环调节控制,基准信号为正弦信号,输出交流电压;基准为直流电平,输出直流电压。电流源工作时, K_1 开, K_2 合,电压调节环变为跟随器,只通过电流环调节,基准为正弦信号,输出交流电流;基准为直流电平,输出直流电流。电压源和电流源驱动信号切换是通过 K_3 来实现的,在电压源工作方式,关断电流源的前级;在电流源工作方式,关断电压源的前级,这样可以防止干扰,提高电路的可靠程度。以上的 K_1 、 K_2 、 K_3 是由数控电路给出的。

设计与思考九

- 9.1 逆变器输出波形的谐波系数 HF 与畸变系数 DF 有什么区别?仅从谐波系数 HF 能说明输出波形的品质吗?
- 9.2 一个逆变器的典型实现框图是什么?试述框图各部分的作用。
- 9.3 对于一个输入电压很低(比如 12 V)而输出电压很高(比如 220 V/50 Hz)的逆变电源,如何提高其工作效率?
- 9.4 如果要去掉笨重的输出变压器,但要求输入、输出必须隔离,有什么方法可以实现?
- 9.5 采用 9.2 节的方案设计的三相逆变电源,不能对每相输出进行独立控制,有可能造成三相输出不平衡,可以采取什么措施降低三相输出不平衡?
- 9.6 逆变电源输入滤波电容除了对输入进行滤波外还有什么作用?如果输入为直流电压,该电容能省略吗?
- 9.7 输入软启动电路的作用是什么?除了书中的实现方案外,另提出几种其他实现方案。
- 9.8 如何选择逆变电源的开关管以及相应的驱动电路?请举例说明。
- 9.9 三相逆变电源的输出滤波器的滤波电容可以接成三角型,也可以接成星型,相同的参数下如果接成星型滤波效果会怎样变化?输出变压器该如何设计?
- 9.10 逆变电源的开关噪声会对 A/D 采样精度带来影响,讨论减小该影响的方法。

第 10 章 谐波抑制与无功补偿

随着电力系统中非线性负载数量和容量的不断增大,电力系统的波形畸变问题越来越严重。造成电力系统波形畸变的典型谐波源有:① 静止变流器;② 变压器的非线性励磁;③ 旋转电机引起的谐波;④ 电弧炉引起的波形畸变;⑤ 荧光照明产生的谐波。解决电力电子设备谐波污染的主要途径有两个:一是对电网进行谐波补偿,装设补偿装置,如无功补偿器、有源滤波器等,设法对谐波进行抑制和对无功进行补偿;二是对电力电子设备自身进行改进。

传统无功补偿和谐波抑制的主要手段是装设 LC 无源调谐滤波器。LC 滤波器虽然存在着诸如元件容量大、体积大、容易同系统发生谐振等缺陷,但其结构简单,既可抑制谐波,又可补偿无功,因此在电力系统中得到了广泛的应用。近年来,随着电力电子技术的飞速发展,电力有源滤波器(Active Power Filter,简称 APF)和新型静止无功发生器(Advanced Static Var Generator,简称 ASVG),特别是近年来发展的电能质量调节器(UPQC)等装置由于其优良的性能获得了广泛的关注并在一定程度上进行了应用。

对电网已经存在的谐波和无功进行补偿,是解决谐波污染问题的一种被动方法。解决谐波污染问题的治标方法是让产生谐波和无功的电力电子装置本身不产生谐波和无功。功率因素校正技术是解决这个问题的一种方法,它是在传统的二极管整流基础上,增加相应的电路,使输入电压和电流同相,电流为正弦,这样产生的谐波和无功就会大大减小。目前,单相功率因数校正技术已近成熟。

10.1 无功补偿和谐波抑制技术

10.1.1 无功功率和谐波的检测技术

各种基于电力有源滤波器的谐波抑制和无功功率补偿方法层出不穷,其基本思想都是在检测到有功电流后,从实测电流中减去有功电流,得到谐波电流和无功电流之和(称为广义谐波电流),再将与此广义谐波电流幅值大小相等、极性相反的补偿电流送回电网进行补偿。如何快速地检测出电网中的无功功率和谐波含量是实现电网无功补偿和谐波抑制的前提条件和关键技术之一。根据不同的功率定义可以得到不同的检测方法,下面介绍几种常用的无功功率和谐波的检测方法。

1. 平均功率的定义及检测方法

在非正弦电路中,有功功率的理论计算公式为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \sum V_k I_k \cos \phi_k \quad (10-1-1)$$

式中, $v(t)$ 、 $i(t)$ 为电压、电流瞬时值, T 为周期, V_k 、 I_k 及 ϕ_k 分别为第 k 次谐波电压、电流的有效

值和相位差。

无功功率的定义为

$$Q = \sum V_k I_k \sin \phi_k \quad (10-1-2)$$

这是根据 Hilbert 理论定义的无功功率。Hilbert 理论巧妙地将电压谐波成分都移相 90° ，并保持各次谐波的幅值不变；是由软件算法构成的广义 90° 移相器。目前，由 DSP 技术构成的电表芯片，就是用这种方法测量无功功率的。其测量原理如下。

假设

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \quad (10-1-3)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \phi) \quad (10-1-4)$$

把电压移相 -90° ，得

$$v'(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (10-1-5)$$

无功功率

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T v'(t) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2}V \sin(\omega t - 90^\circ) \times \sqrt{2}I \sin(\omega t + \phi) dt = VI \sin \phi \quad (10-1-6)$$

将式(10-1-6) 离散化，得

$$Q = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} v'(k) \times i(k) \quad (10-1-7)$$

有功功率可以由下式求出：

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} v(k) \times i(k) \quad (10-1-8)$$

这样，无功功率和有功功率都可以采用电压、电流瞬时值相乘积分的方法求得，只不过在求无功功率时将电压移相 -90° 。图 10.1.1 为国产电能计量芯片 ATT7022A 功率测量原理框图，计算公式为式(10-1-7) 和式(10-1-8)。由此可以看出，与有功功率的测量相比，无功功率的测量只是多了一个 90° 移相器，无功功率的测量带宽主要受数字移相滤波器带宽的限制。这样，有功功率和无功功率的测量带宽都可以达到 21 次谐波。

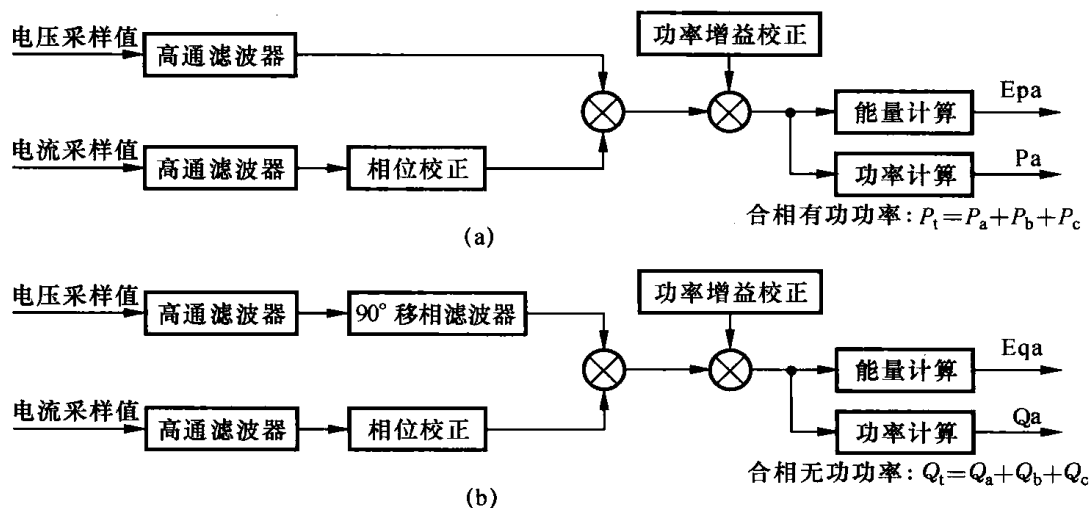


图 10.1.1 ATT7022A 功率测量原理框图

(a) 有功功率测量; (b) 无功功率测量

实际上,在求出了有功功率 P 后,也可以根据无功功率、有功功率和视在功率之间的关系算出无功功率,即

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (10-1-9)$$

而

$$S = VI \quad (10-1-10)$$

式中, V 和 I 分别为电压和电流的有效值。但是,在许多场合(比如非线性条件下),根据式(10-1-9)和式(10-1-7)计算出来的结果并不一致。这是由定义无功功率的前提条件不一致所引起的。式(10-1-7)是在频域中根据 Hilbert 理论定义的,而式(10-1-9)是在时域中根据 Fryze 功率理论定义的。另外,根据 Hilbert 功率定义理论,不能够实现谐波电流的检测。

2. 基于傅里叶变换的谐波检测方法

国际公认的谐波定义:谐波是一个周期电气量的正弦波分量,其频率为基波频率的整数倍。实际上,电力系统中常存在这样一些频率,它们不是基波频率整数倍的正弦分量,与基波频率之比是分数,如 $1/2$ 、 $1/3$ 等,称为次谐波或分数谐波;有些则介于两个整数之间,如 12.4、3.5 等,称为间谐波。电力系统谐波产生的根本原因是电力系统中某些设备和负荷的非线性特性,即所加的电压和产生的电流不成线性关系而造成波形畸变。谐波检测是电网参数监测中的一个重要对象,同时也是进行谐波抑制的主要依据,因此如何快速、精确地测量出系统中的谐波含量是一个重要的课题。采用傅里叶变换来检测谐波,可以检测出每次谐波的幅值和相位,具有精度高、实现简单、功能多、使用方便等优点,因而得到了广泛的应用。

非周期连续时间信号 $x(t)$ 的傅里叶变换(或称频谱)可以表示为

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (10-1-11)$$

$x(t)$ 经采样后变为 $x(nT)$, T 为采样周期。离散信号 $x(nT)$ 的傅里叶变换可以表示为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn} \quad (k = 0, 1, \dots, K, \dots, N-1) \quad (10-1-12)$$

式中, $W_N = e^{-j2\pi/N}$ 为蝶形因子(又称旋转因子)。

式(10-1-12)就是 N 点离散傅里叶变换(DFT),它并不要求输入信号是周期信号,如果输入信号是周期信号,并且在一个周期内刚好被等间隔地采样 N 点,式(10-1-12)表达的就是输入信号的频谱, $X(0)$ 为直流分量, $X(1)$ 为基波分量, $X(2)$ 为二次谐波分量……而且能够表示出每一分量的幅值和相位。

DFT 算法的计算量惊人,但自从 1965 年库利-图基(Cooley-Tukey)提出了快速傅里叶变换(FFT)算法,傅里叶变换数字化、实用化就成为可能。特别是 20 世纪 80 年代 DSP 芯片推出后,FFT 获得了广泛的应用。目前,TI 公司已完成了用汇编语言实现 FFT,并把源代码组合成一个库,通过 TI 公司网站及其他途径提供给用户。用户在自己的工程应用中可直接调用 FFT 库中的源代码,或者对源代码稍作修改而使用。

虽然 FFT 算法使得傅里叶变化的运算量大大减小,但仍然需要大量的运算,从而影响其实时性。另外,对非整数次谐波的检测有频谱泄露和栅栏现象,从而检测出来的幅值、相位和频率会有偏差。泄露的误差来自两方面,一是信号负频分量引入的长范围泄露;二是窗扇形损失引入的短范围泄露。提高检测精度的关键在于减小泄露和其他误差,通常用加窗算法、插值算法、双峰谱线修正算法来实现。

3. 基于 Fryze 功率定义的瞬时广义无功功率检测方法

1) Fryze 功率定义

Fryze 功率定义为,在时域中把非正弦周期电流 i 相对于电压 v 分解成两项

$$i_p(t) = \frac{P}{V^2}v(t) = Gv(t) \quad (10-1-13)$$

$$i_q(t) = i(t) - i_p(t) \quad (10-1-14)$$

式中, P 为非正弦条件下的平均功率,即有功功率; G 为等效电导; V 为 $v(t)$ 的均方根值(有效值)。 P 和 V 的表达式分别为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt \quad (10-1-15)$$

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t)dt} \quad (10-1-16)$$

式中, $p(t)$ 为瞬时有功功率。

由式(10-1-13)知, $i_p(t)$ 和 $v(t)$ 波形一致,它是非正弦周期电流 $i(t)$ 中对有功功率做出贡献的电流分量,所以 $i_p(t)$ 称为有功电流, $i_q(t)$ 称为广义无功电流。这里 $v(t)$ 可以不是正弦波,当 $v(t)$ 是正弦波时, $i_p(t)$ 就是基波有功电流;如果电流也是正弦波,则 $i_q(t)$ 是无功电流;如果电流含有谐波,则 $i_q(t)$ 为基波无功电流和谐波电流之和。因此,在检测电网无功电流和谐波电流含量时,可以先测量出基波有功电流分量,再根据式(10-1-14)算出瞬时无功电流和谐波电流之和。

从上面的分析可以看出, Fryze 功率定义物理概念十分明确,易于实现,但它是建立在平均功率基础上的,要得出瞬时有功或广义无功电流,需要一个周期的积分,这限制了测量的实时性。

2) Fryze 功率定义在三相系统中的扩展

(1) 三相功率的时域定义

将上面 Fryze 功率定义的单相情况推广至三相系统,将三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 相对于三相电压 v_a 、 v_b 、 v_c 分成两项:

$$i_{kp}(t) = \frac{P}{\sum_k V_k^2} v_k(t) = Gv_k(t) \quad (10-1-17)$$

$$i_{kq}(t) = i_k(t) - i_{kp}(t) \quad (10-1-18)$$

式中, $k = a, b, c$; P 为三相非正弦条件下的三相平均功率的总和。 P 和 V_k 的表达式分别为

$$P = \sum_k \frac{1}{T} \int_0^T v_k(t)i_k(t)dt = \sum_k \frac{1}{T} \int_0^T p_k(t)dt \quad (10-1-19)$$

$$V_k = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_k^2(t)dt} \quad (10-1-20)$$

以上扩展的是三相时域功率的定义,根据定义可以得出用 Fryze 时域电流分解法检测三相有功电流的方法,实现框图如图 10.1.2 所示。检测出有功电流后,再与原电流相减就可以得出瞬时广义无功电流分量。

和单相情况一样,三相系统中的功率定义也是建立在平均功率基础上的,瞬时电流的计算也需要一个周期的积分,但在三相对称系统中,利用三相对称的特殊性可以在小于一个周期的

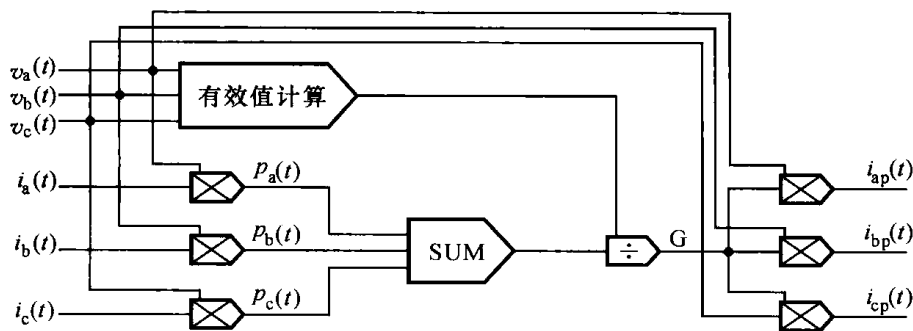


图 10.1.2 三相有功电流检测回路

时间内获得瞬时有功功率。

(2) 三相对称系统中,电压和电流均为纯正弦波时瞬时有功功率的计算

设三相电压和电流的表达式分别为

$$\begin{cases} v_a = \sqrt{2}V \sin \omega t \\ v_b = \sqrt{2}V \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\ v_c = \sqrt{2}V \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (10-1-21)$$

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b = \sqrt{2}I \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi \right) \\ i_c = \sqrt{2}I \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \varphi \right) \end{cases} \quad (10-1-22)$$

式中, V 、 I 分别为电压、电流的有效值, φ 为电压、电流相位差。

由传统的电压与电流的瞬时表达式, 可以计算出三相系统的瞬时功率为

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3VI \cos \varphi \quad (10-1-23)$$

由上可知, 三相对称系统中的瞬时功率为一个常数。由式(10-1-18) 定义, 可以认为平均功率是一个周期内瞬时功率的平均值, 因此三相对称系统的瞬时功率与平均功率相等。

由式(10-1-17), 写出三相电压平方和:

$$\begin{aligned} v^2(t) &= v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 = (\sqrt{2}V \sin \omega t)^2 + \left[\sqrt{2}V \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \right]^2 + \left[\sqrt{2}V \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right]^2 \\ &= 2V^2 \left[\sin^2 \omega t + \sin^2 \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) + \sin^2 \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right] \\ &= V^2 \left[1 - \cos 2\omega t + 1 - \cos \left(2\omega t - \frac{4}{3}\pi \right) + 1 - \cos \left(2\omega t + \frac{4}{3}\pi \right) \right] \\ &= 3V^2 \end{aligned} \quad (10-1-24)$$

由此可见, 三相系统中, 三相瞬时电压的平方和也是一个常数, 等于电压有效值平方的 3 倍。

由以上分析可知, 平均功率与有效值均可通过瞬时值求出, 因此, 当电压和电流都不含有谐波成分时, 用 Fryze 分析法求解有功电流 $i_p(t)$, 可以做到实时、精确、无过渡过程、无延时, 从而达到实时精确补偿无功分量的目的。

(3) 三相对称系统中,电压为正弦波,电流含有谐波成分时,瞬时有功功率的计算

通常在电网中, 电源电压的畸变都很小。但是, 由于非线性负载的存在, 电流的畸变可能很

大,但三相电流仍然是对称的,此时

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2}I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi_1\right) + \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin(k\omega t - \varphi_k) \\ i_b = \sqrt{2}I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi_1\right) + \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin\left[k\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \varphi_k\right] \\ i_c = \sqrt{2}I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi_1\right) + \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin\left[k\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \varphi_k\right] \end{cases} \quad (10-1-25)$$

由于电压中不含谐波,因此根据式(10-1-24)计算出的三相系统的瞬时电压值的平方和为一个常数;但由于电流中含有谐波,故根据式(10-1-19)计算出的瞬时功率不再是一常数,而是随着时间的变化出现波动。由于三相电流是对称的,故可将a相电流按时间平均分为三部分,则a相电流的第一个1/3周期波形为

$$i_a = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin(k\omega t - \varphi_k), 0 \leq t \leq T/3$$

第二个1/3周期波形为

$$i_a = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin(k\omega t - \varphi_k), T/3 < t \leq 2T/3$$

令 $t' = t - T/3$, 则有

$$i_a = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin[k\omega(t - T/3) - \varphi_k] = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}I_k \sin[k(\omega t - 2\pi/3) - \varphi_k], 0 < t \leq T/3$$

由此可见,a相的第二个1/3周期的波形和b相的第一个1/3周期的波形是相同的。同样的方法可以证明,a相的第三个1/3周期的波形和c相的第一个1/3周期的波形是相同的。因此,只需采样1/3周期的三相电流,就可以合成一个完整的a相电流波形,根据三相电流的对称性,同样可以合成b相和c相的电流波形。

据此,可以计算出一个周期的平均功率。在1/3个周期内,瞬时功率随时间波动,可以认为是处于过渡过程,实时计算系统的瞬时功率和电压可采用以下的递推公式:

$$\bar{P} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^N \Delta p_k = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^N (v_{ak}i_{ak} + v_{bk}i_{bk} + v_{ck}i_{ck}) \quad (10-1-26)$$

$$\bar{V} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \Delta v_k^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (v_{ak}^2 + v_{bk}^2 + v_{ck}^2) \quad (10-1-27)$$

式中, $n = N/3$, N 为一个周期内取样的点数。经过1/3个周期后,系统的功率达到了稳定值,为了防止电压数据和电流数据干扰的影响,采用移动窗数据实时计算平均功率和电压有效值的平方:

$$\bar{P}_k = \frac{1}{n} \sum_{j=k-n}^k (v_{aj}i_{aj} + v_{bj}i_{bj} + v_{cj}i_{cj}) = \bar{P}_{k-1} + \Delta p_k - \Delta p_{k-n-1} \quad (10-1-28)$$

$$\bar{V}_k^2 = \frac{1}{n} \sum_{j=k-n}^k (v_{aj}^2 + v_{bj}^2 + v_{cj}^2) = \bar{V}_{k-1}^2 + \Delta v_k^2 - \Delta v_{k-n-1}^2 \quad (10-1-29)$$

这种算法事实上就是在内存中开辟两个长度为 n 的循环队列,分别用于存储 Δp 和 Δv_i^2 ,对循环队列中的数据进行平均运算,得出平均功率和平均电压有效值的平方。每次采样一组数据后计算出最新的 Δp_k 和 Δv_k^2 ,平均值算法不用把队列的所有数据相加平均,只需把上一次计算的平均值加上最新的数据,并减去最老的数据,再用最新的数据覆盖最老的数据,就可保证队列的数据是最新的1/3周期的数据。这种算法大大减小了运算量,提高了运算的实时性。

4. 基于幅值检测的单相基波有功电流检测方法

设单相电路中电源电压表达式为

$$v_s = \sqrt{2}V \sin \omega t \quad (10-1-30)$$

非线性负载电流为

$$i_L(t) = i_f(t) + i_h(t) = i_{fp}(t) + i_{fq}(t) + i_h(t) = i_{fp}(t) + i_{fc}(t) \quad (10-1-31)$$

式中, $i_f(t)$ 为 $i_L(t)$ 的基波电流; $i_h(t)$ 为 $i_L(t)$ 中高次谐波电流; $i_{fp}(t)$ 、 $i_{fq}(t)$ 分别为基波电流的有功分量和无功分量; $i_c(t)$ 为要补偿的谐波和无功电流之和, 称为畸变电流。

因为负载电流中的基波有功分量必定是一个与电网电压同频同相的正弦波, 所以可以设负载电流的基波有功分量为

$$i_{fp}(t) = A \sin \omega t \quad (10-1-32)$$

只要求出 A , 就可得到基波有功电流的表达式。先对非线性负载电流进行傅里叶分解:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \sin(m\omega t + \varphi_m) \\ &= A_1 \cos \varphi_1 \sin \omega t + A_1 \sin \varphi_1 \cos \omega t + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \sin(m\omega t + \varphi_m) \end{aligned} \quad (10-1-33)$$

式中, m 、 n 均为整数, A_m 、 φ_m 、 A_n 、 φ_n 为各次谐波的幅值和初始相位。

从式(10-1-33)可以看出, 负载电流的基波有功分量幅值为 $A_1 \cos \varphi_1$, 为分离此值对式(10-1-33)左右两边同乘以 $\sin \omega t$, 得到

$$\begin{aligned} i_L(t) \sin \omega t &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \sin \omega t \\ &= A_1 \cos \varphi_1 \sin^2 \omega t + A_1 \sin \varphi_1 \cos \omega t \sin \omega t + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \sin(n\omega t + \varphi_m) \sin \omega t \\ &= \frac{1}{2} A_1 \cos \varphi_1 + \frac{1}{2} A_1 \cos \varphi_1 \sin \left(2\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{2} A_1 \sin \varphi_1 \sin 2\omega t \\ &\quad + \sum_{m=2}^{\infty} \frac{A_m}{2} \{ \cos[(m-1)\omega t + \varphi_m] - \cos[(m+1)\omega t + \varphi_m] \} \\ &= \frac{1}{2} A_1 \cos \varphi_1 + \tilde{I} \end{aligned} \quad (10-1-34)$$

式中, $\tilde{I}$ 为交流分量之和。

从式(10-1-34)可以看出, 它是一个直流分量和交流分量的和, 其直流分量大小是负载电流中基波有功分量幅值的一半, 也就是式中的 $\frac{1}{2} A_1 \cos \varphi_1$, 再把此值扩大 2 倍, 即得出电流基波有功分量幅值, 也就得出了基波有功电流 $i_{fp} = A_1 \cos \varphi_1 \sin \omega t$ 。因此, 畸变电流为

$$i_c(t) = i_L(t) - i_{fp}(t) = i_L(t) - A_1 \cos \varphi_1 \sin \omega t \quad (10-1-35)$$

由此即可实时检测出畸变电流的大小。

图 10.1.3 为根据以上分析得出的电路设计原理框图。图中, v_s 为电源相电压; $\sin \omega t$ 可通

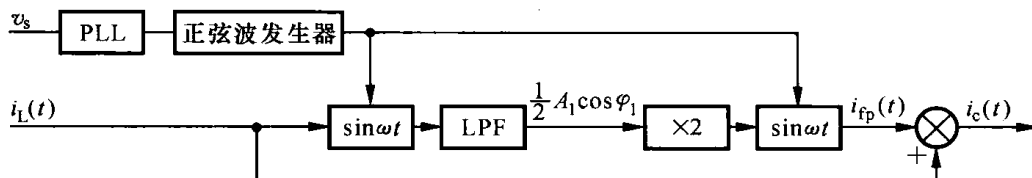


图 10.1.3 单相电流基波幅值检测原理

过正弦信号发生电路得到;PLL为锁相环,它的作用是锁定电压信号,以便让正弦波发生器产生一个与电网电压同频同相的正弦波;LPF为一低通滤波器,用来滤掉交流分量。

5. 基于 dq 旋转坐标系(瞬时无功功率理论)的谐波电流瞬时检测方法

瞬时无功功率理论,即 pq 理论,是1983年由日本的赤木泰文提出的。它以瞬时实功率 p 和瞬时虚功率 q 定义为基础,对三相电路的谐波和无功电流进行实时检测。传统功率理论中的有功功率和无功功率都是定义在平均值基础或相量意义上的,而瞬时无功功率理论的概念,都是在瞬时值基础上定义的,它不仅适用于正弦波,也适用于非正弦波的任何情况。瞬时无功功率理论提出以来迅速得到了重视,发展非常迅速,下面介绍的基于 dq 旋转坐标系的无功电流检测方法也是其发展之一。

(1) 坐标变换

采用数学意义上的空间坐标系变换概念,可以将 abc 坐标系下的三相系统模型变换到 α, β 两相静止坐标系和 dq 同步坐标系中。坐标系的转换关系如图 10.1.4 所示。

设平衡的三相变量为

$$\begin{cases} x_a = \sqrt{2}A\cos(\omega t) \\ x_b = \sqrt{2}A\cos(\omega t - 2\pi/3) \\ x_c = \sqrt{2}A\cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (10-1-35)$$

根据等功率变换定义三相变量合成的空间矢量

$$\mathbf{X} = \sqrt{\frac{2}{3}}(x_a + ax_b + a^2x_c) \quad (10-1-36)$$

式中, $a = e^{j2\pi/3}$ 。将式(10-1-35)代入式(10-1-36)得期望输出的空间电压矢量为

$$\mathbf{X} = \sqrt{3}Ae^{j\omega t} \quad (10-1-37)$$

式(10-1-37)表明三相平衡变量经过等功率变换后,变成一个旋转矢量,模长是三相变量有效值的 $\sqrt{3}$ 倍。如果将此合成矢量投影到 α, β 两相静止坐标轴中,合成矢量便可等效为静止坐标轴中的两相变量,该两相变量与三相平衡变量也等效,因此三相平衡变量可以等量地变换到 α, β 两相静止坐标轴中。

根据式(10-1-36)定义如下的变换矩阵:

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (10-1-38)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (10-1-39)$$

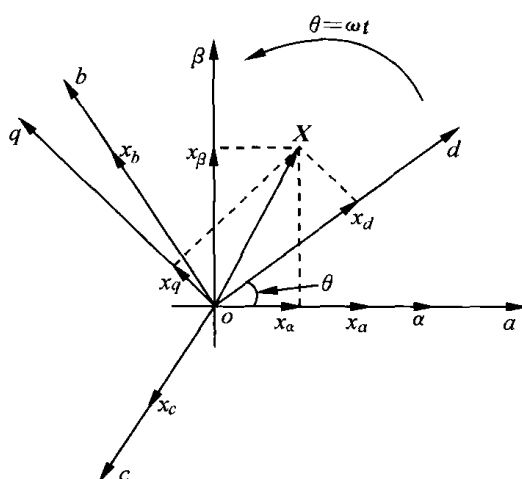


图 10.1.4 坐标变换关系图

式(10-1-38)和式(10-1-39)分别是 abc 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系和 $\alpha\beta$ 坐标系到 abc 坐标系的转换矩阵。

三相变量经过等功率变换后合成一以 ω 为角速度旋转的空间矢量,如果要构建一个和合成矢量同样转速的两相坐标系,即 dq 旋转坐标系,那么站在这个坐标系上看合成的空间矢量,便成为了一静止矢量,如果将合成矢量投影到 dq 旋转坐标系中,则在新的两相坐标系中的变量也会是静止的,即表现为直流特性。

根据图 10.1.9 以及坐标的投影特性,不难得出旋转坐标系和静止坐标系的变换关系。从 $\alpha\beta$ 坐标系可用变换矩阵到 dq 旋转坐标系的变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (10-1-40)$$

式中, θ 为旋转坐标系已经旋转过的角度。反之,从 dq 坐标系变换到 $\alpha\beta$ 坐标系,可用变换矩阵

$$\mathbf{T}_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (10-1-41)$$

来实现。事实上,根据式(10-1-40)和式(10-1-41),可以得到从 abc 坐标系下直接转换到 dq 坐标系下的变换矩阵

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (10-1-42)$$

同样,可得到从 dq 坐标系直接变换到 abc 坐标系的变换矩阵

$$\mathbf{T}_{dq \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (10-1-43)$$

根据定义的矩阵,三相坐标系中的分量和 dq 旋转坐标系中的分量就可以自由变换,即

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (10-1-44)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq \rightarrow abc} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (10-1-45)$$

式中, x_0 为三相电压的零序分量。

(2) 基于 dq 坐标变换的瞬时无功电流定义及应用

将三相电压 v_a 、 v_b 、 v_c 和三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 变换到 dq 旋转坐标系中,得到两相电压和电流 v_d 、 v_q 和 i_d 、 i_q 。

根据前面的分析知,三相平衡的变量变换到两相旋转坐标系中,变量不再表现为交流特

性,而表现为直流特性。因此,在旋转坐标系中,电流 i_d 和 i_q 是直流电流。根据投影关系可以发现, v_d 和 i_d 都是 d 轴上的分量,它们同向或反向, v_q 和 i_q 都是 q 轴上的分量,它们与 v_d 和 i_d 正交。

如果坐标系以三相电压合成矢量定向,即以 v_d 的方向作为 d 轴,和 v_d 垂直的方向为 q 轴,可以得到

$$v_d = |\mathbf{V}| = \sqrt{3}V, \quad v_q = 0 \quad (10-1-46)$$

式中, V 为三相电压有效值。定义瞬时有功和无功功率

$$\begin{cases} p = |\mathbf{V}| \times i_d \\ q = |\mathbf{V}| \times i_q \end{cases} \quad (10-1-47)$$

假设电压矢量超前电流矢量 θ , 则

$$\begin{cases} i_d = |\mathbf{I}| \cos\theta = \sqrt{3}I \cos\theta \\ i_q = |\mathbf{I}| \sin\theta = \sqrt{3}I \sin\theta \end{cases} \quad (10-1-48)$$

把式(10-1-48)代入式(10-1-47)得

$$\begin{cases} p = 3VI \cos\theta \\ q = 3VI \sin\theta \end{cases} \quad (10-1-49)$$

显然式(10-1-49)和传统功率定义是一致的。

此时, i_d 和电压矢量在同一坐标轴上,对应在三相系统中为电压电流波形相同,而 i_q 与电压矢量正交,对应在三相系统中为电压、电流相位差 90° 。由此可见,当 dq 旋转坐标系以电压旋转矢量定向时,根据传统的电路理论,可以将 i_d 理解为系统的输入有功电流,将 i_q 理解为系统的输入无功电流。

图 10.1.5 所示为基于 dq 旋转坐标系的谐波电流检测方法。三相电流经过坐标变换到 dq 旋转坐标系后,变成电流 $\tilde{i}_d$ 和电流 $\tilde{i}_q$,它们中含有谐波分量,因为电流中的一些谐波经过变换后保留了下来。低通滤波器滤掉这些谐波就得到了系统的瞬时有功电流 i_d 和瞬时无功电流 i_q ,这两个电流再经过反变换到三相坐标系中,就得到不含谐波的电流信号,这个信号和原电流信号相减就得到谐波电流信号。如果参与反变换的无功电流不是滤波器的输出,而是 0,则反变换出来的电流就是有功电流,和原信号相减后得到的是无功电流和谐波电流之和,这是需要同时进行谐波抑制和无功补偿的理论基础。

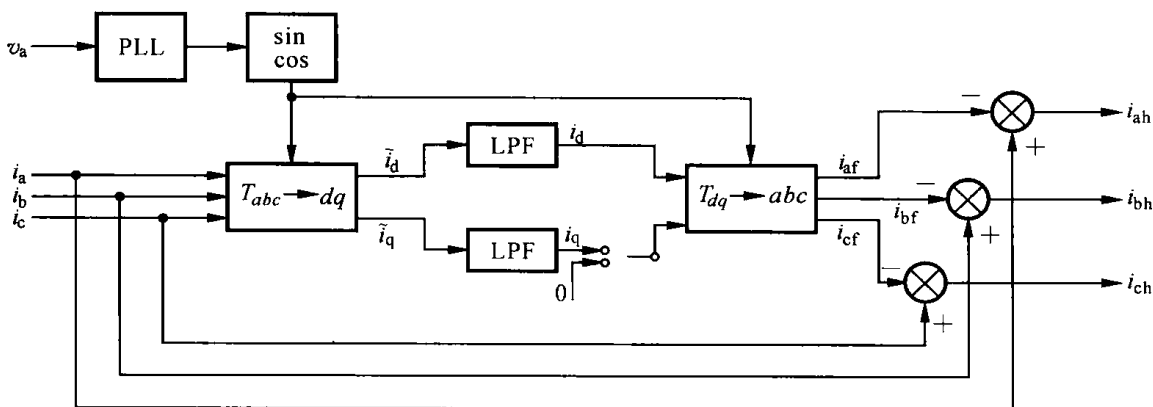


图 10.1.5 基于 dq 旋转坐标系的谐波电流检测方法

图中,锁相环(PLL)用于实时获取坐标变换所需的相位值,实际上提取的就是a相电压信号的相位,因为该相位和合成电压矢量相位是一致的。值得注意的是,在整个检测过程中,三相电压信号没有参与,因此该方案适用与电压波形发生畸变的场合。

10.1.2 一种基于单片机的无功补偿控制器的设计

本系统以高性能SOC单片机C8051F022为控制核心,以较少的硬件电路,实现了功率因数的监测与补偿。通过对电压、电流的采样与运算,实现对电压、电流、有功功率、无功功率、功率因数等参数的测量;根据用电负荷情况,复合开关控制电容器组的自动投、切,实现无功功率的动态补偿;采用LCD点阵液晶显示,各种参数的显示直观、方便。该装置安装在电力配电变压器低压侧,用于补偿配电变压器无功功率改善配电变压器的无功潮流,同时该装置也具有辅助调压的作用。

1. C8051F020 /1 /2 /3 器件简介

C8051F020/1/2/3器件是完全集成的混合信号系统MCU芯片,具有64个数字I/O引脚(C8051F020/2)或32个数字I/O引脚(C8051F021/3)。下面介绍其主要特性。

- 高速、流水线结构的8051兼容的CIP-51内核(可达25 MIPS);
- 全速、非侵入式的在系统调试接口(片内);
- 真正12位(C8051F020/1)或10位(C8051F022/3)、100 Ksps的8通道ADC、带PGA和模拟多路开关;
- 两个12位DAC,可编程更新时序;
- 64 KB可在系统编程的FLASH存储器;
- 4352(4096+256)B的片内RAM;
- 可寻址64 KB地址的外部数据存储器接口;
- 硬件实现的SPI、SMBUS/I2C和两个UART串行接口;
- 5个通用的16位定时器;
- 具有5个捕捉/比较模块的可编程计数器/定时器阵列;
- 片内看门狗定时器、VDD监视器和温度传感器;
- 具有片内VDD监视器、看门狗定时器和时钟振荡器的C8051F020/1/2/3,是真正能独立工作的片上系统。所有模拟和数字外设均可以由用户配置为使能或禁止。FLASH存储器还具有在系统编程的能力,可用于非易失性数据存储,并允许现场更新8051固件。

片内JTAG调试电路允许使用安装在最终应用系统上的产品MCU进行非侵入式(不占用片内资源)、全速、在系统调试。该调试系统支持观察和修改寄存器,支持断点、观察点、单步及全运行和停止命令。在使用JTAG调试时,所有的模拟和数字外设都可以全功能运行。

每个MCU都可以工作在温度(-45~85℃)范围内用2.7~3.6 V的电压工作。端口I/O、/RST和JTAG引脚都允许5 V的输入信号电压。

2. 控制器的硬件结构及工作原理

控制器由单片机、信号检测模块、输出控制模块、复合开关、电容器组、键盘及LCD显示模块、存储模块、远程通信模块和电源模块组成,结构如图10.1.6所示。

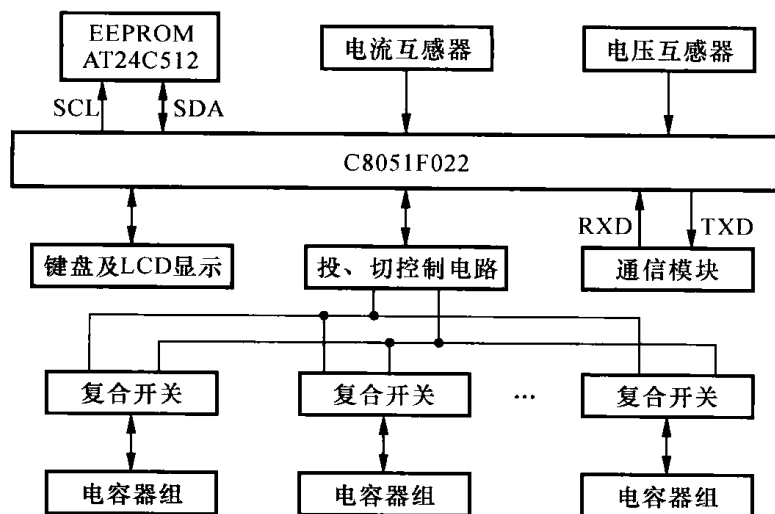


图 10.1.6 系统结构

(1) 信号检测模块

该模块主要是采集电网的电压、电流信号,这些信号分别来自电压互感器和电流互感器的输出端,经调理后送至单片机的 A/D 输入端,其原理框图如图 10.1.7 所示。

电压、电流取样电路对电源电压、负载电流进行无损取样,再经过放大电路放大与调理,以满足后级 A/D 转换的需要,使电路在整个工作范围有较好的线性。取样保持电路保证同时采集电压、电流样本,A/D 分时转换的方法,便于计算瞬时功率,减少分时采样带来的误差。锁相倍频保证在一个周期内采样点数恒定及等时间间隔。

(2) 信息存储

为了记录每相电压、电流、有功功率、无功功率、功率因数,以及电容器的投、切时间,投、切次数等,系统扩展了 2 片 AT24C512 以保存运行参数。其接口电路为,单片机具有 I²C 总线接口,能和存储器直接相连,写允许 WP 接地。该装置可以记录大约半年的历史数据和历史信息,历史数据包括每半个小时的电压、电流、功率因素等数据,以及每个月发生的最大、最小值,调整次数及补偿电量;历史信息包括电容器投、切记录(及其条件)所发生的运行异常信息和主机运行信息等。

(3) 键盘和 LCD 显示

键盘和 LCD 显示是进行人机交互的重要手段,为降低成本,缩小控制器的体积,采用独立式键盘接口,使用多功能键,扩展 4 个按键。系统参数及信息显示采用点阵式液晶显示屏,由于要显示的数据较多,采用 240×64 点阵模块,可同时显示 4 行,每行显示 15 个汉字。液晶模块具有背光显示,且具有时间控制自动关闭功能,以降低功耗、延长寿命。

(4) 输出控制

本装置与控制开关连接有两种方式,硬件接点方式和通信方式。使用硬件接点方式可以同时控制 8 组单相电容器(24 个)及 16 组三相电容器进行控制;使用通信方式可以控制多组电容器而不受数量限制,可根

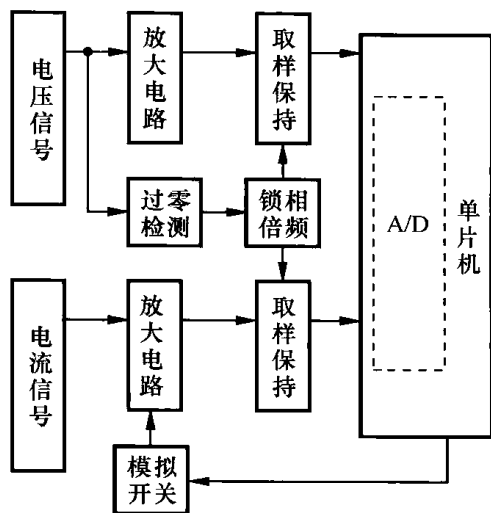


图 10.1.7 信号检测模块框图

据实际情况进行最理想的电容器组配置,达到最佳的补偿效果。

电容器的投、切采用复合开关控制,即采用双向晶闸管和磁保持继电器双重控制。当触发信号到来时,双向晶闸管先导通,可以发挥其零电压导通、零电流切断的控制功能,防止电容器投、切过程中对电网的浪涌电流和对设备的冲击,避免在电容器两端产生过电压,延长电容器的寿命;当电容电压平稳后,磁保持继电器吸合,短路晶闸管,降低稳态功耗。

(5) 远程通信

与主控中心的通信:主控机采用通信协议与主控中心通信,主控中心可以把本装置作为配网自动化系统中的一个元件轻易地纳入到自动化控制系统中来,减少了单独组网和开发系统软件的巨大工作量。通信协议采用多功能电能表通信规约(DL/T 645-1997)。随本装置出厂,提供主控器通信口采集软件一个,可用于下载数据等。

与复合开关的通信:主控机与各复合开关之间采用 485 通信,各复合开关采用 +12 V 供电。图 10.1.8 所示左边的 FHD 为单相组复合开关接线图,右边的两个 FHS 为三相组复合开关接线图。从图中可以看出,单相组复合开关的电容器组只能是星形连接,而三相组复合开关的电容器组可以是星形连接或三角形连接。

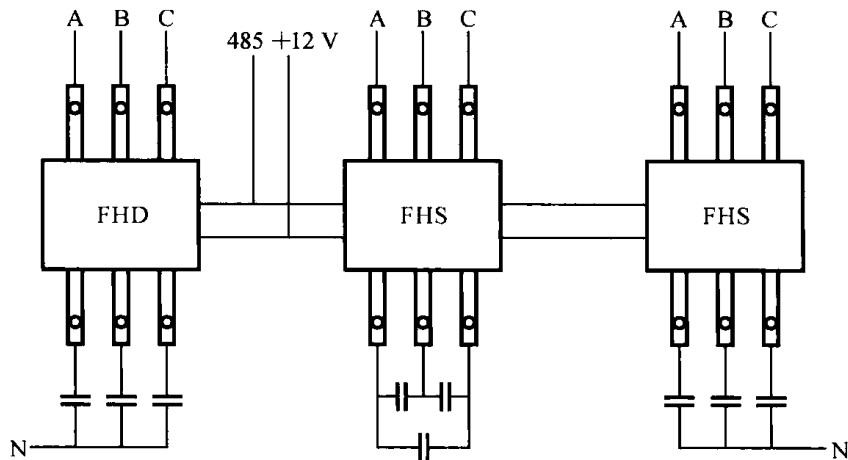


图 10.1.8 远程通信示意图

3. 控制策略

(1) 补偿容量计算

假设负载等效为电感与一可变电阻串联,如图 10.1.9 所示。负载支路电流滞后电压一个角度,呈感性,要提高功率因素需并接一电容,产生超前的容性电流,使电压与总电流的相位差减小,达到提高功率因数的目的,如图 10.1.10 所示。

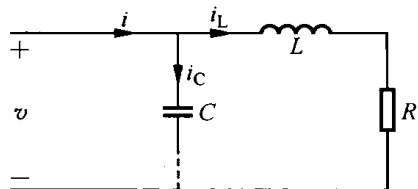


图 10.1.9 并联电路补偿原理图

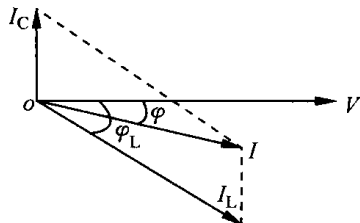


图 10.1.10 并联电容补偿向量图

当单片机采集到瞬时的电压 v 和负载电流 i_L 后,可得有功功率为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v i_L dt \quad (10-1-50)$$

采用采集的离散数据,一个周期采集 64 个点,所以可由

$$P = \frac{1}{64} \sum_0^{63} v i_L \quad (10-1-51)$$

得出 P 的值。同样,电压有效值和电流有效值分别为

$$V^2 = \frac{1}{64} \sum_0^{63} v^2 \quad (10-1-52)$$

$$I^2 = \frac{1}{64} \sum_0^{63} i_L^2 \quad (10-1-53)$$

由此,可得视在功率

$$S_L = V \times I_L \quad (10-1-54)$$

功率因素为

$$P_F = P/S_L \quad (10-1-55)$$

负载的无功功率为

$$Q_L = \sqrt{S_L^2 - P^2} \quad (10-1-56)$$

在理想补偿的情况下,使功率因数等于 1,因此需要使电容上的无功功率等于电感上的无功功率,即

$$Q_L = Q_C = V^2 \times \omega C \quad (10-1-57)$$

从而算得补偿电容

$$C = \frac{Q_L}{V^2 \omega} \quad (10-1-58)$$

(2) 电容投切方法

实际补偿是通过无功功率的投入来实现的,所以以无功功率为判据进行补偿更为科学。为使控制更为合理,应依据低压侧总无功功率的大小,实现电容器的自动投入和切除。从图 10.1.11 可以看出,控制器工作在阴影区时控制器不动作,当不满足此条件时,控制器靠投切一定数量的电容器来满足此条件,控制器工作在阴影区,达到平衡无功的目的。投切原则:三相优先,单相互补;电压缺相自动切除全部电容器;电压超过设定值,由小到大逐级切除电容器;电容器因电压超限分闸后,再次投入时,必须具备以下三个条件。

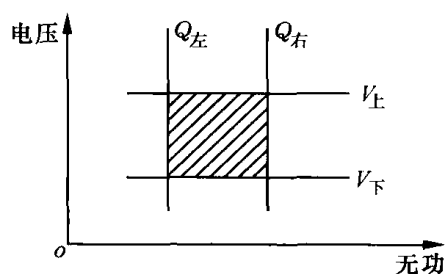


图 10.1.11 控制策略图

- ① 电压和无功功率满足投切定值要求;
- ② 延时一定的时间间隔(0 ~ 30 秒可调);
- ③ 根据投切前后的电压差值,对当前运行参数(PQI)进行综合分析,确保再次投入后不超过上限电压,并且要有一个电压富余值。

4. 软件设计

为了保证信号采样的精度,要对信号进行等时间间隔采样。其间隔时间就是采样周期,理论上,如果信号频率固定不变,则采样周期也固定不变,但在实际系统中,信号频率经常会发生变动,所以必须使采样间隔随信号频率的波动而发生相应的变化,即把一个周期等时间间隔采样变为等相采样,所以运用锁相环来倍频,对电压信号进行 64 倍频作为采样频率。用倍频信号控制单片机的 A/D 转换,在 A/D 中断中直接读出 A/D 转换值。软件采用 C 语言编写,系统主程序流程图如图 10.1.12 所示。

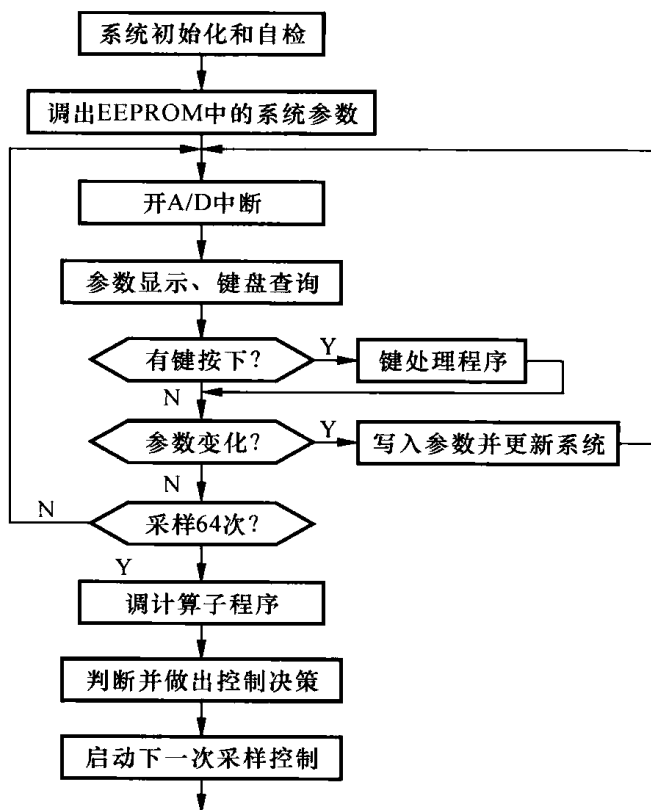


图 10.1.12 主程序流程图

10.1.3 电能质量调节器(UPQC)

日本学者 H. Akagi 在 1996 年分析有源滤波器新趋势一文中,首次提出了统一电能质量调节器(Unified Power Quality Conditioner, UPQC) 的概念。电能质量调节器是由串联有源滤波器和并联有源滤波器(Active Power Filter, APF) 串联组合而成的。其作用是,根据供电电网的实际情况和要求,全面集中地对电网电能质量进行综合补偿,从而全面、经济地解决供电电网的电能质量问题,为用户提供可靠的高质量电能。

1. 电能质量调节器的结构及工作原理

(1) 基本结构

电能质量调节器应用于配电系统,可以全面、综合地提高配电网供电质量,一方面可以对电网电压的波动和谐波进行补偿,使用户负载上电压成为稳定的纯净正弦波电压;另一方面可对负载电流中的无功分量和谐波分量进行补偿,使电网的输入电流成为与电网电压同相位的正弦波有功电流,使电网的输入功率因数等于 1,隔断了电网与负载的谐波互相干扰,使电网电压的谐波不干扰负载,也使负载的谐波电流不污染供电电网。对于三相电能质量调节器,还可以补偿三相负载的不对称电流。

图 10.1.13 为电能质量调节器的结构框图。逆变器 1 和输出变压器 T_r 组成动态电压调节器,即串联 APF,通过变压器 T_r 的次级在电路的输入端与负载串联,对电网输出电压的波动和谐波进行补偿;逆变器 2 和滤波电感 L_2 组成并联 APF,通过滤波电感 L_2 在电路的输出端与负载并联,对负载所需的无功与谐波电流进行补偿。直流电容 C 既是直流滤波电容,也是逆变器 2 的储能电容。逆变器一般采用桥式逆变器,如果是单相电网,则逆变器为全桥逆变器,如果

是三相三线电网,则逆变器为三相逆变桥,如果是三相四线电网,则根据需要,逆变器有可能为三个单相全桥逆变器的组合,也有可能是三相四桥臂逆变器。

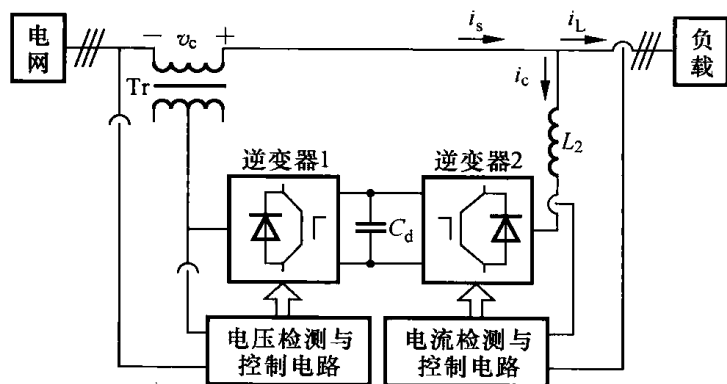


图 10.1.13 电能质量调节器结构框图

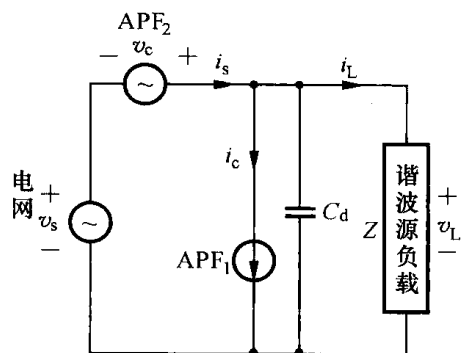


图 10.1.14 电能质量调节器等效原理图

(2) 控制原理

图 10.1.14 是电能质量调节器等效原理图。对于并联有源滤波器 APF_1 而言,其谐波源负载 i_L 中含有基波电流 i_{Lp} 和谐波电流 i_{Lh} 。当 APF_1 输出一个与谐波电流相反的电流 i_c 时,电网电流 i_s 中就仅包含负载电流中的基波分量 i_{Lp} 。这就是并联 APF 谐波电流补偿原理,可用如下的一组公式描述:

$$i_s = i_L + i_c \quad (10-1-59)$$

$$i_L = i_{Lp} + i_{Lh} \quad (10-1-60)$$

$$\text{令} \quad i_c = -i_{Lh} \quad (10-1-61)$$

$$\text{则} \quad i_s = i_{Lp} \quad (10-1-62)$$

对于串联有源滤波器 APF_2 来讲,电网电压 v_s 含有基本电压 v_{sp} 和谐波电压 v_{sh} ,同时还有可能存在电压波动 Δv 。当 APF_2 输出一个与谐波电压或电压波动相反的电压 v_c 时,负载电压 v_L 中仅含有电网电压的基波分量 v_{sp} ,并且维持恒定。这就是串联 APF 谐波电压补偿原理,可用下面的一组公式描述:

$$v_L = v_s + v_c \quad (10-1-63)$$

$$v_s = v_{sp} + v_{sh} + \Delta v \quad (10-1-64)$$

$$\text{令} \quad v_c = -v_{sh} - \Delta v \quad (10-1-65)$$

$$\text{则} \quad v_L = v_{sp} \quad (10-1-66)$$

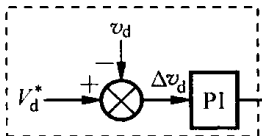
电能质量调节器的基本工作原理:先由检测电路检测出畸变的电压、电流信号,再由控制电路产生补偿信号,然后形成 PWM 信号,通过驱动电路来控制逆变器开关器件的通断,从而补偿系统中存在的电压、电流的畸变分量,使电力系统中电能质量的污染被消除。

2. 基于谐波电流检测的三相电能质量调节器的控制方法

1) 谐波电流的检测

前面讨论了检测谐波电流的各种方法,其中基于 dq 旋转坐标系的检测方法获得了广泛的应用。采用此方法检测负载谐波电流与无功电流的原理框图如图 10.1.15 所示。

dq 变换将静止坐标系中的矢量变换到以基波角速度旋转的坐标系中,变换后的信号与原信号频率相差一个基波频率,即 50 Hz,是一种减小一个基频的差频变换。图 10.1.15 所示为该



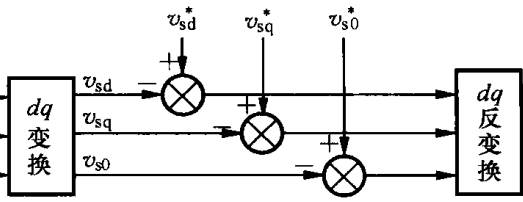
谐波电流检测控制框图

检测方法的检测过程。将三相负载电流 i_{La} 、 i_{Lb} 和 i_{Lc} 进行坐标变换,经低通滤波器(LPF)后得到三相电流的瞬时有功电流和无功电流,去掉无功电流成分,只保留有功成分,再经过反坐标变换得到只含有基波有功成分的正弦电流 i_{Lap} 、 i_{Lbp} 和 i_{Lcp} ,这便是期望得到的负载电流。用负载电流减去期望的负载电流,便可以得到谐波和无功电流 i_{ca}^* 、 i_{cb}^* 和 i_{cc}^* ,这也是并联 APF 的期望输出。它们和实际的输出电流 i_{ca} 、 i_{cb} 和 i_{cc} 相减,得到的误差经控制电路产生 PWM 信号去控制开关管。

图 10.1.15 虚线框部分所示的是直流电容电压的控制电流。其中, V_d^* 是电容电压 v_d 的给定值, V_d^* 和 v_d 的差经过 PI 调节后得到调节信号 Δi_d , Δi_d 叠加到检测的有功电流上, 使输出电流指令 i_c^* 中包含一定的基波有功电流, 从而使 PFC 输出的补偿电流中含有一定的有功电流分量, 从而将电容电压稳定在给定值。如果电容电压升高, 则得出的 $\Delta i_d < 0$, 要求 PFC 输出有功电流从直流侧流向交流侧; 反之, 电容电压降低, $\Delta i_d > 0$, 要求电网向电容注入能量, 即要产生正的有功。

2) 谐波电压的检测

三相电网电压的谐波和瞬间波动量的检测也采用瞬时无功理论检测方法,其检测原理如图 10.1.16 所示。图中的 v_{sd}^* 、 v_{sq}^* 和 v_{s0}^* 为三相基准正弦参考电压变换到 dq 旋转坐标系中的给定电压。由于在旋转坐标系中,各分量的值表现为直流特性,只要三相正弦信号的幅值没有变化,它们就不会发生改变,因此在实际的控制系统中, v_{sd}^* 、 v_{sq}^* 和 v_{s0}^* 可以采用离线的方法计算。如果旋转坐标系的 d 轴方向和电压空间矢量一致,则 v_{sd}^* 为三相有效值的 $\sqrt{3}$ 倍, v_{sq}^* 为零,如果三相是平衡的,则 v_{s0}^* 等于 0。



谐波电压检测控制框图

三相电网电压 v_{sa} 、 v_{sb} 和 v_{sc} 经过坐标变换后到 dq 旋转坐标系,和旋转坐标系中的给定分量相减,得到的差再反变换到三相坐标系中,得到需要补偿的电压值(即 APF 的期望输出值) v_{ca}^* 、 v_{cb}^* 和 v_{cc}^* ,再和实际的输出 v_{ca} 、 v_{cb} 和 v_{cc} 相减,得到实际值和期望值之间的偏差,再去控制 PWM 的产生,从而控制 APF 的输出电压。

3) 电能质量调节器的控制方式

以 PWM 的产生方法区分,有源电力滤波器控制方法有:滞环控制、三角波控制、空间电压矢量控制、无差拍控制、滑模变结构控制等。其中,滞环控制、三角波控制和空间矢量控制最常用。下面对它们做简要介绍。

(1) 滞环控制

通常由单片机或 DSP 计算出有源电力滤波器的补偿指令电流,然后将指令电流通过 D/A 转换送给外部三角波比较 PWM 产生电路。其原理为:工作时,把补偿电流指令信号和有源电力滤波器实际产生的补偿电流信号进行比较,当实际电流与指令电流的误差超过滞环时,输出一组 PWM 信号,控制开关器件的通断,使得误差向相反方向变化。这样误差的范围被限定在正负滞环内。该方法具有硬件电路简单、动态响应快、不需要载波等特点。同时,若滞环的宽度固定,则电流的跟踪误差是固定的。

(2) 三角波控制 (SPWM 控制)

通常由单片机或 DSP 计算出有源电力滤波器的补偿指令电流后,一是将指令电流通过 D/A 转换送给外部三角波比较 PWM 产生电路;或是将主电路实际反馈电流经 A/D 转换后也送入数字器件内部,利用数字器件内部的定时器产生三角波,采用规则采样技术产生 PWM 脉冲。其原理为:实际反馈的电流与指令电流的误差经过 PI 调节后与三角波相减,相减后的值过零时开关进行切换,使得误差向相反方向变化。误差范围虽然没有明确限定,但合理选择 PI 参数可以使得实际反馈的电流与指令电流的跟踪误差比较小,而且 PWM 脉冲的频率与三角波频率一致,器件的开关频率是恒定的。

(3) 空间矢量控制

这种方法只适用于三相有源电力滤波器,通常由单片机或 DSP 计算出有源电力滤波器的补偿指令电流后,将主电路实际反馈电流经 A/D 转换后也送入数字器件内部,根据二者的误差按照一定的算法求出能够减少误差的最优空间矢量。然后,一种方法是将此最优的空间矢量送给外部的 PWM 产生电路,由外部的 PWM 电路产生对应的三相 PWM 信号;另一种方法是利用数字器件内部的空间矢量发生器产生三相 PWM 信号。其原理为:令实际电流跟随指令电流目标转化为跟随一个指令电压矢量,根据指令电压矢量所处区间判断选择哪两个基本矢量,然后计算其中各个矢量的占空比以合成指令电压矢量,当有源电力滤波器产生该电压矢量时实际电流与指令电流的误差将被最大限度地减小。其优点是 PWM 脉冲的频率与空间矢量计算的采样频率一致,器件的开关频率是恒定的。

图 10.1.17 所示的为 A 相并联 APF 和串联 APF 采用三角波控制方式的实现框图。这种控制方式是基于将指令信号与补偿量的差值控制到最小来设计的,采用三角波比较 SPWM 控制方式,但它与一般的 SPWM 控制方式不同,它不是直接用调制波指令信号 i_{ca}^* 、 v_{ca}^* 与载波三角波进行比较,而是将指令信号与补偿量 i_{ca} 、 v_{ca} 的反馈信号进行比较的,如图 10.1.5 和图 10.1.6 所示,将它们的差值 Δi_a 、 Δv_a ,经 PI 调节后,再与载波三角波进行比较产生 PWM 信号。

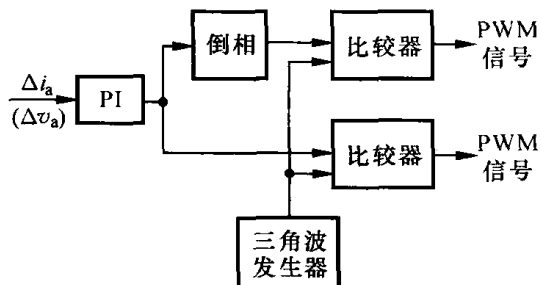


图 10.1.17 A 相三角波控制原理图

3. 基于电网电流 / 负载电压直接控制的三相电能质量调节器的控制方法

(1) 电网电流 / 负载电压直接控制原理

前面介绍是先检测负载的谐波电流或谐波电压,再根据检测值进行控制的方法,而电网电流直接控制策略则不需要进行谐波检测,直接以电网电流或电网电压为控制对象,保证负载端得到的电压为正弦,电网输入电流为正弦。

式(10-1-59) ~ 式(10-1-62) 描述了并联 APF 的控制原理,如果将式(10-1-61) 和式(10-1-62) 的关系颠倒,即令

$$i_s = i_{Lp} \quad (10-1-67)$$

则

$$i_c = -i_{Lh} \quad (10-1-68)$$

其基本思想是以电网电流为控制对象,使其负载电流的基波分量相等,只要这一目标达到,并联 APF 产生的谐波和无功电流就能抵消负载的谐波和无功电流。

式(10-1-63) ~ 式(10-1-66) 描述了串联 APF 的控制原理,如果将式(10-1-65) 和式(10-1-66) 的关系颠倒,即令

$$v_L = v_{sp} \quad (10-1-69)$$

则

$$v_c = -v_{sh} - \Delta v \quad (10-1-70)$$

其基本思想是以负载电压为控制对象,使其与电网电压的基波分量相等,只要这一目标达到,串联 APF 产生的补偿电压就能抵消电网电压谐波和波动,无需检测电网电压的谐波和波动量。

(2) 电网电流 / 负载电压直接控制策略的实现

图 10.1.18 所示的是基于电网电流 / 负载电压直接控制方法的单相 UPQC 系统构成,由于电流滞环控制具有反应速度快、控制精度较高、容易实现和不需要了解负载的特性等优点,因此,采用恒频滞环电流控制方法。图中,串联 APF 和并联 APF 都采用了电压、电流双闭环控制,所不同的是:串联 APF 电压外环控制目标是使负载电压为与电网电压基波同相的正弦电压,并联 APF 电压外环控制目标是使直流侧电容电压保持恒定;串联 APF 电流内环控制主要考虑系统稳定性,而并联 APF 电流内环控制目标是使电网电流为与电网电压同相的基波正弦电流。

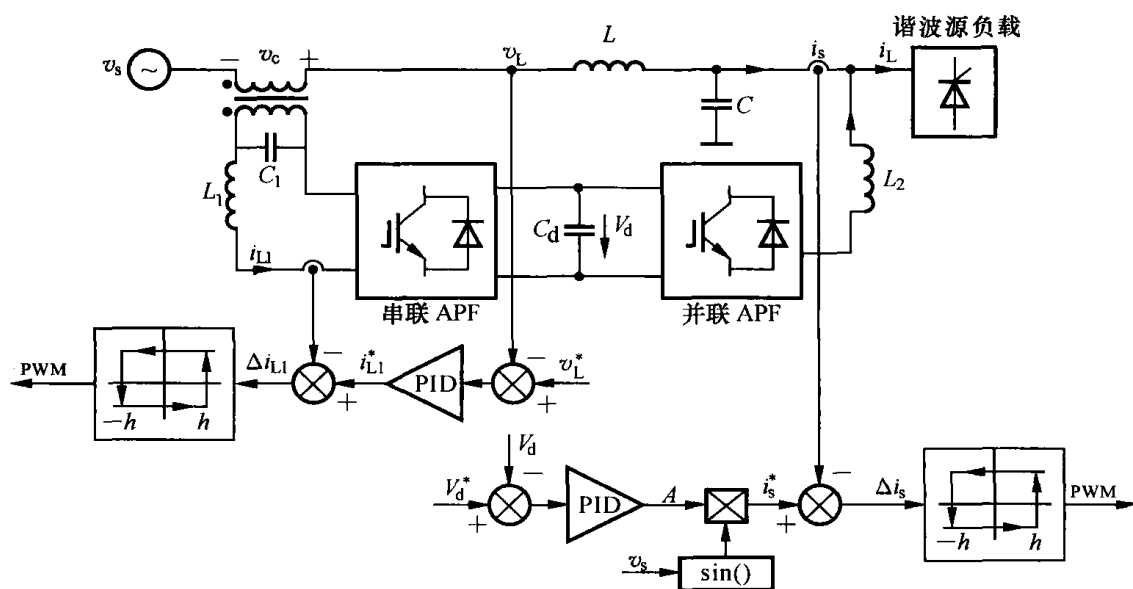


图 10.1.18 基于电网电流和负载电压的单相 UPQC 系统框图

将串、并联 APF 之间直流侧电容电压 V_d 和其给定值比较后,经 PID 调节器控制,产生所需的电流幅值 A ,电网电压 v_s 基波用于产生和电网电压基波同频同相的基准正弦信号,该信号和 A 相乘产生与电网电压同相的标准参考电流 i_s^* ,电网电流 i_s 与参考值 i_s^* 进行比较,两者差值作为滞环比较器的输入(h 是滞环跟踪控制的滞环带,可变),通过滞环比较器产生 PWM 信号,此信号作为驱动电路控制开关的通断,从而控制电网电流。串联部分采用双闭环控制,负载电压 v_L 与标准参考电压 v_L^* 进行比较,经 PID 控制器调节产生标准参考电流 i_{L1}^* ,补偿信号 i_{L1} 跟踪 i_{L1}^* 经滞环比较器产生控制串联 APF 开关通断的 PWM 信号,从而达到控制负载电压的目的。

分析串、并联 APF 的控制可以看出,比较基于谐波检测的控制策略和基于电网电流和负载电压直接控制策略,前者检测的是负载电流和电网电压,控制对象是负载电流和电网电压的谐波,抑制负载电流谐波,使电网电流为正弦,功率因数为 1;抑制电网电压谐波,使负载电压只有基波;后者检测的是电网电流和负载电压,通过对电网电流和负载电压的直接控制使它们为正弦。在三相系统中,后者的控制较为复杂,前者具有优势,而在单相系统中,前者对单相系统瞬时谐波的检测有难度,后者控制相对简单。

10.2 单相功率因数校正

电力电子设备的输入电路普遍采用二极管整流和电容滤波来组成整流环节。由于整流二极管的非线性和滤波电容的储能作用,使输入电流发生畸变而成为脉冲状的电流波形,其中含有大量的谐波分量,会降低设备输入功率因数,污染电网。所以,对电力电子设备进行功率因素校正(PFC)已成为必然趋势。

PFC 技术分为无源 PFC 技术和有源 PFC 技术,无源 PFC 技术对传统的二极管整流电路进行了改造,可以达到改善输入电流波形,提高功率因数的目的,新型的无源 PFC 技术可以使输入功率达到 0.9 以上,有源 PFC(APFC)技术,是将电力电子技术应用到整流电路中,可以达到输入功率因数接近 1,输入电流为理想的正弦电流,因而得到了广泛的应用。其中,单相有源 PFC 技术已近成熟。

10.2.1 有源功率因数校正器的工作原理

1. Boost 功率因数校正器的工作原理

任何一种 DC/DC 变换器拓扑,都可以作为 APFC 的主电路。典型的有 Buck,Boost,Buck-Boost,Flyback,Sepic 等。

基于 Boost 变换器的 APFC 实现原理如图 10.2.1 所示,它是在整流桥之后接 Boost(DC/DC)变换器电路形成的。控制电路包括电压调节器、电流调节器、乘法器、脉宽调制器等,负载可以是一个开关电源。

APFC 工作原理如下:系统由电压/电流双闭环控制组成,电压外环控制器给电流内环控制器提供参考。输出电压 V_o 和参考电压 V_r 进行比较,误差为电压调节器的输入,电压调节器的输出为参考电流幅值 A_r 。 V_{dc} 是交流输入电压 V_i 的整流输出,经过比例调整后与 A_r 相乘得到参考电流 i_r ,它与电流 i 相减,再进入电流调节器进行调节运算,输出信号控制脉宽调制器产生 PWM 信号控制开关管 T,强迫电流 i 跟踪 i_r ,从而使电流 i 的波形和电压 V_{dc} 的波形一致、相位相同,与此同时,保持输出电压恒定。由于采用的是 Boost 变换器,所以输出电压必须高于输

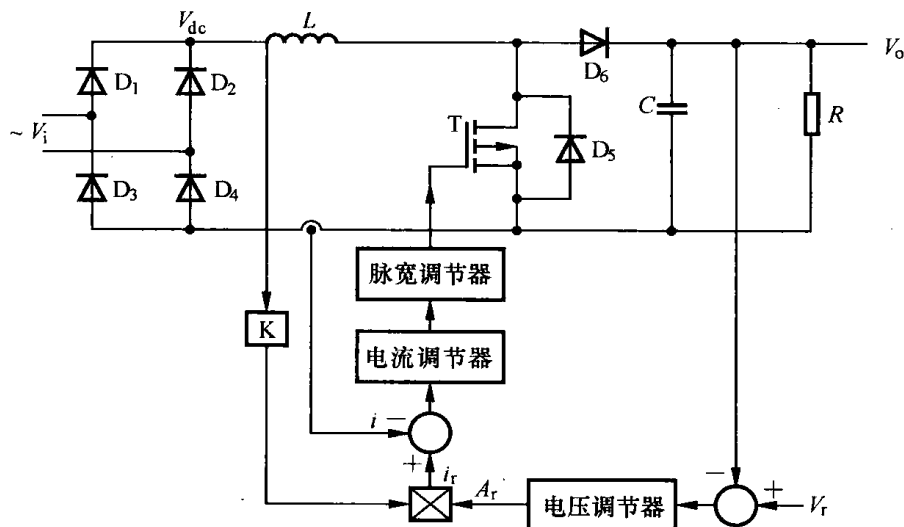


图 10.2.1 Boost 有源功率因数校正器原理框图

入电压的峰值。

2. APFC 的控制方法

1) 工作模式

根据电感电流是否连续, APFC 可分为 CCM 和 DCM 两种工作模式, 可根据实际需要的电流大小进行选择。

① CCM 模式: 电流连续模式。其优点是, 输入和输出电流纹波小、THD 和 EMI 小、滤波容易; RMS 电流小、器件导通损耗小。适用于大功率应用场合。

② DCM 模式: 电流断续模式。其优点是, 输入电流自动跟踪电压且保持较小的电流畸变率, 功率管实现零电流开通(ZCS) 且不承担二极管的反向恢复电流。其缺点是, 输入、输出电流纹波较大, 对滤波电路要求高; 峰值电流远高于平均电流, 器件承受较大的应力。适用于小功率场合。

2) 控制方法

常用的实现 APFC 的方法有三种: 电流峰值控制、电流滞环控制及平均电流控制。下面以 Boost 功率因数校正器为例, 说明这三种方法的基本原理, 假设工作模式为 CCM。

(1) 峰值电流控制

峰值电流控制的输入电流波形如图 10.2.2 所示, 开关管在恒定的时钟周期导通。当输入电流上升到基准电流时, 开关管关断。采样电流来自开关电流或电感电流。峰值电流控制的优点是实现容易。其缺点是, 电流峰值和平均值之间存在误差, 无法满足 THD 很小的要求; 电流峰值对噪声敏感; 占空比大于 0.5 时系统产生次谐波振荡; 需要在比较器输入端加斜坡补偿器。在 PFC 中, 这种控制方法趋于被淘汰。

(2) 滞环电流控制

滞环电流控制的输入电流波形如图 10.2.3 所示, 开关导通时电感电流上升, 在上升到上限阈值时, 滞环比较器输出低电平, 开关管关断, 电感电流下降; 下降到下限阈值时, 滞环比较

器输出高电平,开关管导通,电感电流上升。如此周而复始地工作,其取样电流来自电感电流。

滞环电流控制是一种简单的控制,它将电流控制与 PWM 调制合为一体。结构简单,实现容易,且具有很强的鲁棒性和快速动态响应能力。其缺点是,开关频率不固定,滤波器设计困难。

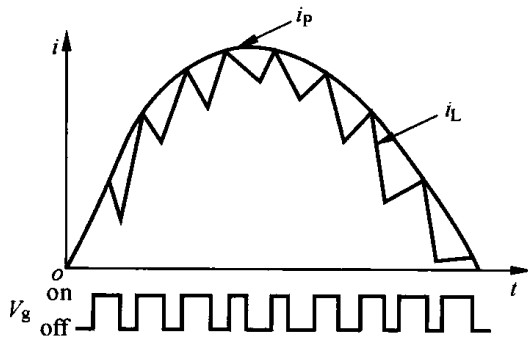


图 10.2.2 峰值电流控制的输入电流波形

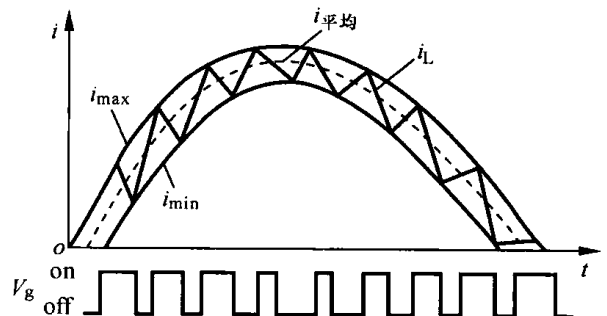


图 10.2.3 滞环控制的输入电流波形

(3) 平均电流控制

平均电流控制的输入电流波形如图 10.2.4 所示。平均电流控制将电感电流信号与锯齿波信号相加。当两信号之和超过基准电流时,开关管关断,当其与小于基准电流时,开关管导通。取样电流来自实际输入电流而不是开关电流。由于电流环有较高的增益带宽、跟踪误差小、瞬态特性较好。THD($< 5\%$) 和 EMI 小、对噪声不敏感、开关频率固定、适用于大功率应用场合,是目前 PFC 中应用最多的一种控制方式。其缺点是,参考电流与实际电流的误差随着占空比的变化而变化,能够引起低次电流谐波。

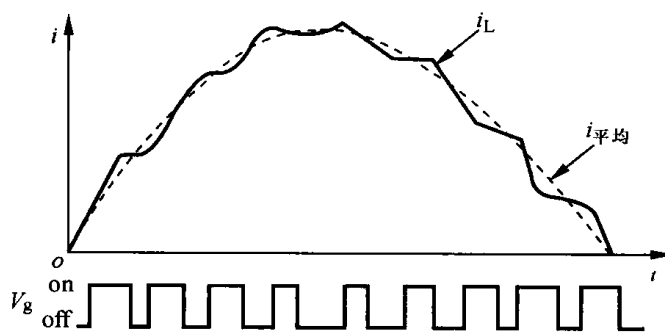


图 10.2.4 平均电流控制的输入电流波形

三种控制方法的特点比较如表 10.2.1 所示。

表 10.2.1 常用的三种 APFC 控制方法

控制方法	检测电流	开关频率	工作模式	对噪声	使用拓扑	注
电流峰值	开关电流	恒定	CCM	敏感	Boost	需要斜率补偿
电流滞环	电感电流	变频	CCM	敏感	Boost	需要逻辑控制
平均电流	电感电流	恒定	任意	不敏感	任意	需要电流误差放大

10.2.2 UC3854/ UC3855 原理及其应用

基于 Boost 变换器的 APFC 技术已获得越来越广泛的应用,UC3854/UC3855 是其中应用较多的控制芯片。

1. UC3854 特性及工作原理

(1) 工作特性

集成电路 UC3854 是美国 Unitrode 公司生产的 APFC 控制专用器件,也是目前使用最多的一种 APFC 集成芯片,它具有如下特性:

- 升压式 PWM 功率因数达 0.99;
- 交流电流失真小于 5%;
- 通用的操作方式,无需开关;
- 前馈线性调整;
- 平均电流模式控制;
- 噪声灵敏度低;
- 启动电流低;
- 固定频率 PWM 控制;
- 低偏值模拟乘法器 / 除法器;
- 1 A 图腾极驱动;
- 高精度基准电压。

(2) 主要电气参数

UC3854 最大极限值如下:

- 电源电压 V_{CC} 为 35 V;
- 栅极驱动 连续状态为 0.5 A;
50% 占空比为 1.5 A。
- 输入电压 V_{SENSE}, V_{RMS} 为 11 V;
 $I_{SENSE}, Mult_{OUT}$ 为 11 V;
 PK_{LMT} 为 5 V。
- 输入电流, $R_{SET} I_{AC}, PK_{LMT}, ENA$ 为 10 mA;
- 功率损耗为 1 W;
- 存储温度为 $-65 \sim +150^{\circ}\text{C}$;
- 引线温度(焊锡,10 秒)为 300°C 。

(3) 引脚说明

UC3854 的内部结构如图 10.2.5 所示。其引脚功能如下。

- 1 脚(GND):接地端。
- 2 脚(PK_{LMT}):峰值限制端,接电流检测电阻的电压负端。
- 3 脚(CA_{OUT}):电流放大器 CA 输出端。
- 4 脚(I_{SENSE}):电流检测端,内部接 CA 输入负端,外部经电阻接电流检测电阻的电压正端。
- 5 脚($Mult_{OUT}$):乘法器输出端,即电流检测另一端,内部接乘法器 / 除法器输出端和 CA 输入正端,外部经电阻接电流检测电阻的电压负端。
- 6 脚(I_{AC}):输入电流端,内部接乘法器 / 除法器输入 B,外部经电阻接整流输入电压的正端。
- 7 脚(VA_{OUT}):电压放大器 VA 输出端,内部接乘法器 / 除法器输入 A,外部接 RC 反馈网络。
- 8 脚(V_{RMS}):有效值电源电压端,内部经过平方器接乘法器 / 除法器输入 C,起前馈作用,其数值范围为 $1.5 \sim 4.77 \text{ V}$ 。

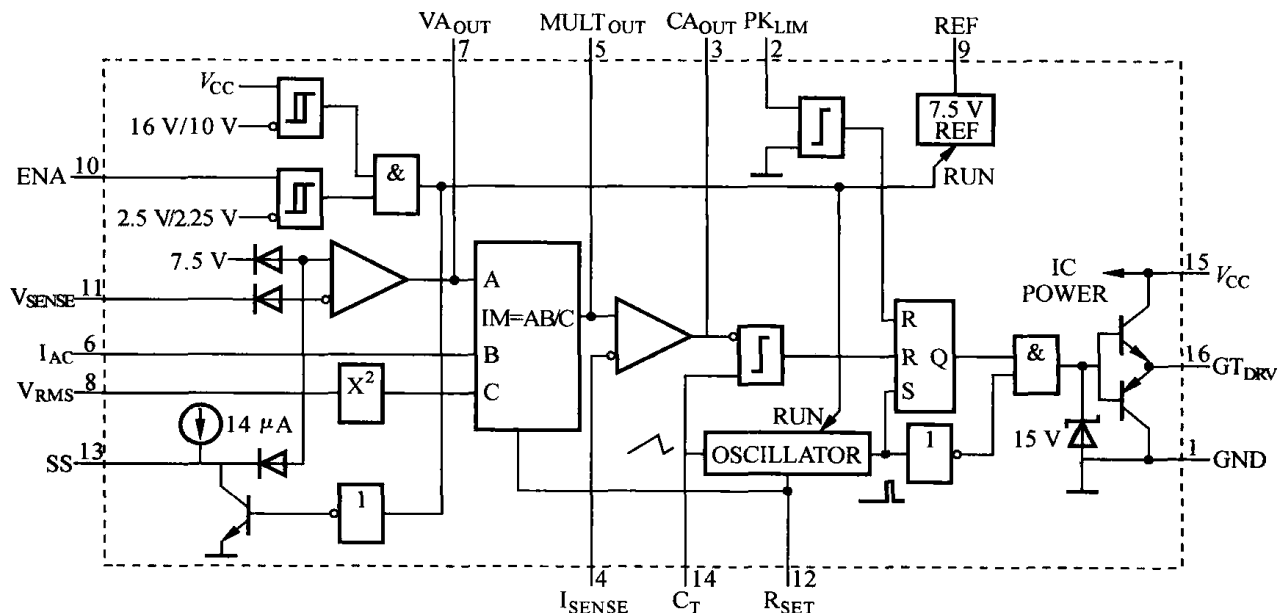


图 10.2.5 UC3854 内部结构框

9 脚(REF):基准电压端,产生 7.5 V 基准电压。

10 脚(ENA):启动端,通过逻辑电路控制基准电压、振荡器、软启动。

11 脚(V_{SENSE}):输出电压检测端,接电压放大器 VA 的输入负端。

12 脚(R_{SET}):外接电阻 R_{SET} 端,控制振荡器充电电流及限制乘法 / 除法器最大输出。

13 脚(SS):软启动端。

14 脚(C_T):外接电容 C_T 端, C_T 为振荡器定时电容,产生振荡频率 $f = 1.25 / R_{\text{SET}} C_T$

15 脚(V_{CC}):集成电路的供电电压端,额定值为 22 V。

16 脚(GT_{DRV}): f_{-1} 极驱动端,通过电阻接功率 MOS 开关管门极,该端电位钳在 15 V。

(4) 工作原理简介

输出直流电压经分压网络取样传感到 11 脚,输入到电压放大器(该放大器的阈值电压为 7.5 V)。为迫使 AC 输入电流随 AC 电压变化而变化,线路电流波形被取样后接到 6 脚。6 脚的输入信号在乘法器中与电压放大器的输出相乘(即 AB)对电流控制回路产生一个参与信号。正比于整流电压的电压信号施加到 8 脚,并在 IC 内平方,在乘法器中作为除数。横跨电流传感电阻的电压接到 4 脚和 5 脚,使 AC 线路电流紧紧跟踪 AC 电压变化。这些 IC 控制输入通过乘法器及放大器去触发 IC 内的定频脉宽。

2. UC3854 的应用

1) 硬件工作原理

图 10.2.6 所示为 APFC 硬件电路结构图,电路采用升压式功率因数校正控制电路。其升压控制电路主要由一个 UC3854 专用集成 PFC 控制器及外围电路组成。UC3854 集成控制基本由三个环节构成,单输出脉宽信号(PWM)栅极驱动器,包括振荡器、比较器和触发器,差模电流环放大器,即 UC3854 的 3 脚、4 脚和 5 脚,以及一个电压环放大器。

升压控制过程为:三个输入信号 V_{ACB} 、 V_{RMS} 、 HVDCLOOP 经处理后,分别得到 A、B、C 三个信号,送到 UC3854 片内模拟乘法器,经运算后得到一个输入电流参考信号,M 与输入电流

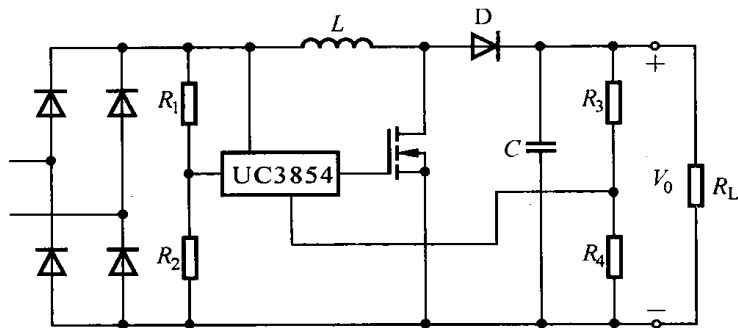


图 10.2.6 UC3854 构成的 APFC 电路简化原理图

取样信号进行比较,经差模误差放大,再与斜波信号进行比较,最后经过触发器和驱动器,在 UC3854 的 16 脚输出一 PWM 信号。PWM 信号再经过驱动电路后送到升压开关管的控制端,驱动开关管。升压控制的核心为一个三输入模拟乘法器,其运算关系为

$$I_M = A \times B / C$$

式中, I_M 为输入电流的参考给定信号,是一个电流信号; A 是一个反映输入电压波形 V_{ACB} 的电流信号; B 是高压直流反馈(HVDCLOOP)误差信号的放大输出; C 为输入电压有效值 V_{RMS} 的平方,在控制环中起前馈作用。

从式(10-2-1)可看出,在输入电压一定(即 C 一定)的情况下,输入电流的波形取决于输入电压波形信号 A ,而输入电流的幅值则取决于高压直流的反馈信号的误差放大输出 B 。

输入电流的取样信号(BSH+)和(BSH-)经二阶滤波后送到 UC3854 的 5 脚和 4 脚,与参考电流信号(即 3 脚的信号)进行比较,同时也送到 2 脚,供输入峰值电流检测,以保护开关管。10 脚的使能信号及 13 脚的软启动信号在没有软件控制的情况下,可以直接通过限流电阻接到电源上。

在此要特别注意,UC3854 的 12 脚和 14 脚产生 PWM 的斜波信号,故一定要保证振荡器的起振,否则不会产生 PWM 信号,从而无法控制开关管的通断,引起校正失败。

2) 主要参数设计

(1) 主电路电感设计

输入电压最小时电感电流最大,所以计算电感时选取该时刻为计算点。电感的大小还和开关中允许的纹波多少有关,允许的纹波含量越多,电感值越小,一般选纹波含量为输入电流峰值的 20%。最大输入电流峰值 I_{iPK} 发生在最小的输入电压时。假设 D 为电流峰值时的占空比, f_s 为开关频率, V_{imin} 为允许的最小输入电压有效值, P_i 为输入功率, V_o 为输出电压,则输入电感可由以下公式求出:

$$I_{iPK} = \sqrt{2}P_i / V_{imin}$$

$$\Delta I_L = 0.2 I_{iPK}$$

$$D = (V_o - \sqrt{2}V_{imin}) / V_o$$

$$L = \sqrt{2}V_i D / (f_s \Delta I_L)$$

(2) 输出电容选择

输出电容的大小和开关频率纹波电流、次谐波电流、输出直流电压、输出纹波电压、功率及输出保持时间有关。电容电流等于开关频率纹波电流和 100 Hz 谐波电流之和。在考虑保持时间时,输出电容的计算公式为

$$C = 2P_o t_H / (V_o^2 - V_{omin}^2)$$

式中, t_H 为电容的保持时间, 指输入关断后, 输出电压在一定范围内保存的时间, 一般为 $15 \sim 50 \mu\text{s}$; V_{omin} 为负荷最小工作电压。

(3) 功率开关管和二极管的选择

取电感中的最大峰值电流, 即峰值平均电流和半个峰-峰高频纹波电流之和作为功率开关管的电流容量; 其电压额定值至少等于输出电压。

二极管的最大峰值电流容量也等于电感器中的最大峰值电流, 电压额定值至少等于输出电压。另外还需考虑功率开关管的导通功耗。

(4) 直流输出电压检测电阻 R_3 、 R_4 的选取

由 Boost 型 APFC 系统的电路, 有

$$V_{REF} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_o$$

式中, V_{REF} 为芯片内提供的基准电压, 取 7.5 V 。根据上式可以算出 R_3 、 R_4 的比值, 根据比值选取 R_3 、 R_4 。

(5) 前馈分压网络的设计

前馈分压网络的具体电路如图 10.2.7 所示, 其作用是提取整流后的正弦半波电压, 经平方后作为乘法器的输入, 用于产生一个正弦电流标准波形, 实际电流波形就跟踪该波形, 即相当于跟踪输入电压的正弦波形, 所以能取得高功率因数。

UC3854 的 8 脚输入电压范围为 $1.5 \sim 4.77 \text{ V}$, 即输入电压最低不能低于 1.5 V , 则有

$$1.5 \text{ V} = \frac{R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} V_{imin}$$

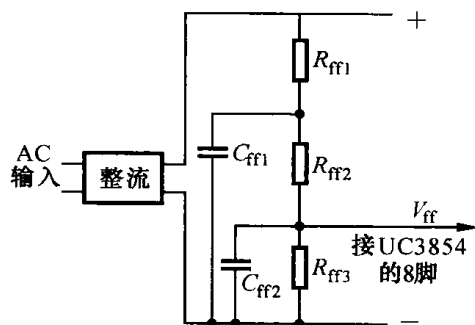


图 10.2.7 前馈分压网络电路

在设计电路时通常要求分压网络的总输入阻抗约 $1 \text{ M}\Omega$, 据此及上式就可以选取分压电阻的值。

R_{ff2} 和 R_{ff3} 分别并联滤波电容 C_{ff1} 、 C_{ff2} , 构成二阶滤波器。由于分压网络输入是二倍频 (100 Hz) 正弦半波, 而 V_{ff} 的大小将直接影响乘法器输出的 100 Hz 正弦半波的大小。并使该正弦半波包含 4 次谐波分量, 因此要求 V_{ff} 尽量为平滑的直流量, 同时考虑到乘法器对输入电压幅值的响应速度要快, 为此要求该二阶低通滤波器的转折频率不能太低, 并且为了获得最大带宽, 要求二阶滤波器的极点在频率上。由于 V_{ff} 失真引起的谐波失真占总谐波失真的百分比被限制在 1.5% 以下, 又输入市电经桥式整流后产生的二次谐波失真为 66.7% , 因此该二阶低通滤波器的增益为 $1.5\% / 66.7\% = 0.025$ 。

平分给两级低通滤波器的增益每级为 0.15 。根据增益与转折频率的关系: 增益 $A_v = f_c / f_o$, 已知输入信号的频率 $f_o = 2 \times 50 \text{ Hz} = 100 \text{ Hz}$, 所以转折频率 $f_c = 15 \text{ Hz}$ 。由此计算滤波电容的大小:

$$C_{ff1} = 1 / (2\pi f_c R_{ff2})$$

$$C_{ff2} = 1 / (2\pi f_c R_{ff3})$$

此外, 还需对电流传感检测电阻、独立的峰值电流限制的设置、乘法器、谐波失真、电压电流误差放大器的补偿、前馈电压分压电容器等进行设计和估算, 这里从略。图 10.2.8 所示为用

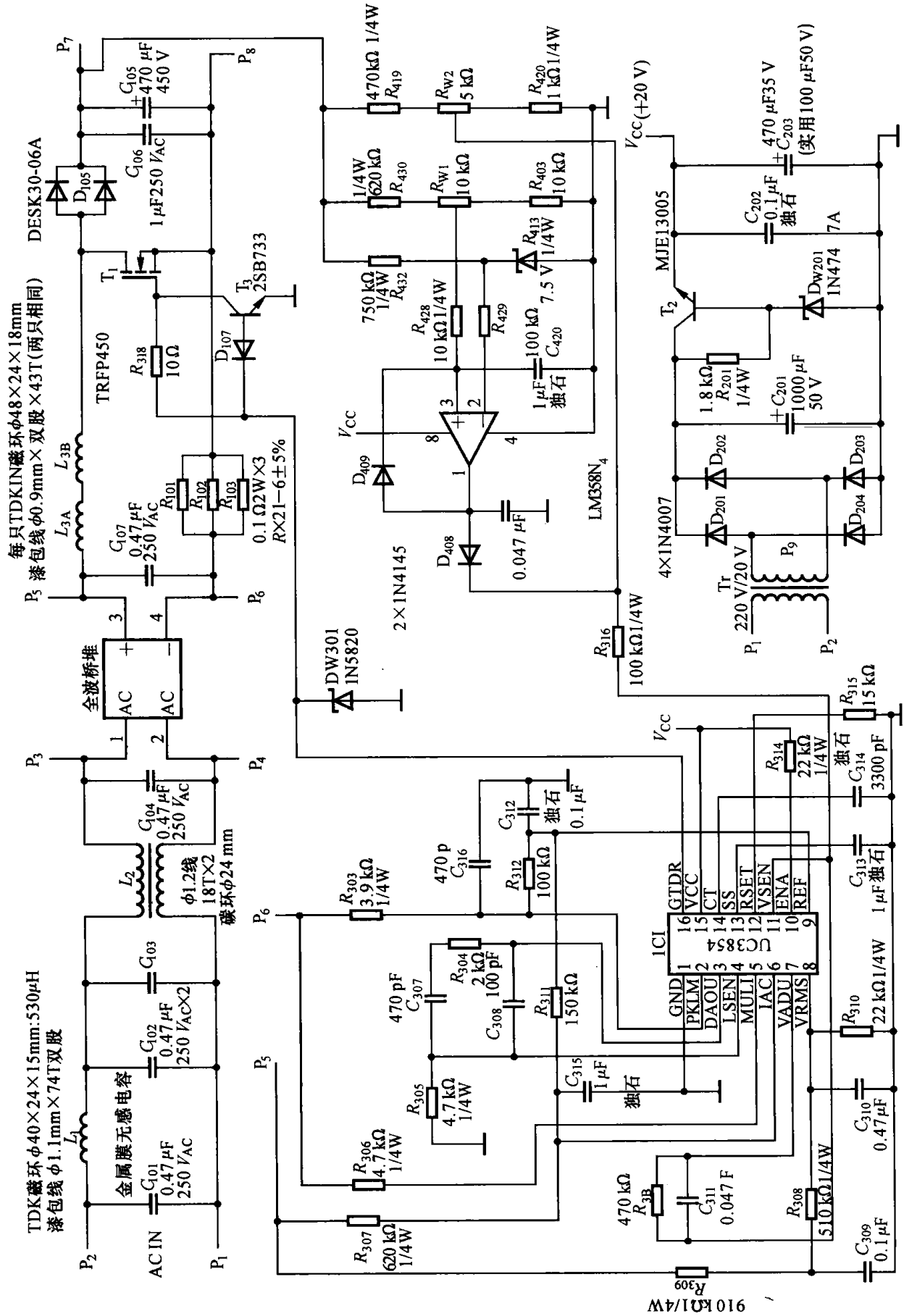


图10.2.8 基于UC3854的1200W, 30 kHz PFC 电路图

UC3854 实现的 1200 W、30 kHz 的 PFC 电路。

3. UC3855 特性、原理及应用

(1) UC3855 简介

UC3855 工作原理如图 10.2.9 所示。它是一种能实现零电压转换的高功率因数校正器集成控制芯片,采用零电压转换电路、平均电流模式产生稳定的、低畸变的交流输入电流,无需斜坡补偿,最高工作频率可达 500 kHz,其内部有 ZVS 检测、一个主输出驱动和一个 ZVT 输出驱动。由于采用软开关技术,可以极大地减小二极管反向恢复时和 MOSFET 开通时的损耗,从而具有低电磁辐射和高效率的特点。

UC3855 主要由乘法、除法、平方电路构成,为电流环提供编程的电流信号。芯片内部有一个高性能、带宽为 5 MHz 的电流放大器,并具有过压、过流和回差式欠压保护功能,输入线电压钳位功能,低电流启动功能。内部乘法器电流限制功能在低线电压时能抑制功率输出。UC3855 其他的电路功能主要有:过电压保护;工作达 500 kHz 的零电压转换(ZVT)控制电路;具有电流合成器,只需检测主开关管开通时的电感电流,而主开关管关断时流经电感和二极管的电流可通过芯片内的电流合成器构造出来,这样既提高了信噪比,又减小了电流检测的损耗。

(2) UC3855 特性及主要电气参数

① UC3855 的特性。

- 采用升压型 PWM 控制技术使功率因数近似 1;
- 恒频平均电流型控制方式,减小了源电流失真;
- 内部采用有源滤波技术,工作频率高达 500 kHz,改善了抗电磁干扰,提高了效率;
- 电感电流的加法器可采用电流互感器的工作方式,以提高效率和较小噪声;
- 采用源电压补偿的精密模拟乘法器,可应用于输入电压变化范围宽的场合;
- 宽带低失调电流放大器;
- 有过流、过压保护功能;
- 启动电流典型值 150 μA ;
- 有 2 个欠压锁定门限值可供选择;
- 精度为 1% 的 7.5 V 基准电压。

② 主要电气参数。

- 电源电压 V_{CC} : 内部限定。
- V_{CC} 钳位电流: 20 mA。
- PFC 门限驱动器电流(连续): $\pm 0.5 \text{ A}$ 。
- PFC 门限驱动器电流(峰值): $\pm 1.5 \text{ A}$ 。
- ZVT 驱动电流(连续): $\pm 0.25 \text{ A}$ 。
- ZVT 驱动电流(峰值): $\pm 0.75 \text{ A}$ 。
- 输入电流(1AC, RT, RVA): 5 mA。
- 模拟输入电压(不含峰值限制): $-0.3 \sim 10 \text{ V}$ 。
- 峰值限制输入电压: $-0.3 \sim 6.5 \text{ V}$ 。
- 软启动吸收电流: 1.5 mA。
- 储存温度: $-65 \sim 150^\circ\text{C}$ 。

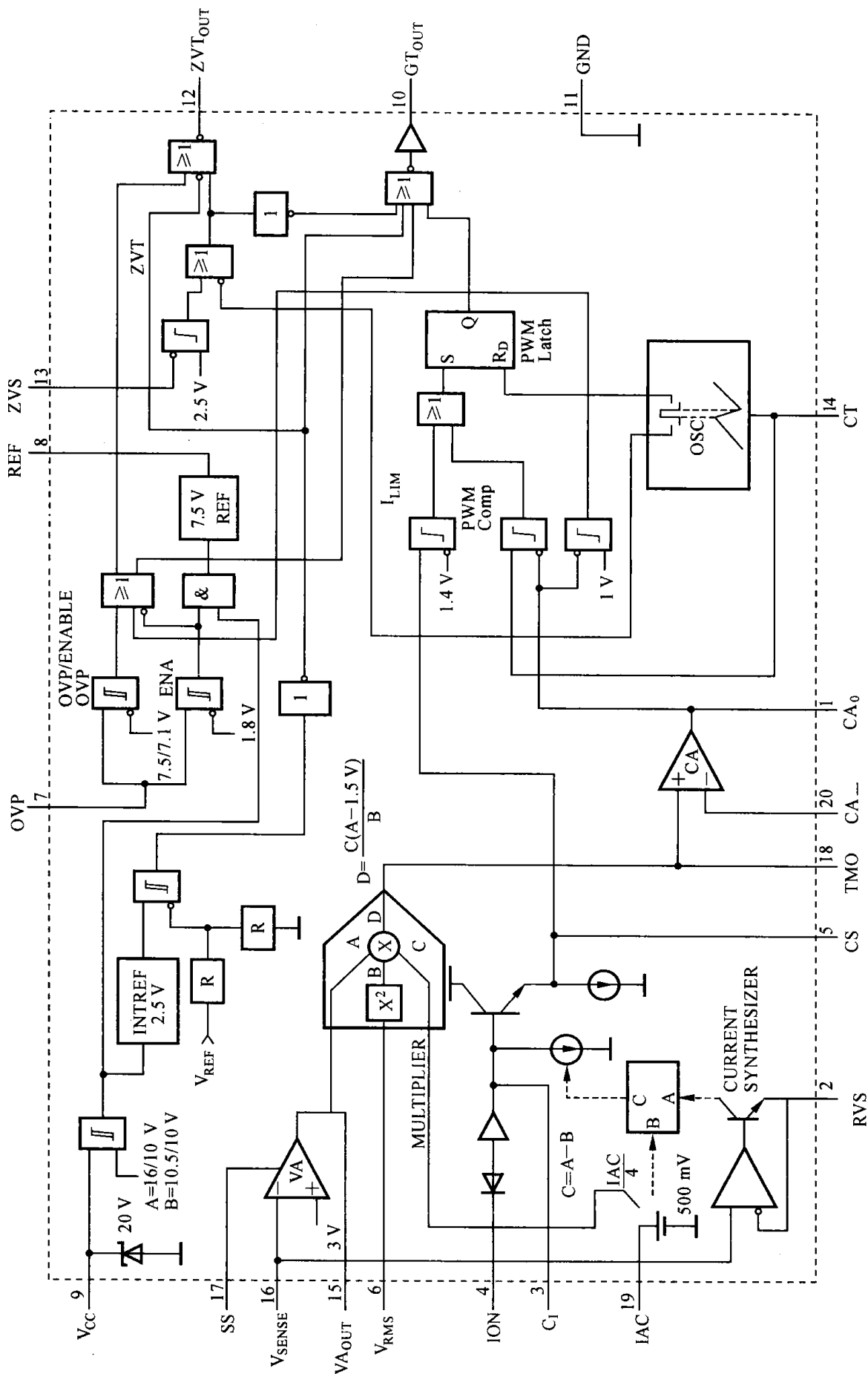


图10.2.9 UC3855功能方块图

(3) UC3855 管脚排列及应用

UC3855 采用 20 脚 DIL 和 SOIC 封装,如图 10.2.10 所示。各管脚功能如下。

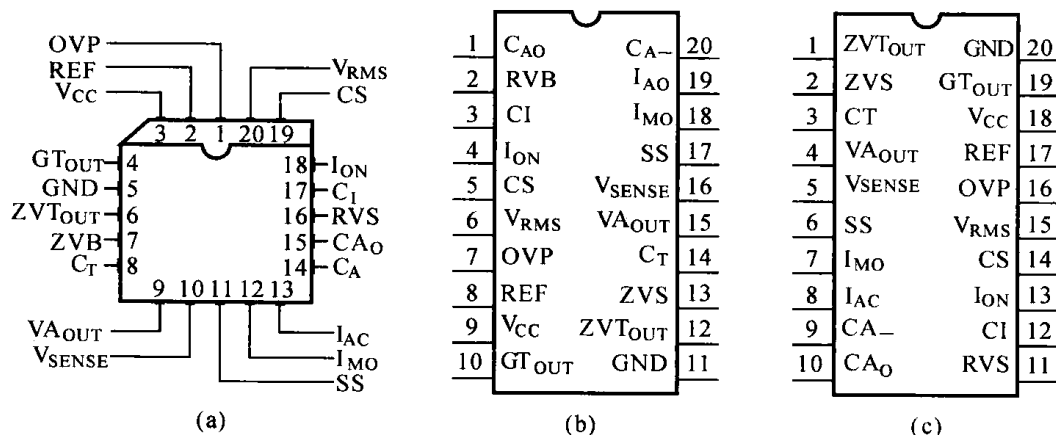


图 10.2.10 UC3855 不同封装管脚分布图

CA₋: 电流放大器的反相输入端。该端和 CA_{OUT} 脚之间应接入电阻电容补偿网, 输入电压范围是 $-0.3 \sim 5 \text{ V}$ 。

CA_O: 宽带电流放大器的输出端, 也是 PWM 比较器的一个输入端。根据该端信号调整市电输入电流, 使之稳定, 电流放大器输出电压范围是 $0.1 \sim 7.5 \text{ V}$ 。

C_I: 电流取样信号加到该脚和 GND 间的电容上, 当升压变换器导通时, 缓冲电流取样互感器给电容充电; 关断时 t 电流同步电路使电容放电, 其放电速度与升压电感器电流变化率 di/dt 成正比。因此, 仅需一个电流取样互感器即可恢复电感器电流。

C_S: 在 CS 和电流放大器反相输入端之间接入电流放大器输入电阻。电流放大器将上述波形与乘法器输出波形比较。同时, 该端还接入峰值限流比较器的输入电压。若该端电平大于 1.4 V , 则比较器和门极驱动器的输出被关断。

C_T: 接在 C_T 端和 GND 之间的电容器。根据公式 $f \approx 1/(11200 \times C_T)$ 设定 PWM 振荡器的频率, 最好采用低等效串联电感 (ESL) 和等效串联电阻 (ESR) 的高质量陶瓷电容器, C_T 值应不小于 200 pF , 振荡器和 PWM 工作频率可达 500 kHz 。

GND: 接地。应当注意, 所有接 GND 的旁路电路和定时电容的引线应尽可能短一些。

GT_{OUT}: 该脚输出峰值为 1.5 A 的推拉电流。驱动外接的 MOSFET。接在 GT_{OUT} 脚和 MOSFET 门极之间的串联电阻, 用于限制 GT_{OUT} 输出电流过冲, 其阻值应不小于 10Ω 。此外, GT_{OUT} 和 GND 间应接入一个正向电压很低的肖特基二极管, 以防止瞬态反向电压。

I_{AC}: 输入该端的电流应该与整流后瞬时交流市电电压成正比。在 I_{AC} 端和已整流市电电压之间接入一电阻可实现上述要求。I_{AC} 内部电压稳压在 500 mV 。

I_{MO}: 乘法器的输出端和电流放大器的同相输入端。由于该端输出一定的电流, 因此在该脚和地之间应接入一个电阻, 其阻值应等于电流放大器的输入电阻。该脚工作电压范围是 $0.3 \sim 5 \text{ V}$ 。

I_{ON}: 电流取样输入端, 应接在电流取样互感器的次级, 电流取样互感器的主线圈与升压变换器的开关管串联。

OVP: 通过分压器取样升压变换器输出电压。当该端电平低于 1.8 V 时, 启动比较器关断 V_{REF} 振荡器和 PWM 电路。该脚电平在 $1.8 \sim 7.5 \text{ V}$ (V_{REF}) 时, UC3855 正常工作。该脚电平高于 7.5 V 时, 滞后 OVP 比较器置位 PWM 锁存器, 同时 ZVT_{OUT} 脚和 GT_{OUT} 脚的输出也被关断。直至 OVP 脚电平下降 400 mV 后, 才能恢复正常工作。在分压器电压为输出电压的 5% 时, OVP 关断,

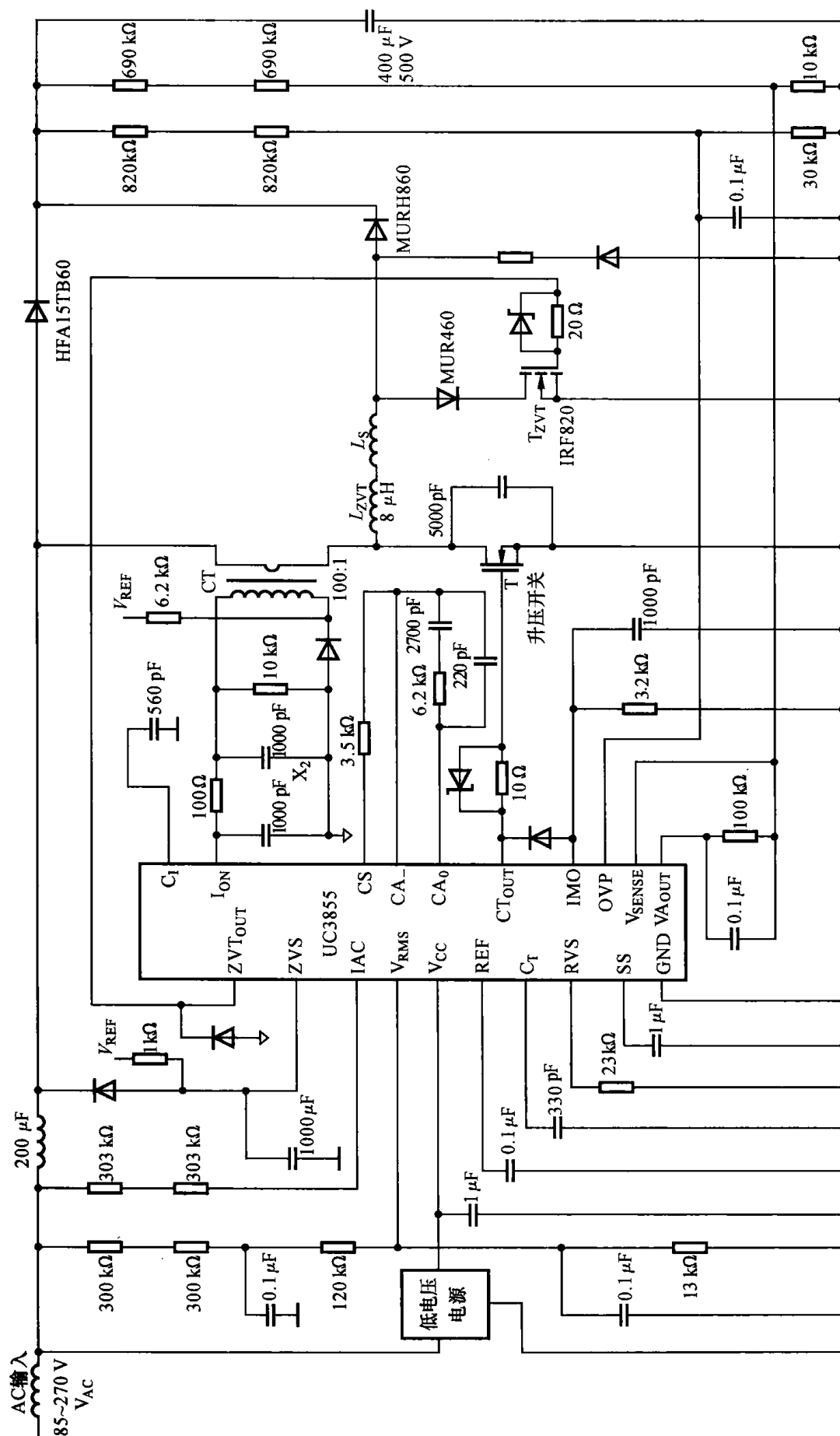


图10.2.11 UC3855典型应用电路

当输出电压达到额定电压时,内部滞后将再次启动工作电路。OVP 的传输延迟时间都是 200 ms。

RVS: 加到 V_{SENSE} 脚的输出电压取样信号经缓冲后传输到 RVS 端。该脚和 GND 之间接入一个电阻,可产生与输出电压成正比的电流,该电流为电流同步电路的一个输入电流。

V_{AO} : 电压放大器的输出端。输出电压范围是 100 mV ~ 6 V。当该脚电压低于 1.5 V 时,乘法器的输出被关断。

V_{CC} : 电源电压端。该端与地之间应接入一个 1 μF 的低 ESL、低 ESR 陶瓷电容器。UC3855A 欠压锁定导通门限是 16 V,并且具有 6 V 滞后; UC3855 B 欠压锁定导通门限是 10.5 V,具有 0.5 V 滞后。

REF: 精密基准电压源的输出脚。该脚可向外部电路提供 25 mA 的电流并且内部可实现短路电流限制,当 V_{CC} 低于欠压锁定门限时,REF 被关断;为了稳定工作,该脚和地之间应接入容量在 0.1 μF 以上的陶瓷电容器。

V_{RMS} : 乘法器的正反馈市电电压补偿端。该端加入与输入交流市电电压成正比的直流电压时,乘法器将根据公式 $1/V_{\text{RMS}}$ 来改变电流指令信号,以保证输入功率恒定。这样可使 PFC 升压稳压器具有通用输入电源电压的特点。当该端电压为 1.5 V 时,市电电压过低,该端电压为 4.7 V 时,市电电压过高。该端输入电压范围是 0 ~ 5.5 V。

V_{SENSE} : 电压放大器的反相输入端,也是 PFC 升压变换器输出电压反馈点。通常在该端和 V_{AO} 之间应接入电压回路补偿网路。

ZVS: 当主 MOSFET 开关漏极电压达到 0 V 时,该端通过 ZVT 比较器取样漏极电压并复位 ZVT 锁存器。该端也调整 ZVT_{OUT} 脚输出的最大和最小脉宽。为了直接取样主开关约为 400 V 的漏极电压,在 ZVS 脚和 MOSFET 的 HV 漏极间应接入一个反向二极管。当漏极电压为 0 V 时,ZVS 端电压约为 0.7 V,低于 2.5 V,ZVS 比较器阈值。ZVS 时间应为振荡器斜坡放电时间的 1/2,以确保 ZVT 功率元件正常工作。

ZVT_{OUT} : 可输出 750 mA 峰值电流以驱动外接的 MOSFET。由于 ZVT-MOSFET 开关容量较小,故只需输出较小的峰值电流。与 GT_{OUT} 一样,该端和 GND 间应串联一个门极电阻和肖基特二极管。

UC3855 的典型应用如图 10.2.11 所示。

10.2.3 功率因数校正器 UCC28019 及其应用

UCC28019 是 TI 公司新近推出的一种功率因数校正芯片,该芯片采用平均电流模式对功率因数进行校正,使输入电流的跟踪误差产生的畸变小于 1%,实现了接近于 1 的功率因数。

1. UCC28019 内部结构及工作原理

UCC28019 适用于宽范围通用交流输入,输出为 100 W ~ 2 kW 的功率因数变换器。该芯片开关频率固定(65 kHz),具有峰值电流限制、软过流保护、开环检测、输入掉电保护、输出过压/欠压保护等众多系统保护功能。推挽式栅极驱动提供 1.5 ~ 2.0 A 的电流驱动能力,输出电压被钳位在 12.5 V。

1) UCC28019 引脚功能

UCC28019 的引脚排列如图 10.2.12 所示。各引脚功能如下。

GND 脚: 接地端。

I_{COMP} 脚: 电流环路补偿, 跨导电流放大器的输出端。

I_{SENSE} 脚: 电感电流检测。

V_{INS} 脚: 交流输入电压检测。

V_{COMP} 脚: 电压环路补偿, 跨导电压误差放大器的输出端。

V_{SENSE} 脚: 输出电压检测。

V_{CC} 脚: 电源输入端。

GATE 脚: 栅极驱动输出端。

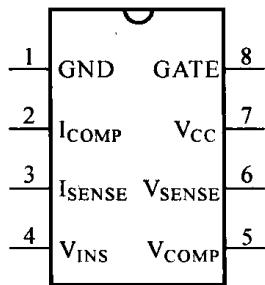


图 10.2.12 UCC28019 引脚排列图

2) UCC28019 的内部结构

UCC28019 内部结构如图 10.2.13 所示。

(1) 系统保护功能

① 软启动(SS)。

V_{COMP} 接跨导电压误差放大器的输出端, 在欠压锁定、输入掉电保护、开环保护及待机模式下, V_{COMP} 被拉低。在故障排除之后, 控制 V_{COMP} 脚电压的上升率, 可以控制占空比的增长, 使其为时间的线性函数。

② V_{CC} 欠压锁定(UVLO)。

在启动期间, 在 V_{CC} 超过 10.5 V 的开启阈值前, 欠压锁定将禁止控制器工作。在开始工作后, 在 V_{CC} 下降到关断阈值 9.5 V 前, 控制器将不会停止工作。

③ 输入掉电保护(IBOP)。

当 V_{INS} (由高至低) 下降到 0.82 V, 即达到输入掉电保护阈值 $V_{\text{INSBROWNOUT_th}}$ 时, 输入掉电保护使芯片工作于待机模式。当 V_{INS} (由低至高) 上升到 1.5 V, 即达到输入掉电保护阈值 $V_{\text{INSENABLE_th}}$ 时, 由待机模式进入工作模式。

④ 输出过压保护(OVP)/ 输出欠压保护(UVD)/ 增强型动态响应(EDR)。

$V_{\text{OUT(OVP)}}$ 在输出电压超过额定值的 5% 时, 使 V_{SENSE} 超过 5.25 V 的阈值 V_{OVP} 。当 V_{SENSE} 下降到 5.25 V 以下时, 栅极驱动无输出。

$V_{\text{OUT(UVD)}}$ 在输出电压低于额定值的 5% 时, 使 V_{SENSE} 低于 4.75 V 的阈值 V_{UVD} 。当 V_{SENSE} 升至 4.75 V 以上时, 栅极驱动无输出。在负载变化较大的情况下, 增强型动态响应(EDR)用于提高窄带电压环的缓慢动态响应。

⑤ 开环保护 / 待机模式(OLP/Standby)。

当输出电压无反馈或 V_{SENSE} 端输入电压被断开(开环)时, 电压误差放大器将会增大栅极驱动的输至最大占空比。为防止这种情况的发生, 芯片内部强制拉低 V_{SENSE} 脚电压。如果输出电压下降至额定值的 16%, 使 V_{SENSE} 下降到 0.82 V, 芯片将进入待机模式, PWM 开关处于暂停状态, 芯片仍然工作但是待机电流被拉低至 3 mA。

⑥ 过流保护。

过流保护有两个特征: 峰值电流限制(PCL)防止电感饱和, 软过流保护(SOC)防止输出过载。

软过流保护(SOC): 限制输入电流的大小。当 I_{SENSE} 端电压达到 -0.73 V 时, SOC 被触发, SOC 影响电压环路的补偿, 并具有调节控制环路以降低占空比的作用。

峰值电流限制(PCL): 当 I_{SENSE} 端电压达到 -1.08 V 时, PCL 被触发, 芯片停止工作。

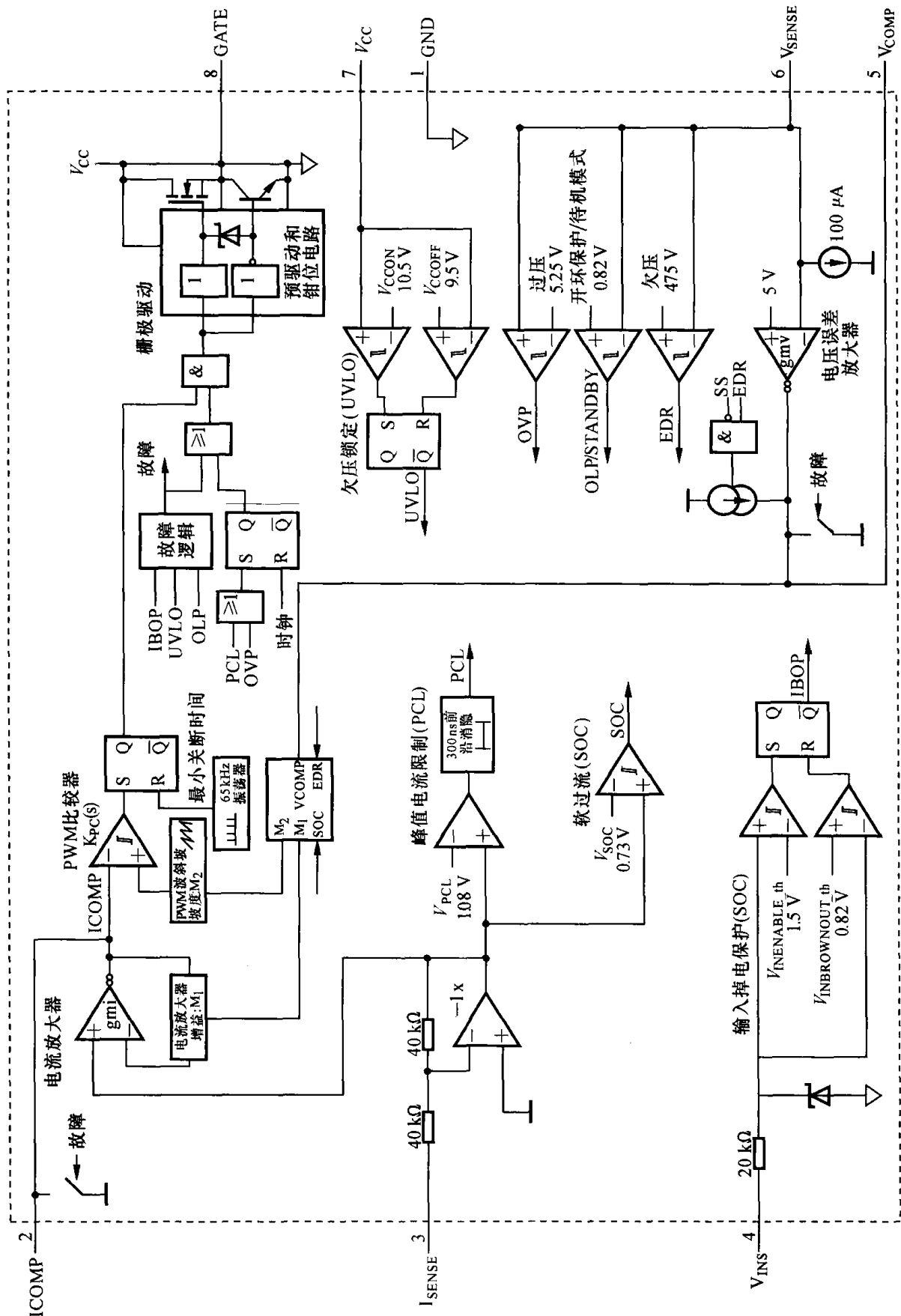


图10.2.13 UCC28019的内部框图

(2) 栅极驱动

栅极驱动输出按电流最优优化结构设计,可以以较高的开关速度直接驱动大容量 MOSFET 的栅极。芯片内部的钳位电路将 MOSFET 栅极上的电压钳位在 12.5 V,外部的栅极驱动电阻 R_{GATE} 限制了栅极驱动电路的寄生电感及寄生电容的上升时间,并且抑制了振铃,从而减少了电磁干扰(EMI)。

(3) 电流环路和电压环路

电流环路由芯片内部的平均电流放大器,PWM 比较器和芯片外部的升压电感及电感电流检测电阻组成。

电压环路由芯片内部的电压误差放大器,非线性增益和芯片外部的输出电压检测电阻组成。

3) 系统的工作原理

图 10.2.14 所示的电路简单地描述了采用 UCC28019 作为控制芯片的有源功率因数校正的工作原理。栅极驱动信号由电流放大器的输出信号和电压误差放大器的输出信号 M_2 经脉冲宽度比较器调制而成。当系统处于准稳态时,有

$$M_1 R_{\text{sense}} i_{\text{Lbst}} = M_2 / M(D)$$

即

$$i_{\text{Lbst}} = \frac{M_2}{M_1 M(D) R_{\text{sense}}} = \frac{M_2 (1-D)}{M_1 R_{\text{sense}}} = \frac{M_2 v_i}{M_1 V_{\text{OUT}} R_{\text{sense}}}$$

式中, M_1 为电流放大器的增益; M_2 为 PWM 波的斜坡坡度; R_{sense} 为电感电流检测电阻; i_{Lbst} 为电感平均电流; $M(D)$ 为升压变换器的电压转换比。

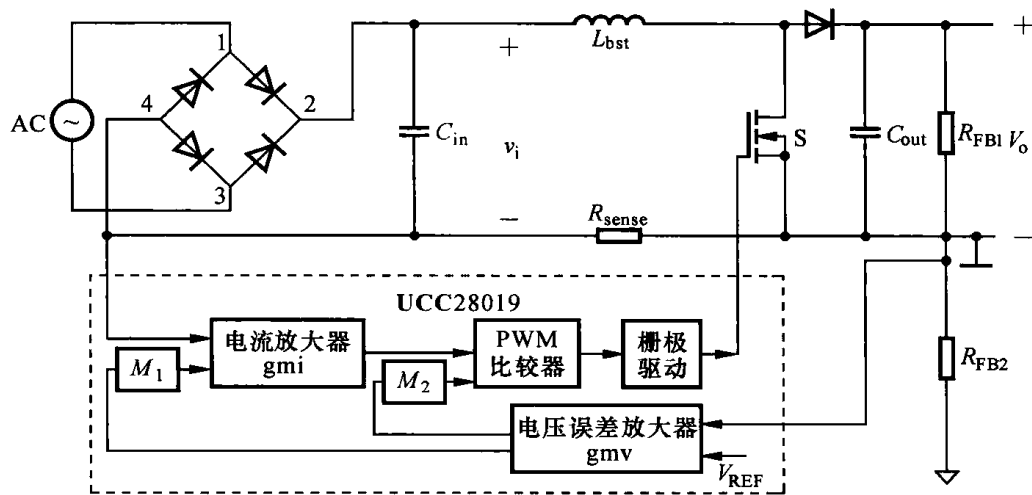


图 10.2.14 简化的电路方框图

M_1 、 M_2 由电压误差放大器和芯片内部参考电压的差值决定,均可以控制输入电流的幅值,且两者的乘积满足一定的关系。当系统处于准稳态时,输出电压为定值, M_1 、 M_2 也为定值,故由控制环路强迫电感电流跟随输入电压波形以保持升压调节;又因为 v_i 为正弦波,因此电感平均电流同样为正弦波。

2. 主要参数设计

UCC28019 典型应用电路图如图 10.2.15 所示。

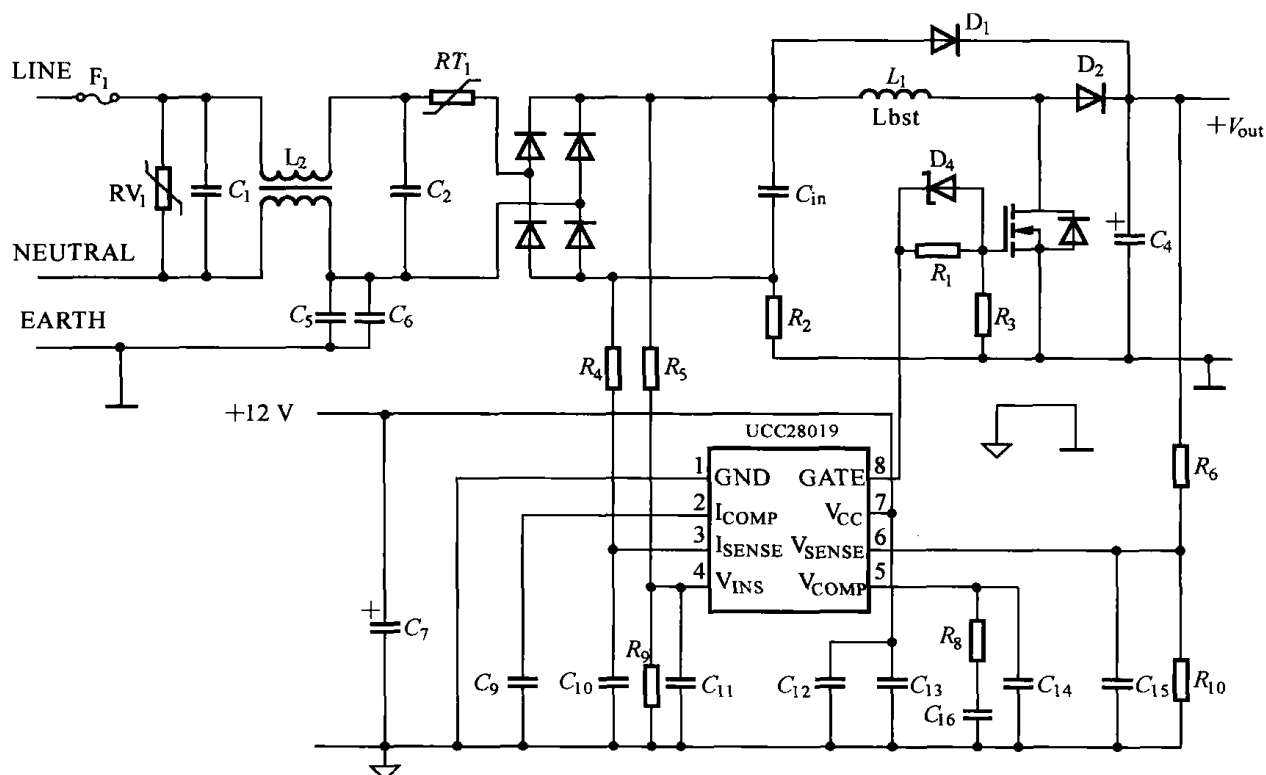


图 10.2.15 UCC28019 典型应用电路图

(1) 功率器件的选取

① 整流桥的选取。

根据给定的输出功率及输入电压等参数,可以求得输入电流的最大峰值 $I_{IN_PEAK_max}$ 。根据输入交流电压的最大值及计算所得的输入电流的最大峰值,选用相应的整流桥。

② 开关器件的选取。

开关器件的最大峰值电流 $I_{DS_PEAK(max)}$ 可通过以下公式计算:

$$I_{DS_PEAK_max} = \frac{\sqrt{2}P_{OUT_max}}{V_{IN_RECTIFIED_min}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN_RECTIFIED_min}}{3\pi V_{OUT}}}$$

根据输出电压的最大值及计算所得的开关器件的最大峰值电流,选择相应的功率场效应管。

(2) 输入滤波电容的选取

UCC28019 是连续传导模式控制器,同样需计算电感纹波电流的大小。在允许有 20% 的电感电流纹波 I_{RIPPLE} 和 6% 的高频电压纹波 V_{RIPPLE_IN} 的情况下,输入滤波电容的最大值 C_{IN} 由输入电流纹波 I_{RIPPLE} 和输入电压纹波 $V_{RIPPLE_IN_max}$ 决定。

输入滤波电容的值可通过以下公式计算:

$$C_{IN} = \frac{I_{RIPPLE}}{8f_{SW}V_{IN_PIPPLE_max}}$$

式中, $I_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} I_{IN_PEAK_max}$

$$V_{IN_RIPPLE_max} = \Delta V_{RIPPLE_IN} V_{IN_RECTIFIED_max} = \Delta V_{RIPPLE_IN} \sqrt{2} V_{IN_max}$$

根据计算所得的电容值,选择相应的电容。

(3) 升压电感的选取

升压电感 L_{BST} 在确定了电感峰值电流的最大值 $I_{L_PEAK_max}$ 后作出选择:

$$I_{L_PEAK\ max} = I_{IN_PEAK\ max} + I_{RIPPLE}/2$$

升压电感的最小值根据最坏的情况(占空比为 0.5) 计算得出:

$$L_{BST\ min} \geq \frac{V_{OUT} D(1-D)}{f_{SW(1p)} I_{RIPPLE}} = \frac{V_{OUT}}{4 f_{SW\ 1p} I_{RIPPLE}}$$

根据计算所得的电感电流的峰值和电感的最小值, 绕制符合要求的电感。

(4) 电感电流检测电阻的选取

在电感电流超过最大峰值电流 25% 时, I_{SENSE} 端电压达到软过流保护阈值的最小值, R_{SENSE} 将触发软过流保护。 R_{SENSE} 可通过以下公式计算:

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SOC}}{I_{L_PEAK\ max} \times 1.25}$$

此外, 为保护芯片免受冲击电流的冲击, 在 I_{SENSE} 脚处串联一个阻值为 220 Ω 的电阻。

(5) 输出电容的选取

输出电容 C_{OUT} 通过满足转换器的延迟要求来计算。在一个线性周期内, $t_{HOLDUP} = 1/f_{LINE\ min}$, 电容的最小值可通过以下公式计算:

$$C_{OUT\ min} \geq \frac{2P_{OUT} t_{HOLDUP}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT_HOLDUP\ min}^2}$$

根据计算所得的输出电容最小值, 选择相应的电解电容。

(6) 电压反馈电阻的选取

为降低功耗并使电压设置误差达到最小, 使用 1 M Ω 电阻作为电压反馈顶部的分压电阻 R_{FB1} 。通过内部 5 V 的参考电压 V_{REF} 选取底部的分压电阻 R_{FB2} 以满足输出电压的设计指标:

$$R_{FB2} = \frac{V_{REF} R_{FB1}}{V_{OUT} - V_{REF}}$$

根据计算所得的电阻值, 选择相应的电阻。

设计与思考十

10.1 根据平均功率定义的有功功率和无功功率怎么检测? 如果输入电压和电流为非正弦周期信号, 用这种方法来检测无功电流是否有效?

10.2 用傅里叶变换的方法来检测谐波有什么优点和缺点?

10.3 试述基于 Fryze 功率定义的瞬时广义无功功率检测方法的原理, 怎样理解其检测无功功率的瞬时性?

10.4 试述基于 dq 旋转坐标系的谐波电流瞬时检测方法。

10.5 用瞬时值采样法测量电压、电流时需要在一个周波内对信号同时采样 N 点, 请问有什么实现方法?

10.6 用投切电容的方法进行无功补偿时, 一般根据无功电流的大小来决定投切电容的大小, 能根据功率因数的大小来决定投切电容的大小吗, 为什么?

10.7 在投切电容进行无功补偿时, 为防止投切过程中的冲击电流, 可以采用什么方法? 请提出设计方案。

10.8 试述电能质量调节器的基本结构和工作原理以及它的优点和缺点。

10.9 比较电能质量调节器基于谐波电流检测的控制策略和基于电网电流 / 负载电压直接控制策略的原理及优缺点。

10.10 为什么要进行功率因数校正, 功率因数校正有什么方法?

10.11 试述基于 Boost 变换器的功率因数校正的原理。

10.12 UC3855 是怎样实现软开关的, 分析其工作原理。

10.13 UCC28019 没有使用乘法器, 试述其实现功率因数校正的原理。

参考文献 References

- [1] 阮新波,严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京:科学出版社,2000.
- [2] 阮新波,严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M]. 北京:科学出版社,1999.
- [3] 李定宣. 开关稳定电源设计与应用[M]. 北京:中国电力出版社,2006.
- [4] 候振义等. 直流开关电源技术及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2006.
- [5] 丁道宏. 电力电子技术[M]. 北京:航空工业出版社,1998.
- [6] 徐德高,金刚. 脉宽调制变换器型稳压电源[M]. 北京:科学出版社,1983.
- [7] 叶慧贞,杨兴洲. 新颖开关稳压电源[M]. 北京:国防工业出版社,1999.
- [8] 长谷川彰. 开关稳压电源的设计与应用[M]. 何希才译. 北京:科学出版社,2006.
- [9] 李爱文. 现代通信基础开关电源的原理和设计[M]. 北京:科学出版社,2001.
- [10] 华东计算技术研究所电源研究室. 晶体管开关稳压电源[M]. 北京:人民邮电出版社,1985.
- [11] 史平君. 实用电源技术手册:电源元器件分册[M]. 沈阳:辽宁科学技术出版社,1999.
- [12] 赵良炳. 现代电力电子技术基础[M]. 北京:清华大学出版社,1995.
- [13] 张立. 现代电力电子技术基础[M]. 北京:高等教育出版社,1999.
- [14] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社,2001.
- [15] 贾正春,马志源. 电力电子学[M]. 北京:中国电力出版社,2001.
- [16] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 杭州:浙江大学出版社,2002.
- [17] 刘凤君. 现代逆变技术及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2006.
- [18] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社,1999.
- [19] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M]. 北京:电子工业出版社,2001.
- [20] 刘凤君. 逆变器用整流电源[M]. 北京:机械工业出版社,2004.
- [21] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术[M]. 北京:高等教育出版社,2004.
- [22] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
- [23] 俞杨威等. 基于 PWM 逆变器的 LC 滤波器. 机电工程[J],2007,24(5).
- [24] 扬荫福,段善旭,朝泽云. 电力电子装置及系统[M]. 北京:清华大学出版社,2006.
- [25] 陈道炼. 静止变流器[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2004.
- [26] 许德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
- [27] 赵世廉. TMS320X240XDSP 原理及应用开发指南[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2007.
- [28] 王幸之等. 单片机应用系统抗干扰技术[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2000.
- [29] Abraham I. Pressman. 开关电源设计[M]. 王志强等译. 北京:电子工业出版社,2005.
- [30] 刘和平等. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2002.
- [31] 叶德云,罗欢,刘开培. 基于 Fryze 功率定义的三相系统广义无功实时检测方法. 电气应用[J]. 2005, 24(10).
- [32] 宋新新,王广柱. 电能质量调节器检测方式的研究. 继电器[J],2005,33(23).
- [33] 兰金茹等. 电能质量调节器的研究. 电气开关[J]. 2006(1).
- [34] 周志敏,周纪海,纪爱华. 开关电源实用技术——设计与应用[M]. 北京:人民邮电出版社,2007.
- [35] 沈锦飞. 电源变换应用技术[M]. 北京:机械工业出版社,2007.