

西安理工大学

---

硕士学位论文

---

基于DSP的超音频感应加热电源数字化控制的研究

---

姓名：孙立萌

---

申请学位级别：硕士

---

专业：控制理论与控制工程

---

指导教师：王华民

---

20050318

## 基于 DSP 的超音频感应加热电源数字化控制的研究

学科名称: 控制理论与控制工程

研究生姓名: 孙立萌

导师姓名: 王华民

职 称: 教授

答辩日期: 2005.3.18

### 摘 要

本文以超音频串联谐振式感应加热电源为研究对象, 首先介绍了感应加热的基本原理及感应加热技术的发展动态。通过分析感应加热电源的谐振槽路和拓扑结构, 选择了更适合超音频感应加热电源的串联型逆变器。该主电路采用不控整流, MOSFET 单相全桥逆变电路。然后对锁相环原理进行了分析, 根据其数学模型, 提出一种基于数字信号处理器 (DSP) 的软件锁相环 (SPLL) 的实现方法。

分析了感应加热电源的各种调功方式, 在对比几种功率调节方式的基础上, 选择了移相 PWM 方式对逆变器进行功率调节, 利用主、从 DSP 器件配合辅助的逻辑电路, 实现了超前臂与滞后臂之间移相角的数字控制信号的产生。

搭建以 TMS320F2407 为控制核心的硬件控制平台。在此基础上编制了系统的程序, 并对其进行了调试, 实验证明基于 DSP 的软件锁相环可以达到超音频范围的频率跟踪要求。此外, 本文还给出了软硬件设计方案和实验结果。

关键词: 超音频, 串联谐振, 数字信号处理器, 软件锁相环, 功率调节

本课题研究背景为陕西省科技研究发展计划项目 (2001K06-G4)

**RESEARCH OF THE DIGITIZATION CONTROL OF  
ULTRA-AUDIO-FREQUENCY INDUCTION HEATING  
POWER SUPPLY BASED ON DSP**

**Supervisor's Name:** \_\_\_\_\_

**Student's Name:** \_\_\_\_\_

## **Abstract**

This paper regards ultra-audio frequency induction heating power supply as the research object. Firstly, the basic principle and development trend of induction heating technology are briefly introduced. After analyzed and compared the basic principals of the resonant tank and the two main topologies in detail, the series resonant type main circuit is adopted. The main circuit is composed of uncontrolled rectifier and the single-phase bridge inverter using MOSFET. Secondly, the paper puts forward a method of implementing Software Phase-Locked Loop (SPLL) based on DSP, according to the mathematics model of Phase-Locked Loop (PLL).

By analyzing and comparing with the various ways of power regulated for induction heating power supply, the phase-shifted PWM is chosen to regulate the system power in this paper. Then, the paper carries out the digitization of phase-shifted angle between leading arms and lagged arms, by utilizing master-slave DSP device and implementing the auxiliary logical circuit.

Subsequently, the control platform based on TMS320F2407 as central hardware is constructed. Experiments show that the Software Phase -Locked Loop based on DSP can fulfill the requirement of frequency-tracking task at the range of ultra-audio frequency. In

addition, this paper also provides the design scheme based on DSP and supplies the experimental result.

**Keywords:** ultra-audio frequency, series-resonant, DSP, SPL, power regulated

**The research is based on the development project of the science and technology of Shaanxi Province (2001K06-G4)**

# § 1 绪论

## § 1.1 感应加热电源的特点和用途<sup>[1][2]</sup>

感应加热装置是利用电磁感应原理把电能转化为热能的设备。它与传统的加热设备相比具有诸多优点：

- 精确的温度控制：利用感应涡电流在加工物件内部或表面流动，较之外部直接加热，可执行精确温度控制；
- 加热过程迅速：加热电源设备可提供高密度的电涡流，在加工物件上产生较大的涡流，因此可快速地完成加热需求，除了大型加工件，一般数十秒钟内即可完成加热工作；
- 满足局部加热：经由不同形状加热线圈的选择及不同频率电流之供给，可准确的满足局部加热工作，而其他加热方式较难实现此要求；
- 不受环境限制：感应加热的电能转换成热能，不需介质，因此即使在真空中或任何环境条件下，亦可执行加热工作；
- 污染指数降低：感应加热的来源为干净的电力，不像以重油或燃煤为来源的直接加热有烟毒污染及落尘公害，因此感应加热对工作环境的污染相当少；
- 工作效率提高：感应加热的热能产生于加热物件内部；反之直接加热为自外界环境传递而来，部分能量将散失在空气中，因此感应加热功率损失较小，工作效率提高；
- 适当功率控制：直接加热为开路系统，无适当的功率控制系统，但感应加热为闭环系统，除了可执行频率控制外，亦可执行功率控制；
- 经济效益增加：利用感应加热电源执行热处理工作，可减小成本支出，同时也可减小相关附属装备及电源装置的体积大小，进而减少面积需求与操作人员员额，因此其经济效益增加。

鉴于其具有以上诸多优点，因此在工业领域中有着广泛的应用。

目前，感应加热已广泛应用于淬火、铸造熔炼、锻造毛坯加热、钢

管弯曲、金属表面热处理、焊接、粉末冶金等行业中。此外，随着感应加热理论和感应加热装置的不断发展，其应用领域也随之扩大，应用范围也越来越广，如微波炉、电磁炉等已进入人们的日常生活。

## § 1.2 感应加热电源的发展动态及发展趋势

### § 1.2.1 感应加热电源的发展动态<sup>[3]</sup>

感应加热技术从诞生至今，经过近百年的发展，取得了令人瞩目的成果，尤其是六十年代以后，固态电力电子器件的出现与发展，使感应加热技术和现代化生产许多方面密切相关，发挥了相当大的生产力作用，因此世界各国都十分关注感应加热技术的发展，并投入了相当的经济支持和技术力量。目前传统的感应加热电源与固态感应加热电源取长补短，互补共存。目前，各国感应加热电源的发展水平如表 1-1 所示。

国家	MOSFET 的参数	IGBT 的参数
西班牙	600 k W/ 400 kHz	30 ~ 600 k W/ 50 ~ 100 kHz
德国	480 k W/ 50 ~ 200 kHz	—
比利时	1 000 k W/ 15 ~ 600 kHz	—
日本	—	1 200 k W/ 50 kHz
中国 (浙江大学)	20 k W/ 300 kHz	50 k W/ 50 kHz(产品) 200 k W/ 50 kHz(研制)

表 1-1 各国感应加热电源的发展水平

我国感应加热技术从 50 年代开始就被广泛应用于工业生产当中。60 年代末开始研制晶闸管中频电源。到目前已经形成了一定范围的系列化产品，并开拓了较为广阔的应用市场。

在中频领域，晶闸管中频电源装置基本上取代了旋转发电机，已经形成了 500 ~ 8000 Hz/100 ~ 3000 kW 的系列化产品。但国产中频电源大多采用并联谐振逆变器结构，因此在开发更大容量的并联逆变中频感应加热电源的同时，尽快研制出结构简单，易于频繁启动的串联谐振逆变中频电源也

是中频领域有待解决的问题。

在超音频领域的研究工作八十年代已经开始。浙江大学采用晶闸管倍频电路研制了 50kW/50kHz 的超音频电源, 采用时间分隔电路研制了 30kHz 的晶闸管超音频电源。从九十年代初开始, 国内采用 IGBT 研制超音频电源。浙江大学研制开发的 50kW/50kHz IGBT 超音频电源已经通过浙江省技术鉴定。总的来说, 国内目前的超音频电源研制水平大致为 500kW/50kHz, 与国外的先进水平相比还有一定的差距。

### § 1.2.2 感应加热电源的发展趋势<sup>[4]</sup>

感应加热电源的水平与半导体功率器件的发展密切相关, 因此当前功率器件在性能上的不断完善, 使得感应加热电源的发展趋势呈现出以下几方面的特点:

#### (1) 大功率、高频率

电力半导体器件的大容量与其使用频率有着极密切的关系。早期的晶闸管和晶体管由于受到容量与频率互相制约的影响, 不能同时获得大功率、高频率的效果。随着新型器件的发展, 如 MOSFET、IGBT、MCT 等, 未来的感应加热电源必将朝着大功率和高频率两者相统一的方向发展, 在这方面仍有许多基础应用技术需要进一步探讨。

#### (2) 低损耗、高功率因数

新型功率器件的通态电阻很小, 通态压降小, 所以在高频工作条件下, 损耗主要表现在基极或门极驱动电路的损耗及器件的开关损耗上。随着功率器件的发展, 再加上驱动电路的不断完善和优化, 使得整个装置的损耗明显降低。另外, 由于感应加热电源一般功率都很大, 随着整个电网无功及谐波污染要求的提高, 具有高功率因数的电源将是今后的发展趋势。目前谐振技术的引入, 一方面降低了电源中开关器件的开通和关断损耗, 同时利用锁相技术将逆变器的工作频率锁定在槽路固有的谐振频率内, 使得该电源能始终运行在负载功率因数接近为 1 的状态。

### （3）智能化、复合化

智能化指的是功率半导体集成电路本身,包括过电压、欠电压、过电流、过热等检测与保护功能。复合化指的是在一个功率模块内除了 1 个或多个功率器件芯片外,还包括相同数量的二极管等,在较小功率模块内也出现了保护电路与功率器件集成一体的电路。因此,采用智能化与复合化的集成电路将使元器件数量减少,自动组装降低了成本,电路本身具有诊断与保护等功能而提高了可靠性。

随着感应加热生产线自动化控制程度及对电源可靠性要求的提高,感应加热电源正朝着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。

### （4）应用范围扩大化

采用感应加热方法对锻造钢坯透热,节水节电,无污染;铸造熔炼方面可以实现普通钢、特种钢、非铁金属材料的精细熔炼,同时可提高效率、无污染、金属成份可控;感应钎焊效率高,对被焊母材无损伤,适用于精度高、批量大的工件和体积大、难移动的母材局部钎焊及各类金属管材的焊接;各类零部件的表面热处理大量采用感应加热方法;钢塑材料制造、铝塑薄膜加工以及食品工业、医药工业的封口工艺也大量地采用感应加热的方式。

## § 1.3 选题的意义及任务

传统的感应加热电源通常采用模拟电路控制,无论对于生产厂家及用户而言,模拟控制存在着许多固有的缺点:

1. 模拟控制采用大量的分离元件和电路板,必然导致硬件成本偏高,系统的可靠性下降;
2. 由于人工调试器件的存在,如可调电位器,导致生产效率降低及控制系统的一致性下降;
3. 由于器件的老化问题和热漂移问题的存在,将导致感应加热电源



输出性能的下降；

4. 产品升级换代困难，必然要对控制系统做改动，则离不开对硬件系统的改进；

5. 模拟控制的监控功能有限，一旦出现故障，一般是限于声光报警等，存在着极大的不便。

随着信息技术的发展，高速数字信号处理芯片（DSP, Digital Signal Processor）的出现，使得数字化控制在更广阔电气控制领域应用中提供了可能性，也成为主要发展趋势之一。有了高速数字处理芯片的支持，采用数字化的控制策略不仅可以较好的解决模拟控制中的有关问题，而且还增加了模拟控制中较难实现的一些控制功能，其主要优点有：

控制灵活，系统升级方便，只是修改相应的控制算法，而不必对硬件电路加以很大的改动。数字控制系统的控制方案体现在控制程序上，一旦相关硬件资源得到合理性配置，只需通过修改控制软件或指令，就可以提高原有系统的控制性能。

控制系统可靠性提高，易于标准化。由于数字控制的高可靠性，必然使得整个控制系统可靠性的提高。

系统一致性好，成本低，生产制造方便。由于控制软件不会像模拟器件那样存在差异，所以对于采用同一控制程序的控制板，其一致性是很好的，而且也没有模拟系统中因模拟器件调试带来的差异问题。采用了软件控制，就实现了硬件软件化，使得控制板的体积大大减小，生产成本下降。

可见，采用感应加热电源的数字化控制存在诸多优点，国外在控制技术上采用集成电路、数字显示、微机控制。国内超音频感应加热设备的研制水平还比较低，电路大多仍采用模拟电子电路实现模拟控制。据调研，国内的感应加热电源还没实现全数字化控制，电源的核心控制部分（频率跟踪）仍然采用 CD4046 集成锁相环来进行模拟控制。因此加强本课题的研究，解决基于 DSP 的软件锁相环及装置的微机化具有重要的

实用价值。

鉴于上述因素，本课题以研究基于 DSP 控制的应用于区熔式单晶炉的全固态感应加热电源为主要背景（有关感应加热的工作原理在此不再赘述），逆变器电路为功率 MOSFET 串联型全桥式拓扑架构，控制电路则以 TMS320F2407 为控制核心，实现感应加热电源控制系统的数字化。具体对以下主要问题做了分析与探讨：

1. 提出一种基于 DSP 的软件锁相环的实现方法，使其具有一定的通用性，具有较宽的频率工作范围，以期对不同的负载具有适用性；

2. 对感应加热电源的功率调节问题进行了分析，采用不控整流加移相调功作为电源输出功率控制的方法，用 DSP 器件的 PWM 通道实现移相触发脉冲的数字化产生；

3. 设计并制作基于 DSP 的硬件控制平台，包括了采样电路、通信接口电路、故障保护电路、驱动等外围电路；

4. 系统的软件设计，完成基于 DSP 的系统控制功能；设计较为方便的人机接口，使其对不同的负载可以进行参数自整定，减少手动调节环节，以适应不同的应用场合，最大的方便用户。

5. 系统整机联调，实验结果分析。

## § 2 逆变器原理分析

感应加热电源根据补偿形式可分为两种，并联谐振式（电流型）电源和串联谐振式（电压型）电源。

### § 2.1 主电路拓扑结构分析

感应加热电源主电路包括整流电路、滤波电路和逆变电路三大部分，辅以相应的控制电路和保护电路。工作时，三相或单相的工频交流电经整流器整流并经滤波器滤波后成为平滑的直流电，送入逆变器，逆变器采用电力半导体器件作为开关器件，把直流变为期望频率的交流电供给负载。

感应加热电源的负载是加热线圈和加工物件合并而成的，功率因数很低。为了提高功率因数，常采用联接电容器法以补偿无功功率。根据补偿电容与感应圈（连同负载）的联接方式不同，可以将逆变电路分为并联谐振电路、串联谐振电路。下面对并联逆变电路和串联逆变电路分别进行简要的分析。

#### § 2.1.1 并联谐振逆变器

如图 2-1 所示，把功率因数补偿电容和负载线圈(L 和 R)并联，基于并联谐振原理换流的逆变器，称为并联谐振式逆变器。简称并联逆变器。电容器  $C_r$  是实现换流的必备元件，因此，又称为换流电容器。

并联逆变器谐振时的主要电气参数如下：

$$\text{谐振频率} \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$\text{等效阻抗} \quad R_D = Q^2 R$$

$$\text{输出电流} \quad I_H = U_{ab} / (Q^2 R)$$

$$\text{负载支路电流} \quad I_L = I_C = Q I_0 = Q I_{H(\omega=\omega_0)}$$

其中  $Q = \omega_0 L / R = 1 / \omega_0 C R$  被称之为负载感应线圈的品质因数。

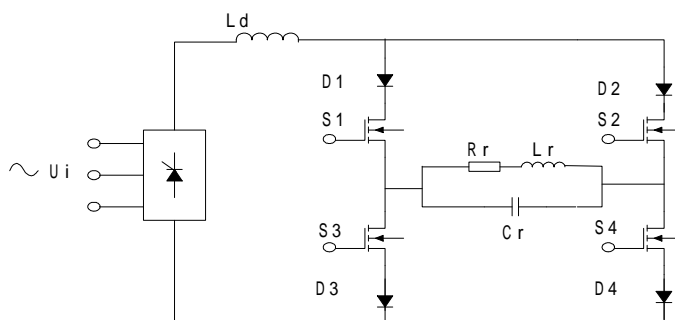


图 2-1 并联谐振逆变器

由于并联逆变器中的直流电源中串联了大电感  $L_d$ ，因而负载电流是恒定的，不受负载阻抗变化的影响。当负载功率因数不为 1 时，负载的无功电压分量便会施加在开关器件上。为了避免 MOSFET 承受反向电压而损坏，必须用快速二极管与 MOSFET 串联。即使是采用其内部已有反并联快速二极管的 MOSFET 模块，MOSFET 虽不会承受反电压，若取消该串联快速二极管，仍会因反向电压造成的环流使器件过电流而损坏。

由于大电感  $L_d$  的存在，并联谐振逆变器也可认为是电流源，为保持电流的连续，所以在换流过程中，上、下桥臂 MOSFET 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，电感越大，所需的重叠时间就越长。

### § 2.1.2 串联谐振逆变器

如图 2-2 所示，以补偿电容和感应圈串联后作为逆变桥的负载，这种利用负载电路串联谐振原理工作的逆变器，被称为串联谐振逆变器，简称串联逆变器。图中  $C_r$  为补偿电容，具有换流功能。 $R, L$  为包含负载在内的负载等值电阻和电感。

串联逆变器利用串联谐振原理，谐振时的主要电气参数如下：

$$\text{其谐振频率} \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$\text{等效阻抗} \quad R_D = R$$

串联电路电流  $I_H = U_{ab} / R$

电感和电容上的电压  $U_L = U_C = QU_{ab}$

其中  $Q = \omega_0 L / R = 1 / \omega_0 CR$  被称之为负载感应线圈的品质因数。

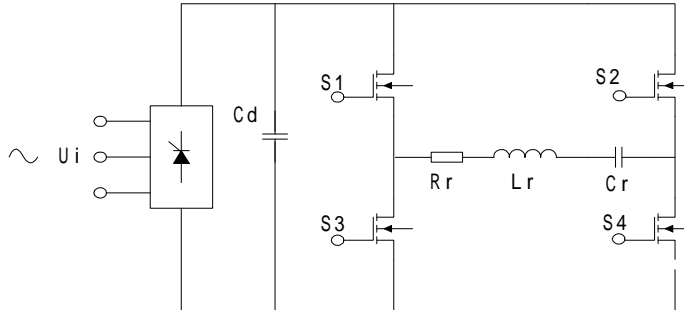


图 2-2 串联谐振逆变器

串联逆变器的输入电流  $i_d$  不完全是直流，也含有较多的中频电流。这些电流是无法通过整流器和工频电网的，必须由电容器  $C_d$  提供通路。因此电容器  $C_d$  的作用就不单纯是滤波，还要承担旁路中频电流的任务。为此它的电容量必须足够大，否则会因其容抗过大， $i_d$  流经  $C_d$  产生较高的中频电压，影响逆变器的正常进行。由于  $C_d$  足够大，可以认为逆变器的直流电源是恒压源，不受负载阻抗变化的影响，波形为矩形。

在串联逆变器中，为了避免开关器件因  $C_d$  的短路电流而损坏，在开关器件换流过程中，上、下桥臂 MOSFET 必须遵守先关断后开通原则，即应留有死区时间( $t_s$ )。

## § 2.2 主电路拓扑结构选择

### § 2.2.1 并联逆变器与串联逆变器的比较 <sup>[1][5][6]</sup>

并联逆变器和串联逆变器，由于振荡电路的不同，其各自特点和两者区别如下：

(1) 并联逆变器的开关管承受反压比较大，因晶闸管难以满足频率较高时的工作要求，需采用自关断器件作为开关器件，而它们承受反压

的能力都比较低，因此需对每个桥臂的开关管串接同容量的快恢复二极管予以保护。但这会增大每个桥臂的通态损耗，且通常功率 MOSFET 等自关断器件内部都有寄生的反并联二极管，在开关管承受反压时，可能会引起较大环流损坏器件。

串联逆变器工作时，开关管承受的电压仅为反并二极管正向导通压降。

(2) 并联逆变器对槽路布线的要求较高。在实际应用中，从逆变器的输出端到负载电路会有一段距离，这段引线存在着一定的电感。对于中频电源，这段电感可以忽略不计，但对于高频电源，由于它们对电路的分布参数非常敏感，这段引线可能会改变电路的结构，影响逆变器的工作。

串联谐振逆变器对布线的要求较低，因为负载引出线的电感只会影响负载回路中电感量大小的变化，而不会影响它的结构。因此串联逆变器更适合高频。

(3) 并联谐振逆变器的负载电路对电源呈现高阻抗，由电流源供电，而电流源通常是由大电感来完成的。因此在逆变器发生故障短路时，由于大电感作用而限制电流增大，比较容易实现保护。

串联谐振逆变器的负载电路对电源呈现低阻抗，由电压源供电，电压源通常由大电容来实现。因此在逆变器发生故障短路时，由于电容电压不能突变，因此瞬间电流会很大，可能会损坏器件，需外部的保护来切断驱动信号使器件关断。

(4) 并联谐振逆变器对负载电路的补偿电容的耐压要求不高，只要达到逆变器的输入直流电压即可。

串联谐振逆变器对负载电路的补偿电容的耐压要求很高，通常电容两端的电压为逆变器直流输入端电压的  $Q$  倍，而通常  $Q$  值都在 3 以上，因此对于一个逆变器输出方波电压幅值为几百伏的电源，它所需电容的耐压值就要在千伏以上，而通常这种电容价格较贵或很难买到。为了降

低电容电压，通常需在串联谐振逆变器的输出端接入高频变压器来降低电容电压。

(5) 并联谐振逆变器的起动比较困难，需对滤波大电感预充电，故控制系统相对复杂。并联谐振逆变器在起动前必须预先测定负载固有频率，然后将触发信号频率调整到与其近似相等，才能起动。否则如果触发信号的频率与负载频率相差较大时就无法起动。这一缺点限制了并联谐振逆变器用于频繁起动的场合。

串联谐振逆变器起动比较简单。它既可以自激起动，也可以他激起动。他激工作时若他激频率与负载谐振频率相差较大时，就会使无功电流增大，效率变低，输出有功功率减小，器件发热较严重。

综合比较并联逆变器和串联逆变器的优缺点，故主电路拓扑结构选择串联谐振逆变器进行研究。

### § 2.2.2 串联谐振逆变器的工作区

图 2-3 分别示出串联谐振逆变器容性负载和感性负载的输出波形。

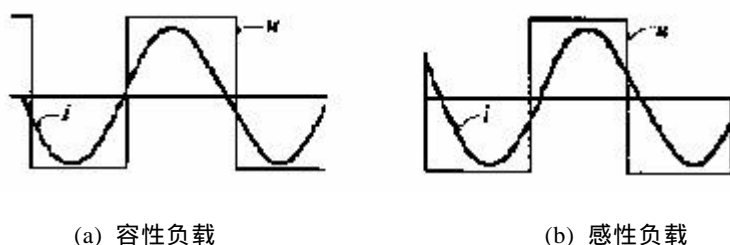


图 2-3 串联逆变器负载输出波形

当串联谐振逆变器在低端失谐时(即容性负载)，它的波形见图 2-3(a)。由图可见，工作在容性负载状态时，输出电流的相位超前于电压相位，因此在负载电压仍为正时，电流先过零，上、下桥臂间的换流则从上(下)桥臂的二极管换至上(下)桥臂的 MOSFET，再换至同桥臂的功率管。由于 MOSFET 寄生的反并联二极管具有较慢的反向恢复特性，使得在换流时会产生较大的反向恢复电流，而使功率器件产生较大的开关损

耗,并且在二极管反向恢复电流迅速下降至零时,会在与 MOSFET 串联的寄生电感中产生大的感应电势,而使 MOSFET 受到很高电压尖峰的冲击。因此要求反并二极管具有快恢复特性。且这时属过补偿,要求电源容量大。

当串联谐振型逆变器在高端失谐状态时(即感性负载),它的工作波形见图 2-3(b)。由图可见,工作在感性负载状态时,输出电流的相位滞后于电压相位,其换流过程是这样进行的,当上(下)桥臂的 MOSFET 关断后,负载电流换至下(上)桥臂的反并联的二极管中,在滞后一个死区时间后,下(上)桥臂的 MOSFET 加上开通脉冲,待电流自然过零后,从二极管换至同桥臂的 MOSFET。由于 MOSFET 中的电流是从零开始上升的,因而基本实现了零电流开通,其开通损耗很小。另一方面, MOSFET 关断时电流尚未过零,此时仍存在一定的关断损耗,但是由于 MOSFET 关断时间很短,预留的死区不长,并且因死区而必需的功率因数角并不大,所以适当地控制逆变器的工作频率,使之略高于负载电路的谐振频率,就可以使上(下)桥臂的 MOSFET 向下(上)桥臂的反并联的二极管换流。其瞬间电流也是很小的,即 MOSFET 关断和反并联二极管开通是在小电流下发生的,器件的关断损耗取决于电流滞后的角度。反并二极管关断后仅承受功率管的正向导通压降,反向恢复损耗小,因而无需快恢复特性。这时属欠补偿,电源容量无需那么大。

从上述分析可知,串联谐振型逆变器在适当的工作方式下,开关损耗很小。因而可以工作在较高的工作频率下。这也是串联谐振型逆变器在半导体超音频感应加热电源中受到较多重视的主要原因之一。

综上所述,电源工作于容性状态时,电路换流过程中会受到浪涌电流和浪涌电压的冲击;工作于感性状态时,换流时会受到一定的浪涌电压的冲击;工作于谐振状态时开关管则有理想的开关过程,不会受到浪涌电流或电压的冲击。因此控制电路应尽量使电源工作于谐振状态,以提高功率因数,减小开关损耗。但实际应用中考虑到死区以及驱动延迟



等影响，应该使电源工作于弱感性准谐振状态，以下我们主要对串联谐振逆变器工作在弱感性准谐振方式下进行讨论。

## § 2.3 电路工作原理分析

移相 PWM 控制方式是近年来在全桥转换电路中，广泛应用的一种柔性切换控制方式。这种控制方式实际上是谐振变换技术与一般 PWM 切换技术的结合。每个桥臂上的开关以 180 度角互补导通，而两个桥臂的导通之间相差一个相位，即所谓的移相角度。如果 Q1 和 Q3 的驱动信号分别领先于 Q2 和 Q4，则可以定义由 Q1 和 Q3 组成的桥臂为超前臂 (Leading Leg)，Q2 和 Q4 组成的桥臂为落后臂 (Lagging Leg)。图示 2-4 为移相式串联谐振逆变器的基本电路架构。

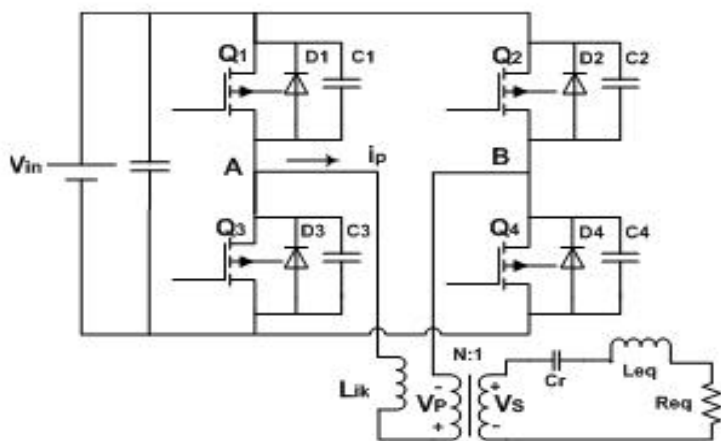


图 2-4 串联谐振逆变器拓扑结构图

为了更好的说明起见，将四个开关漏源间的寄生电容、寄生二极管分别标出。其中， $L_{lk}$  表示隔离变压器的漏电感，一次侧电流  $i_p$  的方向、一次侧及二次侧电压极性也如图 2-4 所示，而全桥架构中两臂 (Leg) 中点分别由图上 A、B 两点表示。

其开关切换控制时序图及变压器一次侧电压、电流波形图如图 2-5 所示。

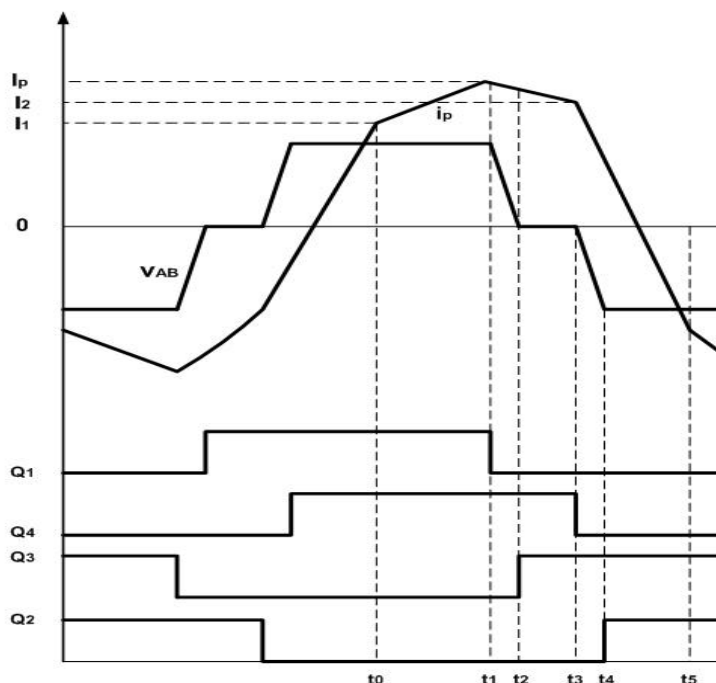


图 2-5 开关切换控制时序图及变压器一次侧电压、电流波形图

由图 2-5 中可以看出，当相位差为零度时，隔离变压器一次侧电压波形为方波，输出电压值最大；而相位差为 180 度时，变压器的一次侧电压与输出电压值均为零。但在实际的应用上为了避免同一桥臂上的两个开关有同时导通的可能，上下两个开关的控制信号，除了反相之外，特别是在二者换相的时候，加上一段死区（Dead Time），使得两个开关有一段时间是均不导通的，以避免因为上、下两开关同时导通，而输入电压跨在短路路径上，使得元件因电流过大而损毁。而这段死区亦是开关进行零电压切换的暂态时间（Transition Time）。

移相脉宽调节与传统的脉宽调节控制方式，有一个重要的不同点：在移相脉宽调节下，全桥两臂的上方两个开关(Q1 及 Q2)有一段时间同时导通，下方的两个开关(Q3 及 Q4)亦是如此，而这一段时间在柔性切换技术中，是很重要的区间，而在传统的脉宽调节控制下，是不会出现的动作状态。因此，采用移相脉宽调节的控制方式，适合于零电压切换的实现。

以下将配合开关控制信号时序图及变压器一次侧电压、电流波形图，来具体说明电路动作原理。

### § 2.3.1 切换周期等效回路分析

(1)  $t_0 \sim t_1$  时段

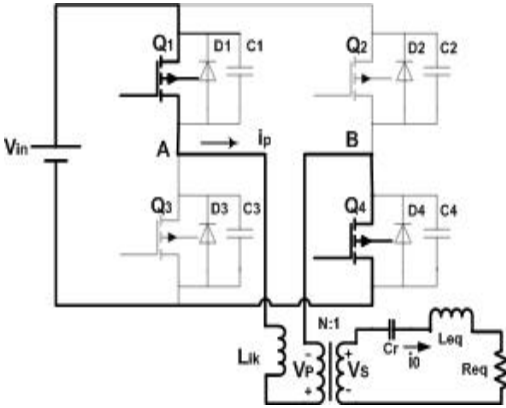


图 2-6  $t_0 \sim t_1$  导通电流路径图

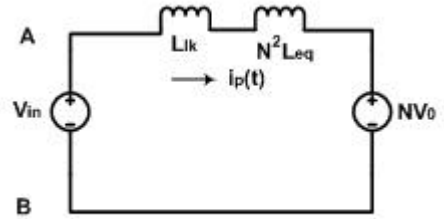


图 2-7  $t_0 \sim t_1$  等效电路图

如图 2-6 所示，开关 Q1、Q4 导通，输入电压  $V_{in}$  经由 Q1、Q4 路径，使变压器一次侧电路的漏电感  $L_{lk}$  被电源充电而储存能量，并使二次侧绕组感应出电压。其等效电路如图 2-7 所示，此时

$$L_{\Sigma} \frac{\partial i_p}{\partial t} = V_{in} - NV_0 \quad (2-1)$$

初始条件为  $i_p(0) = I_1$

其中， $L_{\Sigma} = L_{lk} + N^2 L_{eq}$ ，且  $N$  为变压器一次侧与二次侧的匝数比。解方程 (2-1) 并代入初始条件可得：

$$i_p = \frac{V_{in} - NV_0}{L_{\Sigma}} t + I_1 \quad (2-2)$$

在  $t_1$  时刻，开关 Q1 截止，此时段结束， $i_p$  上升到最大值，即  $i_p = I_p$ ，这段时间长度为：

$$T_1 = \frac{I_p - I_1}{V_{in} - NV_0} L_\Sigma \quad (2-3)$$

(2)  $t_1 \sim t_2$  时段

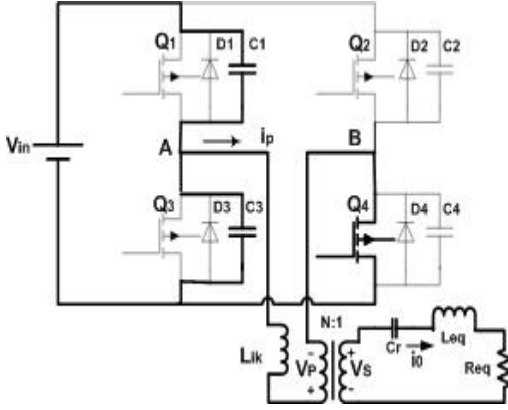


图 2-8  $t_1 \sim t_2$  导通电流路径图

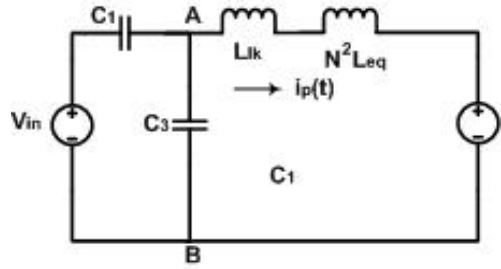


图 2-9  $t_1 \sim t_2$  等效电路图

当时间在  $t = t_1$  时，开关  $Q_1$  截止，如图 2-8 所示。电源电压将对开关元件  $Q_1$  之寄生电容  $C_1$  充电，并使开关元件  $Q_3$  之寄生电容  $C_3$  放电。此时  $Q_1$  漏源极电压等于  $V_{in}$ ，且因开关元件  $Q_3$  之并联二极管箝位作用，使  $Q_3$  之漏源电压接近零电位，其等效电路如图 2-9 所示，此时

$$C \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = -i_p \quad (2-4)$$

$$L_\Sigma \frac{\partial i_p}{\partial t} = v_{C3} - NV_0 \quad (2-5)$$

初始条件为：

$$v_{C3}(0) = V_{in}, \quad i_p(0) = I_p$$

考虑到 MOSFET 的非线性特性，因此  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 3/4 C_{oss}$ ，其中  $C_{oss}$  为功率器件 MOSFET 的等效输出电容。

$C = C_1 + C_3 + C_{tr} \approx 8/3 C_{oss}$  ( $C_{tr}$  为变压器的线间电容，在此忽略不计)，解方程 (2-4)，(2-5) 并代入初始条件可得：

$$v_{c3} = NV_0 + (V_{in} - NV_0) \cos \omega_1 t - I_p Z_1 \sin \omega_1 t = NV_0 + V_{CM} \cos(\omega_1 t + \mathbf{b}) \quad (2-6)$$

$$i_p = \frac{V_{in} - NV_0}{Z_1} \sin \omega_1 t + I_p \cos \omega_1 t = I_{PM} \sin(\omega_1 t + \mathbf{b}) \quad (2-7)$$

其中,  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_\Sigma C}}$  为谐振频率,  $Z_1 = \sqrt{\frac{L_\Sigma}{C}}$  为谐振特征阻抗,

$$V_{CM} = \sqrt{(V_{in} - NV_0)^2 + I_p^2 Z_1^2}$$

$$I_{PM} = \sqrt{\left(\frac{V_{in} - NV_0}{Z_1}\right)^2 + I_p^2}$$

$$\mathbf{b} = \tan^{-1} \frac{I_p Z_1}{V_{in} - NV_0}$$

由上述分析可看出,在此时段内,电路处于一个很复杂的谐振过程。实际上如果考虑到负载电感  $L_{cq}$  相当大,可将此时间段内变压器一次侧电流

$$i_p = I_p = \frac{I_0}{N}$$

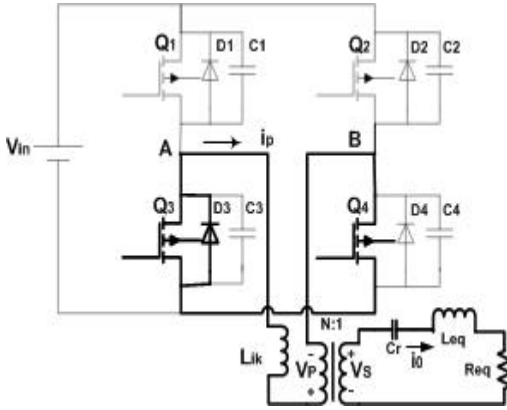
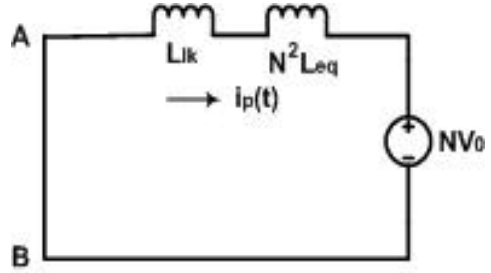
看成变化不大,类似一个恒流源,因此电容电压  $v_{c3}$  可近似为在恒流源  $I_p$  作用下线性下降,即

$$v_{c3} = V_{in} - \frac{I_0}{NC} t \quad (2-8)$$

在  $t=t_2$  时,  $C_3$  上的电压下降到零,开关 Q3 的反向并联二极管 D3 自然导通,而结束了这段时刻,此段时间长度为:

$$T_2 = \frac{NCV_{in}}{I_0} \quad (2-9)$$

(3)  $t_2 \sim t_3$  时段


 图 2-10  $t_2 \sim t_3$  导通电流路径图

 图 2-11  $t_2 \sim t_3$  等效电路图

当  $t=t_2$  时，由于共振充放电现象将使二极管 D3 导通，此时将开关元件 Q3 导通，如图 2-10 所示。在 Q3 导通瞬间，跨接在漏源极间电位为内部二极管正向导通电压，大部分电流会流过二极管 D3，因此开关 Q3 两端压降为零，使得 Q3 开关损耗达到最小。

等效电路图如图 2-11 所示，此时，

$$L_{\Sigma} \frac{\partial i_p}{\partial t} = -NV_0 \quad (2-10)$$

初始条件为： $i(0) \approx I_p$

解方程式 (2-10) 并代入初始条件可得：

$$i_p = \frac{-NV_0}{L_{\Sigma}} t + I_p \quad (2-11)$$

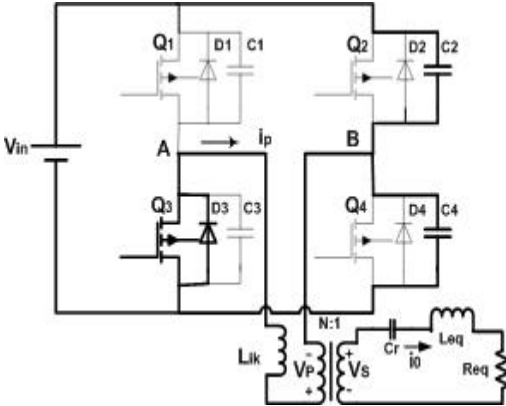
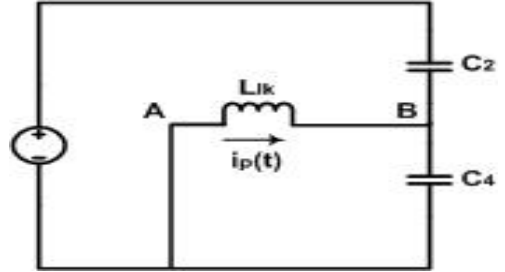
当  $t=t_3$ ，开关 Q4 截止，此时段结束。设在  $t_3$  时刻  $i_p$  下降到  $I_2$ ，则此时段时间值为：

$$T_3 = \frac{(I_p - I_2) L_{\Sigma}}{NV_0} \quad (2-12)$$

(4)  $t_3 \sim t_4$  时段

如图 2-12 所示，当  $t=t_3$  时，开关 Q4 截止，主电路一次侧因功率变压器的漏电感具有电流连续特性及共振现象，漏电感将开关元件 Q4 的寄

生电容  $C_4$  充电，并使开关 Q2 的寄生电容  $C_4$  产生放电现象。且  $C_4$  电容将会被充电，达到输入电压值 ( $V_{in}$ )，而  $C_2$  电容将会放电，下降至零电位。其等效电路图如图 2-13 所示，此时  $V_a=0$ ， $V_b=V_{in}$ ，即  $V_{ab}=-V_{in}$ 。


 图 2-12  $t_3 \sim t_4$  导通电流路径图

 图 2-13  $t_3 \sim t_4$  等效电路图

$$\text{此时: } C \frac{\partial v_{c2}}{\partial t} = -i_p \quad (2-13)$$

$$L_{lk} \frac{\partial i_p}{\partial t} = -v_{c2} \quad (2-14)$$

初始条件为:  $v_{c2}(0) = 0, i_p(0) = I_2$

解方程式 (2-13), (2-14) 并代入初始条件可得:

$$v_{c2} = I_2 Z_2 \sin w_2 t \quad (2-15)$$

$$i_p = I_2 \cos w_2 t \quad (2-16)$$

其中,  $w_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C}}$  为谐振频率,  $Z_2 = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C}}$  为谐振特征阻抗,

$$C = C_1 + C_2 + C_3 \approx 8/3 C_{oss}$$

假设谐振开始时变压器漏电感储能够大, 在  $t_4$  时刻,  $C_4$  上的电压  $v_{c2}$  谐振上升到  $V_{in}$  时,  $C_2$  上的电压  $V_{c2}$  谐振到零, 二极管 D2 自然导通, 此段时间长为:

$$T_4 = \frac{1}{\omega_2} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{I_2 Z_2} \quad (2-17)$$

(5)  $t_4 \sim t_5$  时段

当  $V_b = V_{in}$  时, 主电路一次侧电流具有连续性及共振现象, 使开关元件 Q2 内部并联反向二极管 D2 导通, 其电流导通路径如图 2-14 示。此时一次侧漏电感电流流入电源, 故一次侧电流迅速降至负值。当 D2 开始导通时, 将开关 Q2 导通, 其漏源电压几乎为零, 因此可达到零电压切换的目的。

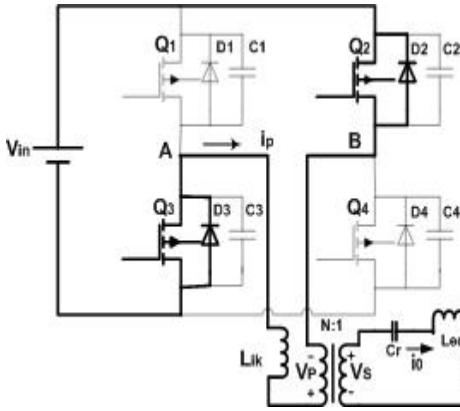


图 2-14  $t_4 \sim t_5$  导通电流路径图

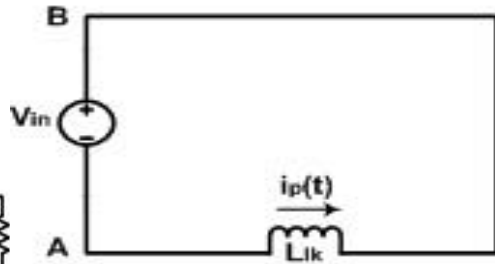


图 2-15  $t_4 \sim t_5$  等效电路图

如图 2-15 所示, 可得到:

$$L_{lk} \frac{\partial i_p}{\partial t} = -V_{in} \quad (2-18)$$

初始条件为  $i_p(0) = I_3$

解方程 (2-18) 并代入初始条件可得:

$$i_p = I_3 - \frac{V_{in}}{L_{lk}} t \quad (2-19)$$

当一次侧电流  $i_p$  线性下降为零, 二极管 D3 和 D2 自然关断后,  $i_p$  会经由开关 Q3 和 Q2 继续向反方向线性上升。在  $t_5$  时刻,  $i_p$  向反方向线性上升到  $-I_t$ , 此时段结束。



到了  $t_5$  时刻，半个电路导通周期结束。在  $t_5$  时刻后，开始另一半周期的工作，其工作过程与上述半个周期的工作过程十分类似。在此不做详述。

### § 2.3.2 工作周期能量分析<sup>[9]</sup>

由前节的讨论可知，功率器件的零电压切换状态是通过线路漏电感与输出电容产生谐振而实现的。通常，通过谐振使同一桥臂要截止开关的输出电容充电，使要导通的开关的输出电容放电，当电容充放电过程结束后（即开关两端压降为零），再送给开关以驱动信号，以实现零电压导通的目的。然而，为了实现零电压开通，需要满足两个条件：

（1）谐振电路本身（参数与状态）应保证能通过共振，使开关的输出电容完全放电；

（2）驱动信号必须在开关输出电容完全放电后给出，即同一桥臂两个开关导通与截止信号之间的间隔应大于相应输出电容的充放电时间。

在超前臂开关（Q1、Q3）截止后形成的谐振电路中，电感由变压器漏电感  $L_{lk}$  及等效到一次侧的输出电感  $N^2 L_{eq}$  构成，如图 2-9 所示，其具有很大的数值。因此，电感储能很容易使电容 C1、C3 完成充放电状态转换。在超前臂开关截止时，变压器一次侧电流  $i_p$  在正（负）方向达到最大值

$I_p$ 。由式（2-6）可知为了确保  $v_{c3}$  能谐振下降到零，应满足：  
 $V_{CM} = NV_0$ ，可得到超前臂开关零电压导通条件

$$L_{\Sigma} I_p^2 \geq C V_{in}^2 (2D - 1) \quad (2-20)$$

由式（2-20）可知，当  $D < 0.5$  时，即使变压器一次侧电流  $i_p$  等于零（即空载），也可以满足超前臂开关零电压导通条件。一般由于电感  $N^2 L_{eq}$  的数值很大，在上述过程中变压器一次侧电流可看作近似不变，即  $i_p = I_p$ ，故超前臂开关截止后的谐振过程可近似看作一恒电流的充电过程。由式（2-9）可知，只要使超前臂的导通与截止信号之间的间隔为：

$$\Delta t_1 > \frac{NCV_{in}}{I_{0min}} \quad (2-21)$$

则超前臂开关零电压导通条件就可以满足，式中  $I_{0min}$  为可能的最小的负载电流。

在滞后臂开关（Q2，Q4）截止后形成的谐振电路中，由于变压器二次侧处于续流阶段，因此谐振电感为变压器漏电感  $L_{lk}$ ，如图 2-13 所示。共振时由变压器漏电感释放储能，使输出电容 C2、C4 完成充放电状态转换。当电容电压谐振下降到零时，相应开关 Q2、Q4 实现零电压导通。由式（2-15）可知，为了使落后臂开关能够在零电压下导通，应满足以下条件：

$$I_2 Z_2 \geq V_{in} \quad (2-22)$$

其中， $I_2$  为一次侧电流  $i_p$  在时刻  $t_3$  时的数值。整理可得：

$$L_{lk} I_2^2 \geq CV_{in}^2 \quad (2-23)$$

由能量转换的观点来讲，为了确保谐振过程中谐振电容充放电的完成，截止时刻谐振电感的储能应大于谐振电容的储能，即：

$$\frac{L_{lk} I_2^2}{2} \geq \frac{CV_{in}^2}{2} \quad (2-24)$$

$$\text{式中， } C = C_2 + C_4 + C_{tr} \approx \frac{8}{3} C_{oss}$$

由上式可知，实现滞后臂开关零电压导通，主要靠变压器漏电感储能，当负载较轻时，漏电感储能不能满足式（2-24）所限定的零电压条件时，滞后臂开关将失去零电压切换状态。另外，由式（2-15）可知，当时间  $t$  等于四分之一谐振周期时， $v_{c2}$  达到最大值。因此，在满足式（2-22）所限定的零电压条件下，为确保滞后臂开关的零电压导通，滞后臂开关导通信号滞后于开关信号的时间应满足：

$$\Delta t_2 = \frac{T}{4} = \frac{p}{2} \sqrt{L_{lk} C} \quad (2-25)$$

以上是对超前臂与滞后臂达到零电压开关状态时所需死区时间的分析，为我们合理设置死区时间的大小提供了理论依据。

## § 2.4 本文方案确定

在本课题中，根据感应加热应用的实际工艺要求，我们最终确定了对超音频感应加热电源如下的研究方案。

感应加热电源的整流侧采用电力二极管不控整流，向逆变环节提供稳定的直流电压，系统负载与补偿电容器采用串联连接，在逆变环节采用降频式移相调功方式，配合主、从 DSP 器件及其相应的外围线路实现对电源输出功率的调节，由频率跟踪环节软件锁相环跟踪被加热负载及其谐振回路的谐振频率而使系统工作于准谐振状态，有近似谐振软开关的环境。

## § 3 频率跟踪控制系统设计

### § 3.1 传统锁相环的实现

感应加热电源在工作过程中，尤其是被加热工件达到居里点温度附近，会因温度变化和炉料熔化等因素，使负载等效参数和固有频率发生变化。为了提高电源效率应使逆变器始终工作在功率因数接近或等于 1 的准谐振状态，这就要求逆变器的输出频率能够跟随负载固有频率而变化。在传统的实现方案中，主要采用 CD4046 集成锁相环为核心的模拟电路对负载电流进行频率跟踪，其结构如图 3-1 所示。

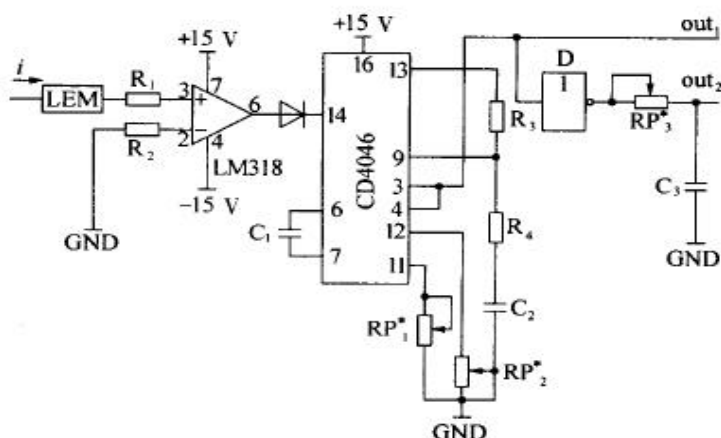


图 3-1 传统的锁相环实现方法

该电路虽然也能实现负载电流频率的自动跟踪，但存在以下缺点：

#### 1. 频率跟踪范围较窄

在实际工作中，往往需要一台设备能够多用途化。比如能用来进行表面处理（频率要求尽量高）、熔炼、焊接（要求频率相应低一些），在这样的情况下，负载谐振频率变化范围是很大的。显然，从 CD4046 的跟踪机理可以看出，纯粹的 CD4046 是不能满足大范围频率跟踪的。也就是说，该方案的使用无疑只能使设备功能单一化而无多功能可言。

#### 2. 动态响应较慢

PLL 的过渡过程时间长，使得环路进入锁定状态需要很长的捕获时

间及同步时间。在突然加上负载干扰后，容易使 PLL 电路失锁。

### 3. 可靠性差

CD4046 工作在不同的频率段，需要选用不同的滤波网络参数，只有这样才能保证它在该频率段工作的稳定性。而实际工作中，由于控制板工作环境恶劣（处在强磁场中），加之如果大范围内进行频率跟踪时滤波网络参数往往不合适等因素都会使 CD4046 的稳定性大大降低，导致跟踪失败。低通滤波器的时间参数决定了跟随输入信号的速度，同时也限制了 PLL 的捕捉范围。而且也不可避免地存在线路复杂、元件易老化、工作点漂移，必须进行初始校准及一致性差导致的不便于调试等缺点。

### 4. 死区时间需要用辅助电路实现

由于在传统的实现方案中，是通过对可调电阻阻值的调节来改变电容充放电时间，从而调整死区宽度的大小，死区时间一旦调整好就会固定不变。但在实际工作中难免出现频率跟踪失败，这样负载电流就会超前（滞后）负载电压一个角度，如果该角度等于或大于调整好的死区角度时，逆变器就会发生“直通”现象，造成短路，而毁坏逆变器。

鉴于此，本文采用一种基于 DSP 的软件锁相环的实现方法，来对超音频感应加热电源进行频率跟踪，以及利用 DSP 的死区控制器（DBTCN）来对触发脉冲信号的死区宽度进行合理的设置。

## § 3.2 锁相环的基本工作原理<sup>【5】【28】【29】</sup>

锁相就是自动完成相位同步。能够实现两个电信号相位同步的自动控制系统称为锁相环路，简称锁相环（PLL）。

锁相环是一个系统中由振荡器产生的输出信号在频率和相位上与参考信号或输入信号同步。锁相环是一个相位误差负反馈控制系统，当锁相环处于锁定或跟踪时具有如下基本特征：

- 1) 锁定状态无剩余平均频差存在；
- 2) 具有良好的窄带载波跟踪特性；

- 3) 具有良好的调制跟踪特性;
- 4) 具有良好的门限性能。

锁相环实质是一个相位差自动调节系统。图 3-2 为基本的锁相环框图。它包括三个基本部件：压控振荡器（VCO）、鉴相器（PD）和环路滤波器（LF）。

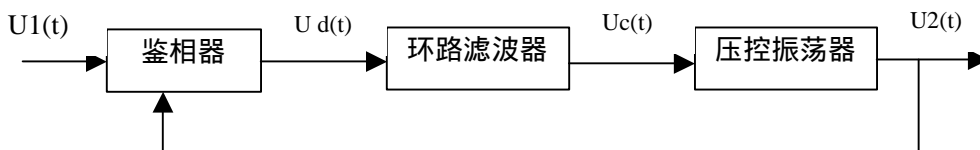


图 3-2 锁相环的组成

其中鉴相器是相位比较装置，故有时也称为相位比较器或相敏检波器。它把输出信号  $u_2(t)$  和参考信号  $u_1(t)$  的相位进行比较，产生对应于两个信号相位差  $q_e$  的误差电压  $u_d(t)$ 。

环路滤波器的作用是滤除误差电压  $u_d(t)$  中的高频成份和噪声，并且控制着环路相位校正的速度与精度，以保证环路所要求的性能，增加系统的稳定性。

压控振荡器受控制电压  $u_c(t)$  的控制，使压控振荡器的频率向参考信号的频率接近，即使差拍频率越来越低，直到清除频率差而锁定。

现在，我们简要介绍整个锁相环的工作原理。首先，假设输入信号  $u_1(t)$  的角频率  $w_1$  等于  $w_0$ ，而  $w_0$  是 VCO 的中心频率，即控制电压  $u_c(t) = 0$  的频率。此时，相位差  $q_e$  为零，那么鉴相器的输出为零，环路滤波器的输出也一定为零。因此，VCO 输出频率必然为其中心频率  $w_0$ 。

如果输入信号  $u_1(t)$  的角频率不等于  $w_0$ ，那么鉴相器会产生非零输出  $u_d$ ，环路滤波器将产生输出信号  $u_c(t)$ 。这将使 VCO 的中心频率向相差  $q_e$  消失的方向变化。

现在，假设输入信号频率在  $t_0$  时刻突变  $\Delta w$ ，则输入信号的相位开始偏离输出信号相位，两者之间产生相位差，并随时间而增大。这时，鉴相器产生输出信号  $u_d(t)$  也随着时间而增大。经环路滤波延迟后， $u_c(t)$  也

增大，这使得 VCO 的频率提高，相位差减少。经一段时间后，VCO 的频率将精确的等于输入信号的频率，其最终相位差将根据所使用的环路滤波器类型可能减少到零或很小的有限值。

显然，此时 VCO 的工作频率  $\omega_2$  比其中心频率  $\omega_0$  高  $\Delta\omega$ ，那么，环路滤波器输出  $u_c(t)$  最终应为  $u_c(t) = \Delta\omega/k_0$ ，其中  $k_0$  是 VCO 的压控增益。

### § 3.3 锁相环性能分析

#### § 3.3.1 线性化相位模型及传递函数

锁相环基本框图如图 3-3 所示。

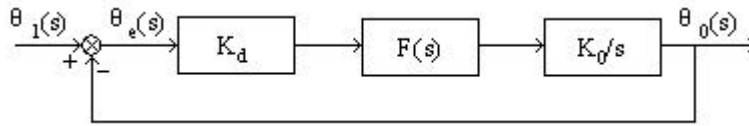


图 3-3 锁相环频域线性相位模型

锁相环的线性化环路基本方程为

$$S\mathbf{q}_e(t) + k_d k_0 F(S)\mathbf{q}_e(t) = S\mathbf{q}_1(t) \quad (3-1)$$

当低通滤波器采用无源积分滤波器时，即

$$F(S) = \frac{1 + St_2}{1 + S(t_1 + t_2)} \quad (3-2)$$

其开环传递函数为

$$H_0(S) = \frac{\mathbf{q}_0(S)}{\mathbf{q}_1(S)} = \frac{\mathbf{q}_0(S)}{\mathbf{q}_e(S)} = \frac{k_0 k_d F(S)}{S} = \frac{k_0 k_d (1 + St_2)}{S + S^2(t_1 + t_2)} \quad (3-3)$$

闭环传递函数为

$$\begin{aligned} H(S) &= \frac{\mathbf{q}_0(S)}{\mathbf{q}_1(S)} = \frac{\mathbf{q}_0(S)}{\mathbf{q}_e(S) + \mathbf{q}_0(S)} = \frac{H_0(S)}{1 + H_0(S)} = \frac{k_0 k_d F(S)}{1 + k_0 k_d F(S)} \\ &= \frac{k_0 k_d (1 + St_2)}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \end{aligned} \quad (3-4)$$

误差传递函数为

$$\begin{aligned}
 H_e(S) &= \frac{q_e(S)}{q_1(S)} = \frac{q_1(S) - q_0(S)}{q_1(S)} = 1 - H(S) = \frac{1}{1 + H_0(S)} \\
 &= \frac{S}{S + k_0 k_d F(S)} = \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \quad (3-5)
 \end{aligned}$$

### § 3.3.2 锁相环的跟踪特性 [5][35]

锁相环路是一个相位反馈系统，要工作正常，首先必须是稳定的。其稳定性分析前几届同学已做详尽描述，本节不再赘述，仅描述其跟踪特性。

所谓锁相环路的跟踪特性是指环路在  $t=0$  瞬时，输入端加不同的相位变化的情况下，输出相位的变化情况。在研究环路跟踪性能时，假设  $t < 0$  时环路处于锁定状态，即其相位差等于 0，环路的跟踪特性可以分为暂态响应和稳态误差两部分，以下仅分析稳态误差。

稳态误差为

$$q_e(S) = \lim_{S \rightarrow 0} S q_e(S) \quad (3-6)$$

下面求锁相环在不同输入相位变化时的稳态误差。

a) 输入信号相位发生变化时（相位阶跃）

当输入发生相位阶跃，其幅度为  $\Delta \theta$  时，它的时域表示为

$$q_1(t) = \Delta q \cdot u(t) \quad (3-7)$$

其拉氏变换为

$$q_1(S) = \frac{\Delta q}{S} \quad (3-8)$$

故

$$q_e(S) = H_e(S) \cdot q_1(S) = \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \cdot \frac{\Delta q}{S} \quad (3-9)$$

稳态误差为



$$q_e(\infty) = \lim_{S \rightarrow 0} S q_e(S) = \lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \cdot \frac{\Delta q}{S} = 0 \quad (3-10)$$

因此，当输入信号做相位阶跃变化时，稳态误差为 0，即稳态时输出信号与输入信号之间无误差。

b) 输入信号作相位斜升时（频率阶跃）

假设当  $t=0$  之前，锁相环已处于锁定状态，相位误差为 0。在  $t=0$  时，输入信号有一定频率阶跃  $\Delta \omega$ ，即

$$q_1(t) = \Delta \omega \cdot t \cdot u(t) \quad (3-11)$$

式中  $u(t)$  为单位阶跃函数。

其拉氏变换为

$$q_1(S) = \frac{\Delta q}{S^2} \quad (3-12)$$

误差函数为

$$q_e(S) = H_e(S) \cdot q_1(S) = \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \cdot \frac{\Delta \omega}{S^2} \quad (3-13)$$

稳态误差为

$$\begin{aligned} q_e(\infty) &= \lim_{S \rightarrow 0} S q_e(S) = \lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \cdot \frac{\Delta \omega}{S^2} \\ &= \frac{\Delta \omega}{k_0 k_d} \end{aligned} \quad (3-14)$$

因此，当输入信号做频率阶跃变化时，稳态误差为  $\Delta \omega / k_0 k_d$ ，即当环路增益  $k_0 k_d$  远远大于频率变化时，稳态误差将趋近于零。

c) 输入信号频率线性斜升

当输入信号频率的速度  $\Delta \omega$  随时间作线性变化时，输入信号角频率为

$$\omega_1(t) = \Delta \omega \cdot t \quad (3-15)$$

输入相位为

$$q_1(t) = \frac{1}{2} \Delta w \cdot t^2 \quad (3-16)$$

其拉氏变换为

$$q_1(S) = \frac{\Delta w}{S^3} \quad (3-17)$$

误差函数为

$$q_e(S) = \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \cdot \frac{\Delta w}{S^3} \quad (3-18)$$

稳态误差为

$$\begin{aligned} q_e(\infty) &= \lim_{S \rightarrow 0} S \cdot q_e(S) = \lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \frac{S^2 + S}{S^2(t_1 + t_2) + S(1 + k_0 k_d t_2) + k_0 k_d} \cdot \frac{\Delta w}{S^3} \\ &= \infty \end{aligned} \quad (3-19)$$

这说明这种环路对输入频率斜升信号失锁，不能跟踪。这是由于输入频率斜升，在环路中形成了频差，经时间积累，相位差越来越大，直至无穷大。因此，只要求出环路的频率差，就可算出有限时间内的所积累的相位差。

实际上，锁相环是一个非线性系统。严格地讲，前面所有的推导仅在一定范围内成立，即仅在一定范围内可以近似为一个线性过程。不过，对于串联谐振逆变器来说，当用锁相环进行频率跟踪时，该过程可以进入锁相环的近似线性范围内，也就是说可以近似为一个线性过程。因此，上述分析可以用在串联谐振逆变器的频率跟踪上。

### § 3.4 TMS320X2407 的结构与特点<sup>[36][37]</sup>

TMS320F2407 芯片是 Texas Instruments 公司生产的 16 位定点数字信号处理器，TMS320C2xx 家族中的一种，主要特性如下：

TMS320F2407 主要由 CPU、片内 RAM 和可编程 ROM 或 FLASH EEPROM、事件管理器、片内周边接口几大部分组成。器件的主要特性如下：

CPU：具有 16 位定点 DSP 内核，指令集源码向下兼容 TMS320C2X 系

列、向上兼容 TMS320C5X 系列，具有良好的可移植性。运算能力 20MIPS（指令周期 50ns），具有独立的数据总线和地址总线，支持并行的程序和操作数寻址，这种高性能运算能力使得自适应控制、卡尔曼滤波等复杂控制算法能得以实时运算。

**存储器：**32K 片内程序 Flash EEPROM，544 字双口寻址 RAM（DARAM）和 2K 字的单口 RAM（SARAM）。可扩展的外部存储器总共 192K 字；64K 字程序存储器；64K 字数据存储器；64K 字 I/O 寻址空间。

**事件管理器：**提供了对运动控制非常有用的一系列功能，分述如下：

（1）通用定时器：共有 3 个 16 位通用定时器，可用于产生采样周期，作为比较单元产生 PWM 输出以及软件定时的时基。

（2）比较单元与 CMP/PWM 输出：共有 3 个全比较单元和 3 个单比较单元。每个全比较单元以定时器 1 为时基，可输出 2 路带可编程死区的 CMP/PWM 信号。通过设置 T1 为不同工作方式，可选择输出非对称 PWM 波、对称 PWM 波或空间矢量 PWM 波。

**周边接口单元：**提供方便的输入输出控制。

（1）双 10 位 A/D 转换器：包含两个有内部采保电路的 10 位 A/D 转换器，共 16 个 A/D 通道，每个通道的最大转换时间仅 6.6us。

（2）SPI 和 SCI：同步串行外设接口（SPI）可用于同步数据通讯，典型应用包括外部 I/O 扩展，如显示驱动等；SCI 口即通用异步收发器（UART），用于与 PC 机串口等标准器件通讯。

（3）看门狗（WD）与实时中断定时器（RTI）：监控系统软件及硬件工作，在 CPU 工作混乱时产生系统复位。

（4）四个捕获单元：当在捕获输入引脚检测到所选的跳变时，可将定时器的值存贮在两级 FIFO 堆栈内，从而可计算出系统的频率。

**数字信号处理系统的优越性体现为：**

1. 灵活性好：当处理方法和参数发生变化时，只需通过改变软件设计

以适应相应的变化；

2. 精度高：信号处理系统可以通过 A/D 变换的位数、处理器的字长和适当的算法满足精度要求；

3. 可靠性好：处理系统受环境温度、湿度、噪声及电磁场的干扰所造成的影响较小；

4. 可大规模集成：随着半导体集成电路技术的发展，数字电路的集成度可以做得很高，具有体积小、功耗小、产品一致性好等优点。

就上面所述指标和对 TMS320F2407 芯片的性能分析，在感应加热电源的控制系统中选用该型号的芯片作为控制电路的核心元件。

### § 3.5 基于 DSP 的 SPLL 控制算法

随着通信和控制的数字化方向发展，需要采用数字方式实现信号的锁相处理。然而，设计全数字锁相环存在一些问题。

首先，由于在全数字的锁相环中，各种模拟电平信号变成了方波脉冲或者离散数据的形式，模数转换引入了量化误差和离散控制产生的误差，而且数字控制的振荡信号源不再具有类似于模拟压控振荡器的近似线性特征，这使得数字锁相系统难以设计和分析。

其次，在基于数字逻辑电路设计的锁相环系统中，利用逻辑算法实现低通滤波是比较困难的。于是，出现了一些脉冲序列低通滤波计数电路，其中最为常见的是“N 先于 M”环路滤波器。这些电路通过对鉴相模块产生的相位误差脉冲进行计数运算，获得可控振荡器模块的振荡控制参数。脉冲序列低通滤波计数方法是一个比较复杂的非线性处理过程，难以进行线性近似，所以无法采用系统传递函数的分析方法确定锁相环中的设计参数，以及进一步分析锁相性能。此外，有一些数字鉴相方法产生的相位误差脉冲，不仅能反映被锁信号和锁相信号之间的频率差别，还能够利用脉冲宽度反映信号的相位差距。“N 先于 M”环路滤波方法只对相位误差脉冲的个数进行计数，而没有利用脉宽与相位误差的关系，

因此降低了锁相性能。锁相系统包括三个重要的性能指标：锁相范围、锁相速度和稳定性。已有数字锁相系统中的设计参数不能实现这三个性能指标的解耦控制和分析，使性能要求相互制约，无法满足较高的应用需要。

在此，我们采用一种基于 DSP 的软件锁相环算法（SPLL）来实现感应加热电源的频率跟踪。

感应加热主电路拓扑结构示意图及 SPLL 系统的基本框图分别如图 3-4 和图 3-5 所示。

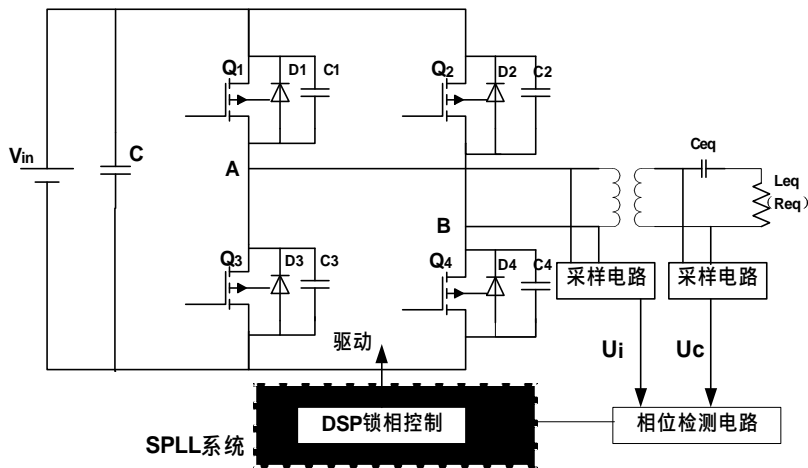


图 3-4 感应加热主电路拓扑结构示意图

该 SPLL 系统主要是由相位检测电路及 DSP 器件组成。其中逆变器输出电压和谐振电容电压分别通过高频变压器，再经光耦 6N137 隔离后输入给相位检测电路，检测电路的输出经低通滤波器后作为 DSP 的模拟量输入，最后通过 DSP 器件中固化的软件算法实现上述感应加热电源的锁相过程。

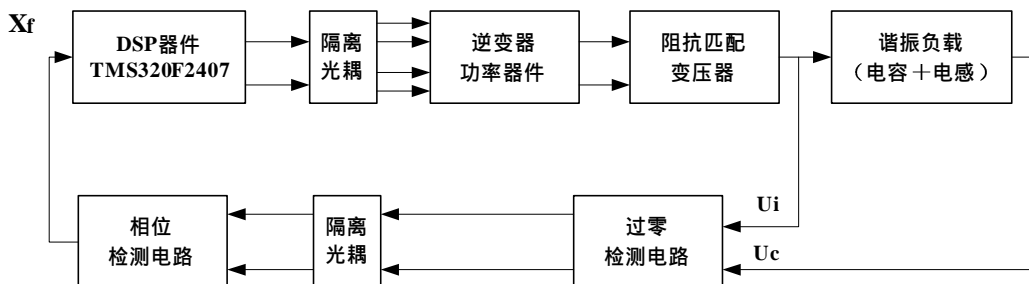


图 3-5 SPLL 系统的基本框图

其中锁相环数学模型中的滤波器通过采用具有低通特性的环路滤波器，从而获得稳定的控制数据，压控振荡器由程序中的算法来仿真实现，可以在程序中对锁相环参数中的各个变量进行理论整定，参与进行下一步数据的处理。我们将锁相环数学模型中的比较点后移，得到图 3-6，其中实框中代表的是我们将要实现的 SPLL 的算法依据。

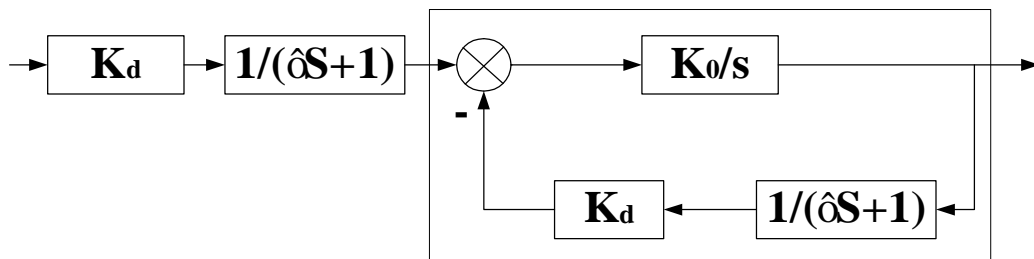


图 3-6 比较点后移锁相环数学模型图

SPLL 系统的优越性体现在：(1)可以利用计算机灵活的处理能力模拟实现优化滤波或自适应滤波。(2)可以强行改变积分值以实现快速锁定，硬件电路中的积分值如电容的电压、电感的电流等是不能突变的。但程序中的数据却可以根据实际需要强行赋值，这样能实现进一步锁定。

### § 3.5.1 相位检测电路的组成

相位检测电路的构成如图 3-7 所示。逆变器和谐振电容输出电压作为异或门 CT4086 的输入，输出波形如图 3-8 所示。图中是在忽略异或门延时的情况下， $U_i$  和  $U_c$  之间的相差。

在感应加热作用过程中，参数变化很慢，一般只存在相位阶跃及频率阶跃两种情况，而通常  $K_d K_0$  远大于  $\Delta\omega$ ，考虑到电路的简洁，选择 RC

滤波器。选择 RC 滤波器的作用是滤掉逆变器与谐振电容输出电压间成比例的直流电压分量。

图 3-7 相位检测电路图

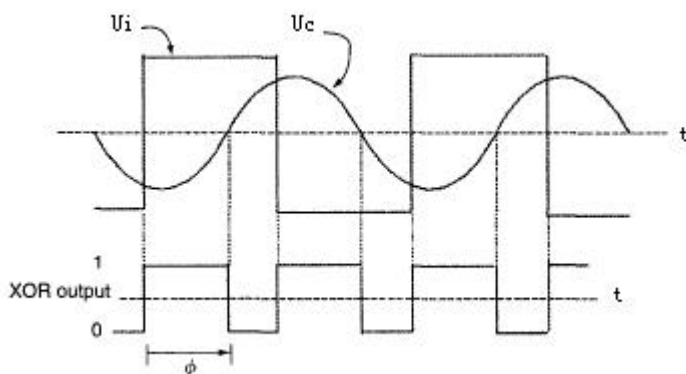


图 3-8 XOR 输出波形图

### § 3.5.2 DSP 算法实现

该软件锁相环控制系统采用 TMS320F2407 为核心器件来实现。TMS320F2407 内部有一种专用的事件管理模块，提供了较为完美的全比较单元 PWM 波形。另外，专用的死区控制器 (DBTCN) 能够较为方便地实现上下桥臂的死区控制，20MIPS 的时钟周期能够满足超音频感应加热电源的实时性的要求。

由串联谐振的原理可知，当逆变器输出电压和谐振电容输出电压的相角差 成 90 度时，锁相成功。根据这个原理，在该 SPLL 系统中与

是成比例的 RC 滤波器输出电压，与一个相当于 90 度的值进行比较，差值为零时，开关频率与负载谐振频率相匹配。这个差值通过 DSP 的模拟量输入脚 ADCIN2 进入程序，然后通过 SPLL 的运算得出的周期被加载到通用计时器 1 的周期寄存器 T1PR 中，然后开始产生由这个周期决定的 PWM 脉冲。SPLL 算法的程序流程图如图 3-9 所示。

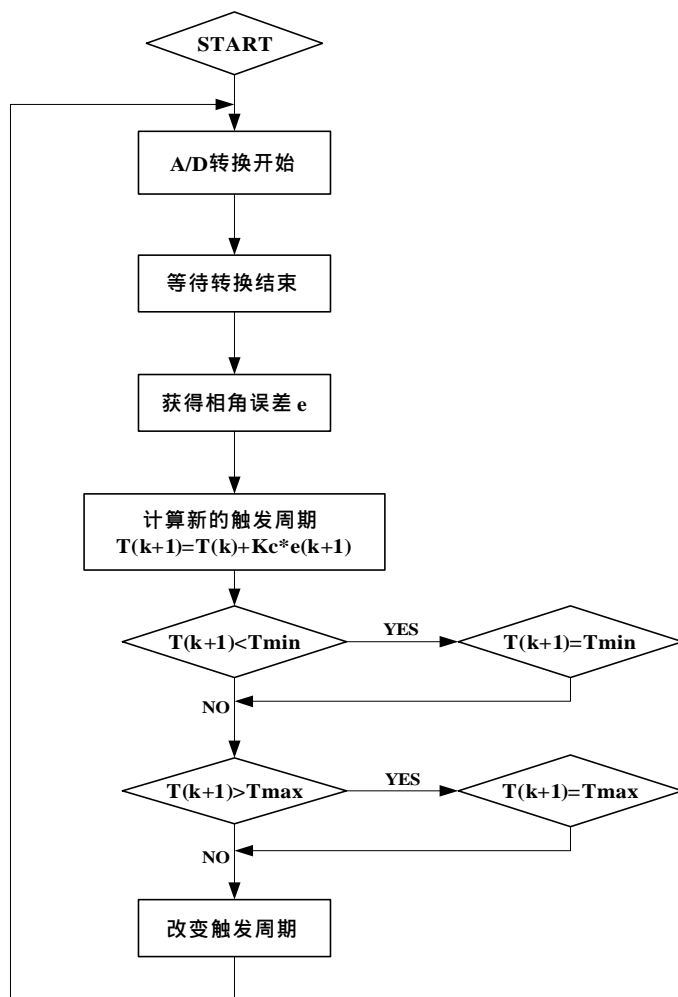


图 3-9 SPLL 算法的程序流程图

### § 3.5.3 锁相环算法的数学模型及稳定性分析<sup>[14][15]</sup>

从该 SPLL 算法的程序流程图 3-9 可知其离散域模型为等式

$$T(k+1) = T(k) + K_c e(k+1) \quad (3-20)$$



在式 (3-20) 中,  $T$  是逆变器输出电压的周期,  $K_c$  是整体增益。相差  $e$  为被定义为  $e(k) = x_f(k) - 0.5$  (3-21)

其中  $x_f$  是 RC 滤波器输出电压, 从该算法我们可以发现 PLL 的频率校正与相位校正都可以通过该程序实现, 这使得该算法简单易行。

由图 3-7 可知, 在暂态过程中  $x_f$  和  $u_f$  的关系为:

$$\frac{dx_f}{dt} = -\frac{1}{t_f} x_f + \frac{1}{t_f} u_f \quad (3-22)$$

其中  $u_f = \frac{f}{p}$  为异或门输出电压, 也即低通滤波器输入电压的平均值。

$t_f = R_f C_f$  是滤波器的时间常数。

当逆变器负载谐振稳定运行时, 并且假设谐振电容电压是纯正弦波, 则 与周期  $T$  的等式能够表示为:

$$f(T) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\frac{2p}{T} R_l C_s}{1 - \left( \frac{2p}{w_0 T} \right)^2} \right\} \quad (3-23)$$

其中  $w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ ,  $L_s$  为加热线圈的电感,  $R_l$  是加热线圈的等效电

阻,  $C_s$  是谐振电容的容值。

将式 (3-22) 离散化表示可以得到如下方程:

$$x_f(k+1) = ax_f(k) + b \frac{f[T(K)]}{p} \quad (3-24)$$

假设采样间隔足够小, 则有:

$$a = 1 - \frac{T_s}{t_f}, \quad b = \frac{T_s}{t_f}$$

其中  $T_s$  是控制系统的采样时间。将式 (3-21)、(3-24) 代入 (3-20) 式可以得到闭环系统的关系如下式:

$$T(k+1) = T(k) + K_C \left\{ ax_f(k) + b \frac{f[T(k)]}{p} - 0.5 \right\} \quad (3-25)$$

由于  $f$  是  $T(k)$  的非线性函数，为此我们在运行点附近利用 Taylor 公式将式 (3-23) 线性化后得到：

$$f(T) \approx \frac{p}{2} - \frac{1}{pR_l C_s} (T - T_0) \quad (3-26)$$

其中  $T_0$  是运行点的逆变周期。设

$$\begin{aligned} \Delta x_f &= x_f - 0.5 \\ \Delta T &= T - T_0 \end{aligned} \quad (3-27)$$

则线性闭环系统可由下式表示：

$$y(k+1) = A_C y(k) \quad (3-28)$$

其中  $y = [\Delta x_f \quad \Delta T]^T$

$$A_C = \begin{bmatrix} a & -\left( \frac{1-a}{p^2 t_r} \right) \\ aK_C & 1 - \frac{(1-a)K_C}{p^2 t_r} \end{bmatrix}$$

这里  $t_r = R_l C_s$ ，应用 Jury 稳定判据，可求得其稳定范围为：

$$0 < K_C < \left( \frac{1+a}{1-a} \right) 2p^2 R_l C_s \quad (3-29)$$

### § 3.5.4 死区时间的确定

由第二章节切换周期等效回路分析中可知：在理想的状态下，只要死区（Dead Time）大小取得合适，即可能使功率器件达到零电压切换（ZVS）的目的。死区时间大小的决定方法如下：

由 2.3.2 节的分析可知，超前臂开关（Q1，Q3）的零电压导通，在  $D < 0.5$  时，是很容易得到的，在此不作赘述，只讨论落后臂开关达到零电

压导通的方法。

本系统开关器件采用(IXFH 26N50Q)，其输出电容值为 500PF，阻抗匹配变压器一次侧漏电感经短路实验测量为  $26\mu\text{H}$ ，由式(2-25)我们可求得理论谐振时间为：

$$C = C_2 + C_4 + C_{tr} \approx \frac{8}{3}C_{oss} = 1333P \quad (3-30)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T}{4} = \frac{p}{2}\sqrt{L_{lk}C} = 292.28 \times 10^{-9} \quad (3-31)$$

经实际误差的调整，我们取死区时间为 350ns，在 DSP 器件中专用的死区控制器（DBTCON）配置其死区参数，以确保电路在频率较低的工作频率时，开关也能在零电压的情况下导通。

### § 3.5.5 实验结果

实验中所取的系统参数为： $L_s=122\mu\text{H}$ ， $C_s=0.08\mu\text{F}$ ， $R_l=8.3\Omega$ ， $t_f=200\mu\text{S}$ ， $T_s=68\mu\text{S}$ ， $K_C$ 取值为  $0 < K_C < 6.4$ 。在此，我们取  $K_C=5$ 。实验波形如图 3-10 所示。在加入频率 50KHz 的输入信号下，SPLL 系统能够达到相位锁定的目的。本文所设计的频率跟踪范围为 50-70KHz，通过适当改变  $f(T)$  的参数值可以改变跟踪范围。

在稳定范围内，系数  $K_c$  所取数值越大，锁相跟踪速度越快，但易发生振荡、不稳定， $K_c$  系数数值越小，易于稳定，但跟踪响应速度慢。所以  $K_c$  的取值需要折衷考虑。

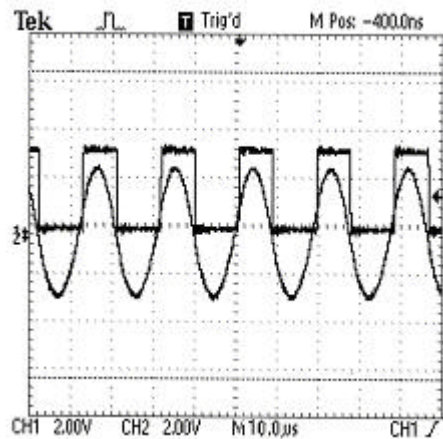


图 3-10 SPLL 实验波形图

## § 4 功率调节控制系统设计

### § 4.1 功率调节方式分析<sup>【23】【24】【48】</sup>

由于感应加热过程中，负载等效参数会随温度而变化 and 加热工艺的需要，感应加热电源应对负载进行功率调节。对电压型逆变器（负载串联补偿），有多种不同的调功方式。我们需要在研制过程中根据实际的应用场合、性能要求等做出合理的选择。系统的调功方式总体上可以分为整流侧调功和逆变侧调功两种。

#### § 4.1.1 整流侧调功方式

整流侧调功即在逆变器的直流电源侧通过对逆变环节输入电压幅值的调节来实现对逆变器输出功率的调节，即为调压调功方式（PAM）。

调压调功方式就是通过调整整流电路输出电压的幅度来调整逆变器输出功率，负载就通过锁相措施让其工作在谐振或者接近谐振的工作频率处。调整整流电路输出电压的方式大致可分两种：一种采用晶闸管全控整流相控整流，另一种是经不控整流后用斩波器进行调压。

相控整流方式采用可控（或半控）器件进行可控整流，通过调节晶闸管导通角的不同而得到幅值大小变化的直流输出电压供给逆变环节，从而改变逆变器输出功率。这种方式电路简单成熟，控制方便。主要缺点是在深控下网侧功率因数低，动态响应慢，换流过程中电流容易出现畸变。

斩波调压方式主要采用不控整流加 DC/DC 变换来改变整流输出电压值。这种方式具有网侧功率因数高，电压动态响应快，保护容易等优点。但是由于直流变换环节的加入，电源的整机效率和可靠性将会降低。

### § 4.1.2 逆变侧调功方式

逆变侧调功即在逆变器侧通过对逆变环节功率器件开通关断时间的控制改变逆变器输出电压的参数，从而实现对逆变器输出功率的调节。采用逆变侧调功方案时就可以在直流侧采用不控整流，来简化整流器控制电路，提高系统整体网侧功率因数，同时逆变侧功率调节的响应速度比采用直流侧要快。通常有脉冲频率调制法（PFM）、脉冲密度调制法（PDM）、和脉冲宽度调制法（PWM）几种。

#### a. 调频调功方式(PFM)

脉冲频率调制方法是通过改变逆变器的工作频率，从而改变负载输出阻抗以达到调节输出功率的目的。

从串联谐振负载的阻抗特性：

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2pfL - \frac{1}{2pfC})^2} \quad (4-1)$$

可知，串联谐振负载的阻抗随着逆变器的工作频率  $f$  的变化而变化。对于一个恒定的输出电压，当工作频率与负载谐振频率偏差越大时，等效输出阻抗就越高，因此输出功率就越小，反之亦然。如图 4-1 所示。

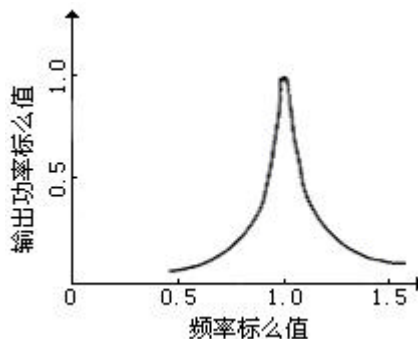


图 4-1 PFM 下输出功率和频率的关系（标么值）图

脉冲频率调制方式（PFM）是逆变调功方式中最简单的一种，它属于频率开环控制。PFM 的主要缺点是：如果负载在加热过程中的参数变化较

大，那么负载工作频率可能会在一个相当大的频率范围内变化，导致负载适应性差。在功率调节过程中工作频率的不断变化，将会导致集肤深度也随之而改变，在某些应用场合如表面淬火等，集肤深度的变化对热处理效果会产生较大的影响，这在对被加热工件特性要求严格的应用场合中是不允许的。但是由于脉冲频率调制方法实现起来较为简单，故在以下情况中可以考虑使用它：

1) 如果负载对工作频率范围没有严格限制，这时频率必须跟踪，但相位差可以存在而不处于谐振工作状态。

2) 如果负载的  $Q$  值较高，或者功率调节范围不是很大，则较小的频率偏差就可以达到调功的要求。

#### b. 脉冲密度调制法 (PDM)

PDM 方法是通过控制脉冲密度，实际上就是控制向负载馈送能量的时间来控制输出功率。其控制原理如图 4-2 所示。

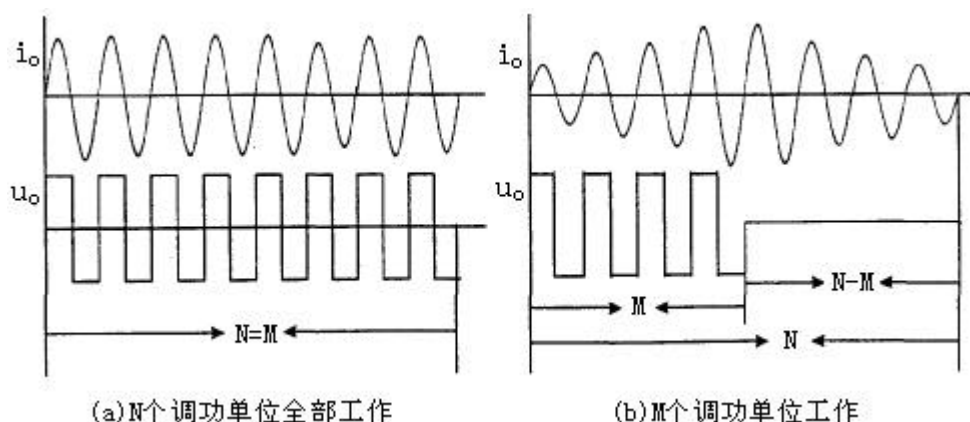


图 4-2 PDM 控制原理示意图

这种控制方法的基本思路是：假设在某时段内总共有  $N$  个功率输出单位，在其中  $M$  个功率输出单位里逆变器向负载输出功率；而剩下的  $(N-M)$  个单位内逆变器停止工作，负载能量以自然振荡的形式逐渐衰减。这样的话，输出的脉冲密度为  $M/N$ ，这样输出功率就与脉冲密度建立起联系，

也就是通过改变脉冲密度就可以改变输出功率。

PDM 方法的主要优点是：输出频率基本不变，开关损耗相对较小，易于实现数字化控制，比较适合于开环工作场合。

PDM 方法的主要缺点是：逆变器输出电压的频率不完全等于负载的自然谐振频率，在需要功率闭环的场合中，工作稳定性较差。由于每次从自然衰减振荡状态恢复到输出功率状态时要重新锁定工作频率，这时系统可能会失控。因此在功率闭环或者温度闭环的场合，工作的稳定性不好。PDM 方法的另一个缺点就是功率调节不理想，呈有级调功方式。

### c. 脉冲宽度与频率混和调制方式（PWM&PFM）

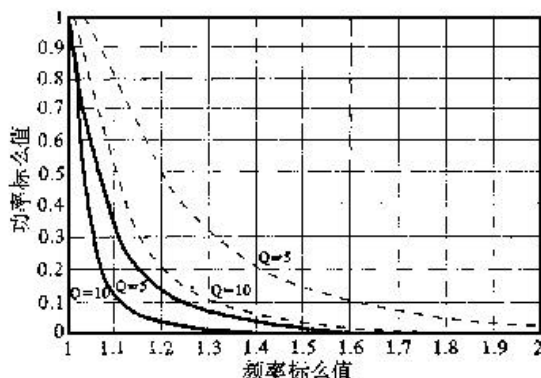
其原理是同一桥臂的上下开关管的驱动脉冲互补，使得原来同相的两个桥臂的开关管驱动信号之间错开一个相位角，这样就能在负载输出的正负交替的方波之间插入一段零电压区，如此就改变了输出电压的有效值，通过对错开相位角大小的控制即可达到对输出功率控制的目的。

由于调节占空比而调节功率的同时，输出频率也在变化，即该方法是通过调节输出电压的脉冲宽度以及伴随输出频率的变化来实现功率调节的。由于这时输出电压的频率和脉冲宽度同时发生改变，为了区别于工作频率不变的移相 PWM 方法，故称之为脉冲宽度与频率混和调制方法。

由于 PFW 方式和 PWM&PFM 方式在主电路拓扑结构上是完全相同的，如图 2-4 所示，只是两者的控制方式不同。在获得相同的功率变化时，PWM&PFM 方式下的频率变化范围远小于 PFM 方式。由于在感应加热中电流频率和投入深度是密切相关的，电流频率变化直接导致电流的透入深度的变化。在某些加热工艺中，如淬火热处理中不允许淬火层深度变化太大，从这个角度来讲，PWM&PFM 方式优于 PFM 方式。

当负载  $Q$  值一定时，由于调频调功的方式在频率变化的过程中只改变负载等效阻抗，而逆变器的输出电压保持不变，导致调功时所需的频

率变换的范围较大。移相调功在频率变化的过程中，负载阻抗不仅随频率的增加而增大，而且逆变器的输出电压的基波幅值也随着移相角的增大而减小。所以，与调频调功相比，移相调功在随着移相角增加的时候，频率变化范围不大即可实现功率的大范围调节。如图 4-3 所示。



图中实线为移相调功,虚线为调频调功

图示 Q 值变化时输出功率变化曲线

图 4-3 Q 值变化时输出功率变化曲线图

在一般逆变器如 DC-DC 变换逆变器中，常用的移相 PWM 方法的工作频率是固定的，不需考虑负载在不同工作频率下的特性。而串联谐振感应加热电源要求其工作频率必须跟踪负载的谐振频率。在串联谐振感应加热电源使用移相调功方法时，通常使某一桥臂的驱动脉冲信号与输出电流的相位保持一个固定相位差（此相位差为可调），另一桥臂的驱动脉冲信号与输出电流的相位差则可以调节，通过改变两个桥臂开关器件的驱动信号之间的相位差来改变输出电压的有效值，以达到调节功率的目的。

串联谐振逆变器主电路原理图如图 2-4 所示。 $Q_1$ 、 $Q_4$  为超前臂开关，相位互差  $180^\circ$ ， $Q_2$ 、 $Q_3$  为滞后臂开关，滞后  $Q_1$ 、 $Q_4$   $\beta$  角开通， $\beta$  角可在  $\pm 180^\circ$  范围内调节。通过调节逆变器超前臂驱动信号与滞后臂驱动信号之间的相位差来改变输出电压的脉宽，并利用基于 DSP 的软件锁相环跟踪负载频率的变化，以达到调功的目的，下面进行具体分析。

根据输出电压电流不同的相位关系，移相 PWM 控制又可分为降频式



PWM 和升频式 PWM 两种。其原理图分别如图 4-4 和图 4-5 所示。

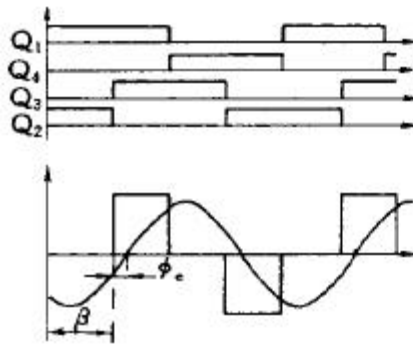


图 4-4 降频式 PWM 原理图

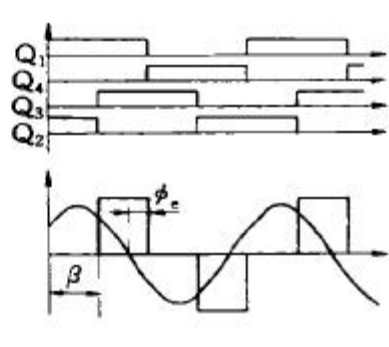


图 4-5 升频式 PWM 原理图

#### (1) 降频式 PWM

如图 4-4 所示，逆变器输出电流  $i_0$  始终落后于输出电压  $U_{ab}$  一个角度  $\phi_0$ 。在移相角  $\beta$  由 0 逐渐增大的调节过程中，逆变器输出脉冲宽度减小的同时，输出电压相对于输出电流的相位由超前变为滞后，即频率在随之下降。因此这种控制方式称之为降频式 PWM 控制。在此种控制方式中没有器件并联二极管的反向恢复问题，不会产生较大的电流尖峰和功率损耗。

此种降频式移相 PWM 控制方式中，输出电压  $U_{ab}$  可用富氏级数描述为：

$$U_{ab} = \sum_n \frac{4U_d}{np} \cos \frac{n\omega t}{2} \sin n\omega t = \sum_n U_{nm} \sin n\omega t \quad (4-2)$$

其中：

$$U_{nm} = \frac{4U_d}{np} \cos \frac{n\omega t}{2} \quad (4-3)$$

$$\text{其中 } \omega = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}$$

输出基波有效值为：

$$U_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{p} U_d \cos \frac{\omega t}{2} \quad (4-4)$$

基波功率因数角为：

$$\mathbf{f}_1 = \mathbf{f}_0 + \frac{\mathbf{wt}}{2} = \mathbf{f}_0 + \frac{\mathbf{b}}{2} \quad (4-5)$$

其中移相角为：

$$\mathbf{b} = \mathbf{wt}$$

基波电流有效值为：

$$I_1 = \frac{U_1 \cos \mathbf{f}_1}{r_0} \quad (4-6)$$

其中  $r_0$  为负载谐振回路的等效阻抗值。

电路输出功率用基波有功功率表示如下：

$$P_0 = P_{01} \approx U_1 I_1 \cos \mathbf{f}_1 = \frac{1}{r_0} \left[ \frac{2\sqrt{2}}{\mathbf{p}} U_d \cos \frac{\mathbf{b}}{2} \cos \left( \mathbf{f}_0 + \frac{\mathbf{b}}{2} \right) \right]^2 \quad (4-7)$$

由上式可以看出，在电路无移相时输出功率为最大，即  $\mathbf{b} = 0$  时有：

$$P_{0m} = \frac{1}{r_0} \left( \frac{2\sqrt{2}}{\mathbf{p}} U_d \cos \mathbf{f}_0 \right)^2 \quad (4-8)$$

功率标么值为：

$$\frac{P_0}{P_m} = \left[ \frac{\cos \frac{\mathbf{b}}{2} \cos \left( \mathbf{f}_0 + \frac{\mathbf{b}}{2} \right)}{\cos \mathbf{f}_0} \right]^2 \quad (4-9)$$

由（4-9）可以得知：在移相角逐渐增大的过程中，逆变器输出功率值将逐渐减小。降频式移相 PWM 控制方式的这一特性使得它十分适合于需要对功率进行全程调节的场合。

## （2）升频式 PWM

升频式 PWM 的原理如图 4-5 所示。在图中，逆变器输出电流  $i_0$  始终引前于输出电压  $U_{ab}$  一个角度  $\mathbf{f}_0$ 。移相角  $\beta$ ，在其从 0 逐渐增大的调节过程中，逆变器输出脉冲宽度减小的同时，输出电压相对于输出电流的

相位更加超前，即频率不断升高。因此这种控制方式称作升频式 PWM 控制。在此种控制方式中与超前臂中主开关器件反并联的二极管存在反向恢复问题，有较大的电流尖峰存在，如果电路布局不够理想的话还会有较大的感生电压尖峰产生，对电路工作不利。

在此种升频式移相 PWM 控制电路中，逆变器输出基波有效值与前述降频式移相电路中相同，基波输出功率因数角和输出功率则分别为：

$$f_1 = f_0 - \frac{wt}{2} = f_0 - \frac{b}{2} \quad (4-10)$$

$$P_0 = P_{01} = U_1 I_1 \cos f_1 = \frac{1}{r_0} \left[ \frac{2\sqrt{2}}{p} U_d \cos \frac{b}{2} \cos \left( f_0 - \frac{b}{2} \right) \right]^2 \quad (4-11)$$

由上式可以看出，在移相角  $\beta$  逐渐增大的过程中，逆变器输出功率先是增大然后到达一定角度后又逐步降低，这一特性使得其不太适合需要功率全程调节的感应加热等应用场合中。

必须指出的是，不管是升频还是降频式移相 PWM 控制方式中，在改变移相角  $\beta$  的同时，负载功率因数角  $f_1$  相应改变，开关频率将相应改变，因此移相角  $\beta$  的实际调整范围为  $180^\circ - 2f_0$ 。

脉冲宽度调制法是比较常用的一种调功方式，它可以实现对输出功率的大范围的调节而频率变化却很小，它有利于数字化实现，易于实现电路的准谐振软开关条件，在感应加热等应用场合中，加以频率跟踪装置就可以很好的适应实际工作的需要。在本文中，我们确定的方案是使逆变器工作于弱感性状态，即逆变器输出电压稍微超前于电流，即采用降频式移相调功的方式。

## 4.2 功率调节方式的选择与实现

在对各种功率调节方式进行综合分析后，我们选择脉宽调制（PWM）与脉频调制（PFM）相结合的移相调功控制方式。控制电路利用主、从 DSP 器件以及配合相应的外围线路实现了负载的频率跟踪和逆变器功率的有

效调节，使得逆变器运行效率更高。

感应加热电源系统功率控制电路架构框图如图 4-6 所示：

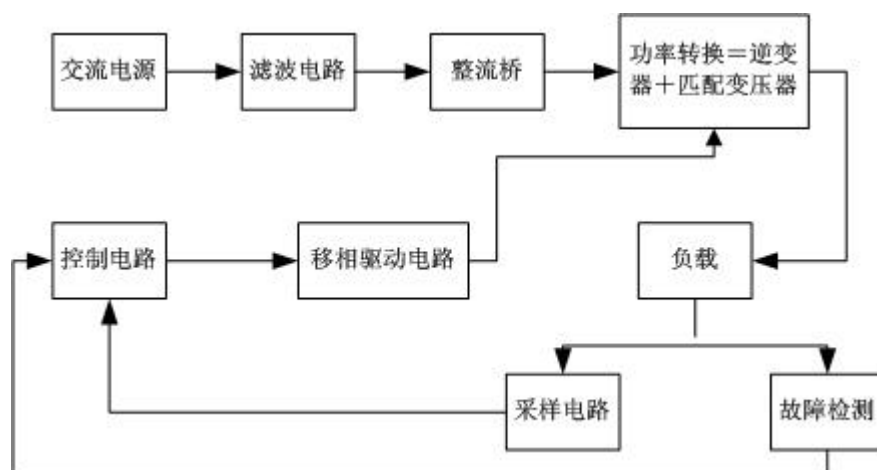


图 4-6 感应加热电源控制电路架构框图

在传统的移相电路设计中，主要是利用 8 位串入并出的移位寄存器 74LS164 或加以相应的延迟电路，对功率器件的开关控制信号作相应的移位处理，以达到功率控制的目的。

图 4-7 所示为 74LS164 芯片的构造图，它有八位，且每个反向器都有可重置的直接清除端，信号 A 和 B 经由与非门输入 R。对于信号 A 和 B，可互为控制输入与信号输入，当作为控制输入时，在逻辑“1”的状态下，信号才能由 74LS164 进行读取与处理。其中 CLOCK 为时钟脉冲信号，74LS164 每隔一个时钟周期，即时钟信号为 1 的情况下，才进行信号读取，处理，以达到输入信号移位的目的。 $\overline{CLEAR}$  为重置功能，信号为 1 时，电路正常工作；信号为 0 时，将所有数据置 0。

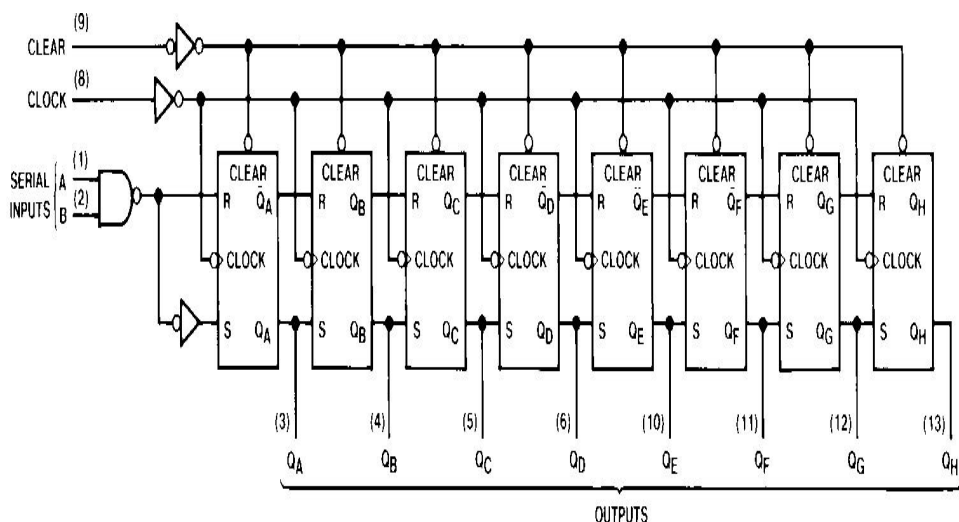


图 4-7 74LS164 芯片的构造图

输出端  $Q_A \sim Q_H$  共有八个，因此这些输出和各正反器的输出  $Q$  相连后，便可得到普通的八位信号并行输出。此外，输出  $Q_H$  由于是最末一位输出，可以作为控制信号串联更多的 74LS164 芯片。74LS164 芯片的接线图如图 4-8 所示。

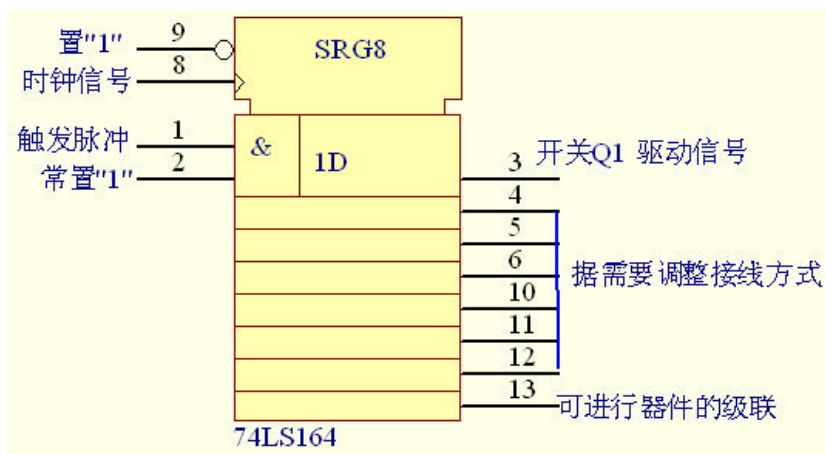


图 4-8 74LS164 芯片的接线图

采用 74LS164 移位寄存器进行逆变调功方式的缺点是，虽然它可选择时钟周期范围很宽，但它本质上是属于开环控制。如果在加热过程中需要进行功率调节的范围较大，它不仅需要选择更多的器件级联，而且存在着经常需要调整接线的问题。所以在此，我们按照电源满功率和

非满功率输出的不同情况下进行考虑，研究一种利用 DSP 器件进行移相角数字化产生的方法。

由于数字信号处理器 TMS320F2407 具有产生可编程死区发生器控制 PWM 输出对的功能。所以我们考虑利用 DSP 器件实现数字移相。逆变器开始工作时，需要先要设定电源的输出功率，如果期望电源满功率运行的话，则逆变器超前臂和滞后臂的触发信号之间除了必要的死区时间之外就没有相位上的偏差，逆变器输出电压为占空比为 50% 的方波信号。如果我们设定电源按照满功率的一定比例，如 80% 运行，则从 DSP 将根据输出功率计算公式利用软件计算出所需移相角  $\beta$  的值，然后计算  $\beta$  角所对应的移相时间的大小，我们设为  $t_{shift}$  (实际在电源启动时谐振频率不确定，因此此时只能计算一个近似值，待电源运行稳定后测取负载谐振频率再进行实际修订)，即将主 DSP 器件 PWM 通道产生的触发信号作为从 DSP 器件的输入，在从 DSP 器件的中断处理过程中延迟  $t_{shift}$  后通过从 DSP 的 PWM 通道输出占空比为 50% 的方波。(实际中在中断处理中延迟时间应该考虑信号延时和指令执行的耗时而小于  $t_{shift}$ )。

如果设定逆变器为满功率运行则逆变器的触发脉冲无需经过从 DSP 器件环节中的移相程序进行处理，因此我们还要研制辅助的逻辑电路来使得在满功率运行和非满功率运行两种情况下，移相触发脉冲的来源能够自动区分开来。触发脉冲区分电路图如图 4-9 所示。

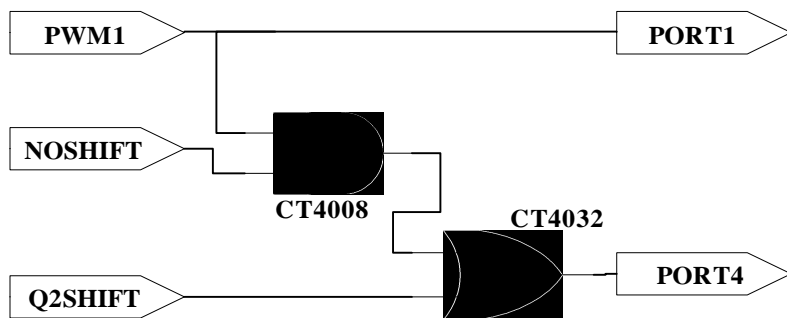


图 4-9 触发脉冲区分电路图

实现此逻辑功能首先需要主 DSP 处理器给从 DSP 器件一个满功率或非满功率的指示标志，也即给出需不需要进行移相处理的信号。即是图 4-9

中的“NOSHIFT”信号（主 DSP 器件的 PWM7/IOPE1），接入从 DSP 器件的 XINT1/IOPA2 外部中断引脚，此指示标志就能按照我们的控制思路对触发脉冲的来源加以区分。“Q2SHIFT”为从 DSP 器件的 PWM 通道的 PWM1/IOPA6 引脚所输出的脉冲信号。“PWM1”为主 DSP 器件的软件锁相环产生的输出脉冲信号。如此以来当设置电源为满功率输出时，则“NOSHIFT”输出为高电平，则从 DSP 器件不需作出移相处理，“Q2SHIFT”信号为低电平，则超前臂与滞后臂之间除了必要的死区时间外没有相差；当设置电源为非满功率输出时，则“NOSHIFT”输出为低电平，则从 DSP 器件相应中断，执行中断处理程序中的移相环节，根据给定的功率比例作出相应的移相处理，“Q2SHIFT”信号为移相后的脉冲信号，则超前臂与滞后臂之间除了必要的死区时间外进行了移位处理。

所以，整个电源的移相调功控制系统是需要从 DSP 器件中移相处理模块和主 DSP 软件锁相环的互相配合才能完成对电源有效的移相调功控制。

## § 5 控制系统的硬、软件设计

### § 5.1 硬件部分设计

#### § 5.1.1 系统总体设计

由系统框图 5-1 可以看出，本系统采用 TMS320F2407 为控制核心，主要有采样电路、驱动电路、保护电路、键盘显示等外设电路组成。

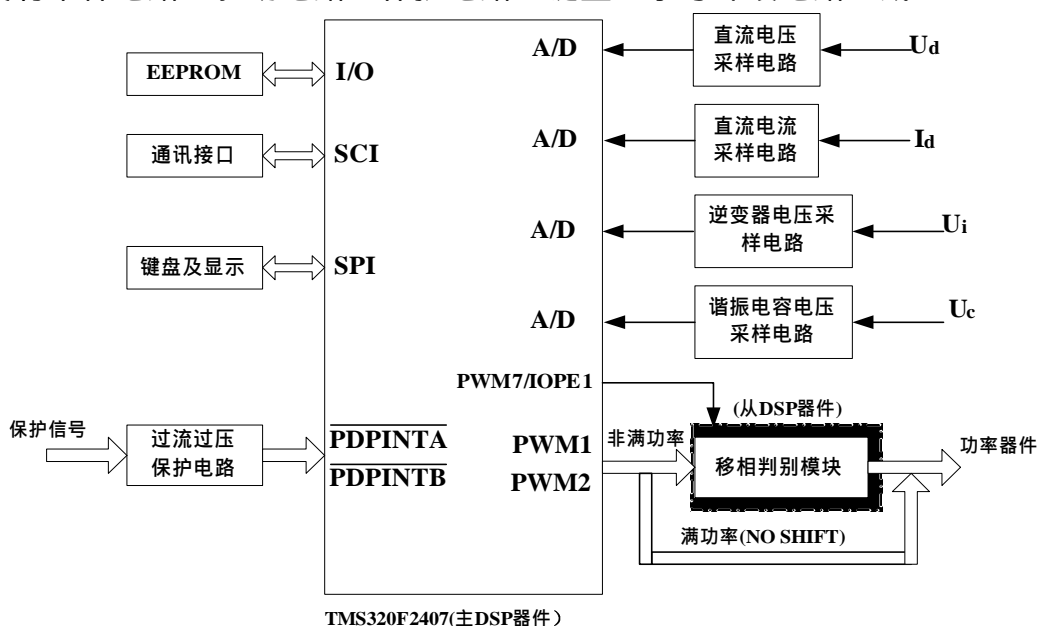


图 5-1 系统控制框图

主、从 DSP 器件的通讯接口电路如图 5-2 所示。其中主 DSP 控制器通过 SPICLK 信号来启动数据传送。对于主控制器和从控制器，数据都是在 SPICLK 的一个边沿移出移位寄存器，并在相对的另一个边沿锁存到移位寄存器。如果位 CLOCK PHASE (SPICTL.3) 为 1，则在 SPICLK 跳变之前的半个周期时数据被发送和接收。因此，两个控制器可同时发送与接收数据。



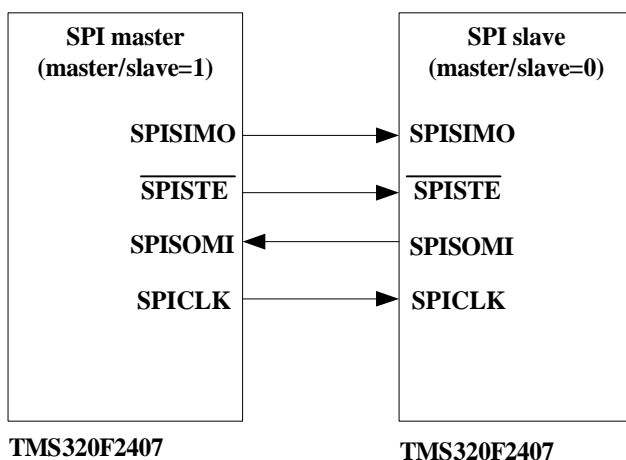


图 5-2 主、从 DSP 器件通讯接口电路图

### § 5.1.2 外围接口电路设计

#### (1) DSP 电源电路与复位电路

TMS320LF2407A 采用高性能静态 CMOS 技术，减小了控制器的功耗，工作电压为 3.3V。需要独立的双电源供电，数字与模拟供电电压要分开。

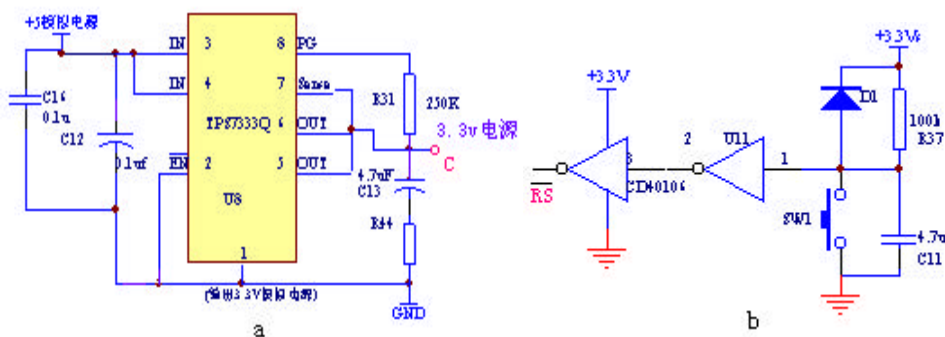


图 5-3 DSP 电源电路与复位电路

图中 a 为电源电路，采用 TI 公司的专用电源芯片 TPS7333Q，点 C 为 3.3V 电压输出端。图 b 为复位电路。 $\overline{RS}$  是一个 I/O 引脚，当开关 SW1 闭合， $\overline{RS}$  引脚为低电平，系统复位。

#### (2) EEPROM 扩展电路

EEPROM 采用美国 Microchip 公司的串行 EEPROM 24LC16B，它

具有连续读、随机读、字节写和 16 字节页写方式。如图 5-4 所示。VCC、VSS 分别为电源正、负极输入端，SCL 为串行时钟输入端，SDA 为串行数据地址复用端，WP 为硬件写保护引脚，A<sub>0</sub>、A<sub>1</sub>、A<sub>2</sub> 为多片同时选用时的片选引脚。

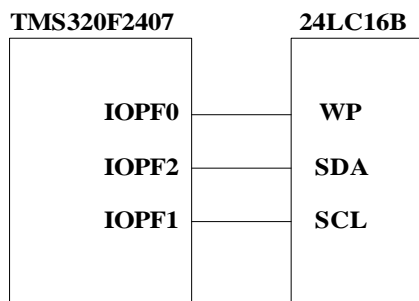


图 5-4 EEPROM 扩展电路

### (3) 与 PC 机通讯电路

TMS320F2407 串行通信接口（SCI）是一个标准的通用异步接收/发送（UART）通信接口。它的接收器和发送器都是双级缓冲的，有自己的使能和中断位，可以半双工或全双工工作。电路如图 5-5 所示。

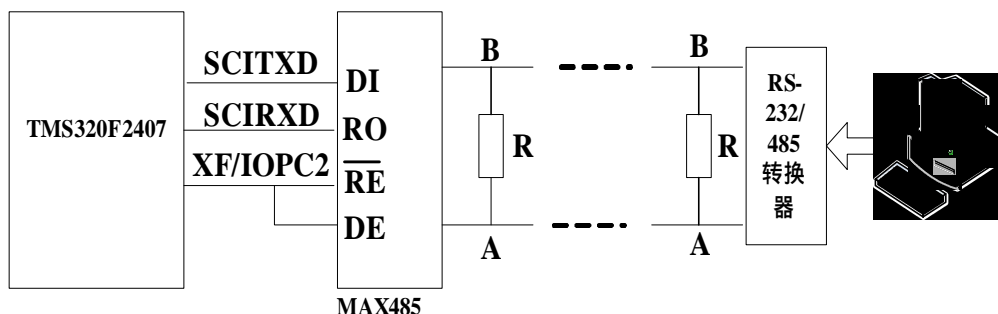


图 5-5 DSP 与 PC 机通讯电路

本设计采用 MAX485 收发器芯片完成 RS-485 标准接口通信。以 PC 机为主机，主 TMS320F2407 为从机进行串口通信。其中，接收器和驱动器的选择由 DSP 器件的 XF/IOPC2 引脚控制。由于一般 PC 机上提供的是标准的 RS-232C 串行接口，因此，需要 RS-232C/RS-485 转换器进行接口转换。

上位机 PC 采用高级语言 VB6.0 通信控件控制通信的方法，它提供了

一个名为 MSComm 的通信控件，可以通过串行接口传输和接收数据。

MSComm 控件的重要属性简述如下：

CommPort：设置并返回通信端口号；

Settings：以字符串的形式设置并返回波特率、奇偶校验、数据位、停止位；

Input：从接收缓冲区写一个字符串；

Output：向传输缓冲区写一个字符串。

PC 串行口发送器输出端和接收器输入端的数据格式为帧信息格式，与 TMS320F2407 的 SCI 格式相同。本系统中，PC 机采用查询方式接收数据，TMS320F2407 采用中断方式接收数据。

#### (4) 保护电路

故障保护电路是感应加热电源的重要组成部分，故障保护电路能够在电源发生故障时及时作出反应，采取相应的对策以保护电源免受损坏，延长电源使用寿命。根据感应加热电源应用过程中可能发生的各类故障，我们为本电源设计了过压、过流保护电路。如图 5-6 所示。

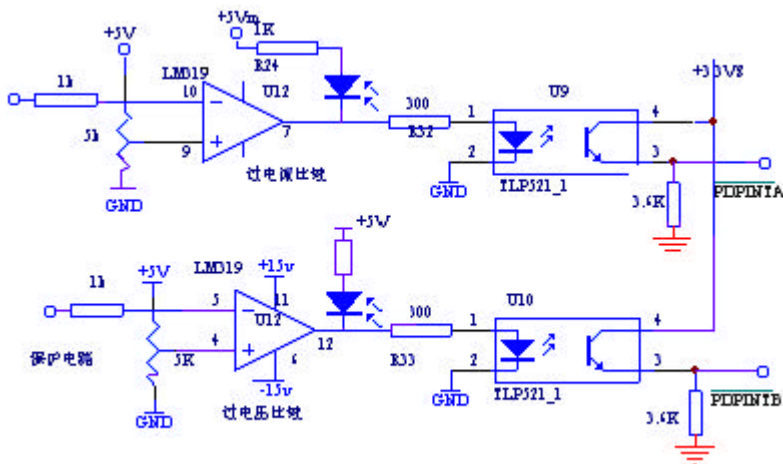


图 5-6 过压、过流保护电路图

霍尔电流传感器串接在主回路直流母线正侧上，其作用有二：一是检测系统的工作电流，通过 A/D 传给上位机作为控制及显示接口；二是检测过流或上下桥臂短路直通短路等故障，当检测到电流超过设定值时，

比较器翻转，使故障保护电路动作。

在发生过流或过压的时候需要有可靠的保护功能，在发生过流或过压现象以后，保护动作由软件及硬件共同实现，当保护发生时，硬件电路给逆变封锁脉冲命令；同时，主 DSP 器件中断口 XINT1 发生中断，进行软件保护处理，封锁逆变桥脉冲输出，同时读入保护信号类型，通过主 DSP 器件的 IOPC1 口尝试复位保护如果系统仍不能正常运行，就切断系统电源，同时输出显示报警信号及报警类型。

系统总体电路图见图 5-7。

### § 5.1.3 功率 MOSFET 的驱动电路设计 <sup>【4】【33】【34】</sup>

功率 MOSFET 为单极性器件，没有少数载流子的存储效应，输入阻抗高，因而开关速度很高，驱动功率小，电路简单。功率 MOSFET 对栅极驱动电路的要求主要有：

- (1) 触发脉冲应具有足够快的上升率和下降率，脉冲前后沿要陡峭；
- (2) 栅极电路的阻抗尽量低，可以提高开通时栅极电容的充电速度和关断时的放电速度，从而提高功率 MOSFET 的开关速度；
- (3) 为了使功率 MOSFET 可靠触发，触发脉冲电压应高于管子的开启电压，过低的栅源电压会使功率 MOSFET 的通态电阻随着栅源电压的下降而增大，通态电阻的增大又会带来损耗的增大，再者过低的栅源电压也会使栅源电压的抗干扰能力下降，易造成误关断。同时，栅源之间的电压不能超过最大的额定值。本文选择的驱动电压为 15V；
- (4) 功率 MOSFET 开关时所需的驱动电流为栅极电容的充放电电流，功率 MOSFET 的极间电容越大，在开关驱动时所需的驱动电流也越大。为了使开关波形具有足够的上升和下降陡度，驱动电流要有较大的值；

- (5) 由于桥式逆变器的特点，高压侧的桥臂与低压侧的桥臂之间存在电压差，此值为逆变器的输出电压，因此要求高压侧的两个管子的驱动电路可以对地浮动；
- (6) 功率 MOSFET 的栅极驱动电路有多种形式，如浮动栅驱动电源法，脉冲变压器法，载波控制法，自举法以及用如 TLP520 等集成电路驱动法等。

为了提高 DSP 器件的 PWM 通道输出的触发脉冲的驱动能力，我们在 DSP 器件与功率开关器件之间联接 IR 公司生产的 IR2110 芯片。MOSFET 的驱动电路如图 5-8 所示。IR2110 内部应用自举技术来实现同一集成电路可同时输出两个驱动逆变桥中高端与低端的通道信号，它的内部为自举操作设计了悬浮电压，悬浮电压保证了 IR2110 可用于母线电压为  $-4 \sim +500\text{V}$  的系统中来驱动功率 MOSFET。同时器件本身允许驱动信号的电压上升率达  $50\text{V/ns}$ ，故保证了芯片自身的整形功能，实现了不论其输入信号前后沿的陡度如何，都可保证加到被驱动功率 MOSFET 上的驱动信号前后沿陡峭。IR2110 的最高工作频率高，内部对信号的延迟极小，对两通道来说，其典型开通延迟为  $120\text{ns}$ ，关断延时为  $94\text{ns}$ ，且两个通道之间的延迟误差不超过  $\pm 10\text{ns}$ 。它的输出级采用推挽结构来驱动所需的功率 MOSFET，因而可输出最大为  $2\text{A}$  的驱动电流。在 IR2110 内部，不但集成有独立的逻辑电源与逻辑信号相连接来实现与用户脉冲形成部分的匹配，而且还集成有滞后和下拉特性的施密特触发器的输入级，即对每个周期都有上升或下降沿触发的关断逻辑和两个通道上的延时及欠电压封锁单元，这就保证了当驱动电路电压不足时封锁驱动信号，防止被驱动功率 MOSFET 退出饱和区、进入放大区而损坏。此外，它还具有保护信号输入端，当该引脚接高电平时，IR2110 的输出信号全被封锁。

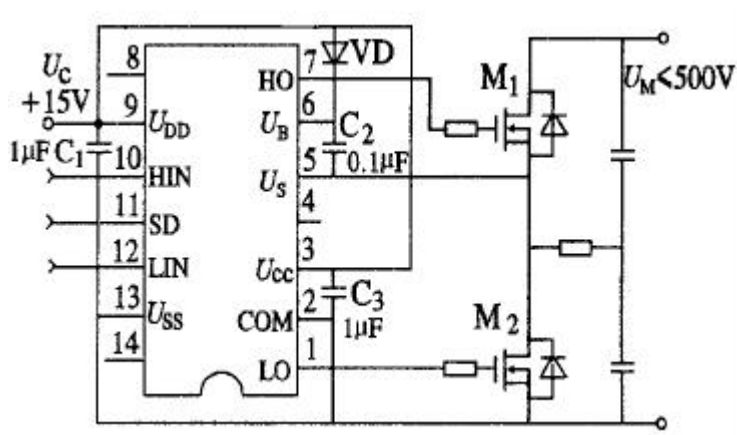


图 5-8 MOSFET 驱动电路图

## § 5.2 控制系统软件支持

控制系统的软件设计部分是控制系统能够按照我们设计思想正常运转的关键，对于我们研究的带有系统主、控制器的硬件系统而言，没有控制软件的支持，控制系统硬件电路就无法有机的运转。

### § 5.2.1 DSP 软件编程特点

作为一款用于实时性控制的专用的定点 DSP 芯片，TMS320F2407A 在软件编程上有其特别的地方，下面从目标文件格式、精度控制以及如何提高效率等三个方面予以阐述。

#### (1) 公共目标文件格式：

TI 公司汇编器和链接器创建的目标文件采用一种称为 COFF 的目标文件格式(Common Object File Format, 简称 COFF)，采用这种目标文件格式更利于模块化(代码块和数据块)编程，并且为管理代码段和目标系统存储器提供更强有力和更加灵活的方法，使程序具有更强的可读性和可移植性。

#### (2) 定点数计算和精度选取：

TMS320LF2407A 属于 16 位的定点芯片，采用定点数进行运算，芯

片中的 16 位数以 2 的补码形式表示，数的定标采用了 Q 表示法，同样的一个 16 为数，若小数点的位置不同，它所表示的数也不同。Q 越大，表示范围越小，精度越高；相反，Q 越小，数值范围越大，精度越低。因此对于浮点而言，数值范围和精度是一对矛盾。在进行复杂的浮点计算时，可以采用 C 语言来编写，C 语言编译器会自动把浮点数转换为 DSP 可以识别的定点数。

### (3) 利用延迟跳转：

充分利用片内 RAM；利用高效率指令和特殊寻址方式；避免流水线冲突等方法来提高程序效率。

## § 5.2.2 各程序模块设计

整个系统的软件设计主要由主程序和各类功能实现程序构成。由于需要实现的功能众多，逻辑关系复杂，我们采取目前通用的模块化的程序设计方法，将独立的功能设计为程序模块，例如移相处理、A/D 转换、键盘采样，显示、故障中断处理等。

### (1) 系统主程序设计

控制系统主程序完成系统的初始化，它是整个程序最主要的部分，主程序流程图见图 5-9 所示。它包括对 I/O 口的初始化，事件管理器、各功能寄存器的配置，SPI，SCI 模块等外围设备的初始化，读取参数以及键盘设定值等来控制运行。

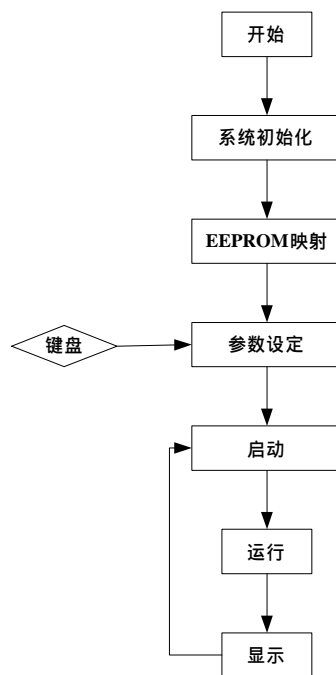


图 5-9 主程序流程图

### (2) 移相调功子程序设计

移相调功程序是功率调节控制系统的一个关键

所在，它涉及到设定参数的处理以及移相时间的计算等方面。其流程图见图 5-10 所示。

### (3) 中断处理程序

系统的中断处理主要分为两类：一类是主 DSP 控制器进行故障确认的过压、过流等信号，程序流程图见图 5-11。另外一类是从 DSP 控制器接收到的需要进行移相操作所响应的主 DSP 控制器的指示信号，程序流程图见图 5-12。

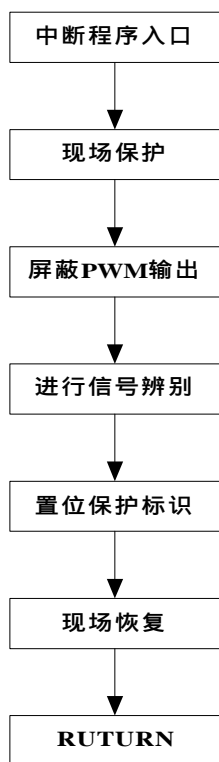


图 5-11 故障处理中断程序图

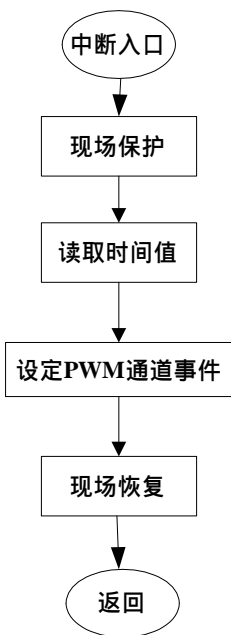


图 5-12 触发信号移相中断流程图

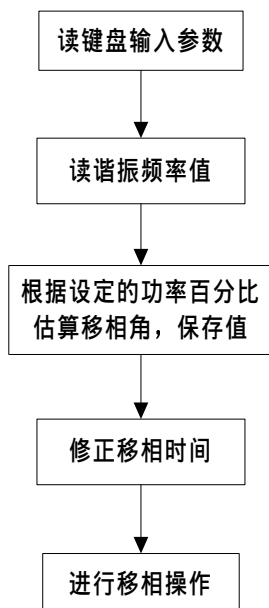


图 5-10 移相调功子程序流程图

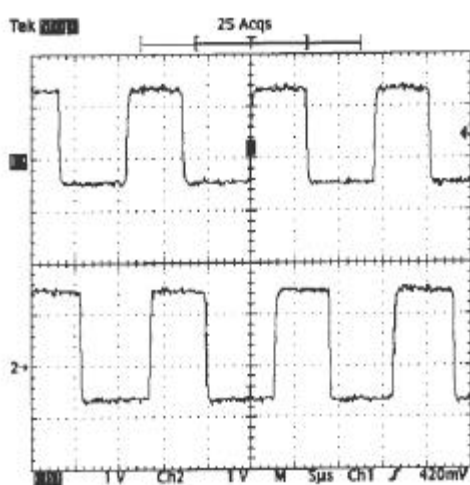


## § 6 实验结果及其分析

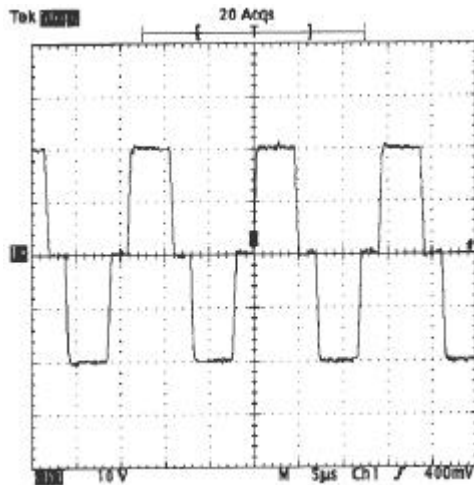
### § 6.1 实验结果

根据理论分析和电路设计，研制了基于 DSP 的移相功率调节控制系统。以 IXFH 26N50Q 作为逆变器的开关管，进行了系统的分离调试实验。其中的几组实验波形如下所示。

图 6-1 (a)、(b) 分别为设定输出功率为满功率的 60% 情况下， $\beta$  值约为 56 度情况下，从 DSP 器件的 PWM 通道输出的脉冲信号波形以及逆变器输出电压波形。



a. 移相角度为 56 度的 PWM 信号波形

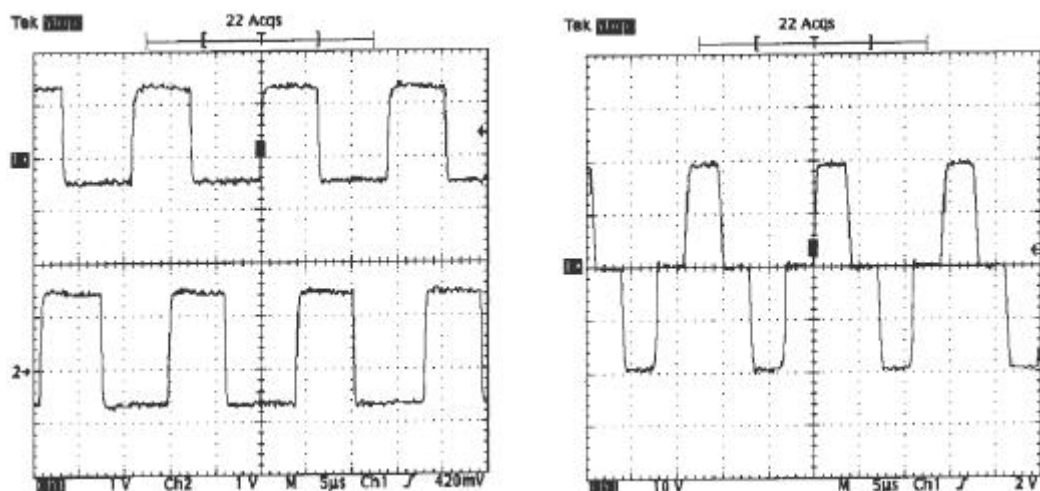


b. 移相角度为 56 度逆变器输出电压波形

图 6-1 功率标么值为 0.6 情况下的实验波形

从图 6-1 我们可以看出，移相时间约为 3.1 $\mu$ s，与理论分析一致。

图 6-2 (a)、(b) 分别为设定输出功率为满功率的 45% 情况下， $\beta$  值约为 70 度情况下，从 DSP 器件的 PWM 通道输出的脉冲信号波形以及逆变器输出电压波形。



a. 移相角度为 70 度的 PWM 信号波形

b. 移相角度为 70 度逆变器输出电压波形

图 6-2 功率标么值为 0.6 情况下的实验波形

从图 6-2 我们可以看出, 移相时间约为  $3.9\mu\text{s}$ , 与理论分析一致。

## § 6.2 全文总结

本人在本论文题目的研究过程中, 主要做了以下工作:

1、在查阅国内外论著及文献的基础上, 对感应加热的原理和发展现状有了较全面的了解, 对感应加热电源的控制方案进行了分析、对比和综合。

2、通过对比并联和串联谐振逆变电路的工作特性, 选择了串联谐振型逆变器作为电源的逆变器。通过分析几种功率调节方法, 选择了不控整流加移相的调功方式。

3、分析了逆变器的频率跟踪的控制问题, 根据锁相环的数学模型, 采用基于 DSP 的软件锁相环进行负载的频率跟踪, 实现了逆变器的频率跟随系统。

4、分析了感应加热电源的几种功率调节控制方式, 利用两片 DSP 器件的互相配合, 以及辅以触发脉冲区分电路, 实现在满功率以及非满功率的不同情况下通过移相角的数字化产生而进行的功率调节系统。

5、为保证系统的有机运行, 设计了相应的外围电路和进行了程序代

码的优化编写。

通过上述的串联谐振式感应加热电源的原理分析、系统的设计、调试与运行，可以得到以下结论：

1、基于 TMS320LF2407A 的串联谐振逆变器频率跟随系统，充分利用了 DSP 的高速运算能力和丰富的片内外资源，能将锁相功能与死区大小的设置有机结合起来。能方便地对脉冲死区宽度的设置，该控制方法具有抗干扰能力强，处理灵活，开关损耗小的优点，在工业控制中具有实用意义。采用基于 DSP 的 SPLL 的频率跟踪电路，具有跟踪速度快、结构简单的特点，能够胜任超音频感应加热电源的频率跟踪；

2、提出一种在负载频率跟踪的同时选择 PWM 和 PFM 相结合的调功控制方式，利用主、从 DSP 器件配合实现了超前臂与滞后臂之间移相角的数字化产生，能有效减小开关损耗和电磁应力，使得逆变器运行效率更高。设计的触发脉冲区分电路，较为方便的实现调功方式使用场合的多样性；

3、基于 DSP 器件的控制系统工作可靠，能够满足串联谐振式感应加热电源的控制要求。

仍存在的一些问题：由于时间有限，本课题还有许多后续工作有待完善：如缓冲电路的研究；死区大小的连续可调；SPLL 系统与功率调节系统的优化配合问题，电源的启动问题还未涉及；SPLL 的实现为功率器件软开关移相 PWM 技术的数字实现奠定了基础，这些都有待于进一步的研究与实现。

## 致 谢

本课题是在我的导师王华民教授的悉心指导下完成的。值此论文完稿之际，衷心感谢王老师从整个课题主题方向的提出，到方案的设计，都给予了我耐心的指导和教诲。王老师学识渊博，学术观点新颖，治学态度严谨，在学术讨论中善于给学生自由思考的空间，给学生自由发挥的机会。在这里谨致以我最诚挚和深切的谢意！

在课题的研究过程中，同实验室的刘庆丰老师、冷朝霞师姐、周庆红、师弟王江、张捷、孙振也给予我很多帮助，在此一并表示感谢！祝各位在以后的工作、学习和生活中一帆风顺，万事如意！

最后，对我学业倾力支持的父母、女友以及关心我的朋友表达我的谢意！

## 参考文献

- 【1】 潘天明. 现代感应加热装置. 北京: 冶金工业出版社, 1996: 1—6.
- 【2】 张志远, 陈辉明. 感应加热电源的最新发展. 机械工人, 1999: 3
- 【3】 戚宗刚. 串联感应加热电源技术的研究. 浙江大学硕士学位论文, 2004.3
- 【4】 张素荣. 基于 DSP 的高频感应加热电源控制系统的研究. 西安理工大学硕士学位论文, 2004.3
- 【5】 田健. 超音频感应加热电源的研制. 西安理工大学硕士学位论文, 2000
- 【6】 孔令枝. 全固态高频多管并联逆变电源的研究. 西安理工大学硕士学位论文, 2004
- 【7】 章亦葵, 李津福, 等. 200kHz/75KW SIT 高频感应加热电源的研制. 工业加热, 129 (1), 1996: 20-23.
- 【8】 沈旭, 吴兆麟, 等. 20KW/300KHz 高频感应加热电源. 电力电子技术, 111 (2), 1996: 10-13.
- 【9】 何金满. 应用于感应加热的负载串联共振电压型反流器设计与研制. 中原大学硕士学位论文, 2002.6
- 【10】 鲁昆生, 王福昌. 电荷泵锁相环设计方法研究. 华中理工大学学报. 2000 (1): 62-64
- 【11】 邱关源. 电路. 北京: 高等教育出版社, 1997: 331-343.
- 【12】 林小峨, 吴兆麟. 固体高频感应加热装置移相调功方法. 电工技术杂志, 144 (8), 2000: 7-9.
- 【13】 Enrique J.Dede, Jose V.Gonzalez etc. 25-kW/50-kHz Generator for Induction Heating. *IEEE Trans. on Industry Electronics*, vol:35, Iss:3, 1991: 203-209.
- 【14】 N.S. Bayindir, O. Kukrer and M.YaKup. DSP-based PLL-controlled

- 50-100kHz 20kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications, IEEE Proc.-Electr.Power Appli,VOL.150,No,3,May 2003. 365-371
- 【15】 D.C.HAMILL. Phase-locked Induction Heating Inverter Employing Power MOSFETs. IEEE Electronics, v10.24, 1988.7
- 【16】 J.M.Espi, E.J.Dede etc.Features and Design of the Voltage-Fed L-LC Resonant Inverter for Induction Heating on IEEE PESC , Charleston,1999:1126-1131.
- 【17】 Hideaki Fujita,Hirofumi Akagi .A 2-MHZ Voltage-Source Inverter for Low-Temperature Plasma Generators Implementation of Fast Switching with a Third-Order Resonant Circuit. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol:35, Iss:1, 1999:21-27.
- 【18】 邓勇, 施文康. DSP 应用系统的低功耗探讨. 电子产品世界. 2000. 8: 31-35
- 【19】 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2000: 15-32.
- 【20】 陈建洪. 基于 DSP 控制的超音频串联谐振式感应加热电源. 西安理工大学硕士学位论文, 2003.3
- 【21】 张立, 黄两一. 电力电子场控器件及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1996: 32-53.
- 【22】 李爱文. 现代逆变技术及其应用. 北京: 科学出版社, 2000: 218-220.
- 【23】 毛鸿, 候振程. 一种新型感应加热电源调功方式的研究. 电工技术杂志, 1998.1
- 【24】 时矗. 移相调功式 IGBT 超音频感应加热电源的研究. 西南交通大学硕士学位论文, 2004.5
- 【25】 阮新波, 严仰光. 移相控制零电压开关 PWM 变换器的分析. 电力

- 电子技术.1998.2: 1-3
- 【26】 鲍健宇, 徐炜等. 软开关相移 PWM 感应加热技术的研究. 电力电子技术.2000.6: 31-42
- 【27】 王立乔, 黄玉水等. 基于新型移相控制的感应加热电源的研究. 电力电子技术.2001.1: 31-42
- 【28】 林镇材. 利用锁相环实现高频移相的研究. 中山大学学报(自然科学版). 1997.12
- 【29】 L.Grajales, J.A.sabate, K.R.Wang, W.A.Tabisz, and F.C.Lee. Design of a 10kW, 500kHz Phase — Shift Controlled Series — Resonant Inverter for Induction Heating. IEEE, 1993
- 【30】 Da Cunha Duarte.C,Barbi.I. A new family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC boost converters: analysis, design, and experimentation. *IEEE Trans. on Power Electronics*,Vol:12,Iss:5,1997:824-831.
- 【31】 L.R.Barbosa etc.A Family of PWM Soft-single-switched Converters With Low Voltage and Current Stresses on IEEE PESC, 1997: 1192-1197.
- 【32】 刘顺英, 昂秀芬, 等. 锁相环原理、设计及应用. 北京: 人民邮电出版社, 1988: 3-7.
- 【33】 李宏. 电力电子设备用器件与集成电路-控制用集成电路. 北京: 机械工业出版社, 2001: 413-418.
- 【34】 郑继禹, 万心平, 等. 锁相环路原理与应用. 北京: 人民邮电出版社, 1984: 43-55.
- 【35】 张厥盛, 郑继禹, 万心平. 锁相技术. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994: 1-92
- 【36】 林征宇, 吴建德等. 基于 DSP 带同步锁相的逆变器控制. 电力电子技术, 2, 2001: 24-28

- 【37】 童福尧, 冯培梯. 功率 MOSFET 使用中应注意的问题. 机电工程, 3, 1994: 52-57.
- 【38】 陈维, 李敏远. IR2110 的功能及其在高频感应加热电源中的应用. 常德师范学院学报, 12 (1), 2000: 57-62.
- 【39】 IR. IR2110 High an Low Side Drive. International Rectifier Data Sheet No. PD-6.011E.
- 【40】 李宏. 电力电子设备用器件与集成电路-传感、保护用和功率集成电路. 北京: 机械工业出版社, 2001: 405-437.
- 【41】 Praveen K. Jain, Jose R. Espinoza, etc. Self-Started Voltage-Source Series-Resonant Converter for High-Power Induction Heating and Melting Applications. *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol:34, Iss:3, 1998:518-525.
- 【42】 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片的原理与开发应用. 北京: 电子工业出版社, 2000: 1-36.
- 【43】 刘和平, 严利平. TMS320LF240X DSP 的结构、原理及应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002: 1-189.
- 【44】 李利等编著. DSP 原理及应用. 北京: 中国水利水电出版社, 2004:
- 【45】 TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide-System and Peripherals. Texas Instruments, 2001:1-520.
- 【46】 TMS320LF2407A, TMS320LF2406A, TMS320LF2403A, TMS320LF2402A, TMS320LC2406A, TMS320LC2404A, TMS320LC2402A DSP Controllers. Texas Instruments, 2002:1-132.
- 【47】 熊爱明. 高频感应加热电源的研究, 2003: 3, 11-16.
- 【48】 陈维, 黄辉先. 一类感应加热电源输出功率的最优 PI 控制. 电工技术杂志, 2002, 7, 35-38
- 【49】 K. Venkata Ratnam, V. S. NagaKumar, The Stroboscopic Method of Analysis of Transient Phenomena in a Parallel Capacitor



- Compensated Medium Frequency Inverter During Starting and Sudden Load Disturbances. Power Electronics and Variable-Speed Drivers, Conference Publication, 26-28,1994.10
- 【50】 Praveen K.Jain, Jose R,ect. Self-Started Voltage-Source Series-Resonant Converter for High Power Induction Heating and Melting Applications, IEEE industry Applications Society Annual Meeting, 1997.10
- 【51】 李津幅, 章亦葵. 双闭环中频感应加热电源. 工业加热, 1998: 6, 11-15.
- 【52】 盛苏. PLC 控制感应加热成套系统研究. 浙江大学硕士学位论文, 2003,3.
- 【53】 沈刚. 高频感应加热电源频率跟踪控制电路的研究. 西安理工大学硕士学位论文, 2004.3
- 【54】 许国平, 卢慧芬. 利用 VB6.0 实现 PC 机与 DSP 之间的串行数据通信. 测试测量与工业自动化, 2001.9
- 【55】 H.J.JIANG,Y.QIN,S.S DU .DSP Based Implementation Of A Digitally — Controlled Single Phase PWM Inverter For UPS ,DARNELL, Group Inc. <http://www.darnell.com>
- 【56】 Chin-Chiang Hua and Jong-Rong Lin. Fully Digital Control of Distributed Photovoltaic Power Systems, IEEE, 2001

## 攻读硕士期间论文发表情况

《串联谐振逆变器一种控制方法的探讨》 电源技术应用 2004.10