

Abstract

This paper presents the structure, the principle and the design of a 48V/100A switching mode rectifier module used in the communication power system. The module consists of the AC input stage, the single phase PFC, main inverter, the output filter and the auxiliary power supply, etc.

The design procedure of the AC input stage is introduced, the operation principle of the main power stage and the control circuit of PFC are discussed. Parameter selection method of the devices is given in the paper.

By the classification of the typical control method, "phase overlapped control"(POC) is proposed. Low cost, high reliability are its advantages. Analysis and design of both the controller and the ZVZCS full-bridge DC-DC converter are presented in details. ZCS of the lagging leg is realized by adding a simple LCD circuit to the transformer's secondary side.

The module can provide effective protect when system malfunctions occur, such as over-voltage, over-current, over-temperature, DC under-voltage.

Because of the high frequency operation, this switching mode rectifier module have many advantages: light weight, small physical size, high reliability, etc.

Keywords: switching mode rectifier module; power factor correction; full-bridge DC-DC converter; phase overlapped control

第一章 概述

1.1 课题背景

近几年来，随着我国经济建设的发展，通信设备和通信网点在全国各地迅速增长，通信手段越来越先进。在各种程控数字交换设备和数字传输网得到广泛应用的同时，对系统供电设施的要求也越来越高。目前，国内各类程控电源已相继投入市场，通信电源系统正在逐步向集中监控、少人值守或无人值守的方向发展^[1]。

早期的供电方式主要为集中供电，即供电设备集中和供电负载集中，其优点包括：供电容量大，无须考虑电池兼容问题，供电设备的干扰也不会影响主通信设备。但是这种供电方式也有很多缺点，如设备体积和重量都较大，供电线路笨重，系统扩容困难等。为改进这些不足，出现了分散供电的概念，就是指供电设备有独立于其他供电设备的负载，即负荷分散或电池与负载都分散。此种供电方式的占地面积小，节省材料，损耗较小，运行维护费用低，供电可靠性高，因此目前逐渐得到了广泛的应用。

无论采用哪种方式供电，程控数字交换设备一般都以直流电源供电为主。直流电源又由基础电源和机架电源构成。基础电源是指包括整流器、蓄电池、监控和配电设备在内的直流供电系统。机架电源则是指交换机上的插件电源。对于基础电源来讲，为产生所需要的各种直流电压（一般为-48V，也有少量采用-24V），都需要将工频电网的单相 220V 或三相 380V 交流电压进行 AC/DC 和 DC/DC 变换。因此，变换器性能的好坏直接关系到整个通信电源系统的供电质量。

传统的变换器一般都采用工频变压器加相控整流器来完成电气隔离和电压变换任务，系统庞大而笨重，效率和功率因数也很低。以开关方式工作的电源最早出现在 60 年代，1974 年研制成了工作频率达到 20kHz 的开关电源，开创了电源历史上一个崭新的里程碑。1976 年，美国硅通用公司首次生产出世界上第一片集成脉宽调制器，使开关电源的控制器得到简化，系统的可靠性也大为增强。现在，由于各种新型器件、材料以及先进电路结构的不断出现，开关电源的工作频率已经达到了 MHz 以上，功率密度已超过了 100W/立方英寸，满负荷效率大于 90%。开关电源逐渐被广泛应用于生产生活的各个领域。

开关电源的优点包括：体积小，重量轻，无噪声，效率和功率因数高，负载易分担等^[2]。而这些正是通信系统所需要的。如果采用分散供电系统，开关电源的这些优点就更为明显。图 1.1 表示了一个采用 PWM 开关整流模块组成的分散供电系统框图，从图中可以看出，通过多个开关整流模块的并联，系统可具有更高的可靠性和冗余度，扩容也更为便利。

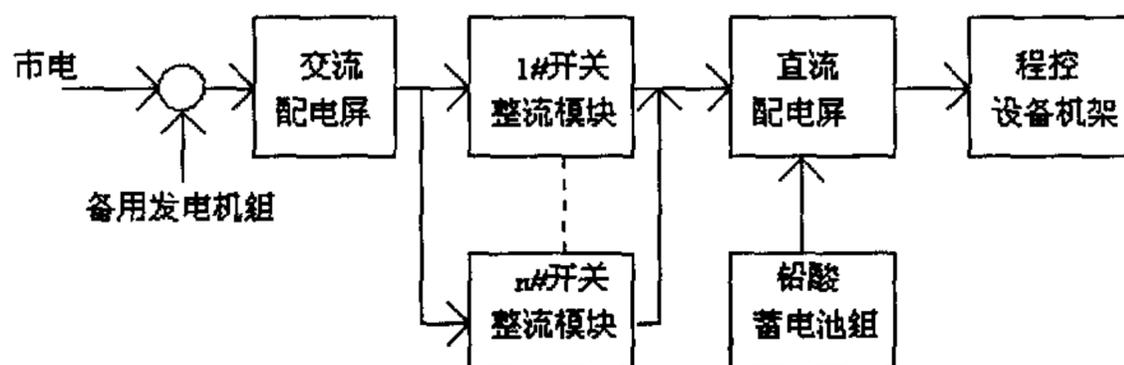


图 1.1 通信电源系统供电简图

本课题“48V/100A 开关整流模块的研制”属于铁道部科研项目“铁路通信电源”的一部分，主要目的就是研制出一种先进，实用，可靠性高的开关整流模块，以适应当前通信电源

系统发展的大趋势以及对系统提出的各种要求。

1.2 通信电源系统对开关整流模块的技术性能要求

从上节的讨论可知，开关整流模块是一个通信电源系统的核心组成部分，它的结构、功能和技术指标很大程度上决定了通信电源系统性能的好坏，所以除了电压调整率、负载调整率等一般指标外，通信电源系统对开关整流模块还有其他方面的要求，一般包括：

1. 稳压精度高，一般要求在 1%以内。
2. 杂音电压小。由于程控通信设备采用了大量的集成元件，它们对各种频率的干扰信号都比较敏感，所以对各种杂音指标都有较为严格的限制。杂音主要包括衡重杂音、峰-峰杂音、宽频杂音、离散频率杂音等。
3. 高可靠性。
4. 负载均分特性。可以通过多个模块并联扩容，同时增加了系统的冗余度。
5. 稳压限流特性。一般将限流点设置在 110%额定电流处，一旦系统过流超过此值，整流模块输出电压立即下降，使得输出电流得到限制。
6. 软启动特性，避免系统在开机或故障恢复后大的冲击电流。
7. 检测、监控、保护功能。对开关机、风扇、蓄电池的充电过程等进行控制，并可设置各种运行参数，显示系统的运行状态，同时在系统出现异常时可提供功能完备的保护措施。

1.3 48V/100A 开关整流模块的结构和功能

由于通信设备对供电系统的要求比较高，为了保证这些性能指标的实现，与一般用途的开关电源相比，开关整流模块的内部结构也更为复杂。但从整体上看，通常开关整流模块都是由两级高频功率变换器组成的，如图 1.2 所示。处于系统前端的是 AC/DC 变换器，后接一个 DC/DC 变换器，各部分的功能简述如下：

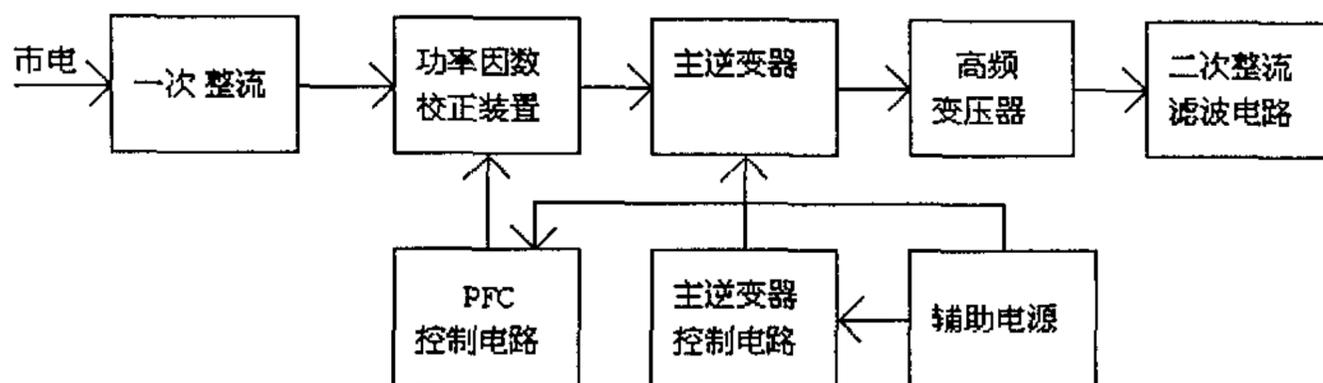


图 1.2 PWM 开关整流模块结构简图

一次整流包括系统的输入电路、抗 EMI 电路、全桥整流器等，主要完成单相 220V 或三相 380V 交流电压的整流功能，同时抗 EMI 电路还可以有效地防止系统产生的高频噪声窜入电网，减少了对电网的污染。

功率因数校正装置作为系统的预调节器，一方面将整流后脉动的直流电压升压、滤波为平滑的直流电压，另一方面可以使电网侧的电流波形跟踪电压波形，从而获得近似为 1 的功率因数。

PWM 逆变器把功率因数校正器产生的直流电压变换为高频方波（交流）。由于变换器的工作频率远高于工频（50 或 60 赫兹），与传统的相控整流装置相比，变压器、输出滤波器的体积和重量都大为减小。

高频变压器完成系统的电压变换和电气隔离两个目的。

二次整流、滤波主要是将高频变压器次边的交变方波经整流、滤波后产生系统最终要求的直流电压。

辅助电源为整流模块的控制电路、各种传感器、微机监控系统等提供彼此隔离的直流电压。

PFC 控制电路主要用来控制升压斩波器的开关管的通断，从而使得电网的电流波形与电压波形保持一致。

逆变器的控制电路用来控制变换器工作时的占空比，使系统在不同负载时能维持输出电压的稳定。

本课题研制的 48V/100A 模块采用的整体结构与图 1.2 中所描述的基本相同，系统采用 220V 单相交流输入，经过单相功率因数校正装置后产生 400V 直流电压。考虑到模块处理的功率较大，主逆变器为全桥结构。变压器次边为中间抽头式，后接全波整流电路以减小导通损耗。PFC 部分的控制方式是平均电流控制，全桥变换器采用“相位延迟控制”，辅助电源系统为多路输出的反激式开关电源。各部分的原理和设计过程将在后面的章节中分别加以详述。

第二章 输入级与 PFC 电路的设计

2.1 系统输入级的组成和设计

从第一章的分析可知，单相或三相市电要经过输入级后才能送给功率因数校正装置。在 48V/100A 开关整流模块中，输入级的结构如图 2.1 所示。从图中可知，此部分主要由熔断器、浪涌电压抑制电路、自动空气开关、PFC 直流支撑电容预充电电路、抗 EMI 电路等部分组成。各部分的结构和功能详述如下：

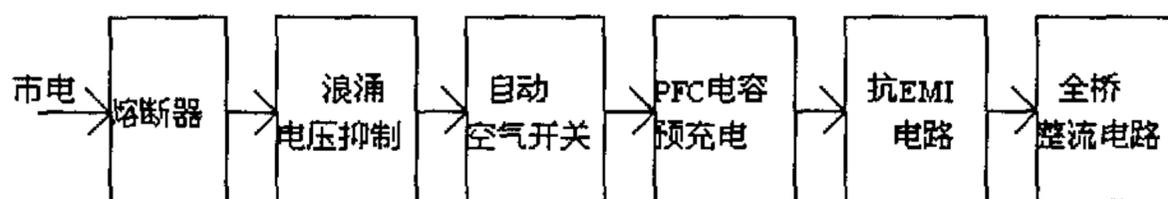


图 2.1 系统输入级结构图

1. 熔断器：

在系统发生过流且超过一定时间后，熔断器的熔丝断开，从而分断 220V 交流输入电压。当交流输入电压最低并且满载输出时电流最大，同时考虑到效率因素，最大电流值约为：

$$I_{AC\max} = \frac{P_{out}}{\eta U_{AC\min}} = \frac{5000}{0.9 \times 220(1-20\%)} \approx 31.6(A)$$

考虑到一定的裕量后选用 50 安的熔断器。

2. 浪涌电压抑制：

由氧化锌压敏电阻组成。当该电阻的端电压小于击穿电压时，其电阻值特别大，接近断路；当端电压超过一定值后阻值将迅速下降，电阻接近短路，从而允许高达上千安培的电流流过，起到对后级电路的保护作用。在本模块中由于采用单相

220V 供电，考虑到市电电压较高时，最大输入电压的峰值约为 373V，所以设计时选用额定电压为 390V 的压敏电阻，瞬时可流过电流 3000A。

3. 自动空气开关：

用来进行不频繁的分断输入交流电压，并且能提供过流保护和过热保护功能。

4. PFC 直流支撑电容预充电电路：

由于在交流输入刚刚接通的一瞬间，输入 220 伏交流电压经整流后直接给 PFC 电路的直流支撑电容充电，而此时电容的端电压为零，相当于短路状态，这样会造成很大的充电电流，导致熔断器和空气开关动作，甚至会损坏后级电路。因此，必须对电容的充电电流进行限制。

通常的做法是在交流输入电路中串联一个合适的电阻，用以限制最大充电电流。当控制电路检测到电容充电过程基本完毕后，与充电电阻并联的接触器触点闭合，电阻处于短路状态，系统方可以开始正常工作。

考虑到本设计中的最大交流输入电压值为 264V，当输出功率为满载 5KW 时，对于交流侧而言的等效负载电阻约为 13.9 欧姆，则串联电阻若选用 28 欧姆，就可将充电电流限制在负载电流一半的水平。实际电路中选用 33 欧的功率电阻。

5. 抗 EMI 电路：

抗 EMI 电路的作用主要是将系统产生的高频噪声进行抑制，防止窜入市电电网。另外，该电路也可以防止从电网传入噪声形成对装置的干扰^[18]。

本设计中的 EMI 滤波电路如图 2.2 中所示。

L1、L2 为差模干扰抑制电感，FL1、FL2 为共模干扰抑制电感，C1、C6 为滤除差模干扰的电容，C2-C5 和 C7、C8 为

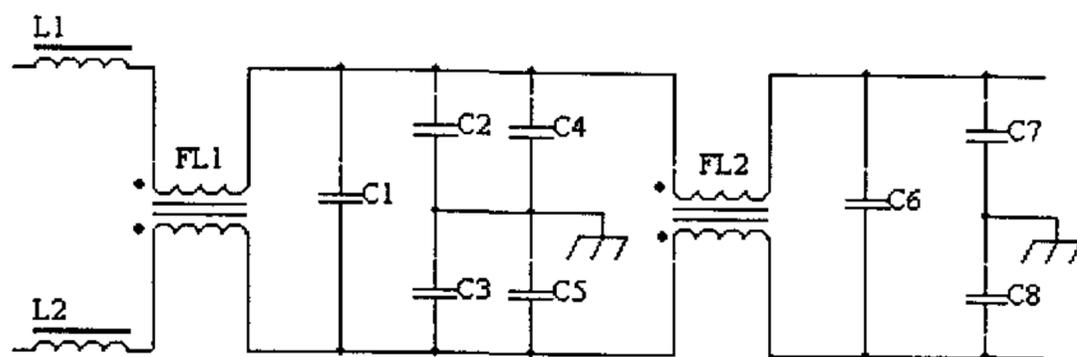


图 2.2 抗 EMI 滤波电路图

共模干扰滤除电容。在设计中应注意使电容和电感组成的网络的各谐振频率低于开关频率，以保证系统的稳定性。

电感 L1、L2 和电容 C1、C6 构成一个低通滤波器。由于电感对工频信号的阻抗很小，基本上没有衰减；而对于高频噪声而言，电感的阻抗较大，电容的阻抗较小，一部分噪声信号被电感阻隔，另一部分被电容所旁路。

设计时由于 L1、L2 流过的就是负载电流，为了防止磁芯饱和，宜选用导磁率较低的材料，如铁粉芯等。电容 C1、C6 两端电压的最大值为最大输入电压，所以可选用交流耐压为 630V 的无极性电容。

上述电路对于高频差模信号可起到较好的滤除效果，但对于共模信号却没有抑制作用，因此本设计中采用了两级共模信号抑制电路，提高了抑制效果。每一级电路分别由 FL1、C2-C5 和 FL2、C7、C8 构成。共模抑制电感 FL1、FL2 采用两条输入引线并绕，负载电流产生的磁通互相抵消，相当于零电感；但对于流入方向相同的共模干扰信号而言，两条输入导线产生的磁通互相叠加，电感呈现出较大的感抗。电容 C2-C5 和 C7、C8 两两串联后，干扰信号通过中间引出线流入大地。

由于电感 FL1、FL2 不承担负载电流引起的磁通，所以不容易饱和，可选用导磁率相对较高的铁氧体制作，这样可以用

较少的匝数获得较大的电感值。电容 C2-C5、C7、C8 由于接在输入与大地之间，为了保证足够强度的电气绝缘，选用耐压 4000V 的高压瓷片电容。

2.2 48V/100A 模块的 PFC 设计

2.2.1 功率因数校正装置简介

传统的整流装置的前级通常都是由整流器加大容量的滤波电容构成的，在半个工频周期中，由于整流二极管的导通角很小，电网仅仅在一小段时间内为负载提供能量，网侧电流呈尖脉冲形，其中包含了大量的谐波，致使系统功率因数下降，并给电网造成严重的谐波污染^[7]。

电流波形的畸变以及因此而产生的网侧电压波形畸变给系统本身和周围的环境带来一系列危害：对电力系统的污染，对通信系统产生干扰，还可能引起仪器仪表装置的误测量、误动作等。随着用电设备的日益增多，这个问题也引起了越来越广泛的关注，国际上的一些学术组织以及国内的有关部门均制订了相关的标准，如 IEC555-2，IEEE519 等，其中 IEC555-2 在欧盟国家已成为强制执行的标准。

为了改善网侧电流波形，抑制谐波污染，就需要从改善网侧的电流波形入手。在早期普遍采用由电感和电容组成的无源滤波器滤除谐波。但是这类装置体积和重量均较大，负载适应能力也很差，尤其是现代的各类功率变换系统纷纷采用高频开关变换器，无源滤波装置显得无法与之相适应，因此各类有源的功率因数校正技术出现了^[3-5]。

有源功率因数校正的基本思想是，通过控制功率变换器的开关器件的通断，使系统从网侧吸取的电流的波形与电压波

形一致，从而消除电流的相位畸变和波形畸变，获得近似为 1 的高功率因数。

与通常的高频功率变换器一样，有源功率因数校正装置（Power Factor Corrector, 以下简称 PFC）也由主电路和控制电路组成。图 2.3 所示为一个典型的 PFC 电路的结构简图。

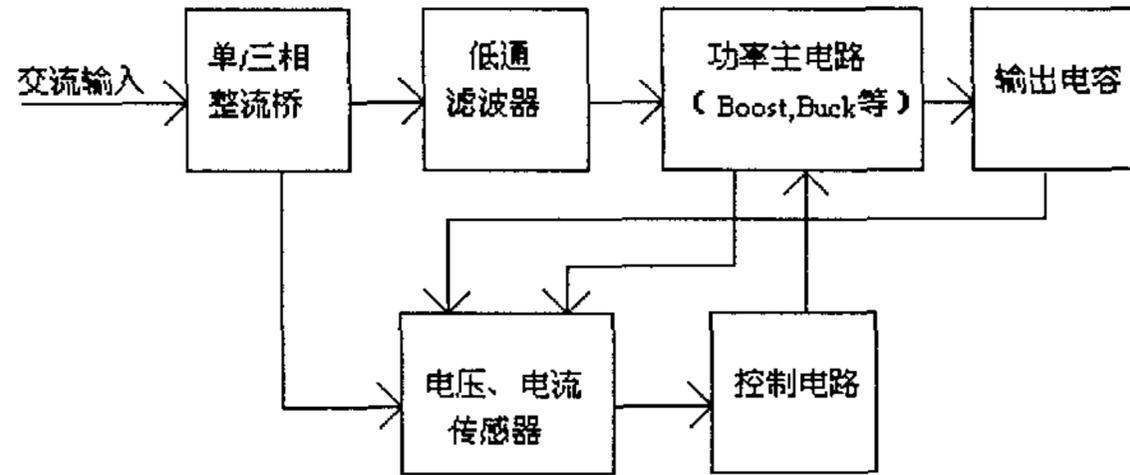


图 2.3 PFC 系统结构简图

三相或单相的交流电经过整流后变成脉动的直流电压。后级的滤波器与传统的工频滤波器不同，由于它主要是用来滤除后级功率变换器产生的高频分量，所以滤波器的截止频率较高，可以保证电流波形仍能较好地跟随电压波形变化。控制电路通过电压和电流传感器采集各种电量的值，并依据一定的控制策略对功率主电路的开关管进行控制，从而保证单位功率因数的实现。

功率因数校正器的主电路原则上可以采用任何一种 DC-DC 变换器构成，如 Buck, Buck-Boost, Boost, Zeta 变换器等。由于 Boost 变换器具有允许宽的输入电压变化范围，驱动电路容易设计（开关管发射极与地相连）等一系列优点，所以在功率因数校正技术中得到广泛的应用。

功率因数校正的控制方案针对所处理的功率等级大体上包括连续导通模式控制（CCM）和不连续导通模式控制（DCM）

两大类。在 80 年代, 对有源 PFC 技术的研究主要集中在工作于 CCM 模式的 Boost 变换器上, 通常这类 PFC 都是基于所谓“乘法器”原理^[3]。由于这类 PFC 的主电路工作电流连续, 因此可以处理较大的功率容量, 但通常控制电路都比较复杂。这类控制策略主要包括: 电压控制方式、峰值电流控制方式、平均电流控制方式等多种, 其中以平均电流控制方式应用最为广泛。80 年代末提出了利用工作在 DCM 方式下的 PFC, 有文献称之为“电压跟随器”(Voltage Follower) 方式^[4], 使得控制电路的复杂程度大为下降, 但一般允许处理的功率较小, 通常在 200 瓦以下。最近, 各种更为简单和实用的控制方案被提出, 如非线性载波控制(Non-Linear Carrier Control), 通用脉宽调制控制器(General Pulse-Width-Modulator)^[5]等, 可望在将来能达到实用化的程度。

2.2.2 PFC 主电路的设计

本文讨论的 48V/100A 开关整流模块的 PFC 主电路采用的是单相整流桥加 Boost 升压斩波器构成。其结构图如 2.4 所示。

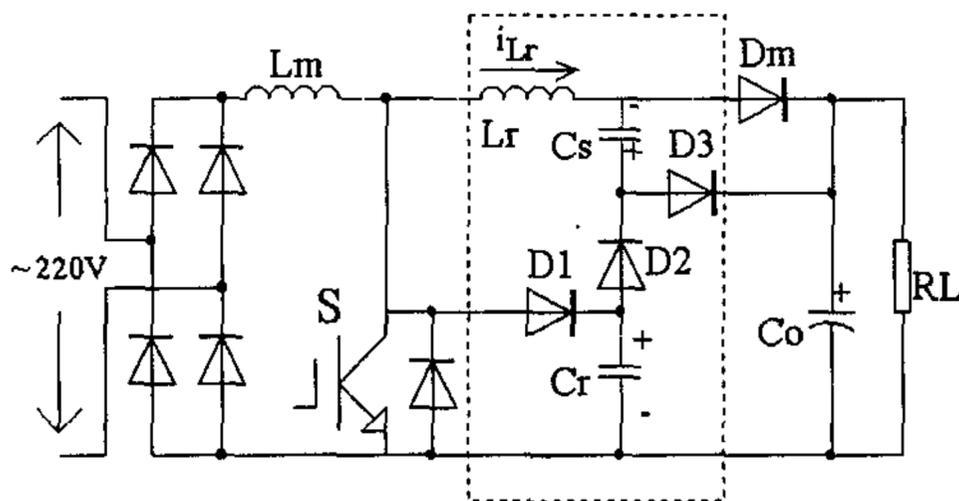


图 2.4 5kW 开关整流模块的 PFC 主电路

从上图可以看出, 电感 L_m , 开关管 S (IGBT 器件), 主二

极管 D_m ，输出滤波电容 C_o ，负载 R_L 构成了一个典型的升压斩波器。而虚线框内为一低损耗的无源吸收电路，用来限制开关 S 和二极管 D_m 的电压电流上升率。

由于升压斩波器属于一类基本的直-直变换器，其工作原理在此不在赘述，详细情况可参阅有关文献^[20]。这里主要讨论主电路的参数选择。

1. 升压斩波器的元件参数选择

(1) 斩波电路的工作频率

随着工作频率的提高，储能电感 L_m 、滤波电容 C_o 的尺寸均会显著减小，但随之开关 S 和二极管 D_m 的开关损耗也会增加。对二者进行折衷考虑，选用适合 IGBT 主开关工作的 30kHz。

(2) 整流桥的选择

整流桥所承受的最大电压为输入电压最大时的峰值，大小为：

$$V_{\max} = \sqrt{2} \times 220(1 + 20\%) \approx 373.3V$$

取一定的裕量，选择耐压为 600V。

输入电压最低时流过整流桥的电流最大，如果考虑到效率为 0.9，则有效值的最大值为：

$$I_{\max} = \frac{P_{\max}}{V_{in\min} \cdot \eta} = \frac{5000}{220 \times (1 - 20\%) \times 0.9} \approx 31.6A$$

考虑到足够的裕量，取额定电流为 50A。

(3) 储能电感的选择

当开关频率一定时，适当加大储能电感可以减小电流脉动，但是电感的体积和重量增加，损耗也加大。兼顾这些因素，本设计中电感电流的纹波大小选择为最大电流值的 10%，那么为计算电流纹波值，首先计算电感电流最大值：

在最低网压和满载时，电感电流在一个开关周期内的最大值为：

$$\bar{I}_{Lm\max} = \sqrt{2} \frac{P_{\max}}{U_{\min}} = \sqrt{2} \frac{5000}{220(1-20\%)} = 40.2$$

则电感电流脉动约为 4 安培。

在最小网压的情况下，输入交流正弦电压的波峰处将出现最大的电流脉动，此时变换器的工作占空比为：

$$D = \frac{V_o - \sqrt{2}V_{in\min}}{V_o} = \frac{400 - 1.414 \times 220(1-20\%)}{400} \approx 0.378$$

则根据伏秒平衡原理，可求出电感值为：

$$L = \frac{\sqrt{2}V_{in\min}DT}{\Delta I} = \frac{1.414 \times 220(1-20\%) \times 0.378}{4 \times 30000} \approx 0.78mH$$

电感采用铁粉芯制作，可以保证在较大的电感电流下磁芯不饱和。

(4) 主开关器件的选择

常用的开关器件包括 GTR、MOSFET、IGBT 等。MOS 器件的特点是驱动功率小，线路简单，开关频率可以很高，但通态压降较大。功率晶体管导通压降小，但是属于电流驱动，工作频率较低。IGBT 兼具这两类器件的特点，驱动电路简单，导通压降相对较小，但是开关频率也不高，一般在 20-30kHz 左右，而且关断时的电流拖尾现象增大了损耗。考虑到本设计中 PFC 电路的工作频率和功率等级，选用 IGBT 还是比较合适的。

如前述电感电流的计算可知，管子的最大电流将达到 40A 以上，如果考虑到系统的效率、电流的纹波、器件的裕量等因素，最后选择耐压 600V，电流额定值 100A 的管子。

(5) 主二极管的选择

与主开关管的定额相同。要求用反向恢复时间尽量短的管

子，以降低恢复期的损耗。

(6) 输出直流支撑电容的选择

PFC 电路的直流支撑电容的选择主要应考虑：输出电压的大小及纹波值，电容允许流过的电流值，等效串联电阻的大小，容许温升等因素。另外，通信电源系统还要求在输入交流电断电的情况下，电容容量足够大以保证一定的放电维持时间。

由于利用维持时间计算所得的电容量最大，所以这里以输出电压的维持时间为计算依据。假设维持时间要求为一个工频周期，即 20 毫秒，满负载功率为 5kW，电容电压在此期间允许的跌落为 50V，则根据能量守恒算得：

$$C = \frac{2 \times P \times \Delta t}{V_{out}^2 - V_{min}^2} = \frac{2 \times 5000 \times 0.02}{400^2 - 350^2} \approx 5333 \mu f$$

实际取 5 个耐压为 450V 的 1000 μ f 电解电容并联，可降低电容的等效串联电阻。

2. 低损耗无源吸收电路的工作原理

和其他高频功率变换器一样，功率因数校正装置也需要接入吸收电路用来限制过高的电压电流上升速度，从而减小开关管和主二极管的电流电压应力。有源吸收电路结构和控制都比较复杂，而一般的 RCD 无源吸收电路由于含有耗能元件（电阻），会降低系统的效率，并产生大量的热。本设计中采用了一种新型的低损耗无源吸收电路，在获得近似为 1 的功率因数的同时，开关及主二极管可以承受较小的电流电压应力。其结构如图 2.4 中的虚线框内所示。

由图可知，该电路包含有三个二极管 D1-D3，一个谐振电容 Cr、一个缓冲电容 Cs 和一个谐振电感 Lr。各主要波形见图

2.5. 电路的工作原理介绍如下：

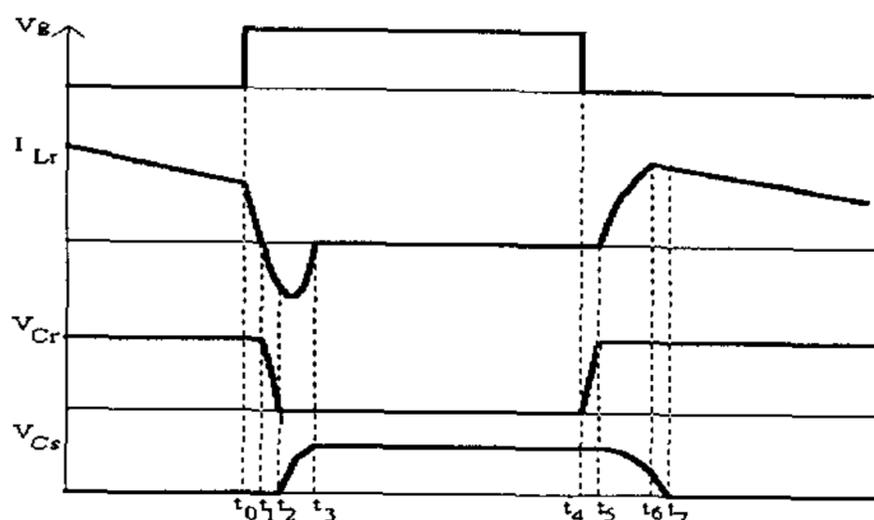


图 2.5 低损耗无源吸收电路工作波形图

1) t_0 时刻以前，电感 L_m 中的电流自 L_r 、 D_m 向负载传送。电容 C_r 端压为直流输出电压 V_o ，而电容 C_s 的端压为零。

2) t_0 时刻，开关 S 导通，由于电感 L_r 的存在，主二极管 D_m 的电流不能立即减小为零，从而防止了在主二极管反向恢复期负载侧电压直接加在开关管上。与此同时，谐振电容 C_r 通过 D_2 、 C_s 与 L_r 谐振，其端电压逐渐减小。

3) t_1 时刻， D_m 中电流过零，主二极管反偏截止。电感 L_m 中的电流完全转移到开关 S 所在的支路。 C_r 、 D_2 、 C_s 、 L_r 形成的谐振回路继续谐振。

4) t_2 时刻， C_r 端电压过零，由于二极管 D_1 的钳位作用， C_r 不能反向充电，而 L_r 、 D_1 、 D_2 、 C_s 形成新的谐振回路，电感 L_r 中的能量逐渐转移到缓冲电容 C_s 中。

5) t_3 时刻 L_r 电流过零，谐振过程结束。而电感 L_m 中的电流继续流过开关 S 。

6) t_4 时刻，关断开关 S 。电感 L_m 中的电流通过 D_1 为 C_r 充电，开关 S 的端电压上升速度被 C_r 所限制，从而防止了电

压尖峰的出现。

7) t_5 时刻, 电容 C_r 电压达到直流输出电压时, 电感电流经 D_1 - D_3 流入负载。与此同时, C_s 与 L_r 再次开始谐振, L_r 中的电流逐渐增大。

8) t_6 时刻, L_r 中的电流增大至 L_m 中的电流值时, D_1 和 D_2 断开, L_m 中的电流完全转移到 L_r 、 C_s 、 D_3 所在支路, C_s 通过 D_3 放电。

9) t_7 时刻, C_s 放电完毕, 此时电压为零。 D_3 断开, L_m 中的电流转移到 L_r 、 D_m 支路。一个工作循环结束。

实际电路中选择 $C_r=10\text{nF}$, $C_s=0.22\mu\text{F}$, $L_r=1.8\mu\text{H}$ 。

2.2.3 PFC 控制电路的原理及设计

1. 平均控制方式的工作原理

平均电流控制方式是目前有源功率因数校正器中应用较多的一种控制方式, 控制芯片也较易得到, 所以本设计也采用这种方式, 电路结构如图 2.6 所示。其工作原理简介如下:

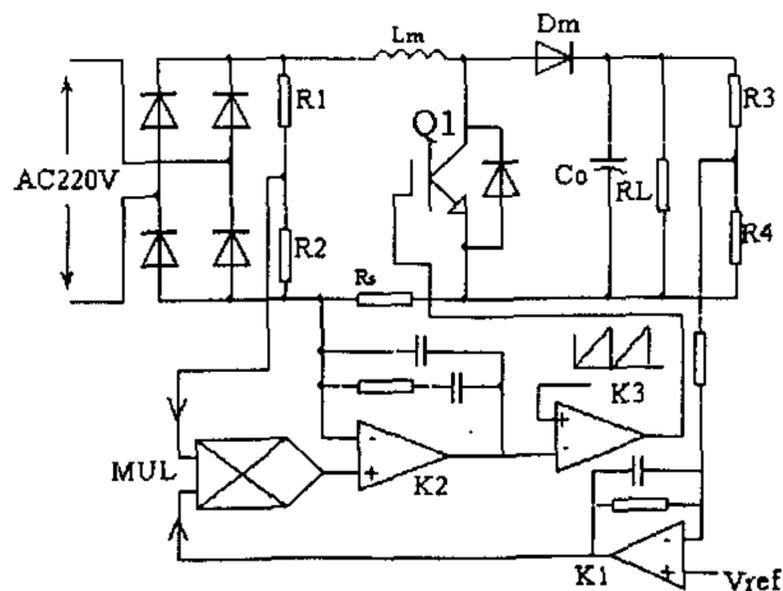


图 2.6 平均电流控制电路简图

220V 交流电经过整流后, 输出二倍于工频的 100 Hz 脉动直流电压, 电感 L_m , 开关管 Q_1 , 主二极管 D_m 构成升压斩波

器将电压升至 400 伏，并经电容 C_o 滤波后供给负载 R_L 。控制电路的核心是一个乘法器以及电压误差放大器 K_1 、电流误差放大器 K_2 。平均电流控制方式的基本思想是控制开关的工作占空比，使网侧电流的平均值能够完全跟随电压波形的变化，从而获得单位功率因数，与此同时，保持 Boost 变换器的直流输出电压稳定。为了实现这两个目的，可以在整流桥的输出端接入分压电阻 R_1, R_2 ，采集网侧电压波形并作为一路输入送入乘法器。而直流输出端接入分压电阻 R_3, R_4 ，分压值与参考电压 V_{ref} 经运算放大器 K_1 比较放大后作为乘法器的另一路输入。乘法器将两个值相乘得到输出电流的指令值，并通过电流误差放大器 K_2 与电流的实际采样值进行比例积分运算，如果二者相等，则电流误差放大器的输出维持原值不变，从而占空比也保持不变；否则将引起占空比变化，实际电流的大小也随之改变，并最终与电流的指令值相等。

2. UC3854BN 的结构和原理

本文设计的 PFC 控制电路采用了 UNITRODE 公司生产的平均电流方式控制芯片 UC3854BN，该芯片具有如下特点：

1. 线路电流畸变率可小于 3%。
2. 适用于较宽的电网输入电压范围。
3. 内置的电流、电压运算放大器箝位功能。
4. 300 μ A 软启动电流。
5. 高达 1A 的图腾柱驱动电流输出。
6. 宽带低偏置电流放大器。

UC3854BN 的内部结构框图如图 2.7 所示，包括电压放大器、电流放大器、模拟乘法器、一个固定频率的 PWM 控制器，此外还有一个与功率 MOSFET 兼容的门极驱动器、7.5V 的电压

基准、使能比较器、过电流比较器、欠压比较器和软启动电路等。该芯片的基准电压和振荡器产生的三角波幅值都比较高，减少了对噪声的敏感度。芯片最高的工作频率可达到 200kHz，适用的交流输入电压范围为 75V-275V，频率为 45Hz 到 400Hz。

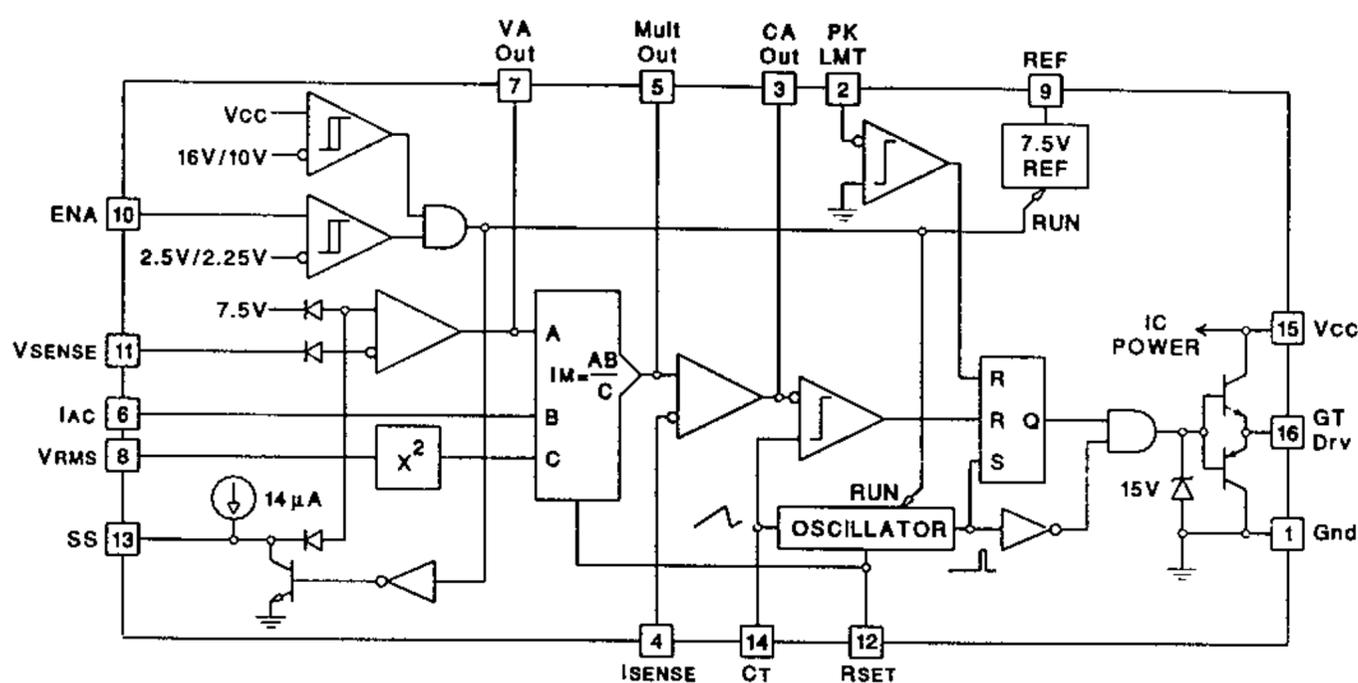


图 2.7 UC3854BN 的内部结构框图

框图的左上角包括一个欠压锁定比较器和使能比较器，都带有滞环。这两个比较器输出均为高时芯片才处于工作状态。

电压误差放大器的反相端通过 11 脚 Vsense 引出，接经过分压电阻分压的输出直流 400V，而同相端在芯片内部接 7.5V 的参考电压，其输出端 VAout 为 7 脚，它和输入交流电压波形取样端（脚 6）、输入交流电压有效值取样端（脚 8）共同作为模拟乘法器的三个输入端子 A、B、C，这三路输入信号经过模拟乘法器的乘法和除法运算后，输出通过 5 脚 Multout 引出，并同时作为电流误差放大器的电流指令信号送给其同相端，电流误差放大器根据这个电流指令和实际检测到的电流信号（通过 4 脚 Isense 检测而来）进行比例-积分调节，其输出一方面

通过 3 脚 CAout 引出，另一方面送给驱动信号产生电路用来调节输出脉宽的宽度。

3. 控制电路的参数选择

从上面的分析可知，单位功率因数是通过不断调整开关的占空比来实现的，而占空比最终由电压电流环和乘法器进行调节，因此这三个环节的参数选择是整个控制电路设计的关键。下面就以 5kW 开关整流模块的 PFC 控制电路设计为例给出参数选择的具体过程。

(1) 电压环的设计

为了有效的抑制输出二次谐波对控制电路的影响，通常都将电压环的带宽设计的十分窄，电路结构采用一阶低通滤波器，如图 2.8 所示。文献[6]中给出了这个环节的详细设计步骤，但是非常烦琐。而本文提出的方法则简便、实用。

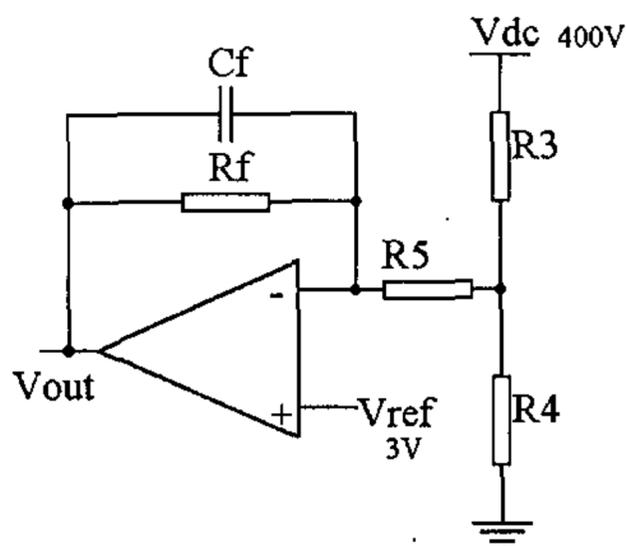


图 2.8 电压环结构图

1) 首先计算电压环的增益。

按照 UC3854BN 的技术参数要求，从 400V 直流输出侧通过分压器得到的电压值应为 3V。考虑到功耗因素，分压电阻 R3 取 520K，则电阻 R4 的值是 3.9K。经实际测量，400V 直流电

压在满载时,迭加的二次谐波电压峰峰值最大为 7V, 经过分压后减小为:

$$V_{2th} = 7 \times \frac{3.9}{520 + 3.9} \approx 52.1 \text{mV}.$$

按照 UC3854BN 所提供的参数, 电压误差放大器输出摆幅为 6V, 如果要求其中的二次谐波分量不超过 1%, 换算后为 60mV, 则对放大器的增益限制是:

$$G_{vea} = \frac{R_f // Z_{cf}}{R_s} = \frac{R_f}{R_s(2\pi f C_f R_f + 1)} \leq \frac{60}{52.1} \approx 1.15$$

2) 根据转折频率和上述算得的电压环增益确定 R_f 、 C_f 的值。

如果电压环的带宽限定为 10Hz, 则有:

$$R_f C_f = \frac{1}{10 \text{Hz}} = 0.1(\text{s}) .$$

若取 $R_s = 2\text{K}$ 可算得: $R_f = 146.7\text{K}$, $C_f = 0.68\text{uf}$ 。实际取为 150K, 0.68uf。

(2) 电流环的设计

电流环的参数直接影响系统的稳定性和响应速度。由平均电流控制方式的特点可知, 电流环在结构上可采用比例-积分控制器, 如图 2.9 所示。因此设计的关键在于选择合适的放大倍数与积分常数。

1) 放大倍数的确定

如果电流传感器采用分流器加中间放大器的形式构成, 分流器的电阻值为 R_s , 中间放大器的增益为 G_{csa} , 而电流环的放大倍数为 K , 则电流环输出电压的变化速率 dv/dt 最大值将发生在网侧交流电压过零时刻, 因为此时电感 L_m 两端承受的电压差最大, 为直流输出电压 V_{DC} , 电感电流的变化率也最大。

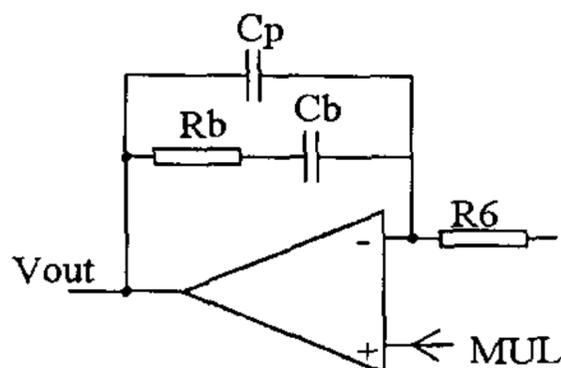


图 2.9 电流环结构图

容易得出：

$$dv_{\max} / dt = \frac{V_{DC}}{L_m} R_s G_{csa} K, \text{ 其中 } K = \frac{R_b}{R_6}。$$

而锯齿波发生器生成的锯齿波电压上升速率为：

$$dv_{st} / dt = V_{st} f。$$

其中 V_{st} 为锯齿波幅值， f 为锯齿波的频率。

由平均电流方式控制的特点可知，保证系统稳定的条件是 [6]：

$$dv_{\max} / dt \leq dv_{st} / dt。$$

根据上面的公式，并代入实际值： $V_{DC} = 400\text{V}$ ， $L_m = 1\text{mH}$ ， $R_s = 1.5\text{m}\Omega$ ， $G_{csa} = 39$ ， $V_{st} = 5.2\text{V}$ ， $f = 25\text{kHz}$ ， $R_6 = 10\text{K}$ ，可算得： $R_b \leq 60\text{K}$ 。实际取为 56K 。

2) 时间常数的确定

电流环的转折频率 f_c 以及比例-积分调节器的时间常数 T 可由下式给出：

$$f_c = \frac{V_{DC} R_s G_{csa} K}{V_{st} \times 2\pi L_m}$$

$$T = R_6 C_b$$

为获得足够大的相角裕量，通常将比例积分调节器的零点配置在系统转折频率处，此时 $f_c T = 1$ 。结合上面的两个公式并

代入实际值可有： $C_b=0.0233\mu\text{f}$ ，实际取为 $0.022\mu\text{f}$ 。

另外，为了滤除高频干扰，还可以为电流环配置一个极点以衰减高频分量。通常可以加接一个小电容，如图 3 中的 C_p ，其值一般取为几十至上百个皮法。本例中选用 100pf 。至此电流环设计完毕。

(3) 模拟乘法器的设计

模拟乘法器的输出为一电流信号，根据器件手册的规定，该电流的典型值最大为 $200\mu\text{A}$ ，且与乘法器的三个输入信号大小直接相关，用公式表示为：

$$I_{mo} = \frac{I_{AC} (V_{ao} - 1.5)}{KV_{ff}^2}$$

上式中 K 为常量 1， V_{ao} 为电压环的输出，最大为 6V ， I_{ac} 为电压波形采样电阻中流过的电流，当此电阻值为 1.5M 时，网压最低情况下电流为 $165\mu\text{A}$ ，而 V_{ff} 为交流输入电压有效值的采样值，输入最低时其值为 2.376V 。这样由上述公式可算得乘法器的最大输出电流为 $131.4\mu\text{A}$ 。

按照器件应用的技术规定，乘法器输出电流在电阻上产生的压降应小于等于 1.25V 。因此可计算出该电阻的大小为 9.5K ，实际选用 10K 的电阻。

第三章 全桥 DC-DC 变换器的设计

3.1 全桥 DC-DC 变换器的工作原理及控制方法

全桥变换器拓扑是目前国内外 DC-DC 变换器中被广泛使用的最常见拓扑之一，尤其是在中大功率场合更为适合^[8]。与单端变换器和半桥电路相比，这种结构的变换器有一系列明显的优点，如开关器件电压电流应力较低，变压器利用率高等，因此本文设计的 48V/100A 开关整流模块采用了全桥变换器。根据供电方式的不同（输入端所连接的储能元件可以是电容或电感），全桥变换器又分为电压型和电流型两大类，其中以电压型应用更为广泛。这种变换器的结构简图如图 3.1 所示。

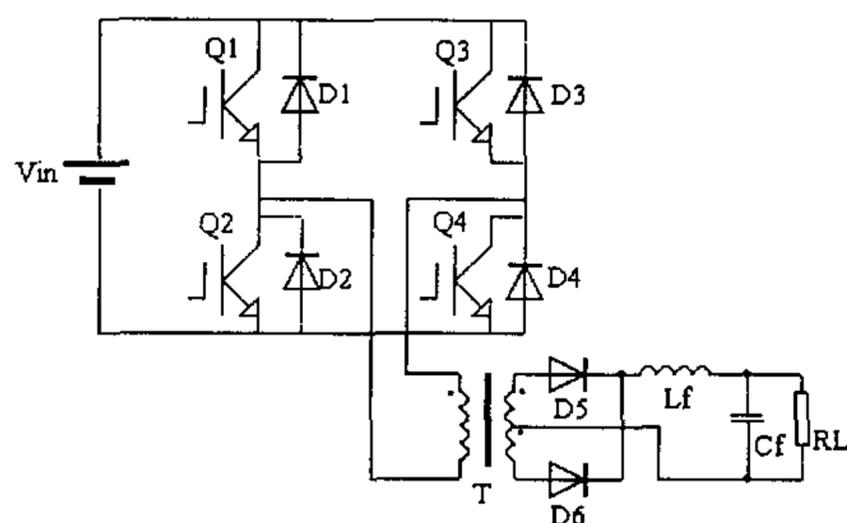


图 3.1 全桥 DC-DC 变换器结构简图

3.1.1 全桥 DC-DC 变换器的基本工作原理

以上图为例，当采用 PWM 控制方式时，直流电压 V_{in} 施加在 Q1-Q4 四只开关管构成的两个桥臂上。当两只成对角的开关管 Q1、Q4 或 Q2、Q3 同时导通时，功率从源侧通过变压器 T

向负载传送；当所有开关管均关断时，负载电流将通过整流二极管 D5、D6 续流，同时滤波电容 C_f 为负载 R_L 继续提供能量。通过控制四只开关管的通断顺序及通断时间，在变压器的原边将得到按某一占空比 D 变化的正负半周对称的交流方波电压。如果变压器的变比为 n ，则变压器次边将产生幅值为 nV_{in} 的交流方波电压，经过二极管 D5、D6 组成的整流电路和电感 L_f 、电容 C_f 组成的低通滤波电路最终就可得到所要求的平滑直流输出电压。

由于全桥变换器本质上属于 Buck 变换器，如果不考虑效率等因素，则输出电压的值与占空比 D 成正比。通过调节占空比 D 即可线性地调节输出电压。

3.1.2 全桥 DC-DC 变换器的控制策略

在上述的控制方式中，互为对角的开关管导通和关断都是同时进行的，其门极信号的时序波形图如图 3.2 所示。

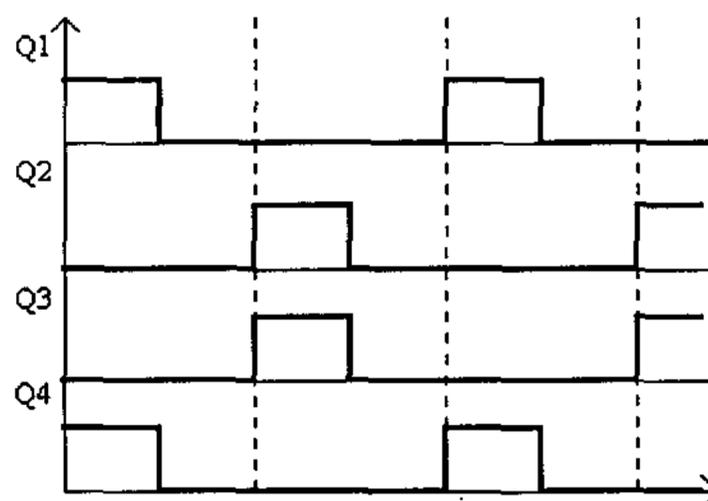


图 3.2 全桥变换器的传统 PWM 控制方式

实际上，互为对角的开关管的开通或关断不一定要在同一时刻完成。通过改变管子的通断时刻，可以得到一族不同的控制策略。文献[8]中共给出九种控制方式，在本文中对这些方式进行重新分类，并推演出另一种新型的控制策略——“相位

延迟控制方式”。

1) 如图 3.2, 两只对角开关管开通、关断同时进行, 开通时间长度为 $0.5DT$ (D 为占空比, T 为开关周期)。这就是上面介绍的传统控制方式, 有文献也称之为“双极性控制”。

2) 两只对角开关管同时开通, 但不同时关断。这种情形下, 其中一个管子的导通时间长度仍由 $0.5DT$ 决定, 但另一只管子却推迟关断时间, 最多可以到 $0.5T$ 处关断。这就是所谓的“有限双极性控制”的第一类情况, 可能的实现方式有两种, 如图 3.3 所示。

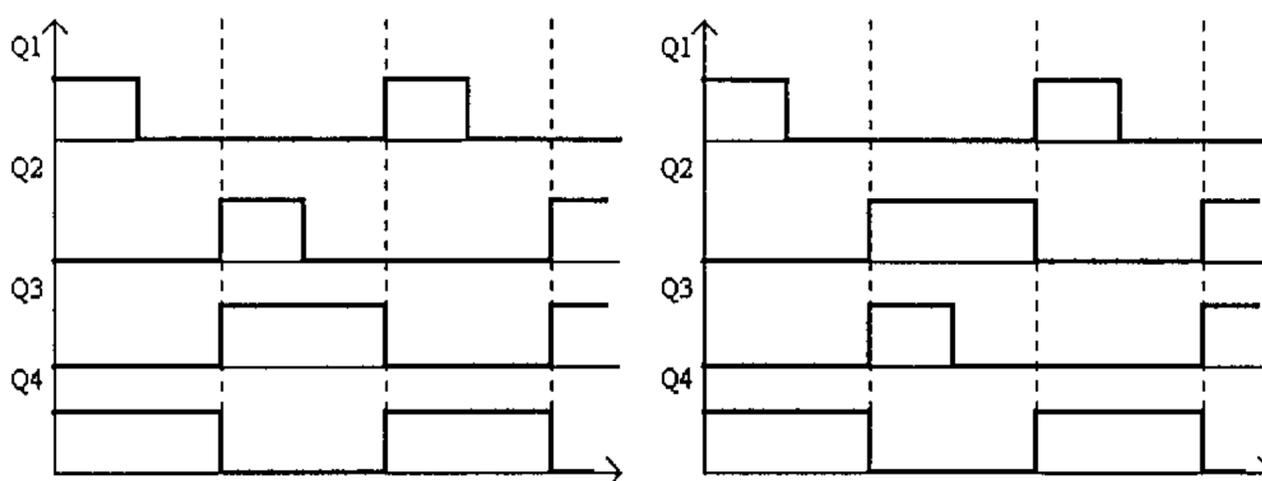


图 3.3 有限双极性控制方式 (一)

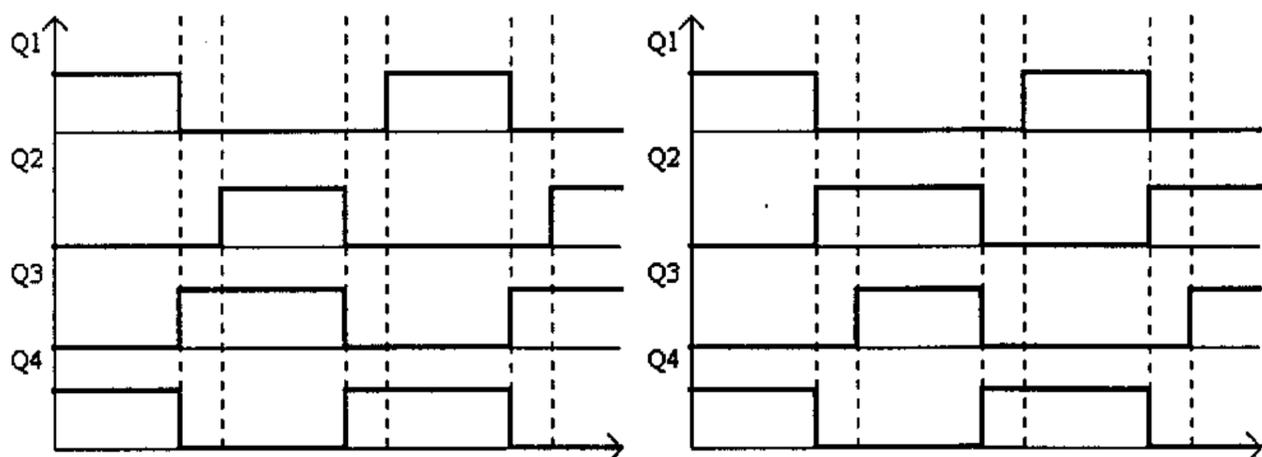


图 3.4 有限双极性控制方式 (二)

3) 两只对角开关管同时关断，但不同时开通。这种情形下，其中一个管子的导通时间长度仍由 $0.5DT$ 决定，但另一只管子却将开通时间提前，使得导通时间延长（最多可以到 $0.5T$ ）。这就是所谓的“有限双极性控制”的另外一种情况，可能的实现方式也有两种，如图 3.4 所示。

3) 如图 3.5，两只对角开关管开通、关断都不同时进行，其中一个先开、先关，而另一只则后开、后关。如果每个管子的导通时间都达到 $0.5T$ ，就是常见的“移相控制方式”。

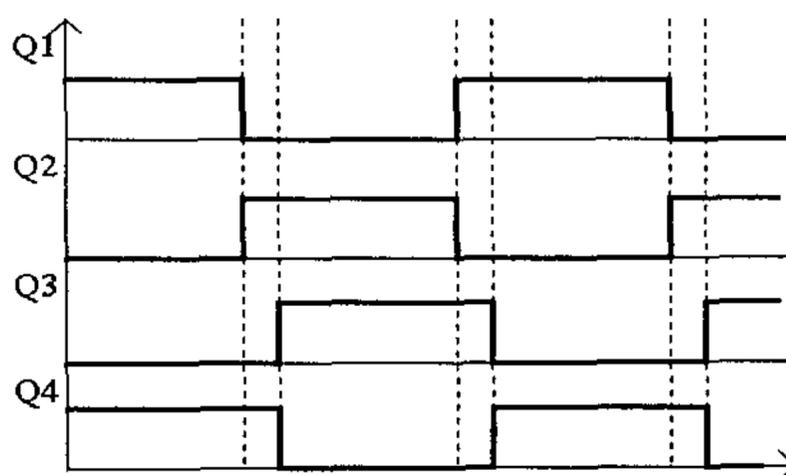


图 3.5 移相控制方式

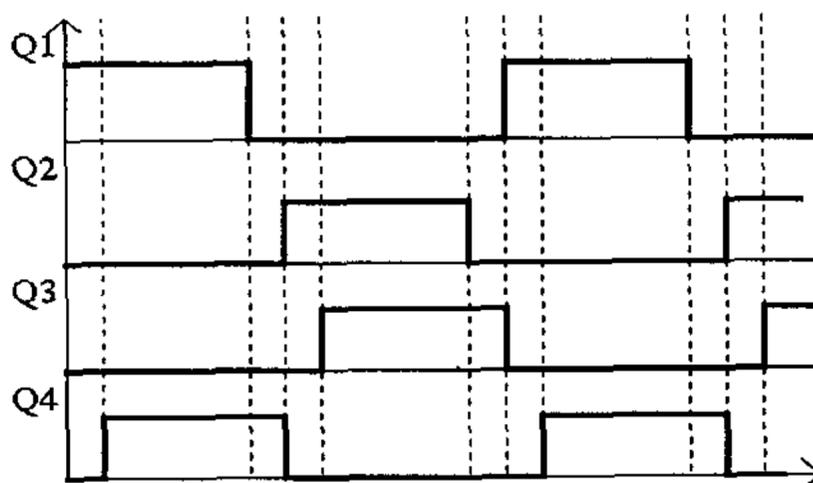


图 3.6 相位延迟控制方式

4) 如图 3.6，与上述情况类似，两只对角开关管开通、关断都不同时进行，其中一个先开、先关，而另一只则后开、后关，但每个管子的导通时间都小于 $0.5T$ ，大于 $0.5DT$ ，这就

是本文要介绍的一种新型的控制策略，称之为“相位延迟控制方式”（“Phase Overlapped Control”，POC）。

3.1.3 全桥变换器的软开关

(1) 全桥变换器的软开关技术简介

PWM 技术自从 60 年代出现以来至今仍被广泛应用着，但是随着工作频率的进一步提高，半导体开关器件的开关损失和电磁干扰均随之增加，成为限制变换器进一步向高频化发展的主要原因之一。开关损耗的起因主要包括如下几个方面^[9]：

- 1) 开关管的容性开通，使得寄生结电容中储存的能量转化为热能耗散在开关器件中，同时大的 dV/dt 引起较大的电磁干扰。
- 2) 开关管的感性关断，引线电感中储存的磁能在器件两端激起很高的电压，同时大的 di/dt 也带来很大的电磁干扰。
- 3) 开关管在开通和关断的瞬态过程中，电压和电流波形的交迭引起的功率损失。
- 4) 二极管的反向恢复现象，使得在反向恢复期管子处于近似直通状态，造成大的损耗，甚至引起器件损坏。

为减小甚至避免开关损失和随之引起的电磁干扰，人们提出了软开关的概念，如准谐振 (QRC)、多谐振 (MRC)、伪谐振 (PRC)、零电压开关 (ZVS)、零电流开关 (ZCS)、零电压转移 (ZVT)、零电流转移 (ZCT) 等^[9]。对于全桥变换器拓扑而言，采用移相技术的 ZVS 变换器在 90 年代初得到迅速发展，通过引入超前臂和滞后臂的概念，人们提出了多种实现零电压开关的新方法，并且广泛应用于实际应用中。同时 ZVZCS^[13-16] 技术也受到了人们的关注。目前最新的针对全桥变换器的软开关技术是零电压转移技术^[11]，通过采用两个辅管（也工作于软开关

状态), 实现了主开关器件的零电压转移。

(2) 全桥变换器的超前臂、滞后臂及其软开关实现条件

由文献[8]的结论可知, 互为对角的开关的关断时间错开是实现软开关的必要条件。在前述讨论中我们可以看出, 第一类有限双极性控制、移相控制、相位延迟控制都可以满足这个要求。按照一般的定义, 在互为对角的两个开关中, 如果某一桥臂的开关首先关断, 则称此桥臂为超前臂, 另一臂则称之为滞后臂。由于分析超前臂和滞后臂的软开关条件需要考虑开关管的寄生结电容和变压器漏感, 这里将图 3.1 重画, 如图 3.7 所示, 其中 $C1-C4$ 为寄生电容, Lk 为变压器的漏感。

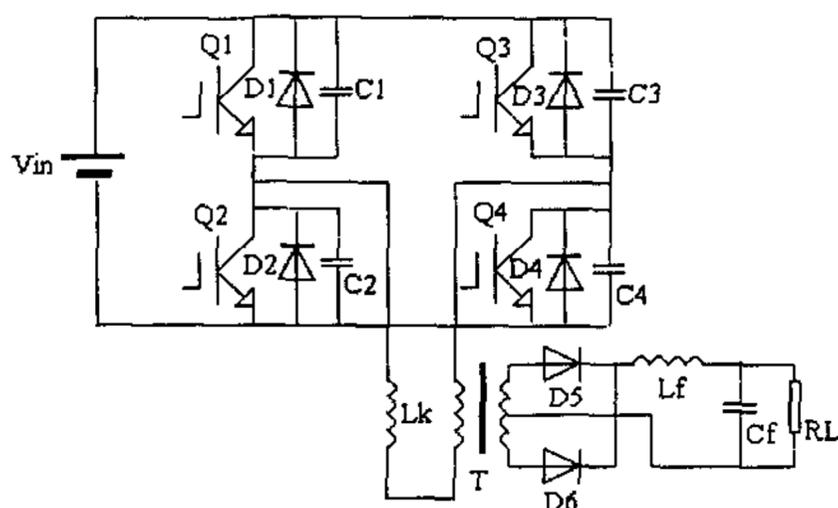


图 3.7 考虑寄生参数影响的全桥变换器结构图

为分析方便, 我们定义全桥变换器的四种工作状态如下:

- a) 对角管 $Q1$ 、 $Q4$ 同时开通, 定义为 +1 工作状态。
- b) 对角管 $Q2$ 、 $Q3$ 同时开通, 定义为 -1 工作状态。
- c) $Q1$ 、 $Q3$ 或 $Q2$ 、 $Q4$ 同时导通, 定义为 0 状态。
- d) 一只管导通或四只管子均不导通, 定义为 X 状态。

则变换器无论在任何时刻所发生的主电路拓扑的改变均可看成这四种状态之间的互相的切换。

1). 超前臂的情形:

在图 3.7 中, 若某一时刻 (假定为 t_0) 开关 Q_1 、 Q_4 同时导通, 电路工作于 +1 状态, 原边电流 (激磁电流加负载电流的反射值) 流过 Q_1 、 Q_4 。 t_0 时刻首先关断 Q_1 , 则原边电流转移到电容 C_1 、 C_2 所在的支路, C_1 充电, 而 C_2 放电。由于电容 C_1 、 C_2 的存在, 因此 Q_1 的端电压上升速率得到限制, 从而实现了零电压关断的条件。在这段时间内可认为漏感 L_k 和滤波电感 L_f 是串联在一起的, 且滤波电感较大, 因此原边电流近似不变, 呈现恒流源的特性。在 t_1 时刻电容 C_1 的端电压上升到 V_{in} , 而 C_2 的端电压下降到零, 开关管 Q_2 的反并联二极管 D_2 导通, 原边电流通过 D_2 、 Q_4 续流, 电路进入 0 状态。与此类似, 电路从 -1 到 0 状态的切换也可以保证开关管 Q_2 的零电压关断的实现。

结论 1: 超前臂的开关关断时, 原边电流近似为恒流特性, 不能实现 ZCS; 但由于此恒定不变的电流的存在, 使得电路有充足的能量为即将开通的开关的结电容放电, 从而易于实现 ZVS。

2) 滞后臂的情形:

电路无论是从 +1 还是 -1 状态, 当转换到 0 状态之后, 有两种可能的选择: 一种是保持这种续流状态不变, 称之为“恒流模式”; 另一种是设法将此电流尽快衰减到零, 称之为“电流复位模式”。这两种不同的模式对于滞后臂的工作特性有着不同的影响。

a) 恒流模式

仍以图 3.7 为例, 不失一般性, 假定电路从 +1 状态切换到 0 状态, 原边电流通过 D_2 、 Q_4 续流。如果在某一时刻关断开关 Q_4 , 则此电流将转移到电容 C_3 、 C_4 所在支路, C_3 放电, 而 C_4 充电。当 C_4 的充电电压达到输出直流电压 V_o 的反射值

时，整流二极管 D5、D6 将同时导通，变压器的次边处于短路状态，激磁电感不再参与谐振，漏感 L_k 两端承受全部电源电压，其电流线性下降。由于漏感的储能较小，如果在电容 C3 未放完电之前漏感电流就已经减少到零，则 C3 的电荷不能全部被漏感电流抽走，开关 Q3 将不能实现 ZVS，尤其在输入电压较高和轻载时更为困难。对于 -1 状态转换到 0 状态的情况与此类似。

结论 2：如果电路在状态 0 时选择恒流模式，滞后臂可能实现零电压开关，但要取决于漏感能量的大小。总体来讲，滞后臂的 ZVS 比超前臂实现起来要困难。

b) 电流复位模式

如果电路在 0 状态后选择电流复位模式，则在 Q4 关断时原边电流已经下降到 0，因此可以实现 ZCS。同时，Q3 开通时由于漏感 L_k 的存在，电流从 0 逐渐上升，因此也可以实现零电流开通。由于实现的是 ZCS 而不能同时实现 ZVS，因此滞后臂的开关管不能再另外并联电容，以减小开通损耗。以上是 0 到 -1 状态的情形，对于 0 到 +1 状态，工作原理完全类似。

结论 3：电路在 0 状态下如果选择电流复位方式，则滞后臂可以实现零电流开关。

ZCS 对于 IGBT 等少子导电器件来讲更为适合，因为这类器件在关断时有拖尾电流的存在，会导致较大的关断损耗。采用 ZCS 技术后能有效减少这种损耗。

从上述分析可知，处于 0 状态时原边电流的复位是保证滞后臂实现 ZCS 的关键，通常的复位方式有两种：在变压器原边引入阻断电压源，从而使漏感的能量消耗在此电压源中，令电流尽快衰减到零，或者用串联饱和电感等方法阻断漏感电流的流电路径，实现电流复位。本文采用的是前一种方法。

表 3.1 总结了各个切换方式下超前臂和滞后臂可否实现 ZVS 和 ZCS 的情况。“Y”表示可以，“N”表示不可以。

		+1 \Rightarrow -1	-1 \Rightarrow +1	+1 \Rightarrow 0	0 \Rightarrow +1	-1 \Rightarrow 0	0 \Rightarrow -1
超前臂	ZVS	N	N	Y	Y	Y	Y
	ZCS	N	N	N	N	N	N
滞后臂	ZVS	N	N	Y	Y	Y	Y
	ZCS	N	N	Y	Y	Y	Y

表 3.1 不同模式转换时的软开关条件

3.2 采用相位延迟控制方式的控制器原理及设计

由于移相控制方式具有容易实现软开关、占空比调节范围宽等一系列优点，在全桥 DC-DC 变换器的控制电路中得到广泛应用。本设计最初选用的也是这种控制方式，采用 UC3875 作为控制芯片，但实际运行过程中发现 UC3875 的抗电磁干扰能力不强，其同步端对干扰比较敏感，驱动信号经常与同步信号失步，导致变换器的工作频率不稳，影响整个系统的稳定性。另外，UC3875 的价格也较高。综合各方面考虑，本设计采用了相位延迟控制方式，控制芯片为常见的 TL494，成本低廉，可靠性较高，电路实现也较为简单。

由于全桥变换器共需四路驱动脉冲，而 TL494 仅提供两路，所以其他两路需要另外生成。考虑到可靠性等因素，在设计中避免采用脉冲沿触发的单稳电路，而是利用一阶 RC 延迟电路来形成所需要的另两路控制信号。

3.2.1 脉宽调制型控制芯片 TL494 介绍及工作原理

TL494 是一种被广泛应用的 PWM 控制芯片，其内部等效电路如图 3.8 所示。

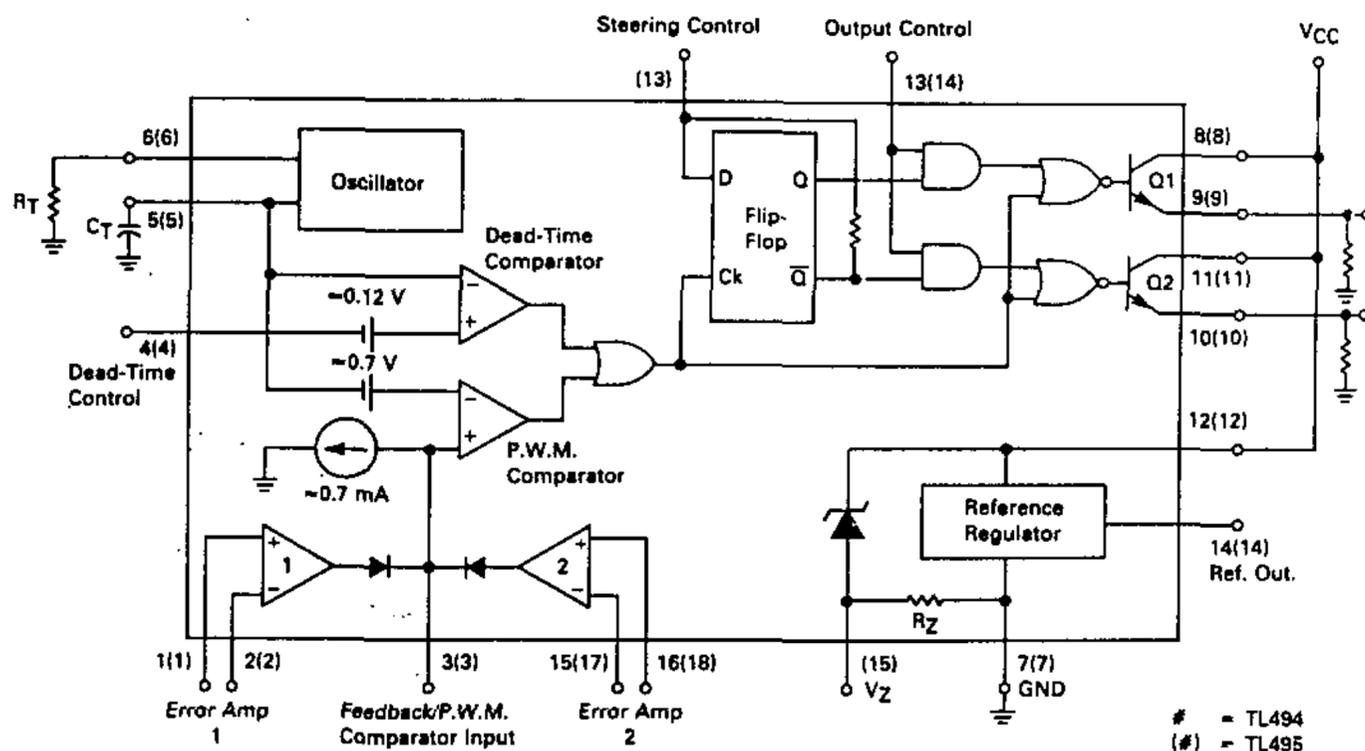


图 3.8 TL494 内部结构图

在图 3.8 中振荡器 Oscillator 所生成的三角波加在两个比较器 Dead-Time Comparator(以下简称 CMP1)、P.W.M. Comparator (以下简称 CMP2)的反相输入端，而其中比较器 CMP1 的同相端接死区时间控制引脚 4(Dead-Time Control)，CMP2 的同相端接误差放大器的反馈输出。当 5 脚锯齿波的电压比较低时，比较器 CMP1 输出为高，则不论另一路比较器 CMP2 输出如何，通过或门、或非门的运算，两个输出晶体管 Q1、Q2 都处于截止状态。当锯齿波的电压上升到超过死区设置电压但低于误差放大器的输出时，两个输出晶体管同样处于截止状态。只有当锯齿波电压继续上升到超过误差放大器的输

出电压时，D 触发器的时钟输入脚检测到一个上跳，引起触发器翻转，由于输出控制脚（13 脚）的控制作用，此翻转可能使两路输出晶体管同时导通，或仅使一路导通，另一路等到下一次翻转时导通。随着误差放大器输出电压的不同，D 触发器翻转的时间也不同，从而占空比也随之变化，达到脉宽调制的目的。

3.2.2 TL494 的外围电路设计

a) 振荡频率的选择

根据器件手册，TL494 的振荡频率约为：

$$f = \frac{1.1}{RC}$$

其中 R 为振荡器的外接电阻，C 为外接电容。

在本例中 R=8.2k，C=3.3nf，经计算三角波的频率约为 40.6kHz，而一个完整的开关周期需两个三角波周期，所以开关频率约为 20kHz。

b) 死区时间设置、系统保护及软启动电路的设计

由器件手册可知，芯片可通过 4 脚进行死区时间设置。由于芯片内部已经将死区时间比较器的同相端抬高了 0.12V，所以即使 4 脚接地，最大占空比输出也受到限制，在推挽方式下为 0.98，而对于同相输出方式则为 0.45。通过增加 4 脚的给定电压，最大占空比的值也随之下降。在图 3.9 所示的电路中，推挽方式下的最大占空比与有关器件取值的关系是：

$$D_{max}\% = 45 - 80 / [1 + (RA39/RA40)]$$

RA38、CA18、QA4、RA43、RA44、CA20 构成了系统保护电路。当有故障信号到来时，RFA 上升为高电平，经过 RA43、RA44、CA20 组成的分压和滤波电路，MOS 管 QA4 的栅极电压上升到其阈值值之上，管子导通，电容 CA18 通过电阻 RA38 快速放电，

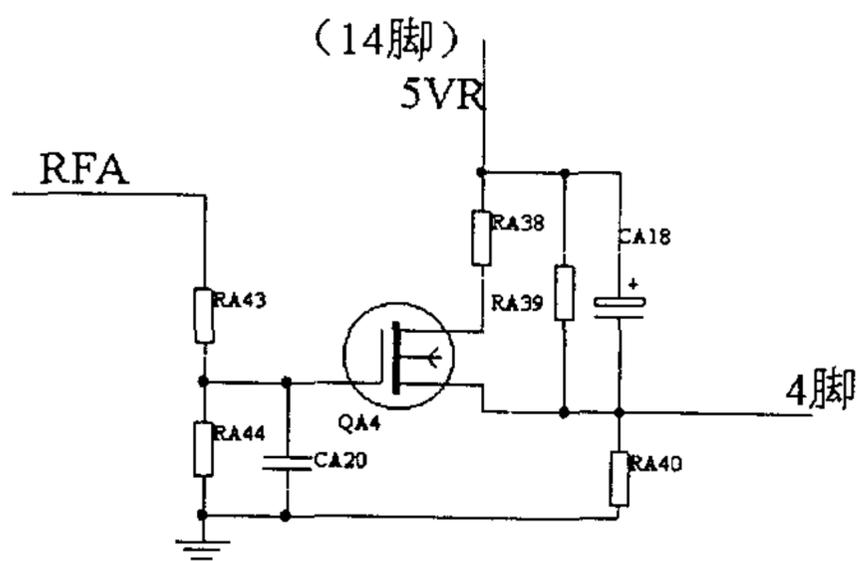


图 3.9 死区时间设定及软启动电路

4脚电压逐渐上升，TL494的14脚基准电压经过RA38和导通的QA4直接加到4脚，从而将死区时间设定比较器的同相输入端电压抬高到接近5V，而其反相端（也就是锯齿波发生器的输出端）的最高输入电压值也仅有4.5V，所以比较器输出恒为高电平，两路输出晶体管全部截止，驱动信号停止输出，从而起到对电路的保护作用。

RA39、RA40、CA18构成了软启动电路。当系统刚刚开机或故障信号消失后的一瞬间，电容CA18的端电压都为0，4脚的电压较高，TL494的输出占空比也为0。但此后，5V的参考电压经过RA40为CA18缓慢充电，4脚电压逐渐下降，占空比逐渐上升，负载电流逐渐增大，从而实现了软启动功能，防止在开机或故障恢复瞬间有大的电流冲击。

c) 电压环的设计

由于全桥变换器本质上属于buck变换器，而由文献[12]知，buck变换器一般是一个具有两个极点的二阶系统，其幅频特性曲线在极点频率之前是一条直线，而在其后是一条以每十倍频程-40分贝下降的斜线。为了保证整个系统的稳定，一

般需要闭环幅频特性曲线通过 0 分贝线时其斜率为每十倍频程 -20 分贝^[17]。显然必须在电压调节环中加入适当的补偿网络，才能使系统满足这个要求。

为了设计补偿网络，首先应得出功率变换器的传函。这里主要考虑占空比的扰动对输出电压的影响。如果将全桥变换器转化为等效的非隔离型 buck 变换器，则有：

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{D} \frac{1}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_L} s + 1}$$

如果考虑到全桥变换器的隔离变压器变比为 n ，则上式将转化为：

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{nD} \frac{1}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_L} s + 1}$$

此时 V_o 的含义是系统最终的输出电压值。在满载情况下，如果占空比为 0.6，输出为 48V，变压器变比为 0.2， $L_o=23.5\mu\text{H}$ ， $C_o=33000\mu\text{F}$ ， $R_L=0.5\text{ohm}$ ，则系统的动态低频小信号传函为：

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{nD} \frac{1}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_L} s + 1} = \frac{400}{7.755 \times 10^{-7} s^2 + 4.7 \times 10^{-5} s + 1}$$

从上式即可得到系统的直流增益为 400，极点频率为：

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{\sqrt{23.5 \times 10^{-6} \times 33000 \times 10^{-6}}} \approx 1136(\text{rad/s})$$

考虑如下的闭环结构：

电压环输入 → (1) 电压环输出 → (2) 占空比输出 → (3) 变压器原边 → (4) 变压器次边 → (5) 低通滤波器及负载 → (6) 分压电阻 → (7) 电压环输入

括号中的数字是为了方便表示各环节所定义的序号。
在本设计中，每个环节的直流增益分别为：

$$K_2 = \frac{i}{V_{st}} = \frac{1}{2.8} = 0.357, \quad K_3 = \frac{V_m}{1} = 400, \quad K_4 = n = 0.2, \quad K_5 = 1, \\ K_6 = 0.02, \quad K_7 = 0.5$$

则开环总增益为各增益乘积，大小为 $0.286K_1$ 。

由于系统对于动态响应时间要求不是特别高，从稳定性和静差两方面考虑，电压环采用比例积分加小惯性环节构成，具体实现电路如图 3.10 所示。

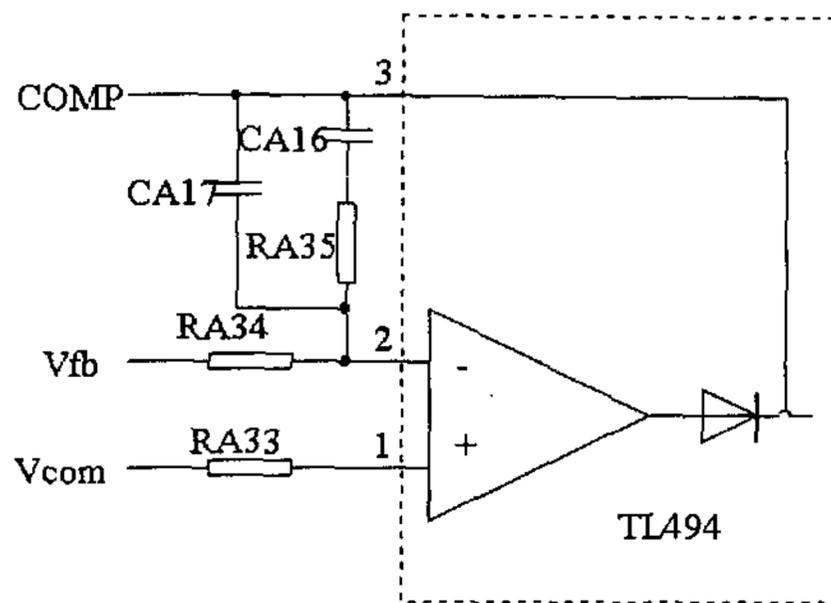


图 3.10 电压环结构图

按照上图的结构，如果电容 CA17 较小，分析时先忽略它的影响，仅考虑比例积分环节，那么这个环节在变换器的极点频率处的增益 K1 为：

$$K1 = \frac{R35 + 1/\omega \cdot C17}{R34}$$

为保证系统稳定，在极点频率处要求幅频特性曲线以 -20 dB/dec 通过 0 分贝线，则应有：

$$0.286 \cdot K1 \leq 1$$

对于一般的开关调压系统而言，按照文献[17]所给出的经

验公式，补偿网络的极点配置一般在 0.1-0.2 倍开关频率处，由于本设计中开关频率为 20kHz，所以可取为 2kHz，对应的时间常数为 500us，即：

$$R_{A34} \cdot C_{A16} = 500\mu s$$

如果取 $R_{A34}=10k$ ，从上述各式可以解得：

$R_{A35}=17.4k$ ， $C_{A16}=0.05\mu f$ 。实际选用 $R_{A35}=16k$ ， $C_{A16}=0.047\mu f$ 。

由于 C_{A17} 用来滤除高频噪声，所以一般容量较小，这里取为 220pf。

3.2.3 信号延迟电路的原理和设计

1). 延迟电路的工作原理

在相位延迟控制方式中，由于互为对角的两只管子的驱动信号相位上错开一个小的角度，所以需将 TL494 的输出信号进行延迟处理以得到所需要的控制时序。在本文设计的电路中避免采用抗电磁干扰较差的边沿触发单稳电路，而利用两级 RC 延迟电路，分别完成脉冲展宽和上升沿延迟功能，具体电路见图 3.11，波形图见 3.12。

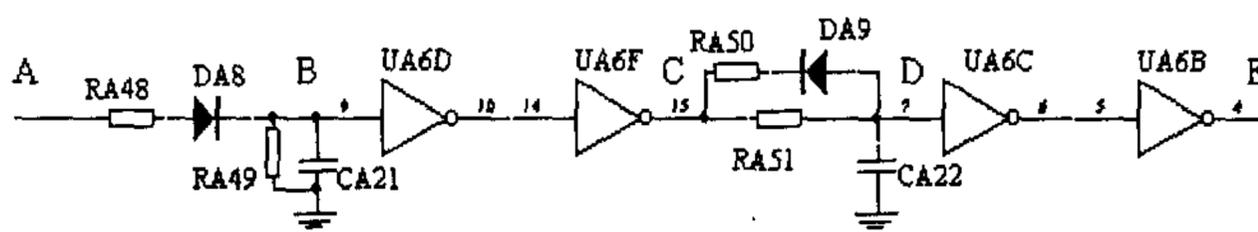


图 3.11 脉冲延迟电路

当 A 点的控制脉冲的上升沿到来时，由于 R_{A48} 很小， R_{A48} 、 C_{A21} 组成的惯性环节的时间常数也很小，所以经过两级反相器 U_{A6D} 、 U_{A6F} 后， U_{A6F} 几乎同时输出一个上升沿；但对于下降沿，由于 C_{A21} 要通过 R_{A49} 放电，而 R_{A49} 的值

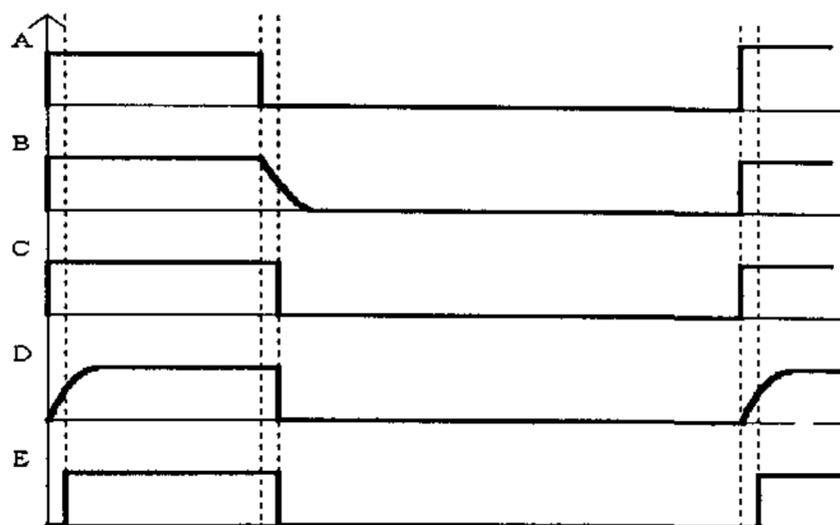


图 3.12 脉冲延迟电路各点波形图

很大，所以经过两级反相器 UA6D、UA6F 后，UA6F 输出的下降沿就有一定的延迟，这样对应于 A 点的输入信号，C 点的输出信号被展宽了。对于这样的一个被展宽的信号而言，其上升沿再次经过 RA51、CA22 构成的惯性环节后作为 UA6C、UA6B 的输入。因为 RA51 的值较大，所以经过一定的延迟后，两级反相器 UA6C、UA6B 在 E 点的输出才会出现一个上升沿；而对于下降沿情况会有所不同，由于 RA50 较小，当 C 点的下降沿来临时，CA22 快速放电，所以经过两级反相器 UA6C、UA6B 后，E 点的下降沿几乎与 C、D 点同时来到。

综合上述分析可知，E 点的输出信号与 A 点的输入信号相比，相位上被延迟了一段时间，且随着输入信号宽度的变化，这个延迟时间是不变的。

2). 信号被延迟处理的目的

以开关 Q1、Q4 的驱动信号为例。假定 Q4 的控制信号相位有一个延迟，如图 3.13 所示，则时间段 t_1-t_2 和 t_3-t_4 分别有不同的作用。

假定 Q1、Q4 的驱动信号的上升沿同时到来，则当系统的输出功率非常小时，变换器的占空比也非常小，则 Q1 的控制

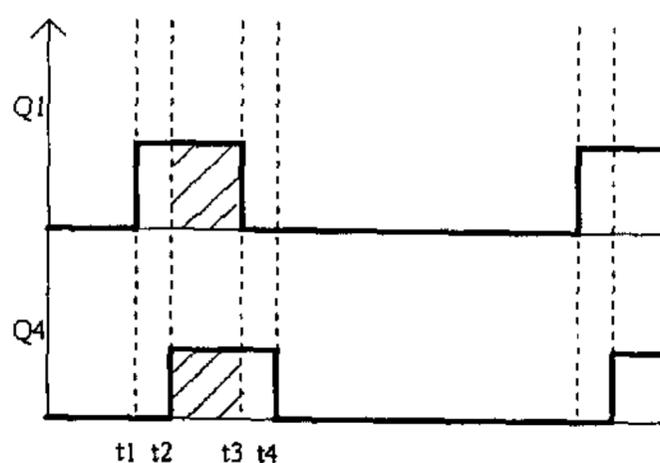


图 3.13 信号被延迟处理的作用示意图

信号的脉宽也会十分窄。如此窄的脉冲由于驱动能量不足，会造成开关管不能完全导通，从而导致电路工作异常甚至损坏。而两路信号错开一个相位后，即使电压调节系统将占空比调到一个非常小的值甚至为 0，仅仅是两路信号交迭区域（ t_2-t_3 时段中涂斜线部分）变小或不相交而已， Q_1 和 Q_4 驱动信号仍保持着足够的宽度，确保开关管工作在导通—截止两个状态，避免不确定的中间状态的产生。

对于 t_3-t_4 时段而言，在 Q_1 已经关断后仍保持 Q_4 的开通，一方面可以避免开关管 Q_4 过窄的驱动脉冲的出现，另一方面还可以留出足够充足的时间完成变压器原边电流的复位，确保滞后臂工作在零电流开关状态。

在“相位延迟控制”中，一般选择 t_1-t_2 与 t_3-t_4 的时间值是相等的。

3). 信号延迟电路的设计

设计中主要是延迟时间的确定。由于开关频率为 20kHz，所以半个工作周期是 25 微秒。在下面的分析中将会看到，延迟时间是存在占空比损失的（与漏感引起的占空比损失的机理不同），为防止大的占空比损失，延迟时间不宜过长，最终本设计选为 2 微秒。（实际上从本章下节可以看出，这段时间内

完成变压器原边电流复位是足够的)。当电源电压 15V 时,反相器 4049 的翻转电平为 8-10V, 所以根据 RC 电路的充放电规律, 大致可取时间常数为 3 微秒。实际选用 RA49=1.3k, CA21=2200p, RA51=3.3k, CA22=1000p。RA48、RA50 较小, 分别取为 68 欧和 110 欧, 但此值也不宜过小, 因为这两个电阻分别用来限制 TL494 输出驱动管的输出电流和非门 UA6F 的吸入电流, 如果电流太大将损坏 TL494 和 4049。

电路中所有二极管均采用快速管 1N4148。

3.3 ZVZCS 全桥变换器主电路的工作原理及设计

在本文设计的 5kW 开关整流模块中, 由于处理的功率较大, 为减小开关的导通损耗和元件成本, 采用了 IGBT 作为开关器件。从第一节的分析中可知, IGBT 实现软开关采用 ZCS 技术更为适合^[14]。但由于超前臂不能实现零电流开关, 而只能实现零电压开关, 滞后臂则可以实现零电流开关, 所以习惯上将这种组合起来的软开关方式称做“ZVZCS”。

从 3.1.2 的分析中看出, 为了实现全桥变换器在 0 状态时原边电流复位, 从而实现滞后桥臂的零电流开关, 共有两类方法^[8], 其一是在变压器原边引入阻断电压源; 其二是隔断原边电流的流电路径。前一种方式中阻断电压源的实现有无源^[10]和有源^[13]两种, 接入位置可在原边或次边; 后一种方法可以采用阻隔电容、饱和电感^[15]、串联二极管^[16]等多种方法。

在本文设计的 5kW 开关整流模块中采用了前一种方法, 将一个比较简单的 LCD 复位网络接在变压器次边, 如图 3.13 中的虚线框所示, 从而简化了阻断电压源的实现。完整的电路结构图如下:

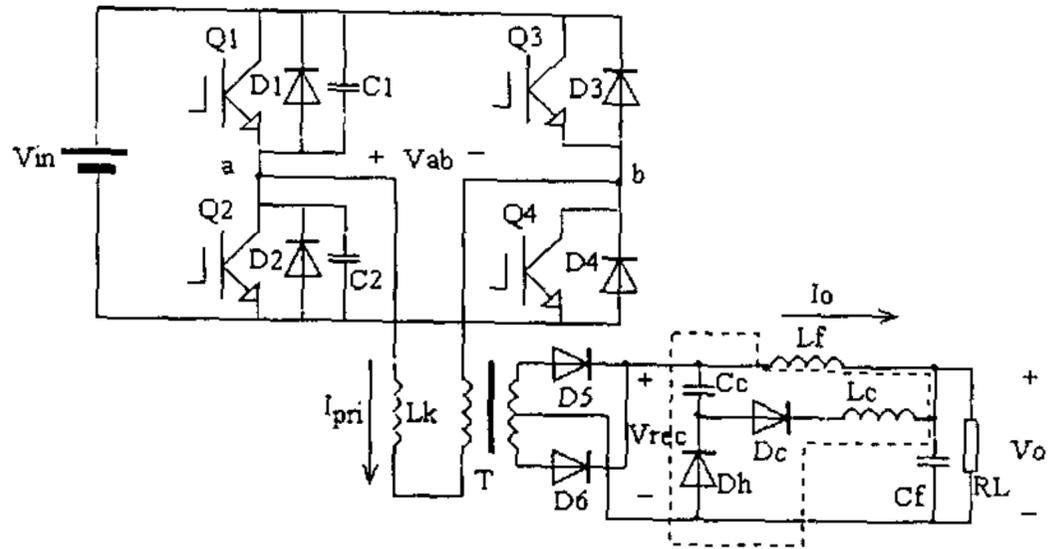


图 3.14 采用 LCD 辅助网络的全桥变换器拓扑图

3.3.1 电路的直流稳态分析

以图 3.14 为例，为分析方便起见，假定各半导体器件均为理想的，输出滤波电感 L_f 足够大，可近似认为电流恒定；滤波电容 C_f 端电压在一个开关周期内基本保持不变，可等效为一个电压源。由于滞后臂工作在 ZCS 状态，所以不考虑开关管 Q_3 、 Q_4 的寄生结电容的影响。变压器漏感为 L_k 。完整的半个工作周期可分为九个阶段，另半个周期电路工作情况完全类似。电路的工作波形图见 3.15。

t_0 时刻以前，负载电流通过 D_5 、 D_6 续流，变压器次边处于短路状态，原边电压 V_{ab} 也箝位于 0，且原边无电流流过， $I_{pri}=0$ 。

a) t_0 时刻， Q_4 导通，由于漏感 L_k 的存在，在电压源 V_{in} 的作用下，原边电流 I_{pri} 从 0 开始逐渐线性上升，但在未达到负载电流 I_o 的反射值 nI_o 之前，整流二极管 D_6 仍无法关断，变压器次边仍处于短路状态。电压源 V_{in} 为漏感 L_k 储能，但不向负载传递能量，所以一般称这段时间为占空比损失时间，占空比损失的时间长度为：

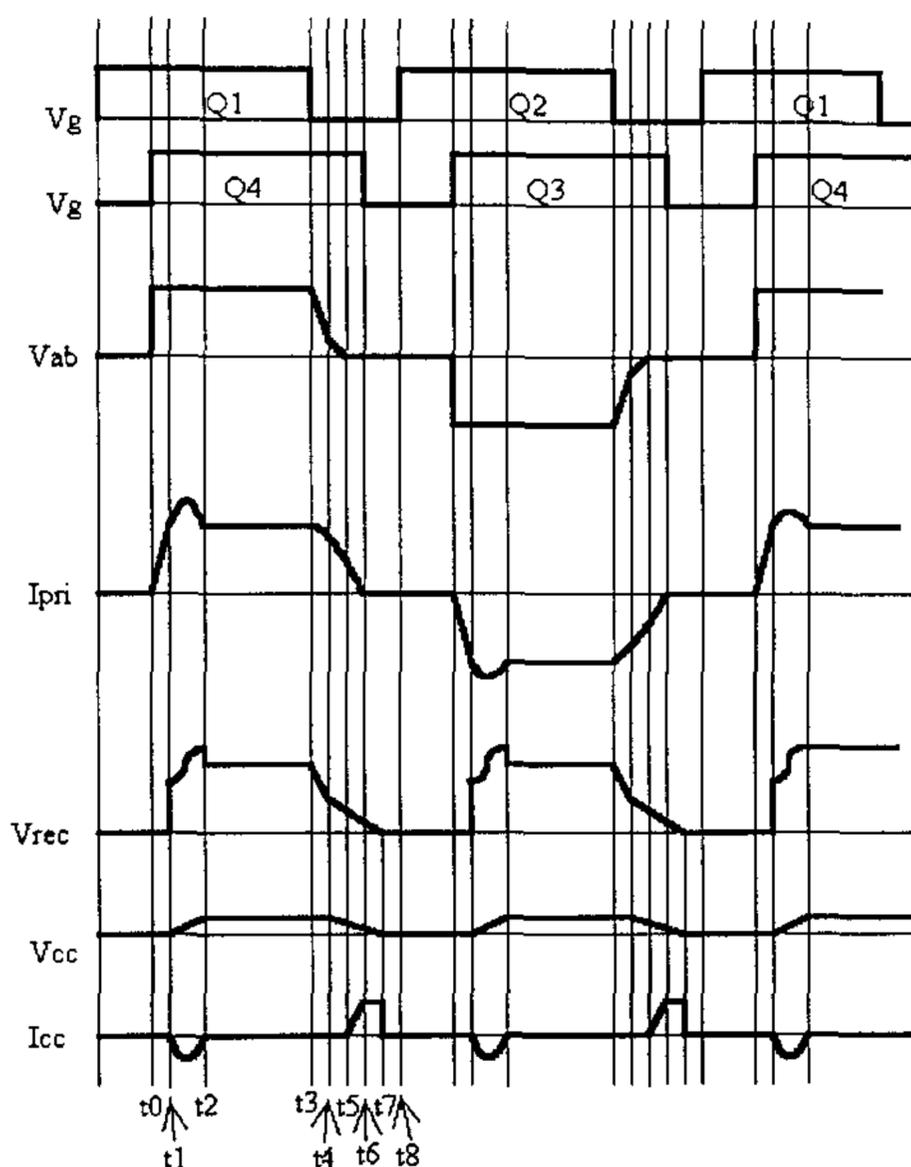


图 3.15 采用 POC 控制方式的全桥变换器波形图

$$T_{Loss} = \frac{nL_k I_o}{V_m}$$

b). t_1 时刻, I_{pri} 上升到负载电流的反射值 nI_o , 整流二极管 D_6 关断, V_{in} 的能量开始向负载传送。变压器次边的箝位电容 C_c 与漏感 L_k 、谐振电感 L_c 组成的谐振电路开始谐振, 在此过程中, 箝位电容的端电压一直上升, 而原边电流开始时呈正弦形上升, 并很快达到最大值, 然后逐渐下降, 当原边电流再次下降到负载电流的反射值后, 箝位电容电压达到最大并保持不变, 其大小为:

$$V_{cc} = 2(nV_{in} - V_o) = 2(n - D)V_{in}$$

此阶段的等效电路图见图 3.16。

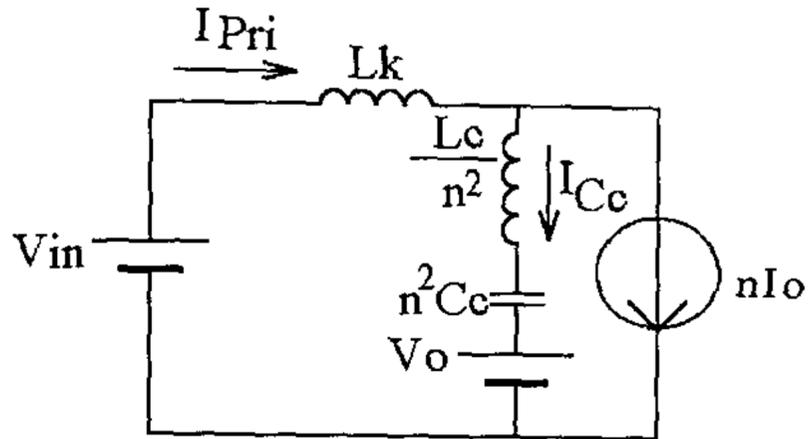


图 3.16 t_0-t_1 时段等效电路图

各电流电压的表达式为：

$$I_{pri}(t) = nI_o(1 - \cos \omega_1 t) - \frac{V_{in} - V_o/n}{Z_1} \sin \omega_1 t + nI_o$$

$$I_{Cc}(t) = nI_o - I_{pri}(t)$$

$$V_{Cc}(t) = nV_{in}(1 - \cos \omega_1 t) - n^2 Z_1 I_o \sin \omega_1 t$$

$$\text{其中: } Z_1 = \sqrt{\frac{L_k/n^2 + L_c}{C_c}}, \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{n^2 L_k C_c + L_c C_c}}$$

一旦箝位电容的电压值达到最大，电容 C_c 、漏感 L_k 、谐振电感 L_c 构成的谐振电路将停止谐振，电感 L_c 中储存的能量通过二极管 D_h 、 D_c 转移到电压源 V_o 中。由于滤波电感的恒流特性，如果不考虑变压器激磁电感的影响，原边电流 I_{pri} 将保持为恒定值。

c). t_3 时刻，断开开关 Q_1 ，由于并联电容 C_1 的存在，开关的端电压逐渐上升，避免了大的电压上升率，从而实现了 Q_1 的零电压关断。大小恒定的原边电流 I_{pri} 为电容 C_1 充电，为电容 C_2 放电，开关 Q_1 的端电压上升速率为：

$$dV/dt = \frac{nI_o}{(C_1 + C_2)}$$

d). t_4 时刻，电容 C_2 的端电压下降到变压器次边箝位电

容的端电压反射值时，箝位二极管 D_h 将导通，电容 C_c 开始放电。因为 C_c 的容量较大，放电过程中其端电压下降较慢，从而导致 C_1 的充电速度和 C_2 的放电速度都下降。这一时段的等效电路如图 3.17 所示。

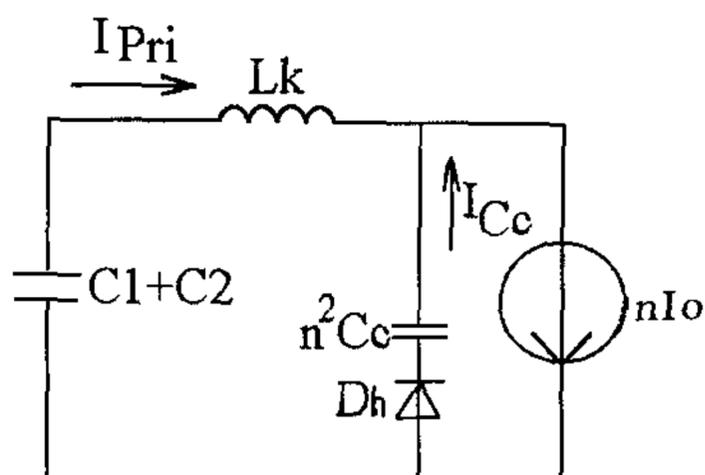


图 3.17 t_4 - t_5 时段等效电路图

此阶段电流电压的表达式为：

$$V_{ab}(t) = \frac{nI_o}{\omega_2} \left(\frac{1}{\omega_2^2} - \frac{1}{C_1 + C_2} \right) \sin \omega_2 t - \frac{nI_o}{\omega_2^2} t + 2V_{L_o}$$

$$I_{pri}(t) = nI_o \left(1 - \frac{C_1 + C_2}{\omega_2^2} \right) \cos \omega_2 t + \frac{C_1 + C_2}{\omega_2^2} nI_o$$

$$V_{C_c}(t) = \frac{I_o(C_1 + C_2)}{C_c \omega_2^2} (t - \sin \omega_2 t) + 2V_{L_o}$$

$$\text{其中: } \omega_2 = \sqrt{\frac{n^2 C_c + C_1 + C_2}{n^2 L_k C_c (C_1 + C_2)}}$$

e). t_5 时刻，与开关 Q_2 并联的电容 C_2 的端电压下降为零， Q_2 的反并联二极管 D_2 导通，原边电流转移到 D_2 所在支路，同时 C_1 的电压上升到 V_{in} 。但此时变压器次边的箝位电容 C_c 仍保持相对较高的电压值，并且这个电压值反映到原边后其方向为阻碍原边电流流动，也就是相当于在变压器的原边插入了一个大小为 V_{C_c}/n 的电压源，用来实现变压器原边

电流复位。在这个反射电压的作用下，原边电流线性下降。这一阶段的等效电路图见 3.18 所示。

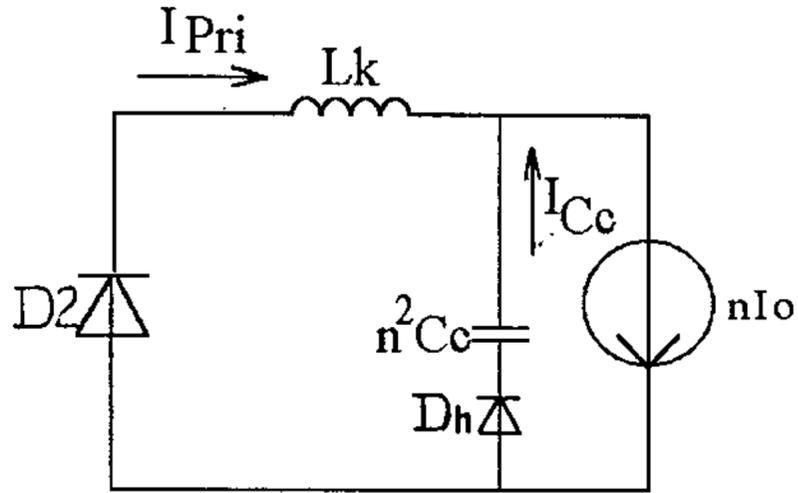


图 3.18 t5-t6 时段等效电路图

各个电量的表达式为：

$$I_{pri}(t) = (I_{pri}(t_5) - nI_o) \cos \omega_1 t - \frac{V_{ab}(t_5)/n}{Z_1} \sin \omega_1 t + nI_o$$

$$V_{Cc}(t) = n(I_{pri}(t_5) - nI_o)Z_1 \sin \omega_1 t + \frac{V_{ab}(t_5)}{n} \cos \omega_1 t$$

f). t6 时刻，原边电流 I_{pri} 下降到零，实现了开关 Q4 的零电流关断。如果选择的箝位电容 C_c 足够大，此时电容中仍贮存有一定的能量，负载电流全部转移到 C_c 、 D_h 所在支路，电容 C_c 放电。这一时刻以后，四只开关管均处于关断状态，原边也无电流流过，避免了环流引起的损耗。

g). t7 时刻，箝位电容 C_c 放电完毕，整流二极管 D5、D6 同时导通为负载电流 I_o 续流。

h). 由于 t5 时刻以后 Q2 的端电压一直保持为零，因此可以在 t8 时刻实现零电压开通 Q2。至此，半个完整的工作周期结束，下半个周期的情形完全与此类似。

3.3.2 主电路各部分元器件的选择

从上述分析中可知，对于采用 POC 控制方式的全桥 DC-DC 变换器的主电路，设计时除考虑开关器件、变压器、整流二极管、滤波电感电容等的选择外，还应对变压器次边的 LCD 辅助网络进行设计。

1). 半导体开关器件的选择

在本设计中全桥变换器的直流输入电压为 400V，所以用电压定额 600V 的管子。在满载输出时，若考虑到效率因素，开关管中流过的电流平均值为：

$$\bar{I} = \frac{P}{\eta V_{DC}}$$

本例中 $P=5\text{kW}$ ，效率取为 90%，直流输入电压为 400V，可算得平均电流值为 13.9A。对于 POC 控制方式下的全桥变换器而言，由于存在此特定控制方式引起的占空比损失（分析见 3.2.1 中的第三部分）和漏感引起的占空比损失，所以最大占空比可取为 0.8，这样开关导通期间的电流值将是平均值的 1.25 倍，即 17.4A。另外，因为管子中还流过 L_k 、 L_c 、 C_c 的谐振电流，并考虑到适当的裕量，最终可选择电流定额 50A 的管子。

2). 变压器的设计

对于全桥变换器，由于变压器工作在磁化曲线的正负两个方向，所以变压器利用率较高。设计变压器的步骤如下：

a). 确定变比

变比的确定主要考虑输入电压 V_{in} 、输出电压最大值 V_{omax} 、最大占空比 D_{max} 、整流二极管压降 V_D 等因素。由于全桥变换器本质上属于降压变换器，各个电量之间的关系可表示如下：

$$V_{in} D_{max} n = V_{omax} + V_D$$

$V_{in}=400V$, $D_{max}=0.8$, $V_{omax}=63V$, $V_D=1V$, 可有 $n=0.2$ 。

b). 确定原副边匝数

设计中选用 MXO2000 铁氧体做变压器磁芯, 根据磁性材料手册知, 工作时的最高磁通密度为 0.3 特斯拉, 若取有效导磁面积 A 为 $1.36 \times 10^{-3} m^2$, 则原边匝数由下式确定^[17]:

$$N_1 = \frac{V_m T D_{max}}{B_{max} A} = \frac{400 \times 25 \times 10^{-6} \times 0.8}{0.3 \times 1.36 \times 10^{-3}} \approx 20$$

根据变比知, 次边匝数 N_2 可取为 4 匝。

c). 原副边导线线径的确定

对于高频应用, 在选用绕组的导线线径时, 如果导线较粗, 一般需考虑集肤效应的影响。本设计中开关频率不是很高, 并且采用了多股细线并绕的方法, 因此可以忽略集肤效应, 而仅从导线能承受的电流密度出发确定导线线径。一般的漆包铜线电流密度可取 $3A/mm^2$, 从前面的分析知原边的平均电流约为 13.9A, 则导线的总面积约为 $4.9mm^2$ 。线径 0.8 毫米的铜线其截面积为 0.5024 平方毫米, 故可用 10 根 0.8 毫米的铜线并绕 20 匝作为变压器的原边绕组。

次边绕组的情形相似。满载时的负载电流值为 100A, 变压器次边为中心抽头式, 共有两个次级绕组, 每个绕组流过电流平均值为总电流的一半, 即 50A, 所以导线线径应取 $16mm^2$ 。实际绕制采用单股扁的铜编织线, 每个绕组 4 匝, 两个绕组共 8 匝。

d). 核算窗口面积

考虑到窗口的填充系数 $K=0.7$, 原边绕组所占的面积为:

$$0.5024 \times 10 \times 20 / 0.7 \approx 148mm^2$$

次边所占的面积为:

$$16 \times 4 \times 2 / 0.7 = 182mm^2$$

两者合计为 330 mm^2 。

实际的窗口面积为 1258 mm^2 ，即使考虑到层间绝缘、屏蔽层等因素需多占一些面积，也完全可以容纳下所有绕组。

这样就完成了变压器的设计。

3). 整流二极管的选择

由于变压器的变比取 0.2，则对于有中心抽头的次边绕组，400V 的输入在次边产生的电压为 $400 \times 0.2 \times 2 = 160 \text{ V}$ ，考虑到各种尖峰电压的影响和足够的裕量，取耐压 400V 的管子。

流过每个整流二极管的电流为总电流的一半即 50A，考虑到反向恢复电流、辅助 LCD 网络的谐振电流以及足够的裕量，取电流定额为 200A。

4). 滤波电感的设计

由于输出滤波电感 L_f 中的电流是单向流动的，基本上是一个直流量，并迭加一个很小的 2 倍于开关频率的交流分量，所以其工作时的磁通密度可以接近饱和磁通密度。铁粉芯因为允许的工作磁通密度大，比较适合用做滤波电感的铁芯。

工程设计中一般的经验算法是^[8]，在临界连续状态下滤波电感电流的平均值为满载时输出平均电流的 10%，那么据此文献中给出了电感量的估算公式：

$$L_f = \frac{V_{o\min}}{0.4 f_s I_{o\max}} \left(1 - \frac{V_{o\min}}{n V_{in} - V_D} \right)$$

其中 $V_{o\min}$ 为输出直流电压的最小值， f_s 为开关频率， $I_{o\max}$ 为满载输出电流， n 为变压器变比， V_{in} 为变压器原边输入电压， V_D 为整流二极管导通压降。对于本设计， $V_{o\min} = 48 \text{ V}$ ， $f_s = 20 \text{ kHz}$ ， $I_{o\max} = 100 \text{ A}$ ， $n = 0.2$ ， $V_{in} = 400 \text{ V}$ ， $V_D = 1 \text{ V}$ ，最后可算得 $L_f = 23.5 \mu\text{H}$ 。

5). 输出滤波电容的选择

按照文献[17]的说法, 一般情况下, 工作在 20kHz 左右的全桥或正激变换器, 输出滤波电容可按 300 微法每安培来选用, 本设计中输出的满载电流为 100A, 所以滤波电容的总容量应该达到 30000uF。由于铝电解电容的等效串联电阻较大, 宜采用多个电容并联的方法降低串联电阻值。实际选用 10 个 3300uF, 100V 的电解电容并联, 总容量为 33000uF。

6). 变压器次边 LCD 网络的设计

在相位延迟控制中, 一般希望在相位延迟时间内(本设计中为 2 微秒)实现变压器原边的电流复位。设计的任务就是选择合适的次边 LCD 电路中的箝位电容和谐振电感值, 使得在最大负载电流情况下(也是对实现原边电流复位最不利的情况), 并且在相位延迟时间内, 箝位电容中有足够的储能, 保证电容的端电压从最大谐振电压下降到某一值之前(比如选择为最大电压的一半), 变压器原边的电流就已经完成复位。

在 3.3.1 中对电路的稳态分析中可知, 从 t_5 时刻开始变压器原边电流开始被复位。而由图 3.18 可以看出, 这一期间电压源 V_{in} 并不向负载提供能量, 全部能量由漏感储能和次边箝位电容提供, 因此下面的分析和计算主要依据在电流复位时间内的能量关系来进行。

a) 计算变压器漏感和箝位电容的能量损失

直流输出电压与箝位电容的最大充电电压的关系是^[10]:

$$V_{Cc} = 2(nV_m - V_o)$$

其中 n 为变比, V_{in} 为直流输入电压。

当直流输出电压最高时, 箝位电容的充电电压最小。本设计中 $n=0.2$, $V_{in}=400V$, $V_{omax}=63V$, 则 $V_{Ccmin}=34V$ 。假定在原边电流复位过程中, 箝位电容电压下降一半, 则电容损失的能量为:

$$E_1 = \frac{1}{2} C_c (34^2 - 17^2) = 433.5 C_c$$

而负载电流在原边的反射值为 20A，漏感大小为 3.6uH，可算得其中贮存的能量为 720uJ，这部分能量也全部提供给负载。

则总的能量消耗为：

$$E_{in} = 433.5 C_c + 720(uJ)$$

b) 计算变压器原边的电流复位时间

由于在变压器原边电流复位时箝位电容 C_c 的端电压是变化的，为简化分析，将电容端电压平均化，取为初始电压和终止电压的平均值，即 $(34+17)/2=25.5V$ ，折算到原边为 127.5V。在这个电压的作用下，漏感电流从 20A 下降到零，所以复位时间近似为：

$$t_r = \frac{L_k i_{o\max} n^2}{\bar{V}_{C_c}} = \frac{3.6 \times 10^{-6} \times 20}{127.5} = 0.56 \mu s$$

从上式也可看出，本设计中选用 2us 的相位延迟时间完成电流复位是有足够的裕量的。

c) 计算复位时间内负载消耗的能量

在复位时间内，变压器次边的电压被限制在箝位电容的端电压，其平均值为 25.5V，而负载电流为 100A，则在复位时间 t_r 内负载从漏感和箝位电容中获得的能量为：

$$E_{out} = 25.5 \times 100 \times 0.56 = 1428 \mu J$$

d) 根据能量守恒计算箝位电容值

由式子 $E_{in} = E_{out}$ 可知：

$$433.5 C_c + 720 = 1428$$

解出 $C_c = 1.63 \mu F$ ，实际选用 1.68uF。

e) 计算谐振电感的值

在文献[10]中未采用谐振电感，但在本设计中为了可以限制 t_0-t_1 时段 LCD 电路的谐振电流，加入了一个谐振电感 L_c 。如果谐振电流的大小取为负载电流的 10%，即 10A，而输入直流电压在次边的折算值为 80V，则谐振电路的阻抗为 8 欧姆，所以有：

$$Z = \sqrt{\frac{L_k/n^2 + L_c}{C_c}} = \sqrt{\frac{3.6/0.04 + L_c}{1.68}} = 8$$

解得： $L_c=17.52\mu\text{H}$ 。

对于两个二极管 D_c 、 D_h ，由于其中流过电流的时间较短，所以选用电流定额为 30A 的管子是足够的。这样次边 LCD 辅助网络就设计完毕。

3.4 系统保护电路

为使系统在异常情况下能够提供可靠的保护，本开关整流模块设有功能完备的各种保护电路。当输出过电压、过电流、输入直流欠压、模块超温等情况下，分别采取软启动、封锁输出脉冲、切断输入等多种不同方式保证系统的安全。

3.4.1 输出过电压保护

如图 3.19 所示，模块的输出为负电压，通过电阻 RA_6 、 RA_7 组成的分压电路在比较器的反相端得到的电压是：

$$V_- = 5 + \frac{(V_o - 5)RA_6}{RA_6 + RA_7}$$

比较器同相端的电压作为引起翻转的阈值电压，大小为：

$$V_+ = \frac{RA_{12}}{RA_8 // RA_9 + RA_{12}} \times 5$$

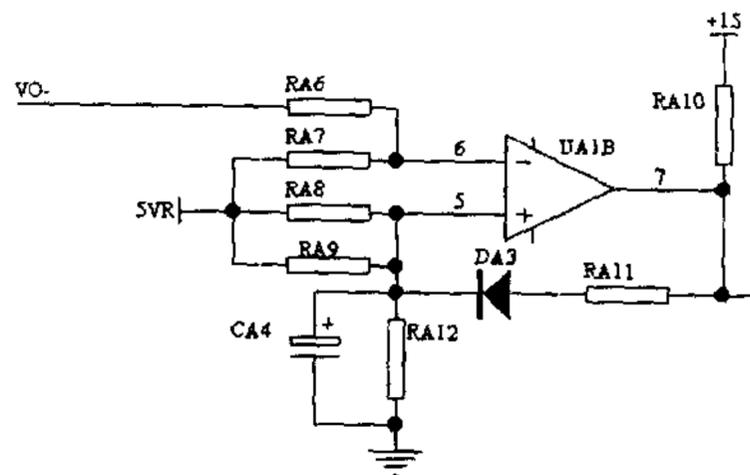


图 3.19 输出过压保护电路

对于给定的输出电压保护阈值，令上述二式相等，即可确定各个元器件的大小。当输出电压比给定的阈值更负时，比较器的同相端电压将超过反相端电压，输出从低电平翻转为高电平，并产生一个 RFA 信号送给 TL494 进行处理。图中的 CA4 用来滤除高频噪声，RA11 引入一个小的滞环以提高电路的抗干扰能力。

3.4.2 输出过流保护

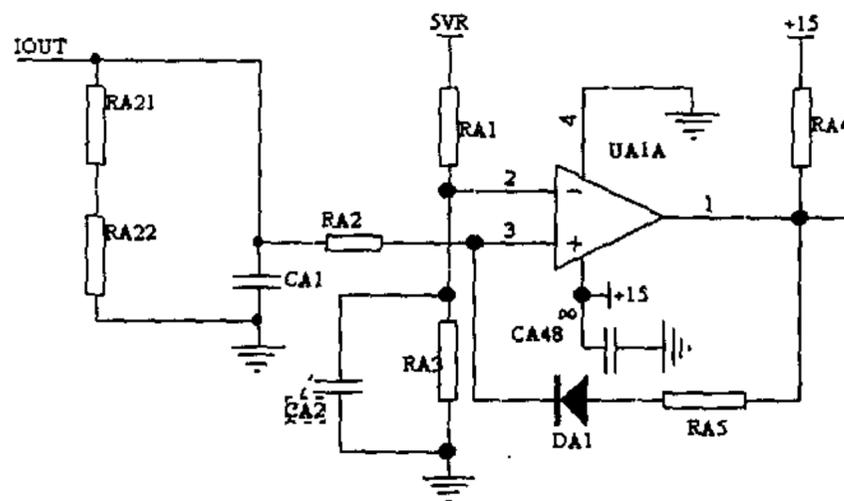


图 3.20 输出过流保护电路

对于输出电流的检测采用了霍尔传感器，其输入与输出的电流比为 1000:1。霍尔传感器的输出电流信号 I_{out} 在图 3.20 所示的电阻 RA21、RA22 上产生一个电压降，并通过 RA2 送给比较器的同相端。5V 的参考电压通过分压电阻 RA1、RA3

加在比较器反相端。当检测电流超过一定的值时，比较器同相端电压将超过反相端电压，并输出高电平。电容 CA1、CA2 都是滤波电容，二极管 DA1 和电阻 RA5 构成一个滞环以提高电路的抗干扰能力。

由上述分析可知，比较器从低电平翻转到高电平的条件是：

$$I_{out}(RA21+RA22) \geq 5 \times \frac{RA3}{RA1+RA3}$$

根据输出电流限制值的大小，由上述公式就可以得到各电阻值。

3.4.3 超温保护

超温保护的电路结构图如 3.21 所示。

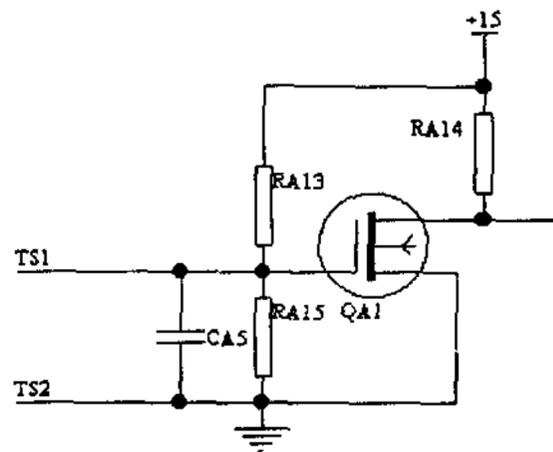


图 3.21 超温保护电路

在图中 TS1、TS2 接温度继电器的常开触点。当模块温度未达到限制值时，温度继电器的触点是断开的，MOS 管 QA1 的栅极电位为 7.5V，管子处于导通状态，漏极输出低电位。当模块温度上升到警戒值时，温度继电器的触点闭合，QA1 的栅极电位降为 0，管子关断，漏极电位上升到 15V，从而为后级电路提供一个 RFA 信号。

需说明的是，上述各保护电路的输出经过二极管后连在一起，当任何一种故障出现时都会引发 RFA 信号的出现，并

提供给 TL494 外围的故障处理电路。当所有故障均消失后，TL494 通过软启动电路将系统重新启动。

3.4.4 其他故障信号的处理

在本文设计的开关整流模块中，还有其他一些故障信号，如直流输入欠压，风扇工作异常，半导体开关器件过热等，都交给该模块的微机监控系统处理，并通过软件判别后采取相应的处理措施，输出一系列的控制信号去控制开关整流模块，具体处理方法这里不再详述。由于用软件实现了部分保护功能，使得系统的灵活性更强了，尤其有些故障对于实时处理的要求不高，更适合用微机监控系统来实现。

第四章 辅助电源的设计

为了给功率因数校正器及全桥 DC-DC 变换器的控制电路、开关管驱动电路、传感器等提供各种工作电压，需专门设计一个辅助电源。由于反激式变换器具有结构简单、控制方便、易于实现过流保护等一系列优点^[18]，所以在小功率场合获得广泛的应用。本开关整流模块的辅助电源系统要求的功率不是很大，同时要求多路电压输出，因此采用反激式电路结构是比较适宜的。

反激式变换器的控制方式有直接占空比控制（仅包含一个电压环），电流型控制（包含一个电流环和一个电压环）等。这里采用了电流型控制方式，所用的芯片是 UC3842。

4.1 电流型控制芯片 UC3842 简介

UC3842 是 UNITRODE 公司生产的一种电流型 PWM 控制芯片，其突出的优点是成本低，外接元件少，性能稳定可靠。

图 4.1 为 UC3842 的内部结构原理图。

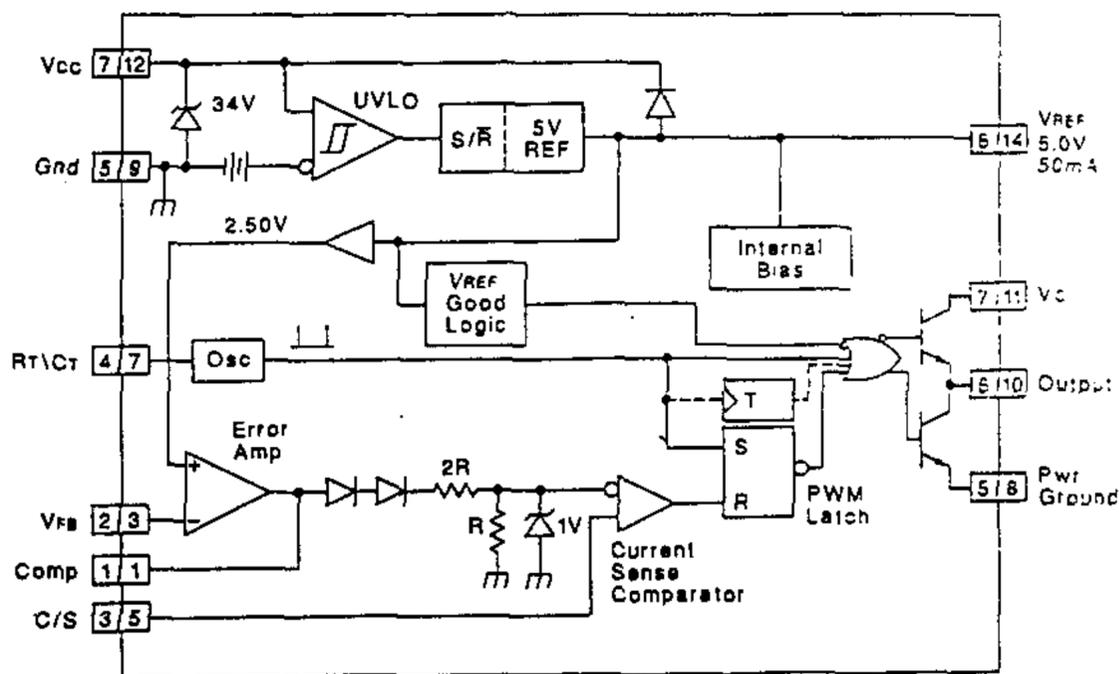


图 4.1 UC3842 的内部结构图

芯片采用 DIP8 脚封装，各引脚的定义是：

- 1 脚：电压误差放大器的输出端
- 2 脚：电压误差放大器的反相端
- 3 脚：接电流传感信号
- 4 脚：振荡器的外接电阻、电容输入端
- 5 脚：公共地
- 6 脚：驱动信号输出
- 7 脚：正电源输入
- 8 脚：5V 参考电压输出

从芯片的内部结构图可以看出，电路包含一个电压环 Error Amp 和一个电流环 Current Sense Comparator。变换器的输出电压经过分压电阻后产生一个电压指令信号，加在电压误差放大器的反相端 VFB（2 脚），而同相端接内部 2.5V 基准电压。电压误差放大器的输出电压经过图中两个二极管以及电阻 $2R$ 、 R 组成的分压网络，作为电流基准信号送给电流比较器的反相端。当从 3 脚 C/S 检测的电流低于这个基准电流值时，电流比较器输出为低，6 脚的驱动脉冲信号仍保持为高。当从 3 脚检测的电流超过基准电流值时，电流比较器输出翻转到高电平，RS 触发器也随之被复位，6 脚的驱动脉冲信号跳变为低。直到下一次振荡器输出一个高电平时，RS 触发器又一次被置位，6 脚的驱动脉冲信号再次跳变为高，使得后级的开关管导通。

由于控制器有两个调节环，所以系统的响应速度加快了。

4.2 UC3842 控制的反激式变换器的设计

由于反激式变换器的结构、原理在各种文献中都有叙述^[17-20]，这里仅简要介绍一下 UC3842 控制的反激变换器的设计过程。

本辅助电源的输入采用交流 220V 经整流、滤波后获得，没有采取功率因数校正措施，这样做虽然使得整个系统的功率因数稍有下降，但因为电源功率很小，仅占整个系统满载功率的 1%左右，考虑到成本、电路复杂程度等因素，这种方案还是可取的。

1. 高频变压器的设计

由于本开关整流模块的各个控制芯片、驱动芯片、传感器等均要求供电电源彼此隔离，所以次边绕组的路数较多，变压器的设计比较复杂。除去一路原边绕组外，次边绕组共包括：

TL494 及外围电路、延迟脉冲形成电路、霍尔传感器、风扇需+15V、-15V、+5V 三种电压，但彼此不需隔离，采用带两个抽头的一个绕组。

全桥变换器的四路驱动芯片 M57959 需四路互相隔离的+15V、-10V 电压，计四个绕组，每个均有中间抽头。

PFC 电路的控制芯片 UC3854BN 的供电电压为+15V，驱动芯片 M57959 的供电电压为+15V 和-10V，为简化设计，正电源公用一路，可采用一个带中间抽头的绕组。

辅助电源本身的控制芯片 UC3842 需一个绕组生成+15V 电压。

这样互相隔离的次级绕组共 7 路，每一路中最多又包含两个抽头，三种电压输出。

所有的输出中以 TL494 所在+15V 绕组的输出功率最大，它需给两个风扇、霍尔传感器、控制电路等供电，考虑到裕量等因素，输出功率为 30 瓦。其他各路输出均较小，输出功率总和不会超过 20 瓦。因此变压器处理的总功率在 50 瓦以内。按照工程化的实用方法，变压器设计步骤如下：

a). 确定铁芯型号

铁芯截面积的经验公式为：

$$A_e = 0.15\sqrt{P_o}, \text{ 其中 } P_o \text{ 为输出功率。}$$

计算得 $A_e = 1.186 \text{ cm}^2$ ，与此最接近的铁芯型号为 PQ40，截面积 1.6 cm^2 ，饱和磁通密度为 0.4 T ，取工作时的最大磁通密度为 0.2 T 。

b). 计算原边激磁电感

原边电流最大值出现在输入电压最低的情况。交流市电的最小输入电压为 176 V ，整流滤波后的直流电压 V_{inmin} 约为 223 V ，开关频率 f 选为 60 kHz ，最大占空比 D_{max} 控制在 0.4 以下，变换器效率为 0.8 ，根据功率平衡关系，原边的最大电流为：

$$I_{pmax} = \frac{2P_o}{\eta D_{max} V_{inmin}} = \frac{2 \times 50}{0.8 \times 0.4 \times 223} \approx 1.4 \text{ A}$$

则根据伏秒平衡规律，原边电感 L_p 为：

$$L_p = \frac{V_{inmin} T D_{max}}{I_{pmax}} = \frac{223 \times 0.4}{1.4 \times 60 \times 10^3} = 1.06 \text{ mH}$$

c). 计算气隙长度

气隙长度的计算公式为：

$$l_g = \frac{0.4\pi L_p I_p^2}{A_e B_{max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 1.06 \times 10^{-3} \times 1.4^2}{1.6 \times 0.2^2} = 0.04 \text{ cm}$$

制作时在 EE 铁芯两侧各垫上一片厚 0.2 mm 的云母片。

d). 计算原边绕组匝数

原边绕组匝数的计算公式为：

$$N_p = \frac{l_g B_{max}}{0.4\pi \times 10^{-4} I_p} \approx 46$$

e). 计算各副边绕组的匝数

输入交流电压最低时，副边绕组每匝的感生电压为：

$$V_{\text{sec}}/\text{匝} = V_{\text{min}} D_{\text{max}} / (1 - D_{\text{max}}) N_p = 3.22V$$

由于在多路输出时只有一路作为反馈，其他的输出端不能实现闭环调节，所以应加三端稳压器，而三端稳压器的输入和输出之间至少要有 3 伏的压降才能正常工作，所以应增加相应次边绕组的匝数。

对于主 15V 输出，考虑到整流二极管的压降 0.7V，绕组可取 5 匝。对于其他 +15V、-15V 输出，因为需要接三端稳压器，绕组需绕 6 匝。与此类似，对于 5V 输出和 -10V 输出同样接三端稳压器，可分别绕 3 匝和 5 匝。

2. 开关管的选择

由上面的分析可知，开关管流过的最大电流与原边的最大电流相等，约为 1.4A，考虑到裕量、温升等因素，选择 5A 的管子。反激式变换器的开关管电压应力相对较大，为最大输入电压加上输出电压在原边的反射值。在轻载和交流电压输入最高时，直流输入电压可达 350V，而输出电压的反射值在 150V 左右，所以管子最多将承受约 500V 的电压。考虑到裕量等因素，可选择电压定额 600V 的管子。

3. 其他器件的选择

由于有一路 +15V 输出的功率最大（30W），平均电流达 2A，在占空比较小时峰值电流在 5A 以上，所以本路的整流管选用额定电流为 10A 的管子。

其他各路输出的整流二极管流过电流都在几百毫安以下，所以均采用快恢复管 FR104。

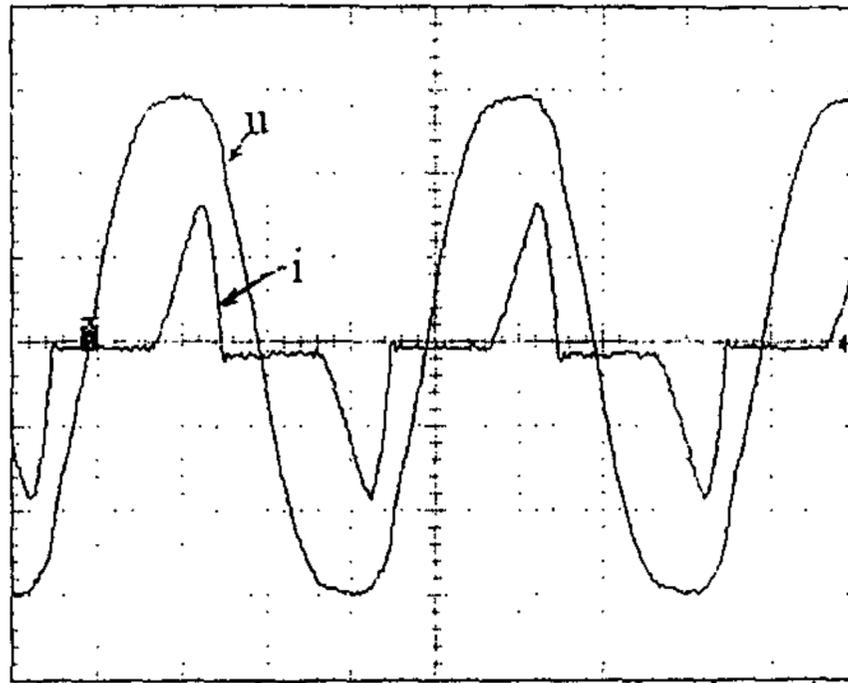
一般变换器在工作频率为 20kHz 时，输出滤波电容可按每安培负载电流 300 微法选用，但是反激变换器的输出纹波较其他变换器大，所以应适当加大滤波电容容量。实际设计时主输出一路容量为 3000uf，其他各路为 1000uf。

第 5 章 实验结果

本文讨论的 100A/48V 开关整流模块中所有的 IGBT 均采用三菱公司的 CM100DY-12H，功率因数校正器的输出二极管为 IXYS 公司的 DSEI2*61-06C，直-直变换器的整流二极管为 Motorola 的超快恢复管 MUR20040CT。

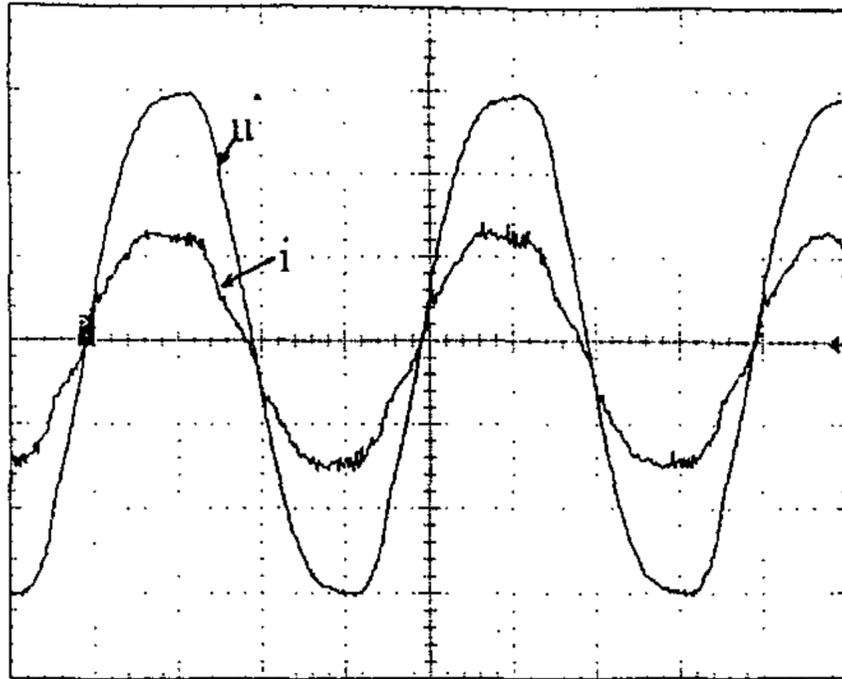
控制电路中除了去耦和滤波电容外均采用瓷片电容，各个吸收电容为适合高频应用场合的低损耗 CBB 电容，去耦和滤波采用铝电解。铁氧体的型号为 MXO2000。

在以下所测试的结果中，输入的交流电压为 220V，经过 PFC 电路升压斩波后输出的直流电压为 400V，全桥直直变换器的高频变压器匝比为 20: 4，额定直流输出电压为 48V。



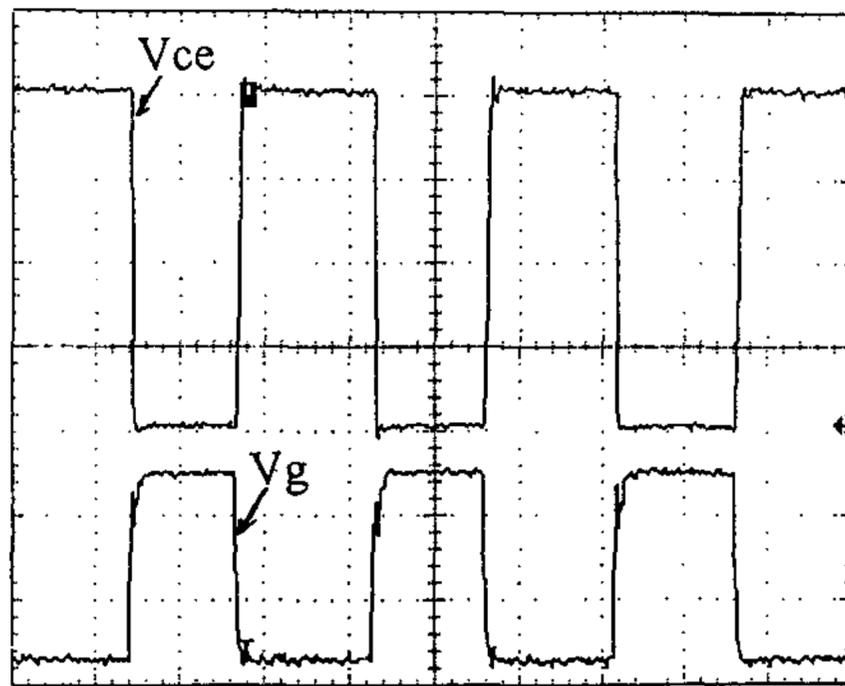
(电压: 100V/格 电流: 20A/格 时间: 5ms/格)

图 5.1 满载输出，不接 PFC 时的网侧电压、电流波形。



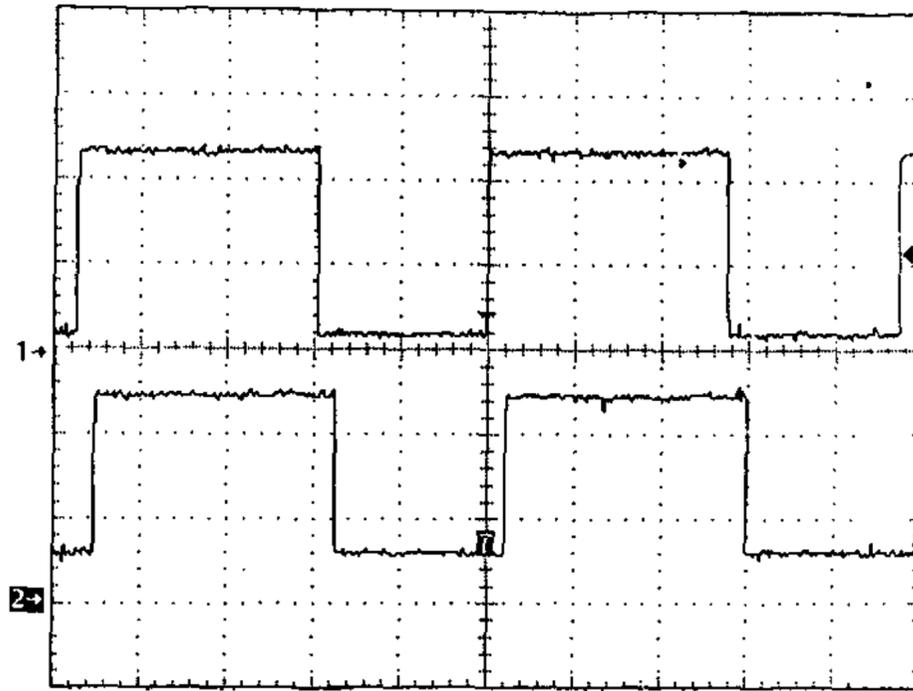
(电压：100V/格 电流：20A/格 时间：5ms/格)

图 5.2 满载输出，接 PFC 时的网侧电压、电流波形



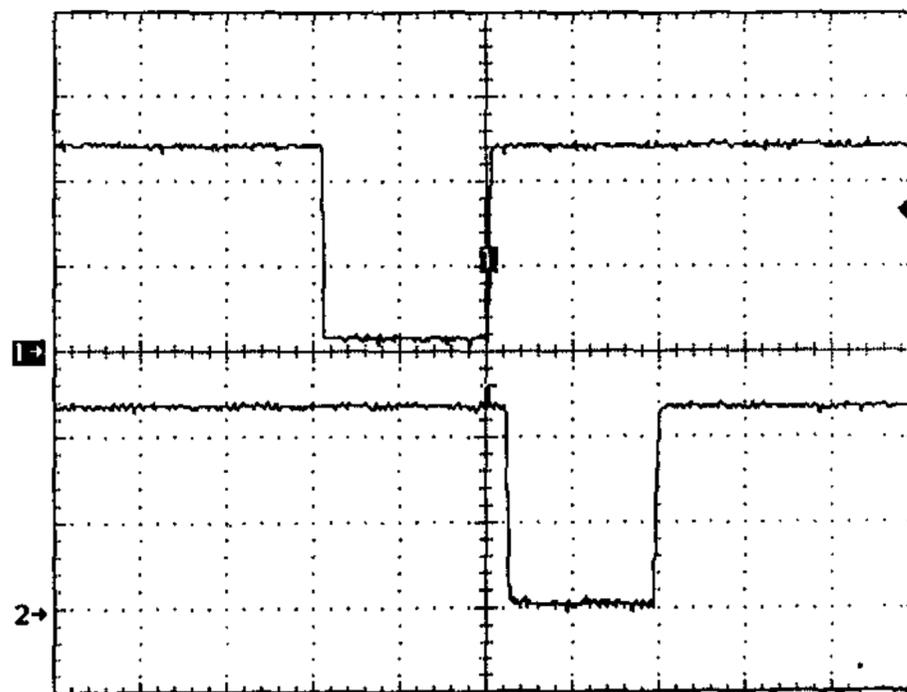
(上：100V/格 下：10V/格 时间：10us/格)

图 5.3 PFC 开关管的门极信号与管压降



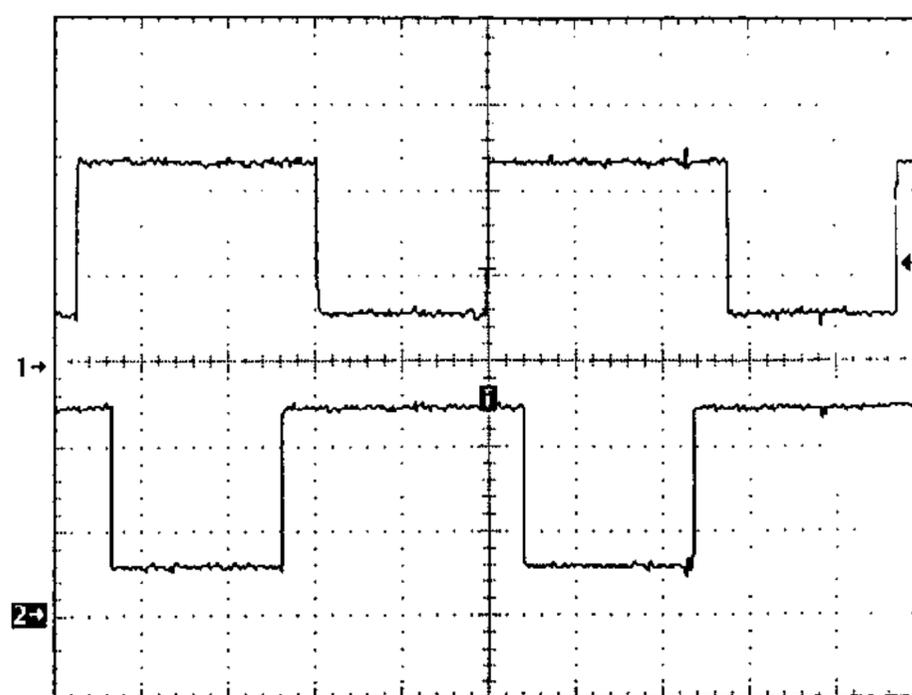
(电压: 2V/格, 时间: 10 μ s/格, 低电平时开关管导通)

图 5.4 开关管 Q1、Q4 的驱动信号波形



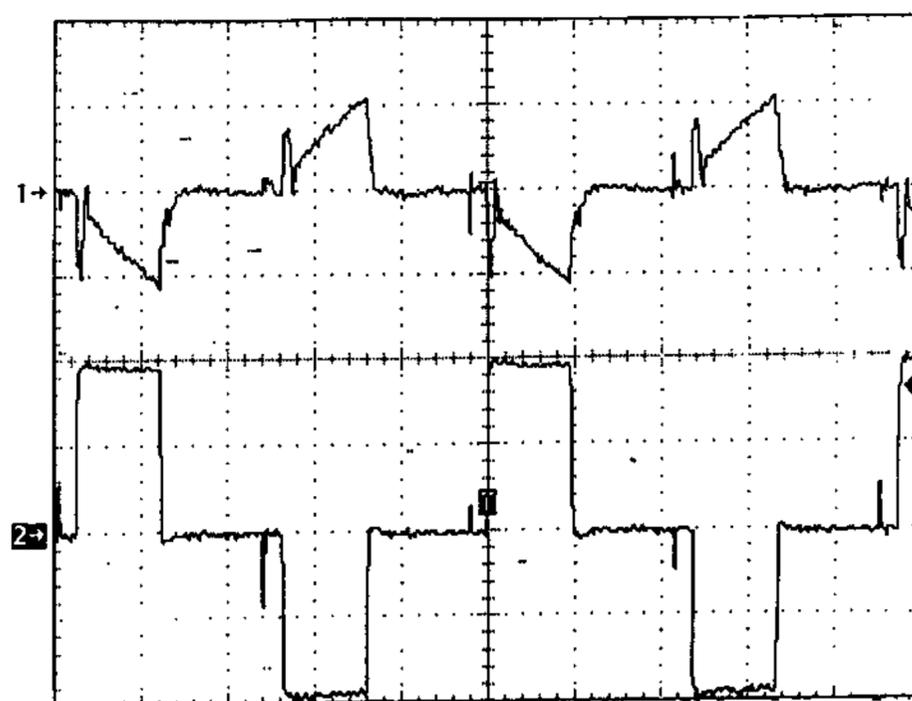
(电压: 2V/格, 时间: 1 μ s/格, 低电平时开关管导通)

图 5.5 占空比为零时开关管 Q1、Q4 的驱动信号波形



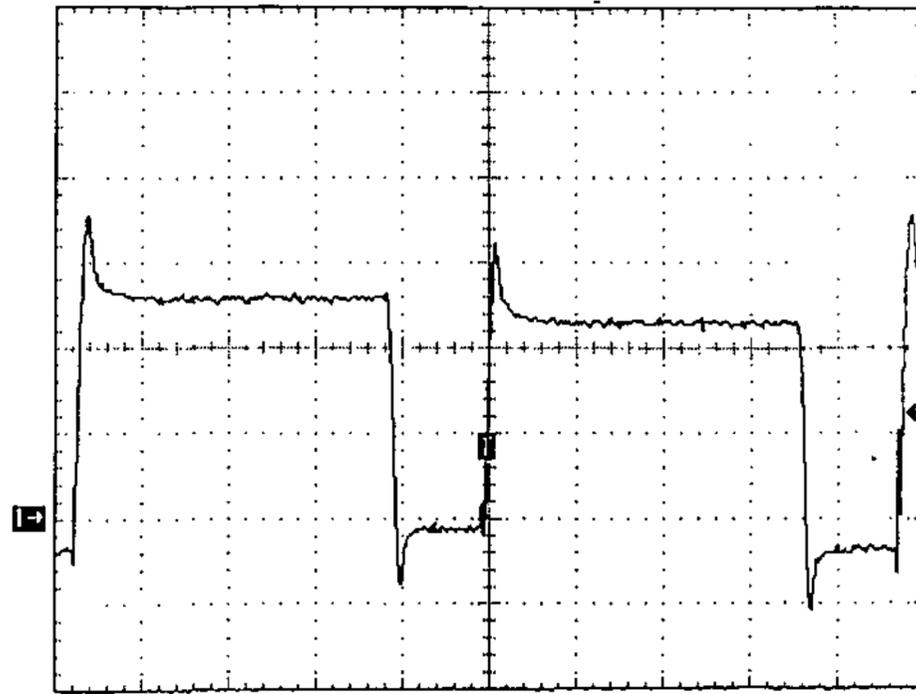
(电压：2V/格， 时间：10us/格， 低电平时开关管导通)

图 5.6 开关管 Q1、Q2 在最大占空比时的驱动脉冲



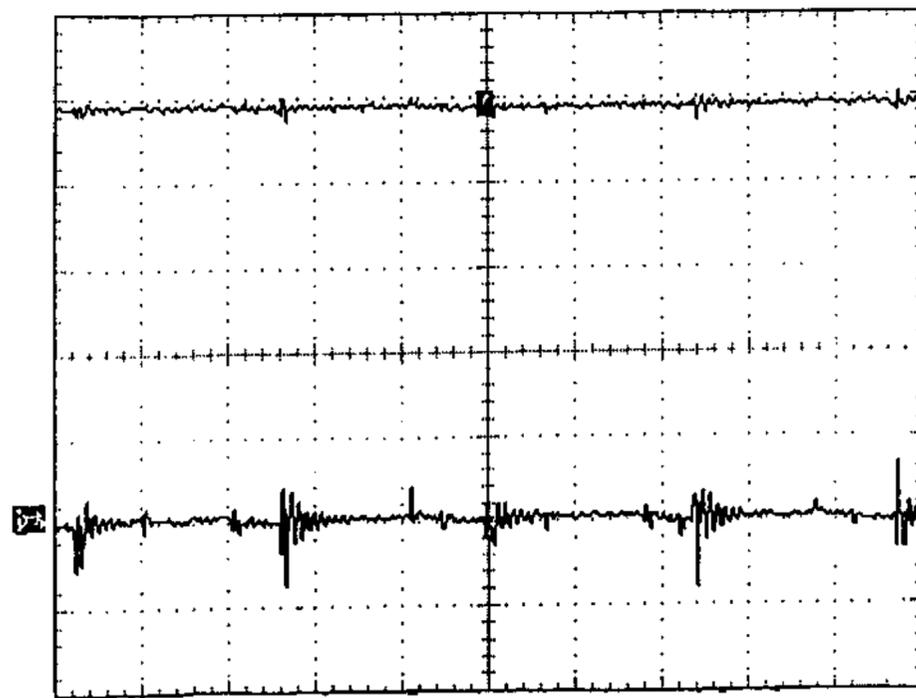
(上：电流， 5A/格 下：电压， 200V/格 时间：10us/格)

图 5.7 变压器原边的电流电压波形图



(电压: 10V/格, 时间: 5us/格)

图 5.8 辅助 LCD 网络中箝位电容电压波形图



(上: 10V/格, 下: 200mV/格 时间: 10us/格)

图 5.9 输出 48V 直流电压波形及交流纹波

关于实验结果的说明：

图 5.1 表明，不接 PFC 时，网侧电流呈尖脉冲状，波形中含大量谐波，功率因数较低。

图 5.2 表明，系统采用功率因数校正器后，电流波形基本上与电压波形相同，从而达到功率因数近似为 1 的目的。

图 5.3 说明，当采用低损耗的无源吸收电路后，开关管的开关条件得到改善，管子关断时没有出现大的电压尖峰。

图 5.4 为互为对角的开关的驱动脉冲波形。由图可见两路脉冲的宽度相同，但彼此错开一个小的相角。

图 5.5 表明，虽然变换器的工作占空比已经降到零，但是互为对角的两个管子的驱动脉冲仍保持一定的宽度（约 2 微秒），避免了过窄驱动脉冲的出现

图 5.6 为最大占空比时超前臂两个开关管的驱动信号。由于 IGBT 的关断较慢，所以在两路互补的信号之间设置了 4us 的死区时间，防止两管同时导通造成短路。对于滞后臂同样也设置了死区时间。

图 5.7 中的变压器原边电压波形说明，当互为对角的两个管子同时开通时，变压器原边承受 400V 的直流电压。在超前臂开关管关断时，变压器原边电压从 400V 逐渐下降，从而保证了零电压关断的实现。

电压电流的关系表明，原边电流在电路处于 0 状态后被及时复位，从而保证了滞后臂 ZCS 的实现。

图 5.8 表明 LCD 辅助电路中的箝位电容充电时工作在谐振状态，在滞后臂零电流关断过程中电容逐渐放电，用以实现变压器原边电流的复位。

图 5.9 为输出 48V 直流电压及其交流纹波。由于滤波电容的容量较大，模块输出电压的纹波很小。

第六章 结论

本文设计的 48V/100A 开关整流模块主要由以下几大部分组成：输入级，单相功率校正部分，全桥直-直变换器，辅助电源等。文中对每一部分电路的工作原理、设计方法、元器件参数选择等都进行了较为详细的讨论。

本模块的单相功率校正器采用了平均电流控制方式，通过对电压环、电流环、模拟乘法器的认真设计，保证了系统工作的稳定可靠。由接入和不接 PFC 时的网侧电流对比可知，电流波形基本上与电压波形一致，功率因数改善效果很明显。由于开关管采用了低损的无源吸收电路，降低了管子的开关损耗，减少了模块内部的发热。

本文提出了全桥变换器的一种新型控制策略“相位延迟控制”。这种控制方式采用常见的脉宽调制集成电路 TL494，并通过简单的相位延迟电路生成滞后臂的两路驱动信号。实验结果证明，此控制电路易于调试，可靠性也较高。对采用 LCD 辅助电路的全桥 DC-DC 变换器进行了稳态分析，并在此基础上利用能量关系推导了辅助电路的参数确定方法。实验证明，用这种方法设计的辅助电路工作可靠，变换器的滞后臂实现了 ZCS，从而降低了 IGBT 的关断损失。

系统具有多级保护功能，在过流、过压、欠压、超温等情况均能利用硬件或软件方法对系统实现可靠的保护。

由于时间以及学识水平等方面的限制，本模块在均流电路设计、结构设计、电磁兼容等方面还有许多工作要做，相信通过不断的努力和改进，48V/100A 开关整流模块会日趋完善。

致 谢

在两年半的研究生学习和生活期间，一直得到导师金新民教授的悉心指导和关怀。导师丰富的学识、严谨的治学态度使我获益匪浅。特别是在所参与的课题的研制过程中，从开始阶段的论证、设计到后来的制作、调试等，导师都花费了大量的心血，付出了大量的劳动，并一直给予我无微不至的指导与多方面的帮助，使我的知识、能力等各方面都有了很大进步，在此，谨向导师表示最衷心的感谢！

在课题进行期间，还得到了邵江峰、周大宁等各位同学的大力支持与帮助，这里也一并表示感谢。

由于时间和知识水平所限，论文中还必然会有许多纰漏或错误之处，恳请各位老师和读者批评指正。

2001年1月

参考文献

1. 通信用高频开关电源, 张廷鹏等, 人民邮电出版社, 1997年9月
2. 程控数字通信系统基础电源设备, 徐曼珍, 人民邮电出版社, 1995年11月
3. Unity power factor single phase power conditioning , K. K. Sen and A. E. Emanuel, PESC 1987, 516-524
4. Current waveform distortion in power factor corrector circuits employing discontinuous mode boost converters, K.H. Liu and Y.L.Lin ,PESC 1989,825-829
5. A Family of Continuous-Conducting-Mode Power Factor Correction Controllers Based on the General Pulse-Width-Modulator, Zheren Lai, et al.,PE,1998(3):501-509
6. UNITRODE Product & Applications Handbook,1995-1996
7. 不连续导电模式高功率因数开关电源, 严百平等, 科学出版社, 2000年7月
8. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术, 阮新波, 严仰光, 科学出版社, 1999年9月, 北京
9. 软开关功率变换器及其应用, 王聪, 科学出版社, 2000年1月, 北京
10. Novel Zero-voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter Using a Simple Auxiliary Circuit, Jung-Goo Cho et al., IA, 1999(4):15-20
11. An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter with Zero-Voltage/Zero-Current Switching of the Auxiliary Switches, Dong-yun Lee, et al., IA, 2000(2):

558-566

12. 高频功率电子学：直流-直流变换部分，蔡宣三，龚绍文，科学出版社，1993年，北京
13. Zero-Voltage and zero-current switching full bridge PWM converter using secondary active clamp, Jung-Guo Cho, et al, PE, 1998(4):601-607
14. 1.6kw,110kHz dc/dc converter optimized for IGBT's, PE, 1996(3):18-25
15. Zero-voltage and zero-current full bridge PWM converter for high power applications, Jung-Guo Cho, PESC 1994, 102-108
16. An improved phase-shifted zero-voltage and zero-current switching PWM converter, Ruan Xinbo, et al, APEC 1998, 811-815
17. 开关稳压电源，叶治政，叶靖国，高等教育出版社，1989
18. 新型开关电源及其应用，何希才，人民邮电出版社，1996年5月
19. 开关式稳压器的设计技术，[日]长谷川彰，科学出版社，1989年9月
20. 电力电子技术，丁道宏，航空工业出版社，1992

附录：48V/100A开关整流模块主电路图

