

Y1050361

分类号	
UDC	
密 级	
学 号	

西安理工大学

# 硕士学位论文

基于 DSP 的感应加热电源全数字化控制的研究

王 斌

学 科 名 称: 电力电子与电力传动

学 科 门 类: 工 学

指 导 教 师: 钟彦儒 教授

申 请 日 期: 2007.3

论文题目：基于 DSP 的感应加热电源全数字化控制的研究

学科专业：电力电子与电力传动

研究生：王斌

签名：王斌

指导教师：钟彦儒 教授

签名：钟彦儒

李金刚 副教授

签名：李金刚

## 摘要

感应加热电源以其具有加热效率高、速度快、可控性好及自动化程度高等优点，已在熔炼、铸造、弯管、热锻、焊接和表面热处理等行业得到广泛的应用。目前国内的超音频感应加热电源比较缺乏，尤其是控制技术的研究水平较低，因而对其频率跟踪及功率调节的数字化控制的研究具有一定实际意义。

本论文的研究内容主要是串联谐振式超音频感应加热电源的数字化控制技术。论文首先简要介绍了感应加热的基本原理及感应加热技术的发展方向，分析了超音频感应加热电源主电路工作原理。并对以往的频率跟踪技术和功率调节技术进行了分析比较，在此基础上研究了一种新的数字化控制方案，使其在对负载频率进行无相差频率跟踪的前提下，对逆变器的输出功率进行移相式 PWM 调节，实现了数字锁相环 DPLL 与移相式 PWM 的有机结合。用 MATLAB/SIMULINK 进行了仿真，并给出相应结果验证了其可行性。编制了控制系统的程序，并在 TMS320F240 DSP 平台上进行调试，实验证明了该算法可以实现频率跟踪，并可产生移相角可调的基准臂和移相臂的驱动信号。

关键词：感应加热；数字锁相环；移相 PWM；DSP

**Title: RESEARCH ON A NOVEL DIGITAL CONTROL METHOD FOR  
INDUCTION HEATING POWER SUPPLY BASED ON DSP**

**Major: POWER ELECTRONICS & ELECTRIC DRIVE**

**Name: Bin WANG**

**Supervisor: Prof. Yanru ZHONG**

**Associate prof. Jingang LI**

**Signature:** *Bin Wang*  
*Zhong Yanru*

**Signature:** *Li Jingang*

## **Abstract**

Induction heating power supply has been used extensively in the industrial process such as melting, foundry, siphon, forging, welding and surface heat treating wherewith its advantage of high heating efficiency, good controllability, and easy to mechanize and automate, etc. With an absence of domestic ultra-audio-frequency induction heating power supply at present, especially the low level of research for control technique, the research therefore makes good practical sense on digital control for frequency-tracking and power modulation.

The digital control of ultra-audio-frequency serial resonant induction heating power supply is mainly researched in this paper. Firstly the basic principle and developing actuality of induction heating is introduced briefly, and then the working principium of the ultra-audio-frequency induction heating power supply main circuit is analyzed. Based on analysis and comparison of previous frequency-tracking and power modulation technique, a novel digital control method is researched, which can implement the digital phase-shifted PWM control of output power with the precondition that the load frequency is tracked without phase error. Consequently the organic combination of digital phase locked loop (DPLL) and phase-shifted PWM is realized. Simulation results used MATLAB/SIMULINK verify the feasibility of the digital control method. The procedure of control system is compiled and debugged based on the TMS320F240 DSP. Experimental results indicated the arithmetic can implement frequency-tracking and generate the drive signals of norm-arm and shift-arm with an adjustable phase-shift degree.

**Key words:** Induction-heating; DPLL; Phase-shifted PWM; DSP

# 独创性声明

秉承祖国优良道德传统和学校的严谨学风郑重声明：本人所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的成果。尽我所知，除特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人的研究成果。与我一同工作的同志对本文所论述的工作和成果的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并已致谢。

本论文及其相关资料若有不实之处，由本人承担一切相关责任

论文作者签名： 王斌 2007年4月2日

# 学位论文使用授权声明

本人 王斌 在导师的指导下创作完成毕业论文。本人已通过论文的答辩，并已经在西安理工大学申请博士/硕士学位。本人作为学位论文著作权拥有者，同意授权西安理工大学拥有学位论文的部分使用权，即：1) 已获学位的研究生按学校规定提交印刷版和电子版学位论文，学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索；2) 为教学和科研目的，学校可以将公开的学位论文或解密后的学位论文作为资料在图书馆、资料室等场所或在校园网上供校内师生阅读、浏览。

本人学位论文全部或部分内容的公布（包括刊登）授权西安理工大学研究生部办理。

（保密的学位论文在解密后，适用本授权说明）

论文作者签名： 王斌 导师签名： 钟伟 2007年4月2日

# 1 绪论

随着我国电力供应的改善, 电力电子技术的进一步发展以及环保要求的提高, 发展和扩大感应加热应用的范围, 在锻造、焊接、淬火热处理等方面改进技术, 提高质量, 改造我国传统加热行业是势在必行的。这一改造不但涉及与加热电源配套的机械工艺的改造提高, 而且至关重要的就是进行高频大功率感应加热电源的开发和研究工作。

传统的感应加热电源多采用模拟控制或者模拟与数字相结合的控制系統。虽然模拟控制技术已经非常成熟, 但也存在如零漂等很多固有的缺点。感应加热电源的数字化智能化控制已成为其研究发展的一个趋势。

## 1.1 感应加热电源的工作原理及特点

### 1.1.1 感应加热的基本原理<sup>[1]</sup>

法拉第建立的电磁感应定律说明, 处于交变磁场内的导体其两端会感应出电动势, 电路闭合成回路时则产生感应电流。感应加热的理论依据就是电磁感应定律。

如图 1-1 感应加热原理图 (图 (b) 为侧视图) 所示, 导体工件置于通有交流电流的线圈内, 导体工件内部会产生感应电势  $e$ , 如果交变电流是以正弦规律变化的,

则感应电势表示为:

$$e = -\Phi_m \omega \cos \omega t \quad (1.1)$$

那么  $e$  的有效值  $E$  为:

$$E = 4.44 f \Phi_m \quad (1.2)$$

其中:  $f$  为交变电流的频率 (Hz),  $\Phi_m$  为磁通的振幅值 (韦伯)。

感应电势  $E$  在工件中产生感应电流  $I_2$  使工件内部开始加热, 其焦耳热为:

$$Q = 0.24 I_2^2 R t \text{ (卡)} \quad (1.3)$$

式中:  $I_2$ —感应电流有效值 (安),  $R$ —工件电阻 (欧),  $t$ —时间 (秒)。

在感应电势的作用下, 在导体工件内会产生感应电流, 也称为涡流, 由于工件存在电阻, 所以工件会发热, 从而达到给工件加热的目的。这就是感应加热原理的简单描述。

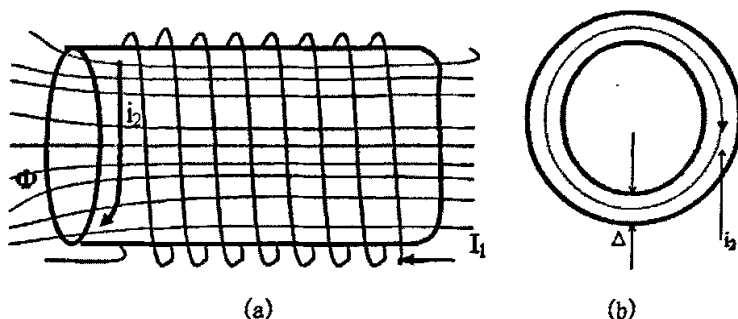


图 1-1 感应加热原理图

Figure 1-1 The principle of induction heating

感应加热具有三个效应：

#### a、集肤效应

直流电流流经导体时，电流在导体的截面是均匀分布的，但交流电流流经导体时，电流沿导体截面上的分布是不均匀的，最大电流密度出现在导体的表面，这种电流聚集在导体表面的现象叫做集肤效应（也叫趋肤效应）。产生这种现象的物理原因是：导体内流过交流电流时，导体中间的自感电势大于导体边缘的自感电势从而迫使电流向导体边缘集中。频率越高，这种效应越强烈。

#### b、邻近效应

相邻二导体通以交流电流时，在相互影响下，导体中的电流要重新分布。当电流方向相反时，电流集于导体内侧，即两导体相邻近的一侧。当电流方向相同时，电流被排于导体的外侧。在感应加热中感应线圈中流过的电流和导体工件中的感生电流方向相反。所以感生电流向工件外侧集聚。

#### c、圆环效应

交流电流通过圆环形螺线管时，最大电流密度出现在线圈导体的内侧，这种现象叫做圆环效应。

前两个效应在由工艺来决定电源的工作频率时起主要的指导意义，第三效应用来指导感应线圈的设计。

感应加热时工件中产生的涡流也是交变电流，由于集肤效应，沿横截面由表面至中心按指数规律衰减。涡流在导体截面由外到里的分布规律是：

$$\delta = \delta_0 e^{-2\pi x / c \times \sqrt{f \times u_r / \rho}} \quad (1.4)$$

其中： $\delta$ ：距表面  $x$  处的电流密度； $\delta_0$ ：表层的电流密度； $f$ ：电源频率（Hz）； $c$ ：光速； $\rho$ ：工件的电阻率； $u_r$ ：相对磁导率。

工程中一般近似认为在导体从表面至某一深度的范围内电流是均匀分布的。这一深度取电流值为表面值（即最大涡流强度）的  $0.368 (1/e)$  处，此深度定义为电流的透入深度，近似认为电流和热效应全集中在这一范围内。电流透入深度可以近似计算为：

$$\Delta = 50300 \sqrt{\rho / (f \times u_r)} (mm) \quad (1.5)$$

可见，工件的加热厚度可以方便的通过调节频率来加以控制。频率越高，工件的加热厚度就越薄。

### 1.1.2 感应加热的优点<sup>[1][2]</sup>

感应加热装置利用电磁感应原理把电能转化为热能，是非接触式加热，相较于传统使用煤气或者石油为能源的直接加热装置而言，感应加热技术具有以下优点：

√ 加热速度快，效率高。由于感应加热是从金属内部即从金属的电流透入深度层开始加热的，这样就很大程度地节省了热传导时间，并减少了加热过程中向外界空气散发的热量，因此加热速度快，效率可高达 60% 以上。而且加热电源设备可以为工件

提供高密度电涡流,快速完成加热过程,一般工件数十秒钟内即可完成加热工作。

\\ 加热品质好。工件受热均匀,材料损耗少,快速加热可以有效降低材料损耗;感应加热无需介质,可以工作在真空下,受环境制约小。

\\ 易于进行局部加热。选择不同形状的加热线圈和不同频率的供电电流,可准确满足局部加热工作。

\\ 自动化程度高,对于感应加热装置,可以频繁起停,易于实现自动控制,如频率控制和功率控制,精确地控制加热温度。

\\ 节能环保,感应加热的电源为干净的电力,使用时无噪声无烟尘,对环境污染少,适合环保要求。

### 1.1.3 感应加热电源的特殊性<sup>[3]</sup>

#### a. 频率跟踪

由于加热的导体工件的不同和同一个工件在加热的不同时段相对磁导率的变化从而使加热线圈的电感值也跟着发生变化,导致槽路固有谐振频率发生变化,这就是感应加热与普通加热的一个最大的不同之处。为了保持电源的功率因数不变(一般要求近似为1),那么电源的工作频率就应该跟随变化。尤其是在工件温度被加热到居里点时,这种变化非常剧烈,如果频率跟踪不好电源就工作不正常,达不到加热的目的。

#### b. 负载匹配

如前所述,由于是通过电磁感应给实际负载即导体工件加热,而且电源始终工作在谐振状态,因此感应加热有不同于其他电源的地方。

(1)负载感应器的等效电路及计算:

负载感应器的等效数学式为:

$$Z_{HS} = (r_1 + r_2) + j(x_2 + x_a) \quad (1.6)$$

其中  $r_1$  表示的是感应器的电阻,  $D_1$  为感应器内径,  $\rho_1$  为感应器材料的电阻率,  $L_1$  为感应器的高度,  $\Delta_1$  为感应器的电流透入深度。  $K_r$  为修整系数。

$$r_1 = (\pi D_1 \rho_1 K_r) / (L_1 \Delta_1) (\Omega) \quad (1.7)$$

$r_2$  表示的是负载导体的电阻,  $L_2$  为被加热导体长度,  $D_2$  为直径,  $\rho_2$  为透入深度,  $\Delta_2$  为电阻率,  $A$  为计算系数。

$$r_2 = \frac{\pi \rho_2 Z_2^2 A}{L_2} (\Omega) \quad (1.8)$$

$x_a$  为被加热导体的电抗,  $B$  为计算系数。

$$x_a = \frac{\omega \pi^2 \mu_0}{4} \times \frac{D_1^2 - D_2^2}{L_1} (\Omega) \quad (1.9)$$

$x_2$  为气隙电抗,  $\mu_0$  为真空磁导率。

$$x_2 = \pi \rho_2 Z_2^2 B / L_2 \quad Z_2 = \frac{\sqrt{2} D_2}{2 \Delta_2} \quad (1.10)$$

## (2)利用变压器的负载匹配:

由于电源工作在谐振状态,所以在电压型电路中负载的匹配要用降压变压器,电流型电路中用升压变压器进行负载的匹配。

在使用变压器进行负载匹配时,上面的负载等效数学式只要用变压器的性质进行变换即可。

### c. 负载谐振

由于逆变器死区的存在,电源的谐振状态不是理想的。根据频率跟踪准确度的不同,逆变器可以工作在三个状态,即可以通过控制电路使逆变器的换相在三个不同的时刻或时段进行。这三种状态将在 3.1 节得到进一步阐述。

## 1.2 感应加热电源的发展及研究方向

19 世纪初人们发现了电磁感应现象,得知处于交变磁场中的导体会产生感应涡流引起导体发热。1890 年世界上第一台感应熔炼炉出现,感应加热作为一种新型技术于二十世纪初问世,自此感应加热的理论和实际应用都得以快速的成长和发展,无论是工农业生产中还是日常生活中都得以大量的应用。

### 1.2.1 功率器件方面的发展

感应加热电源是感应加热的关键设备之一,感应加热电源的发展与电力电子学及电力半导体器件的发展密切相关。

上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以致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。

直到七十年代以前,由于当时的电力电子技术尚处在传统阶段,感应加热电源中的整流、逆变全部由晶闸管组成,工作频率较低,工作频率低,噪音高,控制系统一般采用分立元件构成。

目前国外在中频(150Hz~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 200Hz~8000Hz,功率为 100kW~3000kW 系列产品,可以配备 5t 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<sup>[4]</sup>。

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。

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)及它存在的致命的二次击穿问题,限制了它的推广使用。



功率 MOS 晶体管开关时间远远小于双极型晶体管,其频率为 200kHz 左右,功率可达数千瓦,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。但是, MOS 管用于高速开关时对于电源工艺的要求更为严格,而且高压 MOS 晶体管通态损耗较大。

自 1983 年美国 GE 公司发明了功率器件——隔离门极双极型晶体管 (IGBT),它综合了 MOS 管高速、易驱动与双极型晶体管通态压降低的优点, 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。现在, IGBT 已发展到第 3 代,性能得到了很大的提高和完善,已实现模块化。大功率高速 IGBT 已成为众多加热电源的首选器件,频率高达 300kHz,功率高达兆瓦级的电源已可实现。

国内在 90 年代,清华大学电力电子厂研制出的 IPS 系列电流型并联感应加热超音频电源逆变电路采用 IGBT。频率范围在 30kHz~50 kHz,最大功率达 250kW。而日本的采用 IGBT 的感应加热电源的研制水平为 1200kW/50kHz。由于国内研究起步低,与国外的研制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。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,电源水平在 80 年代末达到了 1000kW/200kHz<sup>[9]</sup>, 400kW/400kHz<sup>[5]</sup>, SIT 开关速度比 MOSFET 快,但存在很大的通态损耗,制造工艺复杂、成本高,难以向市场进一步推广。类似的静电感应晶闸管 (SITH) 也是高频大功率领域的一种较为理想的元件,但目前还处于开发研究阶段。

国内开始研制感应加热电源较早,然而和国外相比还有不少差距。在容量上,中频电源国外最高容量为 10MVA,而国内为 2MVA。在控制技术手段上,国外大量采用集成电路,数字显示,微机控制,国内则大部分是分立元件和继电器控制,只有少部分采用集成电路控制或微机控制。在工作频率上,国外基本没有空白,而国内 10kHz~100kHz 的超音频频段内,基本属于空白,高频 100kHz 以上以电子管为主。在生产手段上,国外一般采取标准化大规模生产,而国内仍处于手工业作坊阶段,在工艺结构上,国内几十年不变,采用角钢焊接等技术,工艺落后,外观质量差。

### 1.2.2 电路拓扑方面的发展

20 世纪 50 年代前,感应加热电源主要为: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。这类传统装置效率较低(一般为 50%~60%)、热惯性大、寿命短(4000~6000h)、工作频率可调范围极小,不能满足不同工艺、不同负载的要求。

随着电力电子学及功率半导体器件的发展,感应加热电源拓扑结构经过不断的完善,已形成了一种固定的 AC/DC/AC 变换形式,一般由整流器、滤波器、逆变器及一

些控制和保护电路组成。

感应加热的负载是感应线圈和被加热工件,它们可以等效为一个电感和电阻串联,负载呈感性。实际应用中为了提高功率因数和逆变器的输出功率,一般采用加补偿电容的方法,使补偿后的负载在电源的工作频率上谐振。感应加热电源根据补偿形式分为两种,并联谐振式(电流型)电源和串联谐振式(电压型)电源<sup>[1]</sup>。

并联谐振式(电流型)电源最大的优点是可以使系统在空载或短路情况下工作,可以避免因短路而引起的系统损毁;此外电路结构也具备升压的作用,这样可以满足系统一次侧的高电压要求。由于器件发展的限制和控制电路保护功能的不很完善,加之比较适合模块化,并联谐振型感应加热电源一度是研究的主流。国产中频电源目前大部分采用并联谐振型逆变器结构。

随着新型器件的不断出现以及控制电路的逐渐完善,串联谐振型电源由于结构简单,易于频繁起动而成为研究的热点并得到广泛的应用。尤其是在熔炼、铸造应用中,串联逆变电源容易实现全工控下恒功率输出(有利于降低电能吨耗)及一机多负载功率分配控制,更值得推广应用。

关于串并联谐振负载电路的分析比较将在下一章 2.4 详细阐明。

### 1.2.3 控制技术方面的发展

#### a. 数字化控制技术优缺点

数字控制技术是随着现代微电子技术的发展而发展起来的。随着大规模集成电路 ASIC、现场可编程逻辑器件 FPGA 及数字信号处理器 DSP 技术的发展,感应加热电源的控制逐渐由模拟控制转向数字控制,即向数字化方向发展。感应加热电源实现数字化可带来以下好处:

、许多高级复杂的算法有可能通过数字控制器件得以实现。如模糊控制、神经网络控制、无差拍控制、自适应控制等新型控制策略,与传统的 PID 控制策略一起使用,可以取长补短,有效的提高系统的性能,以满足用户对工业控制特性的越来越高的要求。

、可以有效地提高电源的一致性,克服模拟控制带来的产品性能分散性。采用模拟控制,原器件参数分散性不可避免地对系统性能造成影响。使用数字控制,容易提高产品的一致性。

、可以大大提高设计的灵活性,减少设计周期。使用数字控制方案,可以设计满足不同用户需求的电源,而只需将内部程序进行修改,这比模拟电路更改硬件参数甚至控制系统结构要简单快捷的多。

、数字控制器件构成的系统可靠性较模拟系统要高。

但是数字系统也有一些固有缺点:

(1) 数字控制系统的运算单元都是有限字长,所以带有舍入误差。这是数字器件不可避免的缺点。

(2) 数字量的转换和数字处理的延时。在控制系统中引入的延时实际上相当于给系统增加了一个滞后环节, 系统控制的稳定范围会受到影响。

这些固有的缺点可以通过在数字控制时采用比较高级的算法来弥补, 而这也将增加数字控制器件的开销。

数字控制由于具有智能灵活的优点, 所有可以采用的算法比较多。常见的数字控制算法有 PID 控制、自适应控制、无差拍控制、模糊控制、神经网络控制等。

### b. 数字化控制器件

常用的数字化控制器件有专用集成电路 (ASIC) 和数字信号处理器 (DSP)。

可编程的 ASIC 包括可编程逻辑器件 PLD 和现场可编程门阵列 FPGA, 这两种是通过对器件编程的方法来确定器件的逻辑功能, 实现 ASIC 的要求。FPGA 和 CPLD 主要实现复杂的数字控制系统或者大系统中的复杂数字系统。将其与具有简单运算功能的单片机一起使用, 就可以构成一个功能齐全的数字控制系统。

随着信息化的进程和计算机科学与技术、信号处理理论与方法等的迅速发展, 需要处理的数据量越来越大, 对实时性和精度的要求越来越高, 低档单片机已不再能满足要求。近年来各种 DSP 的性价比越来越高, 从而使得更多用户开始选用 DSP 器件来提高产品性能。

DSP 器件的特点: DSP 器件具有较高的集成度。DSP 具有更快的 CPU, 更大容量的存储器, 内置有波特率发生器和 FIFO 缓冲器。提供高速、同步串口和标准异步串口。有的片内集成了 A/D 和采样/保持电路, 可提供 PWM 输出。此外, DSP 器件还提供 JTAG 接口, 具有更先进的开发手段, 批量生产测试更为方便, 开发工具可实现全空间透明仿真, 不占用用户任何资源。软件配有汇编/链接 C 编译器、C 源码调试器。目前国内推广应用最为广泛的 DSP 器件是美国德州仪器 (TI) 公司生产的 TMS320 系列。随着 DSP 性能不断改善, 用 DSP 器件来做作系统的实时控制已成为当今和未来技术发展的一个新热点。

### c. 感应加热电源数字化控制的发展趋势

传统的感应加热电源多采用模拟控制或者模拟与数字相结合的控制系统。虽然模拟控制技术已经非常成熟, 但也存在很多的缺点:

- (1) 控制电路的元器件比较多, 电路复杂, 所占体积较大。
- (2) 灵活性不够。硬件电路一旦设计好了, 控制策略就无法改变。
- (3) 不便于调试, 由于所采用器件特性的差异, 致使电源一致性差。且模拟器件零点漂移的问题导致系统参数的漂移。

所以感应加热电源的数字化智能化控制是其研究发展的一个趋势。数字控制以其灵活的控制方式, 可以实现复杂的控制算法来弥补其字长效应及延时带来的负面作用。感应加热电源的数字化控制着眼于提高感应加热电源的工作稳定性、设计灵活性, 使一些先进的控制策略应用于感应加热电源的控制成为可能。

随着电力电子设备日益普及,用户对电力电子设备的稳定性、可靠性的要求越来越高。网络技术和微电子技术的发展,使得电力电子设备的网络化、智能化成为可能。电力电子设备成为整个大系统的能量中心,操作者同样可以实时控制、跟踪电力电子设备的运行,而这一切都可以通过数字控制来实现。数字控制还有一个模拟控制无法比拟的优势:控制算法更为灵活,可以采用更高级的智能控制算法。所以电力电子设备的数字化是当前和今后电力电子技术的一个研究热点。

#### 1.2.4 感应加热电源的研究方向

感应加热技术的发展与功率半导体器件的发展密切相关。伴随着电力电子学及电力半导体器件的发展和应用、新型的控制方法的发展和计算机辅助设计软件的日益完善,感应加热电源无论是在外观还是在内在的电路结构上都发生了很大的变化,在发展方向上将朝着高频化、大容量化、负载匹配、智能化控制、高功率因数、低谐波电源的方向继续发展。

##### (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,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有利于实现软开关,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,而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,可将大容量化技术分为两大类:一类是器件的串联、并联,另一类是多台电源的串联、并联。在器件的串联、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联、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两种,串联逆变器的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联扩容困难;而对并联逆变器,逆变器输入端的直流大电抗器可充当各并联器之间的电流缓冲环节,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。晶体管化超音频和高频电源多采用并联逆变器结构,并联逆变器易于模块化、大容量化也是其中的一个主要原因。

### (3) 负载匹配

感应加热电源大多应用于工业现场,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,而电源逆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。对焊接、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,对高频、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输入效率,从磁性材料选择到绕组结构的设计已成为一重要课题,另外,也可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,来实现高效、低成本隔离匹配。

### (4) 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) 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采用感应加热方法。

### (6) 高功率因素,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感应加热电源技术的发展趋势。<sup>[2]</sup>

## 1.3 论文主要内容

本论文的研究内容主要是串联谐振式超音频感应加热电源的数字化控制技术。论文介绍了超音频感应加热电源的发展概况及串联谐振式感应加热电源工作原理,并对以往的频率跟踪技术和功率调节技术进行了分析比较,在此基础上研究了一种新的方案,使其在对负载频率进行无相差频率跟踪的前提下,对逆变器的输出功率进行移相式 PWM 调节,实现了数字锁相环 DPLL 与移相式 PWM 的有机结合。用 MATLAB/SIMULINK 对该算法进行了仿真,给出相应仿真结果验证了其可行性。并编制程序在 TMS320F240 DSP 的控制平台上进行调试验证了该控制方案的正确性。

## 2 感应加热电源主电路简介

### 2.1 超音频感应加热电源的种类

超音频感应加热电源是一种将三相工频（50Hz）交流电转变为单相超音频交流电的感应加热装置。

按照变频电路可分为两大类：交—交变频电路和交—直—交变频电路，交—交变频电路的特点是将 50Hz 的工频交流电直接变成频率为  $f$  的超音频交流电，没有直流中间环节。这种变频电路的优点是效率高，但电路复杂，目前应用很少。交—直—交变频电路的特点是有直流中间环节，通过整流电路先将工频交流电整流成直流电，再通过逆变电路将它变成频率为  $f$  的交流电。它具有电路简单、调试方便、运行可靠、效率可达 90% 以上等优点，目前国内外应用很多。所以 IGBT 超音频感应加热电源一般采用交—直—交变频电路。

另外，按照逆变电路和负载谐振电路的不同组合，感应加热电源又可分为并联谐振式（电流型）负载电路，串联谐振式（电压型）负载电路，串并联谐振式负载电路，倍频式变频电路和时间分割变频电路等，其中并联谐振式负载电路和串联谐振式负载电路是两种基本的电路类型。<sup>[6]</sup>

### 2.2 电源主电路工作原理

感应加热电源主电路拓扑如图 2-1 所示，包括整流电路、滤波电路和逆变电路三大部分，此外还有一些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，送入逆变器中，逆变器采用电力半导体器件作为开关器件，把直流变为所需频率的交流电供给负载。

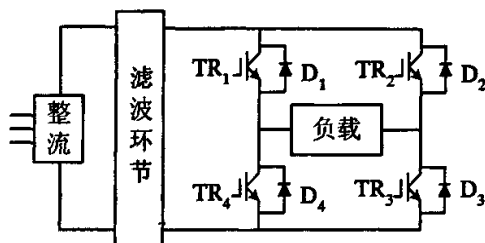


图 2-1 感应加热电源主电路拓扑

Figure2-1 The main circuit topology of induction heating power supply

整流电路如果采用单相全桥式，并在整流桥的后面接有一个起平滑直流输出作用的储荷电容（reservoir capacitor），那么当电路接入电网时，就会出现电流浪涌。可以在交流电源处串接一个电阻（最好是热变电阻）来限制这个浪涌的幅度。如果整流电路采用三相全桥式，只是单用一个储荷电容来平滑输出，则二极管电流波形就又会变成一串电流脉冲的形状，这些电流脉冲每当交流输入电压超过电容的直流电压时就发生一次。但是，在大功率三相整流器中，在直流环节（DC link）的储荷电容之经常会接入一个扼流器以帮助直流电源进行滤波。这时，从整流桥流过来的电流就会变得非

常稳定,而流过二极管的电流则表现为方波。每个二极管在每个交流电周期内都要承受交流电源的线电压,都导通三分之一周期时间,因而可预测出它们的损耗。<sup>[7]</sup>

感应加热电源的负载是感应线圈和被加热工件,它们可等效为一个电感和电阻的串联,负载呈感性。实际应用中为了提高功率因数,常采用联接电容器法以补偿无功功率,使补偿后的负载在电源的工作频率上谐振。但是导体在加热过程中其电阻率和导磁率都会发生变化(尤其是在居里点附近),负载的谐振频率也会随之相应发生变化,因此感应加热电源必须有很好的频率跟踪能力。<sup>[28][30]</sup>

根据补偿电容与感应线圈(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,如图2-2所示。

并联谐振式电源采用的逆变器是并联谐振逆变器,其负载为并联谐振负载。通常需电流源供电,在感应加热中,电流源通常由整流器加一个大电感构成。由于电感值较大,可以近似认为逆变器输入端电流固定不变。交替开通和关断逆变器上的可控器件就可以在逆变器的输出端获得交变的方波电流,其电流幅值取决于逆变器的输入端电流值,频率取决于器件的开关频率。

串联谐振式电源采用的逆变器是串联谐振逆变器,其负载为串联谐振负载。通常需电压源供电,在感应加热中,电压源通常由整流器加一个大电容构成。由于电容值较大,可以近似认为逆变器输入端电压固定不变。交替开通和关断逆变器上的可控器件就可以在逆变器的输出端获得交变的方波电压,其电压幅值取决于逆变器的输入端电压值,频率取决于器件的开关频率。<sup>[23]</sup>

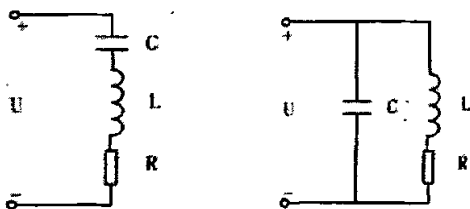


图2-2 (a) 串联谐振式负载

(b) 并联谐振式负载

Figure2-2 (a) Serial resonant load

(b) Parallel resonant load

## 2.3 逆变器工作原理概述

### 2.3.1 逆变电路器件的选择<sup>[7]</sup>

在逆变器中,通常利用电网整流来获得电压可调的直流输入,而后这一输入被变换为电压、频率可调的交流电,常用于电动机控制。这样的电路要求快速开关器件。一般来讲,MOSFET用于小功率场合,IGBT用于中等功率场合,而GTO晶体管则用于大功率的场合。

IGBT开通快,功耗低,尽管总的说来,当今的IGBT只要处在其安全工作区(SOA)以内就是无锁定的,但关断过程中的电流拖尾会产生一个大的损耗,并可能导致寄生晶闸管锁定。大的关断损耗减小了硬开关电路的SOA,但对于构造合理的器件来说,

工作在 100kHz 频率是可能的。

IGBT 瞬时开通, 关断有拖尾, MOSFET 则不同, 器件应是弱容性较好。IGBT 比 MOSFET 优越的一点是其结构中不包含集成的体漏二极管, 所以电路设计者可以自由地选择一个最适用的反并联二极管。

IGBT 在电网供电的逆变器应用中已开始成为主流器件。因为器件是电压控制的, 所以易于驱动。由于是电导调制型的, 因而高压器件也能具有较低的通态压降。由以上分析, 在论文中选择 IGBT 逆变电路。

### 2.3.2 逆变器的控制方式

在电力电子电路中, 对于逆变器的控制方式有两种: 一是近二十年来发展起来的脉宽调制 PWM 硬性开关控制技术。它在 10W~500W 的 DC-DC、DC-AC 变换中占主导地位。二是近几年兴起的谐振软开关控制技术。它是零电压、零电流和谐振电路相结合的产物, 是一种高性能的控制方式。在 PWM 电路中, 电力电子开关器件高电压开通, 大电流关断, 是一种强迫的开关过程, 因此称之为硬性开关。这种电路结构简单, 输出波形良好, 在较短时间内发展很快, 但是在高频状态运行下, 则会受到热学及电磁干扰等限制。谐振软开关是指电力电子开关器件在零电压或零电流条件下开关, 在理论上开通或关断损耗为零, 即不存在硬性开关受结温限制而不能提高工作频率的现象。因此与硬性开关电路相比, 在采用同一类开关器件条件下, 谐振软开关电路可以很轻松地在高出一个数量级的开关频率下工作。这时, 开关器件的开关频率不受开关损耗的限制而受其他参数的影响。高开关频率使谐振软开关电路具有很多明显的优点。如低噪声、低电磁干扰 (EMI)、输出波形中的谐波成分少等。另外, 由于开关器件在零电压或零电流条件下动作, 开关器件的动态开关轨迹大为改善, 散热器尺寸大为减小。

由于谐振软开关电路具有如此多的优点, 因此超音频感应加热电源逆变器控制方式的选择上采用谐振软开关技术, 即零电流开关控制, 这样可以保证 IGBT 在电流过零附近开关。但是, 对于感应加热系统, 随着加热温度的升高, 负载阻抗随之发生变化 (尤其是在过居里点的时候), 那么, 逆变器电压、电流之间的相角就会发生变化, 也会引起逆变器逐渐失去谐振软开关的工作方式, 这将引起严重的后果。

根据以上分析, 对于感应加热系统, 逆变器控制首先应是逆变器工作于谐振软开关状态; 其次必须引入频率相位负反馈, 即引入锁相环控制。在感应加热过程中, 负载的等效阻抗等参数会有一定的变化, 因此负载的谐振频率就会相应地发生变化。控制电路也要变化, 以保证逆变器始终工作于谐振状态, 即保证零电流导通或关断。

### 2.4 串并联谐振电路的比较<sup>[41][44]</sup>

(1) 串联谐振式逆变器短路保护较为困难。相反并联谐振式逆变器的短路保护则比较容易。

串联谐振式逆变器负载电路对电源呈低阻抗, 逆变器采用电压源供电, 因此在直流电源的两端并接有大的滤波电容, 当逆变失败时, 浪涌电流大, 保护困难; 并联谐



振式逆变器采用电流源供电, 直流电源末端串接有一大滤波电抗器, 逆变失败时, 由于电流受大电抗的限制, 冲击不大, 功率器件的短路故障保护就相对比较容易实现。

(2) 并联谐振式逆变器工作时, 开关管承受反压较大。换流时, 开关管是在全电流运行中被强迫关断的, 电流被迫降至零以后还需加一段反压时间, 因为关断时间较长。由于 IGBT 承受反压的能力很低, 因此应用中就需要给每个桥臂的主开关管串接同等容量的快恢复二极管, 而其频率、电流、电压等级很高, 损耗很大。

而串联谐振式逆变器工作时, 开关管承受的反压很小, 其大小仅仅是开关管的反并联二极管的导通压降, 非常小。在换流时, 开关管是自然关断的, 关断前已逐渐减小到零, 因为关断时间短。相比之下, 串联谐振式逆变器更适宜于在工作频率较高的感应加热装置中使用。

(3) 串联谐振式逆变器相当于一恒压源, 负载为  $R$ 、 $L$  和  $C$  的串联, 其输出电压为矩形波, 输出电流为近似正弦波, 换流是在开关管上电流过零以后进行, 因而电流总是超前电压一  $\Phi$  角。

而并联谐振式逆变器相当于一恒流源, 负载为  $R$ 、 $L$  和  $C$  的关联, 其输出电流为矩形波, 输出电压为近似正弦波, 换流是在谐振电容器上电压过零以前进行, 负载电流也总是超前电压一  $\Phi$  角。

这就是说, 串并联谐振式逆变器都是工作在容性负载状态。

(4) 由于串联谐振式逆变器由电压源供电, 在换流过程中为避免逆变器上下桥臂开关管同时导通造成电压源短路, 在控制中必须确保先关断后开通, 即必须保证死区时间的存在。

并联谐振式逆变器由电流源供电, 换流时为了避免直流滤波电感  $L_d$  产生大的感生电势, 必须保证电流连续, 即换流时要遵循先开通后关断的原则, 保证重叠时间的存在。

(5) 串联谐振式逆变器的起动较为简单, 适用于频繁起动工作的场所。串联谐振式逆变器既能自激工作, 也能他激工作。也可以设计他激转自激电路, 容易地解决电路的起动问题。

并联谐振式逆变器需附加起动电路, 起动较为困难, 起动时间长, 而且只能工作在他激状态, 并且起动之前必须测定负载的固有谐振频率。

(6) 并联谐振式逆变器则由于电压低, 电流大, 而槽路布线要求很高。感应加热线圈与逆变电源 (尤其是谐振电容器) 的距离应尽量靠近, 否则功率输出和效率都会大幅度降低。

串联谐振式逆变器由于电压高, 电流小, 对槽路布局要求较低, 感应加热线圈与逆变电源 (包括补偿电容器) 的距离较远时, 对输出功率的影响很小。因此串联逆变器更适合高频。

(7) 串联谐振逆变器感应线圈上的电压和补偿电容器上的电压, 其数值都是谐振

逆变器输出电压的  $Q$  倍。当  $Q$  值变化时, 电压变化比较大, 所以对负载的变化适应性差。流过感应线圈上的电流, 等于谐振逆变器的输出电流。

并联谐振逆变器的感应线圈和补偿电容器上的电压, 都等于逆变器的输出电压, 而流过它们的电流, 则都是逆变器输出电流的  $Q$  倍。逆变器器件关断时, 将承受较高的正向电压, 器件的电压参数要求较高。

综上所述, 在需要频繁起停的超声频感应加热应用中, 选择串联谐振式逆变器结构更为合适。

## 2.5 理想状态下串联谐振式逆变电路工作原理

串联谐振逆变器如图 2-3 所示, 以补偿电容和感应圈串联后作为逆变桥的负载, 利用负载电路串联谐振原理工作。<sup>[1]</sup>

逆变器为半桥式电路, 这是由于全桥逆变电路中输出电压中含有直流分量, 在设计高频高压升压器时要考虑到直流磁通可能导致磁通饱和的问题, 同时会增加磁芯损耗, 增大变压器设计难度。虽然可以在输出中串联隔直电容来避免这个问题, 但增加了成本和复杂性。

图中采用 IGBT 作为串联谐振式电压型逆变器的开关器件。直流侧电源并联了大容量的电容器  $C_d$ , 因而负载的电压是恒定的, 不受负载变化的影响, 输出电压波形为矩形,  $C_f$  为补偿电容, 具有换流功能。  $R_f, L_f$  为包含负载在内的负载等值电阻和电感。

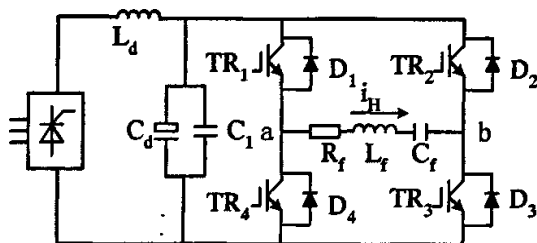


图 2-3 串联谐振逆变器

Figure2-3 Serial resonant inverter

串联谐振时的主要电气参数如下:

负载谐振角频率:  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

负载阻抗为:  $Z = R_f + j(\omega L_f - 1/\omega C)$

负载等效阻抗:  $R_D = R$

负载谐振电流:  $I_H = U_{ab}/R$

电感、电容上的电压:  $U_L = U_C = QU_{ab}$

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

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, 逆变器由 4 个 IGBT( $TR_1 \sim TR_4$ )和与其反并联的快速二极管 D1~D4 组成两个桥臂, 其工作时, 轮流触发  $TR_{1,3}$  和  $TR_{2,4}$  使负载得到超音频电流。设置快速二极管的目的, 是为了在 IGBT 关断时, 给负载振荡电流提供续流通路。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 IGBT 必须遵守先关断后开通原则, 即应有死区时间( $t_d$ )。【33】

### 3 感应加热控制电路

前面确定了超音频感应加热电源的主电路形式, 此外更关键的在于控制电路。本文研究的超音频感应加热电源采用了直流侧二极管不控整流, 逆变侧负载频率跟踪并移相调功的总体控制方案。为了使感应加热电源得到较好的运行效果, 对逆变器控制电路有一些相应的要求(见 2.3.2 小节)。

#### 3.1 串联逆变器的三种工作状态

在 1.1.3 感应加热电源的特殊性小节中, 提到逆变器可以工作在三种不同的状态, 即可以通过控制电路使逆变器的换相在三个不同的时刻或时段进行。如图 3-1 所示:

##### (1) 容性换相:

如图 3-1 (a) 所示, 如果即将关断的开关管的关断信号是在电流过零时或在电流过零反向之后来到, 由于死区的存在, 此时开通信号并未来到, 则其同一桥臂上的另一个将要开通的开关管不能马上开通, 电流由已经关断的开关管上反并联的二极管续流。这样逆变器工作在零电流关断状态。

##### (2) 死区内换相:

如图 3-1 (b) 所示, 电流过零之前关断信号来到而电流反向之后开通信号才来, 此时电流的换相是在死区内进行的。在这种状态下, 逆变器是在小电流下关断、小电流下开通的。

##### (3) 感性换相:

如图 3-1 (c) 所示, 电流过零时刻或电流过零之前开通信号就已经来到, 使正导通的开关管强迫关断, 电流通过另外两个开关管上的反并联二极管续流。死区之后开通信号来到, 然后电流反向。在这种状态下逆变器是零电压开通, 小电流关断。

由上述分析, 在感应加热中频率跟踪比较准确的情况下逆变器的工作状态一般处于零开通或零关断, 要么在开关时电流值较小, 即死区内换相。

下面以第二种死区内换相的工作状态为例, 简单分析串联谐振式逆变器的工作过程, 如图 2-3 和图 3-1 (b) 所示。

在频率跟踪比较准确时, IGBT 的开关频率为负载的谐振频率。<sup>[1]</sup>

状态 1:  $t_1 \sim t_2$ ,  $t_1$  时刻  $TR_{1,3}$  导通, 电流会从电源正端— $TR_1$ — $R_f$ — $L_f$ — $C_f$ — $TR_3$ —电源负端流通。负载电路  $R_f \leq L_f$ , 工作在振荡状态, 因而电流  $i_H$  按正弦规律变化, 经  $TR_{1,3}$  流通, 形成  $i_H$  的正半波,  $u_{ab}$  为正压。

状态 2:  $t_2 \sim t_3$ ,  $t_2$  时刻当  $TR_{1,3}$  关断后, 由于电感  $L_f$  中的电流不能突变, 电流  $i_H$  通过  $D_{2,4}$  续流。此时  $u_{ab}$  为负压。

状态 3:  $t_3 \sim t_4$ , 到  $t_3$  时刻, 电流降到零, 开始换向, 但在电容器  $C_f$  上已充有极性为左正右负的电压, 而且由于电感  $L_f$  足够大, 电容器上的电压必定高于电源电压, 所以直到  $t_4$  的  $t_3/2$  的时间内,  $u_{ab}$  为正压。从而致使电流从电源负端— $D_3$ — $C_f$ — $L_f$ — $R_f$ — $D_1$ —电源正端流通,  $i_H$  的负半波开始。

状态 4:  $t_4 \sim t_5$ , 到  $t_4$  时刻  $TR_{2,4}$  承受正向电压而导通, 电流从电源正端— $TR_2$ — $C_f$ — $L_f$ — $R_f$ — $TR_4$ —电源负端流通, 此时段  $u_{ab}$  为负压。

状态 5:  $t_5 \sim t_6$ ,  $TR_{2,4}$  关断后, 由于电感  $L_f$  中的电流不能突变, 电流  $i_H$  通过  $D_{1,3}$  续流。此时  $u_{ab}$  为正压。

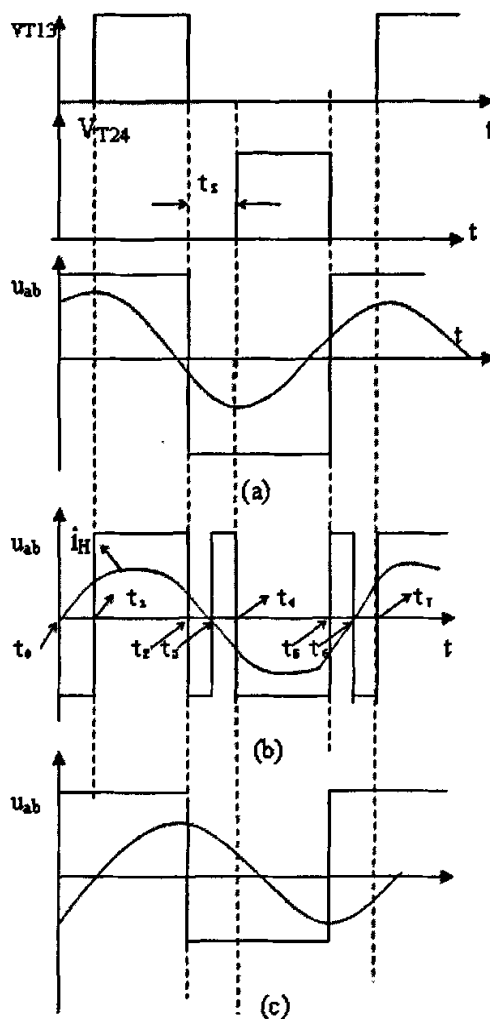


图 3-1 逆变器工作状态

Figure3-1 Working states of the inverter

状态 6:  $t_6 \sim t_7$ , 到  $t_6$  时刻, 电流升到零, 但在电容器  $C_f$  上已充有极性为左负右正的电压, 而且由于电感  $L_f$  足够大, 电容器上的电压必定高于电源电压, 所以此时直到  $t_7$  的  $t_6/2$  的时间内  $u_{ab}$  为负压。从而致使电流从电源负端— $D_4$ — $R_f$ — $L_f$ — $C_f$ — $D_2$ —电源正端流通,  $i_H$  的正半波开始。这样就形成了一周的工作过程。由于反向并联二极管续流的作用, 负载两端的电压  $u_{ab}$  在换相点附近出现两次改变方向的现象。

由于 IGBT 具有自关断能力, 逆变器负载可以工作在容性、谐振、感性三种状态。

逆变器工作于容性状态时,电路换流过程中开关器件会受到浪涌电流和浪涌电压冲击;工作于感性状态时,换流时开关管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,不会受到浪涌电压或电流的冲击。因此控制电路应使电源工作于谐振状态,以提高功率因数,减小开关损耗,但实际应用中由于死区以及驱动延迟等的影响,应该使电源工作于弱感性准谐振状态,输出电压始终超前于输出电流。<sup>【25】【29】</sup>

串联谐振技术应用在感应加热、逆变焊机等高频逆变器中,能实现主开关管的 ZCS 或 ZVS,有效提高功率因素,实现大功率输出。

## 3.2 频率跟踪技术

### 3.2.1 传统的频率跟踪技术

感应加热在加热过程中,负载等效参数和槽路固有谐振频率也发生变化。为了使逆变器始终工作在功率因数接近或等于 1 的准谐振或谐振状态,以实现逆变器的零电流或零电压开关,其频率跟踪电路是必不可少的。

感应加热电源的频率跟踪主要通过锁相环电路来实现,最早开始广泛使用的是 CD4046 锁相环,采用模拟电路控制,后来出现了单片机、DSP 等数字化控制,同时还出现了数字锁相环,这些都使频率跟踪控制技术得到了很大的发展。但在高频(1MHz 以上)频段,数字化控制还显得力不从心,一般只能采用模拟控制技术,只能采用速度更高的 74HC4046 锁相环,而且随着频率的提高,对频率跟踪的快速性和准确性要求也非常高。<sup>【30】</sup>

感应加热电源在加热过程中,传统的方法是利用集成锁相环 CD4046 为核心的模拟电路进行模拟控制,但它需要辅助电路,跟踪范围窄,且存在元件易老化、零漂等缺点。为此,拟提出一种基于 DSP 的数字锁相环的实现方法,并用于超音频感应加热电源的频率跟踪,具有跟踪速度快、跟踪频率准确、抗干扰能力强等优点。

目前频率自动跟踪方法有许多种,以下是两种比较典型的控制方式:<sup>【27】</sup>

一是定时调频方法。所谓定时调频是指在逆变器整个工作过程中,保持负载中电流超前电压时间为恒值。其基本思想是选择负载电压和电容电压作为控制信号,也称为电压电流取交角方法。因为二者频率相同,相位相差  $\pi/2$ 。

定时控制方法虽然可以保证逆变器始终工作在容性状态,但随着加热的进行,负载谐振频率随之上升,在保持超前时间一定的情况下,超前角必然增加,从而使输出电压过高,造成逆变器不能工作在最佳状态。这时就需要减小超前时间,给实际操作带来不便。

二是锁相环控制调频方法。锁相环控制调频技术可避免上述现象的发生,能做到触发脉冲与超音频电压信号的严格频率同步,同时保持超前角恒定。

常见超音频电源频率自动跟踪控制方式有以下几种:一是电反馈的自激振荡方式,主要有声反馈和电反馈两大类。二是锁相压控振荡方式。三是电流动态反馈方式。四

是自适应方式。<sup>【28】</sup>

本论文采用数字锁相环来实现工作频率的自动跟踪和逆变器工作相位角的锁定。

### 3.2.2 锁相环的基本工作原理<sup>【10】</sup>

锁相环是一个相位负反馈控制系统，其特点是实现对输入信号频率和相位的自动跟踪。它跟踪固定频率的输入信号时没有频差；跟踪频率变化的输入信号时精度也很高。<sup>【10】</sup>

锁相环的工作原理可简述如下：首先鉴相器把输出信号  $V_o(t)$  与参考信号  $V_i(t)$  的相位进行比较，产生一个反映两信号相位差  $\theta_e(t)$  的大小的误差电压  $V_d(t)$ ， $V_d(t)$  经过环路滤波器的过滤得到控制电压  $V_c(t)$ 。 $V_c(t)$  调整 VCO 的频率向参考信号的频率靠拢，直至最后两者频率相等而相位同步实现锁定。可见其工作过程是一个频率与相位同时修正的过程。锁定后两信号之间的相位差表现为一固定的稳态值。<sup>【54】</sup>

锁相环路由鉴相器 (PD)、环路滤波器 (LF) 和电压控制振荡器 (VCO) 三部分组成，框图如图 3-2：

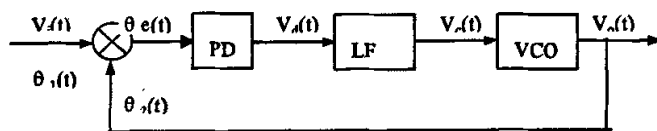


图 3-2 锁相环路组成框图

Figure3-2 Block diagram of phase-locked loop circuit

#### (1) 鉴相器 (PD)

鉴相器是相位比较装置。它把输入信号  $V_i(t)$  与压控振荡器输出信号  $V_o(t)$  的相位进行比较，产生对应于两信号相位差  $\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$  的误差电压  $V_d(t)$ ，在 CD4046 中一般使用鉴相器 II，它为一个比例环节，见图 3-3。

其传递函数如下：

$$G_1(s) = Kd = \frac{V_{dd}}{2\pi} \quad (3.1)$$

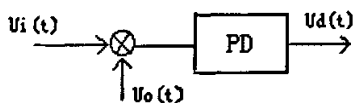


图 3-3 鉴相器

Figure3-3 Block diagram of phase detector

#### (2) 环路滤波器 (LF)

环路滤波器 (LF) 是一个线性低通滤波器，用来滤除误差电压  $V_d(t)$  中的高频分量和噪声，更重要的是它对环路参数调整起来决定性的作用，保证了环路所要求的性能。 $V_d(t)$  经过 LF 后得到一个平均电压  $V_c(t)$ ，用来控制 VCO 的频率变化。环路滤波器是一个线性系统，由线性元件电阻、电容、运算放大器组成。

常见的环路滤波器有 RC 积分滤波器、无源比例积分滤波器和有源比例积分滤波器。

RC 积分滤波器是最简单的低通滤波器，它的传递函数为：

$$F(s) = \frac{U_c(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1+s\tau_i} \quad (3.2)$$

### (3) 压控振荡器(VCO)

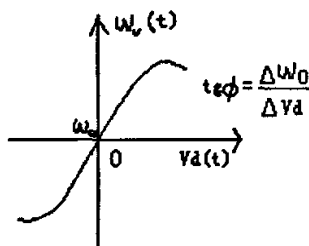


图 3-4 VCO 的压控特性

Figure3-4 Voltage-control characteristic of VCO

压控振荡器是振荡频率受控制电压控制的振荡器，即是一种电压—频率变换器，它的瞬时角频率  $\omega_c(t)$  受控制电压  $V_c(t)$  控制，使其频率向输入信号的频率靠近，于是两者频率之差越来越小，直至频差消失而被锁定。压控振荡器的角频率—电压特性如图 3-4，图上中心频率是压控振荡器未加控制电压 ( $V_c(t) = 0$ ) 而仅有偏压时的振荡频率  $\omega_0$ ，称为固有振荡频率。 $\omega_c(t)$  以  $\omega_0$  为中心而变化，在较大变化范围之内， $\omega_c(t)$  应和  $V_c(t)$  成线性关系。在此线性范围之内，此控制特性可用下列方程来表示：

$$\omega_c(t) = \omega_0 + K_v U_c(t) \quad (3.3)$$

式中  $K_v$  是压控振荡器特性曲线的斜率，它表示单位控制电压可使压控振荡器角频率变化的大小，因此又称为压控振荡器的控制灵敏度或增益系数，单位为弧度/秒/伏。

在锁相环路中，从鉴相特性上看，压控振荡器输出对鉴相器起作用的不是瞬时角频率而是它的瞬时相位，此时瞬时相位可通过对式 (3.3) 积分求得：

$$\int \omega_c(t) dt = \omega_0 t + K_v \int U_c(t) dt \quad (3.4)$$

$$\theta(t) = \omega_0 t + K_v \int U_c(t) dt \quad (3.5)$$

而以  $\omega_0 t$  为参考的输出瞬时相位为：

$$\theta_2(t) = K_v \int U_c(t) dt \quad (3.6)$$

写成频域表示为：

$$\theta_2(s) = \frac{k_v}{s} \times U_c(s) \quad (3.7)$$

所以 VCO 的传递函数为：

$$G_2(s) = \frac{\theta_2(s)}{U_c(s)} = \frac{k_v}{s} \quad (3.8)$$

锁相环的数学模型如图 4-4 所示：



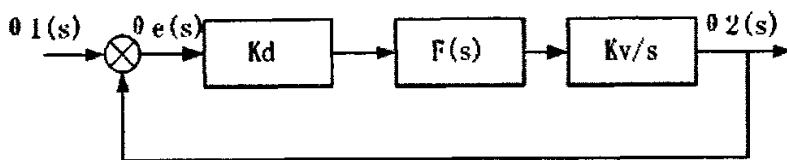


图 3-5 锁相环频域线性相位模型

Figure 3-5 PLL frequency domain linear phase model

其基本框图如图 3-4 所示, 锁相环的线性化环路基本方程为

$$S\theta_e(t) + K_d K_v F(S)\theta_e(t) = S\theta_1(t) \quad (3.9)$$

其开环传函为:

$$G_o(s) = k_d \times F(s) \times \frac{k_v}{s} \times 1 = \frac{k_v k_d}{(1 + \tau_1 s)s} \quad (3.10)$$

闭环传递函数为:

$$G(s) = \frac{k_o k_d}{\tau_1 s^2 + s + k_o k_d} \quad (3.11)$$

### 3.3 功率调节技术

#### 3.3.1 调功方式的分析与选择

在串联谐振式逆变器应用中, 对系统的输出功率的调节有多种, 总体上可分为整流侧调功和逆变侧调功两种方法。<sup>[34]</sup>

##### a. 整流侧调功

也称为直流调功, 即在逆变器的直流电源侧通过对逆变器输入电压值的调节实现对逆变器输出功率的调节。通常有两类方式:

(1) 相控整流调功, 采用输入可控整流来调节功率, 通过控制整流桥晶闸管的导通角控制整流输出电压达到调功的目的。这种方法的缺点是在深度控制下输出功率因数低, 动态响应慢。

(2) 直流斩波调功, 通过斩波电路控制整流输出电压的大小达到调功的目的。其主电路通常采用不可控整流+DC/DC 变换器+串联谐振式逆变器的拓扑结构, 通过调节 DC/DC 变换器的输出电压来调节感应加热电源的输出功率。

直流调功可以大范围调节功率, 而且功率调节的线性比较好。但是必须在逆变桥前级加可控电路。而且在需要加入功率因素校正的时候, 直流调功就较难实现了。

##### b. 逆变侧调功

也称为交流调功, 即在逆变器侧通过对逆变环节功率器件开通关断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。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) 三种:

(1) PFM 就是通过改变逆变器功率器件的开关频率从而改变负载的阻抗而达到调节输出功率的目的。这种调功方式比较常用, 优点是调节方法比较简单, 而且较容易实现软开关。但是, 功率调节线性不好, 而且调节范围不大。

(2) PDM 就是通过控制脉冲密度,即控制逆变器向负载馈送能量的时间,从而控制输出平均功率,来达到控制功率的目的。这种控制方法较容易实现,但是由于是间断加热,所以加热效果不好。

(3) PWM 是控制逆变器开关管一个周期内的开通时间,改变其输出方波的占空比从而改变输出功率的方法。这种方法等同于普通开关电源的调制方法,调节线性好,范围大,但是不容易实现软开关。

目前我国中小功率的感应加热电源多为并联谐振式主电路结构,功率调节通过直流调节实现:一种通过调节整流器件触发导通角实现,一种利用直流斩波电路实现。此类电源存在电网侧功率因数较低,对电网谐波污染较大,效率不够等缺点,而采用逆变侧调功方案时直流侧可采用不控整流,则可以很好的解决此类问题,并且采用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调节要快。

对于感应加热电源的各种功率调节方式,按其发展过程,可分为以下四个发展阶段。首先是调压调功阶段,最先是通过调节三相全控整流桥的输出电压来调节输出功率。后来出现了不控整流加斩波调节的方式,在一定程度上解决了全控整流的不足之处(深控时功率因数低,换流时容易出现波形畸变,动态响应较慢),但是对器件的要求较高,损耗较大。其次是调频调功阶段,整流部分采用不控整流,但负载适应性不好,当功率变化范围较大时负载功率因数较低。第三是脉冲密度调功阶段,采用这种方式后输出频率可以基本不变,开关损耗相对较小,易于实现数字化控制,适合于开环控制,缺点是在功率闭环或温度闭环的情况下,工作稳定性不好,而且功率调节不理想,呈有级调功,这种方式不常用。第四是移相调功阶段,移相调功是在增加控制难度的前提下,将调压调功和调频调功两种方式结合起来的方式,使两者的缺点在一定程度上得到弥补,调功范围宽,响应速度快,但缺点是控制难度有所增加,桥臂开关在工作时属于硬开关状态,而且频率跟踪不易实现,负载不易保持在谐振频率附近。

### 3.3.2 移相式 PWM 调功的工作原理及分析

在一般的非移相调功的逆变器中,逆变器同一桥臂上下两开关管的触发信号是互补的,每个桥臂的两个开关则为同时开通与关断,此时逆变器输出电压为方波(电压型逆变器),正负半波各占半个周期。各开关管控制信号占空比为 50%(理想化,实际上有死区影响),如果我们使各管控制信号占空比小于 50%,则输出电压波形在正负交替电压之间就会出现零电压值,输出功率得到调节。

移相 PWM 调制法,如图 3-5 和 3-6 所示,其原理是同一桥臂的上下开关管驱动脉冲互补,使每一桥臂上原来同相的两个开关管的驱动信号错开一个相位角,即使各管控制信号占空比小于 50%,这样就能在负载输出的正负交替的方波电压之间插入一段零电压区,如此就改变了输出电压的有效值,通过对错开相位角的控制即可达到输出功率控制的目的。

一般的逆变器移相 PWM 控制方式中, 工作频率为一定值。在感应加热电源的应用中, 移相 PWM 控制中要求逆变器工作频率跟踪负载的谐振频率。这种控制方法通常要求某一桥臂(基准臂)的驱动脉冲与输出电流的相位保持一致(实际中往往领先一定相位角), 而改变另外一个桥臂(移相臂)的开关管的驱动信号与此桥臂驱动信号的相位差(在一定范围内可调)来实现输出功率的调节。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。如图 3-6 所示, 左为降频式 PWM, 右为升频式 PWM。

降频式 PWM, 逆变器输出电流  $i_o$  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。在这种控制方式中没有器件并联二极管的反向恢复问题, 不会产生大的电流尖峰和功率损耗。

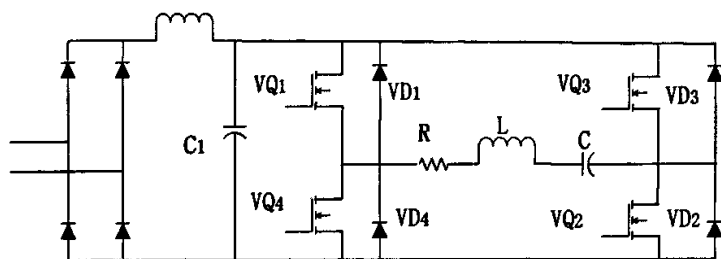


图 3-6 移相控制主电路原理图

Figure 3-6 Principium of phase-shift control main circuit

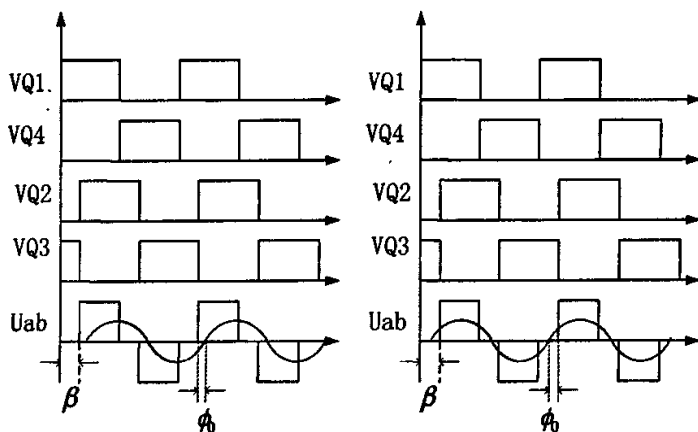


图 3-7 移相调功电路波形图

Figure 3-7 Waveform of phase-shift power modulation circuit

升频式 PWM, 逆变器输出电流  $i_o$  始终引前于输出电压  $U_{ab}$  一个角度  $\phi_0$ 。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。在这种控制方式中与超前臂中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。

### 3.3.3 移相脉冲生成方法

移相 PWM 控制，关键在于移相 PWM 脉冲的生成。对移相全桥电路来说实现数字控制系统的一个主要问题是如何产生移相脉冲。一般的是利用 DSP 的 PWM 口或者 I/O 口来产生脉冲，然后在 DSP 外面用硬件电路进行合成。

以往常用的移相脉冲生成方法中，有一种是基于 EPROM 存储的移相 PWM 控制器的实现方法，再一种是基于 DSP 的移相 PWM 数字实现方法。<sup>[9][14]</sup>

#### a. 基于 EPROM 存储的移相 PWM 控制器的实现方法

这种方法一般是在 EPROM 中开辟出  $n$  个连续的数据块，每个数据块有  $m$  个字。这  $n$  个数据块中的每个数据块，置 1 的地址和置 0 的地址都是不同的，但总是  $m/2$  个字对应的某数据位置为 1，剩下的  $m/2$  个字对应的某数据位置为置 0。

如图 3-8 所示，用一个外部的计数器按照衡定的速率循环将第  $p$  个数据块中的  $m$  个字送到数据线上的第  $k$  位这样就会在第  $k$  位数据线上出现一个占空比为 50% 的脉冲波形。这  $m$  个字的数据同时被送到数据线上的第  $k+1$  位，这样在数据线的第  $k$  位，第  $k+1$  位就会出现两路互补的，占空比为 50% 的脉冲。

为了产生移相的效果，需要将低位地址的字的第  $k+2$  位数据按照移相的角度错开即可。

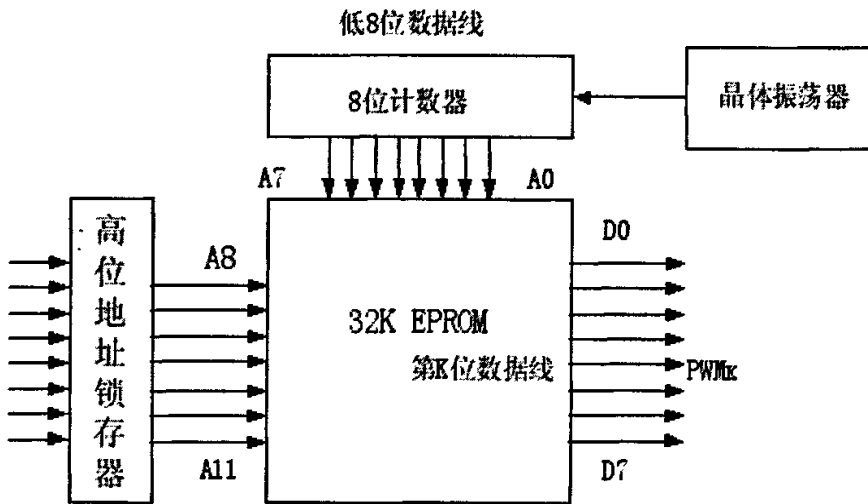


图 3-8 移相硬件电路

Figure3-8 Phase-shift hardware circuit

当计算机提供的高位地址变化时，第  $k$  位和第  $k+1$  位将输出占空比为 50% 相位不变的脉冲，而第  $k+2$  和第  $k+3$  位将输出占空比为 50% 但相位移动的脉冲。这样数据线第  $k$  位和第  $k+1$  位的输出可用于控制全桥变换器超前桥臂的两个开关管，而第  $k+2$  和第  $k+3$  位的输出可用于控制全桥变换器滞后桥臂的两个开关管，从而实现电路的移相 PWM 控制。

该方法硬件开销较大,控制难于实现,不具有普遍应用价值。

#### b. 基于 DSP 的移相 PWM 数字实现方法

在用 DSP 生成移相脉冲时,定时器时基为固定时基,为了实现  $0^\circ \sim 180^\circ$  范围内的自由移相,移相可以从两个方面考虑:移动时基或是改变比较点。

##### (1) 采用驱动波形合成电路。

将 DSP 输出的 6 路 PWM 信号合成为 4 路移相驱动信号,其原理如图 3-9 所示。图中, Q1、Q3 和 Q4 以通用定时器 T1 为时基, Q2 以通用定时器 T2 为时基, T2 相位滞后于 T1  $180^\circ$ , 均设置为连续增模式, 比较点为定时器周期中点。Q1 和 Q3 的死区时间由全比较单元死区定时器控制寄存器设置。Q4 信号由 PWM3 和 PWM5 的输出信号相与而产生, 且 PWM3 设置为低有效, PWM5 设置为高有效。Q2 信号由单比较单元 1(SCMPR1) 和 2(SCMPR2) 输出波形 PWM7 和 PWM8 相与产生, 且 PWM7 设置为低有效, 而 PWM8 设置为高有效。设定 CMPR1 数值为周期的一半, Q1 和 Q3 驱动超前桥臂。在调节过程中, 并保持 CMPR2 和 SCMPR1、CMPR3 和 SCMPR2 的数值相同分别等于比较点 2 和比较点 3。如果将以上四个比较寄存器的值同时减小或增加相同的量, 则可以实现 Q2 和 Q4 的向前移动或向后移动。即实现了滞后桥臂驱动的移相控制。

这种方法思路清晰, 实现较容易, 但是占用 DSP 资源多, 灵活度不够, 外围电路成本增加。

##### (2) 基于 DSP 全比较单元的直接移相脉冲生成方法<sup>[39]</sup>

利用 DSP 事件管理器中的两个全比较单元输出四路脉冲。由全比较单元 1 输出超前臂上下管脉冲, 全比较单元 2 输出滞后臂上下管脉冲。两个全比较单元的比较寄存器数值按照调节器输出的要求在下溢中断和周期中断当中不断的修改, 如图 3-10 所示。在下溢中断中赋给 CMPR1&2 在计数器计数下降沿比较值, 在周期中断中赋给 CMPR1&2 在计数器计数上升沿比较值。计数器计数周期为脉冲周期。

这种方法直接利用两个全比较单元输出四路互补带有死区的移相脉冲, 改变 CMPR2 的值, 可使移相角度可在  $0^\circ \sim 180^\circ$  间可调, 无需外加硬件电路。

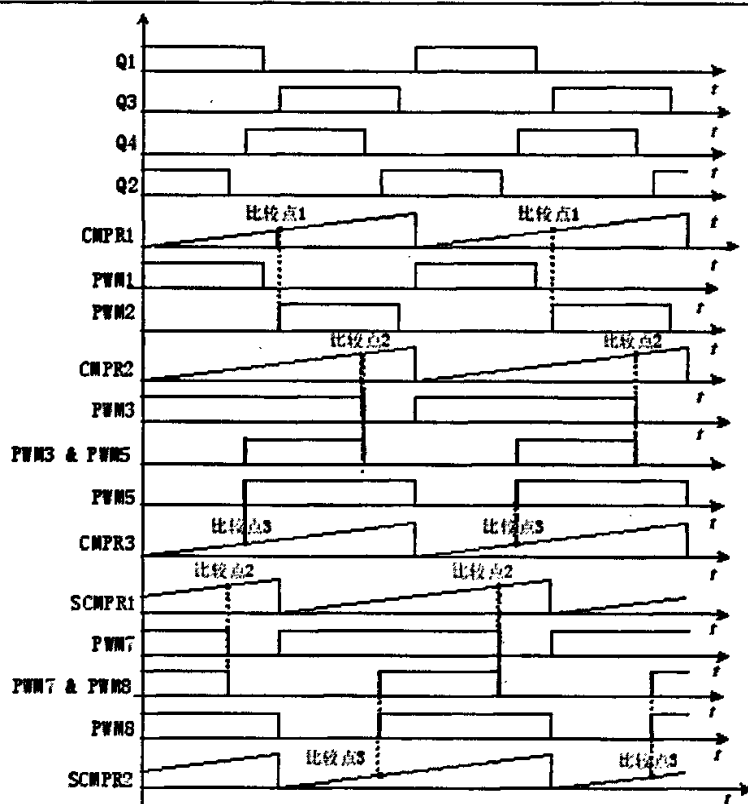


图 3-9 驱动信号合成原理

Figure 3-9 The principle diagram of synthesized drive signal

(3) 载波信号和调制信号相交，在交点处输出信号发生变化：当载波信号高于调制信号时，输出高电平；当载波信号低于调制信号时，输出低电平。图 3-11 中， $U_1$  和  $U_2$  输出信号便是  $U_c$  分别和  $U_{m1}$  及  $U_{m2}$  相作用的结果，由于移相控制的开关频率固定，且输出信号占空比为 50%，因此将  $U_1$  和  $U_2$  信号的上升沿作为触发信号，进行二分频，则可以获得开关管  $S_1$  和  $S_4$  的驱动信号，通过互补关系可以获得  $S_2$  和  $S_3$  的驱动信号。

若将调制信号  $U_{m1}$  固定为一个很小的恒值，而  $U_{m2}$  在  $U_{m1}$  与非常接近 1 的数之间变化，则可以实现移相角  $\theta$  从接近  $0^\circ$  到接近  $180^\circ$  的变化。同时可知，由  $U_{m1}$  和  $U_c$  产生的信号为超前桥臂驱动信号，由  $U_{m2}$  和  $U_c$  产生的信号为滞后桥臂的驱动信号。

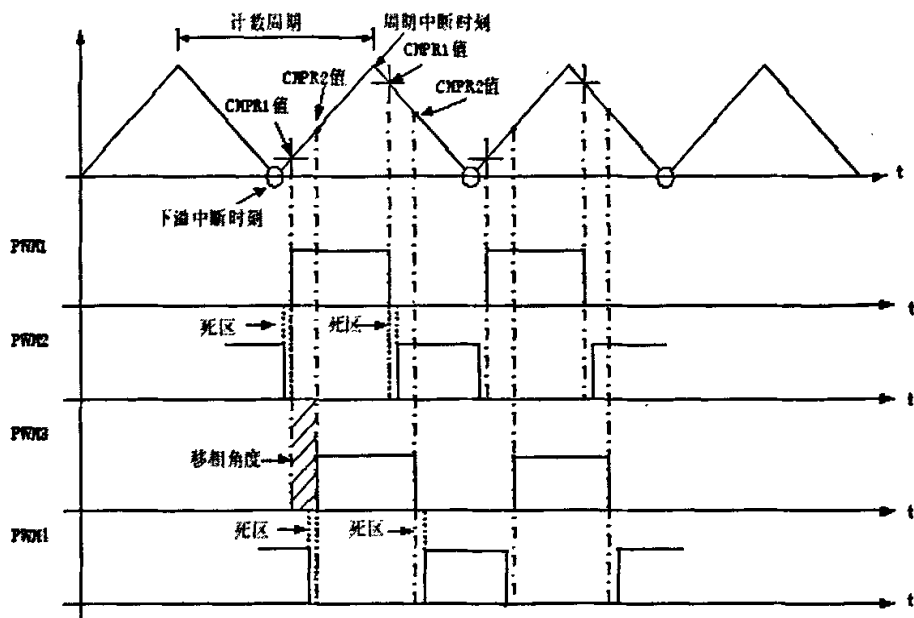


图 3-10 直接生成驱动脉冲

Figure3-10 Generate drive signal directly

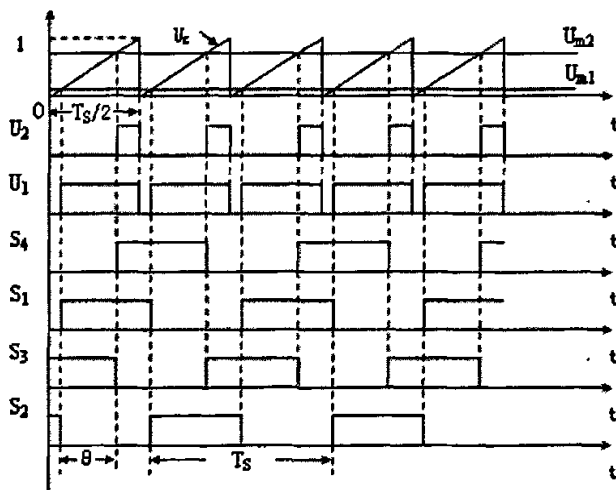


图3-11开关管驱动信号形成过程

Figure3-11 The forming process of switch drive signal

## 4 频率跟踪和功率调节技术的研究

### 4.1 频率跟踪移相控制电路的方案分析<sup>[31]</sup>

串联谐振式逆变器采用不控整流,通过移相控制,即通过调节两桥臂开关管驱动信号的移相角,调节输出电压的宽度来调节功率。考虑到串联谐振式逆变器在工作过程中负载等效参数会发生变化,从而引起的谐振频率的变化,为了确保逆变器输出电压与负载电流的相位关系以及功率管的软开关条件,在控制策略上必须采取负载电流的闭环频率自动跟踪技术。在具体实现时需采用具有频率跟踪功能的移相 PWM 控制电路来完成上述功能。

实现感应加热电源的输出功率的移相控制,必须有合适的控制电路,例如 UC3875、UC3879、ML4818 等,频率跟踪主要通过锁相环电路 CD4046 来实现。下面来分析将这两者有机结合的实现方案。

频率跟踪移相控制电路的实现方案有很多,下面对几种常见的实现方案进行简单的介绍。

鲍建宇所著《软开关移相 PWM 感应加热技术的研究利用》,利用移相 PWM 时序扩展,从扩展后的移相 PWM 工作时序中得出一些规律,并在此基础上提出了一种基于负载电流向量和谐振电容电压向量合成的移相 PWM 控制方案。该方案在串联逆变器工作于阻性(谐振)状态的情况下,移相范围为  $0^{\circ}-180^{\circ}$ 。但当串联逆变器工作于容性或感性状态时,移相范围则为  $0^{\circ}-90^{\circ}$ 。这种移相 PWM 控制方法直观而且简单,也容易实现。但频率跟踪性能较差。再者,由于在控制电路中使用了两套传感变送装置,使得系统的可靠性、稳定性变差,成本较高。<sup>[35]</sup>

吕宏等所著《感应加热电源的 PWM-PFM 控制方法》提出的是一种利用集成锁相环 CD4046 实现频率自动跟踪、采用方波-三角波-比较器实现移相控制的频率跟踪移相控制电路。其基本控制思路是:负载电流经过零比较器后作为锁相环的输入,锁相环的输出信号作为逆变桥基准臂功率管的驱动信号。该方案较(1)方案来说,频率跟踪性能得到改善,电路工作在容性或感性状态时,移相范围可达  $0^{\circ} \sim 180^{\circ}$ ,但移相控制电路显得复杂。

王立乔等所著《基于新型移相控制的感应加热电源的研究》采用的是一种串联谐振式逆变器工作于谐振状态时的频率跟踪型移相控制电路。在该方案中,必须保证电路工作过程中三角波信号与负载电流同频同相且幅度恒定,使控制电路比较复杂。<sup>[40]</sup>

王益红等所著《带锁相控制的 IGBT 感应加热电源》提出一种计数移相型频率跟踪移相控制电路。频率跟踪功能同样由集成锁相环 CD4046 实现,移相控制电路则采用了计数移相的控制策略。其基本控制原理是:负载电流取样、过零比较后变换为方波信号,经锁相环输出驱动功率管,可实现频率的自动跟踪。用移相控制产生的锁相脉冲与基准方波比较,产生精确的移相脉冲调节功率输出。负载电流经霍尔电流传感器线性变换成正弦波电压信号,过零比较器将正弦波电压信号变换成同频率方波经锁相环



锁定输出, 然后经同相反相缓冲器输出到同一桥臂上的开关管。移相控制电压经压控振荡器输出一系列方波与锁相环输出的基准方波进入计数器进行移相处理, 经锁相环 II 输出方波, 然后经同相反相缓冲器控制另一桥臂上的开关管。<sup>【42】</sup>

毛鸿等著《一种新型感应加热电源调功方式的研究》充分利用了由集成锁相环 CD4046 鉴相器 II 构成的基本锁相环路在锁定状态时输入信号与输出信号之间相差为零的特性, 通过改变基本锁相环的结构, 在低通滤波器与压控振荡器之间叠加了一级给定信号加法电路, 使得改变后的锁相环路在锁定状态时输入信号与输出信号之间有一定的相位差, 这个相位差正比于给定信号的幅值, 从而实现移相控制。这种移相控制电路设计复杂, 电路稳定性较差。<sup>【43】</sup>

上述几种方案多为基于模拟器件的控制。数字控制以其灵活的控制方式, 可以实现复杂的控制算法来弥补其字长效应及延时带来的负面作用。本课题采用 DSP 实现数字锁相环 (DPLL) 加全桥移相式 PWM 调功的方法, 可以对超音频感应加热电源的频率和功率进行灵活有效的控制。

## 4.2 频率跟踪移相控制系统的仿真

### 4.2.1 原理框图

串联谐振式感应加热电源主电路及控制部分的结构框图, 如图 4-1 所示。整流侧采用二极管不控整流, 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, 在逆变环节采用移相调功方式实现对输出功率的调节, 由频率跟踪环节数字锁相环跟踪串联谐振式负载电路的频率而使系统工作于谐振状态。(实际应用中由于死区以及驱动延迟等的影响, 应该使电源工作于弱感性准谐振状态, 输出电压始终超前于输出电流。) 频率锁定后即可进行移相式 PWM 调功。

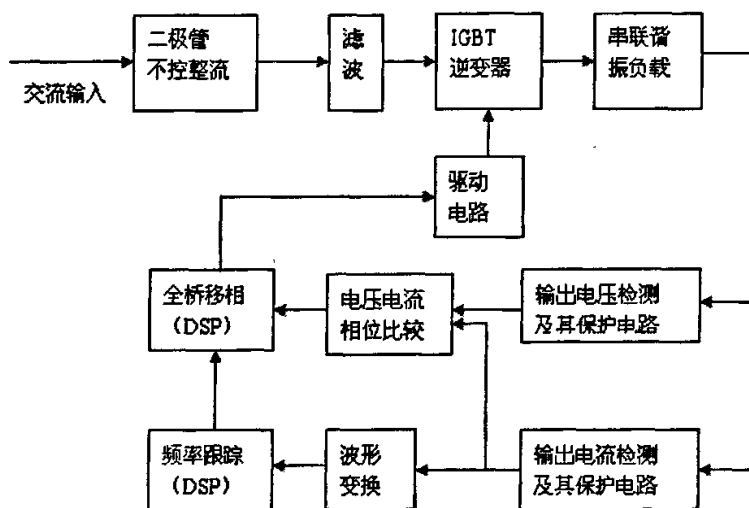


图 4-1 串联谐振感应加热电源系统控制框图

Figure4-1 Control block diagram of serial resonant induction heating power supply

### 4.2.2 系统仿真

在感应加热电源的应用中, 移相 PWM 控制要求逆变器工作频率跟踪负载的谐振频率。这种控制方法通常要求基准臂的驱动脉冲与输出电流的相位保持一致, 通过改变移相臂的开关管的驱动信号与基准臂驱动信号的相位差 (在一定范围内可调) 来实现输出功率的调节。<sup>[22][24]</sup>

(1) 移相控制的 MATLAB/SIMULINK 子系统如图 4-2 所示 (原理图参看图 3-6, 开关管自上而下, 基准臂为 Q1、Q4, 移相臂为 Q3、Q2), 其中  $U_c$  为锯齿波载波信号,  $U_{m1}$  和  $U_{m2}$  为调制信号, 在图中分别取为 0.3 和 0.8。  $U_1$  和  $U_2$  便是  $U_c$  分别和  $U_{m1}$  及  $U_{m2}$  相作用的结果, 将  $U_1$  和  $U_2$  信号的上升沿作为触发信号, 进行二频分, 则可以获得开关管 Q1 和 Q2 的驱动信号, 通过互补关系可以获得 Q4 和 Q3 的驱动信号。

若将调制信号  $U_{m1}$  固定为一个很小的恒值, 而  $U_{m2}$  在  $U_{m1}$  与非常接近 1 的数之间变化, 则可以实现移相角  $\theta$  从接近  $0^\circ$  到接近  $180^\circ$  的变化。同时可知,  $U_1$  为基准桥臂驱动信号,  $U_2$  为移相桥臂的驱动信号。由图 4-2 可知:

$$\text{载波信号: } u_c = \frac{2t}{T_s} u_{cm} \quad \frac{kT_s}{2} \leq t \leq \frac{(k+1)T_s}{2} \quad (k=0, 1, 2, \dots) \quad (4.1)$$

式中,  $u_{cm}$  为锯齿波电压的峰值 ( $u_{cm}=1$ )

$$\text{调制信号: } \begin{cases} \frac{u_{m1}}{u_{cm}} = c_1 \\ \frac{u_{m2}}{u_{cm}} = x \end{cases} \quad (4.2)$$

其中,  $c_1$  为趋于 0 的常数,  $c_1 \leq x \leq c_2$ ,  $c_2$  为趋于 1 的常数。 $c_1$  和  $c_2$  的选择取决于载波信号的分辨率以及控制电路响应时间和抗干扰能力。

可得  $U_{m1}$ 、 $U_{m2}$  与  $U_c$  的交点时间  $t_1$  和  $t_2$ :

$$t_1 = \frac{T_s}{2} \cdot c_1, \quad t_2 = \frac{T_s}{2} \cdot x \quad (4.3)$$

$$\text{移相角为: } \theta = \frac{t_2 - t_1}{\frac{T_s}{2}} \cdot 180^\circ = (x - c_1) \cdot 180^\circ \quad (4.4)$$

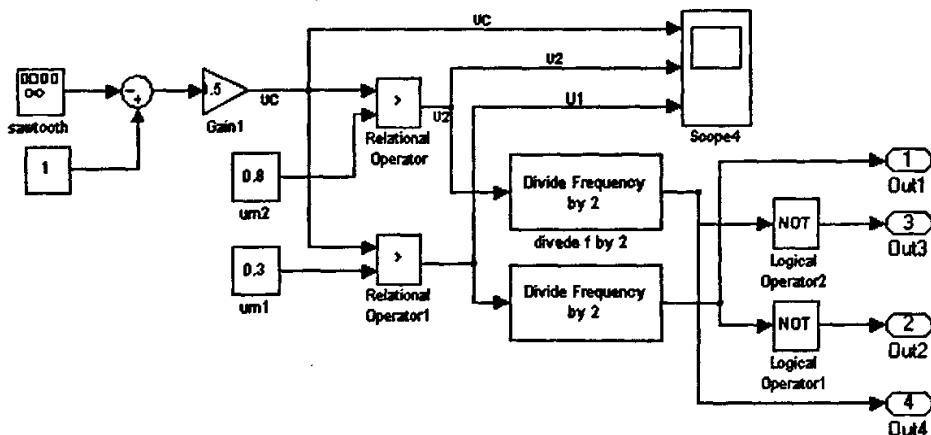


图4-2 逆变器开关管驱动信号形成过程

Figure4-1 The generating process of the drive signals of inverter switches

(2) 锁相环仿真子系统图如图 4-3 所示。

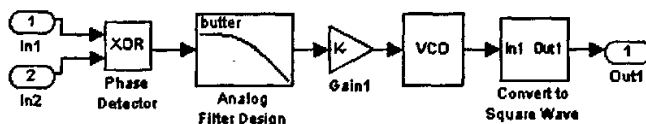


图 4-3 锁相环模块图

Figure4-3 Module of PLL

由于在实际系统中电压信号测取较容易,在本文中取逆变器输出电压 $U_i$ 和负载匹配电容电压 $U_c$ 进行比较,当电容电压滞后逆变器电压 $90^\circ$ 时,说明负荷处于谐振状态。电容电压和逆变器电压经鉴相器输出为占空比为50%的方波。将鉴相器输出依占空比量化可得下式:

$$X_f = \Phi / \pi = U_f \quad (4.5)$$

其中 $X_f \in [0, 1]$ ,  $X_f = 0$ 时表示两信号同相位,  $X_f = 1$ 表示两信号相差 $180^\circ$ ,  $X_f = 0.5$ 就表示负载匹配电容电压 $U_c$ 滞后逆变器电压 $U_i$   $90^\circ$ , 负荷处于谐振状态。鉴相器由异或门实现,其输出信号经巴特沃斯低通滤波器可得到 $X_f$ , 压控振荡器设置了中心频率以及对频偏的灵敏系数,可使输出频率跟踪逆变器负荷的谐振频率。压控振荡器是通信工具箱中的模块。【15】【37】

(3) 感应加热电源系统的仿真图如图 4-4。

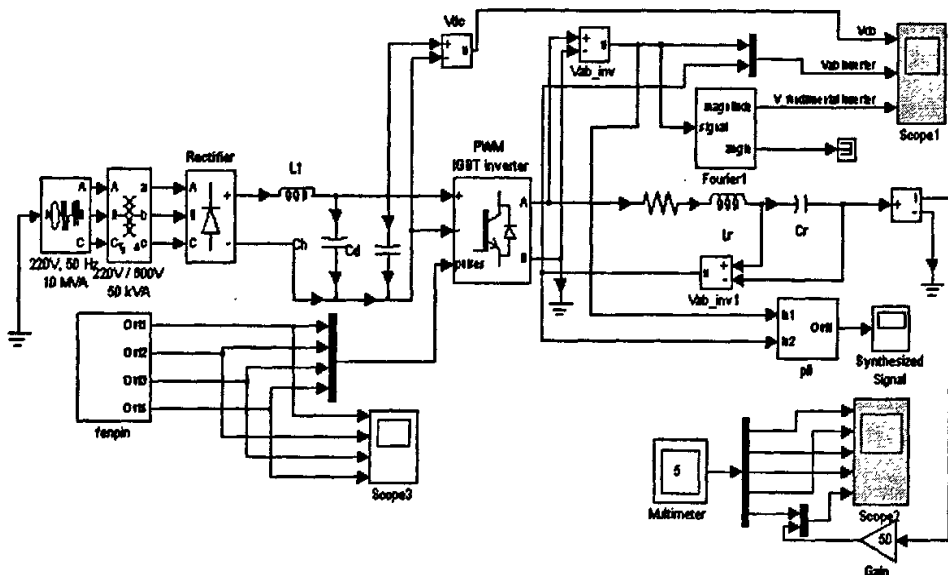


图4-4 感应加热电源系统的仿真图

Figure4-4 Simulation diagram of induction heating power supply system

#### (4) 仿真结果

由仿真得逆变器各开关管的驱动信号图 4-5 所示，图 4-5 中标号从上到下依次为  $U_c$ 、 $U_1$ 、 $U_2$ 、 $Q_2$ 、 $Q_1$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$ ，图中载波  $U_c$  频率为 20KHz，经调制信号  $U_1$ 、 $U_2$  调制后再以上升沿为触发进行二分频，得到逆变器各开关管的频率为 10KHz 的驱动信号。

逆变器各开关管的电压及逆变器输出的电压电流如图 4-6 所示，图中标号从上到下依次为  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_4$ 、 $Q_3$ 、 $U_{ab}/I_{ab}$ 。开关频率为 25KHz，移相角为  $90^\circ$ ，为简化分析暂不考虑死区时间。可看出， $Q_1$  超前  $Q_2 90^\circ$ 。逆变器输出的电压电流同相，表明负载处于谐振状态。

锁相环输出波形如图 4-7 所示，占空比  $X_f=0.5$ ，负载匹配电容电压  $U_c$  滞后逆变器电压  $U_i 90^\circ$ ，负载处于谐振状态。

逆变器输入  $U_{dc}$ 、输出电压  $U_{ab}$  及补偿电容上的电压  $U_c$  波形如图 4-8 所示，图中，电容电压  $U_c$  滞后输出电压  $U_{ab} 90^\circ$ ，因为谐振状态下电容电压滞后于电容电流  $90^\circ$ ，而电容电流正是负载电流，负载电流与逆变器谐振状态下输出电压同相。所以这也反映出负载正处于谐振状态。

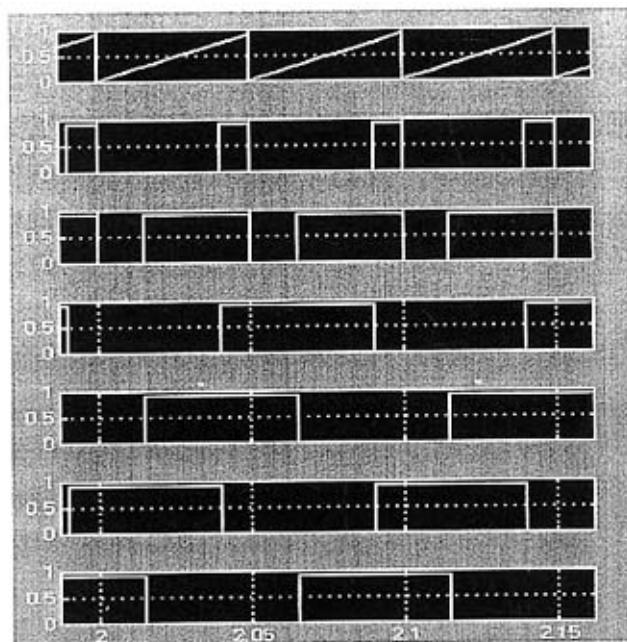


图4-5逆变器各开关管的驱动信号

Figure4-5 The drive signals of inverter switches

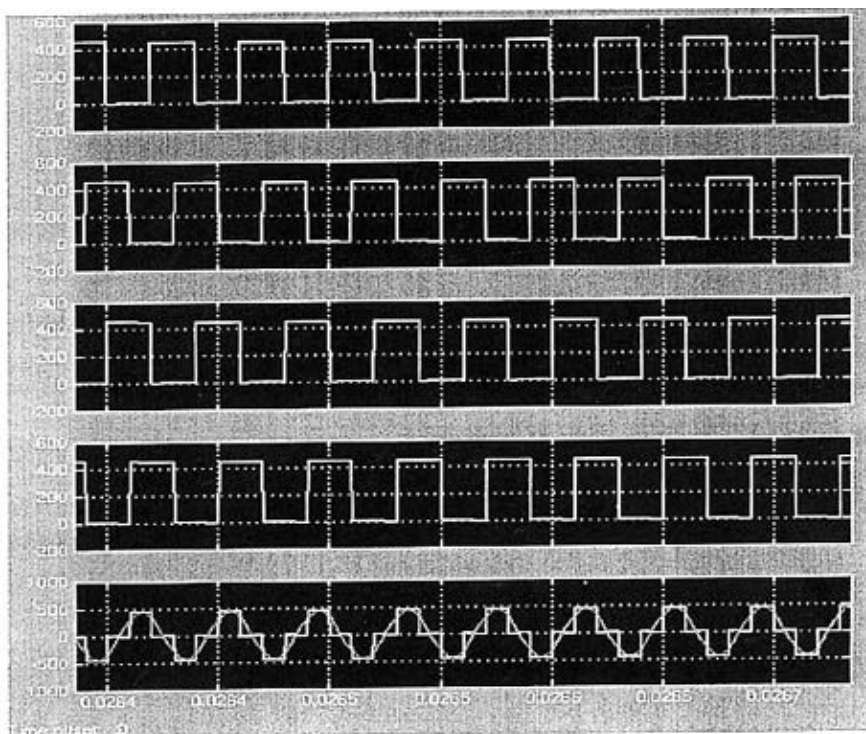


图 4-6 逆变器各开关管的电压、逆变器输出电压电流

Figure4-6 The voltage of inverter switches, the voltage and current of inverter output

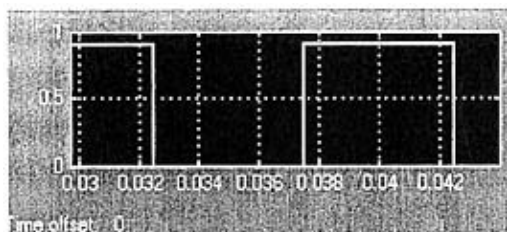


图 4-7 锁相环输出信号

Figure4-7 The output signals of PLL

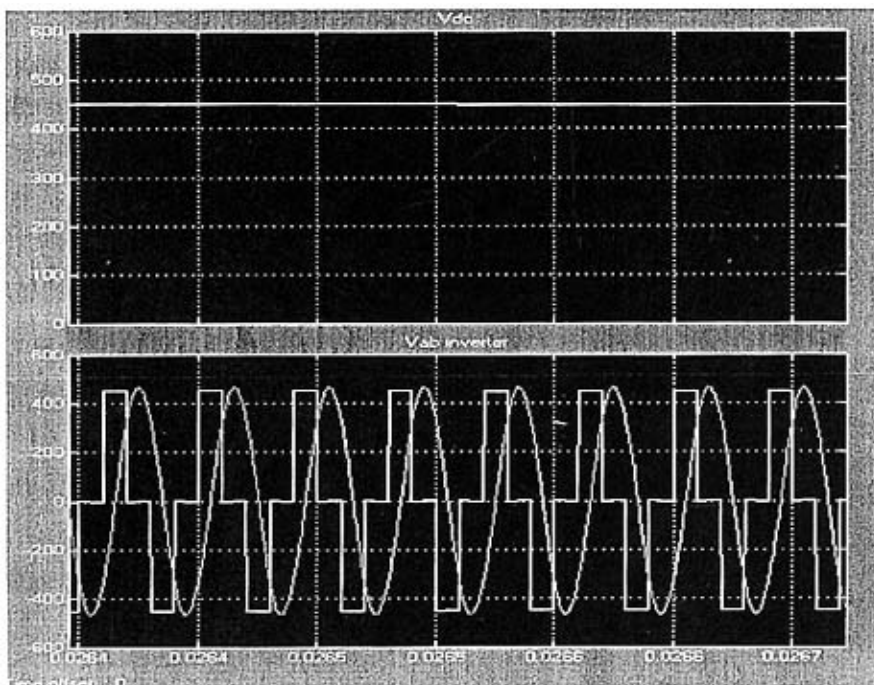


图 4-8 逆变器输入、输出电压及补偿电压

Figure4-8 The drive signals of inverter switches

### 4.3 基于 DSP 的频率跟踪移相调功的算法实现

#### 4.3.1 TMS320X240 的内部结构及性能特点

##### a. DSP 简介

DSP 芯片, 也称数字信号处理器, 是一种具有特殊结构的微处理器。其内部采用程序和数据分开的哈佛结构, 具有专门的硬件乘法器, 广泛采用流水线操作, 提供特殊的 DSP 指令, 可以用来快速地实现各种数字信号处理算法。

世界上第一个单片 DSP 芯片是 1978 年 AMI 公司宣布的 S2811, 第一个具有乘法器的商用 DSP 芯片是 1980 年日本 NEC 公司推出的  $\mu$ PD7720, 第一个浮点 DSP 芯片是日本的 Hitachi 公司于 1982 年推出的, 众多 DSP 芯片种类中, 最成功的是美国 TI (Texas Instruments) 公司推出的一系列产品, 迄今已经持续推出五代性能越来越高的 DSP 芯

片。<sup>[11]</sup>

其中, TMS320F240 是美国 TI 公司专为数字电机控制而推出的一种定点 DSP, 是基于 TMS320C2XX 型 16 位定点的新型 DSP 控制器系列的首批成员。它集 DSP 的信号高速处理能力和适用于电机控制的外围电路于一体, 为电机控制系统数字化设计提供了一个理想的解决方案, 在电机数字控制中得到广泛的应用。其内部结构见图 4-9。

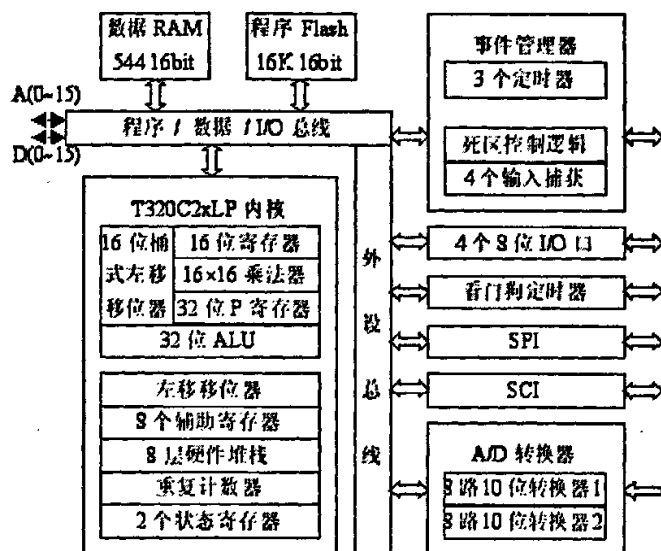


图 4-9 TMS320F/C240 内部结构

Figure4-9 TMS320F/C240 inside configuration

### b. 事件管理器

事件管理器这个为应用而优化的外围设备单元与高性能的 DSP 内核一起, 使在所有类型电机的高精度、高效和全变速控制中使用先进的控制技术成为可能。事件管理器中包括一些专用的脉宽调制 (PWM) 单元。三个独立的双向定时器, 每一个都有单独的比较寄存器, 可以支持不对称的或对称的 PWM 波形。四个捕获输入中的两个可直接连接来自光学编码器的正交编码脉冲信号。

事件管理器 (Event Manager Module, EV) 包括 3 个通用定时器、3 个具有死区功能的全比较单元、3 个简单比较单元、脉宽调制 PWM 发生器 (12 个比较/PWM 输出引脚)、4 个捕获 (Capture) 单元以及 2 个正交编码器脉冲 (QEP) 电路及中断逻辑等。EV 的以上功能部件使得它特别适用于运动控制和电机控制。<sup>[12][13]</sup>

### c. 中断系统<sup>[12]</sup>

中断系统是现代计算机发展中的一项重要技术, 几乎所有的微处理器都具有中断功能, DSP 也不例外。中断确保了 CPU 在运行中高效实时地处理外围设备的各种服务请求, 软件中断也给用户开发系统带来许多方便。DSP 内部 CPU 中断逻辑电路主要管理两个中断模块: 系统中断模块和事件管理模块。

在系统中断模块和事件管理模块都有确定的中断向量地址寄存器, 该寄存器保存

得到 CPU 中断响应的中断源的中断偏移地址, 该地址为可屏蔽中断服务程序进入各中断源服务程序的偏移地址, 也可以将其理解为各 INT1~INT6 中断源标识 (ID)。

每个可屏蔽中断 INT1~INT6 都对应了多个中断源, 多数中断源有自己单独的中断屏蔽位和标志位。在编写相应中断子程序时要考虑开放该单独中断位, 程序可以通过查询方式读这些中断的单独标志位, 以确定该中断源是否有中断请求。对 IFR 中的各位中断请求 (即 IFR 中有多位为 1), DSP 中也有对应的中断排队判优电路及中断嵌套处理电路, 该电路向 CPU 提出中断, CPU 响应后它将优先级最高的中断源的中断向量码 k 送给 CPU, CPU 执行中断向量表 2k 开始的连续两个字单元的跳转指令, 进入中断服务程序。

### 4.3.2 基于 DSP 的 DPLL+PSPWM 的原理及算法

#### a. DPLL 原理

根据锁相环的工作原理, 可以用微机的两个定时/计数器配合相应的算法来实现 DPLL。<sup>[21][36]</sup> 原理图见图 4-10。

计数器 0 在同步信号作用下, 记录同步信号的周期与相位, 周期记为  $T_0(n)$ 。计数器 1 相当于压控振荡器, 其实际输出信号的周期为  $T(n)$ 。在第  $n$  个周期内计算出  $T(n)$  供第  $n+1$  个周期启动计数器 1。将  $\theta(n)$  定义为本周期的相位差, 于是有:

$$T_0(n) = T(n-1) + \theta(n) - \theta(n-1) \quad (4.6)$$

锁相环的调节包括频率修正和相位修正:

引入按频率修正的变量  $T'(n)$ , 将其修正为  $T'(n) = T_0(n)$ 。

引入 RC 低通滤波器, 将  $T_0(n)$  作为滤波器的输入, 将  $T'(n)$  作为滤波器的输出, 可以写出离散化的表达式:

$$T'(n) = A T'(n-1) + (1-A) T_0(n) \quad (4.7)$$

式中,  $A = t / (T_s + t)$ , 为滤波参数,  $0 < A \leq 1$ ;  $t = RC$ , 为时间常数;  $T_s$  为采样周期。

引入相位修正:

$$T(n) = T'(n) + B \theta(n) \quad (4.8)$$

式中,  $B$  为相位修正系数,  $0 < B < 1$ 。  $T(n)$  为频率、相位修正后的锁相环输出信号周期。式(4.7)、式(4.8)构成 DPLL 的基本算式。利用一个计数器记录  $T_0(n)$ , 可以很方便地得到  $T_0(n)$ , 而不采用 3.2.2 小节里的式(3.3)进行复杂的运算。锁相环的调节过程由图 4-10 表示。<sup>[45]</sup>

参数  $A$  和  $B$  的选择将影响锁相环的动静态响应。滤波参数  $A$  较小时, 调节响应速度快, 但易发生震荡、不稳定;  $A$  较大时, 易于稳定, 但调节响应速度慢。相位修正系数  $B$  较大时, 调节响应速度快, 但易发生震荡、不稳定;  $B$  较小时, 易于稳定, 但调节响应速度慢。 $A$ 、 $B$  的取值要相协调。



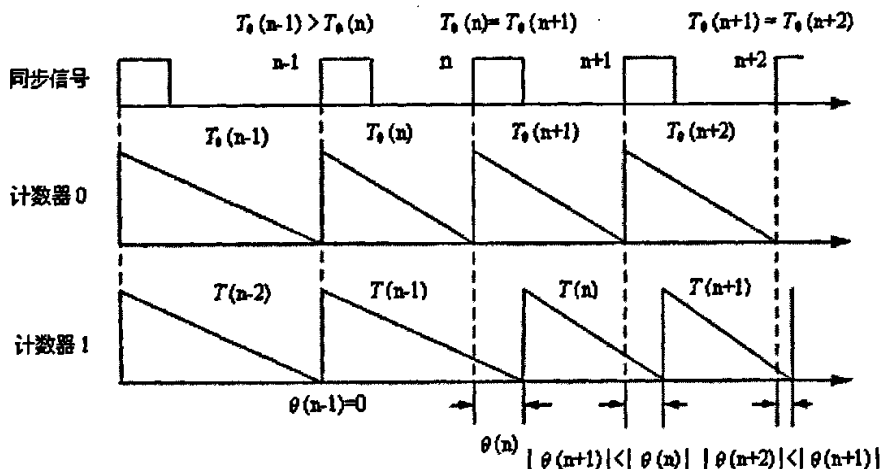


图 4-10 DPLL 原理图

Figure 4-10 Principle diagram of DPLL

基于基本算式 (4.7)、(4.8)，利用 DSP 很容易实现数字锁相环。当输入脉冲上升沿到时，微机产生中断，读取计数器的值，运算处理后便可获得  $\theta(n)$ 。 $\theta(n)$  的符号在频率较低、变化不太大的情况下可以通过同步输入脉冲的个数与计数器 1 周期的个数进行比较来确定。在高频或频率变化较大时，尤其是在启动的时候，两个周期相差太远，采用上述算法频率跟踪速度较慢甚至可能跟不上。

为解决这个问题，在实现时采用了先仅频率修正，后频率相位同时修正的调节方法。即频率如果相差很多时，我们只进行频率修正，而不进行相位修正；当频率相差较少时，进行频率与相位同时修正。开放频率与相位同时修正的条件是：

$|T_0(n) - T(n-1)| < \xi$ ， $\xi$  为指定数，最好与  $T_0$  有关。实践表明，采用先频率修正，后频率相位同时修正的调节方法具有跟踪速度更快的优点。<sup>[36]</sup>

当频率与相位修正同时开放时，由中断子程序得到  $\theta(n)$  的值，采用就近原则进行辨别是否将本周期作为频率相位同时修正的起始周期。即，当  $\theta(n)$  的值大于等于  $T_0(n)/2$ ，就把该周期也算入跟踪的起始周期， $\theta(n)$  符号为正； $\theta(n)$  的值小于  $T_0(n)/2$ ，抛弃该周期， $\theta(n)$  符号为负。

#### b. PS-PWM 原理

移相式脉宽调制法，即 PS-PWM，首先要求逆变器工作频率跟踪负载的谐振频率。通常是使基准臂的驱动脉冲与输出电流的相位保持一致，而改变移相臂的开关管的驱动信号与基准桥臂驱动信号的相位差（在一定范围内可调）来实现输出功率的调节。<sup>[32] [46]</sup>

串联谐振式逆变器相当于一恒压源，其输出电压为矩形波，输出电流为近似正弦

波。输出电流可通过波形转换电路转换为方波，由 DSP 的 EV 的捕获单元对其上升下降沿进行捕获，再由简单比较单元的比较/PWM 输出得到同步和移相后的两路信号，加上两路各自的反相输出，就可以作为逆变器基准臂和移相臂开关管的四路驱动信号。移相 PWM 原理说明见图 4-11。

由于捕获输入信号的宽度未知，所以使定时器 2 的周期和比较寄存器的值都设的很大。当捕获到指定跳变沿时，计数尚未达到可以发生比较匹配或是周期匹配的值，所以输出为非有效状态。即，如果在动作控制寄存器中设置输出引脚为高有效，则此时输出为低电平。编程设置捕获上升沿时使输出为高电平，捕获下降沿时使输出为低电平，这样就得到了与输入信号同相的同步信号。

图 4-11 中，在  $t_1$  点，当检测到捕获输入引脚 CAPX 上出现输入信号指定的下降沿时，就将定时/计数器 2 的计数值，即  $T_0$ ，捕获并锁存在 CAPx FIFO 中，在捕获中断子程序中，对该计数值进行计算处理，比如取其  $1/2$  赋给定时器 2 的比较寄存器值，则经过  $T_0/2$  时间后发生比较匹配，输出跳变到设定的有效状态：如果设定比较输出引脚为低有效，则输出滞后的移相信号；如果设定比较输出引脚为高有效，则输出超前的移相信号。

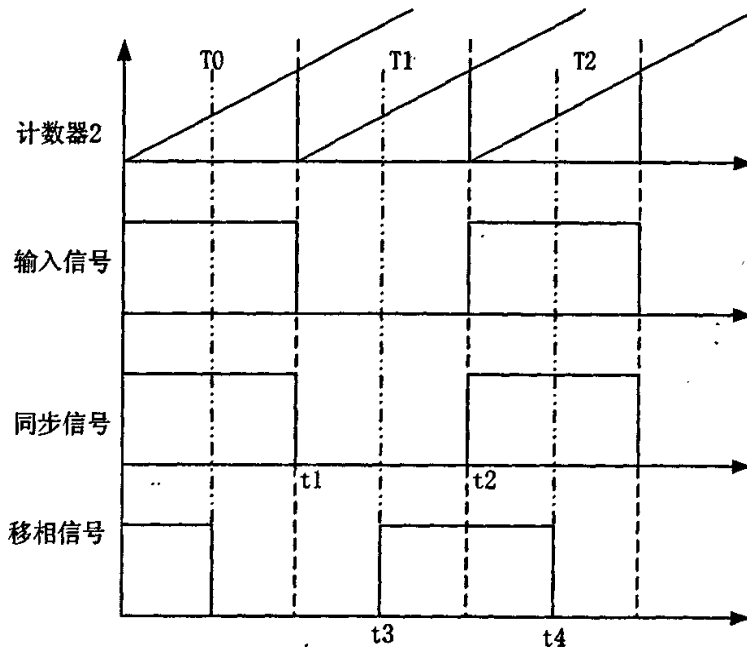


图 4-11 PS-PWM 原理图

Figure 4-11 Principle diagram of PS-PWM

设捕获到跳变沿时对应的 CAPx FIFO 中锁存的计数值为  $T(n)$ ，设定的移相角为  $\Phi$  (弧度)，则赋给比较寄存器的值 CMPR 应为：

$$CMPR = \frac{T(n)\Phi}{\pi} \quad (4.9)$$

因为每次都是在捕获时刻启动动作控制寄存器, 根据上一次捕获值即上一个周期值来设置本周期定时器的比较寄存器值, 所以即使输入信号的频率相位发生变化, 输出的同步信号和移相信号也会相应发生变化。

### 4.3.3 实验结果及分析

输入 10.08kHz 方波信号时, PS-PWM 的同步信号和移相信号波形如图 4-12 所示, 图 4-12 的上图中, 通道 1、通道 2 分别为输入信号和同步信号, 下图中, 通道 1、通道 2 分别为输入信号和超前移相信号。

由于程序中用到多个中断, 转入中断服务子程序 (ISR) 是采用的第二种方法, (见 5.2 节 DSP 软件编程特点和技巧), 因此虽然简化了程序, 却给程序存储空间造成较多的碎片, 延时有所增加, 约为  $4\mu\text{s}$ 。

在  $4\mu\text{s}$  延时的情况下, 若移相 90 度, 则 PS-PWM 可以对频率高达 100kHz 的输入信号进行移相操作。直到输入信号的半个周期接近于延时  $4\mu\text{s}$  (临界为 125kHz), 移相输出波形开始混乱。

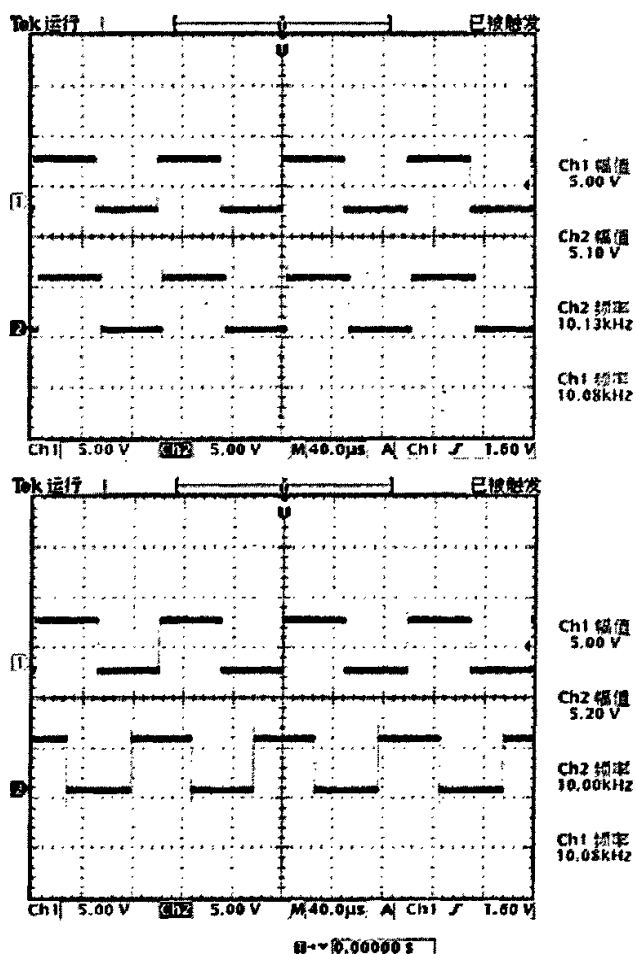


图 4-12 PS-PWM 同步信号、移相信号波形 (10.08kHz)

Figure4-12 PS-PWM in-phase signal、phase-shift signal waveform (10.08kHz)

输入 20.28kHz、30.32 kHz、40.28kHz 方波信号时，PS-PWM 的同步信号和移相信号波形分别如图 4-13、图 4-14、图 4-15 所示。

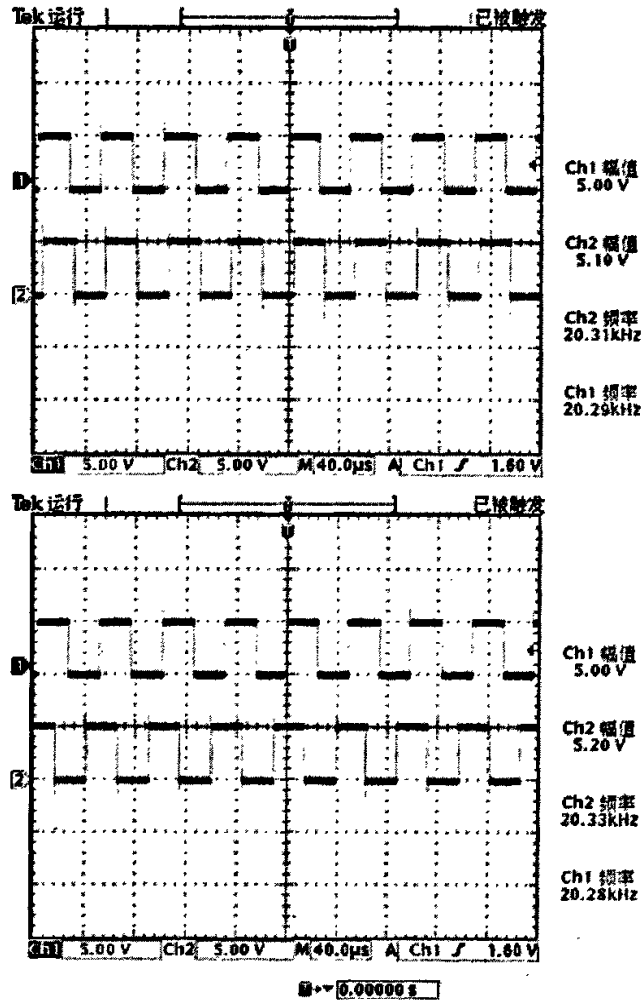
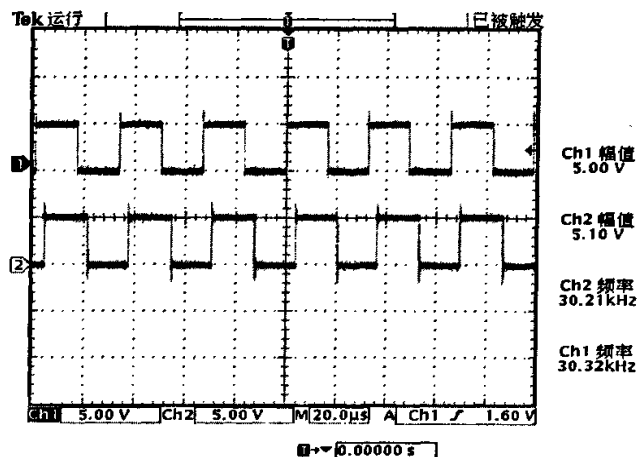


图 4-13 PS-PWM 同步信号、移相信号波形 (20.28kHz)

Figure4-13 PS-PWM in-phase signal、phase-shift signal waveform (20.28kHz)



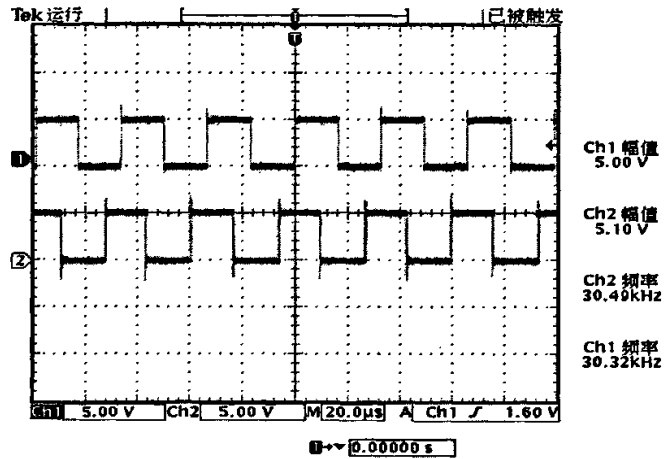


图 4-14 PS-PWM 同步信号、移相信号波形 (30.32kHz)

Figure4-14 PS-PWM in-phase signal、phase-shift signal waveform (30.32kHz)

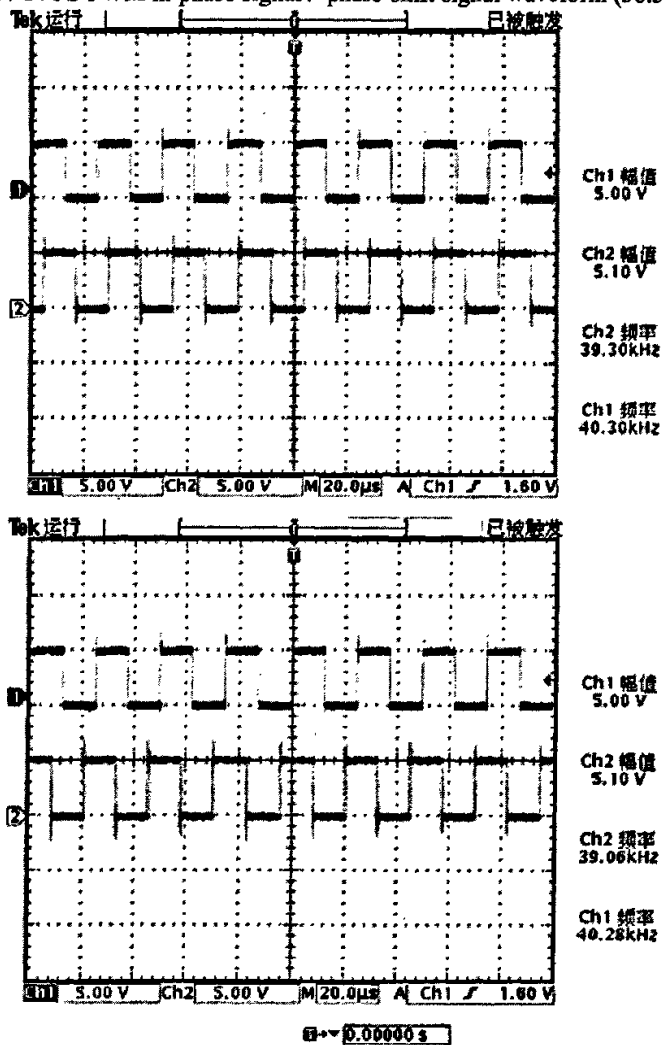


图 4-15 PS-PWM 同步信号、移相信号波形 (40.28kHz)

Figure4-15 PS-PWM in-phase signal、phase-shift signal waveform (40.28kHz)

可以看出,同步输出波形有几微秒的轻微延时。这里设置的移相角为 90 度,而移相输出超前输入信号的移相角略小于 90 度,因此移相输出波形同样有延时。将同步输出信号和移相输出信号分别再取反相输出,即可形成逆变器的四路有移相的驱动信号。

在捕获输入引脚加 10.15kHz 的方波信号时, DPLL 的锁相过程见图 4-16, 通道 1 为捕获输入信号, 通道 2 为 DPLL 的输出波形。可以看出, 在第四个周期相位已经基本锁定。

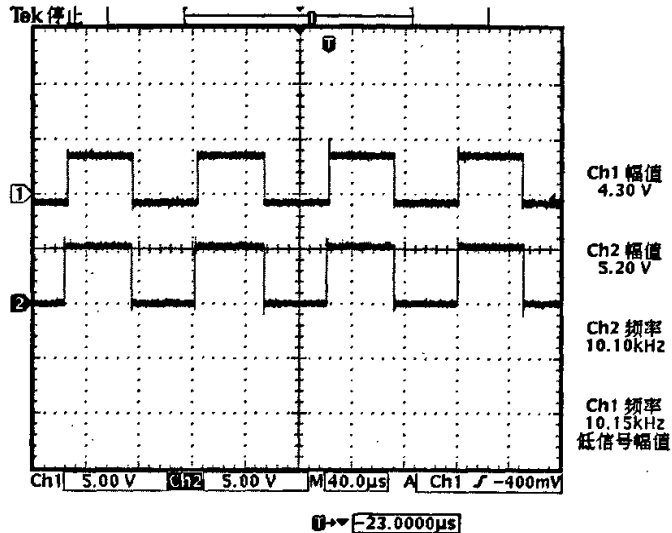


图 4-16 锁相过程 (10.15kHz)

Figure4-16 DPLL phase-lock process(10.15kHz)

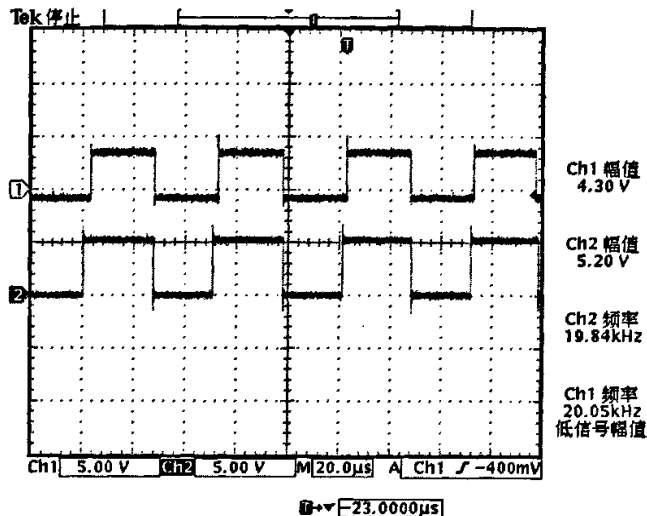


图 4-17 锁相输出波形 (20.05kHz)

Figure4-17 DPLL phase-lock output waveform(20.05kHz)

图 4-17, 图 4-18, 图 4-19 分别为捕获输入引脚加 20.05kHz、30.06kHz、35.05kHz 方波信号时, DPLL 的锁相输出波形。通道 1 为捕获输入信号, 通道 2 为 DPLL 的输出波形。可见, 在频率较低时, 频率几乎可以即时锁定, 波形也较平稳, 而频率较高时,

频率锁定较慢，且波形有轻微畸变。

因为研究对象是超音频感应加热电源，在程序中对定时器 1 的周期 T1 进行了阈值，限制其周期 T1PR 在 50~5000，由定时器 1 输入时钟频率为 5MHz 可推知，定时器 1 的频率为 1KHz~100KHz。

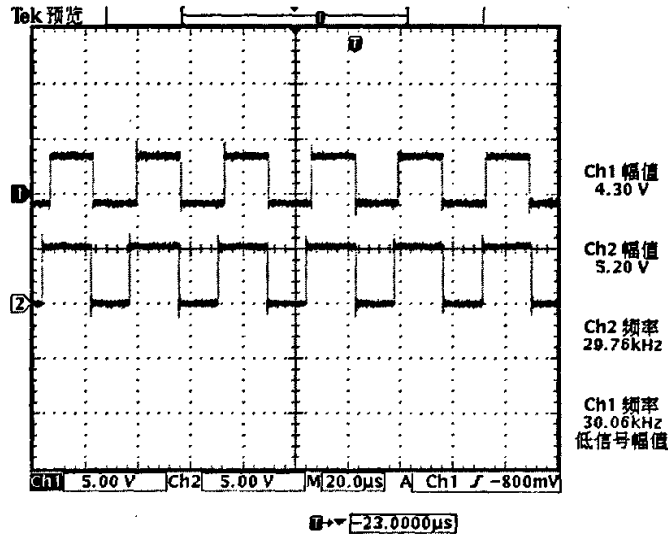


图 4-18 锁相输出波形 (30.06kHz)

Figure4-18 DPLL phase-lock output waveform (30.06kHz)

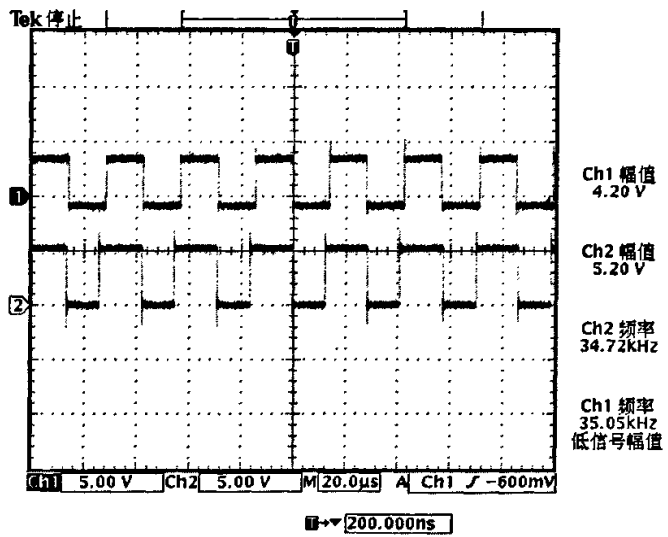


图 4-19 锁相输出波形 (35.05kHz)

Figure4-19 DPLL phase-lock output waveform (35.05kHz)

## 5 控制系统软件设计

### 5.1 EV 模块简介

#### a. EV 的波形发生功能

TMS320F240 提供了强大的事件管理模块, 提供了全比较单元 PWM 波形发生器, 可以直接用来产生输出波形。另外, 高速捕获单元 (Capture Unit) 很容易捕获到输入脉冲的时间, 从而能精确的读入脉冲的周期, 实现时采用中断方式。

在 F/C240 里, EV 大约有 23 个中断源, 分为 A、B、C 共 3 组。这 3 组中断分别由 3 组寄存器组织: 中断标志寄存器 (EVIFRA/B/C)、中断向量寄存器 (EVIVRA/B/C) 和中断屏蔽寄存器 (EVIMRA/B/C)。这 3 组中断分别与 DSP CPU 的可屏蔽中断 INT2/3/4 相连。<sup>【12】【13】</sup>

为产生 PWM 信号, EV 的定时器周期寄存器可以产生与 PWM 周期相同的计数周期。而定时器的比较寄存器则可以根据已知的调制信号确定 PWM 脉冲宽度。EV 模块共可以产生 12 个 PWM 输出信号。EV 的 3 个全比较单元的每一个都可以产生一对具有可编程死区及输出极性的 PWM, 这 6 个 PWM 输出可以方便地用于控制三相交流感应电机或无刷直流电机。另外, EV 的 3 个定时器和 3 个简单比较单元可产生 6 路无死区的 PWM 输出。

EV 输出的每一路 PWM, 都可以通过编程时基定时器的计数模式得到对称或非对称的 PWM 输出, 当定时器置于连续增计数模式, 产生非对称 PWM 波形; 当定时器置于连续增/减计数模式, 产生对称 PWM 波形。另外, 3 个全比较单元可以一起用于产生三相对称空间矢量 PWM 输出。<sup>【12】</sup>

#### b. EV 的捕获单元及捕获操作

EV 有 4 个捕获单元, 每个单元可以捕获其相关输入引脚的跳变沿—上升沿、下降沿和上升下降沿。任一捕获单元可以选择定时器 2 或 3 作为它的时基, 当检测到捕获输入引脚 CAPX 上出现指定的跳变时, 就将定时器 2 或 3 的计数值捕获并存储在相应的两级 FIFO 队列中, 可以通过中断的方式读取捕获值。

捕获单元使能后, 输入引脚上指定的跳变将把所选通用定时器的计数值锁存到相应的 FIFO 队列 (但捕获后不清除定时器计数寄存器的值)。与此同时, 相应中断标志位被置位, 如果中断允许且同组没有更高优先级的中断, 那么将会向 CPU 产生一次中断请求。每次将采集到的新计数值存入 FIFO 队列, CAPFIFO 的相应状态位就进行调整以反映 FIFO 队列的新状态。从捕获输入引脚跳变到所选定时器的计数值被锁存的延迟时间为 3.5 到 4.5 个 CPU 时钟周期。

在使用捕获单元要注意:

(1) 在不知道捕获对象宽度时, 应尽量使定时器能定最长时间, 如不倍频, 128 预分频;

(2) 如超过 DSP 的最大捕获时间, 则用定时器溢出的方法再加软件计数。<sup>【13】</sup>

### 5.2 DSP 软件编程特点和技巧



在实际编程和调试过程中对 DSP 程序开发有着一些方法和技巧，现总结如下：

### (1) 编程语言

DSP 的开发语言有汇编语言和 C 语言两种，C 语言可读性强，可移植性高。用 C 编译器的优化功能可以增加 C 代码的效率。但是汇编语言可以利用 DSP 丰富而高效的指令集很方便地访问系统的全部硬件资源，在这一点上 C 语言是做不到的。

对于 C2XX 系列 DSP（如 TMS320F240），由于它们是 TI 公司三大主要系列（C2000、C5000 和 C6000）中最低端的产品，其 C 编译器的效率远远低于 C5000 和 C6000。并且与其他两种系列相比，C2000 系列芯片的结构和功能要相对简单的多。所以在提高系统实时性和减少代码规模的前提下，可以直接采用纯汇编语言开发。

### (2) 抗干扰

作为嵌入式系统的核心，DSP 常常工作在较恶劣的环境下。DSP 在执行程序指令过程中如果遇到强干扰，会出现程序跑飞的现象。为了解决这一问题，一方面要采取硬件的抗干扰措施（如改善工作环境，采取屏蔽措施）；另一方面要让程序跑飞的 DSP 恢复到正常状态，采取的办法就是加看门狗功能。<sup>[20]</sup>

看门狗是最常用的抗干扰方法。其原理是利用一个定时器，此定时器按设定周期产生一个脉冲，如果不想产生此脉冲，DSP 就应在小于设定周期的时间内将定时器清 0，于是定时器产生的脉冲就可以作为 DSP 的复位信号，将 DSP 重新复位和初始化。

### (3) 中断编程

如果采用中断，一般在主程序开始阶段首先要初始化有关中断寄存器等内容。进入中断服务程序后，首先要根据系统具体情况保护现场，退出时要恢复现场。

其次，如果每个可屏蔽中断同时允许几个中断源中断，那么进入中断服务程序后要读中断向量地址寄存器，判断中断源，然后转入对应的中断服务子程序。转入中断服务子程序（ISR）可以有两种方法：

一是从读回的中断向量地址寄存器内容判断中断源（内容与每个中断源 ID 比较），然后转入服务程序。这种方法使用的指令较多，但可以使程序存储器空间连续。

二是将读回的中断向量地址寄存器内容左移一个确定数，然后用 BACC 指令转入中断服务程序。这种方法虽然程序简单，但程序存储器空间的碎片较多，造成浪费。

最后，在退出服务程序前必须清除中断的有关标志位，尤其是每个中断源单独的中断标志位。如果不清除此标志，该中断子程序只会执行一次。无论编写何种器件的中断处理程序，中断标志位的处理都是一个极为重要的问题。其清除方法有两种：

一是读 INT 对应的中断向量寄存器，这种方法较为简单；二是清除每个中断源单独的中断标志位。

DSP CPU 也允许中断嵌套，只要在中断服务程序（ISR）前面写 CLRC INTM 指令，这样一来，当有优先级高的中断请求时，CPU 将会中断在执行的 interrupt 服务程序（ISR）。

在每个中断服务子程序都必须在进入中断子程序时，保护用到的通用寄存器（如累加器 ACC、状态和控制寄存器 ST0 和 ST1 等），即将这些寄存器的值入栈，在退出中断子程序时，又必须按与入栈相反的顺序，将已保护寄存器的内容出栈。

#### (4) 数据页

当使用直接寻址方法时，TMS320F240 的 64K 数据存储器被分为 512 个数据页，每页有 128 个字。当前数据页由状态寄存器 ST0 中的 9 位数据页指针（DP）决定，128 个字中的每一个是由额外的 7 位偏移量决定。TMS320F240 的外设寄存器都映射到 64K 数据空间的 7000H~FFFFH 之间的地址空间。因此，在采用直接寻址方法时，对 TMS320F240 的三个数据存储器 and 外设寄存器进行访问时，要正确地设置 DP 的值，如果 DP 赋值错误，将会产生不可预计的后果。

### 5.3 程序模块设计

程序软件主要基于两个大的模块：初始化模块和运行模块。初始化模块只在整个程序上电运行时执行一次；而运行模块是一个无限死循环，具有三个中断服务子程序（DPLL 中断一个、PS-PWM 中断两个）。

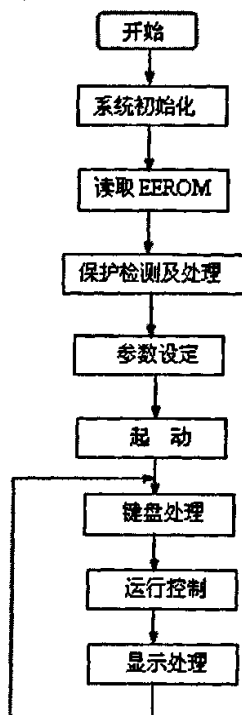


图 5-1 主程序

Figure5-1 Flow chart of main procedure

整个程序主要由主程序、故障保护中断程序、DPLL 中断程序、PS-PWM 中断程序等

组成。其中，以故障保护中断优先级为最高，DPLL 中断、PS-PWM 中断程序优先级次之。由于程序设计量大，逻辑关系复杂。为此，采用模块化的程序设计方法。将一些相对独立的功能或设计做成模块，如模拟采样，EEROM 的读写，键值采样，显示等等，并尽量减少各个模块之间的耦合关系。

(1) 主程序流程图见图 5-1，主要完成系统各种参数如 CPUCLK、SYSCLK 配置和 A/D、I/O 接口等的初始化，以及各种中断配置、键盘处理和故障处理等功能。

(2) PS-PWM 程序流程图，如图 5-2 所示。将 DPLL 的输出信号作为捕获输入，对其实现同步和移相，形成逆变器的四路驱动信号。

(3) DPLL 程序流程图，如图 5-3 所示，实现对输入信号的无相差频率跟踪。原理描述可参见 4.3.2 基于 DSP 的 DPLL+PSPWM 的原理及算法一节。

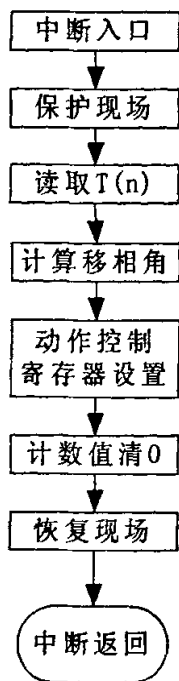


图 5-2 PS-PWM 中断子程序

Figure5-2 Flow chart of PS-PWM subprogram

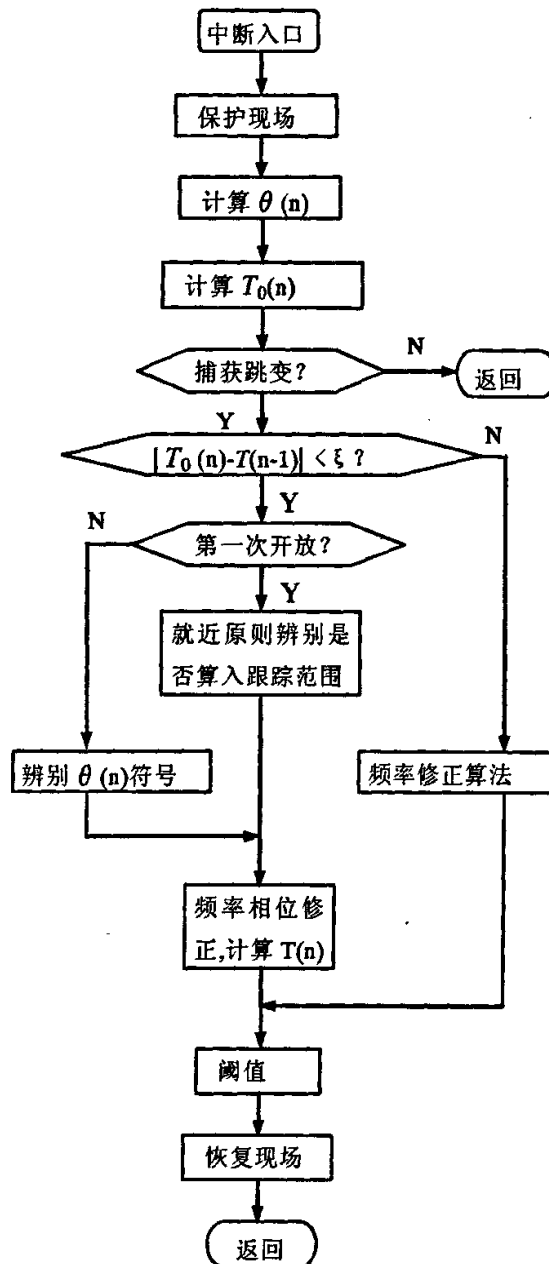


图 5-3 DPLL 中断子程序

Figure5-3 Flow chart of DPLL subprogram

## 6 实验结果与全文总结

### 6.1 实验结果

在捕获输入引脚加 20.10kHz 的方波信号,用来模拟经过波形转换电路的负载电流, DPLL 锁相过程如图 6-1 上图所示,其中通道 1 为捕获输入,通道 2 为锁相输出。DPLL 的锁相输出作为移相 PWM 的捕获输入,设置移相角为 90 度。锁相输出平稳后,其同步信号输出和移相信号输出波形分别如图 6-1 下图的通道 1、2 所示。将同步信号和移相信号分别再取反相输出,与原输出合在一起,即可形成逆变器开关管的四路移相角度可调的驱动信号。

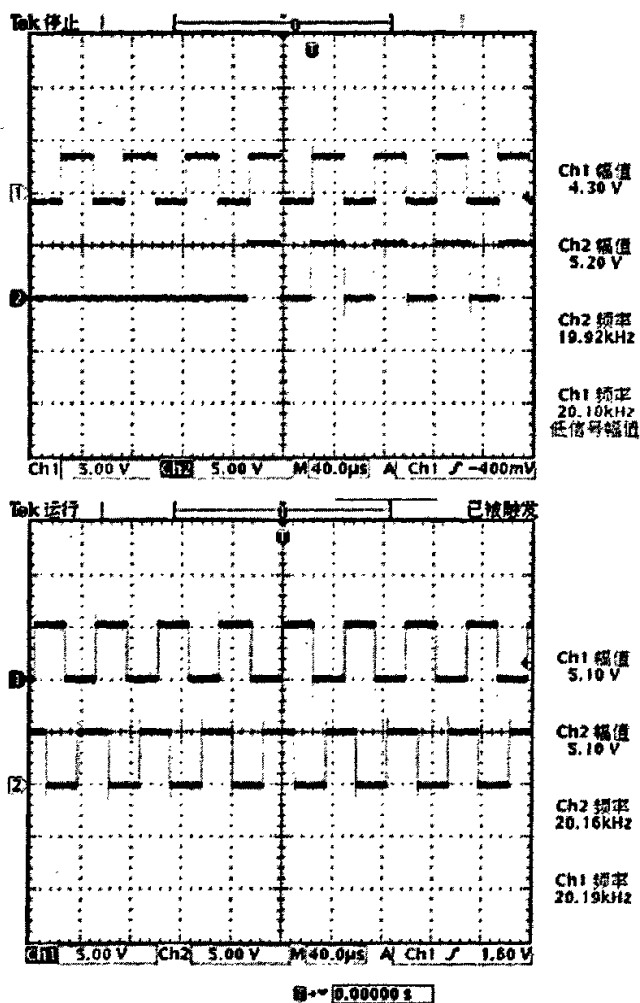


图 6-1 锁相后移相输出 (20.10kHz)

Figure6-1 DPLL+PS-PWM output waveform (20.10kHz)

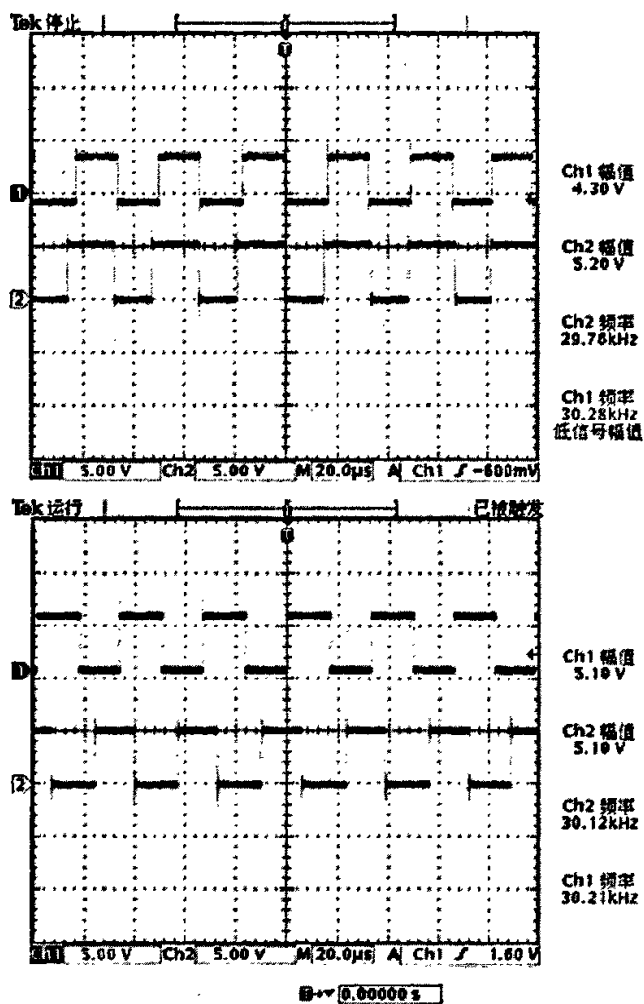


图 6-2 锁相后移相输出 (30.28kHz)

Figure6-2 DPLL+PS-PWM output waveform (30.28kHz)

在捕获输入引脚加 30.28kHz、40.74kHz 的方波信号时 DPLL 锁相过程及 PS-PWM 输出分别如图 6-2、图 6-3 图所示。可见该数字化控制方法基本实现了对 10kHz~40kHz 频率段的捕获的超音频输入信号的频率跟踪，并且对其进行移相式调节，只要再对同步输出信号和移相输出信号分别再取反相输出，合在一起，即可形成逆变器开关管的四路移相角度可调的驱动信号，从而为逆变侧进行移相 PWM 功率调节奠定了基础。

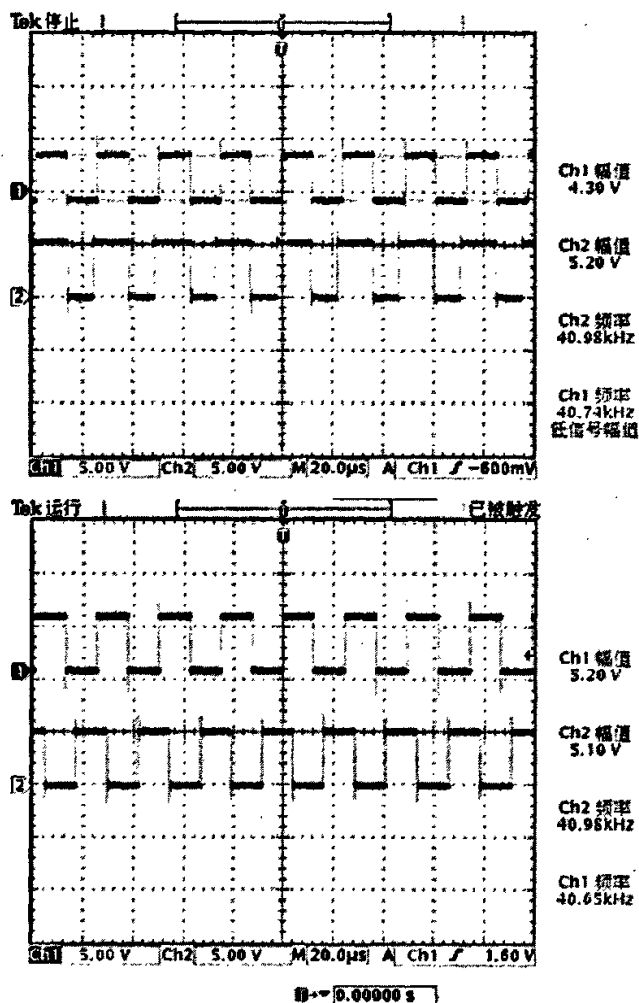


图 6-3 锁相后移相输出 (40.74kHz)

Figure6-3 DPLL+PS-PWM output waveform (40.74kHz)

## 6.2 全文总结

通过上述的串联谐振式感应加热电源的原理分析、软件系统的设计与调试，实验结果验证了：设计的基于 DSP 的数字化控制方案可以基本实现无差错的频率跟踪，并可进行角度可调的 PWM 移相输出，可进一步形成逆变器的四路有移相的驱动信号，从而对逆变器输出功率进行调节。

但是仍然存在一些不足之处：

(1)提出的基于 DSP 的控制方案由于中断嵌套及中断服务程序的转入没有优化，造成实验波形的轻微延时。可以在电路拓扑和中断程序设计上进一步改善。

(2)移相 PWM 控制 (PS-PWM) 仅作了开环控制，应进一步考虑全闭环设计。

(3) TMS320F240 是 TI 公司三大主要系列 (C2000、C5000 和 C6000) 中最低端的产品，整体性能和处理速度都有所限制。可以考虑采用更高性能的 DSP 平台。

(4) 对于超声波感应加热电源的全数字化控制方法只是做了初步的探讨及设计, 仅通过信号发生器和 F240EVM 加外围的简单设计来模拟实际的电源控制系统, 实际装置的故障保护和信号采集等问题未加考虑。



## 致谢

本论文是在导师钟彦儒教授和指导老师李金刚副教授的精心指导下完成的。两位导师老师渊博深厚的学术知识、严谨不苟的治学态度和认真负责的工作作风给我留下了深刻的印象，使我受益匪浅。在课题研究过程中，两位导师给予了悉心的关怀和无私的指导，提供了良好的实验条件，并提出大量宝贵的指导性意见和建议，诲人不倦，不遗余力，为此付出了辛勤的劳动，使课题得以顺利完成，在此谨向两位导师表示诚挚的敬意和衷心的感谢！

特别感谢李洁老师、曾光老师等课题组成员所给予的极大的关怀和教导。同时，在课题研究过程中还得到了师兄尹忠刚，同学蔡剑、崇鑫、张峰、陈礼根、黄飞航等人的很大帮助，在此一并表示感谢。

## 参考文献

- 【1】潘天明. 现代感应加热装置[M]. 北京: 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[J]. 机械工人, 1999: 3
- 【3】李金刚. 采用IGBT和SIT的串联谐振试高频感应加热电源[硕士学位论文][D]. 西安: 西安理工大学, 1998
- 【4】高伯俭. 我国工业电炉设备现状及技术发展趋势[J]. 工业加热, 1996(2)
- 【5】沈庆通, 周大振. 高效感应热处理电源的本质和参数的思考[J]. 国外金属热处理, 1996. 17(4).
- 【6】杨军. IGBT超音频感应加热电源相位跟踪的研究[硕士学位论文][D]. 北京: 清华大学. 2004. 5
- 【7】维捷斯拉夫·本达. 捷克. 功率半导体器件—理论及应用[M]. 北京: 化学工业出版社, 2005: 108-147
- 【8】袁俊国, 于非, 吴兆麟. 移相式高频感应加热装置的研究[J]. 电力电子技术, 1999, 33(6)
- 【9】孙向东, 周炳, 钟彦儒. 一种新颖的数字移相控制方法的研究[J]. 西安理工大学学报, 2003(19)
- 【10】曾兴雯, 刘乃安, 陈健. 高频电路原理与分析[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001. 8
- 【11】李枫, 潘娜. DSP 算法设计与系统方案[M]. 国防工业出版社, 2004
- 【12】宁改娣, 杨栓科. DSP 控制器原理及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2002
- 【13】刘和平. TMS320F240 x DSP 结构、原理及应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社. 2002. 4
- 【14】时矗. 移相调功式 IGBT 超音频感应加热电源的研究[硕士学位论文][D]. 成都: 西南交通大学, 2004
- 【15】周跃庆, 吴迪. 基于MATLAB的感应加热电源系统仿真[J]. 计算机仿真, 2005(7)
- 【16】李凯, 郝瑞祥, 游小杰, 郑琼林. 基于DSP的大功率高频开关电镀电源的研究[J]. 电源世界, 2005(12)
- 【17】余永权, 汪明慧, 黄英. 单片机在控制系统中的应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003
- 【18】李颖, 朱伯立, 张威. Simulink 动态系统建模与仿真基础[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004
- 【19】张威. MATLAB应用程序集成与发布[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005
- 【20】苏涛, 蔡建隆, 何学辉. DSP接口电路设计与编程[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003
- 【21】梁汉滨, 钟彦儒. 电力电子装置的微型计算机化设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1990
- 【22】刘金琨. 先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003
- 【23】王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002
- 【24】薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/SIMULINK 的系统仿真技术与应用[M]. 北京: 清华大学出版社. 2003
- 【25】郭会军. 基于智能控制的超音频感应加热电源的研制[硕士学位论文][D]. 西安: 西安理工大学, 2001
- 【26】余泽洋. 超声波金属焊接频率跟踪仿真控制研究[硕士学位论文][D]. 广州: 广东工业大学, 2005

- 【27】许海文. 固态超音频电源并联逆变控制技术研究[硕士学位论文][D]. 保定: 华北电力大学, 2003
- 【28】陈维. 固态高频感应加热电源的研究[硕士学位论文][D]. 西安: 西安理工大学, 2000
- 【29】李金刚, 钟彦儒, 盛祖权. PRC 电源中负载变化对逆变器开关状态的影响[J]. 西安理工大学学报, 2002 第 18 卷第 1 期.
- 【30】田欣. 3200KW/80KHz 感应加热电源及故障问题的研究[硕士学位论文][D]. 西安: 西安理工大学, 2002
- 【31】唐杰. 串联谐振式 DBD 型臭氧发生器电源的研究和开发[硕士学位论文][D]. 长沙: 湖南大学, 2004
- 【32】王华. 80kHz 大功率串联谐振感应加热电源的研究[硕士学位论文][D]. 西安: 西安理工大学, 2004
- 【33】李敏远, 姜海鹏. 串联谐振逆变器最佳死区的选择[J]. 电力电子技术, 2003, 第 37 卷第 4 期.
- 【34】沈刚. 高频感应加热电源频率跟踪控制电路的研究[硕士学位论文][D]. 西安: 西安理工大学, 2004
- 【35】鲍建宇, 徐炜, 张仲超. 软开关相移 PWM 感应加热技术的研究[J]. 电力电子技术, 2000 年第 6 期.
- 【36】李金刚, 陈建洪, 钟彦儒. 基于 DSP 感应加热电源频率跟踪控制的实现[J]. 电力电子技术. 2003 年第 37 卷第 4 期.
- 【37】魏克新, 王云亮, 陈志敏. MATLAB 语言与自动控制系统设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001
- 【38】王辉. 频率跟踪、恒功率超声波清洗机的研究和实现[硕士学位论文][D]. 保定: 河北农业大学, 2004
- 【39】陈青昌. 移相全桥数字化 ZVS 直流变换器研究[硕士学位论文][D]. 武汉: 华中科技大学, 2005
- 【40】王立乔, 黄玉水, 王长永等. 基于新型移相控制的感应加热电源的研究[J]. 电力电子技术. 2001 年第 1 期.
- 【41】刘明峰. 全桥相移式柔性切换负载并联共振电流型感应加热器之设计与研制[硕士学位论文][D]. 桃源: 台湾中原大学, 2004. 6
- 【42】王益红, 崔建明. 带锁相控制的 IGBT 感应加热电源[J]. 煤炭科学技术, 1999(27).
- 【43】毛鸿, 侯振程. 一种新型感应加热电源调功方式的研究[J]. 电工技术杂志, 1998 年第 1 期.
- 【44】田健, 王华民, 郭会军, 李朝阳. 串联谐振感应加热电源频率跟踪控制的研究[J]. 工业加热. 2000 年第 2 期
- 【45】毛鸿, 吴兆麟, 侯振程. 感应加热电源无相差频率跟踪控制电路[J]. 电力电子技术, 1998 年第 2 期.

## 发表论文

《基于 Matlab 的感应加热电源数字化控制方法的仿真研究》2006 年西安理工大学研究生学术年会