

北京邮电大学

硕士学位论文

移相全桥开关电源的研制与软开关软件控制实现

姓名：王洽

申请学位级别：硕士

专业：电路与系统

指导教师：谢沅清

19990401

文 章 摘 要

本文介绍了开关电源中一些基本概念和热门的 PWM 技术，并对开关电源中常用器件作了简要介绍。然后对软开关技术和负载均流技术，进行了较详细的分析，并给出本人设计的两种主动均流方式的改进方案。

进而详细说明了 2500W (50V/50A) 开关电源样机的设计过程，本机采用移相控制软开关技术，主电路为全桥结构，主控芯片使用 UC3875，UC3907 为负载均流控制芯片，实现电压电流双环反馈。

并进一步从理论和实践探讨了 FB-ZVS-PWM 在轻载条件下软开关技术的实现，分别采用磁饱和技术和附加辅助电路方法，在软开关控制方面做出了有益的尝试。

最后给出了软开关部分计算机仿真结果。

Abstract

In this paper, the process of design a 2.5kw power supply is described, and the improvement of ZVT-PWM technique is discussed.

In the first section, includes 1,2 and 3 chapter, introduce some basic conception of switching power supplies in brief. Then analyses the ZVS/ZCS-PWM and the load share technical in detail. In the end of this section, gives two new methods to improve the load share by the largest current.

In the middle section, includes 4 and 5 chapter, this text elaborate on the process of design a 2.5kw power supply and the research on ZVS-PWM mode. In there, provides two methods of using saturation inductor and adding accessorial circuit, expatiated the principle of these and the result in implement.

At the end, emluator of the bridge circuit and the results of the ZVS-PWM simulation are given.

第一章开关电源

第1节 开关电源综述 (主要参考文献[4][17])

电源是电子设备的动力能源，是一切电子设备不可或缺的组成部分。这些电子设备使用的能源是电能，自然界中的电能如闪电、宇宙射线等是不能被直接利用的，这就需要通过一些手段使其他能源转变为可以被使用的电能，水利、火力发电及原子能发电等即是主要的手段，这些电能通过高压输电来到我们身边，成为日常生活中使用的电源，称为市电。然而市电的质量并不很好，除白炽灯、电热炉等用电器外不能被很多用电器直接使用，需要经过再次变换，如高压变低压，交流变直流，电能存储等等，这种变换装置我们就叫做电源，其应用范围之广几乎囊括所有电子领域，从小到电动剃须刀、有源音箱、电视机等家用电器，大到汽车、轮船、航天器，无所不包。

如此之广的应用范围，决定其种类也必然很多。从以上的介绍看，按能量转化方式可分为一次电源、二次电源，前者是将其他能源转换成电能的设备，如各种火力水利发电机、太阳能电池等；后者则是指用来变换、控制、存储电能的设备，如整流器、逆变器、稳压器、蓄电池、UPS等。将交流电变换成直流电的设备称为整流器，将直流电变换成交流电的设备称为逆变器，进行交流交流变换的称为变频器，进行直流直流变换的叫直流变换器。

稳压电源是电源中极其重要的一种，稳压电源中的直流稳压电源通常可分为线性稳压电源和开关稳压电源两大类。线性稳压电源是指起电压调整功能的器件始终工作在线性放大区的一种直流稳压电源，是发展最早、应用最广泛的一种电源。开关稳压电源是指起电压调整功能的器件是以开关方式进行工作的一种直流稳压电源。在此，主要指利用高频开关功率器件并通过交换技术而制成的高频

开关直流稳压电源，简称开关电源（Switching Power Supplies, SPS）。

第2节 开关电源分类（主要参考文献[20]）

开关电源的核心部分是 DC-DC 变换器，按不同标准，有不同的分类方法：

按电路控制方式可分为：脉宽调制（PWM）稳压电源，脉频调制（PFM）稳压电源，谐振式及其混合方式；

按电路的拓扑结构可分为：buck boost buck-boost cuk sepic zeta；

按功率开关电路的结构形式分，可分为：降压型、升压型、反向型、变压器型，变压器型按开关管输出电路的形式分：单端开关电源、双端开关电源，前者又分为单端正激型、单端反激型，后者又分为推挽式、半桥型、全桥型；

按激励功率开关管的方式可分为：自激式、他激式、同步式，自激式包括单管式、推挽式两种，他激式包括调频、调宽、调幅、谐振等；

按所用开关器件分：双极型晶体管、功率 MOS 管、晶闸管等。

第3节 PWM 原理（主要参考文献[20]）

开关电源中的 DC-DC 变换器可分为 PWM、PFM 及其结合方式，PFM 方式频率的变化加大了开关应力，而且不易控制，在实际中应用不多，而 PWM 方式控制方式简单，是得到广泛应用的直流变换器方式，是现在研究领域中的热门。这些是非谐振式的 DC-DC 变换器，还有一类谐振式变换器，如 ZVS-PWM，ZVT-PWM 等，它们的共同特征是软开关方式，将在第二章中介绍。这里主要讲述 PWM。它是现在各种主要 DC-DC 变换器的基本结构。

所谓 PWM，就是根据一定规则通过控制电路控制开关器件导通或截止，以改变电路中有效电压、电流的占空比的方法，其中的“一定规则”通常是根据输出电压、电流制定的。也可以说是在 DC-DC 变换器中，将输入的直流电通过开关器件变为固定频率的高频交流

电，再将高频交流电的有效脉宽加以调整，以得到满意的输出电流和输出电压的方法。

图 1-1 给出桥式 PWM 的工作原理示意图和主要工作波形示意

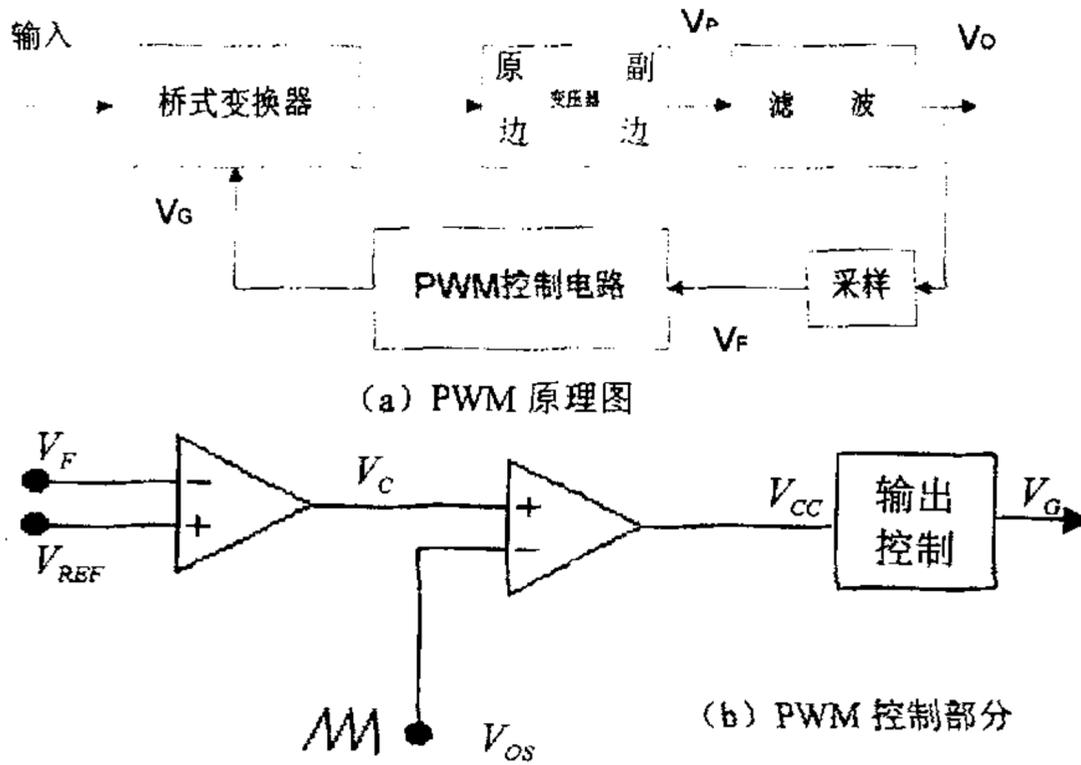


图 1-1 PWM 原理图

图。原理图 (a) 中 V_F 是反馈电压， V_{REF} 是固定的参考电压， V_C 是误差放大器的输出， V_{OS} 是固定的锯齿波， V_{CC} 是比较器输出， V_G 是开关器件的驱动信号。 V_P 是变压器次级输出的脉冲电压， V_O 是 V_P 经滤波后变换器最终的输出电压。它的工作原理是误差放大器将反

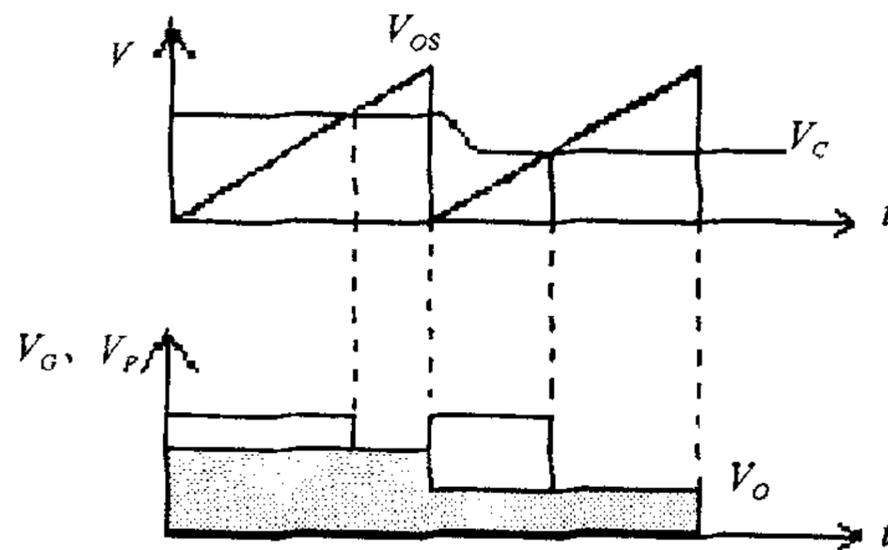


图 1-2 PWM 主要波形图

馈电压与参考电压的差值放大，得到的 V_C 与固定的锯齿波相比较，生成与锯齿波频率相同的，脉冲宽度与反馈电压有关的开关器件控

制脉冲 V_G 。由 V_G 驱动开关器件的导通和截止，得到流经开关器件的脉冲电压 V_p ，再经滤波平滑后得到最后的输出电压 V_o 。可见 V_o 的大小是与 V_p 有关的，而 V_p 的脉冲宽度是受反馈电压 V_F 控制可调的。在实际应用中 V_F 一般采用输出电压 V_o 的采样值，形成闭合的负反馈系统， V_o 的增大导致 V_c 的减小，从而 V_G 、 V_p 的占空比减小，滤波后输出电压 V_o 反而减小，从而达到稳压的目的。主要波形可参见图 1-2。

从拓扑结构上 PWM 可以分为 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta 六种基本结构，其中 Sepic 和 Zeta 结构与 Cuk 结构相近，所以前四种拓扑是最基本的。它们的电路拓扑、工作原理等可参见有关书籍，在这里表 1-1 仅列表示出四种主要拓扑结构的简单比较。表中 D 为占空比， V_{IN} 为输入电压， V_o 为输出电压， I_o 为输出电流， T 为开关周期。需要指出的是全桥式变换器就是由 Buck 变换器演变而来的。

表 1-1 四种拓扑电路比较

类型	Buck	Boost	Buck-Boost	Cuk
电压传输比 ($\frac{V_o}{V_{IN}}$)	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$
临界电感	$\frac{V_o}{2I_o}(1-D)T$	$\frac{V_{IN}^2 DT}{2V_o I_o}$	$\frac{V_o(1-D)^2 T}{2I_o}$	不适用
输入电流脉动	有	无	有	无
输出电流脉动	无	有	有	无

对 PWM 开关的控制，通常将输出电压经过采样、分压后，与预先设置好的固定基准电压比较以得到调节脉冲宽度的控制信号，这就是电压反馈控制模式。如果将反馈参量改为输出电流就可以得到电流反馈控制模式，它比前者具有更好的稳定性和瞬态特性，可以实现恒流源，在负载均流中得到更好的应用，但电流方式易产生谐波振荡，反而使系统不稳定，在应用中须采取有效措施加以避免，如加入斜坡补偿等。我们还可以实现电压、电流双闭环反馈控制，会得到更好的效果。

第4节 开关电源器件

一、开关元件：(主要参考文献[3][5][10][14][20])

开关元件的种类很多，如双极型晶体管、快速晶闸管（可控硅）、可关断晶闸管 GTO、功率场效应管（PMOSFET）、绝缘栅双极型晶体管（IGBT）以及新兴的 MCT 等，可参见表 1-2。

表 1-2 主要开关管一览表

种类	英文	中文	发展状况	
双极型器件	二极管	SR	普通整流管	
		FRD	快恢复二极管	
	晶闸管	SCR	普通晶闸管	
		RCT	逆导晶闸管	
		ASCR	非对称晶闸管	
		GATT	门极辅助关断晶闸管	
		GTO	可关断晶闸管	发展快
		LATT	光触发晶闸管	发展快
		TRIAC	双向晶闸管	
		SITH	静电感应晶闸管	
	晶体管	BJT	双极型晶体管	
		GTR	达林顿功率晶体管	发展快
单极型器件	MOSEFT	功率 MOS 场效应晶体管	发展快	
	J-FET	功率结型场效应晶体管		
	SIT	静电感应晶体管		
	SBD	肖特基势垒二极管		
复合器件	SINFET	肖特基注入 MOS 门极晶体管		
	IGBT	绝缘栅双极晶体管	最热门	
	MGT	MOS 门极控制晶体管		
	MCT	门极控制晶体管	最热门	
功率集成	HVIC	高压集成电路	第四代 电力电子 器件	
	ASIC	专用集成电路		
	SPIC	智能功率集成电路		

这类器件中，耐压、导通电流、开关频率等参数是最关心的问题。在这里我们只详细介绍其中主要的几种。

1. 双极型晶体管:

可分为 NPN、PNP 型，电路符号如图所示，其工作方式主要是通过基极电流 I_B 的变化来改变集电极电流 I_C ，其共射极电流放大倍数 β 定义为：

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B \quad (\text{式 1-1})$$

从晶体管工作特性可知，其主要的工作区域有：截止区、线性放大区、饱和区，在开关电源中用做开关时主要工作在截止区和饱和区，故名开关电源。

晶体管由关断状态转为导通状态所用时间称为导通时间，反之由导通状态转为关断状态所用时间称为关断时间。导通时间包括延迟时间和下降时间，关断时间包括存储时间和上升时间。影响晶体管开关速度的主要原因就是导通、关断时间，其中关断时间中的存储时间最长，是最重要的因素，可以通过一些手段减少其占用时间，可以提高晶体管的开关频率。如采用图 1-3 所示的基极反向驱动和抗饱和技术。

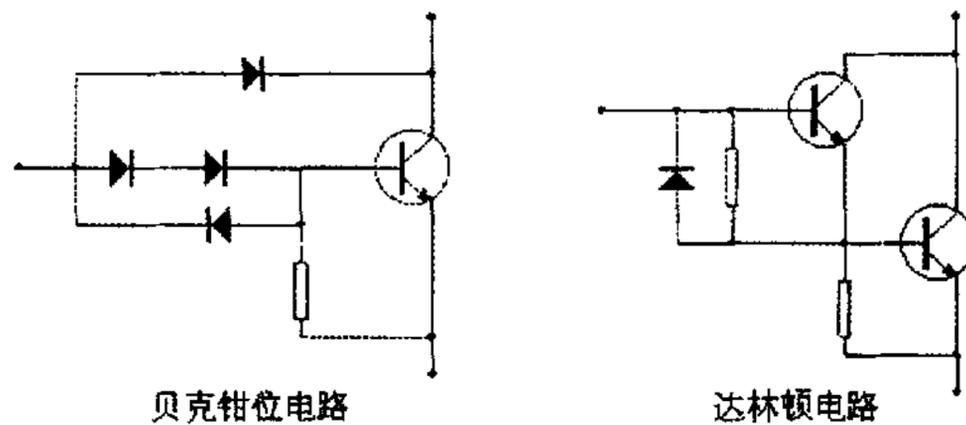


图 1-3 开关管抗饱和电路

主要由于开关频率等问题所以晶体管常用在频率低的情况下，随着新型器件的产生，在关键性任务中已不多用晶体管了。

2. 功率 MOS 管:

功率 MOS 管 (Power MOSFET) 全称功率金属氧化物场效应管。

功率 MOS 管采用垂直沟道技术，增大了传导电流容量，提高集成度，降低导通电阻，提高开关速度，设置高阻漂移区，提高耐压等手段，使之经常应用在较大功率较高开关频率的开关电源中，根据纵向导电沟道的形状和工艺及生产厂家的不同，功率 MOS 管由不同的名称，如：多沟道多单元几何结构 VVMOS，采用双重扩散工艺制成且垂直导电沟道很短的 VDMOS，将 VVMOS 的 V 形槽的尖顶截去的 VUMOS，MOTOROLA 产的 π MOS，INTERNATION RECTIFIER（国际整流器公司）生产的并联六角形单元的 HEXMOS 及 SIP-MOS 等等。

功率场效应管主要参数如表 1-3：

表 1-3 场效应管主要参数

名称	符号	公式	
漏源击穿电压	BV_{DS}		
最大漏极电流	I_{Dmax}		
阈值电压	$V_{GS(th)}$		
导通电阻	R_{ON}		
跨导（互导）	g_m	$g_m = I_D / V_{GS}$	
最高工作频率	f_m		
导通时间	T_{on}		
关断时间	T_{off}		
极间电容	输入电容	C_{iss}	$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$
	输出电容	C_{oss}	$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$
	反馈电容	C_{rss}	$C_{rss} = C_{GD}$

表中 C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{DS} 为 MOS 管的极间寄生电容，定义如图 1-4：

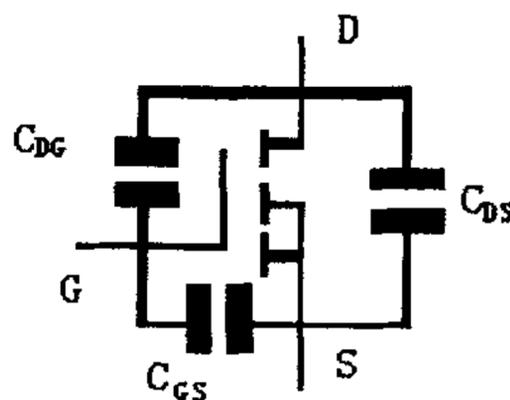


图 1-4 场效应管极间等效电路

功率场效应管主要优点是：

- 压控器件，输入电阻高，控制简单、方便，可以用控制器的输出

直接驱动

- 单极性多子导电，没有载流子存储效应，开关时间短，开关损耗少是高频开关电源理想器件
- 导通电阻具有正温度系数，在正向偏置期间不会有二次击穿效应产生
- 本身具有均流能力，使小功率 MOS 管有可能应用在大功率电源中
- MOS 管后级对前级影响小，采用级联方式方便
- MOS 管开关时间受温度变化影响小，稳定性好，工作温度范围宽
- 开启电压高，驱动电路简化，抗干扰性强

功率场效应管主要缺点有：

- 易受静电影响而被破坏
- 导通电阻较大，开通损耗大，不宜在频率较低情况使用
- 具有正温度系数的导通电阻 R_{ON} ，使功耗增大，大电流时尤为突出

使用功率 MOS 管注意事项：

- 降低驱动信号源内阻，提高开关速度，防止正反馈引起寄生振荡
- 栅-源间加稳压管，提高抗静电破坏能力
- MOS 管耐压性较差，可采用串联式解决
- 漏-源间并接吸收网络，减小关断时漏极电压上升率，并抑制电压尖峰
- 栅极电阻两端并接快速恢复二极管，降低关断时等效电阻
- 减短栅极连线，或在栅极引线上加铁氧体磁环，进行屏蔽，或用小电阻与栅极串联，并且将元件靠近栅极，减低寄生振荡
- 减低寄生振荡应使电流回路面积尽量减小
- 输入阻抗高，交流阻抗随频率改变，其频率与驱动信号源阻抗值有关
- 栅-漏间耐压有限，寄生电感的作用可能引起栅-漏电压过高，造

成损坏

- 密勒效应

3. IGBT 管:

IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)管全称为绝缘栅双极型晶体管,是在 1983 年研制出复合功率器件,并从 80 年代后期开始得到广泛应用的新型开关元件。

IGBT 管的结构和符号图 1-5。由图可知,IGBT 管可看作由 MOS 和 PNP 晶体管串接而成的复合管。从工艺上看,可认为是将 VDMOS 的 N+衬底替换为 P+,二者的工艺兼容性极佳。按缓冲区的不同可分为对称型和非对称型,前者正反向特性对称正反向都具有阻断能力,后者反向阻断能力低,正向导通压降小,关断速度快,拖尾电流小。

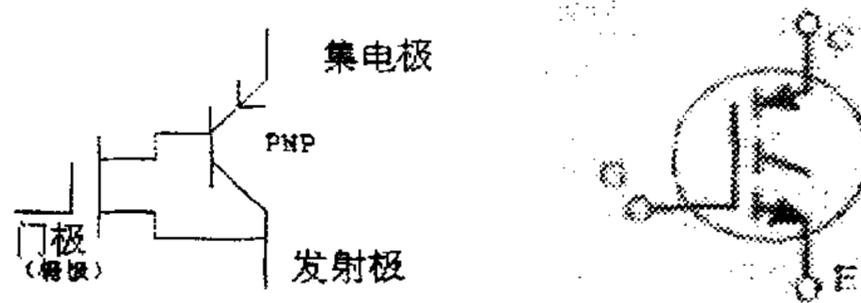


图 1-5 IGBT 管等效电路与符号

对 IGBT 的工作可作如下解释: MOS 管可看为整个 IGBT 的控制部分,而双极型晶体管则是主功率部分,加给栅极正电压时,绝缘栅下形成沟道,形成供给 PNP 晶体管基极驱动的电,PNP 管导通,也即整个 IGBT 管导通。

因此,IBTG 管兼有 MOS 和双极型晶体管二者的优点:输入阻抗高,电压型控制、热稳定性好,导通损耗低,耐压高,速度较快等,即导通时具有双极型晶体管的饱和压降特性,又兼有 MOSFET 的电压控制和开关速度快的特性。因而在高频、高压、大功率变换器中,使用 IGBT 作功率开关器件越来越普遍。从物理特性上来看,IGBT 既与 GTR 的少子传输不同,也和 MOSFET 的多数载流子传输

不同，而是在传统 MOS 管中增加了一个 P+层，引出发射极，是双载流子（非平衡载流子）传输器件。

原则上其输入特性与 MOS 相同，因此驱动电路可以用 MOS 管的驱动电路。IGBT 可作到较大的功率，但关断时间较长且有拖尾电流，造成关断损耗大，不宜工作在过高的频率范围，比较适合工作在零电流开关状态。

4. MCT 管：（主要参考文献[1][18]）

MCT 是一种新型的功率半导体器件，它可以看作是一个带 MOS 门的 PNP 晶闸管，集成输入阻抗高，开关频率高，电压驱动功率小和晶闸管的大电流、高耐压的特点，是非常理想的一种器件。

MCT 管同样也有多种划分方法，如分为 P、N 型，对称和非对称阻断电压型，单向或双向场效应关断控制型。图 1-6 示出非对称型 P-MCT 的等效电路图及符号图。

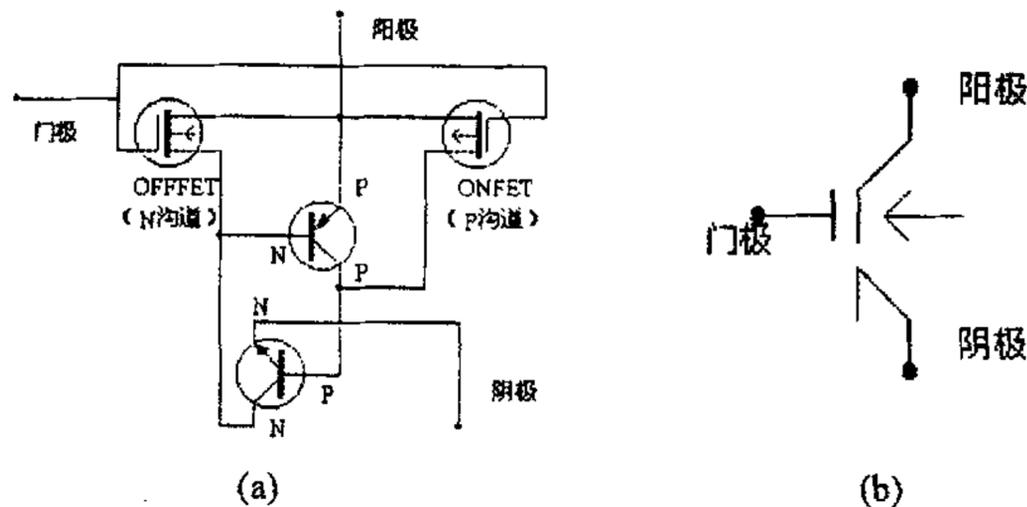


图 1-6 MCT 管原理图及符号 (a) 原理图 (b) 符号

虽然 MCT 可以看作是场效应管和晶闸管的组合，但它们的工作过程却有很大区别。MCT 的控制脉冲施加在栅极和阳极之间，电压型控制，在栅极上加相对于阳极 -5——-15V 的电压开通 MCT，加相对于阳极 +5——+15V 的电压关断 MCT。它具有如表 1-4 的一些特殊参数。

表 1-4 MCT 管特殊参数表

符号	名称	符号	名称
V_{DRM}	关断状态峰值阻断电压	V_{GAM}	栅——阳电压（峰值）

V_{RRM}	反向峰值电压	dv/dt	电压变化率
I_C	连续工作电流	dv/dt	电流变化率
I_{TSM}	非重复阳极工作电流	P_T	最大耗散功率
I_{TC}	峰值可控电流	V_{TM}	正向通态压降

二、开关电源中的磁性元件：（主要参考文献[1][6][12][20][21]）

在开关电源中磁性元件主要是指磁芯和线圈，经常用作变压器和电感器。它们都是开关电源中的必备元件，起着举足轻重的作用。磁性材料有许多重要参数，这也是它种类繁多，难以规格化、成品化，需要手工单个制作的主要原因。这些参数可参见表 1-5。

表 1-5 磁性元件主要参数表

符号	名称	公式
μ_i	初始磁导率	$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$
μ_e	有效磁导率	$\mu_e = \frac{L}{4\pi N^2} \times \frac{1}{A_e} \times 10^7$
B_s	饱和磁感应强度	
B_R	剩余磁感应强度	
H_C	矫顽力	
α_μ	温度系数	$\alpha_\mu = \frac{\mu_{T_2} - \mu_{T_1}}{\mu_{T_1}} \times \frac{1}{T_2 - T_1} \quad (T_2 > T_1)$
T_C	居里温度	
P_C	磁芯损耗（铁损）	$P_{Fe} \approx \frac{\pi f B_{MAX}^2}{\mu_0} \left(\frac{tg\delta}{\mu_i} \right) V$ （以铁氧体为例）
	（铜损）	$P_{Cu} = I^2 R = K \frac{4I^2 l \rho}{n\pi D_i^2}$ （以铁氧体为例）
A_L	电感系数	$A_L = \frac{L}{N^2} \times \frac{H}{N^2}$

磁芯可分为软磁材料和硬磁材料，各有许多种类，开关电源中经常使用的是软磁材料，按其微观组成可分为晶态、非晶态、超微晶等几种，常用作变压器和滤波电感的是晶态材料中的铁粉磁芯和铁氧体磁芯。成品磁芯的外形也是多种多样的，按形状可分为 E 形、EI 形、I 形、F 形、C 形、X 形、环形（O 形）、罐形（POT）等。

1. 变压器:

开关电源中变压器的主要作用有：电气隔离，通过匝比改变出次级的电压、电流，通过多绕组从一种电压得到多种电压，通过磁耦合传递能量，进行电压电流采样等。它的等效电路如图 1-7。其中 L_1 、 L_2 是初次级的漏电感， C_1 、 C_2 、 C_3 是分布电容， LC 是励磁电感， R_1 、 R_2 是初次级等效电阻， N_P 、 N_S 是原、副边绕组匝数。

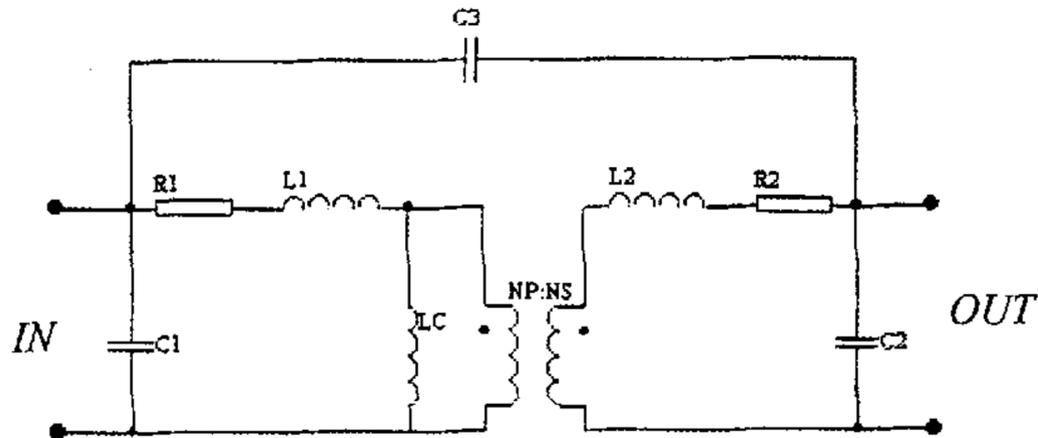


图 1-7 变压器等效模型

变压器的多种设计方法在有关文献中已有详尽论述，可参阅本文后面附录中的参考书。在这里仅强调以下几点：

- 1) 为防止磁芯饱和，常取最大磁通密度为饱和磁通的 $1/2—1/3$ 。
- 2) 磁芯多为低磁场下使用的软磁材料，应该有较高的磁导率，较低的矫顽力和较高的电阻率。常使用的铁氧体磁芯是复合氧化物烧结体，按不同合金材料可分为锰锌铁氧体、镍锌铁氧体、铜锰锌铁氧体，其中锰锌铁氧体具有磁导率高、磁感应强度适中、电阻率高的特性，铁损小，价格低，适合在频率从十几 K 到一兆赫兹范围内中使用。

3) 在输出功率一定情况下选用饱和磁通大的磁芯材料并提高输入脉冲频率可减小变压器的体积和重量。

4) 磁芯损耗的铁损包括每次磁化所消耗能量的磁滞损耗、交变磁场在磁芯中产生环流引起的等效电阻损耗，即涡流损耗，以及磁化延迟及磁矩共振等造成的残留损耗。铜损主要是绕组中导线电阻损耗，但在高频工作环境中导线产生趋肤效应，所以导线的高频电阻比直流电阻要大若干倍。

5)铜损、铁损相等时总的损耗最小；初次级绕组功耗相等时铜损最小，为减小铜损可以使用较粗的导线以减小导线的直流电阻，但为避免趋肤效应，又应使用较细的导线，从而最好使用多股线；为减小铁损可选用磁矫顽力低、电阻率高的磁芯。

6)初次级线圈可采用交叉绕制的方法，缠线时尽量紧密，减小漏感，初次级间要保证绝缘，还可以加入屏蔽层，减小分布电容的影响。

2. 电感：

开关电源中电感的主要作用有：储存能量，滤波；与电容谐振，完成某些功能；抑制尖峰电压、电流，对电子元件有保护作用。起到不同作用的电感，其设计方法及磁芯选择上都互不相同，要分别加以考虑。

在开关电源输出级的滤波电感起到将次级线圈经二极管整流后的电流平滑成直流电的作用，为防止很高的直流成分引起电感磁芯饱和，可以加入一段气隙，但引入气隙会降低电感量，在设计时要打上一定的裕量，并综合考虑电感量、气隙、电流值等因素，一切要以滤波效果为中心。加入气隙后磁路长度等效为：

$$L_e = L_i + \mu_i L_g \quad (\text{式 1-2})$$

式中 L_g 为气隙长度，由于 $\mu_i \gg 1$ ，所以及时气隙长度 L_g 很小，总等效磁路 L_e 也会比未加气隙时的 L_i 大很多。

饱和电感具有独特的性能，开关电源经常在一些特殊的场合用到它。它的特性是迅速饱和，在饱和前电流增量很大，饱和后几乎没有电感。它的制作并没有什么特殊的，关键是选择磁芯材料。

对于抑制共模噪声、差模噪声的电感，要求在正常工作频率情况下不应出现磁饱和，并应留出一定的裕量；电感值稳定；在干扰信号频率下阻抗要大，在正常工作频率时阻抗要极小；分布电容尽量小。抑制共模噪声的电感两线圈要同相绕制，抑制差模噪声的电感两线圈要反相绕制。

第二章 软开关技术

第1节 硬开关技术的缺陷 (主要参考文献[1][2][4][9][18])

软开关技术是相对硬开关技术而言的, 所谓硬开关是指功率开关管的开通 (TURN-ON) 或关断 (TURN-OFF) 是在器件上的电压或电流不为零的状态下进行的, 也就是强迫开关器件在其电压不为零时开通, 或电流不为零时关断。

在开关过程中, 开关 S 上的电压和电流发生变化, 有一个过度过程。开通时, 其电流由零逐步上升, 电压则逐步下降, 电流上升和电压下降有一个交叠过程, 使开通过程中开关管有功率损耗 (称为开通损耗)。同理, 关断时, 电流下降和电压上升也有一个交叠过程, 因此关断过程中开关管也存在功率损耗 (即关断损耗)。显然, 开关频率越高, 开关损耗 (包括开通损耗和关断损耗两部分) 也越大。而且电流、电压在其上升过程中是振荡的, 其范围有可能超出晶体管的安全运行区, 使开关管受到损伤。因此, 为防止产生过大的损耗, 降低变换器的效率, 使用硬开关技术的 PWM 功率变换器, 开关频率不能做得太高。通常, 使用双极型功率晶体管的, 频率在 20KHz 左右, 使用功率 MOSFET 管的, 频率也不超过 2-300KHz。

综合现有的研究与论述, 硬开关的缺陷主要有如下六条:

1 功率器件开关过程中, 电压和电流的交叠区产生很大的开关损耗, 且随着开关频率的提高而增大。

2 功率开关器件感性关断和容性开通。关断时, di/dt 很大, 由于线路中存在寄生电感, 寄生电感来源于管脚引线、面板接线及变压器漏感, 在寄生电感上产生很高的感应电势加到功率开关器件上, 开关器件两端有很高的电压尖峰 (spike voltage); 开通时, dv/dt 很大, 由于寄生电容, 主要是开关器件的结电容, 通过开关器件放电, 也就是说, 寄生电容上储存的能量会在很短的时间内耗散在开关器

件内部，导致很大的浪涌电流（surge current）。

3 功率的开关器件需要很大的安全工作区（SOA）。

4 过高的 di/dt 、 dv/dt 通过器件的寄生元件产生较强的电磁干扰（EMI），影响工作的可靠性。

5 开关应力和开关噪声大。

6 开关损耗限制了开关频率的提高，从而限制了变换器的小型化和轻量化。

有关资料表明，在开关电源总损耗中，开关器件的损耗占的比重相当大，使硬开关技术的开关电源整机效率不高。为克服硬开关技术的不足，软开关技术应运而生。

第2节 软开关技术的基本概念（主要参考文献[1]）

所谓“软开关”就是指开关管在零电压状态下导通（Zero-Voltage-Switching, 简称 ZVS），或开关管在零电流状态下截止（Zero-Current-Switch, 简称 ZCS）。它是应用谐振原理，使开关管上的电压或电流按照正弦或准正弦规律变化，当电压或电流自然过零点时使开关管导通或截止，使其损耗为零。这样就可以使变换器的开关频率大幅提高，达到兆赫级水平。

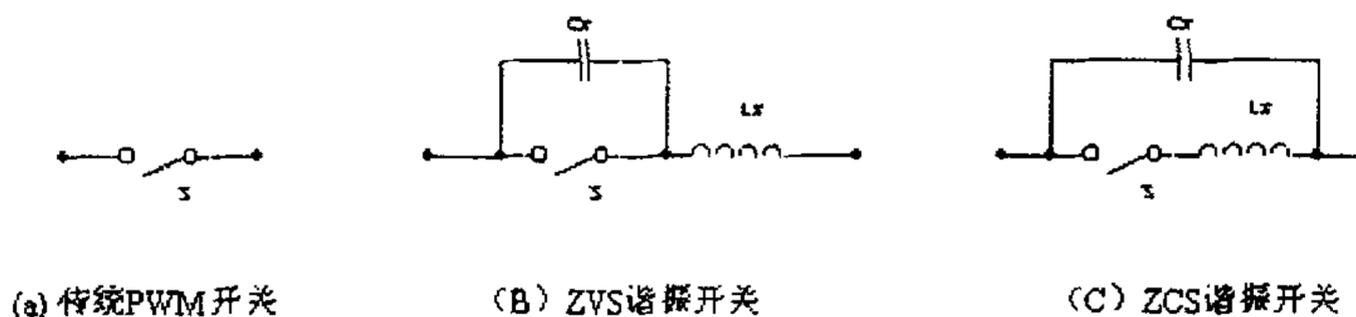


图 2-1 软开关模型

图 2-1 分别给出了传统 PWM 硬开关和 ZVS、ZCS 谐振开关的示意图。开关 S 代表实际电路中的开关管，电感 L_x 代表电路中存在的串联电感、杂散电感、变压器漏感，电容 C_x 包括开关管的结电容以及开关管外接并联电容。图 2-1 的 (B) 图 ZVS 的工作过程是：开关管 S 关断时， L_x 、 C_x 谐振，当 C_x 上的电压自然过零时，令开关

管 S 导通，这样，S 导通时两端电压为零，是零电压开通。图 2-1 的 (C) 图 ZCS 的工作过程是：开关管 S 接通时， L_x 、 C_x 谐振，当振荡电流自然过零时，令开关管关断，谐振停止，这样，S 截止时内部电流为零，是零电流关断。

第3节 软开关技术的发展 (主要参考文献[1][8][9])

软开关技术经过多年的研究开发，已有了很大的发展。早期的有 ZVS 或 ZCS 的准谐振变换器(QRC)、多谐振变换器，由于它们采用变频控制 PFM 方式，控制手段复杂，磁性元件受最低频率限制，体积较大等因素，逐渐为 PWM 方式代替；在脉宽调制 PWM 方式中，有采用谐振网络与主电路串联方式的 ZVS-PWM、ZCS-PWM，它们实际是 ZVS-QRC、ZCS-QRC 与 PWM 技术的结合；有采用谐振网络与主开关并联工作的 ZVT-PWM、ZCT-PWM；还有采用有源钳位技术 (Active Clamp) 的 AC-ZVS-PWM。每一种方式又都存在 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta 六种基本拓扑结构，因此种类是非常多的。当然其中一些组合并无实际应用价值。表 2-1 简单表述了软开关的发展过程。

表 2-1 软开关技术的发展

时间	软开关技术名称	应用领域
70 年代	串联或并联谐振技术	半桥或全桥变换器
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	ZVS-PWM 或 ZCS-PWM 技术	单端或桥式变换器
80 年代末	移项全桥 ZVS-PWM 技术	250W 以上全桥变换器
90 年代初	ZVT-PWM 或 ZCT-PWM 技术	单端或桥式变换器

各种软开关电路的结构和原理可参考有关文献。在这里仅讨论全桥 ZVS-PWM 变换技术的原理和工作过程。它的全称是移相控制全桥零电压开关脉宽调制变换器 (PHASE-SHIFTING-CONTROL FULL-BRIDGE ZERO-VOLTAGE-SWITCH PULSE-WIDTH-MODULATOR PSC-FB-ZVS-PWM)，它是在相移控制技术基础上，利用开关管的输出电容和主变压器的漏感进行谐振，使全桥变换器中四个开关管依次在零电压条件下导通，实现固定频率软开关。

PSC-FB-ZVS-PWM 中的四个开关管的工作过程与传统 FB-PWM 中的不同，同一桥臂上的两个开关管间隔一段死区时间互补导通（这部分与 FB-PWM 相同），不同桥臂上的任何两个开关管都有同时导通的状态（这部分与 FB-PWM 不同）。传统 FB-PWM 的脉宽调制调的是对角线上开关管的导通时间，而 PSC-FB-ZVS-PWM 调的是滞后桥臂死区时间的起始时刻，四个开关管本身的占空比没有改变，但它们的共同作用，使变压器初级侧的电压的占空比即脉宽发生改变。正是这一特点才保证了软开关的实现。在下一节中将详细解释这一过程。

第4节 全桥相移软开关电路的原理 (主要参考文献[18][12])

全桥相移软开关电路的原理图如图 2-2:

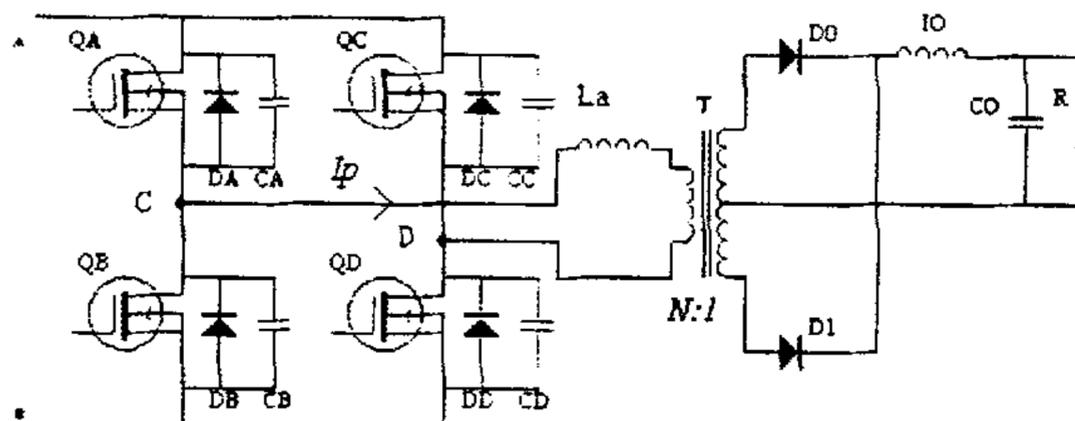


图 2-2 全桥相移软开关电路原理图

其中 C_x 可看作外接电容与开关管结电容的并联，二极管 D_x 可看作是开关管体二极管与外接二极管的并联，这里 x 为 A、B、C、D；谐振电感 L_a 可看作外接电感与变压器漏感串联，如果没有外接电感， L_a 就专指变压器漏感； D_0 、 D_1 是输出整流二极管； L_o 、 C_o 副边滤波电感、滤波电容； R 为负载。并规定原边 C、D 间电压为 V_p ，且 $V_c < V_D$ 是波形图中的副半周，副边电压（ D_0 、 D_1 之前） V_s ，输出电压为 V_o ，原边电流为 I_p （也指原边电流最大值）。所谓增大减小一般均是绝对值。在后面的章节中作全桥电路分析时，将使用统一的符号。

为研究其一个完整周期的工作状态将开始时刻 T_0 定义在 D 管截

止时刻，在此时之前从工作波形图上可以看出， Q_A 、 Q_D 管导通， Q_B 、 Q_C 管截止，电流流经 Q_A —变压器— Q_D 输出。

1. 初始状态： $t_{0-e} < t < t_0$

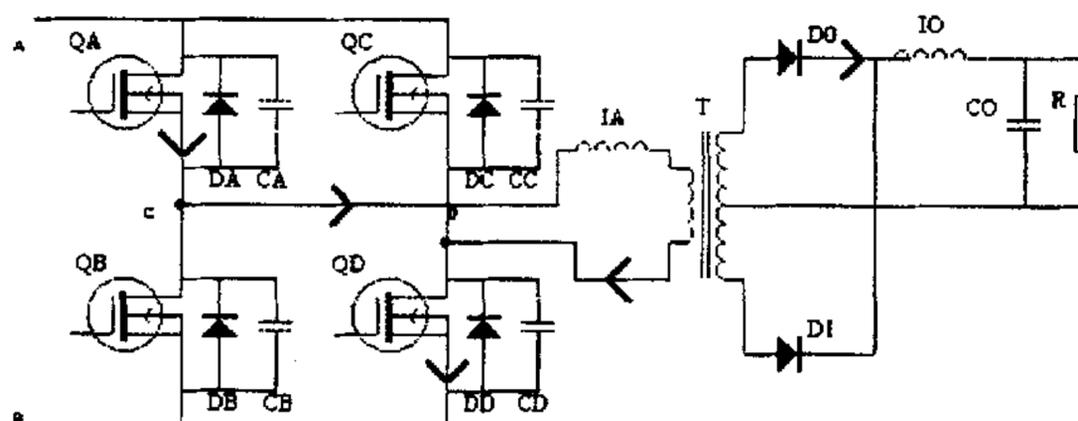


图 2-3 电路状态图 $t_{0-e} < t < t_0$

设变压器初级侧电流为 I_p ，此时 I_p 流经 Q_A —变压器— Q_D ，由初级侧谐振电感的作用，使 I_p 基本保持不变。当 t 由 t_{0-e} 到达 t_0 时，通过控制电路使 Q_D 关断，使电路工作进入下一个阶段。见图 2-3。

2. 右桥臂转换期： $t_0 < t < t_1$

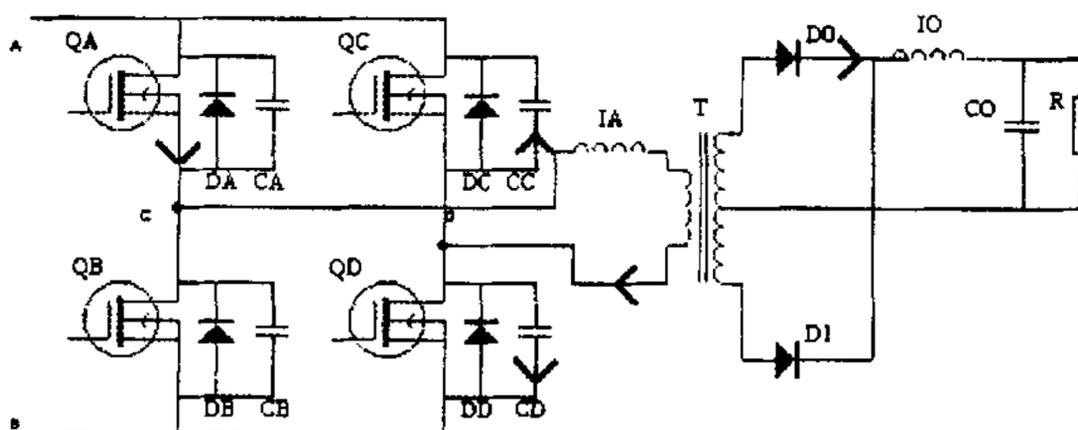


图 2-4 电路状态图 $t_0 < t < t_1$

见图 2-4。当 $t=t_0$ 时， Q_D 关断，此时电流途径是 Q_A —变压器— C_D ， Q_D 的并联电容 C_D 因此而被充电，由 0 直到 V_{in} ，此时因为 D 点电压升高使得 Q_C 的输出电容、变压器初级侧分布电容电势差减少而放电，特别是 C_C 放电至 0，使 Q_C 的漏源两端电压降为 0，这样为 Q_C 的零电压开通创造了条件。初级侧电流可以看作与满载电流 $I_p(t_0)$ 相等，这时因为 1. 转换时间很短，2. 谐振电路损耗小，引起的变化与满载电流值相比可以忽略。此时，C 点、D 点电位均为 V_{in} (近似)。

电容在放电结束时，可知变压器原边上压降为 0，那么一定在这谐振转变过程中的某一时刻 t_{0-1} 原边电压开始低于变压器次级电压

映射到原边来的电压 $V_{img}=V_{out} \cdot N$ ，这时变压器原边不能为负载提供满载能量，由电磁学可知，初级电压下降的变化会引起次级线圈的极性反相，这时存储在滤波电感 L_o 中的能量开始释放，共同为负载提供能量。右桥臂谐振转换完成时，在理想条件下变压器初级电压为 0，次级电压也为 0，没有功率传输。

变压器初次级电压变化率的 dv/dt 和次级滤波网络中电流的变化率 di/dt 共同定义了谐振变换。

3. 上半部续流期: $t_1 < t < t_2$

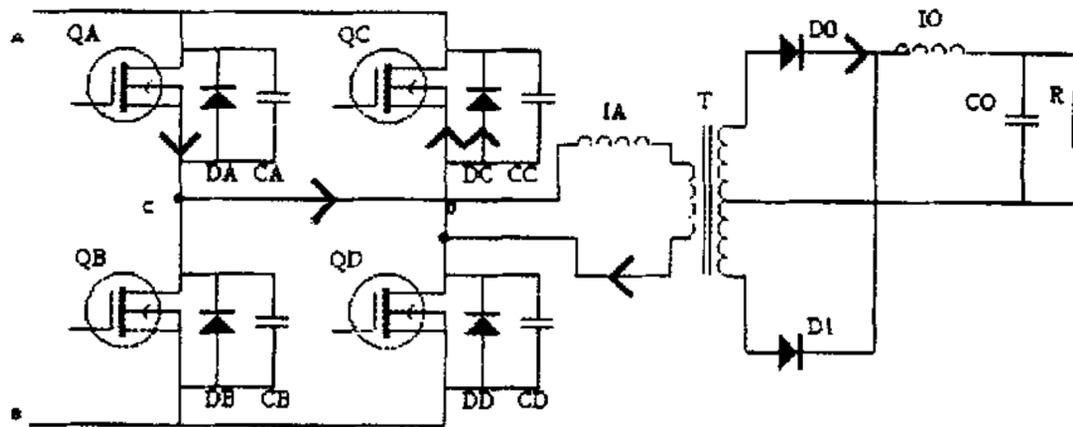


图 2-5 电路状态图 $t_1 < t < t_2$

图 2-5。由上阶段终止状态可知， Q_c 在这个期间导通，是零电压导通。电容充、放电结束，电流通过 Q_A —变压器— D_c 进行续流，其值近似为常量。导通后电流通过 Q_A —变压器— Q_c+D_c ，电流流经 Q_c 时是从源极流向漏极的，相当于 Q_c 的导通电阻与输出二极管进行分流。 Q_c 导通时， $V_{Q_{CE}} < V_{DC}$ ， $V_{Q_{CE}}$ 是开关管集电极 C 与射极 E 间的电压，相当于加了一个很小的反向偏压，其值为 D_c 的导通压降 V_{DC} 。

4. 左桥臂转换期: $t_2 < t < t_3$

参见图 2-6。在这个期间 Q_A 关断，C 点电压下降， C_A 充电、 C_B 放电，电流途径由 Q_A —变压器— Q_c+D_c 变为 C_A+C_B —变压器—

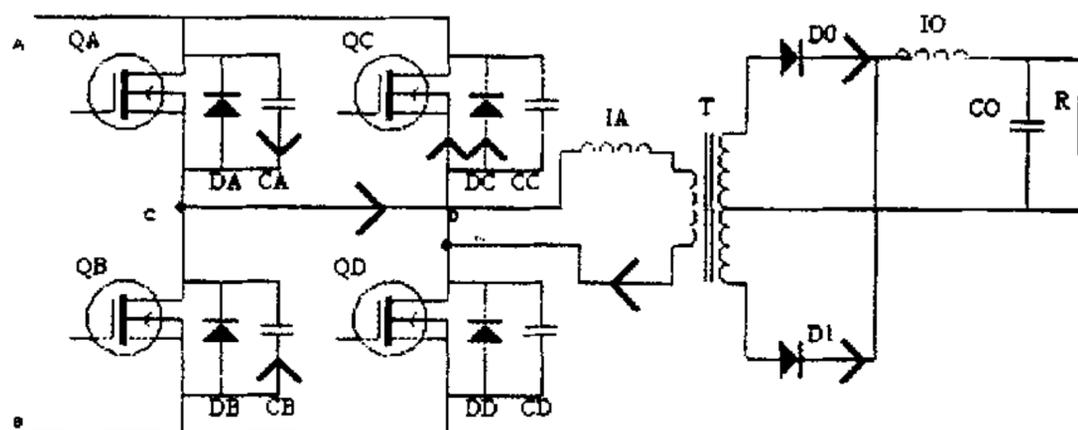


图 2-6 电路状态图 $t_2 < t < t_3$

Q_C+D_C ，直到 C 点电位下降到 0，这样 Q_B 上的电压为 0，为 Q_B 零电压开关创造了条件。

需要说明的是，初级侧电流继续在此期间正向流动，但不能在此时使 Q_B 立即导通，因为那样会引起频率的变化，因此，这时的整流输出二极管 D_0 、 D_1 就起到了关键的钳位作用，将这种状态保持一段时间。

左臂的过渡时间要比右臂的过渡时间长，这是因为变压器初级绕组中的等效电阻、引线电阻及开关管的导通电阻导通压降，在变压器初级电流的作用下必然产生压降，变压器初级等效电感，谐振电感中也存在能量，其两端不是理想的电压，这些损耗使初级电流比 $I_p(t_0)$ 小，故而左臂转换时间长于右臂转换时间。

5. 功率转换期： $t_3 < t < t_4$

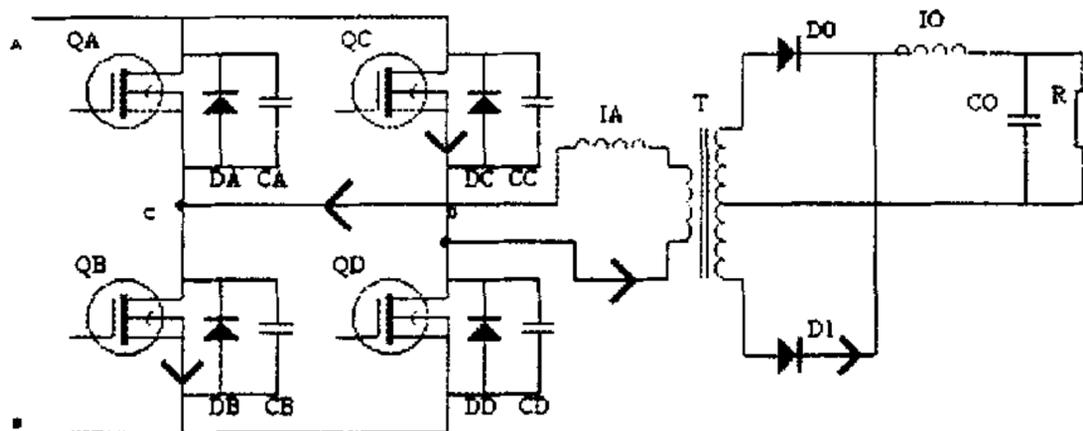
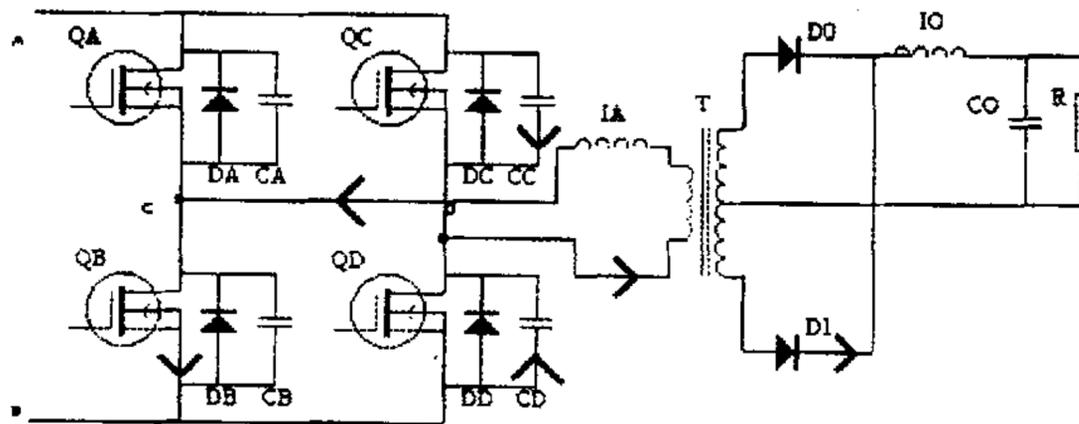
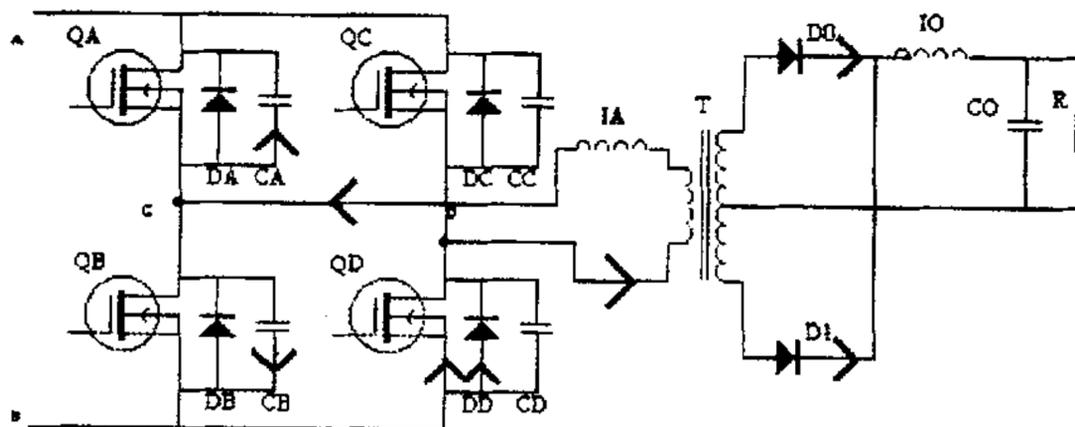


图 2-7 电路状态图 $t_3 < t < t_4$

参见图 2-7。这时 Q_B 在零电压条件下开通，这样对角臂上的 Q_C 、 Q_B 都处在开通状态，电压全部加在变压器原边之上，电流由： C_A+C_B —变压器— Q_C+D_C 反向后变为： Q_C-D 点—变压器—C 点— Q_B ，方向与 t_0 时刻正好相反。 t_3 时刻原边电流开始向相反方向变化， t_{3-4} 时刻原边电流为零， t_4' 原边电流最终上升到 I_{OUT}/N ，其变化率 di/dt 由输入电压 V_{in} 和变压器的初级电感决定。

6 开关关断阶段： $t_4 < t < t_5$

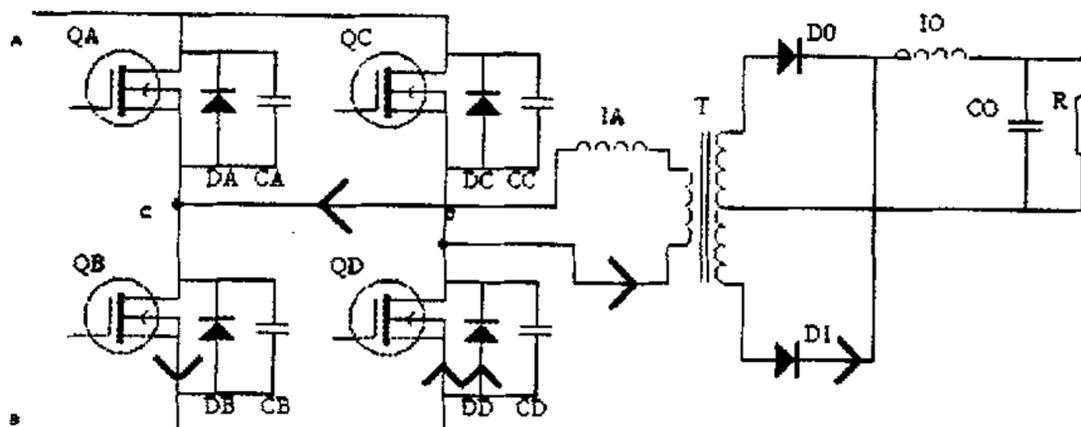
参见图 2-8。 Q_C 此时关断，D 点电压下降， C_C 充电， C_D 放电，电流由 Q_C —变压器— Q_B 变为 C_C+C_D —变压器— Q_B ，D 点电压最终下降到 0，此时 Q_D 两端电压为 0，为 Q_D 的零电压开通准备了条件。

图 2-8 电路状态图 $t_4 < t < t_5$ 7. 下半部续流阶段 $t_5 < t < t_6$ 图 2-9 电路状态图 $t_5 < t < t_6$

参见图 2-9。 Q_D 此时开通，电流从其源极流向漏极，电流流过变压器的方向保持不变，为： $Q_D + C_C$ —变压器— Q_B ，此时变压器初级上压降又降为零。

8. 开通准备阶段 $t_6 < t < t_7$

参见图 2-10。 Q_B 关断，C 点电位上升， C_A 放电， C_B 充电，电流方向变为： $Q_D + D_D$ —变压器— $C_B + C_A$ ，最终放电终止，两端电压为 0，为准备好条件，C 点电压上升到 V_{in} 。

图 2-10 电路状态图 $t_6 < t < t_7$ 9. 恢复初始状态： $t_7 < t < t_8$

参见图 2-11。Q_A 此时导通，恢复初始状态，Q_A、Q_D 同处导通状态，电压全部加在变压器初级侧，电流方向迅速变为：Q_A—变压器—Q_D，情况和 $t_3 < t < t_4$ 时类似。

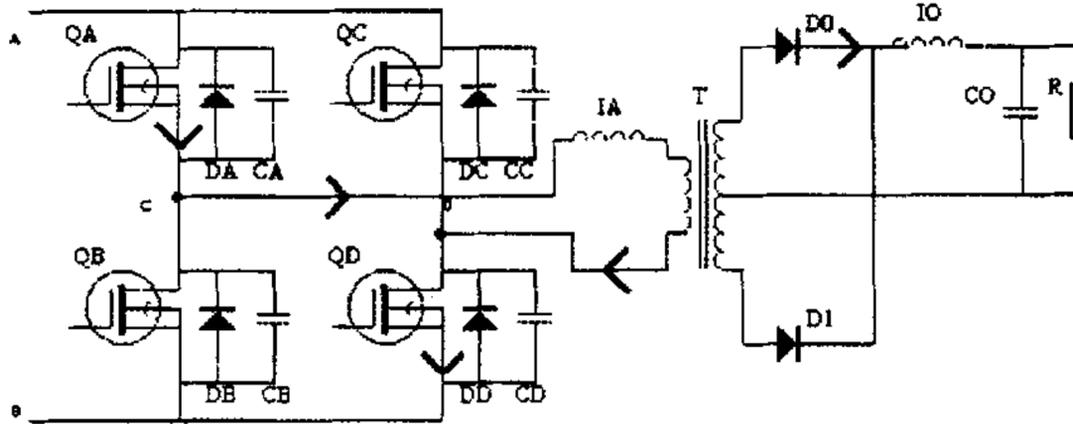


图 2-11 电路状态图 $t_7 < t < t_8$

至此整个一个周期过程分析完毕，经历了两次桥臂的转换。得到全过程波形图 2-12。在后面二极管换流分析中也用到这个图。

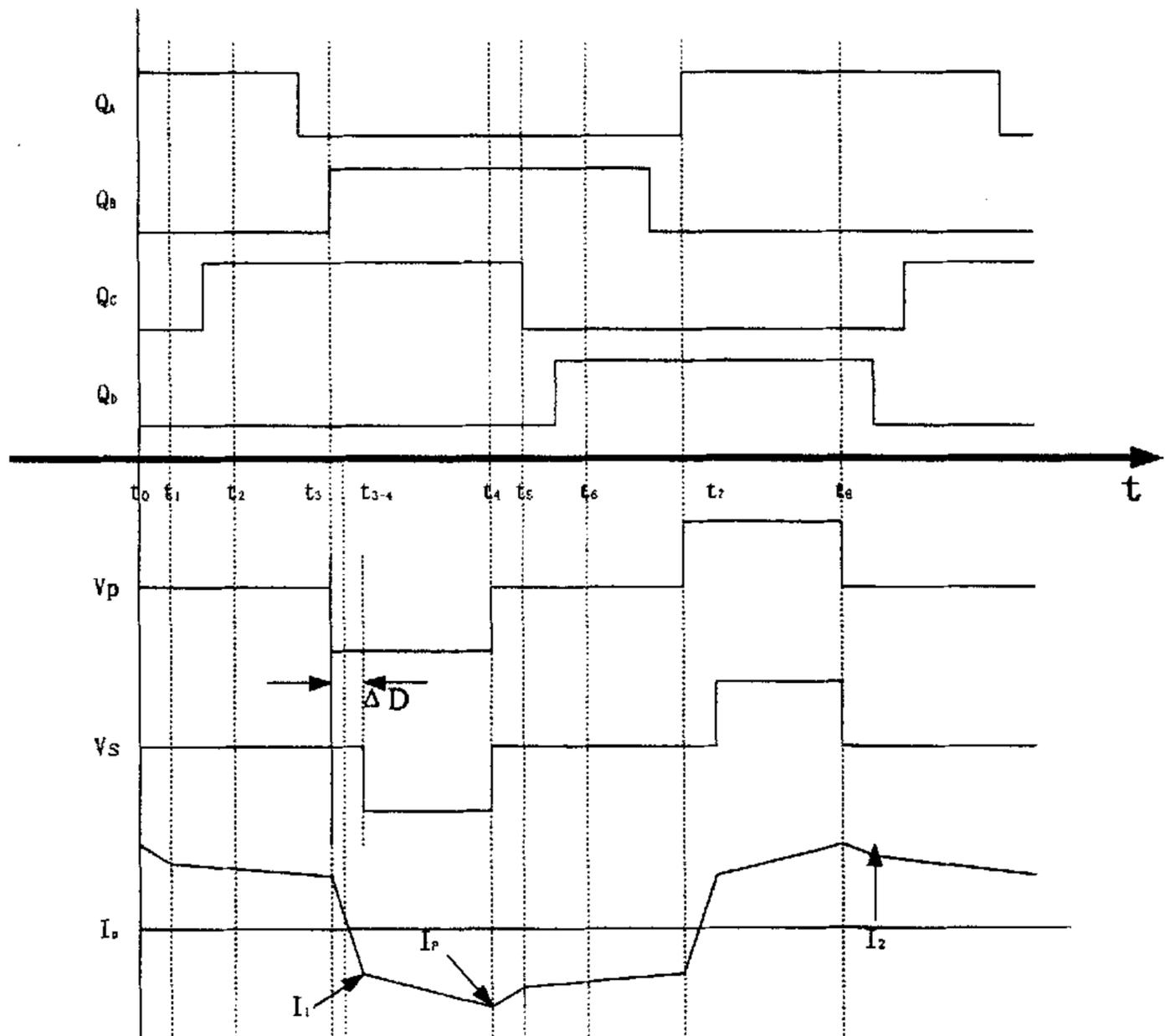


图 2-12 全桥相移软开关电路主要波形图

图中与 V_s 下降沿重合的虚线对应时间为 t'_4 。

第5节 输出整流二极管换流分析 (主要参考文献[18])

在全波整流方式中, 整流输出二极管的工作过程分析如下。

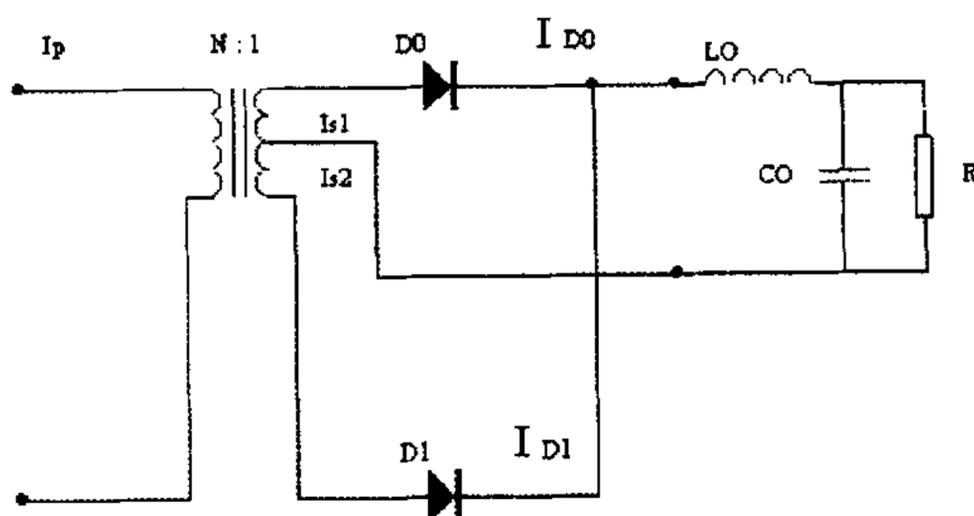


图 2-13 二极管换流分析电路图

波形图可参见图 2-12。在 $t_2-t'_4$ 期间, 所有整流管同时导通, 变压器原边、副边电压均为零, 原边不为副边提供能量, 副边两个整流二极管处在换流期。如图 2-13, 有:

$$I_{S1} = I_{D0} \quad (\text{式 2-1})$$

$$I_{S2} = -I_{D1} \quad (\text{式 2-2})$$

t_2 时刻负载电流流经 D_0 , 在 $t_1-t'_4$ 期间原边电流减小, 副边上边的绕组电流不足以提供负载电流, D_1 导通, 下边的绕组提供不足部分的电流, 有:

$$I_{D1} + I_{D2} = I_O \quad (\text{式 2-3})$$

并且变压器原副边的关系为:

$$I_{S1} + I_{S2} = NI_P \quad (\text{式 2-4})$$

有以上四式可以解出 I_{S1} 、 I_{S2} 、 I_{D0} 、 I_{D1} :

$$I_{S1} = \frac{1}{2}(I_O + NI_P) \quad (\text{式 2-5})$$

$$I_{S2} = -\frac{1}{2}(I_O - NI_P) \quad (\text{式 2-6})$$

$$I_{D0} = \frac{1}{2}(I_O + NI_P) \quad (\text{式 2-7})$$

$$I_{D1} = \frac{1}{2}(I_O - NI_P) \quad (\text{式 2-8})$$

可作分析如下:

1. $t_1 < t < t_{3.4}$: $I_p > 0$, 流过 D_0 中的电流大于流过 D_1 中的电流, 并且流过 D_0 中的电流逐渐减小, 流过 D_1 中的电流逐渐增大:

$$I_{D1} > I_{D2} \quad (\text{式 2-9})$$

2. $t = t_{3.4}$: 两整流管中流过的电流相等, 为负载电流的一半:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_o \quad (\text{式 2-10})$$

3. $t_{3.4} < t < t'_4$: 流过 D_0 中的电流小于流过 D_1 中的电流, 并且流过 D_0 中的电流继续减小, 流过 D_1 中的电流继续增大:

$$I_{D1} < I_{D2} \quad (\text{式 2-11})$$

4. $t = t'_4$: D_0 中的电流为零, D_1 中流过全部负载电流, 整流管换流过程结束:

$$I_{D1} = 0 \quad (\text{式 2-12})$$

$$I_{D2} = I_o \quad (\text{式 2-13})$$

最后可以得到变压器副边整流二极管的工作波形如下图, 图中 t_1 、 $t_{3.4}$ 、 t'_4 与全桥相移分析中的时刻相同。

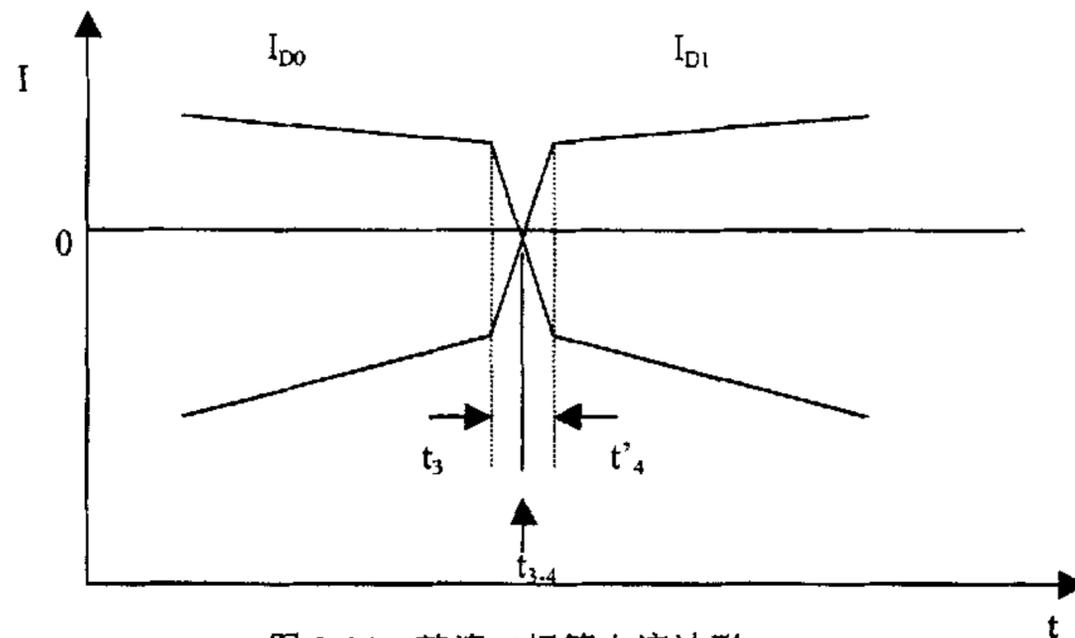


图 2-14 整流二极管电流波形

第三章 分布式供电系统与 负载均流技术

第1节 分布式供电系统 (主要参考文献[1][2][9][18])

目前单台 48V 的开关电源, 最大输出电流能够做到 100-200V, 而对大型程控交换机等通讯设备则需要有几千安的直流供电, 这样就需要用多台开关电源进行并联运行, 以提供足够的电能。多机并联供电方式可以用多个小功率的系统组成单个大功率系统, 并可使用冗余技术, 这样每个小系统的功率并不很大, 降低设计和维护的要求, 提高了整个系统的可靠性。

图 3-1 给出了在同一需求中, 分别应用集中式供电和分布式供电的例子, 可以看出在集中式供电系统中最大直流母线为 1000A, 而在分布式供电系统中, 最大直流母线仅为 100A, 而且采用先降压, 后分流的方式。

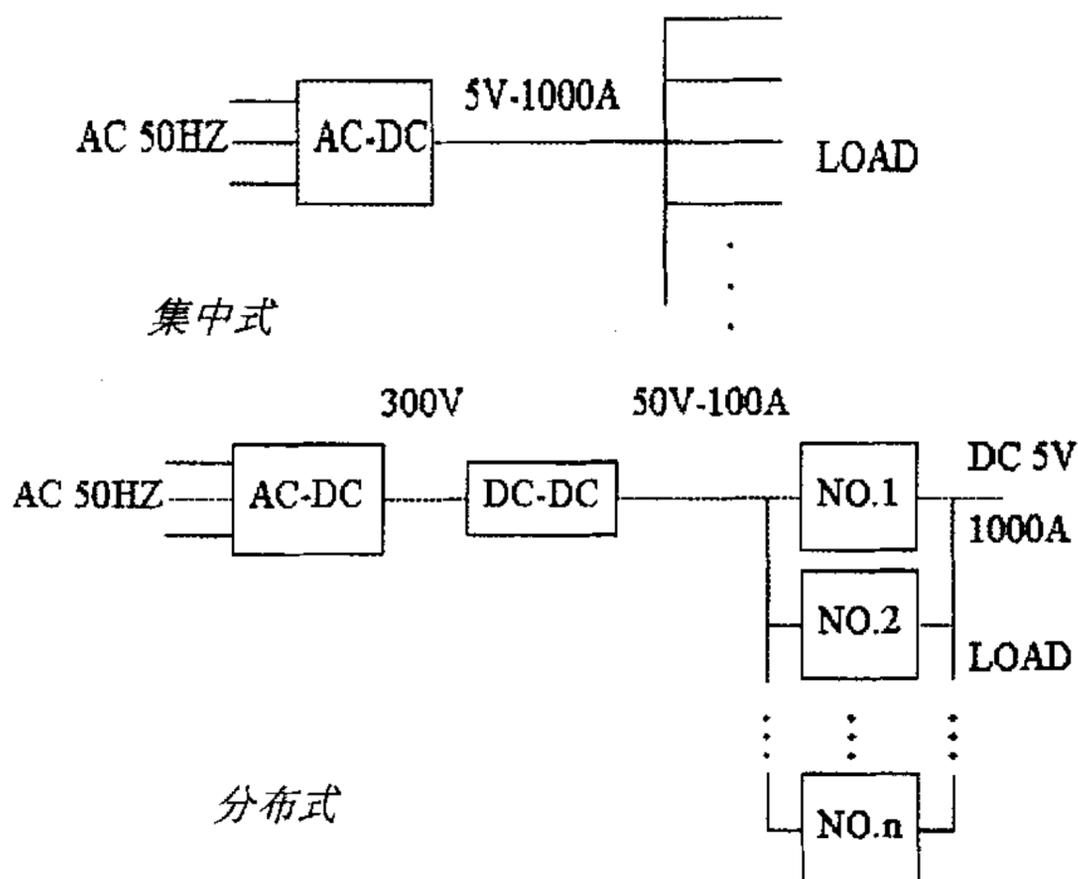


图 3-1 集中式与分布式供电系统原理图

对比二者，可得到分布式供电系统具有如下优势的结论：

系统设计可做到模块化、标准化，整个系统的设计灵活，具有可扩展性，

使用 $N+n$ 冗余技术 (N 台正常工作， n 台备份)， m ($m \leq n$) 台机器出故障，也不会影响整个系统的运行，可靠性高，方便维护。

单个模块性能要求低，对模块中功率开关器件的性能要求也低。

因此随着大功率负载需求的增加，多机并联分布式供电系统已成为电源发展的方向。

第2节 负载均流技术 (主要参考文献[1][2][8][9])

但是多机并联的分布式供电系统要以负载均流技术为基础。所谓负载均流就是使各模块平均承担负载电流，使模块间电流应力、热应力均匀分配，防止某些模块超负荷工作。这时因为并联运行的各个模块，电气特性并不完全一致，致使外部特性好的模块有可能承担更多的电流工作，甚至过载，而某些外部特性差的模块则运行在轻载甚至空载状态，显然将导致分担电流多的模块的热应力增大，其内部电子器件寿命下降，影响到整个系统的稳定性和可靠性。

实现均流方法很多，如输出阻抗法（又成下垂法 Droop method），主从设置法（master-slaves）、外接控制器法、平均电流自动均流法、最大电流自动均流法和热应力自动均流法等，在有关书籍均有详尽论述，这里仅就最大均流法做进一步讨论。

最大电流自动均流法采用图 3-2 所示技术，利用二极管对电压单向导通的隔离作用，使均流总线只反映最大输出电流模块的状况，使最大输出电流模块自动成为主模块，其他模块根据均流总线情况自动调整均流。它的特点是主模块由于二极管的压降会有均流误差，而从模块均流状况却很好。

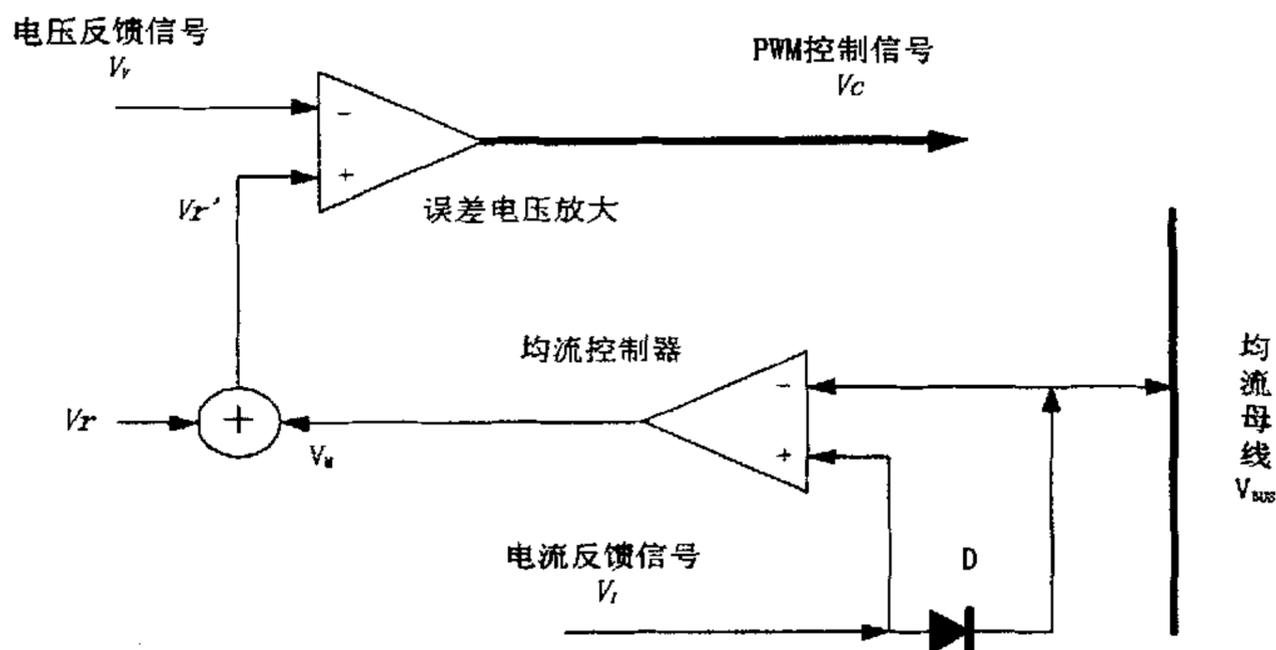


图 3-2 最大电流均流方式原理图

第3节 最大电流方式的改进

针对主模块的均流效果差的现象，可以采用附加的技术进行补偿。以下两例是我进行的初步设想。

参见图 3-3。如各模块将自己的电流采样电压与均流总线电压比较，如果小于，则证明自己是主模块，按通常方式均流；如果大于，则触发补偿电路，补偿二极管的压降。

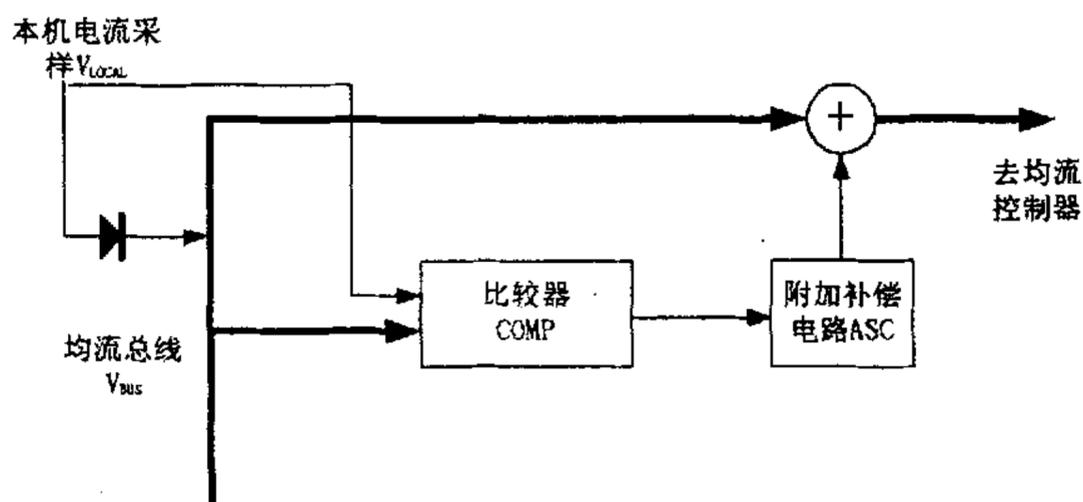


图 3-3 最大电流均流改进方式一原理图

实际上总是采用较大的信号进行均流，于是又有图 3-4 的方式。本机的电流采样分成三路，分别接到均流总线、比较器、选择器，均流总线上来的信号接入比较器和选择器。比较器根据本机信号与均流总线的信号产生比较器输出，选择器根据比较器的信号选通那一路输出，传递给本机的脉宽调制控制电路。

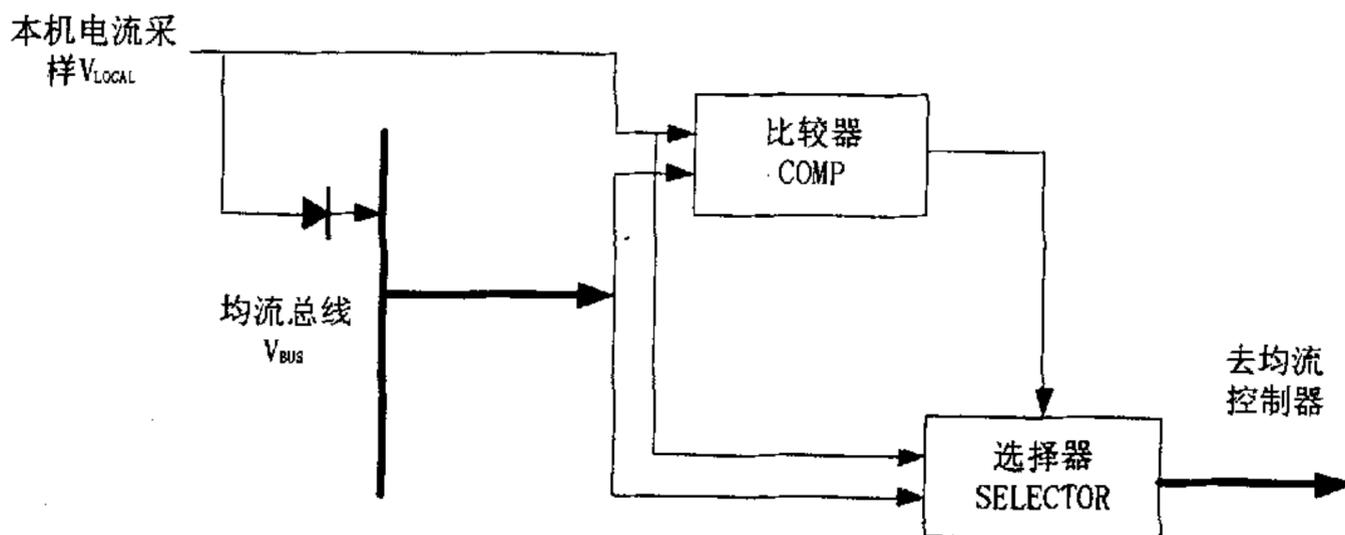


图 3-4 最大电流均流改进方式二原理图

UC3907 是 Unitrode IC 公司开发的均流控制器。它的工作原理是：将输出电压采样得到的电压反馈信号、集成电路“内部生成的参考信号”同时接入内部电压放大器，电压放大器放大两信号的差信号，并通过内部的驱动放大器输出，作为 PWM 的控制信号。而“内部生成的参考信号”是本机的电流采样信号、负载均流总线信

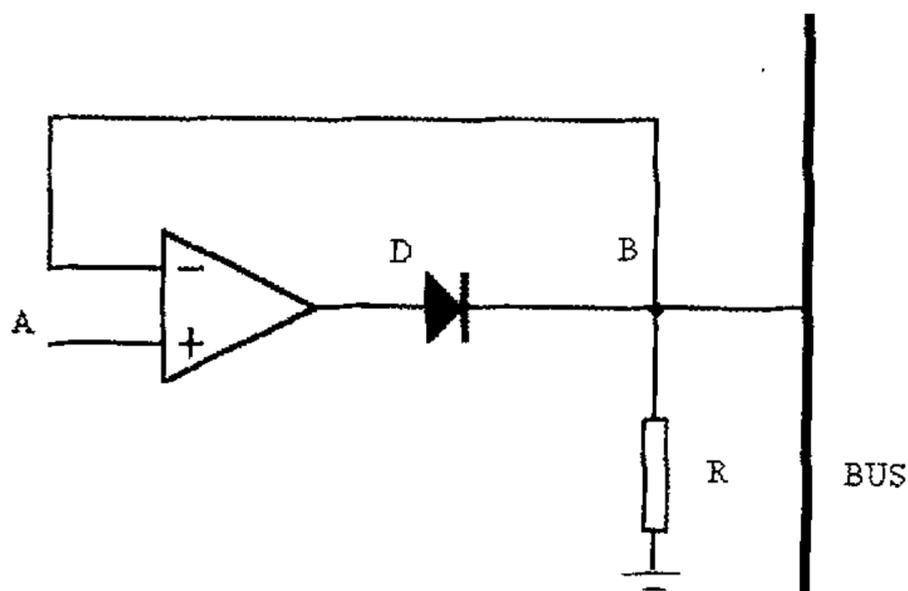


图 3-5 UC3907 缓冲器示意图

号、内部基准信号共同作用产生的。因此最终的 PWM 控制信号综合了输出电压、输出电流两方面的信息，是电压电流双反馈。为解决主模块的均流差，UC3907 采用图 3-5 所示的缓冲器来代替二极管。

在本机的设计中采用了 UC3907，实现了电压、电流双环反馈，由于实验条件不足，没有对它的均流效果进行验证。

UC3907 的电路结构及工作原理可参见厂家的使用手册。

第四章 高频开关电源的研制

第1节 设计方案

(主要参考文献 UC3875、UC3907 使用手册)

设计研制一台高频开关电源，应用最新软开关技术，并努力改善其在轻负载时的开关特性。

本电源分为控制部分、主功率部分、辅助电源部分、保护部分等几个模块，其中主功率部分又分为输入、变换、输出三个部分。采用模块化方式设计主要好处是各功能模块相对独立，改进方便，组合方便，测试方便，检修方便。尽量减少各模块间的耦合，使设计、安装、调试可以分别进行，容易协同工作。

总体结构框图如图 4-1。

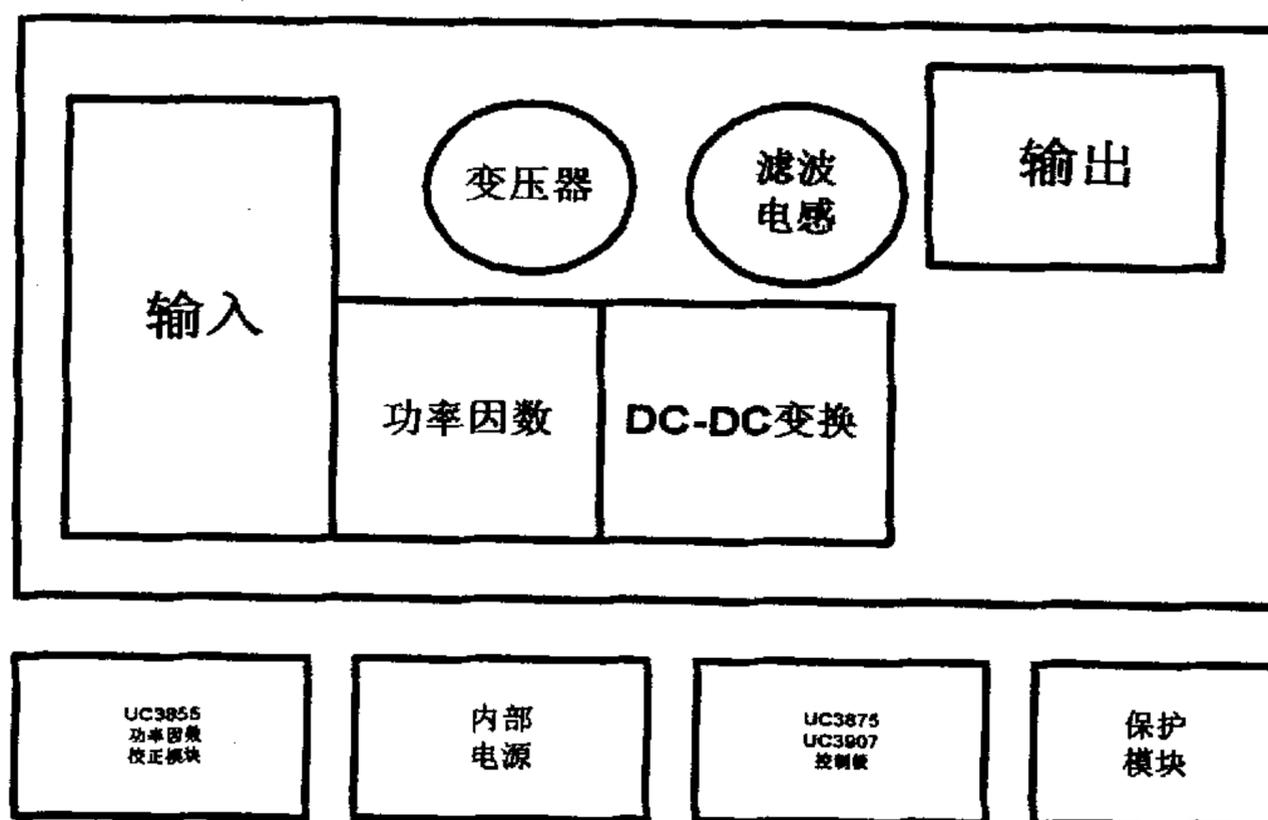


图 4-1 本样机结构框图

本机采用移相控制全桥软开关方式，设计要求交流 220V 输入，直流 50V/50A 输出，输入电压在 -15%~+10% 范围内变化稳压精度不超过直流输出电压整定值 1%，并最大范围（输出功率变化）内实现软开关。

第2节 主要电路设计

采用 Motorola 公司出品的 UC3875 移相谐振控制器和 UC3907 负载均流控制器，它们说明可参见使用说明书，在此仅对其与本设计有直接相关的部分作些说明。

一、工作频率设定：

UC3875 的工作频率范围是很宽的，最高可达 2MHz，运用外部 RC 网络就可以方便地设定。可知 20 脚外接对地 RC 与工作频率关系为：

$$f = 4 / (R_{FREQSET} * C_{FREQSET}) \quad (\text{式 4-1})$$

对 RC 谐振网络中电容、电阻的取值应该注意，R、C 值均不宜过高、或过低，因为我们所用到的器件都存在一定的误差，RC 值过低，很小的误差就会引起较显著的偏差，同时低 R 必然消耗更大的功率，而过高的 C 在高频工作时由于内部参数的作用会影响设定的频率。因此可以选取 C 固定选为 0.1 μ 的钽电容，则只改变电阻就可以得到不同的工作频率。

二、延迟设定：

通过 13、14 脚的外接电阻可以设定输出端 A-B、C-D 间的延迟，延迟时间定义为：

$$T_{\text{delay}} = T * (1/2 - D) \quad (\text{式 4-2})$$

其中，T 为开关周期，D 为占空比。延迟时间的设定很重要，死区过小难以保证有足够的时间供开关管进行转换，过大将会使占空比过小，影响输出。一般将死区时间定为开关管开关时间的 2-5 倍。外接电阻可由下式计算：

$$I_{\text{Delay}} = \frac{U_{\text{Delay}}}{R_{\text{Delay}}} (A) \quad (\text{式 4-3})$$

$$T_{Delay} = \frac{62.5 * 10^{12}}{I_{Delay}} (SEC) \quad (式 4-4)$$

可知：

$$T_{Delay} = \frac{62.5 * 10^{12} * R_{Delay}}{R_{Delay} * 10^9} (nSEC) \quad (式 4-5)$$

当 R 取 30K 时，有： $T_{delay}=780ns$ （典型），延时电压在 2.3-2.6V 间变化，从而 T_{delay} 在 721-815ns 间变化。

三、输出级设计：

UC3875 有四个图腾柱式输出，均可输出高达 2A 的电流，可以直接驱动大多数开关管，但工作在全桥移相状态下由于不共地的原因，中间必须加隔离电路。在控制板上每输出级各加一对稳压二极管，起到防止误动作和保护作用。隔离电路见后面专题。

四、软启动电路：

为防止浪涌电流、冲击电压对机器的伤害，需入要加软启动电路。通过外加电容的充电时间控制 UC3875 的启动时间，使 UC3875 的工作滞后于开机加电时刻。

五、驱动电路：

对 IGBT 管前面已做了介绍，原则上与功率 MOS 管的驱动电路相同。

UC3875 的四个图腾柱式输出，可输出高达 2A 的驱动电流，功率强大，可直接推动 IGBT 管，但在全桥变换器中，因不共地的原因要加隔离电路，可以简单的加 2 个变压器，但实验表明，这种方式并不理想，驱动脉冲波形产生振荡，并有尖峰脉冲产生，按照图

4-2 方式加以改进:

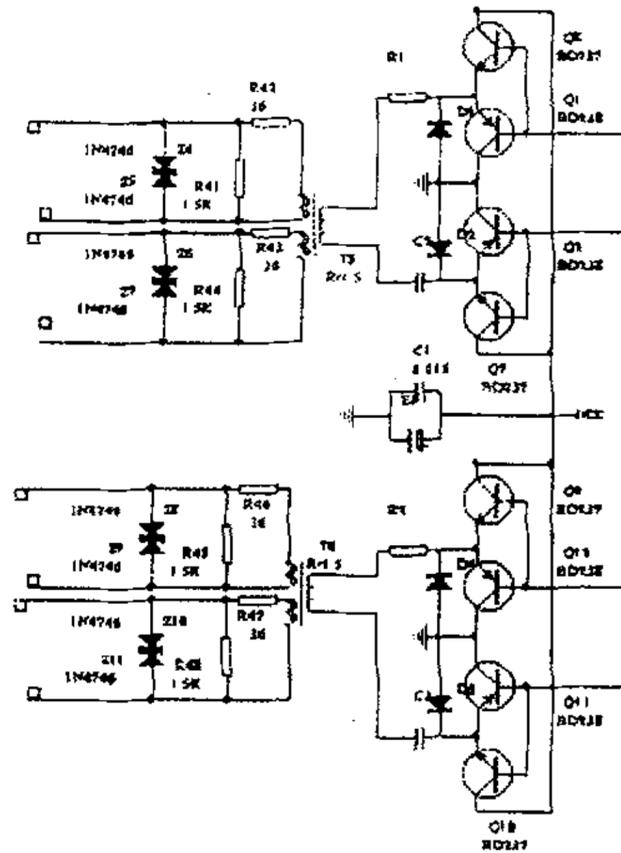


图 4-2 应用晶体管的驱动电路

加入了四对晶体管，加强驱动能力，情况得以改善，但仍不理想，后改用光藕隔离驱动电路，情况明显改善。见图 4-3。

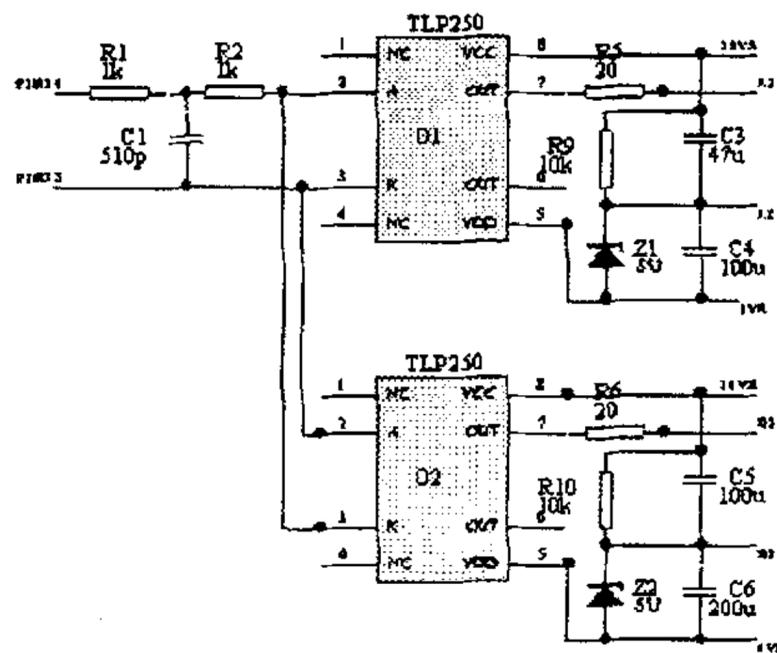


图 4-3 应用光电耦合器的驱动电路

在设计光藕隔离驱动器时，考虑如下问题：

- 工作在开关状态，选择开关速度较快的光藕
- 工作电压范围
- 足够的电流传输比

● 限流电阻： $R = \frac{U_{\text{inmax}} - U_f}{I_{f\text{max}}}$

这种器件具有体积小，寿命长等优点，它抗干扰能力强，输出波形好，工作稳定，与晶体管变压器驱动电路相比也存在一些问题，如结构复杂，需要 3 组额外电源，随着器件的增多必然降低一定的可靠性。

变压器方式也存在一些明显缺点，如随频率的升高，分布参数影响加重，手绕线圈间的杂散电容等使波形恶化等，并且，从 UC3525 的输出级到变压器初级、次级线圈，再到 IGBT 的栅极，必须尽量靠近，布线尽量短。但在光耦电路中，对布线的要求就不那么强了。

六、高频变压器的设计：（主要参考文献[1][15][19][20]）

要求：

开关电源输出功率 2500W，输入为 220V 交流市电，波动范围 -15%——+10%，输出电压 $V_o = 50V$ ，输出电流 $I_o = 50A$ 。

计算原边最大电流：原边的最大电流值应对应输入电压最小值，

$$V_{\text{INMIN}} = 220 * (1 - 0.15) * \sqrt{2} \approx 264(V) \quad (\text{式 4-7})$$

$$I = \frac{P_o}{\eta \cdot D \cdot V_{\text{INMIN}}} = \frac{2500}{0.8 \times 0.8 \times 264} \approx 15(A) \quad (\text{式 4-8})$$

选用铁氧体 E 型磁芯。

计算初次级匝比：

$$N = \frac{1}{n} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{(U - \Delta U) \times D}{V_o} = \frac{(264 - 20) \times 0.8}{50} \approx 4 \quad (\text{式 4-9})$$

计算初级绕组匝数：

$$N_p = \frac{U_p}{4fB_{\text{MAX}}S_E} = \frac{264}{4 \times 4 \times 10^3 \times 0.1 \times 12.7 \times 10^{-4}} \approx 13 \quad (\text{式 4-10})$$

计算次级绕组匝数：

$$N_s = \frac{N_p}{N} = \frac{13}{4} \approx 3 \quad (\text{式 4-11})$$

选取导线：变压器在高频工作状态中，导线存在趋肤效应，使导线

有效截面积减少，穿透深度可由下式计算：

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \gamma}} \quad (\text{式4-12})$$

对铜导线有：

$$\gamma = 58 \cdot 10^6 \Omega \cdot \text{m} \quad \mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (\text{式4-13})$$

对应不同的工作频率可得趋肤深度如表（4-1 参考书[20]）：

表 4-1 频率与趋肤深度对照表

F (Hz)	10000	20000	40000	80000	160000
δ (mm)	1.17	0.83	0.59	0.41	0.29

选择导线直径应小于 2δ ，绕组导线选用多股线，其外有绝缘层，免去了层间须加绝缘层的麻烦。多股线每股中有 7 小股，每小股中有 6 根导线，每根线径极细， $d < 0.08\text{mm}$ ，可以忽略趋肤效应。

七、辅助电源：（主要参考文献 UC3842 使用手册）

为给机内各用电部分供电，采用了机内辅助电源供电方式。使用 UC3842 为核心控制芯片，单端反激式电路结构，220V 交流输入，经整流后多路输出，三组 0-18V 直流电供光耦驱动电路，一组 0-12V 供 UC3875、UC3907 等控制电路用电。

八、散热：（主要参考文献[1][12][15]）

在工作过程中，开关电源本身要耗散大量的能量，其中绝大多数能量以热能的形式转移出去，因此要保证热路流畅，否则热能堆积使电子器件温度上升，电器参数变化，影响整个电源的性能，甚至损坏电子器件。

在开关电源电路中开关管和输出整流二极管是发热的主要器件，需要外接散热器。开关管、二极管与散热器之间必须良好绝缘，并在器件表面、绝缘片表面、散热器表面上加导热硅脂，有效的提升散热效果。

高频变压器因铜损、铁损等因素发热量也很大，在布局设计时

需要考虑其散热问题，其他器件不要与之相距太近，周围不要有高大的物体阻碍通风，要与散热器良好接触，必要时可以考虑增加风冷，风扇可以采用直径 10-15cm，电压 5V 或 12V 的小型风扇。有关文献指出，2000W 以上的电源设备，应该使用风冷。

九、吸收电路：

变压器存在漏感，在工作过程中会使脉冲电压产生很高的过冲尖峰，使输出电压中存在很大的尖峰噪声，同时在开关电源内部本身就有很高的电压存在，再加上过高的尖峰脉冲便有可能损害有关电子器件，如开关管、次级整流二极管等，并且，随着负载电流的增加，电压尖峰按平方率增长，因此必须采取措施。可以采取如图 4-4 的吸收网络，即吸收掉尖峰噪声，又对器件起到保护作用。其中 DCR 电路在开关转换状态的瞬间对尖峰电压起到吸收作用，并有很好的钳位效果。

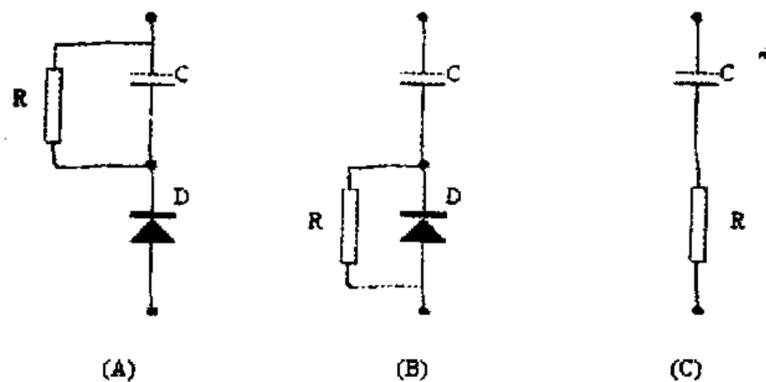


图 4-4 三种吸收电路 (A) (B) DCR 方式 (C) CR 方式

电容 C 上的电压就是钳位电压，电路参数可由下式确定：

$$R = \frac{V^2}{P} \quad RC = 5T \quad (\text{式 4-14})$$

其中：

$$P = \frac{1}{2} L_A I^2 f \quad (\text{式 4-15})$$

RC 电路在开关转换和开通过程中都起到吸收作用。可以在变压器的初次级增加 RC 吸收电路，在输出整流二极管两端并联 RC 电路，在 LC 滤波器前端并联 DCR 钳位吸收电路。

十、电容的使用:

实际的电容与理想电容不同,可作如图 4-5 等效,其中的电容、电阻、电感均为理想器件:

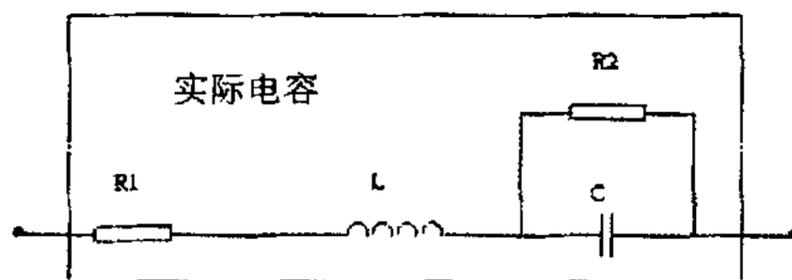


图 4-5 实际电容等效图

R_1 为串联等效电阻, R_2 为电容器内部介质材料等因素形成的并联泄露电阻, L 为电容和引线形成的串联电感, C 为与电容器等值的理想电容。

由此看出,为减小电容器中非电容部分,即串联电感和串联电阻的影响,可以采取多只电容并联的方式,并减短和加粗引线。实际应用中可以使用两只 2000pF 的电容器代替一只 4000pF 的电容器。

十一、饱和电感优化波形:

在变压器次级侧整流二极管的后面,如果增加饱和电感,利用它未饱和时呈现大电感,饱和后电流迅速增加的特点,可以有效地减少噪声尖峰。如果再加上前面提到的吸收电路,则情况还可以进一步改善。

这一现象是在测试 CO 基非晶磁芯时出现的。其内外径及厚度为: $13*9*5$ (mm)。

第3节 噪声与干扰的问题

一、噪声干扰的原因:(主要参考文献[1][6][18][21][22])

开关电源与线性电源相比,易产生噪声、干扰,输出纹波较大。

开关电源噪声可以分为两类：一是开关电源内部元器件形成的干扰，二是由外界因素影响而是开关电源产生的干扰，前者是主要的。开关电源的输出部分通常是使用电感、电容等器件将脉冲电流平滑成直流，而实际应用中电感电容值不可能取得很大，这样在输出端存在与开关电源工作频率有关的纹波，而且在接地端、输出端，甚至机架等处都有这种纹波存在。这些干扰不仅影响到开关电源本身，而且还影响到周围的电子设备。

开关电源的噪声是以静电和磁场形式向外传播的。静电干扰源来自电源中的高压切换，磁和电磁的干扰源主要是以脉冲方式变化的电流，有高频大电流流经的电路与地形成环路产生磁场耦合，形成很严重的干扰。电源内部的广泛存在着分布电容，如引线之间，功率管与散热器之间以及电源与外壳之间。由于分布电容的存在，开关电源中电压的大范围变化，会使机壳、引线耦合到这种信号并产生噪声，开关电源工作中会产生瞬间的回路短路，产生比工作电流大的多的短路电流，而其流经的导线、电感、变压器就会产生电磁场形成共态噪声。开关电源的输出端可以观察到与工作频率相等的噪声，可以观察到几兆、几十兆的噪声，这时因为开关管的工作频率是几十千赫，但它导通或关断过程的时间却很短，可达几百到几十纳秒级，这样等效出的频率就有数兆到数十兆。因此需要抑制内部的噪声产生，以及防止设备间的相互电磁干扰。

二、解决方法：

找出噪声产生的原因，针对不同噪声源采取有效措施。抑制或减少噪声的产生，是提高开关电源性能的重要步骤。然而噪声的产生和传导是及其复杂的，如何很好地解决这一问题贯穿在整个开关电源的设计始终，电路结构设计、器件的选择、整体的布局无不与之关联，而且还需要经过不断反复的实践才能得到满意的效果。

1. 针对开关功率管:

在 FB-ZVS-PWM 电路中, 开关管实现了软开通, 但关断时与普通 FB-PWM 相同, 因而产生关断噪声, 而且会通过散热器对机壳的分布电容及电源引线上的分布电容传导出形成干扰。我们可以在管子两端并接电容以缓解开关功率管的关断, 还可以加屏蔽层来阻断开管与散热器间的干扰传导。

2. 针对变压器:

变压器初次级绕组间存在分布电容, 能在电网和输出端间形成噪声, 使开关电源的噪声污染入电网, 因此要采取有效手段抑制高频变压器的噪声。通常可以采用在变压器初级、次级间加双层静电隔离, 一方面减小了变压器的分布电容, 另一方面使变压器初级、次级侧的噪声自成回路, 输入输出互不影响。在双层静电隔离层间还可以加电容以消除其间的耦合。

3. 针对导线:

两导线之间也能耦合产生噪声, 应尽量使用双绞线使两条线上的磁场相互抵消, 并将导线靠近地端, 同时导线的路径也应注意, 减小磁环路面积, 抑制噪声耦合。

4. 使用 EMI 滤波器:

在输入输出端都可以使用 EMI 滤波器以减低噪声。其中的共模滤波电感是在同一磁芯上一对相同匝数的绕组, 具有较大的感应系数, 对正常电信号两线圈上的磁势相互抵消, 不起电感作用, 对共模噪声成分则产生较大的电感量, 呈现出高阻抗, 可以有效抑制共模噪声。

5. 使用屏蔽技术:

屏蔽是有效消除各种噪声源相互串扰的有效手段之一, 需要对电源整体外加机壳进行屏蔽, 即有效防止外界对电源的干扰, 又防止电源产生的干扰辐射影响到周边的电子设备。必要时可以对电源内部的重点器件进行屏蔽, 对屏蔽物的材料、形状、接缝及开空等情况都要经过仔细严密的考虑。

第4节 开关电源信号分析

(主要参考文献[1][10][8][20])

一、ZVS 范围:

为了实现软开关, 全桥相移电路利用谐振电感与开关管的输出电容以及变压器的寄生电容之间产生谐振来使开关管两端电容充分放电, 电压降为 0 后, 再开通开关管, 这样谐振电感中必须存储很大的能量, 才能保证上述条件。即

$$\frac{1}{2}LI^2 > \frac{1}{2}CU^2 \quad (\text{式 4-16})$$

根据四个开关管的时序, 可将右桥臂看为领先桥臂, 左桥臂看为滞后桥臂。注意, 在不同文献中, 由于时序与图形位置的关系不同, 左臂与右臂看起来是不一样的, 但原理是相同的, 这里所说的左臂与右臂和所给出的图形相一致, 仍参见图 2-12。在领先桥臂 Q_c 、 Q_d 间相互转换时, 变压器处在能量传送阶段, 考虑到要满足电容能量最大的时刻, 取 U 为 U_{INMAX} , 电容 C 为变压器分布电容 C_{tr} 和开关管的输出电容之和, 如果开关管是 IGBT 管, 设产品手册给定其输出电容为 C_{IGBT} , 考虑到其输出电容是非线性的, 可取 $4/3C_{IGBT}$ 。如果我们记:

$$\text{原边匝数: 副边匝数} = N = 1/n$$

这样, 领先桥臂电感要满足的条件为:

$$\frac{1}{2}L_e \left(\frac{I_o}{N} \right)^2 + \text{励磁能量} > \frac{1}{2} \left(\frac{8}{3}C_{IGBT} + C_{tr} \right) U_{inmax}^2 \quad (\text{式 4-17})$$

式中 I_o/N 为变压器原边电流, $L_e=L_a+N^2L_o$ 是原边等效电感, 其中 L_a 为谐振电感, 通常为原边漏感, 第二项是副边映射到原边的等效电感。并假设滤波电感 L_o 足够大, 负载恒流。而滞后桥臂转换时, 变压器副边处于续流阶段, 谐振时仅有谐振电感参与, 故而滞后桥臂电感要满足的条件为:

$$\frac{1}{2}L_a\left(\frac{I_o}{N}\right)^2 > \frac{1}{2}\left(\frac{8}{3}C_{IGBT} + C_r\right)U_{in\max}^2 \quad (\text{式 4-18})$$

比较上面两式可以看出, 领先桥臂实现 ZVS 的总能量要比滞后桥臂的大很多, 容易满足 ZVS 条件。因此, 设计谐振电感要满足滞后桥臂的转换。我们还可以将桥路总电容记为 $C_{ALL}=8/3C_{IGBT}+C_r$, 如果有外接电容 C , 则为: $C_{ALL}=8/3C_{IGBT}+C_r+C$, 则滞后桥臂谐振电感条件式变为:

$$\frac{L_a}{C_{ALL}} > \left(\frac{V_{INMAX}}{nI_o}\right)^2 \quad (\text{式 4-19})$$

从上式可以清楚地看出, 谐振电感值与负载电流间存在反比关系, 如果我们设定一谐振电感值 L_a , 则必有一负载电流值 I' , 当 $I_o < I'$ 时使上式不成立, 记这 I' 为 I_{ZVS} , 这是实现软开关的最小电流值, 则:

$$I_{ZVS} = NV_{INMAX} \sqrt{\frac{C_{ALL}}{L_a}} \quad (\text{式 4-20})$$

且定义:

$$Z_o = \frac{NV_{in\max}}{I_{OFULLLOAD}} \quad (\text{式 4-21})$$

为整个桥的工作阻抗。相反, 我们可以找到一个 I_{ZVS} , 使 $I_o > I_{ZVS}$ 时实现 ZVS, 若记:

$$\gamma = \frac{I_{ZVS}}{I_{OFULLLOAD}} \quad (\text{式 4-22})$$

则当 $\gamma = \xi, 1 > \xi > 0$ 时, 意味着负载电流从 $\xi I_{OFULLLOAD}$ 到满载时均满足 ZVS 条件, 当 $I_o < \xi I_{OFULLLOAD}$ 时电路将失去 ZVS 条件。这样有了 I_{ZVS} 也即有了 γ , 可以通过下式求出谐振电感:

$$L_a = \frac{C_{ALL}Z_o^2}{\gamma^2} \quad (\text{式 4-23})$$

二、占空比丢失问题：（主要参考文献[1][10][8][20]）

我们仍参照图 2-12，可以看出，原边、副边占空比不同，在 t_3 — $t_{3.4}$ 期间输入电压并没有反映到输出级，这是因为存在谐振电感和变压器漏感，在这段期间输入电压全部加在其上，使其电流反向，并且变压器副边也处在换流期间，由两个整流二极管钳位短路，当原边电流反相并上升到输出电流映射回原边的水平时，输出整流管导通，这时才开始副边的有效占空比。所以， t_3 — $t_{3.4}$ 是副边比原边损失的有效占空，这就是占空比丢失问题。特别是在重载情况时，占空比丢失现象更加严重。记丢失的占空比为 ΔD ，有效占空比为 D_{EFF} ，则：

$$D = \Delta D + D_{EFF} \quad (\text{式 4-24})$$

其中：

$$D_{EFF} = \left(\frac{V_O}{V_S} \right) \left(\frac{N_P}{N_S} \right) = \frac{NV_O}{V_S} \quad (\text{式 4-25})$$

由波形图可知：

$$\Delta D = \frac{2}{T} \frac{L_a}{V_{IN}} (I_1 + I_2) \quad (\text{式 4-26})$$

为保证在整个允许的电压输入范围内保持稳压输出的性能，占空比丢失不能超过允许的最大丢失占空比 ΔD_{MAX} ，由于 $I_i < I_{OF}$ （为 $I_{OFULLLOAD}$ 简记）， $i=1, 2$ ，则有：

$$\Delta D_{MAX} \leq \frac{4L_a I_{OF}}{V_{IN} NT} = \frac{4L_a I_{OF} f}{NV_{IN}} \quad (\text{式 4-27})$$

所以，最大占空比为：

$$1 > D_{MAX} \geq \frac{NV_O}{V_S} + \frac{4L_a I_{OF} f}{NV_{IN}} = \frac{NV_O}{V_S} \left(1 + \frac{4L_a I_{OF} f}{NV_O} \right) \quad (\text{式 4-28})$$

三、变压器的匝比：

将 Z_O 、 γ 代入 ΔD_{MAX} 式中有：

$$\Delta D_{max} = \frac{4}{\gamma^2} \frac{I_{OF}}{NV_{INMAX}} f C_{ALL} \left(\frac{NV_{IN}}{I_{OF}} \right)^2 = 4 f C_{ALL} \frac{V_{IN}}{I_{OF}} \frac{N}{\gamma^2} = K_D \frac{N}{\gamma^2} \quad (\text{式 4-29})$$

式中 $K_D = 4fC_{ALL} \frac{V_{IN}}{I_O}$

将 D_{MAX} 表达式变形可以得到:

$$D_{MAX} \geq D_{EFF} (1 + \Delta D_{MAX}) = \frac{NV_O}{V_{IN}} (1 + K_D \frac{N}{\gamma^2}) \quad (\text{式 4-30})$$

假设 $D_{MAX}=1$, 于是有:

$$N \leq \frac{\frac{V_{IN}}{V_O}}{1 + \frac{V_{IN}}{V_O} \frac{K_D}{\gamma}} \quad (\text{式 4-31})$$

从上式可以看出, 变压器的匝比 N 是 γ 的增函数, 由此产生如下一对矛盾: 为提高整机效率, 在电路中充分实现 ZVS 软开关, 就要将 γ 值尽量取小, 以便在较宽的负载电流变化范围内实现, 但由 γ 与 N 的函数关系决定, N 值也要较小, 在功率一定的条件下, 原边电流也较大, 这样就增加了导通损耗, 反而使整机效率下降。由此可见, 要综合平衡各方面因素, 不能单独追求某一指标而不顾其他。设计时要从整体考虑, γ 值要取恰当。有关文献 (参考文献[18]) 得出了 γ 值与整体效率之间的关系, 并得出 $\gamma=0.9$ 整机效率最高的结论。假设电路其他参数如下:

$$C_{rr}=800\text{pf}$$

$$C_{IGBT}=1\text{nf}$$

$$C_{ALL}=3.47\text{nF}$$

取开关频率为: $F=25\text{KHz}$, 输出电压 $V_O=50\text{V}$, 输出满载电流 $I_{OF}=50\text{A}$, 考虑到实际情况, 最大的占空比丢失对应的应该是输入电压的最小值, 所以取 $V_{IN}=220*0.85*1.414=264\text{V}$

我们可以得到一组 γ 与 N 的值。见表 4-2。

表 4-2 γ 与 N 的关系

γ	1	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
N	5.23	5.22	5.20	5.18	5.14	5.08	4.98	4.77	4.25	2.68

如果固定 γ 为 0.5, 又可以得到一组 f 与 N 的值。见表 4-3。

表 4-3 频率与 KD、N 的关系

F(Hz)	100000	90000	80000	70000	60000	50000	40000	30000	20000	10000
K _D	7.329	6.596	5.863	5.130	4.397	3.664	2.931	2.199	1.466	0.733
N	4.57	4.63	4.70	4.76	4.83	4.90	4.97	5.05	5.12	5.20

在实际设计中取 $N=4.5$ ，可以计算出谐振电感：

$$L_a = \frac{C_{ALL}}{\gamma} \left(\frac{NV_{INMAX}}{I_{OF}} \right)^2 = \frac{3.47 * 4.5^2 * 342^2}{0.5^2 * 50^2} = 13.15 \mu H \quad (\text{式 4-32})$$

这样设计出的电路在理论上可以在半载以上实现 ZVS。

四、小信号分析：（主要参考文献[1][10][8][20]）

在这里我们重写前面推出的占空比丢失的表达式（式 4-26）：

$$\Delta D = \frac{2}{T} \frac{L_a}{V_m} (I_1 + I_2) \quad (\text{式 4-33})$$

$$t_2 \text{ 时刻: } I_1 = \frac{I_o}{N} - \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{式 4-34})$$

$$t_4 \text{ 时刻: } I_2 = \frac{I_o}{N} - \frac{V_o}{L_o N} (1-D) \frac{T}{2} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{式 4-35})$$

参见图 2-12。式中 $\Delta I = I_p - I_1$ ， I_p 为原边最大电流。这样可以得到：

$$\Delta D = \frac{2L_a}{NTV_m} \left[2I_o - \frac{V_o}{L_o} \frac{T}{2} (1-D) \right] \quad (\text{式 4-36})$$

将 ΔD 分别求对输出电流 I_o 、输入电压 V_{IN} 和占空比 D 的摄动，得到：

$$\hat{d}I = -\frac{4L_a}{NV_{IN}T} \hat{I}_o \quad (\text{式 4-37})$$

$$\hat{d}V = -\frac{4L_a}{NV_{IN}^2 T} I_o \hat{V}_{IN} \quad (\text{式 4-38})$$

$$\hat{d}D = \left(1 - \frac{L_a V_o}{N L_o V_{IN}} \right) \hat{D} = \left(1 - \frac{L_a}{N^2 L_o} D_{EFF} \right) \hat{D} \quad (\text{式 4-39})$$

因为 $L_a \ll L_o$ ， $N > 1$ ， $D_{EFF} < 0$ ，所以 $\hat{d}D \approx \hat{D}$ ，这样就有：

$$\hat{d}_{EFF} = \hat{d}I + \hat{d}V + \hat{D} \quad (\text{式 4-40})$$

于是可以得到 FB-ZVS-PWM 开关变换器的等效小信号模型如图 4-6 所示。

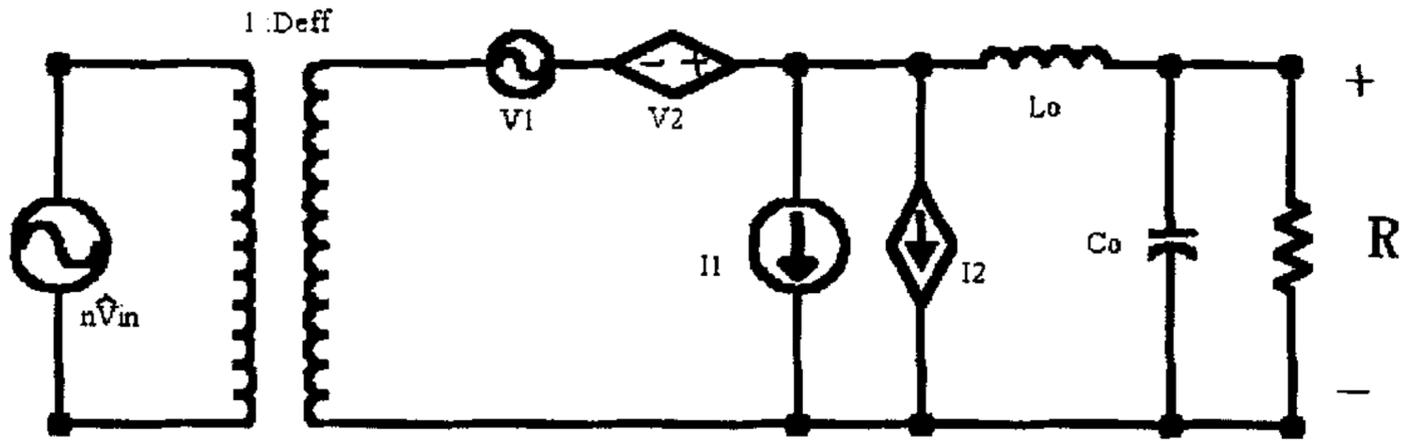


图 4-6 FB-ZVS-PWM 等效小信号模型

其中 $n=1/N$

$$\begin{aligned} V1 &= \frac{V_{IN}}{N} \hat{d} & I1 &= \frac{V1}{R} & \text{(式 4-41)} \\ V2 &= \frac{V_{IN}}{N} (\hat{d}I + \hat{d}V) & I2 &= \frac{V2}{R} & \text{(式 4-42)} \end{aligned}$$

下面进行占空比 $\hat{D}(S)$ 对输出 $\hat{V}_o(S)$ 的传递函数 $G_{vd}(S)$ 的推导。由图可以看出：

$$\hat{V}_o = \frac{R // C_o}{L_o + R // C_o} (V1 + V2) \quad \text{(式 4-43)}$$

进行小信号分析可以令： $\hat{V}_{IN}=0$ ，从而 $\hat{d}V=0$ ，于是 $V2$ 、 $I2$ 可以简化为：

$$V2 = nV_{IN} \hat{d}I \quad I2 = \frac{V_{IN}}{NR} \hat{d}I \quad \text{(式 4-44)}$$

将 $V2$ 、 $I2$ 代入 \hat{V}_o 整理可得：

$$G_{VD}(S) = \frac{nV_{IN}}{S^2 L_o C_o + S \left(\frac{L_o}{R} + R_p C_o \right) + \frac{R_p}{R} + 1} \quad \text{(式 4-45)}$$

式中 $R_p=4L_o/N^2T$ ，类似的，还可以求出占空比对被采样电流的传递函数 $G_{id}(S)$ 、开环音频衰减 $G_{vg}(S)$ 、开环输出阻抗 $Z_o(S)$ ：

$$G_{Vg}(S) = \frac{\left(\frac{R_p}{R} + 1 \right) ND_{EFF}}{S^2 L_o C_o + S \left(\frac{L_o}{R} + R_p C_o \right) + \frac{R_p}{R} + 1} \quad \text{(式 4-46)}$$

$$G_{ID}(S) = \frac{V_{IN}}{NR} \frac{S^2 L_o C_o + S\left(\frac{L_o}{R} + R C_o\right) + 1}{S^2 L_o C_o + S\left(\frac{L_o}{R} + R_p C_o\right) + \frac{R_p}{R} + 1} \quad (\text{式 4-47})$$

$$Z_o(S) = \frac{S L_o + R_p}{S^2 L_o C_o + S\left(\frac{L_o}{R} + R_p C_o\right) + \frac{R_p}{R} + 1} \quad (\text{式 4-48})$$

我们采用入图 4-7 的反馈补偿网络，可以得到反馈支路的传递函数 $F(S)$ ：

$$F(S) = \frac{Z_2}{Z_1} \frac{R_2 // Z_1}{R_2 // Z_1 + R_1} = \frac{Z_2}{Z_1} \frac{Z_1 R_2}{Z_1 R_2 + R_1 R_2 + R_1 Z_1} \quad (\text{式 4-49})$$

其中：

$$Z_1 = \frac{S C_1 R_3 + R_4}{S(C_1 R_3 + C_1 R_4) + 1} \quad Z_2 = \frac{S C_2 R_5 + 1}{S^2 C_2 C_3 R_5 + S(C_2 + C_3)} \quad (\text{式 4-50})$$

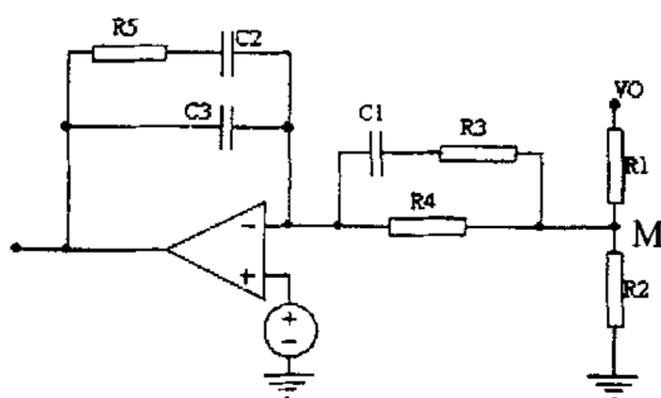


图 4-7 反馈补偿网络

电路中 R_1 、 R_2 是纯电阻分压电路，为简单起见，设 $R_1=0$ ， $R_2=+\infty$ ，图中所示 M 点电压为 V_0 ，可以得到增益为：

$$A_1 = R_5 / R_4 \quad (\text{式 4-51})$$

$$A_2 = R_5 (R_3 + R_4) / R_3 * R_4 \quad (\text{式 4-52})$$

将 $F(S)$ 作相应处理后，可以得到零、极点频率为：

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_5 C_2} \quad (\text{式 4-53})$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi (R_3 + R_4) C_1} \approx \frac{1}{2\pi R_4 C_1} \quad (\text{式 4-54})$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (\text{式 4-55})$$

$$f_4 = \frac{C_2 + C_3}{2\pi R_5 C_2 C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_5 C_3} \quad (\text{式 4-55})$$

式中 $R_3 \ll R_4$, $C_3 \ll C_2, C_1$ 。可以得到该放大器波特图如图 4-8, 图中各折线斜率分别为+1、0、-1。

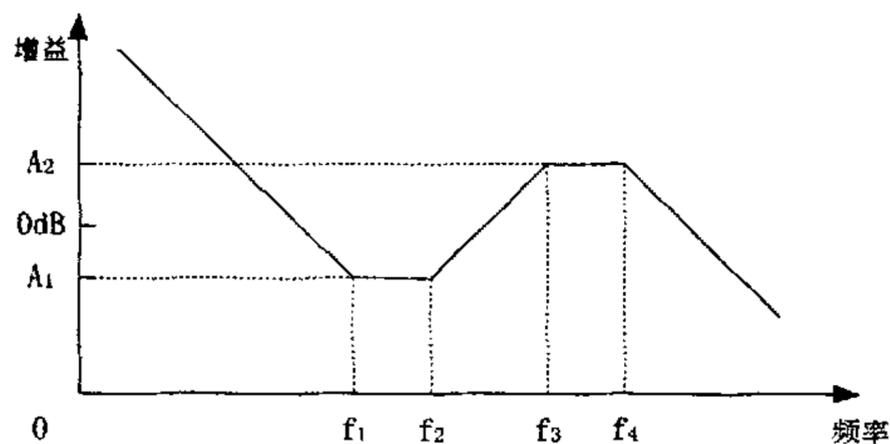


图 4-8 放大器波特图

进而可以得出 FB-ZVS-PWM 电路的开环传递函数、闭环输出阻抗:

$$G_o(S) = G_{vd}(S) F(S) \quad (\text{式 4-57})$$

$$Z(S) = \frac{Z_o(S)}{1 + G_o(S)} \quad (\text{式 4-58})$$

系统的性能指标主要体现在稳定性、动态响应特性、抗输入扰动能力、抗负载扰动能力, 等几个方面, 其中稳定性集中体现在相角裕量和增益裕量上, 通过上面式子可以利用计算机数值求解, 得到幅频、相频曲线, 可以调整具体电路参数满足稳定条件。

根据 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 表达式及系统设计要求, 可计算出 $R_3=50$ 、 $R_4=10K$ 、 $R_5=30K$ 、 $C_1=0.1\mu$ 、 $C_2=0.1\mu$ 、 $C_3=0.0001\mu$ (电阻单位为欧姆, 电容单位为法)。 $f_1=53\text{hz}$ 、 $f_2=159\text{hz}$ 、 $f_3=31\text{khz}$ 、 $f_4=53\text{khz}$ 。 f_1 、 f_2 为零点, f_3 、 f_4 为极点, 扩展了带宽, 满足稳定要求。

第5节 性能测试

通过设计、调试, 基本实现了预期目标, 直流 50V/50A 输出, 输出电压 42V-56V 可调, 可在半载以上实现软开关。并在软开关方面做了进一步尝试, 将在下一章详细探讨。目前还存在一些问题, 主

要是杂音电压等问题比较难克服，离完整的成品进入商业阶段还有一段距离。

以下是测试结果。

样机标称：50V/50A

● 输出电压稳定性 1：源效应

测试条件：负载 $R=1.0\Omega$ 输出电流 $I_{out}=50A$

表 4-4 输出电压稳定性 1：源效应

Vin(V)	187	200	220	242
Vout(V)	50.01	50.08	50.13	50.18

$$S_v = (50.18 - 50.01) / 50 * 100\% = 0.34\%$$

● 输出电压稳定性 2：负载效应

测试条件：负载 $R=1.1\Omega$ 输出电压 $U_{in}=220V$ （交流）

表 4-5 输出电压稳定性 1：负载效应

Iout(A)	50	42	36	31	28	25
Uout(V)	50.13	50.21	50.28	50.34	50.38	50.41

$$S_i = (50.41 - 50.13) / 50 * 100\% = 0.36\%$$

$$S_{imax} = (50.41 - 50.01) / 50 * 100\% = 0.8\%$$

● 输出纹波（噪声）：

测试条件：负载 $R=1.1\Omega$ 输出电流 $I_{out}=45.5A$

表 4-6 输出电压稳定性 1：输出纹波

Vin(V)	187	200	220	242
Vg(V)	0.24	0.25	0.27	0.29
Vc(V)	0.06	0.06	0.07	0.07
Vf(V)	0.06	0.06	0.06	0.06

V_c 为输出共模噪声（数兆）

V_g 为输出工频噪声（200hz）

V_f 为开关频率噪声（40Khz）

第五章 软开关技术的继续探讨

由前面的分析可知,这种 FB-ZVS-PWM 的实现条件与 γ 值有关,而 γ 、 N 与整体损耗之间又有一定制约关系,所以不易作到半载一下实现软开关。因此需要引入其他方法,来加以改善电路状况。由于一种电路一经设计完成,再作较大改动,甚至是拓扑上的完全改变是不现实的,因此只能寻找相关、相近的方案。下面介绍几种改进的方案。并结合实验情况加以说明。

第1节 采用串接磁饱和电感方式

(本节主要参考文献[1][18]) FB-PWM-ZVS 是靠变压器初级漏感与开关器件并联电容之间的谐振来实现软开关的,前面的推导可以得出结论,变压器的漏感必须存储足够大的能量,随着漏感的增加,变压器的利用率必然减低,并且将加大励磁电流,而增大漏感的主要方式是增加气隙,这又增加了整个电路的电磁干扰,电磁干扰又直接影响到整个电路的性能,因此可以想到,在变压器的初级侧直接串接一个较大的电感,可是虽然漏感不足的因素得以解决,却又引起了初级电流上升速度较慢,在 FB-ZVS-PWM 电路中,本身就存在着占空比丢失问题,串接的电感会使这一问题更加严重,两相权衡,不能说是得不偿失,也称得上得之有限。但从这一思路上继续下去就可以想到,将变压器初级侧串接的电感改为饱和电感,利用其工作在饱和状态的特性来改善电路性能。这种电路如图 5-1 所示。

从图 5-1 中可以看到,与 FB-ZVS-PWM 不同的仅在于增加了一个饱和电感 L_s , C 是隔直电容。我们设定 Q_A 、 Q_D 同时导通后为初始状态,从此时一直到 Q_A 关断前,其工作状态与 FB-ZVS-PWM 原工作状态(一下简称原工作状态)基本相同,饱和电感一直工作在饱和状态。但在 Q_A 关断后,原边电流 I_p 方向发生变化时,由于饱和电感的存在,使电路的工作过程发生了变化。这时,电流方向为:

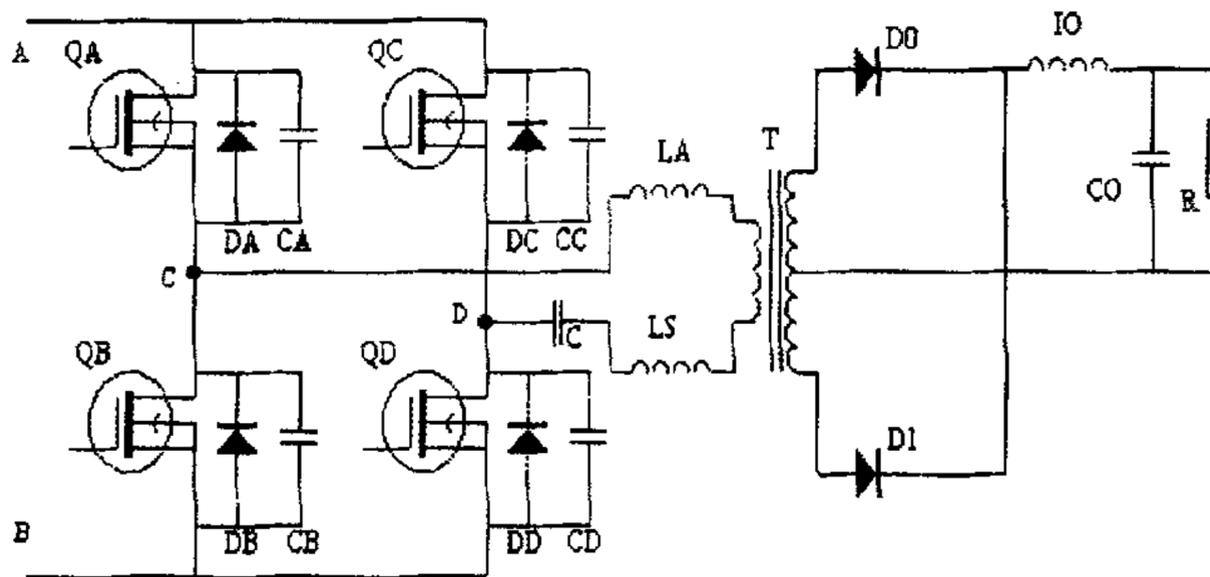


图 5-1 采用磁饱和技术的软开关电路图

$Q_D + D_D$ -- 变压器 -- $C_A + C_B$, 变压器初级电流 I_p 迅速下降到 0 附近时, 饱和电感 L_S 逐渐退出饱和, 当 I_p 减到 0 时, L_S 完全脱离饱和状态, 随后 I_p 迅速反向增加, 但由于 L_S 已退出饱和状态, 呈现出很大的电感量, 使 I_p 继续维持在 0 附近, 一直到 Q_B 开通, 一旦 Q_B 开通, L_S 又迅速饱和, 但此时变压器副边的两个整流二极管仍在钳位导通状态, 直到初级电流迅速增大到 I_1 时, 副边一个二极管继续导通, 另一个截止, 换流过程结束, 开始下半个周期, 情况完全类似。饱和电感主要在换流的过程中起到重要作用, 一方面在滞后桥臂开通前将 I_p 维持在 0 附近, 另一方面在滞后桥臂开通后, 迅速饱和, 缩短了 I_p 的上升时间, 提高了占空比。

在试验中我们加入了饱和电感, 取得了较明显的效果, 即使在负载电流只有额定值的五分之一的 10A 时也实现了软开关。使用的饱和电感是用低 B_rNC 芯绕制而成的, 但因为发热量较大, 没有在满载条件下观察其运行状况。

这种电路改善, 使得漏感减小, 降低了变换器的电磁感干扰, 环流能量减小, 减低了对功率开关器件电流应力的要求, 提高了占空比, 扩大了滞后桥臂软开关范围。

第2节 采用辅助谐振网络的方法

(本节主要参考文献[1][18])

我们考察 FB-ZVS-PWM 电路, 在滞后桥臂的 Q_B 关断时, 原边电流从变压器经 C 点流向 C_B 和 C_A , 在 Q_A 关断时, 原边电流是从 C_A 、 C_B 经 C 点流向变压器的。因为滞后桥臂实现 ZVS 比超前桥臂困难, 并制约了全桥电路的其他参数设计, 因此改善电路就要从此处着手。滞后桥臂的难点简单的看为是这个电流在某些时候不够大, 不足以使 C_A 、 C_B 充放电完全。如果给它增加一个辅助电路, 使这个电流得以增强, 就可以克服滞后桥臂不易控制的缺点。我们采用如下图 5-2 的电路 (附主要波形图图 5-3):

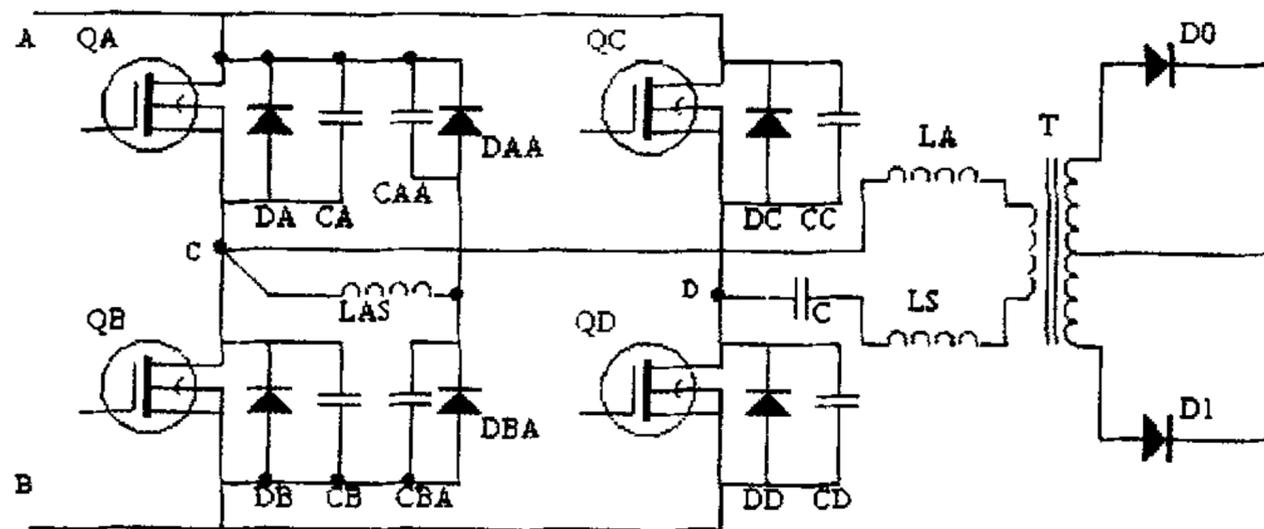


图 5-2 采用辅助网络技术的软开关电路

在滞后桥臂的两个开关管旁并联一个辅助网络, 由 C_{AA} 、 C_{BA} 、 D_{AA} 、 D_{BA} 和 L_{AS} 组成。由 L_{AS} 与 C 点相连, 流过 L_{AS} 的电流方向与变压器初级线圈电流 I_p 的方向正好形成镜像, 即初级电流 I_p 流入 C 点时, 辅助电流 I_A 也流入 C 点, 初级电流 I_p 流出 C 点时, 辅助电流 I_{AS} 也流出 C 点。如此的两个电流是相互增强的, 同时给开关管两端的电容进行充放电, 能够在开关管导通前迅速放掉并联电容内存储的电荷, 实现 ZVS 条件。图中的 L_S 是饱和电感, 在 Q_A 、 Q_B 开关过程中工作在线性状态, 所起的作用如上一节所述。

这个电路的初始状态定为变压器原边处在续流状态, 各部分状态为:

Q_B 、 Q_D 导通，变压器原边电流方向为： Q_D+D_D -变压器- Q_B 。
 $V_{CB}=V_{CBA}=0$ ， $V_{CA}=V_{CAA}=V_{IN}$ ， L_{AS} 为饱和临界点，辅助电感电流也处在续流阶段，方向为： $D_{BA}-L_{AS}-Q_B$ ，电流值为：

$$i_{LAS} = I_A = \frac{V_{IN}}{\sqrt{L_{AS}/2C_{AS}}} \quad (\text{式 5-1})$$

此处 $C_A=C_B=C_{AS}$

此时 Q_B 关断， L_S 、 L_{AS} 中的电流同时给 C_A 、 C_B 充放电， L_S 脱离饱和区，工作在线性状态。当 CB 电压上升到 V_{IN} 时，DA 自然导通。当 Q_A 零电压开通时，C 点为 V_{IN} ，D、E 两点电压均为零，两电感上的电流均线性下降，在 t_2 时刻， L_S 电流下降到 $-I_L$ 时， L_S 进入饱和状态，电流迅速达到最大值，辅助电感电流值为：

$$i_{LAS}(t) = I_{LAS}(t_1) - [I_{LS}(t_1) + I_C] \frac{L_S}{L_{AS}} \quad (\text{式 5-2})$$

此时 Q_A 、 Q_D 同时开通，变压器给负载供电而辅助电感电流值继续下降到 0，如图中 t_3 。这时辅助电感开始与附加电容 C_{AA} 、 C_{BA} 谐振， C_{AA} 放电， C_{BA} 充电，直至 C_{BA} 电压上升到 V_{IN} ， D_{AA} 自然导通，使 L_{AS} 被钳位，压降为零，此时 C、E 两点电压均为 V_{IN} 。辅助电路的电流方向为： $Q_A-L_{AS}-D_{AA}$ 。在辅助电路谐振期主电路给负载供电，与辅助电路无关。直到 Q_D 关断时，原边电流迅速下降到 I_L ， L_S 进入临界饱和状态，电流保持在 I_L ，当 Q_C 导通后状态同初始状态相仿，为下半个周期准备好条件。各部分状态为：

$$V_{CA}=V_{CAA}=0 \quad (\text{式 5-3})$$

$$V_{CB}=V_{CBA}=V_{IN}, \quad (\text{式 5-4})$$

原边电流方向： Q_A -变压器- Q_C+D_C 。

下半个周期工作状况与前面类似。

这种方法的顺利实现，要受两个条件的制约：

$$Z_1(I_L + I_{AS})\sin\omega_1 t_1 = V_{IN} \quad (\text{式 5-5})$$

$$\frac{L_E}{L_S}(I_L + I_{AS})(\cos\omega_1 t_1 - 1) + I_L \geq -I_L \quad (\text{式 5-6})$$

$$\text{式中: } Z_1 = \sqrt{L_E / 2C_Q}$$

$$C_A = C_B = C_Q$$

$$L_E = \frac{L_S * L_{AS}}{L_S + L_{AS}}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_EC_Q}}$$

前一个条件是使 t_1 时 C_B 电压上升到 V_{IN} , 这是 Q_A 零电压开通的条件, 后一个条件是保证在 t_1 时 L_S 仍然工作在线性区, 否则, 原边电流会迅速增长到最大值, 使 Q_A 失去零电压开关, 同时还要使 L_S 临近饱和, 一旦 Q_A 导通后, 它能迅速进入饱和区, 使副边获得更大的占空比。

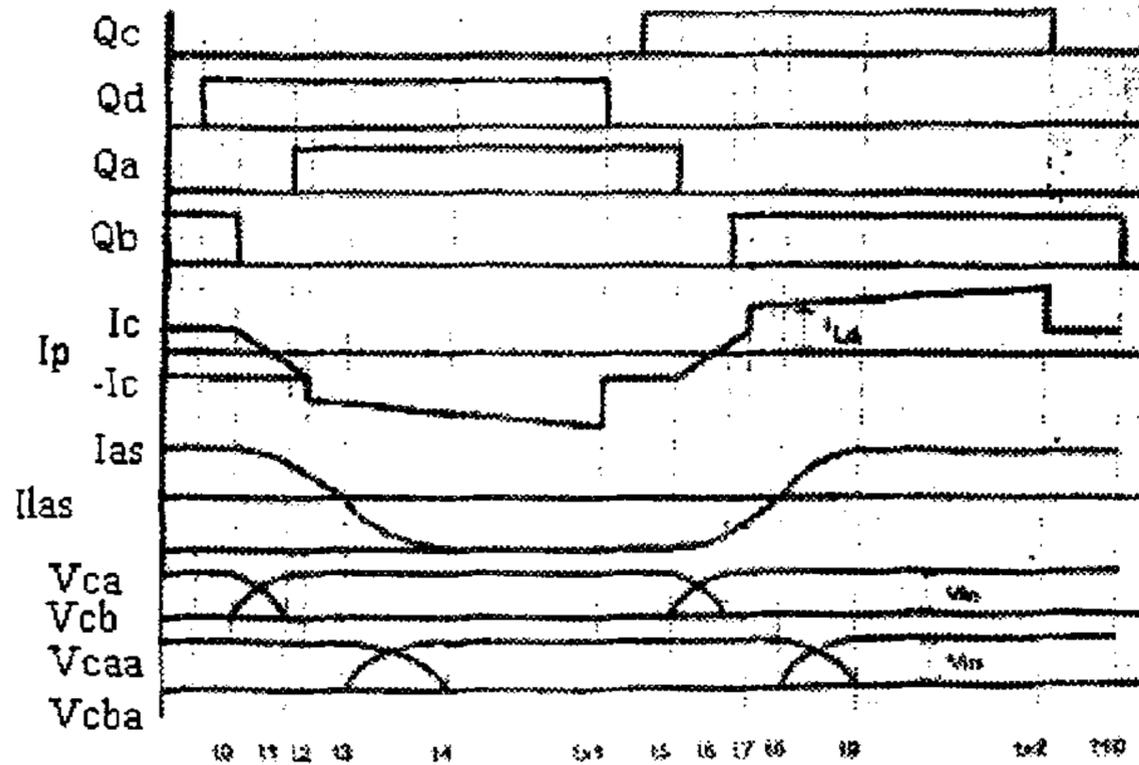


图 5-3 采用辅助网络技术的软开关电路主要波形图

这种电路不需要任何主控器件, 结构简单, 理论上效果显著, 但饱和电感 L_S 、辅助电感 L_{AS} 的取值不易掌握, 计算出的理论值与手工缠绕后的实际值有差距, 当上述两条件不满足时, 辅助电容有可能参与滞后桥臂的开关过程, 在试验中出现了这样的问题。

第六章计算机辅助分析

(本节主要参考文献[7][11][23])

在设计与调试过程中，使用计算机仿真技术针对电路中的关键环节进行了模拟，对电路的结构进行分析，并验证了实验的结论。

使用的仿真程序是：PSPICE5.0 和 WORK BENCH 5.0。PSPICE 是 SPICE 的微机改进版，在收敛性、计算速度方面都有了很大改进，同时为了适合微机的应用，对 APICE 的一些功能进行了联合。随着计算机软硬件技术的发展，PSPICE 也有了更新的进步，现在已有 WINDOWS 环境下的版本，在易操作性、交互性等方面显示出 DOS 环境下所不可比拟的优势。WORK BENCH 是新一代电路仿真软件，有更高的集成度和易操作性，完全的图形界面，高度的自动化，省略了 PSPICE 中的电路描述程序，必将得到更广泛的应用，进一步促进电路的计算机仿真技术。

PSPICE5.0 包括三个部分：PSPICE 程序、PROBE 程序、PARTS 程序。其中 PSPICE 程序是电路模拟器，除完成电路的模拟分析外，还具有一些扩展功能，PROBE 程序给出 PSPICE 的分析结果，使用户得到数据或图形方式的结果，PARTS 是器件特性的描述程序，半自动地把器件的数据信息转换成 PSPICE 可识别的模型参数。

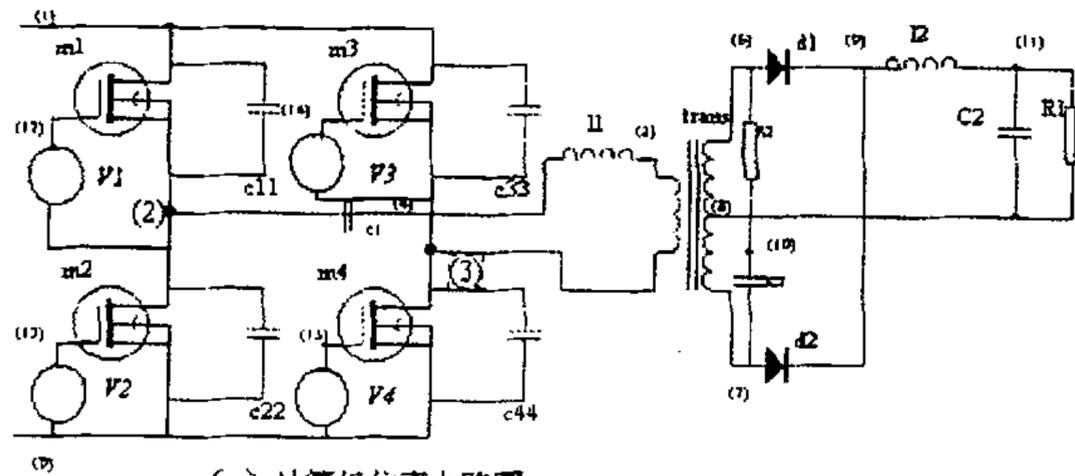
PSPICE 的使用方法是用户将所分析的电路用 PSPICE 语言描述出来，同时提供所要进行的分析及输出结果的格式，然后一起输入到 PSPICE 中，这样 PSPICE 就将用户提供的描述文件经过运算给出用户所需的用数据或图形描述的分析结果。这里最重要的是用户对所分析电路的描述。然而 PSPICE 的分析是精确的模型参数，而我们使用的元件实际都是非理想器件，存在很多非线性因素，因此如何建立模型使理想模型参数运算的结果最大限度地符合实际应用，是用户使用 PSPICE 的关键。

另外计算机的运算方式与我们人的计算方式不同，不能给出解析解，而是通过各种算法进行迭代逼近，最后给出数值解。受算法

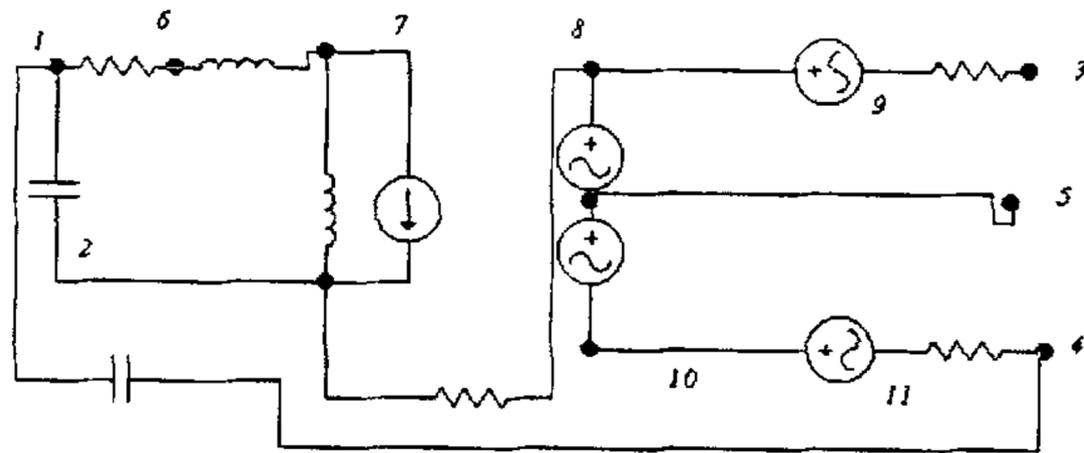
限制以及计算机运算速度的限制，不能进行太多次的迭代，否则计算时间过长或出现不收敛问题。电路中器件不能太多，也就是电路不能太复杂。

在实际使用中，要注意 PSPICE 本身的限制，如电路中不允许含有悬浮节点，各节点都要有对地的直流通路等。建立模型时要尽量简化，甚至对应实际的部分电路进行等效，使一个复杂电路变得简单，同一电路在进行不同分析时可能会得到不同的简化模型。不要过高地追求精度，等效模型与实际电路本身存在较大差别，过分追求精度除了浪费运行时间甚至等效不收敛产生外，并无多大实际意义。建立模型的原则是在保证所要进行的分析具有足够的精度的前提下，尽量做到简化，抓住主要矛盾，抛弃次要矛盾。

在仿真中，采用如图 6-1 的电路模型。



(a) 计算机仿真电路图



(b) 计算机仿真变压器等效电路图

图 6-1 计算机仿真电路图

图 6-1 中 (a) 图是仿真电路图，(b) 图是电路图中变压器的模型，各结点已在图中标出，各元件参数参见 PSPICE 描述文件：

主电路：

vin 1 0 400v

```

m1 1 12 2 2 IRF460
c11 1 2 1000pf
v1 12 2 pulse(0,15,2us,200ns,200ns,11.1us,25us)
m2 2 13 0 0 IRF460
c22 2 0 1000pf
v2 13 0 pulse(0,15,14.5us,200ns,200ns,11.1us,25us)
m3 1 14 3 3 IRF460
c33 1 3 4000pf
v3 14 3 pulse(0,15,12.5us,200ns,200ns,11.1us,25us)
m4 3 15 0 0 IRF460
c44 3 0 4000pf
v4 15 0 pulse(0,15,0us,200ns,200ns,11.1us,25us)

c1 2 4 5uf
l1 4 5 {var}

xt 5 3 6 7 8 trans

d1 6 9 dmode
d2 7 9 dmode
r2 6 10 5
c2 10 7 6.2nf
l2 9 11 300uh ic=45a
c3 11 8 20000uf ic=54v
r1 11 8 1.2

```

主变压器子电路：

```

.subckt trans 1 2 3 4 5
f1 7 2 poly(2) v1 v2 0 0.2 -0.2 0 0 0
e1 8 5 7 2 0.2

```

```

e2 5 10 7 2 0.2
v1 8 9
v2 10 11
l01 6 7 1uh
l02 7 2 1mh
r01 1 6 0.01
c01 1 2 200pf
r02 9 3 0.01
r03 11 4 0.01
r04 8 2 100meg
c02 1 9 200pf
.ends

```

在电路分析中，得到了软开关的模拟图。

从图 6-2 中可以清楚看出，在开关管 C、E 两端电压下降为零后，B、E 两端电压才开始上升。

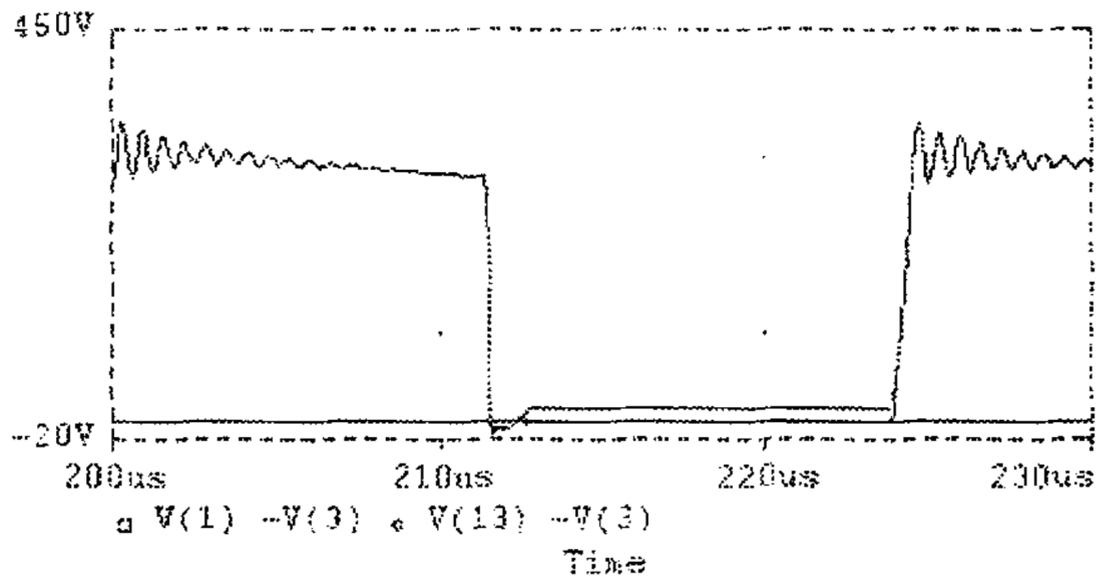


图 6-2 仿真图一

图 6-3 给出了软开关过程的放大图。在开关管开通的时刻，集电极、发射极间电压有一个负跳变，这与前面分析的二极管钳位作用，使开关管处于反向偏压状态是吻合的。

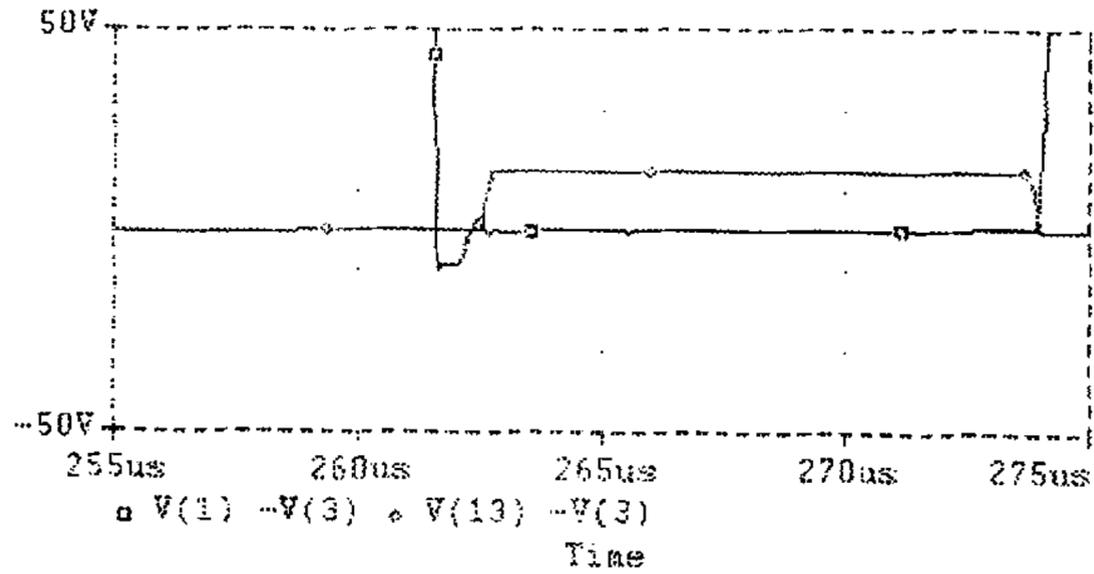


图 6-3 仿真图二

在另一项模拟中，采用不同的谐振电感。当电感量为 5uh 时，可以清楚看出滞后臂开关管集射极两端的电压波形很坏，根本不能下降到零。这样使得滞后桥臂的下臂开关管根本实现不了软开关，要在 200V 强电压应力下开通。参见图 6-4。

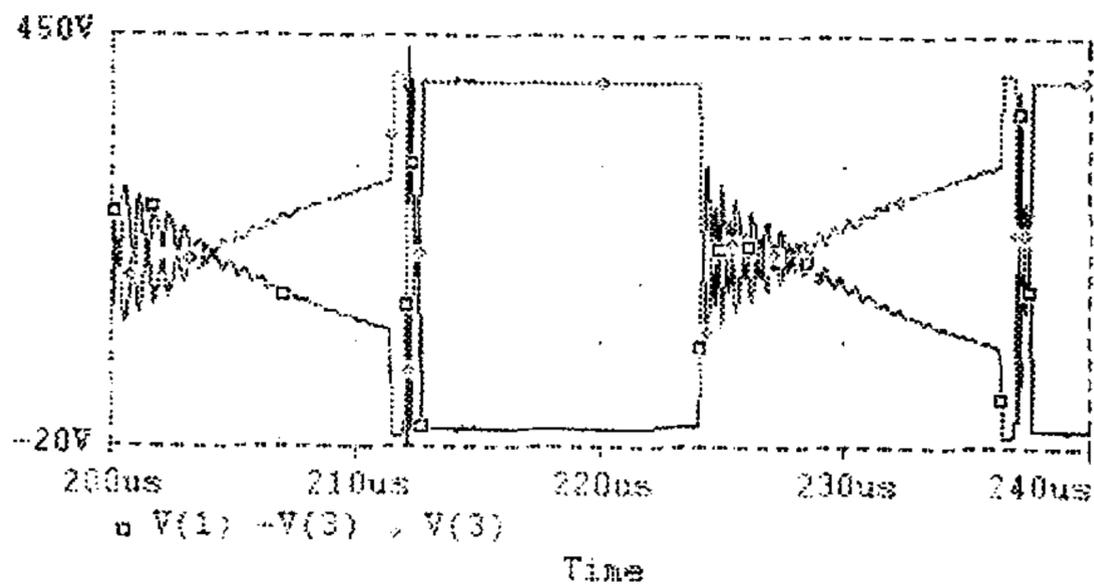


图 6-4 仿真图三

而采用 35uh 的电感进行测试，波形得到明显改善。滞后臂电压

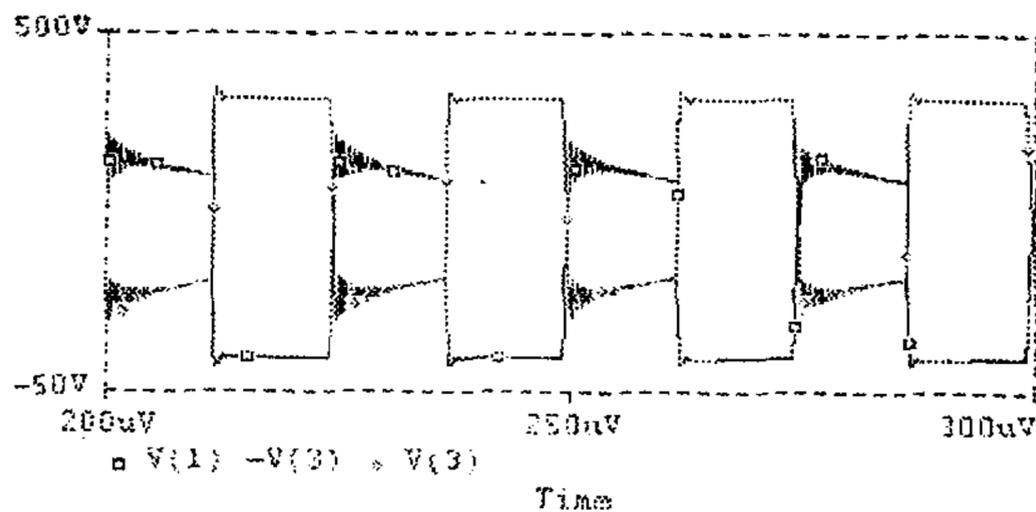


图 6-5 仿真图四

下降很大。通过对比可以看出，谐振电感在这里起的作用是十分明显的。虽然还没有达到软开关，但与 $5\mu\text{h}$ 谐振电感相比较，电压应力已下降到 100V 以下。参见图 6-5。

通过波形图也可以看出，谐振电感量对超前臂影响不大。 $5\mu\text{h}$ 、 $35\mu\text{h}$ 下得到的波形图基本相同。参见图 6-6。

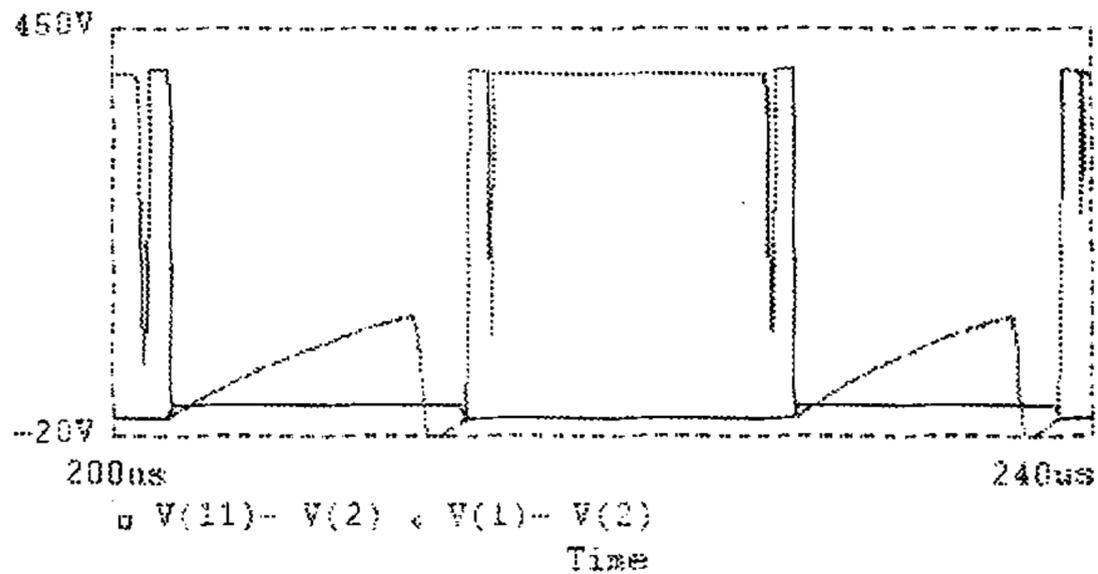


图 6-6 仿真图五

通过 PSPICE 仿真，还得到了输出电流波形和输出电压波形，从图 6-7 可以看出输出电流波动在一安培以内。

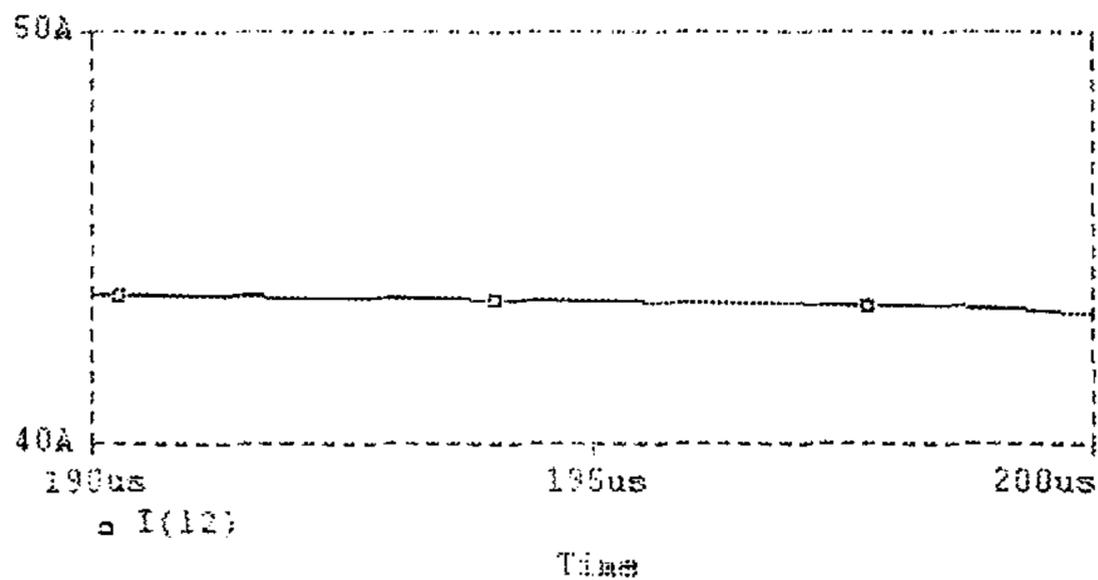


图 6-7 仿真图六

在滤波电感之前的电压波动还是很大的。在半个开关周期的稳态期间，存在 5V 左右的波动。参见图 6-8。

PSPICE 的分析结果与实验结果基本相符，起到了验证的作用。对进一步试验起到了理论指导作用。

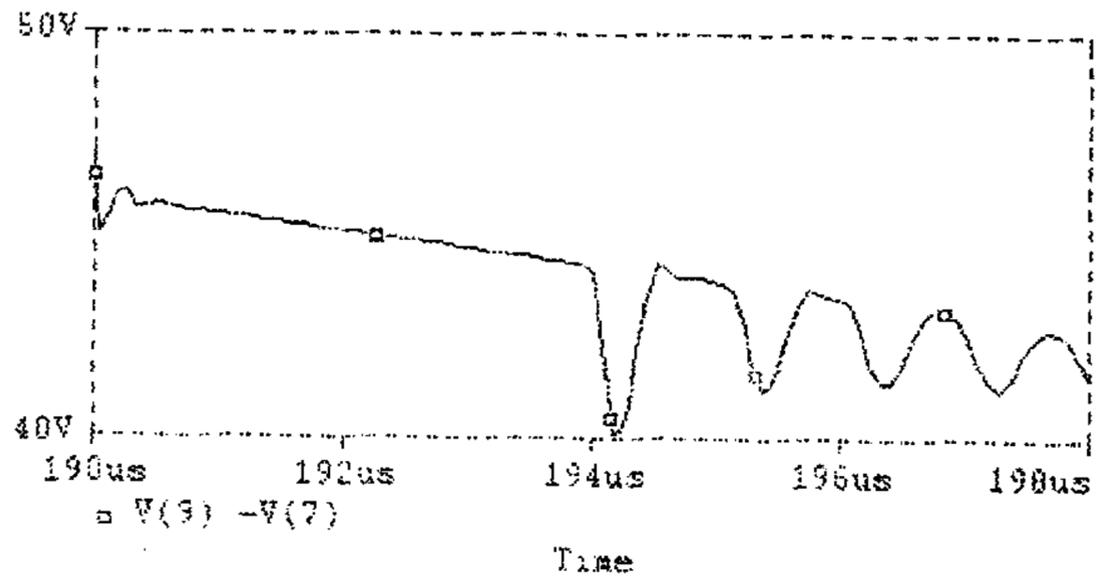


图 6-8 仿真图七

在仿真分析中也存在许多问题，对实际器件的理想模拟、参数和精度的确定，往往造成不收敛等严重后果，如何更好的使计算机仿真手段对实际应用起到真正的指导作用，还值得进行更深入的研究。

结束语与感谢

经过近两年的工作，终于完成了 50V/50A 高频软开关电源的制作，并对其软开关特性进行了进一步探索，综合分析了多种方案，根据实际情况，对其中两种方案进行了尝试，取得一定效果和经验，为进一步改进和完善打下基础。应该认识到工作中还存在许多不足和遗憾，但无疑这些都将成为宝贵的经验和教训带入到我下一个人生阶段。

在此，特别要感谢我的恩师谢沅清教授，在他的悉心指导下才完成了这篇论文，谢老师严谨的治学态度及丰富的经验将使我终身受益。还要特别感谢黄济清教授，在我工作的全过程，黄老师给予了极大的指导和帮助，他那认真的工作作风、渊博的学识令人钦佩。同时还要感谢解月珍教授、陈佃军老师、侯秀英老师在学习期间对我的指导与帮助。

参考书目

- [1]开关电源的原理与设计
张占松 蔡宣三 电子工业出版社 1998.6
- [2]现代电能技术讲座 第一期、第二期
北京邮电大学通信电力教研室
- [3]南韩三星电子公司 IGBT 产品手册
- [4]电源电路
赵学泉 张国华 电子工业出版社 1995.3
- [5]现代功率电子技术
苏开才 毛宗源 国防工业出版社 1995.5
- [6]电力电子电路精选
郑琼林 耿文学 电子工业出版社 1996.10
- [7]电子电路计算机辅助分析与设计
李本俊 刘选忠 宋俊德 辛德禄 电子工业出版社 1992.8
- [8]开关电源及计算机监控短训班讲义 第二版
黄济清 须振健 北京邮电大学
- [9]通信电源的发展现状及展望
黄济清 北京邮电大学
- [10]模拟电子线路 (I)
谢沅清 电子科技大学出版社 1994.5
- [11]通用电路模拟器 PSPICE5.0 与 5.1
赵雅兴 天津大学出版社
- [12]第八届电源会议论文集
- [13]程控交换机电源
王传安 人民邮电出版社 1993.11
- [14]电工常用手册
张继桓 湖南科学技术出版社 1981.8
- [15]开关稳压电源
叶慧贞 杨兴洲 国防工业出版社 1990.11

[16]通信电源设备

黄济清 北京邮电大学出版社 1998.10

[17]通信电源

黄济清 北京邮电大学出版社 1995.1

[18]第12届全国电源技术年会论文集 1997.10

[19]电源变换技术

王桂英 人民邮电出版社 1990.6

[20]开关稳压电源

叶治政 叶靖国 高等教育出版社 1989.10

[21]高频开关稳压电源

张占松 广东科技出版社 1992.4

[22]第七届电源会议论文集 1994.12

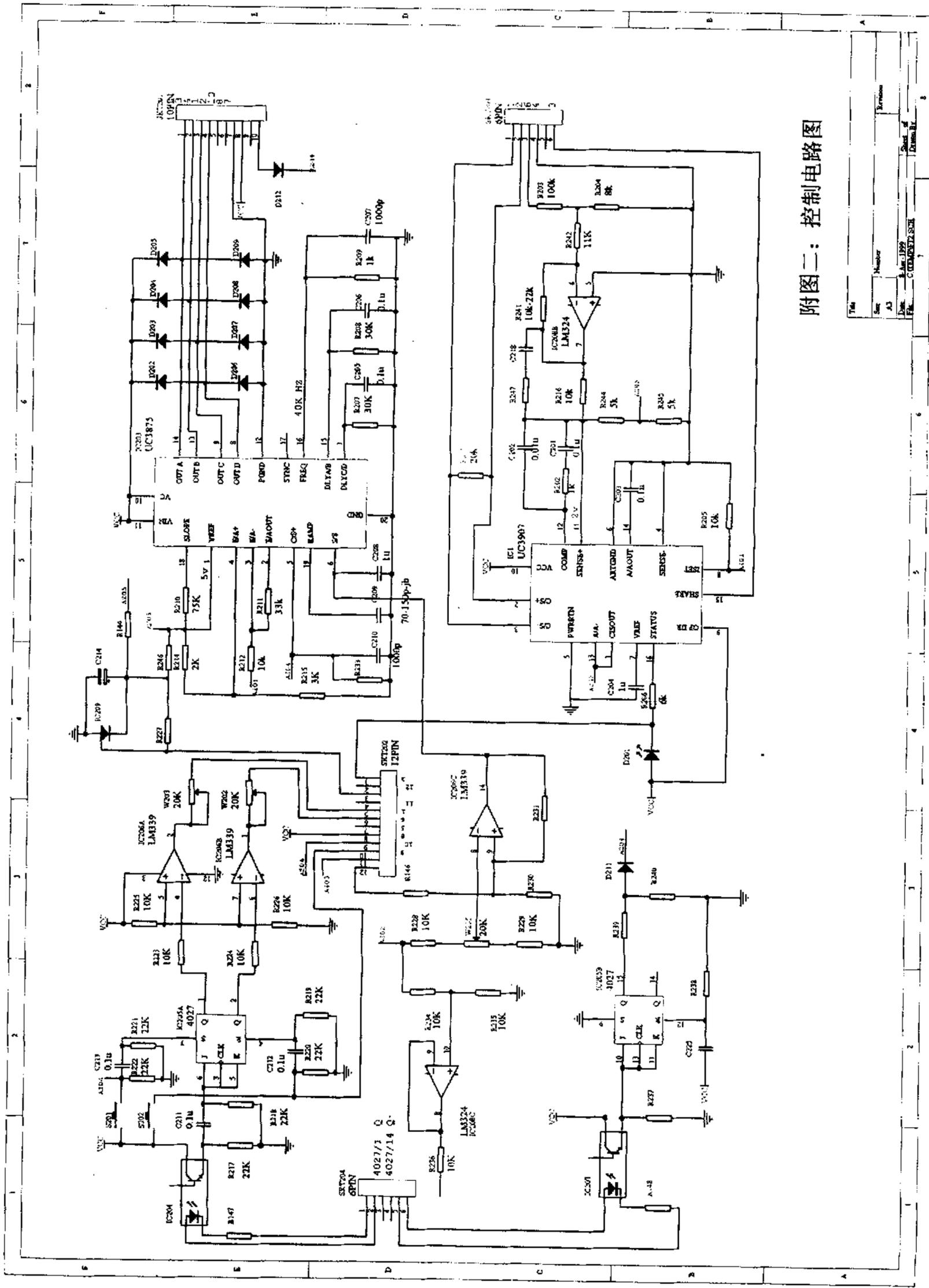
[23]PSPICE (V4.02) 电路模拟设计软件使用手册

尤雷 海洋出版社 1992.5

[24]MOTOROLA RECTIFIER DEVICE DATA 1992

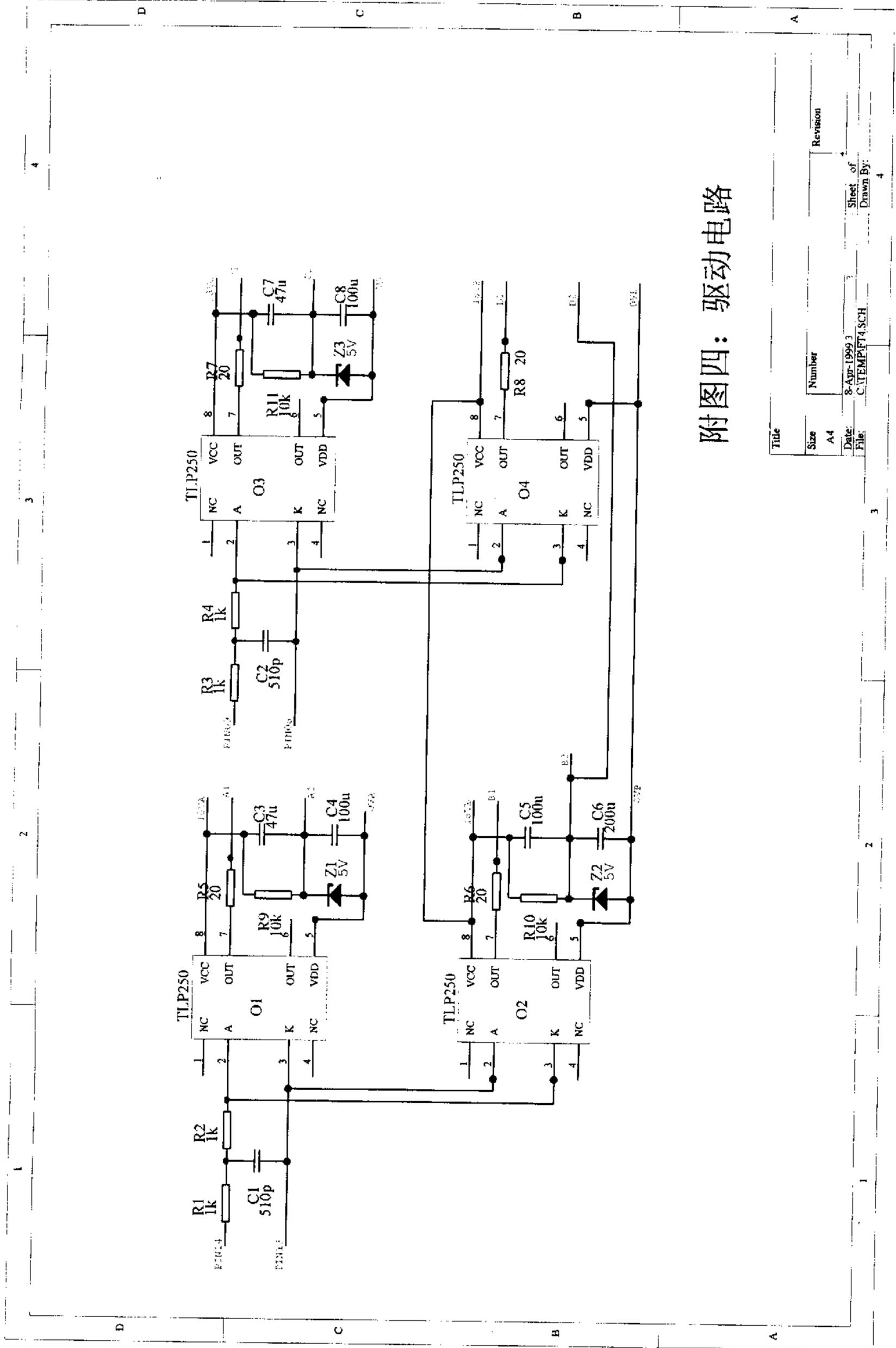
[25]MOTOROLA LINEAR/SWITCHMODE VOLTAGE REGULATOR DATA

1992



附图二：控制电路图

Fig.	2
Rev.	1
Number	A3
Date	8 Jun 1999
File	C:\TEMP\72508
Sheet of	2
Drawn By	



附图四：驱动电路

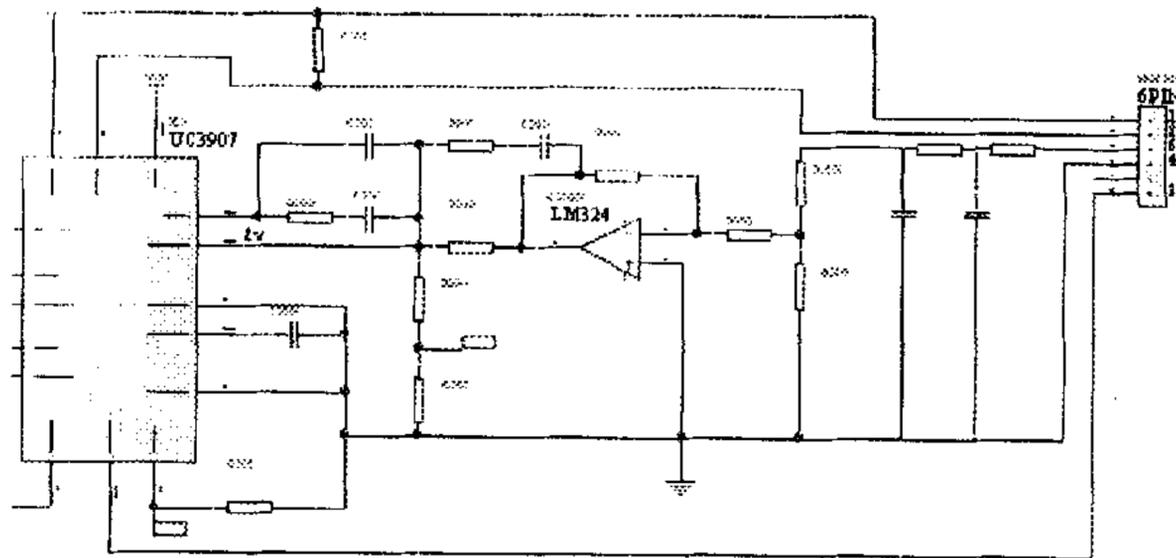
Title		Revision	
Size	Number	Sheet of	Drawn By:
A4		3	4
Date:	8-Apr-1999 3		
File:	C:\TEMP\PT4.SCH		

勘误与补充说明

1. 第36页第11行：
“在变压器次级侧整流二极管的后面”应为“在变压器次级侧整流二极管的前面”。
2. 第43页式4-32：
式中“ γ ”应为“ γ^2 ”
3. 第44页式4-34、式4-35：
式中 t_1 对应的时间应为补充图一中的 t_1 ， t_2 对应的时间应为补充图一中的 t_3 。
4. 第45页第11行：
“ I_O ”、“ V_{IN} ”应为“ I_O ”、“ V_{IN} ”
5. 第43页第16行：
“ L_A ”、“ L_O ”、“ D_{EEF} ”应为“ L_A ”、“ L_O ”、“ D_{EEF} ”。
6. 第50页图5-2：
图中电感 L_{AS} 两端，一端为“C”（已标出），另一端应标为“E”。
7. 有关反馈网络的问题：

在调试过程中，产生较严重的自激震荡现象，过高的尖峰脉冲反馈到 UC3875 输入端，使之产生误动作，频繁截止导通。在反馈的前端加一个低通滤波器，可以有效的消除这一现象。低通滤波器采用两个一阶节串联的方式，主要是考虑到结构简单，器件便宜，如果采用有源二阶节或高阶椭圆滤波器滤波效果会更好。加入滤波器会引入相位移动，但反馈补偿网络的相位裕量很大，足以补偿滤波器引入的相移。

下面用完整的反馈网络图。



8. 有关噪声调试的问题：
在调试过程中，解决噪声是一重要问题。一般的方法是要在满载的情况下调试，但因为存在噪声问题，（往往）在调试初期保护电路还不完善，电路中也存在一些未知问题，冒险在满载条件下调试，常常会损坏元件。通过实验发现，输出的共模噪声与输入电压关系较大，输出的工频噪声与输出电流关系较大。因此，可以在高电压小电流情况下解决共模噪声问题，在低电压大电流情况下解决工频噪声问题。在满载条件下，两种噪声与前两种条件下基本保持一致，这样做既能有效解决噪声问题，又减小损坏元件几率，在实验中得到较好效果。