

## 摘要

随着经济的发展和科学技术的进步，节约能源、保护环境已被社会各界所重视。高频开关电源技术发展所带来的“20kHz 电源技术革命”，使其在许多工业电源领域得到了广泛的应用和迅速的发展。然而开关电源的大量使用，尤其是大功率开关电源的应用，给电网带来了电磁污染的问题，制造了大量的高次谐波和电磁干扰 EMI，这一点是与近年来电力电子学界提出的“绿色电源”涵义相违背的。

本课题以逆变器辅助开关电源作为研究对象，分析了造成上述问题的主要原因，其一是开关电源的输入端采用二极管整流，后接较大的滤波电容，导致输入电流为一很窄的脉冲波，其中含有丰富的谐波分量；其二是由于电源采用了硬开关的开关工作模式，这使得在高频的开关速度下，电路中的  $di/dt$  和  $du/dt$  增大，从而导致了对周围环境的电磁干扰的增大。减少开关电源对环境的电磁污染，一是进行功率因数校正(PFC)；二是采用软开关的开关工作模式，软开关使电源在工作过程中的  $di/dt$  和  $du/dt$  较硬开关时大大降低，从而使 EMI 的问题得以解决。

本文正是在上述分析的基础上，着眼于原开关电源的 EMI 和主要损耗，在原有电路的基础上做了一些改进。主要包括：1、功率因数校正(PFC)方面，采用无源 PFC 技术中的一种——逐流技术，进一步减少了开关电源的对电网的谐波污染；2、开关模式方面，采用软开关中的有源钳位软开关代替原来的硬开关，很好地解决硬开关模式下的种种弊端。

本文对每个改进环节都进行了具体的仿真分析和实验，验证了改进思路的可行性及其对减少环境污染，提高电源效率的有效性。

**关键词：**开关电源；PFC；软开关

## Abstract

Along with the development of economy and the progress of science and technology, saving the energy and protecting the environment have been pay more attention to by all circles of the society. “The technological revolution of 20kHz power supply” brought by the development of the high frequency switching power supply technology, makes it widespread application and rapid development in many industries power supply domain. However the massive use of switching power supply, especially the high power switching power supply, has brought the electromagnetism pollution to power system, has made a large amount higher harmonics and electromagnetic interference (EMI), this point violates the connotation of “the green power source” which was proposed by the power electronics circles recently.

The topic takes the auxiliary switching power supply of inverter as the research object. the main reason of making above problems is discussed, one is the nonlinear rectifier with a bulky capacitor in the input stage of switching power supply, which leads to a narrow pulse and rich harmonics; the other is the hard-switching work mode, this makes  $di/dt$  and  $du/dt$  in circuit increased under the high frequency switching-speed, accordingly makes the EMI to environment increase. To decrease the switching power supply electromagnetism pollution to environment, one way is carrying on the power factor correction (PFC); the other way is using the soft-switching work mode, the soft-switching compared with hard-switching makes  $di/dt$  and  $du/dt$  greatly reduce during the work progress, thus it enables EMI to be solved.

Basing on the above analysis and focusing on the EMI and main lose of switching power supply, the thesis has made some improvements based on the original electric circuit. Mainly includes: 1, the aspect of power factor correction (PFC), using one kind of the passive PFC technologies—chase-flows technology, it reduce “the pollution” to power system; 2, the aspect of switching mode, using the active clamp soft -switching in the soft-switching to replace the original hard-switching solves kinds of disadvantage under hard-switching mode well.

The thesis gives concrete simulation analysis and experiment to every improvement step, the conclusion verified the feasibility of the improved thoughts and the validity of reducing the environmental pollution and enhancing the power efficiency of it.

**Key Words:** **Switching power supply; PFC; Soft-switching**

## 绪 论

开关稳压电源(以下简称开关电源)是利用现代电力电子技术,控制开关晶体管开通和关断的时间比率,维持稳定输出电压的一种电源,它的研究开发和生产是从上世纪七十年代兴起的,1955年美国罗耶(GH.Roger)发明的自激振荡推挽晶体管单变压器直流变换器,是实现高频转换控制电路的开端,1957年美国的查赛(Jen Sen)发明了自激式推挽双变压器,在1964年美国的科学家们提出了取消工频变压器的开关电源的设想。到了1969年由于大功率硅晶体管的耐压提高,二极管反向恢复时间的缩短等元器件改善,终于做成了25千赫的开关电源,这一电源的问世,在世界各国引起了强烈的反响,从此对开关电源的研究成了国际会议的热门课题<sup>[1-5, 7-8]</sup>。

40多年前,开关电源在很多领域取代了晶体管线性稳压电源,使开关电源从此有了飞速的发展。最早出现的是串联型开关电源,其主电路拓扑与线性电源相仿,但功率晶体管工作于开关状态。应用脉宽调制(PWM)或脉冲频率调制(PFM)技术控制开关变换器,组成电压调节系统,统称为PWM开关电源,早期其效率可达65~70%(线性电源的效率只有30~40%),在当时处于世界性能源危机的年代里,这一点引起了人们的广泛关注,由于用工作频率为20kHz的PWM开关电源代替工作于工频的线性稳压电源,可大幅度节约能源,这一转变对缓解当时的能源危机起到了积极的作用,被誉为是电源技术发展史上的20kHz革命。

现在,开关电源已经在各种整机产品上得到了广泛的应用,其发展速度是惊人的。40多年来,开关电源技术有了飞迅发展和变化,经历了功率半导体器件、高频化和软开关技术、开关电源系统的集成技术三个发展阶段。功率半导体器件从双极型器件(BJT、SCR、GTO)发展为MOS型器件(功率MOSFET、IGBT、IGCT等),使电力电子系统有可能实现高频化,并大幅度降低导通损耗,电路也更为简单<sup>[13-17]</sup>。高频化和软开关技术的开发研究,使功率变换器性能更好、重量更轻、尺寸更小。高频化和软开关技术是过去二十年国际电力电子界研究的热点之一。上世纪九十年代中期,集成电力电子系统和集成电力电子模块(IPEM)技术开始发展,如今这些技术已经成为当今国际电力电子界亟待解决的新问题之一。

电力电子技术的高速发展,电力电子设备与人们的工作、生活的关系日益密切,而电子设备都离不开可靠的电源,进入八十年代计算机电源全面实现了开关电源化,率先完成计算机的电源换代,进入九十年代开关电源相继进入各种电子、电器设备领域,程控交换机、通讯、电力检测设备电源、控制设备电源等都已广泛地使用了开关电源,更促进了开关电源技术的迅速发展。

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

### 1.开关电源的分类<sup>[2,6-12]</sup>

人们在开关电源技术领域是边开发相关电力电子器件，边开发开关变频技术，两者相互促进推动着开关电源每年以超过两位数字的增长率向着轻、小、薄、低噪声、高可靠、抗干扰的方向发展。开关电源可分为 AC/DC 和 DC/DC 两大类，DC/DC 变换器现已实现模块化，且设计技术及生产工艺在国内外均已成熟和标准化，并已得到用户的认可，但一次电源 AC/DC，因其自身的特性使得在模块化的进程中，遇到了较为复杂的技术问题和工艺制造问题。以下分别对两类开关电源的结构和特性作以阐述。

#### (1) DC/DC 变换

DC/DC 变换是将固定的直流电压转换成可变的直流电压，也称为直流斩波。斩波器的工作方式有两种，一是脉宽调制方式  $T_s$  不变，改变  $t_{on}$ (通用)，二是频率调制方式， $t_{on}$  不变，改变  $T_s$  (易产生干扰)。其具体的电路由以下几类：

- ① Buck 电路——降压斩波器，其输出平均电压  $U_0$  小于输入电压  $U_i$ ，极性相同；
- ② Boost 电路——升压斩波器，其输出平均电压  $U_0$  大于输入电压  $U_i$ ，极性相同；
- ③ Buck-Boost 电路——降压或升压斩波器，其输出平均电压  $U_0$  大于或小于输入电压  $U_i$ ，极性相反，电感传输；
- ④ Cuk 电路——降压或升压斩波器，其输出平均电压  $U_0$  大于或小于输入电压  $U_i$ ，极性相反，电容传输。

当今软开关技术使得 DC/DC 发生了质的飞跃，美国 VICOR 公司设计制造的多种 ECI 软开关 DC/DC 变换器，其最大输出功率有 300W、600W、800W 等，相应的功率密度为(6.2、10、17)W/cm<sup>3</sup>，效率为(80~90)%。日本 Nemic Lambda 公司最新推出的一种采用软开关技术的高频开关电源模块 RM 系列，其开关频率为 (200~300)kHz，功率密度已达到 27W/cm<sup>3</sup>，采用同步整流器(MOSFET 代替肖特基二极管)，使整个电路效率提高到 90%。

#### (2) AC/DC 变换

AC/DC 变换是将交流变换为直流，其功率电流流向可以是双向的，功率电流流向负载的称为“整流”，功率电流由负载返回电源的称为“有源逆变”。AC/DC 变换器输入为 50/60Hz 的交流电，必须经整流、滤波，因此体积相对较大的滤波电容器是必不可少的，同时因遇到安全标准(如 UL、CCEE 等)及 EMC 指令的限制(如 IEC、FCC、CSA)，交

流输入侧必须加 EMC 滤波及使用符合安全标准的元件,这样就限制 AC/DC 电源体积的进一步小型化,另外,由于内部的高频、高压、大电流开关动作,使得解决 EMC 电磁兼容问题难度加大,也就对内部高密度安装电路设计提出了很高的要求。由于同样的原因,高电压、大电流开关使得电源工作损耗增大,限制了 AC/DC 变换器模块化的进程,因此必须采用电源系统优化设计方法才能使其工作效率达到一定的满意程度。

AC/DC 变换按电路的接线方式可分为,半波电路、全波电路。按电源相数可分为,单相、三相、多相。按电路工作象限又可分为一象限、二象限、三象限、四象限。

### (3) 电路结构

开关电源的结构有多种:

- ① 按驱动方式分,有自励式和他励式;
- ② 按 DC/DC 变换器的工作方式分,有单端正励式和反励式、推挽式、半桥式、全桥式、降压式、升压式和升降压式等;
- ③ 按电路组成分,有脉宽调制式(PWM)式、脉冲频率调制(PFM)式和 PWM 与 PFM 混合式;
- ④ 按电路组成分,有谐振型和非谐振型;
- ⑤ 按电源是否隔离和反馈控制信号耦合方式分,有隔离式、非隔离式和变压器耦合式、光耦耦合式等。

## 2.课题研究的目的和意义

经济的发展和科学技术的进步,节约能源、保护环境已被社会各界所重视。种种迹象表明,中国已成为世界第一的煤炭、钢铁、铜消费大国,继美国之后的世界第二的石油和电力消费大国。经济的快速发展,使得我国在主要能源和初级产品的供求格局上发生了较大变化,资源对经济发展的制约作用开始显现,并有愈演愈烈的趋势。电源是节约能源的重要环节,经过电力电子和电源技术处理之后的电力供应,节能效果明显。因此节约电能不仅减缓了不可再生的一次性能源(如煤炭、石油)的消耗,而且在一定程度上减少了对环境造成的污染。电源产品的小型化还可以节约大量的铜、铁等原材料。

本课题正是以当前我们面临的能源相对短缺,环境污染越来越严重的最大的实际和近年来电力电子界提出的“绿色电源”作为出发点,针对现实生活中各领域使用开关电源时所造成的能源损耗和对环境造成的污染而提出的。目的在于通过对原有电路的一些改进,使得改进后的开关电源与原来的开关电源相比,不仅在对环境造成的谐波污染方面有明显的改善,而且在减少开关损耗方面也有显著的提高。

### 3.课题研究所做的主要工作

本课题分析了原有逆变器辅助开关电源功率因数低和开关损耗大的原因，一方面阐述了功率因数校正的基本原理、分类和优缺点；另一方面阐述了开关模式的种类和优缺点。具体包括以下几个方面：

(1) 功率因数校正方面的理论分析。着重阐述了逐流技术的工作过程，分析了原开关电源功率因数低的原因，并通过 PSPICE 仿真和具体实验进行了验证，说明了逐流技术在改善功率因数方面起的作用；

(2) 开关模式方面的理论分析。着重阐述了软开关工作的基本原理和有源钳位软开关的工作过程，分析了原开关电源采用硬开关损耗大的原因，并通过 PSPICE 仿真和具体实验进行了验证；

(3) 开关电源功率变换主电路的结构设计和主要元器件参数设计。其中包括输入和输出整流滤波电路、高频变压器等主要部分的器件选择和参数计算。

## 第一章 原开关电源的电路分析

本课题涉及的原开关电源是逆变器辅助开关电源，通过本章后面对其电路的具体分析我们得出它的组成结构是一种很普遍、很有代表性的开关电源电路——单端反激式开关电源电路。

为了能够达到课题所提出的目的和要求，首先要对原逆变器辅助开关电源要改进的部分做必要的分析，同时对改进过程中可能涉及到的一些元器件参数进行必要的计算。

### 1.1 原开关电源整流及滤波电路的分析

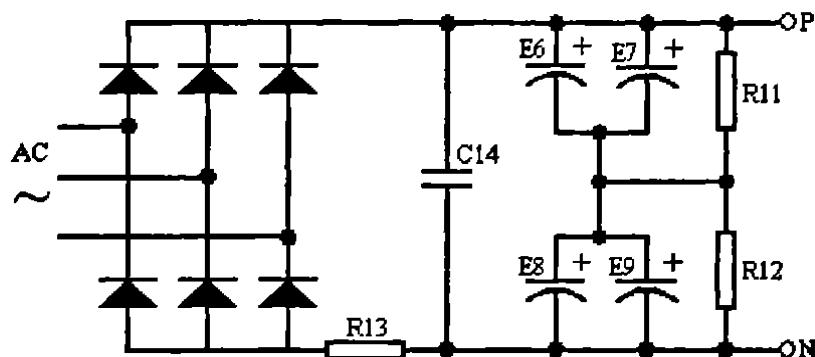


图 1.1 整流及滤波电路原理框图

Fig. 1.1 Block diagram of rectifier and filter circuits

如图 1.1 所示，原开关电源的整流电路为三相桥式不可控整流滤波电路。图中 R13 为限流电阻，R11 和 R12 为均压电阻，滤波电路为最简单的无源滤波电路。这种电路的一个最致命的弱点是：输入电流波形为尖脉冲，导致功率因数低下，一般为 0.45~0.75，而且通过傅立叶分析可知其无功分量基本上为高次谐波，其中三次谐波幅度约为基波的 95%，五次谐波幅度约为基波幅度的 70%，七次谐波幅度约为基波幅度的 45%，九次谐波幅度约为基波幅度的 25%<sup>[1,18-23]</sup>。

由上面的数据可知，输入电流中除了含有基波成分外，还含有丰富的奇次高次谐波成分，这些高次谐波倒流入电网，将会引起严重的谐波“污染”，造成严重的危害。其主要危害有：

- (1) 产生“二次效应”，即电流流过线路阻抗造成谐波电压降，反过来使电网电压波形也发生畸变，影响各种电气设备的正常工作；
- (2) 谐波影响用电设备。例如，谐波可能使白炽灯工作在较高的电压下，这将导致灯丝工作温度过高，缩短其使用寿命；

- (3) 造成输电线路故障，使变电设备损坏；
- (4) 谐波会使测量仪器附加谐波误差，使仪表的工作电压和电流不再是正弦波，影响测量精度；
- (5) 谐波还会对通信电路造成干扰，影响信号的传输。

由于谐波的危害日益严重，世界各国都对谐波问题予以了充分的重视，不少国家和国际学术组织都制定了限制电力系统谐波和用电设备谐波的标准和规定，如国际电工委员会(International Electrotechnical Commission, IEC)，欧洲电工技术标准委员会(European committee for Electrotechnical Standardization, CENELEC)和美国的国际电气电子工程师协会(Institute of Electrical & Electronics Engineering, IEEE)都对谐波的限制制定了相应标准。我国也先后于 1984 年和 1993 年分别制定了限制谐波污染的规定和标准<sup>[1-2]</sup>。

## 1.2 原开关电源控制电路分析

原开关电源电路原理图如图 1.2 所示，图中 UC3842 驱动高频脉冲变压器获得多组电压输出，经二极管整流、电容滤波后得到多路直流电源，这几组电源严格隔离，它们的用途分别为：绕组 W2、W3、W4 得到的+15V 分别给逆变器上桥臂三个 IGBT 的栅极提供驱动电源；绕组 W5 得到的+15V 给逆变器下桥臂三个 IGBT 的栅极提供驱动电源；绕组 W6 和 W7 得到的±15V 作为控制板上运算放大器和主电路上传感器的偏置电压；绕组 W8 得到的+12V 供给冷却风扇和控制板上的光耦以及继电器；绕组 W9 整流滤波后得到的高频直流电压经三端稳压器 7805 稳压后供给控制板；W10 为反馈绕组，用于给 UC3842 提供反馈工作电压。

MOS 管栅极回路接入两个不同阻值的控制开通和关断的栅极电阻，以减少高频噪声。这主要是因为 MOS 管的开通速度与产生高频噪声电磁干扰有关。

在初级线圈 W1 采用由齐纳二极管 D5 和阻断二极管 D6 组成的钳位电路，主要的目的是为了限制快速开关过程中由于变压器漏感引起的电压尖峰以保护 MOS 管。

在 UC3842 的 4 脚处增加一个三极管的主要作用是进行斜坡补偿，以防止 UC3842 工作的不稳定性和保证 UC3842 在确定的条件下发挥出优良的性能。

传统的开关电源普遍采用电压型 PWM 技术，而近年电流型 PWM 技术得到了飞速发展。相比单电压闭环控制的电压型 PWM，电流型 PWM 采用电压和电流双闭环控制，具有更好的电压调整率和负载调整率，系统的稳定性和动态特性也得以明显改善，特别是其内在的限流能力和并联均流能力使控制电路变得简单可靠。本课题所涉及的原开关电源所采用的就是 Unitrode 公司出品的电流型 PWM 控制器的典型代表——UC3842，

其最大优点是外接元件少，外电路装配简单，成本非常低廉，适用于 20~100W 小功率开关电源。UC3842 内部基本功能框图如图 1.3 所示<sup>[24]</sup>：

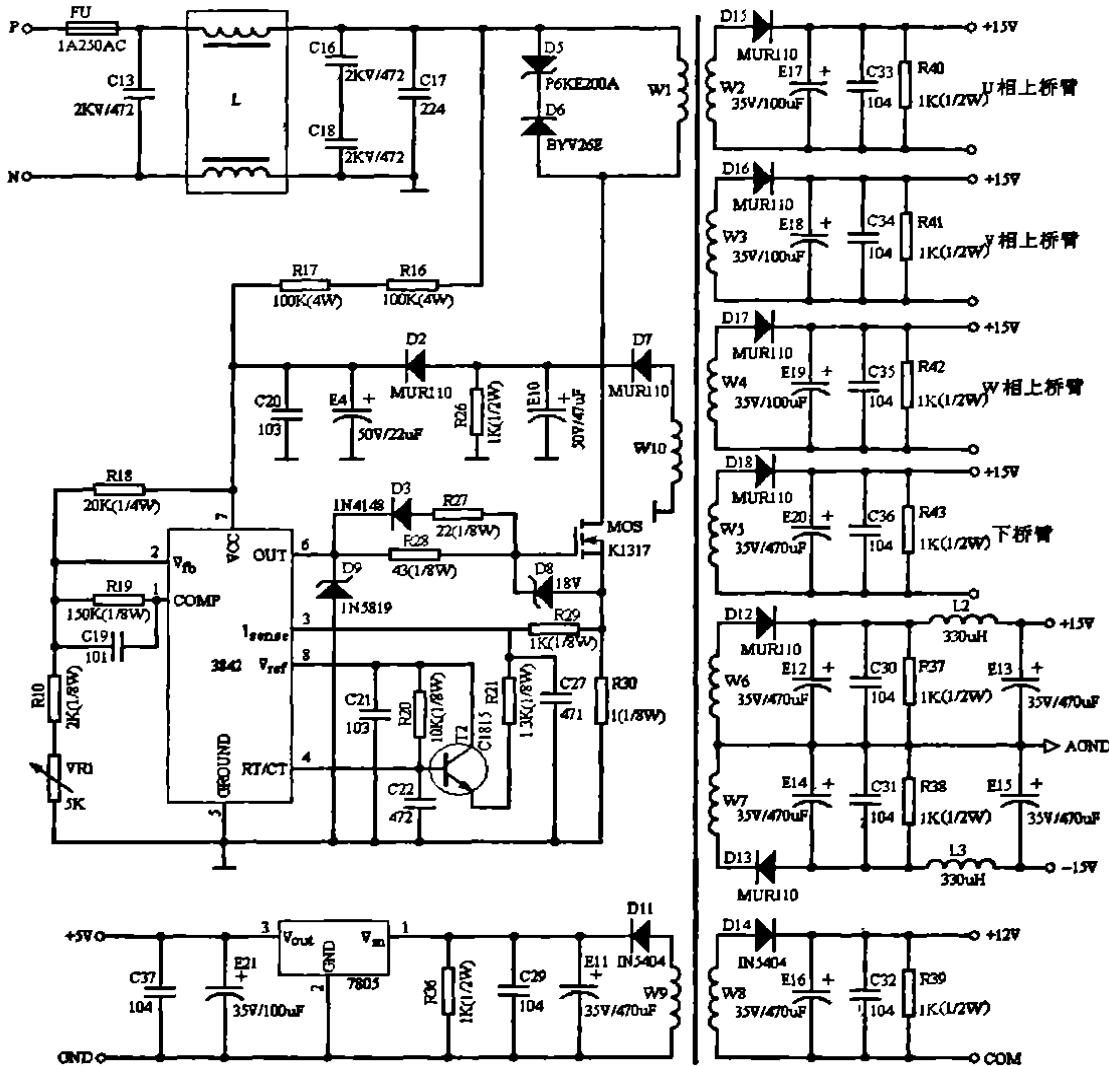


图 1.2 原开关电源电路原理图

Fig. 1.2 Diagram of the original switching power supply

其各管脚功能简介如下：

- 1 脚 COMP——内部误差放大器 E / A 的输出端。通常此脚与 2 脚之间接有反馈网络，以确定误差放大器的增益和频响；
- 2 脚 FEED BACK——反馈电压输入端。此脚与内部误差放大器同向输入端的基准电压（一般为 +2.5 V）进行比较，产生控制电压，控制脉冲的宽度；

3 脚  $I_{SENSE}$ ——电流检测输入端。在所驱动功率开关管(如 MOS 管)的源极串接一个  
小阻值的取样电阻  $R_s$  至公共端, 将变压器的原边电流转换成电压;

4 脚  $R_T/C_T$ ——定时端。通过外接定时电容  $C_T$  和定时电阻  $R_T$  形成锯齿波振荡器,  
来限定器件工作频率;

5 脚 GND——接地端;

6 脚 OUT——驱动脉冲的输出端。用于驱动功率开关管, 此脚为图腾柱式输出, 有  
利于开关管的关断, 最大输出电流的瞬时峰值可达为  $\pm 1A$ , 平均电流为  $200mA$ ;

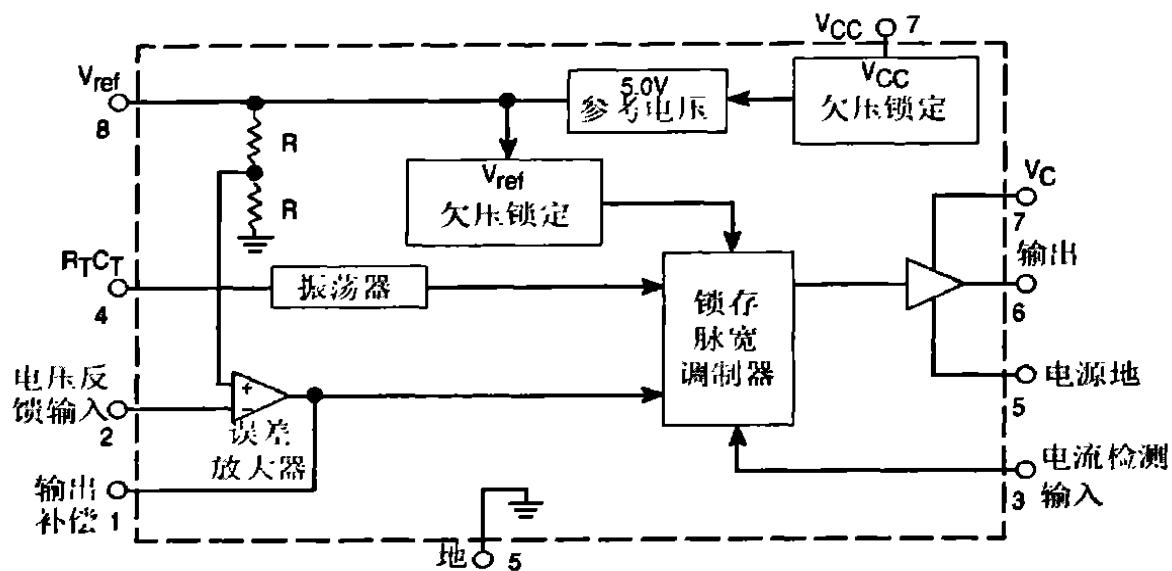


图 1.3 UC3842 内部基本功能框图

Fig. 1.3 Block diagram of UC3842's internal basic function

7 脚  $V_{CC}$ ——电源电压供给端; 它的工作电压可以在  $+10 \sim +36V$  的范围内都能正常  
工作;

8 脚  $V_{ref}$ ——基准电压+5V 输出端, 该基准电压除了供给 UC3842 内部用电外, 还  
可以向外供应出来  $20mA$  的电流。

从图 1.3 和管脚功能可知, 振荡器振荡的频率是由定时电容  $C_T$  和定时电阻  $R_T$  共同  
决定的。充电时间加放电时间就是它的振荡周期, 周期的倒数就是它的频率  $f$ , 所以根  
据近似计算公式:

$$f = \frac{1.8}{C_T \times R_T} \quad (2.1)$$

可得, 原开关电源的工作频率为  $f = 38.3\text{kHz}$ , 其中由图 1.2 可知:  $R_T=10k$ ,  $C_T=4700\text{pF}$ 。

### 1.3 原开关电源开关模式分析

从图 1.2 中可以看出, 与传统的直流变换器一样, 本课题所涉及原开关电源的开关管工作在硬开关状态。

如图 1.4 所示, 由于开关管不是理想器件, 在开通时开关管的电压不是立即下降到零, 而是有一个下降时间, 同时它的电流也不是立即上升到负载电流, 也有一个上升时间。在这一段时间里, 电流和电压有一个交叠区, 产生损耗, 这种损耗称为开通损耗(Turn on Loss)。同理, 当开关管关断时, 开关管的电压不是立即从零上升到电源电压, 也有一个上升时间, 同时它的电流也不是立即下降到零, 也有一个下降时间, 在这段时间里, 电流和电压也有一个交叠区域, 产生损耗, 这种损耗成为关断损耗(Turn off Loss)。上述两种损耗统称为开关损耗(Switching Loss)<sup>[2,7]</sup>。在一定的条件(加在开关管上的电压和电流值一定)下, 开关管在每个开关周期中的开关损耗是恒定的, 变换器总的开关损耗与开关频率成正比, 开关频率越高, 总的开关损耗就越大, 变换器的效率越低。正因为上述损耗的存在限制了变换器开关频率的提高, 从而限制了变换器的小型化和轻型化。

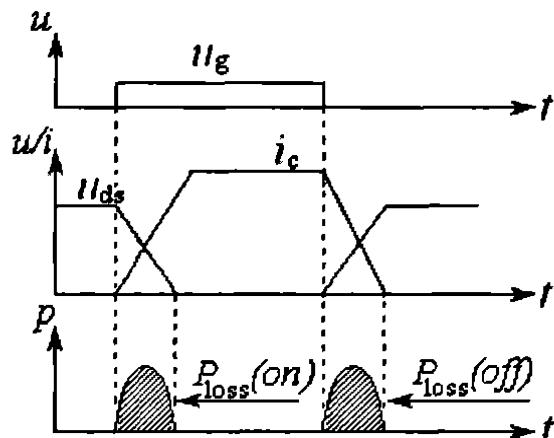


图 1.4 硬开关下的电压电流波形

Fig. 1.4 The waveform of voltage and current under hard-switching

除了开关损耗大的缺陷外, 硬开关的工作模式还有以下的缺陷:

(1) 感性关断问题: 电路中难免存在感性元件(引线电感、变压器漏感等寄生电感或实体电感), 当开关器件关断时, 由于通过该感性元件的  $di/dt$  很大, 感应出很高的尖峰电压加在开关器件两端, 易造成电压击穿;

(2) 容性开通问题: 当开关器件在很高的电压下开通时, 储藏在开关器件结电容中的能量将全部耗散在该开关器件内, 引起开关器件过热损坏;

(3) 二极管反向恢复问题: 二极管由导通变为截止时存在着反向恢复期, 在此期间内, 二极管仍处于导通状态, 若立即开通与其串联的开关器件, 容易造成直流电源瞬间短路, 产生很大的冲击电流, 轻则引起该开关器件和二极管功耗急剧增加, 重则致其损坏。

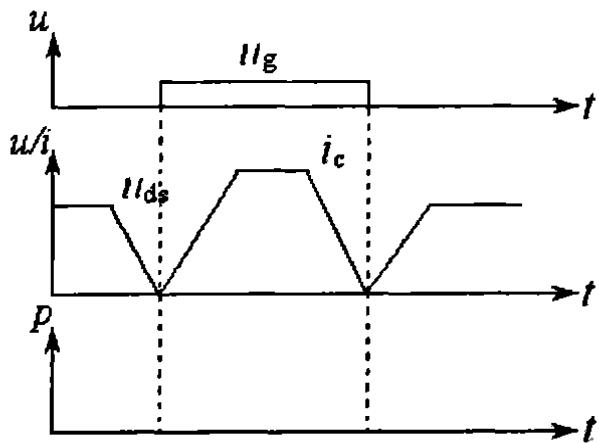


图 1.5 软开关下的电压电流波形

Fig. 1.5 The waveform of voltage and current under soft-switching

克服以上缺陷的有效办法就是采用软开关技术。如图 1.5 所示, 最理想的软开通过程是电压先下降到零后, 电流再缓慢上升到通态值, 所以开通损耗近似为零。另外, 因器件开通前电压已下降到零, 器件结电容上的电压亦为零, 故解决了容性开通问题, 这意味着二极管已经截止, 其反向恢复过程结束, 因此二极管反向恢复问题亦不复存在。最理想的软关断过程是电流先下降到零, 电压再缓慢上升到断态值, 所以关断损耗近似为零。由于器件关断前电流已下降到零, 即线路电感中电流亦为零, 所以感性关断问题得以解决。由此可见, 软开关技术可以解决硬开关 PWM 变换器的开关损耗问题、容性开通问题、感性关断问题、二极管反向恢复问题, 同时也能解决由硬开关引起的 EMI 问题。

## 1.4 原开关电源变压器相关参数分析

### 1.4.1 原变压器磁芯的工作状态

不同的高频开关电源变换器电路, 输入高频开关电源变压器的波形不同, 磁芯的工作状态也不相同, 通常磁芯的工作状态可分为两大类<sup>[2]</sup>, 一类是双极性的, 这一类型的变压器初级绕组在一个周期的正半周和负半周中, 加上一个幅值和导通脉宽都相同而方向相反的脉冲方波电压, 变压器初级绕组在正负半周的励磁电流大小相等, 方向相反。

因此，变压器磁芯中产生的磁通沿交流磁滞回线对称地上下移动，磁芯基本工作于整个磁滞回线。如图 1.6(a)所示，在一个周期中，磁感应强度从正最大值变化到负最大值，磁芯中的直流磁化分量基本抵消。全桥、半桥、推挽等变换器中的变压器磁芯属于这一类型<sup>[2]</sup>。

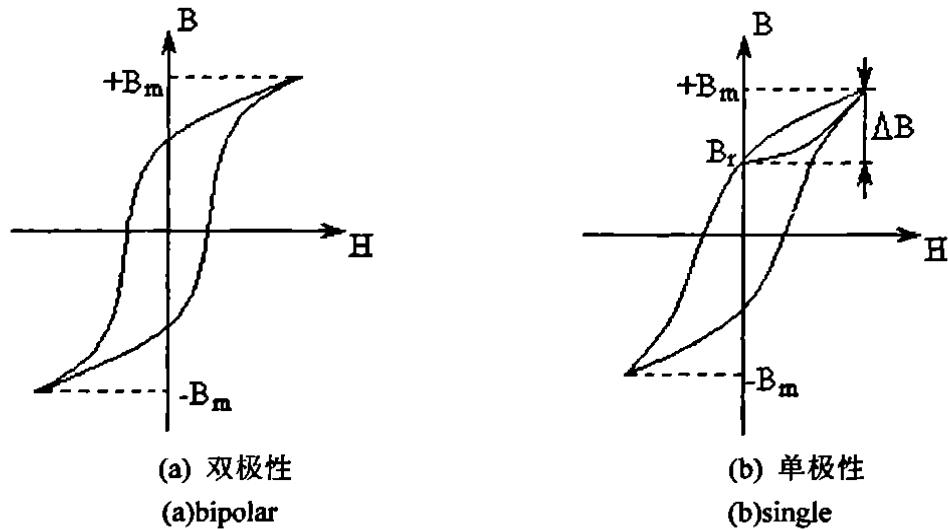


图 1.6 变压器磁芯的磁滞回线

Fig. 1.6 The magnetic hysteresis loop of transformer magnetic core

另一类是单极性的，这一类型的变压器初级绕组在一个周期内加上一个单向的脉冲方波电压。因此，变压器磁芯中磁通沿着交流磁滞回线的第一象限部分上下移动，变压器磁芯单向励磁，磁感应强度在最大工作磁感应强度  $B_m$  到剩余磁感应强度  $B_r$  之间变化。如图 1.6(b)所示。单端正激式、单端反激式等变换器中的变压器磁芯就属于这一类型。

由于本课题涉及原开关电源的是单端反激式的，所以它的变压器磁芯是单极性的。

#### 1.4.2 原变压器的磁芯材料

原开关电源变压器磁芯材料是铁氧体<sup>[25-26]</sup>。由于铁氧体的价格低、适应性能和高频性能好等优点，被广泛应用于高频开关电源变压器中。然而科技的不断进步，使得磁芯材料的品种越来越多，即使是一种类别的磁芯，由于材质的不同其基本特性就可能会有很大的不同，例如铁氧体磁芯中的锰锌铁氧体其磁导率为 1000~18000H/m，而另一种铜镁锌铁氧体的磁导率却只有 10 H/m 左右<sup>[2]</sup>，所以在以后的开关电源变压器设计计算中，我们应考虑高频开关电源变压器所用的铁氧体磁性材料应满足以下要求：

(1) 具有较高的饱和磁感应强度  $B_s$  和较低的剩余磁感应强度  $B_r$ 。从理论上讲， $B_s$  高，变压器可通过较大电流而不出现磁饱和，实现传输功率的提高；

(2) 在高频下具有较低的功率损耗。铁氧体的功率损耗，不仅影响电源输出功率，同时会导致磁芯发热、波形畸变等不良后果。发热问题，在实际应用中极为普遍，主要是由变压器的铜损和磁芯损耗引起的。如果在设计变压器时， $B_m$  选择过低，绕组匝数过多，就会导致绕组发热，并同时向磁芯传输热量，使磁芯发热。反之，若磁芯发热为主体，也会导致绕组发热。选择铁氧体材料时，要求功率损耗随温度的变化呈负温度系数关系，这也是电源用磁性材料的一个显著特点；

(3) 适中的磁导率。相对磁导率选取得是否合适，要根据实际电路的开关频率来决定，一般相对磁导率为 2000 的材料，其适用频率在 300kHz 左右，最高不能高于 500kHz。如果开关频率高于这一频段，应选择磁导率偏低的材料，一般为 1300 左右的材料；

(4) 较高的居里温度。居里温度是表示磁性材料失去磁特性的临界温度，一般材料的居里温度在 200℃ 以上，但是变压器的实际工作温度不应高于 100℃。这是因为在 100℃ 以上时，其饱和磁通密度  $B_s$  已跌至常温的 70%，因此过高工作温度会使磁芯的饱和磁通密度跌落得更严重，易导致磁芯磁化饱和；再者，当高于 100℃ 时，其磁芯功耗已经呈正温度系数，会导致出现热击穿的严重后果。

#### 1.4.3 原变压器输入和输出功率的分析和计算

从分析图 1.2 我们可以得到：原开关电源共有 9 路输出，分别是 6 路+15V 输出、1 路-15V 输出、1 路+12V 输出和一路+5V 输出。对于每路输出针对各元器件的参数，经测量、计算并取适当的裕量得：除了+5V 输出的 1 路其消耗的功率为 10W 外，其余的 8 路输出功率大约都是 5W，所以总的输出功率约为 50W。

由于原开关电源的开关工作模式等一些因数决定了其工作效率较低，经计算和测量其输出为 50W 时，输入大约为 80W 左右，所以其工作效率为： $\eta = 50/80 = 62.5\%$ 。

### 本章小结

本章在分析原有逆变器辅助开关电源的基础上，就其存在的不足和相关理论做了分析和介绍，阐述了不足所带来的弊端，提出了改进原有不足所采用的措施和基本工作原理，并对一些参数进行了分析和计算。

## 第二章 PSpice 仿真软件介绍

### 2.1 仿真软件的选择

目前，在应用较广泛的电力电子仿真软件中，主要有 Saber、Matlab 和 PSpice 等几种。它们各自的特点和适用范围如下所述：

Saber 是一种功能强大的电子和电力仿真软件，它可以仿真电力电子元件、电路和系统，不仅具有 PSpice 的功能，还能结合数学控制方程模块实现仿真。Saber 的仿真结果真实性好，与 PSpice 类似，但 Saber 的数据处理量相当庞大，仿真的处理速度慢。Saber 软件价格高，使用时繁琐复杂，不利于推广应用，较适合于大企业应用。

Matlab 中配备了电力系统工具包(Power System Blockset)，这使得 Matlab 可以用于电力电子仿真。Power System Blockset 的仿真基于 Matlab 的 Simulink 图形环境，使用起来十分方便。Matlab 的强大数学计算功能，使得 Power System 的控制功能非常强大，尤其是利用其它相关的工具包，电路可以实现极为细致的控制而不需要花费很大的精力。Matlab 的另外一个优点是运行速度较快，数据的兼容性非常好，便于数据的后续处理与分析，在控制特性的研究分析中，应用十分方便。但由于其元器件的理想化，仿真波形与实验电路的测试结果误差较大。

PSpice 能够把仿真与电路原理图的设计紧密的结合在一起。它是应用较多的一种，广泛应用各种电路分析，可以满足电力电子动态仿真的要求。其元件模型的特性与实际元件的特性十分相似，因而它的仿真波形与实验电路的测试结果相近，对电路设计有重要指导意义<sup>[27-32]</sup>。PSpice 主要优点如下：

(1) 具有 A/D 混合仿真功能，可以利用文本和原理图两种输入形式进行有数字和模拟元件构成的混合系统设计，这是大多数仿真器所不能做到的。当采用原理图作为输入时，该软件在电路设计中的作用相当于一个软件面包板，从而大大地提高了设计效率，节约了开发成本。

(2) 数模混合仿真程序现在提供的仿真模型库包括常用的模拟器件、数字器件的模型以及包括精确的传输线、磁芯模型在内的总数达 3 万个以上的内建模型。此外它还可以通过其 CIS 组件从互联网站点上下载新的器件模型，从而帮助用户有效地改进设计和降低成本，用更少的时间设计出更好的电流。

(3) PSpice 具有大量的模拟功能模型和系统分析功能。其中模拟功能模型使用户可以用类似于传递函数框图的方法对复杂的电路进行时域分析；而其电路基本分析功能使用户可以从不同角度对设计的电路进行分析和研究，从而优化设计。

(4) 该软件允许用户通过使用参数、拉普拉斯函数与状态方程等建立用户自己的模型。所有上述功能为 PSpice 在电力电子电路的仿真中应用提供了可能。

综上所述,考虑到各种软件的优缺点,本课题选用了 PSpice 仿真软件对电路进行仿真和研究。

## 2.2 PSpice 发展历程和现状

PSpice 是较早出现的 EDA (Electronic Design Automatic, 电路设计自动化) 软件之一,也是当今世界上著名的电路仿真标准工具之一,于 1984 年由美国 MicroSim 公司首次推出,它是由 Spice 发展而来的面向 PC 机的通用电路模拟分析软件。Spice(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)是由美国加州大学伯克利分校开发的电路仿真程序,在众多的计算机辅助设计工具软件中,它是精度最高、最受欢迎的软件工具。随后,其版本不断更新,功能不断完善。基于 DOS 操作系统的 PSpice5.0 以下版本自 20 世纪 80 年代以来在我国得到广泛应用。目前广泛使用的 PSpice5.1 以上版本是 MicroSim 公司于 1996 年开发的基于 Windows 环境的仿真程序,并且从 6.0 版本开始引入图形界面,用户不用像 DOS 版那样输入数据网表文件,而是图形化,只需选择相应的元器件的图标代号,然后使用线连接就可以自动生成数据网表文件,整个过程变得直观简单,因此它已广泛应用于电力电子电路(或系统)的分析中。1998 年,著名的 EDA 商业软件开发商 OrCAD 公司与 MicroSim 公司正式合并,自此 MicroSim 公司的 PSpice 产品正式并入 OrCAD 公司的商业 EDA 系统中,成为 OrCAD/Pspice。但 PSpice 仍然单独销售和使用,至今推出的最新版本为 PSpice 10.5。

## 2.3 PSpice 的组成

以 PSpice9.2 为例,该软件包主要包括 Schematics、PSpice、Probe、Stmed (Stimulus Editor)、Parts、PSpice Optimizer 等。

(1) Schematics 是一个电路模拟器。它可以直接绘制电路原理图,自动生成电路描述文件,或打开已有的文件,修改电路原理图;可以对元件进行修改和编辑;可以调用电路分析程序进行分析,并可调用图形后处理程序(Probe)观察分析结果。它集 PSpice、Probe、Stmed 和 PSpice Optimizer 于一体,是一个功能强大的集成环境。

(2) PSpice 是一个数据处理器。它可以对在 Schematics 中所绘制的电路进行模拟分析,运算出结果并自动生成输出文件和数据文件。

(3) Probe 是图形后处理器,相当于一个示波器。它可以将在 PSpice 运算的结果在屏幕或打印设备上显示出来。模拟结果还可以接受由基本参量组成的任意表达式。

(4) Stmed 是产生信号源的工具。它在设定各种激励信号时非常方便直观，而且容易查对。

(5) Parts 是对器件建模的工具。它可以半自动地将来自厂家的器件数据信息或用户自定义的器件数据转换为 PSpice 中所用的模拟数据，并提供它们之间的关系曲线及相互作用，确定元件的精确度。

(6) PSpice Optimizer 是优化设置工具。它可根据用户指定的参数、性能指标和全局函数，对电路进行优化设计。

## 2.4 PSpice 的特点和模拟功能

PSpice 是电子电路计算机辅助分析设计中的电子电路模拟软件。它主要用在所设计的电路硬件实现之前，先对电路进行模拟分析，就如同对所设计的电路进行搭试，然后用各种仪器来进行调整和测试一样，这些工作完全由计算机来完成。用户根据要求来设置不同的参数，计算机就像扫频仪一样，分析电路的频率响应，能像示波器一样，测试电路的瞬态响应，还可以对电路进行交直流分析、噪声分析、蒙特卡罗统计分析、最坏情况分析等，使用户的设计达到最优。

PSpice 的模拟功能有<sup>[27-28]</sup>:

### (1) 直流分析:

直流分析包括电路的直流工作点分析(Bias Point Detail)、直流小信号传递函数值分析(Transfer Function)、直流扫描分析(DC Sweep)和直流小信号灵敏度分析(Sensitivity)。在进行直流工作点分析时，电路中的电感全部短路，电容全部开路，分析结果包括电路每一节点的电压值和在此工作点下的有源器件模型参数值。这些结果以文本文件方式输出。

直流小信号传递函数值分析计算电路在直流小信号下的输出变量与输入变量的比值，以及输入电阻和输出电阻。进行此项分析时电路中不能有隔直电容。分析结果以文本方式输出。

直流扫描分析可作出各种直流转移特性曲线。输出变量可以是某节点电压或某节点电流，输入变量可以是独立电压源、独立电流源、温度、元器件模型参数和通用(Global)参数。

### (2) 交流扫描分析(AC Sweep):

交流扫描分析包括频率响应分析和噪声分析。PSpice 进行交流分析前，先计算电路的静态工作点，决定电路中所有非线性器件的交流小信号模型参数，然后在用户所指定的频率范围内对电路进行仿真分析。

频率响应分析能够分析传递函数的幅频响应和相频响应，可以得到电压增益、电流增益、互阻增益、互导增益、输入阻抗、输出阻抗的频率响应。分析结果均以曲线方式输出。

PSpice 用于噪声分析时，可计算出每个频率点上的输出噪声电平以及等效的输入噪声电平。噪声电平都以噪声带宽的平方根进行归一化。

### (3) 瞬态分析(Transient):

即时域分析包括电路对不同信号的瞬态响应，时域波形经过快速傅里叶变换(FFT)后，可得到频谱图。通过瞬态分析，也可以得到数字电路时序波形。

另外，PSpice 可以对电路的输出进行傅里叶分析，得到时域响应的傅里叶分量(直流分量、各次谐波分量、非线性谐波失真系数等)。这些结果以文本方式输出。

### (4) 灵敏度分析(Sensitivity)

灵敏度分析是计算电路元器件参数的变化引起电路输出变量的变化。主要包括直流灵敏度分析和交流小信号灵敏度分析，前者是指电路直流分析时，计算出指定的输出变量对电路中所有元器件参数和晶体管的所有模型参数单独变化的灵敏度值，包括绝对灵敏度和相对灵敏度值；后者是指固定频率范围内每个频率点上计算电路输出变量对电路全部元器件参数的灵敏度值。

### (5) 容差分析

容差分析是计算电路中元器件参数偏离标称值情况下，对电路输出特性的影响。包括蒙特卡罗(Monte-Carlo)分析和最坏情况(Worst-Case)分析，前者是一种统计分析方法，在给定的电路中元器件参数容差的情况下，计算电路输出变量的均值和标准偏差，如果同时指定电路输出变量的容差，还可以计算电路输出特性的合格率及合格率的偏差；后者是指电路中所有元器件参数都处于其容差边界的一种最坏情况下，计算出电路输出特性最大偏差的上界值和下界值。

### (6) 温度特性分析

通常情况下，PSpice 程序是在标准温度(27°C)情况下进行各种分析和模拟的。如果用户指定电路的工作温度，则 PSpice 可以进行不同温度下的电路特性分析。

### (7) 优化设计

电路的优化设计是在给定电路拓扑结构和电路性能约束的情况下，确定电路元器件的最佳参数组合。

## 本章小结

本章主要介绍了几种常用电力电子仿真软件的功能特点，阐述了选择 PSpice 仿真软件作为本课题仿真软件的理由，并介绍了 PSpice 仿真软件的组成和主要功能。

### 第三章 功率因数校正方面的理论分析和改进

针对本文前面提到的有关谐波的危害，解决的基本方法有以下两种：一是装设谐波补偿装置来补偿谐波，具体的方法就是设计新一代高性能整流器，使它具备输入电流为正弦波、谐波含量低及功率因数高等特点；另一条是对电力电子装置本身进行改造，采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或滤除谐波，使功率因数得到改善，达到规定的标准。

#### 3.1 功率因数(PF)和总谐波畸变(THD)

通常，工程上把电压有效值  $U$  和电流有效值  $I$  的乘积作为电气设备功率设计的极限值，即电气设备最大可利用容量。引入视在功率  $S=UI$  则有功功率  $P$  的最大值为视在功率  $S$ ， $P$  越接近  $S$ ，电气设备容量就越得到充分利用。

定义功率因数 (Power Factor, PF)<sup>[1,18]</sup> 为：

$$PF = P/S \quad (3.1)$$

在正弦电路中，功率因数由电压和电流的相角差  $\phi$  决定的。这种情况下功率因数 PF 就是  $\cos\phi$ 。

在公用电网中，一般电压波形的畸变都较小，而电流波形的畸变较大。设电压为纯正弦波形，有效值为  $U$ ，畸变电流的有效值为  $I$ ，基波电流有效值以及基波电流与电压的相角差分别为  $I_1$  和  $\phi_1$ ， $n$  次谐波电流的有效值为  $I_n$ 。记：

$$P = UI_1 \cos \phi_1 \quad (3.2)$$

$$Q_f = UI_1 \sin \phi_1 \quad (3.3)$$

$$P^2 + Q_f^2 = U^2 I_1^2 = S_1 \quad (3.4)$$

$$S^2 = U^2 I^2 = U^2 I_1^2 + U^2 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (3.5)$$

$$Q_H^2 = S^2 - P^2 - Q_f^2 = U^2 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (3.6)$$

$P$  定义为电路有功功率， $Q_f$  是基波电流产生的无功功率， $S_1$  为基波视在功率， $S$  为电路总的视在功率， $Q_H$  是谐波电流所产生的无功功率。电路的功率因数定义为

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \phi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \phi_1 = K_d K_\phi \quad (3.7)$$

式中， $K_d (= I_1 / I)$  是电流波形畸变因子 (distortion factor) 和  $K_\phi (= \cos \phi_1)$  是相移因数 (displacement factor)，也就是说功率因数是电流波形畸变因子与相移因数之积。

总谐波畸变 (Total Harmonic Distortion, THD) 的定义

$$THD = (I_{rn}/I_1) \times 100\% \quad (3.8)$$

其中  $I_{rn} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$ ，电流波形畸变因子  $K_d$  与 THD 的关系如下：

$$K_d = 1/\sqrt{1 + (THD)^2} \quad (3.9)$$

当  $\varphi_1 = 0$  时， $K_d = 1$ ， $PF = K_d$ 。

### 3.2 提高 AC/DC 变换器输入侧功率因数的主要思路

由第一章的分析可知，对于整流电路而言，由于人们想得到一个较为平滑的直流输出电压，所以采用了电容滤波，正是整流二极管的非线性和电容的共同作用，使得输入电流发生了畸变。如果去掉输入滤波电容，则输入电流变为近似的正弦波，提高了输入侧的功率因数并减少了输入电流的谐波，但是整流电路的输出不再是一个平滑的直流输出电压，而变为脉动波。如果欲使输入电流为正弦波，且输出电压仍为平滑的直流输出，则必须在整流电路和滤波电容之间插入一个电路，这个电路就是 PFC 电路<sup>[1]</sup>，如图 3.1 所示。

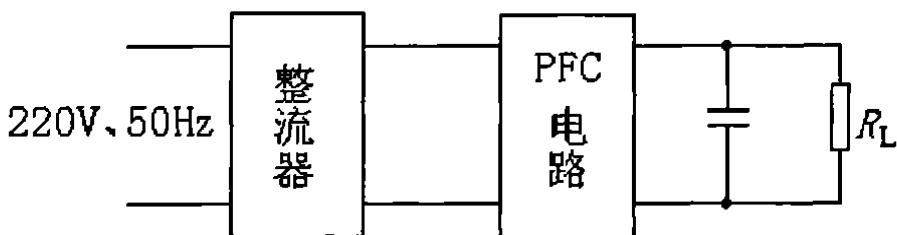


图 3.1 含有 PFC 电路的 AC/DC 电路

Fig. 3.1 The AC/DC circuit with PFC circuit

目前已广泛使用的改善功率因数的方法主要有以下几种：

(1) 多脉冲整流。它的基本原理是利用变压器对各次不同谐波电流移项，使某次谐波在变压器次级相互叠加而抵消。这种方法在变压器的负载平衡情况下，对减少输入端的低次谐波是有效的；

(2) 无源滤波法。在电路的整流器和电容之间串联一个滤波电感，以增加整流二极管的导通时间，降低输入电流的幅值或在交流侧接入一个谐振滤波器，主要是滤除三次谐波。其主要优点是电路简单，成本低，可靠性高，可以满足 IEC1000—3—2 标准，电磁干扰小；主要缺点是尺寸大，重量大，难以得到高功率因数(一般可提高到 0.9 左右)，工作性能与频率、负载变化及输入电压有关，电感和电容间有大的充放电电流等。这种

方法对抑制高次谐波有效，但滤波设备庞大，而且运行情况受系统阻抗的影响，若不使用调谐电抗器，很可能与系统电抗产生并联谐振，因此它比较适合于功率小于 300W，对体积和重量要求不高、对价格敏感的应用中。在实际应用中，由于该方法的结构简单，所以还是经常使用的。

(3) 谐波注入有源滤波器法。有源滤波器是与系统串联或并联的逆变器，它受系统阻抗影响小，并对各次谐波有快速响应，但注入的电流有流进其他装置的可能，并且造价较高。

(4) 有源功率因数校正(APFC)法。该方法是直接采用有源开关或 AC/DC 变换技术，通过电流反馈技术使输入电流成为和电网电压同相位的正弦波，从而使输入端 THD 小于 5%，同时使功率因数提高到 0.99 或更高。这种方法的主要优点是：可得到较高的功率因数，总谐波畸变小，可在较宽的输入电压范围(如交流 90~260V)内和宽频带下工作，体积小，重量轻，输出电压也可保持恒定。主要缺点是：电路复杂，成本较高，EMI 高、效率会有所降低。

现在有源功率因数校正器已广泛用在 AC/DC 开关电源、交流不间断电源(UPS)，荧光灯电子镇流器等领域。

上述的各种功率因数校正的方法中，无源滤波法和有源功率因数校正(APFC)是用得较多的方法。本文功率因数校正改进方案使用的就是无源功率因数校正法中的一种——逐流技术的改进型，以下就该技术做主要的介绍。

### 3.3 原有滤波电路与改进的逐流电路的分析和比较

无源功率因数校正(Passive Power Factor Correction, PPFC)常采用无源元件 L、C 组成的低通、带通滤波器，工作在交流输入市电工作频率(50~60Hz)，将输入电流波形进行相移和整形。其主要的电路形式有串联滤波电路、并联滤波电路、混合滤波电路(又称带通滤波电路，包括  $\pi$  形滤波电路、T 形滤波电路等)和逐流电路<sup>[1,18,31]</sup>等。

#### 3.3.1 原有滤波电路的分析

在本文涉及的原有逆变开关电源中，其滤波电路是无源功率因数校正中的混合滤波电路中的一种，为了方便和简化分析，本课题采用单相桥式不可控整流电路代替原开关电源的三相桥式不可控整流电路，其简化的电路模型如图 3.2 所示，图中 L1、C1 组成低通滤波器， $R_L$  为模拟负载，滤波电容 C1 的作用是使负载两端的电压变得平滑；滤波电感 L1 的作用是可以增加整流二极管的导通时间，减缓输入电流的变化幅度。

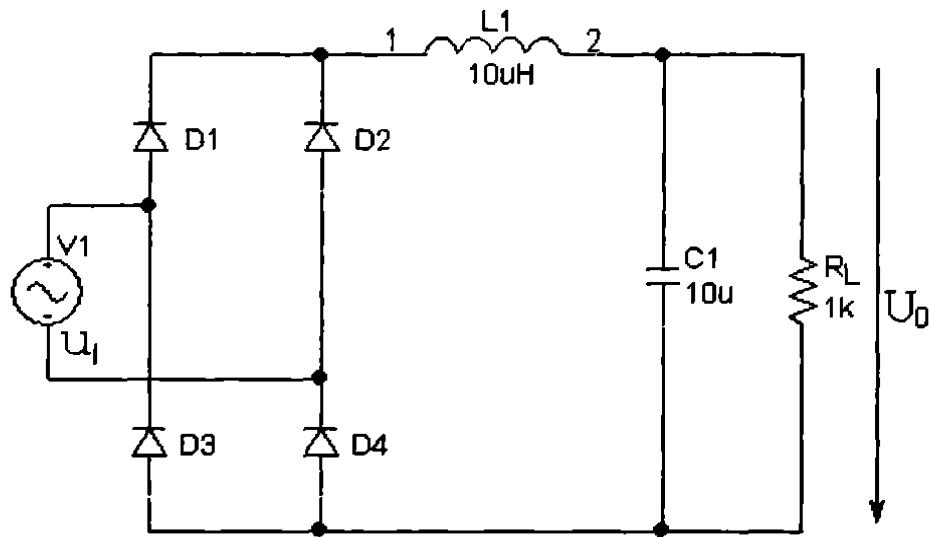


图 3.2 原开关电源滤波电路

Fig. 3.2 The filter circuit of the original switching power supply

### 3.3.2 逐流电路的分析

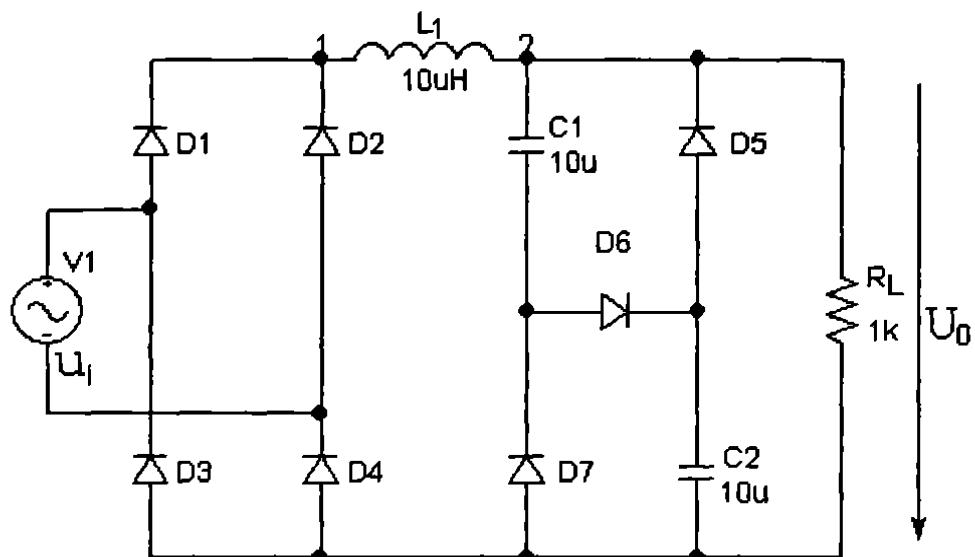


图 3.3 逐流电路

Fig. 3.3 The chase-flows circuit

逐流技术<sup>[1,18,33]</sup>是以荧光灯电子整流器为背景提出的一种无源 PFC 技术，将其运用于如开关电源等具有后续电压调节环节的直流负载电路中，可以大大减少输入侧谐波电流造成的噪声和对电网产生的谐波污染，其电路如图 3.2(b)所示，图中  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $D_5$ 、

D<sub>6</sub> 和 D<sub>7</sub> 组成逐流电路, R<sub>L</sub> 为变压器输入侧的等效输入负载。其工作的基本思想是电路采用两个串联电容作为滤波电容, 适当地配合几支二极管, 使电容在工作过程中串联充电, 并联放电, 以达到增大整流二极管导通角和改善输入侧功率因数的目的。

### 3.3.3 改进的逐流电路分析

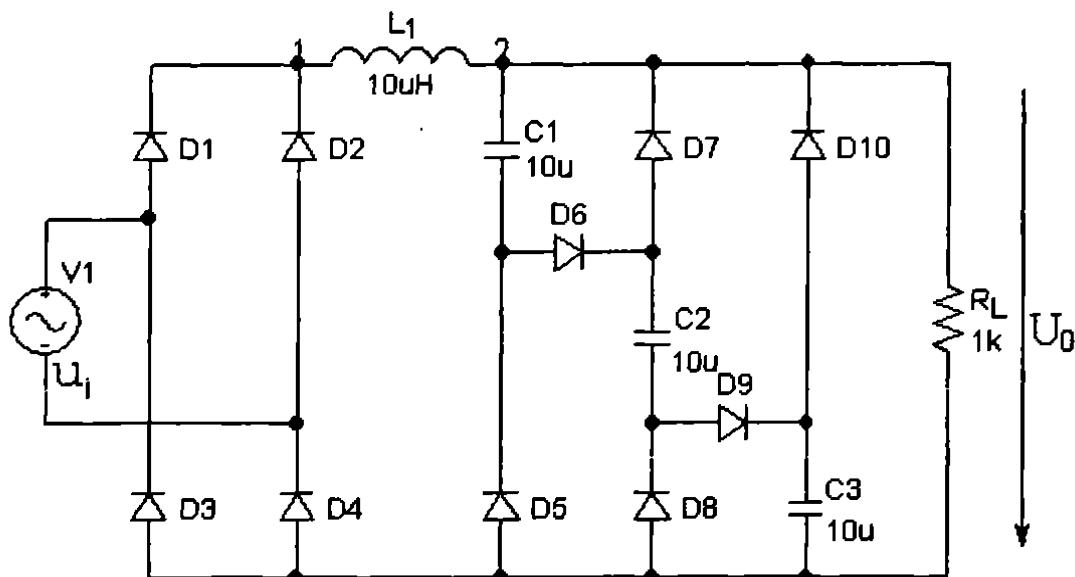


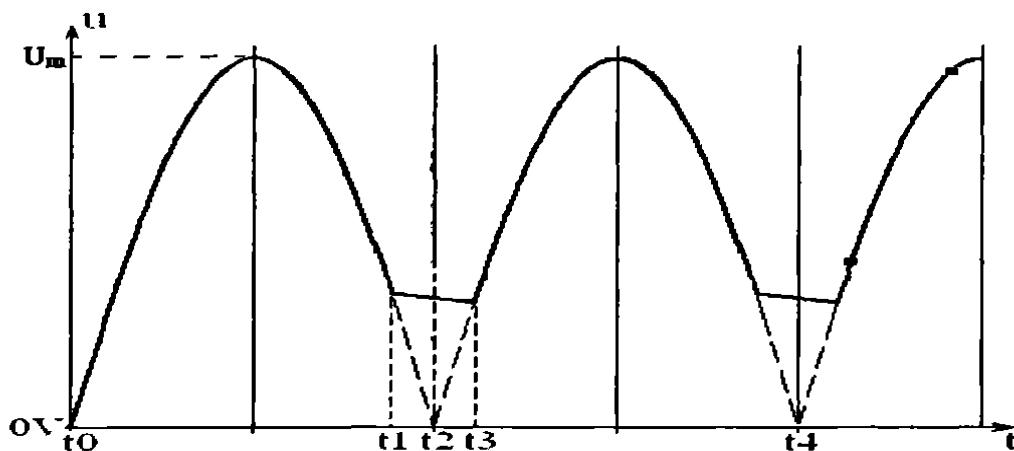
图 3.4 改进的逐流电路  
Fig. 3.4 The improved chase-flows circuit

为了进一步减少输入侧的谐波畸变, 我们在原来的逐流电路上进行了改进, 改进的电路如图 3.4 所示, 从图中可以看出, 与原来的逐流电路相比, 改进的逐流电路在电路拓扑结构上变化不大, 只是增加了一个充放电容 C<sub>3</sub> 和三只二极管。其效果在很大程度上增大了整流二极管的导通角、抑制输入电流中的谐波含量和提高输入端的 PFC。

如图 3.5 所示, 改进的逐流电路的工作过程可以分为以下四个阶段:

第一阶段: t<sub>0</sub>—t<sub>1</sub> 时, (假定在 t<sub>0</sub> 之前, C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub> 均没有电荷存储) 输出电压 U<sub>0</sub> 以正弦规律从零向峰值 U<sub>m</sub> 逐步增加, 此时 D<sub>1</sub> 和 D<sub>4</sub> 导通, 电网通过 C<sub>1</sub>、D<sub>6</sub>、C<sub>2</sub>、D<sub>9</sub> 和 C<sub>3</sub> 组成串联充电回路, 并向 R<sub>L</sub> 提供能量。在参数不变的情况下, 这一阶段与逐流技术的工作过程基本一样, 区别在于前者的充电电压为电源峰值电压的 1/3, 而原逐流电路的充电电压为电源峰值的 1/2。

第二阶段: t<sub>1</sub>—t<sub>2</sub> 时, 对于普通的整流电路而言, D<sub>1</sub>、D<sub>3</sub> 反向截止, 然改进的逐流

图 3.5 输出电压  $U_0$  的波形Fig. 3.5 The waveform of output voltage  $U_0$ 

电路却有所不同。当  $u_i$  从其峰值下降后,  $C1$  和  $D5$ ;  $D7$ 、 $C2$  和  $D8$ ;  $C3$  和  $D10$  与  $R_L$  组成并联放电回路, 由于  $D5$ 、 $D7$ 、 $D8$ 、 $D10$  的导通,  $D6$ 、 $D9$  两端加反向电压而截止。又由于  $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_m/3$ , 所以在这段时间内仍满足  $u_i>U_0$ ,  $D1$ 、 $D4$  继续导通, 实现了逐流, 扩大了整流二极管的导通角。与逐流技术相比, 这一过程的区别在于因为充电电压的值更少了, 导通的时间更长了。

第三阶段:  $t2-t3$  时, 由于电源电压的下降速度比电容  $C1$ 、 $C2$ 、 $C3$  向负载放电时的电压下降速度快, 所以  $D1$ 、 $D4$  反向截止。

第四阶段:  $t3-t4$  时,  $C1$ 、 $C2$ 、 $C3$  上的电荷没有完全释放, 而  $u_i$  进入了负半周, 此间电源电压  $u_i$  的值没有达到电容电压的值, 所以  $D2$ 、 $D3$  反向截止, 继续由电容放电给负载供电。过  $t4$  点后, 电容的放电速度不及电源电压的上升速度。此时由电源给负载供电, 同时给电容充电。接下来将重复上述过程。

### 3.4 仿真分析和实验结果

#### 3.4.1 仿真分析

采用 PSpice 仿真软件对上述三种滤波电路进行建模<sup>[27-32,34-35]</sup>仿真(各电路仿真模型和元器件的具体参数如图中所示), 仿真结果分别如图 3.6、图 3.7 和图 3.8 所示, 其中图 3.6 所示的是原开关电源滤波电路输入侧电流的仿真波形, 图 3.7 所示的是原逐流电路输入侧电流的仿真波形, 图 3.8 所示的是改进的逐流电路输入侧电流的仿真波形。从图中我们可以得到——原开关电源滤波电路输入侧电流的波形是窄脉冲, 而且脉冲电流的幅值相对较大; 原逐流电路输入侧电流波形的导通时间相对于原开关电源滤波电路有了明

显的加长，脉冲电流的峰值也减小了；改进的逐流电路输入侧电流波形的脉冲峰值较原逐流电路则有了进一步的减小，电流曲线趋于连续且更圆滑了。

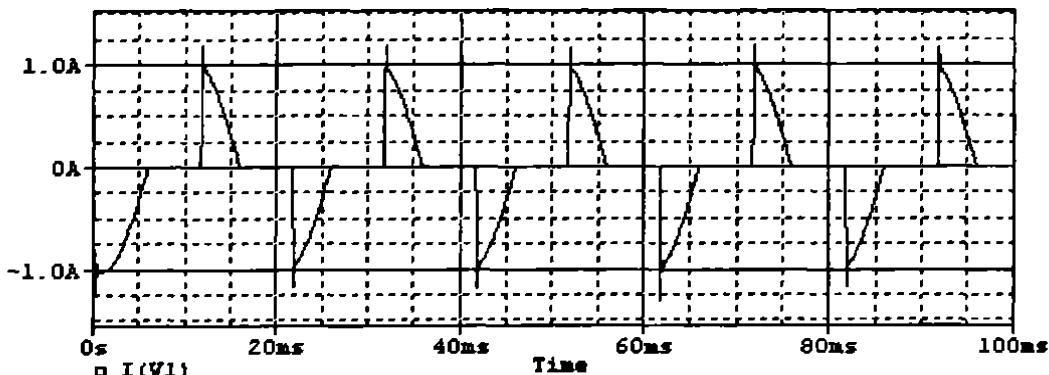


图 3.6 原开关电源输入侧电流仿真波形

Fig. 3.6 The input-side current simulation waveform of the original switching power supply

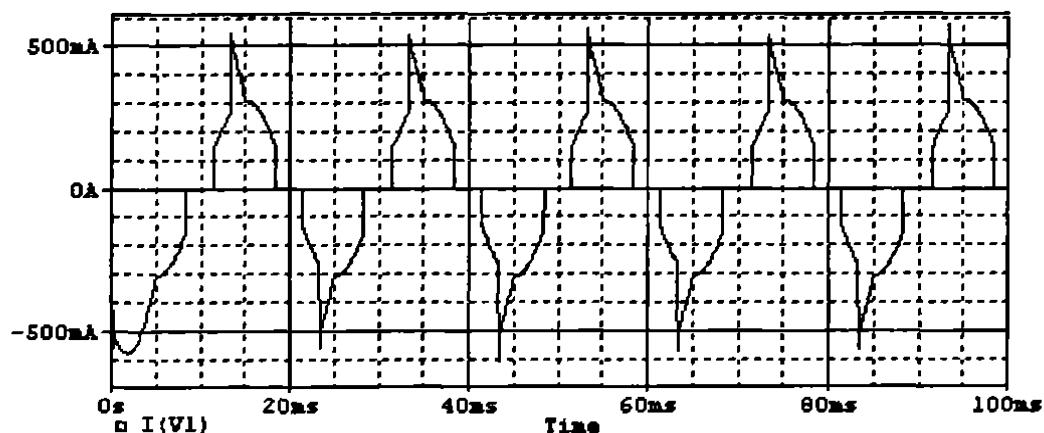


图 3.7 原逐流电路输入侧电流仿真波形

Fig. 3.7 The input-side current simulation waveform of the original chase-flows circuit

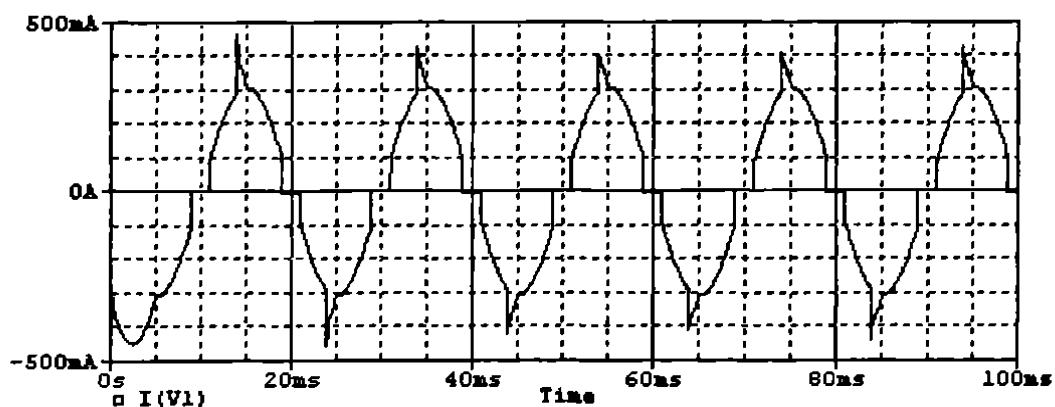


图 3.8 改进的逐流电路输入侧电流仿真波形

Fig. 3.8 The input-side current simulation waveform of the improved chase-flows circuit

对上述各个波形图进行频谱分析并进行相应计算, 得到的结果如表 3.1 所示, 其中  $K_d$  (基波电流有效值与输出总电流有效值的比值) 是电流波形畸变因子。从计算结果可以看出: 改进的逐流电路输入侧电流的 3 次谐波减少到原逐流电路输入侧电流 3 次谐波的  $1/5$  左右, 而原逐流电路输入侧电流的 3 次谐波只减少到原开关电源滤波电路输入侧电流 3 次谐波的  $1/4$  左右, 从中可以进一步说明改进的逐流电路输入侧电流的 3 次谐波至少减少到了原开关电源滤波电路的  $1/15$  以下, 这对减少电路的谐波污染是一个很大的提高。同样, 其他各项指标也都得到了不同程度的改善。

表 3.1 三种电路输入侧电流各项数据

Table 3.1 Each data of the three input current

名 称	3 / %	5 / %	7 / %	9 / %	$K_d$
传统电路	47.8	16.6	12.4	11.9	0.8134
逐流电路	13.2	12.6	6.4	5.5	0.9717
改进的逐流电路	2.8	2.3	3.9	3.6	0.9967

### 3.4.2 实验结果

对原开关电源滤波电路(图 3.2)、原逐流电路(图 3.3)和改进的逐流电路(图 3.4)对应的实际电路进行实验, 得到的三个电路输入侧电流的实测波形(分别如图 3.9、图 3.10 和图 3.11 所示)和仿真波形基本上一致。说明了改进的逐流电路对提高开关电源功率因数的有效性。

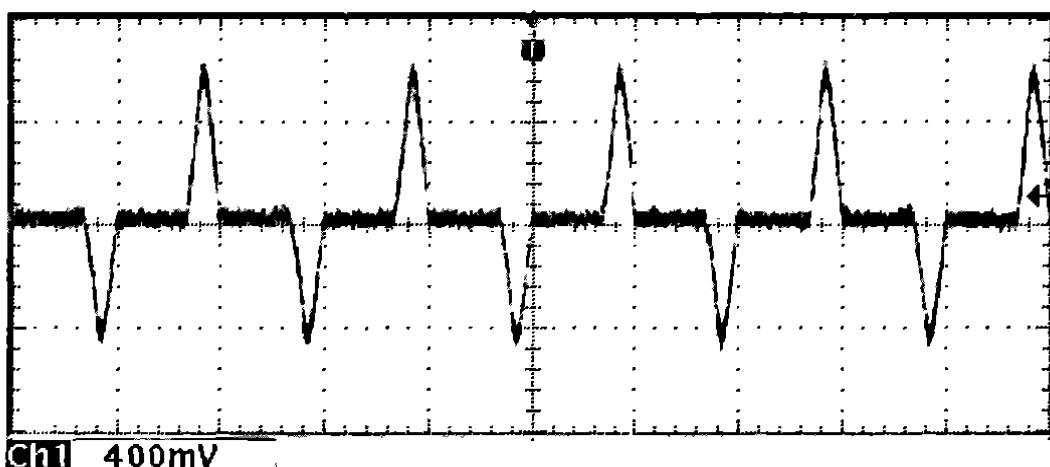


图 3.9 原开关电源输入侧电流实测波形

Fig. 3.9 The input-side current measured waveform of the original switching power supply

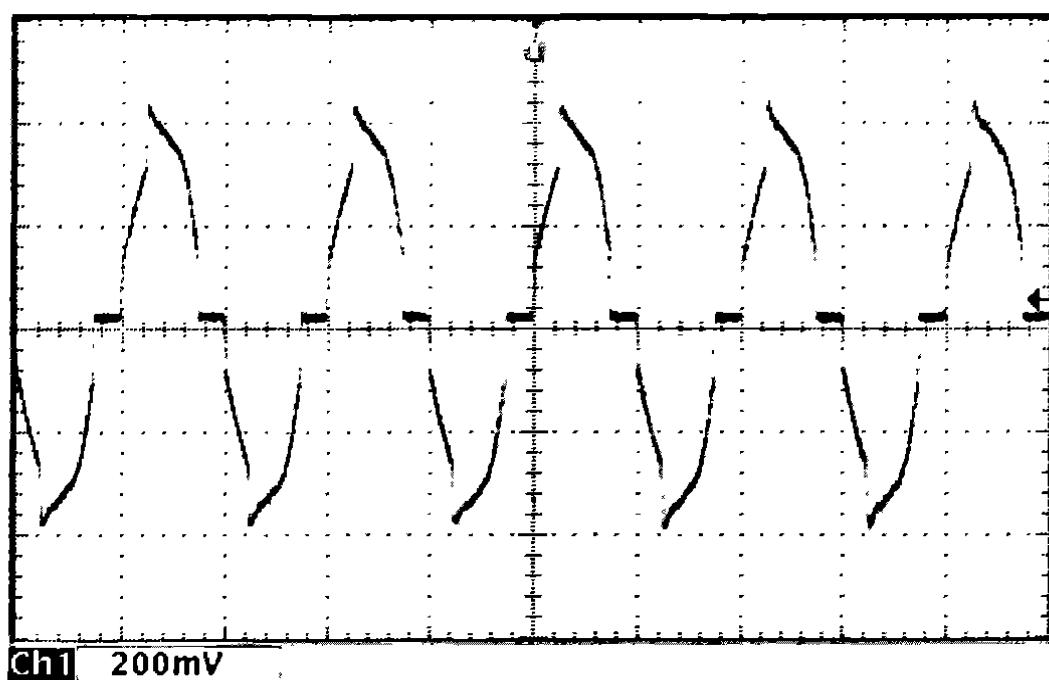


图 3.10 原逐流电路输入侧电流实测波形

Fig. 3.10 The input-side current measured waveform of the original chase-flows circuit

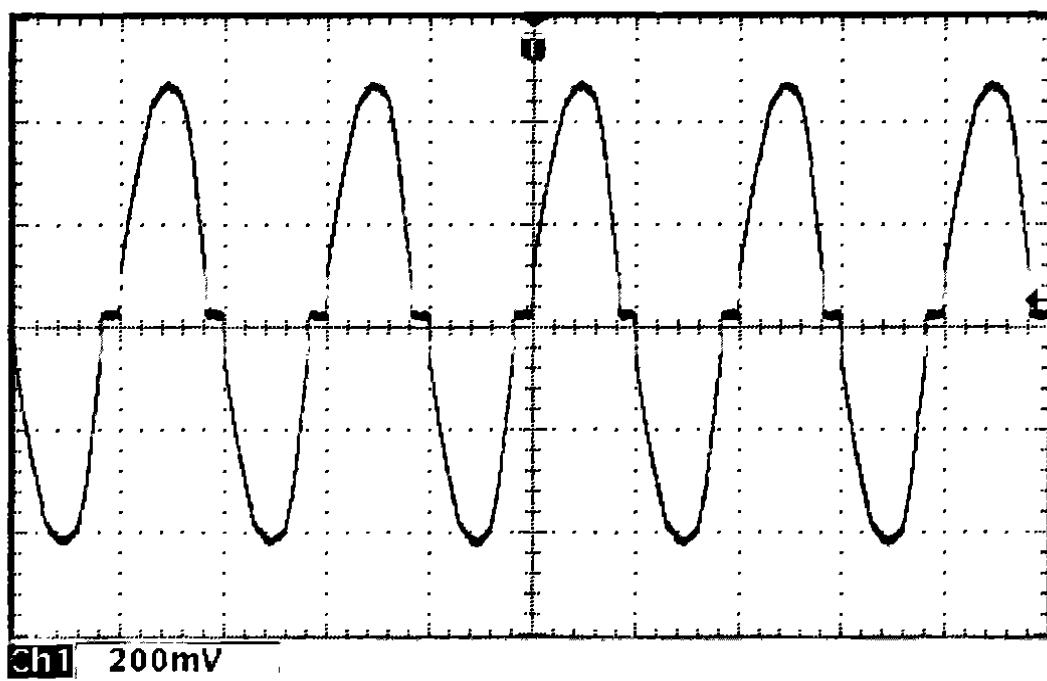


图 3.11 改进的逐流电路输入侧电流实测波形

Fig. 3.11 The input-side current measured waveform of the improved chase-flows circuit

## 本章小结

本章在分析原开关电源滤波电路和原逐流电路工作原理的基础上，提出了改进逐流电路的方案，并通过仿真和实验证实了采用改进的逐流技术可以有效地改变原开关电源滤波电路功率因数低下的缺点。电路具有性能稳定、成本较低的优点。达到了改进的目的和要求。

## 第四章 开关模式方面的分析和改进

开关电源发展至今，其开关模式可以分为两类：硬开关和软开关<sup>[1-2,36-38]</sup>。硬开关的工作过程是通过突变的开关过程中断功率流完成能量的变换过程；软开关的工作过程则是通过电感和电容的谐振，使开关器件中电流或两端电压按正弦或准正弦规律变化，当电流自然过零时，使器件关断，当电压下降到零时，使器件开通。开关器件在零电压与零电流条件下完成导通与关断的过程。这样，在软开关的工作模式下使器件的开关损耗理论上为零。本课题所作的电源开关模式方面的改进，就是在上述理论的前提下提出的。

### 4.1 软开关技术

为了解决硬开关引起的诸多问题，使 PWM 功率变换器可以在高频下稳定、高效率地工作，从 70 年代以来，国内外电力电子领域不断地研究高频软开关技术，产生了大量的研究文献和实验成果。其中，根据软开关技术使用的主要器件类型，可以分为只使用无源器件的无源软开关技术和使用了有源器件的有源软开关技术。

#### 4.1.1 无源软开关技术

无源软开关技术是利用电感、电容、二极管等无源器件来实现功率变换器的软开关。一般来说，无源软开关利用电感电流不能突变的特性来实现开关器件的零电流开通，利用电容两端电压不能突变来实现开关器件的零电压关断。根据辅助电路是否产生附加损耗，可分为有损耗的 RC 吸收电路和无损耗的无源无损软开关<sup>[36-37]</sup>两种。

##### (1) RC 吸收电路

RC 吸收电路又称 RC 缓冲电路，也可以称为无源软开关，但是它是“有损”的，因为它包含电阻。

据文献介绍，功率晶体管在感性负载、反向基极偏置条件下关断时最容易发生二次击穿。它在感性负载下关断时的伏安特性如图 4.1 所示。由图中可见，在关断时，集电极电流在最初阶段(图中 1 点到 2 点)下降得非常缓慢，而集电极和发射极之间的电压则迅速升高，然后电流才迅速从 2 点下降到 3 点，直到晶体管完全关断。晶体管关断时伏安特性曲线的轨迹要经过高电压大电流区，需要耗散很大的瞬时功率。

因此，为了保护开关器件，有必要将感性负载下电流下降太慢的伏安特性曲线的轨迹进行适当修正，使其接近电阻负载性质或者稍带容性，令关断时通过开关器件的电流迅速下降。实际上，就是通过将高压开关管关断时需要耗散的一部分能量进行了转移，使其关断伏安特性曲线避开高功耗区域，便能解决二次击穿的防护问题。图 4.2 为一种

带二极管的 RC 吸收电路，在晶体管开关器件关断时兼具修正伏安特性曲线和抑制电压尖峰的作用。

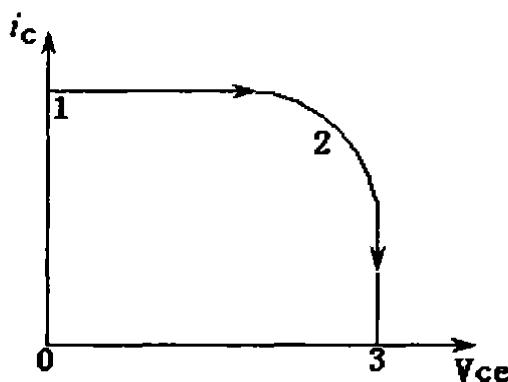


图 4.1 功率晶体管在感性负载下关断时的伏安特性

Fig. 2.1 Turn-off volt-ampere characteristic of power transistor with inductive load

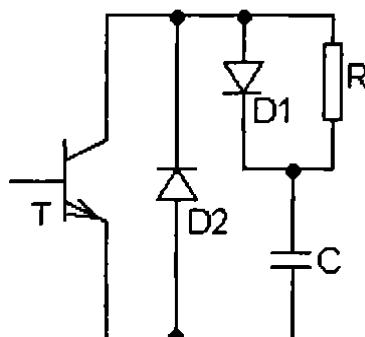


图 4.2 含二极管的 RC 吸收电路

Fig. 4.2 RC snubber with diodes

图 4.2 中，当晶体管 T 关断时，电容 C 通过二极管 D1 充电，这样集电极电流有了分路，因此通过晶体管开关器件的电流下降较快。而集电极电压的上升速度取决于电容 C 的充电速度，它将是缓慢的。这样，晶体管由原来关断时的电流缓慢下降、电压迅速上升变为电压缓慢上升而电流迅速下降，原来往外凸起的伏安特性曲线被修正成直线或者稍微向内凹，从而减少了开关器件上的关断损耗，如图 4.3 所示。在晶体管 T 重新导通时，电容 C 通过电阻 R 和 T 放电。

(2) 无源无损软开关(Passive Lossless Soft-Switching, PLSS)技术及其在国内外的研究现状

RC 吸收电路实际上是一种“有损”的无源软开关技术，其特点是把原来消耗在开关器件上的能量改为由电阻消耗，以保护开关器件。由此容易想到，如果把开关器件的

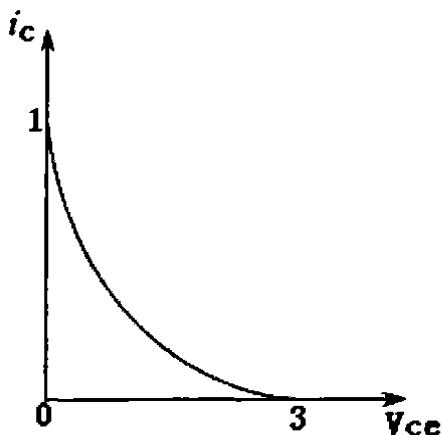


图 4.3 功率晶体管在 RC 吸收电路作用下关断时的伏安特性

Fig. 4.3 Turn-off volt-ampere characteristic of power Transistor with RC snubber

开通和关断能量进行回收(回馈到电源或负载)，则可以构成无源无损软开关。

目前国内外对于无源无损软开关的研究文献，绝大部分是文献作者对自己提出的单个无源无损软开关电路进行分析，缺乏系统性的理论。目前没有发现对无源无损软开关进行全面地、科学地分类的文献资料。

#### 4.1.2 有源软开关技术

有源软开关通常指的是零电压开关(Zero-Voltage-Switching, ZVS)或者零电流开关(Zero-Current-Switching, ZCS)。它是利用 LC 元件的谐振原理，使开关变换器的开关管的电流(或者两端电压)按正弦或准正弦规律变化，当电压自然过零时，使器件开通，或者是当电流过零时，使器件关断。

由有源软开关的工作过程可知，开关器件开通时是在其两端电压先下降到零后，电流再缓慢上升到通态值，所以开通损耗近似为零，另外，由于器件开通前电压已经下降到零，器件结电容上的电压也为零，所以解决了容性开通问题。这同时意味着二极管已经截止，其反向恢复过程结束，因此二极管反向恢复问题也不再存在。开关器件关断时，电流先下降到零，电压再缓慢上升到断态值，所以关断损耗也近似为零。由于器件关断前电流已下降到零，即线路电感中电流也为零，所以也解决了感性关断问题。

利用软开关技术<sup>[49-53]</sup>，功率变换器的开关频率可以提高到兆赫(MHz)级的水平。近数十年来，国内外已经研究并得到应用的各种有源软开关变换技术的发展历程如表 4.1 所示。

在表 4.1<sup>[37]</sup>中，串联或并联谐振技术，以及准谐振或多谐振技术中的辅助电路都不含有源开关器件，但是由于它们的工作原理与其他有源软开关技术是一脉相承的，因此

为了区别于 RC 缓冲电路和无源无损软开关, 本文在此将其归类于有源软开关技术进行分析。

表 4.1 有源软开关变换技术的发展历程

Table 4.1 the development of active soft-switching technology

时间(上世纪)	名 称	应 用
70 年代	串联或并联谐振技术	半桥或全桥变换器
80 年代初	有源钳位 ZVS 技术	单端变换器
80 年代中	准谐振或多谐振技术	单端或桥式变换器
80 年代末	ZCS-PWM 或 ZVS-PWM	单端或桥式变换器
80 年代末	移相全桥 ZVS-PWM	全桥变换器
90 年代初	ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 技术	单端或桥式变换器

### (1) 串联或并联谐振技术

串联或并联谐振是利用谐振原理, 使电路工作于谐振状态, 开关管零电压开通或零电流关断, 以减小开关损耗, 并降低 EMI 噪声。由于存在着 LC 谐振, 所以开关管的电流和电压应力较高, 使得开关管的通态损耗增加; 由于 LC 谐振频率固定, 只能通过调节开关频率使占空比变化, 从而调节输出电流或输出电压, 因此谐振变换电路的开关频率是变化的, 这增加了控制电路的复杂性, 并且使输入、输出滤波器的设计变得困难。

### (2) 有源钳位(Active-Clamp)ZVS 技术<sup>[1,37]</sup>

有源钳位 ZVS 技术的工作原理是在开关器件上并联吸收电路能够抑制电力电子系统中开关浪涌电压或电流, 使电路中储存的能量被利用或反馈到电网, 从而将器件电压钳定在某一个允许范围内。通过有源钳位 ZVS 技术可以在开关电源的开关管上并联吸收钳位电路, 以减少或抑制开关管上的电压应力。吸收钳位电路分有源和无源两种。其主要的发展历程可以分为三代, 第一代为美国 VICOR 公司的有源钳位 ZVS 技术, 它将 DC/DC 变换的工作频率提高到 1 MHz, 功率密度接近  $200 \text{ W/in}^3$ , 然而其转换效率未超过 90%。为了降低第一代有源钳位技术的成本, IPD 公司申报了第二代有源钳位技术专利, 其主要做法是采用 P 型沟道 MOSFET, 并在变压器二次侧用于 forward 电路拓扑的有源钳位, 这使产品成本减低很多, 但这种方法形成的 MOSFET 的零电压开关(ZVS)边界条件较窄, 而且 PMOS 工作频率也不理想。为了让磁能在磁芯复位时不白白消耗掉, 一位美籍华人工程师于 2001 年申请了第三代有源钳位技术专利, 其特点是在第二代有源钳位的基础上将磁芯复位时释放出的能量转送至负载, 所以实现了更高的转换效率。它共有三个电路方案: 其中一个方案由于可以采用 N 型沟道的 MOSFET, 因而可以在

更高的频率下工作，采用该技术可以将 ZVS 软开关和同步整流技术结合在一起，因而它可以使开关电源的工作效率高达 92 %、功率密度在 250 W/in<sup>3</sup> 以上。

### (3) 准谐振或多谐振技术

准谐振技术在 DC-DC PWM 变换器的软开关设计中较早被提出，其特点是电路的谐振工作阶段只占开关周期的一小部分。由于准谐振变换器不能使电路中的有源开关器件和二极管同时具有软开关条件，后来又提出了多谐振变换器，多谐振变换器的特点是电路中谐振拓扑和参数不止一个。在高频情况下(如开关频率大于 500kHz 时)，通常利用功率元件的寄生电感和电容或外加电感和电容，实现准谐振或多谐振，以达到零电压或者零电流开关的目的。

准谐振和多谐振变换器同谐振一样，也要通过调节开关频率来实现输出电压的调节，同样增加了控制、驱动、输出滤波器的设计难度。

### (4) ZCS-PWM 或 ZVS-PWM 技术

在普通 PWM 变换器<sup>[54-57]</sup>中，增加一个含有源开关器件的辅助电路，使得变换器在开关周期内，主功率元件按脉宽调制(PWM)方式工作；通过控制辅助开关，使主功率元件在开关变换时，按准谐振变换器的方式工作，以实现 ZCS 或者 ZVS}前者称为 ZCS-PWM 变换器，后者称为 ZVS-PWM 变换器。变换器工作于恒频状态。这样，变换器既有零电压或零电流的软开关特点，又有 PWM 恒频调宽的优点，电路的效率较高。

### (5) ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 技术

ZCS-PWM 或 ZVS-PWM 变换器<sup>[58-60]</sup>的谐振电感是串联在主电路中，使得变换器的零开关条件与电源电压和负载变化范围有关，在轻载时不易实现软开关。如果将谐振网络与主开关并联，就可改善软开关条件，这种变换器称为零电流转换 PWM(Zero-Current-Transition-PWM，ZCT-PWM)变换器，或者零电压转换 PWM(Zero-Voltage-Transition-PWM，ZVT-PWM)变换器，统称为零转换变换器。这种有源软开关技术的导通损耗和开关损耗最小，能实现软开关特性而不增加主开关的电压、电流应力，适用于较高压和大功率变换器。

#### 4.1.3 有源软开关和无源软开关技术的比较

有源软开关技术是由软开关控制区控制开关器件，利用辅助的 LC 谐振网络，使开关器件两端的电压和通过的电流在过渡瞬态谐振过零，这种技术具有开关损耗最小、不影响 PWM 变换器原控制策略等优点。但是，其谐振能量必须足够大，以创造零电压开关或者零电流开关条件。使用这种技术，辅助电路的自身功耗，以及可能出现的较高的

通态电流等因素将产生附加损耗，并且增加电路和控制的复杂性，从而提高成本，降低可靠性。

由于无源软开关中 PLSS 技术要比有损耗的 RC 吸收电路更加高级，所以这里就以 PLSS 技术为主与有源软开关进行比较。PLSS 技术是在原来有损耗的 RC 吸收电路的基础上，利用开关管开通和关断的状态变化，将用于缓冲开通或者缓冲关断的储能元件所吸收的能量，以无源方式回馈到电源或者负载，实现储能元件的复位。这种技术以比较简单的电路拓扑和较小的额外损耗，可以获得接近于有源软开关的效果。PLSS 技术的特点是将开关状态过渡期间的电压和电流波形错开，使电压和电流的交叠面积变得很小，从而显著降低开关损耗。虽然 PLSS 技术不能解决开关器件内部寄生电容产生的放电损耗，但是这种损耗很低，甚至有可能低于有源软开关中辅助开关器件带来的附加损耗。有源软开关使用了辅助开关器件，而 PLSS 只使用了二极管和其他谐振器件，因此其成本较低，可靠性更高。

有源软开关技术和 PLSS 技术中都利用了 LC 谐振原理，不同的是，有源软开关直接利用谐振来实现开关器件的零电压开通和零电流关断，而 PLSS 技术只利用谐振来回馈能量，以实现无损。

文献[44]在理论分析和实验的基础上认为，在大功率应用情况下，无源软开关的总体效率最高；而在小功率应用中，有源软开关的效率更高。

#### 4.1.4 本课题改进所采用的软开关

传统的反激变换器<sup>[45-47]</sup>，因其相对简单的电路结构以及能实现升降压功能而在 DC/DC 场合中得到了广泛使用。但是，由于反激变换器的变压器同时还兼作为电路中的电感使用，所以气隙较大，不可避免的漏感也较大。在电路原边开关管关断时，该漏感会和原边开关管上的结电容产生寄生振荡，从而在原边开关管上产生电压尖刺，使之承受高的电压应力，同时，该振荡还是一个 EMI 源，给电路带来 EMI 方面的问题。传统的 RCD 钳位电路将存储在变压器漏感中的能量，全都消耗在钳位电阻上，在一定程度上缓解了这个压力，但是，降低了电路的效率。如果采用一个有源钳位的电路来取代传统的 RCD 钳位电路的话，就能很好地解决这个问题。鉴于上述这一点和原逆变器辅助开关电源是小功率的，选择有源软开关中的有源钳位 ZVS 技术作为本课题的改进开关模式。

## 4.2 有源钳位反激变换器设计

典型的有源钳位电路<sup>[2,7]</sup>如图 4.4 所示。

有源钳位的反激变换器除了能将漏感上的能量反馈到输出，提高电路效率外，还具有以下几个优点：首先，电压钳位效果良好，能减少开关管上的电压应力；其次，电路原边的主开关管和辅助开关管都可实现 ZVS，从而减少电路的开关损耗。这个特性对于高压输入的场合特别重要。由于开关管上的电压是谐振到零的，这样既限制了电压关断时的  $dv/dt$ ，同时钳位电容和变压器原边谐振电感的谐振还限制了副边整流管关断时的  $di/dt$ ；通过恰当地设计钳位电容的值，还可以实现副边整流二极管的 ZCS，从而减少或消除了整流管的开关损耗和由于二极管反向恢复引起的开关噪声，从而有效地减少了电路的 EMI。

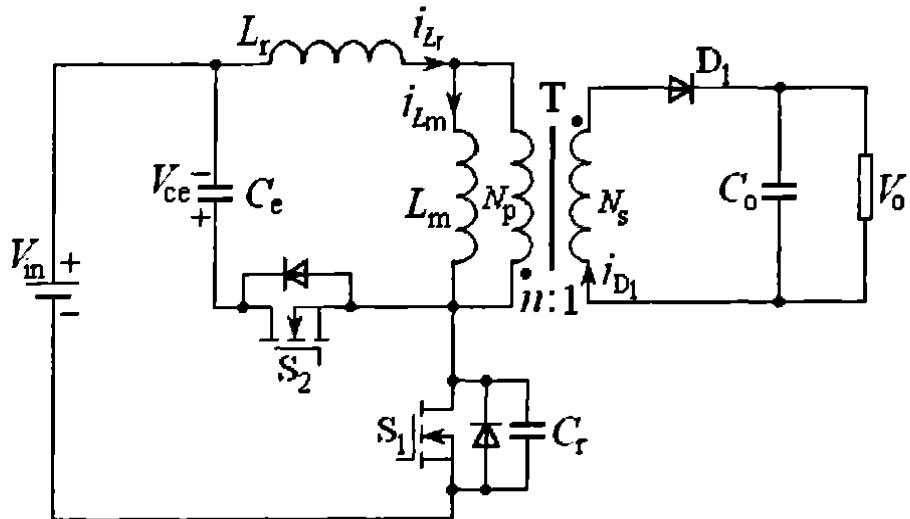


图 4.4 有源钳位电路  
Fig. 4.4 The active-clamp circuit

正是由于这些优点，有源钳位反激变换器受到了业界的重视。该电路不但可以作为普通的 DC/DC 变换器使用，而且还可以用作一个性能优良的 PFC 电路。

#### 4.2.1 有源钳位反激变换器工作原理

图 4.4 是有源钳位反激变换器的基本原理图。图中  $L_m$  是变压器的激磁电感， $L_r$  是谐振电感（包括变压器的漏感和外加小电感）， $C_r$  为主管  $S_1$  和辅管  $S_2$  的等效结电容之和， $C_e$  为电路的有源钳位电容， $V_{in}$  为输入直流电压， $V_o$  为输出电压， $V_{ce}$  为钳位电容稳态工作时电压。

图 4.5 是有源钳位反激变换电路的各阶段等效原理图。图 4.6 表明了有源钳位反激变换器稳态工作时的几个主要工作波形。电路的工作状态如下所述：

Mode 1 [t0, t1] 在  $t_0$  时刻，主管  $S_1$  导通，辅管  $S_2$  关断。输出整流二极管  $D_1$  承受反向电压。 $S_2$  的体内反并联二极管也反向偏置。 $L_r$  和  $L_m$  上的电流在  $V_{in}$  的作用下线性上升。

Mode 2 [t1, t2]在 t1 时刻,  $S_1$  关断。 $L_m$  和  $L_r$  一起同  $C_r$  进行谐振, 利用激磁电流(此时激磁电流与流过漏感的电流相等)给  $C_r$  充电。 $S_2$  处于关断状态,  $S_2$  体内二极管续反向偏置。

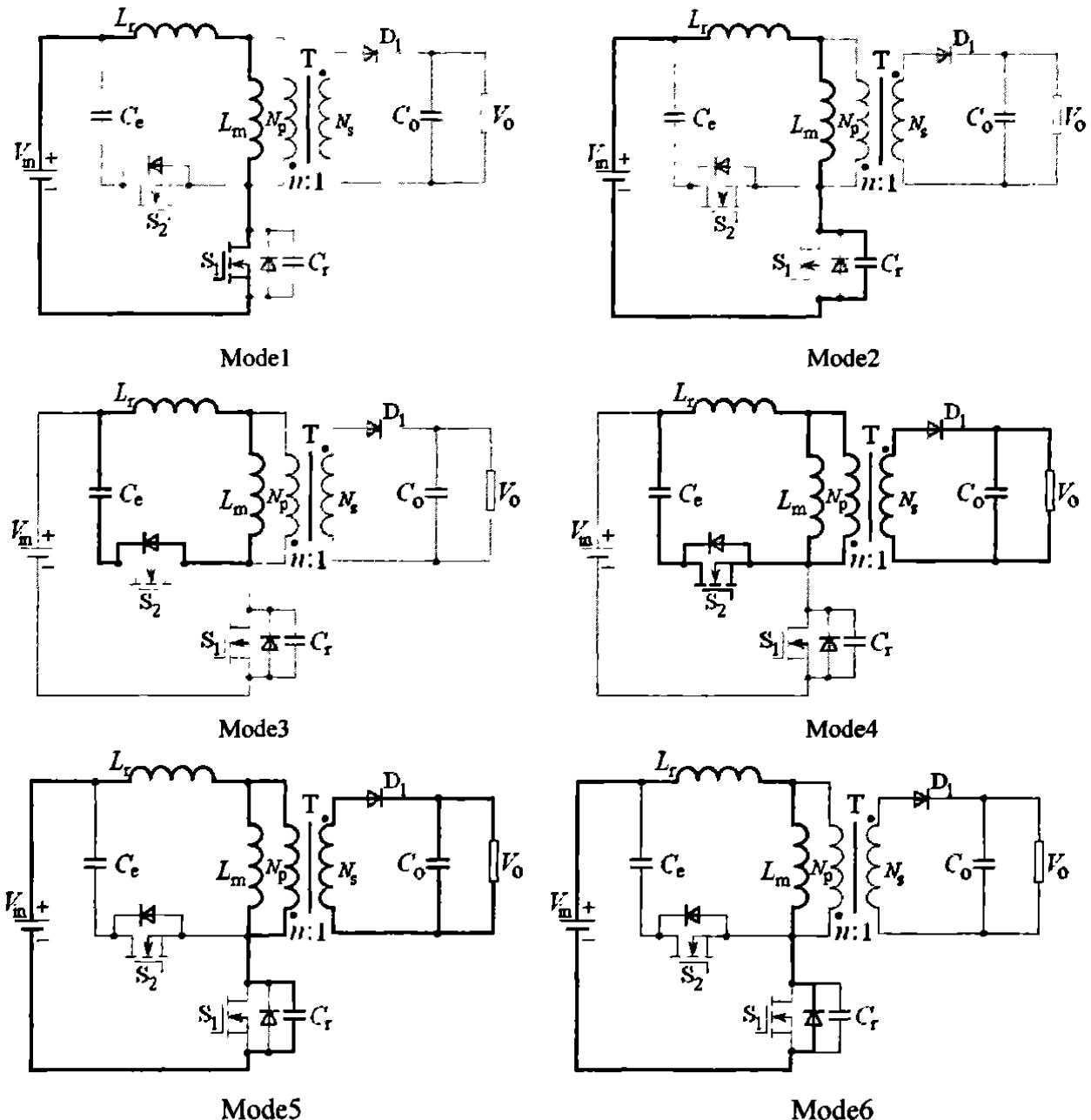


图 4.5 有源钳位反激变换电路各阶段等效原理图

Fig. 4.5 The equivalent circuits in operation stages in the active-clamp fly-back converter

Mode 3 [t2, t3]在 t2 时刻,  $C_r$  被充电到  $V_{Cr} = V_{in} + V_{ce}$  ( $V_{ce} \approx (N_p/N_s)V_o = nV_o$  为钳位电容稳态工作时的电压); 此时,  $S_2$  的体内二极管开始导通,  $L_m$  和  $L_r$  同  $C_e$  进行谐振,

利用激磁电流给  $C_e$  充电。由于  $C_e$  远大于  $C_r$ ，几乎所有的激磁电流都通过二极管流向钳位电容，同时  $L_m$  和  $L_r$  以一定比例进行分压，励磁电压即变压器一次电压  $V_{n1}$  下降规律为  $V_{n1} = -[L_m/(L_r+L_m)]V_{ce}$ 。

Mode 4 [t3, t4] 在 t3 时刻， $V_{n1}$  已经下降到使  $D_1$  正向导通。随后变压器的原边电压就被钳位在  $-(N_p/N_s)V_o$ ，这时， $L_r$  和  $C_e$  进行谐振，利用激磁电流给  $C_e$  充电， $L_r$  上的电压为  $V_{ce} - nV_o$ ，谐振电流的下降速率为  $[V_{ce} - nV_o]/L_r$ ，为了能实现  $S_2$  的 ZVS， $S_2$  必须在谐振电流反向之前触发导通。

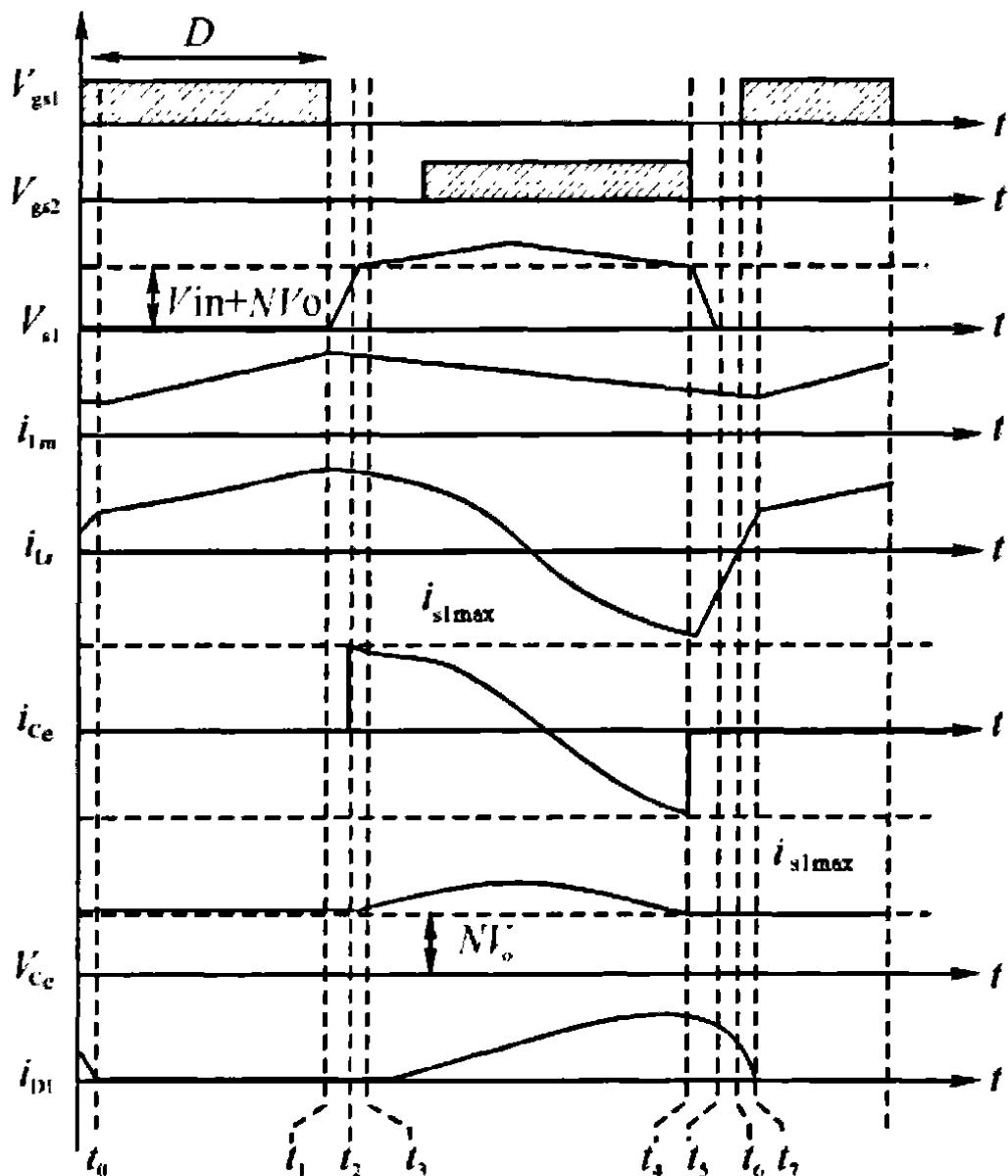


图 4.6 有源钳位反激变换电路的主要工作波形

Fig. 4.6 Some key waveforms in the active-clamp fly-back converter

Mode 5 [t4, t5]在 t4 时刻,  $S_2$  关断, 使得  $C_r$  被迅速地从电路中断开。同时,  $L_r$  和  $C_r$  构成谐振电路, 变压器的原边电压仍然被钳位在  $-nV_o$  值上, 当  $L_r$  上面的电流等于  $L_m$  上的电流时, 副边电流减少到零,  $D_1$  反向截止, 变压器原边的电压开始反向。

Mode 6 [t5, t6]在 t5 时刻,  $V_{cr}=0$ , 假定储存在  $L_r$  和  $L_m$  内的能量大于储存在  $C_r$  中的能量, 则足以使  $S_1$  体内寄生二极管开通,  $L_r$  上电压钳位在  $V_{in}+(Np/Ns)V_o$  值上, 这将使  $D_1$  中电流  $i_{D1}$  下降速率为:  $\frac{di_{D1}}{dt} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{V_m + nV_o}{L_r}$ , 其中 ( $L_m > L_r$ ), 如果在这个时间段内  $S_1$  被触发导通, 那么就可以实现 ZVS。在 t6 时刻, 对于  $L_m$  和  $L_r$  而言, 两端的电压为  $V_{in}$ , 电感上的电流又开始线性上升, 当  $i_{Lr}$  的值上升到  $i_{Lm}$  的上升值,  $i_{D1}=0$ ,  $D_1$  反偏,  $V_{Np}$  由  $nV_o$  变为  $V_{in}$ , 随后  $L_m$  和  $L_r$  再次线性充电, 进入下一个开关周期。

从上面的分析可以得出以下结论: 该电路正是通过让有源钳位的反激变换器工作在电流连续模式(Continuous Conduction Mode, CCM)状态下, 利用变压器原边激磁电感参与电路的谐振, 在  $S_1$  导通之前, 利用变压器原边激磁电感上的能量将结电容  $C_r$  上的电压谐振到零, 从而实现电路的 ZVS。

#### 4.2.2 主要元器件选择和相关参数计算

##### 4.2.2.1 变压器的选择<sup>[2.25-26]</sup>

###### (1) 选择磁芯的大小

选取改进开关电源的开关频率  $f$  为 50kHz(原开关电源的开关频率为 38.3kHz), 输出功率  $P_o$  不变为 50W, 工作效率一般为 0.7~0.9, 选  $\eta=0.8$ , 则输入功率  $P_{in}$  为  $P_{in}=P_o/\eta=50/0.8=62.5W$ , 取  $P_{in}$  为 65W, 由上已知条件可得变压器的计算功率为  $P_t=P_{in}+P_o=115W$ 。因为反激式变换器的功率通常较小, 一般选用铁氧体磁芯作为变压器的磁芯, 本课题开关电源变压器的功率容量为:

$$A_p = A_w A_e = \frac{P_t \times 10^6}{2 \cdot \eta \cdot f \cdot B_m \cdot \delta \cdot K_m K_c} \quad (4.1)$$

式中  $A_w$  —— 磁芯窗口面积 ( $\text{cm}^2$ );

$A_e$  —— 磁芯截面积 ( $\text{cm}^2$ );

$P_t$  —— 变压器的计算功率 (W);

$B_m$  —— 磁芯工作的感应强度 (G); 由于本课题选用的从表 4.1 中查得铁氧体的饱和磁感应强度为 3000GS 左右, 选择  $B_m$  为  $B_s$  的 60%, 即  $B_m=1800\text{GS}$ 。

$\delta$  —— 线圈导线的电流密度 ( $\text{A/mm}^2$ ), 通常取  $\delta=2\sim3(\text{A/mm}^2)$ ;

$K_m$ ——窗口的填充系数, 一般取 0.2~0.4, 本课题取 0.3;

$K_c$ ——磁芯的填充系数, 对于铁氧体  $K_c=1.0$ 。

将上述已知条件代入式(4.1)得:  $A_p=1.33\text{cm}^4$ , 加 10% 的裕度, 得  $A_p=1.464\text{cm}^4$ 。通过计算从表 4.2 中选取型号为 EI33 的磁芯, 图 4.7 是 EI 型磁芯的外形图。

表 4.2 三类磁芯的基本特性参数

Table 4.2 Basic characteristic parameters of three kind magnetic cores

类别	名称	材料	磁导率	Bs/GS	$f_{\max}/\text{kHz}$	特点说明
金属磁芯	硅钢片	Si-Fe	1800 左右	20000	10 左右	除坡莫合金外, 其余皆高磁感应强度。除非晶合金外, 宜 30kHz 以下使用, 这些材料电阻率低
	坡莫合金	Ni-Fe	20000 左右	7500	30 左右	
	超级坡莫合金	Ni-Fe	100000 左右	7800	30 左右	
	钴铁合金	Co-Fe	800 左右	24500	30 左右	
	非晶合金	Fe(Ni,Co)	100000 左右	15000	1000 左右	
铁粉磁芯	碳基铁粉芯	Fe	3~120	9000 左右	300000 左右	低导磁率, 高磁感应强度, 低损耗, 宜中、高频使用
	铝硅铁粉芯	Al, Si, Fe	10~80	9000 左右	1000 左右	
	钼坡莫合金铁粉芯	Mo, Ni, Fe	14~145	8000 左右	300 左右	
铁氧体磁芯	锰锌铁氧体	Mn, Zn, Fe	1000~18000	5000 左右	1000 左右	锰锌铁氧体导磁率高, 磁感应强度中等, 电阻率高, 损耗低, 价格低, 宜高频使用
	镍锌铁氧体	Ni, Zn, Fe	15~500		100000 左右	
	铜镁锌铁氧体	Cu, Mg, Zn, Fe	10 左右	3000 左右	200000 左右	

## (2) 计算 $t_{on}$

原边绕组开关晶体管的最大导通时间对应在最低输入电压和最大负载时发生。本课

题选取  $D = \frac{t_{on}}{T} = 0.45$ , 则  $T=1/f=20\mu\text{s}$ ;  $t_{on}=DT=0.45 \times 20=9\mu\text{s}$ 。

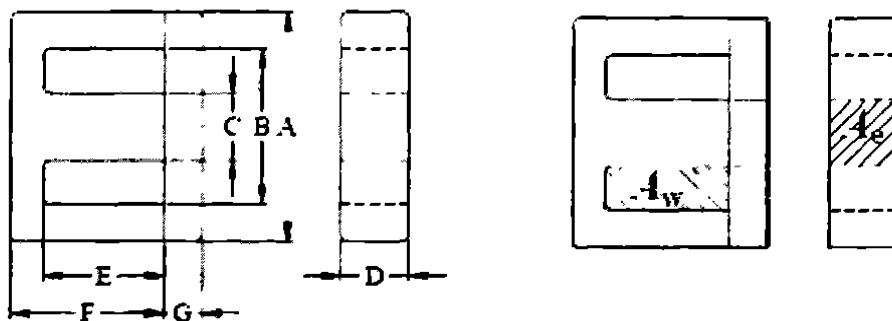


图 4.7 EI 型磁芯外形图  
Fig. 4.7 Outline of EI magnetic core

表 4.3 EI 型磁芯外形尺寸

Table 4.3 External dimensions of EI magnetic core

型号 Type	尺寸 Dimensions (mm)							
	A	B	C	D	E	F	G	A <sub>e</sub> (mm <sup>2</sup> )
EI22B	22.0±0.6	16.2	5.7±0.3	5.7±0.3	11.4±0.2	15.4±0.3	4.0±0.2	34.0
EI25.4	25.3±0.5	18.7	6.35±0.3	6.75±0.3	12.4±0.3	15.6±0.3	3.2±0.3	41.9
EI26	26.5±0.5	18.5	7.0±0.3	8.0±0.3	13.5±0.3	17.3±0.3	3.75±0.25	58.2
EI28	28.0±0.5	18.6	7.2±0.3	10.7±0.3	12.5±0.3	17.0±0.3	3.5±0.2	83.6
EI30	30.0±0.6	19.5	10.7±0.3	10.7±0.3	16.25±0.25	21.25±0.25	5.5±0.3	110.5
EI33	33.0±0.6	23.6	9.7±0.3	12.7±0.3	19.25±0.3	23.75±0.25	5.0±0.3	118
EI35	35.0±0.5	24.5	10.0±0.3	11.4±0.3	18.35±0.15	24.35±0.15	4.7±0.2	115
EI40	40.0±0.7	26.8	11.65±0.35	11.65±0.35	21.15±0.35	26.8±0.5	6.5±0.3	140

### (3) 计算原边匝数

原边匝数的计算公式为：

$$N_p = \frac{V_{inmin} \cdot t_{on}}{A_e \cdot B_m} \quad (4.2)$$

式中  $V_{inmin}$ ——改进后开关电源输入侧的最小直流电压值。由于本课题采用了改进的逐流技术作为整流滤波电路，所以由逐流技术的性质决定了  $V_{inmin} = \frac{220\sqrt{2}}{2} \approx 156$  V；

$A_e$ ——磁芯 EI33 的截面积，查表 4.3 可得  $A_e=1.18\text{cm}^2$ 。

将所有的已知数据代入式 (4.2) 计算得：  $N_p=156 \times 9 / 0.18 \times 118 = 66.1$  匝，取 70 匝。

### (4) 计算副边匝数

由于本课题涉及的电源是一个多输出的开关电源，共有 9 路输出，其中+15V 输出为 6 路；-15V 输出为 1 路；+12V 输出 1 路；+5V 输出 1 路。

原边绕组的每匝伏数为： $V_{in\min} / N_p = 156/70 \approx 2.23V/\text{匝}$ ，则对于输出电压是 15V（由于整流二极管的压降约 0.7V，还有绕组的压降约 1V，所以计算时取 16.7V）的副边绕组的匝数为  $N_{s15} = 16.7/2.23 \approx 7.49$  匝，取 8 匝。

#### (5) 计算选定匝数下的占空比输出绕组匝数

因为输出 15 伏的绕组的匝数是 8 匝，反激电压小于正向电压，新的每匝的反激电压是  $16.7/8 \approx 2.09V/\text{匝}$ 。占空比必须以同样的比率变化来维持伏·秒值相等。

$$t_{on} = \frac{T \times 2.09}{2.09 + 2.23} = 9.68\mu\text{s}$$

对于输出电压是 12V 的副边绕组，同理由于整流二极管和绕组压降的存在，计算时取 13.7V，则： $N_{s12} = 13.7/2.09 \approx 6.56$  匝（取 7 匝）。

同理可得输出电压为 5V 电压的一路，由于通过三端稳压器 7805 输出，所以计算时的电压应由稳压器的压降（取 3V）和绕组的压降（取 1V）再加上输出电压组成。则  $N_{s5} = 9/2.09 \approx 4.31$  匝（取 4 匝）。

#### (6) 确定磁芯气隙的大小

由于带气隙的变压器磁芯在一个更大的磁场强度  $H$  值下才会产生磁饱和，因此磁芯可经受一个更大的直流成分。另外，当  $H=0$  时， $B_r$ （剩余磁感应强度）更小，磁芯的磁感应强度有一个更大的可工作范围  $\Delta B$ ，最后，有气隙时，导磁能力降低，导致每匝的电感量减少，绕组总电感值减少，但气隙的存在减少磁芯里直流成分所产生的磁通。

实际设计工作是通过气隙大小调整来选定能量的传递方式。图 4.8 示出三种可能的方式，图 4.8(a)是完全能量传递方式。这种方式传递同样的能量，峰值电流是很高的。工作中开关晶体管、输出二极管和电容器产生最大的损耗，且变压器自身产生最大的铜损；图 4.8(b)表示不完全能量传递方式（原边电感较大）。此时，具有一个低电流斜率，这是电感较大的缘故。尽管这种工作方式损耗最小，但较大的磁化直流成分和高的磁滞将使大多数铁磁物质产生磁饱和。图 4.8(c)表示一个较好的折衷方法（原边电感适中），它的峰值电流大小适中，峰值与直流有效值的比也比较适中。当经调整气隙，使在适合的气隙大小下，就能得到这一传递方式。工作噪声较小，效率也合理。

#### (7) 气隙的计算

使用图 4.8(c)原边电感可通过电流波形图的斜率  $\Delta i / \Delta t$  按下式求出

$$L_p = V_{in\min} \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (4.3)$$

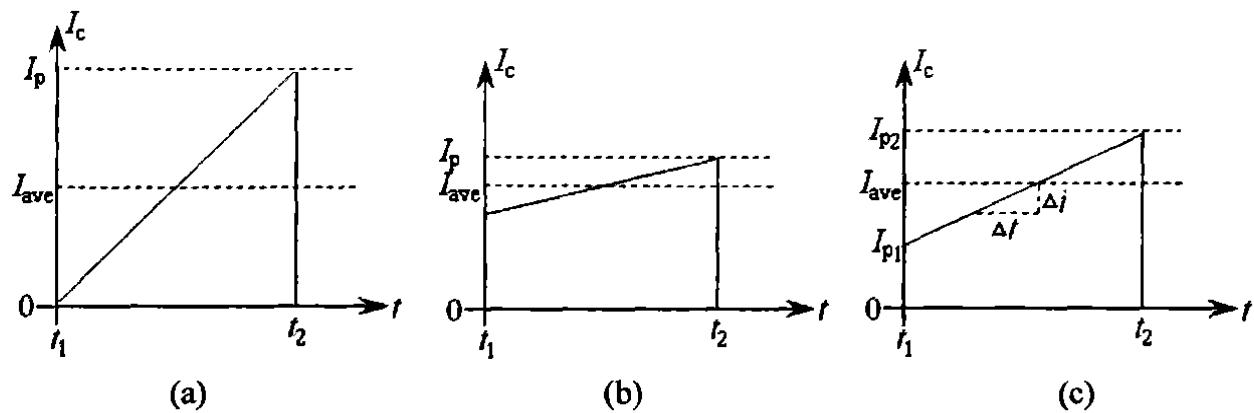


图 4.8 变压器能量的传递方式

Fig. 4.8 The transfer mode of transformer energy

在图 4.8(c)中, 设取  $I_{p2}=3I_{p1}$ , 则  $t_{on}=t_2-t_1$  时间内电流平均值  $I_{ave}$

$$I_{ave} = I_{p2} - I_{p1} = 3I_{p1} - I_{p1} = 2I_{p1} \quad (4.4)$$

在周期 T 的平均输入电流  $I_{inave}=P_{in}/V_{inmin}=65/156\approx0.417A$

相应的值为:  $I_{ave}=\frac{I_{inave}\cdot T}{t_{on}}=\frac{0.417\times20}{9.68}=0.861A$ ,  $I_{p1}=I_{ave}/2=0.431A$ ,  $I_{p2}=3I_{p1}=1.293A$

在  $t_{on}$  期间电流变化量  $\Delta i=I_{p2}-I_{p1}=0.861A$ , 代入式(4.3)得原边电感  $L_p=1.754mH$  由电感系数公式:

$$A_L = \frac{L_p}{N_p^2} \quad (4.5)$$

代入得:  $A_L=1.754\times10^{-3}/70^2=358nH/\text{匝}^2$

再根据气隙的计算公式:

$$l_g = \frac{\mu_0 \times N_p^2 \times A_e}{L_p} \quad (4.6)$$

式中  $l_g$  —— 气隙长度(mm);

$\mu_0$  —— 真空磁导率 ( $4\pi\times10^{-7} H/m$ )。

把数据代入式(4.6)得:  $l_g=4\pi\times10^{-7}\times70^2\times118/1.754=0.414mm$ 。

#### (8) 检测磁芯磁通密度和饱和区间

检测磁芯的最大磁感应强度是必要的, 它可以确保提供一个最大的工作值和饱和值之间的合适。在任何情况下, 包括瞬时负载和高温, 应避免磁芯饱和。检测的方法有两种: 测量或计算。本课题采用计算的方法来检测。

首先计算交流磁通产生磁感应强度变化的幅值。其计算公式为:

$$\Delta B_{ac} = \frac{V_{min} \times t_{on}}{N_p \times A_e} \quad (4.7)$$

将本设计中的数据代入式(4.7)可得:  $\Delta B_{ac}=156 \times 9.68 / 70 \times 118=0.183T$

其次使用磁感应强度与直流电流相关的关系式计算直流成分  $B_{dc}$ , 计算公式为:

$$B_{dc} = \mu \times H = \frac{\mu_0 \cdot N_p \cdot I_{pl}}{l_g \times 10^{-3}} \quad (4.8)$$

式中  $B_{dc}$ ——直流作用的磁感应强度(T)。

将已知数据代入式(4.8)可得:  $B_{dc}=4\pi \times 10^{-7} \times 70 \times 0.431 / 0.414 \times 10^{-3}=91.6mT$ 。

交流和直流磁感应强度之和得到磁感应强度最大值:

$$B_{max} = \frac{\Delta B_{ac}}{2} + B_{dc} = 183/2 + 91.6 = 183.1mT$$

由于本设计所选择的磁芯材料的饱和磁感应强度  $B_s$  查表(4.1)为 300mT 左右, 因此有  $183.1mT = B_{max} < B_s = 300mT$ , 故工作时留有余量, 设计通过。

#### 4.2.2.2 激磁电感 $L_m$ 的参数设计

由于变压器是用激磁电感  $L_m$ 、谐振电感  $L_r$  (包括变压器漏感和外加小电感) 和只有变化关系的理想变压器  $T$  表示的, 所以上述的原边电感  $L_p$  就是激磁电感  $L_m$ 。其大小为  $L_m=L_p=1.754mH$ 。

#### 4.2.2.3 谐振电感 $L_r$ 和谐振电容 $C_r$ 参数的设计计算

设定工作占空比后, 就可以确定变压器的其他参数, 并保证在各种工作情况下变压器都不会饱和, 变压器原边电流峰值的计算公式为:

$$I_{inmax} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{min} \cdot D} + \frac{V_{min} \cdot D}{2 \cdot L_m \cdot f} \quad (4.9)$$

将已知数据代入式(4.9)可得:  $I_{inmax} \approx 1.291A$ 。这个电流值也是流过主开关管的最大电流  $I_{S1max}$  和流过谐振电感  $L_r$  的最大电流  $I_{Lrmax}$ 。

由上面的工作原理分析已知, 谐振电容  $C_r$  为两开关管自身有效输出结电容和外加缓压电容之和。所以  $C_r$  的取值不宜太大, 否则会增加实现软开关的难度, 一般  $C_r$  可以取几个 nF。同时  $C_r$  的取值还应满足以下条件:

$$t_{off} < 2\pi \cdot \sqrt{C_r L_m} < 2t_{off} \quad (4.10)$$

其中,  $t_{off}$  为主开关  $S_1$  的关断时间, 其大小为:  $t_{off}=T-t_{on}=10.32\mu s$ 。

将已知数据代入式(4.10)得:  $1.538\text{nF} < C_r < 6.152\text{nF}$ 。在本课题中, 取  $C_r=2\text{nF}$ 。同时谐振电感中要储存足够的能量以保证 S1 能实现 ZVS, 即满足一下式子:

$$\frac{1}{2}L_r \cdot I_{L\max}^2 \geq \frac{1}{2}C_r \cdot V_{Cr}^2 \Rightarrow I_{L\max}^2 \geq V_{Cr} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (4.11)$$

由于  $V_{Cr}$  为  $L_r$  的函数, 一般可以认为  $V_{Cr} = nV_o$ , 为了满足要求, 取  $V_o=15\text{V}$  的输出端则解式(4.9)和式(4.11), 可得到实现 S1 软开关需要的最小电感值为:

$$L_{\min} |_{ZVS} \geq \frac{C_r \cdot (V_{in} + nV_o)^2}{I_{S1\max}^2} \quad (4.12)$$

将已知数据代入上式可得:  $L_{\min}|_{ZVS} \geq 99\mu\text{H}$ , 又由于  $L_r$  的取值一般要远小于变压器的激磁电感  $L_m$ , 所以  $L_r$  不能取的过大, 在此取  $L_r=100\mu\text{H}$ 。同时钳位电容  $C_e$  的取值不能太小, 否则很有可能在 S2 未开通之前流过 S2 体二极管的电流已经反向。而且太小的  $C_e$  在主开关 S1 关断时起到的钳位作用不明显, 主开关的漏源电压会有较大振荡, 产生较大的电压尖刺, 损坏开关管。 $C_e$  的钳位过程可以认为是  $C_e$  和  $L_r$  的一个谐振过程。在  $L_r$  确定的情况下, 只要  $C_e$  和  $L_r$  的谐振周期大于主开关 S1 的最大关断周期即可基本消除 S1 关断时其漏源上的电压振荡。在该条件下,  $C_e$  的最小值可按下式计算:

$$C_e \geq \frac{(1 - D)^2}{\pi^2 \cdot L_r \cdot f^2} \quad (4.13)$$

将已知数据代入上式可得:  $C_e \geq 0.123 \mu\text{F}$ , 取  $C_e=1\mu\text{F}$ 。

#### 4.2.2.4 主开关和辅助开关的参数计算

主开关 S1 的电压应力可由下式得到:

$$V_{S1\max} = V_{in\max} + nV_o + \left( \frac{P_o}{\eta V_{in\max} D} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in\max} D}{L_m f} \right) \sqrt{\frac{L_r}{C_r + C_e}} \quad (4.14)$$

将已知数据代入上式可得:  $V_{S1\max} \approx 455.2\text{V}$ 。

由于主开关 S1 的峰值电流与变压器的原边峰值电流相等, 所以其峰值电流的应力可由式(4.9)得到:  $I_{S1\max}=1.291\text{A}$ 。

辅助开关 S2 的电压和电流耐量与主开关 S1 的相同。在实际应用中, 为了克服 MOSFET 的体二极管开关特性慢的缺点, 还可以在开关管上面并联一个快恢复二极管来加快开关速度。

### 4.2.3 控制电路和反馈电路设计

#### 4.2.3.1 控制电路设计

由于原开关电源只有一个开关管，所以控制电路采用了 Unitrode 公司的电流型 PWM 控制器的典型代表——UC3842，但改进后的开关电源电路中有两个开关管，以至于 UC3842 无法满足控制两路输出的要求，所以采用 Unitrode 公司生产的另一种芯片——UCC3580 芯片。

##### (1) UCC3580-4 简介

UCC3580 是 Unitrode 公司推出的用于有源钳位 ZVS-PWM 变换器和同步整流开关变换器的专用控制芯片。它在包含定频控制和高性能脉宽调制的所有必要功能的同时，提供了一个可以与主开关形成互补的辅助开关，这个辅助开关在每个变换过程中拥有一个可调的死区时间或延时；驱动能力强，最大输出电流可达 1.2A；采用电压型反馈方式；提供了 SHUTDOWN 和 LINE 两个保护引脚，易于实现各种保护功能，并且可以通过 RAMP 引脚对变压器伏-秒值进行限制，通过选择 RC 振荡器的电阻值，还可以限制最大占空比；功耗低，启动时电流为 100  $\mu$ A，正常工作时芯片输入电流为 1.5mA。

UCC3580-4 的基本组成及内部框图如图 4.9 所示，它由以下几部分组成：

##### ① 振荡器

振荡器如图 4.10 所示。将引脚 OSC1 和 OSC2 通过 R1、R2 与 CT 相连，即可设置振荡器的工作频率和最大占空比。CT 通过 R1 来充电，通过 R2 来放电。在 CT 放电期间，CLK 为高电平，由于它清除了 OUT1 的输出，从而限制了最大占空比。

振荡器工作频率为：

$$f = \frac{1}{(R1 + 1.25R2) \cdot C_T} \quad (4.15)$$

最大占空比为：

$$D_{max} = \frac{R1}{R1 + 1.25R2} \quad (4.16)$$

##### ② 误差放大器

电源的输出通过采样电路送至该误差放大器的反向输入端，与同向输入端的 2.5V 基准电源进行比较，误差放大器的输出送至脉宽调制器。

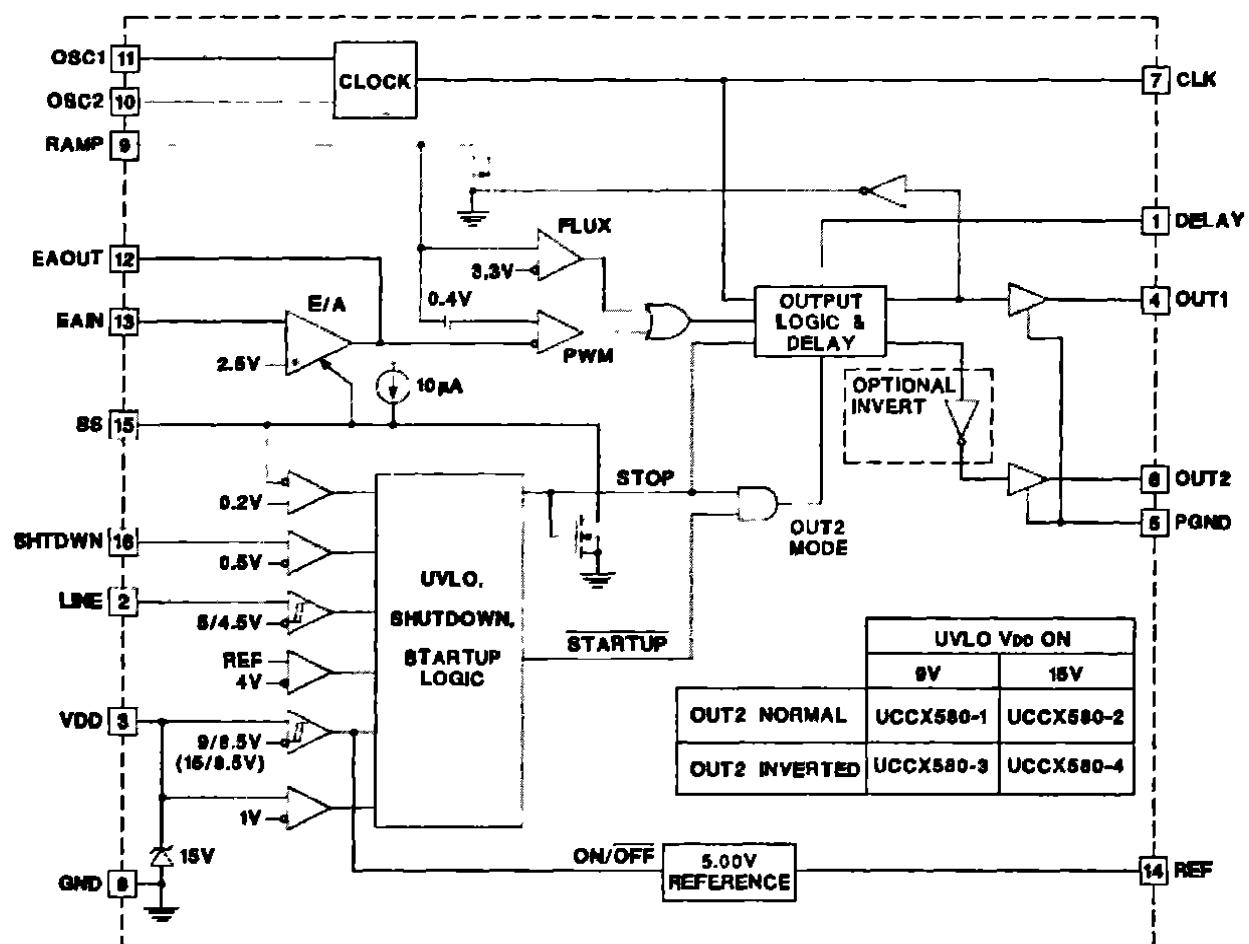


图 4.9 UCC3580-4 结构框图

Fig. 4.9 The structure diagram of UCC3580-4

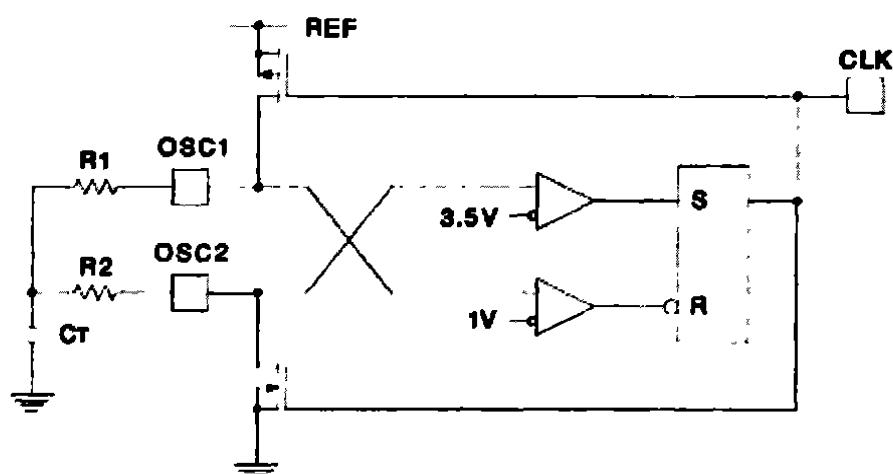


图 4.10 振荡器电路

Fig. 4.10 Oscillator circuit.

### ③ 脉宽调制器

误差放大器输出信号与振荡器的锯齿波电压经该比较器后,产生脉宽调制信号,该信号加到触发器。

### ④ 输出

脉宽调制器输出的 PWM 信号经过缓冲电路增强其驱动能力后送至 OUT1 和 OUT2 两个引脚, OUT1 的驱动能力为-0.6A 至 1.2A, OUT2 的驱动能力为-0.4A 至 0.4A。

### ⑤ 基准源

芯片可以提供 5V 精密基准电源,最大可以提供 5mA 输出电流。基准源输出引脚通过一个  $1\mu F$  电容接地。

### ⑥ 软启动

通过电容接地,当芯片上电后,芯片内部有一个  $10\mu A$  的恒流源对电容充电,芯片的输出 PWM 信号脉冲宽度慢慢增大,当电容电压达到 2.5V 时,芯片进入正常工作状态。

### ⑦ 保护电路

具有锁定禁止电路,在 SHUTDOWN 引脚上输入一个高于 0.5V 的电平,芯片将停止输出 PWM 信号,因此可以非常方便的使用电压比较器设计各种保护电路,如输入过压保护、输出过压保护、输出过流保护、过温保护电路等。

## (2) 反馈电路设计

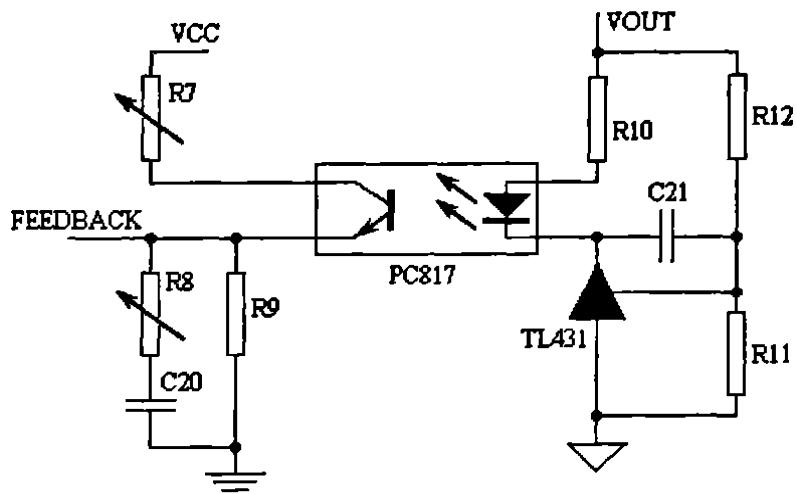


图 4.11 反馈电路原理图

Fig. 4.11 The schematic diagram of feedback circuit

反馈电路的作用是将输出电压采样得到一个反馈电压值，然后将此电压送入误差放大器的反相输入端，再将误差放大器的输出送入脉宽调制器与锯齿波进行比较，得到脉宽随输出电压变化的 PWM 信号，从而控制输出电压的稳定。在小功率开关电源中，通常采用如图 4.11 所示的反馈电路。

### (3) 控制电路原理图

根据控制芯片 UCC3580 的用户手册, 结合本课题的特点, 设计出了如图 4.12 所示的控制电路。OUT1 和 OUT2 两路 PWM 信号分别送入主开关和辅助开关的栅极。芯片的电源 VDD 还是和原来的一样, 由变压器的一个副边绕组提供。

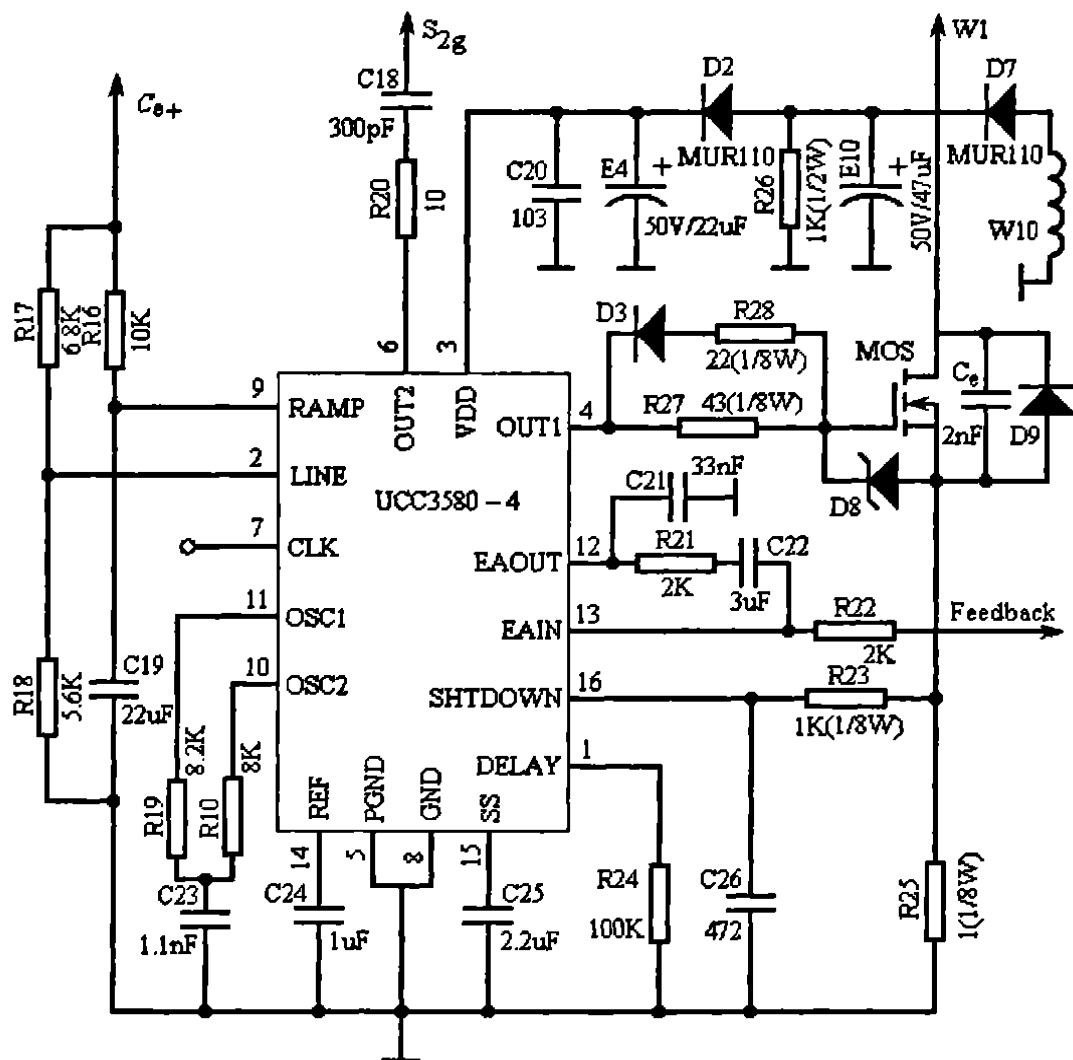


图 4.12 控制电路原理图

Fig. 4.12 The schematic diagram of control circuit

#### 4.2.4 改进后的电路原理图

通过上述的分析和改进，得到的改进后的电路原理图如图 4.13 所示。

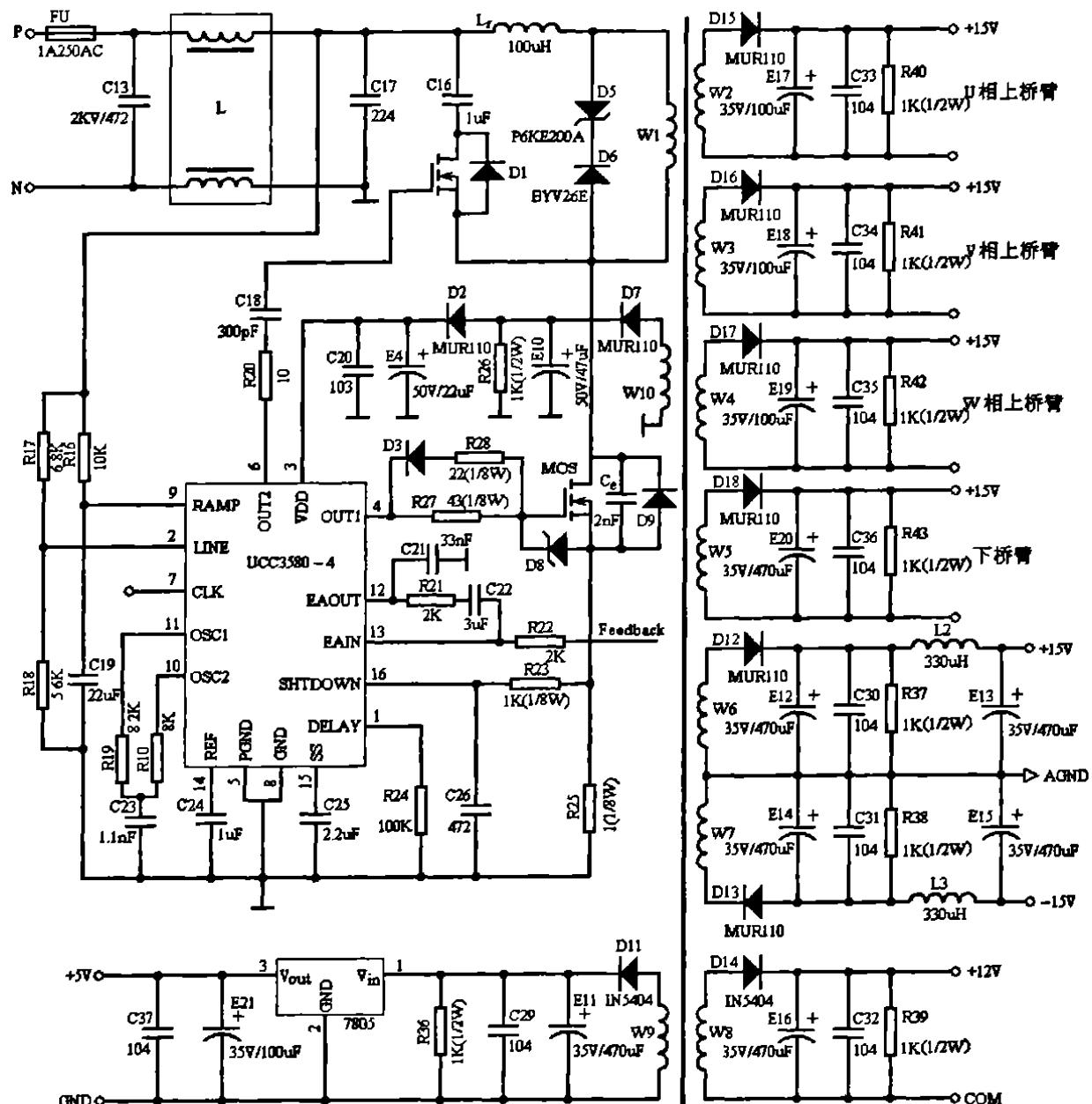


图 4.13 改进后开关电源电路原理图

Fig. 4.13 Diagram of the improved switching power supply

### 4.3 仿真分析结果

运用 Pspice 软件, 对有源钳位反激变换器进行了仿真分析, 得到其稳态运行时的工作波形, 证明了改进的开关电源采用这一拓扑的可行性。仿真结果验证了前文所做的理论分析和设计。

#### 4.3.1 仿真电路及元件参数

仿真电路如图 4.13 所示, 图中以开关电源的一路+15V 输出作为典型建立仿真模型。由于芯片 UCC3580—4 可以在一个很宽的输入电压范围 (80 ~ 400V) 都能满足输出的调节要求, 所以输入以整流滤波后的最低电压 156V 作为仿真电路的输入。各元器件仿真参数的选择参照前面所作的分析计算。

#### 4.3.2 仿真实验结果

仿真波形是输入电压取 156V, 输出电压取+15V, 占空比取 0.45 时得到的。通过这个仿真分析可以知道, 这些波形与前面所作的理论分析是一致的, 达到了改进得目的, 从而进一步证明了使用有源钳位 ZVS 代替原来的硬开关工作模式的有效性和可行性。其中图 4.20 输出电压的纹波波形有波动是由于外部的干扰所引起的, 但从图中可以看出它对输出电压的稳定性影响是很小的。

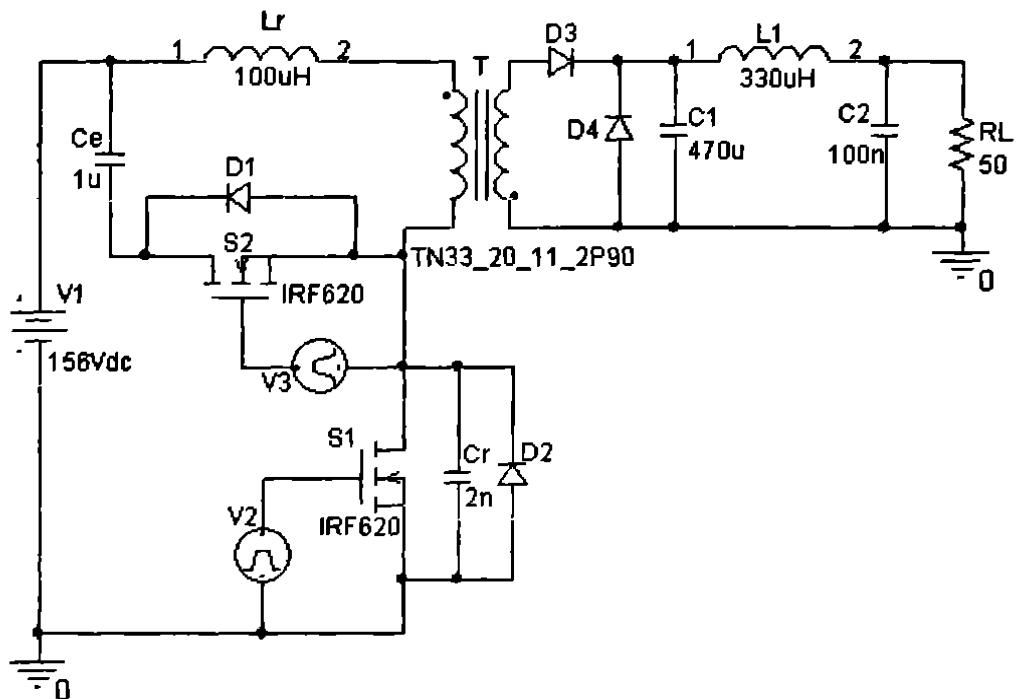


图 4.13 有源钳位反激变换器仿真电路图

Fig. 4.13 The simulation circuit of the active-clamp fly-back converter

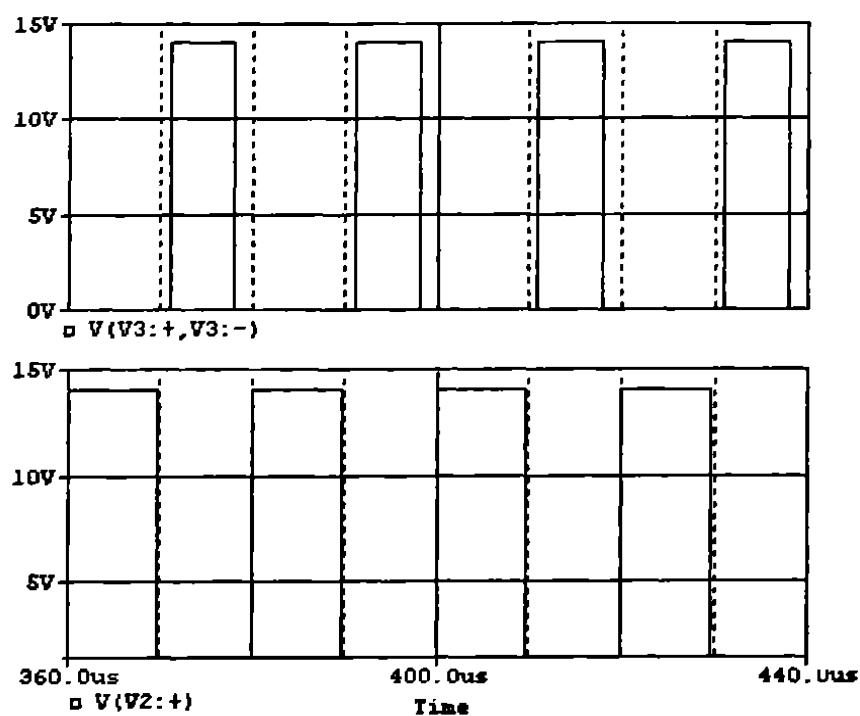


图 4.14 主开关和辅助开关的驱动信号波形

Fig. 4.14 The driving signal waveform of main switch and auxiliary switch

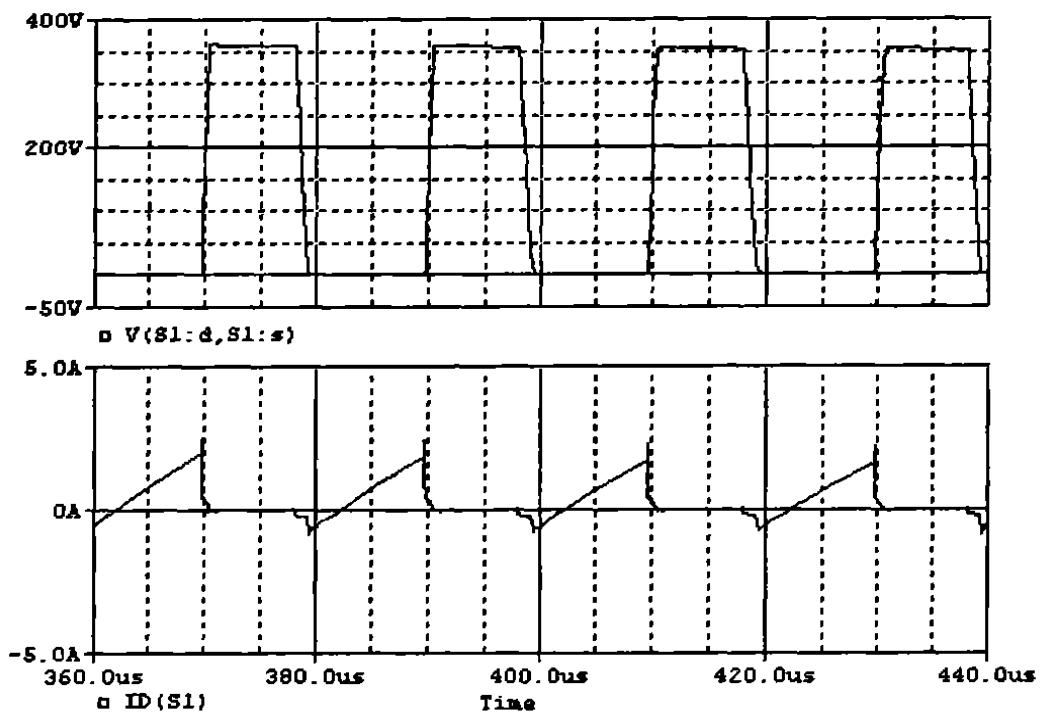


图 4.15 主开关的电压和电流波形

Fig. 4.15 The voltage and current waveform of main switch

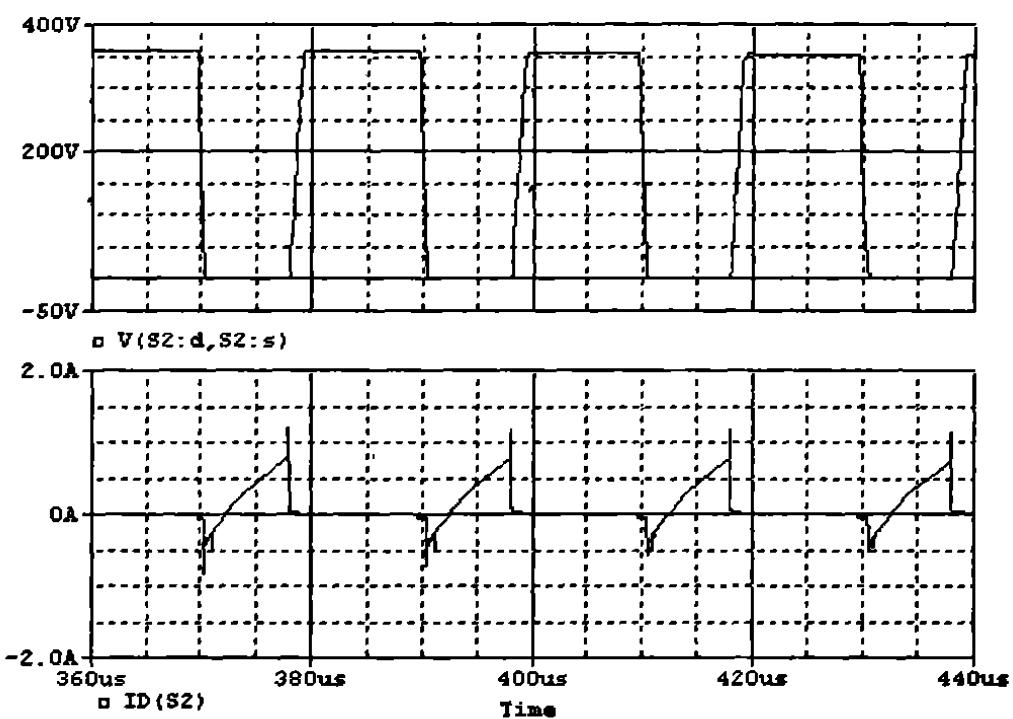


图 4.16 辅助开关的电压电流波形

Fig. 4.16 The voltage and current waveform of auxiliary switch

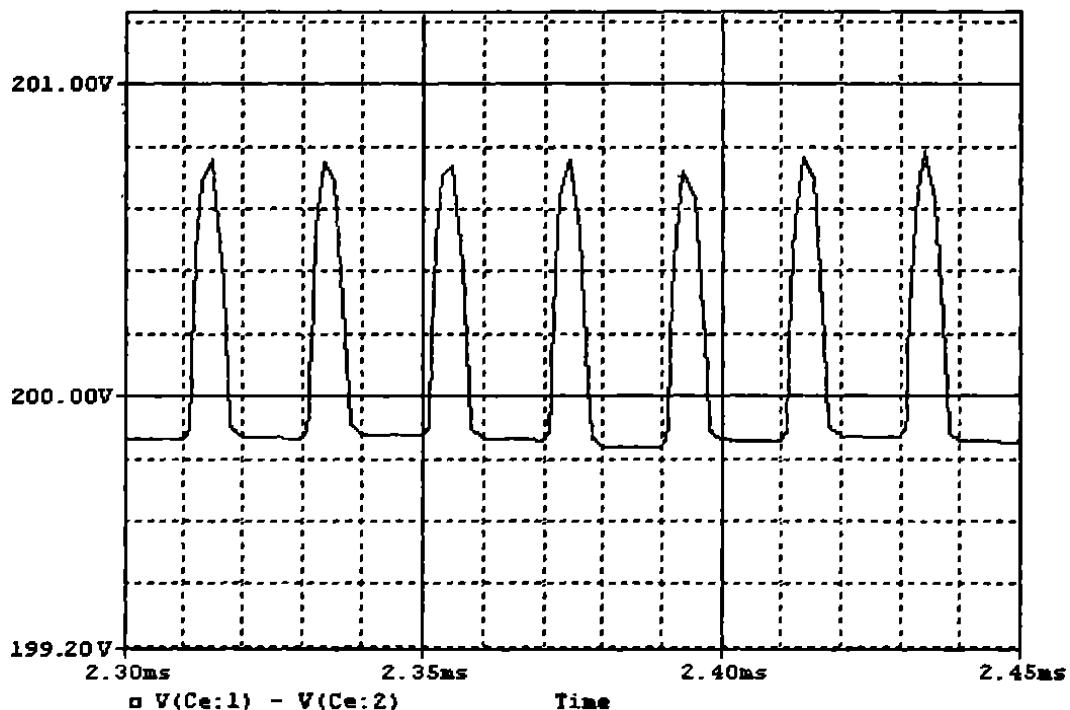


图 4.17 钳位电容的电压纹波

Fig. 4.17 The ripple of the clamp capacitor

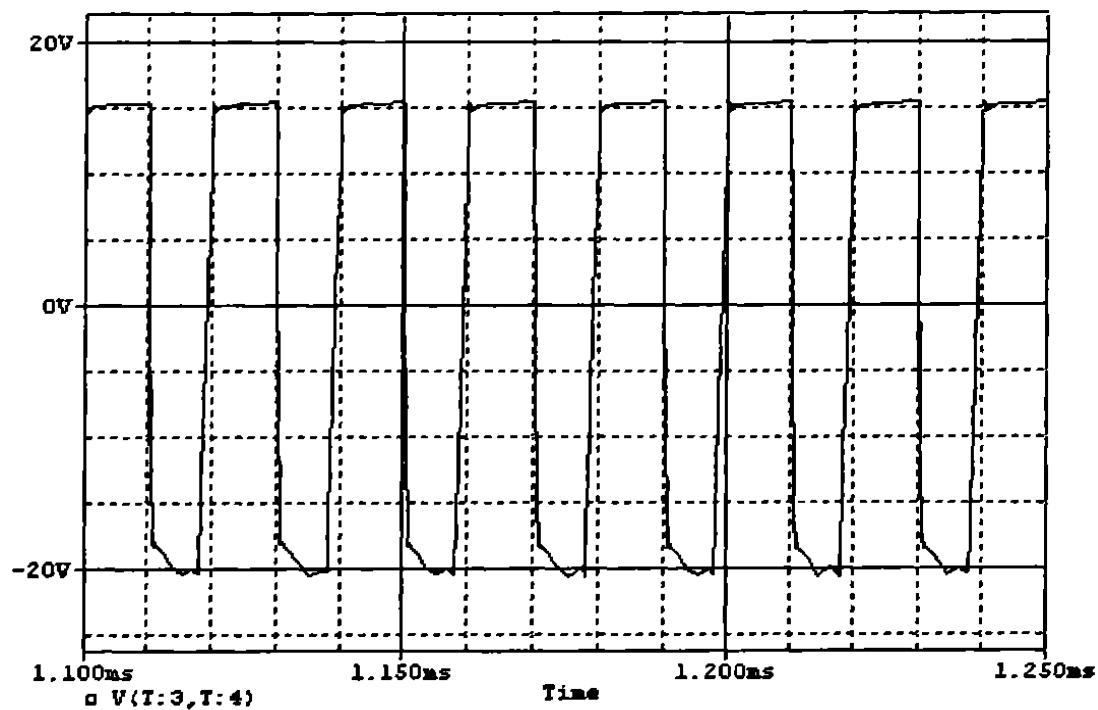


图 4.18 变压器副边电压波形

Fig. 4.18 The voltage waveform of transformer vice- side

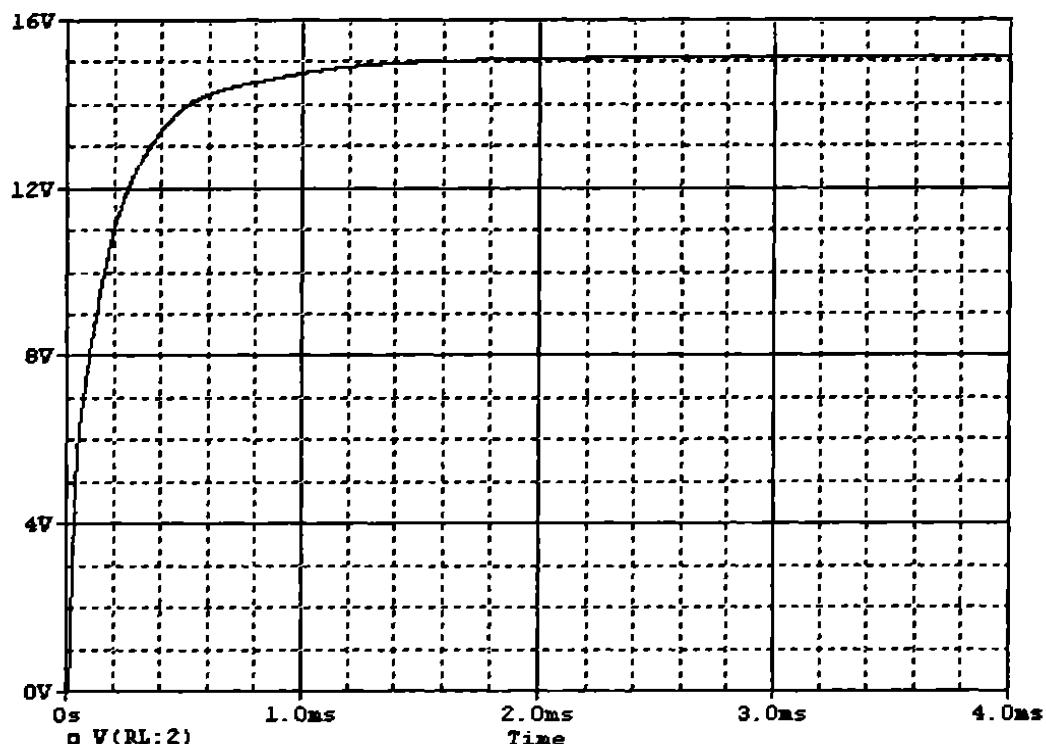


图 4.19 输出电压波形

Fig. 4.19 The waveform of output voltage

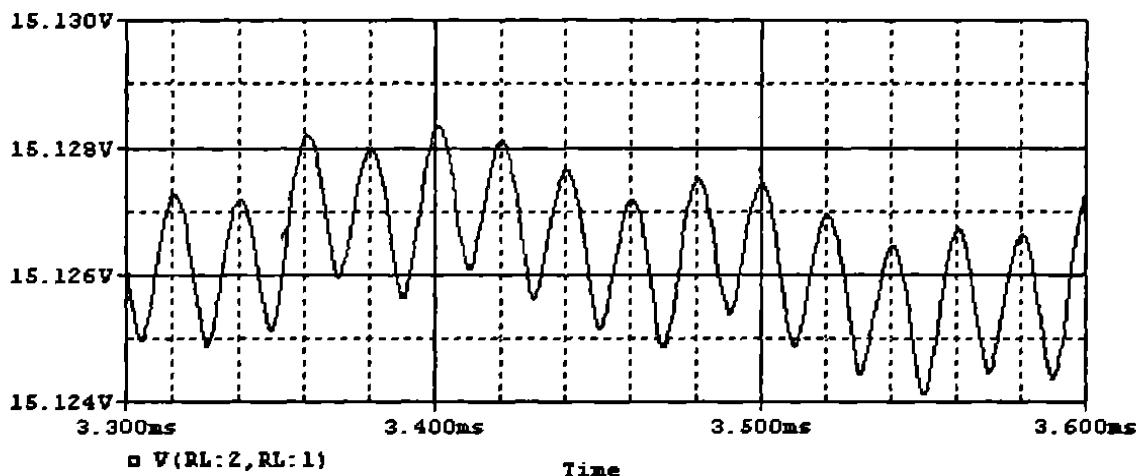


图 4.20 输出电压纹波  
Fig. 4.20 The ripple of output voltage

## 本章小结

本章是在原有开关电源的基础上，对选择什么样的开关模式作为改进模式进行了分析选择，并对选定的有源钳位 ZVS 电路的工作原理进行了详细的介绍，同时对改进后电源相关元器件的主要参数进行了设计和计算，最后通过建立仿真模型对所选的改进开关工作模型进行仿真试验，仿真结果证明了元器件参数计算和模型建立的正确性。

## 结 论

本课题在对原有逆变器辅助开关电源进行系统研究以及对功率因数校正技术和软开关技术进行理论分析的基础上,建立了用于改善功率因数校正的逐流电路拓扑和用于减少开关损耗的有源钳位 ZVS 电路拓扑的仿真模型,并对逐流技术和有源钳位软开关电源做了仿真分析,分别得到了相应的仿真波形。对改进后开关电源相应的电源模型进行了设计和仿真。完成的主要工作有以下几点:

(1) 完成了开关电源整流和滤波电路的改进。对功率因数校正做了详细的理论分析,提出了用逐流技术代替原来的无源功率因数校正技术,使得改进后的开关电源的功率因数有了明显的提高,并通过仿真和实际电路实验证明了改进的有效性;

(2) 完成了原开关电源开关模式的改进。通过详细分析和比较软开关工作模式相对于硬开关工作模式的优点,提出了用有源钳位 ZVS 代替原来开关电源中的硬开关,使得开关损耗有了明显的减少,最后通过 PSpice 仿真验证了改进方案的有效性;

(3) 完成了改进电路中主要元器件参数的设计和相应的计算,为后续的仿真实验提供了必要的仿真数据,也为电路图的绘制和相应印刷电路板的制作奠定了坚实的基础。

虽然本课题的对开关电源设计的功率因数校正技术和软开关技术方面做了一些研究工作,但是由于时间的限制,今后将在以下几个方面做进一步研究:

(1) 将仿真实现的功率因数校正技术和软开关工作模式应用于开关电源的实践中,使得在计算机仿真基础上的开关电源研究能在实践中发挥作用并得到验证;

(2) 对将来在实际电路试验中可能出现的问题进行分析和研究。

由于电专业相关知识相对比较薄弱,论文中难免有不妥之处,还请各位老师和专家批评指正,以便在今后的学习和设计中改进。

## 参考文献

- [1] 张卫平等编著. 绿色电源——现代电能变换技术及应用. 北京: 科学出版社, 2001,11
- [2] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版). 北京: 电子工业出版社, 2005
- [3] 谷红兵, 吴燕萍. 开关电源噪声的产生及抑制方法. 科技情报开发与经济. 2005(6): 135-137
- [4] 朱文立. 开关电源的电磁骚扰抑制技术. 电子质量. 2002(9): 91-93
- [5] 朱文立. 开关电源的电磁骚扰抑制技术(下). 电子质量. 2002(10):88-91
- [6] 陈鉴富, 陈太洪, 杨银忠. 浅谈开关电源的新技术与发展趋势. 常州技术师范学院学报. 2000(12):48-51
- [7] 周志敏, 周纪海编著. 开关电源实用技术-设计与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2004
- [8] 沙占友等编著. 新型单片开关电源的设计与应用. 电子工业出版社, 2001
- [9] 沙占友等编著. 新型单片开关电源设计与应用技术. 北京: 电子工业出版社, 2004
- [10] 周志敏, 周纪海, 纪爱华编著. 逆变电源实用技术-设计与应用. 中国电力出版社, 2005
- [11] 沙占友, 王彦朋, 周万珍等编著. 单片开关电源最新应用技术. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [12] 赵效敏. 开关电源的设计与应用. 上海科学普及出版社, 1995
- [13] 高学民主编. 电力电子与变流技术. 济南: 山东科学技术出版社, 2005
- [14] 浣喜明, 姚为正编著. 电力电子技术. 北京: 高等教育出版社, 2004,8
- [15] 堀孝正(日)编著. 电力电子学. 北京: 科学出版社, 2001,8
- [16] 王兆安, 黄俊主编. 电力电子技术(第四版). 北京: 机械工业出版社, 2003
- [17] 黄俊, 王兆安编. 电力电子变流技术(第3版). 北京: 机械工业出版社, 1997,10
- [18] 路秋生编著. 功率因数校正技术与应用. 北京: 机械工业出版社, 2006,3
- [19] 任凌, 李思扬, 王志强. 有源功率因数校正技术综述. 通信电源技术. 2005(4):23-25
- [20] 熊敏, 高海生. 基于 DSP 的数字控制功率因数校正. 通信电源技术. 2005(2):41-43
- [21] 俞阿龙. 浅谈开关电源的谐波及抑制. 电工技术杂志. 2001(7):15-17
- [22] 王会涛, 任开春, 强生泽等. 一种单相开关电源功率因数的仿真分析及优化. 电工技术. 2005(11):67-68
- [23] 王婷婷, 谢运祥. 一种带隔离的单相三电平功率因数校正电路. 电力电子技术. 2004(6):25-27
- [24] 慕丕勋, 冯桂林编著. 开关稳压电源原理与实用技术. 北京: 科学出版社, 2005
- [25] 刘胜利编著. 现代高频开关电源实用技术. 北京: 电子工业出版社, 2001,9
- [26] 刘胜利编著. 高频开关电源实用新技术. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [27] 陈东编著. OrCAD 电路设计. 北京: 国防工业出版社, 2004
- [28] 李永平, 董欣主编. PSpice 电路优化程序设计. 北京: 国防工业出版社, 2004
- [29] 李永平, 董欣主编. PSpice 电路原理与实现. 北京: 国防工业出版社, 2004
- [30] 苏宏宇主编. PSpice 电路编辑程序设计. 北京: 国防工业出版社, 2004
- [31] 刘漫编著. PSpice 电路设计与实现. 北京: 国防工业出版社, 2005
- [32] 王辅春主编. 电子电路 CAD 与 OrCAD 教程. 北京: 机械工业出版社, 2005

- [33] 黄渝陵, 肖荣. 基于电流补偿思想的高功率因数电子镇流器. 电力电子技术. 2003(8):37-38
- [34] 张卫平编著. 开关变换器的建模与控制. 北京: 中国电力出版社, 2006
- [35] 徐德鸿编著. 电力电子系统建模及控制. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [36] 周志敏, 周纪海, 纪爱华编著. 现代开关电源控制电路设计及应用. 北京: 人民邮电出版社, 2005
- [37] 王增福, 李昶, 魏永明编著. 软开关电源原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2006
- [38] 李金鹏, 尹华杰. 直流开关电源的软开关技术及其新发展. 电工技术杂志. 2004(7):75-79
- [39] 侯振义. 直流开关电源技术及应用. 北京: 电子工业出版社, 2006
- [40] 张建生主编. 现代仪器电源. 北京: 科学出版社, 2005
- [41] Abraham I Pressman (美)著. 开关电源设计. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [42] 户川治朗(日)著. 实用电源电路设计. 北京: 科学出版社, 2006
- [43] 王增福, 李昶, 魏永明编著. 新编常用稳压电源电路. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [44] Smith K M, Smedley K M. A comparison of active and passive soft switching methods for PWM converters. Matsuura I. Power Electronics Specialists Conference.1998. PESC 98 Record.29th Annual IEEE. Volume:1. 17-22 May 1998. pp94-100
- [45] Ron Lenk (美)著. 实用开关电源设计. 北京: 人民邮电出版社, 2006
- [46] 何希才编著. 稳压电源电路的设计与应用. 北京: 中国电力出版社, 2006
- [47] 曲学基, 王增福, 曲敬铠编著. 新编高频开关稳压电源. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [48] Asifsyed, Ershad Ahmed and Dragan Maksimovic "Digital pulse width Modulator Architectures" in 35 Annual IEEE Power Electronics specialists conference .2004,pp:4689-4695
- [49] 龚希宾, 刘星桥, 凌俊杰. 一种新型的单端反激式开关电源的设计. 广西工学院学报, 2004(6):50-53
- [50] 余新颜, 段善旭, 康勇, 零电压零电流移相全桥 DC/DC 变换器关键技术研究. 通信电源技术. 2005(2):1-3
- [51] 邵志和, 陈特放. 车载单端正激式 3U 开关电源. 电力机车与城轨车辆. 2005(3):23-26
- [52] 胡学芝, 南光群. UC3875 及在全桥软开关 DC/DC 变换器中的应用. 机床电器. 2004(6):53-55
- [53] 李金海, 崔海龙, 张云飞. 恒频软开关 PWM 技术的设计与实现方案. 信息技术. 2004(6):23-24
- [54] 仲元昌. 开关电源的电压波形及其参数分析. 重庆大学学报. 2003(2):22-24
- [55] 阮绵辉, 张依群. 开关电源在直流系统中的应用. 云南电力技术. 2002(5):50-51
- [56] 张兵, 欧谷平, 曾健平. 开关稳压电源性能的改进. 湘潭师范学院学报. 2003(3):30-34
- [57] 陈桥梁, 杨旭, 王兆安等. 基于电力电子集成技术的开关电源模块的研究. 电力电子技术. 2004(2):51-53
- [58] 蔡晓, 任立环, 陶俊卫. ZVZCS-PWM 全桥变换器中谐振元件参数的选择. 电力电子技术. 2002(4):46-49
- [59] 杨晋岭, 张灵, 王振民等. 软开关 PWM 技术的研究. 太原理工大学学报. 2004(1):64-66
- [60] 肖文勋, 王志强. 基于 PWM 变换器的新型无源无损软开关. 通信电源技术. 2005(4):18-21

## 攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] 马忠科, 刘文生, 李延新. 逐流电路的改进. 仪器仪表用户杂志. 2007,(2)

## 致 谢

本课题是在刘文生教授的悉心指导下进行的。在攻读硕士学位的两年半年时间里，刘老师给我提供了良好的科研环境和先进的实验器材，并且以高度的责任心和满腔的热情对我进行了耐心细致的指导，同时在生活等各方面都给予了我无微不至的关怀和照顾。刘老师谦虚谨慎的作风，严谨治学的态度，宽厚博大的胸怀都给我留下了深刻的印象，并且已经深深的影响着我，使我终身收益。

同时实验室的赵恒连高级工程师也对我的学习科研给予了细致入微的指导，生活上也给予了很大的照顾。赵老师熟练的业务知识，宽厚博大的心胸和平易近人的长者风范也给我留下了深刻的印象，使我受益匪浅。

至此论文完成之际，向二位尊敬的导师、长者致以最崇高的敬意和最诚挚的谢意！

最后，我要把最深的感谢奉送给我的父母和我的两位哥哥，是他们真诚而又无私的爱铺就了我漫漫的求学之路，无论遇到什么失败或挫折，他们都一直无怨无悔的支持和鼓励着我，是他们给了我前进的勇气和动力。在此祝愿父亲母亲和两位哥哥身体健康，万事如意！