

无线电爱好者丛书

集成开关电源的设计制作调试与维修

胡存生 胡 鹏 编著



人民邮电出版社

登记证号(京)143号

内 容 提 要

本书比较系统地介绍了开关电源的原理、设计、制作以及调试方法，给出了详尽的计算过程。对开关电源中几种基本电路结构的输入电路、主变换器电路、控制电路、保护电路、输出电路等都进行了详细的分析；对高频变压器的设计，开关电源中所使用的新型集成控制电路和元器件在电路中的应用也做了系统介绍，并向读者推荐了开关电源的有关安全标准。

本书还包括常用微机系统实用开关电源的原理分析、故障现象及排除方法等内容。

本书可供从事开关电源设计和维修的工程技术人员、电子技术爱好者学习使用，也可作为大专院校学生的参考书。

无线电爱好者丛书

集成开关电源的设计制作

调试与维修

Jicheng kai yuan dian yuan de she ji zhi zuo

tiao shi yu wei xiū

胡存生、胡鹏 编著

责任编辑 孙中臣

人民邮电出版社出版发行

北京朝阳门内南竹杆胡同 111 号

北京朝阳展望印刷厂印刷

新华书店总店科技发行所经销

*

开本：787×1092 1/32 1995年4月 第一版

印张：9.125 页数：146 1995年4月 北京第1次印刷

字数：206千字 插页：2 印数：1—8000册

ISBN7-115-05496-7/TN·838

定价：8.50元

TN 86
H 56

381461

无线电爱好者丛书

集成开关电源的设计制作 调试与维修

胡存生 胡 鸯 编著



人民邮电出版社

中国电子学会 《无线电爱好者丛书》编委会

名誉主编：孟昭英

主 编：牛田佳

副 主 编：宁云鹤

编 委（以姓氏笔划为序）：

王尔乾 王明臣 刘 诚

刘宪坤 安永成 孙彦昕

郑人杰 武世鹏 赵连凯

执行编委：李树岭 刘宪坤 孙中臣

无线电爱好者丛书前言

众所周知，迅速发展着的无线电电子技术，是一门应用十分广泛的现代科学技术。它的发展水平和普及程度是现代化水平的重要标志。为了普及电子技术知识，培养更多的无线电爱好者，适应现代化建设的需要，中国电子学会和人民邮电出版社约请有关专家编写了这套《无线电爱好者丛书》。

本丛书从无线电爱好者的实际条件出发，按照理论联系实际的指导思想，深入细致地讲述各种无线电元器件和常用电子电路的原理；介绍各种家用电器、电子设备（如收音机、扩音机、录音机、电视机、录像机、电子计算机、计算器、复印机、电子相机、常用电子仪器仪表、电子钟表、电冰箱、空调器、洗衣机、吸尘器、电风扇、电热器具等）的工作原理、制作技术、使用和维修方法，为无线电爱好者提供所需的各种技术资料及有关工具书，使读者通过阅读本丛书和不断动手实践，能逐步掌握应用电子技术的基本技能。本丛书的读者对象是各行各业的广大无线电爱好者。

我们衷心希望广大电子科学技术工作者、专家、学者和无线电爱好者，对这套丛书的编辑出版工作提出宝贵意见，给予帮助，让我们共同努力，为普及无线电电子技术，为实现我国现代化做出贡献。

前　　言

近年来，开关电源的应用在国内已十分普遍，各类电子报刊杂志都大量刊登有关开关电源的原理分析、维修实例等内容。但内容琐碎，缺乏系统性，不能满足广大读者的需求。

为适应读者的需要，我们及时地编写了这本书。书中既对开关电源的原理进行了分析，又详细地论述了开关电源的设计、制作和调试的各个步骤，并给出了详尽的计算过程、工艺设计过程和整机调试方法。

本书是在结合几年来的设计实践工作的基础上，并参阅了国内外大量有关开关电源设计及功率电子学等方面的资料编写成的，对研制、设计和维修开关电源设备的技术人员均有一定的参考意义。

随着半导体技术的飞速发展，尤其是大规模集成电路的广泛应用，使得电子设备向着小型化、固态化方向发展。同时，也对电源设备提出了更高的要求，要求电源设备同样向着小型化、高效化方向发展。开关电源的出现，成为电源领域的一次革命，尤其是自 70 年代以来，开关电源技术在世界各发达国家得到广泛的应用。这种电源由于功率变换器工作在 20kHz 以上的高频，且开关晶体管工作于开关状态，因而甩掉了笨重的工频变压器，使电源的体积和重量大大减轻，而效率却比采用工频变压器的线性电源大大的提高了。

近年来，开关电源不断向高频化方向发展，并不断涌现出功能完备的集成控制电路，使得开关电源线路日益简单化，在

与线性电源的市场竞争中呈先导之势。自 80 年代以来，用于开关电源的功率器件也得到了长足的发展，出现了 VDMOS 功率场效应晶体管、绝缘栅双极管以及功率模块等多种器件，使得开关电源的工作频率提高到 200-700kHz，其效率大大提高，并为电源小型化提供了广阔的前景。

目前，电子电源技术正酝酿着新的突破，尤其是“谐振式”电源的出现，使电源的工作频率提高到数兆赫兹。使得开关电源日益高效化、小型化、高频化。许多采用“软开关”技术的产品已经初见端倪，随着开关电源技术的不断发展，高频开关电源在设计上所遇到的难题均会得到妥善的解决，使现代电子设备日益满足人们不断发展的要求。

本书旨在为广大读者提供一些基本的实践素材，试图起到抛砖引玉的作用。

本书第一、二、三、四、五、六、八、十二章由胡存生同志编写；第七、九、十、十一章由胡鹏同志编写。由于编写时间仓促，难免有不妥之处及错误存在，望广大读者批评指正。

在本书的编写过程中，得到了周志锁、姜怀浩、王炎、江远强等的支持和帮助，另外，郭成军、杨新成、林楠、李成林、张新同、高山岩等对本书提出了宝贵意见，在此表示感谢。

编著者

1994 年 8 月

目 录

第一章 开关电源概述	1
第一节 开关电源的产生与发展.....	1
第二节 隔离式高频开关电源.....	2
第三节 开关电源所用的术语.....	4
第二章 输入电路	6
第一节 电压倍压整流技术.....	6
第二节 元件选择和电路设计.....	7
一 输入整流器.....	7
二 输入滤波电容.....	8
第三节 输入保护器件.....	9
一 浪涌电流.....	9
二 输入瞬间电压保护	11
第三章 高频电源变换器的基本类型	13
第一节 高频电源变换器的基本类型	13
第二节 隔离单端反激式变换器电路	16
一 单端反激式变换器电路中的开关晶体管	18
二 单端反激式变换器电路中的变压器绕组	19
三 基本的单端反激式变换器电路的变形	20
第三节 隔离单端正激式变换器电路	21
一 单端正激式变换器电路中的开关晶体管	24
二 单端正激式变换器电路的传输变压器	25
三 单端正激式变换器电路的变形	26

第四节	推挽式变换器电路	27
一	推挽式变换器电路中的高频变压器	29
二	推挽式变换器电路中的晶体管	30
三	推挽式变换器电路的主要缺点	30
第五节	半桥式变换器电路	31
一	半桥式变换器电路结构	31
二	串联耦合电容	33
三	阻尼二极管	37
第六节	全桥式变换器电路	38
第七节	新型的零波纹输出变换器	39
第四章 变换器设计中功率管的选择		44
第一节	晶体管的选择	44
第二节	作为开关使用的双极功率晶体管	45
第三节	晶体管的开关时间定义（电阻性负载）	46
第四节	感性负载与开关时间的关系	47
第五节	晶体管的抗饱和电路	49
第六节	双极型晶体管的基极驱动电路	51
一	恒流源电路	51
二	比例基极驱动电路	56
三	基极驱动电路中的抗饱和电路	59
第七节	双极晶体管二次击穿的考虑	60
一	正偏压的二次击穿	60
二	反偏压的二次击穿	62
第八节	开关晶体管的保护网络——RC 吸收回路	65
第九节	作为开关使用的功率 MOSFET 管	68
一	基本的 MOSFET 管定义	68
二	MOSFET 管栅极驱动的考虑	69

三	MOSFET 管的静态工作特性	71
四	MOSFET 管的安全工作区 (SOA)	73
五	驱动功率 MOSFET 管电路的设计	75
六	驱动功率 MOSFET 管所采用的电路	77
七	功率 MOSFET 管的开关保护电路	83
第五章	高频电源变压器的设计	85
第一节	电磁的基本原理	85
第二节	磁带回线	87
第三节	变压器的基本原理	91
第四节	磁芯材料及磁芯的选择	93
第五节	用于 PWM 半桥式变换器中电源变压器的设计	96
第六节	实际应用中应考虑的问题	100
第七节	反激式变换器中变压器的设计	101
一	设计过程	103
二	实例介绍	107
第六章	开关电源的输出电路	111
第一节	输出整流和滤波电路	111
第二节	开关电源设计中功率整流器的特点	114
一	快速恢复和超快恢复二极管	115
二	肖特基势垒整流二极管	116
三	瞬时过压抑制电路	117
四	反激式、正激式和推挽式变换器中的整流二极管峰值电流的计算	120
第三节	输出功率电感的设计	123
一	电感设计的基本原则	123
二	输出电感的设计	124

第四节	输出滤波电容的设计	128
第七章	开关电源的控制电路	131
第一节	开关稳压系统的隔离技术	131
第二节	PWM 系统	133
一	由分立元件构成的单端 PWM 控制电路	133
二	一种集成的 PWM 控制器	135
第三节	单片 PWM 控制器及其应用	137
一	TL494PWM 控制器	139
二	UC1840 可编程、隔离式 PWM 控制器	143
三	UC1842/UC2842/UC3842PWM 控制器	148
四	SG3525A 型 PWM 控制器	156
第八章	开关电源辅助电路	163
第一节	光电耦合器	163
第二节	开关电源主振回路所使用的自举式 辅助电源	165
第三节	光电耦合电路的设计	167
第四节	开关电源中的软启动电路	171
第五节	限流电路	173
一	用于变压器初级直接驱动电路中的限流 电路	174
二	用于基极驱动电路的限流电路	175
三	通用的限流电路	179
第六节	过压保护电路	180
一	用齐纳二极管和单向可控硅组成的 OVP (过压保护) 电路	181
二	集成化的 OVP 电路	182
第七节	交流线欠压检测	188

第九章 集成开关稳压电源设计实例	191
第一节 单端反激式变换器开关稳压电源的设计	191
一 输入部分电路的设计	194
二 启动电阻和电容的计算	195
三 高频变压器的设计和计算	196
四 高频变压器工艺制作过程	201
五 功率开关管的选择	204
六 缓冲保护电路的设计	204
七 低压输出电路的设计	206
第二节 高频开关电源的加电试验过程	207
第十章 功率场控器件及其应用	209
第一节 功率场控器件的分类	209
第二节 VMOS 管的特点及其应用	210
第三节 高压高速大功率半导体器件—IGBT	211
第四节 逆导型快速可控硅 RCA S3900MF	215
第十一章 电磁干扰和射频干扰(EMI-RFI)的考虑及有关电源的电气安全标准	218
第一节 电磁干扰和射频干扰(EMI-RFI)的考虑	218
一 FCC 和 VDE 标准关于噪声抑制的条款	219
二 开关电源中的 RFI 产生源	221
三 交流输入线路噪声滤波器对 RFI 的抑制	221
第二节 有关电源的电气安全标准	223
一 电源结构的安全要求	224
二 对电源变压器结构的安全要求	226
第十二章 微机系统常用开关电源的原理与维修	230
第一节 单端反激式变换器实用电源的原理	230
一 输入部分电路	230

二	主变换器电路的工作原理.....	232
三	稳压电路的构成.....	234
四	保护电路.....	237
五	输出电路.....	241
第二节	半桥式变换器实用电源原理.....	242
一	输入部分电路.....	242
二	主变换器电路.....	243
三	开关控制电路.....	245
四	过压、过流保护电路.....	248
五	“电源好”信号生成电路.....	249
第三节	LQ-1600K 打印机的开关电源原理	250
一	输入噪声滤波电路.....	250
二	整流、滤波和浪涌抑制电路.....	252
三	电源主变换器电路.....	255
四	5V 直流开关稳压器电路	260
五	±12V 直流半波整流-滤波电路	264
第四节	PC 系列微机常用开关电源的维修	265
一	PC 系列微机开关电源的特点	265
二	PC 系列微机开关电源的常见故障分析	266
三	常见故障的处理方法.....	268
第五节	开关电源中专用元器件的代换.....	273
一	功率电阻的代换.....	273
二	电解电容的代换.....	274
三	整流二极管的代换.....	275
四	功率开关管的代换.....	277
参考文献.....		280

第一章 开关电源概述

第一节 开关电源的产生与发展

随着大规模和超大规模集成电路的快速发展，特别是微处理器和半导体存储器的开发利用，孕育了电子系统的新一代产品。显然，那种体积大而笨重的使用工频变压器的线性调节稳压电源已经过时。取而代之的是小型化、重量轻、效率高的隔离式开关电源。

隔离式开关电源的核心是一种高频电源变换电路。它使交流电源高效率地产生一路或多路经调整的稳定直流电压。

早在 70 年代，随着电子技术的不断发展，集成化的开关电源就已被广泛地应用于电子计算机、彩色电视机、卫星通信设备、程控交换机、精密仪表等电子设备。这是由于开关电源能够满足现代电子设备对多种电压和电流的需求。

随着半导体技术的高度发展，高反压快速开关晶体管使无工频变压器的开关电源迅速实用化。而半导体集成电路技术的迅速发展又为开关电源控制电路的集成化奠定了基础，适应各类开关电源控制要求的集成开关稳压器应运而生，其功能不断完善，集成化水平也不断提高，外接元件越来越少，使得开关电源的设计、生产和调整工作日益简化，成本也不断下降。目

前已形成了各类功能完善的集成开关稳压器系列。近年来高反压 MOS 大功率管的迅速发展，又将开关电源的工作频率从 20kHz 提高到 150~200kHz，其结果是使整个开关电源的体积更小，重量更轻，效率更高。开关电源的性能价格比达到了前所未有的水平，使它在与线性电源的竞争中具有先导之势。当然开关电源能被工业所接受，首先是它在体积、重量和效率上的优势。在 70 年代后期，功率在 100W 以上的开关电源是有竞争力的。到 1980 年，功率在 50W 以上就具有竞争力了。随着开关电源性能的改善，到 80 年代后期，电子设备的消耗功率在 20W 以上，就要考虑使用开关电源了。过去，开关电源在小功率范围内成本较高，但进入 90 年代后，其成本下降非常显著。当然这包括了功率元件，控制元件和磁性元件成本的大幅度下降。此外，能源成本的提高也是促进开关电源发展的因素之一。

第二节 隔离式高频开关电源

隔离式开关电源的变换器具有多种形式，主要分为半桥式、全桥式、推挽式、单端反激式、单端正激式等等。在设计电源时，设计者采取那种变换器电路形式，主要根据成本、要达到的性能指标等因素来决定。各种形式的电源电路的基本功能块是相同的，只是完成这些功能的技术手段有所不同。隔离式高频开关电源电路的共同特点就是具有高频变压器，直流稳压是从变压器次级绕组的脉冲电压整流滤波而来。开关电源的基本功能方框如图 1-1 所示。

在图 1-1 中，交流线路电压无论是来自电网的，还是经过变压器降压的，首先要经过整流、滤波电路变成含有一定脉动电

压成分的直流电压，然后进入高频变换部分。高频变换部分的核心是有一个高频功率开关元件，比如开关晶体管、场效应管(MOSFET)等元件，高频变换部分产生高频(20kHz以上)高压方波，所得到的高压方波送给高频隔离降压变压器的初级，在变压器的次级感应出的电压被整流、滤波后就产生了低压直流。为了调节输出电压，使得在输入交流和输出负载发生变化时，输出电压能保持稳定，在这里采用一个叫做脉冲宽度调制器(PWM)的电路，通过对输出电压采样，并把采样的结果反馈给控制电路，控制电路把它与基准电压进行比较，根据比较结果来控制高频功率开关元件的开关时间比例(占空比)，达到调整输出电压的目的。

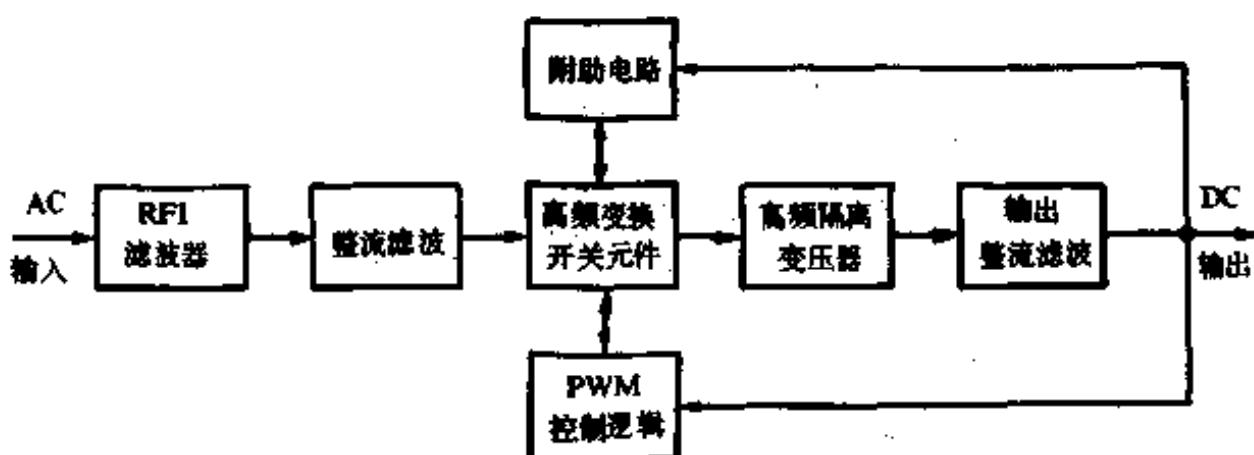


图 1-1 隔离式开关电源的方框图

当然控制电路还有调频方式的，本文不予讨论。

在方波的上升沿和下降沿，有很多高次谐波，如果这些高次谐波反馈到输入交流线，就会对其他电子设备产生干扰。因此，在交流输入端，必须要设置无线频率干扰(RFI)滤波器，把高频干扰减少到可接收的范围。

此外，为了使整个电路安全可靠地工作，还要设计辅助电

路，主要包括过压、过流保护电路等。

第三节 开关电源所用的术语

下面列出一些本书所使用的开关电源术语，并给出解释，以供读者参考。

效率：电源的输出功率与输入功率的百分比。其测量条件是满负载，输入交流电压为标准值。

ESR：等效串联电阻。它表示电解电容呈现的电阻值的总合。一般情况下，ESR 值越低的电容，性能越好。

输出电压保持时间：在开关电源的输入电压撤消后，依然保持其额定输出电压的时间。

启动浪涌电流限制电路：它属于保护电路。它对电源启动时产生的尖峰电流起限制作用。为了防止不必要的功率损耗，在设计这一电路时，一定要保证滤波电容充满电之前，就起到限流作用。

隔离电压：电源电路中的任何一部分与电源基板地之间的最大电压。或者能够加在开关电源的输入端与输出端之间的最大直流电压。

线性调整率：输出电压随输入线性电压在指定范围内变化的百分率。条件是负载和周围的温度保持恒定。

负载调整率：输出电压随负载在指定范围内变化的百分率。条件是线电压和环境温度保持不变。

噪音和波纹：附加在直流输出信号上的交流电压和高频尖峰信号的峰值。通常是以 mV 度量。

隔离式开关电源：一般指高频开关电源。它从输入的交流

电源直接进行整流和滤波，不使用低频隔离变压器。

输出瞬态响应时间：从输出负载电流产生变化开始，经过整个电路的调节作用，到输出电压恢复额定值所需要的时间。

过载或过流保护：防止因负载过重，使电流超过原设计的额定值而造成电源损坏的电路。

远程检测：电压检测的一种方法。为了补偿电源输出的电压降，直接从负载上检测输出电压的方法。

软启动：在系统启动时，一种延长开关波形的工作周期的方法。工作周期是从零到它的正常工作点所用的时间。

电磁干扰-无线频率干扰(EMI-RFI)：即那些由开关电源的开关元件引起的，不希望传输和发射的高频能量频谱。

快速短路保护电路：一种用于电源输出端的保护电路。当出现过压现象时，保护电路启动，将电源输出端电压快速短路。

占空比：在高频开关电源中，开关元件的导通时间和变换器的工作周期之比。

第二章 输入电路

第一节 电压倍压整流技术

在前面已经提到，隔离式开关电源是直接对输入的交流电压进行整流，而不需要低频线性隔离变压器。现代的电子设备生产厂家一般都要满足国际市场的需求，所以他们所设计的开关电源必须要适应世界范围的交流输入电压，通常是交流 90~130V 和 180~260V 的范围。为了实现两种输入电源的转换，要利用倍压整流技术，如图 2-1 所示。

在图 2-1 中，两种输入交流电压的转换由开关 S1 来完成，此外，本电路中的压敏电阻 RV 和可控硅 VS 具有浪涌电流抑制、瞬间输入电压保护的功能。

电路工作过程如下：当开关 S1 闭合时，电路在 115V 交流输入电压下工作。在交流电的正半周，通过二极管 VD1 和电容器 C1 被充电到交流电压的峰值。即 $115V \times 1.4 = 160V$ ，在交流电的负半周，电容器 C2 通过二极管 VD4 也被充电到 160V。这样，电路输出的直流电压应该是电容器 C1 和 C2 上充电电压之和，即 $160V + 160V = 320V$ 。当开关 S1 打开时，二极管 VD1-VD4 组成了全桥式整流电路，对输入的交流 230V 进行整流，也同样产生 320V 的直流电压。

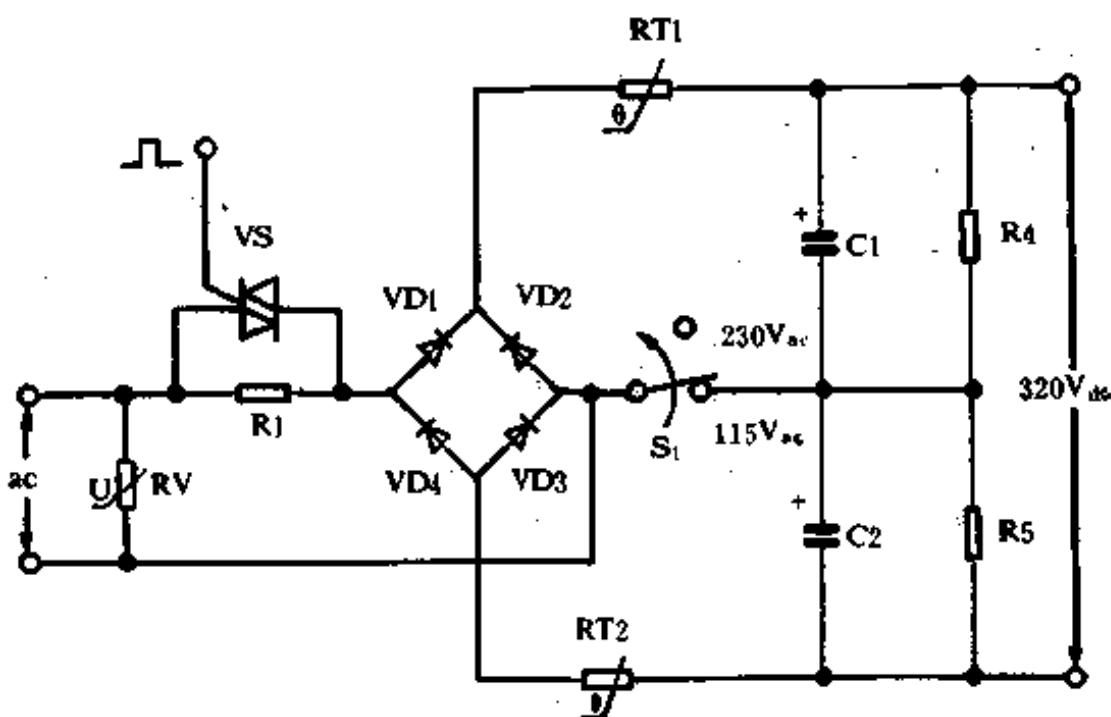


图 2-1 可用于 110V 和 220V 交流的开关电源输入电路

第二节 元件选择和电路设计

一、输入整流器

在选择组合元件或分立元件的整流器时，设计者必须要查对下面一些重要参数：

(1) 最大正向整流电流。这个参数主要根据开关电源设计的输出功率决定。所选择的整流二极管的稳态电流容量至少应是计算值的 2 倍。

(2) 峰值反向截止电压 (PIV)。由于整流器工作在高电压的环境，所以它们必须有较高的 PIV 值。一般应在 600V 以上。

(3) 要有能承受高的浪涌电流的能力。浪涌电流是由开关

管导通时的峰值电流所产生的。

二、输入滤波电容

正确地计算和选择输入整流滤波电容是十分重要的。因为它将影响下列的一些性能指标：电源输出端的低频交流波纹电压和输出电压保持时间。一般情况下，高质量的电解电容器所具有的滤除交流波纹电压的能力越强，它的 ESR 值越低。其工作电压的额定值至少应达到 200V。在图 2-1 中，电阻 R4 和 R5 与电容器 C1 和 C2 并联，以便在电源关闭时，给电容提供一个放电通路。

计算滤波电容的公式如下：

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \quad (2-1)$$

公式中， C ：电容量，F；

I ：负载电流，A；

t ：电容提供电流的时间，s；

ΔV ：所允许的峰-峰值纹波电压，V。

例 2-1：

计算 50W 开关电源的输入滤波电容器的值。输入交流电压为 115V，60Hz。

解：

第一步是计算直流负载电流。假定一个最坏的情况，电源的效率为 70%，那么，输出功率为 50W 的电源其输入功率应该是：

$$P_{in} = P_{out}/\eta = 50/0.7 = 71.5 \text{ (W)}$$

利用电压倍压技术（见图 2-1），在输入交流为 115V 时，直流输出电压将是 $2 \times (115 \times 1.4) = 320$ (V)。因此，负载直流

电流应为 $I = P/E = 71.5/320 = 0.22$ (A)。现在，假定设计允许 30V 峰-峰值的纹波电压，并且电容要维持电压电平的时间为半周期。也就是说，半周期的线性频率或者说对于 60Hz 的交流电压大约是 8ms。利用公式 2-1，则有：

$$C = \frac{0.22 (8 \times 10^{-3})}{30} = \frac{1.76 \times 10^{-3}}{30} = 58 \times 10^{-6} = 58 (\mu\text{F})$$

选择标称值为 50μF 的电容器。

因为在倍压结构中， $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$ ，那么 $C_1 = C_2 = 100\mu\text{F}$ ，即 50W 的开关电源，其滤波电容 C_1 、 C_2 为 100μF。

第三节 输入保护器件

一、浪涌电流

隔离式开关电源在加电时，会产生极高的浪涌电流。设计者必须在电源的输入端采取一些限流措施，才能有效地将浪涌电流减小到允许的范围之内。浪涌电流主要是由滤波电容充电引起的，在开关管开始导通的瞬间，电容对交流呈现出很低的阻抗，一般情况下，只是电容的 ESR 值。如果不采取任何保护措施，浪涌电流可接近几百安培。

通常广泛采用的措施有两种，一种方法是利用电阻—双向可控硅并联网络；另一种方法是采用负温度系数 (NTC) 的热敏电阻。用以增加对交流线路的阻抗，把浪涌电流减小到安全值。

电阻-双向可控硅技术：采用此项浪涌电流限制技术时，将电阻与交流输入线相串联。当输入滤波电容充满电后，由于双

向可控硅和电阻是并联的，可以把电阻短路，对其进行分流。这种电路结构需要一个触发电路，当某些预定的条件满足后，触发电路把双向可控硅触发导通。设计时要认真地选择双向可控硅的参数，并加上足够的散热片，因为在它导通时，要流过全部的输入电流。图 2-1 中的 VS 和 R₁ 为双向可控硅和电阻的并联网络。

热敏电阻技术：这种方法是把 NTC（负温度系数）的热敏电阻串联在交流输入端或者串联在经过桥式整流后的直流线上。见图 2-1 中的 RT₁ 和 RT₂。NTC 热敏电阻的电阻-温度特性和温度系数 α 的关系如图 2-2 所示。

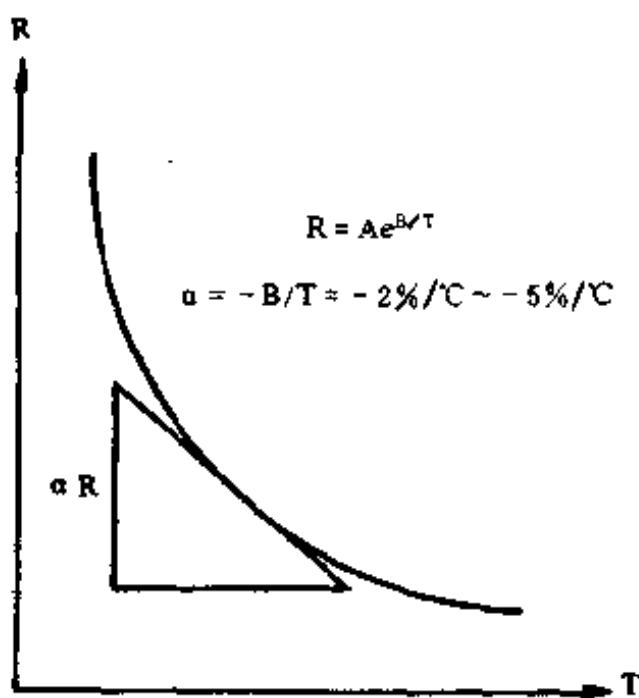


图 2-2 NTC 热敏电阻的阻值随着温度上升急剧下降的曲线图

在图 2-2 中， α 是热敏电阻的温度系数，用每度百分比（%/°C）表示。当开关电源接通时，热敏电阻的阻值基本上是电阻的标称值。这样，由于阻值较大，它就限制了浪涌电流。当电容开始充电时，充电电流流过热敏电阻，开始对其进行加热。由

于热敏电阻具有负温度系数，随着电阻的加热，其电阻值开始下降，如果热敏电阻选择得合适，在负载电流达到稳定状态时，其阻值应该是最小。这样，就不会影响整个开关电源的效率。

二、输入瞬间电压保护

在一般情况下，交流电网上的电压为 115V 或 230V 左右，但有时也会有高压的尖峰出现。比如电网附近有电感性开关，暴风雨天气时的雷电现象，都是产生高尖峰的因素。受严重的雷电影响，电网上的高压尖峰可达 5kV。

另一方面，电感性开关产生的电压尖峰的能量满足下面的公式：

$$W = \frac{1}{2} L \cdot I^2 \quad (2-2)$$

公式中，L 是电感器的漏感；I 是通过线圈的电流。

由此可见，虽然电压尖峰持续的时间很短，但是它确有足够的能量使开关电源的输入滤波器、开关晶体管等造成致命的损坏。所以必须要采取措施加以避免。

用在这种环境中最通用的抑制干扰器件是金属氧化物压敏电阻 (MOV) 瞬态电压抑制器。如图 2-1 所示，把压敏电阻 RV 连在交流电压的输入端。压敏电阻起到一个可变阻抗的作用。也就是说，当高压尖峰瞬间出现在压敏电阻两端时，它的阻抗急剧减小到一个低值，消除了尖峰电压使输入电压达到安全值。瞬间的能量消耗在压敏电阻上，在选择压敏电阻时应按下列步骤进行。

1. 选择压敏电阻的电压额定值，应该比最大的电路电压稳定值大 10%~20%；
2. 计算或估计出电路所要承受的最大瞬间能量的焦尔数；

3. 查明器件所需要承受的最大尖峰电流；

上述几步完成后，就可以根据生产厂家的压敏电阻参数资料选择合适的压敏电阻器件。

第三章 高频电源变换器的基本类型

第一节 高频电源变换器的基本类型

在开关电源电路中，有各种各样的电源变换器电路，但其基本类型实际只有五种，即单端反激式、单端正激式、推挽式、半桥式和全桥式变换器。

下面，将对各种变换器的工作原理及实用电路作详细的说明，此外，还将介绍一种近年来出现的新型的变换器——Cuk 变换器。

单端反激式变换器的基本模式如图 3-1 所示，电路工作过程如下：当开关 S 闭合时（见图 3-1a）电流流经电感 L，并在其中存储能量，由于电压的作用，使二极管 VD 处于反向偏置，因此，在负载电阻 R_L 上无电压。当开关 S 打开时（见图 3-1b），电感上的感应电压极性反相，则二极管 VD 处于正向偏置，并产生电流 I_L ，其方向如图所示。这样，在负载电阻 R_L 上就出现一个与输入电压极性相反的电压，由于开关 S 不断地开关动作，电路中的电流就以脉冲的形式出现，因此，在单端反激式变换器中，当开关闭合时，能量存储在电感 L 中，在开关打开时，能量被传递到负载 R_L 上。

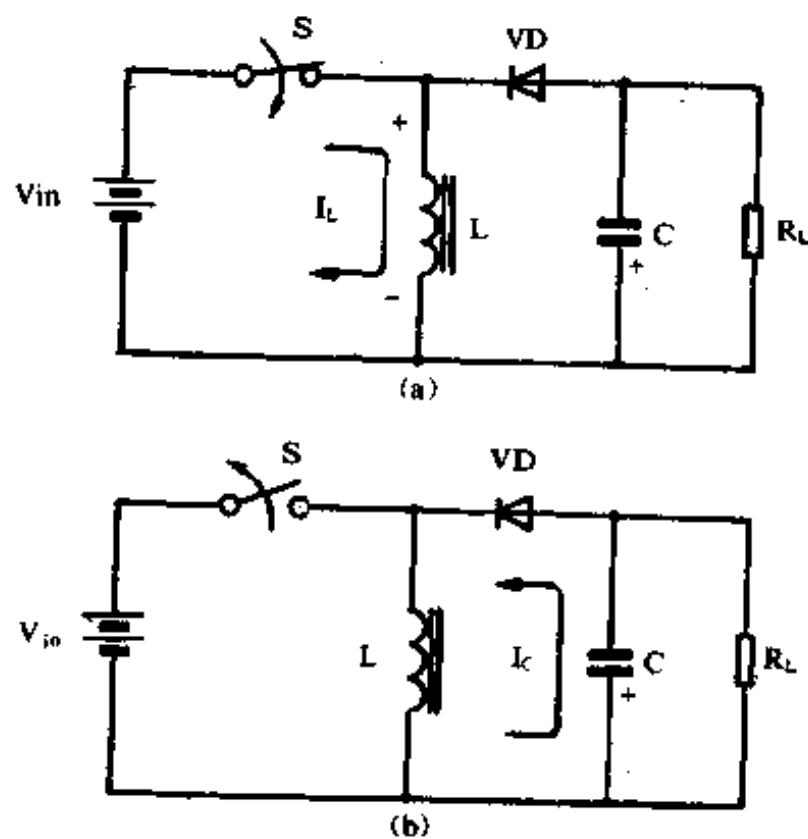
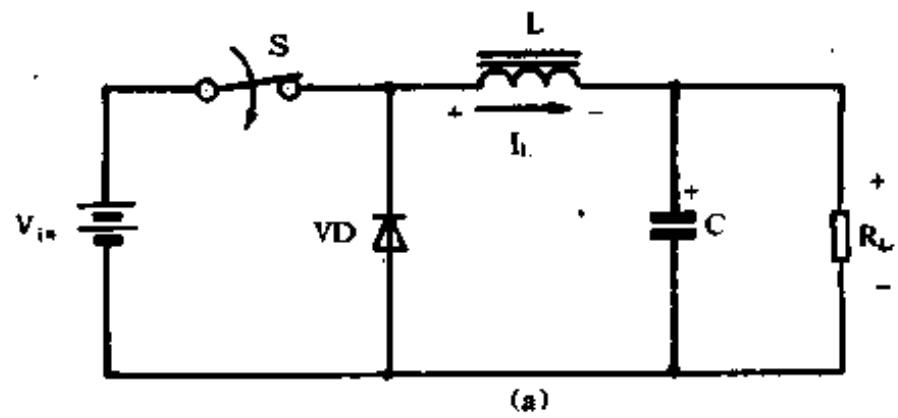


图 3-1 单端反激式变换器模型图

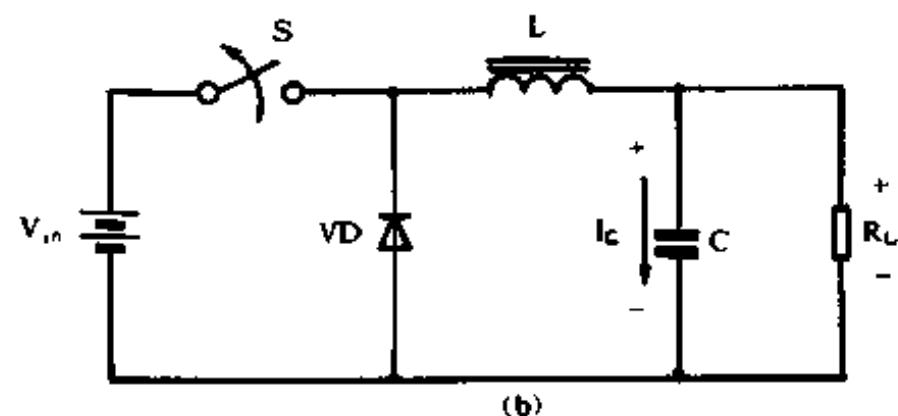
单端正激式变换器电路模式如图 3-2 所示，当开关 S 闭合时，电流 I 流过电感 L，在负载两端产生输出电压，电压极性如图 3-2a 所示。由于输入电压的极性关系，二极管 VD 处于反向偏置，当开关 S 打开时（见图 3-2b），电感 L 中的磁场极性发生变化，因而二极管处于正向偏置，并产生电流 I_L 流过电容 C，而负载两端的输出电压的极性仍保持不变，所以二极管 VD 被称为续流二极管。

由于开关 S 的作用，输出电流是连续的，无脉动现象。恰恰与其相反，输入电流则是不连续的，即呈脉动状态，当开关闭合时，有电流流动，而当开关打开时，电流则突然中止。

图 3-3 表示的是推挽式变换器电路模型，它是两个单端正



(a)



(b)

图 3-2 单端正激式变换器模型图

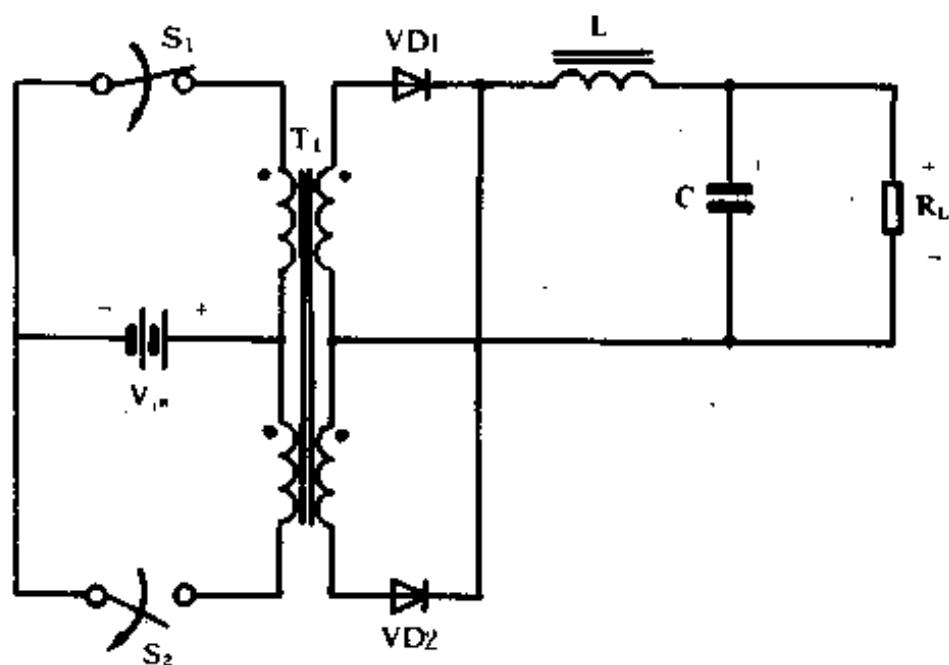


图 3-3 推挽式变换器电路模型图

激式变换器电路工作在“推挽”方式下，即开关 S1 和 S2 交替地打开和关闭。

半桥式和全桥式变换器电路实际上都是推挽式变换器电路的改进型，所以，有人把这三种电路形式统称为推挽式变换器电路族。半桥式和全桥式变换器的具体电路将在以后介绍。

本书所讨论的集成电路开关稳压器即是将控制电路部分集成后制成各类集成开关电源控制器。集成稳压器对功率开关元件的控制方式取决于高频电源变换器的结构。从这种意义上讲，开关电源电路结构的分类则主要看高频电源变换器的电路结构。

第二节 隔离单端反激式变换器电路

图 3-1 所示的单端反激式变换器电路在其输入和输出回路之间缺少安全隔离措施。一般情况下，隔离式开关电源都是用高频变压器作为主要隔离器件。在电路中，它是以变压器的形式出现的，但实际上它起的作用是扼流圈，所以应该称它为变压器-扼流圈。所谓单端，指的是变压器磁芯仅工作在其磁滞回线的一侧。

典型的单端隔离反激式变换器电路结构如图 3-4 所示。

从图 3-4 的电路工作状态波形可见，电路的工作过程如下：当晶体管 VT1 导通时，它在变压器初级电感线圈中储存能量，与变压器次级相连接的二极管 VD 处于反偏压状态，所以二极管 VD 截止。在变压器次级回路无电流流过，即没有能量传递给负载。

当晶体管 VT1 截止时，变压器次级电感线圈中的电压极性

反转过来，使得二极管 VD 导通，给输出电容 C 充电，同时在负载 R_L 上也有了电流 I_L 。

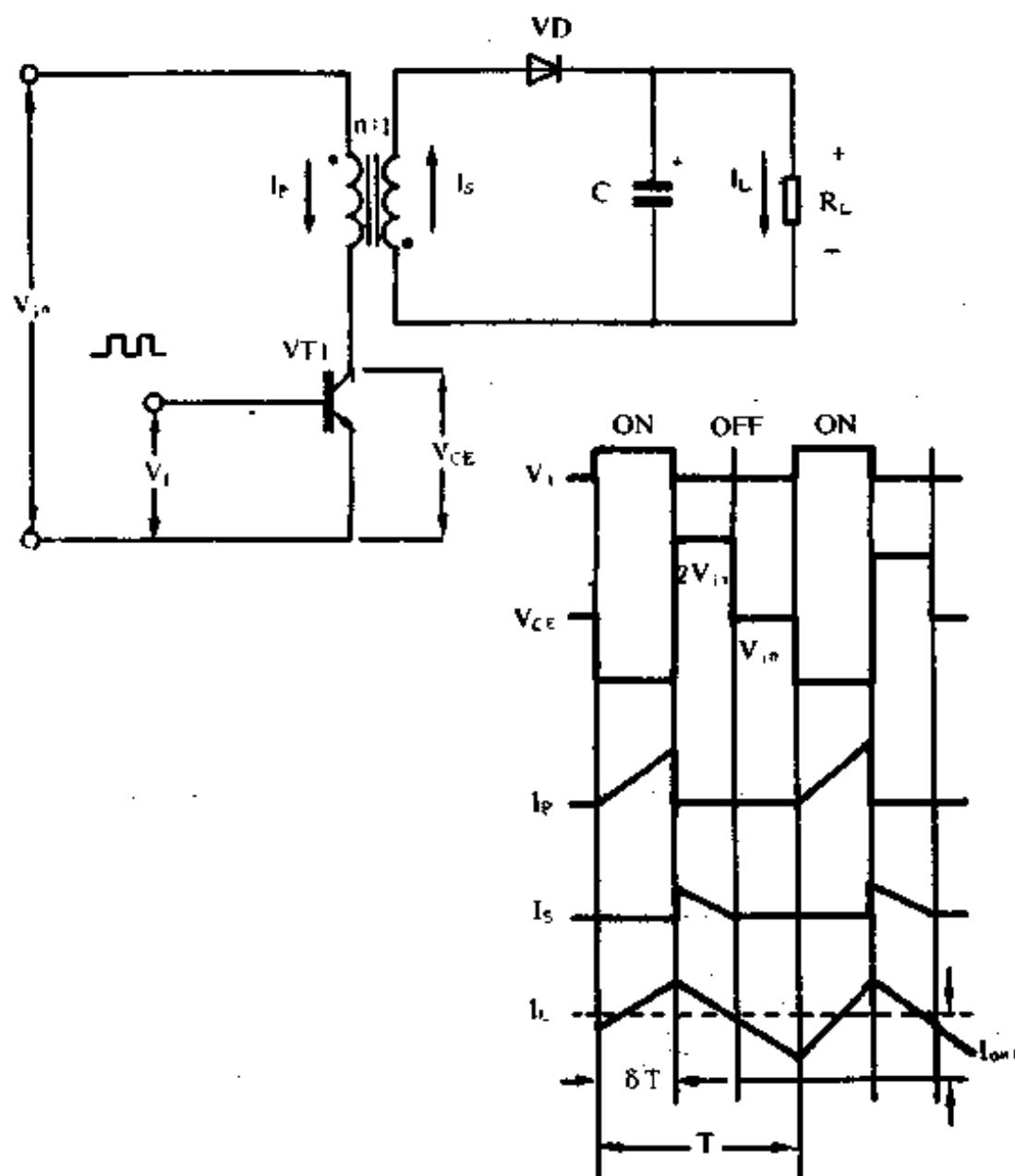


图 3-4 隔离单端反激式变换器电路及相关波形

由于隔离变压器 T 除了具有初、次级间安全隔离的作用外，它还有变压器和扼流圈的作用，所以在反激式变换器的输出部分一般不需要加电感，但在实际应用中，往往在整流器和

滤波电容之间加一个小的电感线圈，用以降低高频开关噪声的峰值。

一、单端反激式变换器电路中的开关晶体管

在单端反激式变换器电路中。所使用的开关晶体管必须符合两个条件，即在晶体管截止时，要能承受集电极尖峰电压，在晶体管导通时，要能承受集电极的尖峰电流。晶体管截止时所承受的尖峰电压按下面的公式进行计算：

$$V_{CEmax} = \frac{V_{in}}{1 - \delta_{max}} \quad (3-1)$$

公式中， V_{in} 是输入电路整流滤波后的直流电压， δ_{max} 是最大工作占空比。所谓占空比指的是晶体管导通的时间与晶体管的一个工作周期（导通时间+截止时间）之比。为了限制晶体管的集电极安全电压，工作占空比应保持在相对地低一些，一般要低于 50%，即 $\delta_{max} < 0.5$ 。在实际设计时， δ_{max} 一般取 0.4 左右，这样它就限制了集电极峰值电压， $V_{CEmax} \leq 2.2V_{in}$ 。因此，在单端反激式变换器电路设计中，晶体管的工作电压一般在 800V 以上，通常按 900V 计算可安全可靠地工作。

按如下粗算考虑：交流输入电压 180~260V，取 260V，260V 乘以 1.4（有效值），即是整流后的直流电压， $260 \times 1.4 = 364V$ ，364V 再乘以 2.2≈800V，实际取 $V_{CEmax} = 900V$ 即可。

第二个设计准则是必须满足晶体管在导通时的集电极电流的需求。

$$I_c = \frac{I_L}{n} \quad (3-2)$$

公式中， I_L 是变压器初级绕组的峰值电流，而 n 是变压器初级与次级间的匝数比。

为了导出用变换器输出功率和输入电压表达集电极峰值工作电流的公式，变压器绕组传递的能量 P_{out} 可用下式表示：

$$P_{out} = \frac{L \cdot I_L^2}{2T} \cdot \eta \quad (3-3)$$

公式中， η 是变换器的效率。

略去推导过程，由输出功率和输入电压表达的晶体管工作电流的公式为：

$$I_C = \frac{2P_{out}}{n \cdot v_{in} \cdot \delta_{max}} \quad (3-4)$$

假定变换器的效率 η 是 0.8，最大工作占空比 $\delta_{max} = 0.4$ (即 40%)，那么，

$$I_C = \frac{6 \cdot 2P_{out}}{V_{in}} \quad (3-5)$$

二、单端反激式变换器电路中的变压器绕组

由于在单端反激式变换器电路中，变压器初级绕组只在 B-H 特性曲线（磁滞回线）的一个方向上被驱动，因此，在设计时注意不要使其饱和，更为详尽的分析和设计将在第五章给出。在这里，我们只是强调一下，所选择的磁芯一定要有足够大的有效体积，通常应用空气隙来扩大其有效体积。

传输变压器有效体积 V 的计算公式如下：

$$V = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I_{Lmax}^2 \cdot L}{B_{max}^2} \quad (3-6)$$

公式中， I_{Lmax} ：最大负载电流；

L ：变压器次级绕组的电感量；

μ_0 ：空气的导磁率。其值为 1；

μ_r ：所选磁芯的磁性材料的相对导磁率；

B_{max} ：磁芯的最大磁通密度。

相对导磁率 μ_r 应尽可能选得大一些，以避免由于限制磁芯尺寸和线径，以及铜损和铁损引起磁芯温升过高。

三、基本的单端反激式变换器电路的变形

如前所述，在单端反激式变换器电路中，开关晶体管在截止时，其集电极必须承受至少两倍的输入电压。有时由于所承受的电压太高，一般的商用晶体管达不到指标，就要使用两个晶体管的电路结构才能解决问题（如图 3-5 所示）。电路中的两只晶体管同时导通或截止，二极管 VD1 和 VD2 起箝位作用，它们把晶体管的最大集电极电压限制在 V_{ce} 。这样，耐压低的晶体管就可以使用。但是，此电路增加了三个元器件（VT2、VD1 和 VD2），所以成本有所提高。

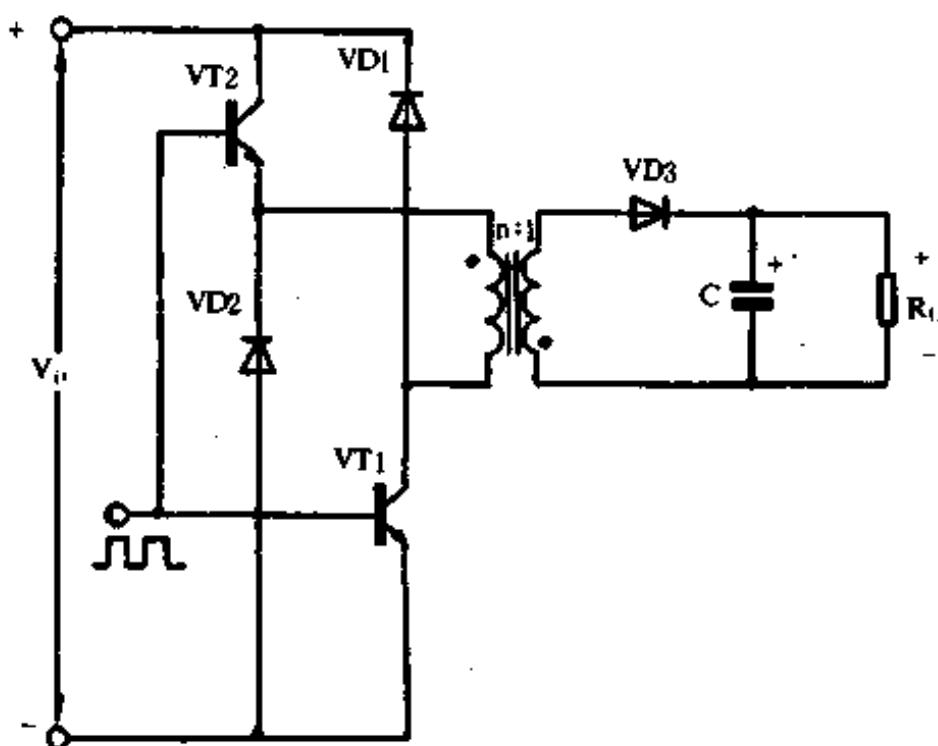


图 3-5 用两只晶体管实现的单端反激式变换器电路

单端反激式变换器电路的优点是：电路结构简单，可以实

现多路电压输出。因为在电路中有隔离变压器，它对各路输出电压起到公共扼流圈的作用，变压器的次级可以有多个绕组，故可以实现多路输出。每个次级绕组只需一个整流二极管和一个滤波电容，就可以得到一组直流输出电压，具体电路如图 3-6 所示：

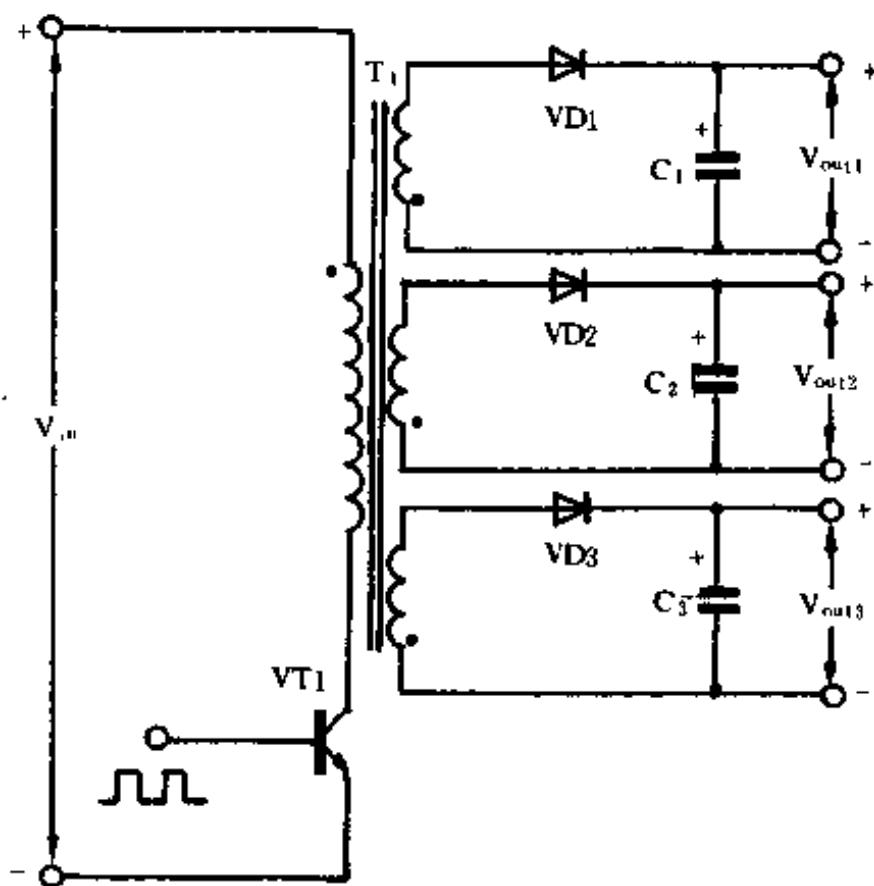


图 3-6 有多路输出的单端反激式变换器电路

第三节 隔离单端正激式变换器电路

单端正激式变换器电路的典型结构及相关的波形如图 3-7 所示。初看起来，它在电路形式上与单端反激式变换器电路十

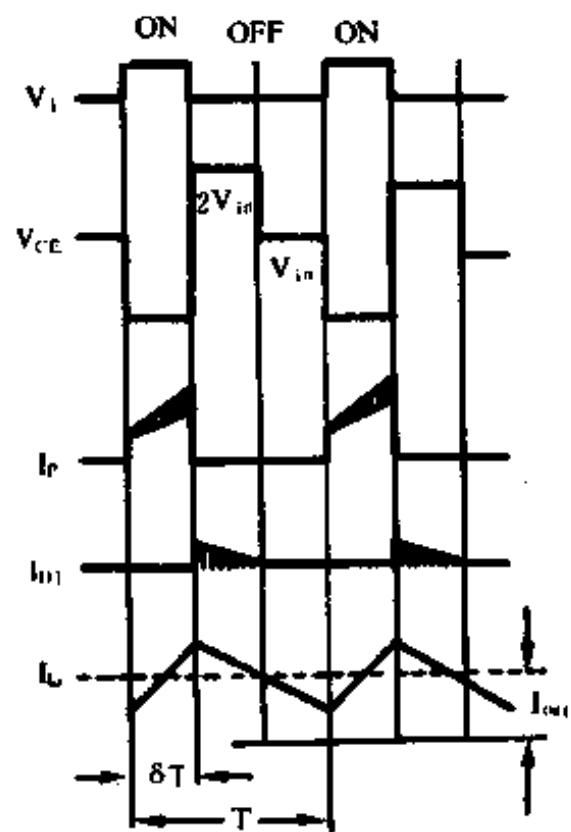
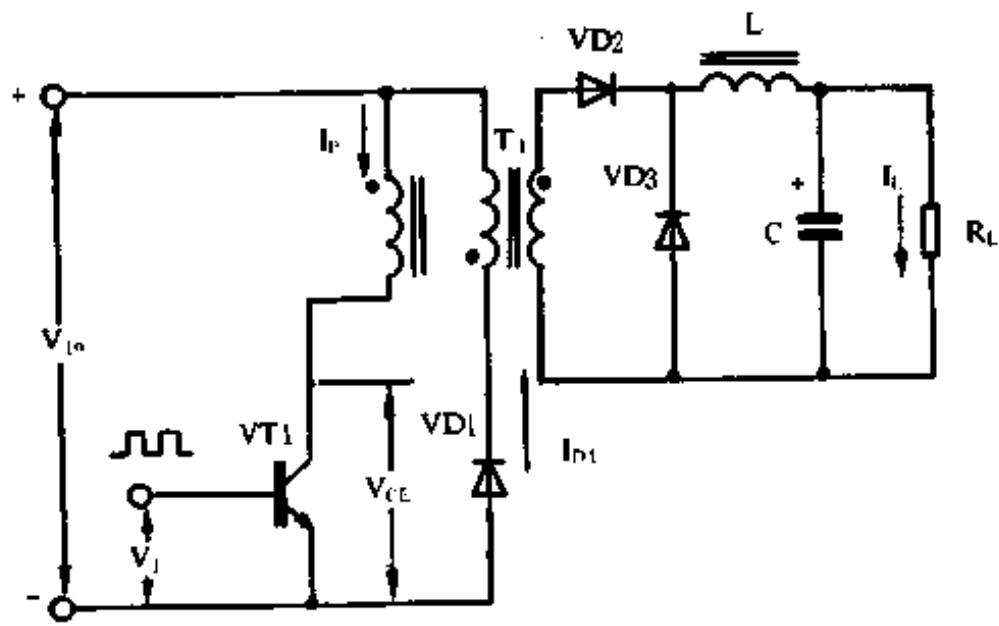


图 3-7 单端正激式变换器电路及相关波形

分相似。但是两种电路在结构和工作原理上都存在一些不同的意义和严格的区别。图 3-7 给出了正激式变换器和它的相应波形。

图中的阴影部分表示变压器的磁化电流。

在单端正激式变换器电路中，隔离元件是一个纯粹的变压器。为了有效地传递能量，在输出电路中，必须有储能元件—电感线圈 L。还应注意到，变压器初级与次级线圈绕组的极性是相同的，也就是说，在图上黑点所表示的同名端在同一方向上。

电路工作过程如下：当 VT1 导通时，在变压器的初级产生了电流，并储存了能量。由于变压器的次级极性与初级同相，所以这个能量也传递到了变压器次级，通过处在正向偏压的二极管 VD2，把能量储存到了电感 L 中。此时，二极管 VD3 是反向偏压，为截止状态。当三极管 VT1 截止时，二极管 VD2 是反向偏压，变压器绕组中的电压反向，续流二极管 VD3 处于正向偏压，在输出回路中，储存在电感中的能量通过电感 L 继续传递给负载 R_L 。

变压器的第三绕组称为箝位绕组（或回授绕组），它与二极管 VD1 串联，其作用是用来限制晶体管 C-E 结上的电压尖峰。在晶体管截止时，还能使高频变压器的磁通复位。

在 VT1 导通时，变压器初级绕组会储存能量，当 VT1 截止时，变压器次级侧二极管 VD2 截止，储存在初级的能量必须要通过一种途径释放出来，否则，必然在线圈两端产生过高的电压。解决的办法是增加箝位绕组和二极管 VD1，并使箝位绕组的匝数与初级绕组的匝数相同，二者紧密耦合。这样，当箝位绕组上的感应电压超过电源电压时，二极管 VD1 导通，将磁能送回电源中，就可以把初级绕组的电压限制在电源电压上。所以，开关晶体管 VT1 的 C-E 极间的最高电压就被限制在二倍

电源电压上。这时，为满足磁芯复位的条件，使磁通建立和复位的时间相等，所以这种电路的占空比不能超过 50%。

在图 3-7 中，阴影部分是磁化—去磁电流波形，磁化电流 I_{mag} 由下式给出：

$$I_{mag} = \frac{T \cdot \delta_{max} \cdot V_{in}}{L} \quad (3-7)$$

公式中， $T \cdot \delta_{max}$ 是 VT1 导通时间， L 是输出电感。

由于单端正激式变换器在晶体管导通时通过变压器向负载传输能量，所以它适用的输出功率范围较大，一般情况下，可达 50~200W。它的高频变压器既要起变压器隔离和传输能量的作用，又起电感线圈储存能量的作用。所以变压器的设计不太规范也比较复杂。

由于单端电路的高频变压器磁芯工作在磁滞回线的一侧，所以它与双端电路相比，线圈匝数较多，变压器的体积也大一些，利用率也较低。

一、单端正激式变换器电路中的开关晶体管

在单端正激式变换器电路中，由于有第三绕组和续流二极管 VD1 的作用，所以在晶体管截止时，降在 VT1 上的最大电压 $V_{CE,max}$ 应为 $2V_{in}$ 。

图 3-7 的波形图还表示，只要二极管 VD1 处于导通状态，即在 $T\delta_{max}$ 这个时间内，降在晶体管 VT1 的 C-E 间的 $2V_{in}$ 的峰值电压就维持不变。通过观察波形图，我们还可以看到，在晶体管导通时，集电极电流 I_C 等于正激式变换器的电流值再加上磁化电流 I_{mag} 。因此，集电极电流的峰值可以用下面的公式表示：

$$I_C = \frac{I_L}{n} + \frac{T \cdot \delta_{max} \cdot V_{in}}{L} \quad (3-8)$$

公式中， n ：变压器初、次级匝数比；

I_L ：输出电感电流，A；

$T\delta_{max}$ ：晶体管导通时间；

L ：输出电感，H。

实际上磁化电流 I_{mag} 的电流值与集电极峰值电流相比是非常小的，因此公式还可以进一步简化，得出结果与公式 3-5 相同：

$$I_C = \frac{I_L}{n} \approx \frac{6.2 P_{out}}{V_m} \quad (3-9)$$

二、单端正激式变换器电路的传输变压器

设计正激式变换器的传输变压器时，应十分注意选择适当的磁芯有效体积，并选择空气隙，以避免磁芯的饱和。计算变压器的公式在第五章给出，可用这些公式设计变压器的绕组及其他参数，变压器磁芯的有效体积 V 由下式计算：

$$V = \frac{\mu_t \cdot \mu_r \cdot I_{mag}^2 \cdot L}{B_{max}^2} \quad (3-10)$$

还需注意：这种电源的最大工作占空比应保持低于 50%，以便通过第三绕组将变压器的电压进行箝位，将总电压限制在 2 倍输入电压之内。这样，当 VT1 导通时，为箝位电平；当 VT1 截止时，使该总电压接近于 0 值。如果最大工作占空比大于 50%，即 $\delta_{max} > 0.5$ ，将打破这种 2 倍于电源电压的平衡，导致变压器发生饱和，反过来会产生很高的集电极峰值电流，这可能会损坏开关晶体管。

尽管有第三绕组以及箝位二极管可将开关晶体管的峰值集电极电压限制在 2 倍直流输入电压之内，但在制作变压器时，还要严格注意初级绕组和第三绕组间的紧密耦合，以消除由于漏感引起的致命的电压尖峰。

三、单端正激式变换器电路的变形

在单端正激式变换器电路中，当输入电压太高时，可以使用两个晶体管的正激式变换器电路，两个晶体管的作用与单端反激式变换器电路中的晶体管相同，它们同时导通或同时截止，但是，每个晶体管所承受的电压不会高于 V_{in} ，其电路结构如图 3-8 所示。

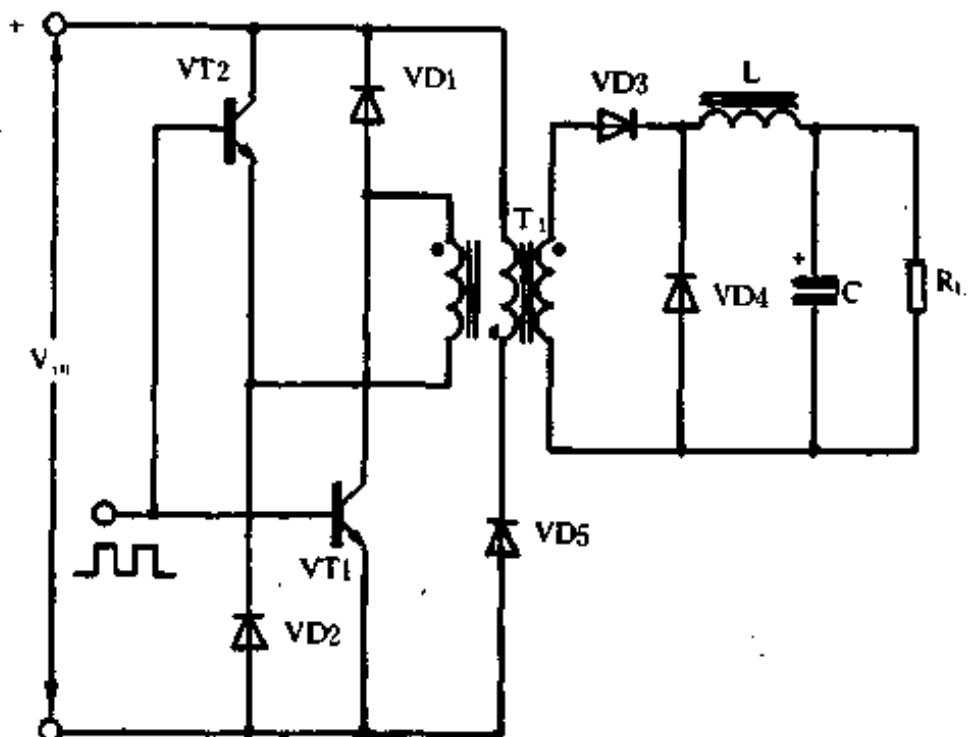


图 3-8 使用两个晶体管的正激式变换器电路

单端正激式变换器电路也可以产生多路的输出电压，但是，还需要增加二极管和扼流圈。应当指出的是，续流二极管的容量至少要与主回路中的整流二极管相同。因为在晶体管 VT1 截止时，它要提供输出电路中的全部电流。图 3-9 是一个实用的多路输出的正激式变换器电路图。

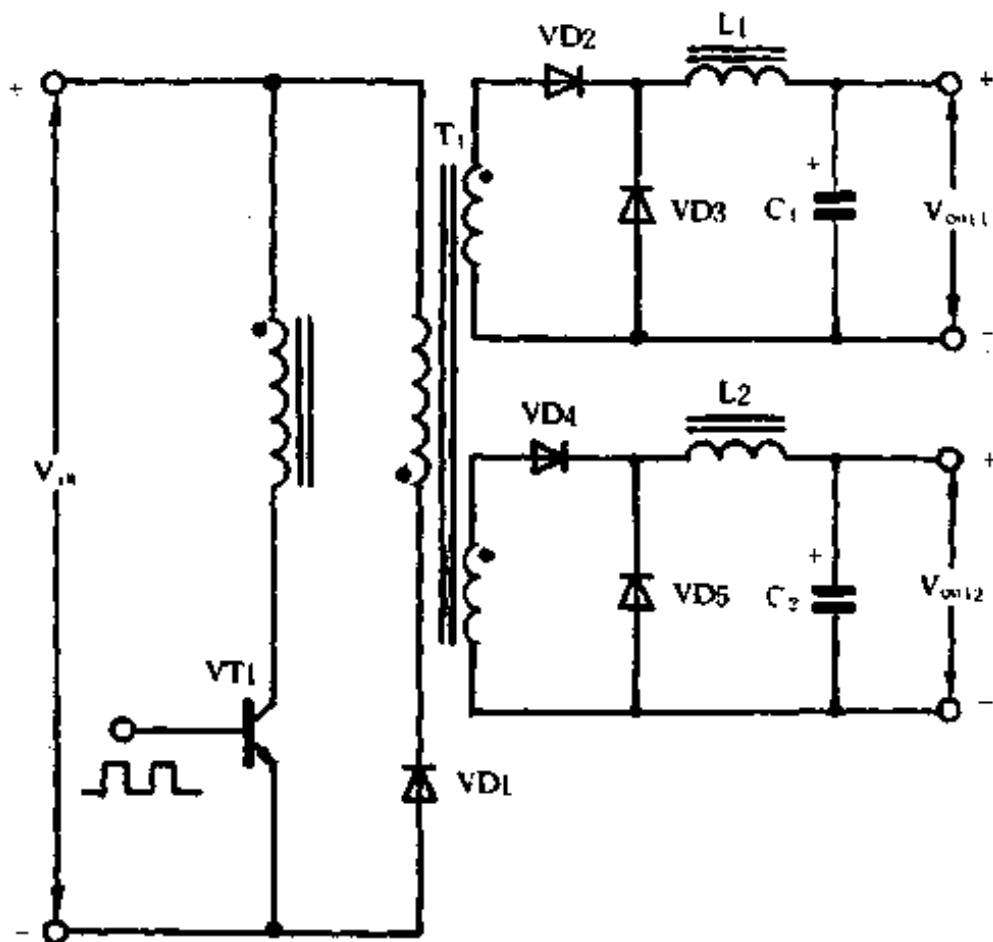


图 3-9 具有多路输出的正激式变换器电路

第四节 推挽式变换器电路

推挽式变换器电路实际上是由两个正激式变换器电路组成，只是它们工作时相位相反。在每个周期里，两个晶体管交替导通和截止，在各自导通的半个周期内，分别把能量传递给负载，所以称之为“推挽”电路。

基本的推挽式变换器电路结构及其工作波形如图 3-10 所示。

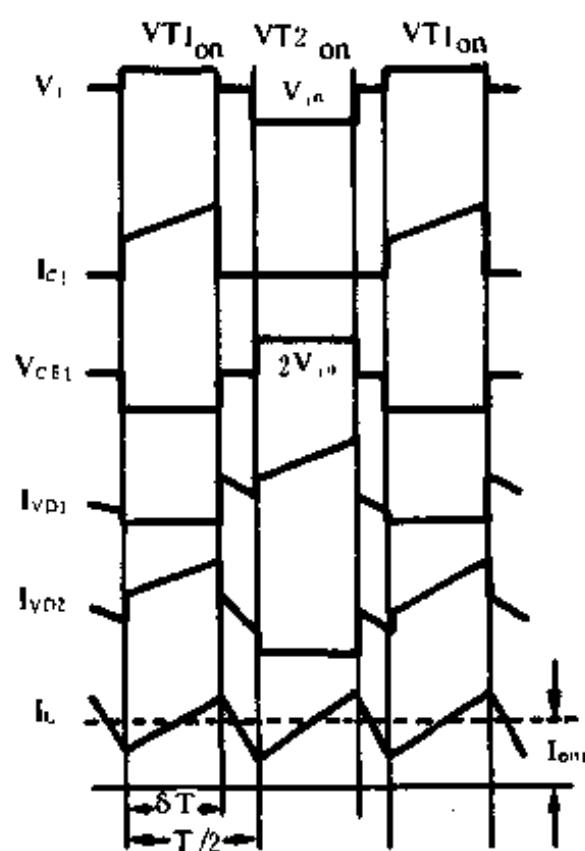
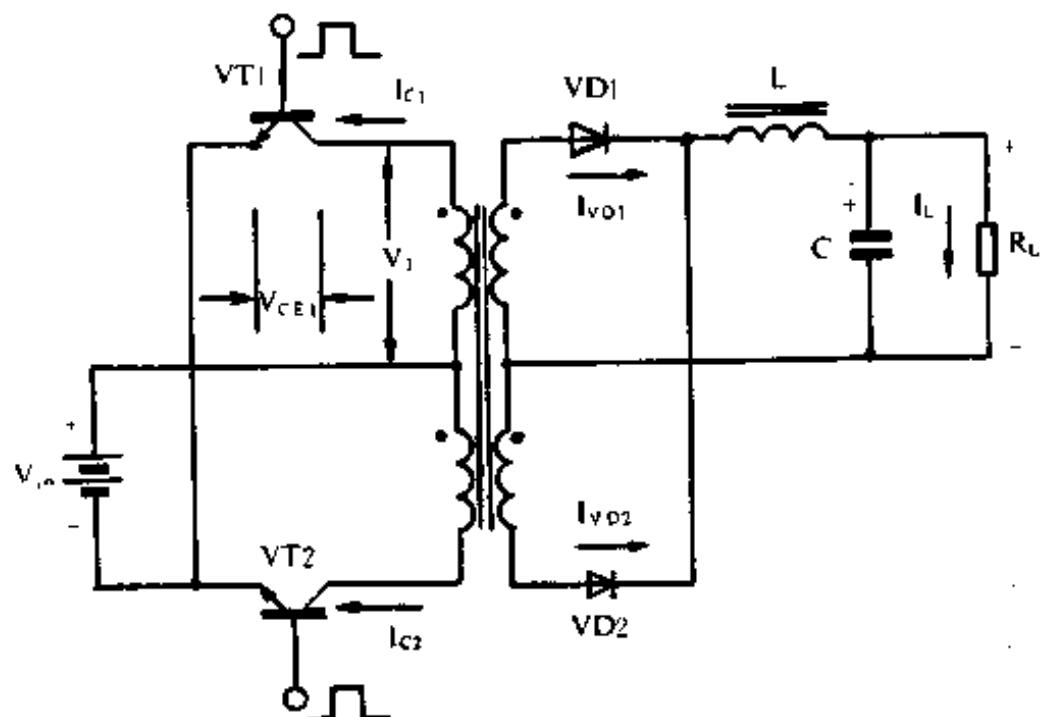


图 3-10 推挽式变换器电路及相关波形

从波形图中我们可以看到，由于有两组开关三极管和输出二极管，因而流过每一组元件的平均电流比同等的单端正激式变换器电路减少了 50% 以上。还应看到，在两只开关晶体管导通间隙，二极管 VD1 和 VD2 同时导通，它们把高频变压器的次级给短路了，与此同时，把能量传递到了输出回路。实质上，它们起到了续流二极管的作用。

推挽式变换器电路的输出电压可用下式进行计算：

$$V_{out} = \frac{2\delta_{max} \cdot V_{in}}{n} \quad (3-11)$$

为了避免两只开关晶体管同时导通而引起损坏，公式中 δ_{max} 的值必须保持在 0.5 以下，假定 $\delta_{max} = 0.4$ 。

上式还可进一步化简为：

$$V_{out} = \frac{0.8V_{in}}{n} \quad (3-12)$$

式中的 n 是高频变压器的初级对次级的匝数比。

一、推挽式变换器电路中的高频变压器

在单端反激式变换器电路和单端正激式变换器电路中，都只利用了磁滞回线的一半。因而导致了变压器的体积增大，结构松散，并且还要开出空气隙。

假定在推挽式变换器电路中，两只晶体管导通的时间是相等的（或者说强制两管导通时间相等），这样，高频变压器的 B-H 磁滞回线的全部都可以得到利用。因此，磁芯的体积将减少到单端变换器电路的一半，也不需要开空气隙。

变压器的体积 V 由下式决定：

$$V = \frac{4\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I_{mag}^2 \cdot L}{B_{max}^2} \quad (3-13)$$

公式中, $I_{mag} = n \cdot V_{out} \cdot T / 4L$, 是磁化电流。

二、推挽式变换器电路中的晶体管

由于推挽式变换器电路的一半实质是一个单端正激式变换电路, 所以在开关晶体管截止时, 每只开关管上所承受的电压限制在 $2V_{in}$ 以内。每只开关管的峰值集电极电流由下式决定:

$$I_C = \frac{I_L}{n} \quad (3-14)$$

根据输出功率、效率、最大占空比, 推导出晶体管集电极工作电流的表达式如下:

$$I_C = \frac{P_{out}}{\eta \cdot \delta_{max} \cdot V_{in}} \quad (3-15)$$

假设变换器的 $\eta = 80\%$, $\delta_{max} = 0.8$, 那么晶体管的集电极工作电流是:

$$I_C = \frac{1.6 P_{out}}{V_{in}} \quad (3-16)$$

三、推挽式变换器电路的主要缺点

虽然推挽式变换器电路呈现出一些优点, 象基极驱动电路不需要隔离, 驱动电路又比较简单等。但是, 它也暴露出一些缺点, 致使在实际应用电路中, 很少使用推挽式变换器电路。它的主要缺点有两个:

第一个缺点是开关晶体管的电压额定值参数的限制, 它要能够承受 2 倍的线路峰值电压, 还要加上由于变压器漏感引起的脉冲电压峰值(见图 3-11), 这就意味着开关晶体管要有 800V 以上的截止电压(输入交流 230V), 由于大电流、高电压的晶体管在工艺上实现起来很困难, 所以其价格也十分昂贵。

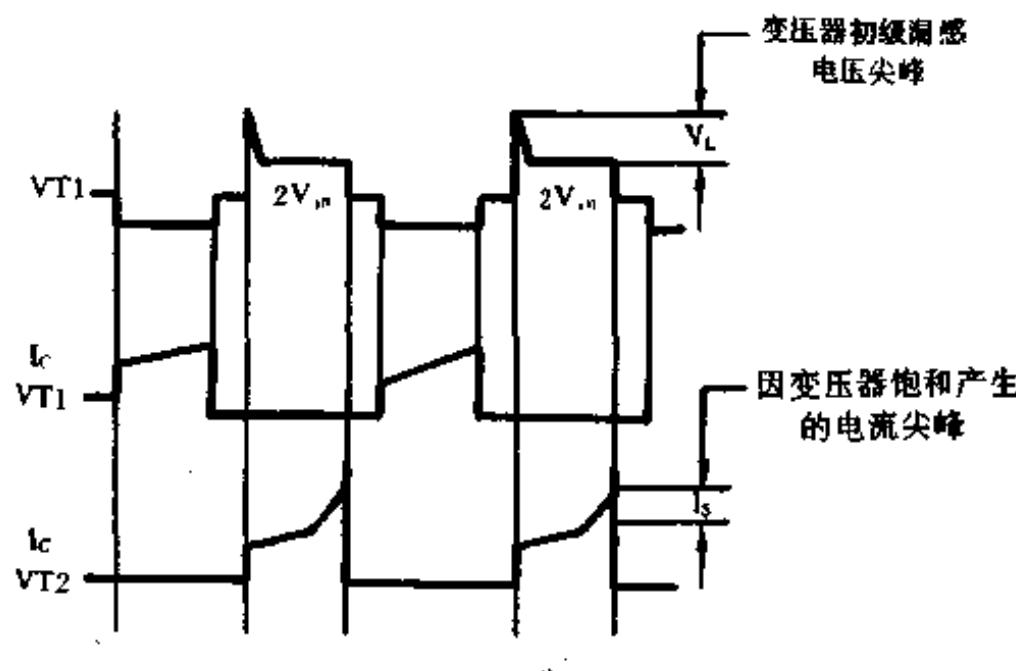


图 3-11 推挽式变换器的实际电压、电流波形

第二个缺点是变压器的磁芯饱和问题。在隔离式高频开关电源中，由于铁氧体磁芯材料具有损耗低的优点，工作频率可达 20kHz 以上，但它的缺点是磁通密度较低，通常在 3000×10^{-4} (T) 左右，因而它的磁化率很高，很小的直流偏压就可能使其饱和。由于推挽式变换器电路的特殊结构，这种现象又极易发生。为了避免饱和现象，要增加相应的辅助电路，并要求两只开关晶体管的特性参数高度一致，这也十分困难，这是影响推挽式变换器在开关电源中应用的两个主要因素。

上述缺点可以使用半桥式或全桥式变换器来克服，半桥式变换器在高频开关电源设计中，使用得十分广泛。

第五节 半桥式变换器电路

一、半桥式变换器电路结构

在半桥式变换器电路中，变压器的初级在整个周期中都流

过电流，磁芯利用得更加充分，半桥式变换器电路克服了推挽式电路的缺点，它在电路中所使用的功率开关晶体管的耐压要求较低，决不会超过线路峰值电压，其次，晶体管的饱和压降也减少到最小，不再是重要影响因素。再者，对其输入滤波电容使用电压要求也较低。但在半桥式变换器电路中，高频变压器上施加的电压幅值只有输入电源电压的一半，与推挽式变换器电路相比，要输出相同的功率，则开关晶体管必须流过两倍的电流，因此，半桥式电路是用降压扩流的方法实现相同的功率输出的。其实用电路如图 3-12 所示。

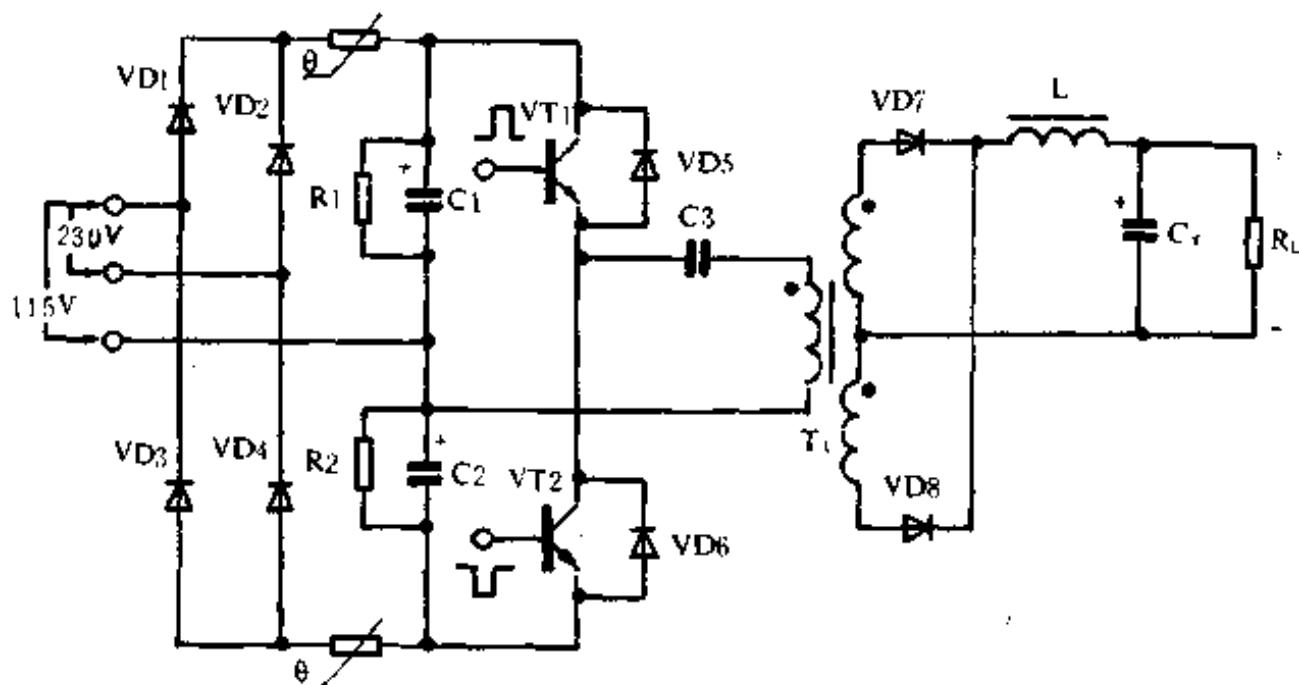


图 3-12 半桥式变换器实用电路

在半桥式电路结构中，电路的输入电压可以是 110V 或是 220V，高频变压器初级的一端与串联电容 C1 和 C2 相接，其电压值为 $V_m/2$ ，在正常输入电压下，约为 160V，高频变压器初级的另一端通过串联电容 C3 与晶体管 VT1 的发射极和 VT2 的集电极相连，当 VT1 导通时，变压器的这一端为正极性，产生

一个 160V 的正脉冲，当 VT1 截止而 VT2 导通时，变压器初级的电压极性相反，因此，这一端电压极性变为负，产生一个 160V 的负脉冲。由于晶体管 VT1 和 VT2 的轮流导通和截止，就会产生 320V 的峰峰值方波。通过整流、滤波，产生直流输出电压。在半桥式电路结构中，开关晶体管所承受的电压不再超过 V_{in} 。这样，就可以选择耐压低一些的晶体管，一般选择耐压为 400V 的晶体管就可以达到使用要求。

在半桥式电路结构中，因为变压器的电压已经减少到 $V_{in}/2$ ，为了获取相同的功率，所以晶体管的工作电流将加倍。如果我们假定变换器的效率 η 为 80%，最大占空比 δ_{max} 为 0.8，那么晶体管的工作电流是：

$$I_C = \frac{3P_{out}}{V_{in}} \quad (3-17)$$

半桥式电路结构还有一个优点，就是为了避免磁芯饱和，通过串联电容 C3 可以自动修正。

二、串联耦合电容

上面所描述的串联耦合电容一般都用无极性电容，变压器初级的电流都要流经它，为了减少热效应，应该尽量使用 ESR 值低的电容。如果单个电容的 ESR 值达不到要求，可以使用两个电容并联的方法，取其容量与单个电容器相同。由于两只电容的 ESR 是并联关系，所以减少了一半。

耦合电容的值通过下边的方法选择：

通过观察图 3-12 可知，耦合电容和输出滤波电感形成了一个串联谐振电路，谐振频率可由下式确定：

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot C}} \quad (3-18)$$

在公式中， f_R ：谐振频率，Hz；

C：耦合电容，F；

L_R ：反射滤波电感H。

反射到变压器初级的滤波电感由下式决定：

$$L_R = \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 \cdot L \quad (3-19)$$

公式中， N_P/N_S 是高频变压器初级对次级的匝数比，而 L 是输出电感量，单位是 H。把公式 3-19 代入到公式 3-18，解出电容 C，我们得到：

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot (N_P/N_S)^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot L_R} \quad (3-20)$$

为了使耦合电容的充电呈线性变化，谐振频率必须低于电源变换器的开关频率。一般情况下，我们选择谐振频率是变换器开关频率的四分之一，用下面公式表达：

$$f_R = 0.25 f_s \quad (3-21)$$

公式中， f_s 是电源变换器的开关频率 (kHz)。

举例如下：

例 3-1：

当电源变换器的工作频率是 20kHz 时，输出电路的电感是 $20\mu\text{H}$ ，变压器的初、次级匝数比为 10，求出耦合电容的值。

解：从式 3-21 可知，

$$\begin{aligned} f_R &= 0.25 f_s \\ &= 0.25 \times 20 \\ &= 5 \text{ (kHz)} \end{aligned}$$

从式 3-19 可得出反射电感 L 的值：

$$\begin{aligned} L_R &= 10^2 (20 \times 10^{-6}) \\ &= 2000 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

$$= 2 \text{ (mH)}$$

从公式 20 可得耦合电容 C 的值为：

$$C = \frac{1}{4 \cdot (3.14)^2 \cdot (25 \times 10^6) \cdot (2 \times 10^{-3})} = 0.50 \text{ (\mu F)}$$

与耦合电容值相关的另一个重要因素是充电电压值，因为该电容的充电和放电各占半个工作周期。直流电平的变化在图 3-12 标出，其正向和反向电压均为 $V_{in}/2$ ，再把这个电压加到变压器初级的两端。临界的设计条件出现在电容的充电电压高于 $V_{in}/2$ 的值时，因为如果这个电压高了，它会影响电源变换器在输入低电压时的调节。

我们可以通过两步来检查这个电压，进而再修正计算出的电容的值。电容的充电电压由下式给出：

$$V_C = \frac{I}{C} dt \quad (3-22)$$

在公式中， I 是流过变压器初级的平均电流，单位是 A；

C 是耦合电容的值，单位是 F；

dt 是电容充电的时间，s。

电容器充电的时间由下式给出：

$$dt = \frac{T}{2} \delta_{max} = \frac{1}{2f_s} \cdot \delta_{max} \quad (3-23)$$

公式中， T 是开关周期。

δ_{max} 是最大占空比；

f_s 是开关频率，单位是 Hz；

对于一个频率为 20kHz，占空比为 0.8 (80%) 的电源变换器，其充电时间间隔将是 $20\mu s$ 。

充电电压 V_c 应该是在 $V_{in}/2$ 的 10% 和 20% 之间的一个值，如果 $V_{in}/2 = 160V$ ，那么，对于一个调节性能好的变换器来

说，应该是 $16V \leq V_c \leq 32V$ 。如果充电电压超过了这个限制，就需要对以上计算的电容值重新进行计算，这时，这个值由下式给出：

$$C = I \cdot \frac{dt}{dV_c} \quad (3-24)$$

公式中， I 为流过变压器初级的平均电流，单位是 A；

dt 为充电时间间隔，单位是 s；

dV_c 是 16V 到 32V 之间的一个任意数。

在确定 dV_c 的任意数值时，可以先选择一个接近实际的电容标称值，以代替通过公式 3-24 计算出的电容值。我们还可以得到该耦合电容电压的额定值，虽然这个电压额定值可能很低，但在实际电路设计时，一般采用额定值电压为 200V 的薄膜电容器。

例 3-2：

假设我们用例 3-1 的方法来计算耦合电容的值。输出功率为 200W，频率为 20kHz 的半桥式变换器，计算出的电容值为 $0.5\mu F$ ，若这个值不正确，再重新按前边所述方法计算耦合电容的值。

解：从公式 3-17 中可知，在标准电压下计算的晶体管工作电流为：

$$I_C = \frac{3 \times 200}{320} = 1.86(A)$$

假定电源变换器的输入电压有 $\pm 20\%$ 的偏差，那么在低电压时，电流 I_C 就会使晶体管发热，应该进行校正，在最坏情况下集电极电流将是：

$$I_C = 1.86 + 0.2 \times 1.86 = 2.3(A)$$

利用公式 3-22 进行计算，耦合电容的充电电压是：

$$V_C = \frac{2.3 \times 20 \times 10^{-6}}{0.5 \times 10^{-6}} \approx 90 \text{ (V)}$$

90V 的充电电压显然是太高了，它会干扰变换器在输入电压较低时的调节。因此，必须对此值进行校正。选定充电电压为 30V，利用公式 3-24 我们可以得到：

$$C = \frac{2.3 \times 20 \times 10^{-6}}{30} = 1.5 \text{ } (\mu\text{F})$$

因此，我们可以选择容量为 $1.5 \mu\text{F}$ 的电容器，最小电压额定值为 30V，为了更安全起见，实际设计时，选择电压额定值为 200V。

三、阻尼二极管

在图 3-12 所示的基本的半桥式变换器电路中，二极管 VD5 和 VD6 分别跨接在晶体管 VT1 和 VT2 的集电极与发射极之间，这两个二极管称为阻尼二极管，它们具有双重作用。

1. 当晶体管截止时，阻尼二极管控制高频变压器的漏电感能量返回到直流电平。这样，象图 3-11 所示的推挽式电路中出现的 V_{CE} 波形中的高能量漏电感尖峰就能够避免了。

2. 当由于变压器中的磁通量突然增加，使晶体管的集电极电压瞬时变负时，阻尼二极管可以旁路晶体管，直到集电极再变成正电压时为止。这样阻尼二极管就起到了预防晶体管的反向导通可能引起的器件损坏的作用。

所用的阻尼二极管必须是快速恢复型二极管，其截止电压至少是晶体管的集、射极间截止电压的两倍。在实际电路中，阻尼二极管的反向截止电压不得低于 450V。

第六节 全桥式变换器电路

在讨论半桥式变换器电路时，我们曾经提到：与推挽式变换器电路相比较，虽然在晶体管截止时，加在其集电极与发射极间的电压减少到输入直流电压的一半，但其代价是在晶体管导通时，集电极电流增加一倍，电流增大的局限性对于中、小功率的开关电源来说，不会构成影响，但是对于大功率的开关电源来讲，由于能承受高电压，大电流的晶体管价格极昂贵，就难以实现了。

为了解决这一问题，下面介绍一种全桥式变换器电路，它既保持了半桥式变换器电路的电压性质，又兼有了推挽式变换器电路的电流性质，全桥式变换器电路结构如图 3-13 所示。

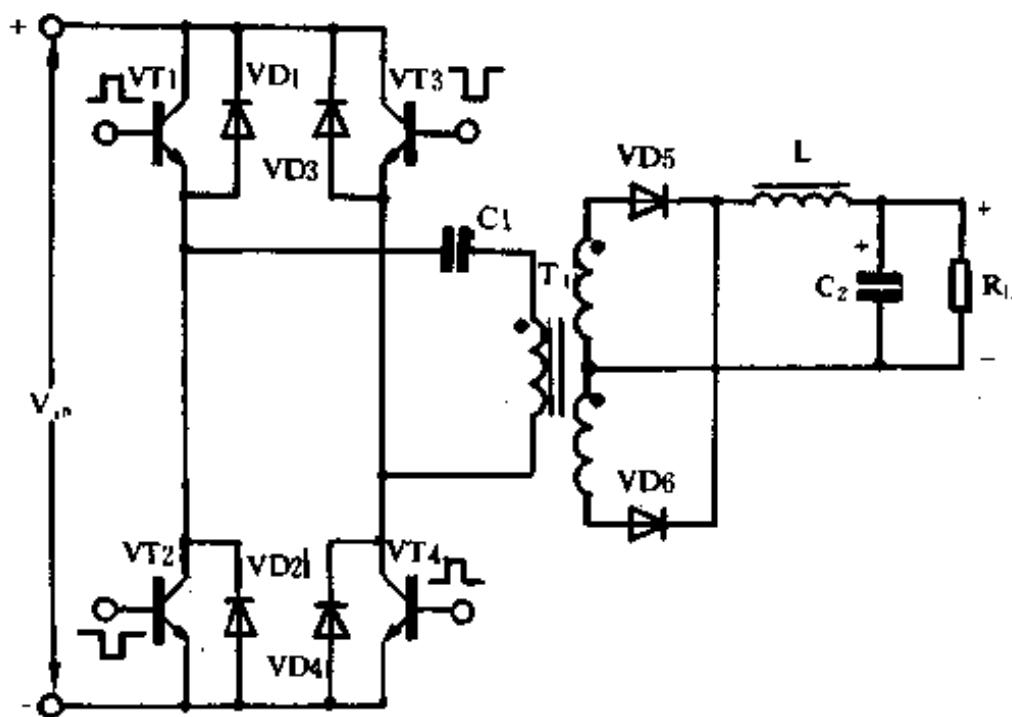


图 3-13 全桥式变换器电路结构

在全桥式变换器电路中，晶体管 VT1 和 VT4 以及 VT3 和 VT2 是同时导通的。晶体管的轮流导通和截止，使得加在高频变压器初级的电压在 $+V_{in}$ 和 $-V_{in}$ 之间变化。这样，在晶体管截止时，永远不会出现高于 V_{in} 的集电极截止电压，而且晶体管上所通过的电流，是同等半桥式变换器电路的一半。

全桥式变换器电路的缺点是需要四只晶体管，并且需要四组相互隔离的晶体管基极驱动电路，使得控制驱动电路的成本增大。

在全桥式变换器电路中，假定变换器的效率 η 是 80%，最大工作占空比 δ_{max} 是 0.8，那么晶体管的工作电流是：

$$I_C = \frac{1.6P_{out}}{V_{in}} \quad (3-25)$$

全桥式变换器的其它特性与半桥式变换器电路相同，所有计算元件的公式也都通用。

第七节 新型的零波纹输出变换器

前面几节所讨论的各种变换器拓扑结构的输出都不同程度地带有一定量的输出波纹电压。近几年，研制出一种叫做 Cuk 的新型变换器电路，它是以其发明者 Dr. S. Cuk 的名字命名的，通过对变压器的精心设计，实现了零波纹输出。

基本的非隔离式 Cuk 变换器电路结构如图 3-14 所示。

电路的工作过程如下：当晶体管 VT1 截止时，二极管 VD1 导通，由输入 电流 I_1 给电容 C1 充电；在 VT1 导通 VD1 截止时，电容器的正端接地，这样，电流 I_2 流过电感 L2，在负载 R_L 两端产生负的输出电压。

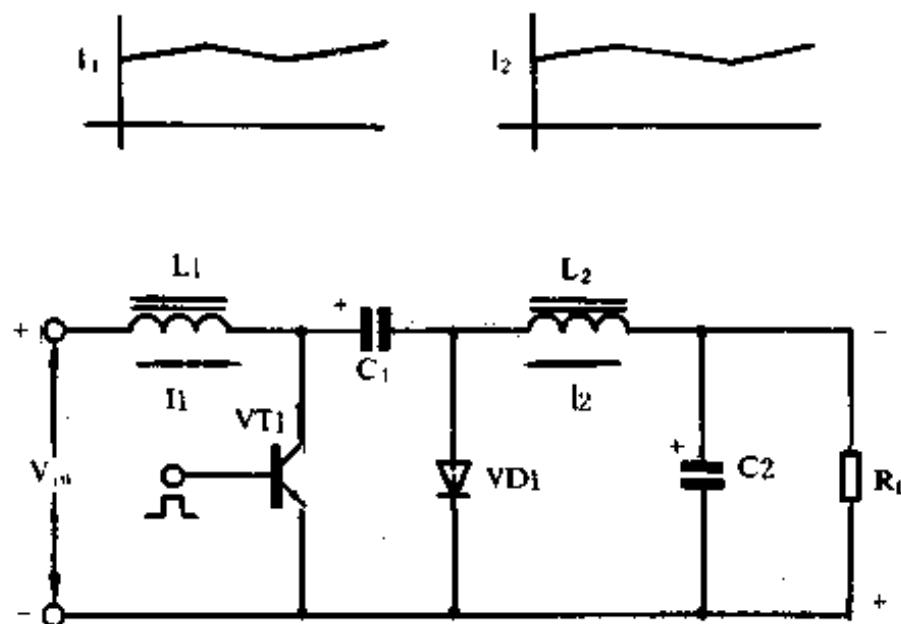


图 3-14 基本的非隔离式 Cuk 变换器结构

由于此变换器具有反激式变换器的特点，并且是由电容传递能量的，所以其输入和输出电流的质量接近于真正的直流电流，开关尖峰可以忽略不计，但是，“可忽略不计的尖峰”并非意谓着“无尖峰”，“无尖峰”才是这种新型变换器结构的最终设计目标。

通过下面的研究，终于实现了零输出波纹电压。其电路结构的演变过程如下：

为了使图中的两个电感上的平均直流电压为零，这两个波形必须相等，并且完全相同。为了达到这一点，两个电感的线圈匝数必须相同，图 3-15 是实现上面的设想的电路。

因为这两个耦合电感形成了一个变压器，每个线圈的有效电感由交替的电感能量传递线圈改变。如果两个线圈绕组的匝数为 1 : 1，那么电感量将加倍，这样，所产生的输入输出波纹电压将是非耦合变换器的一半，认识到这一点是非常重要的，如果我们把变压器的匝数比变成与变压器的电感耦合系数相匹

配，那么输出电流波纹会被完全消除。如图 3-16 所示。

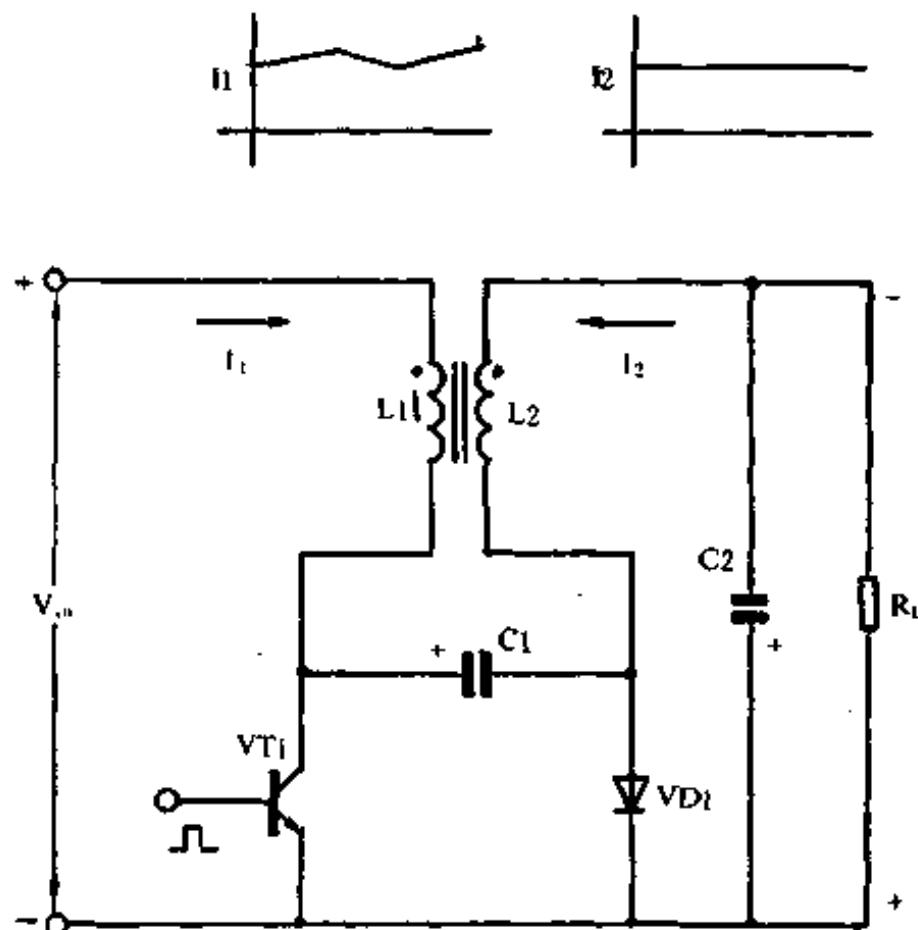


图 3-15 耦合电感型 Cuk 变换器及其相关波形

显然这是一个非常有用的电路，但它的应用被限制在不需要输入一输出隔离的设计中，若在隔离式电路结构中使用，这个变换器必须增加隔离措施。

下面讨论如何实现这种隔离措施，通过图 3-16 所示的三个基本步骤，可以使 Cuk 变换器实现隔离功能。

第一步是把电容 C_1 分成两个串联的电容 C_A 和 C_B ，如图 3-16a 所示，因为在两个电容的连接点处的平均直流电压是不确定的，或者说是浮动的，若在这点到地之间，加一电感 L 就可以强制这一点为零电平。若把电感量做得很大，两个串联电容

的分流就可以忽略不计,如图 3-16b 所示,因此,变换器的工作不受影响。

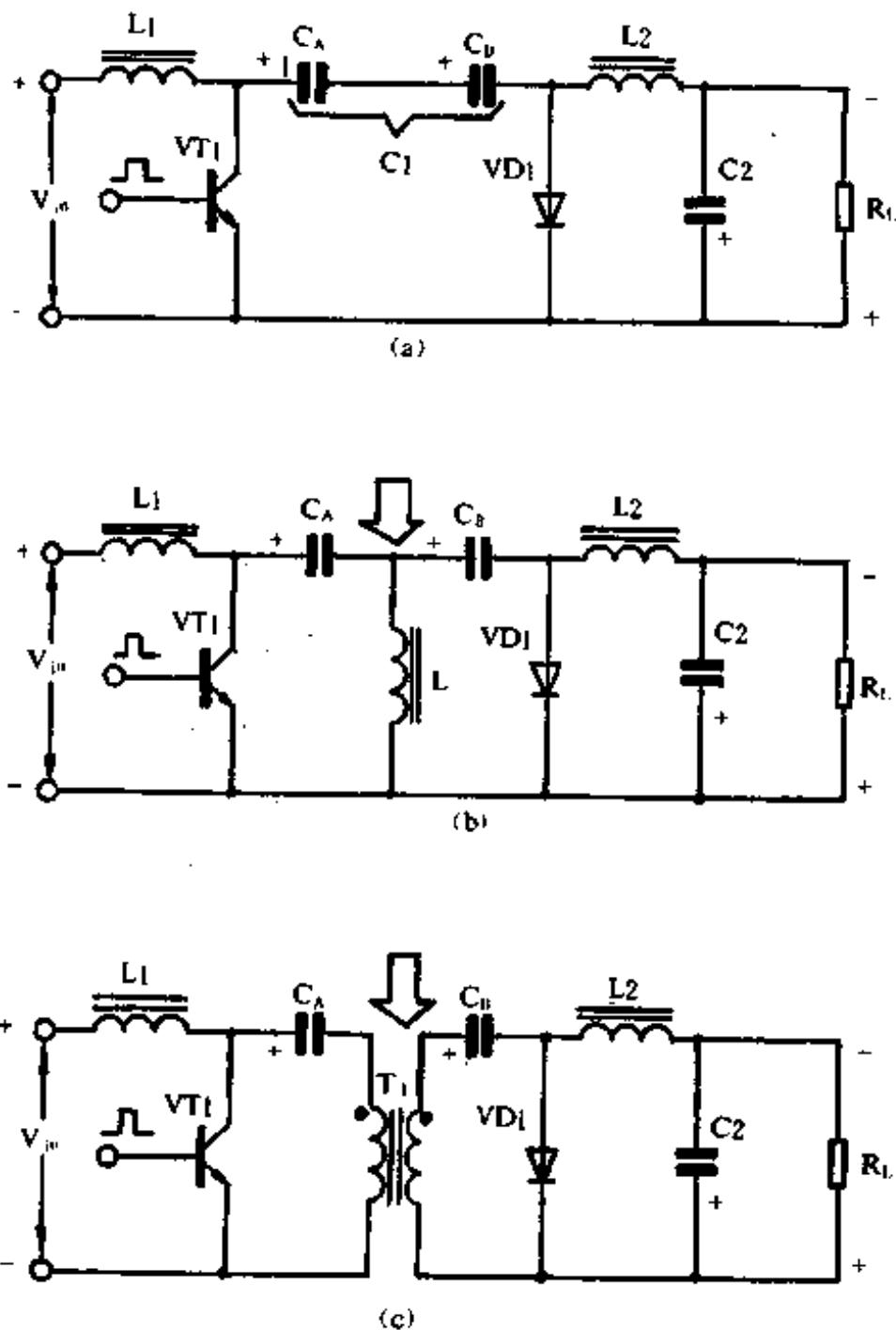


图 3-16 把非隔离型 Cuk 变换器变成隔离型
Cuk 变换器的三个基本步骤

现在，把电感 L 变成一个隔离变压器，就可以实现直流的隔离，隔离型的 Cuk 变换器如图 3-16c 所示。正如我们前边提到的，这种隔离型的 Cuk 变换器包含了非隔离型变换器的所有特点。因此，零波纹输出即可成功地实现了。

图 3-17 表示了用电感耦合的零波纹输出直流隔离型 Cuk 变换器和它的波形。请注意，在这个电路中，电容 C_A 和 C_B 已被接入到各自变压器绕组一边，这种连接变化不影响变换器的工作。

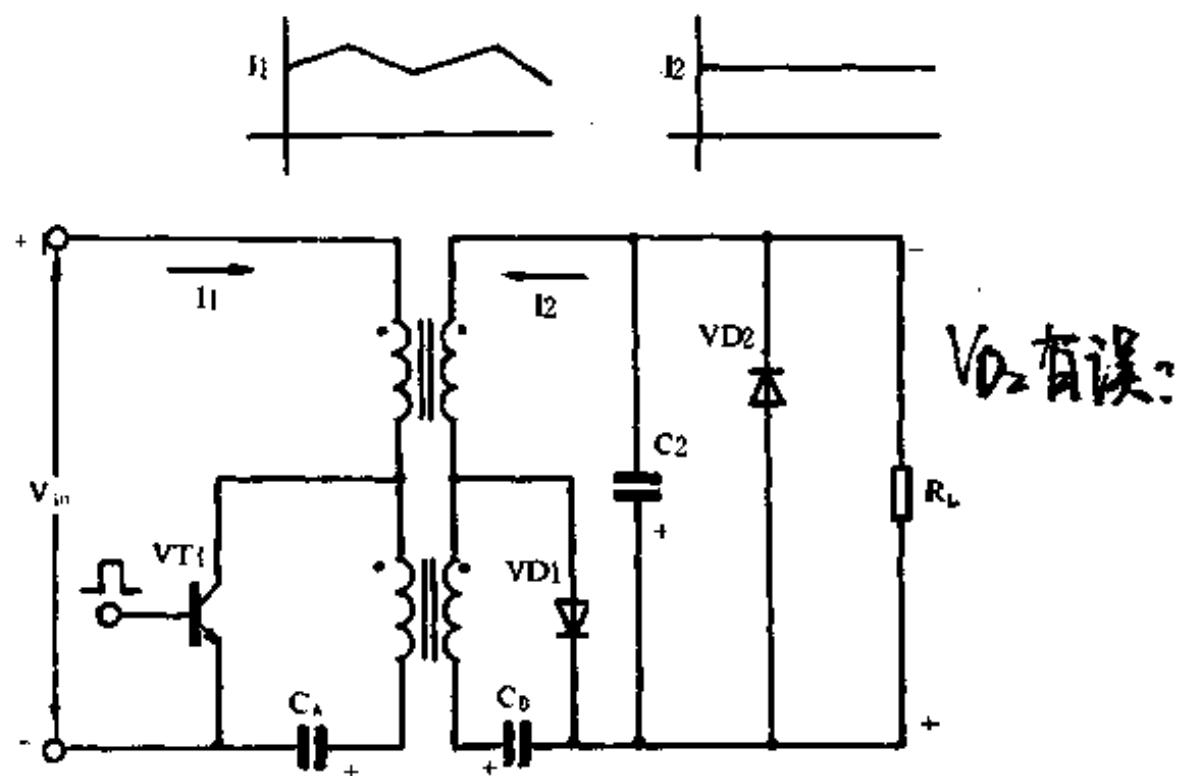


图 3-17 具有箝位二极管的隔离式零波纹输出 Cuk 变换器

虽然耦合输入和输出的电感减少了输出波纹，但是它也带来了不希望有的负作用，这就是在启动时，输出电压脉冲极性的转换，虽然这反极性的脉冲持续时间很短，但对于敏感性负载，是致命的问题。为此，在图 3-17 中，增加了嵌位二极管 VD_2 ，它可以把瞬间脉冲限制在 1V 以下，这样就保护了敏感负载。

第四章 变换器设计中功率管的选择

在图 1-1 中，用方框图表示的开关电源包含有多种开关元件。这些开关元件，象晶体管、单向可控硅 (SCR) 和可关断可控硅 (GTO) 等，已被开关电源的设计者使用多年。目前，应用得最广泛的功率开关器件有两类，就是双极晶体管和近些年来新开发的金属氧化物场效应管 (MOSFET)。在本章中，我们将讨论这两种器件的特性以及它们在开关电源中的应用。

第一节 晶体管的选择

选择晶体管时，必须注意两个基本参数。第一个参数是晶体管截止时的耐压值。第二个参数是晶体管在导通时所能承受的电流值。这两个参数的选择是由开关电源的类型决定的。在第三章中介绍开关电源类型时，已经分别给出了设计公式及选择合适的器件的原则。

在设计开关电源时，设计者还要考虑是使用双极晶体管还是使用 MOSFET 管。这两种晶体管各有优缺点。就目前来说，双极晶体管的价格较低。而 MOSFET 管由于驱动电路简单，所以整个电路的设计也就比较简单。

双极晶体管有一个缺点，就是其工作截止频率较低，一般在 50kHz 左右，而 MOSFET 管的开关工作频率可达到

200kHz。工作频率高就意味着元件的体积较小，用体积较小的元器件设计出的开关电源本身的体积也就小，结构更紧凑，这也是当前开关电源设计的一种趋势。

典型的双极晶体管的输出特性曲线和它的表示符号如图4-1所示。

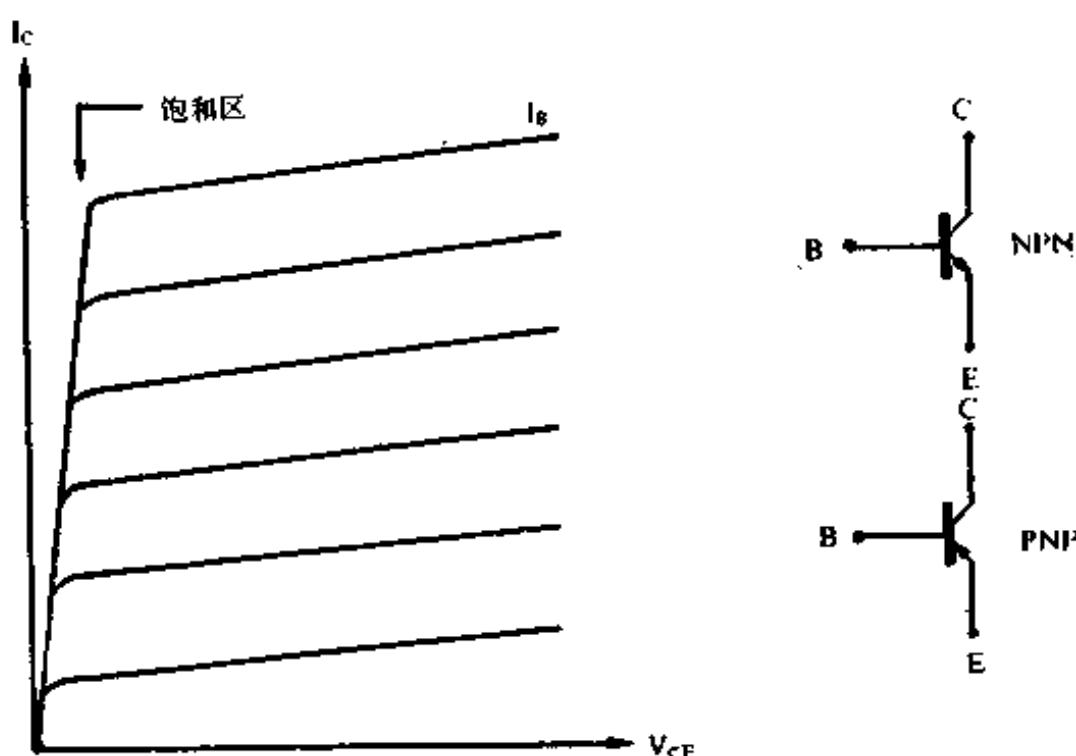


图 4-1 双极晶体管的输出特性曲线及其表示符号

第二节 作为开关使用的双极功率晶体管

双极晶体管在本质上是一种电流驱动器件，即通过向晶体管的基极注入一个较小的电流，在晶体管的集电极得到一个较大的电流，集电极电流的大小，取决于晶体管的放大倍数，称为 β 值。用下边的公式表示：

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (4-1)$$

其中 I_c 为集电极电流， I_b 为基极电流，均以 A 为单位。

晶体管具有两种工作方式：一种是线性工作方式（或称放大工作方式），一种是饱和—截止工作方式（也称开关工作方式）。线性工作方式用于对交流信号进行放大，而饱和—截止工作方式主要用作开关。图 4-1 表示的是典型的双极晶体管的 $V-I$ （电压与电流之间的关系）特性曲线。在图 4-1 中，有一个饱和区，当晶体管工作在开关方式时，给晶体管的基极注入一定量的电流后，就可驱动晶体管导通，它一旦导通，就允许较大的集电极电流流过，而这时的集电极对发射极之间的电压很小，只有零点几伏。

在实际作为开关应用时，需要一定的基极电流，使晶体管导通。要使晶体管由导通变为截止，则需一定量极性相反的基极电流，驱动开关呈 OFF 状态。由于晶体管是一个实际的物理元件而不是一个理想的开关，因此，在晶体管的开关过程中，总是有一定的延迟时间和存储时间。

在下一节中，将介绍关于开关时间的定义。

第三节 晶体管的开关时间 定义（电阻性负载）

当一个 NPN 型双极型晶体管驱动电阻性负载时，若在它的基极加一个驱动电流脉冲 I_b ，它的基极对发射极和集电极对发射极的电流与电压间的波形关系如图 4-2 所示。

与波形相关的定义如下：

延迟时间 t_d : 从基极驱动脉冲电流 I_{B1} 的上升沿开始到集电极与发射极间的电压 V_{CE} 下降到截止时的 90% 处的时间间隔。

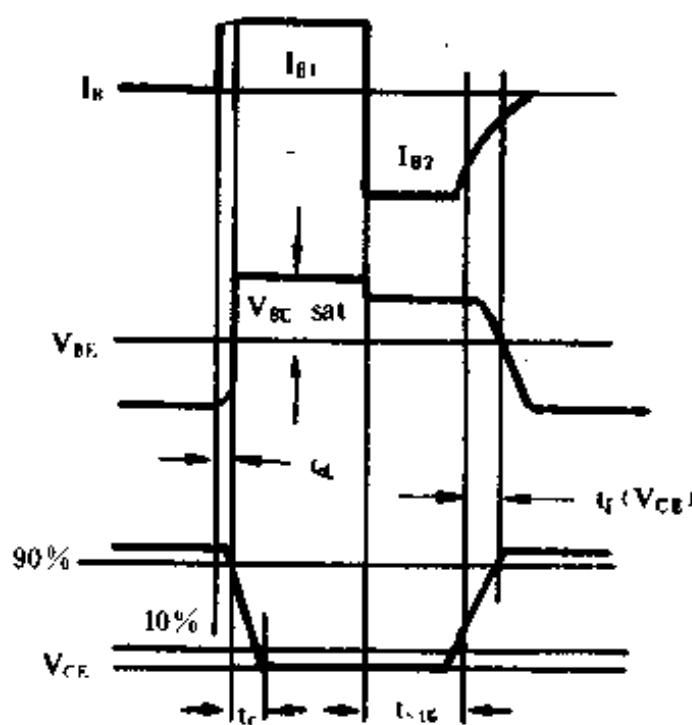


图 4-2 双极晶体管的开关波形

上升时间 t_r : 集电极—发射极电压 V_{CE} 从截止时电压值的 90% 下降到 10% 的时间间隔。

存储时间 t_{sg} : 从反向基极电流 I_{B2} 加在基极上开始到集电极—发射极电压 V_{CE} 达到截止时电压值的 10% 的时间间隔。

下降时间 $t_f(V_{CE})$: 集电极—发射极电压 V_{CE} 从截止时电压值的 10% 上升到 90% 的时间间隔。

第四节 感性负载与开关时间的关系

在前面叙述的双极晶体管开关时间的定义是由集电极与发

射极间的电压来加以描述的。这些定义的前提是我们假定负载是电阻性负载。在说明集电极电流时，也是这个前题。然而，当晶体管驱动一个电感性负载时，集电极电压和电流的波形就不同了。当电流通过电感的那一瞬间，由于感应电动势的出现，且感应电动势的方向总是企图阻止电流的变化，即电流若是增加，就阻止其增加；电流若是减小，则阻止其减小。因此，这时电流不会随着所加电压而立即流过负载。在晶体管关断时，人们将看到在电流开始下降前，晶体管的集电极与发射极间的电压就升到电源供电电压。为此，应定义两个下降时间的概念，一个是集电极—发射极电压的下降时间 $t_f(V_{CE})$ ，而另一个是集电极电流的下降时间 $t_f(I_c)$ 。图 4-3 表示的是实际波形图，注意

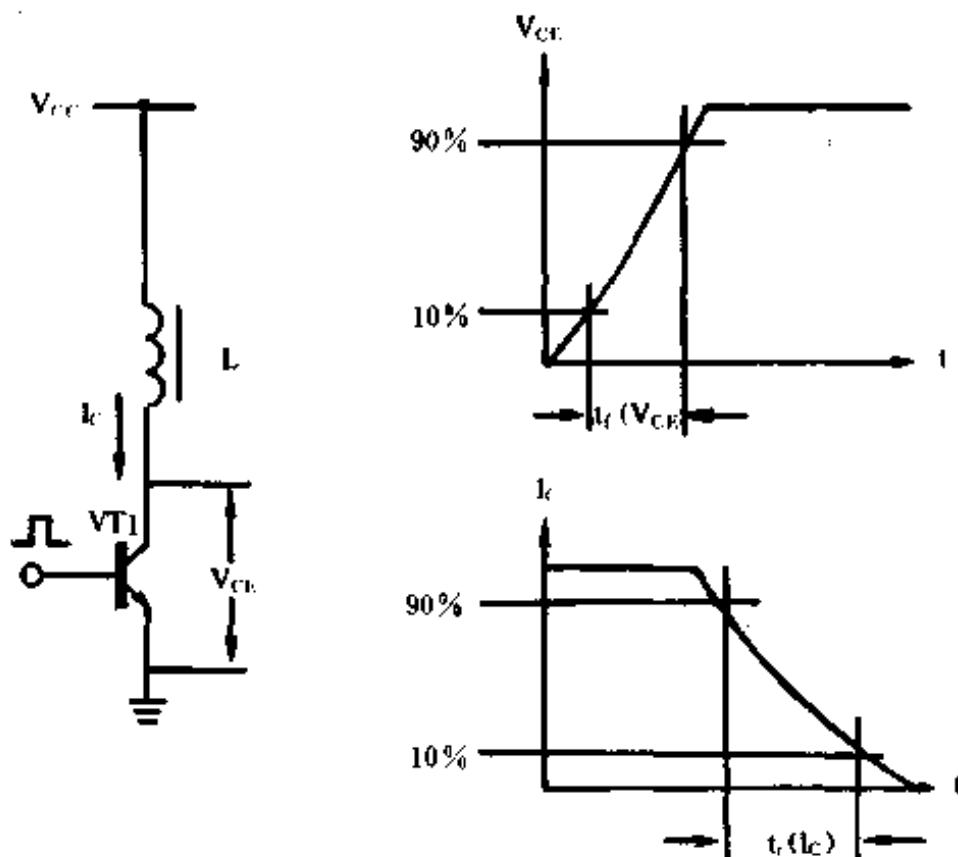


图 4-3 驱动电感性负载的双极晶体管
及相关下降时间波形

电流是滞后于集一射极电压的。

观察图 4-3 的波形，用和电阻性负载相同的方法定义集电极与发射极间的电压下降时间 $t_f(V_{CE})$ 。而集电极电流的下降时间 $t_f(I_C)$ 可以这样定义：即集电极电流由原来的 90% 下降到 10% 的时间间隔。一般情况下，负载电感 L 作为一个电流源，因此，它给基极与集电极间的电容充电就比电阻性负载快。因此，对于相同的基极和集电极电流，若是电感性负载，集电极与发射极间的电压下降时间 $t_f(V_{CE})$ 就比较短。

第五节 晶体管的抗饱和电路

作开关使用的晶体管的最长延迟时间是它的存储时间（见图 4-2）。因此，如果晶体管的这一延迟时间减少了，那么它的开关速度就会得到改善。把增加反向基极驱动电流和晶体管防饱和技术结合起来，就会把存储时间减少到几乎等于零。

产生反向的基极电流的技术将在下一节讨论。在这里，我们只讨论开关晶体管脱离饱和状态的技术以及把存储时间减少到接近于零，而最终改善开关速度的技术问题。图 4-4 示出了两种常用的晶体管抗饱和电路。

在图 4-4a 电路中，是把抗饱和二极管（通常也叫做箝位二极管）和开关晶体管结合起来使用的。观察此电路，我们注意到，当晶体管导通时，它的基极电压比输入电压低两个二极管压降。假定二极管 VD2 和 VD3 具有 0.8V 的正向压降，那么晶体管的基极将比输入电压低 1.6V。但是，由于电路中有二极管 VD1，所以集电极只是一个二极管的压降，比输入电压低约 0.8V。因此，晶体管集电极电压总是比基极电压高出 1.6V—

$0.8V = 0.8V$ 。所以，它就可以阻止晶体管进入饱和区。因为在一般情况下，晶体管都工作在高频 20kHz 以上的频率，所以，抗饱和二极管必须选择快速恢复型二极管。二极管 VD2 和 VD3 可以选用较低的截止电压，但是二极管 VD1 必须具有至少 $2V_{CE}$ 额定值的截止电压。对于隔离式开关电源，一般要选用具有额定值 800V 反向截止电压的二极管。二极管 VD4 的作用是当晶体管截止时，吸收反向基极电流，通过对基极与发射极间的

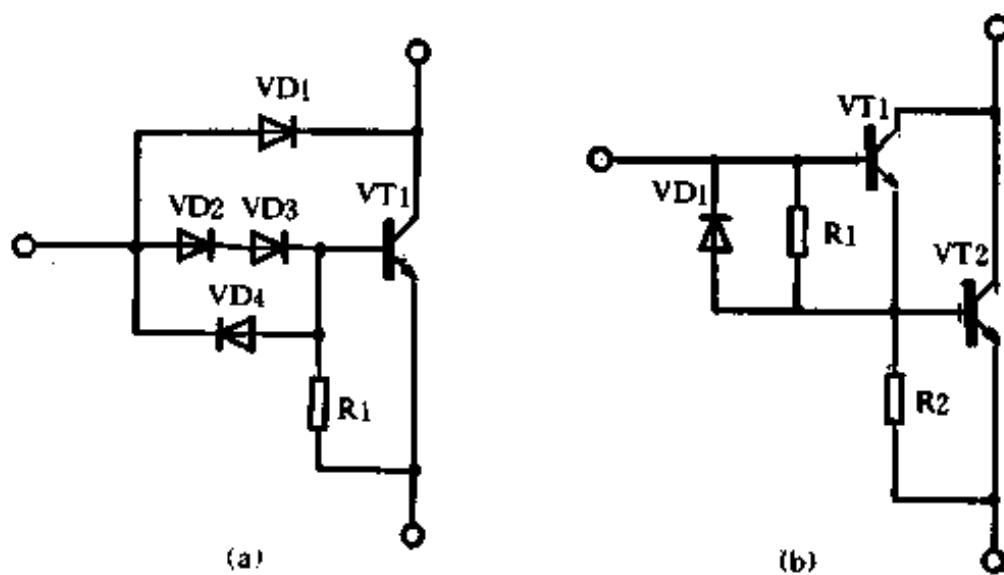


图 4-4 两种常用的晶体管抗饱和电路

电容放电，达到减少存储时间的目的。图 4-4 (b) 表示的是达林顿电路的连接。达林顿电路的工作方式与前面讲的基本相同，它利用晶体管 VT1 防止 VT2 进入深饱和状态。VT1 工作的特点是在 VT2 开始截止之前，它必须先截止。在 VT2 截止期间，由二极管 VD1 为 VT2 的反向基极电流提供一个低阻抗的通路。电阻 R1 和 R2 的阻值都很小，并且能够为晶体管 VT1 和 VT2 提供泄漏电流通路。此达林顿晶体管电路可以用两只分离的晶体管来实现，也可以直接使用达林顿晶体管。

第六节 双极型晶体管的基极驱动电路

一、恒流源电路

在前几节中，我们已经分析了双极晶体管作开关使用的局限性。为了减少饱和损失，就需要调节晶体管的正向基极驱动电流 I_{B1} ，而为了减少存储时间增加开关速度，还需要提供有效的反向基极驱动电流 I_{B2} 。

我们还应注意到，当 I_{B2} 增加，晶体管的存储时间和下降时间减少时，晶体管的发射极对基极的反向偏压 V_{EB} 也在增加。这就意味着，反向偏置二次击穿能量 E_{SB} 也减少了。在设计中，如果没有认真考虑反向驱动电路，那么，开关晶体管可能会因为进入二次击穿方式而被损坏。在第七节中，我们将讨论 E_{SB} 的意义以及双极晶体管的二次击穿现象。实践证明，反向基极驱动电路的阻抗必须很低，才能充分发挥作用。换言之，它必须提供较大的 I_{B2} 和较小的 V_{EB} 。

一般的晶体管资料只提供关于发射极对基极的反向偏压值的范围。在实际设计电路时， V_{EB} 采用 $-2V$ 到 $-5V$ 即可满足要求。如果基极反向电压较高，就可以减少存储时间的延迟，这是因为允许少数载流子由再次结合而被中和，其结果是花费较少的时间即可消除存储的电荷。

带有浮动开关晶体管的常用基极驱动电路及其波形如图 4-5 所示。电路的工作过程如下：当变压器的次级出现一个正的脉冲 V_s 时，正的基极驱动电流 I_{B1} 流入晶体管 VT1 的基极，驱动 VT1 导通。电阻 R1 是限流电阻，使得 I_{B1} 在设计的范围内。

基极电流的大小，由晶体管的放大倍数决定。在实际电路中，放大倍数取 8 到 10 之间。

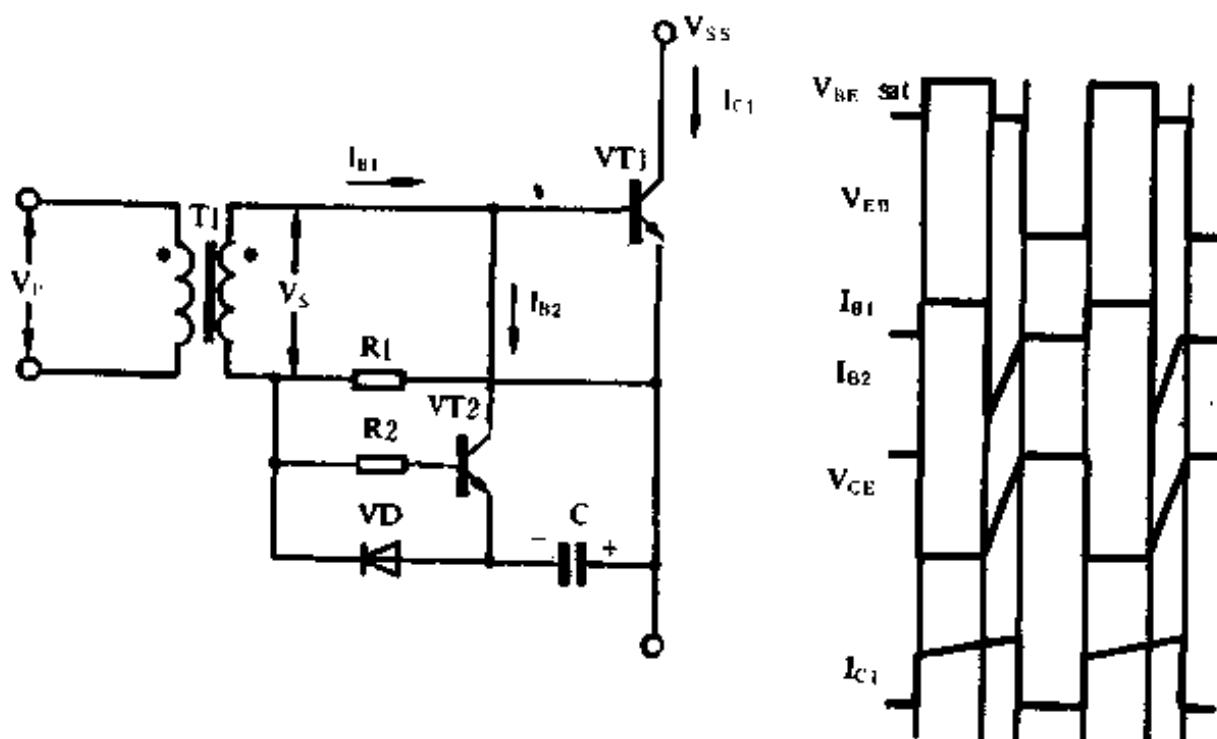


图 4-5 利用变压器驱动功率管的电路及其相关波形

开关晶体管的集电极电流要通过电源的输出功率及电源变换器的类型进行计算，因此，基极电流可以通过公式 4-1 得到。

正的基极驱动脉冲电流 I_{B1} 同时还对电容器 C 快速充电，电容上充满电荷的电压是：

$$V_C = V_s - V_{BE} - V_D \quad (4-2)$$

公式中， V_s 是变压器次级脉冲的幅度。

V_{BE} 是晶体管 $VT1$ 的基极-发射极间的饱和压降。

V_D 是二极管 VD 的正向压降。

如果我们假定 $V_{BE} = V_D = 0.8V$ ，那么公式 4-2 可以简化成：

$$V_C = V_s - 1.6V \quad (4-3)$$

当变压器的初级电压到 0V 时，次级电压也到 0V。这时，充

满了电荷的电容器 C 会给晶体管 VT2 的基极加上正向偏压，驱动 VT2 导通。并且继续使 VT1 的基极电压由 0V 向负的方向变化。

由于电容器 C 跨接在 VT1 的基极-发射极之间，此时在上述负电压的作用下，就会产生一个大的反向基极电流 I_{B2} ，此电流的大小由电容 C 的容量、电路中的电阻值和晶体管 VT1 与 VT2 的特性所决定。

图 4-6 提供了另一个基极驱动电路，在隔离式开关电源中，是设计者常用的电路之一。

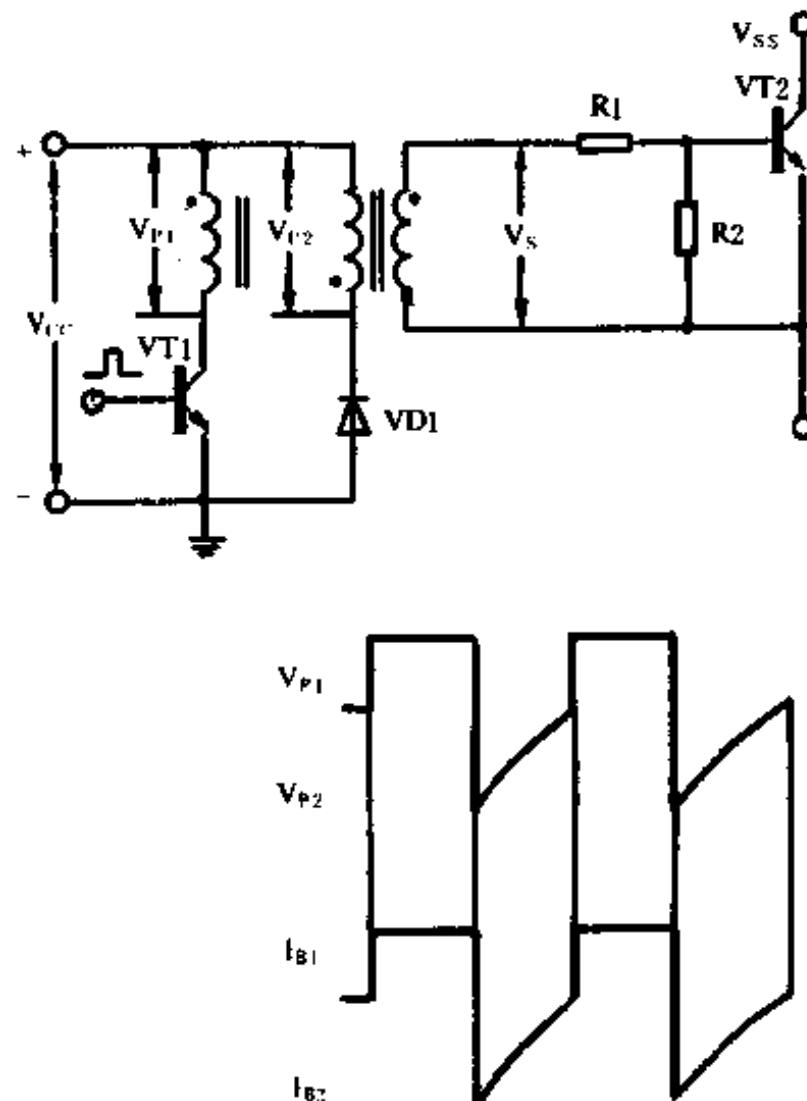


图 4-6 变压器耦合式基极驱动电路及相关波形

图 4-6 电路显著的优点是所用元件少，而能够给晶体管提

供足够的反向基极电流使其截止，电路工作过程如下：

当晶体管 VT1 导通时，基极驱动变压器的初级连接在电源电压 V_{cc} ，在变压器中存储了能量，并感应出初级电压脉冲 V_{P1} ，此电压脉冲通过变压器耦合到它的次级绕组。由于变压器绕组的极性相同，这样就产生了正的次级电压脉冲 V_s ，使得晶体管 VT2 导通。

电阻 R1 是 VT2 基极电流的限流电阻。选择 R1 时，应保证有足够的 I_{B1} 使 VT2 导通而又不会使其产生过驱动现象及过饱和现象。电阻 R2 给开关晶体管 VT2 提供一个基极—发射极的泄放电流回路。一般情况下，它的阻值较低，在 $50\sim 100\Omega$ 之间。

当晶体管 VT1 截止时，存储在变压器中的能量通过第三绕组和二极管 VD1 返回到 V_{cc} ，因为第三绕组的极性与变压器初级绕组的极性正好相反，这样就产生了一个反向的电压脉冲 V_{P2} ，此电压脉冲再耦合到变压器的次级，就产生了所希望的电流脉冲 I_{B2} 。

在设计基极驱动电压时，变压器的初级对次级的匝数比一定不能超过晶体管 VT2 的参数 V_{BE} 和 V_{EB} 之比。通常，初级绕组和第三绕组的匝数相同。

还应指出的是变压器的初级绕组和第三绕组必须紧绕（如双线并绕），以避免超过由于泄漏电感生成的电压峰值。晶体管的集电极截止电压必须至少是 $2V_{cc}$ 电压。

图 4-7 的电路是图 4-6 电路的一种改进型。它保持了上述电路的优点，并使变压器的结构更简单。

电路的工作过程如下：如果有一个正极性的脉冲电压 V_p 加到基极驱动变压器的初级绕组，那么在变压器的次级就产生了一个脉冲电压 V_s ，驱动晶体管 VT1 导通。在脉冲 V_s 持续期

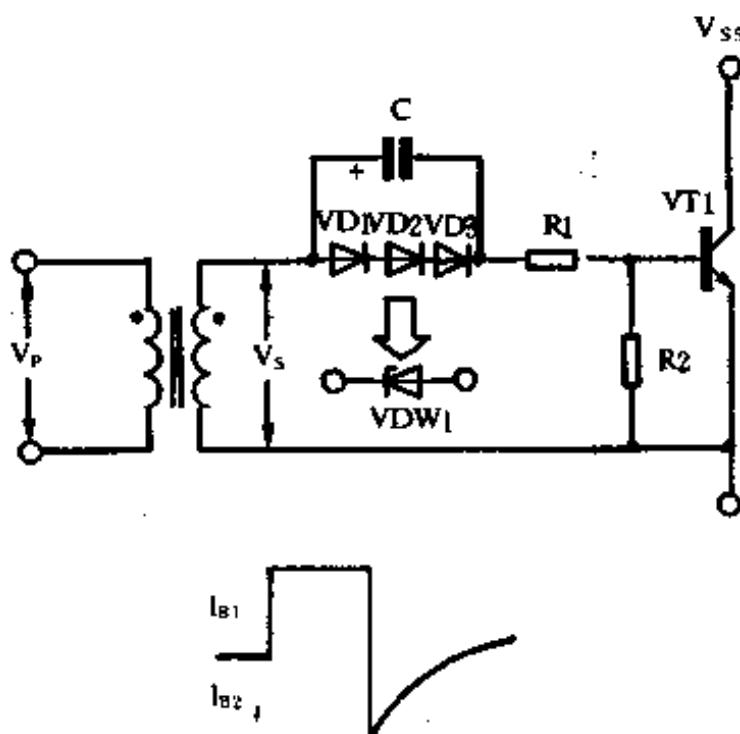


图 4-7 使用隔离变压器的基极驱动电路

间，正极性的脉冲电流 I_{B1} 给电容器 C 充电，其电压被箝位在 3V，这个值是由二极管 VD1、VD2 和 VD3 的正向压降所决定的。VD1、VD2 和 VD3 也可以用一个击穿电压为 3V 的齐纳二极管 VDW1 代替。当变压器的初级电压变为 0V 时，变压器的次级电压也降至 0V。此时电容器 C 的正极与晶体管的发射极相连。这样，充了电的电容器就等效地连接到了开关晶体管 VT1 的基极-发射极之间，并生成一个反向的基极电流 I_{B2} ，驱动晶体管截止，减少了它的存储时间。

由于上述电路简单有效，因此，它也被广泛地应用在直接耦合的功率管上，如图 4-8 所示：

电路的工作原理如下：利用晶体管 VT1 和 VT2 组成了射极跟随器，两只晶体管轮流地驱动 VT3 的基极，使其或接电源 V_{cc} 或接地，控制它导通或截止。当 VT1 导通时，它驱动 VT3

也导通。同时，也给电容器 C 充电。齐纳二极管 VDW1 起稳压作用，在实际电路中，齐纳二极管 VDW1 的击穿电压为 4.3V。VT1 的导通，还为正向的基极驱动电流 I_{B1} 提供了一个通路，电流 I_{B1} 的大小由电阻 R1 决定。随着 VT1 的截止和 VT2 的导通，已充满电荷的电容器 C 有效地把 VT3 的基极和发射极连接起来，由于电容器的放电作用，而产生了反向的基极电流 I_{B2} 。 I_{B2} 的大小与三个因素有关，即 VT2 的增益、电容器 C 上的电荷以及电路的阻抗。

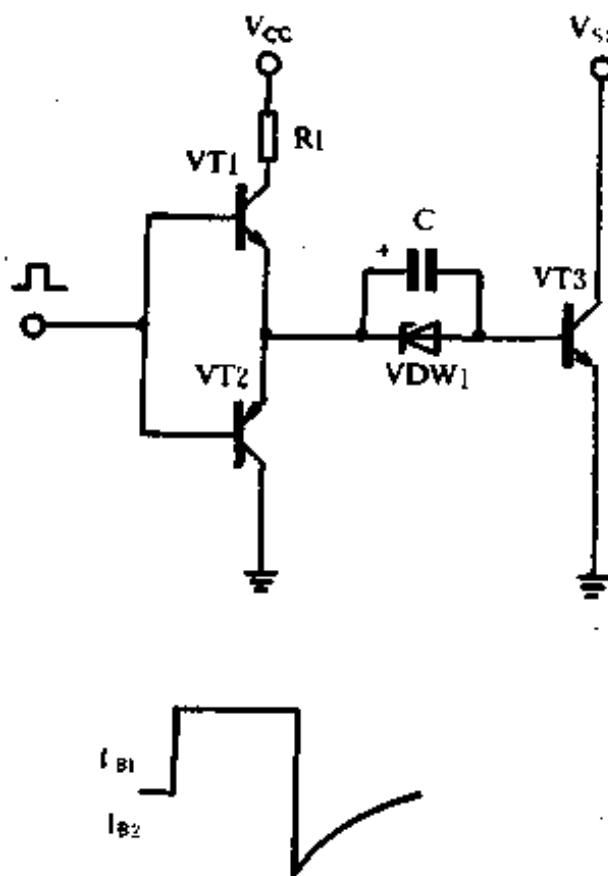


图 4-8 利用耦合电容直接驱动的基极电路

二、比例基极驱动电路

前面几节所介绍的各种基极驱动电路给被驱动的晶体管提供的都是恒定电流。这些电路有一个共同的缺点，就是在晶体

管的集电极电流较小时,由于晶体管的 β 值是变化的,所以其存储时间不能充分有效地减少。

如果使用比例基极驱动电路,我们就可以控制晶体管的 β 值。事实上,无论晶体管的集电极电流如何变化,都可以使它们具有相同的 β 值。因此,使用这种基极驱动电路,在较小的集电极电流的情况下,也能使存储时间达到期望值。其性能远远超过恒流驱动电路。图 4-9 是一个比例基极驱动电路的实例。

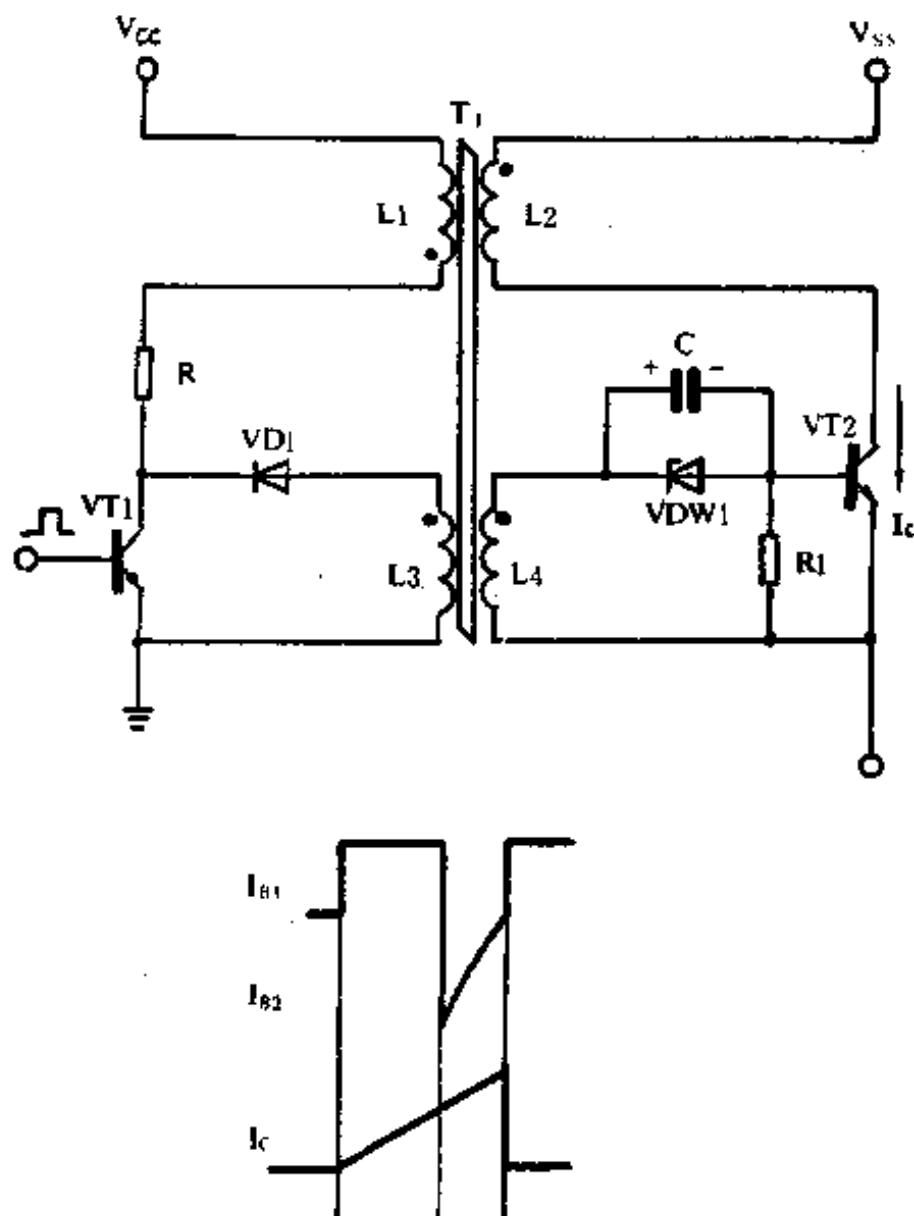


图 4-9 比例基极驱动电路及其基极和集电极电流波形

电路的工作过程如下：当晶体管 VT1 导通时，变压器 T1 在负的方向饱和，使得 VT2 截止。在 VT1 导通期间，电流流过 T1 的初级绕组 L1，电阻 R 是其限流电阻，且把能量存储在该绕组中，保持 T1 饱和。当晶体管 VT1 截止时，存储在 L1 中的能量传递给绕组 L4，引起基极电流流入 VT2，使其导通。随着晶体管 VT2 的导通，集电极电流 I_c 又在绕组 L2 中存储能量。因此，在变压器 T1 的所有的带“·”的同名端都成为正的极性。驱动变压器的磁芯从负的方向到正的方向磁化饱和。

因为绕组 L2 和 L4 起电流变压器的作用，晶体管 VT2 导通期间，无论集电极电流的大小如何变化，都能使其保持一个恒定的 β 值，通过 VT1 的导通使 VT2 截止。利用下边的公式可以计算出变压器的匝数比。

对于晶体管 VT2，使用恒定的 β 值，如下公式成立：

$$\beta = \frac{N_4}{N_2} \quad (4-4)$$

公式中， N_2 、 N_4 分别为变压器 T1 的 L2 和 L4 的线圈匝数。

在晶体管导通 (t_{on}) 时，变压器工作的磁通密度必须等于晶体管截止 (t_{off}) 时的磁通密度，并且有：

$$\Delta\phi = 2B_{max} \cdot A_C \quad (4-5)$$

在公式中， B_{max} 是最大工作磁通密度，单位是特斯拉。

A_C 是磁芯的面积，单位是 cm^2 。

从基本的电磁理论公式出发，我们得到如下的公式：

$$N(\Delta\phi) = \frac{V}{2f \times 10^{-6}} \quad (4-6)$$

把公式 (4-5) 和 (4-6) 结合起来，对于变压器绕组 L1 和 L4 的匝数 N_1 和 N_4 ，可以写成如下公式：

$$N_1 = \frac{V_{cc} \times 10^4}{4f \cdot B_{max} \cdot A_C \cdot t_{on}} \quad (4-7)$$

$$N4 = \frac{V_{BE} \times 10^4}{4f \cdot B_{max} \cdot A_C \cdot t_{off}} \quad (4-8)$$

公式中, V_{BE} 是晶体管 VT2 的基极-发射极间的电压, f 是变换器的工作频率, 单位用 kHz。

把公式 (4-7) 和公式 (4-8) 相除, 可以导出匝数比 $N1/N4$ 的公式:

$$\frac{N1}{N4} = \frac{V_{cc}}{V_{BE}} \cdot \frac{t_{off}}{t_{on}} \quad (4-9)$$

三、基极驱动电路中的抗饱和电路

在本章第 5 节介绍了两种使电源变换器的开关晶体管避免饱和的方法, 它们可以把存储时间减少到很小的范围。可以把这些抗饱和电路和以前讨论的基极驱动电路结合起来使用, 会产生更佳的效果。图 4-10 所示的电路是在基极驱动电路的基础上

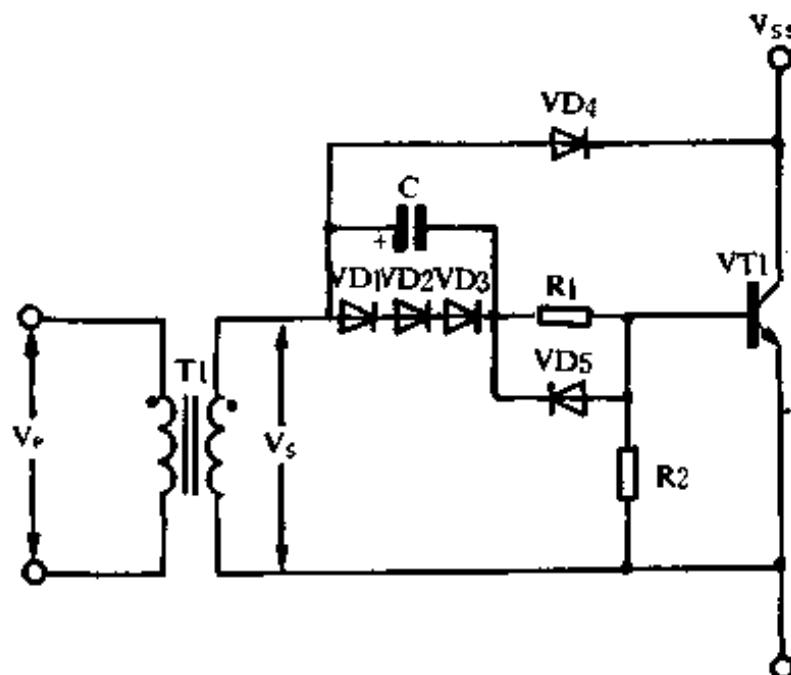


图 4-10 抗饱和电路与基极驱动电路相结合的实例

上，又加入了箝位电路。前面所介绍的其他类型的基极驱动电路也可以采用这个电路。当然，如果开关晶体管用的是达林顿管。就不需要抗饱和二极管，因为达林顿管本身就具有抗饱和的特点。

第七节 双极晶体管二次击穿的考虑

一、正偏压的二次击穿

在前几节的讨论中，我们都是以电源变换器的开关晶体管的导通、截止为主题。对于一个电源设计者来说，为了设计出稳定可靠的电路，必须清楚地理解，功率双极开关晶体管在正、反偏压下是如何工作的。首要的问题是要避免在开关晶体管处于正向偏置状态时的二次击穿。

一般情况下，生产厂家的资料会提供一个安全工作区曲线，如图 4-11 所示。

图 4-11 表示的是晶体管集电极电流与 C-E 间电压的关系图，曲线的轨迹代表的是晶体管可以工作的最大限度范围。在晶体管导通期间，落入安全区正向偏置的负载曲线认为是安全的，工作时不能超过厂家所提供的器件热限度和安全区导通时间。

正向偏置的二次击穿现象是由若干个发热点引起的，这些发热点是由于晶体管在高电压下导电电流的不均衡而造成的，它们分布在功率晶体管工作面上的许多地方。由于晶体管的基极-发射极结间是负温度系数，这些发热点就增加了局部电流流

动。电流越大，意味着产生的功率越大，进而又使得某一发热点的温度更高。由于集电极对发射极的击穿电压也是负温度系数，因此，与上述结果相同，也会发生同样的情况。由此推断，如果加在晶体管的电压不消失，电流就不会终止，集电极-发射极结就会被击穿，而晶体管会由于无法抗拒高热而彻底崩溃。

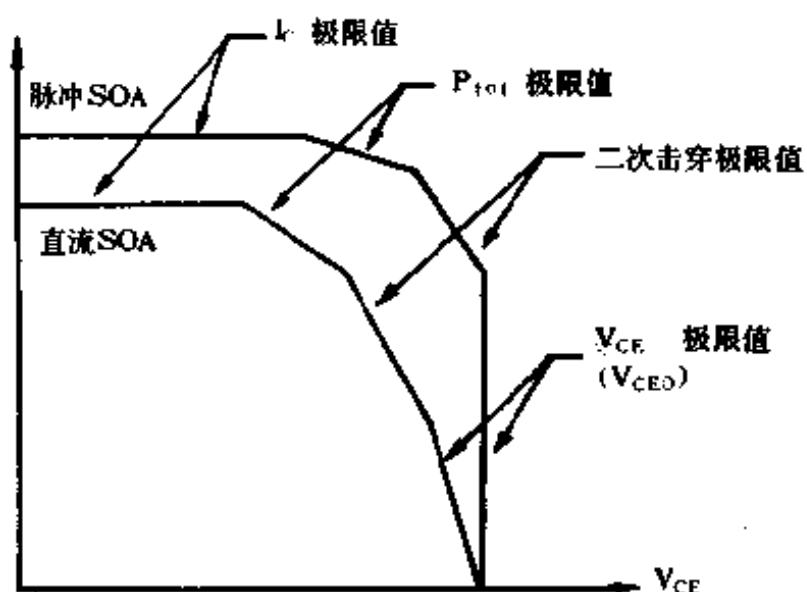


图 4-11 双极晶体管的直流和脉冲安全工作区 (SOA) 图示

现在，有一种防止正向偏压二次击穿的新方法。在制造晶体管时增加了发射极平衡技术，使用这种技术制造的晶体管，可以工作在它本身允许的最大功率和最大集电极电压的条件下，而不必担心会产生二次击穿。应用此技术的器件连接图如图 4-12 所示。

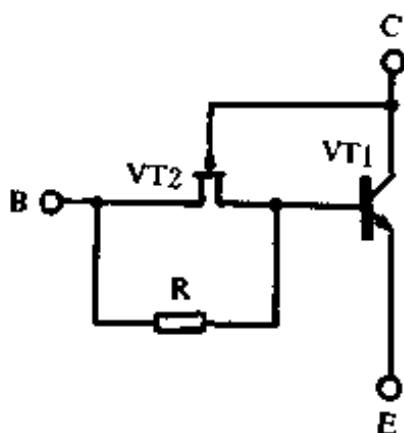


图 4-12 具有防止二次击穿性能的晶体管原理图

具体实现方法是在功率开关

晶体管的基极再串连一个单结场效应管（见图 4-12 中的 VT2），场效应管起基极平衡电阻的作用，其电阻值随集电极对基极的电压的变化而变化。这种方法与标准的发射极平衡方法不同，后者是在器件的发射极串联电阻。基极平衡的方法不管集电极电压多少，都能够维持恒定的功率损耗。图 4-12 中的电阻起节流的作用。

二、反偏压的二次击穿

前几节已经提到，当功率晶体管作为开关使用时，存储时间和开关损耗是两个最重要的参数，设计者必须对它们进行处理。如果存储时间不能有效地减少，变压器就会产生饱和，而电源变换器的调整范围也受到限制。

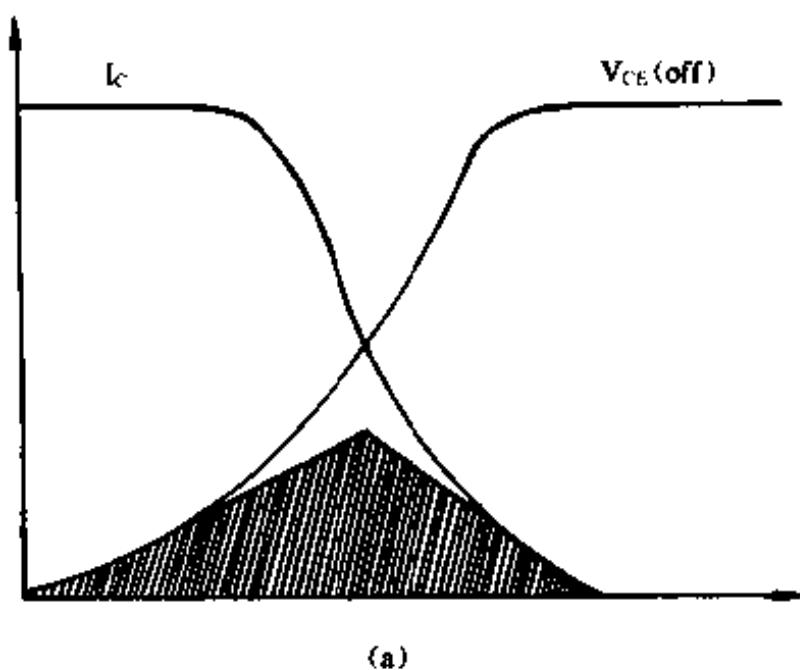
另一方面，对开关损耗也必须进行控制，因为它影响整个电源系统的总的效率。图 4-13 表示的是大功率晶体管在电阻性负载和电感性负载时的截止特性，图 4-13 (a) 为电阻性负载时的截止特性；图 4-13 (b) 为电感性负载时的截止特性。图中的阴影部分表示开关的能量损失。

观察图 4-13 的曲线，我们可以看到，在晶体管截止时，电感性负载所产生的尖峰能量比电阻性负载要大得多。在此时，如果晶体管所加的反向偏压超过了其安全工作区，也会发生二次击穿现象，至使晶体管损坏。

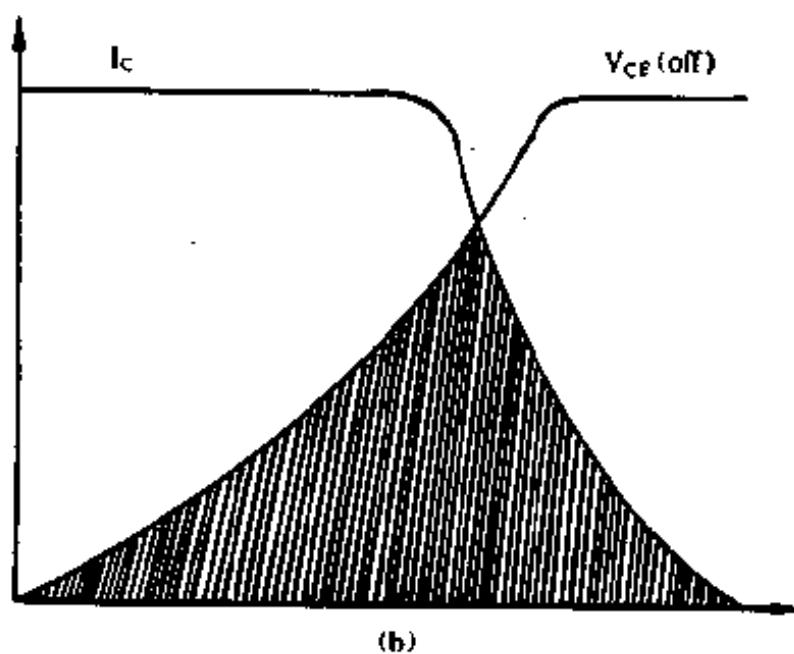
以前，计算反向偏置晶体管二次击穿的方法是测量驱动电感负载的晶体管。反向偏置二次击穿能量 E_{SB} 按公式 4-10 计算。

$$E_{SB} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{CEX}}{V_{CEX} - V_{CC}} \cdot L \cdot I_C^2 \quad (4-10)$$

在公式中， E_{SB} 的单位是焦尔。但是，因为在对晶体管实际测量时，可以在两种条件下进行，一种方法是把晶体管的基极



(a)



(b)

图 4-13 大功率晶体管在电阻性负载和电感性负载时的截止特性

开路，使其截止，或者是给晶体管的基极加一个高的阻抗，使其不能导通。 E_{SB} 的范围是从几毫焦尔到几焦尔。考虑到在实际工作中，晶体管工作在击穿电压 V_{CEX} 附近，因此， E_{SB} 参数对于现代晶体管来说意义不大。

作为 E_{SB} 参数的替代参数反向偏置安全工作区（RBSOA）的计算系统已由一些功率晶体管制造厂家开发出来了。它主要根据在集电极加箝位感性负载作出，其结果曲线如图 4-14 所示，并以与正向偏置 SOA 曲线相似的形式给出。

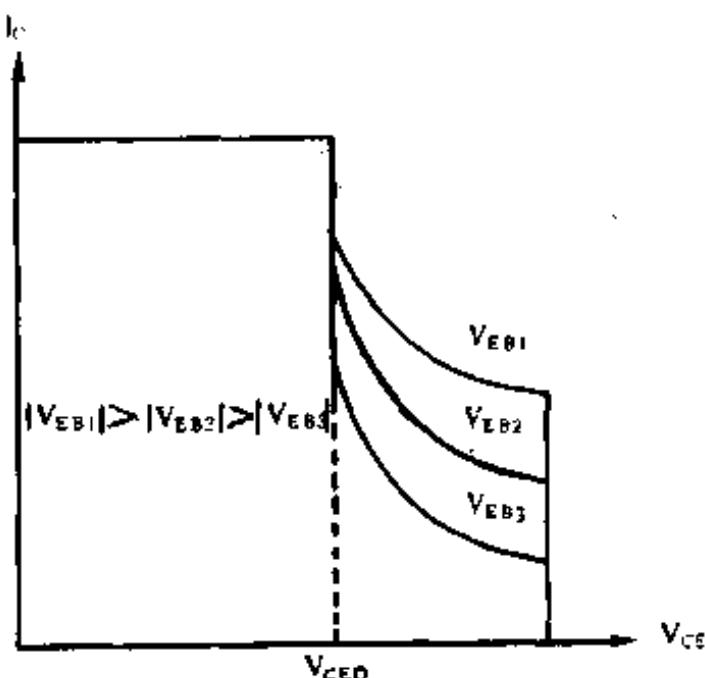


图 4-14 反向偏置安全工作区 (RBSOA)

RBSOA 曲线表示，对于 V_{CE} 低于 V_{CEO} 的情况，安全工作区独立于反向偏置电压 V_{EB} ，并且只受晶体管集电极电流 I_c 的限制。对于 V_{CE} 高于 V_{CEO} 的情况，集电极电流必须随着所加的反向偏置电压的增加而减少。

十分明显，反向偏置电压 V_{EB} 是非常重要的，它对 RBSOA 的影响非常大。设计者还应特别注意，在晶体管加上反向偏压时，因为关掉开关的时间会减少，一定要避免基极-发射极结的雪崩现象发生。在正常情况下，设计者可以采用箝位二极管或

者 RC 吸收网络以避免雪崩现象的发生。

第八节 开关晶体管的保护网络 ——RC 吸收回路

从前面的讨论可见，整个开关周期的最危险部分出现在晶体管截止时。在基极驱动技术中，为了把存储时间减少到最低限度，通常都是加大反向基极电流 I_{B2} 。但是，如果 I_{B2} 过大，会造成基极-发射极结的雪崩，而摧毁晶体管。为了防止这种现象发生，可以采取两种措施。

- (1) 在集电极对发射极电压 V_{CE} 的值较低时，关断晶体管。
- (2) 升高集电极电压，而减少集电极电流。

当然，在把开关电源设计成为隔离式时，第二种解决办法似乎更加现实。图 4-15 表示的是使用 RC 吸收回路来完成这一功能的实例。RC 吸收回路跨接在晶体管的集电极和发射极间，在晶体管截止时给集电极电流分流。

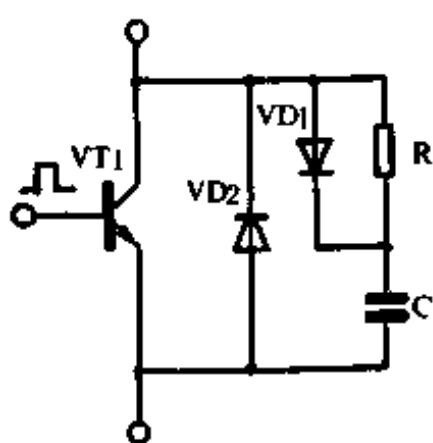


图 4-15 跨接在晶体管上的
截止电流吸收网络

电路工作如下：当晶体管 VT1 截止时，电容器 C 通过二极管 VD1 被充电到电压 $V_{CC} - V_D$ 。当晶体管 VT1 导通时，电容器 C 再经过电阻 R 放电。实际上，吸收回路消耗了一定量的功率，减轻了开关管的负担。如果没有吸收回路，这一部分功率必须由开关管消耗。

在设计实际电路时，可以使
用下边的公式进行计算。参考图 4-13 (b)，在晶体管截止时，其

能量区可以用下式表示，

$$E = \frac{C \cdot V_{CE}^2}{2} = \frac{I_c \cdot V_{CE} \cdot (t_r + t_f)}{2} \quad (4-11)$$

公式中， I_c ：最大的集电极电流，A；

V_{CE} ：最大的集电极-发射极电压，V；

t_r ：最大的集电极电压上升时间，s；

t_f ：最大的集电极电流下降时间，s。

按照公式 4-13 可以求出电容器 C：

$$C = \frac{I_c \cdot (t_r + t_f)}{V_{CE}} \quad (4-12)$$

参照图 4-15，在晶体管截止时，给电容器充电。在晶体管导通期间 (t_{on})，经电阻 R 放电。电容器上的电压可以写成下边的公式：

$$V_C = V_{CE} \exp(-t_{on}/RC) \quad (4-13)$$

选择 RC 回路的值必须要保证以下两条：一是在晶体管截止期间，(T_{off})，必须能使电容器充电到接近 V_{CE} 电压，二是在晶体管导通期间 (T_{on})，必须使电容器上的电荷经过电阻 R 把电荷全部放完，所以，应该使表达式 $\exp -t_{on}/RC$ 的值接近于 1。

从基本原理可以知道，电容器经过 R 放电的时间是 RC 电路时延常数的 5 倍 (5τ , $\tau = RC$)。假定在这种情况下，电容器用了 3 倍的时延常数基本把电放完，可以导出下边的公式，求出最大的放电电阻 R 的值。

$$R = \frac{t_{on}}{3C} \quad (4-14)$$

由于电阻 R 的值是从公式 4-14 计算出来的，所以还必须检查在晶体管导通时，电容器通过晶体管放电的电流 I_{dis} ，并且把它限制在大约 $0.25I_c$ ，使用下面的公式计算：

$$I_{dis} = \frac{V_{CE}}{R} \quad (4-15)$$

式中的 I_{dis} 为放电电流。如果电阻 R 太小或者 $I_{dis} > 0.25I_c$ ，那么可以把 R 的值增大，以满足上述条件。

最后一步是需要计算电阻的最大功率值。用下边的公式进行计算：

$$P_R = \frac{1}{2} C \cdot V_{CE}^2 \cdot f \quad (4-16)$$

公式中，f 是电源变换器的工作频率，用 Hz。

下面给出一个实际的例子，对上述公式加以验证。

例 4-1：

晶体管是用在半桥式电源变换器中， $V_{CE} = 200V$ ， $t_f = 2\mu s$ ， $t_r = 0.5\mu s$ ，变换器的工作频率是 20kHz，晶体管集电极的工作电流是 2A，计算吸收回路的电阻 R 和电容器 C。

解：

$$C = \frac{I_c (t_r + t_f)}{V_{CE}} = \frac{2 (0.5 + 2) \times 10^{-6}}{200} = 25 \text{ (nF)}$$

我们取 C 为 22nF，假定 t_{on} 是总周期 ($1/f$) 的 40%，那么：

$$t_{on} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{20} = 0.02 \times 10^{-3} = 20 \text{ (\mu s)}$$

利用公式 4-14，

$$R = \frac{20 \times 10^{-6}}{3 \times 0.022 \times 10^{-6}} = 303 \text{ (\Omega)}$$

我们取 R 为 300Ω。

再检查放电电流：

$$I_{dis} = \frac{200}{300} \approx 0.67 \text{ (A)}$$

这个值大于 I_c 的 25%，必须再计算一个新的 R 值。

$$R = \frac{V_{CE}}{0.25I_c} = \frac{200}{0.25 \times 2} = 400 \text{ } (\Omega)$$

取 $R=430\Omega$ 。

最后计算出电阻 R 的功率。

$$P_R = \frac{(0.025 \times 10^{-6}) (200^2) (2 \times 10^3)}{2} = 1 \text{ (W)}$$

第九节 作为开关使用的功率 MOSFET 管

一、基本的 MOSFET 管定义

尽管场效应管 (FET) 在各种电路中已经应用多年，但是金属—氧化物的半导体场效应管 (MOSFET) 是在最近十几年才发展起来的，并广泛应用到电源设计中。MOSFET 管的性能远远超过开关电源对器件的要求，它的工作频率超过 20kHz，可以达到 100kHz 到 200kHz，完全超过了双极晶体管工作频率的限制。

它有几个适于设计电源变换器的优点，如其工作频率可达 100KHz 以上，更重要的是它减少了体积和重量。功率 MOSFET 管向电源设计者提供了一种高速、大功率、高耐压的器件，它还具有高增益，几乎不存在存储时间，不会有热击穿等优点。不同的生产厂家利用不同的技术制造出多种功率 FET，象 HEXFET、VMOS、TMOS 等等类似的产品。所有的 MOSFET 器件的基本工作原理都相同，只是有的厂家采用了不同的技术，增加一些特殊性能，使得其产品更具有吸引力。MOSFET 管的原理符号如图 4-16 所示。

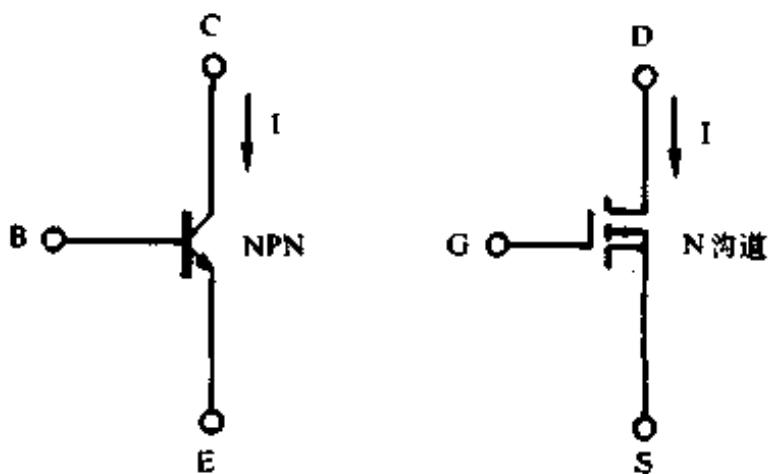


图 4-16 NPN 型双极晶体管与 N 沟道 MOSFET 原理符号比较

图 4-16 是 N 沟道 MOSFET 管和 NPN 型双极晶体管相比的原理图符号。还有一种 P 沟道的 MOSFET，它的电流流动方向与 N 沟道的 MOSFET 管相反。在图 4-16 中，双极晶体管分为集电极、基极和发射极，MOSFET 管与之相对应的极分别是漏极、栅极和源极，分别用字母 D、G 和 S 表示。

虽然这两种器件都叫“晶体管”，但是它们在构造上和工作原理上有严格的区别。最重要的区别是 MOSFET 管是多数载流子运动的半导体器件，而双极晶体管是少数载流子运动的半导体器件。

二、MOSFET 管栅极驱动的考虑

如前所述，双极功率晶体管在本质上是电流驱动器件，也就是说为了在晶体管的集电极产生一个较大的集电极电流，必须在其基极上注入一个较小的基极电流。集电极电流的大小是基极电流的 β 倍。

而 MOSFET 管是电压控制器件。为了在 D 极获得一个较大的电流，在 MOSFET 管的 G 极和 S 极间必须加一个受控的

电压。因为 MOSFET 的栅极与源极在电气上是靠硅氧化层相互隔离的，管子加电后只有很少的一点漏电流从所加电源端流入到栅极。因此，我们可以说 MOSFET 管具有极高的增益和阻抗。

为了驱动 MOSFET 管导通，需要在栅极和源极间加入电压脉冲，用它产生有效的充电电流，在设计的时间内，给输入电容充电。MOSFET 管的输入电容 C_{iss} 是几个电容的总合，其中包括由金属氧化物栅极结构所形成的电容、从栅极到漏极和从栅极到源极的电容等。为了提高 MOSFET 管的开关速度，驱动电压源的阻抗 R_g 必须非常低。可以用下边的公式大致估算一下驱动源的阻抗 R_g 和驱动电流脉冲的值。

$$R_g = \frac{t_r \text{ (或 } t_f)}{2 \cdot 2C_{iss}} \quad (4-17)$$

$$I_g = C_{iss} \frac{dV}{dt} \quad (4-18)$$

公式中， R_g ：驱动源的阻抗， Ω ；

C_{iss} ：MOSFET 管的输入电容， F ；

t_r 和 t_f 分别为 MOSFET 管的上升时间和下降时间， s ；

dV/dt ：驱动源的电压变化率， V/s 。

为了使 MOSFET 管截止，不需要象驱动双极晶体管那样，对驱动源进行精心地设计。因为 MOSFET 是多数载流子半导体器件，只要把加在栅极—源极间的电压一撤消，它马上就会截止。当栅极电压撤消，MOSFET 管关闭时，在漏极和源极间，就会出现很高的阻抗，从而抑制了电流的流动，只有几毫安的漏电流的存在。图 4-17 说明了漏极电流与漏极—源极电压之间的关系。

从图中可见，当漏极—源极电压达到雪崩电压时，漏电流呈直线增长，而其栅极—源极电压仍保持在 0V。

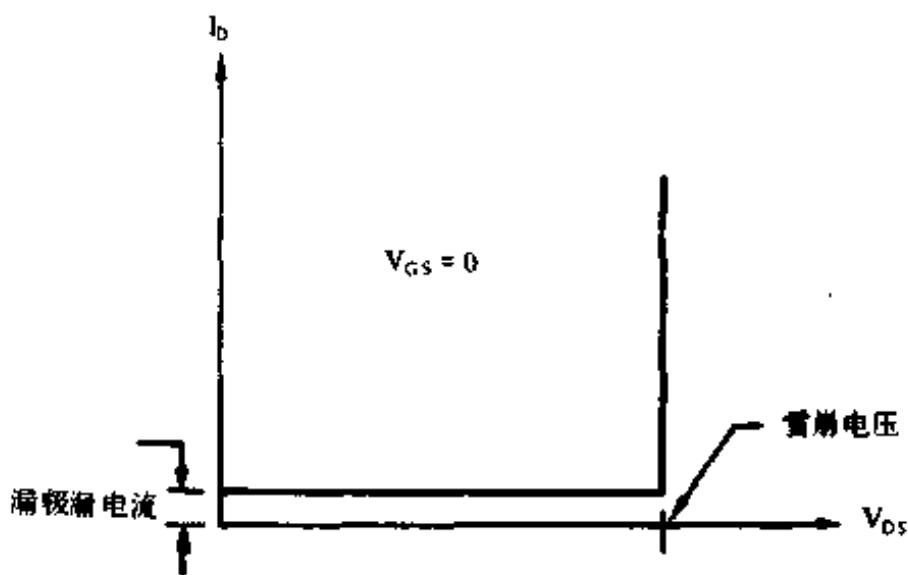


图 4-17 MOSFET 管的漏极—源极截止特性

三、MOSFET 管的静态工作特性

功率 MOSFET 管的漏极—源极工作特性曲线如图 4-18 所示。

读者可以把图 4-1 的双极晶体管的输出特性曲线与图 4-18 的 MOSFET 管的输出特性曲线进行比较。虽然这两种特性曲线表面很相似，但是两者之间有一些基本的区别。MOSFET 输出特性曲线显示出两个不同的工作区，主要是恒定电流区和恒定电阻区。当漏极—源极电压增加时，漏极电流也成比例地增加，一直到“夹断电压”时为止，这个区域称为恒定电阻区；在“夹断电压”之后，当漏极—源极电压再增加时，就会产生恒定的漏极电流，即进入恒定电流区。

当功率 MOSFET 管用作开关时，漏极和源极间的电压降与漏极电流成正比。换言之，功率 MOSFET 管工作在恒定电阻区，因此，它实际上是象电阻一样起作用。所以，功率 MOSFET

管的漏极—源极间的导通电阻 $R_{D_{on}}$ 就成为一个十分重要的参数，它与双极晶体管的集电极—发射极间的饱和压降的重要性一样。通过图 4-18 可以看到，当栅极对源极加入电压 V_{GS} 时，漏极电流无明显的增加。事实上，当 V_{GS} 达到门限电压时（一般是 2~4V），漏极电流 I_D 开始流动，当 V_{GS} 超过门限电压之后，漏极电流和栅极电压的比值呈线性增长。这样，漏极电流对栅极电压的变化率（称为跨导 g_{fs} ），在漏极电流较大时，实际是个常数。图 4-19 说明了 I_D 与 V_{GS} 的传导特性，而图 4-20 表示的是跨导 g_{fs} 与漏极电流的关系。

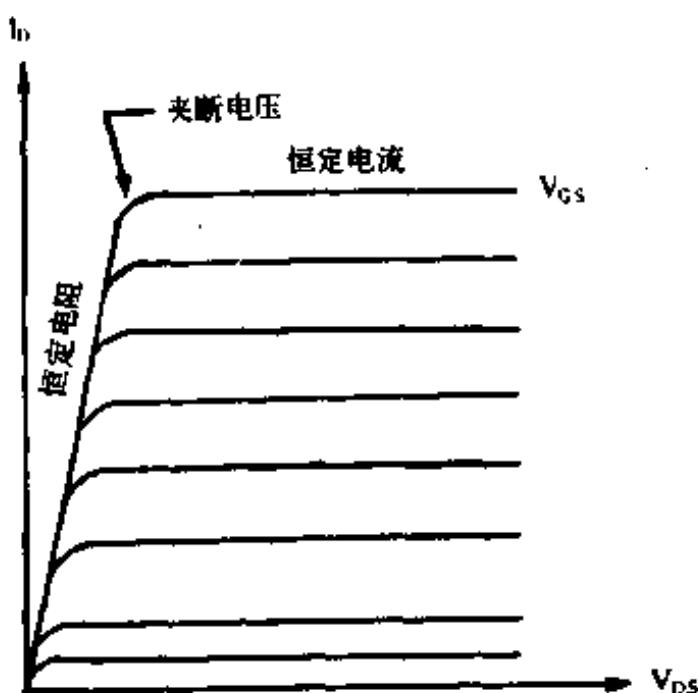


图 4-18 典型的 MOSFET 管的输出特性曲线

从图 4-20 可见，跨导的上升导致了 MOSFET 管的增益呈正比例提高，即导致漏极电流的增大，但不幸的是这种条件的变化又增大了输入电容。因此，为了提高 MOSFET 管的开关速度，一定要认真地设计栅极驱动电路，保证有足够的电流对输入电容充电。

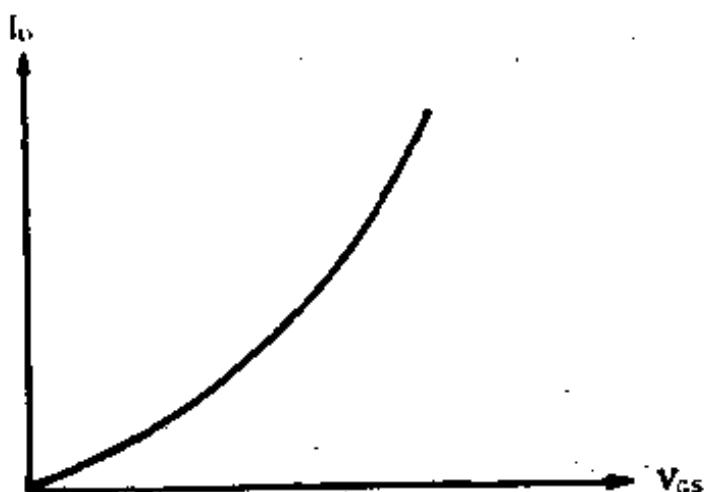


图 4-19 功率 MOSFET 管的传导特性

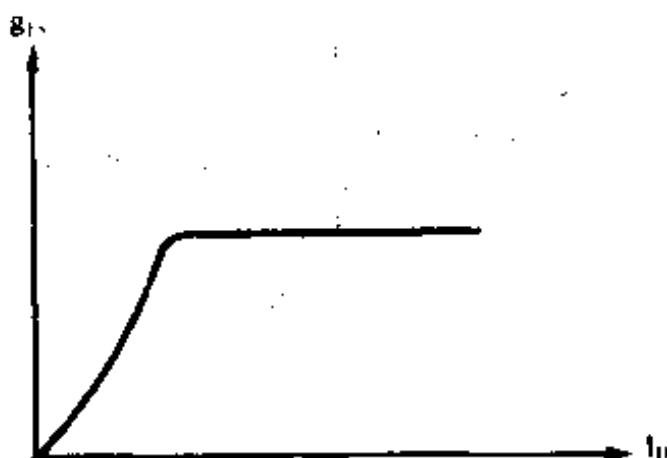


图 4-20 跨导 g_{fs} 与漏极电流的关系

四、MOSFET 管的安全工作区 (SOA)

在讨论双极功率晶体管时曾经提到，为了避免发生二次击穿现象，器件的功率损耗一定要限制在由正向偏置安全工作区曲线规定的范围内。因此，在高集电极电压时，由二次击穿限制的晶体管功率损耗占整个管子额定功率的比例很小。即使是

在非常短的开关周期中，SOA 的功率仍然要受到限制，为了减轻晶体管开关的压力和避免二次击穿，即使使用吸收回路，其作用也不是很大。

与上述情况相对照，MOSFET 可以提供非常稳定的 SOA，因为在正向偏置时，它不受二次击穿的影响。因此，无论是直流还是脉冲，它的 SOA 曲线特性都比双极晶体管性能要好。事实上，用功率 MOSFET 管作为开关使用，在额定的电压下，驱动额定的电流，不要吸收回路是完全可能的。当然，在实际设计电路时，还应该适当降低额定值。图 4-21 表示典型 MOSFET 的等值双极晶体管的 SOA 曲线。为了便于比较它们的 SOA 能力，把它们重叠画在一起。

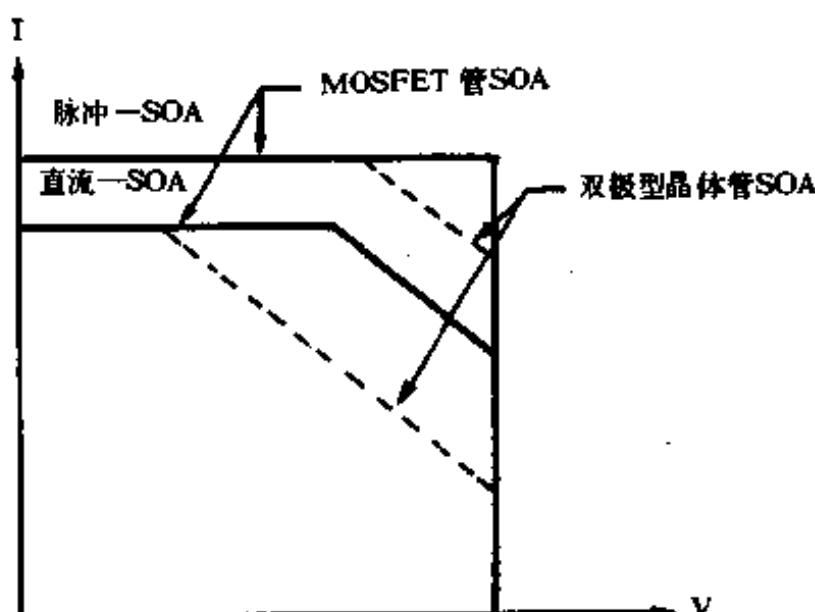


图 4-21 功率 MOSFET 管和等值双极晶体管的直流和脉冲 SOA 比较图

在 MOSFET 中，不存在反向偏置的二次击穿问题。因为双极晶体管的反向偏置工作情况不适于 MOSFET。如果要使 MOSFET 关断，只要使栅极电压降到 0V 就可以了。

五、驱动功率 MOSFET 管电路的设计

设计 MOSFET 管驱动电路应注意的问题

使用功率 MOSFET 管进行电路设计所达到的性能远比使用双极晶体管要好得多。这是由 MOSFET 管本身的众多特点所决定的，特别是器件工作在高频状态下（可达 100kHz 以上），双极晶体管是无法比拟的，图 4-22 表示的是典型的 MOSFET 管驱动电阻负载电路，它工作在共源型电路方式。

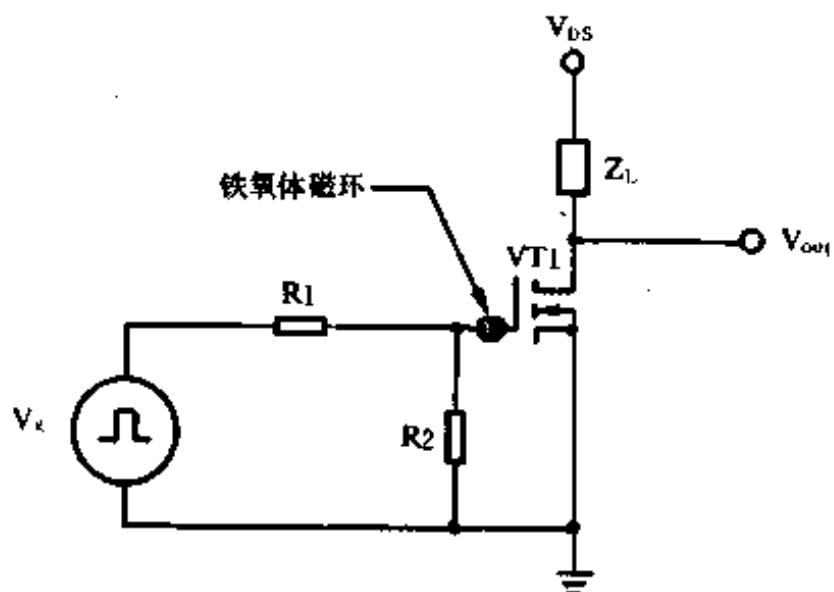


图 4-22 工作在共源方式的 MOSFET 管开关电路

设计 MOSFET 管的电路有两个最基本的规则应当遵守，它可以防止在高频工作时产生振荡。

第一，应尽量减少与 MOSFET 管各管脚连接的连线长度，特别是栅极引线的长度。如果实在无法减少其长度，可以用小磁环或者一个小电阻 R_1 与 MOSFET 管串连起来，如图 4-22 所示。使用这两个元件尽量靠近管子的栅极，它们可以消除寄生振荡。

第二,由于MOSFET管具有极高的输入阻抗,为了避免电路的正反馈引起振荡,驱动源的阻抗必须很低,应当注意的是,当MOSFET管的直流输入阻抗很高时,它的动态阻抗或者称交流输入阻抗就会随着频率而改变。因此,MOSFET管的上升时间和下降时间取决于驱动源的阻抗。

上升时间或者下降时间的近似值由下式计算:

$$t_r = t_f = 2.2R_g \cdot C_{is} \quad (4-19)$$

式中, t_r : MOSFET管的上升时间, s;

t_f : MOSFET管的下降时间, s;

R_g : 驱动源的阻抗, Ω ;

C_{is} : MOSFET管的输入电容, F。

公式4-21成立的先决条件是负载电阻 $R_L \gg R_g$,并且假定MOSFET管没有存储时间和延迟时间,这样,就允许上升时间和下降时间由设计者按公式4-19设置。图4-22中的电阻R2是关断MOSFET管的加速电阻。

例 4-2:

假定在图4-22的电路中,所使用的MSOFET管的输入电容 $C_{is}=500\text{PF}$, 电阻 $R_1=150\Omega$, 负载电阻 $R_L=2000\Omega$ 。

问: 驱动波形的上升时间是多少?

解: 利用公式4-19可得:

$$t_r = (2.2)(150)(500 \times 10^{-12}) = 165(\text{ns})$$

还应提醒读者注意的是,MOSFET管的栅极与源极间的硅氧化层比较容易被击穿。如果两极间所加的电压超过了厂家给定的参数值,就会使管子造成永久性的损坏。实际上,栅极电压的最大值一般是从20V到30V。即使所加的栅极电压低于最大允许值,也要对电路进行深入的研究,确保没有由杂散电容引起的尖峰脉冲信号存在,因为尖峰信号也完全可能把MOS-

FET 的氧化层破坏。

六、驱动功率 MOSFET 管所采用的电路

1. 用 TTL 电路驱动 MOSFET 管

虽然用晶体管—晶体管逻辑电路（TTL）的输出直接驱动 MOSFET 管是可行的，但是建议读者最好不用直接驱动的方法。因为双极晶体管在达到饱和区之前，在线性放大区停留的时间较长。因此，用它所构成的驱动电路的性能就永远达不到 MOSFET 管的最佳工作性能。

为了改进开关电路的性能，必须增加一个缓冲电路，它可以提供一个快速电流源，并且能够消除控制极的电容。其电路如图 4-23 所示，它是一个射极跟随器电路。它可以减少开关电路的上升时间和下降时间。

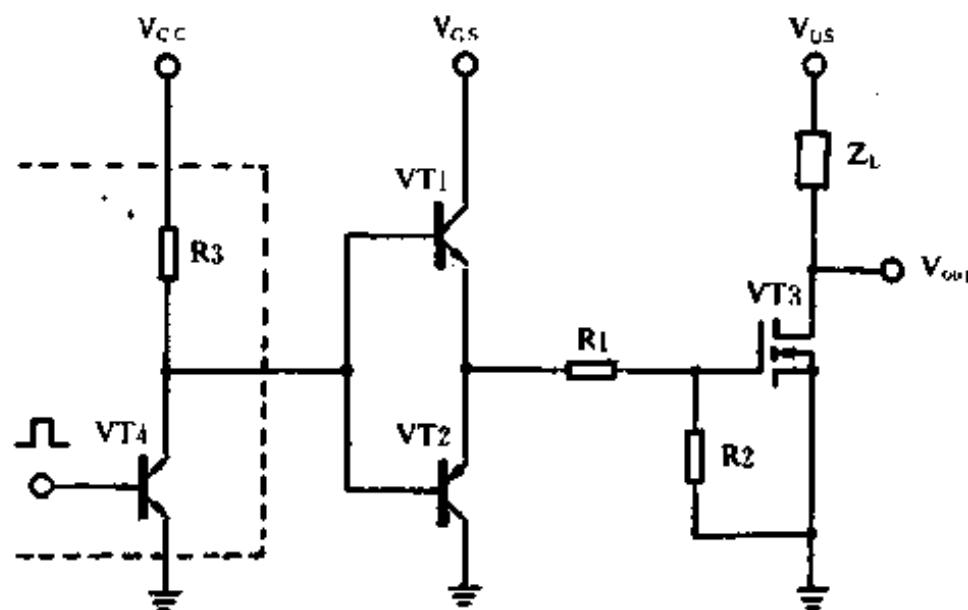


图 4-23 连接在 TTL 电路和 MOSFET 电路之间的射极跟随器
电路中的晶体管 VT1 和 VT2 必须选择在大电流工作的条件下具有高增益的管子。因为只有这样的管子，在 MOSFET 管

导通和截止时，它才能提供出足够的驱动电流。

使用下面的公式，可以计算出在 VT1 导通和 VT2 截止时的每个缓冲器晶体管中的电流，充电电流由公式 4-20 计算：

$$I_{up} = \frac{C_{GS} \cdot V_{GS}}{t_r} \quad (4-20)$$

公式中， C_{GS} ：栅极—源极间电容，F；

C_{in} ：输入电容，F；

C_{rs} ：反向扩散电容，F；

V_{GS} ：栅极—源极电压，V；

T_r ：输入脉冲上升时间，s。

如果假定栅极—漏极电容在同一时间放电，即 $t_r = t_f$ ，则放电电流由下式给出：

$$Idis = \frac{C_{rs} \cdot V_{DS}}{t_r} \quad (4-21)$$

公式中的 V_{DS} 是漏极—源极电压，单位：V。

为了计算每一个缓冲晶体管的功率消耗，要使用下面的公式

$$P = V_{CE} \cdot I_c \cdot t_r \cdot f \quad (4-22)$$

公式中， V_{CE} ：缓冲晶体管的饱和压降，V；

I_c ：缓冲晶体管的集电极电流，A；

f ：晶体管的开关频率，Hz。

可以采用集成电路缓冲器代替分立元件晶体管驱动 MOS-FET 管。具体电路如图 4-24 所示。图中的 VDSOO26 是集成化的大电流驱动器。

2. 用 CMOS 电路驱动 MOSFET 管

由于 MOSFET 管输入阻抗高，因此，可以用 CMOS 门电路直接驱动它，如图 4-25 所示，使用这种电路结构，会产生大

约 60ns 的上升时间和下降时间。为了提高开关的速度，还需要使用射级跟随器电路。图 4-25 (a) 为单个 CMOS 门电路的驱动电路。还可以把多个 CMOS 门电路并联使用，以增加电流的驱动能力，满足 MOSFET 管输入电容的需求，如图 4-25 (b) 所示。

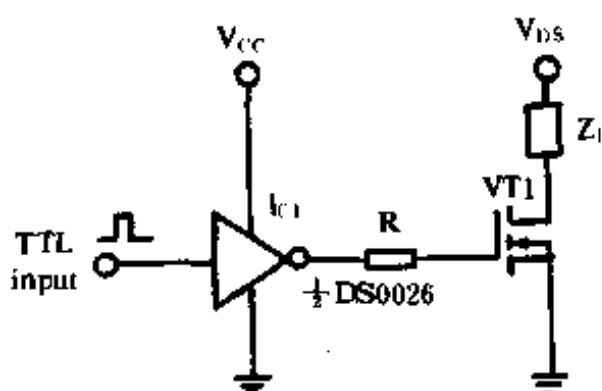


图 4-24 用集成电路大电流驱动器
驱动 MOSFET 管的电路

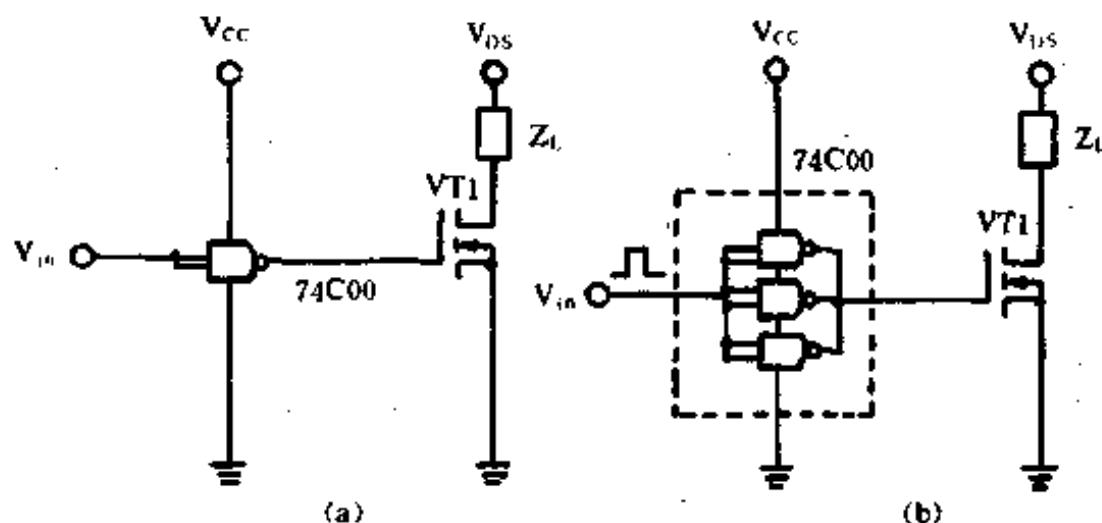


图 4-25 用 MOS 门电路驱动 MOSFET 管的电路

3. 用线性电路驱动 MOSFET 管

还可以使用运算放大器的输出直接驱动 MOSFET 管。但要使用能输出大电流的功率运算放大器。运算放大器也有其不利的因素，就是其工作速度慢，这样，它就限制了电源变换器的带宽，大约减少了 25kHz。

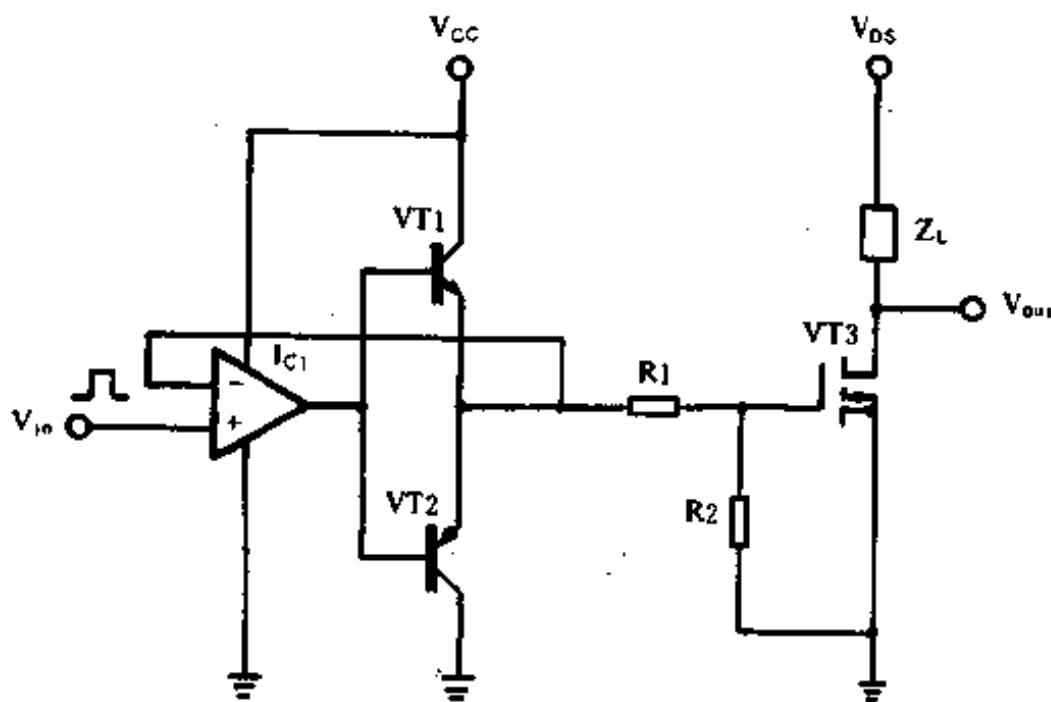


图 4-26 带有射极跟随器缓冲器的运算放大器驱动电路

为了改善带宽和运算放大器工作速度慢这两个不利因素，也需要使用射极跟随器缓冲器电路。使用运算放大器作为驱动电路的典型电路如图 4-26 所示。

4. 其他结构的驱动电路

前面所介绍的一些驱动 MOSFET 管的电路都使用的是共源结构。在有些电路中需要用到共漏结构。例如，在桥式电路中，就需要图腾柱电路进行驱动，但是驱动较为困难。其主要原因是随着负载上的电压增加，共漏极 MOSFET 管上的电压会减少。这一点可以很容易地从电路 4-27 中看到。

在图 4-27 中，当 MOSFET 管 VT3 导通时，负载 Z_L 上的电压上升到电压 V_2 。这就意味着 VT3 上的压降减少了。除非 $V_1 > V_2$ ，否则 Z_L 上的电压就永远不会达到 V_2 。因此，需要在 VT3 的栅极产生一个高于负载 Z_L 上的电压。如果不能采取这种措施，就需要用图 4-28 的自举电路。

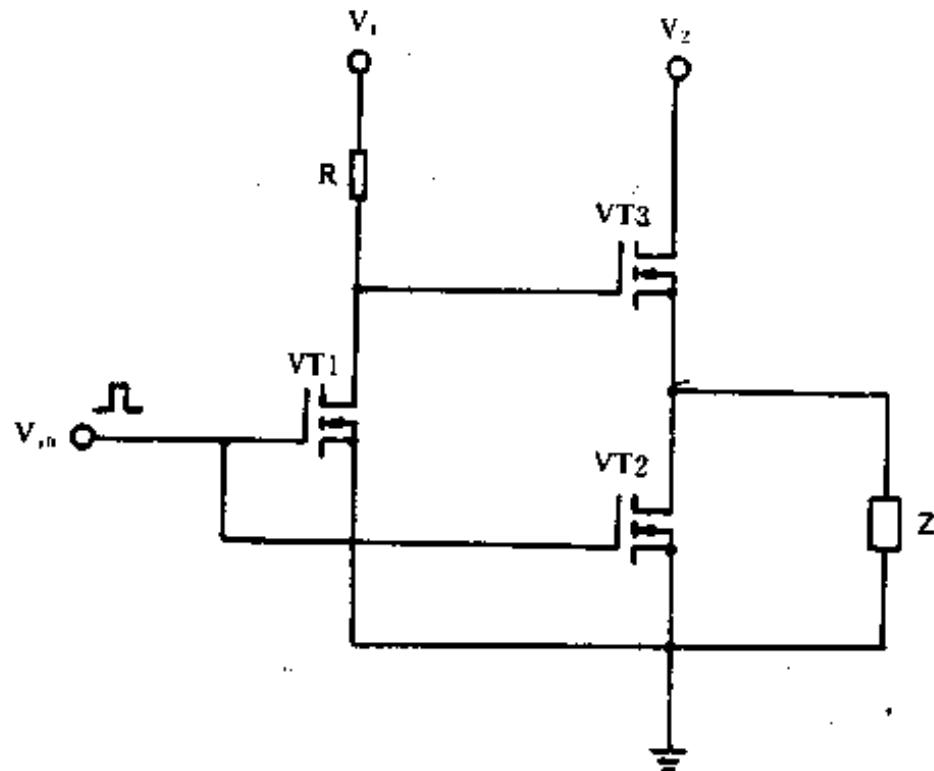


图 4-27 用图腾柱电路组成的驱动电路

在图 4-28 中, 当 VT1 和 VT3 导通时, 电源电压 V 通过二极管 VD 给电容器 C 充电, 可达到 $(V - V_D)$ 。当 VT1 和 VT3 截止时, VT2 的控制端电压被上拉到 $(V - V_D)$ 。因此, VT2 导通, 而负载 Z_L 上的电压为 $(V - V_{cs})$ 。由于 VT2 的输入阻抗非常高, 因此, 电容器 C 上所充的电荷足以维持使 VT2 完全导通。在选择电容器 C 时, 必须保证这一点, 其估计值按 $C \geq 10 \times C_{in}$ 选定。

驱动共漏极 MOSFET 管电路的方法是用变压器耦合驱动。其典型电路如图 4-29 所示, 它可以用在桥式电路设计中。

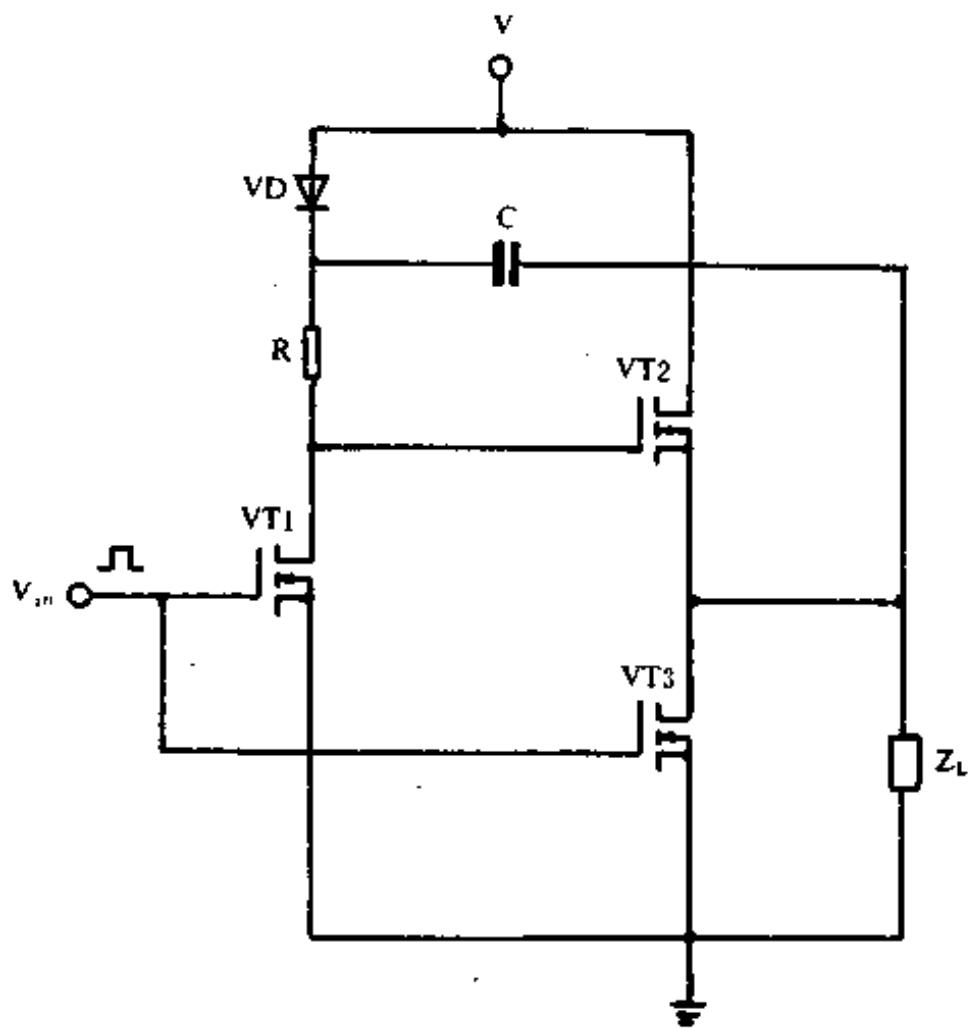


图 4-28 用自举电路构成的驱动电路

电路中的两个输入驱动脉冲 V_m 是同相。晶体管 VT1、VT2 和 VT5、VT6 组成了射极跟随器电路，而 VT3 通过变压器驱动，MOSFET 管 VT4 是直接耦合驱动方式。从图中变压器 T1 和绕组极性可见，当 VT4 截止时，VT3 导通，反之亦然。电阻 R1 和 R3 用于消除寄生振荡，而电阻 R2 和 R4 用于加速 MOSFET 管的关断。

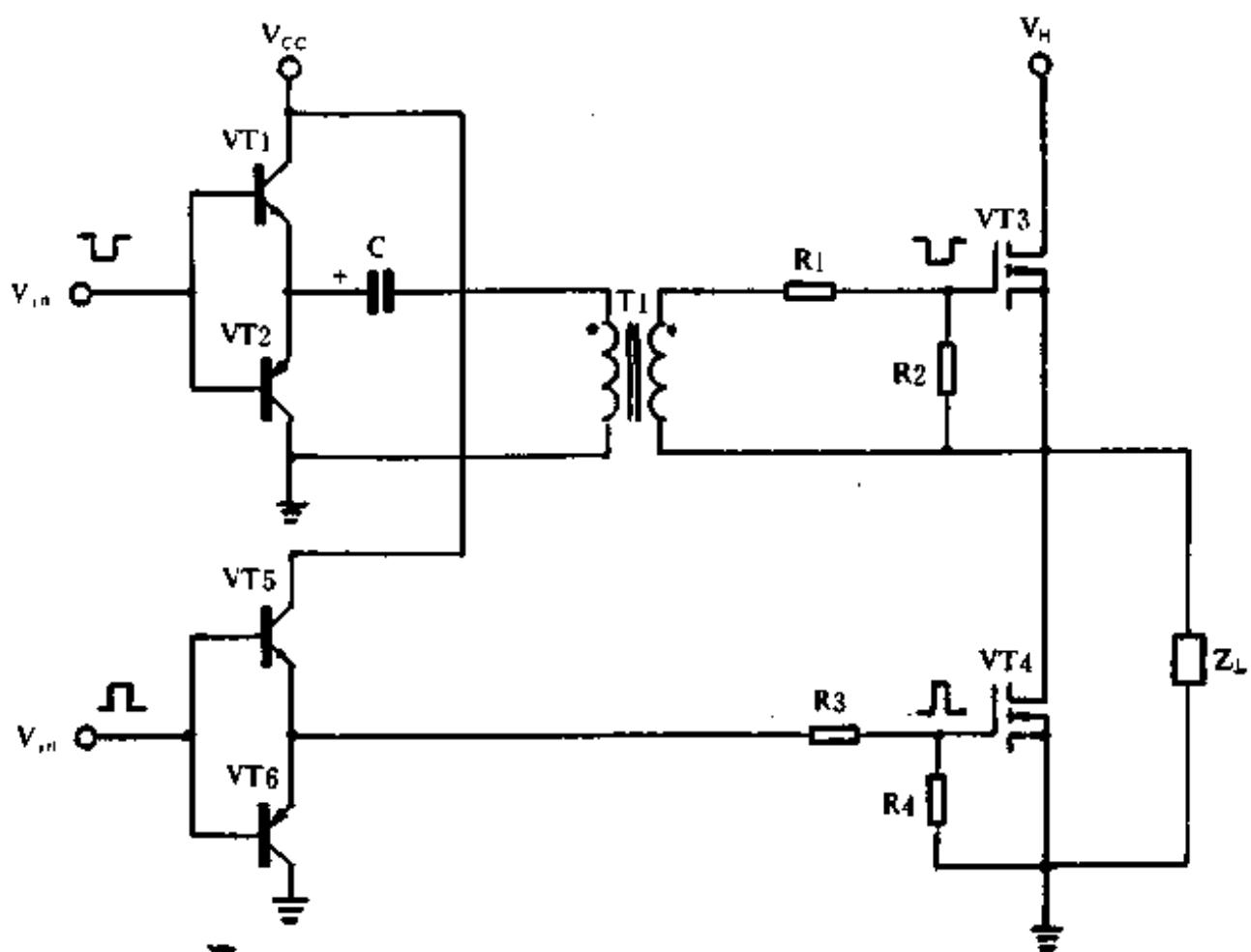


图 4-29 变压器耦合共漏极 MOSFET 电路结构

七、功率 MOSFET 管的开关保护电路

前边在介绍 MOSFET 安全工作区时曾经提到，MOSFET 管工作在最大功率时，也无需吸收回路。但在实践中，为了使 MOSFET 管更安全有效地工作，一般情况下，还是要在 MOSFET 管上跨接 RC 吸收回路。其原因有两方面。

第一，RC 吸收回路改变了 MOSFET 管的负载曲线，增加了它达到最大功率时的可靠性。

第二，吸收回路消耗掉了多余的关断 MOSFET 管的能量，

否则，这部分能量要由 MOSFET 管开关消耗。这样，在不影响整个开关效率的情况下，可以使 MOSFET 管的体积尽量小型化。

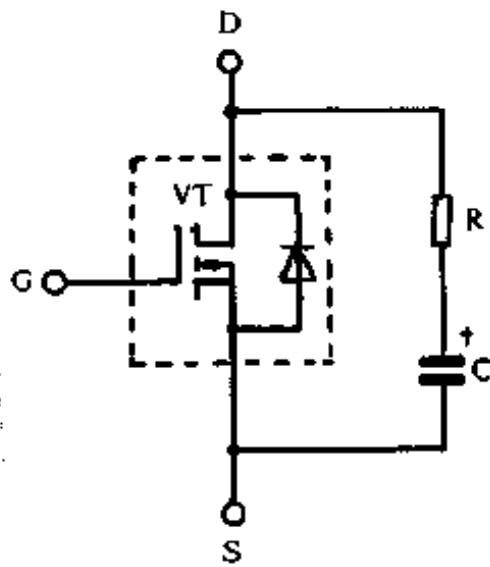


图 4-30 带有阻尼二极管和
RC 吸收回路的 MOSFET 管

在使用功率 MOSFET 管时，跨接在晶体管开关两端的漏电感阻尼二极管就不需要了。这是因为 MOSFET 管的结构特殊，它有一个主体漏极 PN 结与通道并联。图 4-30 所示的是用作开关的 MOSFET 管，它带有主体漏极二极管，还有一个 RC 吸收回路。

虽然 MOSFET 管的转换速度比双极晶体管快得多，但是在第四章第八节中的所有计算 R 和 C 的公式，对于 MOSFET 也还是有效的。

第五章 高频电源变压器的设计

本章的目的是先向读者介绍一些基本的电磁原理及定律，在此基础上再引出一些简明扼要的计算方法。本章还将介绍用来设计制作高频变压器、电感线圈等的电磁元件。

第一节 电磁的基本原理

图 5-1 是一个简单的电路，它由电源 V，开关 S 和用空心线

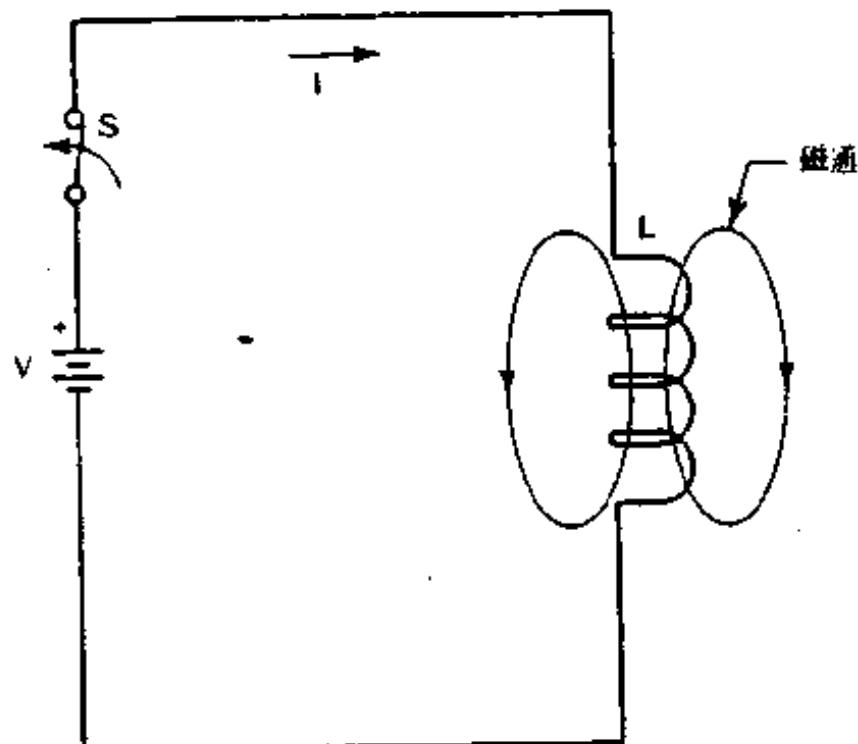


图 5-1 在空心线圈中的磁通

圈表示的电感负载 L 所组成。当开关 S 闭合时，电流 I 流经导线到达负载线圈 L ，当电流流过线圈 L 时，就在其周围建立了磁场，磁场的强弱与线圈的匝数有密切的关系。在磁场中，穿过线圈的磁力线叫磁通。

空心线圈中的磁通不是很强，如果在线圈中放一个由铁氧体材料制成的磁棒（磁芯），磁棒就会生成一个附加的磁场，产生更多的磁通。磁通经过磁棒及其周围的空气，形成一个环路，如图 5-2 所示。

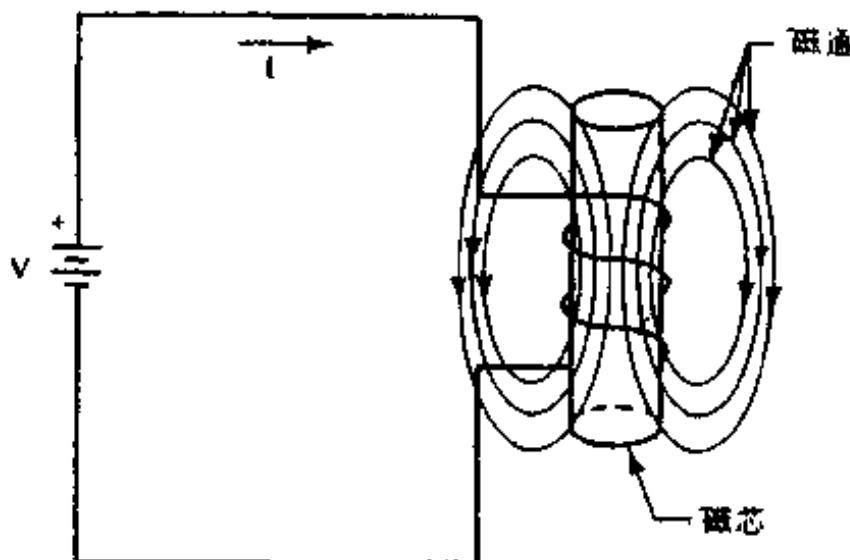


图 5-2 线圈中放入磁棒后生成了更强的磁场

如果磁芯的结构如图 5-3 所示，它为磁通提供一个连续的通路，那么磁通就会被限制在磁芯内，形成一个更强的磁场。

在磁场中，某一点的磁通集中的程度，称为该点的磁通密度或磁感应强度，用 B 表示。在厘米—克—秒制系统中， B 的单位是特斯拉，用符号 T 表示。本书所使用的单位都是厘米—克—秒制的单位。另一方面，产生磁通的磁力称为磁场强度，用符号 H 表示，其单位是安/米，用 A/m 表示。磁场强度用下面的公式表示：

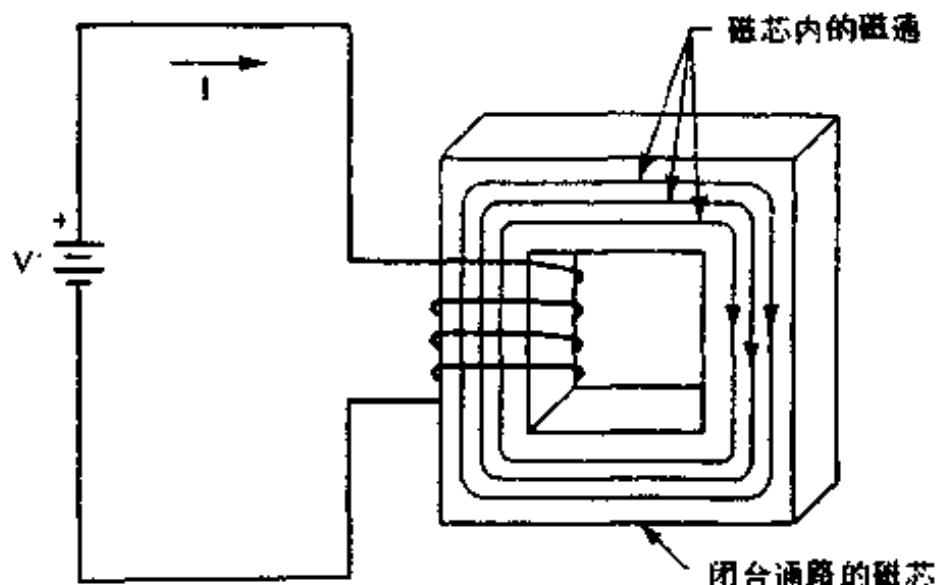


图 5-3 闭合回路的铁芯将磁通限制在内，生成更强的磁场

$$H = \frac{0.4\pi \cdot N \cdot I}{L_s} \quad (5-1)$$

在公式中， N ：线圈的匝数；

I ：电流强度；

L_s ：磁芯的长度。

在磁通密度和磁场强度之间，还有一个重要的关系就是它们的比率，称为导磁率，用字母 μ 表示，其公式如下：

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (5-2)$$

导磁率是用于描述一个磁性材料被一定的磁感应力磁化的难易程度的物理量。空气的导磁率是一个常数，在厘米—克—秒制系统中，其值是 1。

第二节 磁滞回线

每种磁性材料被磁化时，都会有一种 S 形的特性曲线，称

之为磁滞回线。用画在 B—H 座标上的曲线来表示。它说明了磁性材料被完全磁化和完全去磁这一周期的变化。

图 5-4 表示了一个不带空气隙的铁氧体磁芯的磁滞回线。在曲线图中,如果我们以曲线的 a 点为起点,在此点的磁感应强度是正向的最大值。当到达 b 点时,它的磁感应强度为 0,再下降到 c 点,即达到了磁感应强度的负方向的最大值,再通过磁感应强度为 0 的 d 点,又回到了原始 a 点。这样,就得到了一个完整的 S 型的磁化周期。

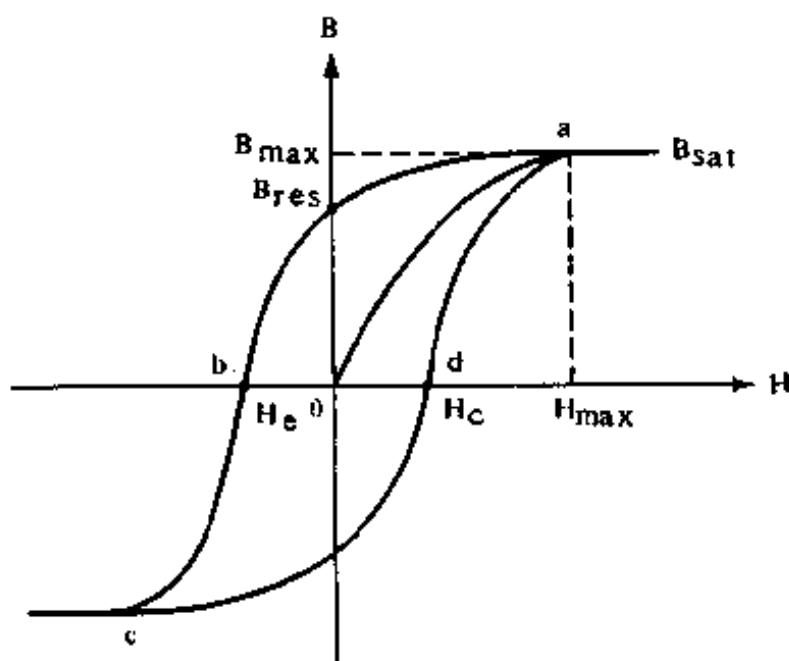


图 5-4 典型磁芯的磁滞回线 (不带空气隙)

图 5-4 中的磁滞回线的一些关键点是十分重要的,其定义如下:

B_{\max} : 最大磁通密度点;

H_{\max} : 最大磁场强度点;

B_{res} : 磁场强度为 0 时的剩余磁通;

H_e : 矫顽磁力,或称把剩余磁感应强度减少到 0 的反

向磁场。

从图 5-4 的 $B-H$ 曲线中可见, B_{\max} 是 H_{\max} 达到了定值的点, 在此点, 即使磁场强度再增加, B_{\max} 也不再增加了, 在这点的磁感应强度的值被称为饱和点, 用符号 B_{sat} 表示。

如果我们在磁芯中开一个气隙, 将建立起一个混合的磁通通路, 它会改变磁通的有效长度。因为空气隙的导磁率是 1, 所以有效磁路的长度 L_e 是:

$$L_e = L_i + \mu_i \cdot L_g \quad (5-3)$$

公式中, L_i =磁材料的磁路长度;

L_g =空气隙的磁路长度;

μ_i =磁材料的导磁率。

对于一个给定的安培-匝数的乘积 (NI), 带空气隙的磁芯的磁通密度要比没有空气隙的磁芯的磁通密度小, 也就是说, 带空气隙的磁芯的 B_{sat} 比不带空气隙的磁芯的 B_{sat} 要小。因此, 引入了空气隙就等于给磁滞回线一个“斜角”, 如图 5-5 所示。

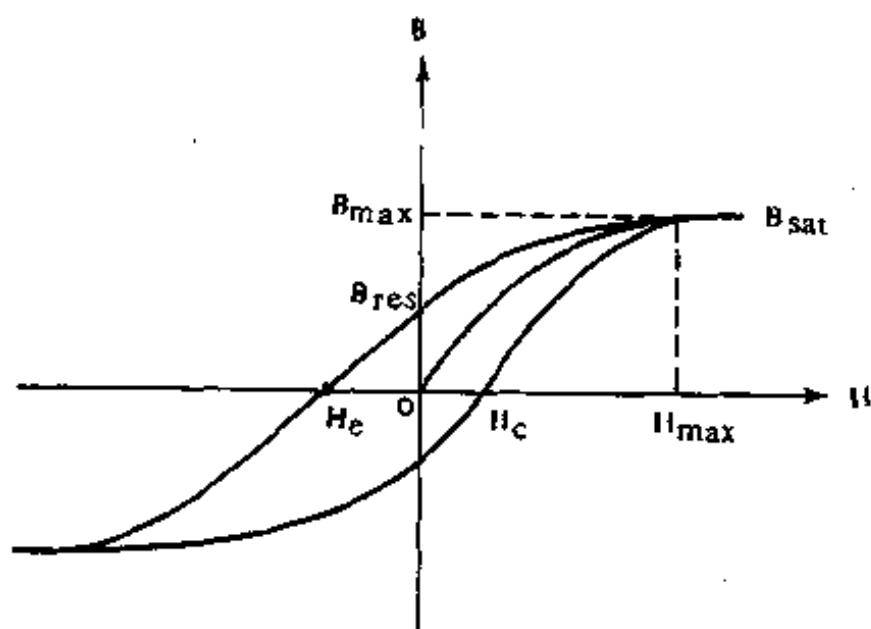


图 5-5 带空气隙的磁芯的磁滞回线

从图中可见，在高磁场强度处，减少了磁芯饱和的可能性，与不带空气隙的磁滞回线相比，由于增加了空气隙磁道，磁滞回线在 B 的方向上被“压扁”了，也就是说，减小了 B_{∞} 的值。

大多数磁芯生产厂家都用标准的磁化曲线来描述他们的磁性材料的特性，如图 5-6 所示。

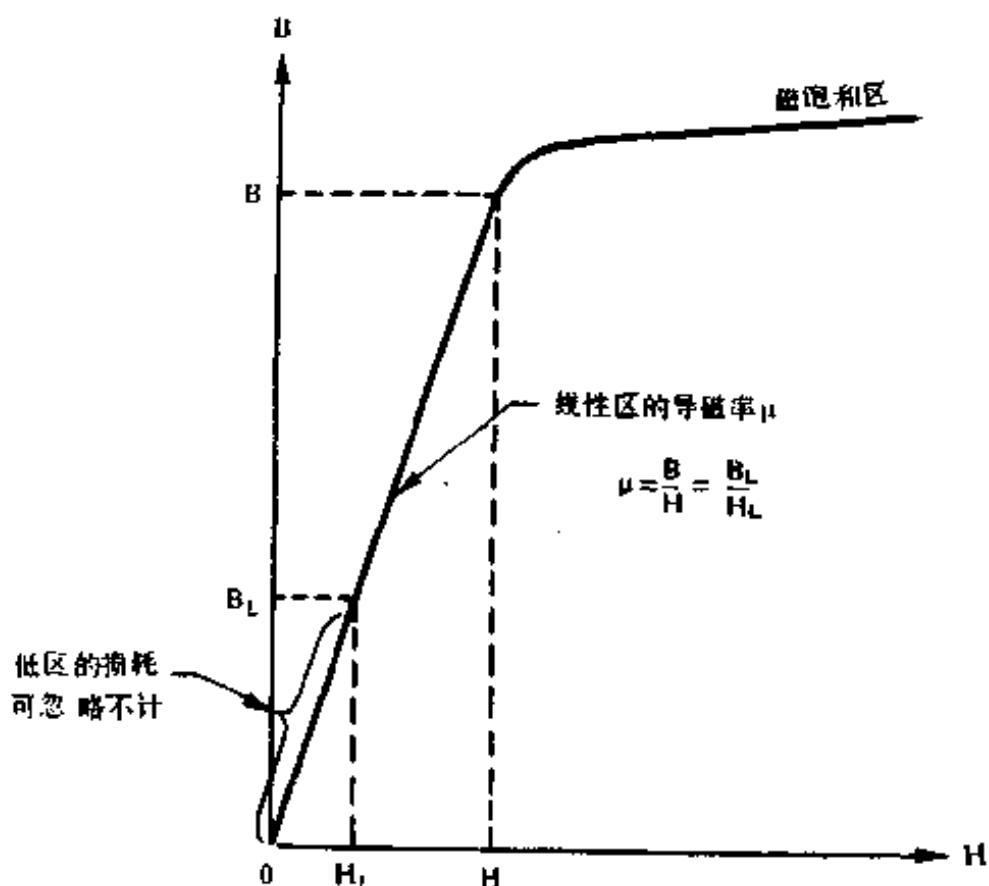


图 5-6 的特性曲线表示，在曲线的拐弯处以下，磁感应强度 B 对磁场强度 H 的比率可以认为是一个近似的常数，即在这个区域里，激励电流与所产生的磁通之间存在着线性关系。这种线性关系使导磁率为一常数。

在特性曲线的低区，磁芯的损耗可以忽略不计，因此，磁芯的温度很低。在特性曲线的拐弯处以上，便进入了磁饱和区，

对于线性应用的场合，应避免进入饱和区。

第三节 变压器的基本原理

在前面的讨论中，我们已经提到：当有电流流过绕在磁芯上的线圈时，在磁芯内会产生磁通。如果电流是周期性的变化，并且在此磁芯上还绕着第二个线圈绕组（也称次级绕组），那么会在第二个绕组上感应出电压和电流，其简单的示意图见图 5-7。

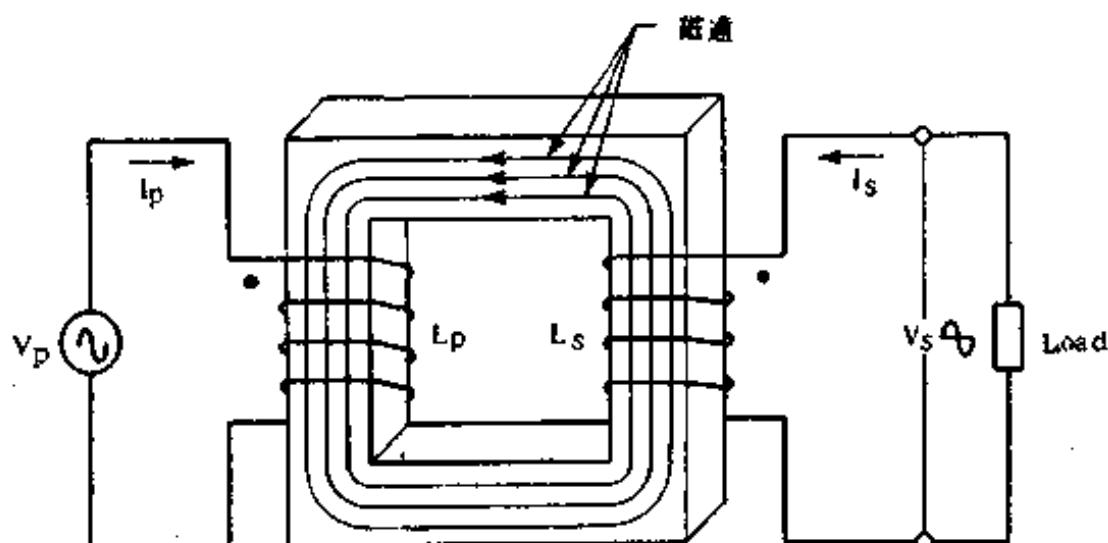


图 5-7 典型的具有两个绕组的变压器

一般情况下，高频变压器输出电压的大小与变压器的匝数成正比，输出电流的大小与变压器的匝数成反比，并由下式决定：

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (5-4)$$

公式中， N_p ：变压器初级线圈 L_p 的匝数；

N_s ：变压器次级线圈 L_s 的匝数；

V_p ：加在变压器初级的电压，单位，V；

V_s : 在变压器次级产生的电压, 单位, V。

因此, 变压器按照其次级绕组输出的电压是高于其输入电压还是低于其输入电压而分为升压变压器和降压变压器。有的变压器包含多个绕组, 有的绕组输出的电压高于其输入电压, 也有的绕组的输出电压低于其输入电压。变压器的初、次级之间的电隔离作用是其最重要的特性之一, 也是衡量一个变压器质量优劣的重要指标之一。

为了确保变压器在磁化曲线的线性区工作, 可用下式计算最大磁通密度 B_{max} :

$$B_{max} = \frac{(V_p) \cdot 10^4}{Kf \cdot N_p \cdot A_e} \quad (5-5)$$

公式中, V_p : 加在变压器初级的电压, V;

f : 变换器的工作频率, Hz;

N_p : 变压器初级线圈匝数;

A_e : 磁芯的有效截面积, cm^2 ;

K : 4.44 (对于正弦波) 或 4.0 (对于矩形波)

由于本书主要讲的是高频开关电源, 所以 K 取 4.0。

一般情况下, 开关电源变压器的设计者选择 B_{max} 的原则是要保证它在 B-H 特性曲线的线性工作区工作。最佳的起点应该是 $B_{max} = B_{sat}/2$ 。

将公式 5-5 进行简单的调整, 就可以得到计算变压器初级线圈的公式:

$$N_p = \frac{(V_p) \cdot 10^4}{4f \cdot B_{max} \cdot A_e} \quad (5-6)$$

在选择磁芯时, 还有两个十分重要的设计参数需要注意。一个是磁芯的窗口面积, 它必须保证能够使导线绕满, 并且损耗最小。第二个参数是磁芯的功率输出能力。这两个参数与公式

5-7 有直接的关系。

$$P_{out} = (1.16B_{max} \cdot f \cdot d \cdot A_e \cdot A_c) \cdot 10^{-5} \quad (5-7)$$

公式中, P_{out} : 磁芯的输出功率, W;

B_{max} : 最大磁通密度, T;

f : 变换器的工作频率, Hz;

d : 导线的载流密度, A/m²;

A_e : 磁芯的有效截面积, cm²;

A_c : 磁芯的窗口面积, cm²。

一般情况下, 电流密度用圆密耳每安培表示, 其代表符号是 D , 与 d 的关系如下:

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad (5-8)$$

把公式 5-8 代入公式 5-7, 得到:

$$P_{out} = \frac{(1.47f \cdot B_{max} \cdot A_e \cdot A_c) \cdot 10}{D} \quad (5-9)$$

将公式 5-9 进一步修正, 就可以得到一个计算、选择变压器磁芯的非常有用的公式:

$$A_e A_c = \frac{(0.68P_{out} \cdot D) \cdot 10^{-1}}{f \cdot B_{max}} \text{ cm}^4 \quad (5-10)$$

工作电流密度 D 由导线的制造厂家以 1000 圆密耳/安培 (c. m. /A) 为单位给出。实际设计时所使用的电流密度要低于这个值。根据实际应用及绕线的匝数, 电流密度选取 200c. m. / A 即可安全使用。

第四节 磁芯材料及磁芯的选择

在设计高频变压器时, 虽然有多种材料可供选择, 但在现

代变换器的设计应用中，几乎都用铁氧体材料。铁氧体材料不仅有非常高的磁通密度，(大多数铁氧体磁芯的 B_{max} 可达 $3000 \times 10^{-4} T \sim 5000 \times 10^{-4} T$)，而且在高频下工作时，它们的磁芯损耗也很低，并且它们还具有线圈间耦合性好，容易组装等优点。

用铁氧体材料可以制成多种形状和尺寸的磁芯。生产厂家已专门为设计高频变压器提供了多种铁氧体材料，表 5-1 列出了当今一些最流行的铁氧体材料及生产厂家。

表 5-1 铁氧体材料及生产厂家一览表

材 料	生 产 厂 家
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F, 7	Magnetics, Inc
H7C1	TDK
N27	Siemens

按照功率的需求，把磁芯制成各种形状。其中最常用的磁芯形状有 E-E 型、E-I 型、E-C 型和罐型等。根据其结构，罐型磁芯最适用于 20W 到 200W 的中、小功率变压器。由于罐型磁芯本身固有的屏蔽作用，所以它能够把电磁干扰减小到最低限度。

对于那些要求输出功率较大的高频开关电源变压器，可以选用 E-E 型、E-I 型和 E-C 型磁芯。E-C 型磁芯的性能处于 E-E 型和罐型磁芯的中间，它兼有二者的优点。

磁芯的生产厂家会给设计者列出所有的设计电源变压器所需要的参数，如果一些个别参数没有给出，设计者利用第三节给出的公式，也能够很容易的计算出来。表 5-2 列出了 AWG (美国线规) 的数据，供设计者选择磁导线时参考。

表 5-2 厚绝缘层磁导线数据

AWG	绝缘外径尺寸 (mm)		最大截面积 (mm ²)	电阻参考值 (Ω/km)	电流密度 (c. m. /A)
	最小	最大			
4	5.232	5.359	22.544	0.8064	41740
5	4.674	4.750	17.712	1.0250	33090
6	4.166	4.242	14.126	1.2966	26240
7	3.708	3.785	11.246	1.6342	20820
8	3.302	3.378	8.9575	2.0607	16510
9	2.946	3.023	7.1737	2.6002	13090
10	2.642	2.692	5.6888	3.2760	10380
11	2.357	2.408	4.5518	4.1372	8226
12	2.106	2.151	3.6388	5.2101	6529
13	1.882	1.923	2.9029	6.5651	5184
14	1.694	1.732	2.4092	8.2810	4109
15	1.511	1.547	1.8787	10.437	3260
16	1.351	1.384	1.5036	13.189	2581
17	1.209	1.239	1.2051	16.582	2052
18	1.079	1.110	0.9672	20.952	1624
19	0.965	0.993	0.7740	26.398	1289
20	0.864	0.892	0.6246	33.236	1024
21	0.767	0.798	0.4999	41.897	812.3
22	0.688	0.714	0.4002	53.151	640.1
23	0.620	0.643	0.3245	66.602	510.8
24	0.554	0.577	0.2613	84.221	404.0
25	0.495	0.516	0.2090	106.20	320.4
26	0.442	0.462	0.1622	134.58	252.8
27	0.399	0.417	0.1365	168.77	201.6
28	0.358	0.373	0.1092	214.28	158.8

续表

AWG	绝缘外径尺寸 (mm)		最大截面积 (mm ²)	电阻参考值 (Ω/km)	电流密度 (c. m. /A)
	最小	最大			
29	0.323	0.338	0.0897	266.44	127.7
30	0.287	0.302	0.0716	340.23	100.0
31	0.257	0.274	0.0589	429.47	79.21
32	0.231	0.249	0.0487	531.51	64.00
33	0.206	0.224	0.0467	674.88	50.41
34	0.183	0.198	0.0308	857.30	39.69
35	0.163	0.178	0.0249	1085.0	31.36
36	0.145	0.160	0.0201	1361.6	25.00
37	0.132	0.145	0.0165	1679.8	20.20
38	0.117	0.130	0.0133	2126.0	16.00
39	0.102	0.114	0.0102	2778.9	12.20
40	0.091	0.102	0.0081	3543.4	9.61
41	0.081	0.091	0.0065	4330.8	7.84
42	0.071	0.081	0.0052	5446.3	6.25

第五节 用于 PWM 半桥式变换器中电源变压器的设计

下面通过一个具体实例，引导读者一步一步地设计一个标准的高频电源变压器。这是一个通用的例子，对它进行适当地修改，也可适用于半桥式、全桥式或推挽式脉宽调制型电源变换器的设计。其中的材料选择用的是一些有代表性的数据资料。在实际设计中，只要厂家提供的数据资料符合要求，设计者都可以选用。

例 5-1：

设计一个 100W 的开关电源变压器，用在振荡频率为 20kHz，半桥式 PWM 变换器中，输入交流电压为 90~130V 和 180~260V，输出直流电压为 5V，电流为 20A。

设计步骤：

第 1 步：选择磁芯和铁氧体材料

对于此项设计要求，选择 Ferroxcube 公司的 3C8 铁氧体材料的罐型磁芯，用图 3-12 作为设计的电路结构图。

第 2 步：选择工作时的最大磁通密度 B_{max}

从 3C8 的有关资料中可以查到：在摄氏 100℃ 时，它的饱和磁通密度 $B_{sat} = 3300 \times 10^{-4} T$ 。由于电源变换器工作时的输入电压是 90~130V 和 180~260V AC，在输入电压为交流 90V 时，我们取 B_{max} 等于 $1600 \times 10^{-4} T$ ，所以这种选择就保证了 B_{max} 在 130V 交流输入时可以停留在 $3300 \times 10^{-4} T$ 以下，这样变压器就不会饱和。

第 3 步：求变压器的最大初级工作电流

在最低交流输入电压为 90V 时，变压器初级所通过的电流一定是最可能的工作电流。经过整流后的直流电压是 $V_{in} = 2 \times (90 \times 1.40) = 252V$ 。由于 $I_p = I_c$ ，所以利用公式 3-17，可求出最大初级工作电流是：

$$I_p = \frac{3P_{out}}{V_{in}} = \frac{3 \times 100}{252} = 1.19 \text{ (A)}$$

第 4 步：确定磁芯和绕线窗口尺寸

我们确定用电流密度为 400c. m. / A 的磁导线。利用公式 5-10 计算 $A_s A_c$ 的乘积。

$$A_s A_c = \frac{0.68 \times 100 \times 400 \times 10^{-4}}{20 \times 10^3 \times 1600 \times 10^{-4}} = 0.850 \text{ (cm}^4\text{)}$$

但是实践经验告诉我们，为了把绕线时绝缘带的厚度和导

线间的空隙也计算进去，选择 $A_s A_c$ 的乘积值时，必须至少要高于计算值的 50%，即 $A_s A_c = 0.850 \times 1.5 = 1.3 (\text{cm}^4)$ 。因此，对于上述设计，我们选 3622-PL00-3C8 罐型磁芯和 3622FID 带绕骨架。根据厂家提供的数据，取 $A_s = 2.02 \text{cm}^2$, $A_c = 0.748 \text{cm}^2$ ，得到 $A_s A_c = 1.5 \text{cm}^4$ ，这个值对于本设计较为合适。

第 5 步：计算磁导线的尺寸及变压器初级匝数

由于我们选择了电流密度为 400c. m. /A 的磁导线，所以变压器的初级绕组需要导线的尺寸是 $1.19 \times 400 = 476 \text{c. m.}$ ，从表 5-2 可以查到，它对应的是 No. 23 AWG 导线。

从 Ferrxcube 的参数表可见，用 No. 23 AWG 导线绕满 3622 FID 带绕骨架，大约需要 180 匝。假定初级线圈占用了骨架面积的 30%，如果计算出来的变压器初级匝数为小于或等于 60 匝，那么选择的磁芯和骨架就是正确的。

按照交流输入电压 90V 的最坏条件，再减去 20V 的直流纹波电压和整流器的压降，即 $V_{in\ min} = 90 \times 1.41 - 20V = 107 (\text{V})$ 。

利用公式 5-6 计算变压器初级的匝数

$$N_p = \frac{107 \times 10^4}{4 \times 1600 \times 10^{-4} \times 20 \times 10^3 \times 2.02} = 41.3 (\text{匝})$$

经四舍五入，绕制 40 匝，它比理论上的估算值 60 匝要低，符合前面所阐述的原则。因此，我们所选择的磁芯和骨架是合适的。

第 6 步：检查在最大输入交流电压时的最大磁通密度

利用计算出来的变压器初级匝数，可以计算出变压器在 $V_{in\ max}$ 时的最大工作磁通密度 B_{max} 。 $V_{in\ max} = 130 \times 1.4 + 20 = 202 (\text{V})$ ，20V 是直流波纹电压。再利用公式 5-5 解出 B_{max} 。

$$B_{max} = \frac{202 \times 10^4}{4 \times 40 \times 20 \times 10^3 \times 2.02} = 3125 \times 10^{-4} \text{T}$$

3125×10^{-4} T 的最大磁通密度值低于 Ferroxcube 3C8 材料的饱和磁通密度。在 25°C 时, 3C8 材料的 $B_{sat} \geq 4400 \times 10^{-4}$ T, 在 100°C 时, 它的 $B_{sat} \geq 3300 \times 10^{-4}$ T, 如果还需要更大的 B_{sat} 值, 那么在第 2 步计算时所使用的 B_{max} 的值一定要低于 1600×10^{-4} T。

第 7 步: 计算初级线圈的层数

从表 5-2 中, 我们可以查到对于双绝缘的磁导线来说, No. 23AWG 的最大直径是 0.64mm, Ferroxcube 的数据资料给出了骨架窗口宽度为 12.93mm。因此, 用 No. 23AWG 线, 每层可绕最大的匝数是 $12.93/0.64 = 20.2$ 匝。这样, 初级线圈可以绕 2 层, 每层绕 20 匝。

第 8 步: 计算变压器的次级匝数

因为本电路的输出电压由全波中心抽头滤波电路驱动, 并利用了 PWM 技术, 所以在输入电压最小时, $V_s = 2V_{out}$, 在这里, V_{out} 是标准的输出电压, 2 是占空比接近 50% 时的平均电压输出系数。因为我们希望在输入电压为最小 V_{in_min} 时, 也能维持输出电压的调解功能, 所以次级的匝数为:

$$N_s = N_p \frac{V_s}{V_p} = 40 \frac{10}{107} = \frac{400}{107} = 3.74 \text{ (匝)}$$

我们取次级线圈匝数为 4 匝。

第 9 步: 计算变压器次级导线的尺寸和层数

前面我们已经提到次级采用了全波中心抽头滤波电路, 因此, 次级的每半边将通过大约百分之五十的负载电流, 或者说是 10A。取电流密度为 400c.m./A, 那么, 对于次级的一半, 我们需要 $400c.m./A \times 10A = 4000c.m.$, 它对应于 No. 14AWG 导线。为了减少由于趋肤效应造成的铜损, 最好采用低规格的线, 用双线并绕的方法, 或是用 4 条 1000c.m./A 电流密度的线

并绕的方法绕制。

采用 2000c. m./A 的电流密度，我们可以用 No. 17AWG 线，它的最大直径是 1.24mm，那么对于整个次级，每层的匝数是 $12.93 / (4 \times 1.24) = 2.61$ (匝)，因此，整个次级分 2 层共绕 4 匝。

第 10 步：进行检查

从 Ferrorcube 的数据资料中，可以计算出的 3019 FID 骨架的窗口高度大约是 6.604mm，从第 7 步和第 9 步可知，初级和次级两种绕线的迭层厚度是 $2(0.64) + 2(1.24) = 3.76$ mm，再加上绝缘带的厚度 0.254mm，那么最后的高度大约是 4.01mm，这个高度低于可用高度 6.604mm，因此，这个骨架可以把变压器的线圈都绕下，是适宜的。

第六节 实际应用中应考虑的问题

在实际绕制高频电源变压器时，为了提高变压器的整体性能，还需要采用一些更好的绕制技巧。

虽然大多数厂家在生产变压器时，都是一层层地从里向外绕，如图 5-8 (a) 所示。但是，为了减小漏感的影响，有必要采用初级与次级线相互交叉的绕制方法。具体操作步骤如下：先绕一半次级线圈，再绕初级线圈，然后再绕另一半次级线圈，如图 5-8 (b) 所示。

罐型磁芯可以把所有的线圈绕组都用磁芯封在里边，因此，它具有良好的自我屏蔽作用。尽管如此，在某些设计中，还需要在变压器的初、次级之间提供屏蔽功能，以减少 RFI (射频干扰) 的幅射。无论有无特殊的要求，作为一个优良的变压器设

计者，都应采取几种方法增加变压器的稳定性和可靠性。

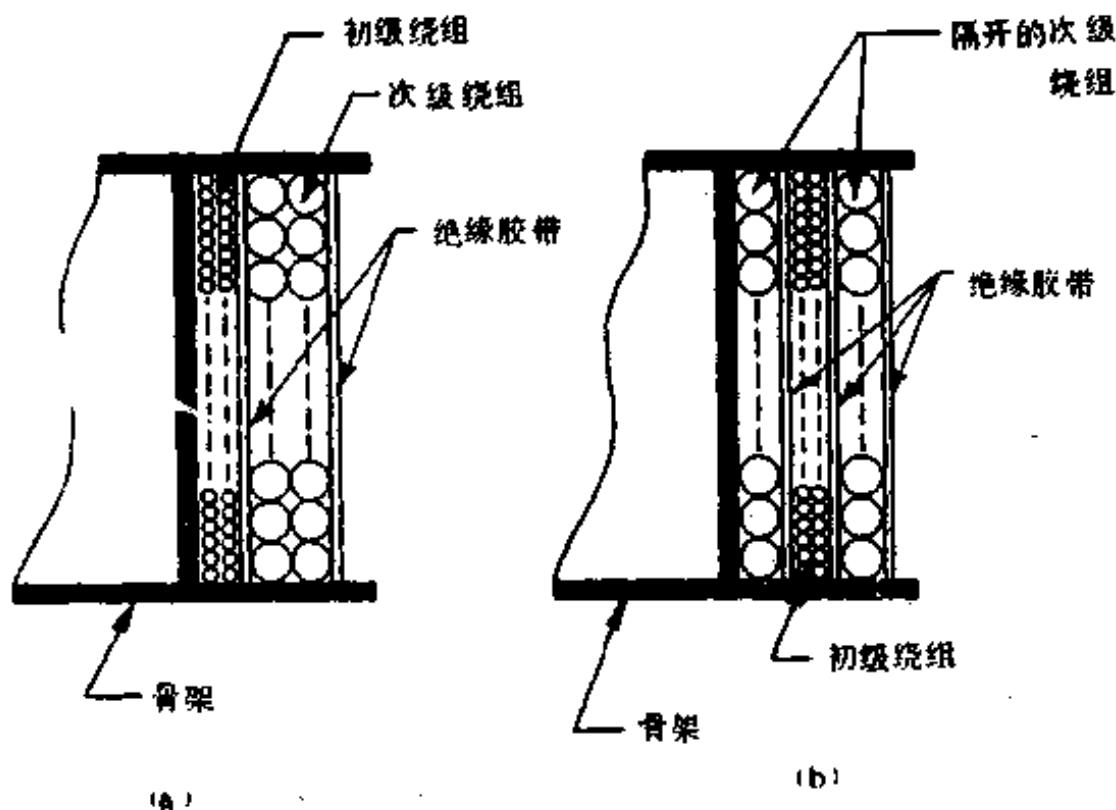


图 5-8 采用顺序绕法和初、次级交叉绕法的变压器结构

第七节 反激式变换器中变压器的设计

在第三章中已经阐明了反激式变换器的基本工作原理。其中图 3-4 描述了与反激式变换器相关的一些基本波形。在这种电路结构中，隔离元件具有双重作用，既起到变压器的作用，又起到了扼流圈的作用。所以，“变压器一扼流圈”这个术语指的就是这种双重作用。

在反激式变换器中，变压器一扼流圈可以在两种方式下工作。

(1) 完全能量传递方式：即所有储存在变压器初级电感中的能量在开关晶体管转向导通前都要传递到变压器的次级。

(2) 不完全能量传递方式：即不是所有的储存在变压器初级电感中的能量在开关晶体管导通之前都传递到变压器的次级。

这两种工作方式的波形如图 5-9 所示。

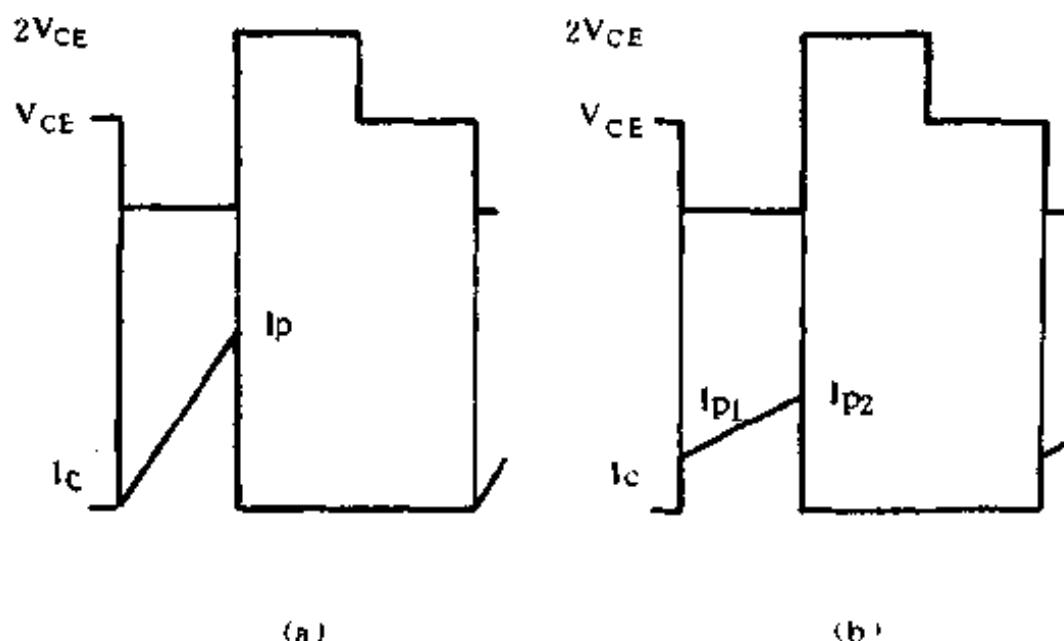


图 5-9 两种能量传递工作方式的电压、电流波形

完全能量传递工作方式的波形见图 5-9 (a)。在开关晶体管导通时，会有高峰集电极电流出现，这就意味着要实现集电极电流的上升，就需要变压器初级的电感量要相对低一些，其代价是线圈的损耗增加，这会造成输入电容纹波电流增大。为了使开关晶体管能维持较大的尖峰电流，就要选取能够承受大电流的开关晶体管。

对于不完全能量传递的工作方式，其波形见图 5-9 (b)，它表示了在开关晶体管导通期间，流过开关晶体管的集电极电流较大，但是其电流的尖峰相对要小些。这将导致晶体管的

要加大。但是，这种工作方式由于要在变压器的磁芯中存储剩余的能量，所以需要变压器—扼流圈初级电感量相对大些。这就使得在不完全能量传递工作方式中所使用的变压器—扼流圈的体积要大些，而其它方面则无差别。

一、设计过程

下面将分步讨论以完全能量传递工作方式工作的反激式变换器的变压器—扼流圈的设计过程，并介绍一些基本的计算公式。至于不完全能量传递方式工作的变压器—扼流圈设计，其步骤与完全能量传递工作方式的基本相同，设计公式只有一些小的变化，公式中，集电极电流的峰值用 I_{P1} 、 I_{P2} 表示，如图 5-9 (b) 所示。

第 1 步：求变压器初级电流的峰值

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

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (5-11)$$

在完全能量传递方式中，当开关晶体管闭合时，电流从 0 缓慢上升到集电极电流的峰值所用时间为 t_c ，其输入电压可以写成：

$$V_m = L_p \cdot \frac{I_p}{t_c} \quad (5-12)$$

又 $1/t_c = f/\delta_{max}$ ，那么公式 5-12 可以写成：

$$V_{in\ min} = \frac{L_p \cdot I_p \cdot f}{\delta_{max}} \quad (5-13)$$

式中， $V_{in\ min}$ ：最低直流输入电压，V；

L_p : 变压器初级电感量, H;

f : 开关频率, Hz。

在完全能量传递工作方式中, 输出功率等于存储在每个周期内的能量乘以工作频率。

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} L_p \cdot I_p^2 \cdot f \quad (5-14)$$

用公式 5-13 去除公式 5-14 后, 再经

进一步化简, 就可以得到变压器初级电流的峰值为:

$$I_p = I_c = \frac{2P_{\text{out}}}{V_{\text{in min}} \cdot \delta_{\text{max}}} \quad (5-15)$$

第 2 步: 关于最小占空比和最大占空比

在反激式变换器中, 是通过改变预先设计的开关占空比来完成对输出电压的调节的。最小占空比和最大占空比分分别用符号 δ_{min} 和 δ_{max} 来表示, 如果变换器的输入电压的变化从 $V_{\text{in min}}$ 到 $V_{\text{in max}}$, 那么

$$\delta_{\text{min}} = \frac{\delta_{\text{max}}}{(1 - \delta_{\text{max}})K + \delta_{\text{max}}} \quad (5-16)$$

其中,

$$K = \frac{V_{\text{in max}}}{V_{\text{in min}}}$$

第 3 步, 计算变压器的初级电感量

因为变压器的初级电流峰值是已知的, 所以变压器扼流圈的初级电感量可以由下式计算:

$$L_p = \frac{V_{\text{in min}} \cdot \delta_{\text{max}}}{I_p \cdot f} \quad (5-17)$$

第 4 步: 选择最小尺寸的磁芯

从磁芯的数据资料表中, 找出最适合设计者使用的磁芯材料及形状。如果在骨架上只绕初级线圈, 那么绕线窗口面积 A

和磁芯有效截面积 A_e 的关系用下式表示：

$$A_e A_c = \frac{(0.01 L_p \cdot I_p \cdot D^2) 10^4}{B_{\max}} \quad (5-18)$$

公式中, D 是绝缘导线的最大直径, 单位为 mm; $B_{\max} = B_{\text{sat}} / 2$ 。

因为我们设计的是变压器—扼流圈, 当然还要涉及到次级绕组的问题。假设变压器的初级绕组占百分之三十的骨架的可用绕线面积, 而其余百分之七十的有效面积留给次级绕组、导线间的空隙和绝缘带使用。因此, 在计算变压器—扼流圈的次级绕组所用面积时, 将各种因素综合在一起考虑, 公式 5-18 的右边应乘以 4, 这样, 公式 5-18 变成:

$$A_e A_c = \frac{(0.04 L_p \cdot I_p \cdot D^2) 10^4}{B_{\max}} \quad (5-19)$$

当然, 公式 5-19 给出的也是个大约值, 最后选择磁芯和骨架时还要进行修正。

第 5 步：计算磁芯的空气隙长度 L_g

反激式变换器以单端方式工作。所谓“单端”, 指的是变压器—扼流圈仅仅使用了磁通的一半, 由于电流和磁通在单端方式工作中从不会向负的方向转换, 所以就有一个潜在的问题, 即会驱动磁芯进入饱和状态。

解决磁芯抗饱和的问题可以采用两种办法。

第一, 增加磁芯的体积, 这样显然会使变压器的体积, 乃至整个电源的体积增大, 所以, 一般我们不采取这种方法。

第二, 给磁芯的磁通通路开一个空气隙, 使磁芯的磁滞回线变得“扁平”, 如图 5-5 所示。这样, 对于相同的直流偏压, 就降低了工作磁通的密度。一般情况下, 设计者都采用第二种方法解决问题, 它会使变压器的体积更小, 结构更紧凑。

在磁芯的磁通通路中，空气隙处呈现出的磁阻最大，故存储在变压器-扼流圈中的大多数能量都储存在空气隙处。空气隙的长度由下式给出：

$$L_g = \frac{0.4\pi L_p \cdot I_p^2}{A_e \cdot B_{max}^2} \quad (5-20)$$

如果绕制变压器-扼流圈使用 E-E 型或类似的磁芯，其中心柱的长度就是所开空气隙的长度 L_g ，如果用垫片的办法开空气隙，那么垫片的厚度就等于 $1/2L_g$ 。

第 6 步：计算变压器的初级匝数

知道了空气隙长度 L_g ，变压器-扼流圈的初级匝数可用下式进行计算：

$$N_p = \frac{B_{max} \cdot L_g \times 10^4}{0.4\pi I_p} \quad (5-21)$$

公式中， L_g 的单位为 cm。

若使用下面的公式，也可以推导出相同的结果：

$$N_p = \frac{(L_p \cdot I_p)10^4}{A_e \cdot B_{max}} \quad (5-22)$$

用公式 5-21 和公式 5-22 计算出的结果是相同的。

第 7 步：计算变压器-扼流圈的次级匝数

首先要计算出当输入电压最小，而占空比在最大时的次级电压 V_s 。还应注意， $V_{in\ min} = 1.4V_{in} - 20V$ ，20V 是直流波纹电压和二极管的压降。

把输出整流二极管压降 V_D 也计算在内，某一组次级输出电压可以写成：

$$V_{out} + V_D = V_{in\ min} \cdot \frac{\delta_{max}}{1 - \delta_{max}} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

进一步整理后得到：

$$N_s = \frac{N_p(V_{out} + V_D)(1 - \delta_{max})}{V_{in\ min} + \delta_{max}} \quad (5-23)$$

二、实例介绍

例 5-2：

设计一个电源变压器，用于输出功率为 100W 的开关电源，采用完全能量传递方式的单端反激式变换器（参见图 3-4），输出直流电压为 5V，20A，输入工作电压范围为交流 90~130V。

设计步骤：

第一步：计算变压器初级峰值电流

假设电源变换器的最大占空比 $\delta_{max} = 0.45$ ，由于最小的交流输入电压是 90V，那么 $V_{in\ min} = 90 \times 1.41 - 20V = 107V$ ，其中的 20V 是直流波纹电压和整流二极管的压降。

利用公式 5-15 计算，变压器初级峰值电流：

$$I_P = \frac{2P_{out}}{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}} = \frac{2 \times 100}{107 \times 0.45} = 4.15(A)$$

在这一设计中，我们选择的开关晶体管必须能够承受 4.15A 的导通集电极电流。

第二步：求最小占空比 δ_{min}

经过整流后最大的直流输入电压是： $V_{in\ max} = 130V \times 1.4 - 0V$ （直流波纹电压）= 182V，若增加百分之十的余量，那么 $V_{in\ max} = 200V$ ；如果给 $V_{in\ min}$ 留有百分之七的余量，那么 $V_{in\ min} = 100V$ 。因此，输入电压的比例因子 K 是：

$$K = \frac{V_{in\ max}}{V_{in\ min}} = \frac{200}{100} = 2$$

利用公式 5-16：

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K + \delta_{max}} = \frac{0.45}{(1 - 0.45)2 + 0.45} = 0.29$$

因此，对于输入电压范围在 $200V > V_{in} > 100V$ 时，变换器的占空比的范围就是 $0.29 < \delta < 0.45$ 。

第三步：计算变压器初级电感量

用公式 5-17 计算：

$$L_P = \frac{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}}{I_P \cdot f} = \frac{100 \times 0.45}{4.15 \times 20 \times 10^3} = 0.54 \times 10^{-3}(\text{H})$$

所以， $L_P = 540\mu\text{H}$

第四步：选择磁芯和骨架的尺寸

选择电流密度为 $400\text{c.m.}/\text{A}$ 的线圈磁导线，则：

$$400\text{c.m.}/\text{A} \times 4.15\text{A} = 1660\text{c.m.}$$

从表 5-2 可以查到，值为 1660c.m. 的磁导线对应 AWG No. 18，其直径为 1.110mm 。

我们还选择 Ferroxcube 3C8 材料，E-C 型磁芯。3C8 铁氧体材料在温度为 100°C 时， $B_{sat} = 3300 \times 10^{-4}\text{T}$ 。

我们设计 $B_{max} = B_{sat}/2 = 3300 \times 10^{-4}\text{T}/2 = 1650 \times 10^{-4}\text{T}$ ，根据公式 5-19 计算 $A_r A_c$ 的值。因此，

$$A_r A_c = \left(\frac{0.04 L_P \cdot I_P \cdot D^2}{B_{max}} \right) 10^4$$
$$= \frac{0.04 \times 540 \times 10^{-6} \times 4.15 \times 1.110^2 \times 10^4}{1650 \times 10^{-4}} = 6.7(\text{cm}^4)$$

从 Ferroxcube 数据资料表中可以查到，EC70-3C8 磁芯和 70PTB 骨架的 A_r 值为 2.79cm^2 ， A_c 为 4.77cm^2 。

$$A_r A_c = 2.79 \times 4.77 = 13.3(\text{cm}^4)$$

上式得出的 $A_r A_c$ 的值当然比所需要的值 6.7cm^4 大许多，从数据资料表中可见，只有这种 E-C 磁芯可用，它满足 $A_r A_c \geq 6.7\text{cm}^4$ 的要求。设计时，要把磁芯-骨架结合起来考虑。

第五步：计算空气隙长度 L_s

如果不开空气隙，有效的磁芯体积会非常大，由于 EC70-

3C8 磁芯列出的有效磁芯体积只有 18.8cm^3 ，为了能够使用 EC70-3C8 磁芯，必须开出由公式 5-20 计算出长度的空气隙。

$$L_s = \frac{0.4\pi L_p \cdot I_p^2}{A_e \cdot B_{max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 0.54 \times 10^{-3} \times 4.15^2}{2.79 \times 1650^2 \times 10^{-8}}$$

$$= \frac{11.68 \times 10^{-3}}{75.96 \times 10^{-3}} \approx 0.15 \text{ (cm)}$$

E-C 磁芯的中心柱可以开出 0.15cm 长的空气隙，为了达到相同的效果，也可以在磁芯的两个外柱上垫起 0.075cm 厚的垫片。

第六步：计算变压器初级的匝数

现在，所有的参数都求出来了，为了达到设计的电感量，用公式 5-21 计算初级线圈的匝数。

$$N_p = \frac{(B_{max} \cdot L_s) \cdot 10^4}{0.4\pi I_p}$$

$$= \frac{1650 \times 10^{-4} \times 0.15 \times 10^4}{0.4 \times 3.14 \times 4.15} = 47.48 \text{ (匝)}$$

选取初级线圈 48 匝，再用公式 5-22 计算一次初级线圈的匝数：

$$N_p = \frac{(L_p \cdot I_p) \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$= \frac{0.54 \times 10^{-3} \times 4.15 \times 10^4}{2.79 \times 1650 \times 10^{-4}} = 48.68 \text{ (匝)}$$

由此可见，两个公式得出了近似的结果。

第七步：计算变压器次级的匝数

利用公式 5-23，我们可以得到：

$$N_s = \frac{N_p(V_{out} + V_D)(1 - \delta_{max})}{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}}$$

$$= \frac{48(5 + 1)(1 - 0.45)}{100 \times 0.45} = 3.52 \text{ (匝)}$$

由于电路中的导电元件和变压器输出绕组的磁导线的电压

降未计算在内，所以变压器次级绕组的匝数 N_s 我们取 4 匝。

因为我们设计的这个反激式变换器的输出电压只需要一个次级绕组，一个整流二极管和一个电容（见图 3-4），为了在电流密度为 400c. m. / A 的导线上传输 20A 的输出电流，就需要 $20 \times 400 = 8000\text{c. m.}$ 。为了减少趋肤效应带来的损耗，我们采用 4 条 2000c. m. 的导线并绕的方法。根据表 5-2 可知，用 4 条 No. 17AWG 的线并绕。

在我们所选择的骨架中，由于 $A_s A_c$ 的乘积比理论上计算值大 2 倍，所以完全可以装得下所有的变压器绕组和绝缘带等。

第六章 开关电源的输出电路

一般情况下，开关电源的一路或多路输出电压通常都是直流低电压，具有一定的输出功率，用来驱动其它的电子电路。大多数输出电压为±5V、±12V、±15V、±24V 等等，输出功率一般为几瓦到几千瓦。

开关电源的大多数输出电路，都是对高频变压器次级的高频方波电压进行整流滤波。为了获得高质量的直流输出电压，所以需要一些特殊的元器件，如肖特基势垒整流二极管、超快恢复整流二极管，低 ESR 值的电解电容以及存储能量的电感，以便产生低噪音的输出电压，从而满足电路的需求。

本章将向读者介绍用于开关电源输出电路的元器件特性、优缺点以及使用中的注意事项。还将进一步介绍一些设计公式，以及在电路调整中要注意的问题。

第一节 输出整流和滤波电路

开关电源的输出整流和滤波电路取决于设计者所选择的电路类型。一般在反激式变换器中所使用的输出电路如图 6-1 所示。在反激式变换器电路中，因为变压器 T1 还起存储能量的电感作用，所以二极管 VD1 和电容器 C1 是产生直流输出电压的整流滤波元件。在实际应用电路中，还经常插入一个附加的 LC 滤

波网络。如图 6-1 中框在虚线中的部分。其作用是使输出直流电压更平滑，在实际设计中，L 和 C 的取值及物理尺寸一般均很小。

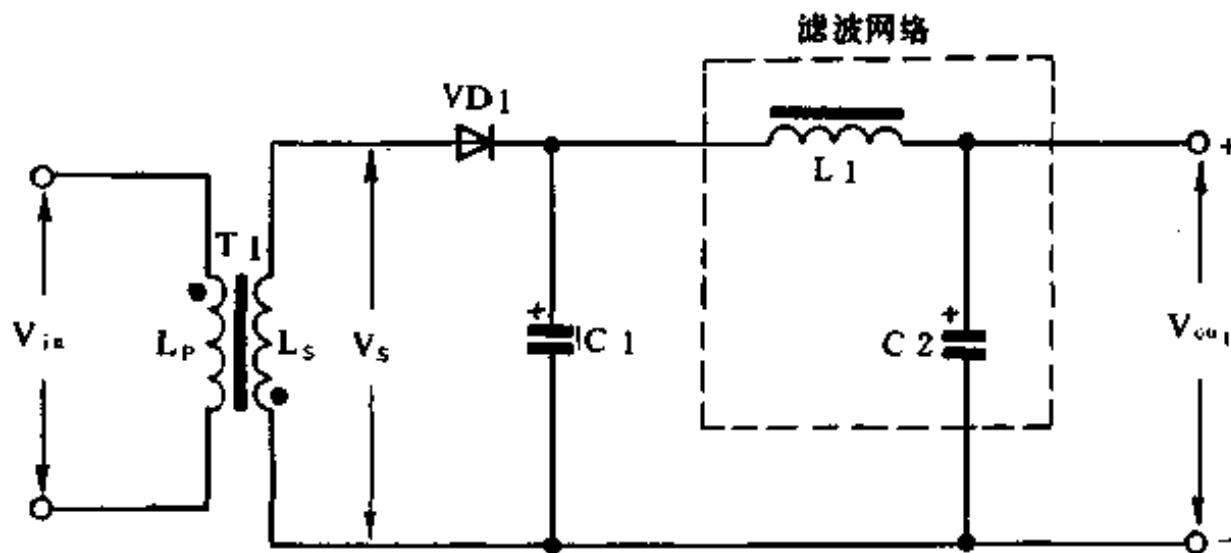


图 6-1 反激式开关电源的输出电路

在任何开关电源的输出电路设计中，都应严格选择整流二极管和续流二极管的反向截止电压，使之反向耐压能够达到设计要求的最小值。对于反激式变换器电路，整流二极管 \$VD_1\$ 的反向截止电压值至少应等于 $1.2V_{in} \cdot (N_s/N_p)$ 。

正激式变换器的输出电路如图 6-2 所示。

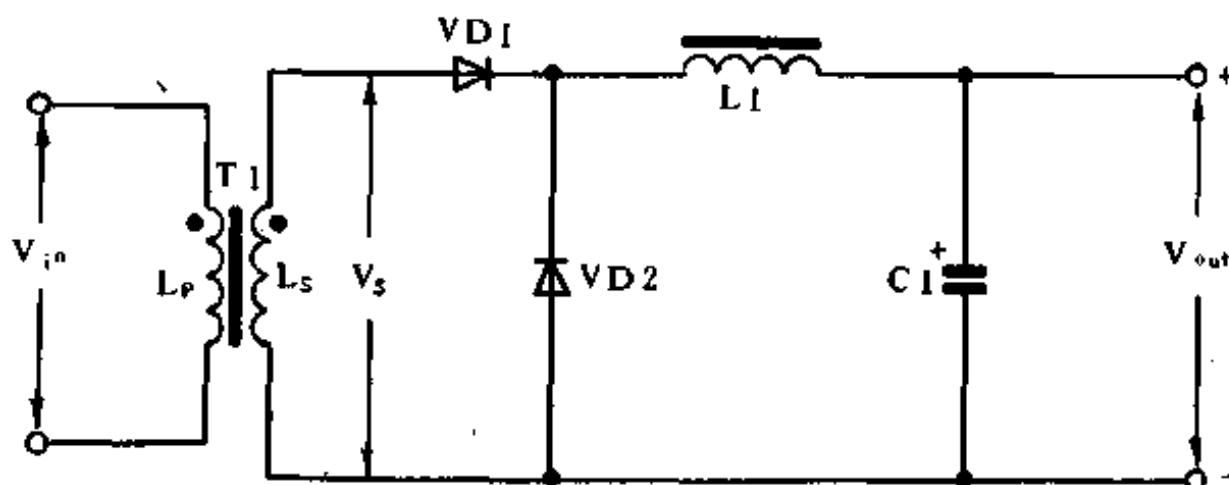


图 6-2 正激式开关电源的输出电路

正激式变换器的输出电路与反激式的相比较，其明显区别是在电路中增加了一个二极管 VD2，我们称之为续流二极管。在平滑滤波电容 C1 前边，还增加了电感 L1。

在驱动晶体管截止期间，由二极管 VD2 给输出端提供电流，因此，把二极管 VD1 和 VD2 结合起来使用，就可以在整个变化周期都能为输出端提供全波电流输出。而它们的反向截止电压是相同的（即至少应等于 $1.2V_{in} \cdot N_s/N_p$ ）。

推挽式、半桥式和全桥式变换器的输出电路如图 6-3 所示。

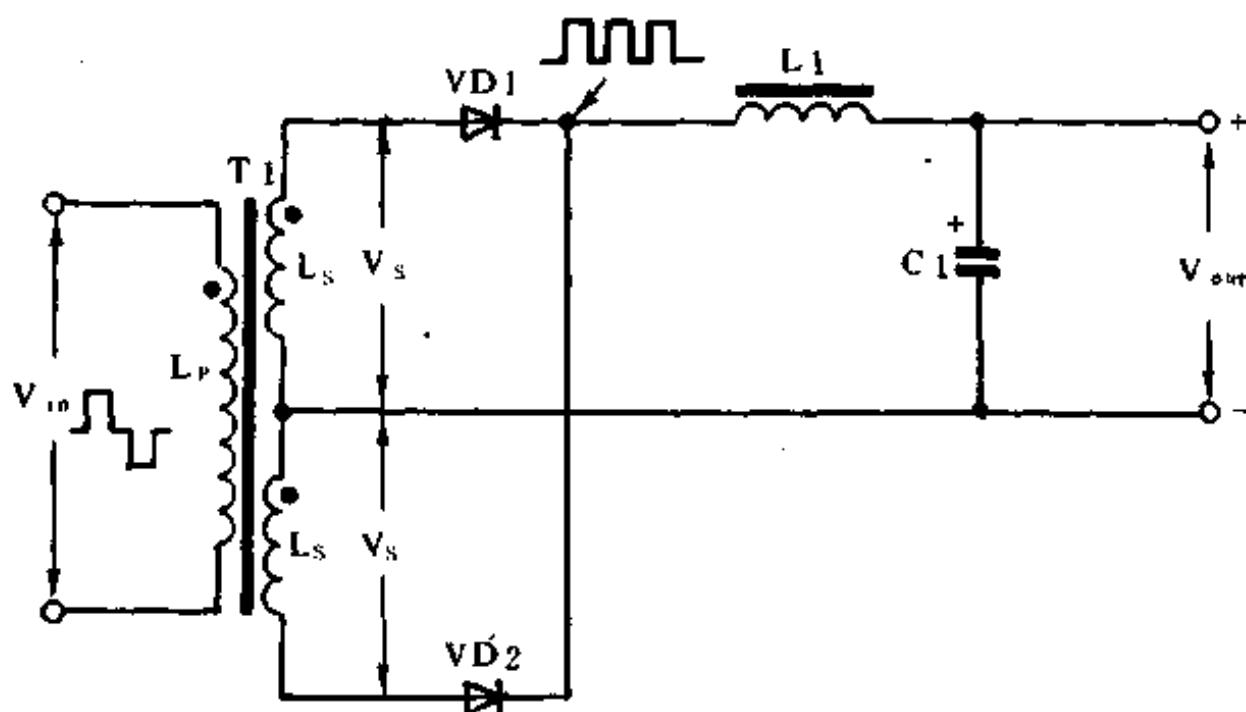


图 6-3 推挽式、半桥式或全桥式开关电源的输出电路

在图 6-3 中，由于二极管 VD1 和 VD2 都给输出端提供半周期的电流，所以它们分担着相等的负载电流。有意思的是，它不需要续流二极管，因为当一个二极管截止时，另一个二极管就起到了续流的作用。但是，对二极管的反向截止电压参数的要求就高了，它的最小值应是： $2 \cdot 4V_{out} \cdot V_{in,max}/V_{in,min}$ 。

第二节 开关电源设计中功率整流器的特点

在开关电源中，所需的整流二极管必须具有正向压降低、快速恢复的特点，还应具有足够的输出功率。普通的PN结二极管不适用于作为开关使用。主要是因为它们恢复得慢，并且效率也低。在开关电源中，可以使用以下三种类型的整流二极管：

- (1) 高效快速恢复二极管；
- (2) 高效超快恢复二极管；
- (3) 肖特基势垒整流二极管。

图6-4表示的是这三种整流二极管的正向特性。

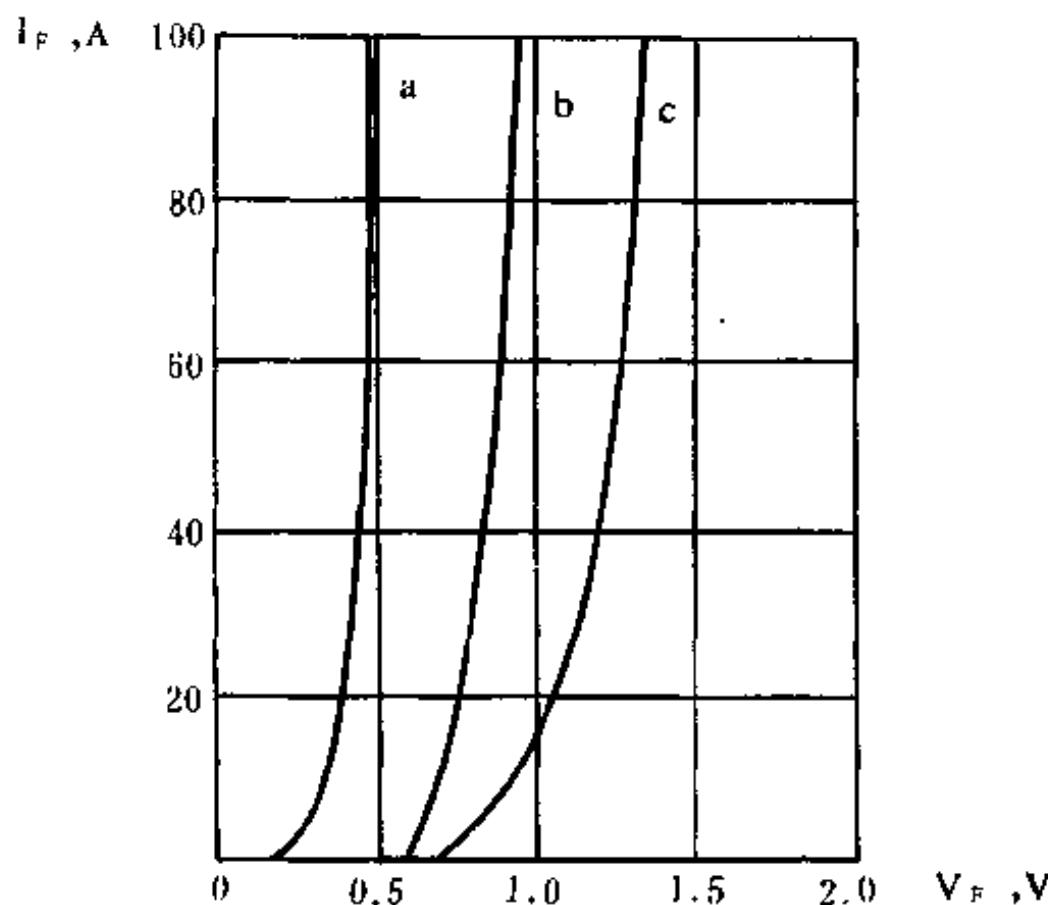


图6-4 快速恢复整流二极管、超快恢复整流二极管及肖特基势垒整流二极管的正向压降特性曲线图

肖特基势垒整流管(见图 6-4 中曲线 a)展示的正向压降 V_F 为最小, 因此, 它的效率也最高。下面, 我们将具体讨论这三种类型整流管的差异及其使用价值。

一、快速恢复和超快恢复二极管

快速恢复(图 6-4 曲线 c) 和超快恢复二极管(图 6-4 曲线 b) 具有适中的和较高的正向压降。其范围是从 0.8V~1.2V。这两种整流管还具有较高的截止电压参数。因此, 它们特别适合于在输出小功率, 电压在 12V 左右的辅助电源电路中使用。

由于现代的开关电源工作频率都在 20kHz 以上, 比起一般的整流二极管, 快速恢复二极管和超快恢复整流二极管的反向恢复时间减小到了 ns 级。因此, 大大提高了电源的效率。

经验告诉我们, 在选择快速恢复整流二极管时, 其反向恢复时间参数 t_{rr} 至少应该比开关晶体管的上升时间低三倍。

这两种整流二极管还减少了开关电压尖峰。而这种尖峰直接影响输出直流电压的波纹。虽然某些称为“软”恢复型整流二极管的噪音较小, 但是它们的反向恢复时间 t_{rr} 较长, 反向电流 I_{RM} 也较大。因而使得开关损耗增大。图 6-5 说明的是快速恢复型与“软”恢复型二极管的特性。

波形(a)描述的是整流二极管在特定斜率 di/dt 条件下, 从正向导通到反向截止时期的波形, 图中的圆圈部分是反向恢复部分;

波形(b)描述的是快速恢复型整流管的反向恢复部分;

波形(c)描述的是“软”恢复型二极管的反向恢复部分。

从图 6-5 可见, 两类不同的整流管的 t_{rr} 和 I_{RM} 数值有着明显的区别。

快速恢复整流二极管和超快恢复整流二极管在开关电源中

作为整流器使用时，是否需要散热器，要根据电路的最大输出功率来决定。一般情况下，这些二极管在制造时允许的结温在175℃左右。生产厂家对其产品都有技术说明，提供给设计者去计算最大的输出工作电流、电压、及外壳温度等。

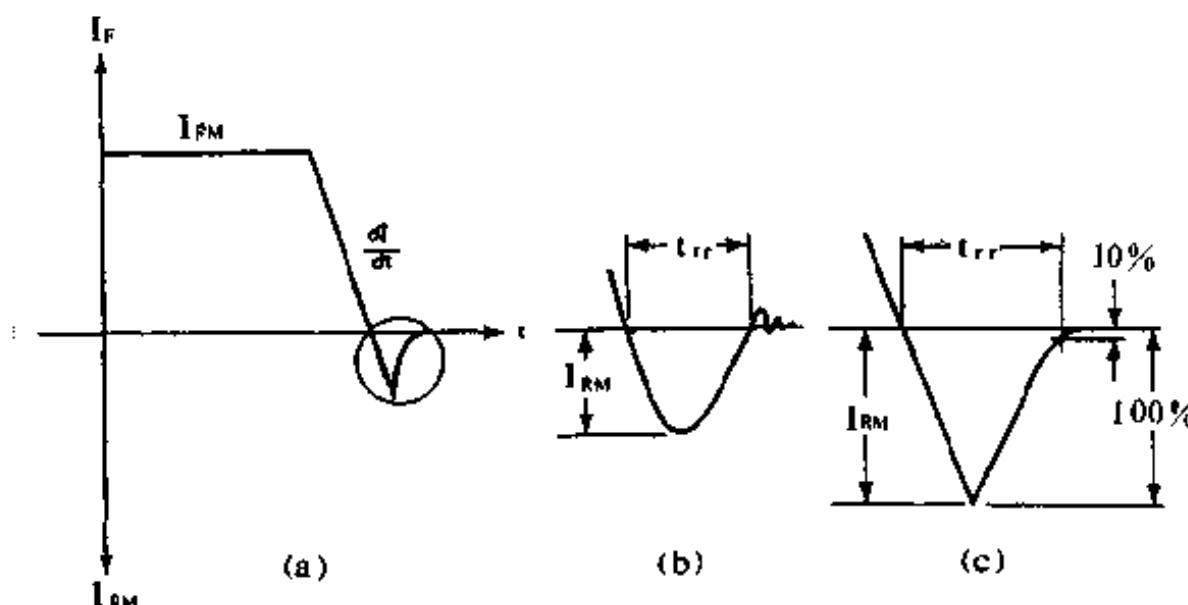


图 6-5 快速恢复型与“软”恢复型整流二极管的特性比较

二、肖特基势垒整流二极管

图 6-4 揭示了肖特基势垒整流二极管即使在大的正向电流作用下，其正向电压降也很低，仅有 0.4V 左右。由于它具有这一优点，使得肖特基势垒整流二极管特别适用于 5V 左右的低电压输出电路中。因为在一般情况下，低电压输出所驱动的负载电流都较大。而且，随着结温的增加，其正向压降更低。

肖特基势垒整流二极管的反向恢复时间是可以忽略不计的，因为此器件是多数载流子半导体器件，在器件的开关过程中，没有清除少数载流子存储电荷的问题。

肖特基势垒整流二极管存在着两个主要缺点。

第一是其反向截止电压的承受能力较低，目前的产品大约是100V。

第二是它们有较大的反向漏电流，使得该器件比其他类型的整流器件更容易受热击穿。当然，这些缺点也可以通过增加瞬时过压保护电路及适当控制结温来克服。

三、瞬时过压抑制电路

图6-3是一个半桥式脉宽调制(PWM)变换器开关电源的输出电路，它利用肖特基势垒整流二极管VD1和VD2作为全波整流器件。变压器次级一半的电压Vs最小是 $2V_{out}$ ，因此，每支二极管所承受的截止电压必须是 $2Vs$ 或者说 $4V_{out}$ 。

高频变压器的漏电感和肖特基势垒整流二极管的结电容在管子截止时，形成了一个谐振电路，它会引起瞬时过压振荡。振荡脉冲的振幅足以超过肖特基势垒整流管的截止电压，在管子截止期间，会使管子损坏，为此，需增加RC吸收回路进行抑制，其波形图见图6-6。

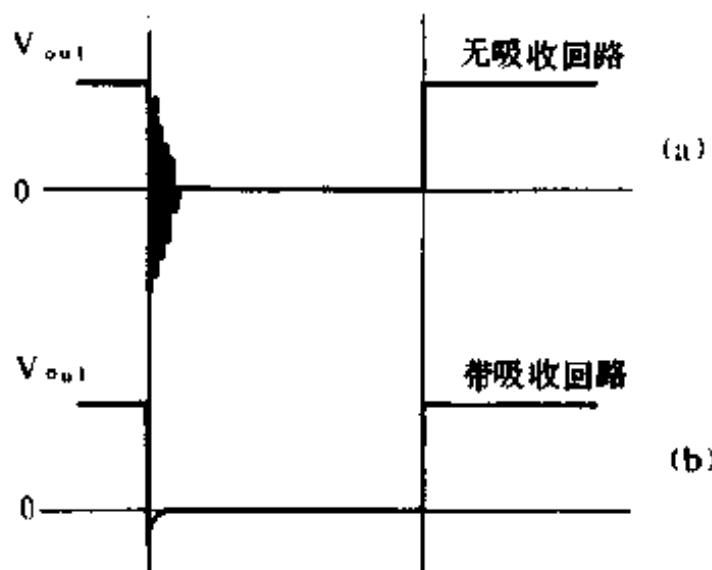
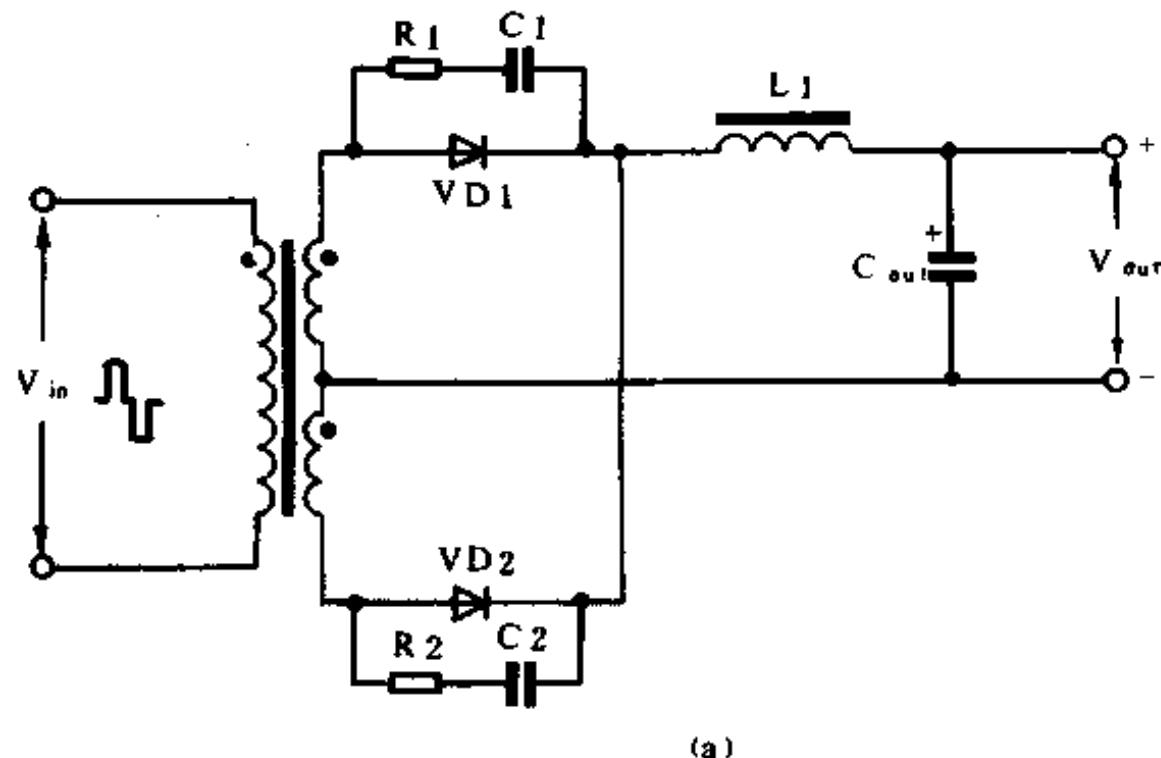
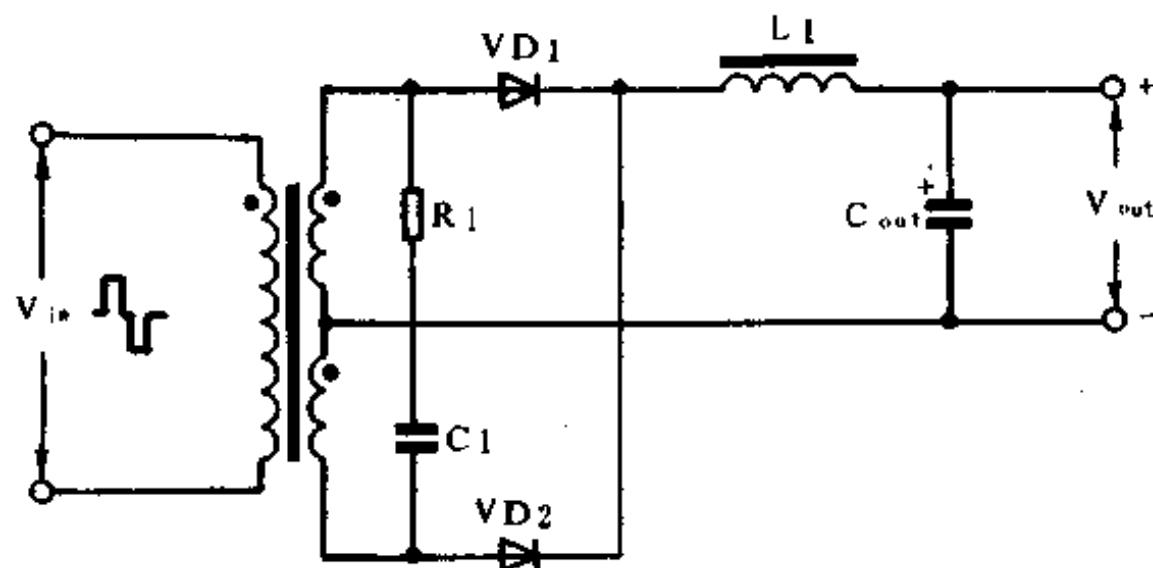


图6-6 肖特基势垒整流二极管截止时产生的振荡以及
增加了吸收网络后的波形

增加了RC吸收回路后，会使振荡波形的振幅下降到安全的范围内，如图6-6(b)所示。在开关电源的输出端，为了保护肖特基势垒整流二极管，通常使用的吸收回路有以下三种，如图6-7所示。



(a)



(b)

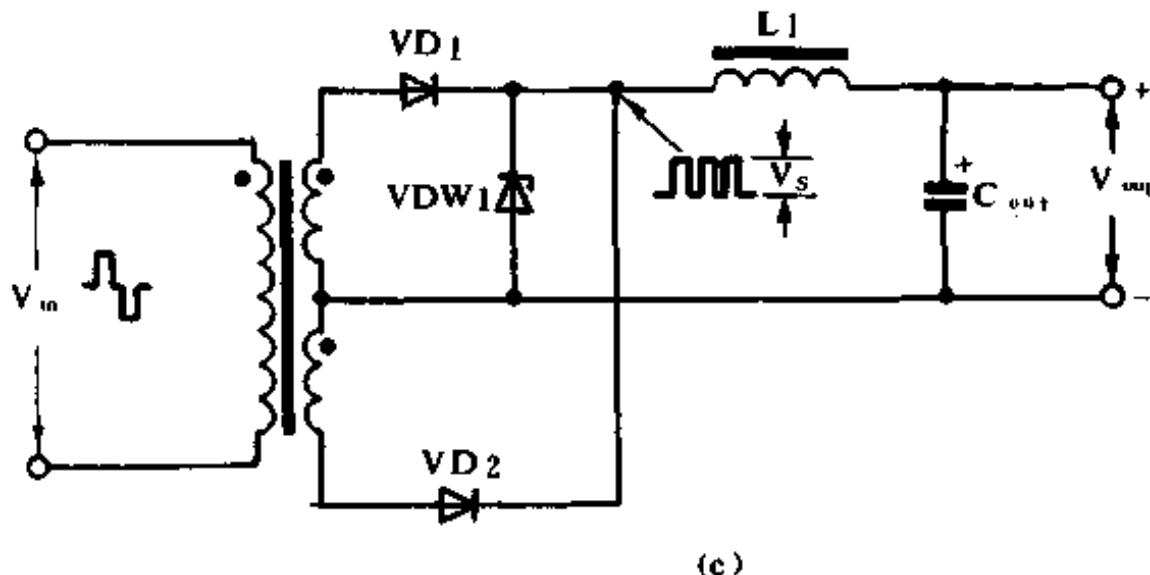


图 6-7 三种常用的过压吸收回路

对于大电流输出的电路，把吸收回路跨接在每个整流器两端，如图 6-7 (a) 所示；

对于那些小电流输出的电路，把一个 RC 吸收回路加在变压器次级的两端即可，如图 6-7 (b) 所示；

第三种吸收回路如图 6-7 (c) 所示，它用齐纳二极管将过高的振荡脉冲电压降至允许的范围。

图 6-7 (c) 用齐纳二极管的方法虽然也可以达到预期的目的，但是由于齐纳二极管的反向恢复时间慢，所以在电源的输出端会产生噪声尖峰，因而，对于要求低噪声的电源，这种方法是不适合的。

RC 吸收回路的电阻 R_s 值可以由下边的公式求出。

$$R_s = \sqrt{\frac{L_T}{C_J}} \cdot \frac{1}{n} \quad (6-1)$$

公式中 L_T ：变压器的漏电感，H；

C_J : 肖特基势垒管的结电容, F;

n : 变压器初级对次级的匝数比, N_p/N_s 。

吸收回路中电容器 C_s 的值可以在 $0.01\mu F$ 到 $0.1\mu F$ 之间任意选择, 电阻上的功率损耗 P_R 可以由下式求出:

$$P_R = \frac{1}{2} C_s \cdot \left(\frac{V_{in}}{n} \right)^2 \cdot f \quad (6-2)$$

其中 f 是变换器的工作频率。

如果吸收回路中的电容 C_s 选择合适, 可以使吸收回路更有效, 并且损耗小。

四、反激式、正激式和推挽式变换器中的整流二极管峰值电流的计算

在前面的讨论中已经提到, 反激式变换器中所使用的输出整流二极管在变换器开关周期中, 主要在开关晶体管截止期间才导通工作。因此, 要求输出整流器具有在二极管导通期间提供全部输出电流的能力 (见图 6-1)。

输出整流二极管必须提供的最小峰值正向电流由下式确定:

$$I_{FM} = \frac{2I_{out}}{1 - \delta_{max}} \quad (6-3)$$

公式中, δ_{max} 是变换器的最大占空比, 在反激式变换器中, 假定 $\delta_{max} = 0.45$, 那么,

$$I_{FM} = 3.6I_{out} \quad (6-4)$$

例 6-1:

假定在 100W 的 PWM 反激式变换器中, 输出电压为 5V, 输出电流为 20A, 最大占空比 δ_{max} 为 0.45, 变换器的工作频率为 20kHz, 计算出整流二极管的最小峰值正向电流:

从公式 6-4 可得：

$$I_{FM} = 3.6 I_{out} = 3.6 \times 20 = 72 \text{ (A)}$$

因此，在最大占空比为 45% 时，只有能提供 72A 以上峰值正向电流的整流二极管才符合上述要求。

在正激式变换器电源电路中，输出二极管（包括整流二极管和续流二极管）的选择较为复杂。因为一方面要计算出续流二极管的峰值正向电流能力（见图 6-2），另一方面还要考虑到在正激式变换器中的能量是连续提供给输出负载的，每一个输出二极管所承受的峰值正向电流比反激式变换器中的整流二极管要少。正激式变换器输出二极管的峰值正向电流由下式计算：

$$I_{FM} = I_{out} \cdot \delta_D \quad (6-5)$$

公式中的 δ_D 是整流二极管或续流二极管的占空比。

例 6-2：

按照例 6-1 所给出的条件，计算出正激式 PWM 变换器中使用的整流二极管和续流二极管的最大正向电流，假定其输入交流电压范围在 90~130V。

整流二极管峰值正向电流由公式 6-5 计算，

$$I_{FM} = I_{out} \cdot \delta_D = 20 \times 0.45 = 9 \text{ (A)}$$

在占空比为 45% 时，应选取额定值为 10A 的整流二极管。

续流二极管的最大占空比由下式求出：

$$\delta_D = 1 - \delta_{max} = 1 - \delta_{max} \left(\frac{V_{in\ min}}{V_{in\ max}} \right) \quad (6-6)$$

取 $V_{in\ min} = 90 \sqrt{2} - 20 = 106$ ，我们取 100V。再有， $V_{in\ max} = 130 \sqrt{2} = 182$ ，取 190V，从公式 6-6 得：

$$\delta_D = 1 - 0.45 (100/190) = 0.76$$

因此，续流二极管的正向导通电流是：

$$I_{FM} = 20 \times 0.76 = 15.2 \text{ (A)}$$

在占空比为 76% 时，要使用额定电流值为 20A 的续流二极管。

在图 6-3 所示的开关电源输出部分电路中，由于在相同的导通周期内，整流管给负载提供的电流都是相等的，因此，它对于推挽式、半桥式和全桥式变换器电路都是可用的。

由于推挽式变换器电路的输出与两个背对背的正激式变换器输出电路相同，所以每支整流二极管的最大正向电流由公式 6-5 给出。

例 6-3：

按照例子 6-1 给出的参数，计算出半桥式 PWM 变换器的每支整流输出二极管的最大正向电流的额定值。

变换器的开关周期是：

$$T = 1/f = 1/20 = 50 \text{ } \mu\text{s}$$

假定在每个交替半周期中的死区时间是 $5\mu\text{s}$ ，那么每支整流二极管的导通时间为 $20\mu\text{s}$ ，因此，每支整流二极管的占空比 $\delta_D = 20/50 = 0.4$ ，从公式 6-5 可以得到：

$$I_{FM} = 20 \times 0.4 = 8 \text{ (A)}$$

因此，在占空比为 40% 时，每支输出整流二极管要流过 8A 的电流（在实际电路中，应该选用电流额定值为 10A 的整流二极管）。

前面曾经提到，在推挽族变换器（包括推挽式、半桥式和全桥式）电路中，当一支整流二极管截止时，另一支整流二极管实际上起到了续流二级极管的作用。在这种情况下，每支二极管起续流作用的导通时间将是 $5\mu\text{s}$ 。此时 $\delta_D = 5/50 = 0.1$ 。因此，在死区时间，每支整流二极管在起续流作用时提供给输出负载的电流是：

$$I_{FDM} = 20 (0.1) = 2 \text{ (A)}$$

设计者在设计输出部分电路时，对于使用的整流二极管还

应当进行热分析和热设计。在必要时，为了避免由于热失控而造成损坏，应使用合适的散热器。通常，制造厂家都提供二极管的随温度升高而降低的额定电流曲线，以供设计者参考。

在大电流输出时，可以把整流二极管并联使用，对负载进行分流。但是一定要避免将二极管直接并联，应该分别与变压器次级的绕组各自相连。如图 6-8 所示。

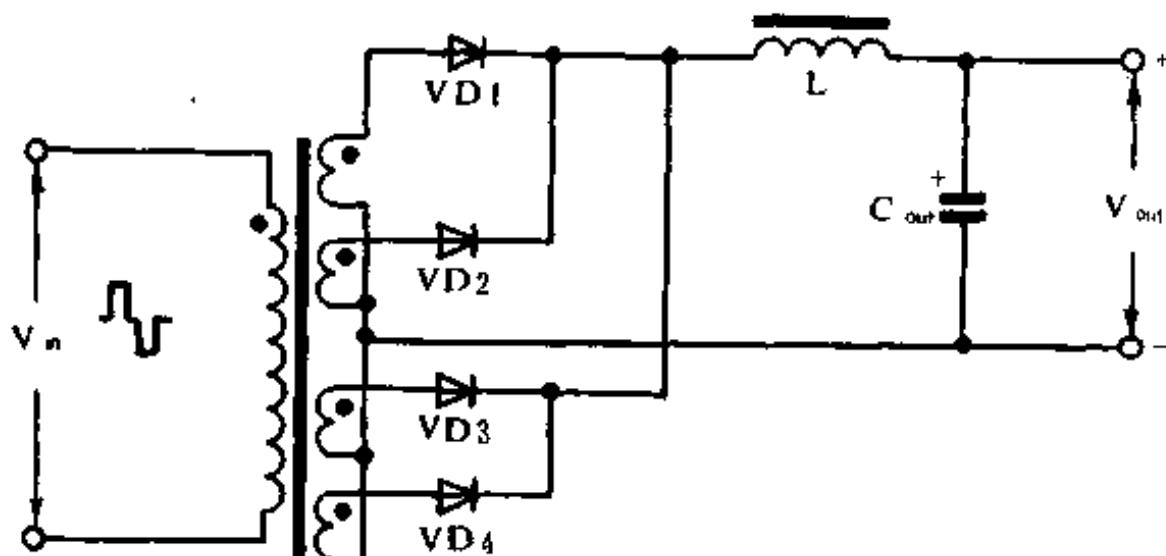


图 6-8 大电流输出的整流管并联图

第三节 输出功率电感的设计

一、电感设计的基本原则

在设计隔离式高频开关电源时，大多数人都使用电感作为输出滤波电路的一部分。电感的存在，有两方面的作用。第一个作用是它可以存储能量，以便在开关功率管截止或“死区”时

间内，能够给负载提供连续不断的电流；第二个作用是使输出的直流电压更平滑，使输出电压波纹能够达到允许的标准。

目前，市场上有多种材料制成的磁芯可供设计者在设计电感时选择。常用的磁芯有铁氧体磁芯，铁粉磁芯和坡莫合金(MPP)磁芯。这些磁芯对于设计电感都是很好用的。基本的设计原则是要与成本、重量和实用性等因素综合起来考虑。

铁粉磁芯和MPP磁芯一般是圆环形状，由于具有如下特点，所以最适合于作扼流圈。

1. 饱合磁通密度高，可达 $8000 \times 10^{-4} T$ 以上。
2. 能量存储能力强。
3. 由于有固有的气隙口，因此无须对磁芯再开气隙口。
4. 供选择的尺寸宽。

对于铁氧体磁芯来说，由于其饱和磁通密度 B_{sat} 低，所以必须要开气隙口，他们对温度比较敏感，其体积较大。铁氧体扼流圈的特点是容易绕制。它更适用于使用粗导线绕制电感线圈。如果用罐形磁芯做输出电感，由于其固有的屏蔽特性，电感所辐射的射频干扰会减小。

二、输出电感的设计

图6-9为PWM半桥式变换器的输出电路及相关波形。

图6-9(a)是脉宽调制半桥式变换器的输出电路。

图6-9(b)为输出电路相关电压、电流的波形。

半桥式及全桥式变换器的输出电感可用下式计算：

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \Delta t}{\Delta I_L} \quad (6-7)$$

半桥式或全桥式PWM变换器的电压 E_{in} 大约是变压器初级输入电压 V_{in} 达到最大时的输出电压 E_{out} 的2倍，见图6-9。所

以, $E_{in} - E_{out} = E_{out}$ 。时间间隔 Δt 等于最大死区时间 t_{off} , 它出现在两个交替开关的半周期之间。

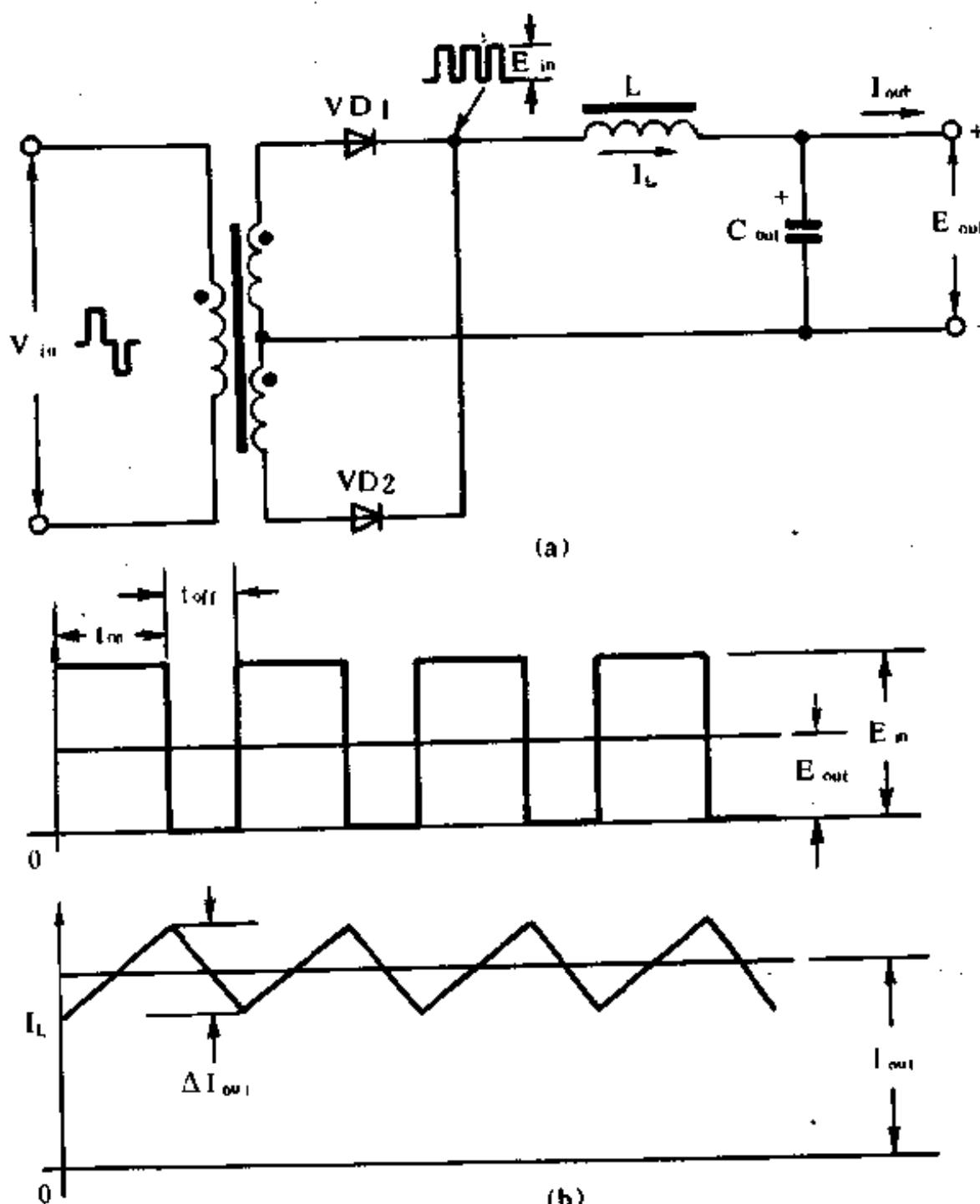


图 6-9 PWM 半桥式变换器的输出电路及相关波形

对于电感的要求是，它必须能够存储足够的能量，能够在死区时间给输出负载提供连续的电流。

最大死区时间 t_{off} 出现在输入线电压为最大时，因为这时的晶体管导通时间 t_{on} 是最小，因此，希望所设计的电感能够存储足够的能量，以便在“死区”期间提供出连续的输出电流。

用 E_{in} 和 E_{out} 表达 Δt ：

$$\Delta t = t_{off} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - (E_{out}/E_{in})}{f} \right] \quad (6-8)$$

式中的 f 是变换器的工作频率，单位是 Hz，比例因子 $1/2$ 与死区时间 t_{off} 和整个开关周期有关，因为一个开关周期要遇到两个死区时间间隔，为了使电感峰值电流尽量减小，并保持符合要求的输出电压波纹特性，建议 ΔI_L 不要大于 $0.25I_{out}$ 。

根据上述观点，公式 6-7 还可以写成下式：

$$L = \frac{E_{out} \cdot t_{off}}{0.25I_{out}} \quad (6-9)$$

公式 6-9 求出的电感值会非常接近实际值，在实际应用中，可视具体情况看是否需要再调整。计算出电感量之后，为了完成设计，还要进一步选择磁芯的材料和尺寸。

下面给出一个实际的例子，可以引导读者使用铁氧体磁芯一步一步地进行设计。在设计过程可利用解析法，也可以利用图解法，但资料与图表必须准确齐全。

例 6-4：

一个变换器工作频率为 20kHz、输出功率为 100W 的半桥式 PWM 高频开关电源，输出直流电压为 5V，电流为 20A。

设计其输出电感 L，其电感材料是铁氧体。

解：

利用公式 6-8 计算最大的死区时间，由于 $E_{out} = 5V$ ， $E_{in} =$

$2E_{out}=10V$, 所以,

$$t_{off} = \frac{1 - (E_{out}/E_{in})}{2f} = \frac{1 - (5/10)}{40 \times 10^3} \approx 12\mu s$$

利用公式 6-9 求出电感 L 的值。

$$L = \frac{E_{out} \cdot t_{off}}{0.25I_{out}} = \frac{5 \times 12 \times 10^{-6}}{5} = 12\mu H$$

利用下式, 选择最小的磁芯尺寸:

$$A_e A_c = \frac{(0.008) 10^4 (L \cdot I_{out} \cdot D^2)}{KB_{max}} \quad (6-10)$$

公式中, 对于环形磁芯, K 取 0.4。对于带绕骨架则 K 取 0.8。

D 是所用导线的直径, 单位为 mm^2 ;

A_e 是磁芯有效截面积;

A_c 是磁芯窗口面积。

选择导线的电流密度为 $400c. m. /A$, 当电流为 $20A$, 导线是 $400 \times 20 = 8000c. m.$, 对应的是 11 号 AWG 线。其最大直径是 $2.408mm$ (见表 5-2)。

若选择 B_{max} 为 $2000 \times 10^{-4}T$, 则 $A_e A_c$ 的乘积为:

$$A_e A_c = \frac{0.008 \times 10^4 \times 12 \times 10^{-6} \times 20 \times 2.408^2}{0.8 \times 2000 \times 10^{-4}} = 0.696 (cm^4)$$

从铁氧体磁芯的资料中可查到, 3019 罐型磁芯的 $A_e = 1.38cm^2$, $A_c = 0.587cm^2$, 所以 $A_e A_c = 0.81cm^4$, 这一参数足以符合要求。为了适应更粗一些的导线绕制线圈, 磁芯的尺寸还应大些。在绕制线圈时, 用几条较细的多股线代替一条粗线的方法是明智的, 采取这种方法, 可以增加导线的表面积, 并且减小了趋肤效应。例如, 用 8 条 20 号 AWG 线代替 1 条 11 号 AWG 线, 在绕制时, 要多线并绕, 这样, 铜损减少了, 功率 I^2R 也降至最小, 因而, 可以减少对电流密度的需求。根据以上分析, 本设计可以使用 3622 磁芯。

由于电感要承受较大的直流偏压，所以为了避免磁芯饱和，必须给它开气隙口，气隙口的长度按下式计算：

$$L_g = \frac{0.4\pi L \cdot I_{out}^2}{A_e \cdot B_{max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 12 \times 10^{-6} \times 20^2}{2.02 \times 2000^2 \times 10^{-8}} = 0.0746 \text{ (cm)}$$

如果使用垫片代替开口气隙，垫片的厚度应该是 $L_g/2 = 0.0373$ ；如果只在磁芯的中心柱上开气隙口，则 0.0746cm 这个尺寸应全部开出。计算线圈的匝数如下：

$$N = \frac{B_{max} \cdot L_g \times 10^4}{0.4\pi I_{out}} = \frac{2000 \times 10^{-4} \times 0.0746 \times 10^4}{0.4 \times 3.14 \times 20} = 5.94 \text{ (匝)}$$

选取 $N=6$ 匝，利用 6 条 20 号线并绕，需要 $6 \times 6 = 36$ 匝。

由 3622 单节骨架的数据表可见，用大约 60 匝的 20 号 AWG 线将填满绕线面积，其中还包括了线间空间和线与绝缘带的空间。对此设计来说，3622 骨架和罐状磁芯是最佳选择。

在实际应用中，也可以做如下改进：为了使滤波效果更佳，可以增加线圈的匝数，为了减少热效应，也可以进一步增加导线的条数。

第四节 输出滤波电容的设计

输出滤波电容的选择与电源变换器的类型、最大输出工作电流和开关频率等因素有关，目前所使用的电容大多数是低 ESR 值的电解电容。滤波电解电容的 ESR 值对电源输出电压波纹有直接的影响，而且它还影响电容器本身的寿命。因为电解电容是损耗性元件，电源的功率消耗在电容器内部产生热量，如果电解电容的 ESR 值过大，产生的热量也就大，进而就会缩短电解电容的寿命。

现代的电解电容耐温可达 105℃，即使工作频率在 20kHz 以上，它的 ESR 值仍然很低。当电源变换器的开关频率开始上升时，大多数电解电容器的生产厂家都能提供低 ESR 值的电解电容器，即使变换器频率达到 100kHz，其性能也不变。随着无源器件技术的进步，已经能够生产薄膜电容器，工作频率可达 50kHz 以上，而且能够通过大电流。薄膜电容呈现出极低的 ESR 值，且比电解电容的工作性能更好。有些厂家生产的薄膜电容，其通电流能力在频率 100kHz 时，可达 2A/ μ F 以上。在下边的分析中，主要针对电容器的值进行计算。最小的输出电容可用下式计算：

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8f \cdot \Delta V_{out}} \quad (6-11)$$

公式中， $\Delta I_{out} = 0.25I_L$ ；

I_L ：设计输出电流；

ΔV_{out} ：允许的输出电压波纹的峰—峰值；

f ：工作频率。

为了确保输出电压符合最小的电压波纹的要求，滤波电容器的 ESR 值可由下列公式关系确定：

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} \quad (6-12)$$

设计者必须明确，选择合适的 LC 滤波器是最基本的工作。因为它影响开关电源的两个重要因素。

第一，LC 滤波网络对整个开关电源的稳定性有重要的影响。

第二，如果组成 LC 网络的 L 值小，而 C 值大，会使输出滤波器的阻抗变化小，这样，开关电源对于负载变化的瞬态反应会十分灵敏。

事实上，衡量开关电源的瞬态反应，不是看它从负载变化到电源恢复正常值用多长时间，而是看它偏离正常电压值的多少。例如，对于一个直流 5V 输出的开关电源，若负载增加了 25%，它下降了 250mV，也就不能满足 TTL 电路的要求了，在进行 LC 滤波器的设计时，必须预先考虑到这种情况。

例 6-5：

按照例 6-4 所给的参数，计算出输出滤波器的电容容量及其 ESR 值。最大允许的输出电压波纹为 100mV。

解：利用公式 6-11 计算，由于 $\Delta I_{out} = 0.25I_L = 0.25 \times 20 = 5$ (A)，所以，

$$C_{out} = \frac{5}{8 \times 20 \times 10^3 \times 0.1} = 0.3125 \times 10^3 = 312.5 \text{ } (\mu\text{F})$$

利用公式 6-12 计算，由于 $\Delta V_{out} = 100\text{mV} = 0.1\text{V}$, $\Delta I_{out} = 5\text{A}$ ，所以，

$$ESR_{max} = 0.1 / 5 = 0.02 \text{ } (\Omega)$$

虽然我们通过计算，在理论上输出电容的最小值是 $312.5\mu\text{F}$ ，但在实际应用中，应该取大一些的电容，才能完成设计指标。经验告诉我们，若电源变换器频率是 20kHz，选用电解电容时，取最小容值 $300\mu\text{F}/\text{A}$ 是适当的。

这里可以把两个电解电容并联使用，以获得较大的电容容量和较低的 ESR 值。

在任何情况下，都要进行实际的测量和调试，上面给出的公式和计算方法，是考虑问题的一个基本原则，求出的值只是一个大约值，仅起到抛砖引玉的作用。

第七章 开关电源的控制电路

当今的开关电源大部分采用脉冲宽度调制技术(PWM)，这一技术主要是在主变换器工作周期不变的情况下，通过改变开关晶体管的导通时间和截止时间，以控制输出电压稳定在预先确定的电压值上。当然，也有采取其它调制方式的方法，但不在本书讨论范围之内。PWM 方式提供了优越的性能，如良好的线性、负载调整率高以及在温度变化过程中具有较高的稳定性等。

第一节 开关稳压系统的隔离技术

隔离式高稳定开关电源的任务主要有两个方面，首先，它必须提供高度稳定的若干组低压输出，为电子设备或机电电路提供充足的供电电源；另一方面，它必须在输入和输出之间提供很高的隔离特性，以保护用电器免受因高电压及冲击电流引起的电气短路的危害。

图 7-1 给出两种不同的方框示意图，说明在一个隔离式开关电源中如何进行线间隔离，各框图所用的公共地线以不同的符号标出。这些框图都是通用的，可以作为任何基本类型的开关稳压电源设计时的参考，如：半桥式、全桥式、反激式和正激式变换器等等。

在方框图 7-1 (a) 中，误差放大器、PWM 和控制电路与输

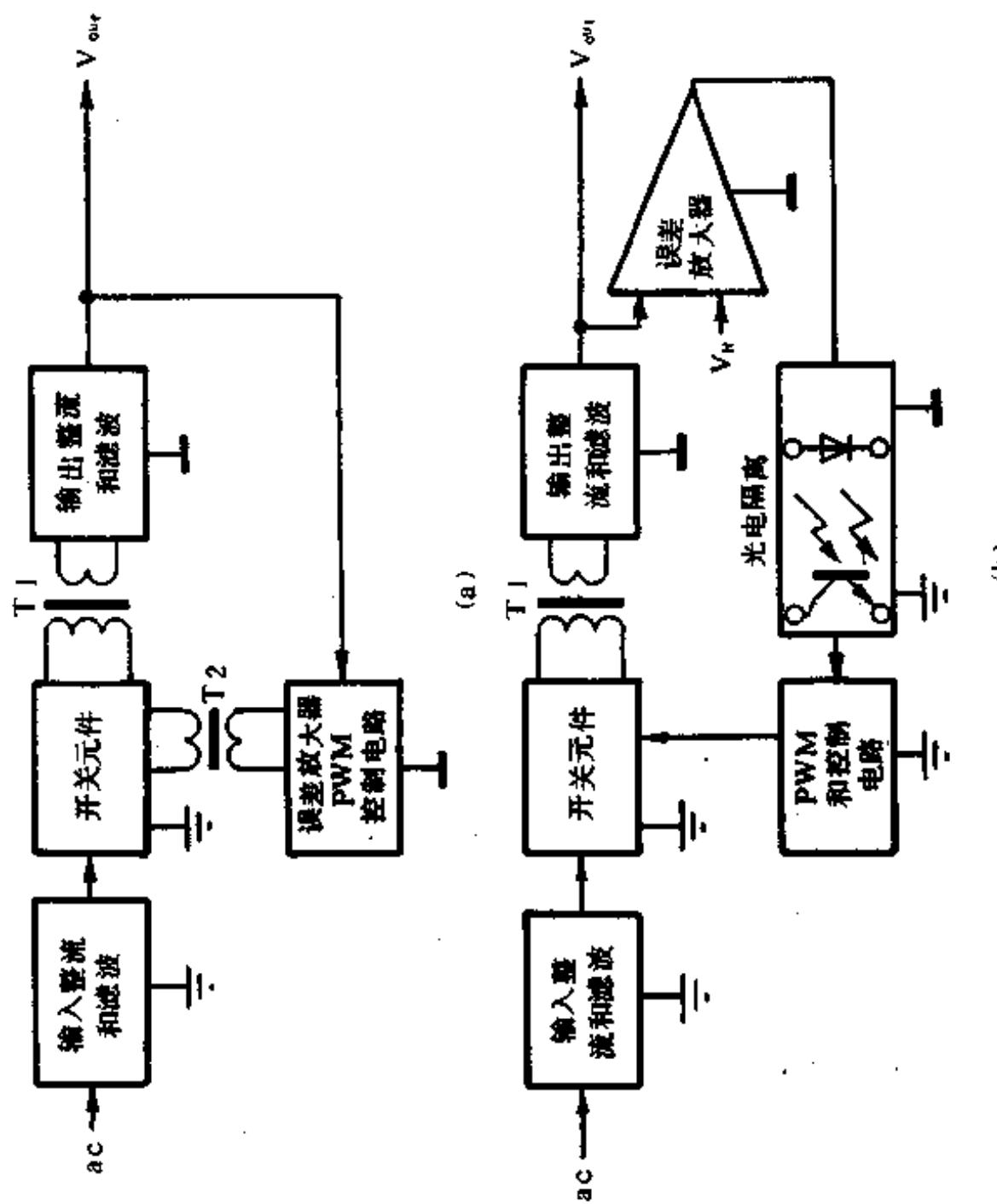


图 7-1 利用变压器隔离和光电隔离技术的开关电源示意 [4]

出整流器及滤波器有公共地，输入和输出之间由功率传输变压器 T1 和驱动变压器 T2 进行隔离。通常，变压器 T2 是一个基极或门驱动器。在方框图 7-1 (b) 中，控制电路、PWM、开关元件以及输入整流器和滤波器有公共地，输入和输出的隔离是由功率传输变压器 T1 以及光电耦合器来实现的。

在图 7-1 中给出的二种线间隔离技术，在电路进行精心设计之后，均能得到良好的性能。选取何种方式，主要要依据开关功率变换器的设计以及初级的电路设计。通常，图 7-1 (a) 的变压器隔离电路可用于各种类型的开关电源变换器设计，而图 7-1 (b) 的光电隔离方式则主要用于反激式及正激式电源变换器的设计之中。

第二节 PWM 系统

尽管许多开关技术可用于开关电源的设计中，但直到目前为止，使用最多的开关技术还是固定频率的 PWM 技术。在一个 PWM 系统中，通常是产生一组方波脉冲来对开关晶体管的开关进行控制，用改变脉冲宽度的方法，来改变晶体管相应的导通和截止时间，因而能够使输出电压稳定在预定的值上。

PWM 控制电路可能是单端的，即能够驱动一个单晶体管变换器（如反激式或正激式变换器电路）。如果有两个或更多的晶体管需要驱动（采用半桥式或全桥式变换器电路），则需要采用一个双路的 PWM 电路。

一、由分立元件构成的单端 PWM 控制电路

一个简单的闭环回路 PWM 控制电路，可用很少几个分立元件构成的半导体电路来实现，如图 7-2 所示。

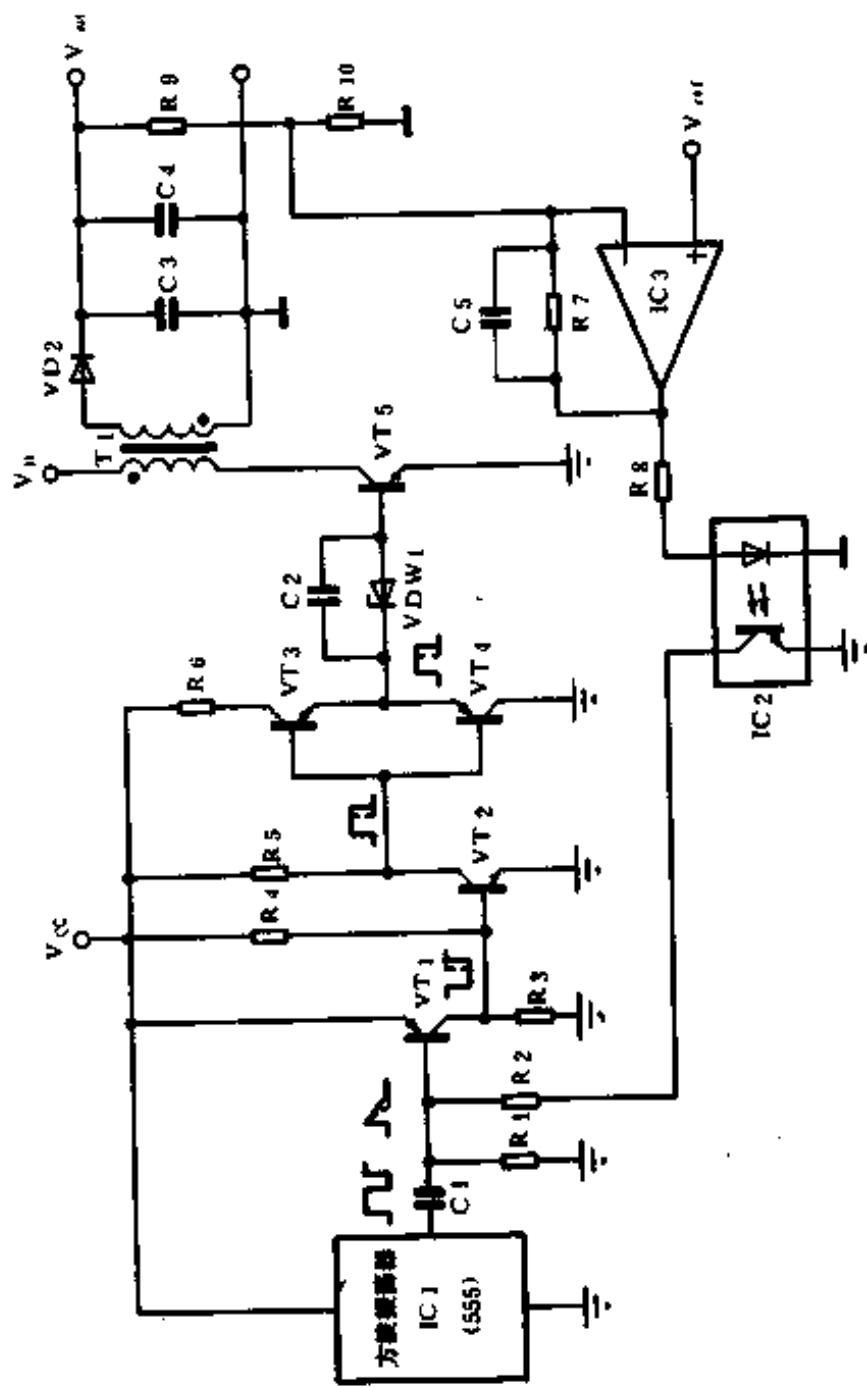


图 7-2 用分立元件构成的单端反激式 PWM 控制电路

图 7-2 电路的功能如下，一个时钟脉冲生成电路 IC1 产生一串固定频率的不对称方波脉冲，固定频率为 20kHz，IC1 可以选用 555 时基电路或其它等效电路进行设计。

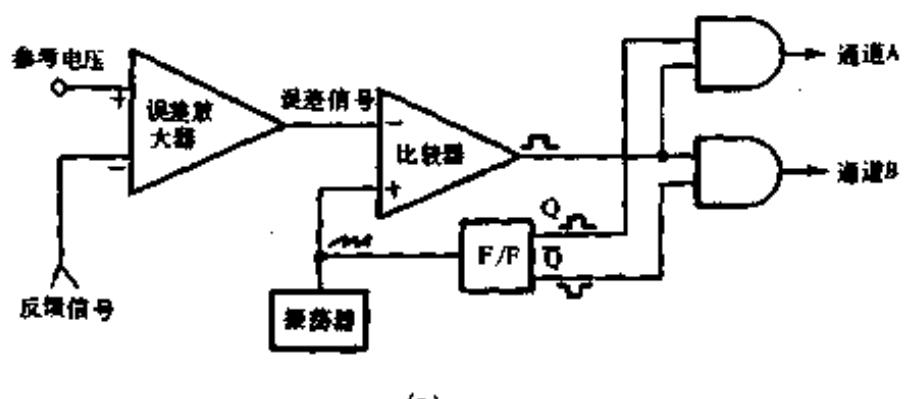
IC1 产生的方波脉冲经电阻 R1 和电容 C1 进行微分之后形成锯齿波，这个锯齿波用来控制晶体管 VT1 使其截止。这样，在 VT1 集电极上产生的负方波则由晶体管 VT2 进行反向，在 VT2 的集电极上形成一个正向脉冲。

由 VT3 和 VT4 组成低输出阻抗驱动器，用来控制主开关晶体管 VT5 的导通和截止，通过变压器 T1 的绕组将能量传递到变换器的输出端。稳压是由部分输出电压的比较实现的，由 R9 和 R10 构成分压器，取出部分输出电压，和固定的参考电压 V_{ref} 进行比较。由于线路和负载引起电源输出端电压升高，这种变化会被运算放大器 IC3 进行放大，并驱动光电耦合器 IC2 中的发光二极管，调制它的发光强度，迫使 IC2 中光敏三极管迅速导通。同时，晶体管 VT1 基极的方波脉冲被更强的微分，引起晶体管 VT1、VT2 和 VT4 导通更长的时间，而 VT3 和 VT5 则导通时间缩短。若是电源输出端的电压降低，则上述变化过程正好相反。这便是脉冲宽度依照负载和线路情况的变化被调制，使输出电压得到稳定的基本工作过程。

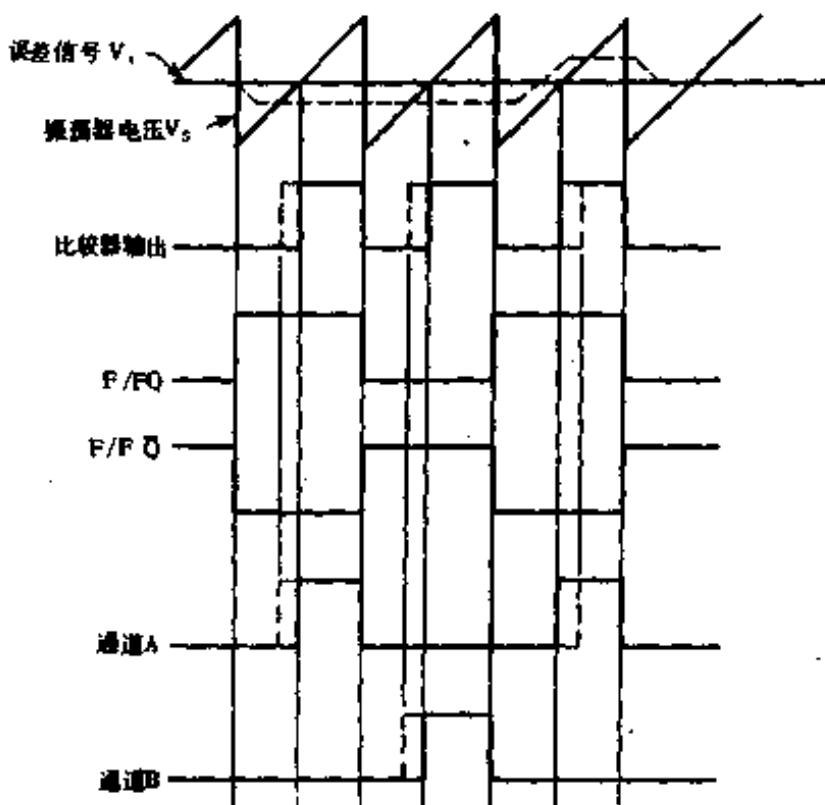
图 7-2 所示的电路是经过简化的电路，当实际应用于隔离式开关电源设计时，必须附加某些具体限制条件。

二、一种集成的 PWM 控制器

近年来已经开发出许多高频开关电源控制集成电路，这些电路包含了建立 PWM 开关电源所需的所有功能，使开关电源用一片集成电路和若干附加元件即可制成。图 7-3 描述了一个简单的 PWM 控制器的基本构成框图和它相关部位的波形。



(a)



(b)

图 7-3 集成 PWM 控制电路和电路的相关波形

这个电路的工作过程如下：误差放大器将从电源输出端引入的反馈信号与其反相输入端的固定参考电压 V_{ref} 进行比较，误差信号被放大并送到比较器的反相输入端，而比较器的同相

输入端输入的是由一个固定频率振荡器产生的具有线性斜率的锯齿波，振荡器的输出同时送到一个翻转触发器 (F/F)，产生方波输出 Q 和 \bar{Q} 。

比较器的输出方波和触发器的方波输出，都用于驱动与门，使得当两个输入信号均为“1”时输出，这样，在 A 路和 B 路最终得到的是可变脉冲占空比的脉冲串，图 7-3b 用虚线说明了当误差信号幅度变化时，输出脉冲的宽度是如何被调制的。通常 PWM 控制器在其外部经缓冲后去驱动主电源开关晶体管。这一类型的电路可被用来驱动两支晶体管或是驱动单晶体管，在后一种情况下，输出可在片外进行“与”处理（直接相与），或者只允许有一路用来作为驱动。

这种 PWM 控制器的优点是很突出的，包括可编程的固定频率振荡器，线性 PWM 可从 0%~100% 地调整占空比，防止输出晶体管同时导致的死区时间调整，并具有电路简捷、可靠性高和价格便宜的优点。

第三节 单片 PWM 控制器及其应用

早期出现的单片 PWM 集成控制电路是摩托罗拉公司生产的 MC3420 开关方式的稳压控制器和 SG 公司生产的 SG3524 PWM 控制器，这两种集成电路已经成为工业标准器件。

这些 PWM 控制器芯片在很长一个时期内成为开关电源设计的中心部分，它们即可单端应用，也可双端应用，效果很好。后来，许多厂家又争相推出更多的 PWM 控制芯片，并用在性能和功能上都有所改进，山东德州仪器公司推出的 TL494PWM 控制电路就是对 SG3524 电路的改进，并提供了可

调整的死区时间控制功能，输出晶体管也具有较高的拉、灌电流能力，改进了限流控制，输出方向控制等功能。

由于功率 MOSFET 管的引入，又首次出现了 SG1525A 和 SG1526 系列的电路，它采用图腾柱式输出方式，具有直接驱动功率 MOSFET 和双极晶体管的功能。除了具有前面所提到的所有功能之外，这些电路还具有低压时锁定输出，可编程式软启动，数字式电流限制，并可在高达 400kHz 的频率下工作。

上面所提到的电路，几乎可以用在所有常用的开关电源的电路设计结构中，还有一些经优化的电路芯片，专门用于设计正激式和反激式的高频率电源变换器，一个典型的例子就是摩托罗拉生产的 MC 34060PWM 控制器，它可以用极少的外围元件，实现设计正激式和反激式开关电源变换器所需的全部功能。

另一个电路就是 UNITRODE 公司的 UC 1840 系列，可以认为这个系列的芯片是设计单端开关电源变换器的最佳产品，这个 PWM 控制电路包括了所有的设计开关电源所需的功能，这些功能有控制、驱动、监控和各项保护措施等，并且外围电路也十分简单。它包括低电流、隔离式启动电路，内装的过压和欠压保护电路，以及过流保护电路。它具有在 4：1 输入电压范围内的前馈式线路稳压调节特性，并能在 500kHz 的频率下工作。

在下面的几节中，我们将具体介绍一些 PWM 控制集成电路的功能，以便读者能在具体设计中运用它。当然，这些介绍主要是提供信息，读者在进行具体设计时，最好向厂家索取详细的技术资料，并且能够熟知所用芯片的各种数据，只有这样，才能在众多的芯片中，选中自己所设计的产品所需要的最佳芯片。

一、TL494PWM 控制器

1. 工作原理

TL494 是一个固定频率的 PWM 控制电路，适用于设计所有的（单端或双路）开关电源的典型电路。它的内部结构方框图如图 7-4 所示。

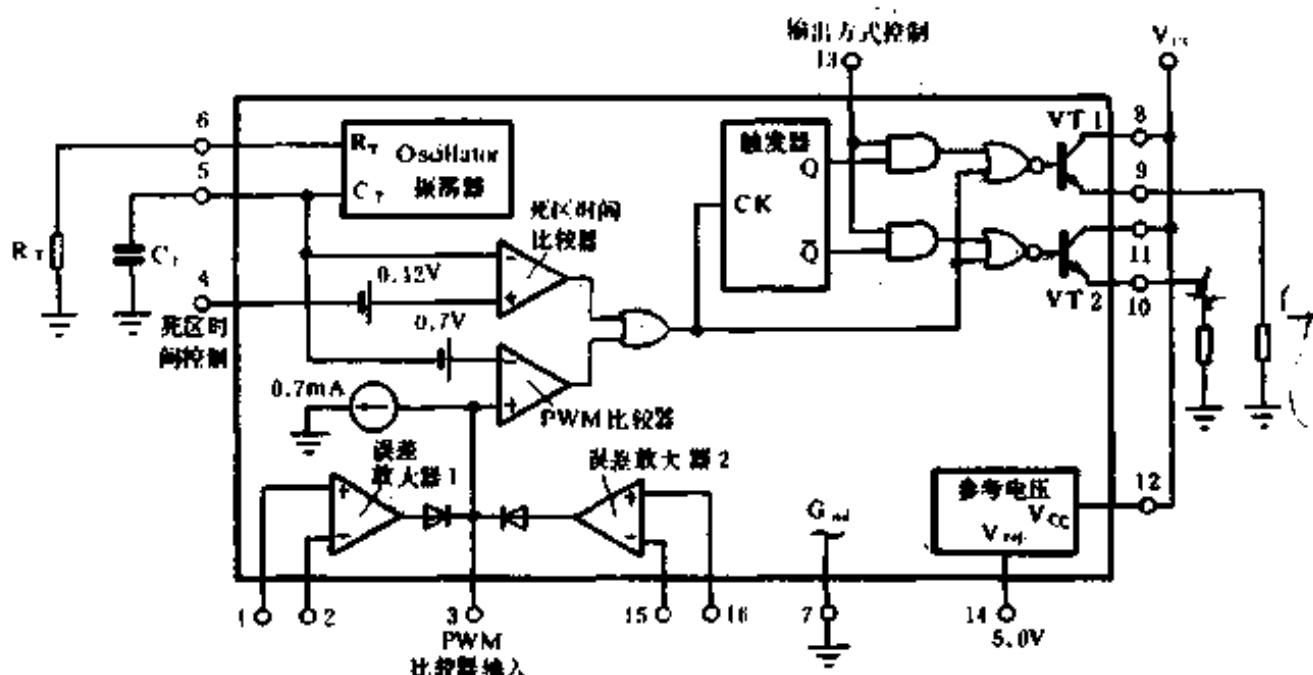


图 7-4 TL494 控制器的内部电路框图

它有一个内部线性锯齿波振荡器，振荡器的振荡频率可由外接电阻 R_T ，电容 C_T 进行调节。 R_T 和 C_T 分别与管脚 6、5 相连接，振荡频率 f_{osc} 由下式确定：

$$f_{osc} = \frac{1,1}{R_\tau \cdot C_\tau} \quad (7-1)$$

输出脉冲宽度调制是通过 C_T 电容产生的正向锯齿波和两个控制信号进行比较完成的。

从图示可以看出，驱动输出晶体管 VT1 和 VT2 的或门，只

有当触发器的输入是低电平时才会有输出。而且只有当锯齿波电压的幅值高于控制信号幅度值时，才会有输出脉冲。因此，当控制脉冲的幅值不断增加时，会导致输出脉冲的宽度不断变窄，这个过程可由图 7-5 的定时波形示意图来进行说明。

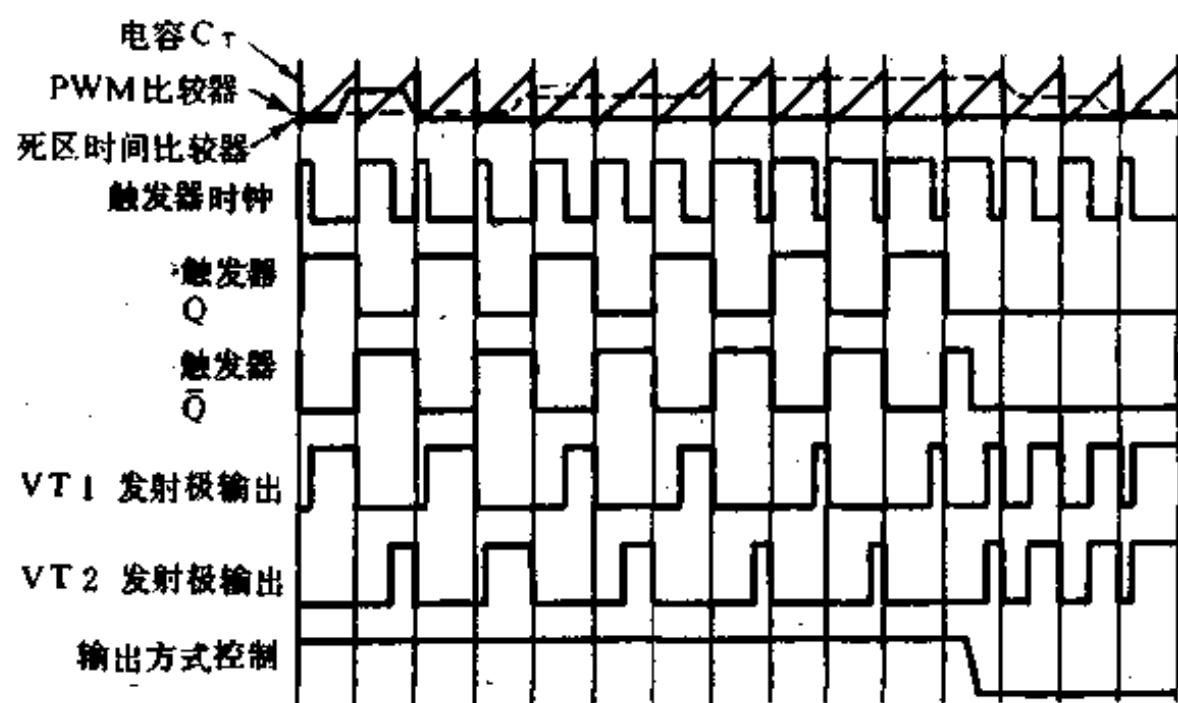


图 7-5 TL494 PWM 控制器的定时波形图

控制信号是由外部输入的，其中脚 4 为死区时间控制输入端，而 1、2、15、16 为误差放大器的输入端，脚 4 的偏置电压 120mV 可将输出死区时间限制在最小约为锯齿波周期时间的 4%，这就意味着，当输出方式控制脚 13 接地时，其内部触发器失去作用，二路输出同时由 PWM 比较器后的或门输出控制，同步地工作，将导致最大输出脉冲的占空比达到 96%，而当输出方式控制脚 13 接参考电压（高电平），此时两路输出分别由 Q 和 Q̄ 控制，最大输出脉冲的占空比为 48%，附加的死区时间可由给脚 4 提供一个固定的电压值来进行设定，电压值的范围

可取 0~3.3 伏之间。

PWM 比较器用来提供误差放大器的平均值，用以调节输出脉冲的宽度，输出脉冲宽度的范围一般就是从占空比为 0 到由死区电压确定的最大占空比。相应的反馈电压的输入幅度可在 0.5~3.5V 之间。两个误差放大器的共模输入范围均为 -0.3~(V_{CC}-2) V，并且分别用作控制开关电源输出电压的误差放大和控制输出过流的信号放大。

误差放大器 (1、2) 的输出是有效的高电平，它们通过或门连到 PWM 比较器的同相输入端，用这种连接方式，可使放大器控制整个闭环，但要求在时间域内误差放大器的输出要尽可能小。

当定时电容 C_T 放电时，在死区时间比较器的输出端就会产生一个正脉冲，这个脉冲引起触发器的翻转，并确定输出晶体管 VT1 和 VT2 由那一个进行输出，当输出方式控制端 13 脚接参考电压时，由该脉冲控制两个输出晶体管作交替工作，这时输出频率为振荡频率的一半。

由 VT1 和 VT2 也可以得到更大的输出驱动。在单端应用，且最大占空比小于 50%，同时要求有更大的输出驱动电流时，可将 VT1 和 VT2 并联使用，并将输出方式控制端良好地接地，以使内部触发器失去作用。这时，输出脉冲频率将等于振荡器的频率。

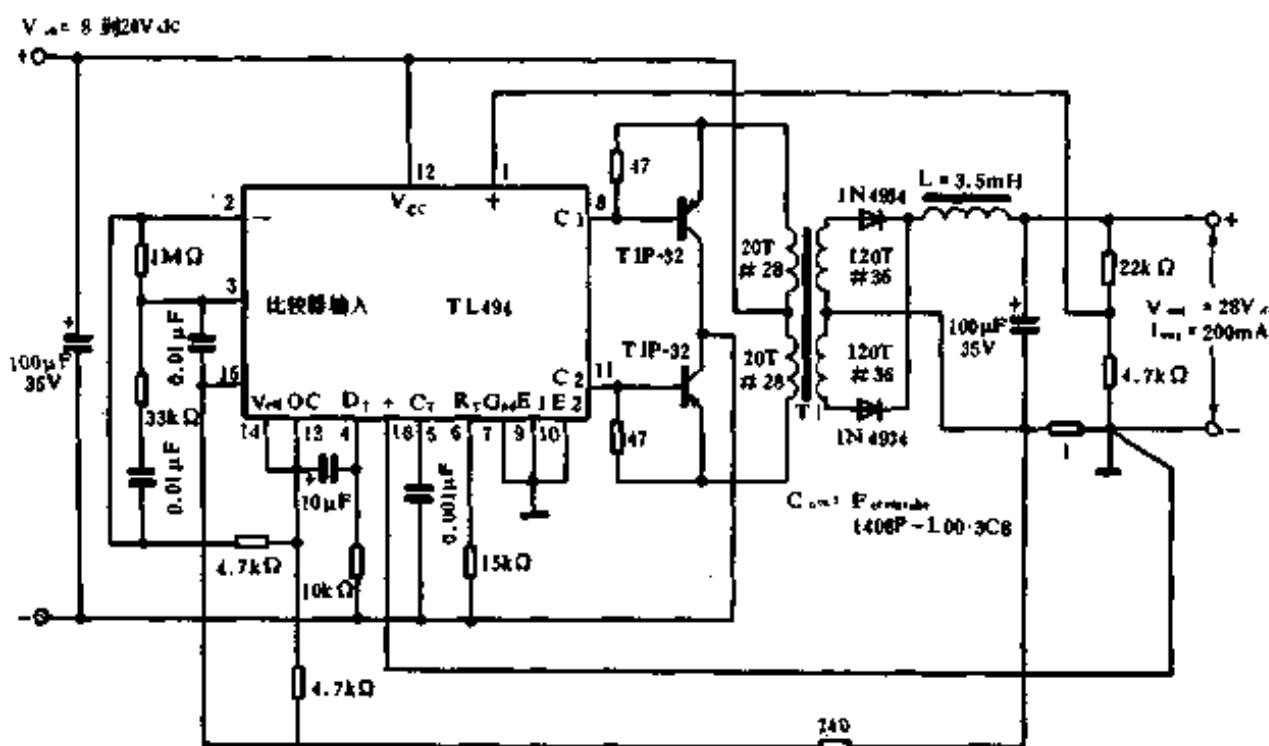
图 7-6 给出了一个将 TL494 控制器应用于推挽式变换器电路中的实例，并考虑到过流保护电路的设计，读者可以自行分析其应用方法。

2. 关于 TL494 的应用要点

(1) 故障判断

TL494 内部设有参考电压产生器，可直接测量引脚 14 端

的参考电源，如果测不到+5V 参考电源，则器件可能损坏。



生产厂家不同，所生产的器件型号有所差别。该电路的生产厂家及常用型号标法见表 7-1，熟悉各个厂商的型号，对进行开关电源的维修和设计运用都有好处。

表 7-1 TL494PWM 生产厂家及常用型号标法

型 号	厂 家
TL494	美德州仪器公司
UPC494	日本电气
MST494	三菱
MB3759	富士通（同 TL494）
IR3M04	夏普（同 TL494）
IR9494	夏普（同 TL494）

二、UC1840 可编程、隔离式 PWM 控制器

许多 PWM 控制器主要是为通用目的所设计的，但 UC1840 系列的可编程 PWM 控制器主要是为单端反激式及单端正激式变换器电路而设计的高效率的控制器，图 7-7 给出了 UC1840 的原理方框图。

UC1840 包括下述几项典型的功能：

- (1) 如果采用固定频率方式工作，用户只要通过调节 RC 电路即可达到对工作频率的调整。
- (2) 具有可变斜率的斜坡发生器电路，用以设定恒定的斜坡电平，提供开环的稳压效果，保证脉宽调制器的正常工作，防止二次击穿。
- (3) 设有低电流启动开关，并具有直接隔离偏置。
- (4) 设有精确的参考电源产生器，并且有内部过压保护措施。
- (5) 具有完善的输入过压保护、输入欠压保护、输出过流保护及程序控制的电路关闭和重新启动功能。

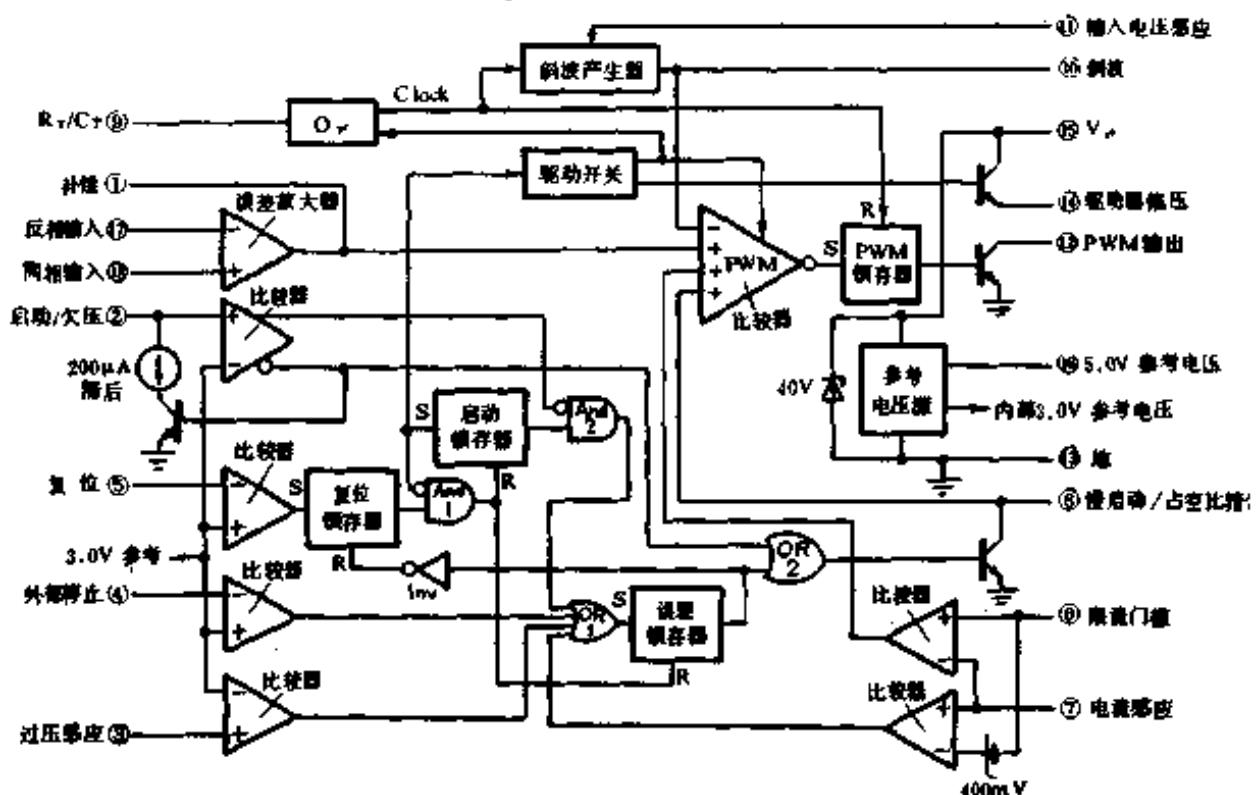


图 7-7. UC1840 PWM 集成控制器的内部电路框图

(6) 具有大电流, 快速驱动和快速关断外接开关管的功能, 并十分适合构成单端的 PWM 控制电路。

(7) 可实现对直流电源序列的逻辑控制。

图 7-8 是 UC1840PWM 控制器的应用实例。

下面讨论 UC1840 PWM 控制器是如何工作的。

1. UC1840 的供电和启动

交流电初始加电之后, 经全波整流滤波电路后产生 300V 的直流电压, 经电阻 R_{in} 降压后加到 UC1840 的 15 端 V_{cc} 上。由于有 C_{in} 的作用, V_{cc} 电压是逐渐上升的, 故 UC1840 的启动电流非常低。在第 2 脚上电压达到 3V 之前, 启动欠压比较器流过 $200\mu A$ 电流, 该电流通过电阻 $R4$ 又产生附加的电压降, 同时, 驱动开关电路, 使驱动三极管关断, 保证流过 R_{in} 的低电流为启

动电流。同时使慢启动三极管导通，保持集成电路的脚 8 为低电平，并使外部电容 C_s 保持放电状态和 UC1840 的慢启动状态。

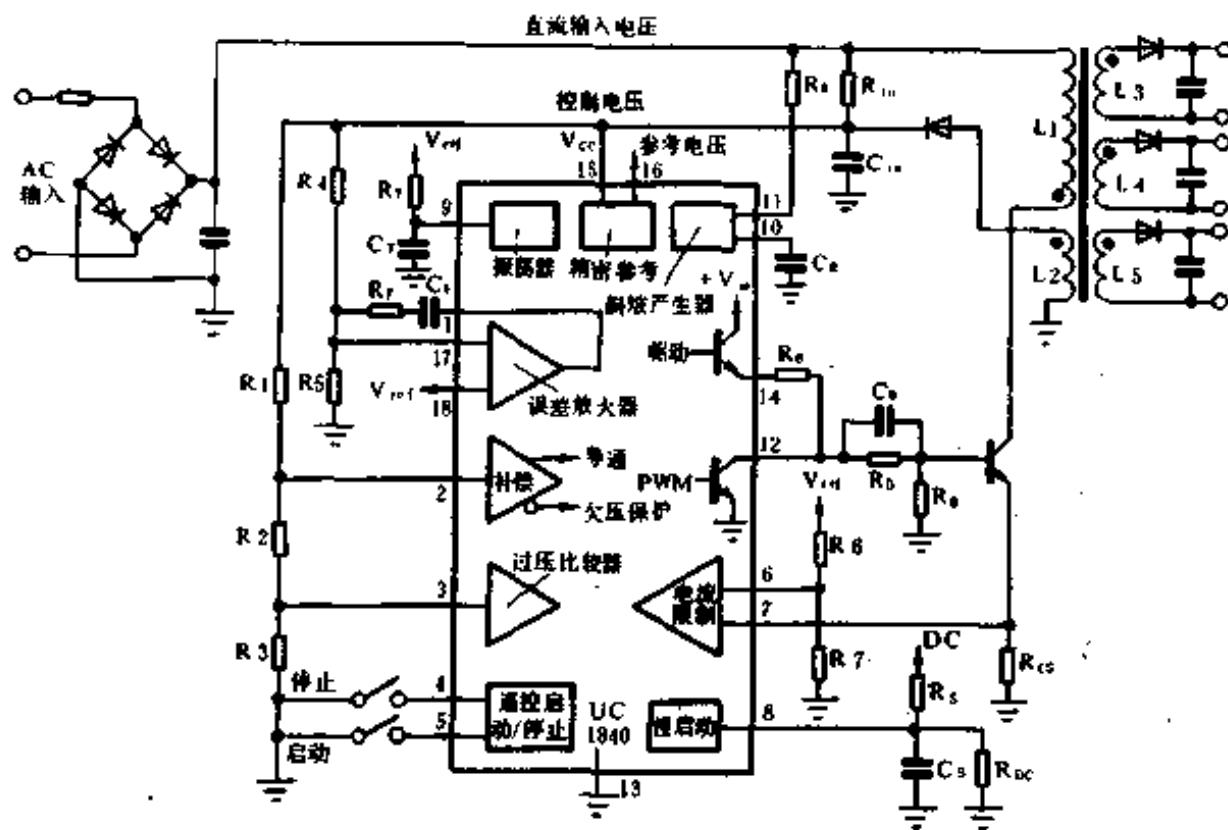


图 7-8 用 UC1840 PWM 构成的反激式隔离开关电源

启动锁存器锁定在欠电压故障状态，由于欠电压比较器的翻转电平为 3V，因此，启动电压 V_{cs} 由下式定义：

$$V_{cs} = 3 \times \frac{R_1 + (R_2 + R_3)}{R_2 + R_3} + 200 \times 10^{-6} R_1 \quad (7-2)$$

当 V_{cc} 升高超过 V_{cs} (启动电压) 值时，欠压比较器翻转，这时其反相输出端为低电平，使 $200\mu\text{A}$ 电流消失，慢启动三极管关闭，并由 UC1840 的 8 脚按 R_s , C_s 的时间常数产生电压，使芯片有规律地进行慢启动过程。

2. UC1840 的 PWM 电路

UC1840 的 PWM 部分包括振荡器、斜坡发生器、误差放大器、PWM 比较器和 PWM 锁定触发器。

PWM 部分的功能如下：由 9 脚上连接的定时元件 R_T 、 C_T 来确定一个固定的工作频率；其中， R_T 连接在参考电压 5V 和 9 脚之间， C_T 连接在 9 脚与地之间。

UC1840 的工作时钟频率 f 由下式进行确定：

$$f = \frac{1}{R_T \cdot C_T} \quad (7-3)$$

其中， R_T 的取值范围为 $1\sim 100\text{k}\Omega$ ， C_T 的取值范围为 $300\text{pF}\sim 0.1\mu\text{F}$ 。

UC1840 的 8 脚可同时起 2 个作用，一个是作为慢启动开关，另一个作用是作为占空比限制器，并可以作为 PWM 的关断端口，占空比可由 $0\%\sim 90\%$ 进行变化，最大占空比是由 R_s 和 R_{DC} 的分压电路所提供的最大爬升电压来确定的，当采用固定斜率方式时，电阻 R_s 接 +5V 参考电源端。采用恒压操作方式时，斜坡发生器如图 7-5 所示， R_s 必须连接到 DC 电源的输入线上。

希望得到的最大占空比是由 8 脚的电压 V_8 确定的， V_8 可由下式进行计算：

$$V_8 = \left(\frac{R_{DC}}{R_s + R_{DC}} \right) \cdot V_{DC} \quad (7-4)$$

这个爬升电压在同样的直接流入电压值下必须和斜坡电压相等。另外，斜坡发生器将产生一个输出斜坡电压，其斜率由下式确定：

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_{line}}{R_R \cdot C_R} \quad (7-5)$$

V_{line} 是 R_R 电阻所连的电压端，它可以是参考电压+5V，也可以是输入直流电压300V。对一个固定斜率电路， R_R 应连接到+5V参考电源端，爬升电压的峰值为4.2V，而其低电压（放电后净剩电压）为0.7V。

误差放大器是一个电压型运算放大器，其共模输入电压范围是从 $1 \sim (V_{in} - 2)$ V，因此，任何一个运算放大器的输入端都可直接连接到+5V参考电源端，误差放大器的另一端作为输出电压或输入电压控制的平衡感应输入端。

斜坡发生器的输出，误差放大器的输出，缓启动电路的输入及电流限制的输出均连接到PWM比较器上，PWM比较器在误差放大器和斜坡发生器作用下产生输出脉冲，此脉冲起始于时钟脉冲的终点，终止于斜坡脉冲超过误差放大器的三个同向输入后的跌落点。时钟产生一个空脉冲用以保证占空比低于100%，PWM锁存触发器保证每个周期中只有一个脉冲输出，消除比较器翻转时产生的振荡。

3. UC1840 的输出电路

PWM的输出脉冲由UC1840的12脚进行输出。由一个集电极开路晶体管构成输出电路，输出晶体管能提供200mA的输出电流。因此，它可以直接驱动双极性晶体管和MOSFETS管，如果需要更大的输出电流，可以另外再扩展一个输出缓冲放大器。其余辅助电路如过压感应检测电路，内部停止工作电路和复位电路都十分容易实现。

4. UC1840 的保护电路

UC1840 PWM控制器是目前保护功能最完善的集成电路。它具有输入过压保护、输入欠压保护、输出过流保护等功能。过流保护是用逐个脉冲限流保护方式与过流关闭保护方式共用，采用不同阈值的比较器进行实现，当出现过载时，这些比较器

将短路掉 PWM 输出脉冲，同时打开慢启动晶体管，为慢启动电容放电，保证故障消除之后，系统能够正确地重新启动。

总之，UC1840 是一个理想的、功能完善的脉冲宽度调制型控制电路，并具有各种完善的保护措施，易于满足隔离的需要，还适宜于遥控供电。但它的外接引线较复杂，外接元件较多，成本也较高。

三、UC1842/UC2842/UC3842 PWM 控制器

UC1842/UC2842/UC3842 PWM 控制器的工作原理和电路结构是完全相同的，只是其使用环境条件不同。UC1842 系 I 类军品，适于 $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，UC2842 系 II 类工业品，适于 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ ，UC3842 系 III 类民品，适于 $-10^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 的环境温度。

UC3842 是单端输出电路，它是一种高性能的固定频率电流型控制器电路，能很好地应用在隔离式单端开关电源的设计以及直流—直流电源变换器设计之中，它最大的优点是外接元件少，外电路装配简单，成本低廉。它的内部电路包括如下主要性能：

1. 可调整的充放电振荡电路，可精确地控制占空比；
2. 采用电流型操作，并可在 500kHz 高频下工作；
3. 具有自动补偿功能；
4. 带锁定的 PWM，可以进行逐个脉冲的电流限制；
5. 具有内部可调整的参考电源，可以进行欠压锁定；
6. 采用图腾柱输出电路，提供大电流输出，输出电流可达 1A；
7. 工作电流低，且能进行低电流启动；
8. 可直接对双极晶体管和 MOSFETS 管进行驱动。

下面详细介绍 UC3842 系列电路的工作原理。

图 7-9 给出了 UC3842PWM 控制器的内部方框电路。

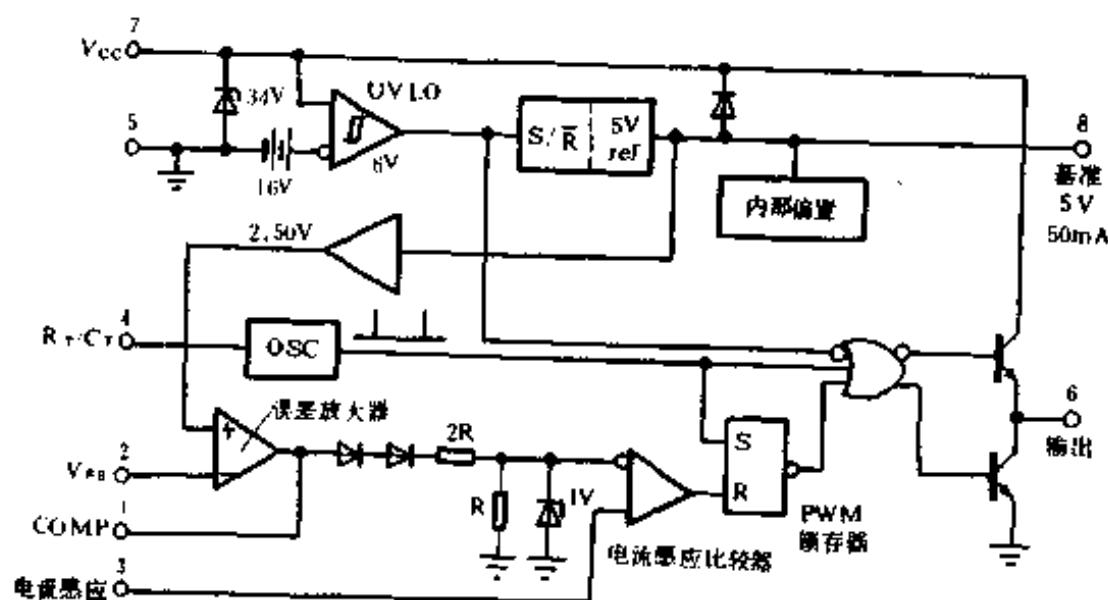


图 7-9 UC3842 PWM 控制器的内部方框电路

图 7-10 给出了它的工作原理图。

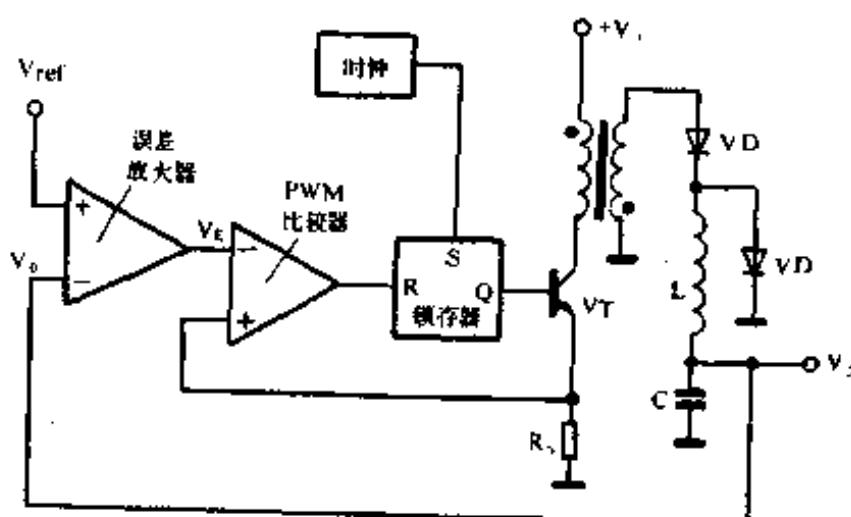


图 7-10 UC3842PWM 控制器的工作原理图

观察图 7-10 中可知，它有两个控制闭环回路，一个是输出

电压 V_i 反馈回误差放大器，用于同基准电压 V_{ref} 比较之后产生误差电压；另一个是变压器初级电感中的电流在电阻 R_s 产生的电压，与误差电压进行比较后产生调制脉冲宽度的脉冲信号。当然，这些均在时钟所设定的固定频率下工作。由于误差信号实际控制着峰值电感电流，故称之为电流型脉冲宽度调制器，这种电路有如下特点：

(1) 良好的线性调整率(电压调整率)能达到 $0.01\%/\text{V}$ ，这是因为输入电压 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宽度。在实际应用中，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。

(2) 可明显地改善负载调整率。因为误差放大器可专门用于控制由于负载变化造成的输出电压变化，特别是当轻负载时电压升高的幅度大大减小，从 $1/3$ 负载至满载，负载调整率降至 8% ， $2/3$ 负载至满载，负载调整率降至 3% 以下。

(3) 误差放大器的外电路补偿网络得到简化，稳定度提高并改善了频响，具有更大的增益带宽乘积。由于电感电流是连续的，所以电阻 R_s 上检测出的峰值电流能代表平均电流，整个电路可看作一个误差电压控制电流源，变换器(误差放大器)的幅频特性由双极点变成高极点。因此，改善了系统的频响。

(4) 电流限制电路得到简化。由于电阻 R_s 上感应出尖峰电感电流，故能自然形成逐个脉冲限制电路，只要 R_s 上电平达到 1V ，PWM 就立即关闭，而且这种峰值电感电流感应检测技术可以灵敏地限制输出的最大电流。

(5) UC3842 PWM 控制器设有欠压锁定电路，其开启阈值设在 16V ，关闭阈值设在 10V 。在输入电压 V_i 小于 16V 时，整个电路的电流消耗仅 1mA ，这样，高压可直接由输入电阻 R_{in} 降

压后为芯片供电，而由输入电容 C_{in} 储能推动输出建立电压。自馈电之后，整个电路的电流消耗达 15mA。由于启动阈值电压和关闭阈值电压的差值仅为 6V，故可以有效地防止电路在阈值电压附近工作时的振荡。由于启动电流小于 1mA，所以 R_{in} 上的功耗很小。

UC3842 的内部电源输入端设置一个 34V 的齐纳二极管，保证其内部电路绝对在 34V 以下工作，防止高压可能带来的损坏。5V 的基准电压源从脚 8 引出，最大可供出 50mA 电流，5V 的基准电压再降至 2.5V 为误差放大器同相输入端提供基准电压，5V 的基准电压还同时作为内部电路的电源。

(6) UC3842 的振荡器工作频率 f 由下式进行设定：

$$f = \frac{1.8}{R_T \cdot C_T} \quad (7-6)$$

另外，该电路允许采用外电路作精确的外部定时，使用外时钟同步的方法可参照图 7-11 进行。

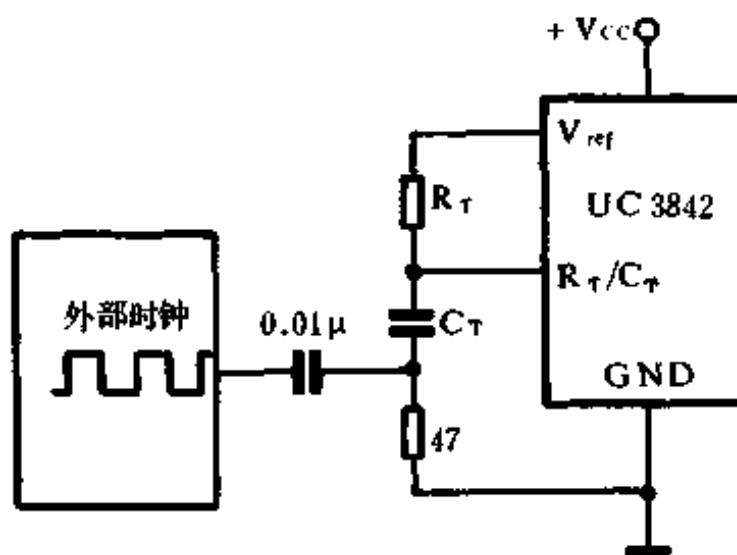


图 7-11 UC3842 的外时钟同步电路图

(7) UC3842 的误差放大器同相输入端接在内部 +2.5V 基

准电压上，反相输入端接收外控制信号，其输出端引出线可外接补偿 RC 网络，尔后接到反相输入端，在使用过程中，可改变 R、C 的取值来改变放大器的闭环增益和频率响应。图 7-12 的误差放大器补偿网络可以稳定这种电流型控制 PWM。

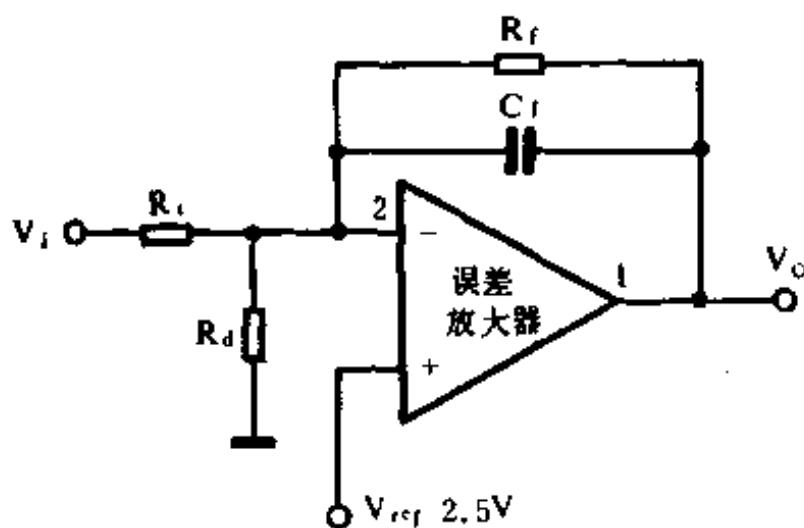


图 7-12 误差放大器的补偿网络

电路中的电阻 R_i 和 R_f 决定了低频增益。该放大器可以输出 0.5mA 电流，漏下 2mA 电流，电阻 R_f 的最小取值为 $8.8\text{k}\Omega$ ，放大器的输入偏置电阻应尽可能取低的数值。

(8) 随着工作频率的增加，输出相位的滞后也迅速增加，故放大器的最高工作频率不宜超过 500kHz。

(9) UC3842 的输出级为图腾柱式输出电路，输出晶体管的平均电流为 $\pm 200\text{mA}$ ，最大峰值电流可达 $\pm 1\text{A}$ ，由于电路有峰值电流自我限制的功能，所以，不必串入电流限制电阻。

(10) UC3842 内部设置有 PWM 锁存器，加入锁存器可以保证在每个振荡周期内仅输出一个控制脉冲，防止了噪声干扰和功率管的超功耗。

(11) UC3842 的关闭技术：UC3842 提供了两种关闭技术，

第一种是将 3 脚电压升高超过 1V，引起过流保护开关关闭电路输出；第二种是将 1 脚电压降到 1V 以下，使 PWM 比较器输出高电平，PWM 锁存器复位，关闭输出，直到下一个时钟脉冲的到来，将 PWM 锁存器置位，电路才能重新启动。

(12) UC3842 电路的斜坡补偿方法：UC3842 是电流型控制器件，在确定的工作条件下可以展示出其优良的性能，但要防止其工作的不稳定性，这时，就应考虑用斜坡补偿的方法来改善其工作特性。

增加斜坡补偿有二种方式，均为直接采用增加斜坡补偿电阻的方法。第一种方法如图 7-13 所示。

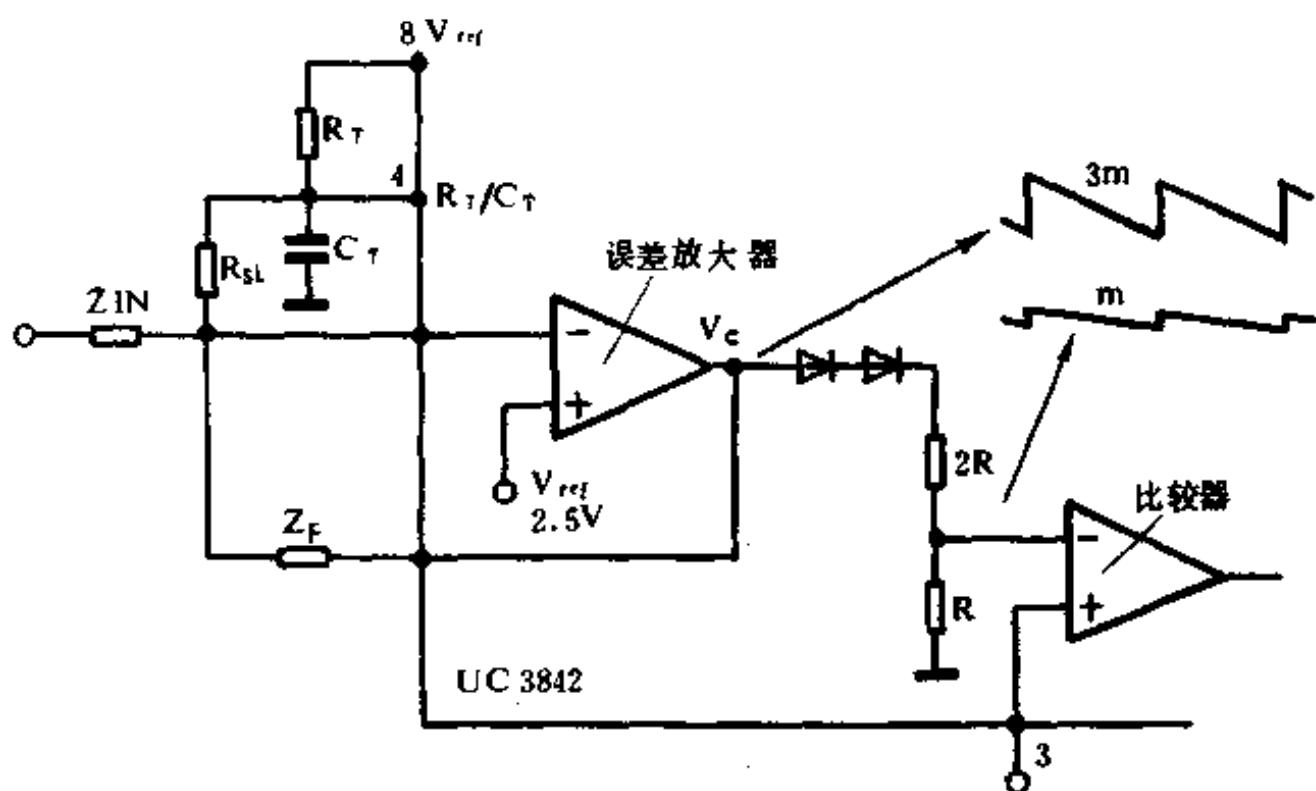


图 7-13 在斜坡端和误差放大器的反相输入端之间加补偿电阻

图 7-13 是由斜坡端（4 脚）和误差放大器反相输入端（2 脚）之间进行补偿。第二种方法如图 7-14 所示。

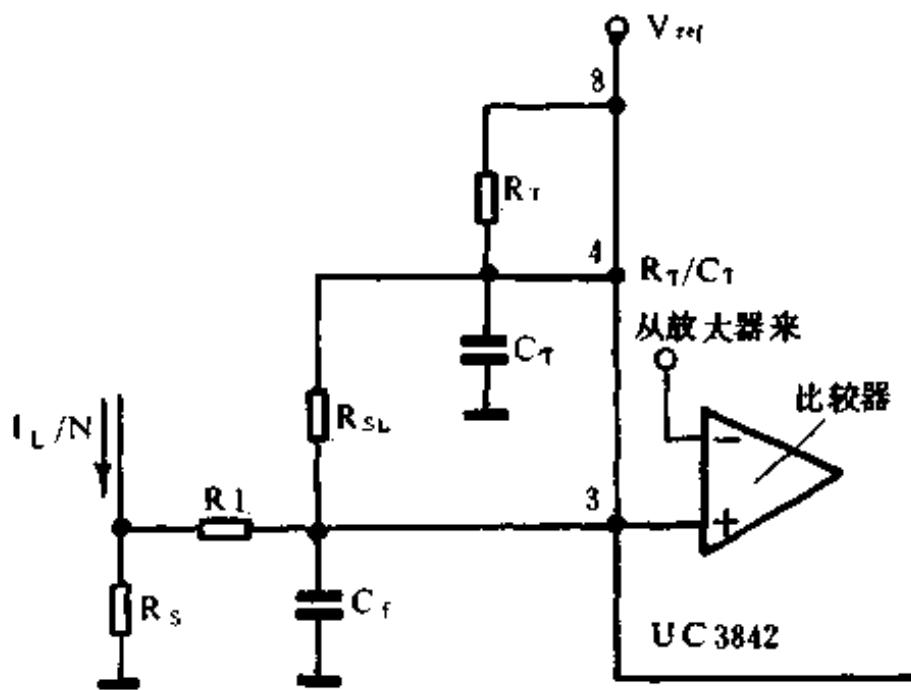


图 7-14 在斜坡端和电流感应端加补偿电阻

图 7-14 是在斜坡端（4 脚）接一电阻至电流感应端。这种方法是直接在 R_s 的感应电压上加上了斜坡的斜率，再与平滑的误差电压进行比较，这种斜坡补偿能防止谐波振荡现象，特别是占空比超过 50% 以上时这种补偿是十分有效的。

斜坡补偿还能改善电流型 PWM 控制的开关电源的噪声特性，因为无论是 2 端还是 3 端上的噪声都会改变输出脉冲宽度，引起电路工作不稳定。

(13) 免除噪声的其它方法：免除噪声的重要方法就是设法滤除芯片供电端 V_{cc} 的高频信号和参考电源 V_{ref} 的高频迭加信号。基本的方法是从这两端分别对地接一瓷介电容，并特别在布线中注意，不能有电感的成分介入，以免产生干扰，引起电路工作不稳定。

(14) UC3842 的应用方法：UC3842 的输出能给出足够的漏电流和灌电流，所以非常适合驱动 N 沟道 MOS 功率晶体管。图

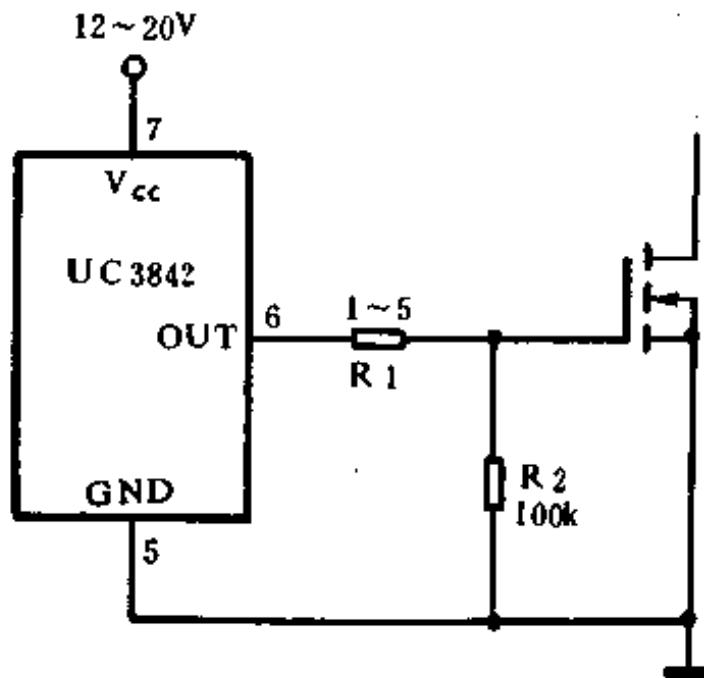


图 7-15 MOS 管的直接驱动电路

7-15 给出直接驱动 N 沟道 MOS 功率管的电路，这时 UC3842 和 MOSFETS 之间不必进行隔离。若需隔离可采用图 7-16 的

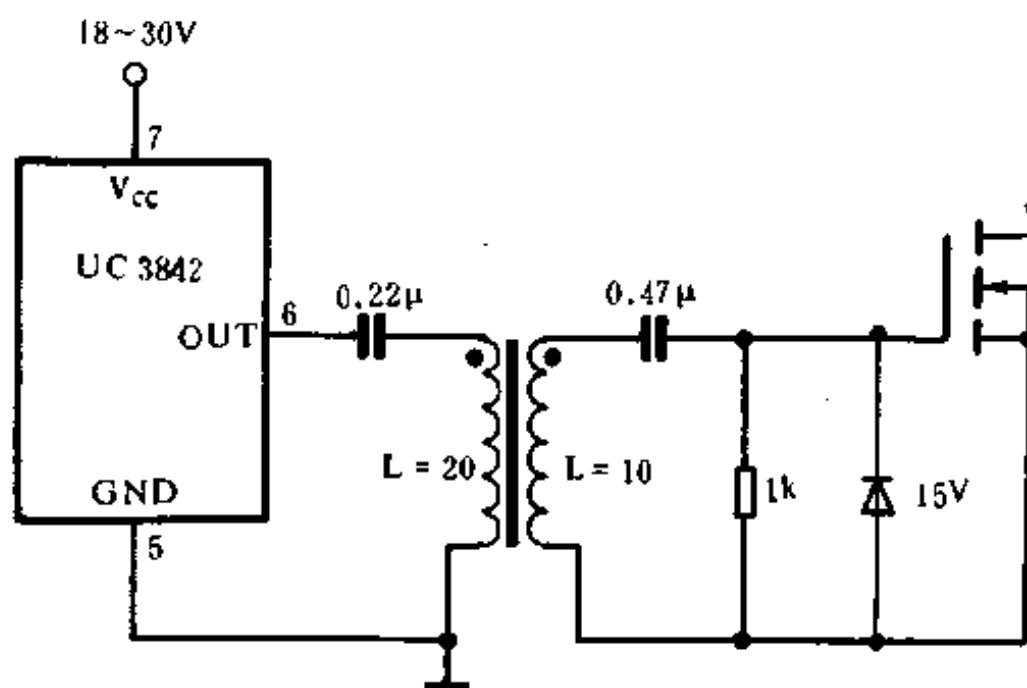


图 7-16 隔离式 MOS 管驱动电路

隔离式 MOSFETS 的驱动电路, 图 7-17 给出直接驱动双极型功率三极管的电路形式, 电路中 C1, R2 是加速电路, 其作用是可以加速功率三极管的关闭, 由电阻 R1, R2 确定输出偏置电流。

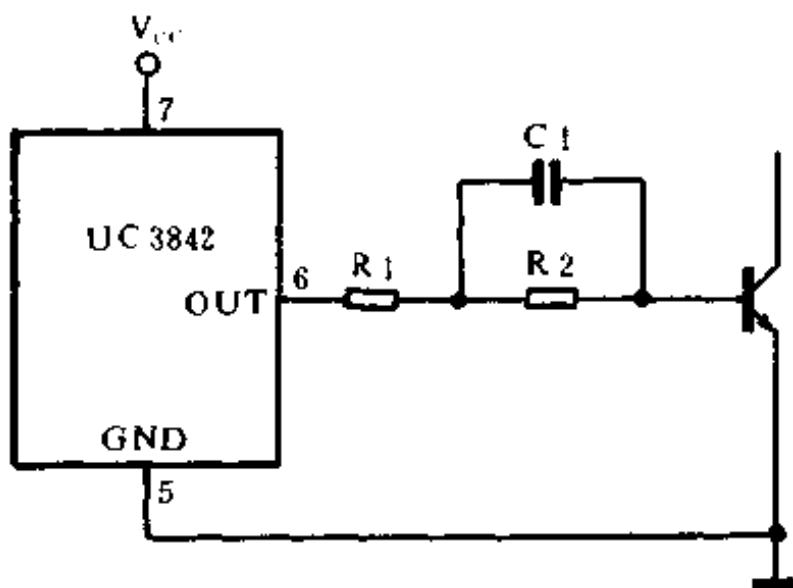


图 7-17 双极功率管驱动电路

四、SG3525A 型 PWM 控制器

美国硅通用公司生产的 SG1524、SG2524、SG3524 系列单片 PWM 控制芯片, 是国外早期出现的优秀芯片, 它包括了双端输出 PWM 开关电源所需的各种基本电路, 并且有工业型电路的全部特点, 尽管在使用中还受到种种限制, 但已成为工业的标准, 被广泛地应用在当今的许多开关电源的设计中, SG3524 系列电路的出现, 解决了 PWM 电路的集成化问题, 也简化了开关电源的设计与制作, 但还存在一些不足, 在实用的电源系统设计中, 还需要附加其它电路, 另外, 其死区时间是不可调整的, 而且输出能力也有限。

针对上述存在问题, 美硅通用公司又对 SG3524 系列芯片进行了改进, 推出了它的改进型 SG3524A, 它与 SG3524 在外

型上完全一样，故可完全对 SG3524 进行替换，并以更优良的性能实现更新颖的应用。随着半导体技术的飞速发展，MOS 型功率晶体管发展迅速，V-MOS 功率管和 D-MOS 功率管具有耐压高，所需驱动功率低，频率响应好，开关时间短等众多优点；这些都使得它在很多方面可取代双极晶体管。开关电源在采用 MOS 管作高压开关元件之后，可使工作频率从 20kHz 提高到 200kHz 以上。因此，美硅通用公司设计了适用于高频功率 MOS 管驱动的第二代 PWM 控制器，SG3525A 便是其中之一，它适合驱动 N 沟通 MOS 功率管。

1. 工作原理及特点

SG3525A 的工作原理图如图 7-18 所示。

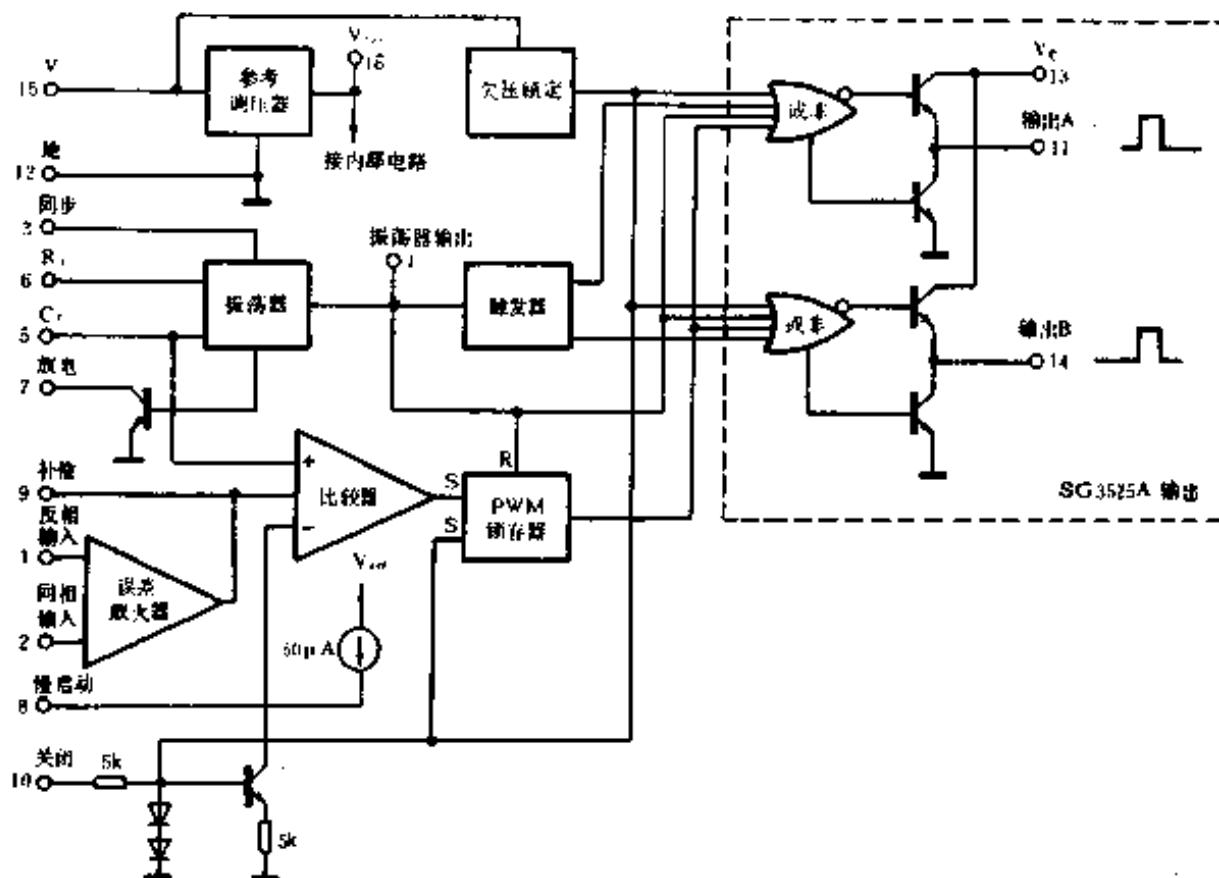


图 7-18 SG3525A 的功能框图

SG3525A 是对 SG3524 进行改进而制造出来的，它克服了 SG3524 的许多不足，成为第二代 PWM 控制器，电路的组成及特点如下：

(1) 内部设置有欠压锁定电路和慢启动电路

为了使 PWM 电路在欠压状态下 ($V_i < 8V$)，有效地使输出保持关断状态，SG3525A 电路中设置了欠压锁定电路。当 $V_i > 2.5V$ 时，欠压锁定电路即开始工作，直至 $V_i = 8V$ 。在 V_i 达到 8V 之前，电路内部各部分都已建立了正常的工作状态，而当 V_i 从 8V 降至 7.5V 时，欠压锁定电路则又开始恢复工作，这里仅有 0.5V 的固定滞后电压以消除钳位电路在阈值处的振荡。

慢启动电路是由在 8 脚外接电容 C_{ss} 并由内部的 $50\mu A$ 恒流源充电的，达到 50% 输出占空比的时间 t 是：

$$t = \frac{2.5}{50 \times 10^{-6}} \cdot C_{ss} \quad (7-7)$$

(2) 输出限流和关断电路

SG3525A 中删去了 SG3524 中使用的电流限制放大器电路，它采用关断控制电路进行限流控制，它包括逐个脉冲电流限制和直流输出电流的限流控制。一般用法是将过流脉冲信号送至关闭控制端 10 脚，当 10 脚电压超过 0.7V 时，芯片将进行限流操作，当 10 脚电压超过 1.4V 时，将使 PWM 锁存器关断输出，直至下一个时钟周期才能恢复，如果 10 脚信号持续时间较长，则由慢启动电路重新启动电路工作。由于芯片内部速度极快，故通过 10 脚可达到逐个过流脉冲的限制功能。

(3) 基准电压源

SG3525A 内部设有高精度基准电压源，精确度为 $\pm 5V \pm 1\%$ ，免除了放大器反馈中的电位器调整。

(4) 误差放大器

SG3525A 中的误差放大器由参考电压 V_{ref} 供电改为由输入电压 V_i 进行供电, 从而扩大了该误差放大器的共模电压输入范围。

(5) 脉宽调制比较器

脉宽调制比较器增加了一个反相输入端, 误差放大器和关断电路各自送至比较器的信号采用不同的输入端, 这样就避免了关断电路对误差放大器的影响, 而且误差放大器的输出还原取决于其补偿网络。

比较器的输出送到 PWM 锁存器, 然后, 再送到双路输出的或非门。该锁存器由关断电路置位, 并由时钟脉冲复位。这样它可保证每周期内只有 PWM 比较器送来的单脉冲, 而将误差放大器上的噪音及系统所有的振荡消除掉, 当一个电流信号引起电路关断时, 即便该信号消失, 锁存器仍可维持在一个周期关断输出, 直到下一周期的时钟信号使锁存器复位时为止, 所以关断电路能有效地控制输出。

(6) 振荡器及可调节的死区时间

振荡器及可调节的死区时间电路如图 7-19 所示。

在图中, 振荡器的时标电容 C_T 单独设有放电电路, 电容 C_T 通过外接电阻 R_D 至引脚 7, 改变 R_D 就可以改变 C_T 的放电时间, 也改变了死区时间。而 C_T 的充电电流则是由 R_T 规定的电流源决定的, 由于 3 脚专为外同步用, 故为多个 SG3525A 的联用创造了十分方便的条件, 同步脉冲的频率要求应比振荡器的固定频率低些, SG3525A 的振荡频率 f 由下式进行确定:

$$f = \frac{1}{C_T (0.7R_T + 3R_D)} \quad (7-8)$$

(7) 图腾柱式输出级

SG3525A 最大的改进是它的输出结构, 它首先确定了输出

电平或者是高电平或者是低电平。其次，它可使输出级更快的关断，用以驱动功率 MOS 器件。输出级允许流出或吸收电流超过 200mA。

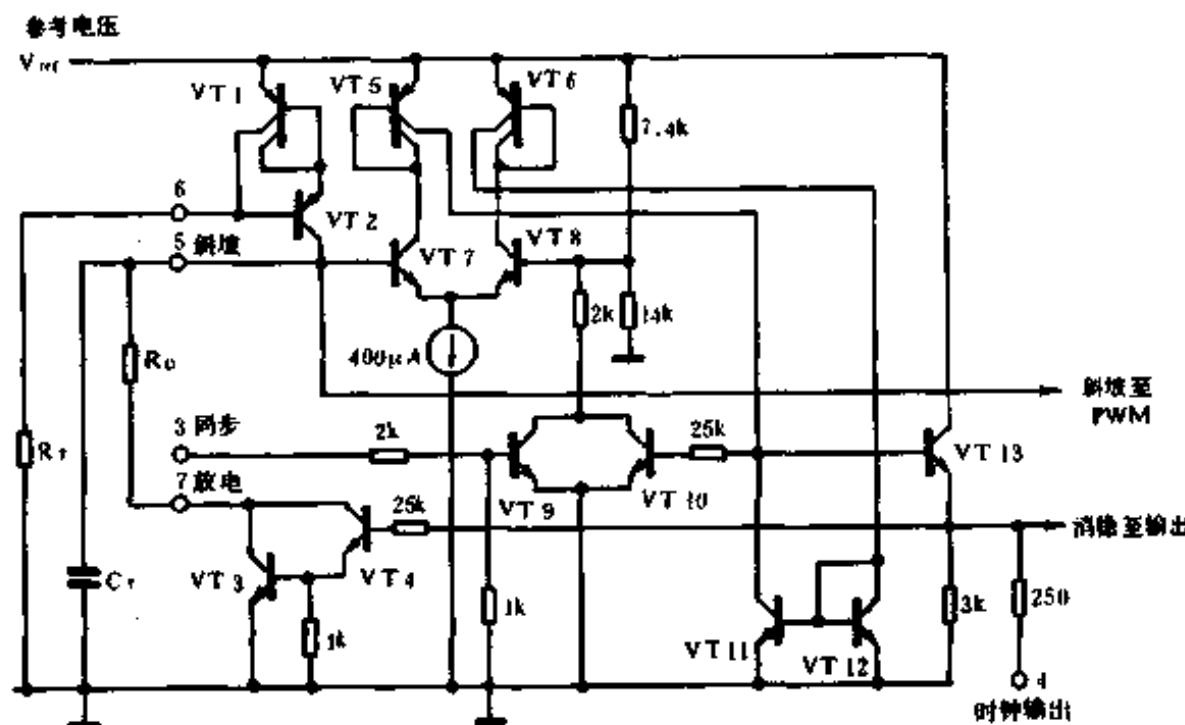


图 7-19 SG3525A 振荡设置原理示意图

2. SG3525A 的应用

① 双端输出驱动 MOS 功率管的电路：SG3525A 输出驱动 MOS 功率管的电路极简单，半桥式变换器驱动 MOS 功率管的电路如图 7-20 所示。其输出可直接接一个变压器，此变压器初级不用中心抽头，它既能使次级电位迁移，又能与主变换器电路隔离。

② 单端式输出级的应用：SG3525A 作单端输出级应用时，如用二路输出中的一路，则变换器的最大占空比只有 50%，当二路并用时，占空比可达 100%。二路并用的方法如图 7-21 所示。

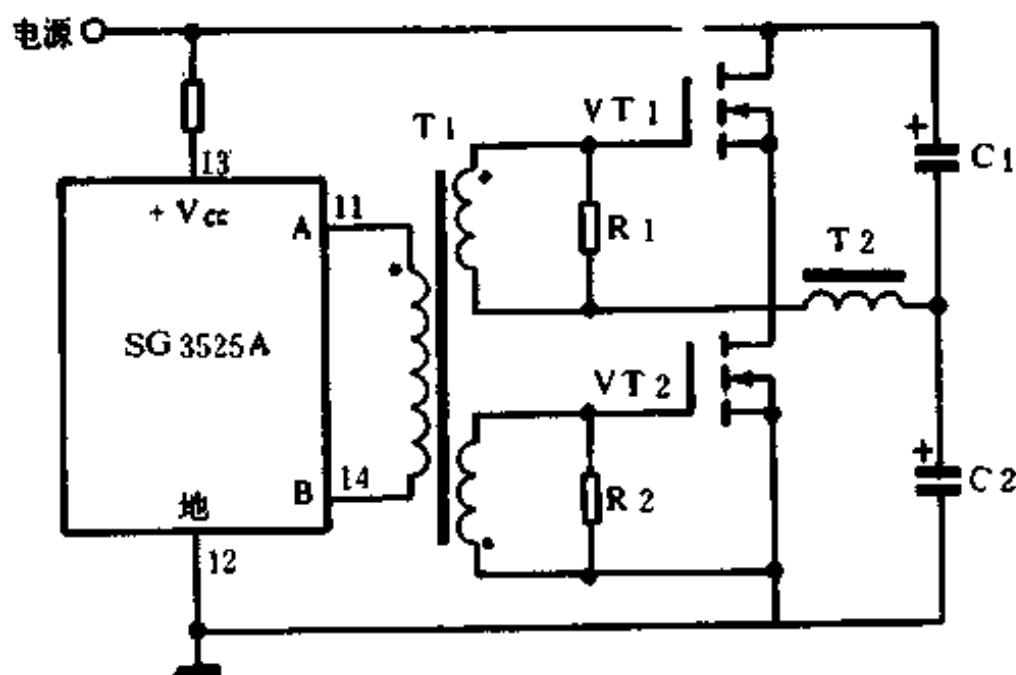


图 7-20 双端输出驱动 MOS 功率管的电路

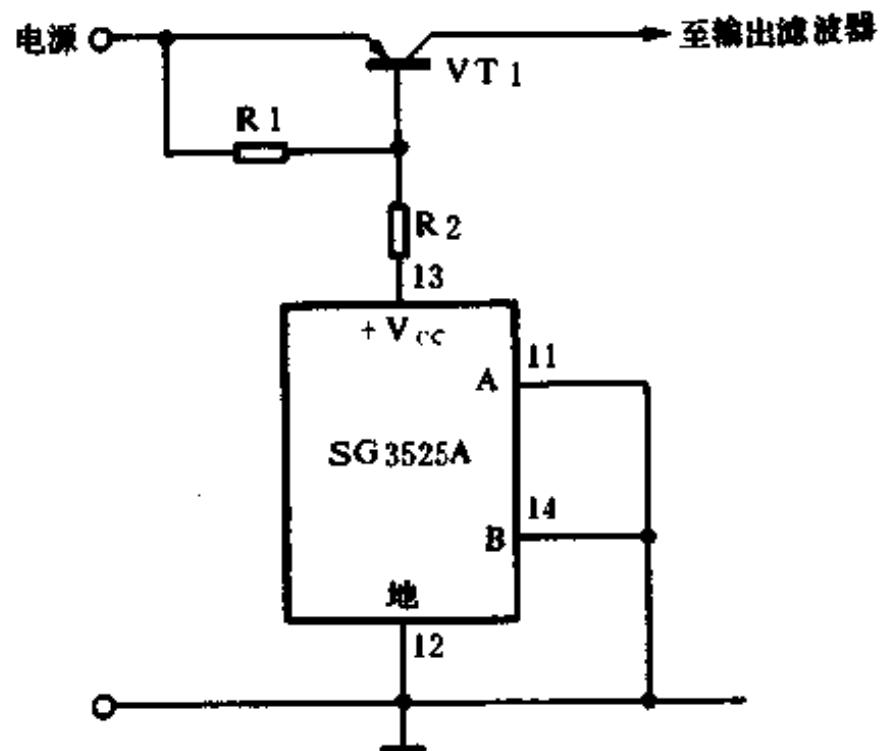


图 7-21 输出级二路并用的电路图

前面几节，我们分别介绍了几种 PWM 控制电路，但近年来许多性能更完善的集成控制电路不断产生，许多电路被用来推动各种类型的功率器件，如 SG3527A，则专门用来设计驱动 P 沟道 MOSFETS 晶体管的。对单端电路的设计，则有 MOTOROLA 公司生产的 MC34060 和 MC35060 等高性能的 PWM 芯片可以选择。集成电路的发展，给广大工程设计人员提供了更为广阔的选择空间。因此，在设计开关电源的过程中，我们提供的材料，仅仅是让用户能对 PWM 控制电路有一个了解，以便在应用中有所参考。

第八章 开关电源辅助电路

前面几章已经提到，为了增强高频开关电源的稳定性和可靠性，还需要许多外围电路和辅助电路。

在开关电源的主振回路中，广泛地应用了象光电耦合器一类的元器件，这些元器件在反激式变换器和正激式变换器电路中，除了提供必要的输入—输出隔离功能外，它们还能提供良好的信号传递功能。此外，主振回路还包括其它一些电路类型：如软启动电路、过流保护电路、过压保护电路等，这些电路可以有效地防止电源由于意外原因造成失效损坏。

本章主要描述在外围电路、辅助电路中所使用的元器件、介绍典型辅助电路的设计及这些元器件如何在电路中进行应用。

第一节 光电耦合器

光电耦合器也叫做光电隔离器，在开关电源的主振回路中，它在输入回路和输出回路之间起隔离作用。同时，它还为电源的稳压控制电路提供信号传递通路。图 8-1 表示的是典型的光电耦合器结构图。

光电耦合器主要由两个元件组成：一个是光源。实际上它是一个发光二极管（LED），另一个是光敏器件，它可以是光电池、光敏三极管、光敏双向可控硅等器件。最通用的光电耦合

器件是把一个砷化钾发光二极管(LED)和一个硅光敏三极管封装在一个完全与外界光线隔离的外壳中。

光电耦合器的基本工作过程如下：当有电流流过LED时，便产生一个光源，光的强度取决于激励电流的强度，此光源照射到封装在一起的光敏三极管上后，控制光敏三极管产生一个与LED正向电流成比例的集电极电流。图8-2表示的是线性工作方式的光耦器件。

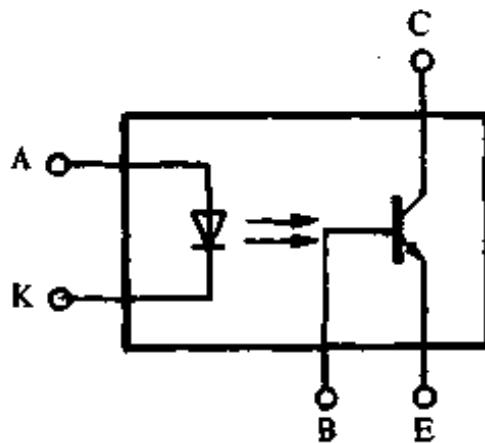


图 8-1 典型的光电耦合器结构电路图

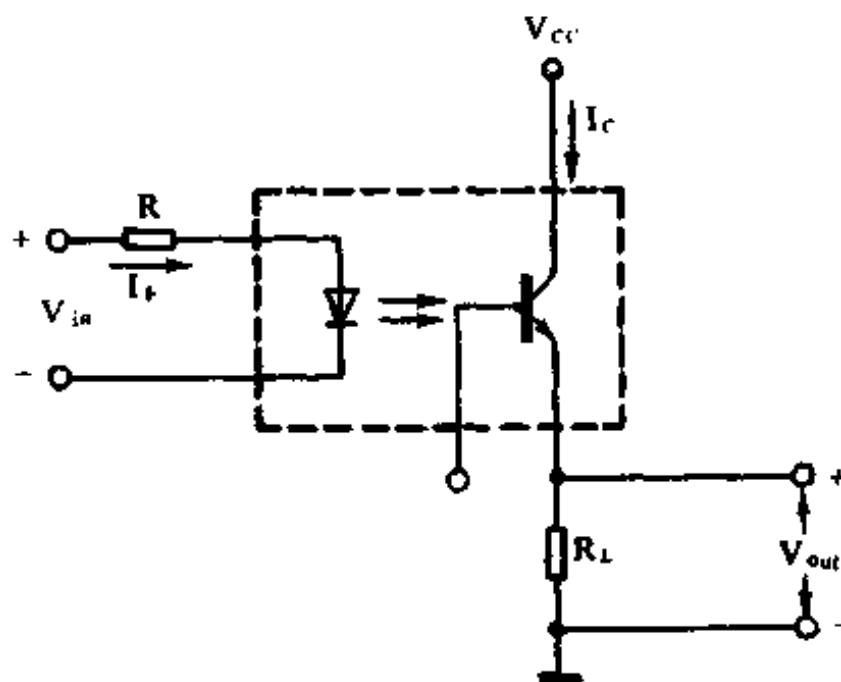


图 8-2 线性工作方式的光耦器件

在图8-2中，二极管正向电流I_F生成一个光源，使光敏三极管产生了集电极电流I_C供给负载电阻R_L。为了设计光耦器件的输入电路要掌握以下三个参数：二极管正向电流I_F、二极

管正向电压 V_F 和输入电压 V_m 。

限流电阻 R 可用下式计算：

$$R = \frac{V_m - V_F}{I_F} \quad (8-1)$$

一般说来，二极管的正向电流、电压曲线由生产厂家给出。这样，按照曲线，就可以确定工作点。限流电阻 R 的值也就很容易计算了。在光耦器件的输出部分，有意义的参数是光敏三极管的集电极电流 I_C 。在光敏三极管的集电极生成的电流的大小，与二极管的正向电流 I_F 和光耦器件的直流电流传输率或称耦合系数 η 成正比。如果二极管的正向电流是已知的。光敏三极管的集电极电流可由下式进行计算：

$$I_C = \eta \cdot I_F \quad (8-2)$$

在生产厂家提供的资料中，会给出在特定的集电极-发射极电压 V_{CE} 下的直流电流传输率的曲线，从这个曲线中，可以求出集电极电流和发射极电流，为了得到负载电压 V_{out} ，可以选择合适的负载 R_L 值（见图 8-2）。

第二节 开关电源主振回路所使用的 自举式辅助电源

在高频开关电源中，用驱动变压器推动开关管的基极可以实现必要的输入-输出隔离，但通常是用在半桥式和全桥式变换器电路中。在大多数正激式和反激式变换电路中，都是利用光电耦合器作隔离器件。

利用光电隔离器可以大大简化电路的设计，因为它不需要驱动变压器和辅助电源变压器。在这种情况下，总的控制电路

是以变压器的初级侧为基准的。启动电路和自举式辅助电源技术可以直接应用于直流高压线和高频变压器之间，并为控制电路提供电源。

图 8-3 表示的是在开关电源中普遍使用的自举式辅助电源电路的结构。电路的功能如下：当输入交流电压加上后，PWM 控制和驱动电路得到了启动电压 V_c ，此电压是由直接与直流高压相连的 R1、VDW1 和 VT1 线性稳压电路形成的启动电压。在电源启动后，主变压器的辅助线圈提供了电压 V_b ，其电压值高于 V_c ，从而使二极管 D5 处于反向偏置。因此，把线性稳压器也关闭了。在这一条件下，电源提供了自举的辅助电源电压 V_b 以保持它本身的工作，而启动稳压器即无功率消耗了。

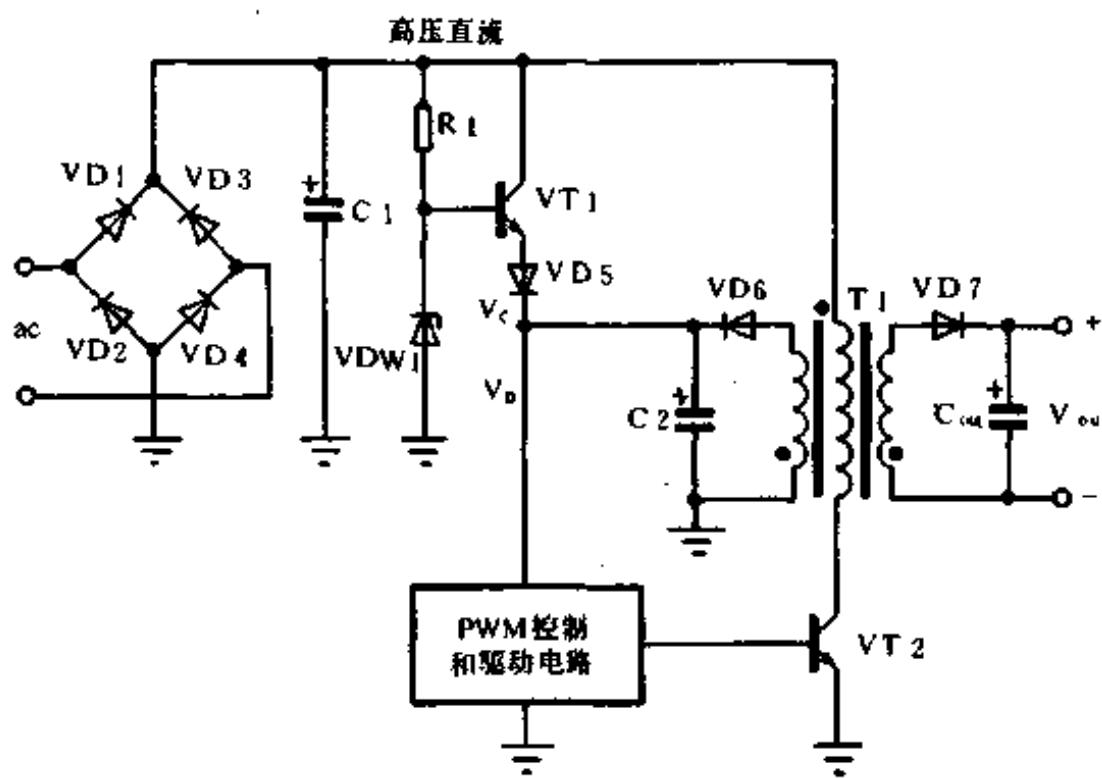


图 8-3 开关电源主回路侧的自举式辅助电源电路

在设计这个电路时，必须选用符合条件的晶体管。要求此晶体管在截止时，要能承受住基极-集电极的高压。此电路是典

型的自举式辅助电源电路的实际应用。以此电路为基础，稍加变化，就可以适应许多特殊场合的需要，且这种电路形式在许多的实际电路中均被采用。

第三节 光电耦合电路的设计

在隔离式开关电源中，使用光电耦合器主要是为了提供输入电路和输出电路间的隔离，在设计电路时，必须遵守下列原则：

1. 所选用的光电耦合器件必须符合国内的或国际的有关隔离击穿电压的标准。
2. 若用放大电路去驱动光电耦合器，必须精心设计，保证它能够补偿耦合器的温度不稳定性和漂移。
3. 所选用的光耦器件必须有较高的耦合系数。

一般情况下，在上述场合使用的光电耦合器是工作在线性方式。也就是说，在光电耦合器的输入端加控制电压，在输出端会成比例地产生一个用于进一步控制下一级电路的电压，这样进行闭环调节。

用这种方式构成的典型实用电路示于图 8-4。

图 8-4 的光电耦合器提供了调节控制、输入对输出的隔离等功能。此电路的工作过程如下：图中输出电压的一部分由电阻 R4 和 R5 组成的电阻分压器取出后，再反馈到放大器 A1 的一个输入端，与另一输入端的固定参考电压 V_{ref} 进行比较。放大器两个输入端的电压差被放大器放大，在放大器的输出端产生一个电流流过电阻 R3，进而控制光电耦合器的发光二极管 (LED) 的光强度。发光二极管的光源在光敏三极管引起成比例

的发射极电流，它在负载电阻 R_L 上产生电压降，其实质是电阻 R_4 和 R_5 处分压的反射。

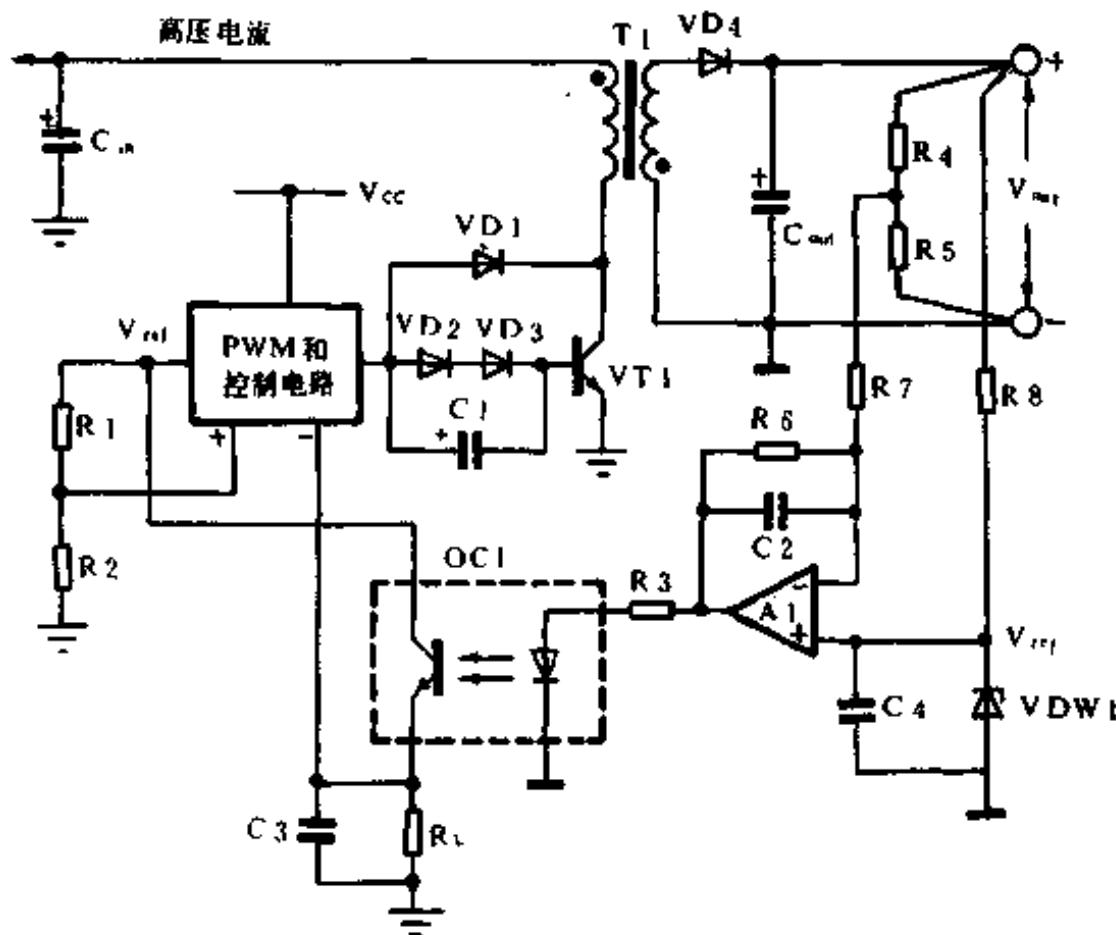


图 8-4 用于反激式变换器中的光电耦合器电路

R_L 上的电压进一步反馈到 PWM 电路的误差放大器的反相输入端，而此放大器的同相输入端还是接一固定的参考电压，此参考电压由 PWM 电路的参考电压引出。因此，晶体管 VT1 的导通时间得到了调整，并使整个电源的输出端电压维持在一定的水平上，随着输出电压的变化，不断地得到稳压调整。

虽然图 8-4 所示的电路是一个实用电路。但是驱动光电耦合器发光二极管 LED 所需的元件还可以减少，其应用电路见图 8-5。该电路的具体功能与图 8-4 无大的差别，但由于使用了

IC TL431，使得电路得到了简化，工作更有效。

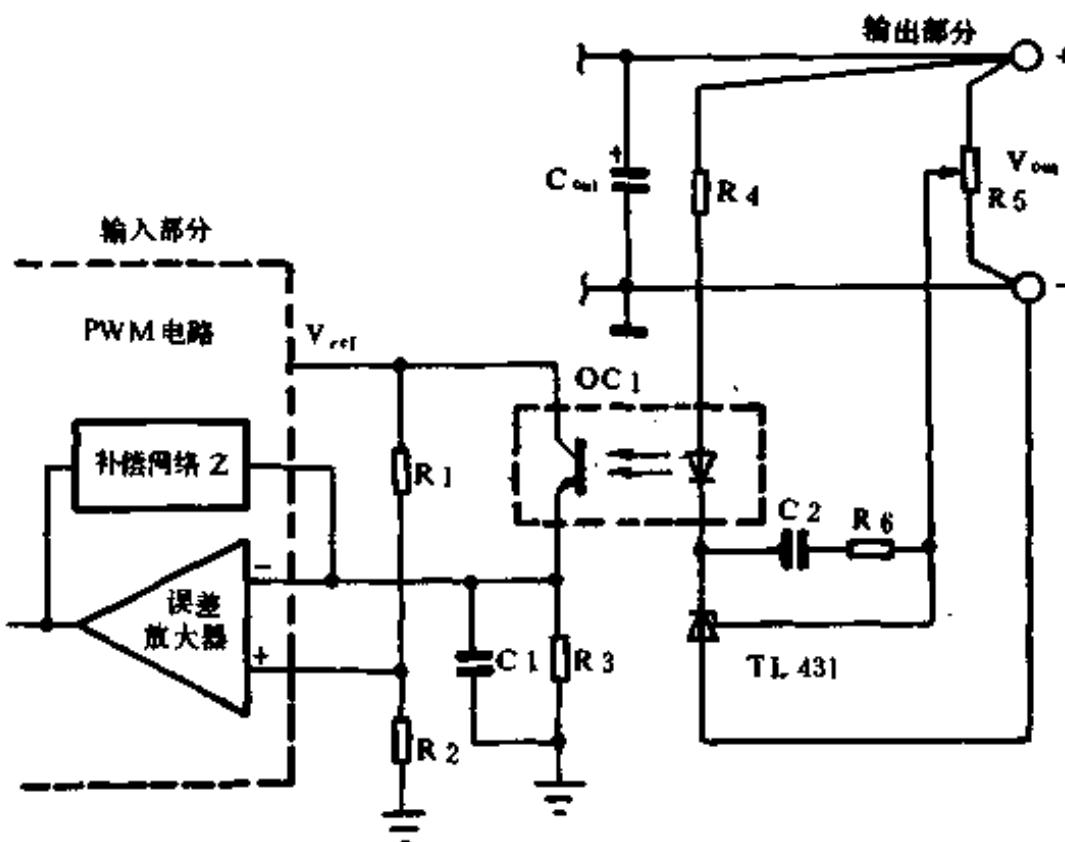


图 8-5 利用 TL431 驱动光电耦合器 LED 的电路

图 8-5 中的 TL431 是一个基准电压稳压器电路，它可作为低温度系数的可编程参考放大器使用，允许灌入电流达 100mA。

在 TL431 的内部，有一个 2.5V 的基准电压，因而，它的参考端输入电压取自 5V 的工作电压，可使它呈现优良的工作状态。而其输出电压则可精确地编程至 36V。它具有很低的输出噪声和仅为 50ppm/℃的温度系数，用来作参考基准电源十分理想，其元件符号和内部结构框图如图 8-6 所示。

在图 8-5 中，电阻 R_6 和电容 C_2 组成的阻容网络在实际应用电路中是必不可少的，它主要用于频率补偿。

图 8-7 所示的驱动光电耦合器电路是围绕一只三极管构成

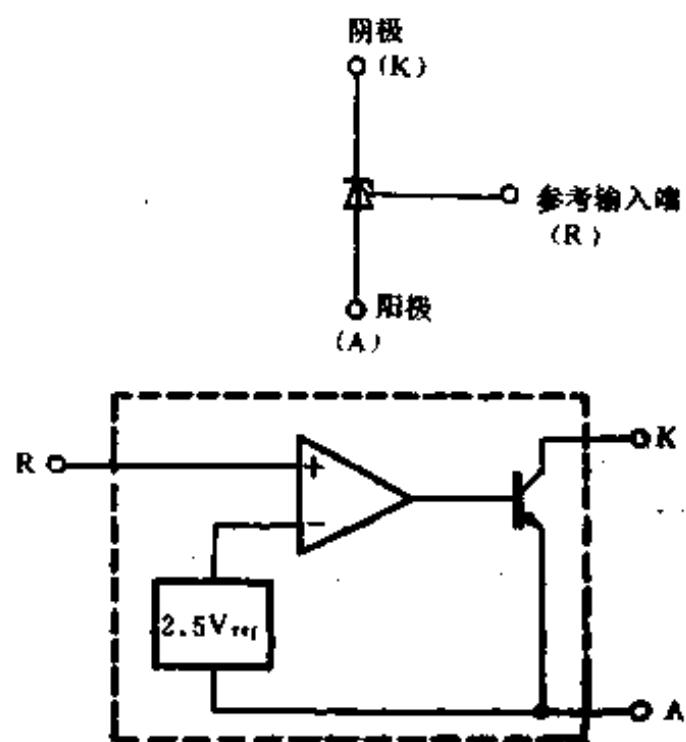


图 8-6 TL431 的符号和内部结构框图

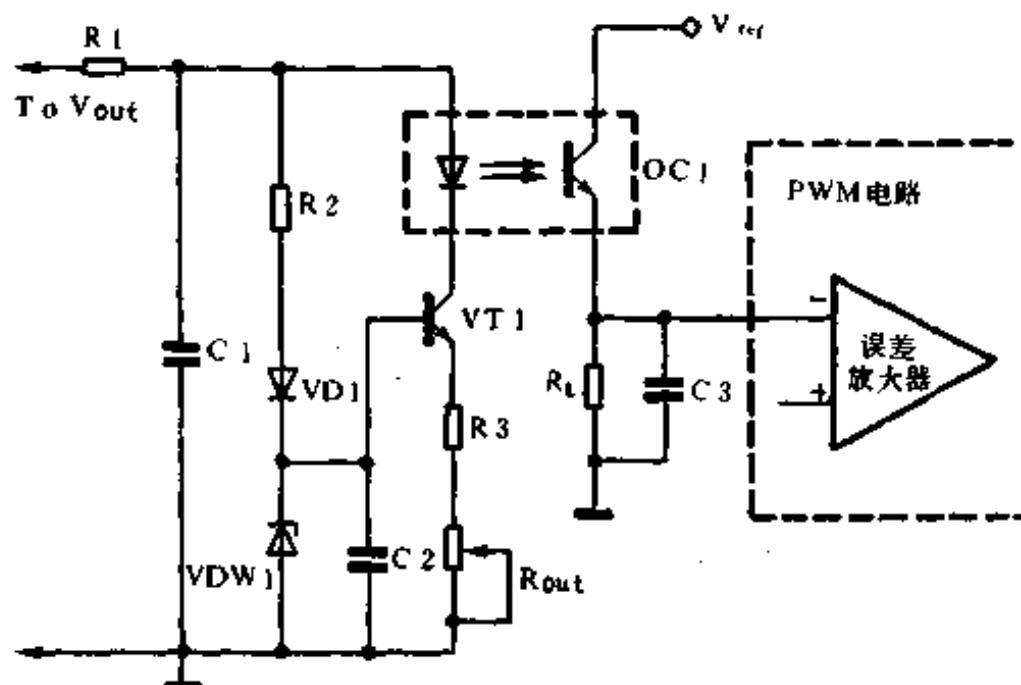


图 8-7 用单管放大-比较器驱动光电耦合器的电路

的，其特点是性能好、元件少、价格便宜。

图 8-7 可用在反激式变换器电路中。晶体管 VT1 的偏压由齐纳二极管 VDW1 确定。用晶体管 VT1 的集电极电流驱动光电耦合器，在负载电阻 R_L 上产生控制电压。

输出电压调节是由改变电位器来完成的，以此来调节发光二极管 LED 的发光强度。由 R_1 、 C_1 组成的低频滤波器是为了改善整个开关电源的稳定性而设计的。

上面介绍的几个例子都是光电耦合器驱动电路的典型例子，在进行整个电源电路设计时，不可完全照搬。要经过适当的修改，以适应各自具体电路的需要。在另一方面，还可以对电路进一步开发，使其适应一些专用电路的需求。

在开关电源设计中，光电耦合器是一个十分重要的外围器件，设计者可以充分地利用它的输入—输出隔离作用和保持作用对变换器进行稳压调节。

第四节 开关电源中的软启动电路

在大多数开关电源设计中，都要有一个延时启动电路，目的是为了避免在电源开关接通的瞬间产生过流现象和使变压器产生饱和现象。完成这一功能的电路称为“软启动电路”。一般的软启动电路都由 RC 网络组成，它使得 PWM 控制电路输出从零电压上升到其工作电压的过程是缓慢进行的。

在 PWM 控制电路中软启动电路的组成如图 8-8 所示。

图 8-8 电路可以使 PWM 控制信号从零到其工作电压逐渐地上升，具体工作过程分析如下：在时间 $t=0$ 时，电源开关刚接通，电容器开始处于未被充电状态，而误差放大器的输出端

通过二极管 VD1 保持在零电位。这样，它就禁止了比较放大器的输出。

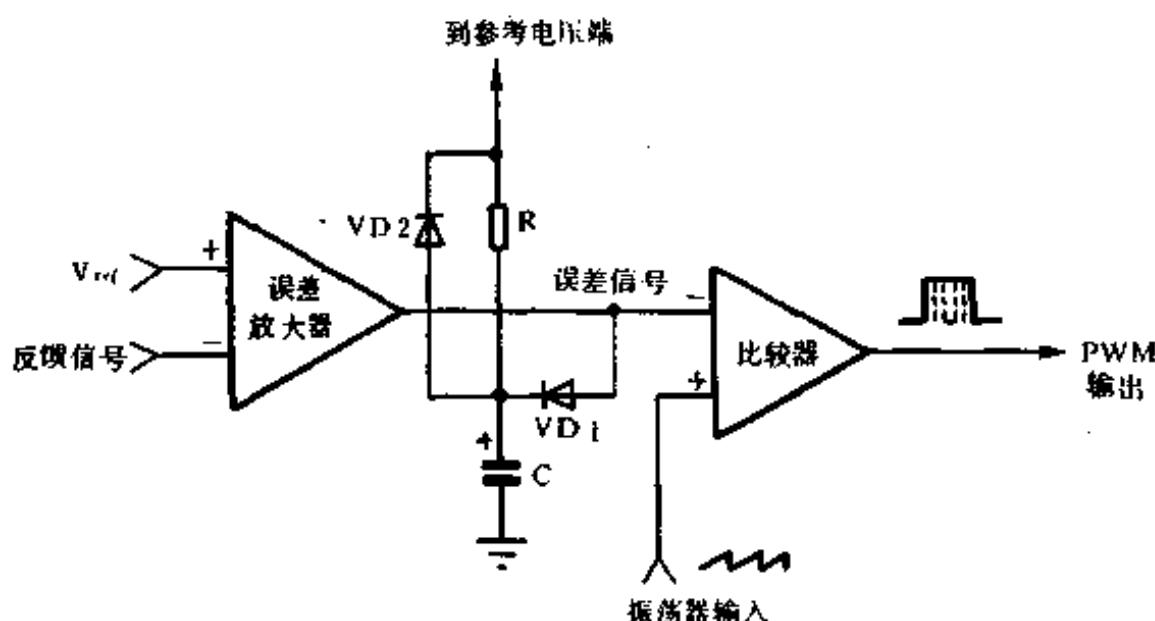


图 8-8 用于 PWM 控制电路中的典型的软启动电路

在时间 $t=0^+$ 时，电容器通过电阻 R 开始充电，充电时间常数由下式确定：

$$\tau = RC \quad (8-3)$$

充电电压为 V_{ref} 。当电容器 C 充满电荷时，二极管 VD1 则处于反向偏置。因此，误差放大器的输出就和软启动网络隔离开来。电容器 C 缓慢地充电导致比较放大器输出端的 PWM 波形逐渐地上升，这样，开关元件的软启动功能也就完成了。

二极管 VD2 用于旁路电阻 R，为了确保在系统关闭的情况下，使电容器 C 有足够的速度放电，这样，即使在很短的中断期间，也可以启动另一个新的软启动周期。在一些第二代的 PWM 集成控制电路中，电阻 R 已被集成在电路芯片上的电源生成器所代替，因此，只需要一个外围器件电容器 C 便可以完成软启动的功能。

十分明显，软启动电路使输出电压的上升时间产生一定的时间延时，因此，必须要合理地选择电阻 R 和电容器 C 的值，以保证这个延时时间在允许的范围内。

第五节 限流电路

在正常情况下，我们设计的开关电源必须保证在额定输出功率时能够安全地工作。应当避免电源工作在超出正常输出电流的状态。但是，有时会出现过流或输出负载短路的情况。设计电源时，必须要采取一些技术措施，以保护电源不被永久性地损坏。

限流电路就是一种基本的保护网络。在输出电路短路的情况下，它也能够把输出电流限制在一个安全的范围内。可以用多种方法来实现限流电路。有的是把限流电路设计在电源的输入侧，有的则把它放在电源的输出侧。当然，限流电路本身的优化程度，还要取决于它要保护的电源电路结构。对于单电源输出电路，把限流电路设计在输入侧或输出侧，其保护作用是相同的。对于在变压器初级侧进行调节并由变压器直接驱动的电源电路，把限流电路放在输入侧比较方便，而对于那些使用基极驱动的电源电路，把限流电路设计在输出侧则更为有效。

限流电路与监控电路直接耦合的电路结构比较方便、简单，而且所需元器件较少。用变压器耦合的限流电路适用于两端不共地、又需要传递电压的场合，因此也得到十分广泛的应用。

限流电路可以用分离元件来实现，也可以用集成电路 IC 来构成。具体用什么元器件来组成限流电路，要根据具体电路结构来选择，也可以使用 PWM 控制电路中集成化的限流电路实

现限流功能。

为了有效地保护电源，在其受损坏前，限流电流就应作出快速反映。这一点十分重要。

一、用于变压器初级直接驱动电路中的限流电路

在变压器初级直接驱动的电路（如单端正激式变换器或反激式变换器电路）的设计中，实现限流是很容易的。图 8-9 是在这样的电路中实现限流的两种方法。

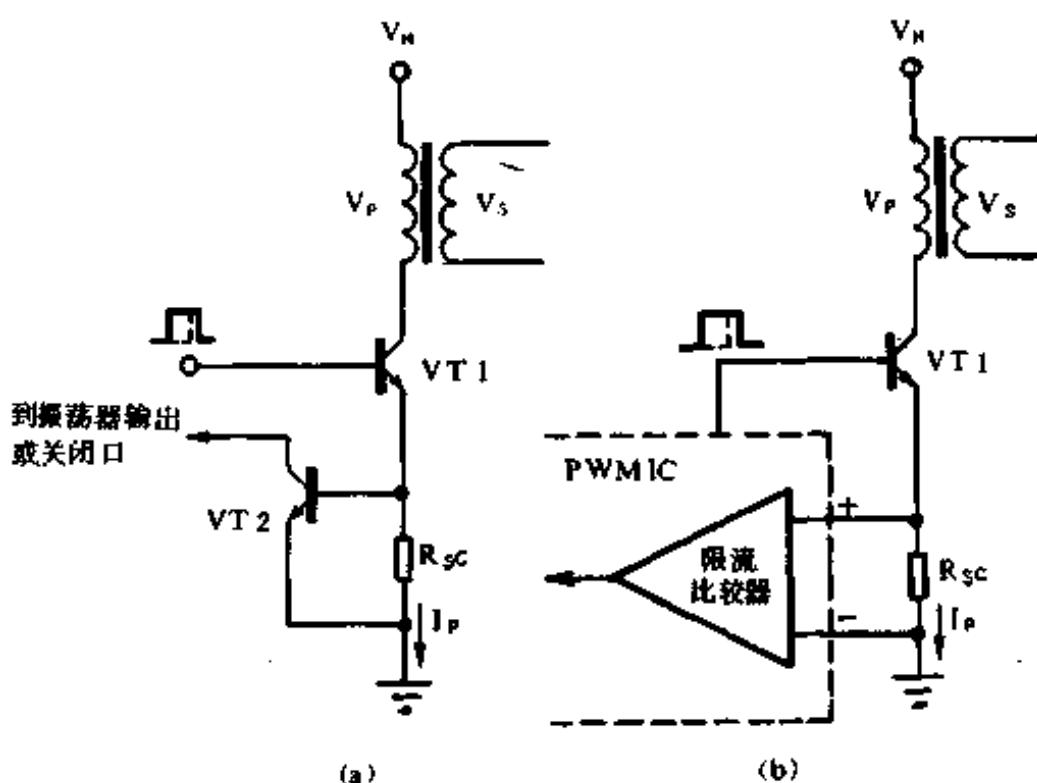


图 8-9 在单端正激式或反激式变换器电路中的限流电路

图 8-9 电路可用于单端反激式变换器和正激式变换器电路。电路 (a) 和 (b) 都是在开关晶体管的发射极串连一个电阻 R_{sc} ，在图 (a) 中，电阻 R_{sc} 提供一个电压降，驱动晶体管 VT2 导通。在图 (b) 中，跨接在 R_{sc} 上的限流电压比较器，当产生过流现象时，可以把驱动电流脉冲短路，起到保护作用。两个

电路的具体工作过程如下：

在图 8-9 (a) 中，利用串连的限流电阻 R_{SC} 上的电压降可以监控变压器初级的尖峰电流，因为这时的电压与电流成正比关系。电阻 R_{SC} 的值由下式确定：

$$R_{SC} = \frac{V_{BE}}{I_P} \quad (8-4)$$

当 R_{SC} 上的电压降超过晶体管 VT2 的基极—发射极门槛电压 V_{BE} 时，则 VT2 导通。VT2 的集电极可进一步控制振荡器的振荡。

如果在开关电源的输出端发生过载和短路现象，变压器的初级电流会急剧增加，驱动晶体管 VT2 导通，导通程度越来越深，由于 VT2 的集电极与振荡器的输出端相连，也就是说，VT2 的导通使得振荡器的输出趋向接地，使电路关闭。这样，就可以把变压器的初级电流限制在安全的范围内。

图 8-9 (b) 所示的限流电路反应速度更快更准确。在 PWM 集成控制电路 IC 中被普遍采用。虽然它的工作原理与图 8-9 (a) 类似，但在使用上比图 8-9 (a) 还有一些独特的优点。首先，它把比较放大器的限流驱动门槛电压预置在一个比晶体管的门槛电压 V_{BE} 更精确的范围内。第二，它把所预置的门槛电压取得足够的小，其典型值只有 100mV 到 200mV，因此，可以把限流采样电阻 R_{SC} 的值取得较小。这样，就减少了功耗，增加了整个电源变换器的效率。

二、用于基极驱动电路的限流电路

在一般情况下，都是利用基极驱动电路把电源变换器的控制电路和开关晶体管隔离开来。如半桥式、全桥式、反激式和正激式变换器电路。变换器的输出部分和控制电路共地。在上

述情况下，限流电路可以直接和输出电路相接，其电路实例如图 8-10 所示。

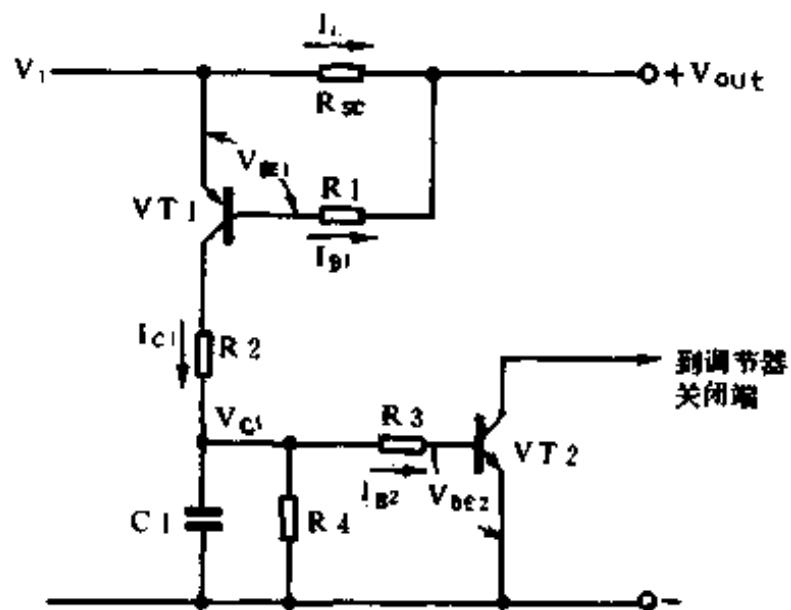


图 8-10 可用于多种电源变换器电路中的限流电路

在图 8-10 中，控制电路与输出电路共地。其具体工作过程如下：

在电路正常工作时，负载电流 I_L 流过电阻 R_{SC} 时产生足够的电压降，可以使晶体管 VT_1 导通。由于在 VT_1 截止时， $I_{C1}=0$ ，电容器 C_1 总是处于未充电状态，因此，晶体管 VT_2 也截止。如果 I_L 增加到一个特定的值，使得，

$$I_L \cdot R_{SC} = V_{BE1} + I_{B1} \cdot R_1 \quad (8-5)$$

那么，集电极电流 I_{C1} 就开始流动，并且开始给电容器 C_1 充电，其充电时间常数由下式确定：

$$\tau = R_2 C_1 \quad (8-6)$$

从而电容器 C_1 上充满电荷后的电压将是

$$V_{C1} = I_{B2} \cdot R_3 + V_{BE2} \quad (8-7)$$

为了减少落在电容器 C_1 上的电压，晶体管 VT_2 可以选用

高 h_{FE} 的达林顿晶体管。这样，可以把基极电流 I_{B2} 限制在几毫安数量级。在电路检测到有过流现象发生时，为了使电容器 $C1$ 能够快速放电，应该选择 $R4 \ll R3$ 。

选择 $R2$ 利用下面公式：

$$I_{B1\max} = \frac{V_1 - V_{BE1}}{R_1}$$

而

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1\max}$$

因此， $R_2 \geq \frac{(V_1 - V_{CE\text{sat1}}) R_1}{(V_1 - V_{BE1})}$ (8-8)

如果电路设计正确，由 V_{C1} 所产生的 $VT2$ 偏置电压足以使 $VT2$ 快速进入导通状态。通过 $VT2$ 的集电极，可以进一步关闭变换器调节电路的驱动信号。

当过载现象消失后，电路可以自动恢复成正常工作状态。如果PWM控制电路内部设计了限流比较放大器，那么可以使用图8-9(b)的电路。这时，可以把限流电阻 R_{sc} 移到输出电压的正端。

上面介绍的两种方法检测过流现象都是十分有效的，但是功率电阻 R_{sc} 的存在会对电源有不利的影响，尤其是在大电流输出的情况下， R_{sc} 上的功率损耗也就会增加，这样会对整个电源系统的效率产生不良影响。这时，可以选择图8-11所示的无功率损耗的限流电路。

电路利用电流变压器作为检测过流现象的器件。由于它不包含功率损耗器件，这就提高了整个开关电源的效率。

电路工作过程如下：利用电流变压器 $T1$ 监视负载电流 I_L ， I_L 在通过变压器初级时，把电流的变化反射到次级，在电阻 $R1$ 上产生压降。二极管 $VD3$ 对脉冲电流整流，经整流后由电阻 $R2$ 和电容器 $C1$ 进行平滑滤波。

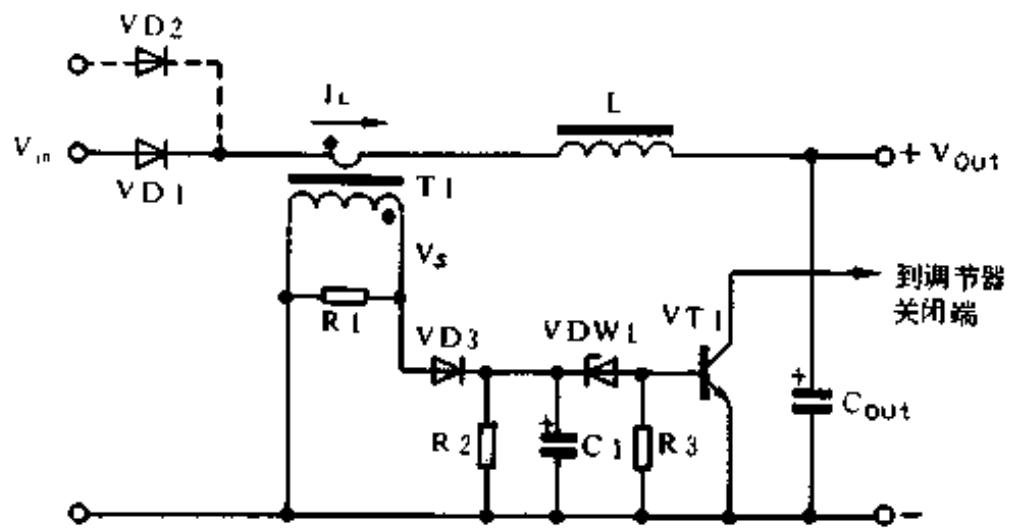


图 8-11 无功率损耗的限流电路

当发生电流过载现象时，电容器 C1 两端的电压迅速增加，使得齐纳二极管 VDW1 导通，进一步驱动晶体管 VT1 导通。VT1 集电极的信号可以用来作为电源变换器调节电路的驱动信号。电流变压器 T1 可以绕制在铁氧体磁芯或 MPP 环形磁芯上，但要经过反复实验，以确保磁芯不能饱和。通常此变压器的初级只需要一匝，而次级的匝数由电路中次级的电压所确定。计算公式如下：

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (8-9)$$

由于 $I_s = V_s / R_1$ ，所以变压器次级的匝数由设计的最大负载电流 I_s 在电容器 C1 上产生的电压来决定。计算公式如下：

$$N_s = N_p \cdot \frac{I_p \cdot R_1}{V_s + V_{D3}} \quad (8-10)$$

公式 8-10 给出了绕制变压器的计算方法，但是具体绕的匝数最后还要经过实验进行调整，使其性能达到最佳状态。

三、通用的限流电路

通用的限流电路既可以在开关电源的输入回路中工作，也可以在输出回路中工作。它还可以工作在有多路输出电压的开关电源中，因为在具有多路输出电压的开关电源中，对各路电压都限流是非常困难的。

图 8-12 表示的是一种基本的限流电路结构，它工作在开关电源的输入回路。

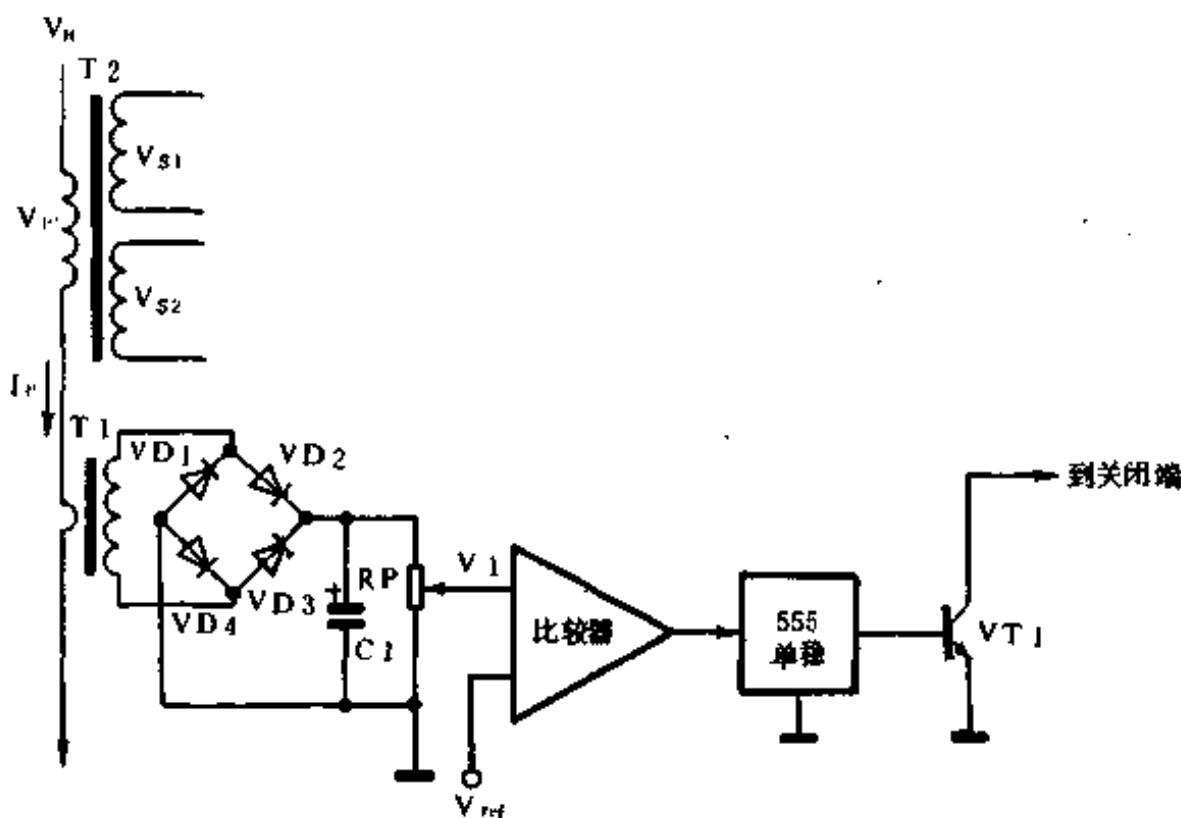


图 8-12 利用单稳态多谐振荡器实现的通用限流电路

图 8-12 中的电流变压器 T1 监视着电源变压器 T2 的初级电流。变压器 T1 次级的电压由二极管 VD1~VD4 进行桥式整流。整流后，再由电容器 C1 和电阻 RP 平滑滤波。经滤波后的直流电压用于设置比较放大器关闭的门限电压。

电路在正常工作时，参考电压 V_{ref} 端的电压高于比较放大器的另一端电压 V_1 ，因此，比较放大器输出高电平。所以由 555 芯片组成的单稳多谐振荡器的输出为低电平，使晶体管 VT_1 处于截止状态。

当过载现象出现时，电压 V_1 将上升超过 V_{ref} ，使得比较放大器的输出为低电平。555 单稳多谐振荡器的输入端电平由于有一个从高到低的变化，使 555 的输出端产生一个正的脉冲输出，驱动晶体管 VT_1 导通。晶体管的集电极与 PWM 控制电路的关闭输入端相连或跨接在软启动电路上，因而，它就会驱动这两部分电路对地短路，使得电源变换器停止了输出高频开关脉冲，即关闭了电源调节电路。

如果过载现象不排除，开关电源便进入一个“打嗝”的工作状态。即其输出端通、断状态交替出现，其振荡周期由 555 单稳多谐振荡器的 RC 时间常数决定，直到过载现象消失，电路才可恢复正常工作。通常此时可以听到整个电源不断发出“嘀哒、嘀哒”的声音，这一现象常在电源的维修中遇到。电路中环形变压器 T_1 的设计要求与前面所述相同。

第六节 过压保护电路

过压保护电路的作用是：当输出电压超过设计值时，把输出电压限定在安全值的范围内。虽然说开关电源中的过压现象对电路的危害与线性电源类似，但是这种现象却几乎不会出现。因为开关电源中的绝大多数故障都是“无输出”现象，而不是“过压”现象。既然是这样，那么为什么还需要设置过压保护电路呢？

其中有两方面的原因：

第一，开关电源都有可调节电压输出的功能，一旦在调节时发生过电压输出现象，就由过压保护电路进行保护以防止损坏元件。

第二，为了确保用户由于操作不当引起的过压现象（即使这种现象很少发生），也应该采取这样的安全措施。

过压保护电路（OVP）最好放在开关电源的输出端，距离供电电路越近越好。处在这个位置的 OVP 能够无误地消除由于电路装配错误所引起的过压现象，达到保护开关电源的目的。特别是当有几路不同的电源给同一电路供电时，尤为重要。实现 OVP 电路最简单、有效的方法是把单向可控硅（VS）连接到电源的直流输出端，当检测到有过压现象时，采取措施使单向可控硅 VS 导通，把电源的输出端短路。这时，过流保护电路就会工作，停止整个电源电路的工作，达到保护的目的。因为在 VS 导通时，要有较大的电流流过它，所以要仔细地进行计算，确保所选的元件安全可靠。

一、用齐纳二极管和单向可控硅组成的 OVP（过压保护）电路

这是一种应用最普遍的 OVP 电路，如图 8-13 所示。

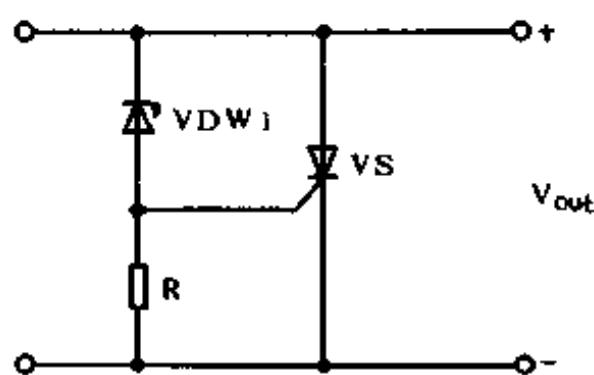


图 8-13 由齐纳二级管和 VS 组成的 OVP 电路

虽然图 8-13 所示的电路连接简单，但其工作起来是十分有效的，且价格低廉。在电源正常工作时，单向可控硅的控制端接地。所以 VS 截止，对电源的输出无任何影响。当有过压现象发生时，齐纳二极管 VDW1 发生雪崩击穿导通，并把 VS 的控制端电位上拉到 VDW1 的稳压值。因此，VS 导通，VS 一旦导通，就会把电源的输出端短路。VS 导通后，只有在它的阳极电压消失时，它才能恢复断开状态。

在开关电源中，一旦发生保护现象，只有把电源的输入电压断开几秒钟后再开启，才能使电路恢复正常。

二、集成化的 OVP 电路

近几年，有众多的生产厂家研制出了集成化的专用 OVP 电路，大多数电路的成本较低，并且提供给设计者许多特有功能，象可编程断路电压门槛、快速反应、低温系数关闭点等功能。

早期生产的 OVP IC 芯片 MC3423 已经成为工业标准芯片，其基本的方框图如图 8-14 所示。

从图中可见，MC3423 集成电路由以下几部分组成：2.6V 的参考电压 V_{ref} 电路、二个比较放大器和一个电流源。

当 MC3423 的 2 端的电压高于参考电压时，或者在远程驱动端(5 端)连接高电平时，MC3423 的输出端(8 端)输出有效。

图 8-15 是由 MC3423 组成的 OVP 电路应用实例。

在图中， $R3 \geq \frac{V_{trip}}{10 \text{ (mA)}}$ ；电阻 R1 和 R2 分压确定断路门槛电压 V_{trip} ， V_{trip} 和 R1，R2 之间的关系由下式确定：

$$V_{trip} = 2.6 \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (8-11)$$

为了使电路达到最小的漂移，应使 R2 的值设在 $10k\Omega$ 以下。电

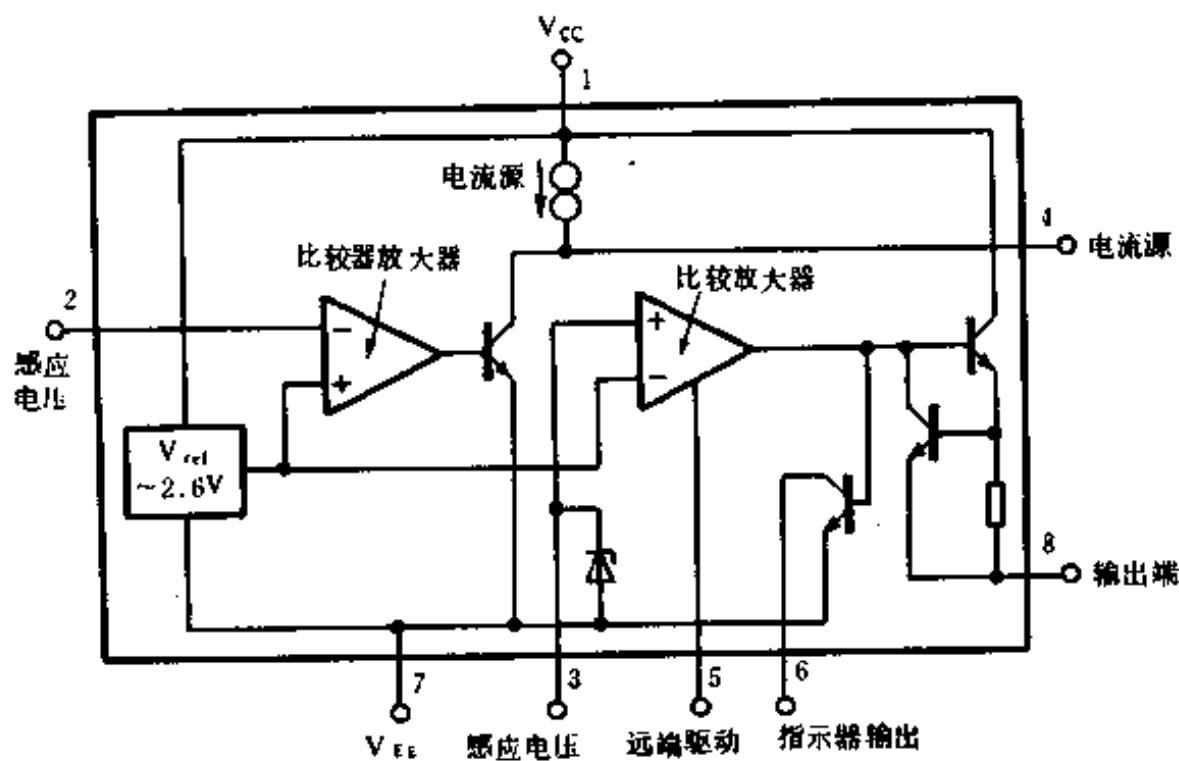


图 8-14 MC3423 OVP 电路方框图

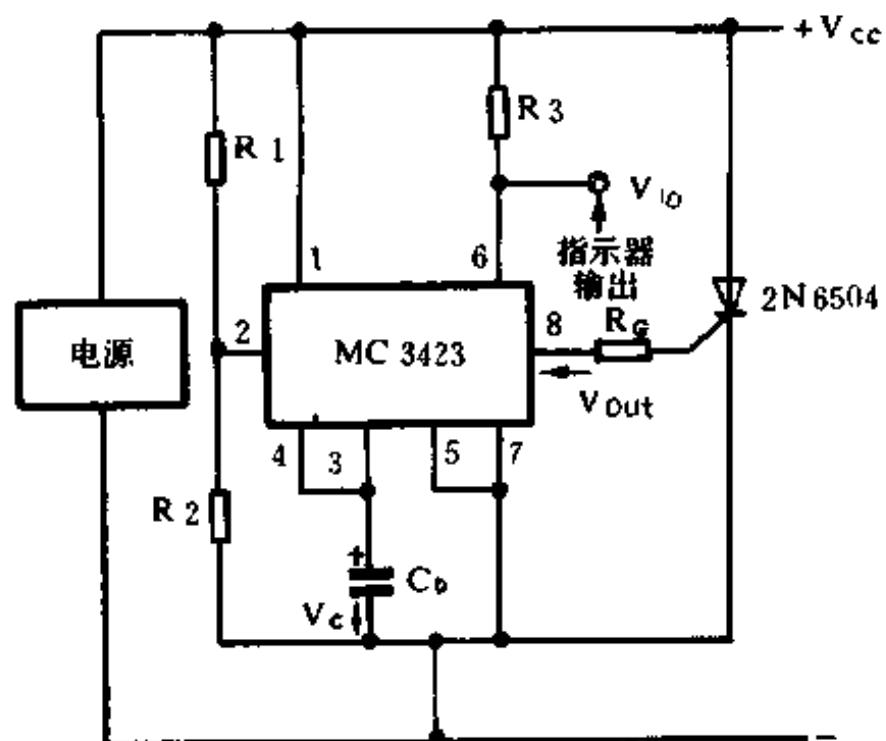


图 8-15 MC3423 电路的应用实例

阻 R1 和 R2 的值还可以通过图 8-16 直接进行计算。

图中, $R_2 = 2.7\text{k}\Omega$, R1 可以由断路电压和 R1 关系的曲线交点直接得到。

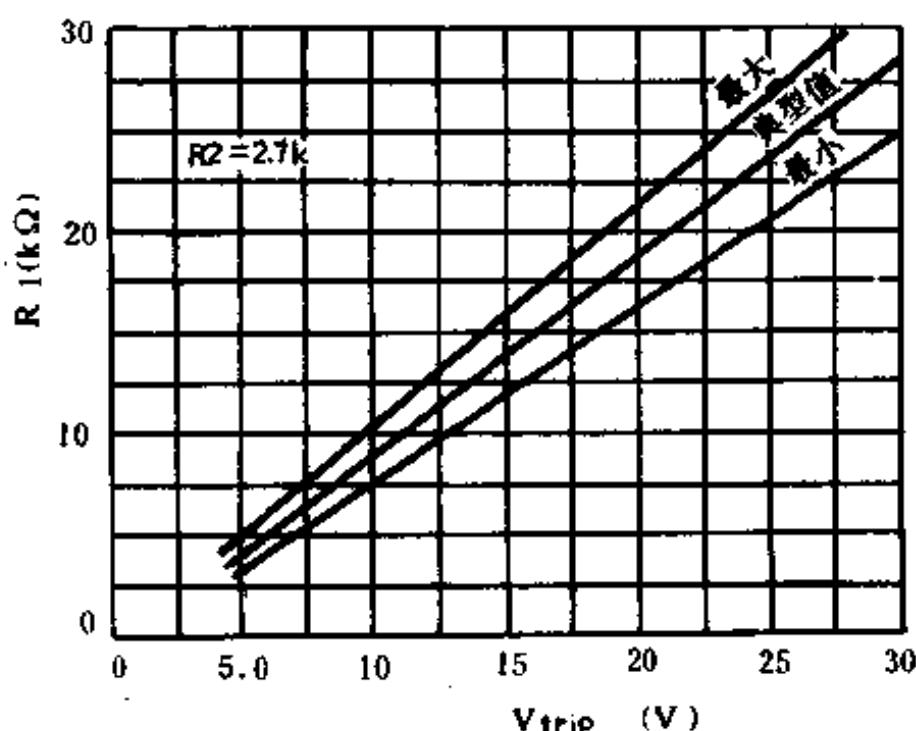


图 8-16 用于 MC3423 OVP 电路中的 R1 与 V_{trip} 关系图

MC3423 OVP 电路还有对延时可编程的特点。利用这一特点,可以防止在噪音较大的环境中产生误触发。在图 8-15 中,电容器 C_D 连接在 MC3423 的 3、4 端和地线之间,即可完成上述功能。

电路工作过程如下:当 V_{cc} 上升到超过由 R1 和 R2 所设置的断路门槛电压时,其内部的电流源便开始从 3、4 端给电容器 C_D 充电。如果过压的条件保持的时间足够长,可以使电容电压 V_{CD} 达到参考电压 V_{ref} , MC3423 达到有效的输出高电平,使保护电路工作。如果过压的条件达不到上述条件,电容器 C_D 就以比充电时间快 10 倍的速度进行放电。因此,它具有使电路恢复

初始状态的特点。延时电容器的值可由图 8-17 中取得。

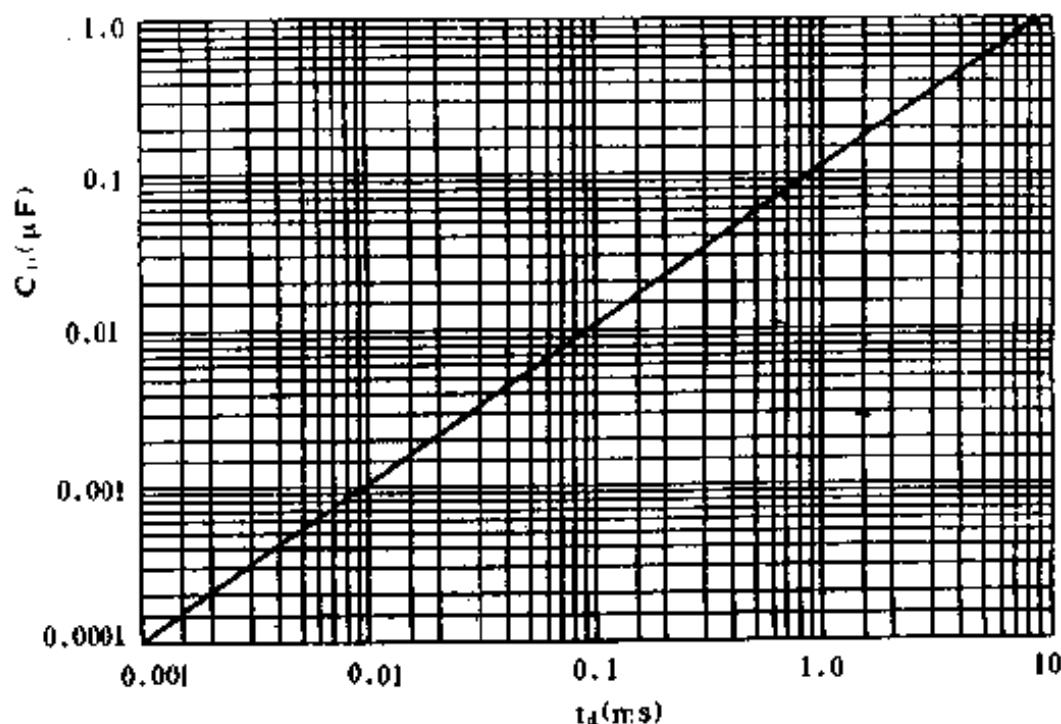


图 8-17 延时电容器 C_d 和过压持续时间 t_d 的关系曲线图

另一种集成电路 MC3424 OVP 电路在许多方面与 MC3423 类似，只是其功能更加完善。如对于欠压检测功能具有可编程的特点，它还具有监测线路衰减的功能。MC3424 的功能框图见图 8-18。

由图可见，它具有检测过压现象和欠压现象的双重功能。它的两个敏感输入比较放大器的两个输入端给设计者提供了很大的灵活性。此外，比较放大器的反相输入端还提供了一个 $14\mu A$ 的滞后电流，它可在传感功能中提供滞后作用。

滞后电压 V_H 可用下式进行计算：

$$V_H = R_H \cdot I_H \quad (8-12)$$

公式中， R_H 是等效电阻， I_H 是滞后电流。如果不需要滞后，可以把两个比较放大器的反相输入端连在一起，使其电压在 $1.2V$ 以下。

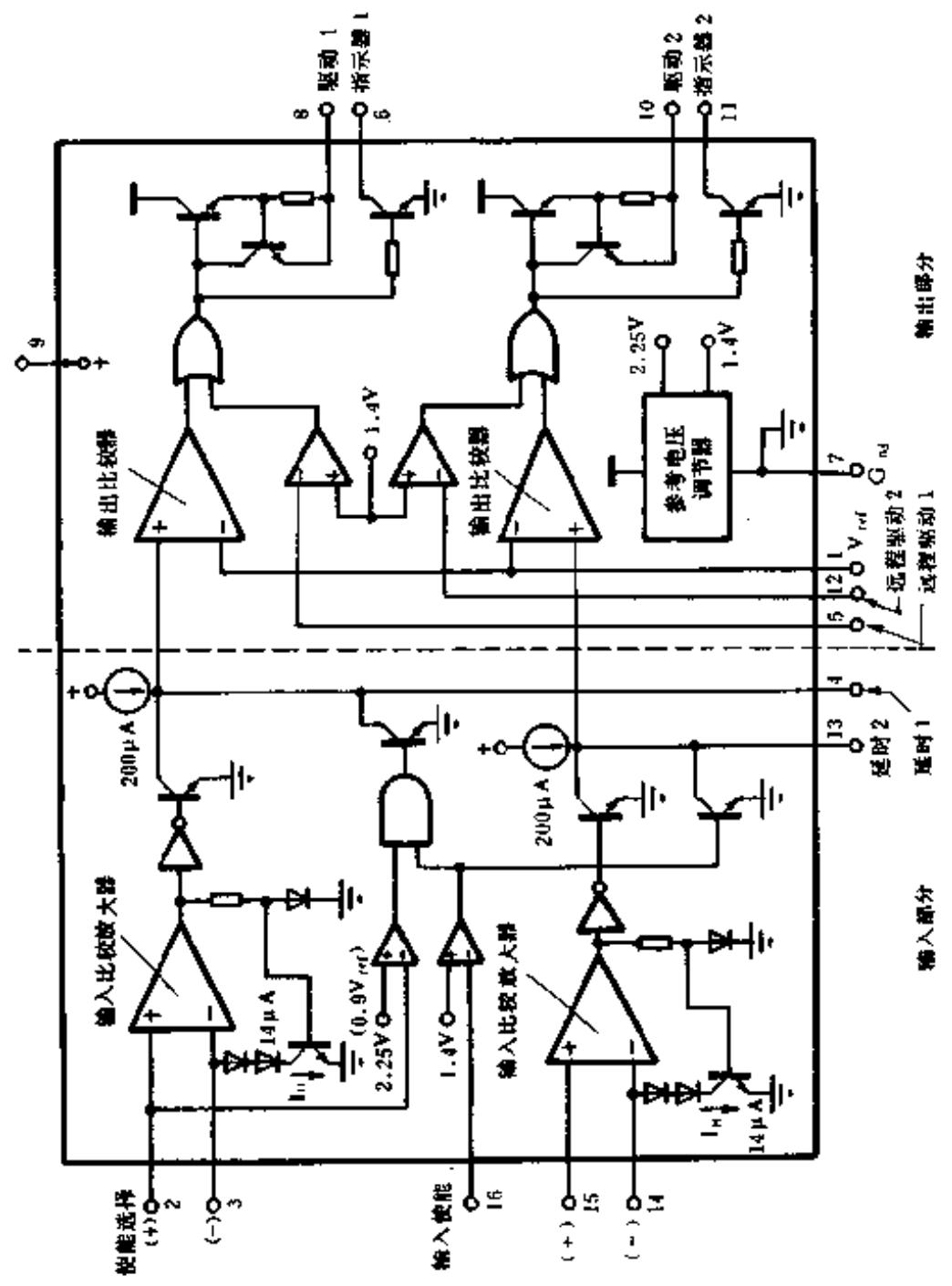


图 8-18 双通道 OVP 集成电路 MC3424 方框图

MC3424 的两个通道可以各自独立工作，分别为两组电源提供过压检测，图 8-19 是此芯片的典型用法实例。

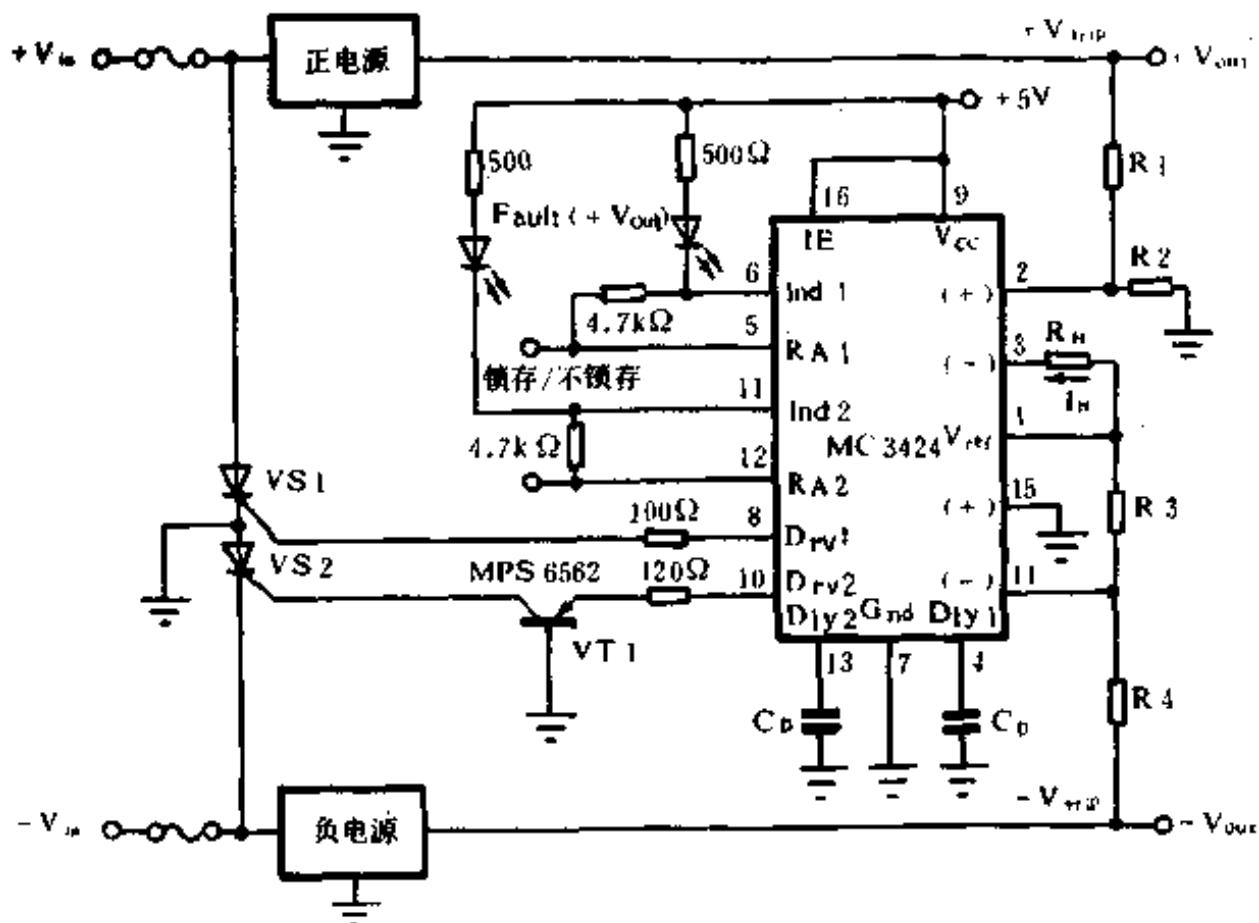


图 8-19 MC 3424 在双路电源中提供 OVP 功能

在图 8-19 中，MC3424 由正电源供电工作，但它可为正、负两路电源提供检测，如果 OVP 电路检测到了任一路电源有过压现象发生，则急剧短路，达到保护之目的。把各自的指示器输出端连接到各自的远程作用输入端，即可实现此功能。在图中， $+V_{trip} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$ ； $-V_{trip} = V_{ref} \left(\frac{R_4}{R_3} - 1 \right)$ ； $C_D = \frac{I_{t_d}}{V_{ref}} = \frac{200\mu A t_d}{2.5V}$ 。

第七节 交流线欠压检测

在计算机应用的许多场合，如果出现交流供电电压突然降低的情况，必须在电源掉电之前及时地检测出来。目的是把有用的信息数据立即存储到固定的存储器中或者启动不间断电源(UPS)，来替代交流电继续工作。交流电电压突然降低的情况必须在交流电降低的一、二个周期内检测出来。因为大多数开关电源在交流电断电后还能持续至少16ms，这个时间足够给电路供电，使其完成电压降低检测到启动UPS的工作。

利用MC3424集成电路，开关电源的设计者可以完成两个设计目的：

第一，可以用MC3424的一半电路作为OVP电路使用，而另外一半电路用作交流线电压降低检测电路。图8-20是上述应用的一个典型实例。

电路的工作过程如下：交流欠压检测器即MC3424的2端和14端分别连接到不同的电压传感分压点上，其中14脚连接到电阻 R_A 和 R_B 的分压连接点上，以检查此点的电压变化情况。此处的电压是与交流输入线成比例地变化的全波整流直流信号。交流线上每一个峰值电压信号输入给比较放大器后，都使其产生一个有效的输出信号，输出信号便给延时电容 C_B 放电。如果交流线上的交流信号缺少了半个周期或者出现突然断电现象，使交流信号电压不足，那么延时电容就不能放电，而且会象图8-21那样继续充电。如果半周期交流信号缺少到一定数量或突然断电达一定时间，电路将检查到交流线欠压，在输出指示器端便输出欠压指示信号，使MC3424的11端变低。

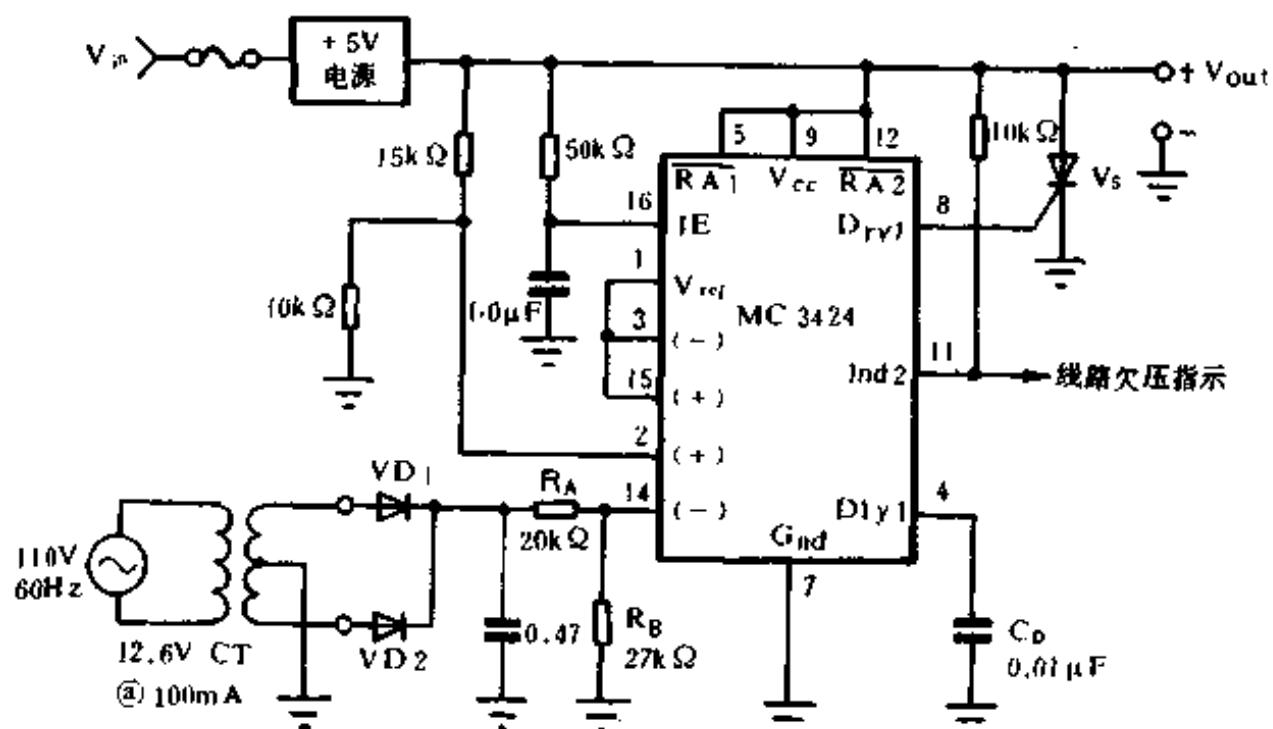


图 8-20 利用 MC 3424 作为 OVP 电路和交流欠压检测电路

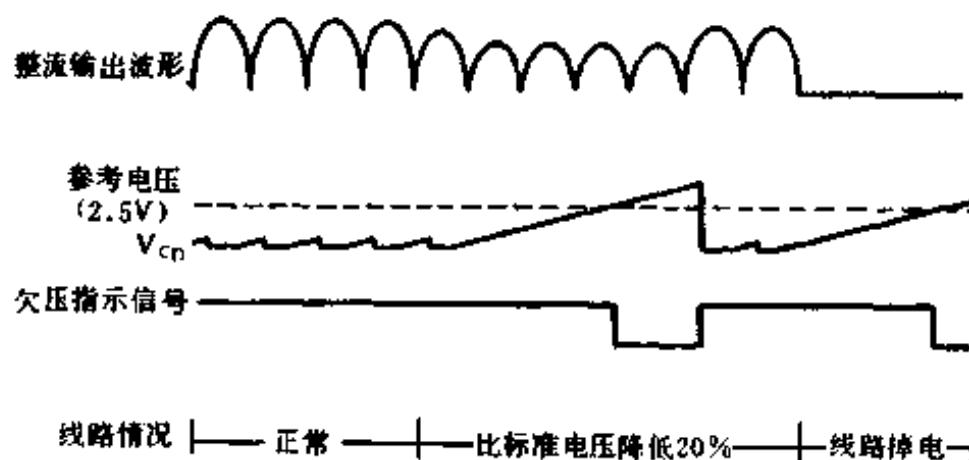


图 8-21 监测交流线欠压的相关波形

延时电容 C_D 用于提供噪声抑制，并可以防止由于触发交流线欠压而产生的半周期丢失的现象发生。检测欠压故障出现

的最长时间可以通过改变延时电容器的值来进行调整。电容值可以从 8-17 的曲线图中求出。

第九章 集成开关稳压电源设计实例

随着半导体集成技术的飞速发展，众多集成开关稳压器芯片层出不穷。这些电路的广泛应用，使得开关电源的整体性能日益提高。采用集成电路脉冲宽度调制器设计制作隔离式开关稳压电源比采用分立元件设计制作开关稳压电源具有效率高、省时、省力、成本低、速度快的特点。其设计的主要过程就是根据使用目的、要求设计开关电源的整体方案，选择变换器电路的结构。然后，选择集成电路，设计输入部分电路、高频变压器和输出整流滤波电路，而最中心的工作就是设计计算高频变压器。

选择集成脉宽调制器主要是根据稳压电源的输出功率和输入电源电压的情况来决定，而选择变换器方案也是要依据稳压电源输出功率和输入电源电压的情况来进行，本章将对高频变压器、高反压功率晶体管、保护电路以及输出整流滤波电路的设计计算方法进行详细介绍，并与整机设计相结合，给出一个完整的设计实例，供读者参考。

第一节 单端反激式变换器 开关稳压电源的设计

单端反激式变换器电路的工作原理在第三章已经进行了详

细的讨论，本章主要以 UC3842PWM 控制器为核心，设计一个单端反激式变换器开关稳压电源，根据笔者的实际经验给出其设计计算的全过程。

例：设计一个+5V, 2A; +12V, 2A, 输出功率 P_{out} 为 34W, 变换器频率 f 为 68kHz 的开关电源，其输入电压范围为 AC180 ~ 260V。我们所选择的电路结构示意图见图 9-1。

如上图所示，当输入电压为交流 220V 时，它通过 R1F 噪声滤波器后直接整流滤波，大约获得 300V 直流高压，当该电压在高频下通过高频变压器时，有效地降低输入电压获得低压输出。高频变压器的通断由集成脉宽控制器控制的高反压 VMOS 管 VT₁ 来决定，而集成电路的工作电源电压先由电阻 R_{in} 和电容 C_{in} 来提供，待晶体管进入工作状态之后，由变压器附加绕组 L_c 提供。

当晶体管 VT₁ 导通时，输出线圈的整流二极管处于反向偏置，能量储存在初级线圈的电感之中，当晶体管 VT₁ 关闭时，线圈 L_p 的电压极性发生翻转，变压器初级线圈中储存的能量释放到次级线圈，整流二极管正向偏置，整流滤波后的稳定电压供给负载。

在变压器次级，由误差放大器对输出误差进行取样，并由光电耦合器放大后送给控制器，进行脉冲宽度调整，并使输出电压稳定，由于采用了光电隔离器件，使输出部分与输入部分线路完全实现了隔离。

当负载加重或功率开关晶体管 VT₁ 过流时，电阻 R_c 上的电压降会相应增大，如果采用电流型控制器件 UC3842，则它能自动根据电感线圈的峰值电流调节振荡脉冲宽度或进行逐个脉冲间的保护，这种 PWM 控制器提高了整个电源的可靠性。

由此可见，设计电路的主要任务是设计和计算起动电阻

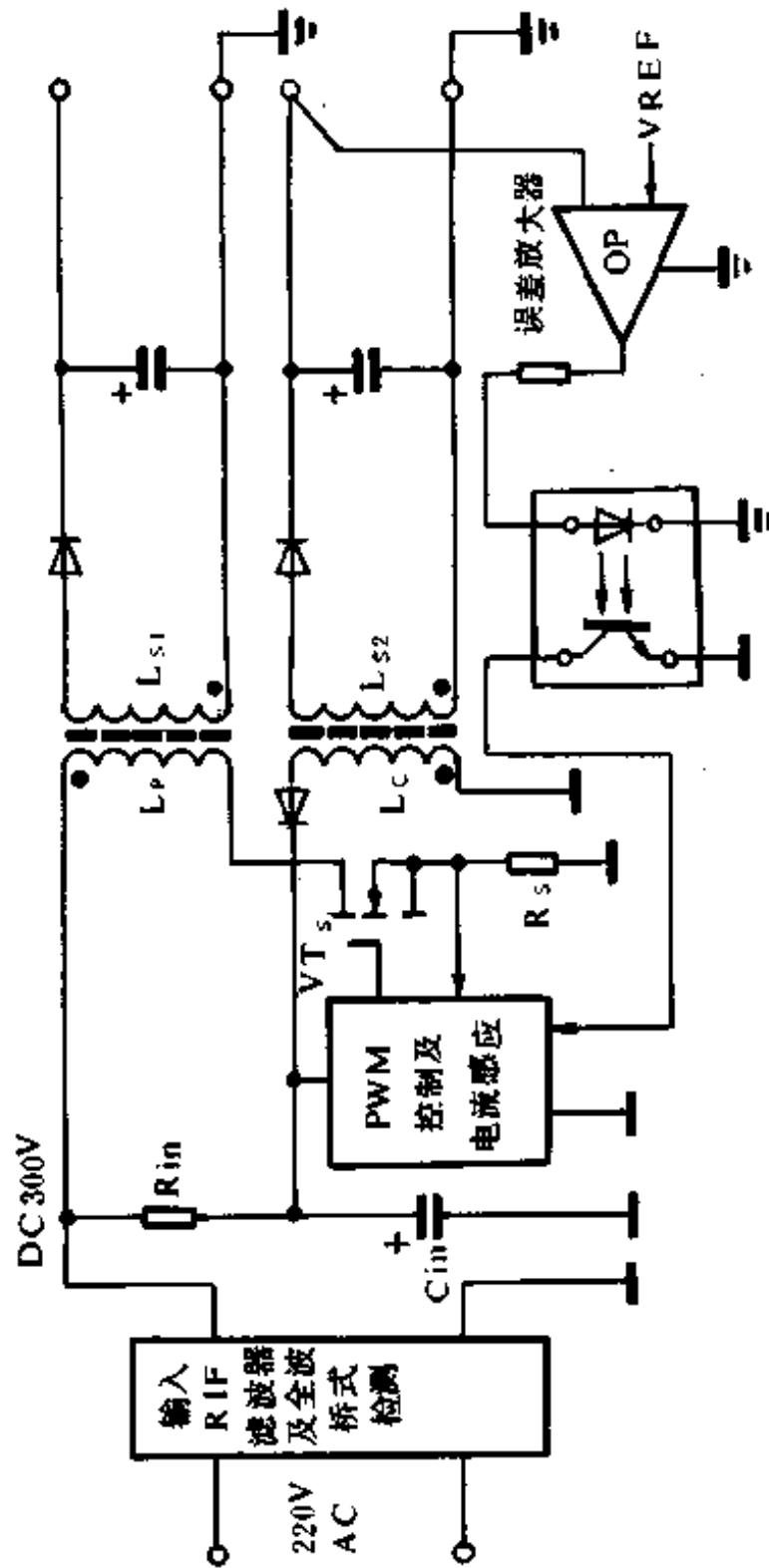


图 9-1 隔离单端反激式变换器开关电源结构示意图

R_m 、电容 C_m 、高频变压器、磁芯和绕组、晶体管 VT_1 的缓冲保护电路元件以及低压部分的输出整流滤波电路。

采用 UC3842 单端脉宽调制器制作的小功率开关电源电路如图 9-2 所示，对该电路的讨论适用于图 9-1 决定的各类单端脉宽调制器。

一、输入部分电路的设计

由图 9-2 看出，输入部分电路主要由热敏电阻 RT 、保险管、滤波线圈 L_m 和由 $VD1 \sim VD4$ 组成的整流桥及滤波电容 C_m 组成。

输入整流二极管的反向耐压应大于 400V，其承受的冲击电流应大于额定整流电流的 7~10 倍，且整流电流是由电源的输出功率和输入电压决定的，一旦计算出额定整流电流，则还应注意，选定的整流二极管的稳态电流容量应为计算值的二倍。因此，我们选用 1N4007 作整流二极管，其耐压为 1000V，额定电流为 1A。

热敏电阻 RT 是一个负温度特性（NTC）电阻，主要作用是限制启动时对 C_m 的充电电流峰值，当冲击过后，该电阻的阻值会降得很小，其消耗的功率可忽略不计。 RT 选用阻值为 6Ω 的 NTC 电阻。压敏电阻 RV 用于交流输入的过压保护，即浪涌吸收，选其标称电压值为 600V。

滤波线圈 L_m 和电容 $C1$ 构成共模抑制滤波器，可将电源的噪声和电网的噪声进行隔离，防止电网污染。本例中， L_m 选用 1A 电流滤波电感， $C1$ 取值为 $0.1\mu F/250V$ ，选择原则见第二章，其目的是使电源能够达到抑制 EMI-RFI 的要求。

若按交流输入电压为 $220V \pm 20V$ 计算，即其输入值为 AC $180 \sim 260V$ ，整流滤波后的空载峰值电压为 DC $253 \sim 368V$ ，

当滤波后在最低线路电压 $V_{in\ min}$ (即峰值为 253V 的电容电压) 时, 若达到满载输出功率 (34W), 仅容许其电压降至 180V, 或者说为保持 34W 的输出功率, 最低线路电压必须保持在 180V 以上。这样, 才能使在该周期内提供电源输出所需的全部能量。

设该电源效率 η 为 80%, 交流电流频率为 50Hz, 每个线路周期的能量 E_{in} 为:

$$E_{in} = \frac{P_{out}(\text{输出功率})}{\eta(\text{效率}) \cdot f(\text{交流频率})} = \frac{34}{0.8 \times 50} = 0.85 \text{ (焦尔)}$$

若考虑纹波电压限制, 应使最小输入交流电压 $V_{in\ min}$ 保持 200V 以上。

从基本的能量关系式可知, 在每个周期内, 电网为电源提供的能量应为:

$$\begin{aligned} E_{in} &= \frac{1}{2} C_{in} \cdot V_{pk}^2 - \frac{1}{2} C_{in} \cdot V_{in\ min}^2 \\ 2E_{in} &= C_{in} (V_{pk}^2 - V_{in\ min}^2) \end{aligned}$$

公式中, V_{pk} 为输入最低交流电压经整流后的直流峰值电压, $V_{in\ min}$ 为最低工作直流电压值。

则,

$$\begin{aligned} C_{in} &= \frac{2E_{in}}{V_{pk}^2 - V_{in\ min}^2} = \frac{2 \times 0.85}{253^2 - 200^2} \\ &= 70.8 \times 10^{-6} = 70.8 \mu\text{F} \end{aligned}$$

取 C_{in} 的标称值应为 $82\mu\text{F}$, 反向截止电压为 400V 以上。

二、启动电阻和电容的计算

在图 9-2 电路中, $R1$ 为启动电阻, $C2$ 为启动电容。当直流输入电压达到 250V 以上时, 集成脉宽调制器 UC3842 应启动开始工作, 启动电阻 $R1$ 应由线路直流电压和启动所需电流来

确定。

对 UC3842 的分析如下：当启动电压 $V_{cc} < 16V$ 时，UC3842 的整个电路仅消耗 1mA 电流，也就是说，UC3842 的典型启动电压值 V_{cc} 为 16V，所需电流仅 1mA。考虑到外围电路消耗约 0.8mA 电流，即整个电路启动电流总和 $I_o = 1 + 0.8 = 1.8\text{mA}$ 。这样，在输入电压为 AC180V 时， R_1 的取值应为：

$$R_1 = \frac{V_{in\ min} - V_{cc}}{I_o} = \frac{250 - 16}{1.8} = 130(\text{k}\Omega)$$

功耗： $P = I_o^2 \times R_1 = 1.8 \times 1.8 \times 130 = 421 (\text{mW})$ （取该电阻为 0.5W 以上）

当电源关闭时，电阻 R_1 也是电容 C_2 的放电通路。

启动完成之后，UC3842 的消耗电流将随着对高反压 MOS 管的驱动而增至 100mA 左右（主要随负载变化），该电流由电容 C_2 在启动时储存的电荷量来提供。这时，电容 C_2 上的电压会发生跌落，当电容上的电压跌落到 10V 以上，UC3842 仍能保持工作。 L_2 绕组实现自馈电的时间 T_o 根据开关周期决定，一般 20kHz 以上都在 5ms 以内，于是电容 C_2 的容量可由下式计算出来：

$$C_2 = \frac{I_o \cdot T_o}{\Delta V_{cc}} = \frac{100 \times 5 \times 10^{-6}}{16 - 10} = 83.3(\mu\text{F})$$

取标称值电容 $C_2 = 100\mu\text{F}$ 。如果需要对高反压功率开关管提供更大一些的驱动电流，可将 C_2 取值更大一些。另外， C_2 的容量加大，会使启动过程减慢，可起到软启动电路的作用。

三、高频变压器的设计和计算

在单端反激式开关电源中，高频变压器的设计计算是核心工作，设计时，要保证电源的调整率和对线圈的漏感要求，还

要对高频变压器的外形尺寸及整个成本进行综合考虑。

高频变压器的磁芯一般用铁氧体制作成 EE 型或 EI 型，国产材料为 MXO-2000，用这种结构绕制方便、耦合性能好、漏感很小。近年来，我国引进了许多品质优良的磁性材料，如汤姆逊和 TDK 公司的产品。这些磁性材料，有较高的饱和磁通密度，设计高频变压器更为容易。

在设计计算变压器之前，我们首先应明确二个最基本的道理：

第一，当我们要使开关变压器输入工作电压升高时，其工作脉冲宽度的占空比就会减小，为了能够使开关变压器工作状况比较理想，我们应对占空比作出调整。

第二，由于输入工作电压的升高，使得占空比减小，为了使工作变压器有一定占空比，我们计算的变压器的电感量要比工作在输入电压为交流 110V 的变压器的初级电感量要大一些。

事实上，我们完全可以假定在交流 110V 输入电压下进行设计和计算，得出数据之后，再进行相应的调整，主要的方法是通过调整气隙和变压器的初级匝数，使工作在交流 220V 电压下的电感初级圈数较原计算增加 1.5~1.7 倍，总电感量较原计算值增加 1.5~1.8 倍。但这样做，有较强的实践性，需要多次试验，才能使变压器工作在最佳工作状态。下面的算法，可以直接计算出所需的变压器匝数，按照这种方法计算出来的变压器参数，稍加调整，即可使用。笔者采用此法设计过多种开关电源，工作状况及性能均良好。

第一步：计算初级电感峰值电流

假设在最高输入电压 AC260V 时，最大占空比为 $\delta_{max}=0.25$ ，由于最低输入电压为 AC 180V，所以，

$$V_{in\ min} = 180 \times 1.4 - 22 = 230V$$

其中 22V 为输出电压纹波和整流器压降。

所以，根据公式 5-15 计算峰值电流为

$$I_p = \frac{2P_{out}}{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}} = \frac{2 \times 34}{230 \times 0.25} = 1.18A$$

这个初级电感的峰值电流也为我们确定功率开关晶体管的最大集电极电流提供了依据。

第二步：确定最小占空比 δ_{min}

最大输入交流电压经整流后的直流电压为：

$$V_{in\ max} = 260 \times 1.4 = 364V$$

$$K = \frac{V_{in\ max}}{V_{in\ min}} = \frac{364}{230} = 1.58$$

按照公式 5-16 计算 δ_{min} ：

$$\begin{aligned}\delta_{min} &= \frac{\delta_{max}}{(1-\delta_{max}) K + \delta_{max}} \\ &= \frac{0.25}{(1-0.25) \times 1.58 + 0.25} \\ &= 0.174\end{aligned}$$

所以，当输入直流电压在 $230V < V_{in} < 364V$ 范围内，变换器将工作在占空比的范围是：

$$0.174 < \delta < 0.25 \text{ 之间}$$

第三步：计算变压器初级电感量

由公式 5-17 可得：

$$L_p = \frac{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}}{I_p \cdot f} = \frac{230 \times 0.25}{1.18 \times 68 \times 10^{-3}} = 0.716 \text{ (mH)}$$

所以，初级电感量为 $716\mu H$ (式中 $f = 68 \times 10^3 \text{Hz}$ 是根据公式 7-6 及图 9-2 中给出的 R_T 、 C_T 数值计算出来的)。

第四步：选择磁芯及确定骨架尺寸

在这里，我们可以参照第五章提供的计算方法，但也可以参照下述经验公式进行计算，一般磁芯输出功率和磁芯截面积的经验关系式为：

$$A_e \approx 0.15 \sqrt{P_i} \text{ 设 } P_i = 40W \text{ 则 } A_e = 0.948 (\text{cm}^2)$$

A_e 为变压器磁芯的有效截面积； P_i 为高频变压器的输入输出功率的平均值。

选择 TDK E128 型磁芯、其 $A_e = 1.21 > 0.948 (\text{cm}^2)$ ，可以满足设计要求。我们将依据这种磁芯，进行绕组设计。

第五步：计算空气隙 L_g

通过查 TDK E128 型磁材的饱和磁通密度 $B_{sat} = 4000 \times 10^{-4} \text{T}$ ，100°C 时，为了使变压器工作在低磁损状态，选工作最大磁通密度 $B_{max} = 1100 \times 10^{-4} \text{T}$ 。

由公式 5-20 可得：

$$\begin{aligned} L_g &= \frac{0.4\pi L_p \cdot I_p^2}{A_e \cdot B_{max}^2} \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 0.716 \times 10^{-3} \times 1.18^2}{1.21 \times 1100^2 \times 10^{-8}} \\ &= \frac{125217.98}{1464100} \\ &= 0.0855 (\text{cm}) \end{aligned}$$

第六步：计算变压器初级线圈匝数 L_1

由公式 5-22 可得：

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{(L_p \cdot I_p) \times 10^4}{A_e \cdot B_{max}} \\ &= \frac{(0.716 \times 10^{-3} \times 1.18) \times 10^4}{1.21 \times 1100 \times 10^{-4}} \\ &= \frac{0.845 \times 10^5}{1331} \\ &= 63.48 (\text{匝}) \end{aligned}$$

同样，利用公式 5-21 也可得：

$$\begin{aligned}L_1 &= \frac{B_{\max} \cdot Lg \times 10^4}{0.4\pi I_p} \\&= \frac{1100 \times 10^{-4} \times 0.0855 \times 10^4}{0.4 \times 3.14 \times 1.18} \\&= \frac{94.05}{1.48} \\&= 63.54 \text{ (匝)}\end{aligned}$$

两种算法计算结果是接近的，取整数 $L_1 = 64$ (匝)。

第七步：利用公式 5-23 计算各次级线圈绕组

(1) 计算自馈电绕组 L_2

$$\begin{aligned}L_2 &= \frac{L_1(V_{out} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}} \\&= \frac{64(16 + 1)(1 - 0.25)}{230 \times 0.25} = 14 \text{ (匝)}\end{aligned}$$

(2) 计算 5V 直流输出绕组 L_3

$$\begin{aligned}L_3 &= \frac{L_1(V_{out} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}} \\&= \frac{64(5 + 1)(1 - 0.25)}{230 \times 0.25} = 5 \text{ (匝)}\end{aligned}$$

(3) 计算 12V 直流输出绕组 L_4

$$\begin{aligned}L_4 &= \frac{L_1(V_{out} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}} \\&= \frac{64(12 + 1)(1 - 0.25)}{230 \times 0.25} = 11 \text{ (匝)}\end{aligned}$$

第八步：在计算出各绕组线径及所用线号之后，应认真编出高频变压器的绕制工艺说明书，工艺说明书包括三个主要部分：

(1) 电原理图；

- (2) 结构俯视图；
- (3) 绕制工艺流程图和详细的绕制工艺说明书。

四、高频变压器工艺制作过程

第一步，根据输出电流计算所使用的线尺寸

本例中，初级峰值电流 $I_p = 1.18A$

采用电流密度为 $400c. m. /A$ 的铜线，则

$$400 \times 1.18 = 472c. m.$$

同理，计算出自馈电绕组、5V 输出绕组和 12V 输出绕组的值，由于 UC3842 输出晶体管的最大峰值电流为 1A，5V 输出绕组和 12V 输出绕组的输出电流为 2A，所以：

$$400 \times 1 = 400c. m.$$

$$400 \times 2 = 800c. m.$$

$$400 \times 2 = 800c. m.$$

查表 5-2，选中的数据应该等于或略大于计算值的表项，如， $472c. m.$ 应对应 $511c. m.$ 一项，因此，各绕组对应的线号及线径为：

$D_{L1} = 0.64mm$ 线号为 AWG23

$D_{L2} = 0.58mm$ 线号为 AWG24

$D_{L3} = 0.798mm$ 线号为 AWG21

$D_{L4} = 0.798mm$ 线号为 AWG21

为了避免趋肤效应，防止变压器过热，应将 L3 和 L4 采用多股合并绕制，这里采用二线并绕，二线并绕的直径对应 AWG 24 号线。

第二步，确定变压器电原理图

在确定所使用的线径之后，应根据电路的设计及制作电路板的实际需要来分配每个插座的引出线，给出变压器的电原理

图，并标出各绕组的同名端和匝数，以备查找时一目了然。本原理图如图 9-3 所示。

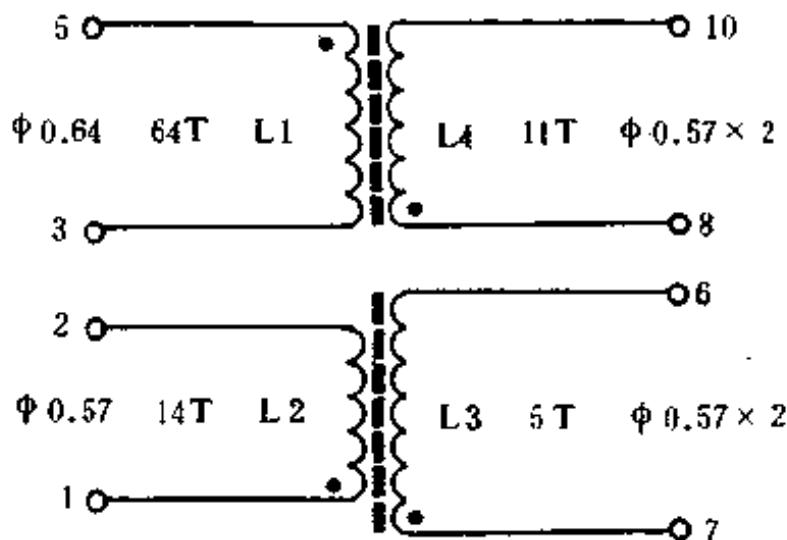


图 9-3 高频变压器的电原理图

第三步，确定变压器的结构，并查出骨架结构俯视图。

在此应将高频变压器的骨架选定，并按原理图的含义，仔细标出变压器的各绕组的入、出顺序和引脚分配，并以俯视图的形式给出，本例的结构俯视图如图 9-4 所示。

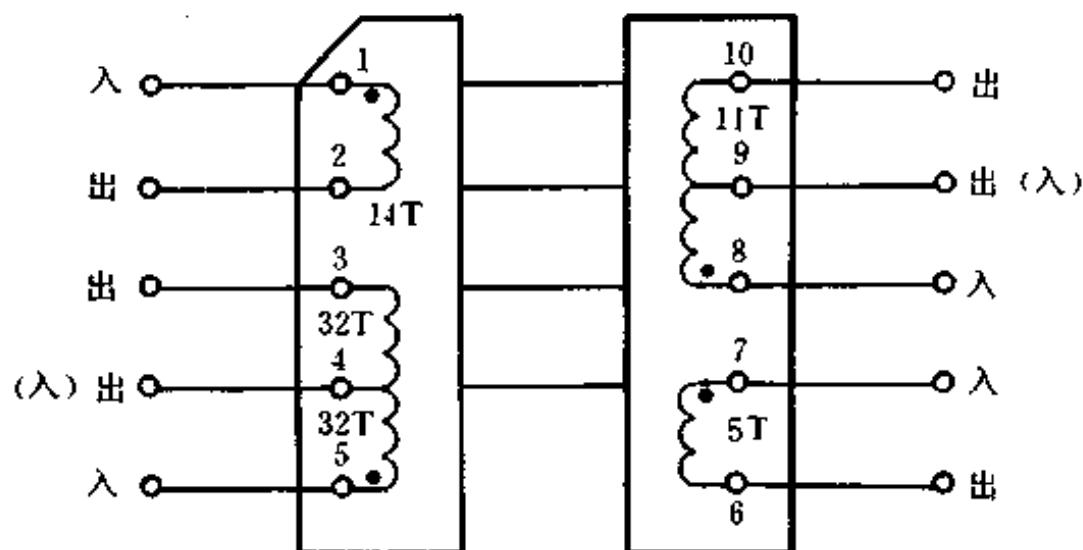


图 9-4 高频变压器的结构附视图

第四步，编制绕制工艺流程，并给出工厂使用的绕制工艺流程图。

6层			
5层	1—2	$\Phi 0.57$	14T
4层	4—3	$\Phi 0.64$	32T
3层	8—10	$\Phi 0.57 \times 2$	11T
2层	7—6	$\Phi 0.57 \times 2$	5T
1层	5—4	$\Phi 0.64$	32T

图 9-5 高频变压器绕制工艺流程图
本例的工艺说明注释如下：

- (1) 一律居中绕线，并加边胶带；
- (2) 层间至少二层隔离胶带；
- (3) 磁导线规格：L1：AWG23；
L2：AWG24；
L3：AWG24 双线并绕
L4：AWG24 双线并绕

第六步，对电感的测量应加以误差说明。本例的说明为：
绕制完成后，应对初、次级电感量进行测量，其中初级 L1 的电感量 L_p 应为 $716\mu\text{H}$ ，允许误差 $\pm 2\%$ ，次级绕组电感量分别为：

$$L_2 = 41\mu\text{H};$$

$$L_3 = 17\mu\text{H};$$

为了使变压器绕制完成后，有很小的漏感，通常采用分层绕制，最内层（1层）为初级线圈的一半，并由抽头引出，然后分别绕制次级各绕组，再将初级绕组由抽头处绕完。最外层为自馈电绕组。本例的绕制工艺流程如图 9-5 所示。

第五步，在工艺流程确定后，还应附加详尽的

$$L_4 = 36\mu H;$$

至此，一个完整的高频变压器的设计过程便完成了。

五、功率开关管的选择

小功率开关电源的可靠性主要取决于开关晶体管的选取及其质量。在本例中，其最大峰值开关电流 I_{cm} 应大于 I_s ， I_s 为短路保护时变压器初级线圈流过的最大电流。 I_s 按 1.3 倍的 I_p 计算。

$$I_s = 1.3 \times I_p = 1.18 \times 1.3 \approx 1.5 \text{ (A)}$$

由于本电路选用的是 VDMOS 管，所以漏极电流 $I_d \geq 1.5 \text{ A}$ ，取 3A。

峰值漏极电压 V_{dss} 应大于总电压 590V，一般取保险系数为 0.7，即取其 $V_{dss} \geq 590 / 0.7 = 850 \text{ V}$ 。

本例中选 VDMOS 管的型号为 MTP3N85，即其 $I_d = 3 \text{ A}$ ， $V_{dss} = 850 \text{ V}$ ，可以满足要求。

六、缓冲保护电路的设计

本电路中，由 R2、C4、VD5 组成一个缓冲网络，该网络主要用于限制高频变压器漏感引起的尖峰电压，它产生在开关管 VT1 由饱和转向关断的过程中，漏感中的能量通过 VD5 向 C4 充电。C4 上的电压可能充到反电势与漏感电压的叠加值，即 $V_{reset} + \Delta V_{pp}$ ，C4 的作用则是将该部分的能量吸收掉。因此，其容量由下式来决定：

$$C4 = \frac{L_e \cdot I_{sc}^2}{(V_{reset} + \Delta V_{pp})^2 - V_{reset}^2}$$

公式中，

L_e ：漏感，在单端反激式变换器中，一般 $L_e = 40 \sim 100 \mu H$ ，

若低于 $40\mu\text{H}$ 时可不予考虑，一般情况按 $50\mu\text{H}$ 计算。

V_{reset} ：反电动势，其值约为 120V 。

ΔV_{pp} ：漏感电动势的峰值，其值约为 100V 。

$$\text{所以, } C_4 = \frac{50 \times 10^{-6} \times 1.5^2}{(120+100)^2 - 120^2} = \frac{1.125 \times 10^{-4}}{34000} = 0.003\mu\text{F}$$

C_4 在实际选择时，可考虑选值大一些，这里取 $0.01\mu\text{/2kV}$ 。

VT1 在下半周由截止变为导通的过程中， C_4 上的能量经 R_2 进行释放，直到 C_4 上的电压降到下次晶体管关断之前的反电动势 V_{reset} 。在放电过程中，漏感电动势 ΔV_{pp} 是不变的。通过这个放电时间常数 $R_2 \cdot C_4$ 与 VT1 的关断时间的关系，可以求出电阻 R_2 的值。VT1 的关断时间可以按 $0.63T$ 计算，即它占整个周期 T 的 63% 。所以，有下面关系式存在：

$$R_2 \cdot C_4 = 0.63T \times \frac{V_{reset} + \Delta V_{pp}}{\Delta V_{pp}}$$
$$R_2 = \frac{0.63 \times (120+100)}{0.01 \times 10^{-6} \times 68 \times 10^3 \times 100} = 2.037\text{k}\Omega$$

这里的二极管 VD5 是在开关管关闭期间为电感线圈向 C_4 充电提供通路。当开关管导通时，可以阻止电容 C_4 通过 VD5 放电，由于二极管 VD5 的反向恢复时间的影响，电阻 R_2 应适当取值大一些，这里取 R_2 为 $2.2\text{k}\Omega$ ，且 R_2 上的功耗基本上就是储存在漏感中的能量通过电容转化过来的能量。其功耗值为：

$$P = \frac{1}{2} L_r \cdot I_k^2 \cdot f$$
$$= \frac{1}{2} \times 50 \times 10^{-6} \times 1.5^2 \times 68 \times 10^3 = 3.825 (\text{W})$$

由于二极管 VD5 和电容 C_4 均有功耗，而且放电时间可能还要短，所以该电阻的实际功耗可按计算值的一半来考虑。

所以， P （实际） = $1/2P = 1.9$ (W) (取 2W 电阻即可)

七、低压输出电路的设计

在高频变压器次级的整流滤波电路中，选择整流二极管时，对应低压大电流（如本例为 5V，2A 以上），应选择肖特基整流二极管；对应较高电压较小电流（如 12V，2A），可选用超快恢复二极管。滤波电容可视输出对纹波电压的要求来确定，一般按每安培电流 $1000\mu\text{F}$ 电解电容的容量来进行选择。并尽可能选择无感电容，也可用多个容量小的电容并联达到较高的容值，滤波电容值的基本量值计算可参考第六章的滤波电容计算部分。

开关电源各参数设计计算完毕之后，就要进行印刷电路板的布线设计。在布线设计中，还要注意布线的合理性，以防各种干扰。在制板完成之后，即进行整机装配，装配应按下面顺序进行。

- (1) 首先焊装低功耗电阻及小容值电容。
- (2) 装焊大功率电阻，并与印刷电路板有一定距离，有利于散热。
- (3) 装入整流二极管和开关二极管。
- (4) 安装控制 IC。
- (5) 装配高频变压器（最好是专业厂定制的）。
- (6) 装入所有体积较大的电容器，并注意电解电容的极性。
- (7) 安装大电流整流肖特基二极管，并同时装好散热器。
- (8) 安装高反压开关管。安装时，先将开关管固定在散热器上，尔后进行焊装，对焊装 VDMOS 管，应先焊装管子的源极，再焊装栅极，最后焊装漏极。这样，可避免管子的失效损坏。

所有元件安装完毕之后，应进行仔细检查，方可加电试验。

第二节 高频开关电源的加电试验过程

在加电试验之前，应首先对电路性能是否正确进行验证。验证脉冲宽度调制的方法如下。

1. 配备双路稳压直流电源一台，应分别能提供可调电压5~50V，将其中一路加在高频变压器初级侧的控制电路供电端，另一路电源加在作为调整取样的输出电压两端，当初级回路电压在16V以下时，用示波器观察UC3842芯片的第六脚，应无输出驱动波形（此时次级电源先不开），当初级所加电压大于16V时，这时应能观察到驱动波形。再使次级输出所加电压逐渐提高至5V或略大于5V，此时，可看到驱动波形开始变化，其占空比由宽变窄，直至最后达到保护，停止工作。通过这一实验，就可确定初级与次级的控制部分工作是否正常。

2. 验证自馈电绕组的电压及其稳定性，具体方法是：在桥式整流器正极和地之间加50V直流电压（次级可加轻度负载），用另一组电源加在芯片的供电端，激励一下（用16V左右电压激励），使电源开始工作，这时，用示波器测量自馈电绕组的馈电情况及馈电电压，这个电压应在13V~20V之间为佳，并观察自馈电压经滤波后的纹波情况，如果纹波电压很大，则不能加AC220V进行试验，而应先查清情况及原因，否则，会出现电源烧毁的故障。如果自馈电电压过高，一方面会使芯片进入保护状态（大于34V），另一方面会使电源处在不稳定工作状态。这时，应调整自馈电绕组的匝数，使自馈电电压达到最佳值。只有这样，才能保证电源工作在稳定的状态。

3. 验证其它绕组的输出情况。在第二种情况下，还应测量

其它绕组的输出情况，看输出电压是否在设计值范围内，否则，应调整这些绕组的匝数，同时，应观察纹波电压情况。如果纹波较大，则应检查输出回路的滤波措施及各补偿回路工作的稳定性，并加以改善。

4. 加电试验经上述验证之后，方可进行正常加电测试。这时，电路一般进入正常工作状态，还应做负载调整率，电压调整率，纹波电压等项测试，看是否达到设计的指标。最后，应做满负载输出的考机试验，同时，注意整机的热设计是否达到设计要求。

5. 加电试验完毕后，应将所测各种参数形成文件，尤其是对变压器及输出电感调整后的参数进行记录，并修改变压器的绕制工艺，为批量生产做充分的准备工作。

开关电源的设计，是一个实践性很强的课题，本文给出的设计方法仅作为一种参考，许多经验均是在不断的实践中摸索和积累的，只有在实际的试验中，才能使设计趋近完美。

第十章 功率场控器件及其应用

第一节 功率场控器件的分类

80年代以来，随着电子器件的发展及功率变频技术的突破，涌现出了种类繁多的新型电力半导体器件，而众多的不同器件，实际上是具有不同特点，不同参数（主要是电压，电流和频率三方面）的电阀。它们都具有双稳态的工作特征。第一代电力半导体器件（如可控硅）是一种能被控制导通，而不能控制关断的半控开关器件。第二代功率集成器件在功能上是既能被控制导通，又能被控制关断的全控开关器件。按照工作机制进行分类，这些器件可分成五个大类。

- (1) 功率晶体管 (GTR);
- (2) 可关断可控硅 (GTO);
- (3) 功率 MOS 场效应管 (POWER MOSFET);
- (4) 绝缘栅晶体管 (IGBT);
- (5) 静电感应晶体管 (SIT)。

其中，前三种器件与后二种器件相比，开关速度快，工作频率高，但功率容量要小一些。

随着半导体工业的飞速发展，近年来又产生了综合上述主要优点的新器件，如 MOS 栅控可控硅器件 (MCT) 和 MOS 场

控可控硅器件(MOSGTO)，这些器件具有趋向于最大的“功率 X 频率”值。这些产品正在成为电力电子器件的主力。而问世于 80 年代中期的第三代功率产品 SMART 功率集成电路，又进一步把具有不同功能的功率单元，逻辑单元，传感单元，测量单元和保护单元等集于一体，具备电路的功能，正在得到广泛的应用。

第二节 VMOS 管的特点及其应用

VMOS 管是大功率场效应晶体管的英文缩写，另外，国外还大量使用 TMOS 管，这是因为原始的大功率场效应管芯采用 V 型槽结构，而现在已采用更为先进的 T 型槽结构。

近二十年来，VMOS 管已得到相当广泛的普及应用，作为场控功率器件的一个重要类别，VMOS 管具有如下主要优点：

1. 不存在双极性晶体管的分子积累效应，属于多子导电，因此开关速度很快，达到毫微秒级，开关损耗小。
2. 不存在二次击穿现象，有很宽的安全工作区。
3. 源漏电流呈负温度特性，因此可多支并联使用，不需加均流电阻。
4. 由于是场控器件，输入阻抗很高，基本上不需要驱动功率，驱动电路可大大简化。
5. VMOS 管的线性好，增益高，失真很小。

由于本书第四章已详细地讲解了 VMOS 管的选用与驱动方法，故在此不再详述，但有必要提出 VMOS 管在应用与制作上的弱点。

由于 VMOS 管属于多子导电，所以导通电阻比较大，当要

求有相当高的阻断电压时，高压 VMOS 管的导通电阻将迅速增加，以至于使器件无法正常工作，所以，当前 VMOS 在同样的管芯面积下，电压越高的器件，电流容量下降得越厉害。如 IRF150 型 VMOS 管，在常温下容量为 40A，同样尺寸的芯片，改变外延参数，将电压做到 600V，其电流容量就只有 13A 了。

为了克服这个缺点，在 VMOS 管中引入导电调整机制，以降低导通态电阻，提高工作电流密度，或者说，打破导通态电阻的制约，使器件向高电压方向迈进。具体的做法是在 VMOS 管的漏极侧引入一个 P-N 结，在正常导通时，有效电阻成几十倍地降低，这样就产生了新的器件——IGBT（绝缘栅双极晶体管）。

第三节 高压高速大功率 半导体器件—IGBT

如上节所述，普通的 VMOS 管有一个致命的缺陷，即在高压大电流工作时，导通电阻很大，器件发热严重，输出效率下降，这使得目前单只大功率 VMOS 管很难输出 500W 以上的功率。

另一方面，大功率达林顿管在大电流导通时的电阻虽然可以做得很小，但其激励时要用功率激励。

以上两类器件在设计千瓦以上的大功率装置时，都不尽人意，于是科学家们近年来便设计出一种新型的高压、高速大功率半导体器件——IGBT，IGBT 原意是指绝缘栅双极大功率晶体管，它最主要的特点就是能集 VMOS 管电压激励和达林顿功率晶体管大电流低导通电阻特性于一体。当然，它还具有高速，

高可靠，低开关损耗，低脉冲拖尾电流和对温度不敏感等 VMOS 管所拥有的一切优点。用相同面积芯片制作的 IGBT 管最大输出电流可比同类 VMOS 管输出的电流增大二倍以上，IGBT 的上述优点使它成为国际上大功率半导体器件的风云品种，各国都在加紧研制生产。

现以德国西门子公司的 IGBT 新产品—BUP304 来说明 IGBT 的主要特性。

BUP304 是一种采用 TO-3P 塑封的 N 型大功率器件，其额定耐压为 1200V，(实测均在 1300~1400V) 之间，输出额定电流达 25A，根据西门子公司资料，IGBT 的电路符号及内部工艺如图 10-1 所示。

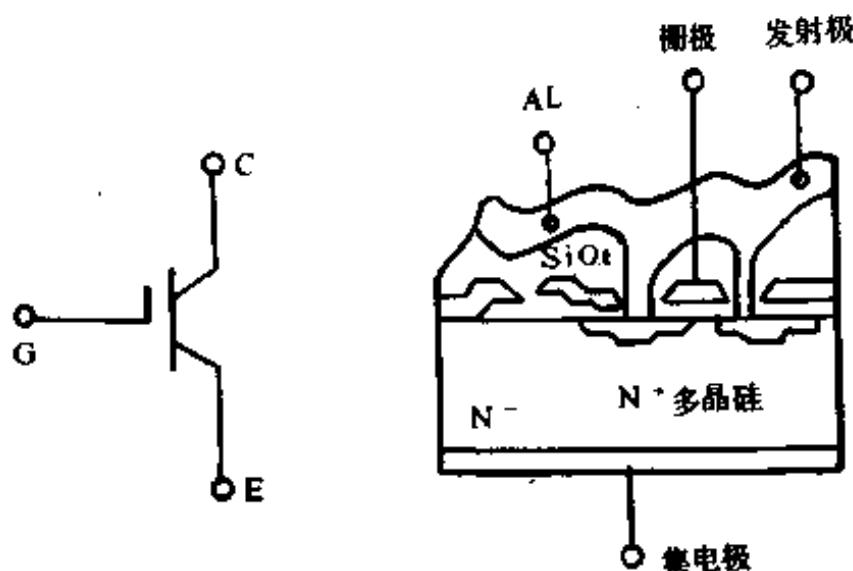


图 10-1 IGBT BUP304 的符号和内部工艺

从工艺图可见，在半导体衬底下制作了一个 PN 结，在导通状态下，此 PN 结通过载流子的注入，降低了器件的导通电阻。通过对 BUP304 和用与 BUP304 相同大小芯片作成的大功率 VMOS 管的特性进行对比可知，VMOS 管在导通电流达 5A 时，管压降已超过 20V，而 BUP304 在导通电流为 10A 时，管压降还低于 3V。

BUP304 的集电极电压、电流的伏安特性曲线如图 10-2 所示，供设计时参考。

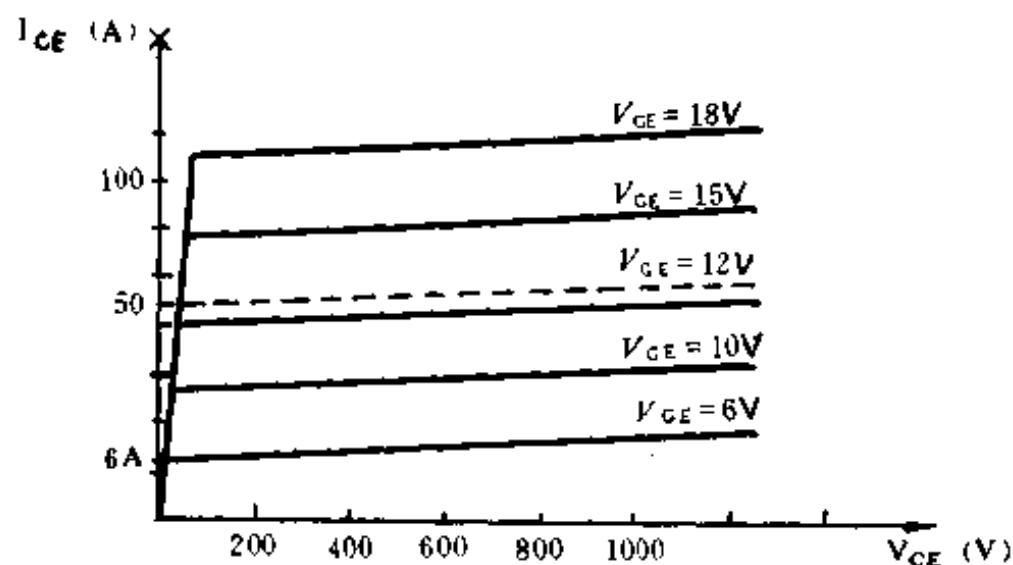


图 10-2 BUP304 的集电极电压、电流特性曲线

由伏安特性曲线可见，BUP304 还具有另一个优点，即它们的低栅极激励门限电压。当栅极激励电压为 6V，并且在集电极电压很低的情况下，集电极电流仍可超过 6A，激励电压达到 7V 时，集电极电流已达 15A 以上，而相同的 VMOS 管在低集电极电压区，激励电压为 10V 时，集电极电流才 5A，满激励电压则要在 15V 左右。

如同所有半导体功率器件一样，IGBT 固有的一个特点是其开关输出脉冲的后沿有一个为 $1\mu s$ 长的拖尾电流，由此会产生一定开关损耗，当开关频率为 20kHz，工作电压为 500V，输出电流为 5A 时，脉冲拖尾造成的开关损耗功率约 5W，须知，IGBT 的开关损耗只有同类大功率达林顿管的 $1/3$ 。

西门子公司指出，在工作频率 30kHz 时，工作电压 500~1000V 范围内，IGBT BUP304 无疑是取代大功率 VMOS 管和大功率达林顿管的最佳代换品。

还需指出的是，IGBT 若采用近年来出现的谐振开关（软开

关) 技术, 其拖尾电流的缺点便不复存在, 且可使开关频率做到 100kHz 以上。日本已研制出一种用一只 20A/1200V 的 IGBT 在 60kHz 时输出 1200W 的感应加热装置, 其输出效率可达 94%。此外, IGBT 对温度的不敏感性优于 VMOS 管, 一个导通电流为 20A 的 IGBT, 当温度从 25 度升到 150 度时, 而导通电流只增大 10% 左右(即 22A)。表 10-1、10-2 给出 BUP304 的主要电特性。

表 10-1 BUP304 的主要电参数

参数名称	符 号	额定值	备 注
连续集电极 电 流	I_C	25A	25°C 时
最大集电极 损 耗	P_{on}	200W	25°C 时
集-射极击 穿电压	BV_{ceo}	1200V	$V_{GE}=0$, $I_C=0.25\text{mA}$
栅极门限 电 压	V_{GE}	$5.5 \pm 1\text{V}$	$V_{GE}=V_{ee}$, $I_c=1\text{mA}$
集-射饱和 电 压	V_{CEsat}	3.5V 最大 5V	$V_{GE}=15\text{V}$, $I_C=15\text{A}$

表 10-2 BUP304 带感性负载时的主要参数

参数名称	符 号	额定值	备 注
关断延迟时间	$t_d \text{ (off)}$	200ns	
下降时间	t_1	200ns	125°C 时, $V_{ee}=600\text{V}$ $V_{GE}=15\text{V}$, $I_C=15\text{A}$
关断损耗 $E_{off} =$ $E_{off1} + E_{off2}$	E_{off1} E_{off2}	0.7mW 1mW	$R_g \text{ (on)} = 3.3\Omega$ $R_g \text{ (off)} = 3.3\Omega$

第四节 逆导型快速可控硅 RCA S3900MF

S3900MF 作为一种大功率四层半导体开关器件可控硅已在交流可控整流、调压、开关等电力领域获得广泛应用，它在功率容量方面的优势是现今大功率双极晶体管和 VMOS 管所不能相比的。传统观点认为可控硅开关速度较慢，无法在高频领域中应用，但这个观点是落后的，错误的。随着技术的发展，可控硅已向高频大功率领域迈进了。近年来出现的逆导型快速可控硅，逆导型可关断可控硅及场控可控硅是可控硅在高频大功率领域中应用的三种优秀器件。这几类器件的出现使可控硅在频率为数千赫至数百千赫，功率数百瓦的大功率装置中获得广泛应用。

一般来讲，逆导型可关断可控硅和场控可控硅价格比较昂贵，这里以 RCA 的典型产品—逆导型快速可控硅 RCA S3900MF 作一个说明，且这种产品价格便宜，适宜在国内推广应用。

逆导型快速可控硅的特点是在可控硅阳、阴极间反向并联一只二极管而制作于同一管芯上的组件，其伏安特性的特殊性表现于阳、阴极之间呈反向导通，所以有些资料把逆导快速可控硅又称为反向导通可控硅 (RCT) 或非对称可控硅 (ASCR)。逆导可控硅在制作工艺上通过进一步使阴极和阳极都采用短路发射极结构，更有利于获得耐高压、耐高温和开关速度快的特点，这样使它在高频电子电路的设计中，能做到元件数减少，体积减小，重量减轻，布线简单。

逆导型可控硅的电路符号及伏安特性见图 10-3。

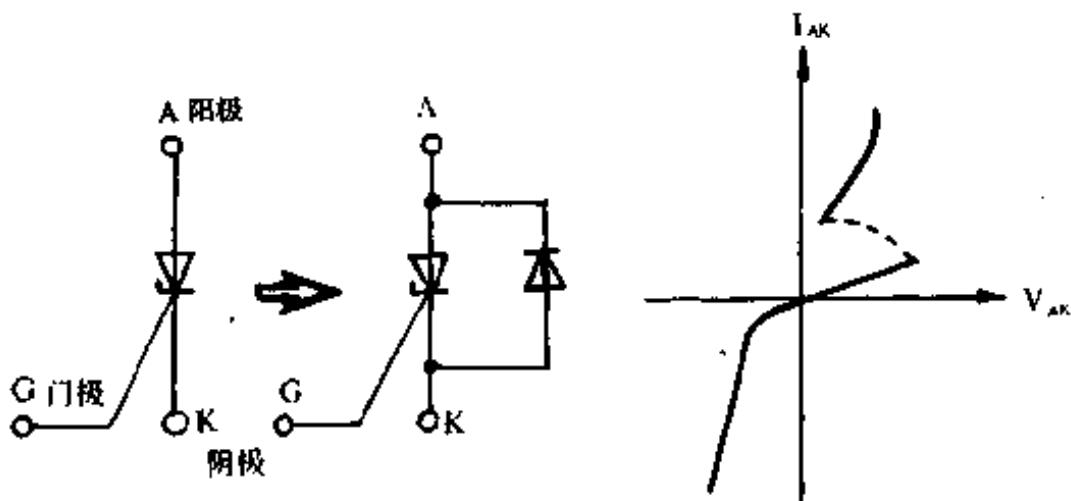


图 10-3 逆导型可控硅的电路符号及伏安特性曲线

可控硅在高频应用时几个主要参数的意义如下：

1. 关断时间 t_g

指器件的阳、阴极间加上反向电压使正向电流过零后，再以一定电压上升率的正电压施加在阳、阴极间而器件仍能恢复正向阻断能力的最短时间。这是决定可控硅高频特性最重要的参数。普通中小功率可控硅的 t_g 约 $20\mu s$ ， t_g 小于 $10\mu s$ 的可控硅称为快速可控硅，RCA S3900MF 的 $t_g=2.4\mu s$ ；这样，使之能满意地用在 $20\sim 30kHz$ 的高频功率装置之中。

2. 电压上升率 dv/dt

指在高频应用中，因可控硅中间 PN 结电容引起充电电流 Cdv/dt 流过而容易诱发可控硅在无触发时就导通的失误现象，因此，高频元件的 dv/dt 值越高越好，一般必须在 $100V/ns$ 以上，由表可见 S3900MF 的 dv/dt 已达 $120V/\mu s$ 。

3. 门极电压幅值及波形

高频时为使导通时间缩短，开通损失减小，不导致器件的正向阻断电压下降，门电压幅值应足够高，(S3900MF 的触发电压小于 $4V$)，脉冲的前沿应很陡，即满足强触发要求。

表 10-3 S3900MF 的主要电特性

参数名称	符号	数值	单位
最大正向阻断电压	V_{ORM}	>750	V
最大正向平均电流	I_T	5	A
最大正向导通电压	V_T	3	V
最大反向导通电压	V_{TR}	<0.8	V
最大门极触发电压	V_{GT}	4	V
最大门极触发电流	I_{GT}	40	mA
最小关断时间	t_g	2.4	μs
最坏情况的 dv/dt	dv/dt	120	$V/\mu s$
可承受最大涌流	I_{T_m}	80	A

总结以上特征，可知：

1. 快速可控硅可工作在 28kHz 左右，这优于一般可控硅元件。
2. 快速可控硅具有温升小的特点，一般在 20kHz 工作半小时，温升 $<40^{\circ}\text{C}$ 。
3. 浪涌电流承受能力大，器件可靠性高。
4. 耐压值高，不易损坏。

第十一章 电磁干扰和射频干扰 (EMI-RFI) 的考虑及有关 电源的电气安全标准

第一节 电磁干扰和射频干扰 (EMI-RFI) 的考虑

美国及国际标准化组织已对电磁干扰和射频干扰制定了若干标准，要求电子设备的生产厂商将其产品的辐射和传导干扰降低到可接受的程度。在美国，权威的指导性文件是 FCC Document 20780，在国际上，德国的 Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) 安全标准则得到了广泛的采用。

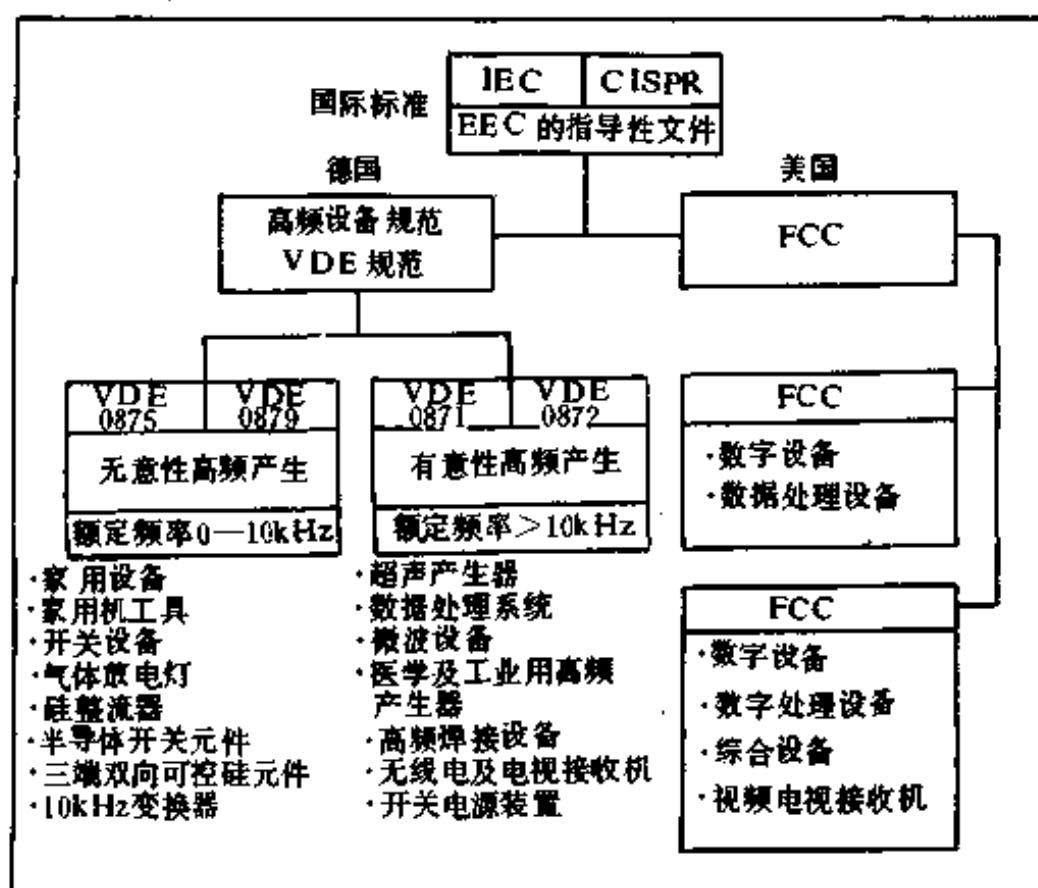
FCC 和 VDE 两个标准，主要是针对最终产品提出的，而不是组装产品的部件，但使用开关电源的整机产品，必须符合 EMI-RFI 的有关条款，了解这一点是非常重要的。正是因为如此，即便开关电源已经使用了一个输入滤波器，这个滤波器对无源负载电路是匹配的，但对有源动态电子电路供电时，其抑制干扰的能力会发生剧烈的变化。

在这一章中，我们试图引导读者了解一些 RFI 的难题，并给出减小这些干扰的措施，这无论对电源设计或最终产品的设计均是需要遵循的。

一、FCC 和 VDE 标准关于噪声抑制的条款

FCC 和 VDE 两项标准对由交流供电且由高频数字电路构成的设备的 RFI 抑制均提出了相应要求。VDE 标准把它的条款分成二类，第一类是工作在 0~10kHz 的设备产生的无意性高频干扰。它们的标准号分别是 VDE-0875 和 VDE-0879，第二类是用于要求那些使用 10kHz 以上频率的设备所产生的有意性高频干扰，它们的标准号是 VDE-0871 和 VDE-0872。

与此不同的是，FCC 则针对产生或使用定时脉冲信号大于 10kHz 的所有设备提出 RFI 限制的有关条款。图 11-1 给出了



注：IEC 为国际电子技术委员会的英文缩写。

CISPR 为国际无线电干扰特别委员会的英文缩写。

EEC 为电子设备委员会的英文缩写。

图 11-1 FCC 和 VDE 关于 EMI-RFI 的要求的总结

FCC 和 VDE 对 RFI 的各项要求。

FCC 对 EMI-RFI 的有关条款与 VDE 的有关条款十分接近，其 CLASS A 部分要求商业、贸易和工业环境的设备，其电磁干扰辐射应在几分贝/微伏，所有能达到 VDE 0875/N 或 VDE-0871/A, C 标准规定的设备，几乎都能达到 FCC 的这一要求。

另一方面，FCC CLASS B 的要求则针对住宅环境及较 CLASS A 更为急需的部分提出。且 FCC 提出的关于 EMI-RFI 的有关条款，均是针对频率范围从 450kHz 至 30MHz 提出的，而 VDE 则拓宽了其条款，并涉及到了 450kHz 以下的频率范围。实际上 VDE 对 EMI-RFI 导致的辐射频率范围是 10kHz~30MHz，图 11-2 给出了 FCC 和 VDE 涉及由 RFI 发射的曲线。

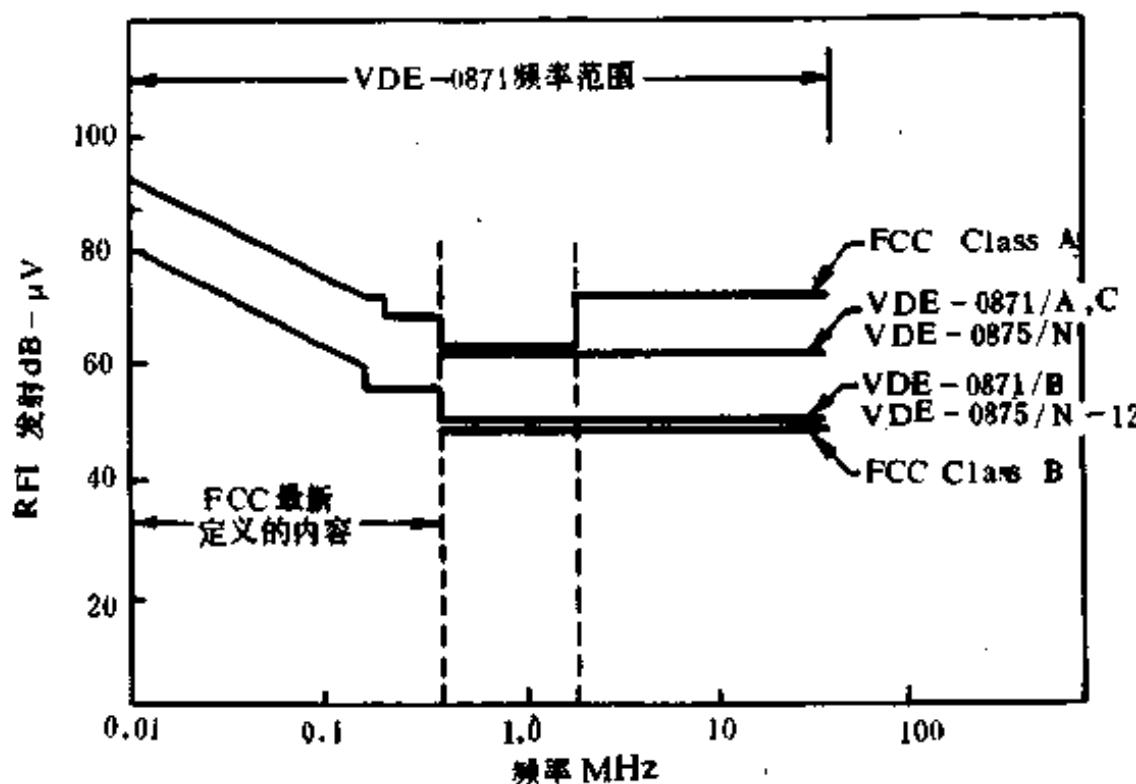


图 11-2 FCC 和 VDE 规范要求的最大允许 RFI 发射指标曲线

二、开关电源中的 RFI 产生源

由于开关电源具有很快的电流变化时间，且其变换器的工作特定波形使得每一个开关电源都是 RFI 的产生源，开关噪声的主要来源是开关晶体管、主回路整流器、输出二极管、晶体三极管的保护二极管以及控制单元本身。根据所采用的变换器电路不同，RFI 噪声的等级在主输入回路中变化也很大。

反激式变换器，由于设计的原因，其输入电流波形呈现三角形，较之输入波形为矩形的变换器，如正激式、桥式变换器等将产生较少的传导 RFI 噪声。

付里叶分析表明，一个三角形电流波形的高频谐波幅度是以 40dB 每倍频程进行跌落的。而对一个差不多的矩形电流波形，则只呈现 20dB 每倍频程的跌落。

三、交流输入线路噪声滤波器对 RFI 的抑制

通常在开关电源中采用的噪声抑制方法是在主交流输入回路接入一个 LC 组成的滤波器，用于差模一共模方式的 RFI 抑制，通常是交流线路上串入一对电感，其两端并联二只电容器（X 电容器），并在交流线二端对大地各接一只电容器（Y 电容器）。

这些电容及电感的值可以采用下面的数值：

C (X): 0.1~2 μ F;

C (Y): 2200pF~0.033 μ F;

L: 在 25A 时，为 1.8mH；0.3A 时，为 47mH。

图 11-3 给出了标准的开关电源所采用的输入线路滤波器。

在选择滤波器的元件时，重要的是要使输入滤波器的谐振频率远低于电源的工作频率。另一方面，滤波器使得电源的工作频率增加时，会使噪声的传导变得更容易。

并联在交流输入线的电阻 R 是 X 电容的放电电阻。这是由 VDE-0806 和 IEC-380 两个标准中的有关安全的规范条款推荐应用的。事实上, IEC-380 的 8.8 节阐明: 若线路滤波器的 X 电容器的值大于 $0.1\mu\text{F}$, 则放电电阻的数值应由下式确定:

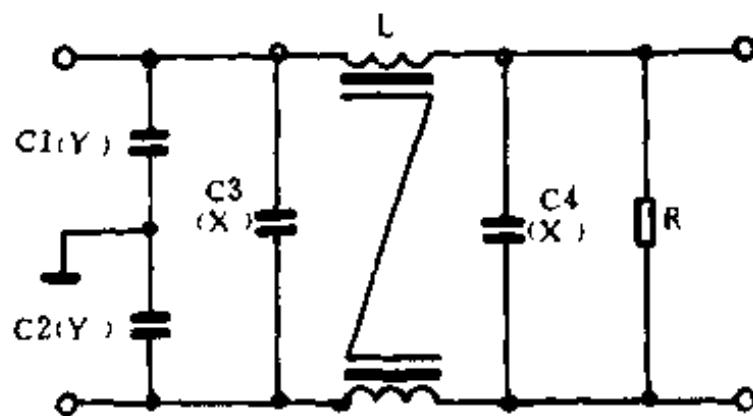


图 11-3 开关电源输入线路滤波器结构

$$R = \frac{t}{2.21c} \quad (11-1)$$

式中, $t=I_s$, C 为 X 电容器的总和值。

例 11-1

计算放电电阻 R, 针对图 11-3 所示电路, 并给定 $C_3(x) = C_4(x) = 0.1\mu\text{F}$

求解:

利用公式 11-1:

$$R = \frac{t}{2.21C} = \frac{1}{2.21 \times 0.2} = 2.2 (\text{M}\Omega)$$

进一步减少对称和不对称的干扰电压的措施是在交流线路中另外再插入一个电感线圈 L2。如图 11-4 所示。

插入电感线圈 L2 之后, 使得电容 C4(x) 的充电电流得到限制, 从而降低了干扰。

尽管上述电路的使用, 可将产生的 RFI 抑制到可接受的程度, 但我们必须清楚, 一旦电源的外壳封装形式和布局、布线

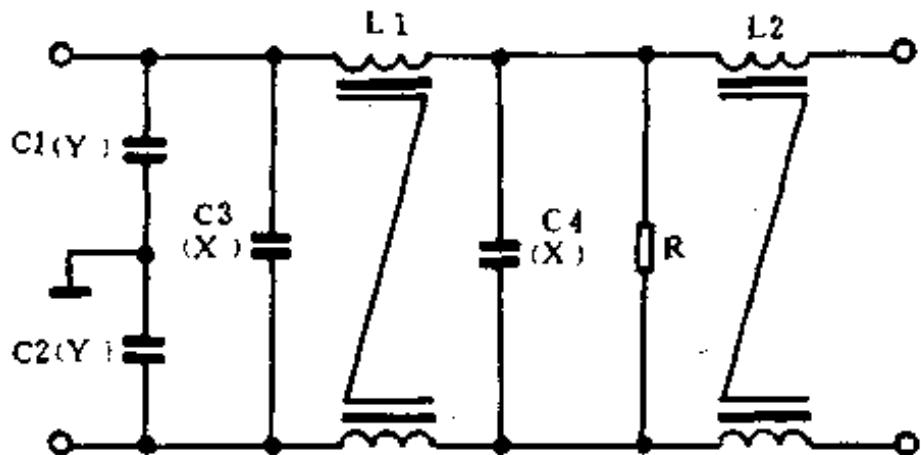


图 11-4 改进的线路滤波器

有所变化，就可能引起特定的滤波器不能正确地工作，详细地说，即如果一个电源的功率晶体管或功率整流器工作在高频状态，若正确地安装在电路底板上，并用云母绝缘片进行隔离，且底板能连接到交流大地线上，则产生的 RFI 噪声就会耦合到大地。这样，便提高了主电源线上滤波器的效率。实验表明，一个 T-3 封装的工作在 20kHz 频率下的开管晶体管，将它通过云母绝缘片隔离后安装在一个热底盘上（指底盘电压不为 0），则会产生一个 1MHz1mA 的 RF 电流，消除的方法是做一个金属封闭盒，将管子封闭其中，当然，应与晶体管绝缘安装，并将金属盒与直流地相连接，这一技术便有效地将云母绝缘片所产生的电容有效地短路到地，从而降低了 RF 电流噪声。

电源系统的布局和布线合理，对有效地降低或消除 EMI-RFI 干扰是十分重要的。电源的设计者必须花费精力去分析潜在的许多问题，并在正确选择线路滤波器之前，解决降低干扰的问题。

第二节 有关电源的电气安全标准

国际上及美国的安全标准化组织已经建立了许多电气安全

标准、规范以及指导性文件。这些标准针对设备生产厂商或电子元器件、部件，以使最终用户能得到安全及质量保证，这些标准的目标是保证产品因电气短路、起火、机械故障及有热源存在的原因而免遭损坏。

总之，每个国家都会针对产品的电气安全发布一些各自的标准，但大多数的电源生产厂商则使用 IEC (International Electrotechnical Commission)、VDE、UL (Underwriters' Laboratories) 和 CSA (Canadian Standards Association) 标准作为实际使用标准，以满足世界范围的安全要求。德国对商用设备的安全标准 (VDE-0806)，是基于 IEC 推荐使用的内容 IEC-380 写出的，是迄今为止对电源设备最为严格的电气安全标准。对美国和加拿大而言，电源设备的设计均以满足数据处理设备安全标准（即满足 UL-478 和 CSA C22.2 no. 154-1975）和办公设备安全标准（即 UL-144 和 CSA C22.2 no. 143-1975）为准则。

在本书中，如无特别指出，则主要参照 VDE、UL 和 CSA 安全标准的有关条款。

一、电源结构的安全要求

1. 空间要求

UL、CSA 和 VDE 安全规范强调了在带电部分之间和带电部分与非带电金属部分之间的安全要求，UL 和 CSA 要求极间电压大于等于 250V AC 的高压导体之间，以及高压导体与非带电金属部分之间（这里不包括导线间），无论在表面间还是在空间，均应有 0.1 英寸的距离。VDE 则要求交流线之间有 3mm 的徐变或 2.0mm 的净空间隙，以及在交流线路与接地导体间有 4mm 的徐变或 3mm 的净空间隙；IEC 则有粗略的规范，要求交流线间有 3mm 的净空间隙及在交流线与接地导体间的 4mm

的净空间隙。另外, VDE 和 IEC 要求在电源的输入和输出之间, 要有至少 8mm 的空间间距。这里应注意的是, UL 要求的是表面间应有距离, VED 要求为徐变, 而 UL 则定义的是空间间距, 对应 VDE 的净空间隙。

2. 电介质试验测试方法

对使用额定电压在 250V AC 或低于该电压进行供电的设备, UL 和 CSA 规范均要求在输入和输出、输入和地之间应通过施加 1000V 交流, 持续时间 1 分钟, 或施加 1200V 交流, 持续时间 1 秒钟的隔离测试, 这个交流电压必须是 50Hz 或 60Hz 的正弦波电压。

VDE 要求下列电介质试验: 在每一个交流输入线与次级低电压输出端之间施加 3750V 交流电压, 在交流线与接地导体间施加 2500V 交流电压, 在次级低电压输出端与接地导体间施加 500V 交流电压, 以及在交流输入线之间施加 1250V 交流电压, 所有试验持续时间为 1 分钟, 如果所有测试电压增加 10%, 则持续时间可降至 1 秒钟, 试验中应无击穿和飞弧现象。

3. 漏电流测量

UL 和 CSA 均要求暴露的不带电的金属部分均应与大地相接, 漏电流测量是通过将这些部分与大地之间接一个 $1.5\text{k}\Omega$ 的电阻, 其漏电流不应大于 5mA。

VDE 则允许下列漏电数值: 用 $1.5\text{k}\Omega$ 电阻与 150nF 电容并接, 并施加 1.06 倍额定使用电压, 用上述测量方法, 对便携式设备(小于 25kg), 漏电流不大于 0.5mA; 对非便携式办公设备, 漏电流不大于 3.5mA; 对数据处理设备, 也应不大于 3.5mA。

4. 绝缘电阻测试

VDE 要求在输入和低电压输出电路之间至少应有 $7\text{M}\Omega$ 的

电阻，在可接触到的金属部分与输入之间，应有 $2M\Omega$ 电阻或施加 500V 直流电压持续 1 分钟。

5. 印制电路板要求

UL 和 CSA 易燃性标准声明，所有的印制电路板材料均应是 UL 认证的 94V-2 材料或比此更好的材料。VDE 接受了这些标准。

二、对电源变压器结构的安全要求

由于 VDE 标准对设计、生产和使用变压器都提出了十分严格的安全要求。以满足大多数国家对安全性的要求。由于 VDE 对变压器结构材料的易燃方面没有要求，因而可用 UL 标准作为参考。而 UL 要求所有用于变压器结构的材料应为 UL 认证的 94V-2 材料。

1. 变压器的绝缘

变压器各绕组线圈在物理上应按照图 11-5 的要求进行分离，绕组使用的铜线应为漆包线，其它金属部分应涂有瓷、漆等绝缘物质，照此要求，可不考虑使用吸湿材料及石棉等阻燃材料。

2. 变压器介电强度

当使用多层绝缘之后，任何二层之间均应符合图 11-6 所示的介电强度要求，当二层很近时，可将电压加在外层进行试验，所加电压必须是 50Hz 或 60Hz 的正弦波，试验时间为 1 分钟，在试验中不应出现绝缘层破裂和飞弧现象。

3. 变压器的绝缘电阻

变压器结构的绝缘必须达到在绕组间绝缘电阻至少为 $10M\Omega$ ，在绕组与磁芯、骨架、屏蔽层间施加 500V 直流电压，持续 1 分钟，不应出现击穿、飞弧现象。

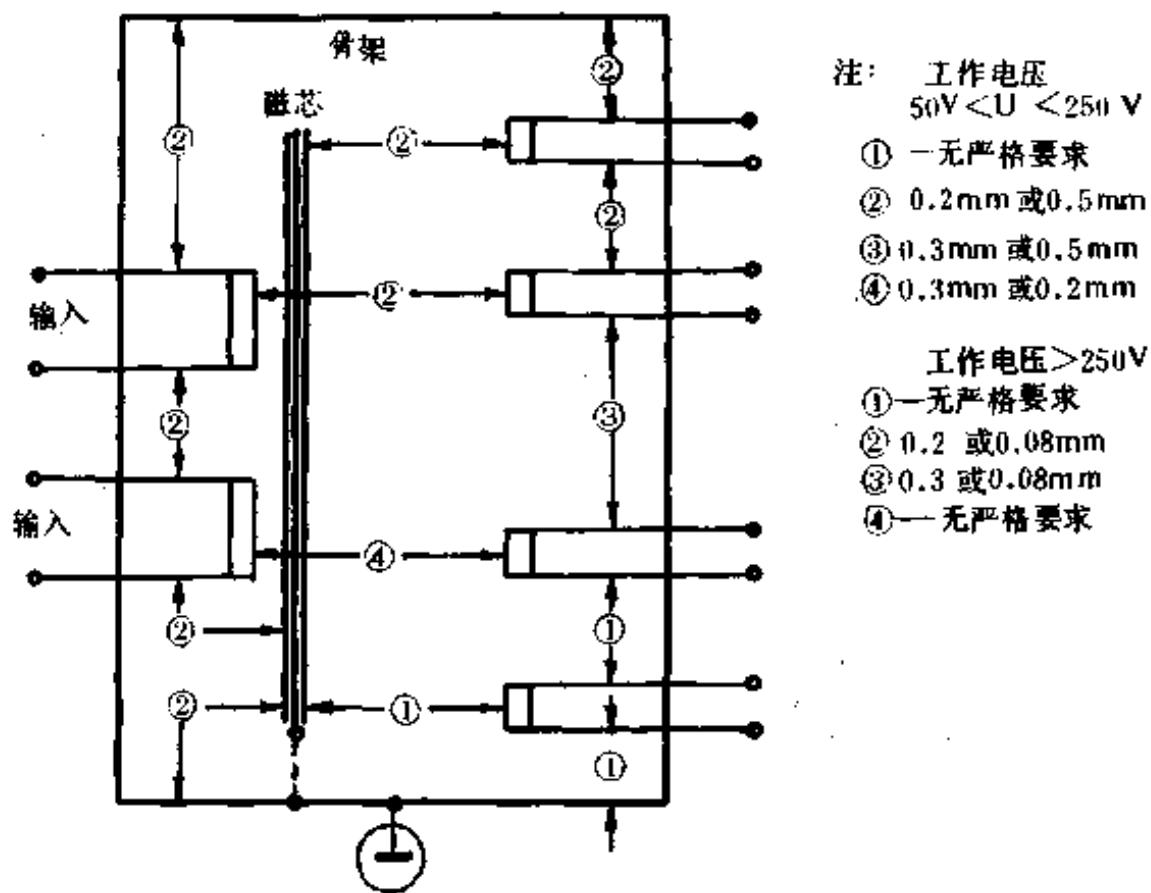


图 11-5 VDE 标准规定的变压器绝缘距离

4. 变压器湿度电阻

变压器必须在放置于潮湿环境之后，立即进行绝缘电阻和介电强度试验，并满足要求。潮湿环境一般是：相对湿度为 92% ± 2%，温度稳定在 20℃ 至 30℃ 之间，误差允许 ± 1℃，需在内放置至少 48 小时之后，立即进行上述测试。此时变压器的本身温度不应较进入潮湿环境之前测试高出 4℃。

5. VDE 关于变压器温度特性的要求

对一个特定绝缘级，正常工作下的最大稳定温度不应超过这一绝缘级所规定的值，这些值详见表 11-1，因此，必须预先给出产品或电源所使用的环境温度，以便进行温度的估算。

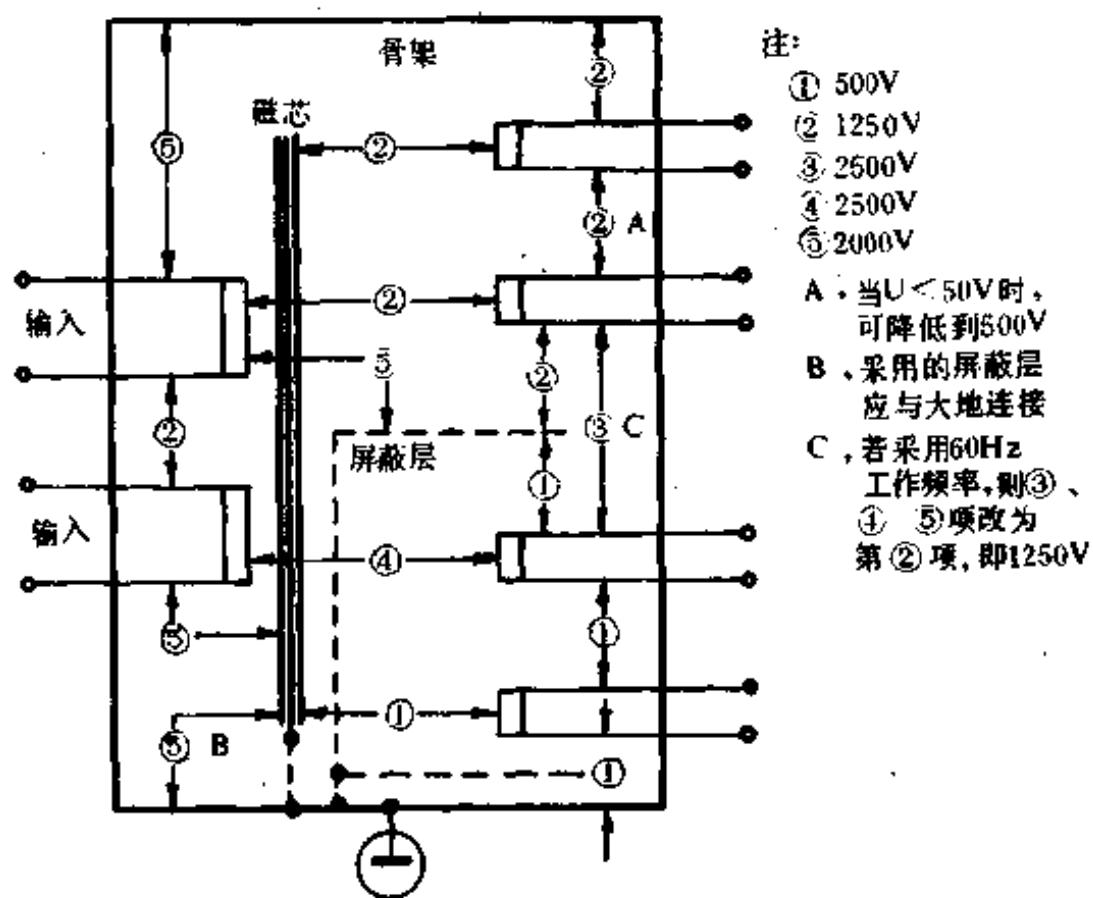


图 11-6 VDE 所规定的变压器介电强度

表 11-1

绝缘等级	最大温度 °C
A (105)	100
B (130)	120
F (155, 只对 60Hz 应用)	140
H (180, 只对 60Hz 应用)	165

温度的测量是由电阻法测得, 测试时, 变压器的输入电压是正常额定值的 1.06 倍, 频率为 50Hz 或 60Hz。

热电偶也可作为测量温度的方法, 采用这种方法, 表中的温度应减少 15°C, 如果某项标准不允许用热电偶方法进行测

量，则仍应采用电阻法作为最终测量方法进行测量。

6. UL 和 CSA 关于变压器温度特性的要求

UL 和 CSA 标准规定了变压器温度相对标准环境温度(25℃)的温升，在温度计量中采用两种方法，即热电偶方法和电阻法，表 11-2 列出了可接受的温升数值。

表 11-2

绝缘等级	相对环境温度的最大温升	
	热电偶法	电阻法
105	65	75
130	85	95
155	105	120
180	125	135

第十二章 微机系统常用开关电源的原理与维修

第一节 单端反激式变换器实用电源的原理

这里介绍的单端反激式变换器开关电源是一种常用微机直流稳压实用电源，输入电压为交流 200~264V，直流输出电压为：+5V，5A；+12V，3A；-5V，0.3A；-12V，0.3A。其总输出功率约为 66W，整体电路图见图 12-1。

从图 12-1 可见，该电源电路可分为输入部分电路、主变换器电路、稳压电路、保护电路及输出部分电路。下面，将按各部分电路的工作原理进行分析。

一、输入部分电路

交流输入电路与 L1 和 C1—C4 组成的低通滤波网络相连，其作用是抑制电网上来的电磁干扰，同时，它还对开关电源本身产生的电磁干扰有抑制作用，以保证电网不受污染。输入电路的原理图如图 12-2 所示。

在图 12-2 中，由 L1、C1 和 C2 组成常模抗干扰回路，由 L1、C3 和 C4 组成了共模抗干扰回路，这种组合对各种高频干扰信号的抑制作用较好。图中的 RT1 是一个具有负温度系数的热敏电阻元件。其特点是温度低时电阻值大，温度高时电阻值减小。

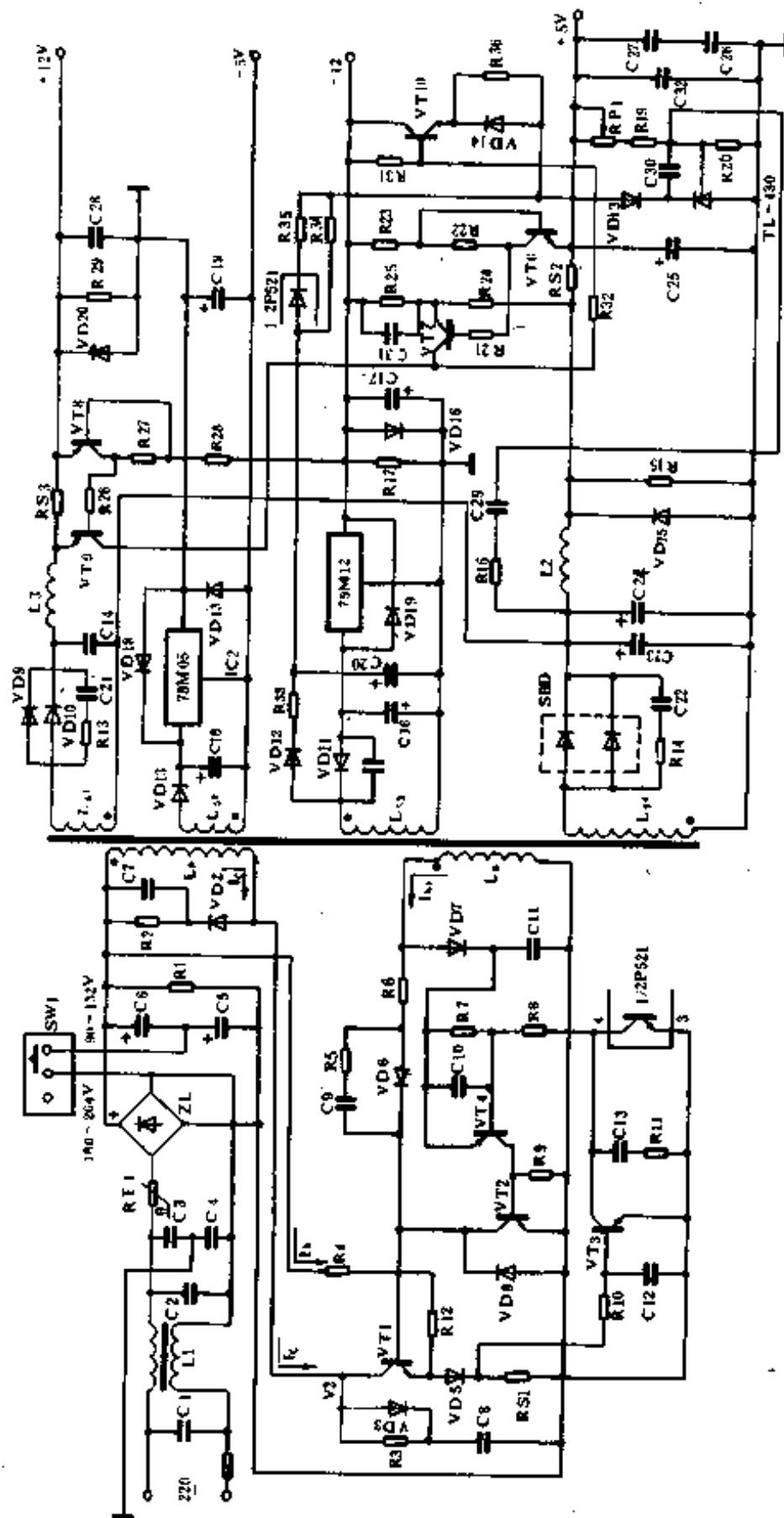


图 12-1 单端反激式变换器开关电源图

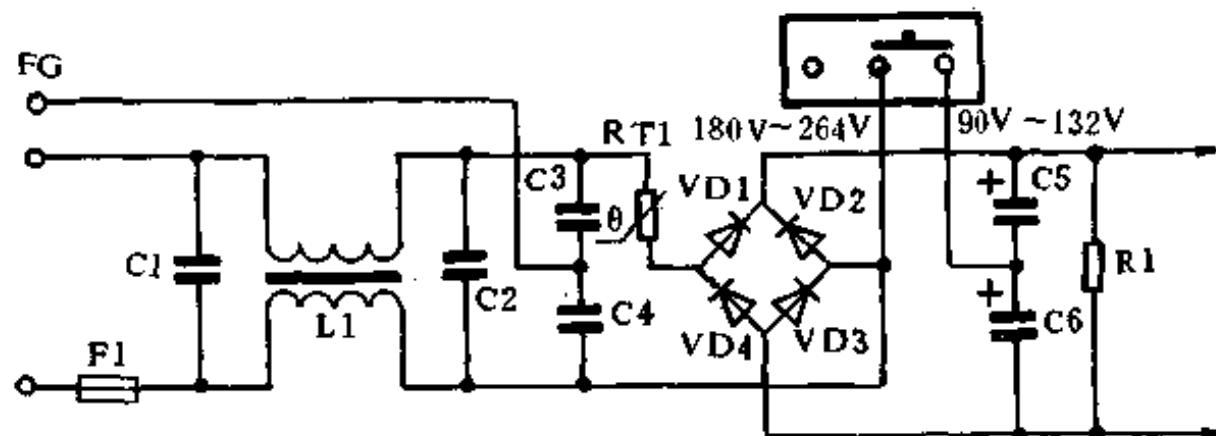


图 12-2 输入部分电路原理图

当电路刚接通时，由于电阻的温度较低，所以阻值较大，就限制了电路的启动电流，对开关电源本身有一定的保护作用。这就是第二章介绍的浪涌抑制电路。电路接通后，RT1 上有了电流流动，就会使其温度升高，电阻值变小，几乎是一条导线，这样就对电路无影响了。VD1—VD4 和 C5、C6 组成了桥式整流或倍压整流滤波电路。关于倍压整流电路的工作原理在第二章已经做了详细的阐述，在这里不再重复。

二、主变换器电路的工作原理

本电源主变换器电路的工作原理如图 12-3 所示。

主变换器电路主要由下述元件组成：开关晶体管 VT1、高频变压器 T1 的 L_p 绕组和 L_B 绕组。电阻 R4、R6、R12，二极管 VD5、VD6 等。在图 12-3 中，当整流滤波后的 300V 直流电压加到 T1 的 L_p 绕组的一端时，电阻 R4 也给 VT1 提供基极电流 I_B ，VT1 便开始导通。当 VT1 的集电极电流 I_{C1} 流经 L_p 绕组时，则在 L_p 绕组上产生感应电压。通过变压器 T1 的耦合， L_B 绕组上也出现感应电压，感应电压的极性如图 12-3 所示。 L_B 绕组上的电压经 R6、VD6 进一步给 VT1 提供基极电流 I_B ，使集电极电流 I_{C1} 进一步增加，致使初级线圈绕组 L_p 的感应电压更大，

这样就形成了正反馈过程。其结果使晶体管 VT1 迅速进入饱和状态， L_P 绕组中的电流 I_{C1} 呈线性增长。在 I_{C1} 增长期间， L_P 绕组上的感应电压保持不变，等于输入电压 V_i 。同样， L_B 绕组上的电压也不变，电流 I_B 也保持不变。当 I_{C1} 达到最大值 βI_B 时， I_{C1} 不再增加，根据电磁原理， L_P 绕组上的电压下降， L_B 绕组上的电压也随之下降，使得 I_{C1} 有减小的趋势。由于 L_P 、 L_B 绕组上的电压为反极性关系，使得开关管 VT1 的 B—E 极间形成反向偏压。迫使 VT1 迅速截止。这样就完成了一个开关振荡周期。下一个开关振荡周期的开始又是由电阻 R4 提供基极电流，晶体管 VT1 由截止进入导通状态， I_{C1} 电流流经 T1 的 L_P 绕组，在 L_B 绕组产生感应电压，增强基极注入电流 I_B ，使 VT1 迅速饱和。这样周而复始就形成了开关振荡状态。

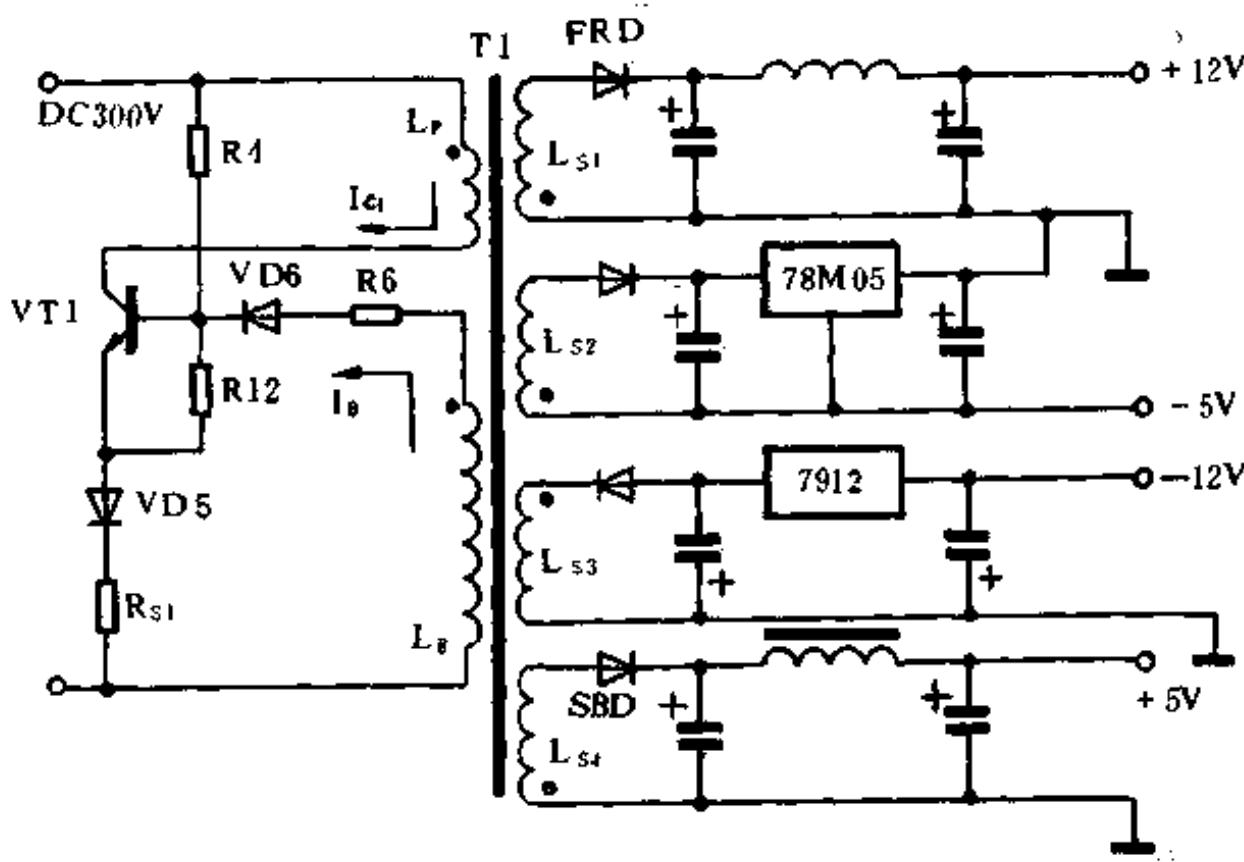


图 12-3 主变换器电路原理图

由于开关功率管 VT1 的不断导通截止，就把整流滤波后所得到的直流电压变成了有一定振荡周期的矩形脉冲，即高频脉冲。经过高频变压器变压后，在变压器次级的各绕组上，便得到所需的电压；再经过高频整流滤波后，即可得到相应的各组直流电压。应该指出的是，这里的变压器 T1 起到双重作用，既起到变压器作用又起到电感的作用。当 VT1 导通时，T1 的次级绕组均处于反极性状态，次级回路相当于开路，T1 的 L_p 绕组起到电感线圈储存能量的作用。当 VT1 截止时， L_p 绕组上的电压极性与原来相反，次级绕组 L_s 上的电压也同样极性相反，而使所有的次级整流二极管处于正向导通状态，初级绕组 L_p 上的能量经次级绕组 L_s 、整流二极管流向负载，使次级得到需要的电压。这就是前面讲的反激式变换器的工作原理的具体实现。

三、稳压电路的构成

上面介绍了开关振荡变换电路的工作原理，但它不具备稳压的功能。稳压功能的实现参看图 12-4。

稳压电路由光电耦合器 PC1、开关二极管 VD13、电压比较放大器 TL-430 及开关晶体管 VT4、VT2 等相关元件组成，通过采样、放大、控制负反馈电路来达到稳压的目的。

电路的工作过程如下：当由于某种原因，如负载的变化，电网电压的变化等，引起输出电压 V_o 升高时，采样电阻 R19、R20 分压处的电压值也会随着升高，采样电路把这一升高的变化量送到电流比较放大器 TL-430 的控制端即 R 端，控制端 R 的电平就会升高，使得 TL-430 的 K-A 端的电流增加，光电耦合器 PC1 中的发光二极管的亮度也增强，光敏三极管就会导通，进而驱动 VT4、VT2 导通，VT1 的基极电流被 VT2 短路，使 VT1 提前截止。VT1 的导通时间 t_{on} 变短，而整个振荡周期又不变，所

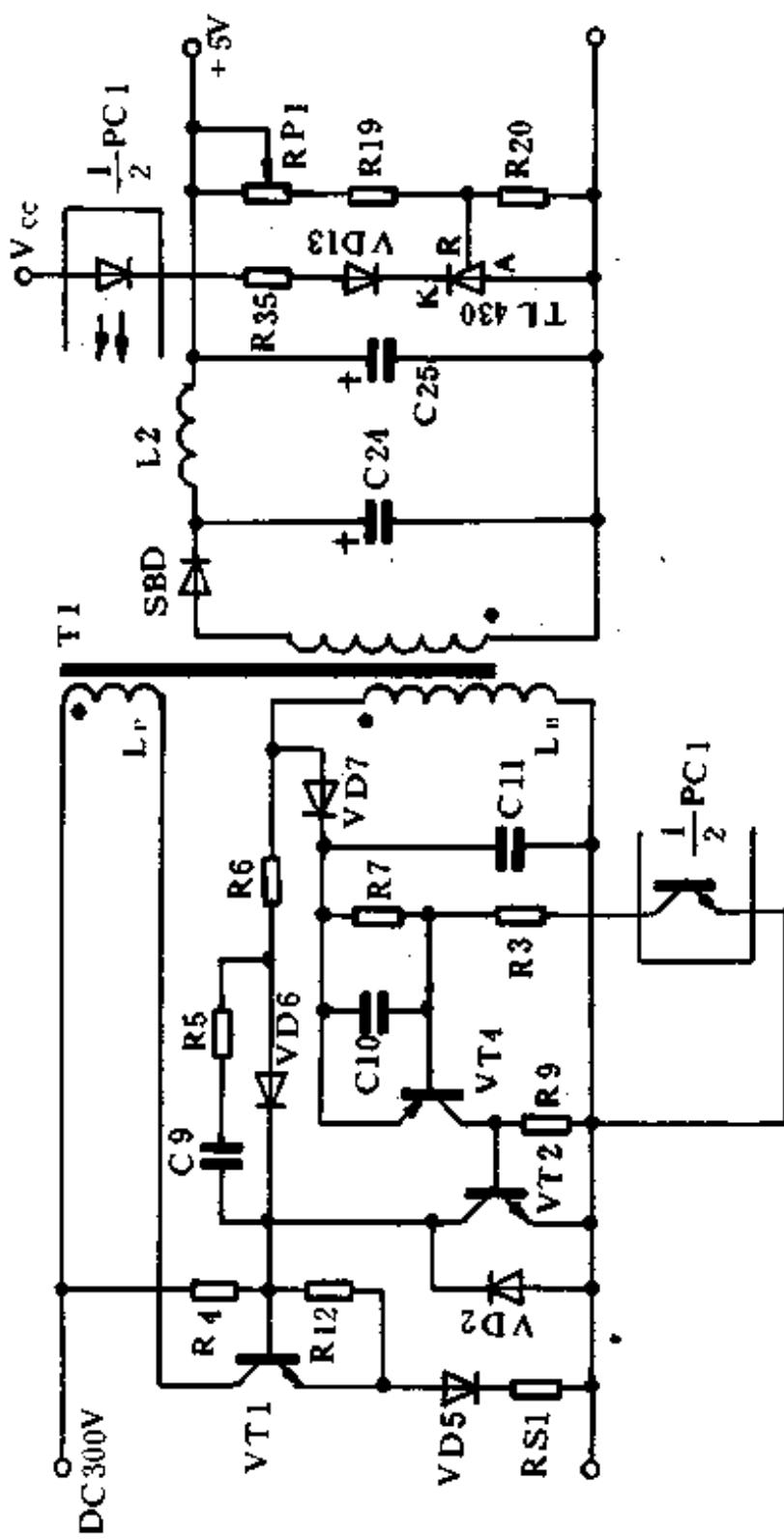


图 12-4 稳压电路原理图

以变压器次级各绕组上所得到的能量就会减少，输出电压 V_o 降低，达到了稳压的目的。

如果由于异常情况引起输出电压 V_o 降低，那么会使 TL-430 的 R 端的电平下降，进而使 PC1 中发光二极管的亮度减弱，导致光敏三极管趋于截止，使 VT4 基极电位抬高，则 VT4、VT2 趋于截止，VT1 的基极电位上升，VT1 的导通时间 t_{on} 则增长，而整个开关振荡周期保持不变，所以次级绕组上所得能量就会增加，使输出电压 V_o 升高，实现了稳压的目的。

+5V 的稳压电路前面已经进行了详细的介绍。下面介绍 +12V、-12V 和 -5V 的稳压电路。

+12V 电源是由次级整流滤波后与 +5V 电源串联而得到的。采用这样的电路结构，可以使 +12V 电源能达到一定的负载稳定度，同时也减小了高频变压器 T1 的体积。使整个电源的结构更为紧凑。

+12V 输出的稳压电路工作过程如下：当由于某种原因使 +12V 电压的负载电流有所变化时，将导致快速恢复二极管 VD9、VD10 的压降产生变化（见图 12-1）。同时，+5V 肖特基势垒整流二极管 SBD 的压降也要发生变化，这势必会引起 +5V 电压输出的变化，而使 +5V 的负反馈电路通过采样放大，反馈等一系列动作相应地进行调整，使输出电压恢复正常值。这不但保证了 +5V 输出电压的稳定，同时也使 +12V 输出电压相对地稳定。当电网电压变化时，变压器次级的各组输出电压都会受到影响。但是，由于 +5V 电压是一个负反馈的闭环调整回路，所以次级的任何一组输出电压通过它的调节都会趋于稳定。

由于 -12V 和 -5V 电源的负载电流较小，所以采用了 7912 和 7805 等三端集成稳压器组件进行稳压，完全可以达到

使用要求。

四、保护电路

图 12-1 所示的电路图中,为了防止输出负载短路或过流而造成电源本身的损坏,也为防止由于电源本身的故障造成输出过压而烧毁负载,所以设置了几种有效的保护电路,分别介绍如下。

(1) 开关功率管 VT1 的限流保护电路

主变换器回路的开关功率三极管 VT1 的限流保护电路由二极管 VD5、电阻 RS1、R10、三极管 VT3、VT4、VT2 等元件组成。电路如图 12-5 所示。

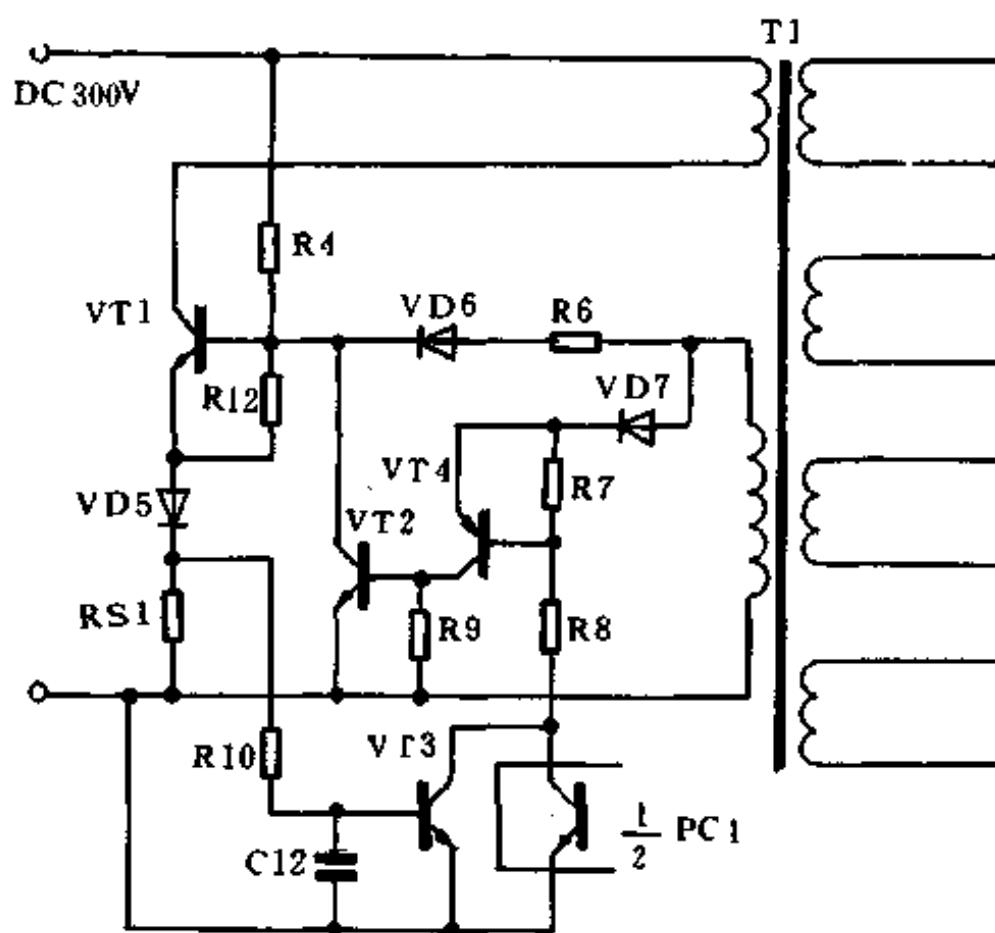


图 12-5 开关功率管 VT1 的限流保护电路

当由于某种原因引起主变换器回路的功率开关管 VT1 的集电极电流大于原设计的电流值时，会引起电阻 RS1 上的电压降增加，经过电阻 R10 给晶体管 VT3 的基极注入的电流就会增大，驱动 VT3 导通，引起 VT3 的集电极电流增大，使得 VT4、VT2 导通，VT2 的导通会把 VT1 的基极注入电流短路而使 VT1 提前截止，即 VT1 的导通时间 t_{on} 变短，则流经 VT1 集电极和发射极的平均电流减少，从而达到了限制 VT1 集电极电流之目的，实现了对 VT1 的过流保护。

(2) 电源输出端的过流保护电路

在图 12-1 中，+5V 电压输出回路的过流保护电路由限流电阻 RS2、晶体管 VT6、VT7 等元件组成，而+12V 电压输出回路的限流保护电路由限流电阻 RS3、晶体管 VT8、VT9 及其相关元件组成。它们是各自独立的。由于+5V 电压与+12V 电压的过流保护电路的原理相同，所以下面以+5V 过流保护电路为例加以讨论。过流保护电路的执行电路由晶体管 VT10、二极管 VD14 和光电耦合器 PC-1 等相关元件所组成，参见图 12-6。

图 12-6 中，晶体管 VT6 与电阻 R22、R23 和 R21 为晶体管 VT7 组成一个低偏置的电压源。VT6 处于深饱和状态，在正常情况下，它通过电阻 R21 向 PNP 型晶体管 VT7 的基极提供一个约 4.6V 的基极电压，由于 VT7 的发射极通过电阻 R24 与 +5V 直流电源相连，因此，VT7 的发射极电平比基极电平高 0.4V 左右的临界偏置状态。当由于某种原因使得电源的+5V 电压输出发生过流现象时，在限流电阻 RS2 上产生的压降将增大到足以驱动晶体管 VT7 和 VT10 进入饱和状态。由图 12-6 可见，晶体管 VT10 的导通将会使流经+12V 直流电源、光电耦合器 PC1 的发光二极管、电阻 R35、二极管 VD14、晶体管

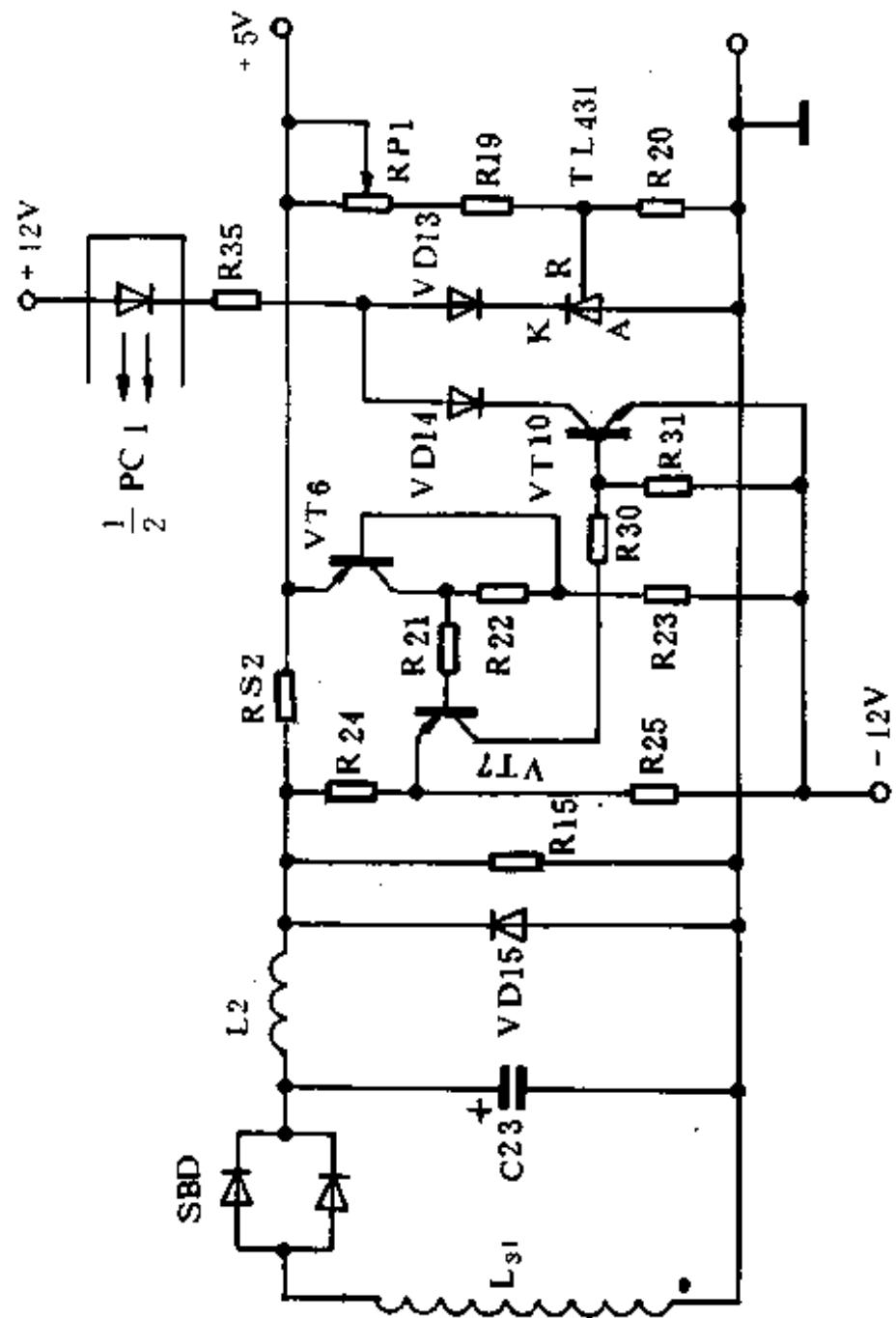


图 12-6 +5V 输出的过流保护电路

VT10 和 -12V 电源这一回路的电流增大。与前面分析的 +5V 负反馈控制电路同样，当流过光电耦合器 PC1 中发光二极管的电流增加时，它必然引起其亮度增强，使光电耦合器中的光敏三极管导通，进一步驱使晶体管 VT4 和 VT2 趋于导通。其结果是使开关晶体管 VT1 集电极输出的脉冲宽度变窄，+5V 直流输出的电压幅度有所下降。当外接负载不变时，流过 +5V 输出回路的电流将随之下降，从而达到过流保护的目的。VT6、R22、R23 构成的低压偏置源的设置主要是为了减小 RS2 上的功耗，提高电源的工作效率，同时在生产调试中便于保护点的调整。

+12V 输出的过流保护电路与上述 +5V 过流保护电路原理相同，不再重复。

-12V 和 -5V 电源的输出端都采用了三端集成稳压器，它们本身具备了一定的保护功能，所以不另增加保护电路。

(3) 开关功率管 VT1 的缓冲保护网络

在图 12-1 电路中，变压器 T1 的 L_P 绕组和 VT1 的集电极一发射极之间分别并联由 R2、C7、VD2 和 R3、VD3、C8 组成的缓冲保护电路。如图 12-7 所示。

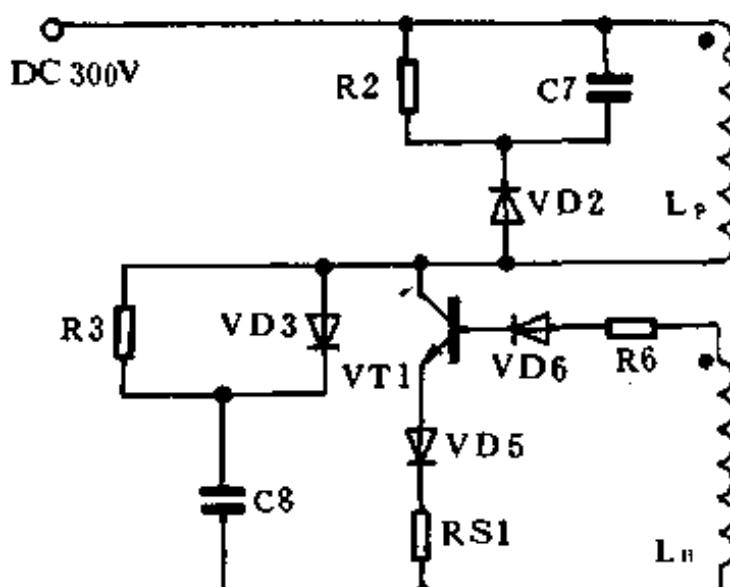


图 12-7 开关功率管 VT1 的缓冲保护网络

为保护功率晶体管安全工作，一定要严格地限制晶体管关闭过程中所承受的最大反压，必须防止漏感造成的尖峰电压破坏功率晶体管。在晶体管集电极和发射极之间加入一个由电容 C8、电阻 R3 和二极管 VD3 组成的缓冲保护网络。当晶体管关断时，高频变压器初级电感线圈中会产生一个高压。电容 C8 可以缓冲该电压上升的速度和电压的峰值，这时电感中的电流通过二极管 VD3 对电容充电，充电时间即是晶体管的下降时间 t_f ，而当晶体管重新导通时，该电容 C8 又通过电阻 R3 和晶体管将能量释放掉。

由 R2、C7 和 VD2 组成的缓冲保护网络主要用于限制高频变压器的漏感产生的尖峰电压，此尖峰电压产生在开关功率管关断之后，漏感中的能量通过 VD2 向 C7 充电，C7 上的电压可以充到反电动势与漏感电压的迭加值，所以，C7 的作用就是把这部分的能量吸收掉。

综上所述，缓冲保护网络的作用是使变压器 L_P 绕组上和 VT1 的集电极—发射极之间的电压变化速度减缓。使开关管 VT1 工作在安全区内，减小了 VT1 的关断损耗，还可以使输出端的开关电平大大降低，从而实现缓冲保护作用。

应该指出的是：缓冲保护网络的引入并不能提高整体电源的工作效率，它只是把功率管 VT1 上开关损耗的一部分能量转换到电容放电回路的电阻上去了。其元件的选择应按照第四章介绍的方法进行。若电容选择得不当，还会降低电源的效率。

五、输出电路

本开关电源的输出回路共有四组直流输出电压，+12V、-12V、+5V、-5V。由于+5V 电源的输出电流是电源的供电主力，所以输出电流较大，它的整流器件用的不是一般的整流

二极管而是肖特基势垒整流二极管（SBD）。

肖特基二极管具有如下特点：正向压降小，一般只有0.40V左右；反向恢复时间(t_{rr})极短，一般只有几纳秒，而工作电流却很大，但其反向电压一般不超过100V。因此适宜在+5V这样的低压、大电流电路中应用。

其他三种输出电路的整流器件用的是快速恢复二极管(FRD)，它也是利用PN结单向导电特性，但制造工艺与普通二极管不同，因而它具有开关特性好，反向恢复时间短，正向电流大，体积小，安装简便等优点。

输出电路的另一个重要元件是电解电容，这在前面讲输出电路设计时已进行了详细说明，不再重复。

第二节 半桥式变换器实用电源原理

此处介绍的半桥式变换器实用电源电路是IBM-PC/XT及其兼容机使用的实用电源。主要由输入电路，主变换器电路，开关控制电路，保护电路、“电源好”信号生成电路及输出电路等部分组成，整体电路参见图12-8。下面分部进行介绍。

一、输入部分电路

输入部分电路接入了低通滤波网络，其作用与前面介绍的电路相同。此外，在机箱的背面还并联一个交流电源输出插座，用来接入显示器，可使主机与显示器共用一个电源开关。

交流输入电压110V和220V的转换开关的连接如图12-9所示。当输入电压为交流110V时，开关S处于ON状态，电路是倍压整流电路；如输入电压是交流220V，开关处于OFF状

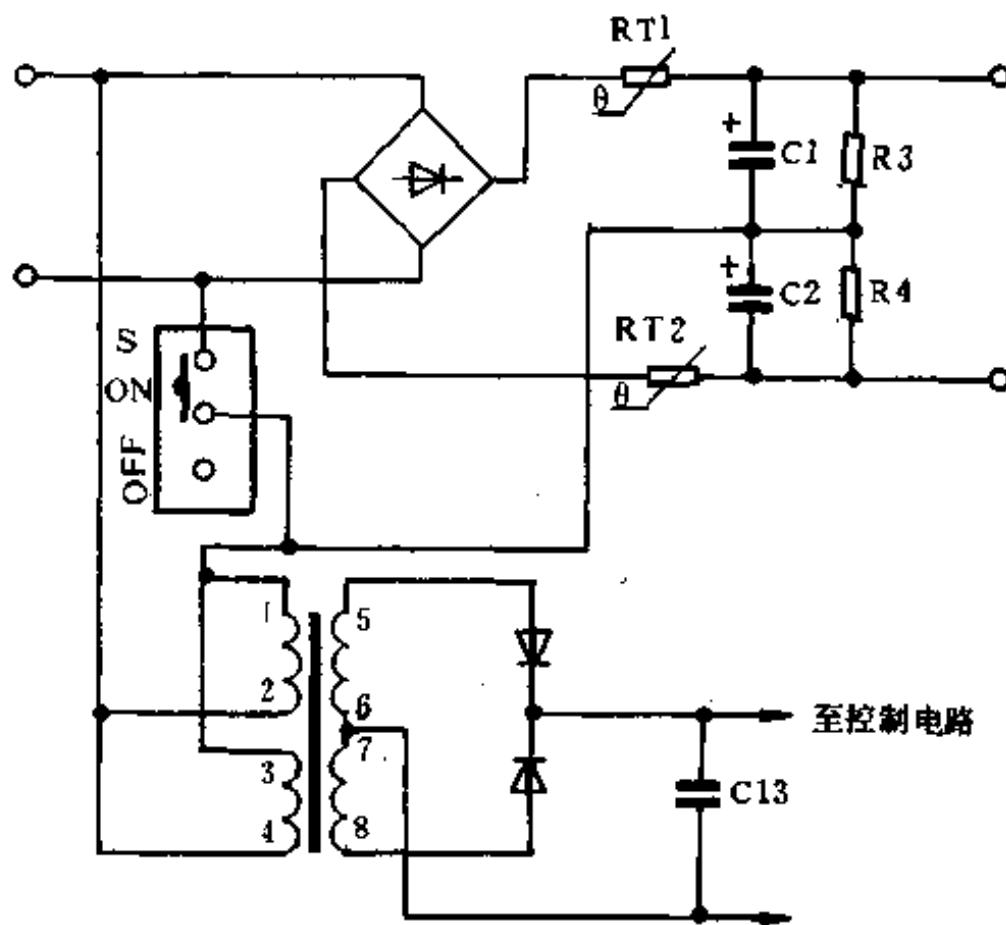


图 12-9 输入部分电路

态，整流电路为桥式整流电路。图中的电阻 RT1、RT2 是开机时的阻流电路，采用了大功率的负温度系数的热敏电阻，其作用是抑制开机时的浪涌电流。在电源开关接通的瞬间，电容器充电电流很大，但是，由于当时温度低，热敏电阻的阻值大，可以限制这个大电流。此后，由于热敏电阻上有电流流过，使其温度增高，阻值减小，所以消耗功率也减小，对电路几乎无影响。控制电路的辅助电源采用 50Hz 的小功率变压器 T1。

二、主变换器电路

主变换器电路的工作原理见图 12-10。

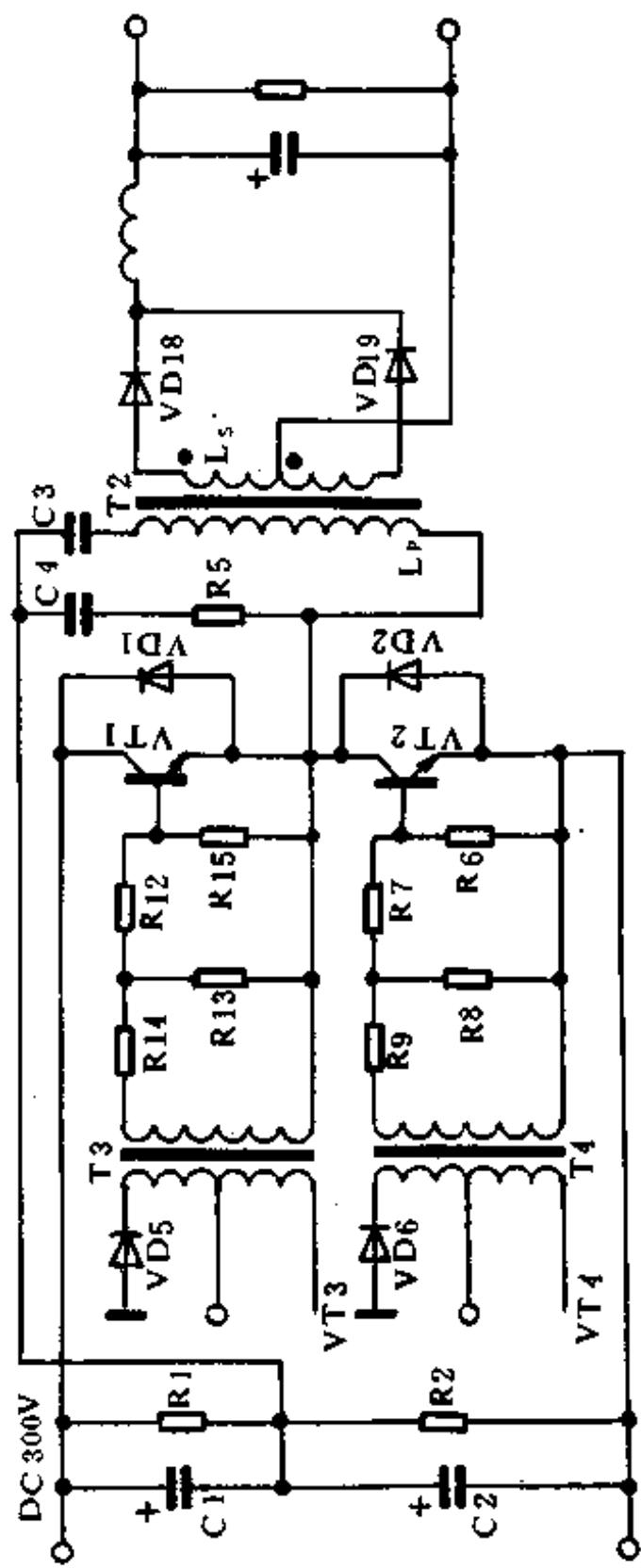


图 12-10 主变换器电路原理图

主变换器电路的工作过程如下：

经过整流后的 300V 直流电压由输入滤波电容 C1、C2 分压，各承受约 150V 电压。当晶体管 VT1 的基极被驱动电流驱动时，VT1 则导通，电容器 C1 经过晶体管 VT1 的集—射极、变压器 T2 的初级绕组 L_P、电容器 C3 放电。经过 T2 的耦合，给次级 L_S 传递能量。当 VT1 截止时，晶体管 VT2 的基极又受到驱动电流的驱动而由截止转为导通，电容器 C2 经过 C3，T2 的 L_P 绕组及晶体管 VT2 的集—射极放电，同样也经过 T2 给次级 L_S 传递能量。为了避免晶体管 VT1 和 VT2 同时导通而把电源的输入部分直接短路造成 VT1 和 VT2 的损坏，必须要保证 VT1 和 VT2 的驱动脉冲电流有一个共同截止的时间，称为控制脉冲的“死区”时间。要求“死区”时间必须大于晶体管 VT1 和 VT2 的最长导通饱和延迟时间 t_s。

三、开关控制电路

该开关电源的控制电路主要由脉冲宽度调制器 SG3524 或 MC3524 集成电路、功率放大晶体管 VT3、VT4、驱动变压器 T3、T4 及相关元器件所组成，关于 SG3524 的内部电路结构图，由于篇幅所限，请参照有关资料。这里仅通过内部功能框图把其工作原理叙述如下。

1. SG3524 的工作原理

SG3524 系采用双极性工艺制作的模拟数字混合电路。它包括输出 5V 的稳压器、误差放大器、电压比较器、电流限制放大器、振荡器、触发器、两个或非门、两只输出推动管及一只电路关闭用晶体管。它的功能方框图如图 12-11 所示。

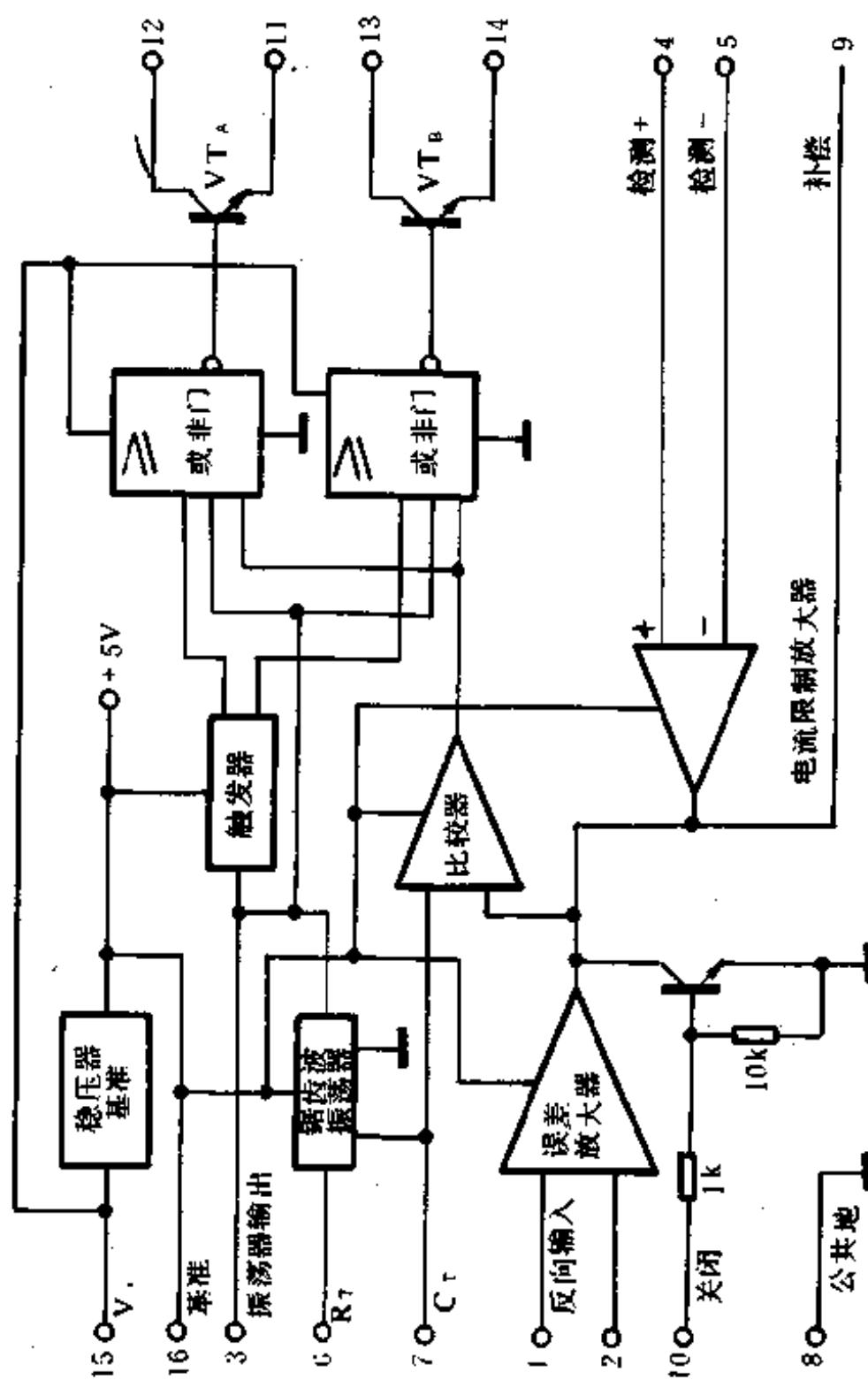


图 12-11 SG3524 脉冲宽度调制器功能方框图

SG3524 振荡器的工作周期由定时元件 R_T 和 C_T 的值决定。计算公式如下： $T = R_T \cdot C_T$ 。公式中， R_T 为欧姆， C_T 为 μF ，周期 T 是 μs 。在该电路芯片第 7 脚的电容 C_T 上生成一个三角波。这个三角波被送到比较器的一输入端与另一输入端的误差放大器或电流限制放大器的输出电平进行比较，在比较器的输出端得到一定宽度的脉冲。

锯齿波振荡器的输出脉冲在电路内部有两个作用，其一是作为死区时间控制用，其二是作为触发脉冲送至内部触发器。

比较器的输出脉冲、锯齿波振荡器的输出脉冲及触发器分频后的脉冲同时送到两个“或非”门电路。两个“或非”门交替出现高电平，驱动相应的功率三极管 VT_A 和 VT_B 交替导通，即可获得相位差为 180 度的宽度可调的驱动脉冲。驱动脉冲的“死区”时间是由锯齿波振荡器的输出脉冲决定的。

2. 电源的稳压过程

当电源的输出电压由于某种原因产生或高或低的变化时，在 +5V 电压的输出端（见图 12-8），采样电阻 R_{28} 、 R_{29} 、 RP_2 把输出电压的变化量送到 SG3524 的误差放大器的反相输入端 1 脚去和 2 脚的基准电压进行比较。2 脚的基准电压是由电路内部的 5V 基准电压经电阻 R_{21} 、 R_{22} 分压后得到的，约为 2.5V。误差放大器的输出反映了电源输出电压的变化。这个变化与锯齿波比较后，使比较器的输出脉冲宽度发生相应的变化。经过触发器分频放大后，使 VT_A 和 VT_B （即 11 脚和 14 脚）的输出脉冲宽度也产生相应的变化。经晶体管 VT_3 和 VT_4 的再次放大后驱动功率管 VT_1 、 VT_2 ，使 VT_1 、 VT_2 的导通时间也产生相应的变化，则使输出的直流电压作出相应的调整。由于整个电路是一个负反馈的闭环调节系统，因此可达到稳压的目的。

在该电路中，接在 SG3524 的 9 脚的电容 C_7 、 C_8 和电阻

R25 是为了防止电路发生自激振荡而设置的消振电路。电容 C9 是起缓启动作用的电容，是为了防止开机时输出电压过冲而设置的。当电源开关刚接通时，SG3524 的 9 脚经二极管 VD7 给电容 C9 充电，瞬时把 9 脚电平拉向零电平，使 SG3524 的 11 脚和 14 脚无输出脉冲。随着电容 C9 上电压的建立，11 脚和 14 脚的输出脉冲逐渐加宽，一直到原设计值的宽度。

3. 归还绕组

在推动变压器 T3 与 T4 的初级都多一个归还绕组 L_E ，其目的是在三极管 VT3、VT4 关断时限制所承受的电压，同时使次级绕组 L_B 产生一反电压，经 VD3、VD4 分别加到开关管 VT1、VT2 的基—射极之间，以加快它们关断的速度，缩短饱和存储时间。

四、过压、过流保护电路

本开关电源设置了 +5V 直流输出电压的过压保护电路和变压器初级的过流保护电路。

1. 过压保护电路由稳压管 VDW1、电阻 R34、晶体管 VT7、NE555 时基电路 (IC2)、晶体管 VT5、二极管 VD7 及其相关元件组成。当 +5V 直流输出电压超过设计的最大值时，稳压管 VDW1 被击穿导通，使晶体管 VT7 导通，使得 NE555 的触发端 2 脚的电平下跳至 0 电平左右，其 3 脚的电平将跳到 5V，使晶体管 VT5 饱和导通，二极管 VD7 也正向导通，SG3524 的补偿端 9 脚的电平被箝位在零电平，从而导致 SG3524 无触发脉冲输出，晶体管 VT1、VT2、VT3、VT4 均截止，输出电压为零，达到保护目的。

2. 过流保护电路由电流互感器 TA、电位器 RP1、晶体管 VT6、NE555 (IC2) 等元器件和相关电路组成。过流保护电路

的采样是经过电流互感器 TA 取得的。当输出电压造成变压器初级绕组的电流峰值超过设定值时，互感器 TA 的次级绕组 A1、A2 端的电压超过正常值，此电压经过整流滤波后，由电位器 RP1 取出一电压触发晶体管 VT6 导通，同样也引起 NE555 (IC2) 的触发端 2 脚变成零电平，导致其输出端 3 脚输出高电平，驱动晶体管 VT5 导通，使 SG3524 的 11 脚、14 脚无脉冲输出，晶体管 VT4、VT3 截止。同样，功率管 VT2，VT1 也截止，导致开关电源的各组电压均无输出。实现了过流保护。

五、“电源好”信号生成电路

由于本电源主要是供 IBM/PC 系列微机使用的，所以在开机加电时，它还向主机馈送一个自检启动信号也称为“电源好”(POWER GOOD) 信号。该信号的控制电路由电容 C20、C21、二极管 VD9、电阻 R23、二极管 VD10、电容 C22 和由 NE555 (IC1) 组成的置位触发器、晶体管 VT8 及其相关电路组成。

当电源开关接通的瞬间，开关电源的各路直流电压从建立到稳定可靠地工作需要一定的时间，为了保证微机稳定可靠地工作，一般要求在微机内 +5V 直流电压稳定之后再延迟 100~500ms，由开关电源中的 PG (POWER GOOD) 输出端向微机主机板馈送一个由零电平上跳至 5V 的高电平，作为自检启动的控制信号。

在 +5V 电压建立过程中，NE555 (IC1) 由 +5V 供电。NE555 的触发端 2 脚向电容 C22 充电。同时，二极管 VD10 向电容 C21 充电，使 NE555 的 2 脚处于低电平，它的输出端 3 脚送出高电平，使晶体管 VT8 导通，PG 信号是低电平。此时主机不启动，随着电容 C21、C22 的电平的升高，当达到 NE555 的

门限电压时，输出端 3 脚由高电平变成低电平，晶体管 VT8 截止，“电源好”信号上跳至 5V 高电平，使主机启动，开始自检。

第三节 LQ-1600K 打印机的开关电源原理

LQ-1600K 打印机是我国机电部选定的 24 针打印机的主流机型，也是 IBM-PC 系列微机及其兼容机所配套的主要外设。它的开关电源的变换器结构虽然也是属于单端反激式电路，但它具有一定的特点。在本节，我们将对其电路进行详细分析。

本开关电源的完整电路图见图 12-12。

图 12-13 是电源电路的功能框图。

电路的基本工作过程如下：

由外部交流线上输入的交流电压先经过噪声滤波器电路，使其噪声受到衰减，然后再经过全波整流电路把交流电压变成直流电压，再经过滤波电路滤波。

在电源接通时，线路中的冲击电流受到了浪涌抑制电路的抑制。主开关电路被激励，由于变压器的感应耦合作用，所以变压器初级电流的变化引起次级产生感生电动势的变化。这个感生电动势经过半波整流滤波后，分别供给 35V、5V 和 ±12V 电路。35V 直流电压经过三端开关稳压器后，产生 5V 电源。35V 电路包括稳压电路和过压保护电路。过压保护电路可自动进行调节，并将信号反馈给主变换器电路，最后达到保护整个电源之目的。

一、输入噪声滤波电路

输入噪声滤波电路见图 12-14。滤波电路的作用是衰减外

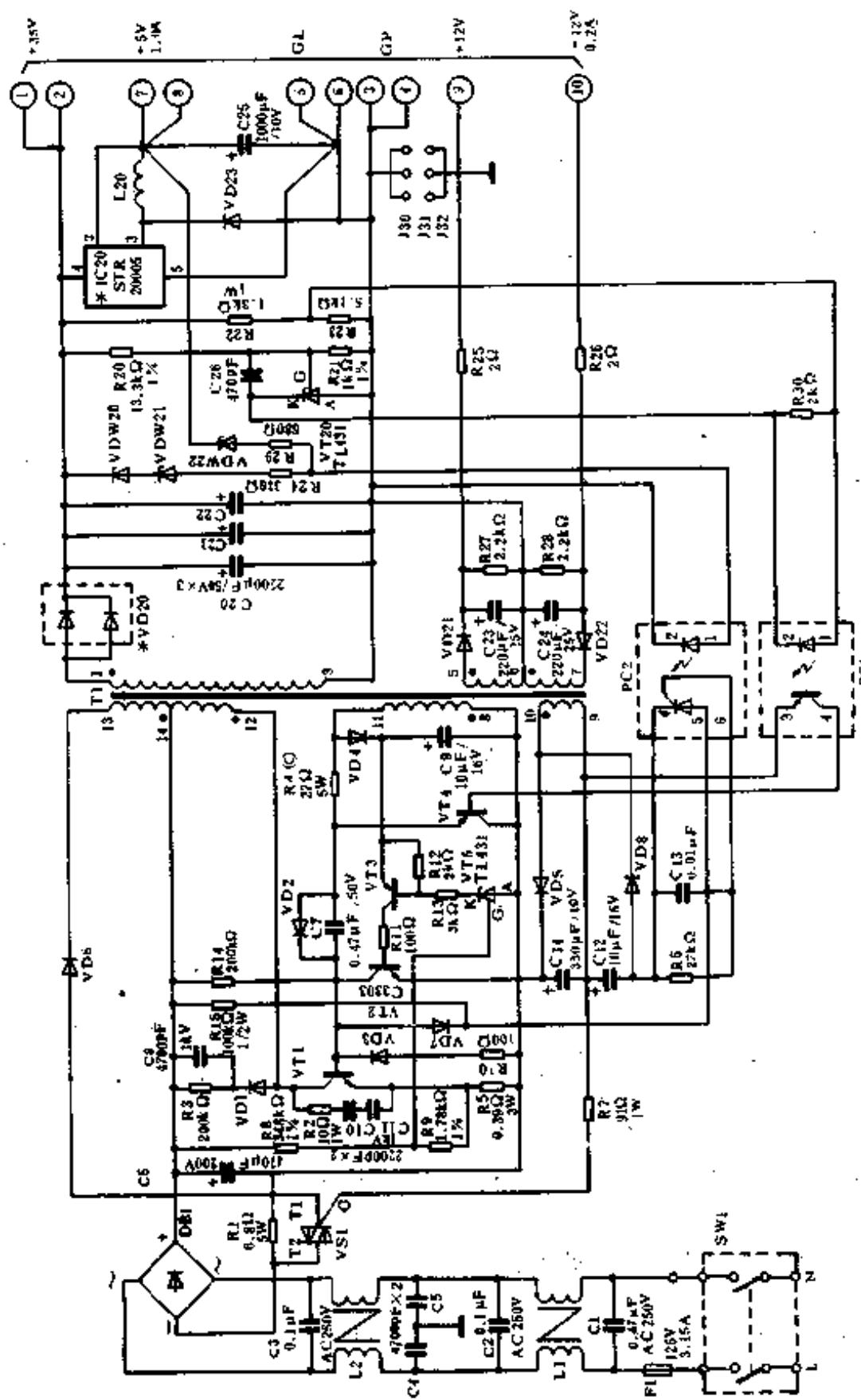


图 12-12 LQ-1600K 打印机电源整机电路图

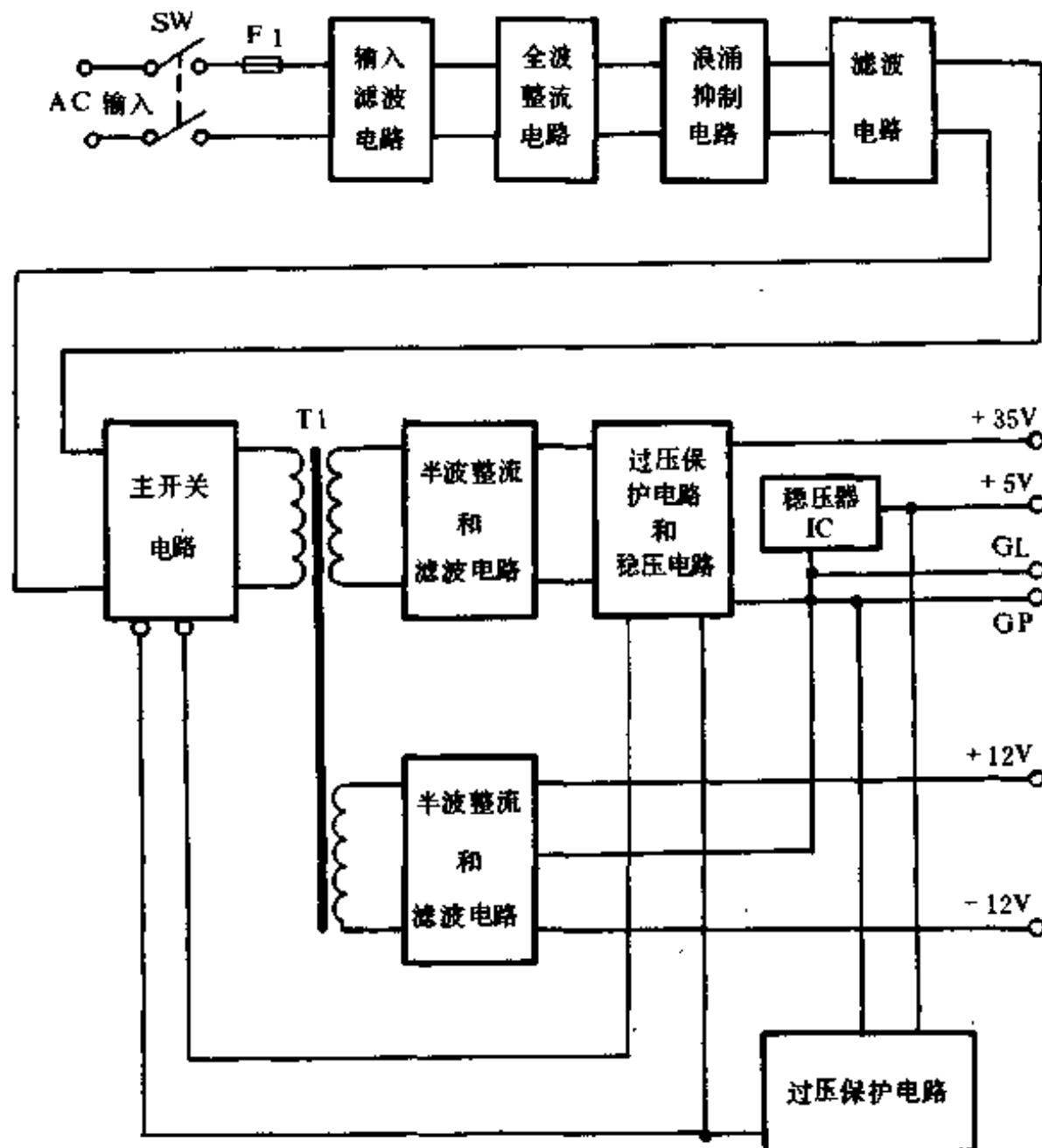


图 12-13 LQ-1600K 打印机电源的功能框图

部噪声并抑制从交流线输入的打印机打印时产生的噪声。

二、整流、滤波和浪涌抑制电路

整流、滤波和浪涌抑制电路如图 12-15 所示。在图 12-15 (a) 中, 被输入噪声滤波电路过滤的交流输入电压经过二极管整

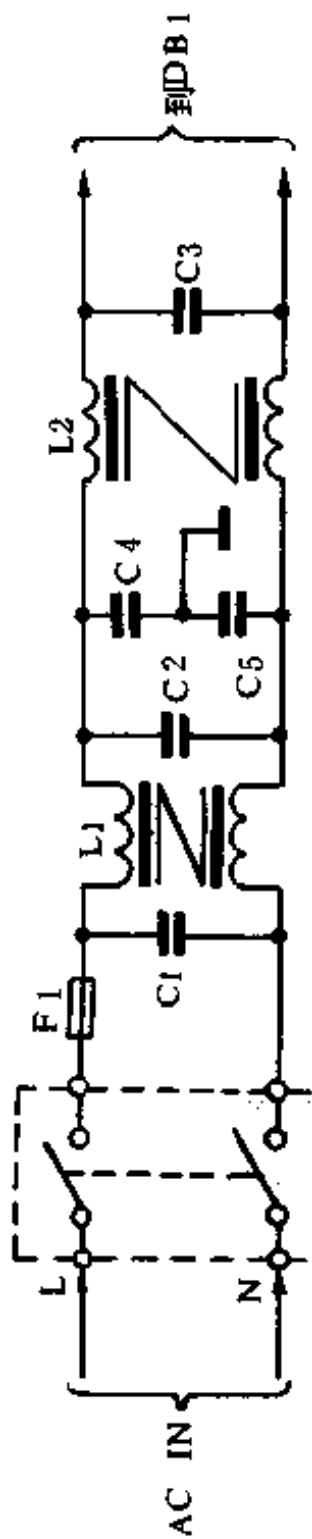


图 12-14 输入噪声滤波电路图

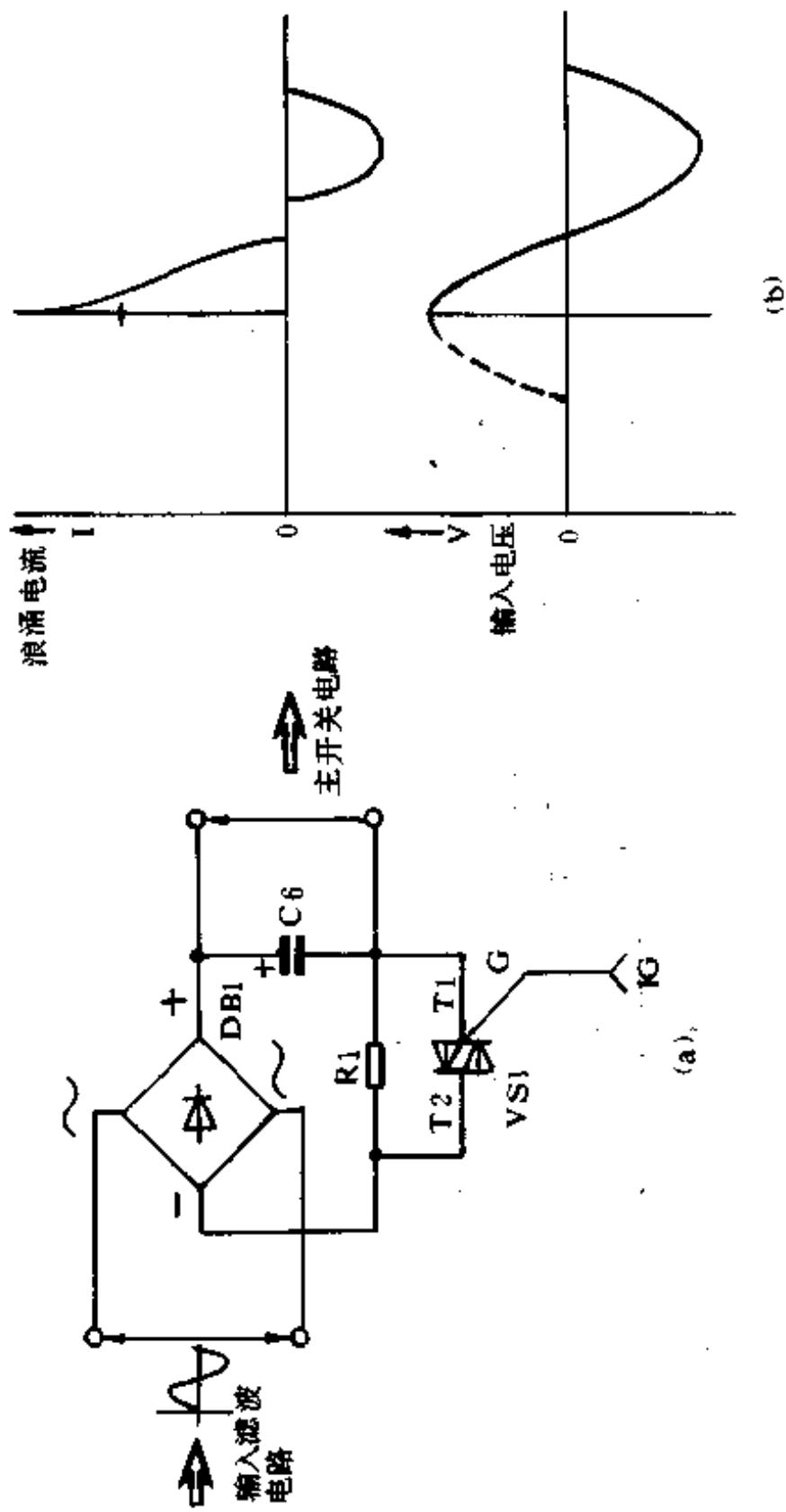


图 12-15 整流、滤波和浪涌抑制电路及浪涌电流的波形

流桥 DB1 全波整流后，再由电容器 C6 滤波。在电源接通前，C6 上的电压通常为 0V。因此，在电源接通时，初始输入电流经 DB1 被 C6 短路，形成大量充电电流，称之为浪涌电流。浪涌电流的波形见图 12-15 (b)。如果电源在输入电压峰值时接通，则浪涌电流最大。

电源接通后，C6 两端的电压逐渐升高，电流相应稳定。在 C6 两端的电压稳定之前，浪涌电流被与之串联的电阻 R1 (6.8Ω) 所抑制。当输入交流为 115V 时，C6 两端的电压 $V_c = 115 \times 1.4 \approx 160$ (V)，根据公式计算：

$$\frac{160}{6.8} = 23.5 \text{ (A)}$$

这个电路的浪涌电流极限值约为 23A。C6 完全充电后，电阻 R1 被可控硅 VS1 短路，使其温度下降。

可控硅 VS1 工作过程如下：当电容器 C6 充电时，电压加到高频变压器 T1 的绕组 12-16 端（见图 12-14），在绕组 9-10 端上产生感应电压，当感应电压达到 1.5V 时，电流 I_G 开启可控硅。即当 I_G 流过可控硅的控制极 G 时，可控硅导通，其 T1 与 T2 短接，于是实现了 R1 抑制浪涌电流的目的。

三、电源主变换器电路

这个电路采用的是单端反激式变换器电路，其优点是外围元件少，且容易启动，高频变压器体积小，重量轻，非常适合于小功率输出的开关电源。

1. 电路工作原理

主变换器电路见图 12-16。

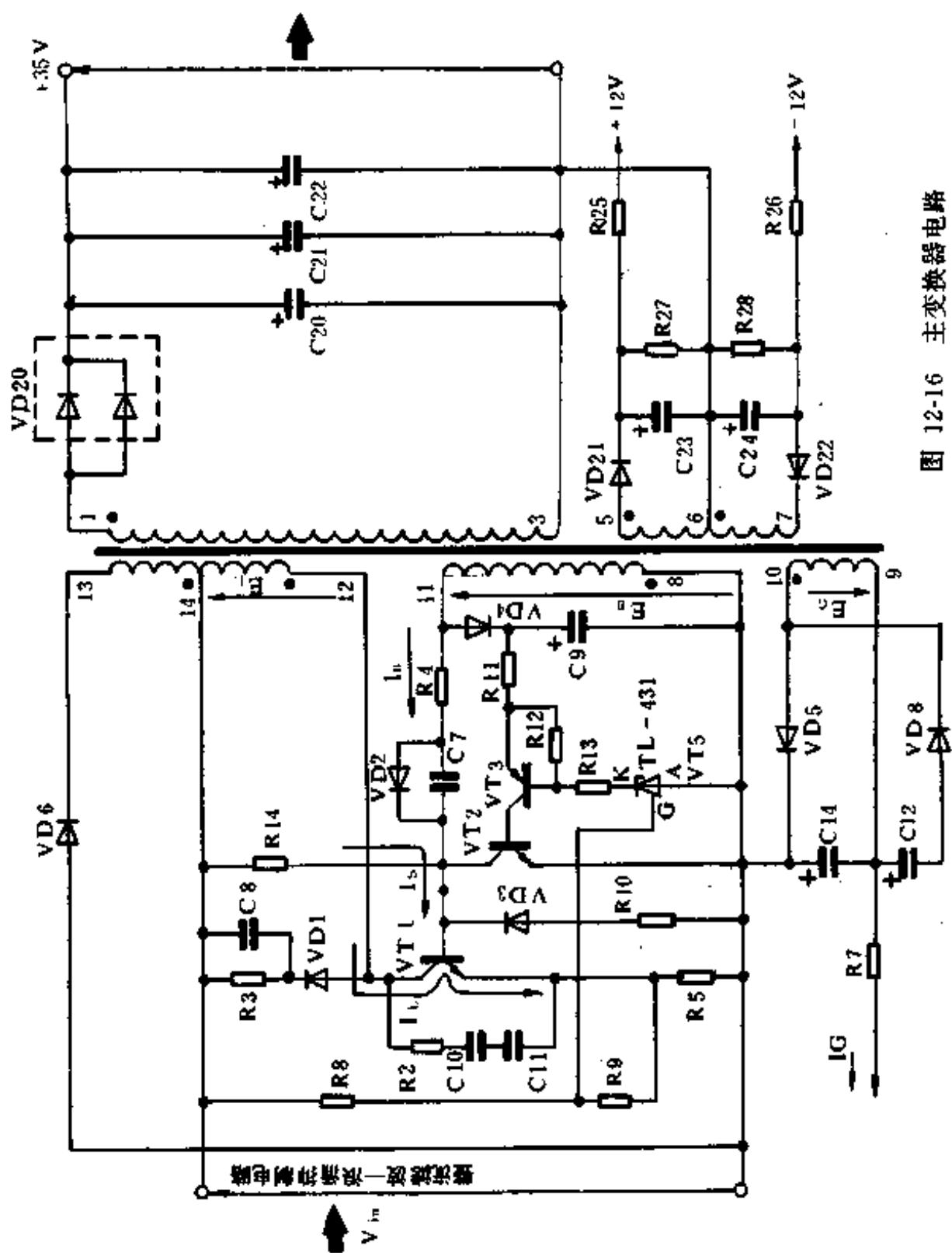


图 12-16 主变换器电路

主变换器电路的振荡过程与前面第一节所述的过程基本相同，现在把一些区别介绍如下：当电源接通时，驱动电流 I_d 经电阻 R_{14} 送到开关功率管 VT1 的基极，变压器 T1 的次级绕组上的二极管 VD20、VD21、VD22 处于反向偏压，阻止次极电流流动。当 VT1 基极电流驱动 VT1 导通时，变压器初级线圈 T14-12 得到一个电压，而这个电压又在线圈 T11-8 和 T9-10 上产生感应电压（分别用 E_B 、 E_G 表示）。

E_G 在使可控硅导通的方向上产生电流 I_G ， E_B 在保持 VT1 导通的方向上产生基极电流 I_B ， I_B 的值是一个常数，可用下面的公式进行计算：

$$I_B = \frac{(T_{11-8}/N_{14-12})V_{in} - (V_{VD2} + V_{VT1\ BE})}{R_4 + R_5 \cdot (1 + H_{FE})}$$

因此，当集电极电流 I_C ($= I_L$) 增加时， I_B 和 VT1 的直流放大系数 H_{FE} 之间的关系可用公式 $H_{FE} \times I_B = I_C$ 表示。这里 I_B 是固定的。由于 I_C 的增加，使得 T14-12 间的电压下降，T11-8 上的电压也随之下降，基极电流减少，VT1 则很快截止。当 VT1 截止时，同原来极性相反的反电动势产生的电流瞬间流过变压器线圈。由于能量 P (W) 的大小等于 VT1 截止前储存在变压器内的能量大小，所以 P (W) 值为：

$$P = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{LP}^2 = \frac{1}{2} L_1 \left(\frac{V_m}{L_1} \cdot t_m \right)^2$$

式中， L_1 ：线圈 T14-12 的电感量；

I_{LP} ： I_L 的峰值电流。

2. 浪涌吸收回路

当开关管 VT1 截止时，会产生很高的反向极性的浪涌电压加到 VT1 的集电极上。浪涌电压的能量首先经二极管 VD1 储

存在电容器 C8 中，转化直流电压后消耗在电阻 R3 上，这部分电路称为缓冲电路。

在开关管截止时，产生的冲击电流流经变压器 T1 的 T14-12 绕组，并在 T11-8 绕组中感应出一个反电动势，这个反电动势产生了另一个浪涌电流。这一电流提高了主开关电路的逻辑电平，并通过续流二极管 VD6 加到绕组 T13-12 上。同时，线圈的输入阻抗暂时增加，使得 T11-8 绕组上的感应能量相应增加。于是，晶体管 VT3 的发射极电压超过正常值，VT5 (TL-431) 作为稳压元件使用，即 VT5 给 VT3 的基极提供了稳定的电压，所以 VT3 导通，致使 VT2 也导通，使得 VT1 的基极同主开关电路的逻辑地 (GND) 短路，一直到把浪涌电压经由 (GND) 释放掉。

3. 35V 输出电压的限压电路

从前边的分析可见，当开关管 VT1 截止时，所产生的反电动势导致变压器 T1 次级的二极管 VD20 导通，并输出能量。因此，在单位时间内储存在变压器中的能量就等于 VD20 输出的能量，即：

$$P = \frac{1}{2} L_1 \left(\frac{V_{in}}{L_1} \cdot t_{on} \right)^2 \cdot f = V_o \cdot I_o$$

式中，f：VT1 的开关频率；

t_{on} ：VT1 的导通时间。

从电阻 R22 和 R23 上可获得输出电压。在隔离式高频开关电源中，交流输入线与主开关电路并不隔离开来，而与变压器的次级，即直流输出电路是隔离的。因此，在用变压器隔离的状态下，利用光电耦合器 PC1 将输出电压的波动变化量反馈给主开关电路，以进行稳压控制，如图 12-17 所示。

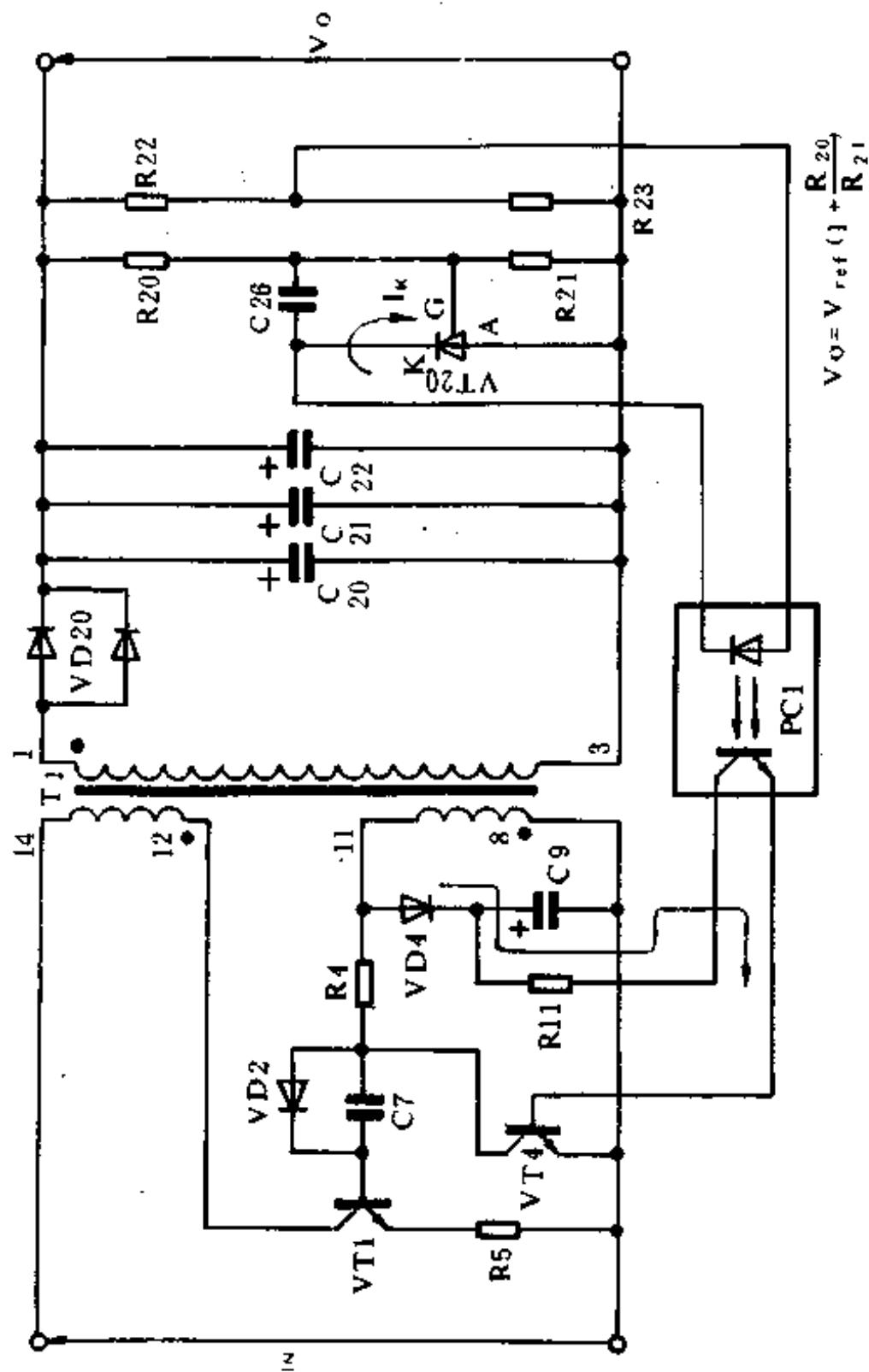


图 12-17 稳压电路

电路的工作过程如下：本电路使用一个可调并联稳压器 TL431 (VT20) 作为稳压元件以保持 35V 的电压输出。当输出电压 V_o 升高时，TL431 的阴极电流 I_k 增加，进而使得光电耦合器 PC1 中的发光二极管的电流增大，这就导致了 PC1 中的光敏三极管的集电极电流增加，进而使 VT4 的基极驱动电流增加，使其集电极电流增加，趋于饱和，从 T1 的 T11-8 绕组到 VT1 的基极的电压趋于 0V，使开关管 VT1 截止。因此缩短了加载到变压器初级线圈 T14-12 上的输入电压 V_m 的时间，而且也降低了变压器次级 T1-3 上的感应电压，使输出电压趋于稳定。

在 TL431 的阴极 K 和控制极 G 之间，跨接了一个电容 C26，用于 TL431 放大器的相位修正，而且也可以防止电感元件串入反馈回路引起自激振荡。

4. 过压保护电路

为了防止意外事故引起稳压电路失常使输出电压过高，该电源电路还设有过压保护电路，如图 12-18 所示。

保护电路的工作过程如下：

如果输出电压的稳压电路失控，输出电压 V_o 超过极限值：

$$V_o > V_{VDW20} + V_{VDW21} = 40(V)$$

那么，PC2 中的发光二极管就会有电流流过，因而，在 PC2 接收边的可控硅控制极有电流流过，可控硅导通，使得 VT1 的基极电流 I_B 流向地，VT1 截止，又使 T14-12 绕组上的电压降到 0V，次极线圈 T1-3 上没有感应电压产生。因而达到了保护目的。电路发生保护之后，只有在关断电源后，才能使保护电路复位。

四、5V 直流开关稳压器电路

图 12-19 是 5V 直流开关稳压器电路，它的核心部分是一

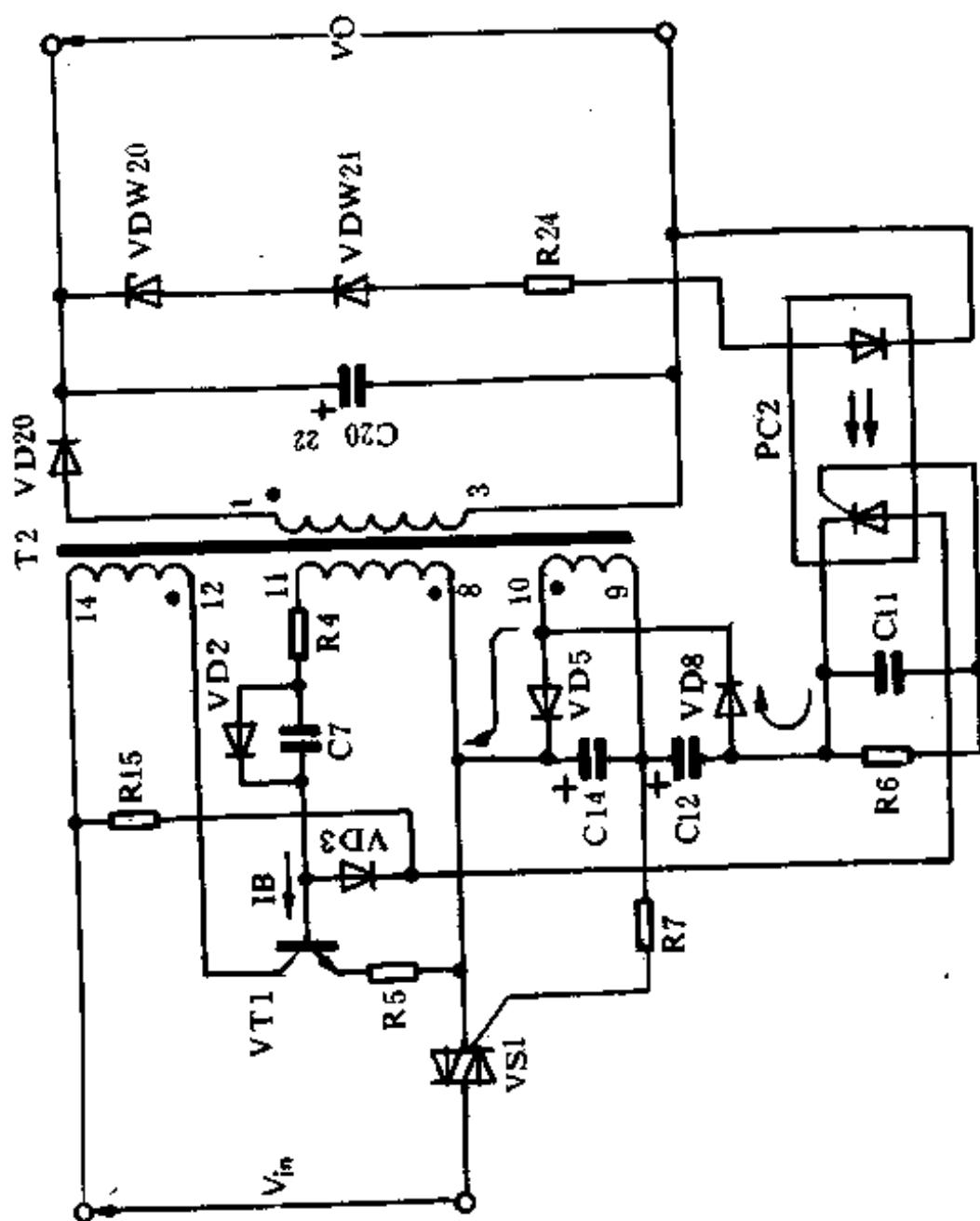


图 12-18 过压保护电路

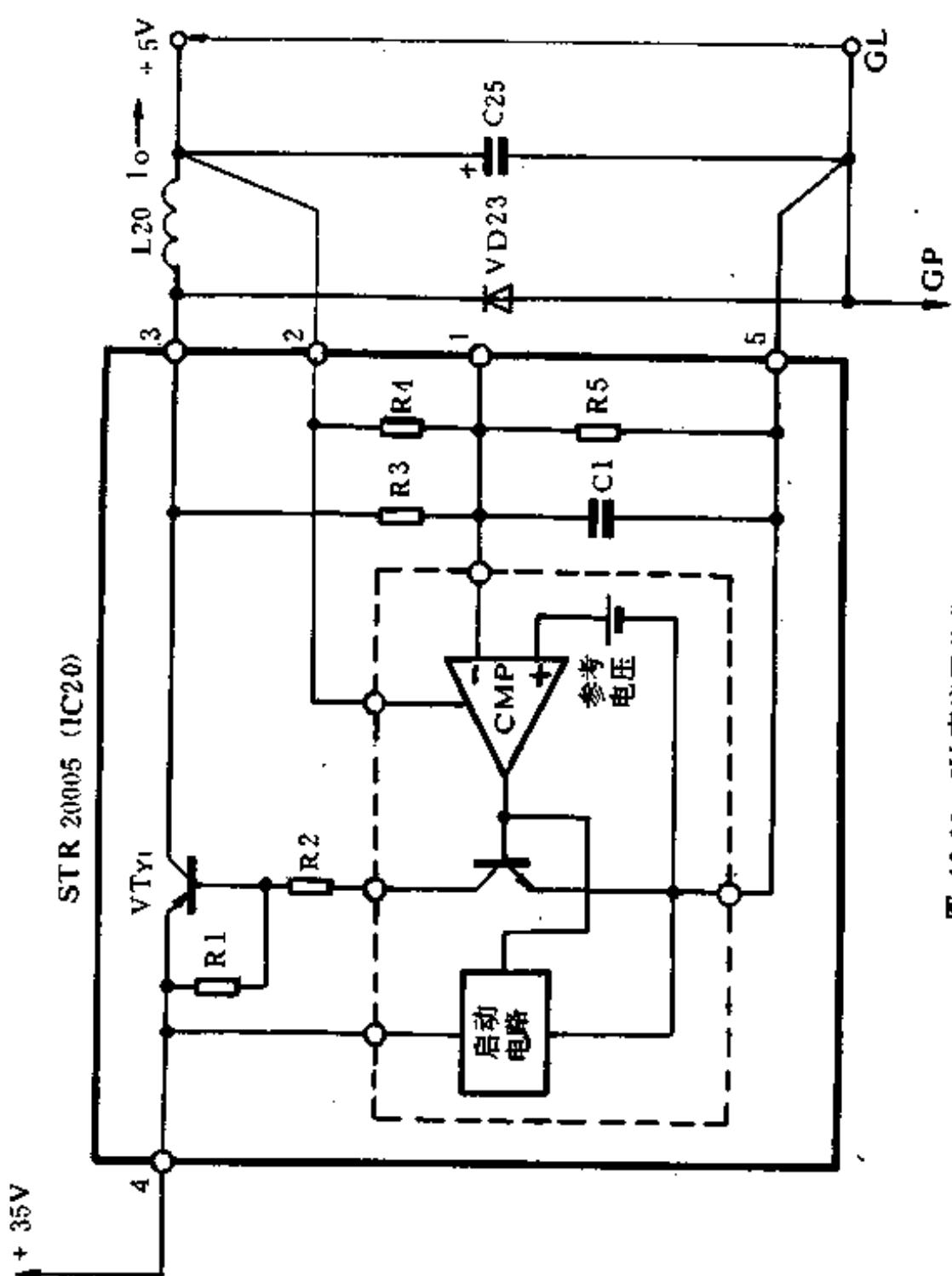


图 12-19 5V 直流开关稳压器电路

片混合型稳压器集成电路组件 STR20005，再加上由稳压器电路外部输出部分上的线圈 L20 和电容器 C25 共同组成。

1. 触发过程

当 35V 直流电压升高时，IC20 的启动电路被触发。在 IC20 内部比较放大器 CMP 的正端是参考电压，由于此时 CMP 的负端仍为零电平，所以 CMP 输出为高电平，驱动 VT₁ 导通，使电流从发射极流向集电极，从而使 5V 电路开通。

2. 稳压电路

IC20 中的电阻 R4 和 R5 用来调节 5V 输出电压。L20 和 C25 构成差动电路，防止噪声和异常振荡。输出电压从 IC20 的 2 端反馈回来并被送到电阻 R4 的上端，经 R4 输入到比较放大器 CMP 的负端。反馈回到 CMP 负端的电压进一步控制 VT₁ 的导通时间来调节输出端的电压。

具体工作过程如下：反馈到 CMP 负端的电压与 CMP 正端的参考电压相比较，如果比 5V 电压低，CMP 的输出端就有输出，使 VT₁ 导通。此工作过程称为脉宽调制（PWM）控制。其时序如图 12-20 所示。

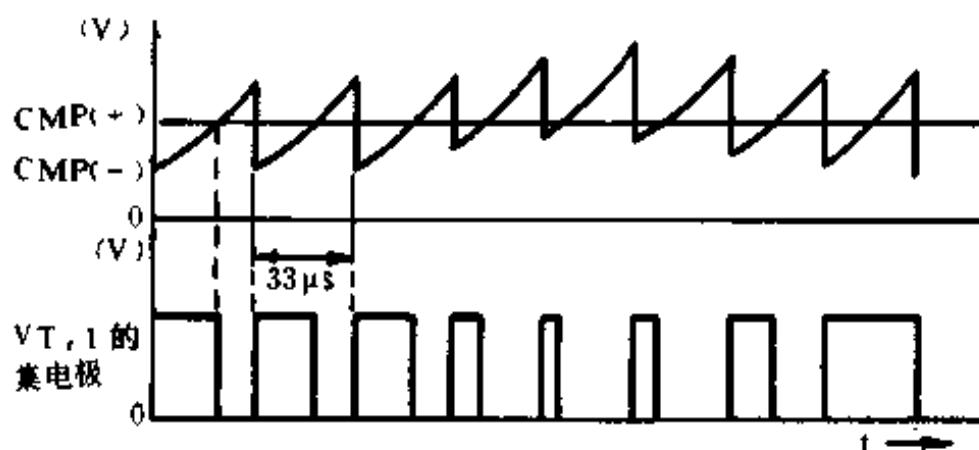


图 12-20 CMP 输入电压和输出电压关系的时序

3. 输出电压软启动电路

当向连接在 CMP 负端和地之间的电容器 C1 充电时, 以时间常数 $\tau = R_3 \times C_1$ 来增加 VT_{1,1} 的输出脉冲宽度, 使得 VT_{1,1} 的导通时间逐渐延长, 如图 12-21 所示。该电路可抑制输出电压 V_o 的上升, 防止过压, 故称为输出电压软启动电路。

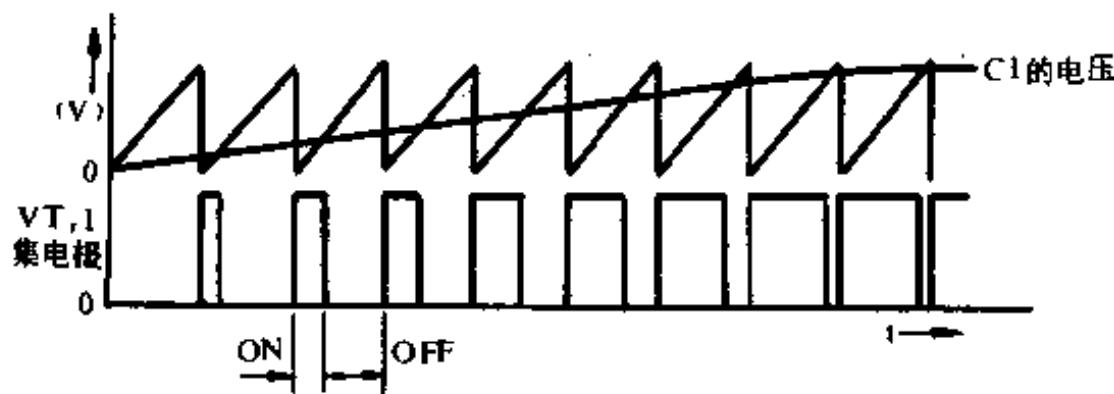


图 12-21 软启动电路的时序关系

五、±12V 直流半波整流-滤波电路

该电路输出的 ±12V 电压主要供给接口板上的 RS-232C 接口电路使用, 即供给 SN 75188 电路芯片使用。两组电路都有各自的半波整流电路。滤波电路由电容器 C23 和 C24 组成, 并包括假负载电阻 R27 和 R28。这两个电阻用来在 ±12V 输出电压端无负载时, 控制电压的升高, 此外电路还包括限流电阻 R25 和 R26。电路如图 12-22 所示。

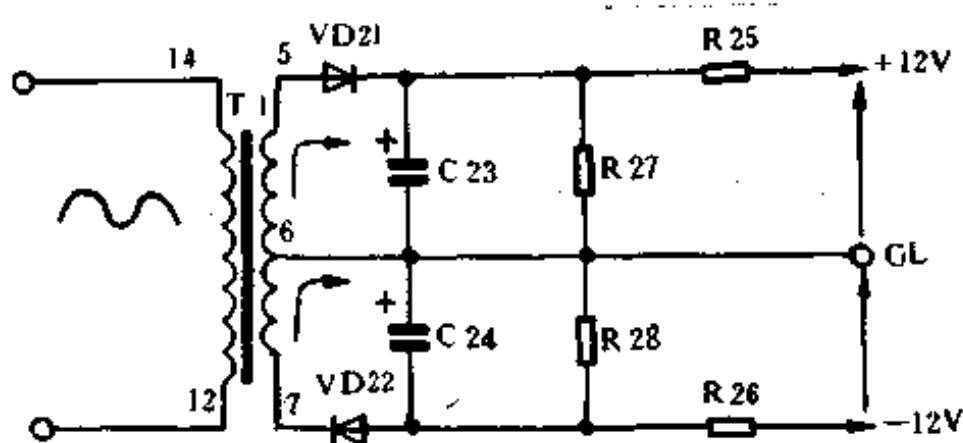


图 12-22 ±12V 半波整流、滤波电路

第四节 PC 系列微机常用开关电源的维修

一、PC 系列微机开关电源的特点

PC 系列微机开关电源大多采用的是高频隔离变压器型开关电源，在使用及维修过程中，必须熟练掌握其特点。

1. 该类电源一般都可选择电源输入电压(110V 或 220V)。输入电压的选择是通过改变其整流电路的类型来实现的。若用户不熟悉这一特点，误将 110V 输入电源，即把倍压整流电路接到 220V 交流插座上，则加在高压滤波电容上和开关功率管上的电压将会成倍增加，会造成上述元件的损坏，并烧毁整流器件及保险丝等。所以在插电源时一定要注意插座上的电源与机器的电源电压相符合。

2. 半桥式变换器电路一般都用 TL-494、SG3524 等集成开关稳压器作为主变换器回路的控制电路，所以都具有良好的保护性能。当各组输出直流电压空载时，会自动保护，使变换器停止工作，功率开关管处于截止状态。此时，各组直流输出端

均无正常电压输出，这容易造成假象，所以在测量输出电压时，应在直流5V输出端接上足够的假负载。

3. PC系列微机开关电源主要是供给TTL和CMOS电路使用的，所以都是以+5V作为主输出电源，故采样反馈电路、过压保护电路都是以+5V电压为基准的。在使用时，+5V直流电压的正常输出负载不应小于额定负载的三分之一，否则将影响其它各路输出的电压。

4. 电源在使用过程中，不允许各档负载电流低于原设计的最小负载电流，否则，会使输出直流电压升高，超出稳压控制范围。另外，在电路设计中，以+5V直流输出为基准电压，所以，若+5V电压空载时，既使其它各路电压均加足负载的情况下，电源也不能正常工作。

5. 此类电源的过压保护电路、过流保护电路大多数采用截流方式，即一旦保护电路动作，各路直流电压均无输出，在故障排除以后，必须重新启动，电源才能恢复正常工作。

6. PC系列微机开关电源的机箱内都装有一个风扇，其作用是对开关功率管、整流二极管、高频变压器等易发热元器件实行强制风冷。在电源正常工作时，风扇必须正常运转，否则会引起机壳内温度升高，元件发热过度而烧毁元件。但是由于风扇的电源接法不同，一种是直接接入交流电网的交流风扇，在开关电源损坏时，风扇仍可正常转动，而另一种是接入+12V直流电压的直流风扇，电源一旦损坏，+12V电压则无输出，风扇也就停止转动。因此，不能以风扇是否转动而判别电源本身是否有故障。

二、PC系列微机开关电源的常见故障分析

1. 单端反激式变换器开关电源的常见故障

由于单端反激式变换器开关电源电路结构比较简单，使用元件较少，因此排除故障也相对容易一些，这种电源的常见故障如下。

(1) 主变换器回路中的开关功率管损坏，开关功率管损坏后，变换器电路则停止工作，各组直流电压均无输出。

(2) 基准稳压器 TL430 或 TL431 损坏，造成开关电源采样、反馈、稳压等电路失控，会使主变换器回路的开关功率管损坏，若基准稳压器性能不好，则调节回路不能正常工作，会使输出电压不稳。

(3) 一般情况下， $-5V$ 、 $+12V$ 、 $-12V$ 直流电压输出均采用 MC7805、MC7812、MC7912 等具有固定输出的三端稳压器集成稳压组件。一旦这些元件损坏，会造成输出电压偏高或无电压输出，有时还会造成 $+5V$ 和 $+12V$ 直流电压过流保护电路失效或产生误动作。

(4) 交流输入端的直流高压滤波电容失效或高频变压器次级绕组中的整流二极管低效会造成直流输出电压中所叠加的交流波纹电压明显加大。

(5) 整流桥或高压滤波电容短路会烧输入交流保险及整流桥等器件。

(6) 开关电源都使用了一些大功率的电阻，使用时间一长，会烧短路或断路，所以，遇到故障应先检查电路板上是否有烧过痕迹。

2. 半桥式变换器开关电源常见故障

半桥式变换器开关电源控制电路的核心组件是 SG3524、TL494 或 TDA1060 等，其中 SG3524 和 TL494 组件输出的脉宽调制驱动脉冲一般是通过耦合变压器去驱动半桥式功率放大电路。对于以上三种脉冲宽度调制组件来讲，在设计控制电路

时，一般都是利用组件内部的控制端来设置各种自动保护电路，如过压保护、过流保护等。一旦发生上述单端反激式变换器开关电源的类似故障时，保护电路将迫使脉宽调制组件输出的调制脉冲的宽度变为零，即强制直流电源输出电压为零。此外，对于半桥式变换器开关电源还有下列一些常见故障：

- (1) 主变换器驱动回路中的开关功率管损坏，造成各路直流电压均无输出。
- (2) 脉宽调制组件 SG3524 或 TL494 的两路输出相位相差 180 度的驱动脉冲明显不对称，造成功率开关管损坏。
- (3) 直流电压 +5V 的输出端空载或负载电流太小，造成电源开机后几秒钟内又进入自动保护状态，使整个直流电源无输出。
- (4) 由于直流输出电源的某一路或几路发生故障而无输出时，电源进入自动保护状态，使整个直流电源均无输出。
- (5) 高压滤波电容或整流二极管失效，造成输出电压不稳。若二者完全短路，会烧交流输入保险丝及相关元器件。
- (6) 脉宽调制组件损坏，使电源主变换回路不工作，则开关电源各路均无输出。
- (7) 交流输入电压 110V 或 220V 电压选择开关位置置错，会导致直流变换器中的开关功率管损坏，或因为输入电压太低，而使开关电源进入欠压输入自动保护状态。
- (8) 输出直流 5V 中的滤波电容失效，整流二极管过热或整流特性变坏，将导致 +5V 直流电压输出端的纹波电压明显增大。

三、常见故障的处理方法

当开关电源发生故障后，它会表现出一些异常现象。一般

情况下，可以先用观察法检察，即看电路板上是否有异常，如元器件是否烧坏，印制线是否断路等。对于有怀疑的元器件，可以采用替换法，即用好的元器件代换认为有问题的元器件。尽量将所有的故障都排除后再加电，否则，换上去的好元件还会再烧坏。

最主要的方法还是弄清该电源的工作原理，在了解了电路工作原理的基础上，用示波器，三用表等仪器针对发生的故障进行检查，查出有故障的元件，换上好的元件，这是一个处理问题的全过程。

在半桥式变换器开关电源中，最常见的故障是功率开关管 VT1 和 VT2 损坏，代换功率管选择的原则基本上与单端反激式电路相同，只不过半桥式变换器电路中管子的耐压可以选择得低些，因为它在截止时所承受的最高电压不会超过电源电压，所以只要求 $BV_{ceo} \geq 400V$ 就足够了。

半桥式变换器电源电路的检测比较容易。首先应判断开关控制集成电路组件是否有故障。在掌握了控制电路组件的型号后，在它的电源输入端加入一辅助电源，就可以在它的相应引出脚测出正常的电压及波形。例如：对于 SG3524 集成电路，在它的电源引入脚 15 脚引入 +15V 直流电压，在其 16 脚即可测得 +5V 的基准电压，在 7 脚可测得锯齿波脉冲，在 14 脚和 11 脚对地可测得输出的控制脉冲方波。若各点波形正常，则证明此控制组件是完好的，否则说明它已损坏。利用这种方法检验控制块，一定要确保其输入端无错误信号，否则会造成假象。比如，在有的电源电路中，没有输出回路电压检测电路，当其中一路或几路无直流电压输出时，都会使 SG3524 的 9 脚处于零电平而迫使它的 11 脚和 14 脚无输出波形。其实，这并非该控制组件损坏，只要把其 9 脚开路就可测得正常输出波形。若

SG3524 各点输出波形都正常，还可以进一步追踪测试到开关管 VT3、VT4 的波形以及功率开关管 VT1 和 VT2 的基极波形，哪一级波形不正常，故障就在那一级。

下面，根据故障现象，分别叙述其故障的检查及处理方法。

1. 保险丝熔断

在高频开关电源中，由于开关功率管工作在高反压和大电流的条件下，所以此开关功率管是最容易产生故障的元件之一。开关功率管损坏时，主要故障现象表现为短路，使得变换器的直流侧对地短路而导致整流桥烧毁，其表面现象是保险丝熔断。

在排除此类故障时，千万不可盲目加大保险丝的容量，再次加电。否则，将会使烧毁的元件越来越多。

参照原理图，先用三用表测量开关功率管的三个电极之间的电阻。若在电路中难以确定，还需将管子焊下来脱离原电路进行测定。若已确定开关功率管损坏后，还要看整流后的 300V 直流电压点到开关功率管的集电极，再到其发射极，一直到地一路检测下去，这些元件都可能损坏。由于输入电压增高，即使在主振回路中有些元件的极限电压额定值不是很高，由于感应电压的升高，也会引起损坏。常见损坏的元件有：开关功率三极管、与开关功率管相连的驱动三极管、高压滤波电解电容、桥式整流二极管及限流电阻等。

2. 输出无电压

当开关电源的控制回路和驱动回路发生故障时，使得主变换器回路停止工作，各路输出直流电压均无输出。应按照下面的思路进行检查。

若在电源带有足够的负载情况下，测量不出各直流输出端的电压，即可确定为电源无输出电压。检查时，应先打开电源，检查保险丝，若保险丝已熔断，应按照前面介绍的“保险丝熔

“断”的情况进行处理。如果保险丝完好，应检查电源中是否有短路和开路现象；是否有元件断裂、变黑的现象；过压保护和过流保护电路是否有误动作现象等。这类故障常见的有以下几种。

(1) 限流电阻开路

损坏原因如下：由于开关电源都采用电源输入式滤波电路。当电源开关接通时，会有较大的浪涌电流出现。为了保持输出直流的稳定性，所用的输入滤波电容一般容量都较大，因而其浪涌电流比一般稳压电源要高得多，电流的持续时间也较长。如此大的浪涌电流不仅会使限流电阻或输入保险丝熔断，有时还会因为有虚焊点或焊点不饱满，有气孔等原因，会引起长时间的放电电蚀，导致焊点脱落，使电源无输出。

(2) 直流电压+12V 整流元件损坏

损坏原因：直流电压+12V 整流二极管采用快速恢复二极管FRD，而+5V 整流二极管采用肖特基二极管SBD。由于FRD的正向压降要比SBD大。当输出电流增加时，正向压降引起的功耗也就大，尤其是+12V 电流负载加重时，更容易引起FRD产生故障。选择FRD时，应尽量选择正向压降低的器件。

(3) 可控硅损坏（见 LQ-1600K 打印机图）

损坏原因：发现各组直流电源无输出的现象后，逐级进行检查。确认主变换器电路没有工作。从电路原理上进行分析，影响主变换器工作的只有+5V 和+35V，它是通过光耦器件PC1 的发光二极管控制这部分电路的。如果光电耦合器的发光二极管不工作，那么它的光敏三极管也不会工作，且总处于截止状态，开关三极管因无触发信号而始终处于截止状态。影响发光二极管工作的常见元件是可控硅VS1 损坏或光耦器件本身故障造成的。

3. 电源输出电压不稳定，负载能力低

当电源带负载较轻时，可以正常工作，若微机内扩展板增加，开关电源满负荷时，往往使微机显示屏上的显示字符晃动或屏幕无显示，这类故障称为电源负载能力差。这种情况下，应该说电源无本质性的故障，主要是工作点未选择好。当振荡反馈放大环节中增益偏低，检测放大电路处于非线性工作状态时，均会发生此类故障现象。解决问题的办法是适当调换振荡回路的各晶体管，使其增益提高，或者是调整各放大晶体管的直流工作点，使它们工作在线性放大区，从而可提高整个开关电源的负载能力。

有时，情况更为严重，稍加一些负载，电源就不能正常工作，这类故障原因有以下几个方面。

(1) 当开始加电时，电源工作正常，工作一段时间后，电源保护。这种现象大都发生在+5V 直流输出端有单向可控硅 VS 作过压保护的电路。其主要原因是可控硅或稳压二极管漏电太大，工作一段时间后，可控硅 VS 或稳压二极管发热，漏电急剧增加而导通所造成的，需要更换可控硅 VS 或稳压二极管。

(2) 电源加上负载后，各路直流输出电压稍下降，变压器就会发出轻微的叫声。这种现象主要是因为桥式整流后的直流高压滤波电容失效所引起的。由于该电容的漏电流大，导致了这种现象发生，需要更换滤波电容器。在更换时，应注意新旧电容的容量和耐压值必须保持一致。

4. 输入电压选择错误，导致开关电源烧坏

如果电源的使用者操作不当，把应该输入 110V 的电源误插入到 220V 交流插座中，会将电源烧坏。由于输入 110V 交流电的开关电源在设计时，输入电路部分的元器件只能承受 110V 的电压，尤其是主变换器回路中的开关功率管的 BV_{ceo} 只能承受

110V 的交流输入，所以在发生上述误操作时，必然会引起功率管的 C-E 结击穿短路。因此会使此回路元件烧坏。常见的是初级抗干扰电路中的限流电阻烧坏，保险丝烧坏，整流二极管也可能会被击穿。如果限流电阻不能很快熔断，有时还会引起次级稳压电路中的元件损坏，但比较少见。另外，在主变换器回路中，若其它元件的极限电压参数不高，由于感应电压增加，也会引起损坏。

排除此类故障的一般思路是：逐级检查元器件是否有短路现象，一定要重点检查用于高频滤波的电容与开关功率管相连接的振荡驱动晶体管和桥式整流二极管等元件。直到把所有的故障元件都更换后，方可开机加电。否则，将会使烧毁的元件越来越多，造成不可修复的后果。

上面所介绍的一些常见故障及维修方法，只是给读者引导一个判断检修故障的一般思路。在实际工作中，故障现象及原因是千差万别的，开关电路的形式也是千变万化的，尤其是由于现代电子技术日新月异的发展，电路还在不断地更新，更需要致力于开关电源设计和维修的技术人员，在实践中不断总结和提高，摸索出更简洁更完善的维修新方法。

第五节 开关电源中专用元器件的代换

一、功率电阻的代换

在开关电源中使用了许多大功率电阻，这些电阻一般都把阻值和功率标在电阻上面。值得注意的是，这种电阻内部一般都有熔断保险材料，当流过电阻的电流超过额定值时，熔断保

险首先熔断，从而保护了后面的电路。当电阻损坏时，切不可盲目地把没有熔断保险作用的大功率电阻换上。否则，一旦再发生过流现象，由于电阻没有熔断作用，就可能烧毁后面的电路。

电源电路中的过流保护电阻一般流过的电流都很大，而其电阻值又都很小，有的电阻值只有零点几欧姆。这种电阻一般又没有标志，更换时应根据电路图和过流点进行调整，不能随意换上一个小阻值的电阻。否则，将影响电源的过流保护功能，达不到过流保护之目的。

若一时找不到合适的代换电阻，可以采用这样的方法：在了解电路流过多大电流的基础上，用一只阻值相当的大功率电阻再串联一段保险丝可以代换上述损坏电阻。

二、电解电容的代换

开关电源电路中所使用的滤波电解电容的容量都很大，通常在 $100\sim2000\mu F$ 之间，耐压范围从 $16\sim400V$ 。如果滤波电解电容的 ESR 值太大，当大电流通过时就会发热，使开关电源的效率降低，时间一长，电容本身也会损坏。

若是电解电容漏电，会使电源输出电流过大，电压降低或引起输出波纹过大的现象。所以在选择电容时，一定要注意质量。

判断大电容是否漏电，最好使用专用的电容测量仪表测量出漏电参数，对电容进行优选。如果没有专用电容测量仪表，也可以使用三用表的电阻档进行测量。用表笔的正端接电容器的正极，用表笔的负端接电容器的负极。开始时，电容瞬间短路，电阻值很小，指针摆到最大位置。然后电容充电，阻值越来越大，指针向回摆动。如果电容漏电很小，表的指针应摆到接近

原始位置。如果电容漏电，电容就充不满，指针也恢复不到原始位置。

电解电容损坏后，对代换的电容要求不高，容量相差不大即可，但对于耐压的要求较高，最好与原来旧电容的耐压值相同或选得高些。有些电解电容使用的场合，表面上电路电压并不高，而选择的电容耐压值却较高，这是因为在滤波回路中，交流电压的峰—峰值至少应该是直流电压的 1.4 倍，为了保险起见，还要附加一个系数。所以在更换电容时一定要考虑周全。

三、整流二极管的代换

在开关电源电路中，除了输入电路所用的整流二极管用一般的整流管外，其余的整流二极管都得采用快速恢复型的开关二极管 FRD，其允许电流要根据输出的最大电流决定。直流 +5V 输出电路的整流二极管要用肖特基二级管 SBD。

1. 肖特基二极管的基本特性

肖特基二极管的结构原理与 PN 结二极管有很大区别。通常将 PN 结整流管称作结型整流管，而把金属—半导体整流管叫作肖特基整流管。近年来，采用硅平面工艺制造的铝硅肖特基二极管已经问世，这不仅可节省贵金属，降低成本，还改善了产品参数的一致性。

肖特基二极管仅用一种载流子（电子）输送电荷，在势垒外侧无过剩少数载流子的积累，因此不存在电荷储存问题，反向恢复电荷 Q_{rr} 趋于 0，使开关特性得到明显改善。其反向恢复时间 t_{rr} 已能缩短到 10ns 以内，但其反向耐压值较低，一般不超过 100V。因此适宜在低压、大电流情况下工作。利用其低压降之特点，能提高低压、大电流整流（或续流）电路的效率。肖特基二极管的正向导通压降介于锗管与硅管之间。表 12-1 列出

4种肖特基二极管的参数，供读者维修代换时参考。表中有3种型号的管子内部结构属于共阴对管，因此有3个引脚，其中①、③脚为正极，②脚为负极。

表 12-1

典型产品型号	额定整流电流 I_d (A)	峰值电流 I_M (A)	最大正向压降 V_{FM} (A)	反向峰值电压 V_{RM} (V)	反向恢复时间 t_r (ns)	内部结构	封装形式
D80-004	15	250	0.55	40	<10	单管	TO-3P
MBR1545	15	150	0.70	45	<10	共阴对管	TO-220
MBR2535	30	300	0.73	35	<10	共阴对管	TO-220
B82-004	5	100	0.55	40	<10	共阴对管	TO-220

2. 快速恢复二极管的基本特性

快速恢复二极管(FRD)也是利用PN结单向导电特性，但制造工艺与普通二极管不同。例如外延型，它的扩散深度及外延层可以精确控制，因而它具有开关特性好、反向恢复时间短、正向电流大、体积小、安装简便等优点。

快恢复二极管的内部结构与普通二极管不同，它是在P型、N型硅材料中间增加了基区I，构成P-I-N硅片。由于基区很薄，反向恢复电荷很少，不仅大大减小了 t_r 值，还降低了瞬态正向压降，使管子能承受很高的反向电压。快恢复二极管的反向恢复时间一般为几百纳秒，正向压降约为0.6V，正向电流是几安培至几千安培，反向峰值电压可达几百到几千伏。

超快恢复二极管(SRD)则是在快恢复二极管基础上发展起来的，其反向恢复时间 t_r 值已接近于肖特基二极管的指标。超快恢复二极管的反向恢复电荷进一步减小，使其 t_r 可降至几十纳秒。

20~30A以下的快恢复及超快恢复二极管大多采用TO-

220 封装。30A 以上的管子一般采用 TO-3P 金属壳封装。几种常用的快恢复二极管和超快恢复二极管的参数及封装形式列于表 12-2，仅供参考。

表 12-2

典型产品型号	结构特点	反向恢复时间 t_{rr} (ns)	平均整流电流 I_d (A)	最大瞬时电流 I_{FSM} (A)	反向峰值电压 V_{RM} (V)	封装形式
C20-04	单管	400	5	70	400	TO-220
C92-02	共阴对管	35	10	50	200	TO-220
MUR1680A	共阳对管	35	16	100	800	TO-220
MUR3040PT	共阴对管	35	30	300	400	TO-220
MUR30300	共阳对管	35	30	400	1000	TO-3P

四、功率开关管的代换

在开关电源电路中，大功率晶体管的故障率是较高的。因为开关电源去掉了工频变压器，由 220V 或 110V 交流电压直接进行整流滤波，而高频变压器是大功率开关管的直接负载，电感性负载的反电动势直接加在晶体管的集电极与发射极之间。在把 110V 交流输入电源误插在 220V 交流插座上时，都会烧毁这只开关管。由于开关电源的种类多，电路结构不同，采用的功率管也有很大差别。设计者在选用大功率开关管时，对电压，电流参数都应留有充分的余地。

在单端反激式变换器开关电源中，其大功率开关管损坏后，选择代用管时，管子的主要参数可用下述方法进行计算：

假定变换器的效率是 0.8，最大占空比为 0.4，那么，根据第三章的公式 (3-5)，计算最大集电极电流 I_c ：

$$I_c = \frac{6.2 P_{out}}{V_{in}}$$

例如，电源的标称功率为 150W。经桥式整流后的直流电压是 300V，流过大功率开关管的最大集电极电流是：

$$I_c = \frac{6.2 \times 150}{300} = 3.1 \text{ (A)}.$$

在电源正常工作时，为了使管子可靠地工作，一般选择工作电流是最大允许集电极电流 I_{cM} 的 $1/2 \sim 1/6$ ，所以应选择 $I_{cM}=6\text{A}$ 左右的管子代换。

当开关管截止时，所承受的最高电压是电源电压的 2 倍左右，所以管子的击穿电压 $BV_{ceo} \geq 2V_{ip}$ (输入交流电压的峰值)。最高输入电压取 260V，则 $V_{ip} = 260 \times 1.4 = 364 \text{ (V)}$ ， $BV_{ceo} \geq 2.0 \times 364 \approx 730 \text{ (V)}$ 。

对于开关功率管的基极驱动晶体管，代换时最重要的参数是最大集电极电流 I_{cM} ，因为在导通时要把开关功率管的基极电流全部短路，且饱和压降又不能太高，否则开关功率管不能很好地截止。

在半桥式变换器开关电源中，由于变压器的电压已经减少到 $V_m/2$ ，为了获得相同的功率，所以开关管的工作电流将加倍。根据第三章所提供的计算方法计算 I_c 的值。半桥式电源开关管的耐压可以选择得低一些，因它所承受的最高电压不超过电源电压 V_m ，所以一般选择功率开关管的 BV_{ceo} 大于 400V 就可以了。

在更换晶体管时，先要注意管子的类型是否相同，包括材料和管的极性两方面，即锗管和硅管，又有 PNP 和 NPN 之分。其次，代换管的特性也应当接近，电源用晶体管主要关心的是 C-B 极的反向击穿电压 BV_{cbo} ，集电极最大允许电流 I_{cM} ，集电极最大允许功耗 P_{cM} 。大功率开关管还应注意 C-E 极的反向击穿电压 BV_{ceo} 。从原则上讲，这几项参数都应等于或大于原来管子

的参数。另外，选好的管子还应注意外型及尺寸的大小，以利于在线路板上安装并保证有足够的散热空间。



381461

参 考 文



- (1) 张乃国, 李厚福:《小功率电源变压器》, 人民邮电出版社。
- (2) 叶慧贞:《开关稳压电源》, 国防工业出版社。
- (3) 李成章:《电源》, 电子工业出版社。

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 无线电爱好者丛书 集成开关电源的设计制作调试与维修

作者 =

页数 = 280

S S 号 = 0

出版日期 =

封面
书名
版权
前言
目录
正文