

浙江大学
硕士学位论文
智能感应加热电源并联投切系统
姓名： 矫成
申请学位级别： 硕士
专业： 电力电子及电力传动
指导教师： 陈辉明
20040301

## 摘 要

Y 581196

本文以超音频感应加热电源为研究对象, 首先简要的介绍了感应加热的原理和感应加热技术的发展过程, 同时对可编程序控制器的特点和发展趋势也做了简要的介绍。

第二章对超音频感应加热电源做了详细的技术分析, 包括它的整流电路、逆变电路和并联谐振槽路。在整流电路中, 又分析了它的主电路以及控制电路; 同时, 在逆变电路中, 也分析了它的主电路以及控制电路。

第三章分析了感应加热电源的扩容技术, 分析了器件的串并联扩容时需要注意的问题, 分析了逆变器以及整机串并联的扩容技术中常用拓扑结构和各自存在的问题。

第四章首先提出了整个系统的要求, 然后对系统进行了硬件设计和软件设计, 最后重点介绍了电源并联时的均流问题以及本系统采用的控制策略, 并给出了用此策略控制系统时的一些实验波形。

第五章首先通过仿真双桥的并联, 说明通过桥的并联方式来提高电源容量的方法中存在的问题, 然后仿真了当两电源存在角度差时的并联问题, 最后研究了当两电源并联时, 系统的起动问题。

【关键词】 感应加热; 并联; 可编程序控制器; 均流

## ABSTRACT

This paper has researched the super-frequency induction heating power supply. In the first chapter, it has introduced the principle and development of induction heating technology. It has also introduced the characteristic and the trend of development of PLC.

In the second chapter, it has introduced the super-frequency induction heating power supply in detail, including its rectifier, its inverter and its parallel-resonant load. In the introduction of rectifier, it has analyzed its main circuit and its control circuit. In the introduction of inverter, it has also analyzed its main circuit and its control circuit.

In the third chapter, it has analyzed the rating expansion of induction heating power supply. The series and parallel connections of power electronic devices are discussed here. The inverter and machine series and parallel connections are discussed.

The requirement of the system is given first in the chapter four. Then the design of the system is given. Last, the current-sharing of the parallel of power supply is analyzed, the control strategy used by the system is given and the experimental wave of the system controlled by the strategy is also given.

In the last chapter, firstly, it has explained by the simulation that it has problem when we want to improve the power of the power supply by parallel connections of power electronic bridges. Then, it has simulated the problem of parallel of power supply with different angle. Last, it has discussed the start of the system.

**【 Keywords 】** : induction heating; parallel connection; PLC; current-sharing

# 第一章 绪 论

## § 1.1 感应加热的原理 [1][2]

1831 年 Michael Faraday 发现的电磁感应现象是一切感应加热的基础。电磁感应现象是指根据初级线圈中电流的变化,可以在邻近的闭合次级线圈中产生感应电流的现象。对金属工件的感应加热,其工作原理是:在被加热金属工件外绕上一组感应线圈,当线圈中流过某一频率的交流电流时,就会产生相同频率的交变磁通,交变磁通又在金属工件中产生感应电势,从而产生感应电流,产生热量,实现对工件的加热。如图 1-1 所示。

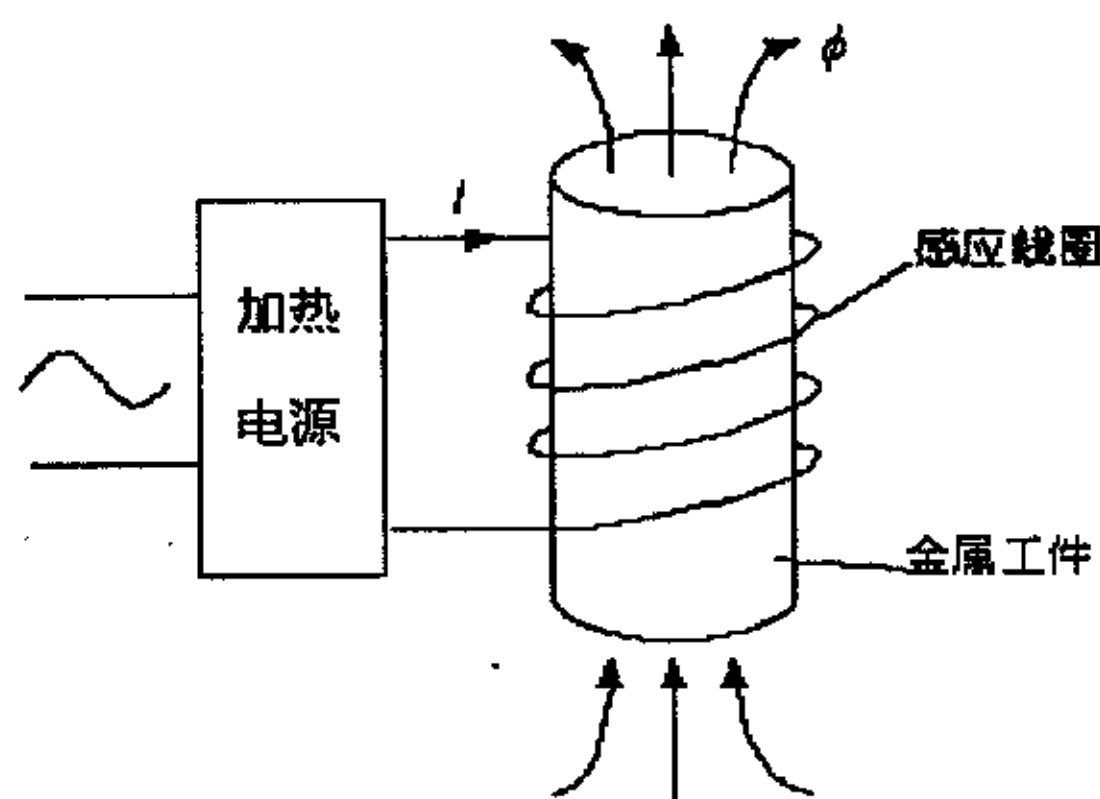


图 1-1

工件放入感应线圈中,当感应线圈中流过交变电流 $i$ 时,便会产生交变磁通 $\phi$ ,工件由于电磁感应而产生感应电动势 $e$ 。

$$e = -\frac{d\phi}{dt}$$

负号表示感应电动势总是试图阻止磁通的变化。 $\phi = \phi_m \sin \omega t$ , 则

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = -\phi_m \omega \cos \omega t$$

有效值  $E = 4.44 f \phi_m$

工件是有一定电阻的导体,于是感应电动势在工件中会产生感应电流 $i_2$ ,在电阻的作用下便会发热,其热量为 $Q$ 。根据焦耳-楞次定律, $Q$ 的表达式为:

$$Q = 0.24 I_2^2 R t。$$

工件获得的功率为

$$P = EI \cos \varphi = 4.44 f I \phi_m \cos \varphi$$

感应加热方式是通过感应线圈把电能传递给被加热的金属工件，然后电能再在金属工件内部转化为热能，感应线圈与金属工件并非直接接触，能量是通过电磁感应传递的。因而，我们把这种加热方式称为感应加热。

感应加热所遵循的主要原理是：电磁感应、集肤效应、热传导。为了将金属工件加热到一定的温度，要求工件中的感应电流尽可能地大，增加感应线圈中的电流，以增加金属工件中的交变磁通，进而增加工件中的感应电流。现代感应加热设备中，感应线圈中的电流最大可以达到几千甚至上万安培。增加工件中感应电流的另一个有效途径是提高感应线圈中电流的频率，由于工件中的感应电势正比于交变磁通的变化率，感应线圈中电流的频率越高，磁通的变化就越快，感应电势就越大，工件中的感应电流也就越大。对同样的加热效果，频率越高，感应线圈中的电流就可以小一些，这样可以减少线圈中的功率损耗，提高设备的电效率。

在感应加热过程中金属工件内部各点的温度是在不断地发生变化的，感应加热的功率越大，加热时间越短，金属工件表面温度就越高，工件中心部位的温度就越低。如果感应加热时间长，金属工件表面和中心的温度通过热传导而趋于均匀。

感应加热设备的选用是根据被加热工件的工艺要求和尺寸大小来决定的。根据被加热工件的材质、大小以及加热区域、加热深度、加热温度、加热时间等工艺要求，进行综合计算与分析，来确定感应加热设备的功率、频率和感应线圈等技术参数。

过去 100 多年，感应加热的理论和感应加热装置都有很大的发展，感应加热的应用领域亦随之扩大，其应用范围越来越广。究其原因，主要是感应加热具有如下一些特点：

- (1) 加热温度高，而且是非接触式加热；
- (2) 加热效率高，可以节能；
- (3) 加热速度快，被加热物的表面氧化少；

- (4) 温度容易控制，产品质量稳定，省能；
- (5) 可以局部加热，产品质量好，节能；
- (6) 容易实现自动控制，省力；
- (7) 作业环境好，几乎没有热，噪声和灰尘；
- (8) 作业占地少，生产效率高；
- (9) 能加热形状复杂的工件；
- (10) 工作容易加热均匀，产品质量好。

表格 1-1 说明了感应加热电源的应用领域。

表 1-1 感应加热电源的应用领域

应用部门	主要用途
冶金	黑色、有色金属的冶炼和保（升）温；金属材料的热处理；冷坩埚熔炼、区域熔炼、悬浮熔炼等制取超纯材料；锻造、挤压、轧制等型材生产的透热；焊管生产的焊缝。
机械制造	黑色和有色金属零件的铸造和精密铸造金属的熔炼；机器零件的淬火，特别是表面淬火以及淬火后的回火、退火和正火等热处理的加热；化学热处理的感应加热；压力加工（锻、挤、轧等）前的透热，特别是模锻、精锻等；钎焊；对焊；硬质合金的熔焊；金属涂层及其他场合的加热烘干；热装配等。
轻工	罐头封口加热、合成纤维生产中间接加热等。
石油、化工	化学反应釜等容器加热、输油管道焊接缝现场退火，输油管路的保温等
电子	电子管生产中的真空除气时的加热等

## § 1.2 感应加热的发展概况

### § 1.2.1 感应加热的发展历史

从 1831 年 Michael Faraday 发现电磁感应现象到现在的一百多年中，电磁感

应原理已被广泛用于电动机、发电机、变压器和无线电通讯等方面。早期人们认为无论是在电路或磁路中，任何热效应都是一种有害的副作用。为此，为了最大限度地减少有害的涡流发热，工程师们对变压器和电动机的磁芯采用了叠片结构，使平行于绕组轴线方向具有较低的磁阻，而使垂直于磁通方向的磁芯圆周上又具有较高的磁阻。

直到 19 世纪末，瑞典人 Kjelín 在 Foucault、Heaviside 和 Thomson 等人对提出涡流理论和能量由线圈向铁芯传输的问题的基础上发明了有芯感应加热炉用于金属冶炼，人们才开始认识到电磁感应的涡流效应的应用价值。

从此以后，大量的各种感应加热理论和感应加热装置得到了稳步的发展，并开始应用于局部加热，感应加热的应用领域亦随之扩大，其应用范围越来越广。1892 年世界上第一台中频发电机组研制成功，1958 年第一只 200V、50A 可控硅诞生以来，随着可控硅容量的逐步增加和快速可控硅的出现，可控硅变频器材得到了飞跃的发展。可控硅变频器最早在欧洲出现。1966 年瑞士 BROWN BOVE 公司发布了第一台功率为 750kW、频率为 1000Hz 的可控硅中频电源供瑞士一家翻砂厂应用，采用并联逆变线路，炉子电压为 1400V。与此同时，西德 AEG 公司在 1966 年研制成了 840kW、500Hz 的串联逆变器，炉子电压为 3000V。

感应加热电源是感应加热的关键设备之一，其发展与电力电子学及电力半导体器件的发展密切相关。本世纪初玻璃管汞弧整流器的发明标志着电力电子学的起源，而 50 年代末半导体硅晶闸管的出现则标志着以固态半导体器件为核心的现代电力电子学的开始。在 50 年代前，感应加热电源主要有：工频感应熔炼炉、电磁倍频器、中频发电机组和电子管振荡器式高频电源。

50 年代末，硅晶闸管的出现引起了感应加热电源技术乃至整个电力电子学的一场革命，感应加热电源及应用得到了飞速发展。自 80 年代以来，现代半导体微集成加工技术与功率半导体技术的结合，为开发新型功率半导体器件提供了条件，相继出现了一大批全控型电力电子半导体器件(GTR, MOSFET, IGBT, SIT, SITH, MCT 等)，极大地推动了电力电子学的发展，为固态超音频、高频电源的研制提供了坚实的基础。



### § 1.2.2 感应加热电源的发展动态

至今,在中频(50Hz-10kHz)范围内,晶闸管中频感应加热装置已完全取代了传统的中频发电机组和电磁倍频器。国外装置的最大容量已达数十兆瓦,国内也已形成 1000Hz~8000Hz,功率为 100kW~3000kW 系列产品,可以配备 5 吨以下的熔炼炉及更大容量的保温炉,也适用于各种金属透热、表面淬火等热处理工艺。因此,在研究和开发更大容量的并联逆变中频电源的同时,研制结构简单、易于频繁启动的串联逆变中频电源是国内中频感应加热装置领域有待解决的问题,尤其是在炼炉、铸造应用中,串联逆变电源易实现全工况下恒功率输出(有利于降低电能吨耗)及单机多负载功率分配控制,更值得推广应用。

在超音频(10kHz-100kHz)频段内,由于晶闸管本身开关特性等参数的限制,给研制该频段的电源带来了很大的技术难度,它必须通过改变电路拓扑结构才有可能实现。浙江大学在 70 年代开始研制晶闸管倍频逆变电路,目前产品水平为 250~320kW/10~15kHz。后于 80 年代末又采用改进型倍频逆变电路研制了 50kW/50kHz 晶闸管超音频电源,但由于倍频电路的双谐振回路耦合使负载呈非线性,时变加热负载参数与谐振回路参数匹配调试较复杂及后出现的晶闸管固态加热电源的频率及功率可完全覆盖而没有得到很好的推广应用。70 年代末和 80 年代初,现代半导体微集成加工技术与功率半导体技术的结合,为开发新型功率半导体器件提供了条件,相继出现了一大批全控型电力电子半导体器件,为固态超音频、高频电源的研制提供了坚实的基础。第一台晶体管超音频感应加热电源在 1985 年面世,其容量为 25kW/50kHz,由于单管容量小而采用了多管并联技术,功率晶体管开关速度受到存储时间限制( $\mu s$  级)及它存在致命的二次击穿问题,限制了它的推广使用,随后出现的达林顿晶体管功率模块大多为电机调速应用设计,其开关速度更低,一般无法适用于感应加热电源。1993 年西班牙报导了 3-600kW/10kHz 的 IGBT 电流型感应加热电源。1994 年日本采用 IGBT 研制出 1200kW/50kHz 的电流型感应加热电源。浙江大学 90 年代起从晶闸管转向 IGBT 在超音频电源上应用,成功的研制了 400kW/50kHz 感应加热电源,其他单位有关于 100kW/20kHz 装置的报导。

功率 MOS 晶体管与功率双极晶体管相比存在许多优点,由于其不存在存储时间,因此它的开关时间远远小于双极晶体管,另外, MOS 晶体管不存在二次



击穿问题,具有矩形完全区、驱动功率小、易并联等优点,非常适合于高频大功率感应加热电源应用,采用 MOS 管可能引起的问题是由于高速开关要求电源工艺布置严格,另外,高压 MOS 晶体管通态损耗较大。1983 年美国 GE 公司发明了一新的很有前途的功率器件 - IGBT,它综合了 MOS 管与双极晶体管的优点,IGBT 结构除增加一 N 层外非常像 MOS 管结构,因此在其通态压降低的同时开关速度加快,自 1988 年解决了擎注问题后(由寄生 NPN 晶体管引起),大功率高速 IGBT 已成为众多加热电源的首选器件,频率达 100kHz,功率达 MW 级电源已可实现。如 1994 年,日本采用 IGBT 研制出了 1200kW,50kHz 的电流型并联逆变感应加热电源,逆变器工作于零电压开关状态,并实现了微机控制;西班牙在 1993 年也已报道了 30kW~600kW,50~100kHz 电流型并联逆变感应加热电源,欧、美地区的其他一些国家如英国、法国、瑞士等国的系列化超音频感应加热电源目前最大容量也达数百千瓦。国内在 90 年代初,浙江大学开始对 IGBT 超音频电源的研制,1996 年 50kW/50kHz IGBT 电流型并联逆变感应加热电源通过了产品鉴定,目前的研制水平为 200kW、50kHz,与国外的水平仍有相当大的距离。

在高频(100kHz 以上)频段,目前国外正处在从传统的电子管电源向晶体管化全固态电源的过渡阶段,以模块化、大容量化, MOSFET 功率器件为主。在欧美各国,采用 MOSFET 的技术正在突飞猛进。西班牙采用 MOSFET 的电流型感应加热电源制造水平达 600kW/400kHz,德国在 1989 年研制的电流型 MOSFET 感应加热电源水平达 480kW/50 - 200kHz,比利时 Inducto Elphiac 公司生产的电流型 MOSFET 感应加热电源水平可达 1000kW/15 - 600kHz。应用于高频电源的另一功率器件为静电感应晶体管(SIT),主要以日本为主,系列化的焊管用高频电子振荡器的水平为 5 - 1200kW/100 - 500kHz,而其采用的 SIT 的固态水平可达 400kW/400kHz, SIT 开关速度比 MOSFET 快,但由于 SIT 制造工艺上的问题使得其成本一直居高不下,而且有通态损耗很大的缺点,随着 MOSFET、IGBT 性能不断改进, SIT 将失去它存在的价值。国内浙江大学在 90 年代研制成 20kW/300kHz 电压型 MOSFET 高频电源,已被成功应用于小型刀具的表面热处理和飞机涡轮叶片的热应力考核试验中。1996 年天津高频设备厂和天津大学联合开发出 75kW/200kHz 的 SIT 感应加热电源。

感应加热电源技术的发展与功率半导体器件的发展密不可分,随着功率器件

的大容量化、高频化发展，必将带动感应加热电源的大容量化、高频化。其发展趋势大致可以概括为如下几个方面：

### 1. 高频化

目前，感应加热电源在中频频段主要采用晶闸管，超音频频段主要采用 IGBT，而高频频段，由于 SIT 存在高导通损耗等缺陷，国际上主要发展 MOSFET 电源。感应加热电源谐振逆变器中采用的功率器件利于实现软开关，但是，感应加热电源通常功率较大，对功率器件、无源器件、电缆、布线、接地、屏蔽等均有许多特殊要求，尤其是高频电源。因此实现感应加热电源高频化仍有许多应用基础技术需进一步探讨，特别是新型高频大功率器件(如 MCT、IGCT 及 SIC 功率器件等)的问世将进一步促进高频感应加热电源的发展。

### 2. 大容量化

从电路的角度来考虑感应加热电源的大容量化，可将大容量技术分为两大类：一类是器件的串、并联技术；另一类是多台电源的串、并联技术。在器件的串、并联方式中，必须认真处理串联器件的均压问题和并联器件的均流问题，由于器件制造工艺和参数的离散性，限制了器件的串、并联数目，且串、并联数越多，装置的可靠性越差。多台电源的串、并联技术是在器件串、并联技术基础上进一步大容量化的有效手段，借助于可靠的电源串、并联技术，在单机容量适当的情况下，可简单地通过串、并联运行方式得到大容量装置，每台单机只是装置的一个单元或一个模块。

感应加热电源逆变器主要有并联逆变器和串联逆变器。串联逆变器输出可等效为一低阻抗的电压源，当二电压源并联时，相互间的幅值、相位和频率不同或波动时将导致很大的环流，以致逆变器件的电流产生严重不均，因此串联逆变器存在并机扩容困难；而对并联逆变器，逆变器输入端的大电抗器可充当各并联器之间电流缓冲环节，使得输入端的 AC/DC 或 DC/DC 环节有足够的时间来纠正直流电流的偏差，达到多机并联扩容。晶体管化超音频、高频电源多采用并联逆变器结构，并联逆变器易于模块化、大容量化是其中的一个主要原因。

### 3. 负载匹配

感应加热电源多应用于工业现场，其运行工况比较复杂，它与钢铁、冶金和金属热处理行业具有十分密切的联系，它的负载对象各式各样，而电源主变器与

负载是一有机的整体,负载直接影响到电源的运行效率和可靠性。时焊接、表面热处理等负载,一般采用匹配变压器连接电源和负载感应器,高频、超音频电源用的匹配变压器要求漏抗很小,如何实现匹配变压器的高能输入效率,从磁性材料选择到绕组结构的设计已成为一个重要课题,另外,从电路拓扑上负载结构以三个无源元件代替原来的两个无源元件以取消匹配变压器,实现高效、低成本隔离匹配。

#### 4.成套装置及智能化控制

随着感应热处理生产线自动化控制程度及对电源可靠性要求的提高,感应加热电源正向智能化控制方向发展。具有计算机智能接口、远程控制、故障自动诊断等控制性能的感应加热电源正成为下一代发展目标。

#### 5.高功率因数,低谐波电源

由于感应加热用电源一般功率都很大,目前对它的功率因数、谐波污染指标还没有严格要求,但随着对整个电网无功及谐波污染要求的提高,具有高功率因数(采用大功率三相功率因数校正技术)、低谐波污染电源必将成为今后发展的趋势。

### § 1.3 可编程序控制器(PLC)简介<sup>[21]</sup>

#### § 1.3.1 可编程序控制器发展概况

可编程控制器(PLC)是本世纪 60 年代发展起来的一种新型自动化控制装置。最早是用于替代传统的继电器控制装置,功能上只有逻辑计算、计时、计数以及顺序控制等,而且只能进行开关量控制。因此,其英文原名为“Programmable Logic Controller”,简称 PLC,中文称“可编程逻辑控制器”。后来随着技术的进步,其控制功能已远远超出逻辑控制的范畴,其名称也就改为“Programmable Controller”,简称 PC。但 PC 又容易与个人计算机“Personal Computer”的简称 PC 产生混淆,所以近年来人们又倾向于使用 PLC 这一简称,中文称“可编程控制器”。

本世纪 60 年代由于美国汽车工业需要进行大规模的技术改造和设备更新,由传统的继电器控制装置来进行控制,不仅体积庞大、柔性差、不灵活、耗能,

而且调试困难,可靠性也差。1968年由美国通用汽车公司提出使用新一代控制器的设想。从用户的角度考虑,该公司对新一代控制器提了10点要求,为各大公司提供了明确的开发目标。次年,就由DEC(数字设备公司)首先研制成第一台可编程逻辑控制器PDP-14。差不多同时美国MODICON公司也研制出084控制器。它们的问世,引起了全世界的瞩目,美国、西欧、日本等工业发达国家,也相继研究开发出类似的产品。

由于PLC吸取了微电子技术和计算机技术的最新成果,因此发展十分迅速,从单机自动化到整条生产线的自动化,乃至整个工厂的生产自动化;从柔性制造系统,工业机器人到大型分散型控制系统,PLC均担当重要角色。

PLC技术代表了当今电气程序控制的世界先进水平,PLC与数控技术和工业机器人已成为机械工业自动化的三大支柱。

PLC技术还在不断发展,但是在今后的几年内,PLC在工艺技术方面不会有什么大的变革,兼容性将是客户的主要追求目标。在70年代,每一种新出现的PLC都有较大的或显著的改进和革新。今后的革新将趋向于渐近,因为老用户还在使用一些老的PLC。为了减少培训费用和备件的储备量。他们迫使制造厂采取谨慎的行动。据《自动化》杂志对读者的调查,82%的答卷反映:同现有设备的兼容性是最重要的需求,它比价格、交货期或者增加一些辅助功能更为重要。

在未来的发展中,标准化和开放式结构的通信将引起更大的重视。此外,人机对话工具、编程和接口会有显著改进。

人们预测,PLC终将包含现在只有高级数据处理机才有的某些等级的过程控制功能,包括(但不限于)扩展的和算术功能、多语言功能、数据库处理、模糊集合逻辑、神经网络、学习功能以及通信协议的高级系统。

PLC的发展已达到成熟时期,但是它也面临着新的挑战。编程是个人计算机(PC机)能做的最好的工作。用户喜欢在PC环境中编程,把PC用作编程器和人机接口,使用户同系统接口并存储自己专有的应用软件,这是最佳结合。人们认为PC-PLC系统特别适合中小型企业,因为数据采集和处理始终是PC应用的优势。实际上,目前已有用于IBM PC机和MS-DOS操作系统以及更高的Windows操作系统环境下的多种PLC的软件,使PLC具有更强大的功能。

总线系统以及把控制电路与操作员接口做在一起的系统正显示其份量。新颖



的结构是把计算机、PLC 及操作员的人—机接口结合在一起，旨在消除办公室管理计算机和车间现场自动化设备之间的间隙。

从技术上看，小型 PLC 中正出现有高精度四则运算以及梯形图以外的编程语言，如工业控制语言等。并且有了通信功能，使得小型 PLC 能同其它 PLC、调速装置、智能现场设备和各种网络连接。此外，在过程工业中，PLC 与过程控制器一道工作，这种趋势正在增长。

### § 1.3.2 可编程序控制器的特点

根据 IEC 标准草案给 PLC 下的定义：它是在工业环境中使用的数字操作的电子系统，它使用可编程存储器内部储存的用户设计的指令，这些指令用来实现特殊的功能，诸如逻辑运算、顺序操作、定时、计数以及算术运算以及通过数字或模拟输入/输出来控制各种类型的机械或过程。不论是 PLC 还是与它有关的外部设备，都设计成容易集成在一个工业控制系统内，并且容易应用所有计划中的功能。从上述 PLC 的定义，我们可以看到 PLC 的许多特点，概括起来有以下几点。

#### 1. 编程方法简单易学

梯形图是使用得最多的可编程序控制器的编程语言，其电路符号和表达方式与继电器电路原理图相似。梯形图语言形象直观，易学易懂，熟悉继电器电路图的电气技术人员只要花几天时间就可以熟悉梯形图语言，并用来编制用户程序。

梯形图语言实际上是一种面向用户的高级语言，可编程序控制器在执行梯形图程序时，用解释程序将它“翻译”成汇编语言后再去执行。

#### 2. 功能强，性能价格比高

一台小型可编程序控制器内有成百上千个可供用户使用的编程元件，有很强的功能，可以实现非常复杂的功能。与相同功能的继电器系统相比，具有很高的性能价格比。可编程序控制器可以通过通信联网，实现分散控制，集中管理。

#### 3. 硬件配套齐全，用户使用方便，适应性强

可编程序控制器产品已经标准化、系列化、模块化，配备有品种齐全的各种硬件装置供用户选用，用户能灵活方便地进行系统配置，组成不同功能、不同规模的系统。可编程序控制器的安装接线也很方便，一般用接线端子连接外部接线。

可编程序控制器有较强的带负载能力，可以直接驱动一般的电磁阀和交流接触器。

硬件配置确定后，可以通过修改用户程序，方便快速地适应工艺条件地变化。

#### 4. 可靠性高，抗干扰能力强

传统的继电器控制系统中使用了大量的中间继电器、时间继电器。由于触电接触不良，容易出现故障。可编程序控制器用软件代替大量的中间继电器和时间继电器，仅剩下与输入输出有关的少量硬件，接线可减少到继电器控制系统的 $1/10 \sim 1/100$ ，因触点接触不良造成的故障大为减少。

可编程序控制器采取了一系列硬件和软件抗干扰措施，具有较强的抗干扰能力，平均无故障时间达到数万小时以上，可以直接用于有强烈干扰的工业生产现场，可编程序控制器已被广大用户公认为最可靠的工业控制设备之一。

#### 5. 系统的设计、安装、调试工作量少

可编程序控制器用软件功能取代了继电器控制系统中大量的中间继电器、时间继电器、计数器等器件，使控制柜的设计、安装、接线工作量大大减少。

可编程序控制器的梯形图程序一般采用顺序控制设计法。这种编程方法很有规律，很容易掌握。对于复杂的控制系统，梯形图的设计时间比设计继电器系统电路图的时间要少得多。

可编程序控制器使得用户程序可以在实验室模拟调试，输入信号用小开关模拟，通过可编程序控制器上的发光二极管可观察输出信号的状态。完成了系统的安装和接线后，在现场的统调过程中发现的问题一般通过修改程序就可以解决，系统的调试时间比继电器系统少得多。

#### 6. 维修工作量小，维修方便

可编程序控制器得故障率很低，且有完善的自诊断和显示功能。可编程序控制器或外部的输入装置和执行机构发生故障时，可以根据可编程序控制器上的发光二极管或编程器提供的信息迅速地查明故障的原因，用更换模块的方法可以迅速地排除故障。

#### 7. 体积小，能耗低

对于复杂的控制系统，使用可编程序控制器后，可以减少大量的中间继电器和时间继电器，小型可编程序控制器的体积仅相当于几个继电器的大小，因此可



将开关柜的体积缩小到原来的  $1/2 \sim 1/10$ 。

可编程序控制器的配线比继电器控制系统的配线少得多,故可以省下大量的配线和附件,减少大量的安装接线工时,加上开关柜体积的缩小,可以节省大量的费用。

### § 1.3.3 可编程序控制器的发展趋势

可编程序控制器有如下发展趋势:

- (1) 向高性能、高速度、大容量发展
- (2) 大力发展微型可编程序控制器
- (3) 大力开发智能型 I/O 模块和分布式 I/O 子系统
- (4) 基于个人计算机的编程软件取代手持式编程器
- (5) 可编程序控制器编程语言趋于标准化
- (6) 可编程序控制器通信趋于易用化和“傻瓜化”
- (7) 可编程序控制器趋于软件化与 PC 化
- (8) 组态软件引发上位计算机编程革命
- (9) 可编程序控制器与现场总线相结合

### § 1.4 本文的主要工作

本文的主要工作如下:

首先对超音频感应加热电源做了详细的技术分析,包括它的整流电路、逆变电路和并联谐振槽路;然后初步分析了感应加热电源的扩容技术,分析了器件的串并联扩容时需要注意的问题,分析了逆变器以及整机串并联的扩容技术中常用拓扑结构和各自存在的问题;接着就对系统进行了整体设计,最后对系统进行了仿真及实验,尤其对系统的起动方法做了分析。

## 第二章 超音频感应加热电源的技术分析

本章将主要对本课题所用的超音频感应加热电源做详细的技术分析，包括它的整流电路、逆变电路和并联谐振槽路。在整流电路中，分析了它的主电路以及控制电路；同时，在逆变电路中，也分析了它的主电路以及控制电路。

### § 2.1 概述

感应加热电源一般由以下几个环节组成：

- (A) 整流环节(AC-DC);
- (B) 逆变环节(DC-AC);
- (C) 负载及谐振槽路环节;
- (D) 控制及保护环节。

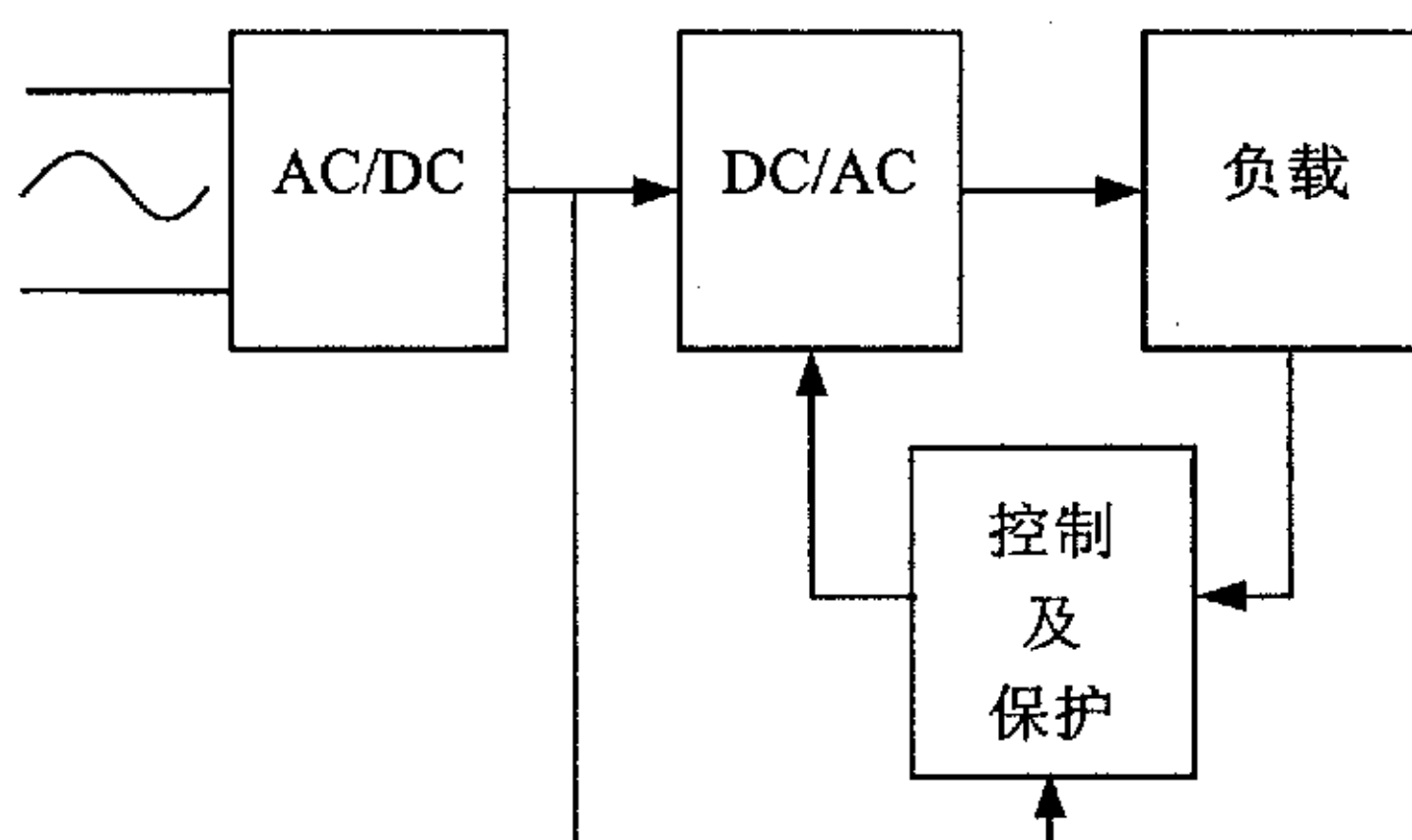


图 2-1 感应加热原理框图

本课题所用的超音频感应加热电源的主电路如图 2-2 所示。整流环节采用三相全控整流电路，逆变环节采用单相桥式逆变电路，负载为并联谐振形式，直流滤波环节为大电感滤波，以满足并联逆变器的输入要求。

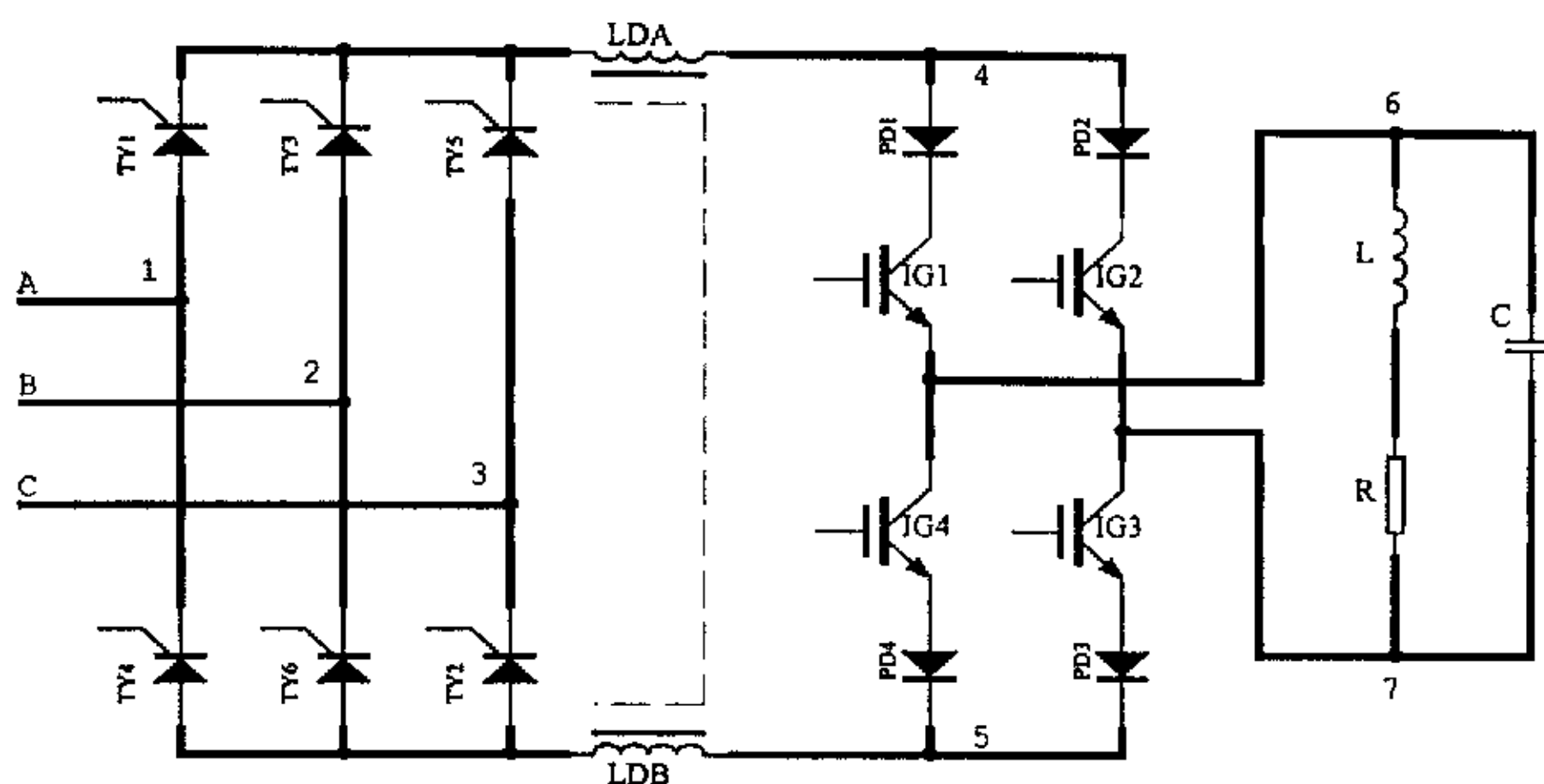


图 2-2 超音频感应加热电源的主电路

## § 2.2 整流电路

### § 2.2.1 主电路

整流器的作用是把交流电能转换成直流电能。在感应加热装置中，整流器的负载是逆变器，对整流器的基本要求如下：

(1) 提供负载所需要的直流功率，为了满足感应加热的工艺要求，输出直流电压必须连续可调；

(2) 电流型逆变器要求整流器输出电流连续、电流脉动系数小，应采用电抗器滤波；而电压型逆变器则要求整流器的输出电压平稳、电压脉动小，这应采用电容器滤波。

(3) 在出现负载短路或逆变颠覆时，必须采取保护措施。电流型逆变器要求整流器能把储存在电路元件中的能量迅速反馈回电网，电压型逆变器则要求整流器立即停止工作。

(4) 整流电路在加热负载发生变化时，能自动限制输出电压和电流值，以及具有系统过电流和过电压保护功能。

(5) 尽量使供电电网的负载平衡对称，谐波干扰小。

常用的整流电路形式甚多，但能够满足上述要求而又简单经济的电路，只有三相全控或不控桥式整流电路。

本系统采用三相全控桥式电路，如图 2-3 所示。

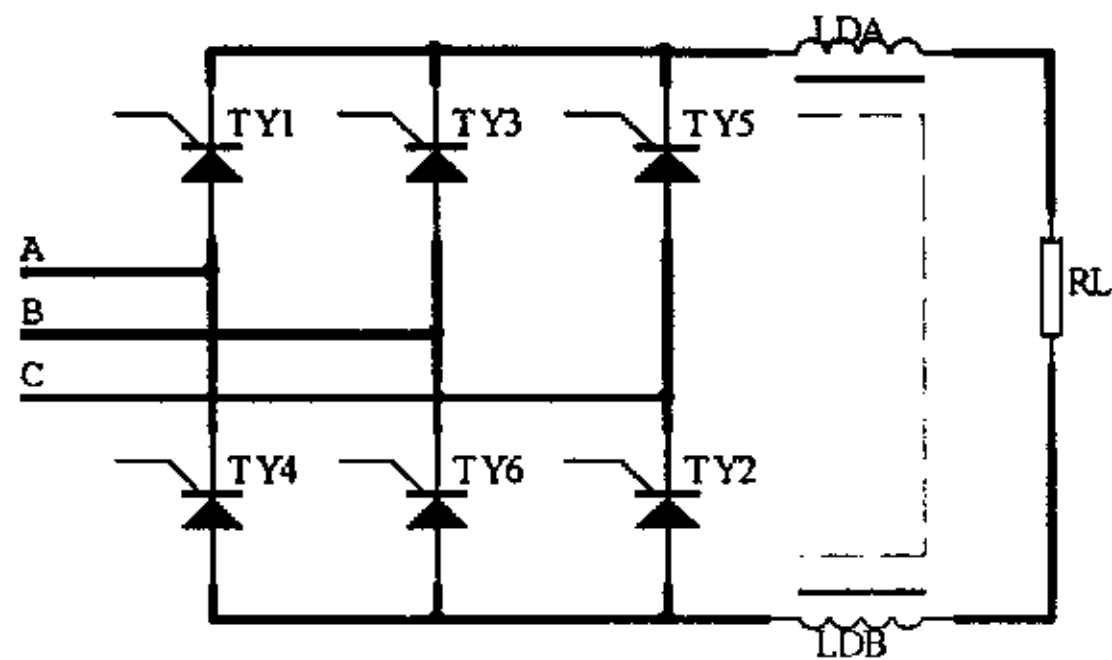


图 2-3 三相全控桥式整流电路

### § 2.2.2 控制电路

在生产过程中，超音频电源不仅需要输出一定的功率和频率，而且还需要在各种扰动下维持或调整各种指标。例如，为了保证电源正常运行，逆变电路必须具有频率自动跟踪的能力，以适应负载参数的时变性质；又如锻坯加热时，为了保证工件出口温度，电源必须具有电压自动调节的能力，以适应网压波动的影响。因此，与其他自动装置相仿，超音频电源必须具备一定的控制功能，才能可靠工作和保证生产质量。

#### (一) 开环控制

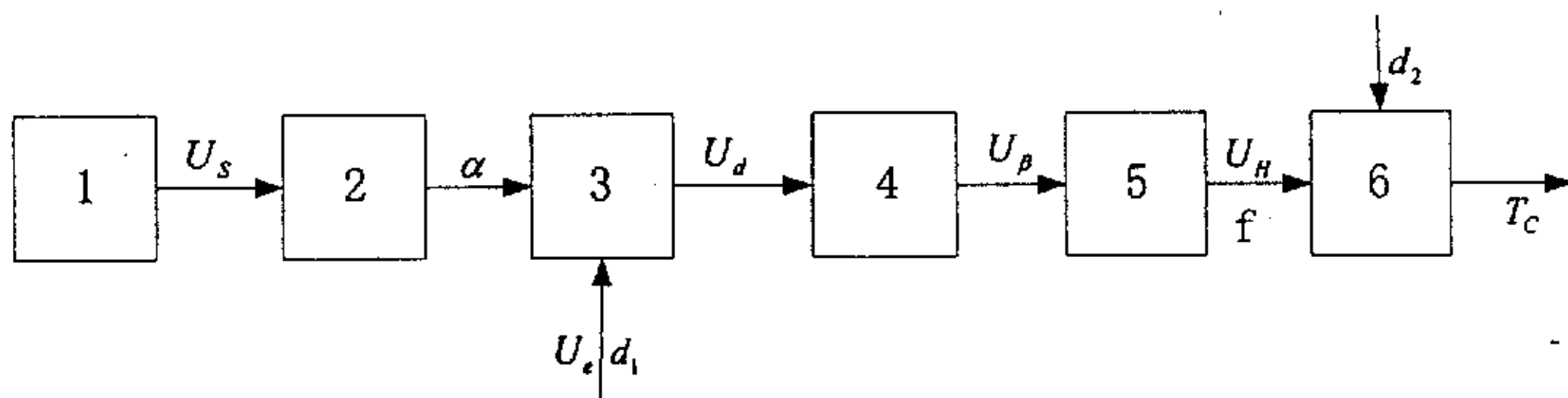


图 2-4 超音频电源开环控制的方框图

图 2-4 给出了超音频电源的开环控制框图。图中各环节的作用是：

环节 1 是直流控制信号，即系统给定值；

环节 2 是整流触发控制角调节器，通过它把输入控制信号  $U_s$  转换成控制角  $\alpha$ ；

环节 3 是可控整流电路，在网压  $U_e$  为给定的条件下把  $\alpha$  转换成直流输出电压  $U_d$ ；

环节 4 是滤波电感  $L_d$ ，它阻隔工频交流和超音频分量，维持电压平衡；

环节 5 为逆变器, 它将输入直流电压  $U_d$  转换成频率为  $f$  的超音频电压  $U_H$ , 向负载输送电能;

环节 6 为负载电路, 它将超音频电压转换成工件温度  $T_c$ 。改变控制信号  $U_s$  即可改变工件温度  $T_c$ 。

图 2-4 中若以电压  $U_H$  为输出量, 则输入量  $U_s$  与输出量  $U_H$  间不存在电的连接, 电源为开环系统。其特点是结构简单, 但对各种扰动没有调节能力。

## (二) 闭环控制

具有电压和电流调节的超音频电源的方框图如图 2-5 所示。环节 1~6 与图 2-4 相同。

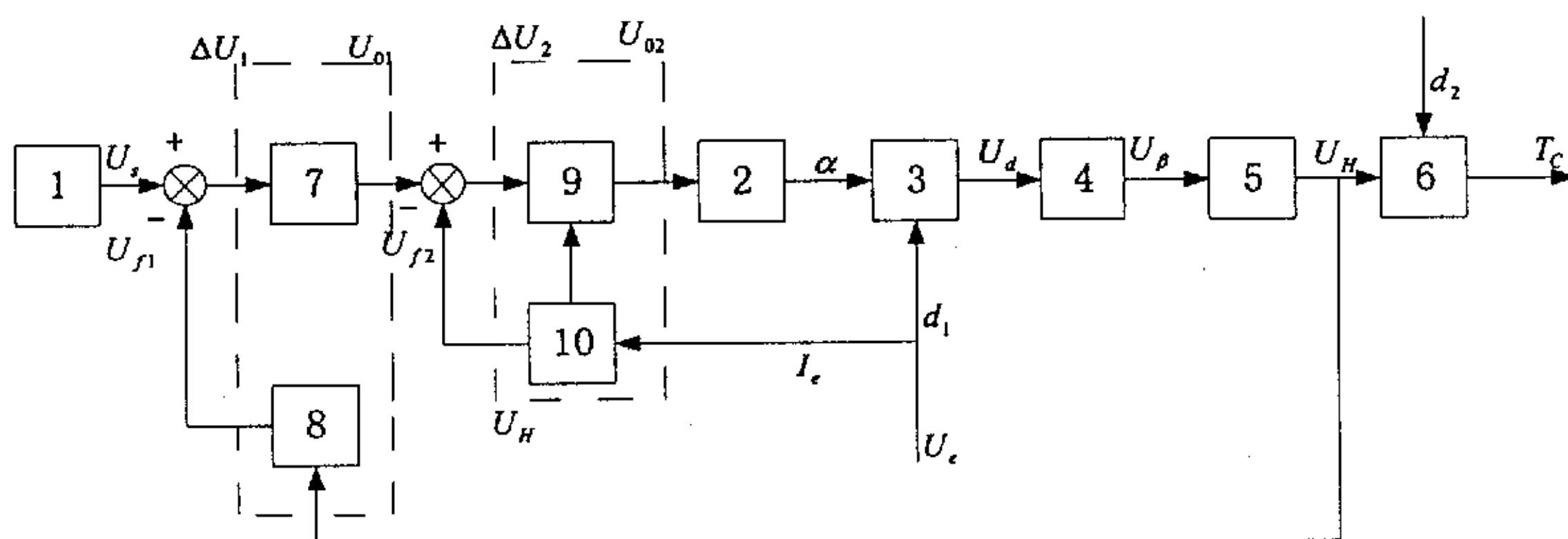


图 2-5 具有电压和电流调节的超音频电源的方框图

环节 8 把输出电压  $U_H$  转换成反馈电压  $U_{f1}$  (直流), 后者与给定电压  $U_s$  相比较, 并产生差值电压  $\Delta U_1$ ;

环节 7 最基本的作用是将差值电压  $\Delta U_1$  放大。这样系统虽在外扰  $d_1$  和  $d_2$  的作用下也能维持输出电压为恒值。

环节 10 把工频电流  $I_e$  转换成直流电压  $U_{f2}$ ;

环节 9 为电流调节器, 它的最基本作用是放大差值电压  $\Delta U_2$ 。从工频电网检取反馈电流的原因是使检测电路 10 可用简单的工频交流互感器。工频相电流

有效值为

$$I_e = 0.816 I_d \quad (2-1)$$

而

$$I_H = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \quad (2-2)$$

所以

$$I_H = \frac{2\sqrt{2}}{0.816\pi} I_e \quad (2-3)$$

式中,  $I_H$  为超音频电流基波有效值。式(2-3)表明,  $I_H$  与  $I_e$  之间存在线性关系, 故可用  $I_e$  作为反馈电流。

由图 2-5 可见, 将电压给定值  $U_s$  与输出电压的实际值  $U_{f1}$  (即电压反馈电路的输出电压)比较后, 其差值电压  $\Delta U_1$  作为电压调节器 7 的入端信号。电压调节器的输出值作为电流调节器 9 的给定值, 它与输出电流的实际值  $U_{f2}$  (即电流反馈电路 10 的输出电压)比较后, 差值电压  $\Delta U_2$  作为电流调节器的输入, 通过它改变整流电路中各可控硅元件门极脉冲的相位。由此可见, 输出电流是相对于电压调节器的输出值而进行控制的。

在本系统中, 电压反馈作为系统的全反馈, 称为控制主环或者外环; 电流反馈为系统的局部反馈, 称为控制副环或者内环。

本系统所用的超音频电源的整流控制框图如图 2-6 所示。由前述可知, 改变电源的全控整流桥的触发相位角  $\alpha$  的大小, 即可控制整流桥的输出直流电压平均值 (电源输出功率大小), 而当电源负载过重, 使得工作电流超过额定值时, 整流控制系统通过检测、比较和反馈电路, 使整流桥的相位角  $\alpha$  增大, 输出直流电压平均值降低, 从而达到限制电流的功能。同样, 限压的过程同限流一样, 通过检测输出电压, 改变  $\alpha$  角达到限压功能。当电源发生逆变桥或负载短路、开路引起过流、过压时, 整流控制系统通过触通电压保护单元的保护用可控硅使逆变输入端短路 (此时逆变桥功率器件电流、电压马上降为零), 同时使整流桥的触发相位角增大至  $150^\circ$ , 使整流桥处于有源逆变状态, 从而使主电路的电流迅速下降, 电源停止工作。对电源电流负反馈也是通过改变  $\alpha$  角来实现的。



由此可见,电源的限流、限压、电流反馈、过流、过压保护都是通过改变全控整流桥的触发相位角 $\alpha$ 来实现的。

由图 2-6 可见,整流控制采用电流内环,电压外环的双闭环调节方式,控制采用输入电流反馈控制和谐振电压反馈控制。其中电流调节器和电压调节器都是选用 PI 调节器,电压调节器的原理图如图 2-7 所示。

其中,OSC 信号是继电器操作部分送来的启动信号(启动时=0,停止时=15V),109 为保护系统送来的系统故障信号(系统正常=0,系统故障=15V),VOL REF 为主给定(0 到-10V),VOL 为电压反馈信号(0 到+10V),

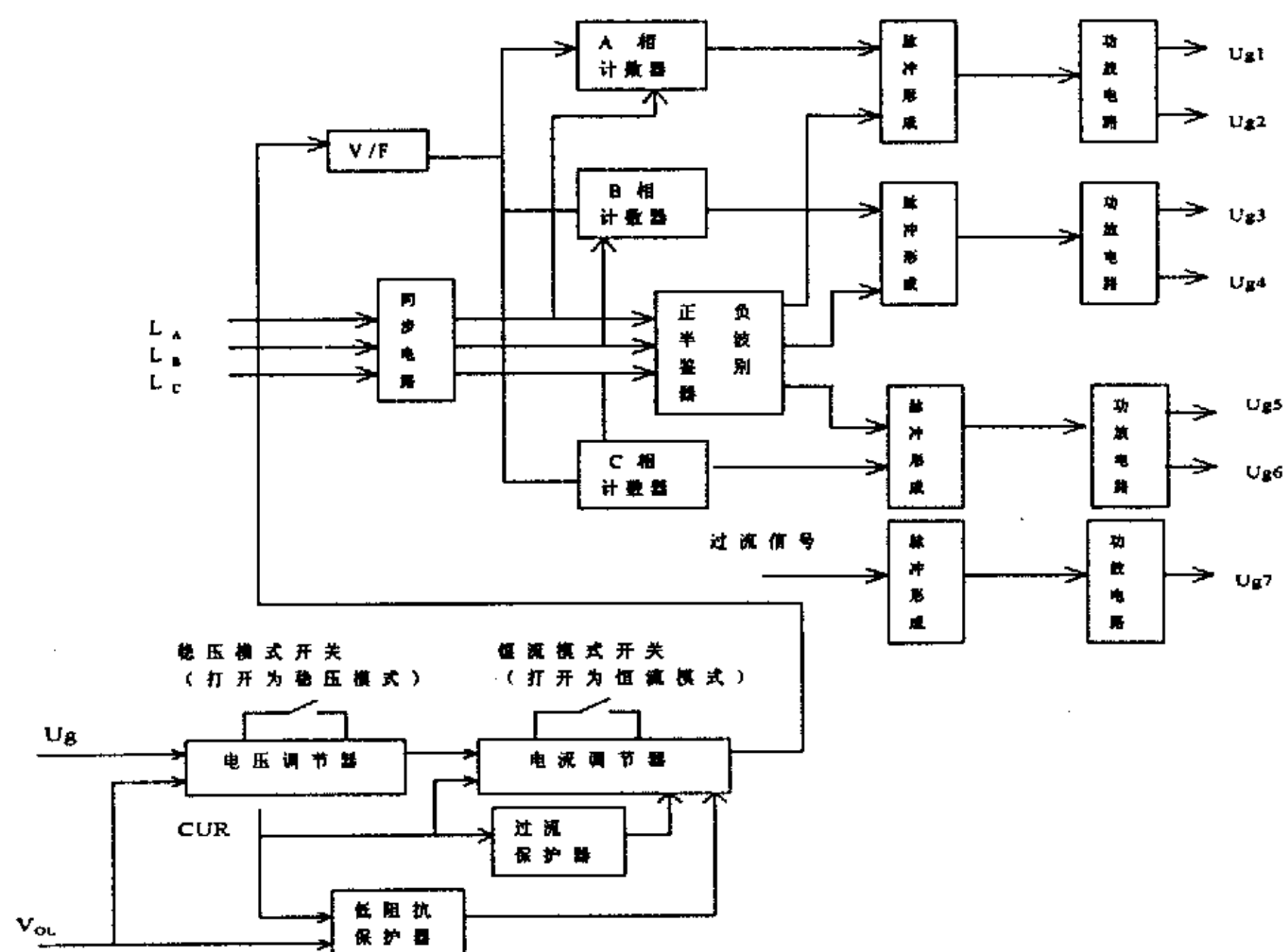


图 2-6 整流控制电路的原理框图

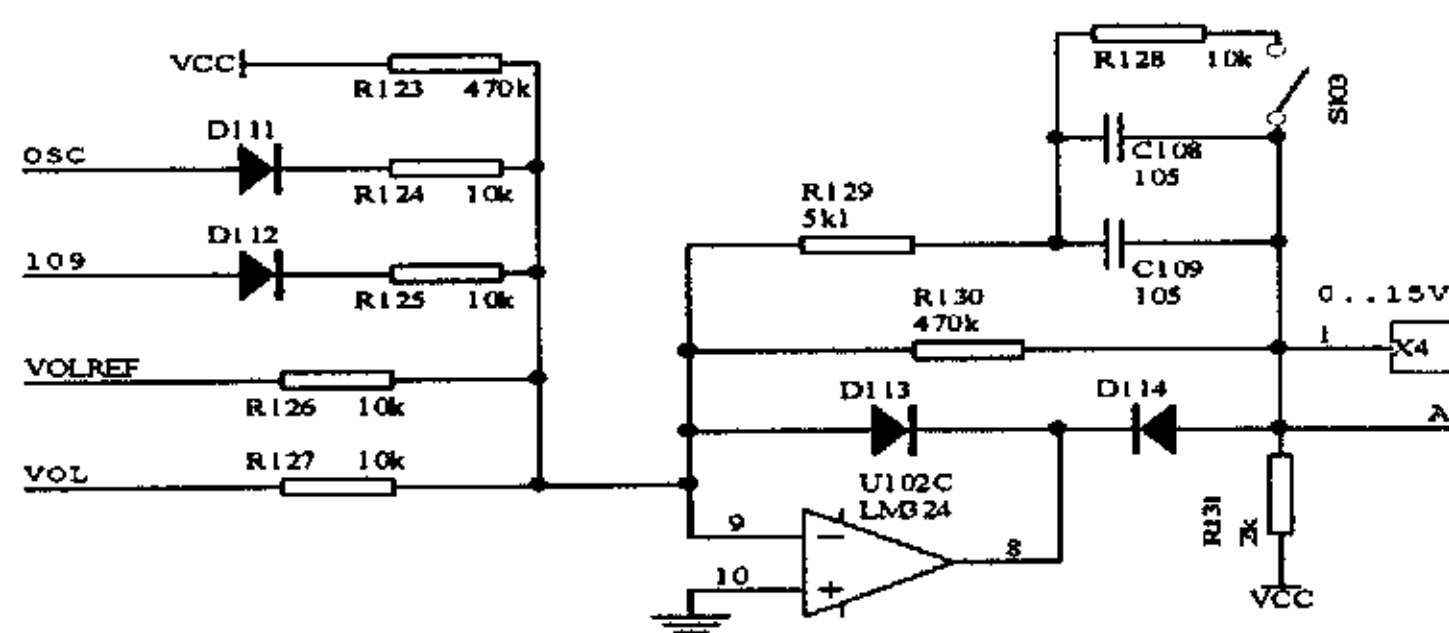


图 2-7 电压调节器原理图

A 为调节器的输出。由图不论系统停止或系统故障，调节器的输出均为 0V，由此可见 OSC 和 109 都是调节器的封锁信号。最上面的 VCC 是调节器的死区设置。D113 和 D114 是调节器的单向控制，由它们控制调节器只能输出 0 到 15V 信号，截断 0 到 -15V 信号的输出，开关 S103 是用来在 P 调节器和 PI 调节器之间切换用的（在有些模式中需要运行于 P 调节器模式）。电流调节器与电压调节器基本相同。如图 2-8 所示。

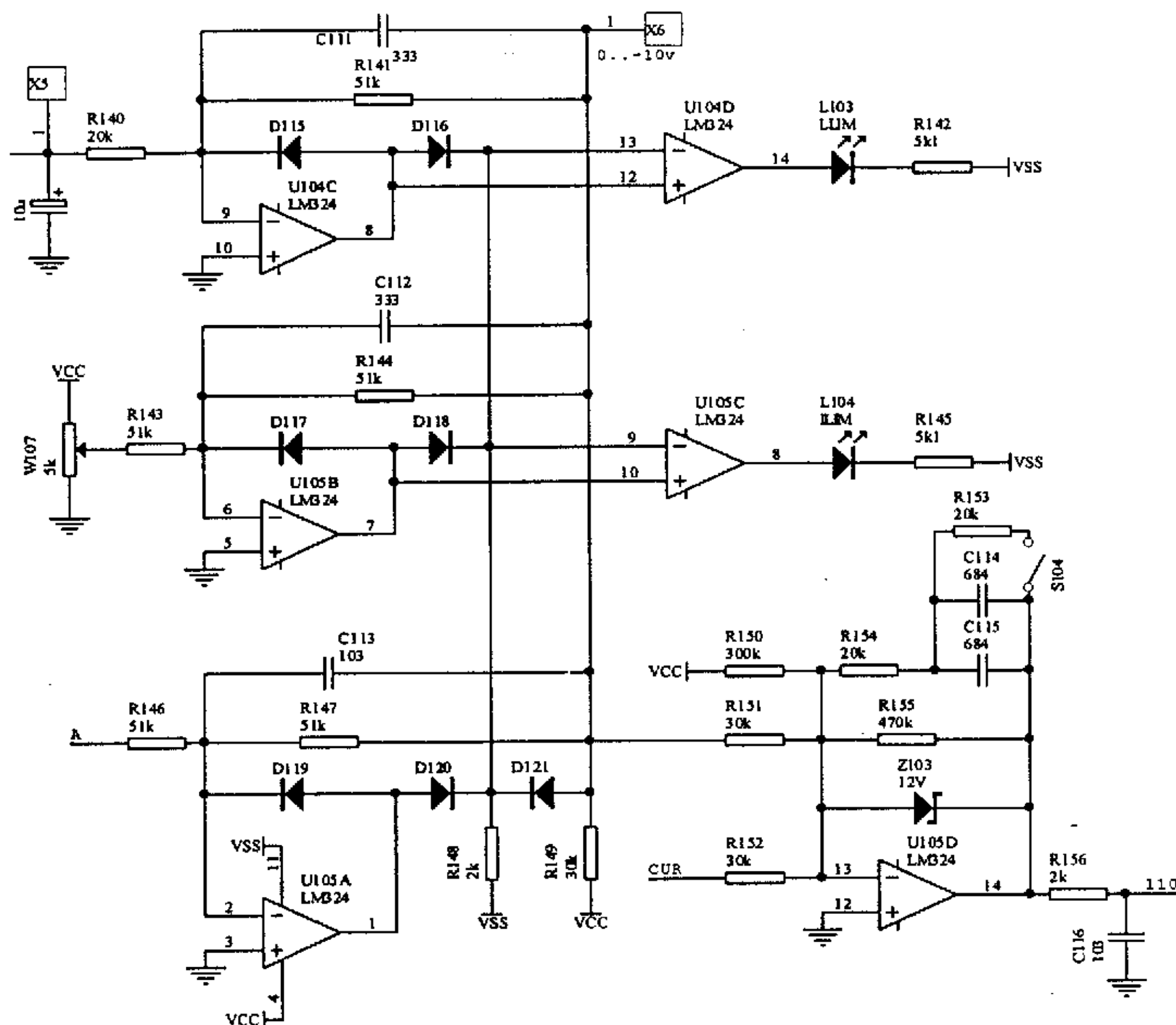


图 2-8 电流调节器的原理图

图 2-7 中的输出 A，送到图 2-8 的 A 中，这样图 2-7 和图 2-8 组合到一起便组成了电流内环，电压外环的双闭环调节系统。

### § 2.2.3 调功

电源的功率即逆变器的输出功率，可用下式表示：

$$P_0 = \frac{U_L^2}{R_{OE}} \quad (2-4)$$

式中：  $U_L$ —负载电压

$R_{OE}$ —并联谐振负载回路的交流等效阻抗

而对并联负载逆变器，其输出电压为：

$$U_L = \frac{1.11U_d}{\cos\phi} \quad (2-5)$$

式中： $U_d$ —全控桥输出直流电压平均值

$\cos\phi$ —并联负载功率因素

因此，通过调节整流桥输出电压的大小，即可调节超音频电源的输出功率，而整流输出电压是通过控制整流触发移相角来调节的，即电源的输出功率调节可通过改变整流触发移相角来实现。

## § 2.3 逆变电路

### § 2.3.1 主电路

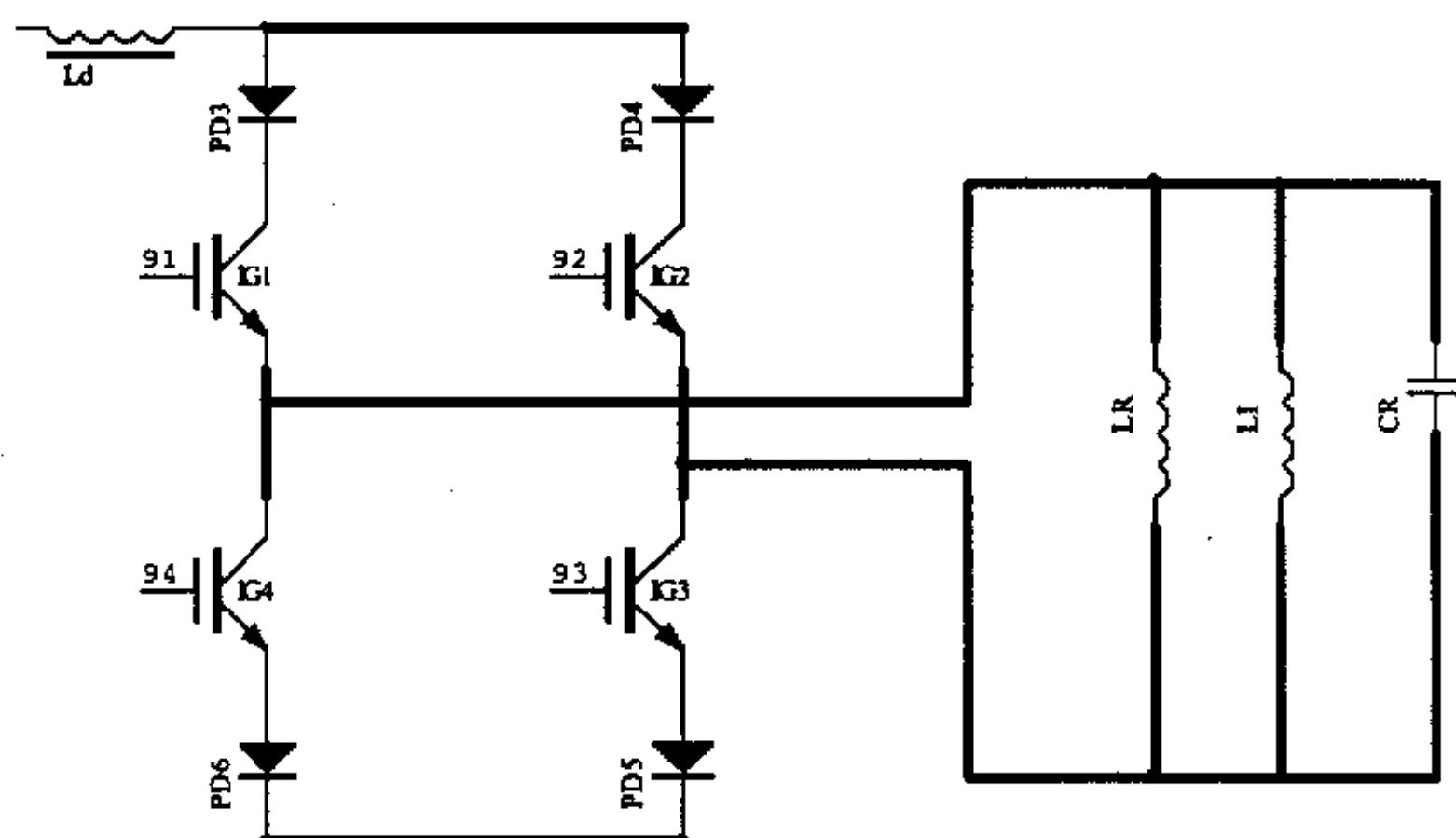


图 2-9 逆变主电路原理图

逆变主电路原理图如图 2-9 所示。由图可见，逆变主电路属于电流型逆变器，由于在逆变器的前端串联了大电感  $L_d$ ，因而负载电流是恒定的，不受负载阻抗变化的影响。当负载功率因数不是 1 时，负载的无功电压分量便会加在开关器件上，为了避免 IGBT 承受反压而损坏，必须用快速二极管与 IGBT 串联。即使是采用 IGBT 模块，由于内部已有反并联快速二极管，IGBT 也不会承受反电压，该串联快速二极管仍不能取消，否则便会因其反向电压造成的环流使器件过电流损坏。

### § 2.3.2 逆变控制

逆变控制电路是影响感应加热电源能否可靠运行的关键因素，它必须满足下列几方面的基本要求。

(1) 具有频率自动跟踪功能。逆变器无论作何种用途，被加热工件在加热过程中其物理性质(电阻率、导磁率等)都会随温度不断变化，因而负载电

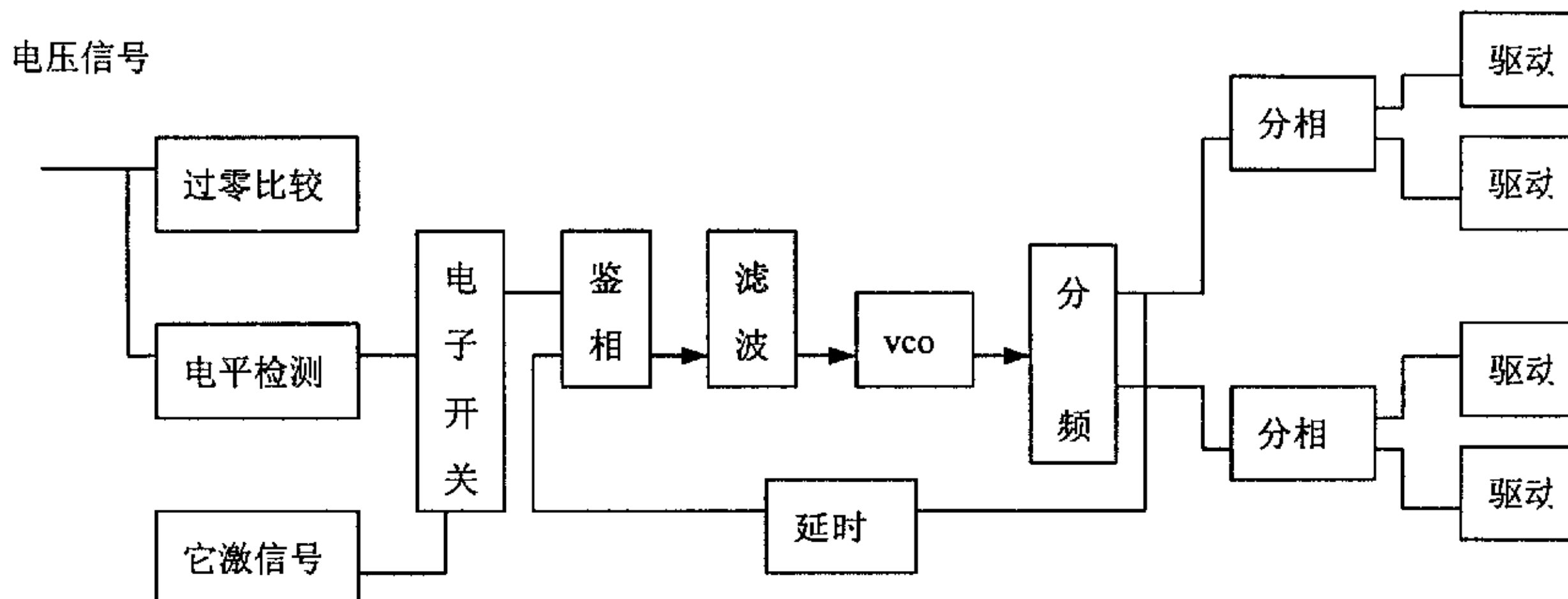


图 2-10 逆变控制电路原理框图

路的固有谐振频率亦会随之变化。为使逆变器可靠工作，逆变控制电路应有自动调频能力，以适应负载的变化。超音频电源一般采用自激的控制方式，即逆变器的触发信号取自负载端，使触发频率受控于负载。

(2) 在负载参数变化过程中，保持逆变器的输出电流稳定的超前输出电压，即保持负载为容性。对于超调量的控制的选择，逆变控制的方法分为四种：瞬时值定时超前触发，瞬时值定角超前触发，平均值定时超前触发，平均值定角超前触发。

瞬时值方式是指按照负载信号实时值逐周进行比较，并根据其结果逐周进行控制的方式；而平均值方式是按照负载信号的平均值进行控制的方式。

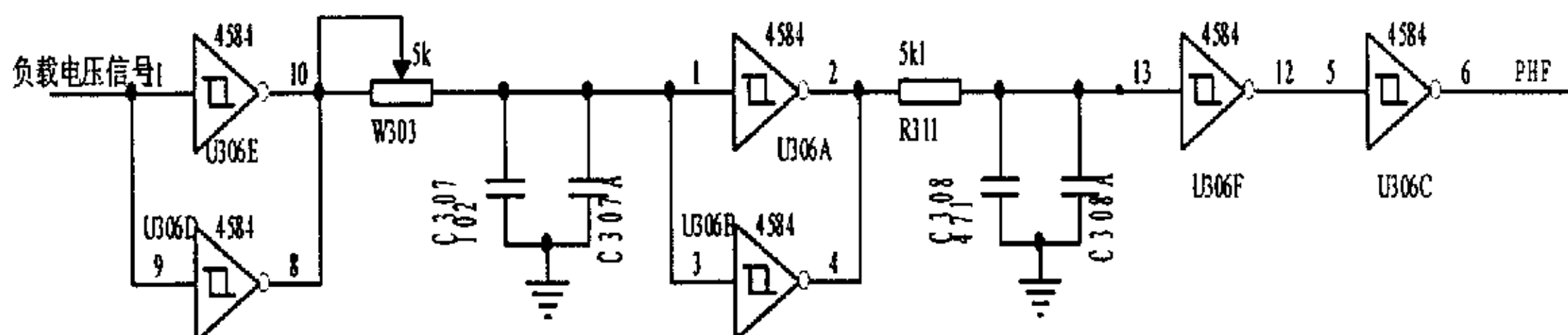
定时超前触发就是，在逆变器输出电流过零点前的固定时间发出触发信号；而定角超前触发就是在逆变器输出电流过零前的固定电角度发出触发信号。

由于瞬时值控制方式抗干扰能力较差，在本系统中，由于是超音频电源，频率比较高，定时超前触发做不到，因此本课题采用平均值定时超前控制方案。

(3) 控制电路输出的 IGBT 触发脉冲必须具有良好的对称性。

另外，由于电流型逆变器的直流侧串联了电感  $L_d$ ，为保持电流连续，在换流过程中，上、下桥臂必须遵守先开通后关断的原则，即应有一段重叠时间( $t_r$ )。该换流重叠时间的长短与逆变器输出配线电感密切相关，电感大，时间就长。

超音频感应加热电源的逆变控制的原理框图如图 2-10 所示，其延时电路如图 2-11 所示。取之于负载的电压信号，通过调节 W303 而超前输出电压，经过过零比较电路获得自激信号。



的鉴相器 PD II，可保证锁相环输出与输入信号相位差为零。所以本课题的超声频感应加热电源采用 PD II。

逆变控制的分频电路如图 2-13 所示。

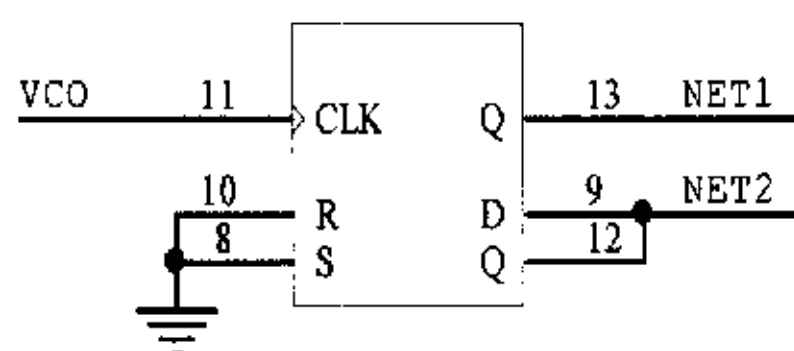


图 2-13 逆变控制的分频电路

## § 2.4 负载及谐振槽路

图 2-14 是将电阻 R 和电感 L 串联后与 C 并联的电路，如将内阻为零的

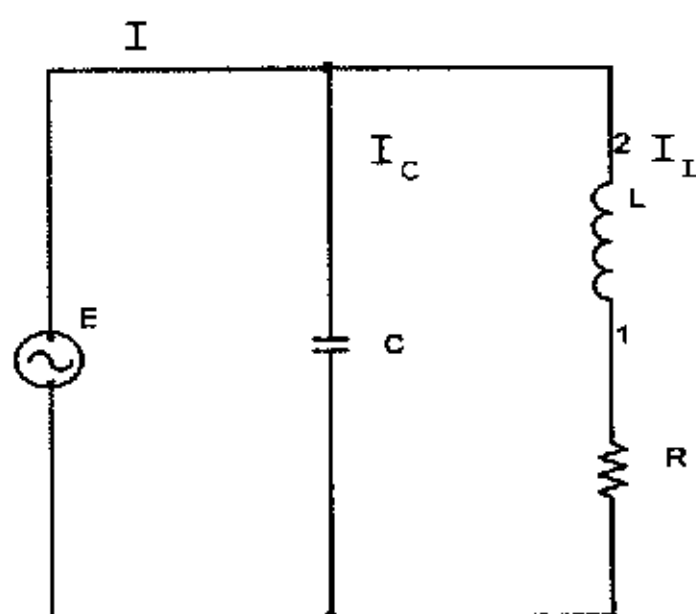


图 2-14 并联谐振电路

电源  $\dot{E} = E_M \sin \omega t$  加到此电路中，则在电路中将流过电流：

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{E}}{Z_1} = \frac{\dot{E}}{R + j\omega L}$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{Z_2} = j\omega C \dot{E}$$

$$\dot{I} = \dot{I}_L + \dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{R + j\omega L} + j\omega C \dot{E} = \frac{R + j\omega(\omega^2 L^2 C + R^2 C - L)}{R^2 + \omega^2 L^2} \dot{E} \quad (2-6)$$

因此并联电路的总阻抗为：



$$Z = \frac{\dot{E}}{\dot{I}} = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R + j\omega(\omega^2 L^2 + R^2 C - L)} \quad (2-7)$$

电路发生谐振时，式(2-7)的虚部项为零，即：

$$\omega^2 L^2 C + R^2 C - L = 0$$

因此谐振的角频率为：

$$\omega_0 = \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (2-8)$$

一般的，谐振时  $R^2/L^2 \ll 1/LC$ ，所以根号下后一项对角频率的影响极小，可以忽略，则有：

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}。$$

若用频率表示则为：

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

显然，并联谐振的频率和串联谐振频率差不多，实际上可以认为它们相等。

从式(2-6)可知，谐振时电源输入的电流为：

$$\dot{I}_0 = \frac{R}{\omega_0^2 L^2 + R^2} \dot{E} = \frac{R \dot{E}}{\left( \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \right)^2 L^2 + R^2} = \frac{CR}{L} \dot{E} \quad (2-9)$$

$$\text{阻抗} \quad Z_0 = \frac{\dot{E}}{\dot{I}} = \frac{L}{CR} = Q^2 R \quad (2-10)$$

式中  $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$ ，同样称为品质因数。这时各支路电流为：

$$\begin{aligned}\dot{I}_L &= \frac{\dot{E}}{Z_L} = \frac{\dot{E}}{R + j\omega_0 L} = \dot{E} \left( \frac{CR}{L} - j\omega_0 C \right) \\ I_L &= E \sqrt{\left( \frac{CR}{L} \right)^2 + \omega_0^2 C^2} = I_0 \sqrt{1 + Q^2} \approx Q I_0 \\ \dot{I}_C &= \frac{\dot{E}}{Z_C} = j\omega_0 C \dot{E}\end{aligned}\quad (2-11)$$

其模为：

$$I_C = \omega_0 C E = \frac{ECR}{L} Q = Q I_0 \quad (2-12)$$

显然，谐振时由电源输入的电流很小，而各支路的电流却很大，为电源输入电流的  $Q$  倍。因此，常称此谐振为电流谐振。

如果电流的频率是可变的，则并联电路中各参量与频率的关系将如图 2-15 所示。图中  $X$  为  $Z$  中的电抗，当  $R$  很小时可以忽略。

$$X \approx \frac{X_L X_C}{X_L + X_C} = \frac{-\frac{L}{C}}{\sqrt{\frac{L}{C}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}}$$

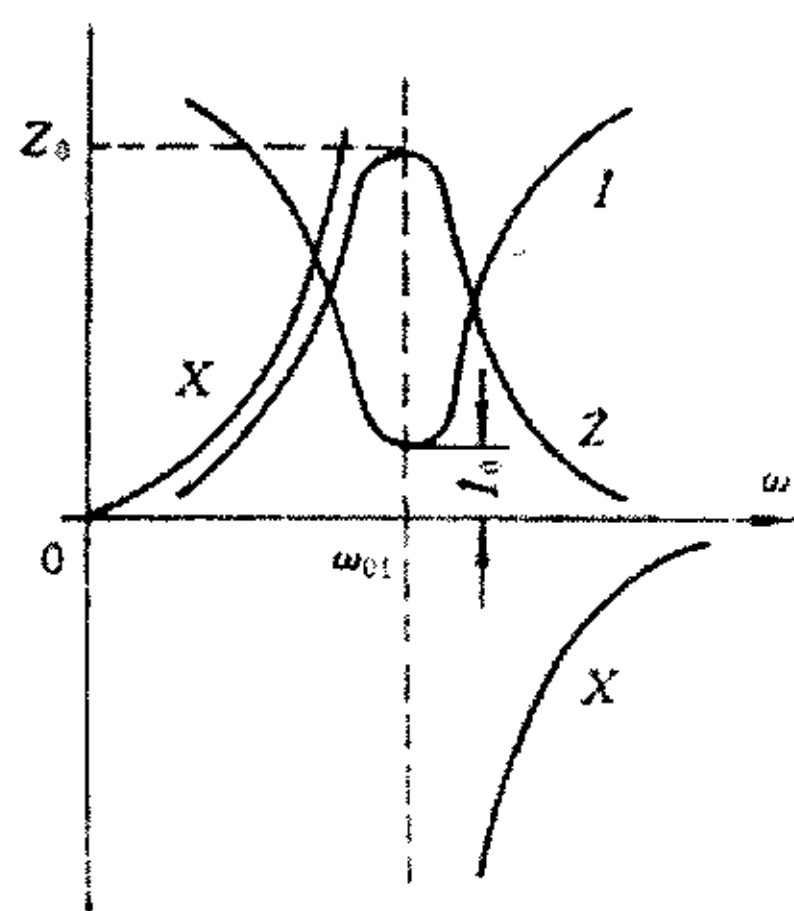


图 2-15 并联电路中各参数与频率的关系

### 第三章 感应加热电源的扩容

尽管电力电子器件本身的电流容量和电压等级在不断提高,但是在大容量整机的应用中有时还需要对器件进行串并联使用,有时甚至需要将整流器或逆变器进行串并联以构成电流更大和电压更高的变流装置。在小功率的应用场合,如低压电机控制、小容量 UPS 等应用中,虽然有相应等级的器件可供选用,但是模块式的器件的每安培的价格远高于塑料封装的器件,很多的时候也是优先采用多管并联达到所需的电流容量。在一些对可靠性要求较高的场合,为提供冗余备份如 UPS,常采用逆变器或整机并联运行。

常用的扩容技术有三个等级:器件级的串并联,部件级的串并联和整机级的串并联。目前在这个领域已经有很多的文献。【30】【31】【32】

#### § 3.1 器件的串并联运行

在器件的串联运行中,必须处理好均压问题,让每个串联的器件在关断时承受的电压基本相等,以发挥每个器件阻断电压的作用;在并联运用中,必须处理好开通后的均流问题,以充分发挥每个器件的导通能力。

器件的并联运行中,要考虑器件中的动静态的均流。在静态的均流中,主要由器件的饱和压降和导通电阻确定,导通电阻值的离散程度决定了器件均流的实际效果。在动态的均流中,一般来说,由于器件并联连接,所以加在它们上面的电压相等。然而,在过渡过程中由于引线电感的不相等,高速的  $di/dt$  效应导致器件上的电压出现差异。图 3-1 给出了考虑布线电感后并联器件的典型原理图。由图可知集电极引线电感的 10% 的不平衡和器件中

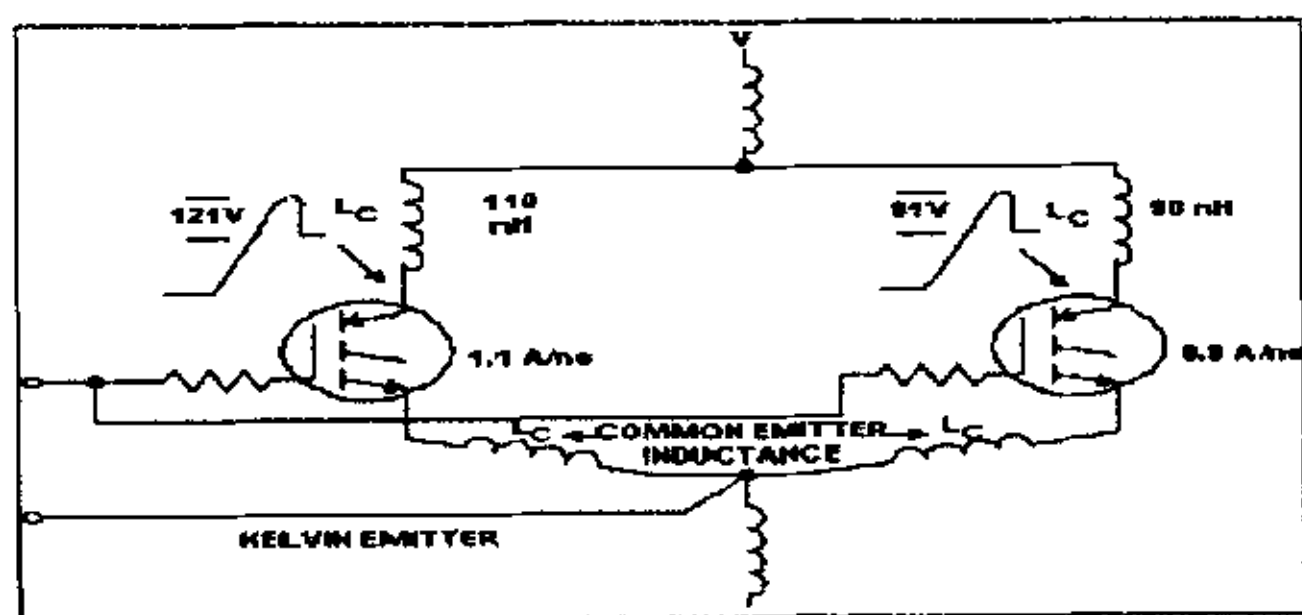


图 3-1 考虑布线电感后典型并联电路的原理图

$di/dt$  的 10% 不平衡最终导致了器件关断时电压过冲的 20% 的不平衡 (91V 对 121V)。要最小化这种电压的差异就必须从  $di/dt$  和引线电感不平衡的两方面着手。当然, 如果这些差异的综合结果并没有超出器件的额定范围, 这些差异所导致的关断损耗的差别是可以忽略的。另一方面发射极的共有的引线电感对开关能量的影响是决不能忽略的。文献【33】对这方面的内容有详细的论述。

图 3-2 给出了由于器件并联产生的容易引起自震荡的低阻抗回路的示意图。文献【29】中对这个现象作了非常详细的论述。每个门极的电阻为这种寄生振荡提供了必要的阻尼和解耦以防止这种振荡的产生。

国际整流器公司在其应用手册中【34】给出了 MOSFET 并联时所遵循

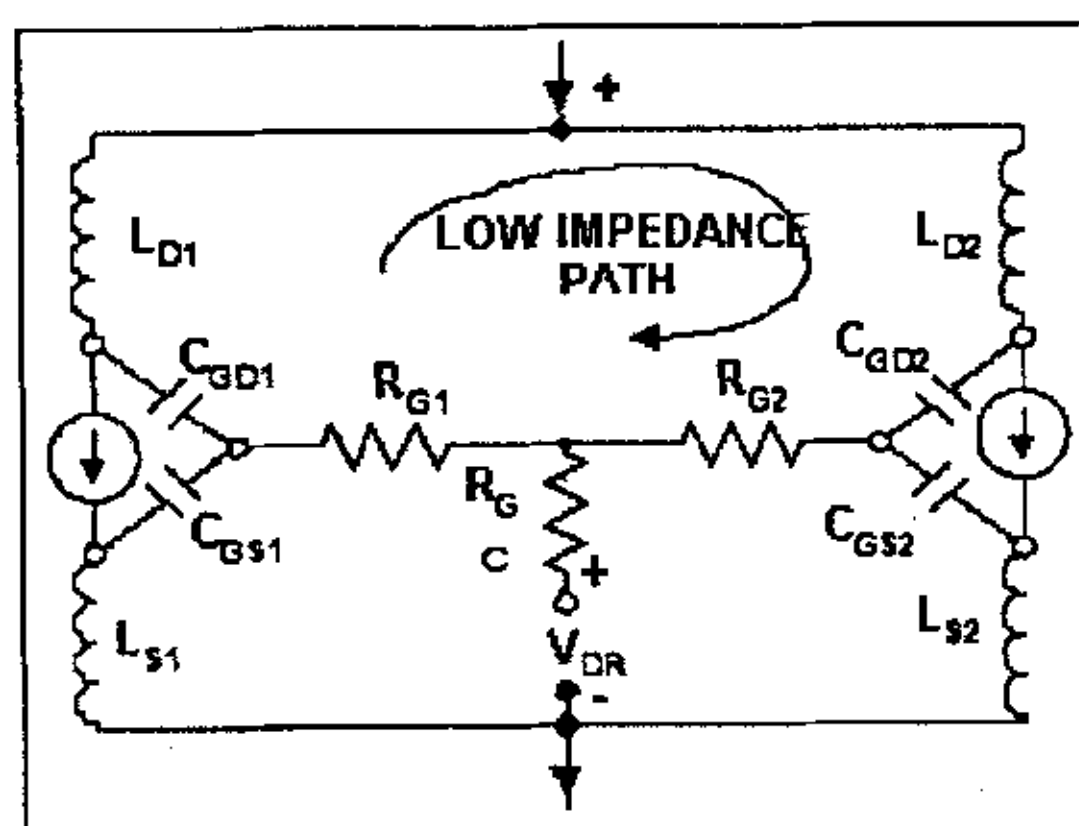


图 3-2 不平衡并联支路产生寄生振荡的低阻抗回路

的一些总的方针:

1. 每个 MOSFET 的门极电阻要单独设置, 以防止寄生的振荡。
2. 使公共源极的电感相等且把电感量降低到所工作的频率范围内对器件的开关损耗的影响不会有很大的影响。
3. 把布线电感的电感量降到在所运行的最大电流情况下电压的过冲值在可接受的范围内。
4. 确保 MOSFET 的门极驱动源的阻抗尽可能的小。这一条对单管和多管并联都适用。
5. 门极驱动电路中的稳压管也有可能导致振荡。不要把稳压管直接接到门极和源极之间去控制驱动电压的过冲, 如果需要的话, 把他们

放到驱动侧门极电阻的前面。

6. 门极驱动回路中的电容也会导致振荡。不要把电容接到门极和源极之间去控制驱动电压的过冲，而是要加大门极电阻。电容会降低开关速度，因此会加大器件间的电流不平衡。

在 IXYS 公司的应用手册中【39】也给出了一些 IGBT 并联时的一些参考意见：

- 1: 每个器件都有各自的门极电阻。
- 2: 谨慎设计器件的布局，以使电流的通路是对称的。
- 3: 把所有的器件装配到同一个散热器上，以保证它们的热耦合。
- 4: 每个并联的开关中的器件必须有如下特征。
  - (1) 由同一个硅片上做出来的
  - (2) 阈值电压匹配到 0.10V
  - (3) 额定电流通过时的饱和压降匹配到 0.05V
- 5: 如果器件内有反并联的二极管，二极管的正向压降匹配到 0.1V。
- 6: 如果步骤 4 中的匹配要求无法达到，那么在每个器件的发射极串入电阻，强制均流，选出串联电阻的值，在器件通过额定电流值时，电阻上的压降大约为 0.2V，电阻的误差不得大于 1%。

在 IGBT 和 MOSFET 的串联运行中主要考虑器件的动静态的均压【32】。

图 3-3 给出了用 RC 缓冲网络进行串联连接的开关 S 间动静态均压的示意

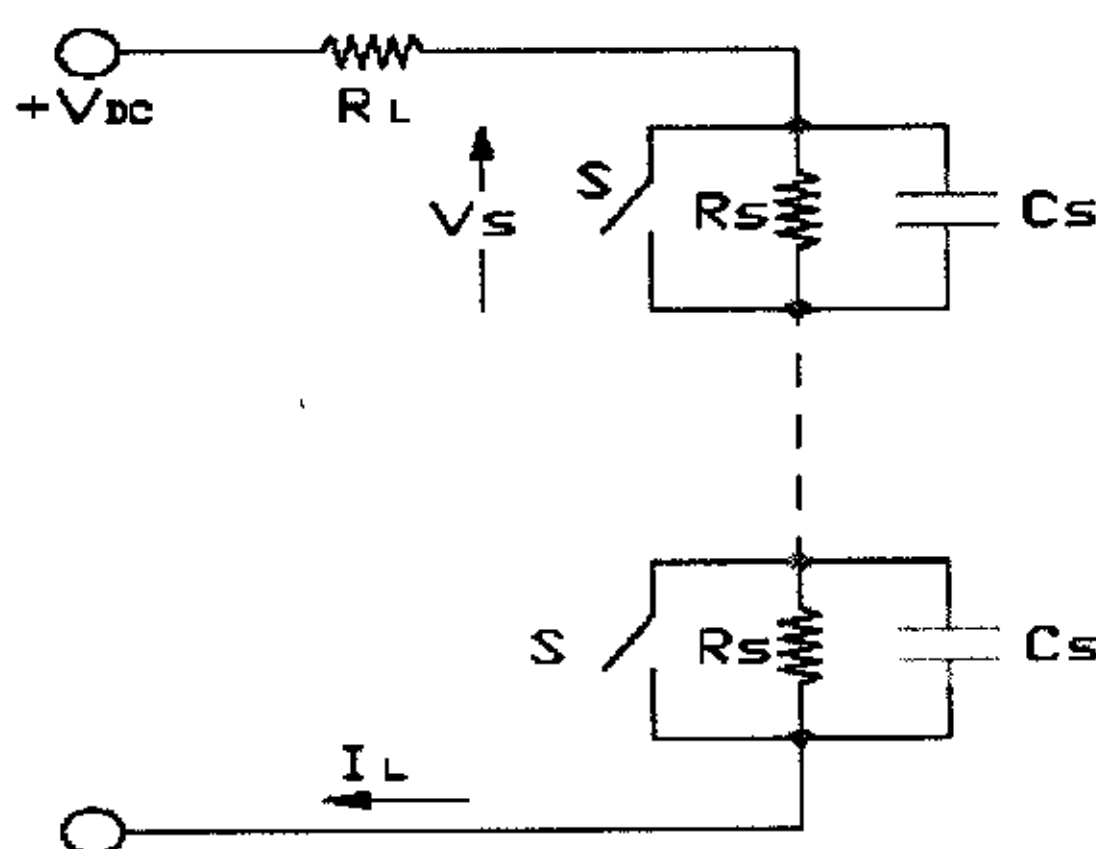


图 3-3 开关器件串联连接的示意图

图。电阻  $R_s$  用于静态的均压，以防开关关断时，由于器件本身漏电流的离

散性导致其中有些的开关击穿。电容  $C_s$  用来防止开关切换的动态过程中，切换速度最慢的开关被击穿。在串联器件的数量， $R_s$ 、 $C_s$  的值和整个开关的成本间要取得一个折中。

$R_s$  和  $C_s$  可以通过如下方法计算获得：

1. 静态均压电阻  $R_s$

$$R_s \leq (nV_{S(MAX)} - V_{DC})(n-1)^{-1}I_s^{-1} \quad (3-1)$$

其中：

$n$ ：串联器件的数目

$V_{S(MAX)}$ ：每个器件上最大允许电压（一般取器件额定电压的 80%）

$I_s$ ：器件的最大漏电流

电阻  $R_s$  的功耗：

$$P_D = \frac{(V_{S(MAX)})^2}{R_s} \quad (3-2)$$

2. 动态均压电容  $C_s$ ：

假定器件中没有反向电流，这样电容  $C_s$  取值时考虑的主要因素就是最后开通的器件上电压形成。最坏的情形是关断时承受最大电压的器件开通最慢，这样：

$$\Delta V = \frac{I_L \Delta t_{D(ON)}}{C_s}$$

其中：

$\Delta V$ ：击穿电压  $-V_{S(MAX)}$

$\Delta t_{D(ON)}$ ：器件开通的时间差

$I_L$ ： $(V_{DC} - V_{S(MAX)}) / R_L$

可得出  $C_s$ ：

$$C_s > \frac{I_L \Delta t_{D(ON)}}{\Delta V} \quad (3-3)$$

由于工艺和器件参数的离散性，串并联器件的数目不能无限提高，而且



串并联的器件数目越多,装置的可靠性也就越低,就需要适当的降额使用,这就限制了单机容量的提高。而且不同容量的电源就需要不同的工艺设计和安装方法,不利于标准化的提高。在一些大功率场合,常采用逆变器的串并联,每个逆变器都制成标准的模块,在所需的功率等级,仅需将相应数量的逆变器并联起来。使工作量大为降低,生产效率大幅提高。

### § 3.2 部件的并联运行

在 DC/DC 变换中,为了提高输出电流常采用部件的并联,文献【28】中讲述了给未来 CPU 供电的 1V/100A 的低压大电流电源。为了提高输出电流和整个变换器的效率,几大电源芯片供应商各自提出了变换器方案和设计实例,On Semiconductor 公司的设计是采用三相变换器并联,如图 3-4。Linear Technology 公司的参考设计采用了一种六相控制器,每相相隔  $60^\circ$ 。International Rectifier 公司最近推出的称为 iPOWER 的电源电路,包括一些对布局至关重要的元件,这些元件组成一个可用来制造多相补偿变换器的模块。人们公认,多相变换器要比单相变换器复杂,但它具有一些重要的优点。因为每相只输出一部分输出电流,所以变换器就可以采用较小的功率 MOSFET。另外,多相结构具有变换器开关频率与相数相乘的作用,因此,人们可以在输出端采用较小的电感器和电容器。在这些电源的设计中,都面

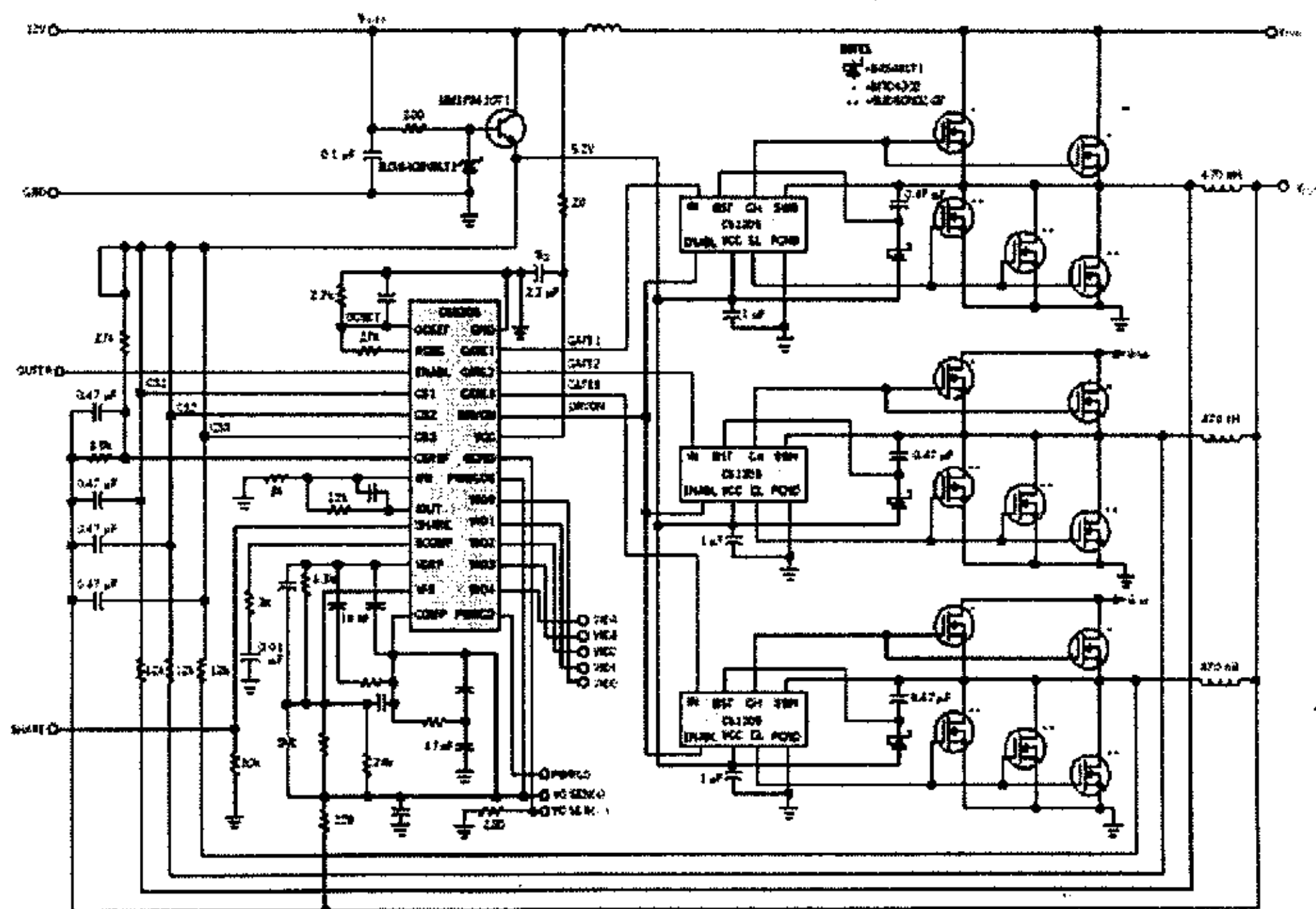


图 3-4 On Semiconductor 公司的设计三相并联的电源

面临着各模块间均流的问题，如图 3-4，每一相模块的输出都分别设置了一个  $470\text{nH}$  的电感，这个电感不但起滤波的作用，同时也作为模块的内阻抗，限制模块间的环流。图中左侧  $0.47\mu\text{F}$  的电容是用来测量电感器的电流的。每个电容器两端的电压等于输出电流和电感器串联电阻的乘积。各相中的电流差异会启动误差放大器，误差放大器调整送到各相中的脉冲宽度调制 (PWM) 信号。这种技术使电流检测基本上是无损耗的（在任何情况下都会出现的电感器串联电阻的损耗除外）。

### § 3.3 整机的并联运行

对于并联谐振型感应加热电源来说，通常采用图 3-5 所示的逆变器输入、输出端直接并联的方式。每个逆变器都制成模块式如  $100\text{kW}$ ，当有不同的功率需求时，则采用不同数目逆变器并联。在这种方案中，由于没有采用强制的均流措施，所以在工艺布局中尽量做到空间布局的对称性，而且在多个逆变器并联时每个逆变器的功率要适当的降额。

对于更大功率的并联型感应加热电源可采用并机方案提高总体的输出功率，与逆变器的并联方案不同的是在逆变器的输出之前两台电源是完全独立的（当然逆变器的逆变触发信号源是公用的），如图 3-6 所示。只要各台电源的直流电流  $i_{d1}$  和  $i_{d2}$  基本相等，则各个逆变器的工作电流也就基本相等，这就达到均流的目的。作为滤波环节的电感一般来说电感量都很大，使得前级的直流环节有足够的时间调节电流的差值。

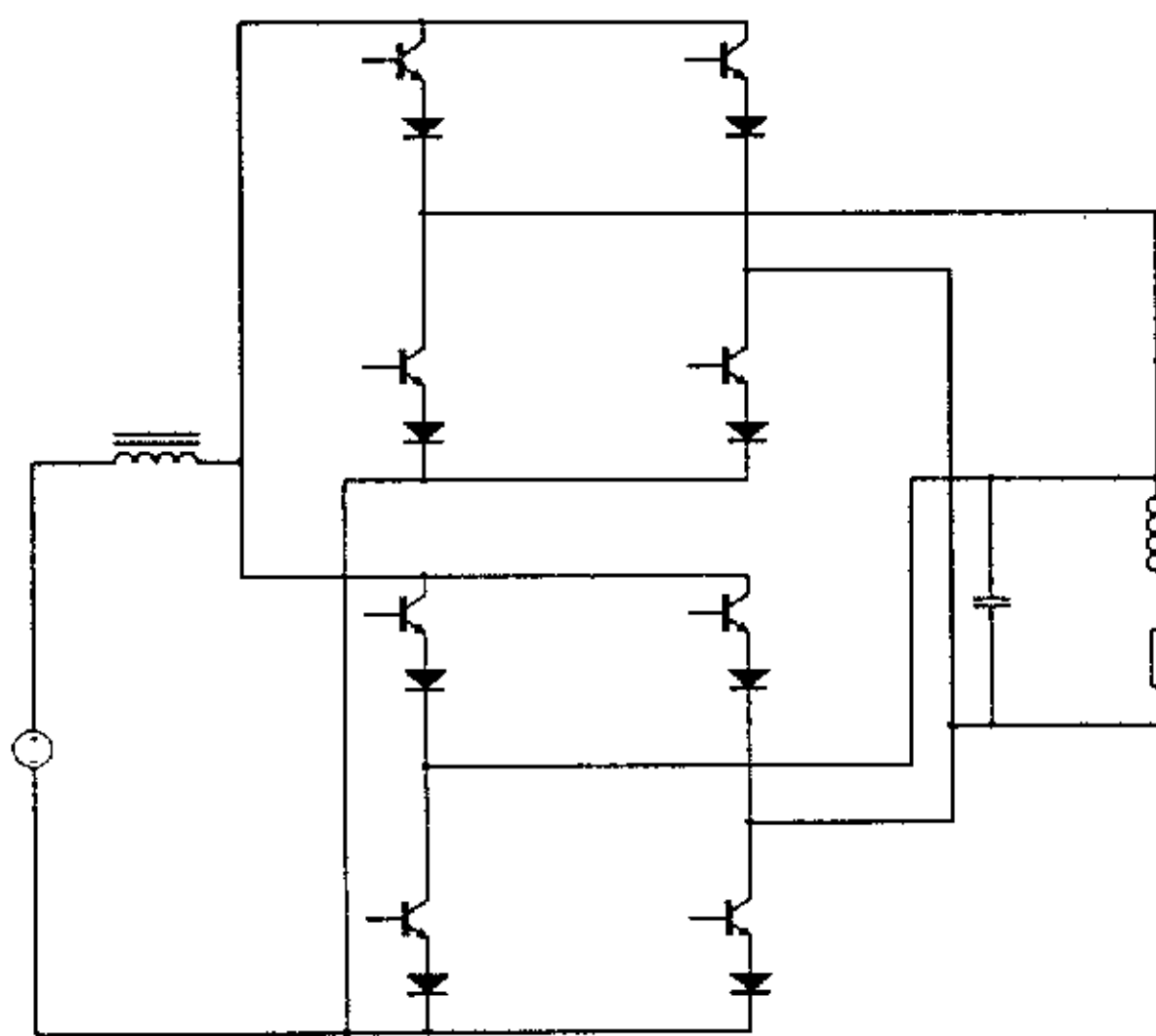


图 3-5 并联逆变器的并联方案

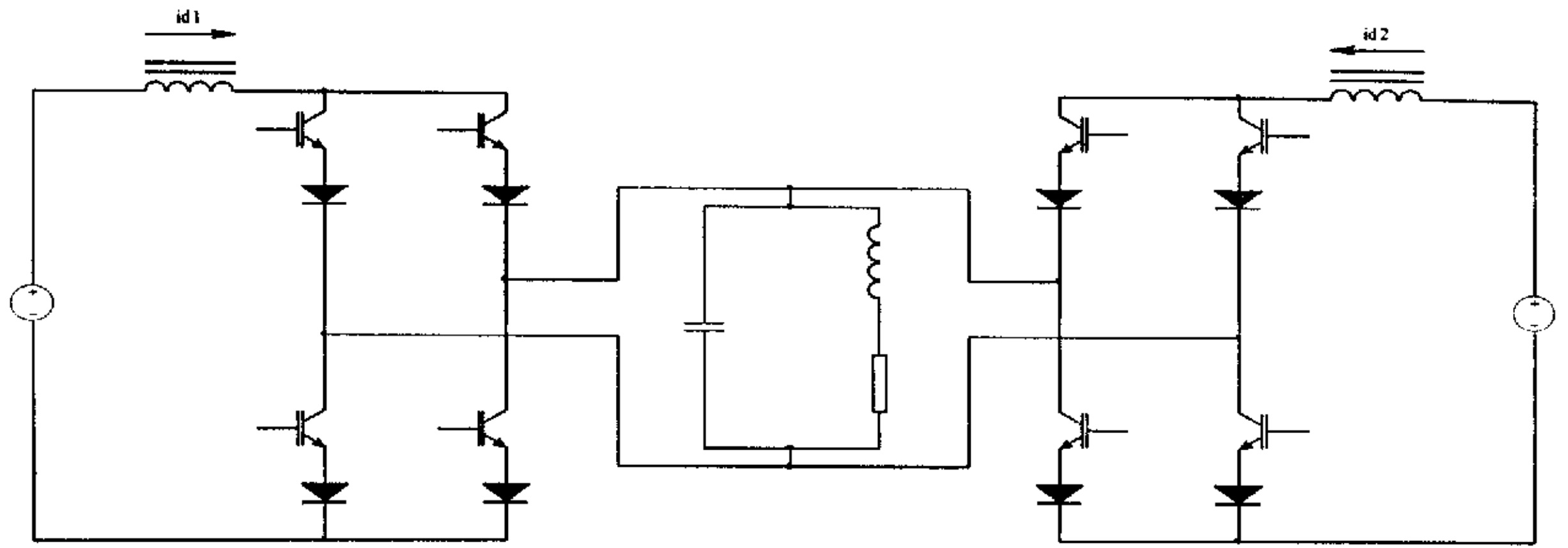


图 3-6 并联逆变电源的并机方式

## 第四章 系统的整体设计

本章首先提出了整个系统的要求，然后对系统进行了硬件设计和软件设计，最后重点介绍了电源并联时的均流问题以及本系统采用的均流策略，并给出了用此策略控制系统时的一些实验波形。

### § 4.1 系统的要求

1. 系统由两台既可独立又可并联运行的超音频感应加热电源组成。一台功率 100kW，另一台功率 160kW，功率调节范围 10%~110%，输出频率都是 10kHz。两台电源具有各自独立的保护控制系统和双闭环调节系统。
2. 系统具有故障自动诊断功能，包括主元件损坏、逆变工作失败、控制失效等故障自动诊断功能。
3. 系统具有依据负载需要及电源本身运行状况进行智能化自动投切功能，能构成高可靠性的冗余系统。

### § 4.2 系统的硬件设计

本系统的硬件由两大部分组成，第一部分是两台超音频感应加热电源，第二部分是控制台。而控制台里面又由很多部分组成，其最重要的两个部分是触摸屏和 PLC。由于前面已经详细介绍过超音频感应加热电源，所以下面重点介绍本系统控制台的相关内容。

#### § 4.2.1 可编程序控制器（PLC）

PLC 是整个系统的核心，它的性能对于整个系统起到了决定性作用。PLC 的硬件系统由 CPU 板、输入接口电路、输出接口电路、电源及外围接口等组成。不同型号的 PLC 具有不同的运算能力，存贮空间，I/O 点数，通讯口等参数。选取 PLC 之前要根据实际要求计算 I/O 点数以确定 PLC 的型号和扩展模块的设置。在满足系统要求的前提下，尽可能选取价格低廉的 PLC。

#### § 4.2.2 CPU 的选取

和一般微机一样，CPU 是 PLC 的运算和控制核心，控制其他所有部件的运

行，功能相当于人的大脑。CPU 由运算器、控制器和寄存器等组成，通过地址总线、数据总线和控制总线与存储器、I/O 接口电路连接。CPU 主要完成以下功能：

- (1) 从存储器中读取指令。CPU 从地址总线上给出地址，从控制总线上给出读指令，从数据总线上得到读出的指令，并存入 CPU 的指令寄存器中（CPU 是按照用户程序存储器中存放的先后顺序逐条读取指令的）。
- (2) 执行指令。对存入指令寄存器的指令操作码进行译码，执行指令规定的操作，包括：用扫描工作方式采集从现场输入装置送来的状态或者数据，并存入输入映像寄存器中，进行逻辑运算或算术运算；根据运算结果存储相应数据，并更新有关标志位和输出映像寄存器；将存于数据寄存器中的数据和处理结果送至输出接口电路；响应各种外部设备（如编程器、打印机、上位机等）的工作请求等等。
- (3) 处理中断。CPU 除了能按顺序执行程序外，还接受内部或输入输出接口发来的中断请求，并进行中断处理，当中断处理完毕，再返回断点地址，继续顺序执行程序。
- (4) 自诊断功能。诊断 PLC 电源、内部电路的工作状态等。

CPU 是依照系统所需的输入输出点数来选取的。本系统所需的输入输出量分别如下：

输入模拟量： $I_{d1}$ ， $I_{d2}$ ， $U_{d1}$ ， $U_{d2}$ ， $U_f$ ， $U_H$

输出模拟量： $U_{\alpha 1}$ ， $U_{\alpha 2}$

输入数字量：过流故障信号，过温故障信号，快熔损坏信号，二极管故障信号（都是双机）

输出数字量：逆变启动信号（双机），逆变停止信号（双机）

因此本系统选取 CPU224，另外，加三块扩展模块，包括两块 EM231 和一块 EM232。

在没有扩展模块的情况下，S7-224PLC 的主要性能参数如下：

输入输出数：14 路数字量输入，10 路数字量输出

用户程序空间（可永久保存）：4096 字

数据块空间（可永久保存）：2560 字

内部存储器位：256 位（其中可永久保存的为 112 位）

高速计数器总数：6 个

定时器总数：256 个

计数器总数：256 个

布尔指令执行速度（33MHZ 下）：0.37  $\mu$ s/指令

通讯口数：1 路（电器接口：RS-485，最大波特率：187.5kbps）

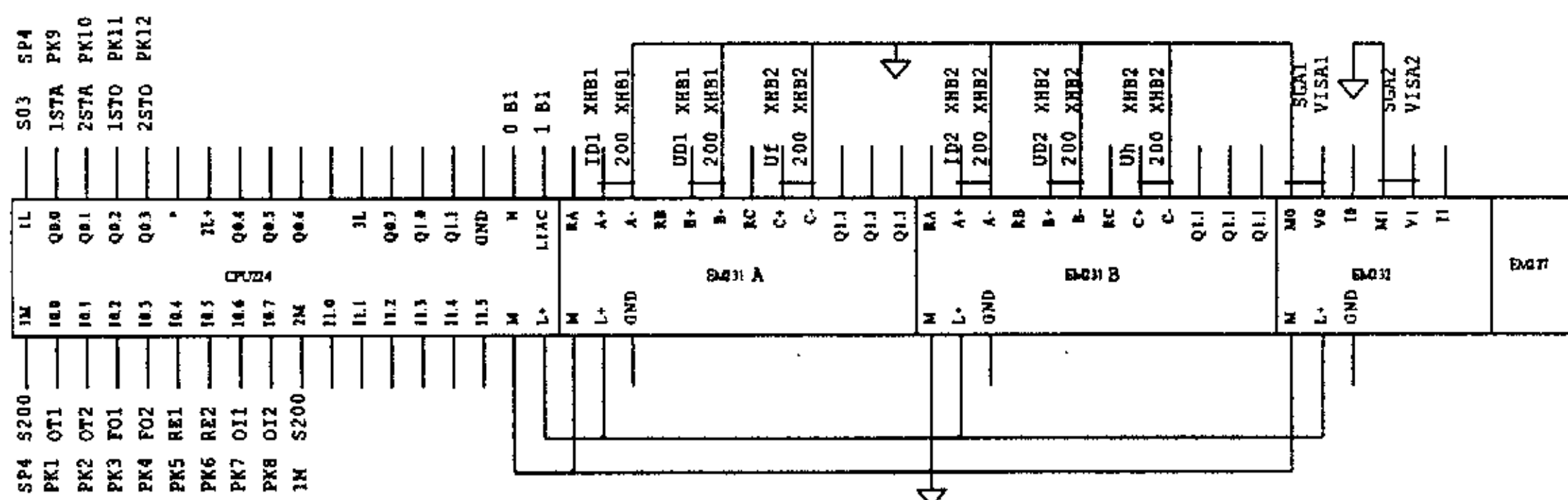
在加入扩展模块的情况下，S7-224PLC 的主要性能参数如下：

最大可扩展模块：7 个

最大数字量输入输出数：94DI/74DO 点

最大模拟量输入输出数：16AI/16AO

本课题所用的 PLC 的 CPU 的原理接线图如图 4-1 所示。



电源并联，一起向负载供给功率。

智能投切的原理就是：用户先提出要求，要求负载上输出某一功率，系统根据这一功率来判断是启动一台机子还是两台机子，如果是要两台机子来带负载，则就有了投切的概念。系统先启动一台机子，如果一台机子提供的功率无法满足要求，则另外一台机子就要投切上去。这些功能都是由 PLC 来智能完成的，因此本系统称为智能投切系统。

### § 4.3.2 系统的主程序

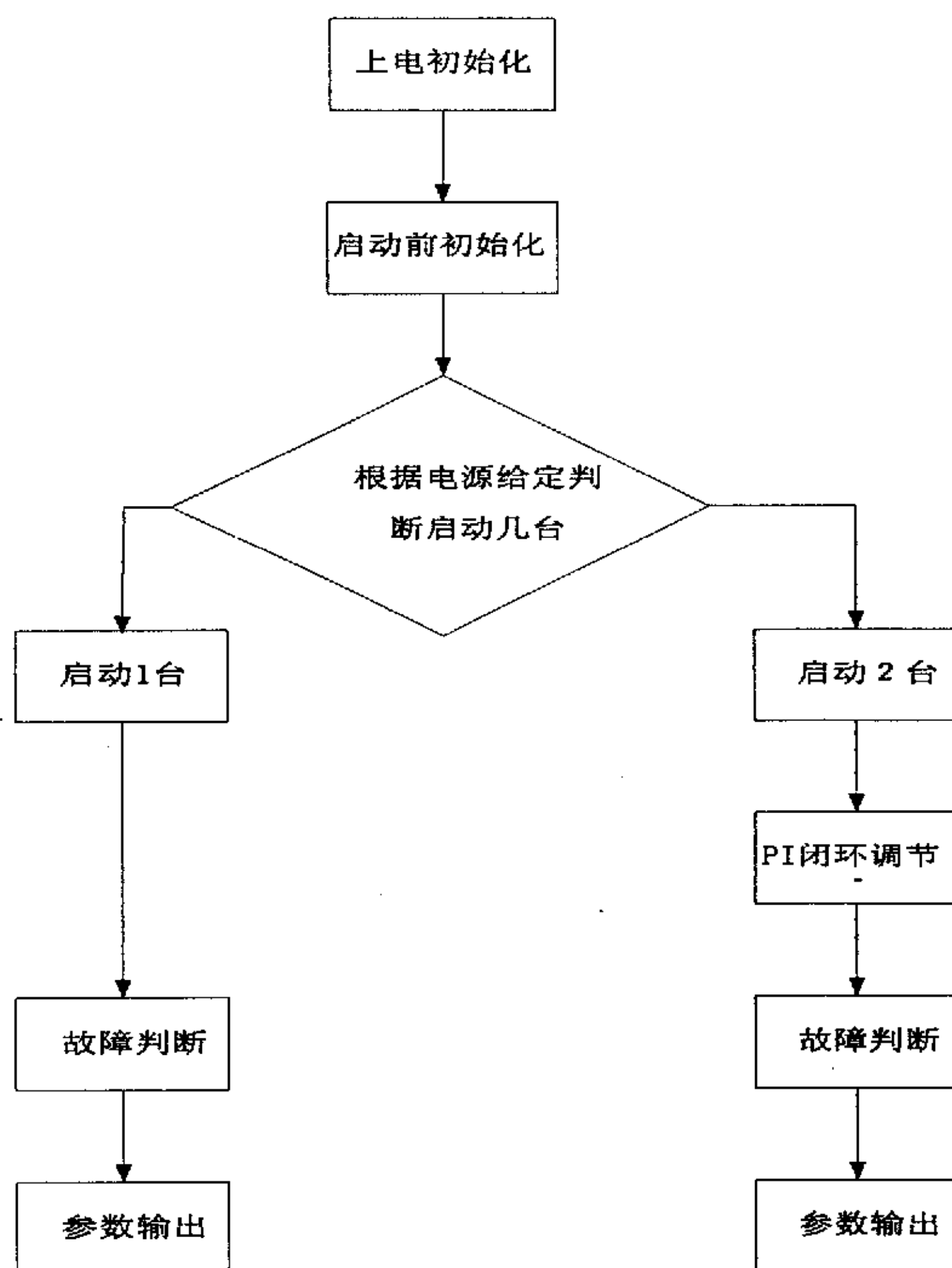


图 4-2 系统的主程序框图

系统的主程序框图如图 4-2 所示。

主程序的主要思路如下：先对系统进行上电前的初始化以及启动前的初始化，然后根据触摸屏送来的给定功率，判断系统应该启动一台电源还是两台电源，如果启动两台电源，还要判断启动顺序，然后对系统进行增量 PI 调节，以使两



台电源并联时达到均流的效果, 然后对系统进行故障判断, 最后是整个系统的参数输出。

由于系统所用的两台电源的功率分别为 100kW 和 160kW, 因此功率判断的依据如下:

当给定功率为 0 或者大于 260kW 时, 把系统的设定功率置为零, 因为此时无法让系统起动;

当给定功率在 0~100kW 时, 起动功率为 100kW 的电源;

当给定功率在 100kW~260kW 时, 两台电源都起动。

#### § 4.4 并联时的均流问题

采用元件并联的方法, 固然可以提高单机容量, 但必须妥善解决元件的均流问题。容量愈大, 需要并联的元件数目就越多, 均流问题也越麻烦。因此, 对于容量较大的电源, 可采用多台并联运行的方式来提高电源容量。其优点是:

- (1) 单机容量较小, 每台电源并联的功率器件少, 均流问题较易解决;
- (2) 当单台发生故障时, 可立即推出运行, 电源仍可继续工作, 可靠性较高;
- (3) 可以通过电源变压器多副边绕组的接线方式提高整流端脉波数  $m$ , 减低对电网的干扰度;
- (4) 有利于产品的系列化;
- (5) 有利于维护检修;
- (6) 台间均流比较易于解决。

其缺点是:

- (1) 成本较高;
- (2) 控制系统比较复杂。

超音频电源并联运行的条件是:

- (1) 各单机均为独立单元, 即均具有整流和逆变的功能;
- (2) 逆变输出端应均可在负载上并联; 即各单机中频输出电压的幅值、频率和相位均相同。为此电源必须做到:
  - ① 各整流桥的网压相等;
  - ② 整流端的控制角  $\alpha$  相等, 即采用同一给定电压;
  - ③ 逆变端控制电路采用同一信号检测电路和脉冲形成、分配电路, 保证负

载端的频率和功率因数角相等。

图 4-3 是按照上述要求设计的两台单机并联运行的结构图。其中，1a 和 1b 是可控整流电路，2a 和 2b 是并联逆变电路，3a 和 3b 是同步信号，4a 和 4b 是整流触发电路，5 是给定电压，6a 和 6b 是逆变触发电路，7 是脉冲形成及分配电路，8 是信号检出电路，9 是负载电路，10a 和 10b 是电流负反馈电路。

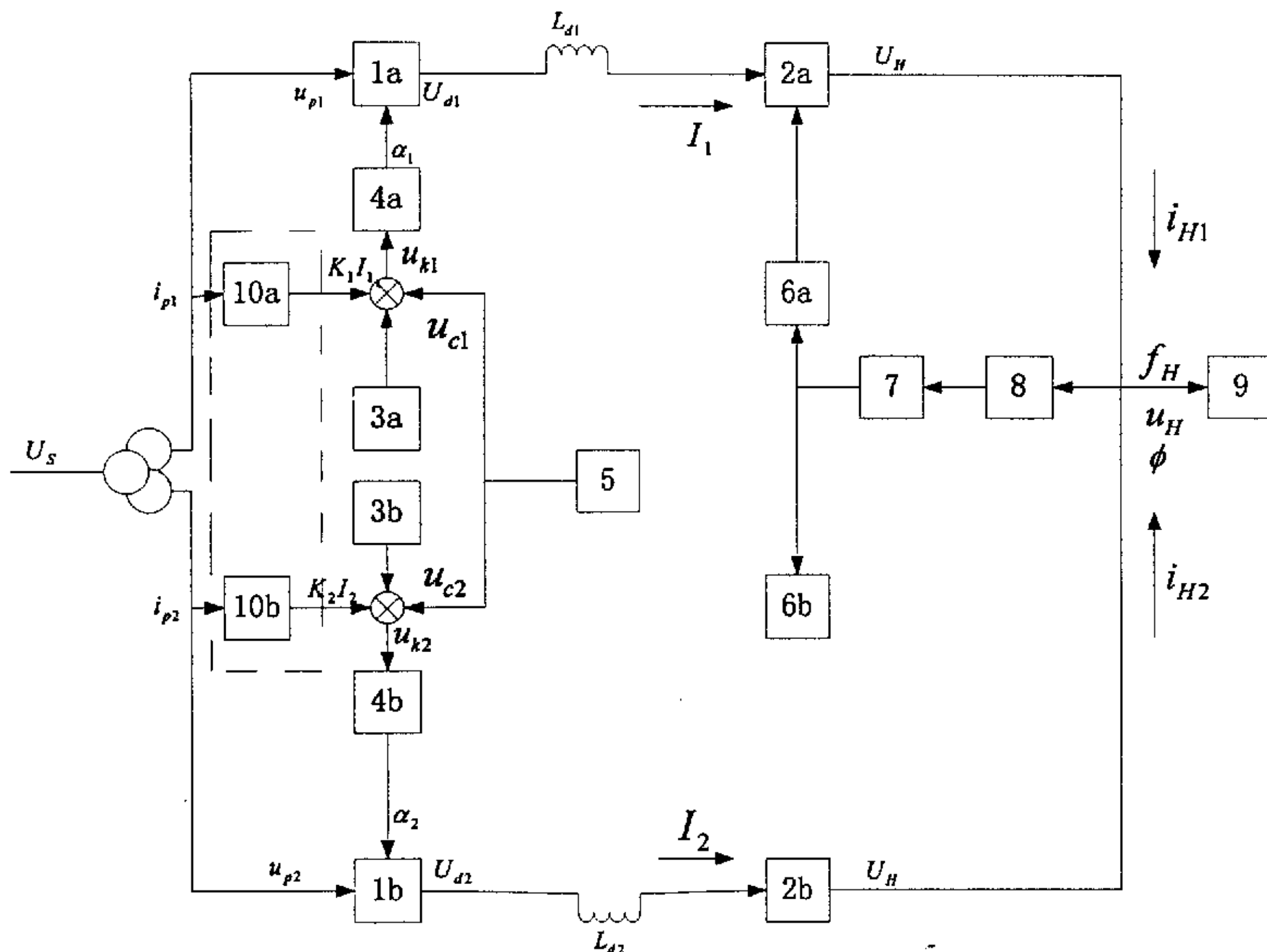


图 4-3 两台超音频电源并联运行的结构图

#### § 4.4.1 台间均流问题

##### 1. 台间电流分配不均的现象

多台电源并联运行会产生台间电流分配不均的现象，即台间均流问题。以图 4-3 的并联系统为例，在理想的情况下，应有：

$$I_{H1} = I_{H2} = 0.5 I_H \quad (4-1)$$

式中  $I_H$  为超音频输出总电流有效值； $I_{H1}$  和  $I_{H2}$  分别为两台电源的超音频输出电流的有效值。若由于某种原因，使  $I_{H1} > I_{H2}$ ，即  $I_{H1} > 0.5 I_H$ ，而  $I_{H2} < 0.5 I_H$ ，在电源以额定功率运行时，这就意味着第一台电源处于超载，而第二台处

于欠载运行。若电流差值 $\Delta I_H = I_{H1} - I_{H2}$ 很大时，则第一台电源将过载损坏。为了保障电源并联时可靠运行，必须保证台间均流。

2. 由于各电源内阻不同引起的台间电流不均  
假定：

(1) 并联系统具有额定负载，其额定等效直流电阻为  $R_{dN}$ ；

(2)  $U_{p1} = U_{p2}$ ， $\alpha_1 = \alpha_2$ ， $U_{d1} = U_{d2}$ ，其中  $U_{p1}$  和  $U_{p2}$  分别为各整流桥工频线电压有效值； $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  为控制角； $U_{d1}$  和  $U_{d2}$  为各整流桥输出电压平均值；

(3)  $R_1 > R_2$ ， $R_1 - R_2 = \Delta R$ 。其中， $R_1$  和  $R_2$  分别为各电源的等效直流内阻。

根据上述假定，图 4-3 的系统可以化简为图 4-4 所示的直流等效电路。由图可列方程：

$$U_d = I_N R_{dN} = U_{d1} - I_1 R_1 = U_{d2} - I_2 R_2 \quad (4-2)$$

$$I_n = I_1 + I_2 \quad (4-3)$$

$$\text{而} \quad I_2 - I_1 = \Delta I \quad (4-4)$$

$$R_1 - R_2 = \Delta R \quad (4-5)$$

将式(4-4)和(4-5)代入式(4-2)，并注意到：

$$U_{d1} = U_{d2}$$

则

$$\Delta I = \frac{I_1(R_1 - R_2)}{R_2} = \frac{I_1}{R_2} \Delta R \quad (4-6)$$

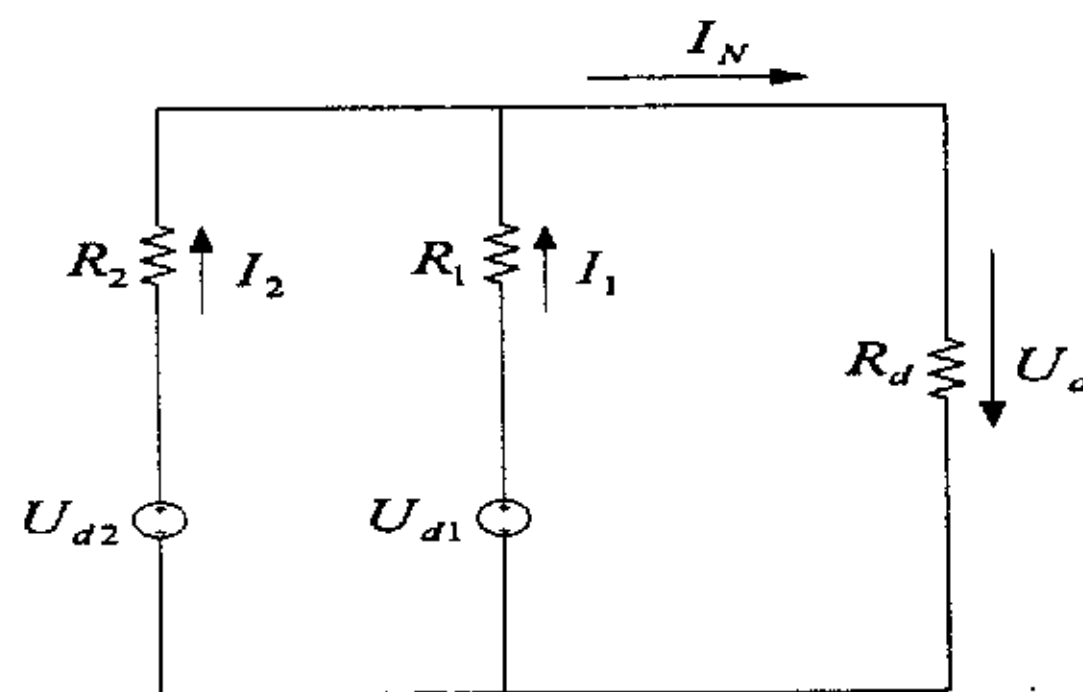


图 4-4 两台超音频电源并联运行的直流等效电路

由式(4-6)可见:

- (1)  $\Delta R$  越大, 则  $\Delta I$  越大;
- (2) 直流等效内阻  $R_1$  和  $R_2$  越大, 则  $\Delta I$  越小。

对于大功率电源, 其直流内阻均很小, 因此, 若  $R_1$  和  $R_2$  有微小的差别, 差值电流  $\Delta I$  便很大, 从而产生台间电流不均。

## § 4.4.2 常用的均流实现技术

### (一) 采用本机的电流负反馈的均流

在每台电源的整流控制电路中从整流端引入本机电流负反馈的结构如图 4-3 所示。此时每台电源整流端的直流控制信号为 (以第一台为例)

$$U_{g1} = U_s - K_1 I_1 \quad (4-7)$$

式中  $U_s$  为给定电压 (公共);  $I_1$  为第一台电源整流电路入端相电流有效值;  $K_1$  为检测电路的传递系数 (量纲为  $\Omega$ ,  $K_1 I_1$  为直流电压)。触发电路入端控制信号  $u_{k1}$  为

$$u_{k1} = u_{c1} - u_{g1} \quad (4-8)$$

式中  $u_{c1}$  为同步信号电压, 若采用正弦波, 则可写成

$$u_{c1} = U_{cm1} \cos \omega t \quad (4-9)$$

式(4-8)可写成:

$$u_{k1} = U_{cm1} \cos \omega t - U_s + K_1 I_1 \quad (4-10)$$

按照垂直控制原理, 触发脉冲应在控制信号  $u_{k1}$  过零时产生, 即当  $\omega t = \alpha_1$  时,

$$u_{k1} = U_{cm1} \cos \alpha_1 - U_s + K_1 I_1 = 0$$

$$\text{即} \quad \cos \alpha_1 = \frac{U_s}{U_{cm1}} - \frac{K_1 I_1}{U_{cm1}} = K U_s - K_{10} I_1 \quad (4-11)$$

$$\text{式中} \quad K = \frac{1}{U_{cm1}}, \quad K_{10} = \frac{K_1}{U_{cm1}}$$

将式 (4-11) 代入式 (4-2) 中, 得

$$\begin{aligned}
 U_d &= U_{d1} - I_1 R_1 = U_{d0} \cos \alpha_1 - I_1 R_1 \\
 &= \frac{U_{d0}}{U_{cm1}} U_s - \left( \frac{U_{d0}}{U_{cm1}} K_1 + R_1 \right) I_1
 \end{aligned} \tag{4-12}$$

同理，对第二台电源也引入电流负反馈，则：

$$\begin{aligned}
 U_d &= U_{d2} - I_2 R_2 \\
 &= \frac{U_{d0}}{U_{cm2}} U_s - \left( \frac{U_{d0}}{U_{cm2}} K_2 + R_2 \right) I_2
 \end{aligned} \tag{4-13}$$

将式（4-12）、（4-13）与（4-2）相比较，可以看出，由于采用电流负反馈，电流等效内阻分别由  $R_1$  和  $R_2$  增加为

$$R_1' = \frac{U_{d0}}{U_{cm1}} K_1 + R_1 \tag{4-14}$$

$$R_2' = \frac{U_{d0}}{U_{cm2}} K_2 + R_2 \tag{4-15}$$

若选择同步信号的幅度为

$$U_{cm1} = U_{cm2} = U_{cm}$$

检测电路的传递系数保证相等，即

$$K_1 = K_2 = K$$

且  $K$  值为足够大，使

$$\frac{U_{d0}}{U_{cm}} K \gg R_1$$

$$\frac{U_{d0}}{U_{cm}} K \gg R_2$$

则由式（4-14）和（4-15）得

$$R_1' \approx R_2'$$

则

$$U_d \approx \frac{U_{d0}}{U_{cm}} U_s - I_1 R_1' \approx \frac{U_{d0}}{U_{cm}} U_s - I_2 R_2'$$

应有

$$I_1 \approx I_2$$

即  $\Delta I = I_2 - I_1 = 0$

从而达到均流的目的。

理论上,虽然可以采用本机电流负反馈的方法来使两台超音频电源并联时达到均流的效果,但是在实际电路中,由于两台电源的分布参数不一样,而且电流负反馈的方法只适用于电流变化范围比较小并且电源并联的台数比较少时,因此在超音频电源的并联系统中,通过这种方法很难达到均流的效果。

## (二) 开关电源并联系统中常用的均流实现技术

在开关电源中,通过调整各个并联模块的外特性,来实现模块均流的技术方案有多种。这些实现包括直接的和间接的均流方法,如输出阻抗法、主从设置法、母线均流法等。

### (1) 输出阻抗法

输出阻抗法也称电压调整率法,是一种通过调节开关变换器的输出阻抗(即调节外特性倾斜度),达到并联模块接近均流目的的方法。

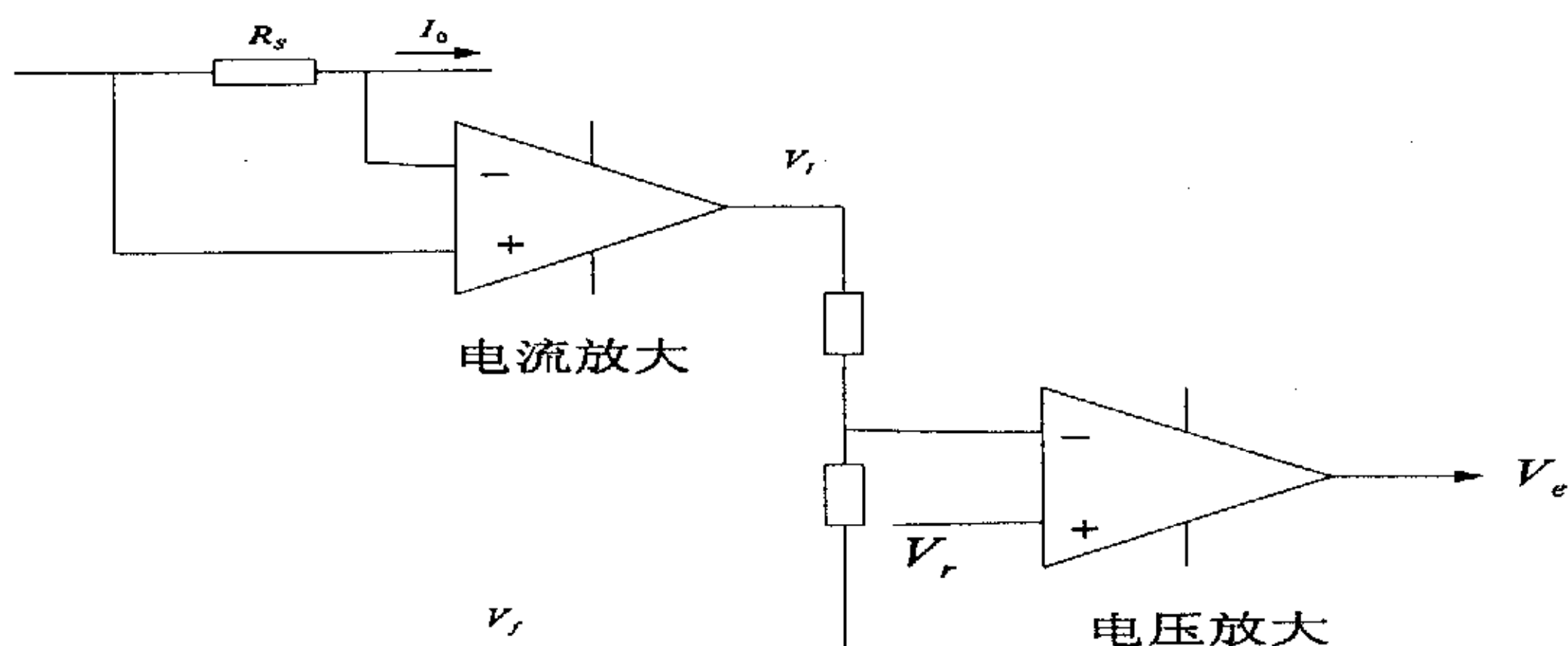


图 4-5 输出阻抗法的一个例子

图 4-5 表示用调节输出阻抗的方法来实现近似均流的一个例子。图中,  $R_s$  为模块电流的检测电阻, 与负载电阻串联。检测到的电流信号经过电流放大器输出  $V_i$  (0-5V) 电压, 与模块输出的反馈电压  $V_f$  综合加到电压放大器的输入端。这个综合信号与基准电压  $V_r$  比较后, 其误差经过放大, 得到  $V_e$ , 控制脉宽调制器及驱动器, 用以自动调节模块的输出电压。当某模块电流增加得多,  $V_i$  上升,

$V_e$  下降, 使该模块的输出电压随着下降, 即外特性向下倾斜 (输出阻抗增大), 接近其它模块的外特性, 使其它模块电流增大, 实现近似均流。

这个方法是简单的实现均流的方法, 本质上属于开环控制, 在小电流时电流分配特性差, 重载时分配特性要好一些, 但仍是不均衡的。在实现近似均流的同时, 模块的电压调整率却变差了。

## (2) 主从设置法

这一方法适用于电流型控制的并联开关电源系统中。电流型控制是指开关电源模块中有电压控制和电流控制, 形成双闭环系统。电流环是内环, 电压环是外环。

主从设置法是在并联的各个变换器模块中, 人为指定其中一个为“主模块”, 而其余各模块跟从主模块分配电流, 称为“从模块”。图 4-6 给出 2 个 DC-DC 变换器模块并联的主从控制原理示意图。

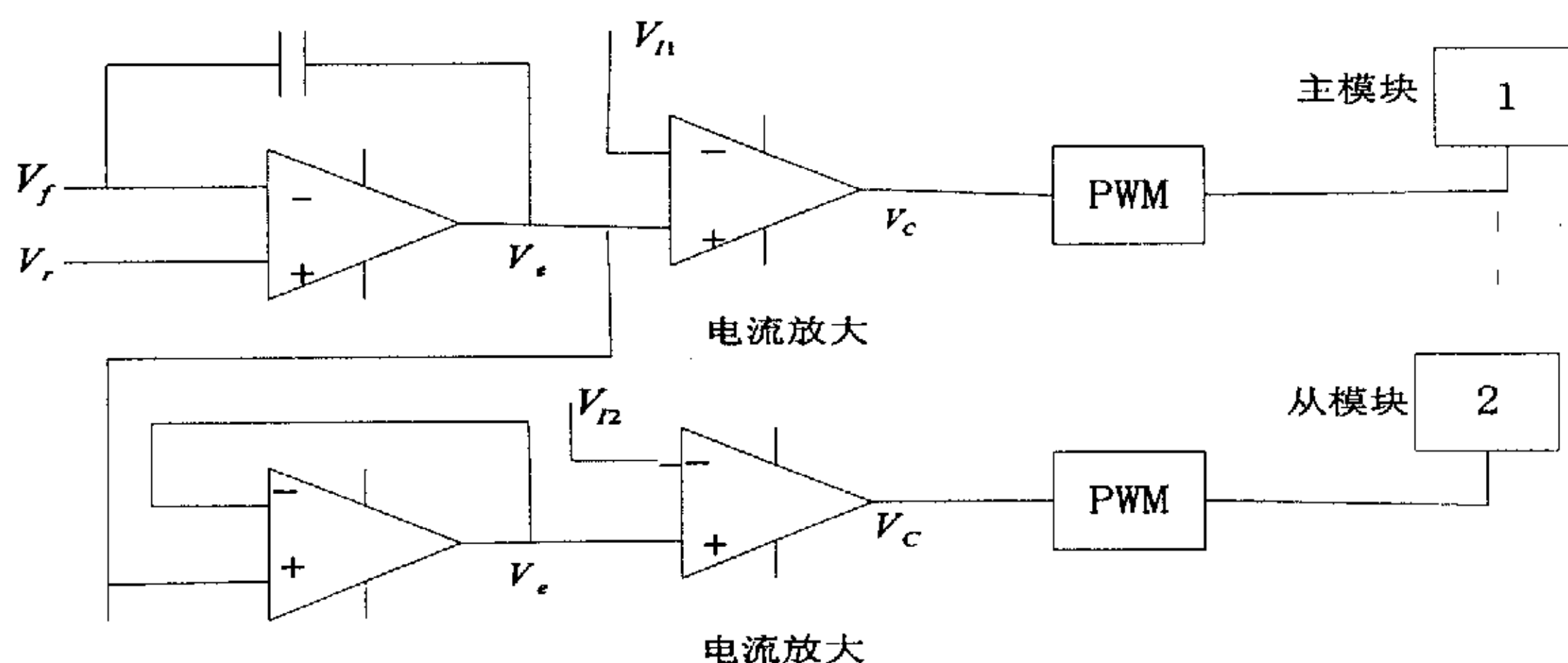


图 4-6 主从模块设置法控制原理示意图

图中每个模块都是双环控制系统。设模块 1 为主模块, 按电压控制规律工作, 另一个模块为从模块, 按电流型控制方式工作。 $V_r$  为主模块的基准电压,  $V_f$  为输出电压反馈信号。经过电压误差放大器, 得到误差电压  $V_e$ , 它是主模块的电流基准, 与  $V_{i1}$  (反映主模块电流大小) 比较后, 产生控制电压  $V_c$ , 控制脉宽调制器和驱动器工作。于是主模块电流将按电流基准  $V_e$  调制, 即模块电流近似与  $V_e$  成正比。



各个从模块的电压误差放大器接成跟随器的形式，主模块的电压误差  $V_e$  输入各跟随器，于是跟随器输出均为  $V_e$ ，它即是从模块的电流基准，因此各个从模块的电流都按同一  $V_e$  值调制，与主模块电流基本一致，从而实现了均流。

### (3) 按平均电流值自动均流法

图 4-7 中画出了  $n$  个并联模块中一个模块按平均电流自动均流的控制电路原理图。

这一方法中，并联各模块的检测到的电流经放大器输出端（如图中的  $a$  点），通过一个电阻  $R$ ，接到一条公用母线上，该母线称为均流母线。

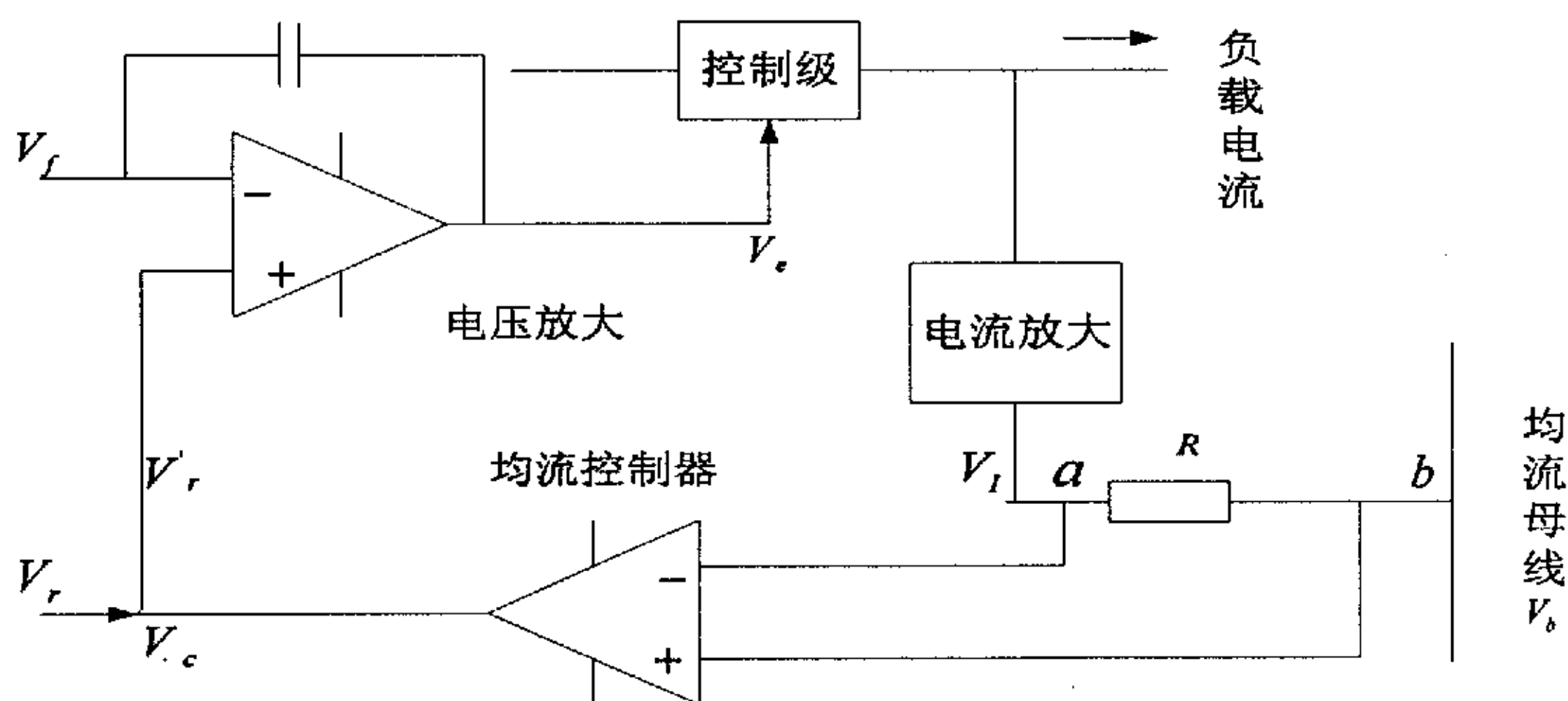


图 4-7 平均电流法控制电路原理图

图中，电压放大器输入为  $V_r'$  和反馈电压  $V_f$ ， $V_r'$  是基准电压  $V_r$  和均流控制电压  $V_c$  的综合，它与  $V_f$  进行比较放大后，产生  $V_e$ （电压误差），控制 PWM 及驱动器。 $V_i$  为电流放大器的输出信号，和模块的负载电流成比例， $V_b$  为母线电压。

对两个模块 ( $n=2$ ) 并联的情况， $V_{i1}$  及  $V_{i2}$  分别为模块 1 和 2 的电流信号，都经过阻值相同的电阻  $R$  接到母线  $b$ ，因此，当流入母线的电流为零，可得下式：

$$(V_{i1} - V_{i2})/R + (V_{i2} - V_b)/R = 0 \text{ 或 } V_b = (V_{i1} + V_{i2})/2$$

即母线电压  $V_b$  是  $V_{i1}$  和  $V_{i2}$  的平均值，也代表了模块 1 和模块 2 输出电流的平均值。

$V_I$  与  $V_b$  之差代表均流误差, 通过调整放大器输出一个调整用的电压  $V_C$ 。当  $V_I = V_b$  时, 电阻  $R$  上的电压为零, 表明这时已实现了均流; 当  $R$  上有电压出现, 说明模块间电流分配不均匀,  $V_I \neq V_b$ , 这时基准电压将按下式修正:  $V_r' = V_r \pm V_C$ , 相当于通过调整放大器改变  $V_r'$ , 以达到均流的目的。这就是按平均电流法实现自动均流的原理。

#### (4) 最大电流法自动均流

这是一种自动设定主模块和从模块的方法, 即在  $n$  个并联的模块中, 事先没有人为设定哪个模块为主模块, 而是运行时, 输出电流最大的模块, 将自动成为主模块, 而其余的模块则为从模块, 它们的电压误差依次被整定, 以校正负载电流分配的不均衡。

在图 4-7 中, 若  $a$ 、 $b$  两点间的电阻用一个二极管代替 (令  $a$  点接二极管阳极,  $b$  点接阴极), 形成如图 4-8 所示的电路。这时均流母线上的电压  $V_b$  反映的是并联各模块的  $V_I$  中的最大值。由于二极管的单向性, 只有对电流最大的模块, 二极管才导通,  $a$  点方能通过它与均流母线相连。设正常情况下, 各模块分配的电流是均衡的。如果某个模块电流突然增大, 成为  $n$  个模块中电流最大的一个, 于是  $V_I$  上升, 该模块自动成为主模块, 其它各模块为从模块。这时  $V_b = V_{Imax}$ , 而各从模块的  $V_I$  与  $V_b$  (即  $V_{Imax}$ ) 比较, 通过调整放大器调整基准电压, 自动实现均流。

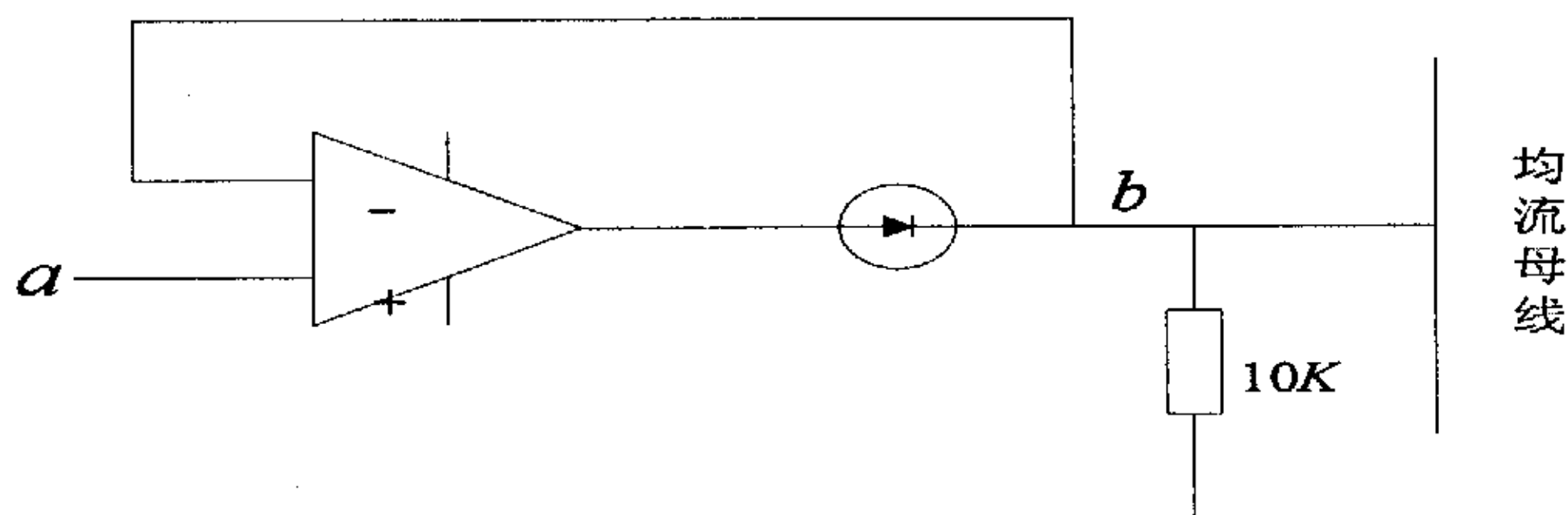


图 4-8 最大电流法实现均流的一个例子

#### § 4.4.3 本系统采用的均流控制策略

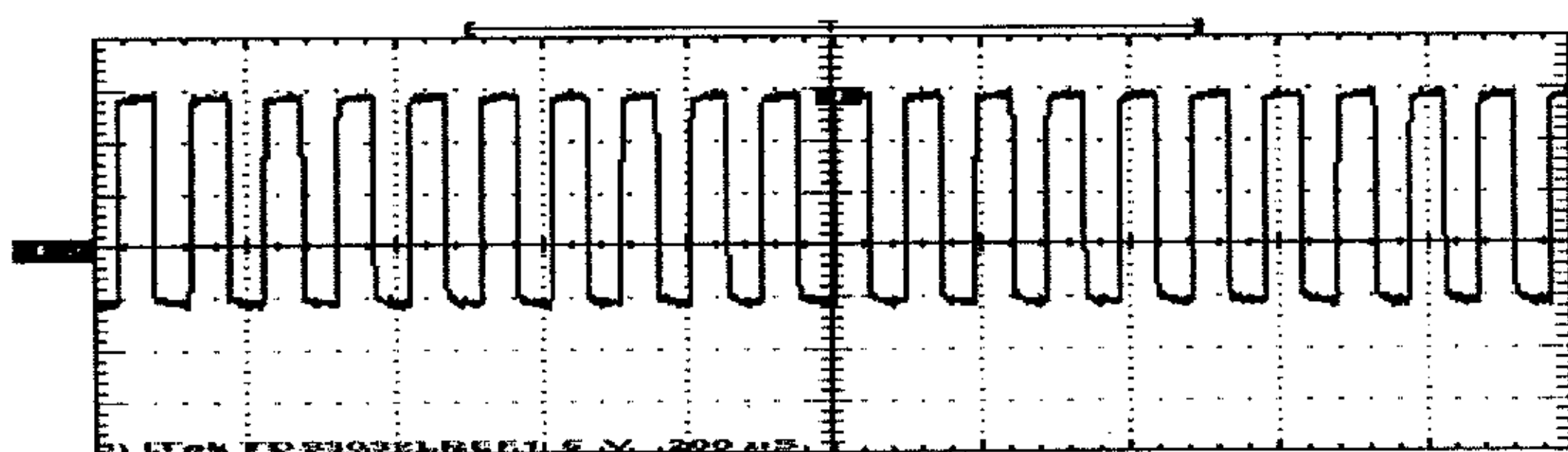
本课题的智能感应投切系统是用增量 PI 调节来实现均流的, 具体调节方法如

下：

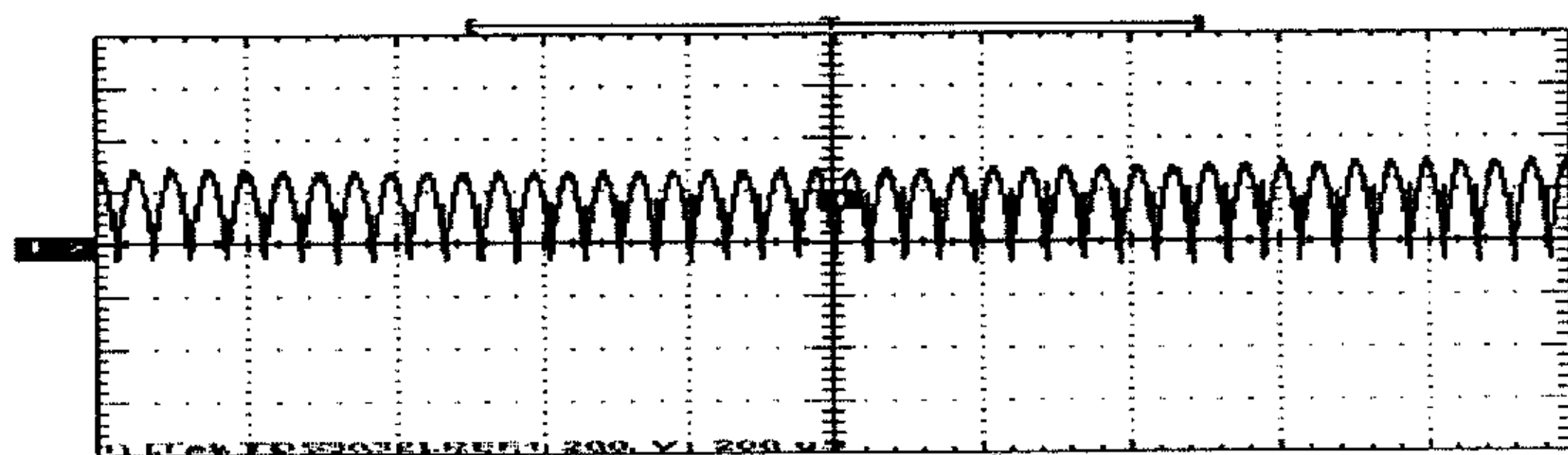
系统启动前，把电压给定同时送给两台电源的调功给定，然后系统启动，两台电源都有了直流输出，把两台电源的直流电流信号采集出来，分别称为直流电流 1 和直流电流 2，然后把两个信号相减，差值进行 PI 调节。如果直流电流 1 大于直流电流 2，则把 1 号电源的调功给定增加，增加的数值就是 PI 调节量，同时把 2 号电源的调功给定减小，减小的数值也是 PI 调节量；如果直流电流 1 小于直流电流 2，则把 1 号电源的调功给定减小，减小的数值就是 PI 调节量，同时把 2 号电源的调功给定增加，增加的数值也是 PI 调节量。调节到最后的結果就是两台电源达到均流的效果。

实验证明，当采用增量 PI 调节时，系统能达到均流的目的。实验结果波形如图 4-9(a)~(f) 所示。

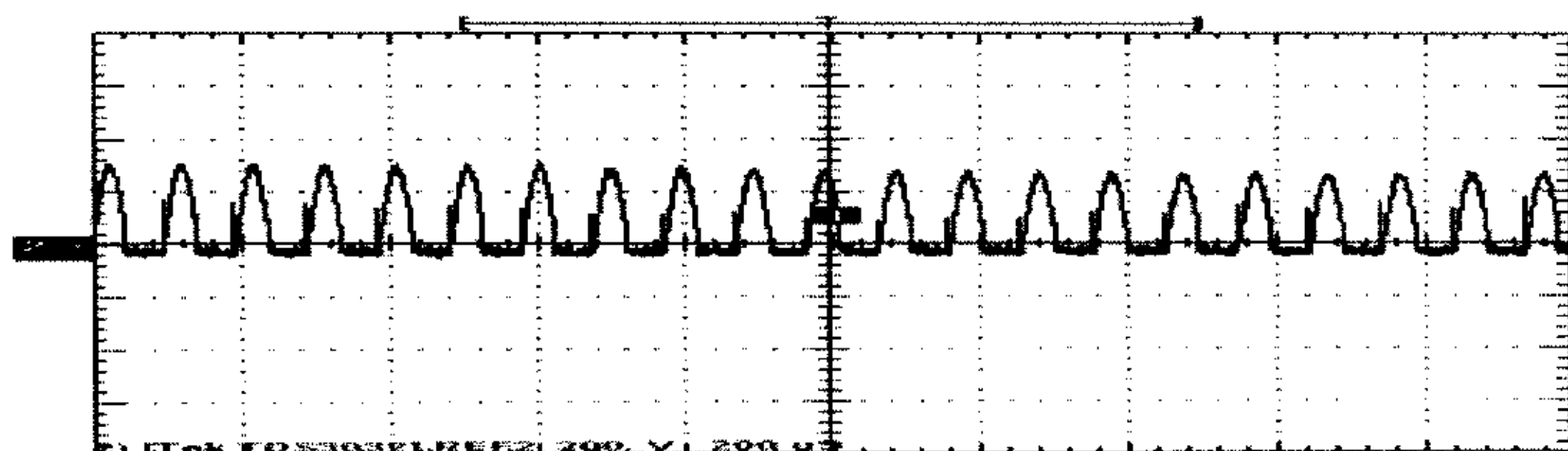
(a) IGBT 的驱动脉冲波形



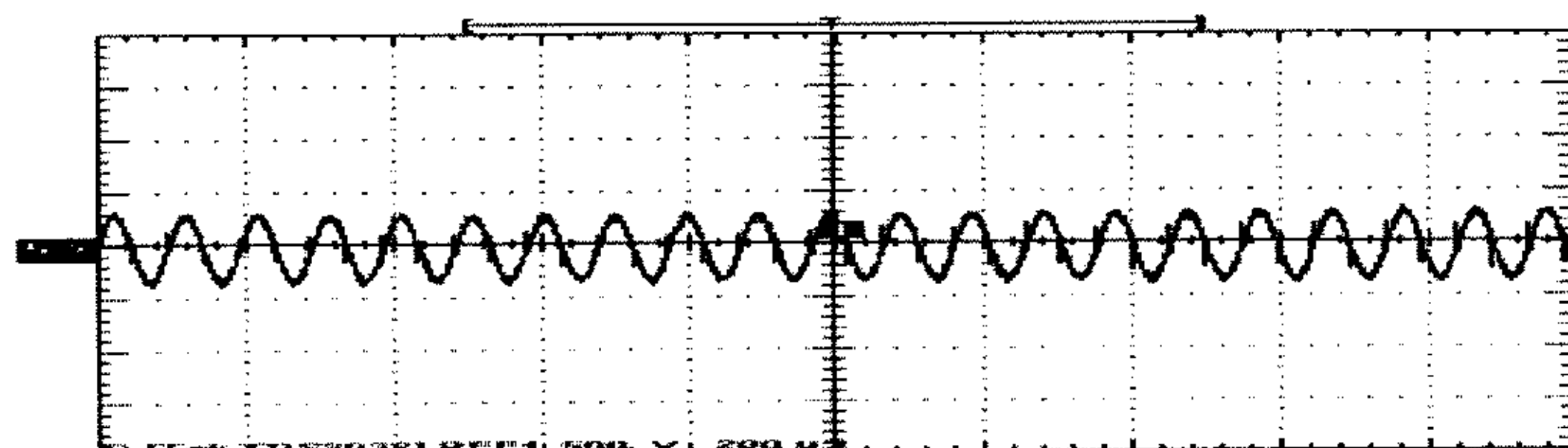
(b) 逆变输入端电压波形 ( $U_D=200V$ ,  $I_D=50A$  时)



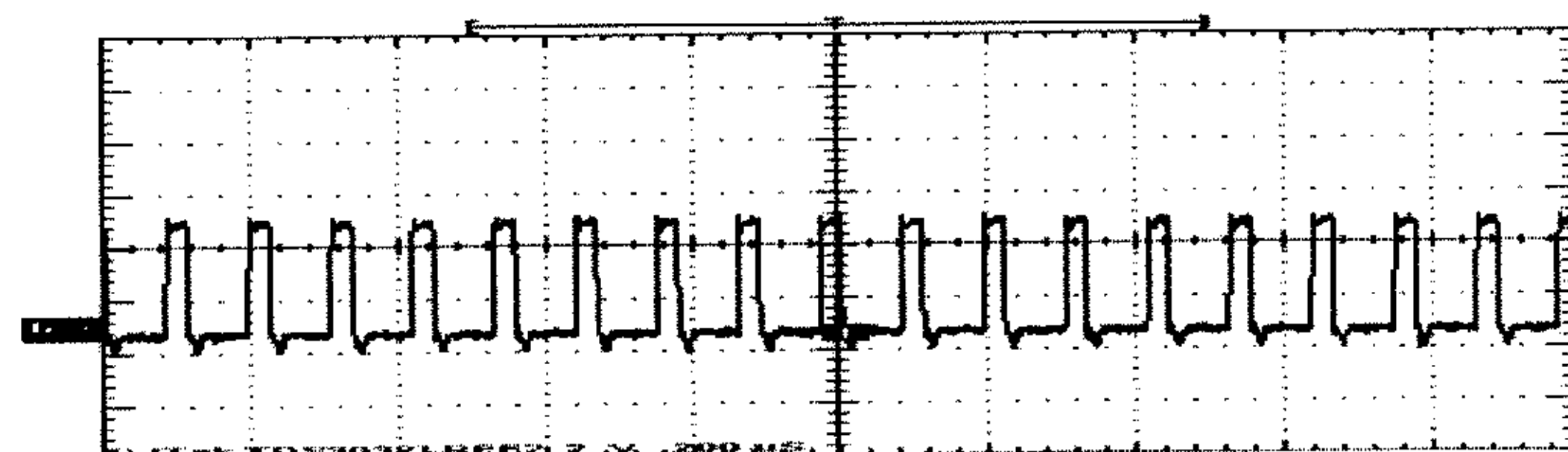
(c) IGBT 的 CE 两端的电压波形 ( $U_D=200V$ ,  $I_D=50A$  时)



(d) 逆变输出电压波形 ( $U_D=200V$ ,  $I_D=50A$  时)



(e) 有过流动作时, 保护可控硅上的脉冲波形



(f) 有过压动作时, 保护可控硅上的脉冲波形

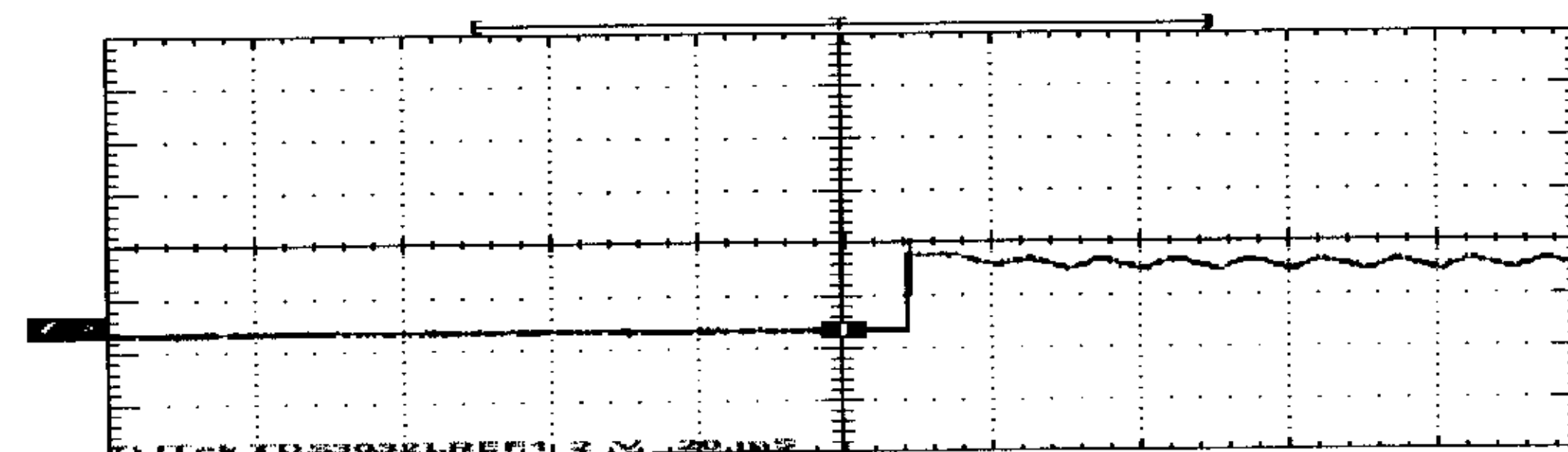


图 4-9 PLC 控制的双机并联的实验结果波形

## 第五章 电源的仿真及系统的起动

本章有三个主要内容，一是通过运用 pspice 仿真双桥的并联，来说明通过桥的并联方式来提高电源容量的方法中存在的问题；二是运用 pspice 仿真当两电源存在角度差时，是否可以并联；三是研究了当两电源并联时，系统的起动问题。

### § 5.1 桥的并联

如果通过桥的并联来提高电源的容量，会存在很多问题，其中最严重的就是脉冲均流性的问题。为此，本课题以双桥并联为例来说明问题。把双桥分别称为桥 1 和桥 2，如果桥 1 和桥 2 的驱动脉冲不一致，则桥 1 和桥 2 的导通顺序就会不一致，有个先后次序。假设桥 1 先导通，则当桥 2 导通时，桥 1 会向桥 2 涌入一个大电流，对 IGBT 有一个冲击，容易把 IGBT 烧坏。

#### § 5.1.1 仿真

运用 pspice 仿真双桥并联的原理图如图 4-1 所示。其中，IG1A~IG4A 的驱动脉冲分别比 IG1~IG4 的驱动脉冲滞后  $1\mu\text{s}$ 。

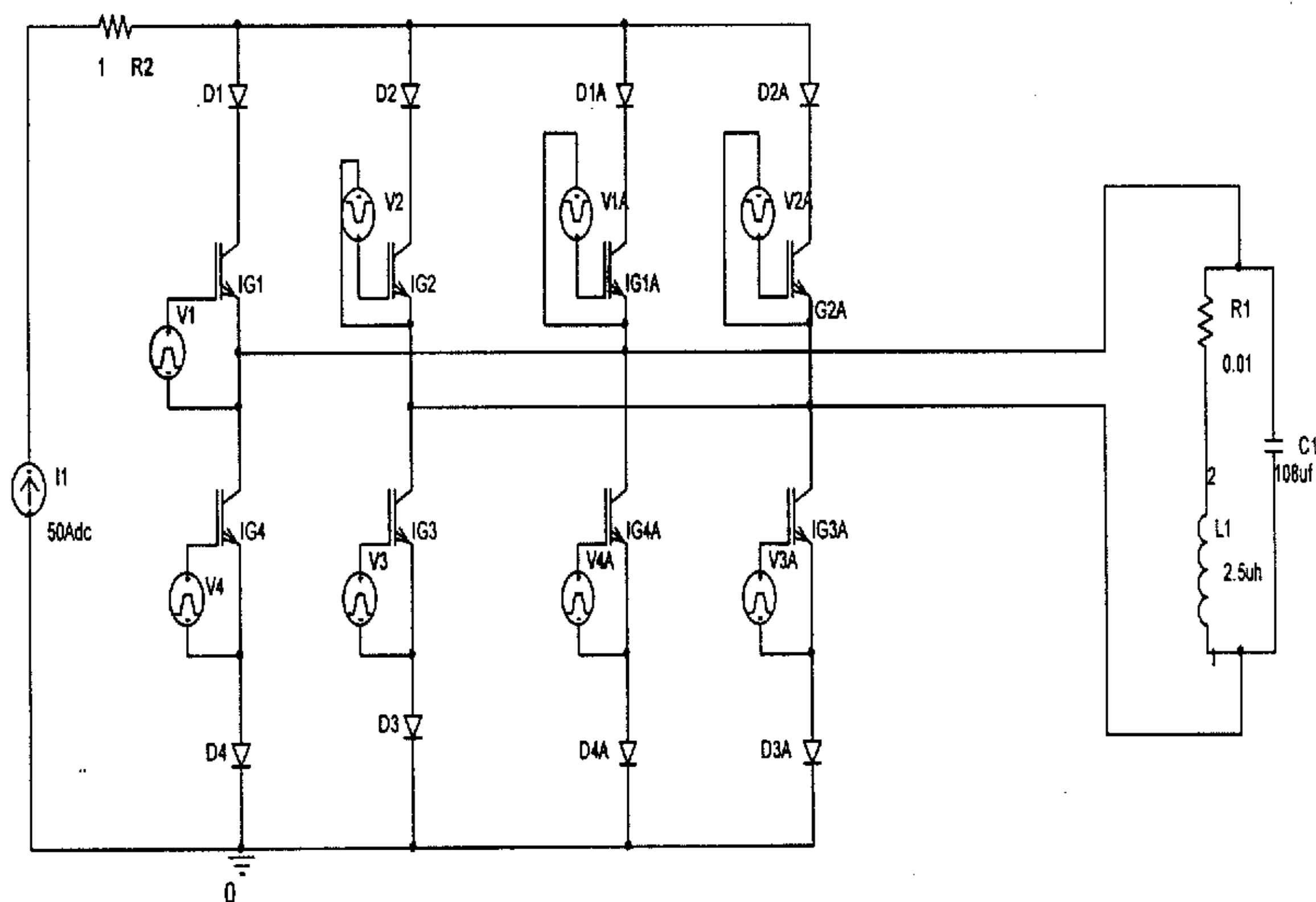


图 5-1 双桥单机的仿真原理图

其并联负载的谐振频率是：

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2.5 \times 108 \times 10^{-12}}} \approx 9.7 \text{kHz}。$$

品质因数为：

$$Q \approx \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} = \frac{\sqrt{\frac{2.5}{108}}}{0.01} \approx 15$$

仿真结果分别如图 5-2～图 5-4 所示。

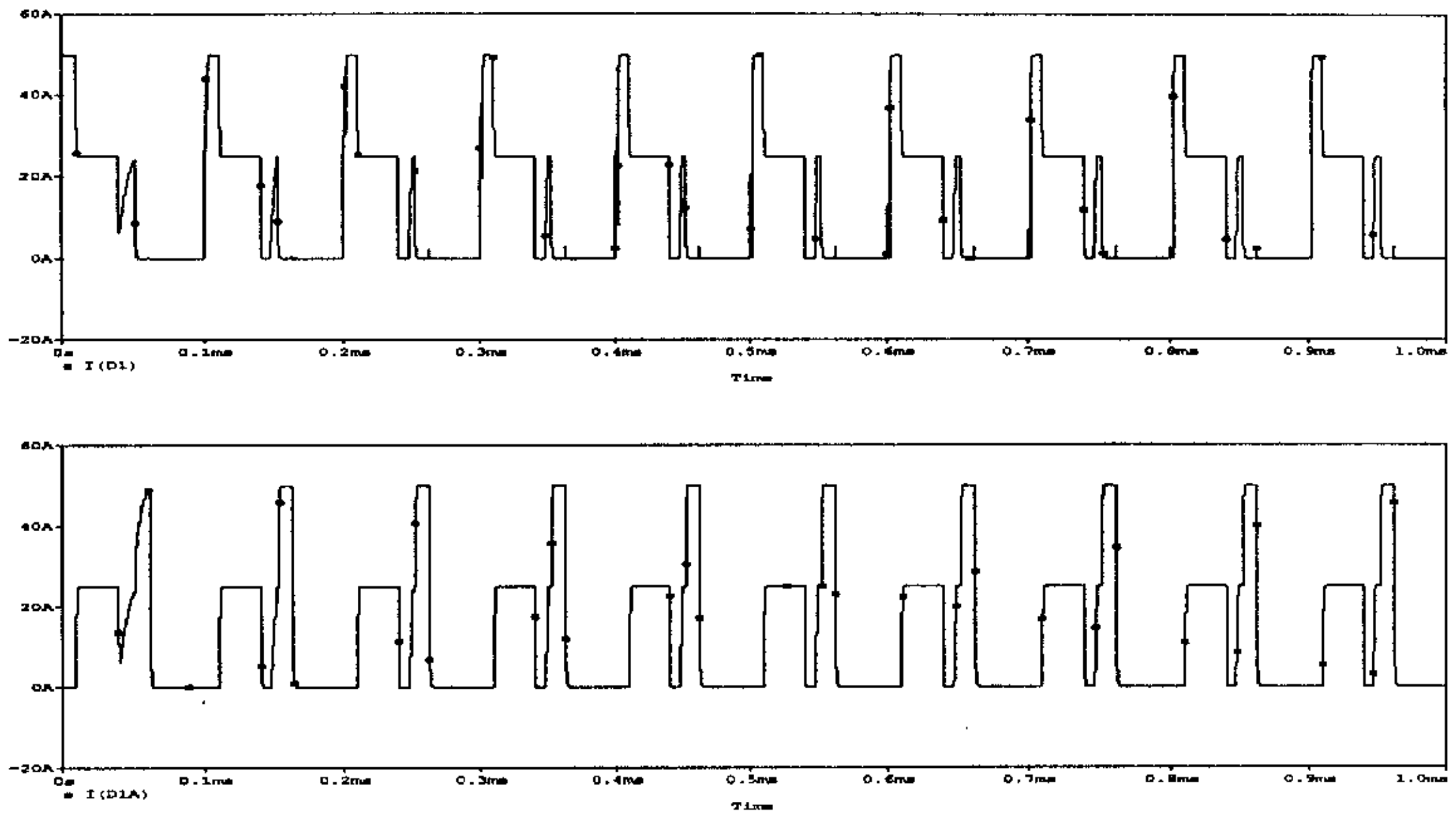


图 5-2 双桥并联时流过 IGBT 的电流

分析：图 5-2 的两个波形分别是流过两个桥对应的管子 IG1 和 IG2 的电流波形图。由图可见，两个电流明显不同，而且导通的顺序有差异。原因就是双桥对应的 IGBT 驱动脉冲不一致。

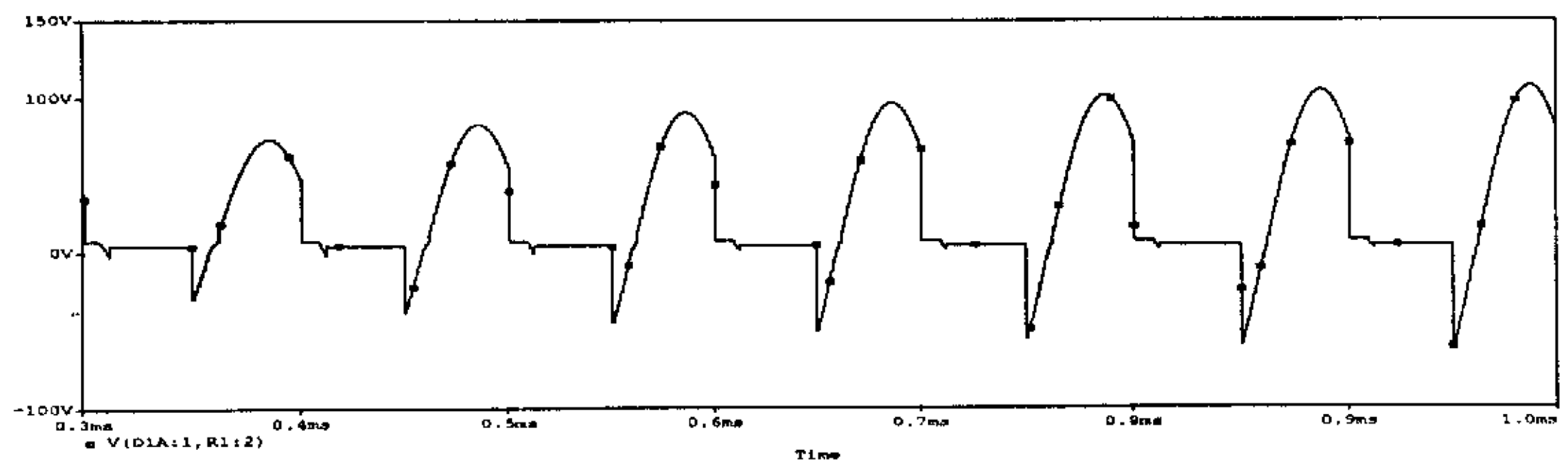


图 5-3 双桥并联时 IGBT 和二极管两端的压降

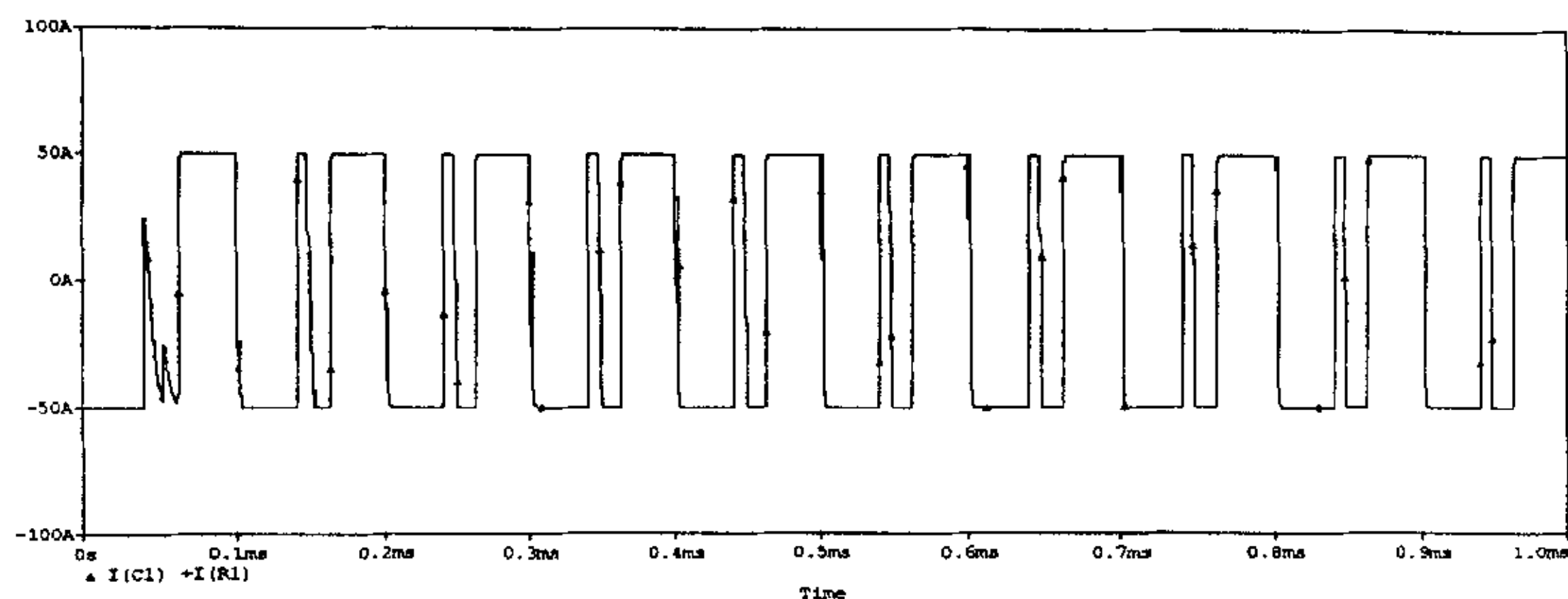


图 5-4 双桥并联时负载的电流波形

分析：由图 5-4 可见，双桥并联时，负载端的电流波形也不正常，说明双桥并联时，如果两个桥对应的管子驱动脉冲不一致时，电路无法正常工作。

### § 5.1.2 小结

通过桥的并联来提高电源的容量，由于桥的并联就相当于器件的并联，由于工艺和器件参数的离散性，并联器件的数目不能无限提高，而且并联的器件数目越多，装置的可靠性也就越低，就需要适当的降额使用，这就限制了单机容量的提高。而且不同容量的电源就需要不同的工艺设计和安装方法，不利于标准化的提高。因此，在一些大功率场合，常采用电源整机的并联。

## § 5.2 两电源有角度差时的仿真

当两台电源对应的管子的驱动脉冲不一致时，可能会对管子有影响。其仿真原理图如图 5-5 所示。两台电源对应的管子的驱动脉冲不一致，有  $4\mu\text{s}$  的延迟。其仿真结果波形如图 5-6 和图 5-7 所示。



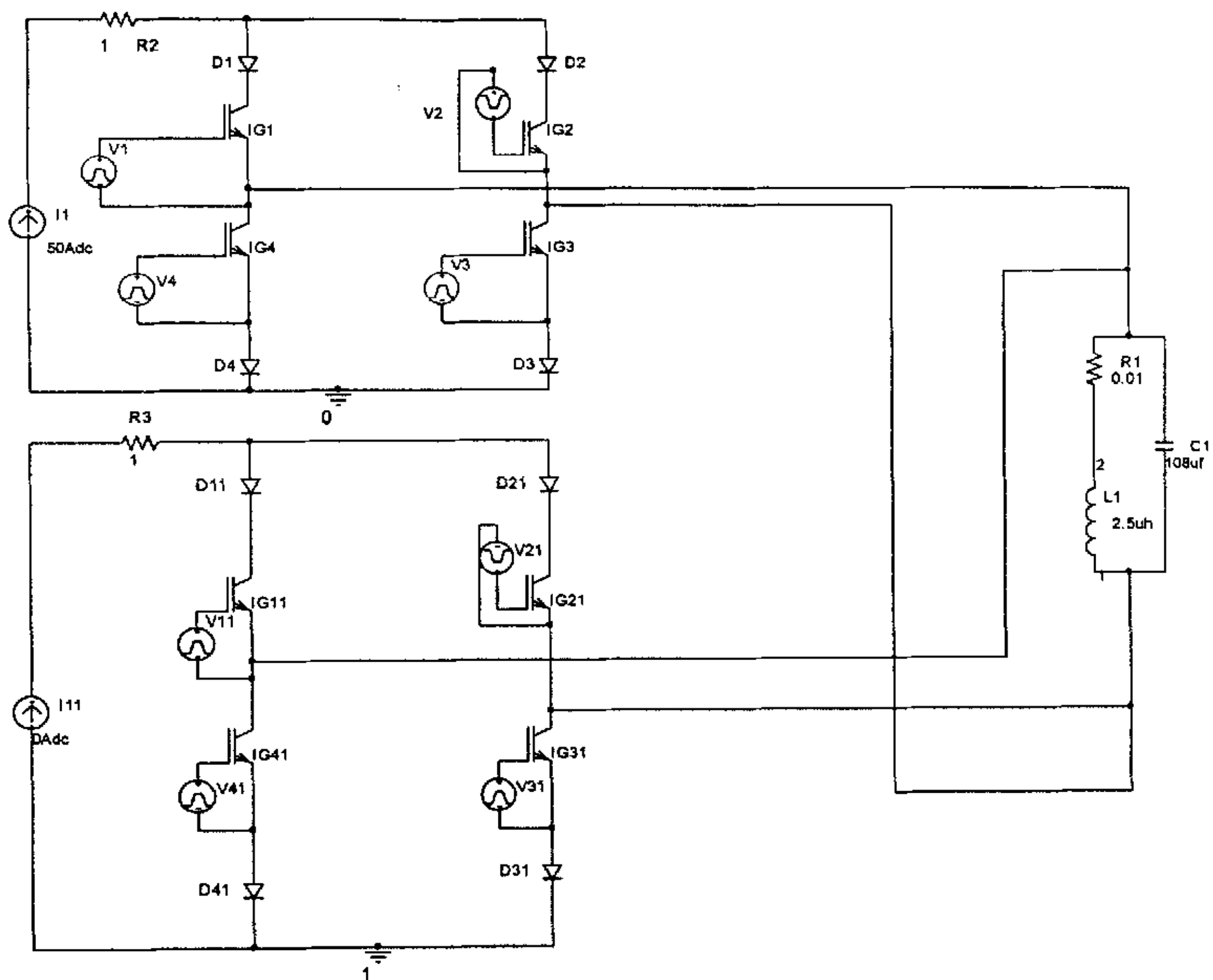


图 5-5 双机的仿真原理图

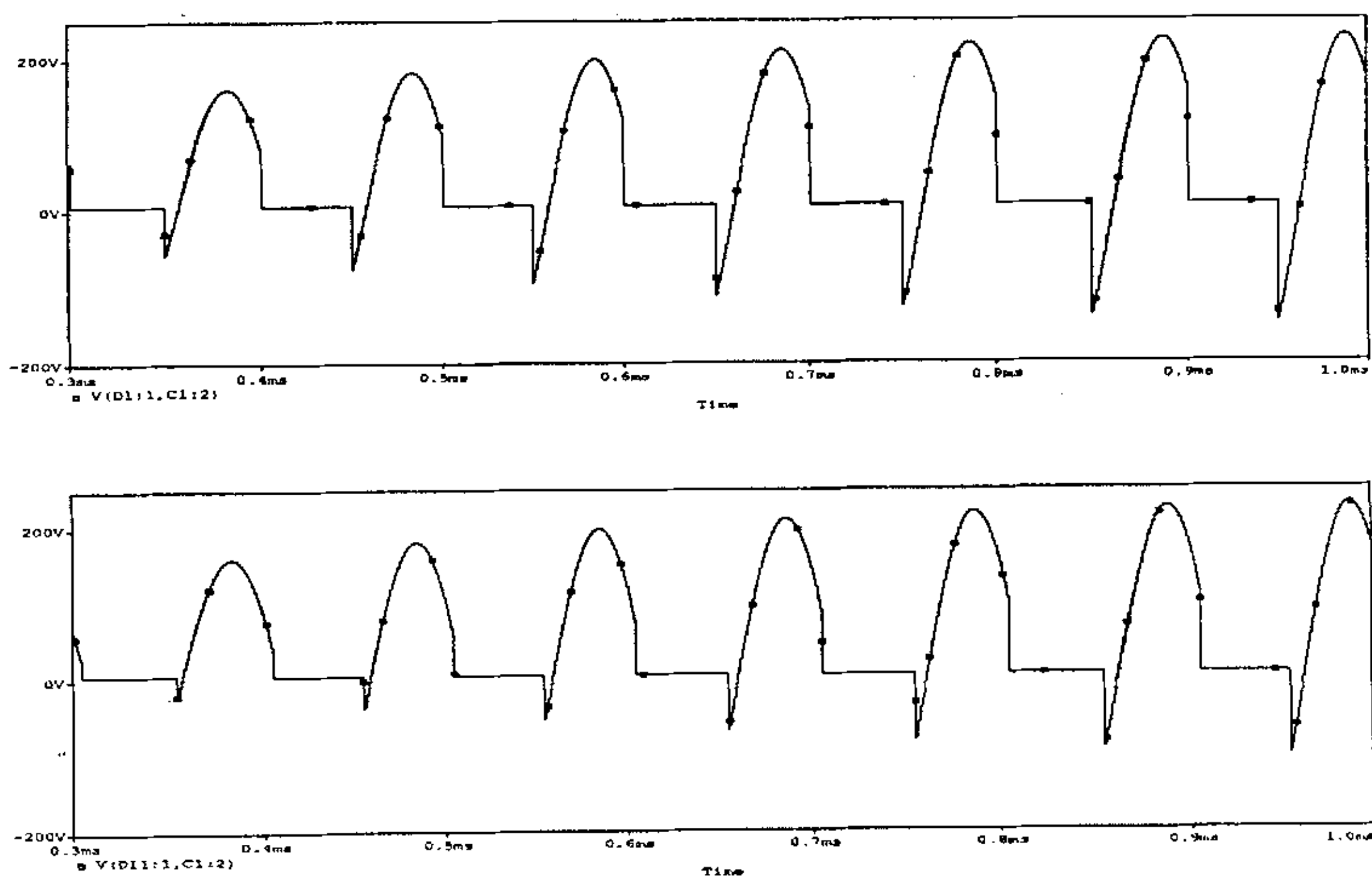


图 5-6 有角度差的两电源并联时 IGBT 和二极管两端的压降

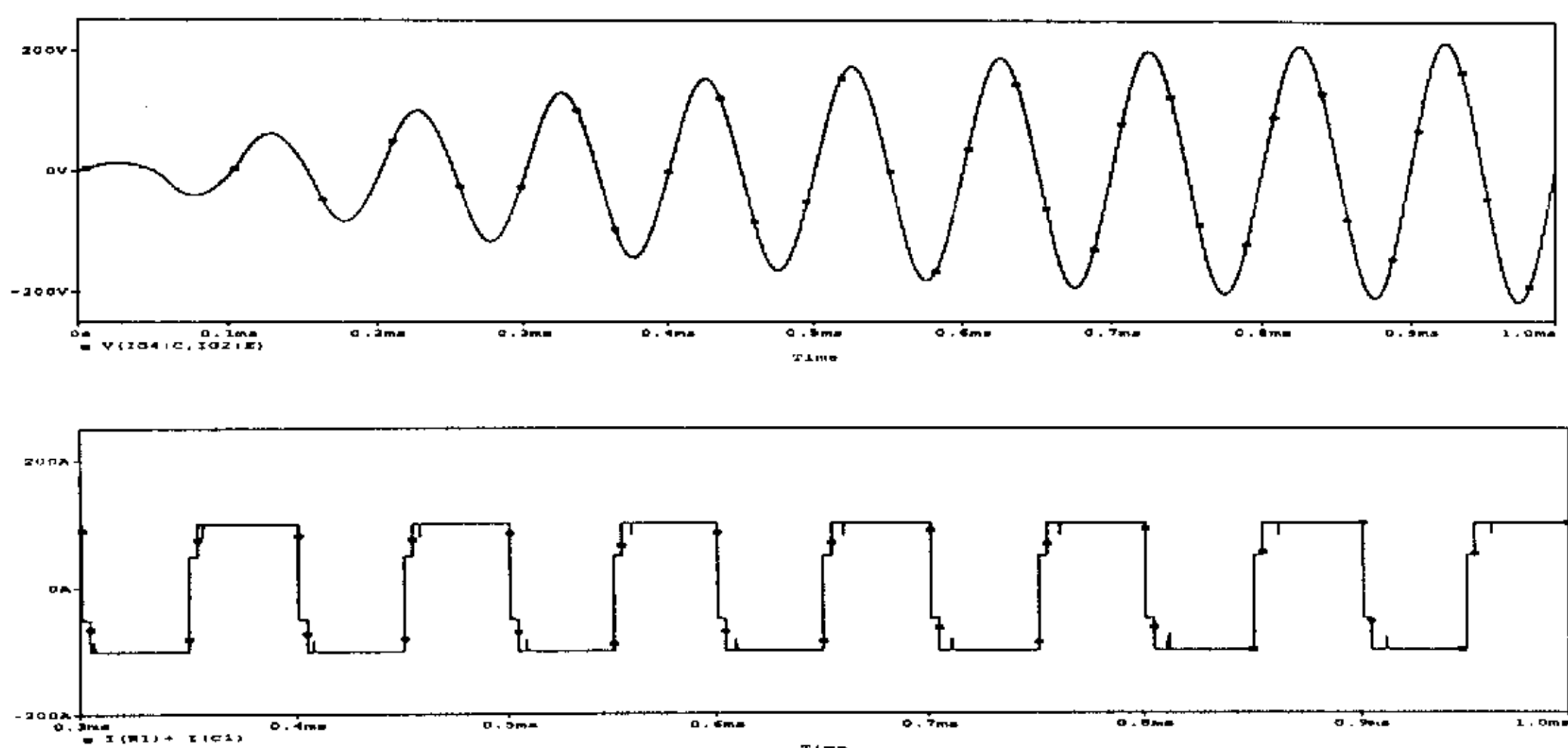


图 5-7 有角度差的两电源并联时负载的电流和电压波形

分析：对照图 5-6 和图 5-7 的波形可见，当两电源对应的 IGBT 的驱动脉冲不一致时，每个桥臂上 IGBT 和二极管两端的电压波形有一个明显的不同：反压不等。当两电源有角度差时，反压比没有角度差时增大。但是此时对系统的均流是没有影响的，因为可以通过调整电源的延迟时间，以使两台电源的角度达到基本吻合的状态。因此当电源有角度差时，即两电源的驱动脉冲不一致时，两电源仍然可以并联。

## § 5.3 系统的起动

### § 5.3.1 单台电源的起动

在感应加热电源的并联逆变器中，由于自动调频控制电路的脉冲控制信号取自负载端，但在起动工作以前，负载端是没有输出的，也就无信号可取，逆变用 IGBT 也得不到触发脉冲。因此，感应加热电源必须附加起动电路。

在一般晶闸管中频电源中，现普遍采用撞击式起动电路。此时，需要采取两个措施：（1）在逆变桥两端并接起动电阻，使滤波电抗  $L_d$  流过 10%~20% 额定电流，进行预磁化，以消除电抗器的电流惯性；（2）将槽路电容器的 1/3~1/2 进行预充电，起动时，通过开关与其余电容器并接，产生振荡。起动完毕，切断起动电阻回路。

对于本系统所用的超音频感应加热电源来说，最理想的方法是采用先他激起动电源，然后他激转自激的工作方式。所谓他激转自激起动是指系统先按他激方

式工作,当输出达到一定值后,再转成自激运行状态。这种起动方式要求他激信号频率接近并略高于负载固有振荡频率,否则起动不会成功。

超音频感应加热电源的他激转自激的电路原理图如图 5-8 所示。

其中, X6 是他激信号,它是由 NE555 产生的,他激信号的频率由 W305 来调节和控制。NE555 的内部结构如图 5-9 所示。

自激信号取自逆变输出端,采集自激信号的电路如图 5-10 所示。303 和 304 的信号来自于逆变输出端的同步变压器,经过过零比较后变换成一个方波信号,作为自激信号,即图 5-8 中的信号 X5。

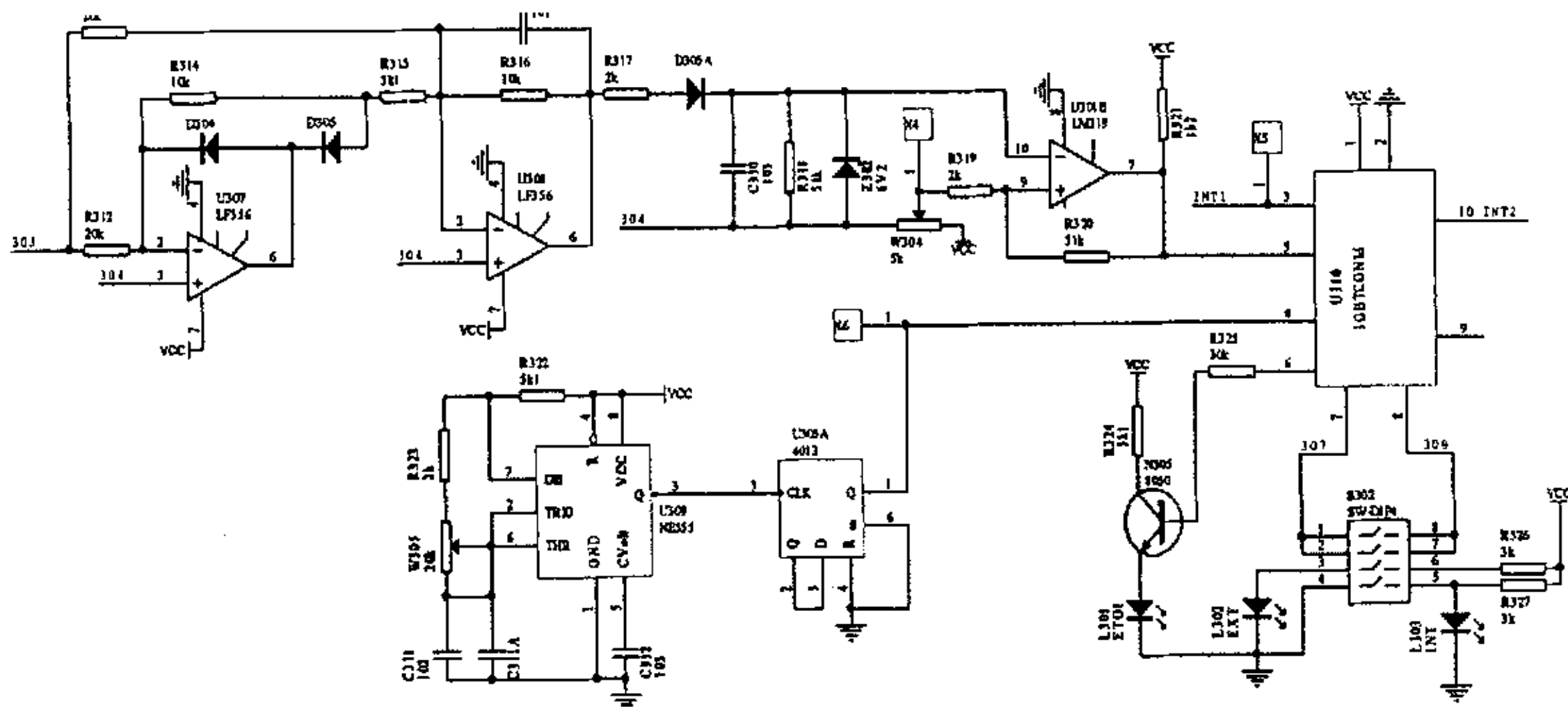


图 5-8 他激转自激电路

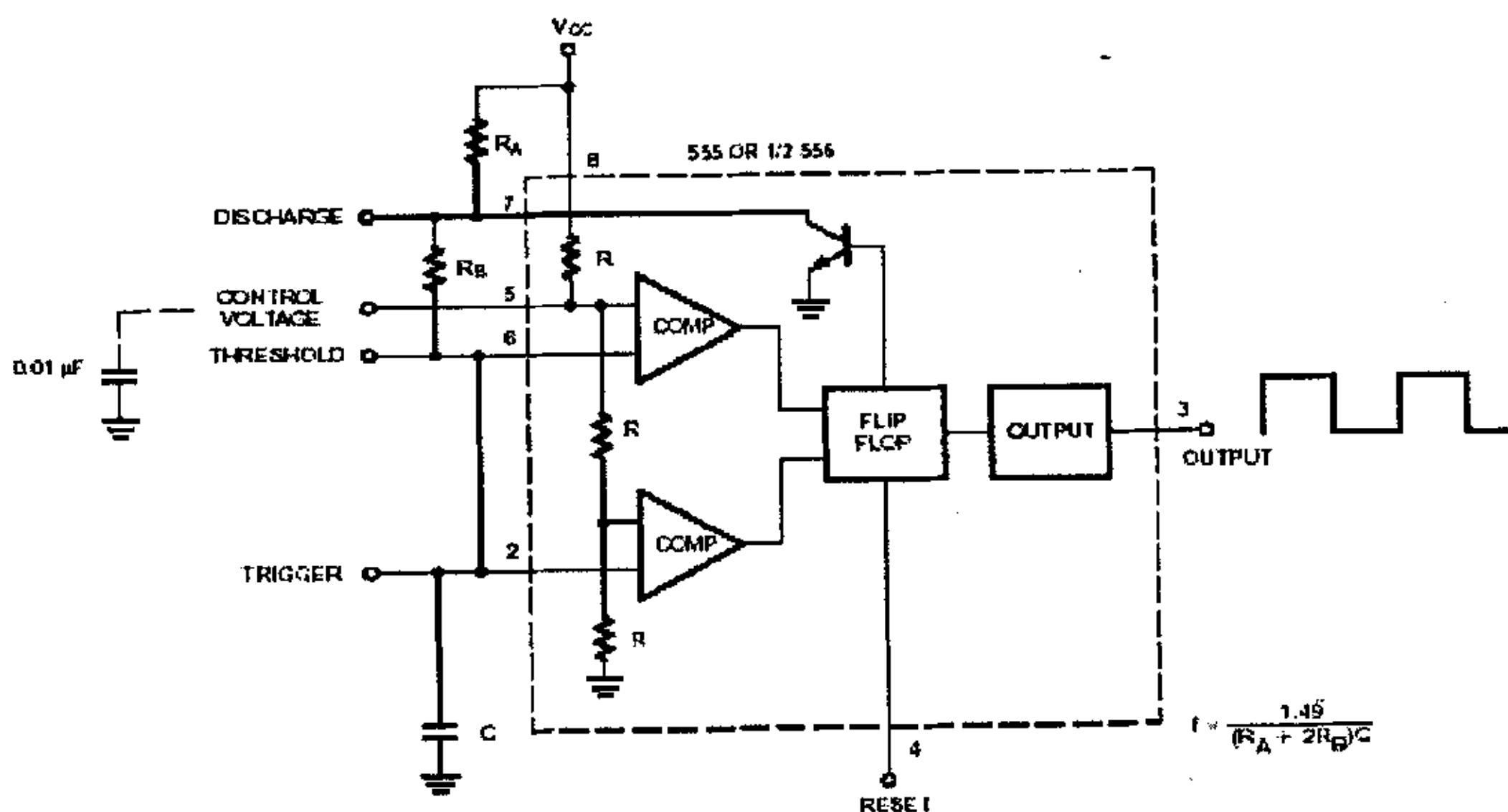


图 5-9 NE555 的内部结构原理图

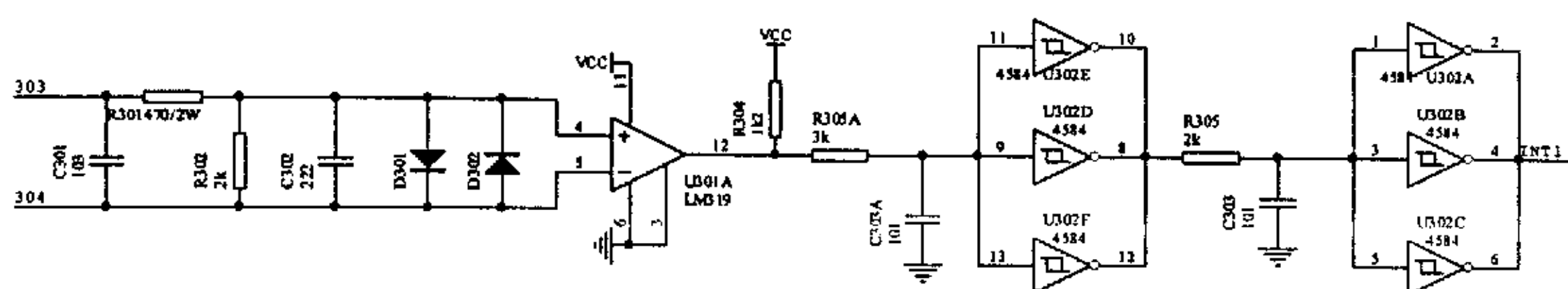


图 5-10 采集自激信号的电路原理图

### § 5.3.2 两台电源的起动

#### (一) 两台电源同时起动

如果两台电源同时起动，由于两台电源都是以他激转自激的方式工作，在起动刚开始的一段时间，两台电源肯定还处于他激的工作状态，此时，两台电源很有可能不同频，极有可能起动不起来，处于混乱工作的状态。为此，做一个仿真。

仿真原理图如图 5-5 所示。

假定仿真的参数如下：

一台电源的频率是 10kHz，另一台电源的频率是 9kHz。

仿真结果如图 5-11 所示。

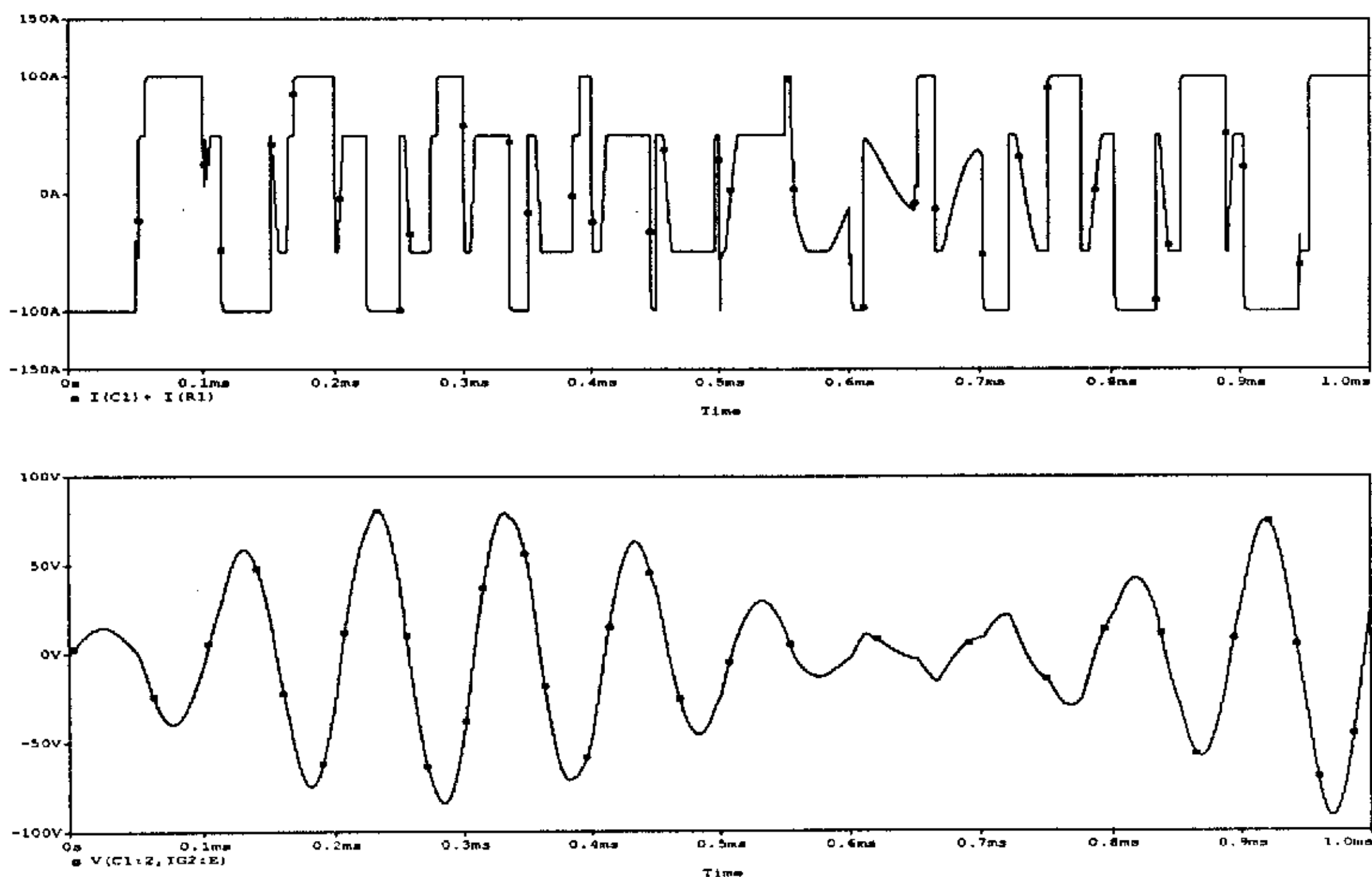


图 5-11 两台电源不同频时的仿真波形图

仿真结果分析：

如图 5-11 所示，两个波形分别是逆变输出端的电流和电压波形。由图可见，电流和电压波形很混乱，说明当电源同时起动时，在开始的一段时间，两电源都

以他激方式工作，此时两电源不同频，这样系统是无法正常工作的，因此不能采用两台电源同时起动的方式。

## (二) 一台电源先起动

一台电源先起动时，两台电源的工作状态有三种，分别如下：

- (1) 一台电源先起动，并给它一定的输入电压，但是并没有转成自激，相当于一台电源有输入，另外一台电源没有输入，但是负载有输出，此时两台电源都工作在他激状态。仿真原理图仍然如图 5-5，其中  $I_1=50\text{A}$ ， $I_{11}=0\text{A}$ ，两台电源的工作频率分别是  $9\text{kHz}$  和  $11\text{kHz}$ ，此时的仿真结果波形图如图 5-12 所示。

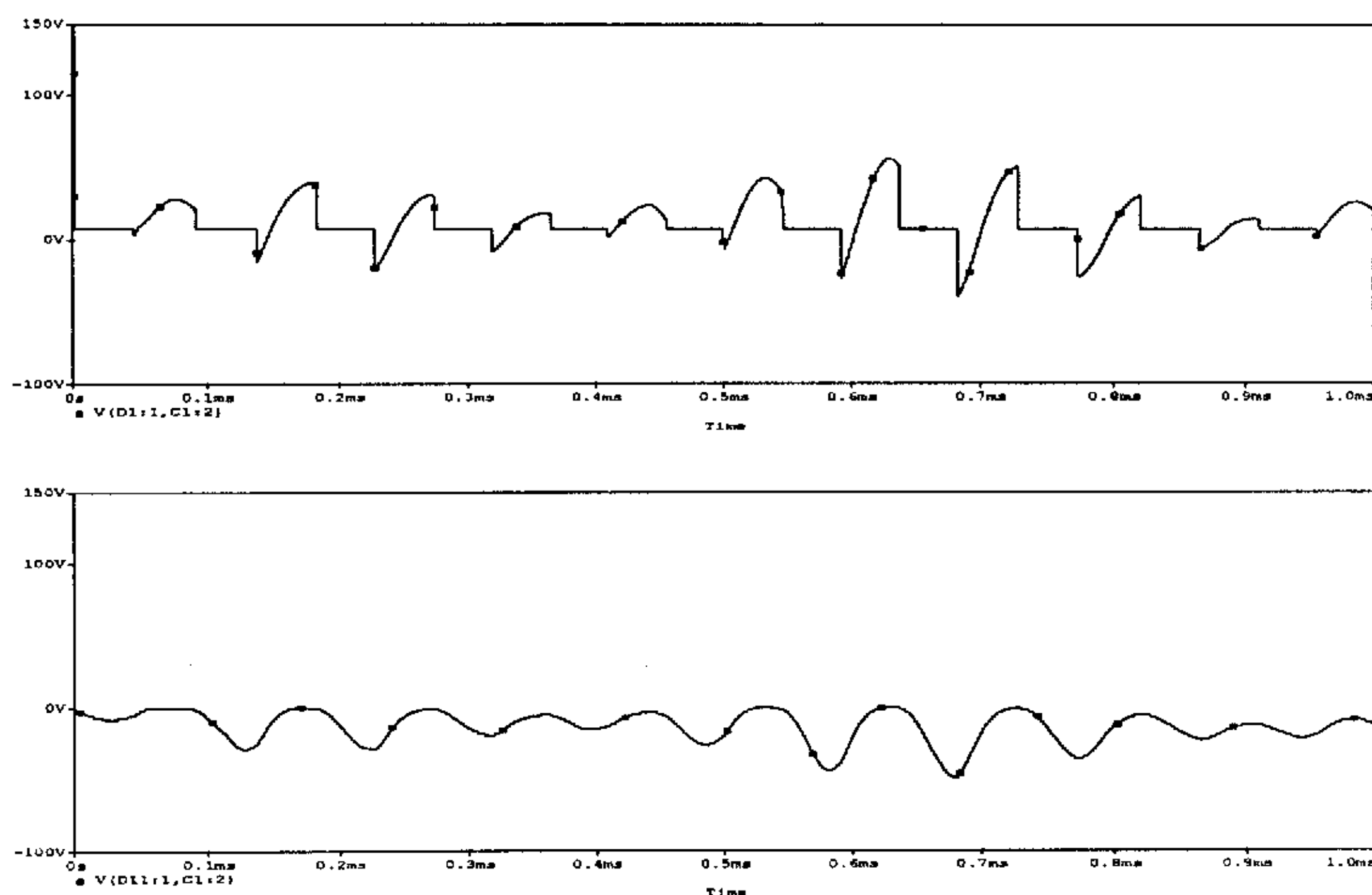


图 5-12 IGBT 和二极管两端的电压波形

分析：图 5-12 中的两个波形分别是两台电源对应的 IGBT 和二极管两端的电压波形。上面的波形是有输入的电源的 IGBT 和二极管两端的电压波形，由图可见，这个波形是正常的；下面的波形是没有输入的电源的 IGBT 和二极管两端的电压波形，由图可见，这个电压全是负压，不会触通 IGBT，因此不会对 IGBT 有影响。

结论：这种工作状态对系统不会有影响。

- (2) 一台电源先起动，并逐步增大调功电压，当它自激成功后，而另外一台电源仍然工作在他激状态，此时相当于一台电源有输入，工作在自激状态，另外

一台电源没有输入，工作在他激状态，负载有输出。仿真原理图仍然如图 5-5，其中  $I_1=50\text{A}$ ， $I_{11}=0\text{A}$ ，对应的两台电源的工作频率分别是  $10\text{kHz}$  和  $9\text{kHz}$ 。此时的仿真结果波形图如图 5-13 所示。

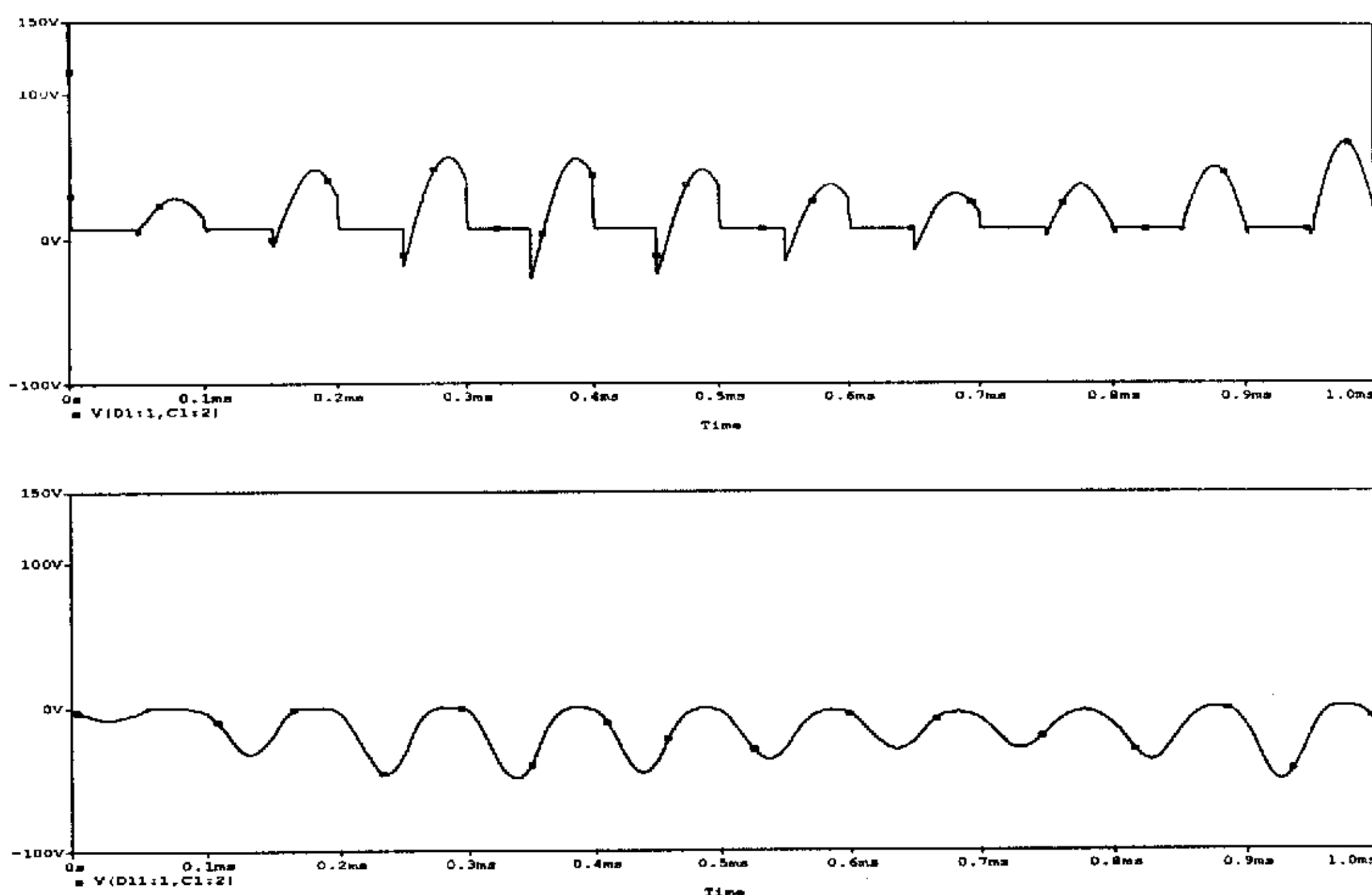


图 5-13 IGBT 和二极管两端的电压波形

分析：图 5-13 中的两个波形分别是两台电源对应的 IGBT 和二极管两端的电压波形。上面的波形是有输入的电源的 IGBT 和二极管两端的电压波形，由图可见，这个波形是正常的；下面的波形是没有输入的电源的 IGBT 和二极管两端的电压波形，由图可见，这个电压全是负压，不会触通 IGBT，因此也不会对 IGBT 有影响。

结论：这种工作状态对系统也不会有影响。

(3) 如果采用一台电源先起动，他激转自激以后，逆变输出端有一定电压后，另一台电源也他激转自激成功，此时两台电源即以同频同相的方式工作。实验证明这样的起动方式是成功的。

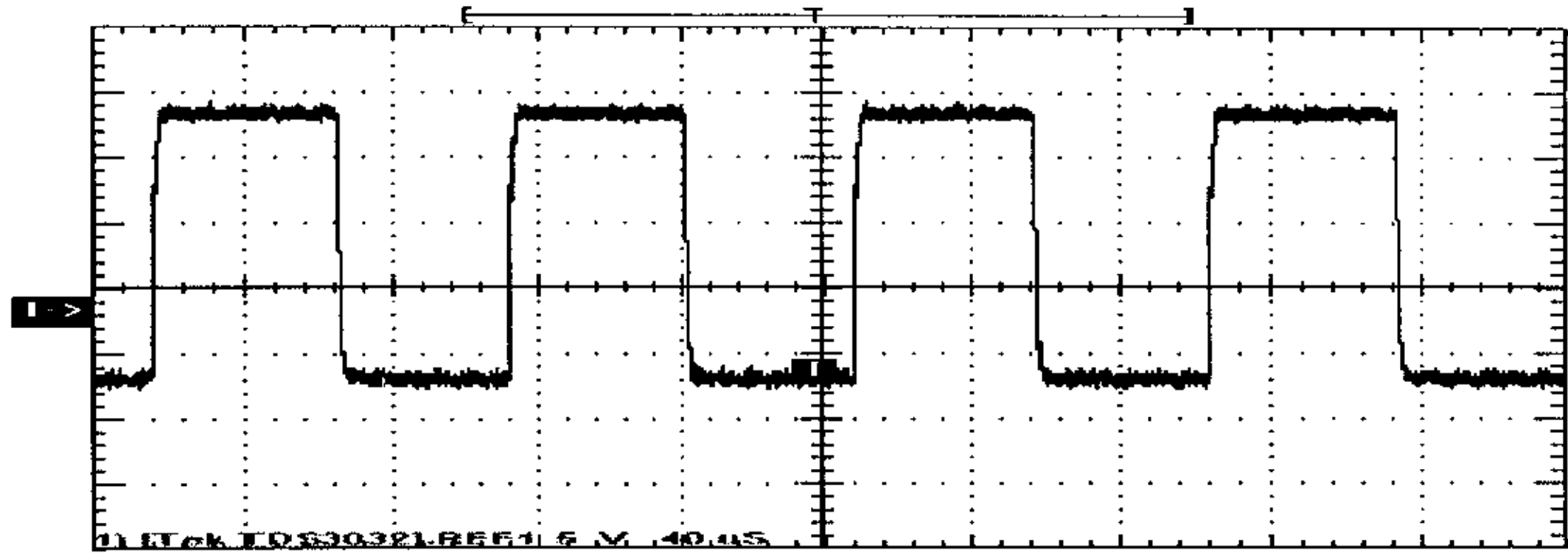
实验过程如下：

两台电源的控制、整流和逆变均合上，然后逐步增大一台电源（称为 1 号电源，另外一台称为 2 号电源）的调功电压，当 1 号电源的直流电压达到  $60\text{V}$  时，1 号电源他激转自激；继续增大 1 号电源的调功电压，当 1 号电源的直流电压达

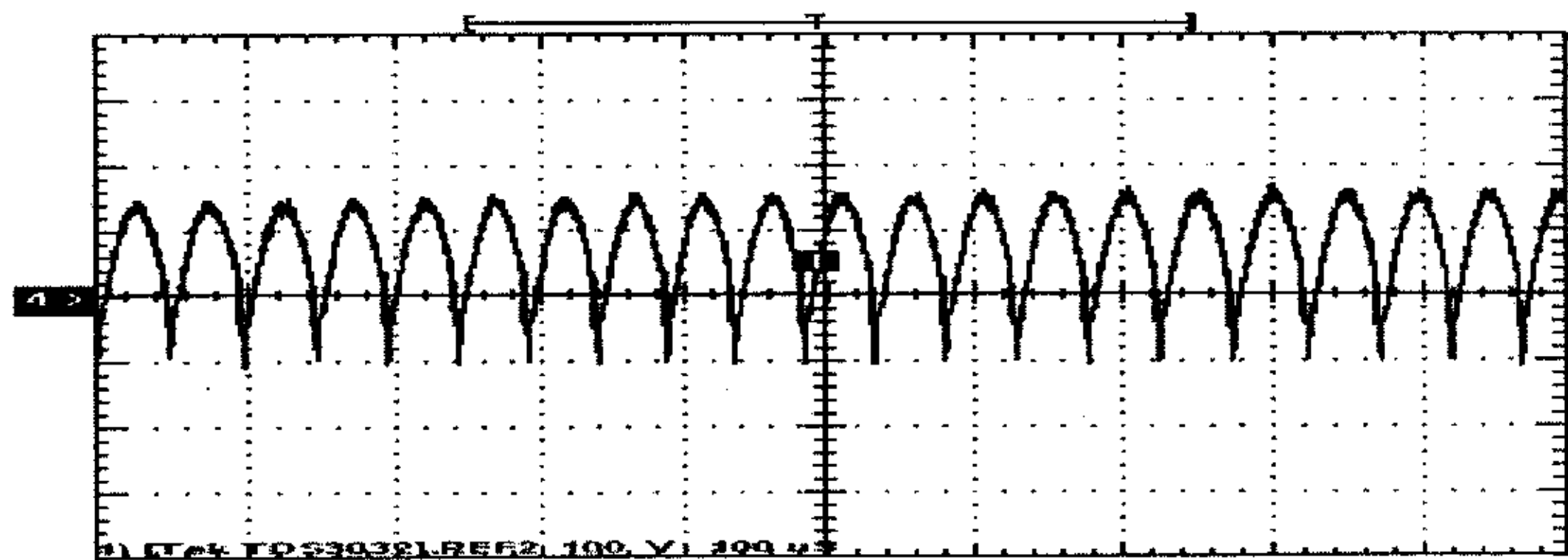
到 110V 时，2 号电源他激转自激成功，此后，两台电源即以同频同相的方式工作，系统起动成功。

实验波形如图 5-14 所示。

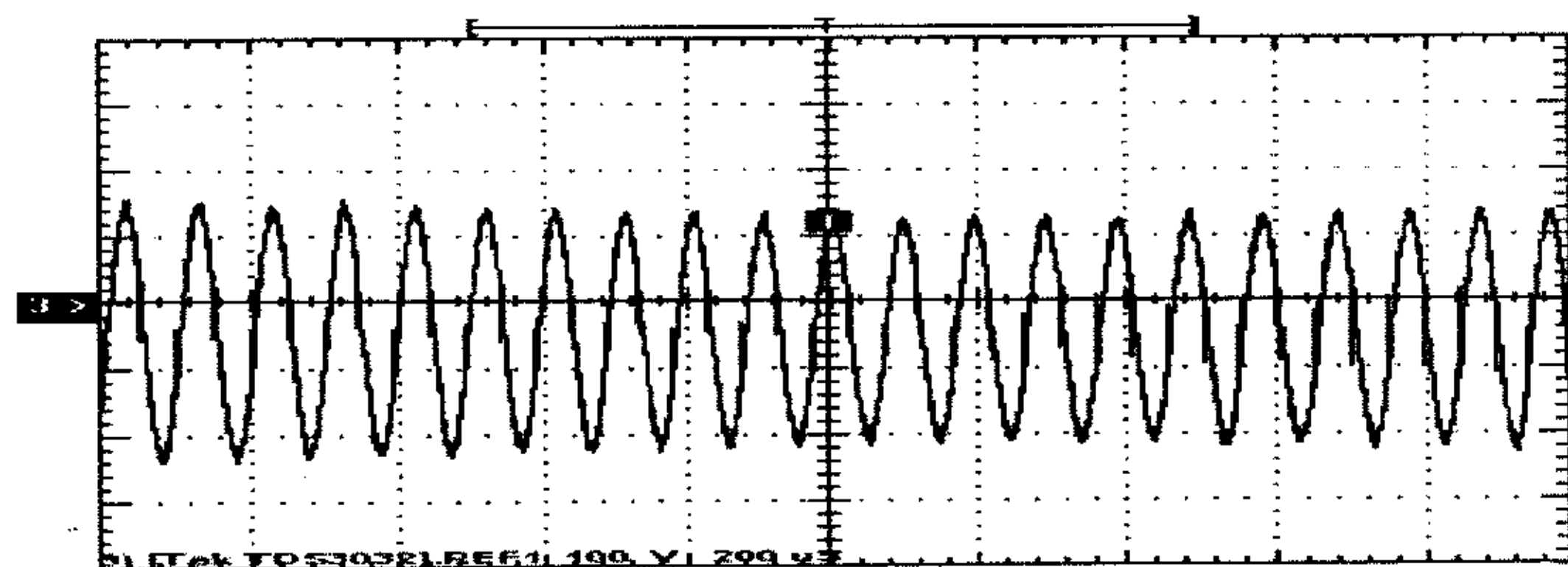
(a) IGBT 的驱动脉冲波形



(b) 逆变输入端电压波形 ( $U_D=100V$ ,  $I_D=30A$  时)

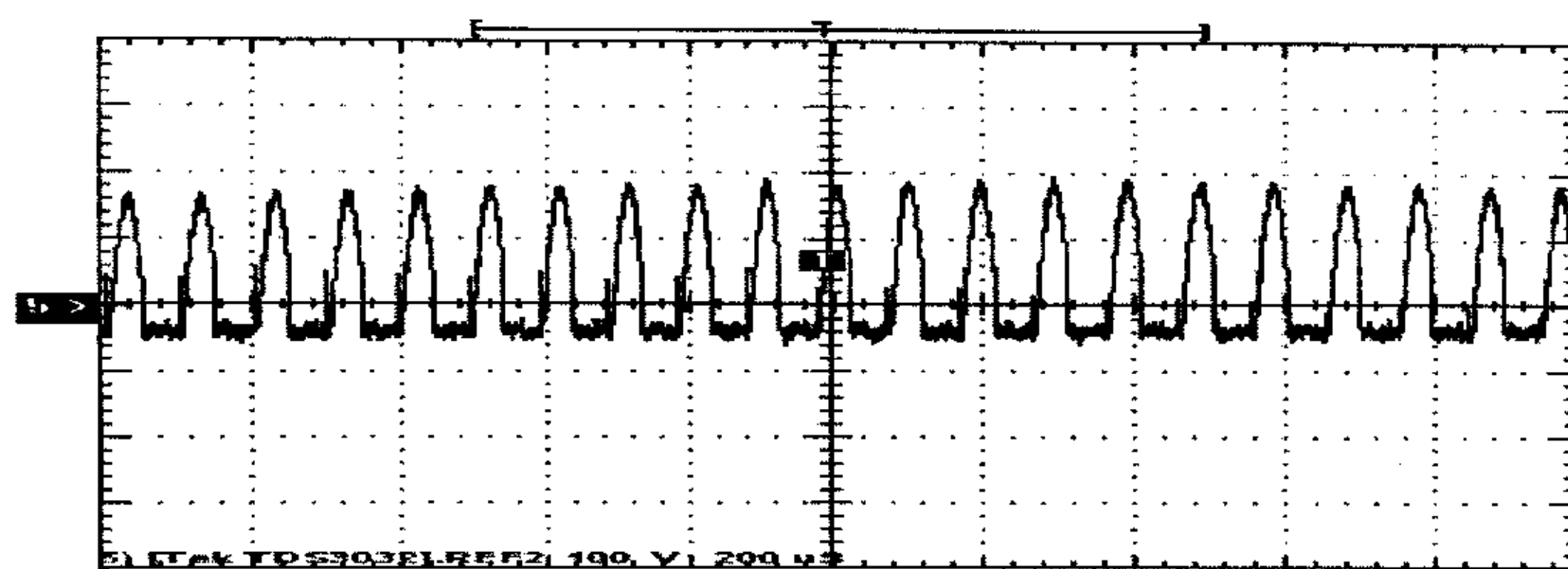


(c) 逆变输出端电压波形 ( $U_D=100V$ ,  $I_D=30A$  时)





(d) 逆变管 IGBT 的  $V_{CE}$



(e) 逆变桥二极管两端电压

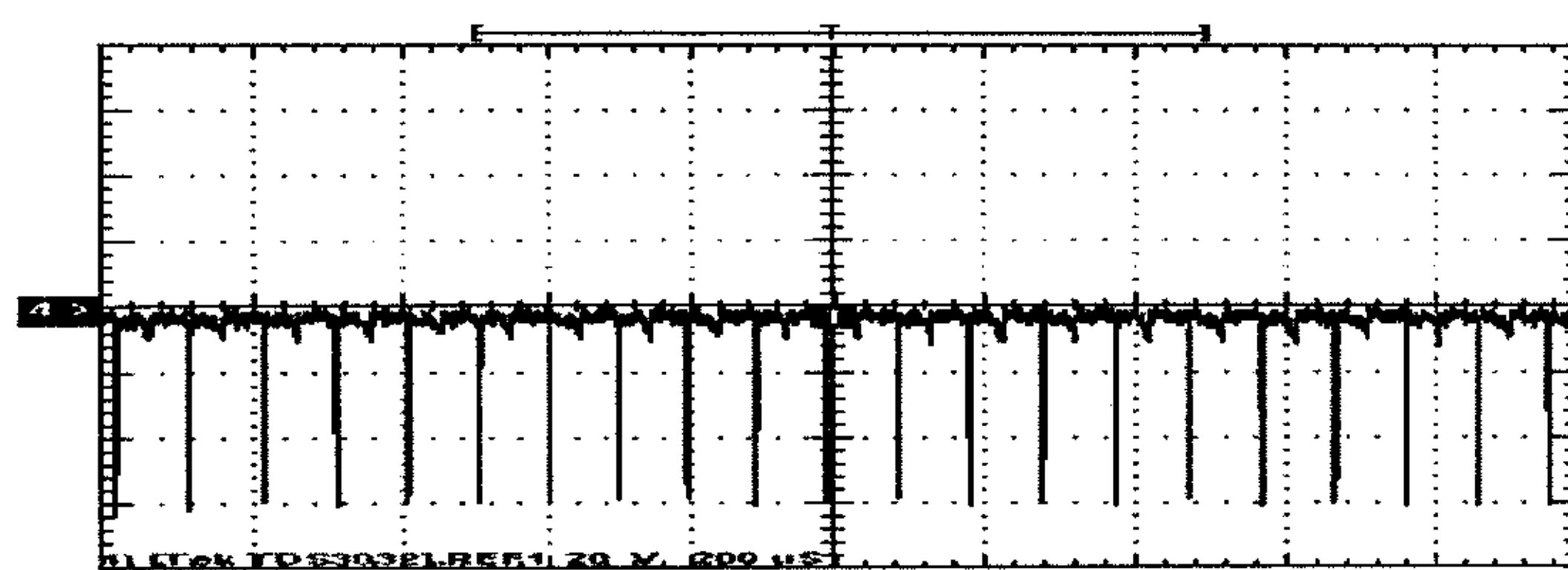


图 5-14 双机并联时的实际波形

## 总 结

本论文以超音频感应加热电源为研究对象，在前人研究的基础上，在起动和均流的问题上有所突破，主要进行了以下几方面的工作：

对超音频感应加热电源做了细致的研究，包括它的整流电路、逆变电路、并联谐振槽路以及电源的控制系统(包括整流控制，整流触发，逆变控制，逆变触发以及电压保护)。

在对电源的并联研究的基础上，分析了采用桥的并联来提高电源容量存在的弊端，提出通过电源的整机并联来提高电源容量的方式，实验证明这种方式是可行的。

对双机并联的起动问题做了细致的研究，采用先起动一台电源，他激转自激后，逆变输出端有一定电压，另一台电源也他激转自激成功后，再把它投切上去的方式，实验证明这种起动方式是成功的。

不足的是，由于时间关系，双机并联的功率没有做到额定功率输出。

## 参 考 文 献

- 【1】 潘天明, 工频和中频感应炉, 冶金工业出版社, 1983 年 8 月
- 【2】 潘天明, 现代感应加热装置, 冶金工业出版社, 1996 年 12 月
- 【3】 Chen J.F. et al. Combination Voltage-Controlled and Current-Controlled PWM Inverters for UPS Parallel Operation. IEEE, Transaction on Electronics. 1995, 10(5):557~558.
- 【4】 Fukashi Ueda et al. Parallel-Connections of Pulsewidth Modulated Inverters Using Current Sharing Reactors. IEEE Trans. On PE, 1995, 10(6) 673~679.
- 【5】 Satoshi Ogasawara et al. A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter. IEEE Trans. On IA, 1992, 28(5): 1023~1030.
- 【6】 Shinzo Tamai et al. Parallel Operation of Digital Controlled UPS System. IIECON'91, 326~331
- 【7】 Jin A. Tuladhar H et al. Parallel Operation of Single Phase Inverter Modules with No Control Interconnections. IEEE APEC'97, 94~100.
- 【8】 张占松等. 开关电源的原理设计. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- 【9】 林渭勋, 电力电子技术, 浙江大学出版社, 1986 年 9 月
- 【10】 林渭勋, 电力电子技术基础, 机械工业出版社, 1990 年 10 月
- 【11】 林渭勋, 现代电力电子电路, 浙江大学出版社, 2002 年 7 月
- 【12】 林渭勋, 晶闸管中频电源基本知识, 浙江科学技术出版社, 1989 年 11 月
- 【13】 谢力华 苏彦民, 逆变电源的并联运行控制方法, 电力电子技术, 2000 年第 4 期
- 【14】 潘天明等, 100kW 超音频感应加热电源, 电力电子技术, 1996 年第 11 期
- 【15】 Jung-Won Kim, A Novel Droop Method for Converter parallel Operation, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 17, NO. 1, JANUARY 2002
- 【16】 Anil Tuladhar, Control of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems with Consideration of Line Impedance Effect, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL APPLICATIONS, VOL. 36, NO. 1, JANUARY/FEBRUARY 2000
- 【17】 张智娟 石新春 彭咏龙, 160kW/30kHz 超音频感应加热电源的研究, 华北电力大学学报, 2002 年 10 月
- 【18】 潘天明等, IGBT 超音频感应加热电源, 工业加热, 1996 年第 2 期
- 【19】 沈宏 陈烨, 30kW/50kHz IGBT 并联谐振感应加热电源, 电力电子技术,

1995 年第 2 期

- 【20】 杨子青 赵江 赵英宝, 75kW 中频感应加热电源的研制, 河北工业科技, 2003 年第 3 期
- 【21】 廖常初, PLC 编程及应用, 机械工业出版社, 2003 年 2 月
- 【22】 熊爱明, 高频感应加热电源的研究, 浙江大学硕士学位论文, 2003 年 3 月
- 【23】 赵良炳, 现代电力电子技术基础, 清华大学出版社, 1995 年 5 月
- 【24】 R.F.格拉夫, 电子电路百科全书, 科学出版社, 1991 年 2 月
- 【25】 张立 赵永建, 现代电力电子技术, 科学出版社, 1994 年 12 月
- 【26】 丁道宏, 电力电子技术, 航空工业出版社, 1992 年 6 月
- 【27】 杨思俊 朱伯年, 晶闸管中频电源基本知识, 浙江科学出版社, 1989 年 11 月
- 【28】 Bill Travis, 1V/100A 电源: 堵塞效率下降的漏洞, 电子设计技术, 2001 年 11 期
- 【29】 J.B.Forsythe: Paralleling of Power MOSFET, IEEE-IAS Conference Record October,1981
- 【30】 Harris semiconductor, Parallel Operation of Semiconductor switch, Harris semiconductor, 1998
- 【31】 RALPH LOCHER, Parallel Operation of IGBT Discrete Device, IXYS Corp Application note, 1996
- 【32】 IXYS Corp, Series Operation of MOSFET and IGBT Switches, Application note 1998
- 【33】 Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET, IR Application Note AN-937
- 【34】 IRF Corp, Paralleling HEXFET Power MOSFET, Application note AN941
- 【35】 Toshifumi Yoshikawa, Hiromi Inaba and Toshisnke Mine, Analysis of Parallel Operation Methods of PWM Inverter Sets for an Ultra-High Speed Elevator, IEEE 2000
- 【36】 S7-200 中文选型手册
- 【37】 S7-200 中文系统手册
- 【38】 OP27、OP37 中文手册
- 【39】 邓汉馨 郑家龙, 模拟集成电子技术教程, 高等教育出版社, 1994 年 5 月
- 【40】 宋樟林 陈道铎 王小海, 数字电子技术基本教程, 浙江大学出版社, 1994 年 10 月
- 【41】 李爱文 张承慧, 现代逆变技术及其应用, 科学出版社, 2002 年 9 月

## 致 谢

本科毕业后即进入浙江大学电气工程学院跟着陈辉明副教授和赵荣祥教授读研究生，我感到非常幸运。通过两年多的时间，我从赵老师和陈老师身上学到了很多的东西。

陈老师踏实的工作作风与严谨的治学态度，深厚的理论基础和丰厚的实践经验令我受益匪浅。陈老师不但亲自指导课题的总体方案设计，还在实验的调试过程中亲临指导，使我不但在理论上得到巩固与提高，还在实际经验上得到了积累。

赵老师知识渊博，经验丰富，学术观点新颖，在学术讨论中擅于引导学生进入自由的思考空间，给学生极大的自由发挥的机会。在繁忙的工作中，赵老师不辞辛劳，亲临指导，引导我寻找解决问题的方法，给予我极大的支持与勇气去面对工作和学习中的困难。

在调试过程中，得到了三伊电子有限公司调试组迟工，张工和戴工的指导，还得到了技术科邵鸣等人的大力协助。

还要感谢实验室的博士：王英，程方斌；硕士：王峰，柳鹏，潘如峰，戚宗刚，陈业奇，吴靖，汪世平，周军伟等师兄弟及韩林，他们的关心和帮助令我的学习生活增色不少。感谢工程中心孙家鸣老师在论文过程中的大力帮助。

矫 成

2004 年 3 月于求是园

## 攻读硕士期间发表的论文

矫成, 陈辉明, 大功率变频电源输出特性和实验分析, 《电源技术应用》, 2004  
年第一期