

西安理工大学

硕士学位论文

基于DSP控制的超音频感应加热电源研制

姓名：熊光明

申请学位级别：硕士

专业：电气工程

指导教师：钟彦儒;赵德友

20071001

基于 DSP 控制的超音频感应加热电源研制

学科专业: 电气工程

研 究 生: 熊光明

签 名: 熊光明

指导教师: 钟彦儒 教授

签 名: 钟彦儒

赵德友 高级工程师

签 名: 赵德友

摘要

为了跟上国际感应加热电源技术朝节能、节材、自动化、智能化发展趋势, 本文研制一种高性能、高频、大功率感应加热电源。介绍了以数字信号处理器 TMS320F2812DSP 为核心、采用 IGBT 模块研制出 300KW/15KC 并联谐振感应加热电源的控制系统。结合实际的板簧行业淬火生产工艺, 论文中详细地给出了感应加热电源硬件电路和部分软件设计思路。本文介绍了数字处理器 DSP 在感应加热电源中的具体运行, 较为详细地分析了整流控制系统的各个环节的数学模型, 并推导出适合淬火工艺的电压、电流调节器 PI 参数。通过电压、电流双闭环控制调节和数字锁相环技术, 使整流电路输出抗干扰能力很强的恒定直流电压。逆变控制系统设计了一种特殊的扫频式零电压启动方式, 在跟踪频率中采用简单的增量查询式。而在逆变正常运行中采用锁相环技术, 并考虑反压时间因数, 将逆变器的工作频率锁定在接近固有谐振频率内, 使得该电源运行在功率因数接近 1 的状态。

采用新型功率器件 IGBT, 使得研制的电源高效节能、实现小型轻量化、智能化。采用 DSP 数字控制技术克服了目前模拟系统所存在的问题, 并优于传统系统的控制特性, 能够实现精确控制和高效率的处理。

关键字: 数字信号处理器; 同步认相; 数字锁相环; 扫频式; 反压时间; 二次换流

Title: Research on Superaudio Induction Heating Power Supply based on DSP

Major: Electric Engineering Master

Name: Guangming xiong

Signature: Xiong Guangming

Supervisor: Prof. Yanru Zhong

Signature: Zhong Yanru

S-Engineer Deyou Zhao

Signature: Zhao Deyou

Abstract

For keeping up with the induction heating power supply technology development trend for economy energy, economy materials, automation and intelligent control in international, the research and development is the high-efficiency, high-frequency, high-power induction heating power supply. The paper presents the control system of the 300KW/15KC parallel resonance superaudio induction heating power supply using IGBT and centering on DSP TMS320LF2812. It given out the design thought of hardware and software in detail, linking to the fact of quenching production process in steel plate spring industry. This paper presents the mathematical model of rectifying circuit control system, and deduces the parameter of voltage-current PI regulator applied for quenching process. The control system of rectifying circuit has the strong capacity of resisting disturbance, because it adopts voltage-current double closed-loop and digital phase locked loop. The special sweep-frequency model in starting and the DPLL technique taking into account negative voltage time in running is used in invert control system. The phase-lock technique is applied in rectifier control unit and inverter control unit. The operation frequency of inverter is locked onto the inherent resonance frequency of tank circuit by using phase-lock technique, so that the power factor of the power supply can be always kept to unity.

Adopting new power device IGBT, the power supply is high-performance, power saving, miniaturization, lightweight, intelligent. Adopting new DSP digital control technology, the power supply solves the actual problem of simulation system. The research precedes the used control characteristic in precise control, performance.

Key words: Digital Signal Processing; In-phase distinguish; digital phase-locked-loop; sweep-frequency; negative voltage time; secondary commutation

前言

当前,电力电子作为节能、节材、自动化、智能化、机电一体化的基础,正朝着应用技术高频化、硬件结构模块化、产品性能绿色化的方向发展。IGBT 是 MOSFET 和 BJT 的复合型器件,在 80 年代后期异军突起。作为一种全控型大功率开关模块,具有驱动功率小、开关速度快、通态压降小、载流能力强等优点,在电力电子得到广泛运用。静止变频感应加热设备是一种通过大功率电力电子半导体器件将三相工频(50 赫兹)交流电转变为单相中频或超音频交流电的大型电力电子变频装置。采用 IGBT 功率器件作为开关管的感应加热电源可以避免在传统的晶闸管中频电源中存在焊点多、连线和接插件多、调试复杂及不宜维修、对电力系统严重的谐波公害等问题。

当今是计算机技术和数字信息处理技术高速发展的时代,数字处理信号器 DSP (Digital Signal Processors) 自 20 世纪 80 年代诞生以来,在短短二十几年内得到飞速发展。目前国内对 DSP 的研究和应用正在从科研转入产品和市场运作。TMS320F2812 芯是目前国际市场上最先进、功能最强大的 32 位定点 DSP 芯片,其最高运行速度达 150MHz,事件处理功能强大,并且有丰富的片内外围设备,便于接口模块化设计,其性价比极高,使其在数字马达控制、工业自动化、电力转换以及通信领域内广泛应用。DSP 的出现,为感应加热电源的研发提供了更为灵活、经济和高精度的控制手段。

国外发达国家在最新研制的电力电子控制系统中,几乎都采用微机或单片机进行部分或全部的控制,计算机控制与检测已成为新型电力电子系统的重要组成部分和显著特色。因此本文致力于将 IGBT 性能优势和 DSP 控制技术相结合,采用新型功率器件 IGBT 使得研制的电源高效节能、实现小型轻量化、智能化;采用 DSP 数字控制技术克服了目前模拟系统所存在的问题,并优于传统系统的控制特性,能够实现精确控制和高效率的处理,电路结构大为简化,制造成本显著下降。

本文内容共分五章。第一章为绪论,阐述了本文研制的时代背景和必要性;第二章为主电路参数设计的选择,它的选择方法可以运用到其他电力电子装置中;第三章为控制系统的硬件设计,重点介绍了控制电路的设计;第四章为控制系统的软件设计,详细阐述了在超音频电源软件控制方面的设计思路;第五章为结论,总结该电源研制的结果。通过本文的内容,读者可以全面了解超音频感应加热电源在设计、制造方面的具体知识和一些新的思路。

本文所设计的超音频感应加热电源是在测试和总结其它中频电源的基础上,逐步构思和现场调试而完成的。在文章的编写上查阅了许多国内外参考资料,在博士生导师钟彦儒老师、副总师赵德友老师的指导下进行的,两位导师多次审阅并提出了许多宝贵意见,谨致深切谢意。由于本人水平所限,文中内容有不当之处,请批评指正。

主要符号表

A——安培; 低通滤波器参数	T' ——频率修正后的输出信号周期
B——锁相环相位修整系数	$T_{d(off)}$ ——IGBT 驱动信号关断延迟时间
C_Q ——负载电容容量	$T_{d(on)}$ ——IGBT 开通延迟时间
H_i ——工频电流反馈参数	T_f ——锁相环反馈输入信号周期
H_u ——超音频电压反馈参数	T_{in} ——锁相环输入信号周期
i_a ——超音频电流	t_f ——IGBT 驱动信号下降时间
I'_{av} ——整流桥方波电流	t_r ——IGBT 驱动信号上升时间
I_{av} ——整流桥方波电流等效平均值	ΔT —— T_{in} 与 T_f 的相位差
i_d ——整流桥输出瞬时电流	u_0 ——超音频电压
I_{dN} ——额定直流电流	u_{01} ——超音频电压取样信号
$i_{e1} \sim i_{e3}$ ——工频进线电流信号	u_d ——整流桥输出直流电压瞬时值
I_{HL} ——容许的超音频电流有效值	U_d ——整流桥输出直流电压
I_L ——感应器线圈电流	U_{DRM} ——断态重复峰值电压
I_T ——IGBT 额定电流	u_f ——超音频反馈电压信号
I_{Tav} ——功率器件额定电流	u_L ——电感压降
I_{Tm} ——短路电流峰值	U_H ——为超音频输出电压有效值
K_{fb} ——方波波形系数	U_{RM} ——反向峰值电压
K_i ——电流安全系数	U_{RRM} ——反向重复峰值电压
K_u ——电压安全系数	U_{Tm} ——通态(峰值)电压
L_d ——电抗滤波	ω_H ——超音频角频率
T_1 ——电压 PI 调节器的超前时间常数	τ_2 ——电流 PI 调节器的时间常数
T_2 ——电流 PI 调节器的超前时间常数	τ_1 ——电压 PI 调节器的时间常数

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申明：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：熊光明 07年10月16日

学位论文使用授权声明

本人熊光明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：熊光明 导师签名：钟修平 07年10月16日

第1章 绪论

中频或超音频感应加热电源的加热原理是靠感应线圈把电能传递到要加热的金属,然后电能能在金属内部转化为热能。感应线圈与被加热的金属并不直接接触,能量是通过电磁感应传递的,即利用感应涡流进行加热的。感应加热电源是一种通过大功率电力电子半导体器件将三相工频(50 赫兹)交流电转变为单相中频或超音频交流电的大型电力电子变频装置。感应加热是利用电磁感应原理对金属工件进行直接加热的一种先进手段。感应加热的最大特点是将工件直接加热,其优点是工人劳动条件好、工件加热速度快、温度容易控制、加热过程中不会混入杂质及金属烧损等,因此广泛应用。在当前机械制造业和冶金工业方面,感应加热主要用于淬火、透热、熔炼、钎焊和烧结等。

1.1 课题研制的背景

1.1.1 电力电子技术进入到 IGBT 运用时代

国外晶闸管中频电源是从六十年代才发展起来的,迄今已有四十几年。晶闸管中频电源由于节能显著、综合技术经济指标较好,是一种比较理想的感应加热设备。但传统的晶闸管中频电源,存在焊点多、连线和接插件多、调试复杂以及不宜维修等问题。另外,大功率晶闸管设备在运行过程中产生的谐波是不容忽视的,对电力系统造成严重的公害,已经为国内外普遍关注的问题,从晶闸管设备的控制系统方面,通常考虑采用高精度触发电路来加以抑制,而这是模拟系统难以完美解决的。自从 80 年代后期以来,在感应加热电源方面,IGBT 变频技术得到了迅速发展。它具有驱动功率小、开关速度快、通态压降小、载流能力强、体积小、效率高和易于控制等优点,并成为现代电力电子技术的主导器件。随着新技术、新材料的运用,IGBT 功率模块在电流、电压等参数方面都有大幅度提高,特别是 IGBT 器件可工作在谐振状态。全固态超音频电源与晶闸管中频电源相比,具有明显的节能、节水等优点,是感应加热发展的必然趋势。因此本课题 IGBT 作为逆变功率器件。

1.1.2 电力电子技术进入到微机控制时代

微电子技术的发展,特别是单片机的出现,为感应加热电源提供了更为灵活、经济和高精度的控制手段。DSP 以运算速度快为显著特征,而单片机则以数字控制功能强为特点。世界上各大 DSP 生产商将 DSP 的高运算速度与单片机的高控制能力相结合,开发出适合电动机控制的专用 DSP。这种 DSP 还集成了电动机控制所必需的可增加死区且灵活多变的多路 PWM 信号发生器、高速高精度 ADC,同样这些功能可用于超音频感应加热电源的控制系

统中。近几年来, DSP 价格的不断下调, 并与单片机的价格越来越接近, 其开发工具价格也不断下降。超音频感应加热电源的微机控制系统既要求有强大的 I/O 控制功能, 又要求有高速的信号处理能力以实现实时控制。TMS320C28X 系列是 TI 公司 2003 年推出的 DSP 芯片, 是目前国际市场上最先进、功能最强大的 32 位定点 DSP 芯片。它既具有数字信号处理能力, 又具有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能, 特别适用于有大量数据处理的测控场合, 如工业自动化控制、电力电子技术应用、智能仪器、电机及马达伺服控制系统、电力转换系统等。因此本文选用 TMS320LF2812 作为核心控制器件。其硬件接线简单, 几乎无可调元件, 所以调整和维修变得简单和容易掌握。

1.1.3 国内市场现状及发展观测

我国近年来电力电子技术发展较快, 预测未来 2~3 年, 电力电子器件的年平均增长速度将超过 20%, 06 年市场销售额超过 200 亿元, IGBT 等新型电力电子器件的年销售量平均增长率超过 30%。与国际上发达国家相比, 我们在应用基础研究深度方面差距为 5-10 年; 在电源产品的质量、可靠性、开发投入、生产规模、工艺水平、先进检测设备、工人素质、持续创新能力等综合实力方面差距估计为 10-15 年。在对电源产品和装置性能有极其重要影响的新型场控器件的芯片制造技术方面, 我们还处于非常脆弱状态。国内感应加热电源至今仍以晶闸管中频电源为主, 而超音频、高频电源主要产品频率为 20KHz~200KHz, 功率为 100~3000kW, 频率和功率还比较低; 电源的控制电路一班采用分立元件或普通集成电路组成, 少数采用单片机或微处理器控制, 与国外产品相比有一定差距。国内浙江大学在感应加热领域始终处于国内领先水平, 浙江大学电力电子应用技术国家工程研究中心已成功地开发了高频感应加热电源系列产品。

1.1.4 国际市场现状及发展观测

事实上, 国外发达国家在最新研制的电力电子控制系统中, 几乎都采用微机或单片机进行部分或全部的控制, 计算机控制与检测已成为新型电力电子系统的重要组成部分和显著特色。国外感应加热电源采用了高压大电流技术、高频化变流技术、微机和数字控制技术、电力电子系统智能化技术、组件和功能模块设计与制造技术等。美国已研制一种感应加热电源的专用处理器已广泛运用, 使得控制极其简单, 但只能控制频率低于 3KHz 的晶闸管中频电源。

1.2 主要目的

1.2.1 紧跟现代电力电子运用技术的发展

现代电源技术是应用电力电子半导体器件, 综合自动控制理论、计算机(微处理器)技

术和电磁技术等多学科边缘交叉技术。在各种高质量、高效、高可靠性的电源中起关键作用的是现代电力电子技术的具体应用。随着工业的发展,感应加热电源的应用也日益广泛。当前,感应加热电源作为一种节能、节材、自动化、智能化设备,正朝着应用技术高频化、硬件结构模块化、产品性能绿色化的方向发展。为了跟上国际感应加热电源技术发展趋势,我国有必要开发一些高性能、高频、大功率加热电源。

1.2.2 研制一种节能环保、高性能的超音频电源

目前常用的晶闸管中频电源具有附加能耗大、效率低、噪音大、起动性能差等缺点。其控制电路一般采用分立元件或普通集成块组成,它只能对负载谐振频率进行简单的跟踪,使输出功率忽大忽小,适应负载能力差,这不但增加了故障率,运行效果也很不理想。采用新型功率器件 IGBT,使得研制的电源高效节能、实现小型轻量化、智能化。采用 DSP 数字控制技术克服了目前模拟系统所存在的问题,并优于传统系统的控制特性,能够实现精确控制和高效率的处理,电路结构大为简化,制造成本显著下降。同时,可以提高被加工产品的质量水平,有利采用自动化热处理工艺。

1.2.3 开发适合我公司板簧热处理工序感应加热电源

我公司是全国最大的汽车板簧生产企业,每年有超过 6 万吨平板钢需要整体表面淬火。公司现有 33 台高频、大功率中频感应加热电源。其整流、逆变部分控制电路多采用模拟元器件,电路复杂、控制参数难以调整。因而通用性差,维修技术要求高,故障率和维修费用居高不下,设备无功损耗相对较大以及容易因误操作引发设备故障。特别是由于晶闸管性能的制约,厚度为 9 mm 以下的板簧加热温度偏低,一直是公司生产的难题。为了实现我公司技术降成本、公司长期发展的需要、提高我公司竞争能力和提高工程技术人员技术水平,所以公司设立一项科技公关项目:设计了一种操作简便、结构合理、各种控制性能指标相对较高、故障率和维修费用均大幅降低的新型感应加热电源,满足了板簧淬火、透热生产的各项要求。

1.3 本文研究的目标

本文研究的目标是解决我公司部分汽车弹簧钢的淬火工艺。产品厚度:5~12mm、长度:80~1800mm、宽度:70~100mm,加热温度:880~900℃,加热节拍:60s。

1.3.1 超音频电源频率的确定

感应加热原理靠的是三个效应(集肤效应、近邻效应、圆环效应)来实现。对于平板型弹簧钢而言主要是靠集肤效应加热。电流透入深度 Δ 与电流频率、导体材料的相对导磁率

μ_r 和电阻率 ρ 有关, 即:

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (1.1)$$

μ_0 为真空导磁率 $4\pi \times 10^{-7}$, μ_r 为相对导磁率, f 为感应线圈的工作频率。

相对导磁率随着温度的上升而下降, 开始升温时它下降较慢, 当温度上升到居里点 $700 \sim 800^\circ\text{C}$ 后, 它迅速下降到 1。电阻率在常温时为 $2 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{cm}$, 当温度上升到居里点 $700 \sim 800^\circ\text{C}$ 为 10^{-4} , 以后电阻率不再变化。在上述加热过程工件各点温度不一样, 因而每一点的电阻率和导磁率都不一样。这给工程计算带来很大困难。在大多数情况下都是针对“热态”进行计算。即对整个工件温度超过居里点情况进行计算。一方面因为这时计算较简单, 得出结果较适用。另一方面因淬火加热过程中, 在开始加热后很短时间就过居里点, 设备大部分时间工作在过居里点以后。则式(1.2)简化为:

$$\Delta = 50 / \sqrt{f} \quad (1.2)$$

由此可见工件的厚度越薄要求的电源频率越高, 设计电源频率应考虑最薄产品。将 $\Delta = 4 \sim 5 \text{mm}$ 代入式(1.2)得 $f = 10 \sim 15 \text{KHz}$, 为此本文设计的超音频电源规格为 15KHz 。

1.3.2 超音频电源功率的确定

在生产中, 对于感应加热电源所需功率计算很困难, 一般经验公式为:

$$P_3 = \frac{c(T-T_0)G}{0.24t} \quad (1.3)$$

C 为比热 (60Si2Mn 弹簧钢为 0.164), T 为加热温度, T_0 为初始温度, G 为工件的重量, t 为加热时间。

对于超音频电源热效率一般达到 60%, 所以整个电源本身功率设计为:

$$P = P_3 / \eta \quad (1.4)$$

当产品越重, 即工件越大, 其电源所需功率越大。本文设计考虑极限产品为 $1800 \text{mm} \times 100 \text{mm} \times 12 \text{mm}$, 其重量为 16.85Kg。将其它参数代入式(1.4)则:

$$P = 0.164 \times (900 - 25) \times 16.85 / (0.24 \times 60) = 280 \text{KW}$$

故本文设计的超音频感应加热电源功率为 300KW。

根据公司实际生产所需, 适当考虑余量, 所以本课题所设计的超音频感应加热电源功率为 300KW, 频率为 15KHz , 即 IPS300KW/15KHz。

第2章 主电路的设计

本设计主电路如图 2-1, 由三相桥式全控晶闸管整流电路提供可调直流电压, 经大电抗器 L_d 滤波后, 成为一个恒定的直流电流源, 再经单相逆变桥逆变成一定频率的单相超音频电流, 其能量通过感应线圈施加到负载上进行感应加热。逆变电路采用 IGBT 模块作为开关功率器件。根据补偿电容与负载(感应器)的联结方式不同可以将逆变电路分成电流型并联谐振电路和电压型串联谐振电路两种基本电路。由于板簧热处理工艺要求负载电压在 750V~1000V, 而 IGBT 超音频感应加热电源工作在近似谐振状态, 其输出谐振电压约 600V, 为此本研制电源的负载采用电容升压方式(如图 2-1 中 L 、 C_2 、 C_1 串并联), 即选择串并联逆变电路。采用了零电压软起动方式, 无预充电、预充磁等电路, 不仅简化了电路, 降低了成本, 也减少了出故障的机会, 使整机可靠性大大提高。该逆变器的优点是结构简单、负载适应性强、运行可靠、负载电压高。

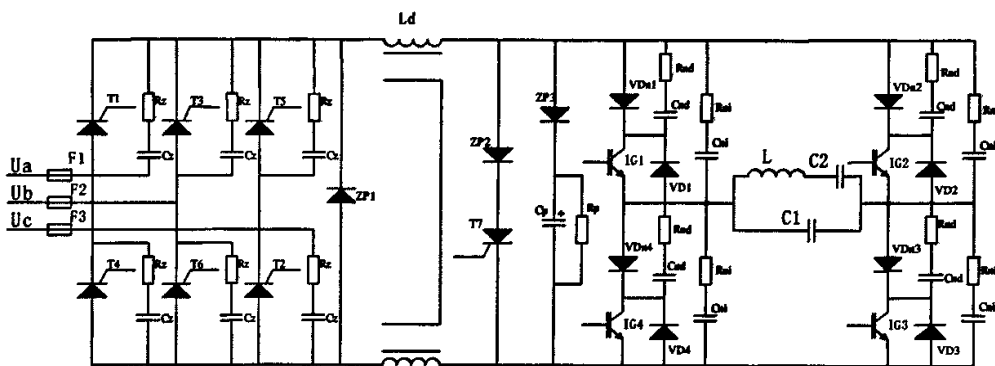


图 2-1 超音频电源主电路结构拓扑图

2.1 整流器的设计

2.1.1 整流晶闸管元件的选择

a. 电压容量的确定

全控整流桥元件承受的最高正反向电压数值相等,

$$\text{即: } U_{RM} = U_{Tm} = \sqrt{6}U_2 = 539V \quad (2.1)$$

故选择元件正反向重复峰值电压为:

$$U_{DRM} = U_{RRM} = k_u \sqrt{6}U_2 = (1.5 \sim 2) \times \sqrt{6} \times 220 = (805 \sim 1070) V \quad (2.2)$$

式中 k_u 为电压安全系数, 所以选择 $U_{DRM}=1200V$ 。

b. 电流容量的确定

方波电流平均值:

$$I'_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{dN} d\omega t = \frac{1}{3} I_{dN} \quad (2.3)$$

等效平均值:

$$I_{av} = k_b I'_{av} \quad (2.4)$$

式中 k_b 为方波波形系数, 在三相全控桥式整流电路中, 假定滤波电感 L_d 的数值为足够大,

且忽略换流过程, 则流经元件的电流波形为 $\frac{\tau}{T_s} = \frac{1}{3}$ 的方波, $T_s = 20ms$, $k_b = 0.91$ 。

选择元件的电流额定值为:

$$I_{Tav} = k_i I_{av} = (1.5 \sim 2) \times 0.91 \times \frac{1}{3} \times 600 = (273 \sim 364) A \quad (2.5)$$

式中 k_i 为电流安全系数, 所以选择 $I_{Tav} = 500A$ 。

由上式(2-2)、(2-5)可选择 T1~T6 参数为 $U_{DRM} = 1200V$ 、 $I_{Tav} = 500A$ 。

2.1.2 晶闸管的阻容吸收的选择

吸收电阻、吸收电容的经验数据可由以下公式得出^[1]:

$$\begin{aligned} C &= (2 \sim 4) I_T \times 10^{-3} = 1 \sim 2 (\mu f) \\ R &= 10 \sim 30 \Omega \end{aligned} \quad (2.6)$$

故吸收电阻选择 $R = 10 \Omega$, $C = 2 \mu f$ 。

吸收电阻 R 的功率可由以下公式给出:

$$P_R = F_c U_{RM}^2 = 50 \times 2 \times 10^{-6} \times 539^2 = 29.1 (W) \quad (2.7)$$

U_{RM} 为所保护器件的正、反向峰值电压, 于是选择电阻功率为 50W。

电容器 C 的交流耐压可选取略大于器件的正、反向峰值电压 U_{RM} 。本文选择电容耐压 630V。

2.2 滤波电感 L_d 的选择

并联逆变电路的输入功率有无功分量的吞吐, 为此逆变桥的输入电路中必定要有一个储能元件, 否则逆变桥就无法正常工作。另外, 在超音频感应加热电源装置中, 滤波电感能保持电流连续、抑制超音频电流谐波对电网的危害和负载短路时的故障电流。

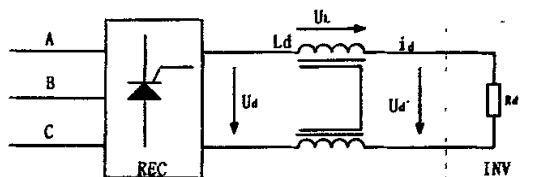
2.2.1 电感 L_d 对输出电流波形的影响

图 2-2 电抗器功能拓扑图

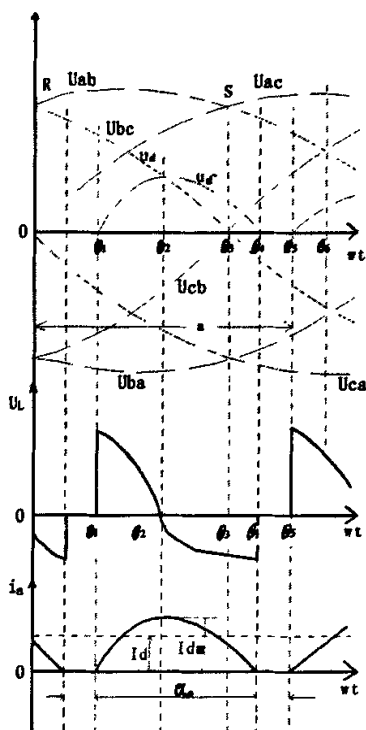


图 2-3 逆变电流断续的电压波形

图2-3表示不考虑换流过程且控制角 $\alpha=80^\circ$ 时电路各电量的波形。由图可见，输出电流 i_d 的初值 $i_d(\theta_1)=0$ ，但电压瞬时值 $u_d > u_d'$ ，故电流上升，电感中磁链数增加，电感电压 $u_L > 0$ ，它力图阻止电流继续增长；在 $\theta_2 < \omega t < \theta_3$ 区间，有 $u_d < u_d'$ ， i_d 由峰值 I_{dm} 下降，因而 $u_L < 0$ ，并阻止电流继续下降，电抗器此时表现为一能源，它释放能量，以协同整流电路维持主电路电流向负载输送电能；在 $\theta_3 < \omega t < \theta_4$ 区间， $u_d < 0$ ，电路进入逆变工作状态，电感中的磁能一部分消耗在负载中，而另一部分通过整流桥反送回电网；由于等效电阻 R_d 太大或电感量太小， L_d 中储存的磁能太少，以至在 $\omega t = \theta_4$ 时就全部放完， i_d 下降为零，电流断续，整流桥关断， $u_d = 0$ 。直至 $\omega t = \theta_5$ 时整流桥才重新处于整流工作状态，再次向负载供电。在超音频电源中，电流 i_d 不连续时，逆变电路虽然可以工作，但整

个设备工作在不稳定状态。为了保证电流连续，电感 L_d 应满足下式：

$$L_d \geq \frac{k_1 U_2}{I_{dL}} \times 10^{-3} \text{ (H)} \quad (2.8)$$

式中 I_{dL} 为输出电流的临界平均值时 ($I_d < I_{dL}$ ，电流出现断续，一般取 $I_{dL} = 0.1 I_{dN}$ (A)。

U_2 为相电压有效值 (V)， k_1 为常数 (三相全控桥整流电路 $k_1 = 0.407 \text{ s/rad}$)。

$$L_d \geq \frac{k_1 U_2}{I_{dL}} \times 10^{-3} = \frac{0.407 \times 220}{600 \times 0.1} \times 10^{-3} = 5.96 \times 10^{-3} \text{ (H)} \quad (2.9)$$

2.2.2 电感 L_d 对电流脉动的影响

随着控制角 α 增大， U_d 的谐波含量增加，因而影响逆变电路的正常工作。从滤波角度来看， L_d 与负载电阻 R_d 组成串联滤波器， L_d 越大，对谐波的抑制作用越强。为了保证电路能正常工作， L_d 应满足：

$$L_d \geq \frac{U_{d1}}{\omega I_{d1}} = \frac{U_{d1}}{U_2} \times \frac{U_2}{\omega_d \frac{I_{d1}}{I_{dN}}} = k_2 \frac{U_2}{K_3 \omega_d I_{dN}} \quad (2.10)$$

$$k_2 = \frac{U_{d1}}{U_2} \quad k_3 = \frac{I_{d1}}{I_{dN}} \quad \omega_d = m \omega$$

式中 U_{d1} 为最大的基波电压峰值 (当 $\alpha = 90^\circ$ 时)， I_{d1} 为最大的基波电流峰值 (当 $\alpha = 90^\circ$ 时)。

在三相桥式电路中，常数 $K_2 = 0.46$ ，常数 k_3 通常取为 0.05， m 为脉波数，对三相桥式电路 $m = 6$ 。

$$L_d \geq 0.46 \frac{220}{0.05 \times 6 \times 314 \times 600} = 1.79 \times 10^{-3} \text{ (H)} \quad (2.11)$$

2.2.3 电感 L_d 对超音频电流的影响

图 2-3 中电压 u_d ，在超音频电源中还包含超音频分量，由它产生的超音频电流将流入电网，使网间负载产生超音频损耗。为抑制这一分量， L_d 应满足^[2]：

$$L_d \geq \frac{U_H}{\omega_H I_{HL}} \text{ (H)} \quad (2.12)$$

式中 U_H 为超音频输出电压有效值 (V)， I_{HL} 为容许的超音频电流有效值 (A)， ω_H 为超音频角频率 (rad/s)。

$$I_{HL} = k_4 I_{dN} \quad k_4 = 0.005 \sim 0.01$$

$$L_d \geq \frac{600}{2\pi \times 15000 \times 0.008 \times 600} = 1.33 \times 10^{-3} \text{ (H)} \quad (2.13)$$

2.2.4 电感 L_d 对短路电流的影响

当采用整流拉逆变方式抑制短路电流时,在最恶劣的情况下 ($\alpha=0^\circ$, $\theta_0=60^\circ$), 短路电流峰值为:

$$I_{Tn}=I_{dT}+1.5\frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L_d} \quad (2.14)$$

由此可见, L_d 对 I_{Tn} 有抑制作用,为了保证元件安全,限制 $I_{Tn} \geq 3I_{dN}$ 。于是式 (2-14) 可写成:

$$3I_{dN}=I_{dT}+1.5\frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L_d}=k_5I_{dN}+1.5\frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L_d} \quad (2.15)$$

$$k_5=\frac{I_{dT}}{I_{dN}}=1.1\sim 1.2$$

若取 $k_5=1.2$ 代入上式, 可得:

$$L_d=2.04\frac{U_2}{\omega I_{dN}}=2.04\times\frac{220}{314\times 600}=2.38\times 10^{-3} \text{ (H)} \quad (2.16)$$

根据计算式 (2-9)、式 (2-11)、式 (2-13) 和式 (2-16), 应选用其最大者, 因此本设计选用的电抗器参数为 $L_d=6\times 10^{-3} \text{ (H)}$ 。

2.3 逆变器主电路的设计

2.3.1 逆变器的主电路结构设计思路

感应加热电源逆变器按其负载补偿电容所处的位置不同,可分为电流型逆变器和电压型逆变器。电流型逆变器具有电路结构简单,电源运行可靠,对负载适应能力强及过流保护容易等优点。并联谐振逆变器的负载电路由负载电感和补偿电容器并联组成,对电流呈现高阻抗。因此要求由电流源供电,需在直流电源末端串接大电抗器,因而负载电流可以认为是恒定的,它也称为并联谐振式电流型逆变器。

可用于逆变电路的功率器件很多,一般应根据器件的容量、开关速度特性来选用。众所周知,频率 10KHZ 以下的感应加热电源常用晶闸管作为逆变器件。但由于晶闸管没有自关断能力,在感应加热装置中需设置强制换流电路。由于晶闸管的关断时间长,存在效率低和起动容易失败等问题。因此根据本加热电源的使用情况,我们选用全控型 IGBT 电力半导体器件作为逆变器件。并联谐振逆变器的逆变桥臂每个开关器件必须与快速二极管串

联。该二极管起到两个作用：①如果开关器件内部没有反并联快速二极管，在逆变器工作过程中，所串联的快速二极管可以避免开关器件因承受反电压而损坏；②如果开关器件内部已有反并联快速二极管，虽然开关器件此时不会承受反向电压，但因反并联二极管的存在，当换流出现反向电压时，在逆变器桥臂间引起较大环流，有可能导致开关器件过电流损坏，此时串联的快速二极管就能承受反向电压而不导通，起到阻断环流的作用。

本文设计的电源逆变器采用并联谐振式电流型逆变器，如图 2-1 超音频电源主电路结构拓扑图所示。图 2-1 中 IG1~IG4 组成全桥逆变电路功率开关器件，VD₁~VD₄ 为功率开关器件反并联二极管；由于 IGBT 模块无反向阻断能力，因此每个桥臂需串联一只快速二极管（VD_{n1}~VD_{n4}）承受反向电压；L 为感应负载的等效电感，C₁ 为补偿电容，C₂ 为升压电容，由 L、C₁、C₂ 组成一串并联谐振回路。

2.3.2 逆变器元件参数的选择

a. IGBT 的参数计算及选型

IGBT 参数的选择一条原则是适当留有余地，这样才能确保长期、可靠、安全地运行。工作电压 ≤ 50%~60%，结温 ≤ 70~80℃。在这样条件下器件是最安全的。制约因素 A：在关断或过载条件下，I_c 要处于安全工作区，即小于 2 倍的额定电流值；B：IGBT 峰值电流是根据 200% 的过载和 120% 的电流脉动率来制定的；C：结温必须小于 150℃，指在任何情况下，包括过载时^[3]。IGBT 的正向阻断电压 U_{DRM}，考虑到安全系数，应满足下式：

$$U_{DRM} = (1.5 \sim 2) \frac{\pi U_d}{2 \cos \varphi} \quad (2.17)$$

由于感应加热电源的负载功率因数角比较小，一般在 10° 左右。当 $\varphi = 10^\circ$ 计算时，

$$U_{DRM} = (1.5 \sim 2) \frac{\pi 500}{2 \cos 10} = 1196 \sim 1595 \text{ (V)}$$

深入研究混合型并联谐振电源的特点后，设计了在逆变桥输入端并联单独可靠的过压保护电路，参考性价比，选择 U_{DRM} = 1200V 比较合理。

流过 IGBT 的电流平均值 I' = 0.45I_d，考虑到安全系数，其额定电流 I_c 须满足下式：

$$I_c > 2I'_c \quad (2.18)$$

计算结果为：I_c > 2 × 0.45 × 600 = 540 (A)。

考虑 IGBT 的规格型号，选用 400A/1200V 的 BSM400G120DN2 型 IGBT 较为适宜。根据 2 个以上器件并联，电流的降额率可由以下公式计算：

$$a(\text{降额率}) = \left\{ 1 - \left[\frac{(n-1)(1-x)}{n} + 1 \right] \right\} \times 100\% \quad (2.19)$$

$$x = 0.15 (1000/1200V \text{ 器件})$$

$n=$ (并联器件的数目)

本例中选用 4 个器件并联使用, 则 $a=19.6\%$, 4 个并联 400A 模块的电流降额率为:

$$400 \times (1 - 19.6\%) \times 4 = 1335\text{A}$$

从上述分析和计算来看选择余量较大, 器件将工作在安全范围内。逆变桥采用双桥并联, 每个单桥的每桥臂采用三只快速二极管并联再与两只并联的 IGBT (BSM400G120DN2) 进行串联。

IGBT 并联时需要注意以下事项:

(1) 并联必须使用同一等级 V_{CE} 模块。

(2) 并联各 IGBT 之间的 I_C 不平衡率 $\leq |\pm 18\%|$, 并联时各 IGBT 的开启电压应一致。如开启电压不同, 则会产生严重的电流分配不均匀。

(3) 在各模块的栅极上分别接上各模块推荐值的 R_G , 并尽可能使 R_G 值误差要小。栅极到各模块驱动极的配线长短及引线电感要相等, 如 R_G 及引线有差异, 则会引起各模块电流的分配不均匀, 并会造成工作过程中开关损耗的不均匀。

(4) 主电源到各模块之间的接线长短要均等, 主电源到各模块之间引线的电感要相等。如主配线长短或引线电感有差异, 则会引起动态或稳态电流不平衡。

(5) 控制回路中的接线应为抗噪声接线, 接线时应使用双芯线或屏蔽线。

(6) 主电路需采用低电感接线, 使接线尽量靠近各模块的引出端。使用铜排或扁条线, 以尽可能降低接线的电感量。

b. 与 IGBT 串联的快速二极管的选择

由于并联逆变器在换流期间, 逆变开关器件需承受反向电压, 但 IGBT 不能承受反压, 如果采用反并联快速二极管保护, 则会出现环流而损坏器件。因此每个桥臂必须串联与开关器件相同电压等级的快速二极管来承受反压, 同时会使每个桥臂的导通压降及通态损耗有所增大。一般选用与 IGBT 相近电流电压等级的快速二极管, 根据快速二极管的规格型号, 我们选用 DSEI2 \times 101-12A 型快速二极管。

c. 并联在 IGBT 两端的缓冲元件的选择

(1) 缓冲电路分析

在实际的逆变器线路中, 由于分布电感的存在, 在桥臂换流过程中, 往往会在器件关断时产生很高的电压, 这种现象主要靠并联于开关器件的阻容缓冲电路来克服。图 2-1 中已给出了基本的缓冲电路。当器件关断时, 电流通过 R_{ni} 向电容 C_{ni} 分流, 这将有利于抑制过电压和减少器件的关断损耗。为了使缓冲电路快速分流, 缓冲电路中最好选用快速二极管。还有一点应注意, 缓冲电路中的电阻 R_{ni} 不应过小, 因为 C_{ni} 要把在器件关断过程中存储的能量, 在器件再次导通时释放掉, R_{ni} 过小会引起放电电流过大, 对于逆变器桥臂上串联的二极管, 也应该设置阻容缓冲来抑制过电压。并联在 IGBT 两端的缓冲元件是电容 C_{ni} 与电阻 R_{ni} , 电容 C_{nd} 的作用是抑制加于 IGBT 两端的正反向浪涌电压, 电阻 R_{ni} 的作用是抑制震荡和减少缓冲电容向 IGBT 的放电电流。

(2) 参数的计算

电容的值是根据能量守恒的原则进行估算的。它吸收的能量与引线电感 L_s 中的储能相等，经估算线上的电压 U_{cs} 不应超过 IGBT 的阻断电压 1200V。

$$\text{即: } \frac{1}{2} L_s I_K^2 \leq \frac{1}{2} C_s U_{cs}^2 \quad (2.20)$$

一般引线电感 L_s 的值与元件的配置、配线的方式、线路的长短等又有密切关系，工程上可按引线长度每米为 $1 \mu H$ 计算，根据实际情况我们取 $2 \mu H$ 。

$$\text{即: } C_s \leq \frac{L_s I_K^2}{U_{cs}^2} = 2 \times \frac{(0.45 \times 600 \times 1.57)^2}{1200^2} = 0.250 (\mu F) \quad (2.21)$$

根据以上计算结果，考虑电容器的规格型号，宜选用 $0.1 \mu F/3000V$ 的无感电容。

按照抑制振荡的原则，电阻 R_s 应满足：

$$R_s \geq 2 \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = 2 \sqrt{\frac{2}{0.1}} = 8.94 (\Omega) \quad (2.22)$$

故根据上式和经验可取电阻 $R_s = 20 (\Omega)$ 。

电阻 R_s 消耗功率与其阻值、电容器 C_s 的值以及逆变器的工作频率、电压等有关，一般按照流过 C_s 的电流在 R_s 上产生功率消耗的原则进行计算，即：

$$\begin{aligned} P_{RS} &\geq 4 I_{cs}^2 R_s = 4 (2\pi f C_s U_H)^2 R_s \\ &= 4 \times (2\pi \times 15000 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 600)^2 \times 20 = 255.8 (W) \end{aligned} \quad (2.23)$$

实际选用时，缓冲电阻 R_s 的功率一般取计算值的 1.0~2.0 倍，选用 $20 \Omega/400W$ 的无感电阻。

2.4 负载电路的设计

IGBT 为自关断器件，既可工作在容性又可工作在感性。然而工作在感性将引起正向电压的毛刺，根据电流型逆变器的特性，在此设计的电源基本上工作在容性的近似谐振状况。在这种情况下，电压的正弦波和电流的方波（谐振回路上）波形都比较好，这不仅对减少开关损耗，增加器件寿命有重要意义，而且也减轻了阻容吸收的负担。为此本研制电源的负载采用电容升压方式（如图 2-1 中 L 、 C_2 、 C_1 串并联）。由于感应器等效电阻 r_{HS} 值较小，则电感支路在串如电容 C_2 后仍保持感性，支路电流 i_L 对输出超音频电压 u_H 的滞后角仍接近 90° ，而 C_2 电压落后与 i_L 90° ^[1]。

2.4.1 谐振电容器的计算

谐振电容器又称换流电容器、槽路电容器、或功率因数补偿电容器。在图 2-1 的并联

谐振电路中, 流过谐振电容器 C_1 和加热线圈的电流 I_{C1} 和 I_L 都近视为输入电流的 Q 倍。 Q 为电路的品质因数, 可根据装置的不同用途, 凭经验选定。针对本加热电源的用途, 属于淬火类设备, 因此 Q 值取 5。

逆变器的输出电流为:

$$I_{H1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 600 = 540 \text{ (A)} \quad (2.24)$$

电容器的阻抗为:

$$X_{C1} = \frac{U_H}{Q I_{H1}} = \frac{600}{5 \times 540} = 0.222 \text{ (}\Omega\text{)} \quad (2.25)$$

电容器的电容量为:

$$C_1 = \frac{1}{\omega X_{C1}} = \frac{1}{2\pi f X_{C1}} = \frac{1}{2\pi \times 15000 \times 0.222} = 47.79 \times 10^{-6} \text{ (F)} = 47.79 \text{ (}\mu\text{F)} \quad (2.26)$$

根据升压原理

$$U_L = U_H \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \quad (2.27)$$

本文设计 $U_L = 900\text{V}$, 则可以得到串联升压电容:^[4]

$$C_2 = \frac{C_1}{\left(\frac{U_L}{U_H} - 1\right)} = 2 C_1 = 95.58 \text{ (}\mu\text{F)} \quad (2.28)$$

目前我们常选用中频或超音频电源中补偿电容为 RFM 系列电热电容, 电压标称通常为 0.375KV、0.65KV、0.75KV 等, 所以根据上述可选负载电容为 650V, 升压电容为 0.375KV 即可。

电容器的容量为:

$$Q_{C1} \geq U_{C1}^2 \omega C_1 = 650^2 \times 2\pi \times 15000 \times 47.79 \times 10^{-6} = 1903 \text{ (KVar)} \quad (2.29)$$

$$Q_{C2} \geq U_{C2}^2 \omega C_2 = 375^2 \times 2\pi \times 15000 \times 95.5 \times 10^{-6} = 1267 \text{ (KVar)} \quad (2.30)$$

根据以上计算结果, 选择 RFM0.65-640-15S, RFM0.375-640-15SKVar 多台电热电容并联分别构成负载电容组和升压电容组使用。

2.4.2 加热线圈电感值的计算

并联谐振电路中的电感 L 和电阻 R 在感应加热电源中就是加热线圈。也称为槽路线圈、工作线圈或加热器。

由于 $X_L=X_C$ ，所以加热线圈的电感量为：

$$X_L = \frac{U_L}{QI_{H1}} = \frac{900}{5 \times 540} = 0.333 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{0.333}{2\pi \times 15000} = 3.54 \times 10^{-6} \text{ (H)} \approx 3.54 \text{ (}\mu\text{H)} \quad (2.31)$$

流过加热线圈的电流为：

$$I_L = QI_{H1} = 5 \times 540 = 2700 \text{ (A)} \quad (2.32)$$

根据计算，加热感应器按照 3.54 μH 、1000V、2700A 进线结构设计。

第3章 控制系统硬件的设计

本设计的控制系统采用 PLC 配合数字信号处理器 (DSP) 来实现, 控制电路核心是采用一套 DSP 控制板来控制整流系统和逆变系统的工作。整个系统硬件框图见图 3-1。考虑到系统的复杂性, 特别是防止控制电路板本身干扰, 本设计采用相互独立的 DSP 核心控制板、输入/输出信号板、电源板。

其控制手段用数字信号处理器 TMS320LF2812DSP 作为核心控制器件, 并设计可靠的控制软件。目的是充分发挥 DSP 软、硬件的超强功能, 实现对整流、逆变的最佳调节, 输出恒定的直流电压, 以达到了较高的智能化程度, 并且进一步提高了电源设备的可靠性。将核心 DSP 控制板设计为通用电路, 只需检测信号输入和脉冲输出电路即可。所有的过程有 DSP 来进行数字运算、处理, 无须外围专用接口电路和集成电路。设计成一套单独的基于 DSP 为核心的过压保护系统。系统 PCB 板采用一块 6 层板设计, 通过内电源层供电。同时发挥 PLC 带负载能力强的特点, 实现继电器控制简单化、并且简化 DSP 程序、简化 DSP 外围控制电路。另外通过运用 PLC 控制器可以实现一键式起动和停止功能, 满足复杂的现场条件。

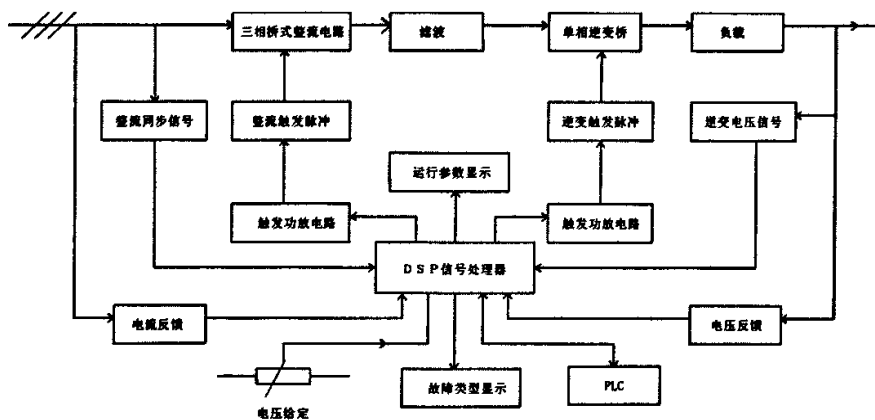


图 3-1 控制系统硬件原理框图

3.1 信号处理器 TMS320F2812 主控板的介绍

TI 公司于 2003 年底推出了该公司最先进的专门用于运动控制系统的 TMS320F2812 型 DSP 芯片。它具有成本低, 功耗小, 性能高的特点。在与现有的 24X/240X 系列 DSP 控制芯片代码兼容的同时, TMS320F2812 还具有运算速度更快, 外设集成度更高, 数据以及程序存储量更大, A/D 转换更加精确和快速等主要特点。

3.1.1 TMS320F2812 型芯片构成

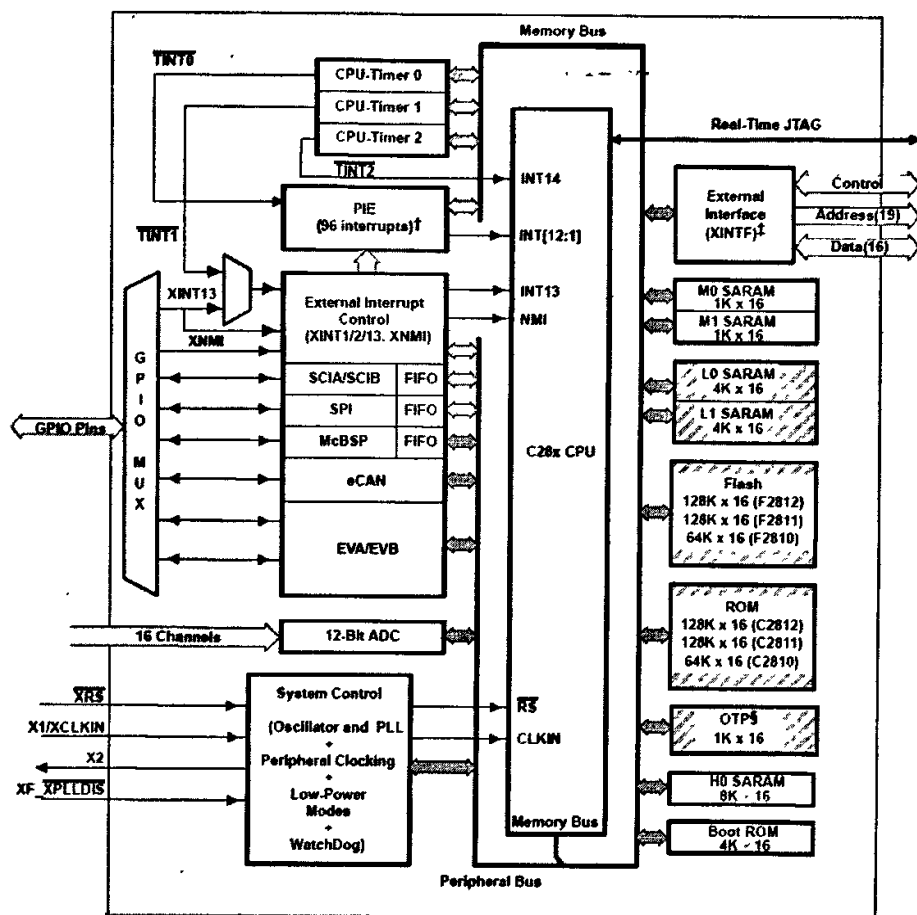


图3-2 TMS320F2812功能框图^[5]

TMS320LF2812 是 TI 公司的一款用于控制的高性能、多功能、高性价比的 32 位定点 DSP 芯片。该芯片兼容 TMS320LF2407 指令系统，最高可在 150MHz 主频下工作，并带有 18K×16 位 0 等待周期片上 SRAM 和 128K×16 位片上 FLASH（存取时间 36ns）。其片上外设主要包括 2×8 路 12 位 ADC（最快 80ns 转换时间）、2 路 SCI、1 路 SPI、1 路 McBSP、1 路 eCAN 等，并带有两个事件管理模块（EVA、EVB），分别包括 6 路 PWM / CMP、2 路 QEP、3 路 CAP、2 路 16 位定时器（或 TxPWM / TxCMP）。另外，该器件还有 3 个独立的 32 位 CPU 定时器，以及多达 56 个独立编程的 GPIO 引脚，可外扩大于 1M×16 位程序和数据存储器。TMS320LF2812 采用哈佛总线结构，具有密码保护机制，可进行双 16×16 乘加和 32×32 乘加操作，因而可兼顾控制和快速运算的双重功能，基本工作图如 3-2 所示。

3.1.2 TMS320LF2812 事件管理器 (EV) 简介

TMS320LF2812 事件管理器 (EV) 的波形发生器能高效、可靠地完成逆变脉冲变频任务。每个 EV 模块中都有两个定时器、三个比较单元、三个捕捉单元、一个增量式光电编码器接口。每个事件管理器都有 3 个全比较单元，这些比较单元使用定时器 1 为其提供时钟，通过使用可编程的死区电路产生 6 个比较输出或 PWM 波形输出，6 个输出中的任何一个输出状态都可以单独设置。

a. 比较单元的运用

比较单元中的比较寄存器是双缓冲的，允许可编程的变换比较 PWM 脉冲宽度。3 个 16 位的比较寄存器（其中，EVA 为 CMPR1、CMPR2 及 CMPR3；EVB 为 CMPR4、CMPR5 及 CMPR6），均带有联合的阴影寄存器。比较单元功能见图 (3-3)。

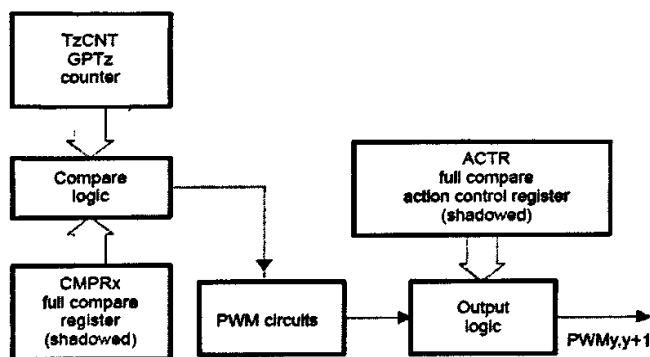


图 3-3 比较单元功能框图^[6]

b. PWM 电路模块

PWM 电路模块如图：

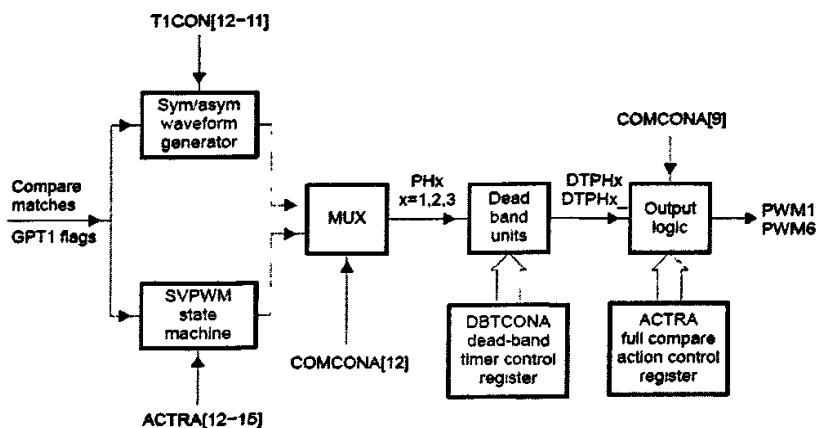


图 3-4 PWM 电路模块图^[6]

PWM 的特点如下:

- (1) 16 位寄存器。
- (2) 为 PWM 输出对提供范围宽广的可编程死区。
- (3) 可变的 PWM 载体频率, 提供所需的 PWM 摇摆频率。
- (4) 据需要在 PWM 周期内或之后变化 PWM 脉冲宽度。
- (5) 外部可屏蔽功率和驱动保护中断。
- (6) 脉冲方式发生器电路, 用于可编程的产生对称、非对称和四维空间向量 PWM 波形。
- (7) 使用自动重载功能的比较和周期寄存器使 CPU 的开销最小。

(8) 当 PDPINTx 引脚变为低电平而且在 PDPINTx 引脚信号赋值后, PWM 引脚变为高阻状态。PDPINTx 引脚 (赋值后) 反映在寄存器 COMCONx 的 D8 位。

c. 连续模式/减计数模式^[7]

该模式下的操作模式与单增/减计数模式一样, 只是 TDIRA/B 对于计数方向没有影响。如图 3-5 所示, 在连续增/减计数模式中, 当计数器达到周期寄存器的值时, 计数方向就从增变为减 (若初始化的值大于周期寄存器的值, 当达到 FFFFh 后计数方向也发生同样的变化)。当计数器变为 0 时, 计数方向就从减变为增。

该模式下定时器的周期为 $2 \times T_xPR$ 个输入定标时钟周期 (除了第一个周期)。如果定时器从 0 开始计数, 则第一个计数周期的时间一样。

GP 定时器的初始化值可以在 0000h~FFFFh 中任选。当初始化值大于周期寄存器值时, 定时器计数至 FFFFh, 然后变为 0, 按照初始化值为 0 继续计数。当初始化值等于周期寄存器值, 计数器减计数至 0, 然后按照初始化值为 0 继续计数。当初始化值在 0 到周期寄存器值之间, 计数器增计数至周期寄存器值, 然后继续增计数完成这个周期, 如同初始化值等于周期寄存器值一样。

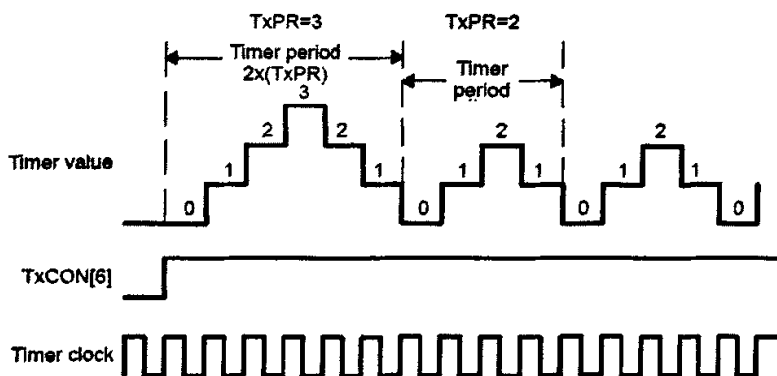


图 3-5 通用定时器连续增/减计数器模式^[6]

周期中断、下溢中断和上溢中断标志, 中断以及中断相关的各种操作都会根据各自的

时间产生，这与连续增计数模式是一样的。

GPTCONA/B 相应位为 1，定时器增计数；为 0，定时器减计数。从 TCLKINA/B 输入的外部时钟或芯片的内部时钟均可作为定时器的输入时钟。在该模式下，TDIRA/B 输入被忽略。

当定时器处于连续增/减计数模式的可以产生一个对称波形，如图 3-6 所示。

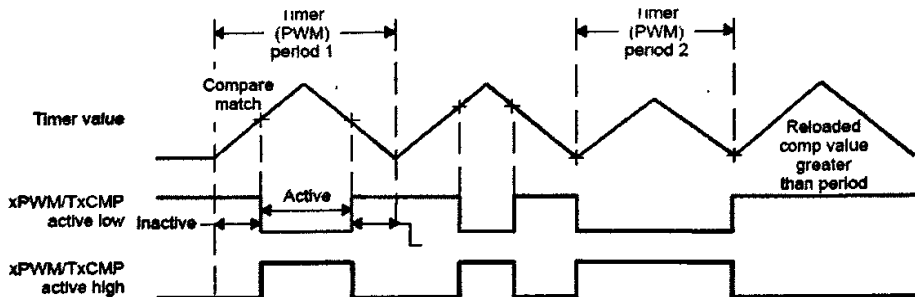


图 3-6 用比较单元和 PWM 电路产生的对称 PWM 波形^[6]

在该模式下，波形发生器的输出状态由以下几点决定：

- (1) 开始计数操作前输出为 0。
- (2) 第一次比较匹配产生前保持不变。
- (3) 第一次比较匹配触发。
- (4) 第二次比较匹配前保持不变。
- (5) 第二次比较匹配触发。
- (6) 保持不变直到周期结束。
- (7) 一个周期结束后，如果没有第二个比较匹配而且新的比较值不为 0，那么输出变为 0。

如果周期开始时比较值为 0，那么从周期的开始输出为 1 并且一直保持到第二次比较匹配。如果对于后半周期比较值为 0，那么在第一次变化后，输出保持 1 直到周期结束。如果此后比较值仍为 0，那么输出不为变为 0。这样是为了能产生没有干扰占空比为 0%~100% 的 PWM 脉冲。如果前半周期比较值大于或等于周期寄存器的值，就不会产生第一次变化，然而在后半周期，当一个比较匹配发生时输出仍就会触发。这种输出变化的错误通常是由于程序计算错误造成的后果，它将在周期结束时被纠正，因为除非下一个周期的比较值是 0，输出才被复位为 0；否则，输出将保持为 1，这样会再次把波形发生器输出重新置为正确的状态。

d. 捕捉单元的运用

捕捉单元为用户提供了对不同事件和变化进行记录的功能。但捕捉输入引脚 CAPx (x=1、2 或 3 属于 EVA；x=4、5 或 6 属于 EVB) 检测到变化时，它将捕捉所选择的 GP 定时器的当前计数值，并把该计数值存储在两级深度的 FIFO 堆栈中。捕捉单元由 3 个捕捉电路组成。

捕捉单元具有以下的特点：

- (1) 1 个 16 位的捕捉控制寄存器 CAPCON_x（读/写）。
- (2) 1 个 16 位的捕捉 FIFO 状态寄存器 CAPFIFO_x。
- (3) 可以选择 GP 定时器 1、2（为 EVA）或 GP 定时器 3、4（为 EVB）作为时基。
- (4) 3 个 16 位的两级深度的 FIFO 堆栈，每个捕捉单元配备 1 个。

(5) 6 个捕捉引脚（CAP1/2/3 为 EVA 所用，CAP4/5/6 为 EVB 所用），每个捕捉单元有 1 个捕捉引脚。所有捕捉引脚的输入都与器件的 CPU 时钟的上升沿。输入引脚 CAP1/2 和 CAP4/5 也可以作为正交编码脉冲电路的输入引脚。

(6) 用户可指定诊断的方式（上升沿、下降沿或两个边沿）。

● TMS320LF2812 事件管理器（EV）电路设计

根据超音频电源控制的特点，将基于 TMS320LF2812 上有关整流、逆变控制信号进行分组，即 EVA 中 PWM1-PWM6、T1PWM-T2CMP、T2PWM-T2CMP、CAP1-QEP1、CAP2-QEP2、CAP3-QEP3 等为产生逆变控制脉冲信号，EVB 中 PWM7-PWM12、T3PWM-T3CMP、T4PWM-T4CMP、T4TRIP/EVBSOC、CAP4-QEP4、CAP5-QEP5、CAP6-QEP6 等为产生整流控制脉冲信号。TMS320F2812 的 CPU 输出部分 I/O 电平为 3.3V，而最终控制板输出的数字信号要能够驱动主板的 5V 电平信号，系统中使用 74LV245 将 PWM 输出信号转化为 5V 电平信号来驱动信号输出板上的 MC74HC540N。如图 3-7：

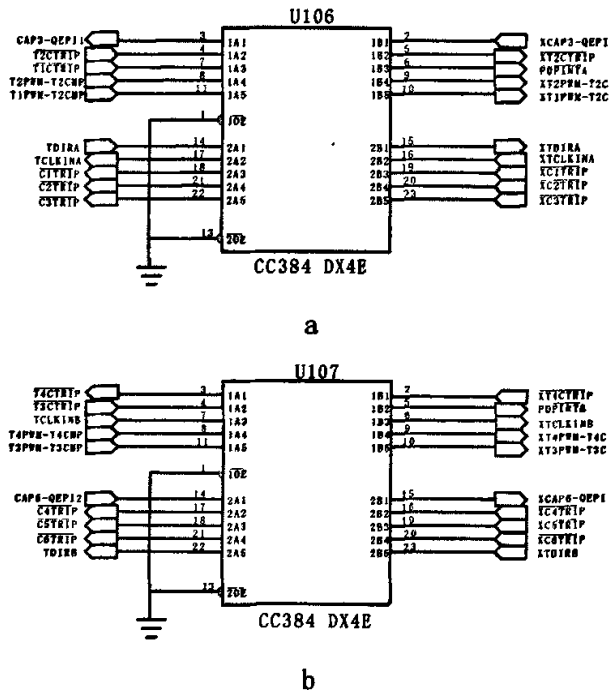


图 3-7 GPIO 接口电路

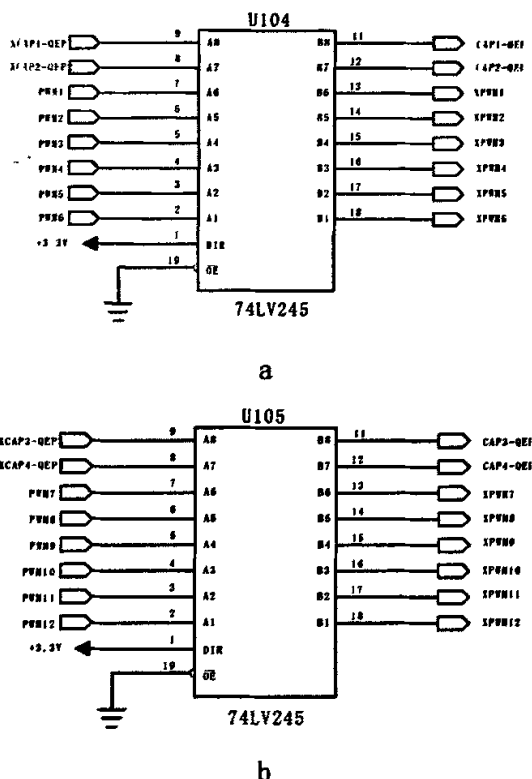
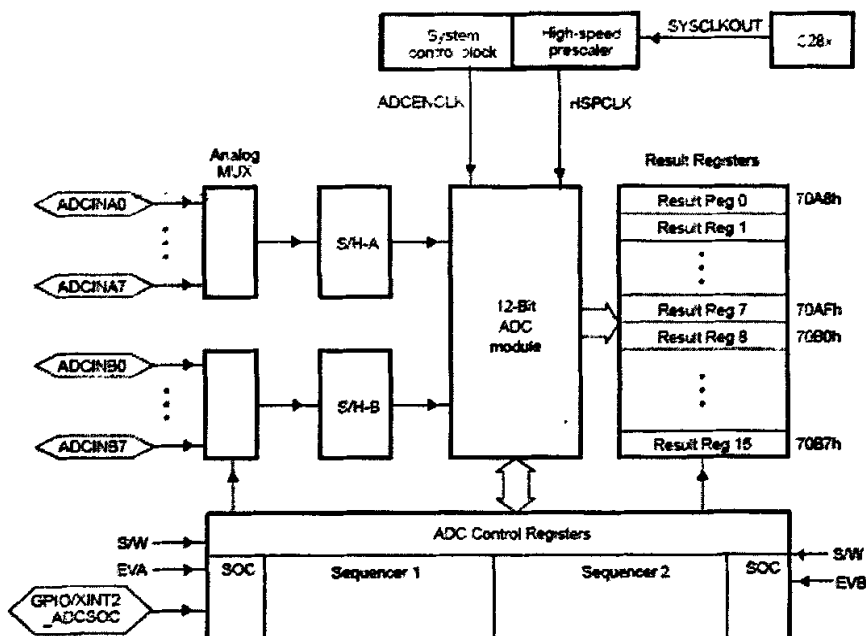


图 3-8 基于 DSP 整流、逆变脉冲 (PWM) 输出电路

3.1.3 TMS320F2812 的 ADC 模数转换器

TMS320F2812 的 ADC 模块是 12 位分辨率的、具有流水线结构的模-数转换器。包括：前端模拟多路复用器 (MUXs)、采样-保持电路 (S/H)、转换核、电压调节器以及其他模拟支持电路。数字电路包括：可编程转换序列发生器、转换结果寄存器、模拟电路接口、设备外围总线接口以及其他片上模块接口等。ADC 模块有 16 个通道，可配置为两个独立的 8 通道模块以便为事件管理器 A 和 B 服务。两个独立的 8 通道可以级联组成一个 16 通道模块。图 3-9 所示为 LF2812 的 ADC 模块框图。

ADC 模块快速转换时间运行在 25MHz，ADC 时钟可以工作在 12.5MSPS。以工频交流电流的 A/D 为例，该系统采用 2.5 倍额定电流峰值对应 A/D 转换的满量程 3V。考虑到 A/D 转换的最后一位有量化误差，即 TMS320F2812 的 A/D 准确值为 11 位精度。由于电流波形是正负双极波形，所以一倍额定电流有效值对应的数字量是 $2^{11}/2/2.5/\sqrt{2}=290$ ，电流采样的分辨率能达到 1/290，而以前的 24X/240X 系列 A/D 为 10 位精度，分辨率只相当于 TMS320F2812 的 1/4，只有 1/72 左右。

图 3-9 F2812 的 ADC 模块框图^[8]

TMS320F2812 进行 A/D 转换时,采用的是片内的 2.5V 基准电压,且电压基准有输出引脚,这样也方便了外围模拟低那路的设计。TMS320F2812 的参考电平引脚只有一个 ADCLO 引脚,一般接 GND,没有参考电平的高电压引脚的输入。它的转换公式为 $A/D \text{ 量} = 4095 \times \frac{\text{入电压} - \text{ADCLO 电平}}{3}$ 。

由上式可知,影响 A/D 转换的外界因素只有 ADCLO 引脚的电平,由于它连接 GND,所以转换的精度和稳定度都得到提高。其接口电路设计如下:

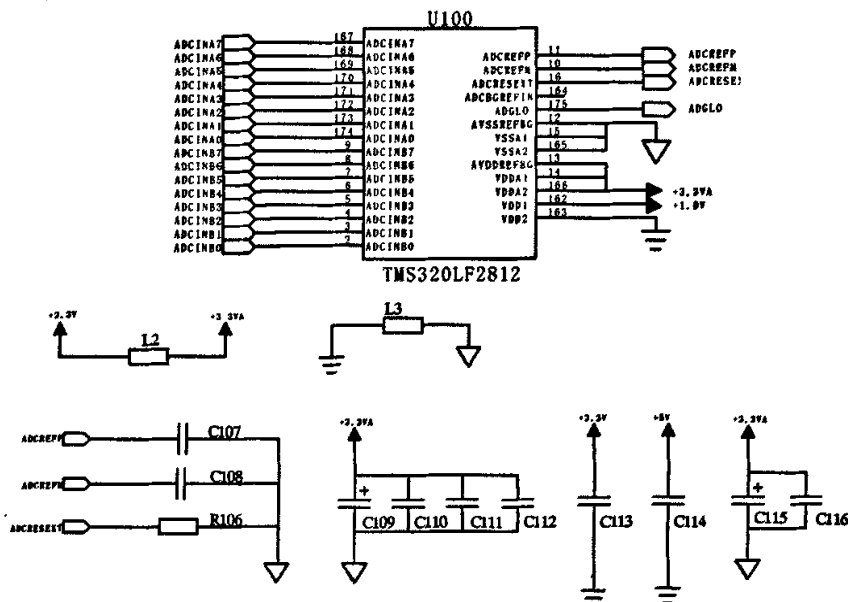


图 3-10 采样信号 ADC 输入电路

以下是常用的ADC中断处理程序:

ADCINT

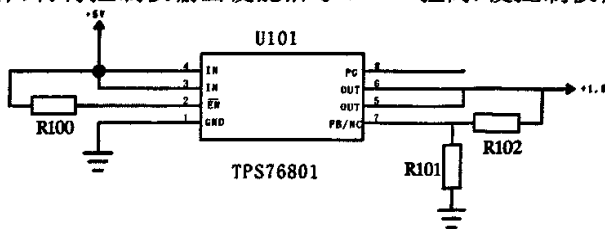
```

MAR    *,AR1           ;保存现场
MAR    *+
SST     #1, *+         ;保存ST1
SST     #0, *          ;保存ST0
LDP     #0E0H
LACC    PIVR           ;清ADC中断标志
LDP     #0E8H
LACC    EVAIFRA        ;清T1周期中断标志
SACL    EVAIFRA
LDP     #0E1H
LACC    ADCTRL2
OR      #0202H
SACL    ADCTRL2

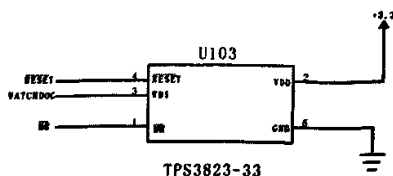
```

3.1.4 TMS320F2812 电源模块的电路设计

TMS320F2812 的内核电压为 1.9V, 外部 I/O 电压为 3.3V。如图 3-11 所示, 采用了 TI 的 TPS76801Q 作为 TMS320F2812 的电源芯片, 它输入电平为 5V, 输出电平为 1.9V。采用 TPS75733 的电源芯片来产生外部 I/O 所需的 3.3V 电压。而模拟通道所需 3.3V 电源通过电感 L_5 来隔离产生 3.3VA 电源。TMS320F2812 芯片的供电时序有一定的要求, 故通过 TPS76801Q 和 TPS75733 之间的 \overline{PG} 来控制 DSP 内核电源 (1.9) 先上电, I/O 电源 (3.3V) 后上电, 当 TMS320F2812 的所有电源均达到允许的范围时, 经过 140~280ms 的延时, 以确保 DSP 能正常工作, 再将控制板输出使能信号 START 拉高, 使控制板信号保持正常输出。



a



b

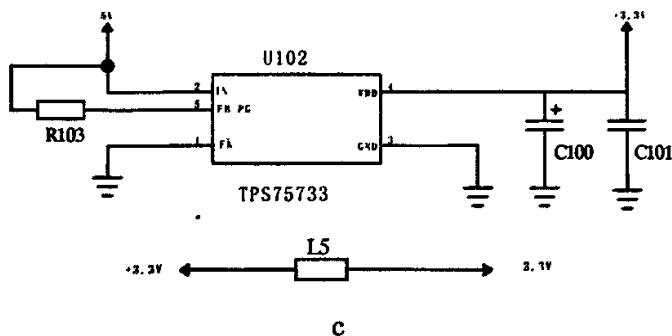


图 3-11 DSP 核心电源模块

控制板的电源模块部分相当复杂，除了要对系统供电的功能外，其模拟信号也要求提供电流回路，电流回路越小，对系统的自激噪声干扰越低。TMS320F2812 的 A/D 功能单元精度高，转换速度快，因而对噪声干扰比较敏感，在设计过程中要求对模拟电路的电源和地与数字电路的电源和地做相应的隔离处理。图 3-12 为整个 TMS320F2812 信号处理器的电源输入情况。

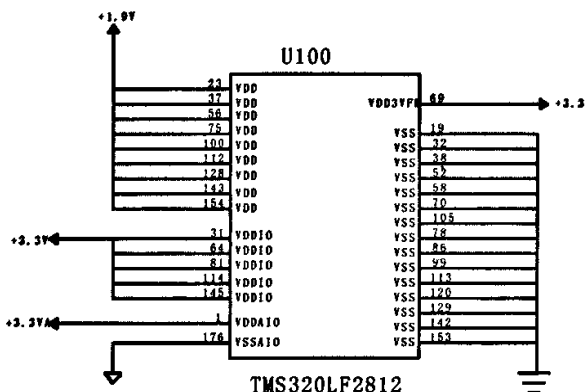


图 3-12 TMS320F2812 电源信号接线

控制板所处理的模拟信号大多是比较关键的反馈信号，如果系统的模拟电源部分处理不当，会使数字电路部分的噪声干扰信号通过电源模块串入模拟电路，或因信号回路过长产生自激噪声，对系统的稳定性和可靠性产生很大影响。为此在系统电源模块的设计上，采用了下述方法：

(1) PCB 板采用六层板设计，通过内电源层供电。在设计控制板电源系统时遵循了尽量简化的原则，避免电源系统过于复杂，以提高系统的可靠性及抗扰能力。

(2) 为防止数字干扰信号串入模拟电路，对数字地和模拟地采用一点共地的方法处理并在模拟地的引出点串接电感，以滤除高频噪声。另外，在电源地信号引入 CPU 电路板处做了大面积的铺地，以减少阻抗。

3.1.5 TMS320LF2812 与外围控制系统的通信接口设计

本设计的 TMS320F2812 与 PLC 通讯、数显仪表通讯接口 COM1 和 COM2，均采用 RS232

通讯方式。如图 3-13 所示:

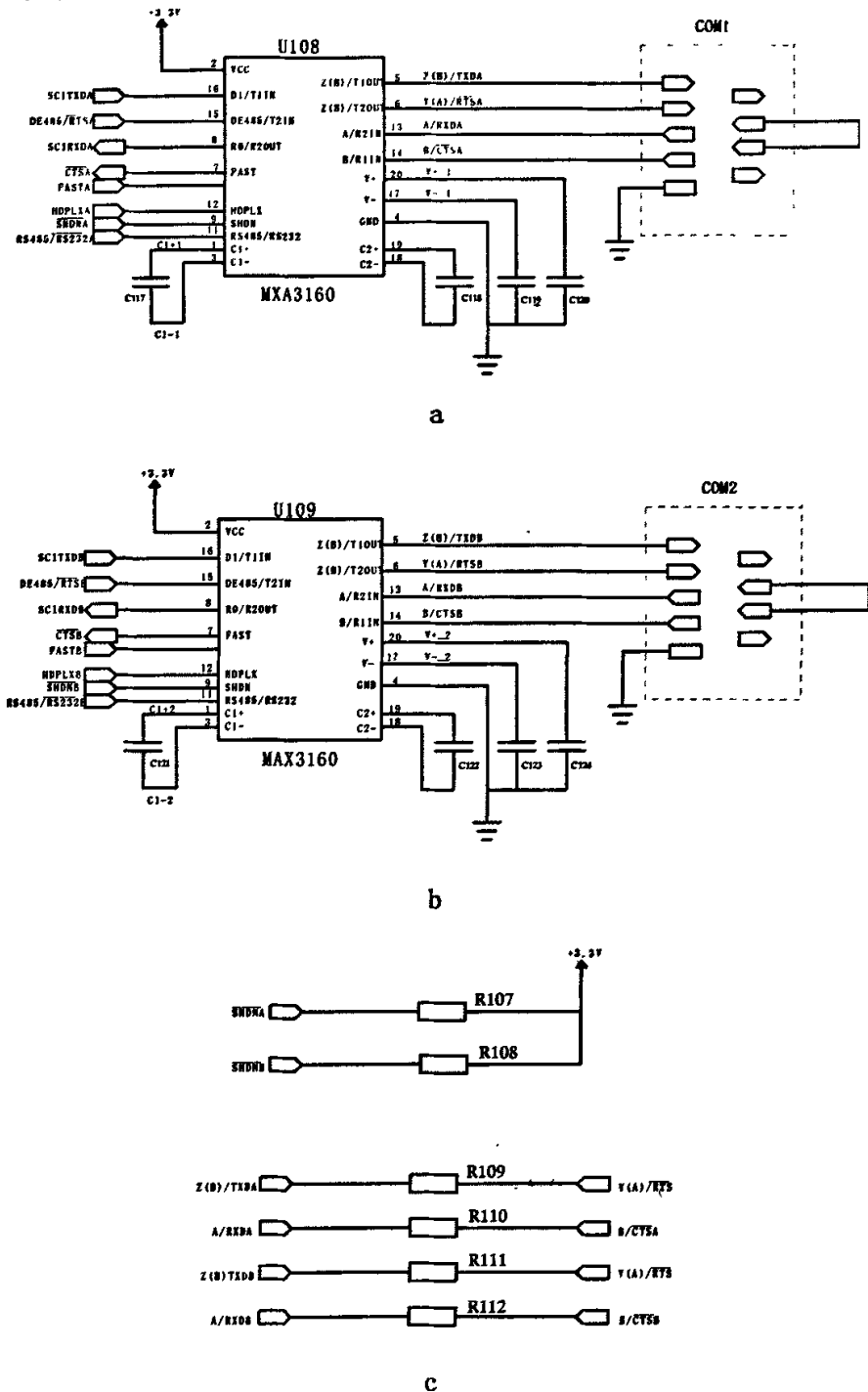


图 3-13 TMS320F2812 通信接口电路

TMS320F2812 主控板上采用 MAX3160 多协议收发器, 使得异步串口接口电平可配置为 RS232/RS422/RS485 多种接口电平标准。在 RS232 接口标准时, 采用 4 线制 (RXD、

RTS、CTS),而在 RS422/RS485 接口标准时,采用 2 线制(RXD、TXD)。在 RS232 接口标准时,RTS 和 CTS 由 UART 控制/状态寄存器实现。MAX3160 的引脚 RS485/ $\overline{\text{RS232B}}$ 选择工作 RS232 接口标准;引脚 HDPLX 则选择 RS232;引脚 FAST 用于控制信号转换频率;引脚 DE485 用于控制 RS232 方式,COM1 发送器使能,COM2 发送器不使能。DSP 控制板上设计一个 UART 工作模式控制寄存器(UART-MODE)用来产生这些信号,所以 UART 工作模式的控制可通过 TMS320F2812 编程设置。UART-MODE 寄存器映射到 TMS320F2812 的 ZONE1 的 0X004010 存储单元,其定义如下:

RS485/ $\overline{\text{RS232B}}$	FASTB	HDPLXB	DE485/ $\overline{\text{RTSB}}$	RS485/ $\overline{\text{RS232A}}$	FASTA	HDPLXA	DE485/ $\overline{\text{RTSA}}$
--------------------------------------	-------	--------	------------------------------------	--------------------------------------	-------	--------	------------------------------------

根据以上定义控制字可初始化: 0X00 0011 0001。

3.2 整流控制系统信号处理电路硬件结构设计

三相全控整流电路整流电路六个晶闸管导通顺序是 T1-T2-T3-T4-T5-T6-T1,通常采用双窄脉冲触发方式。整流控制的核心是整流数字触发器,它通 TMS320LF2812 芯片中 ADC 模块对主电路中的工频电流、超音频电压和设定电压进行采样得到移相电压,以同步基准为参考点,算出晶闸管控制角的大小及触发顺序,准确地给相应的晶闸管发出触发脉冲。整流控制系统硬件主要有:同步信号获取电路、工频电流信号获取电路、超音频电压信号获取电路、设定电压信号滤波电路、TMS320F2812 ADC 和 EVB 模块、整流触发脉冲功放电路以及抗干扰自恢复电路等组成。

3.2.1 工频电流采样电路

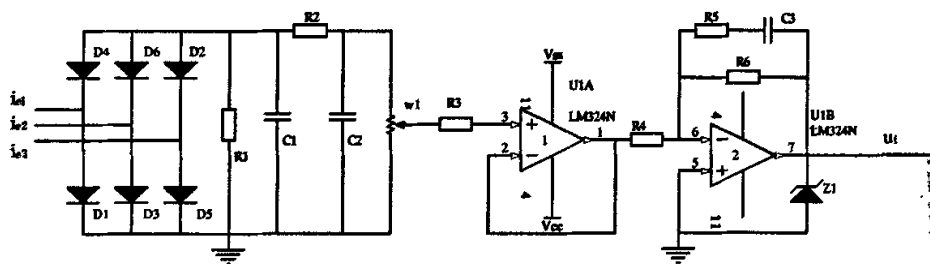


图 3-14 工频电流信号采样电路原理图

$i_{e1} \sim i_{e3}$ 是图 1-1 所示中 $U_a \sim U_b$ 的进线电流通过 600/0.1 电流互感器的输出电流信号。 $i_{e1} \sim i_{e3}$ 经过 D1~D6 整流后,由 R1 转换为电压信号。如果需要改变装置的限定功率时,该电路可以在不改变软件的条件下通过改变硬件传送比(改变 W1 的值)来很方便实现。 $U_{1A/B}$ 实现滤波和阻抗传送匹配。由 Z_1 来限制 DSP 的 ADC 模块采样信号 U_f 的幅值(0~3V),保护 DSP。

3.2.2 超音频电压信号采样电路

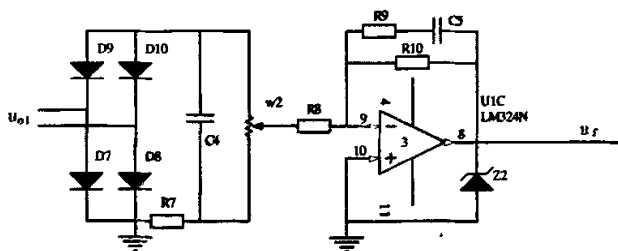


图 3-15 超音频电压信号采样电路原理图

超音频电压 u_{o1} 由 1000 : 20 电压互感器从主电路取出，经过隔离变压器后与控制电路共地。电压信号经过整流和低通滤波后，送至电压运放器 LM324N。 u_f 再经 Z_2 限定范围（0~3V）后直接输入到 TMS320F2812DSP 的 A/D 采样接口。

3.2.3 给定电压信号采样电路

由于淬火工艺一般对淬火工件的温度要求很严，现场温度的控制是按节拍来实。为此淬火感应加热电源根据工艺的设定，调整输出的超音频电压。 U_x 为可调电位器的输出电压（0~5V），经过 U_{10} 滤波、放大、阻抗匹配后得到 U_s 直接输入到 TMS320F2812DSP 的 A/D 采样接口。软件中对控制系统采用双闭环控制，即外环为超音频电压环，内环为工频电流环，从而实现恒压输出。

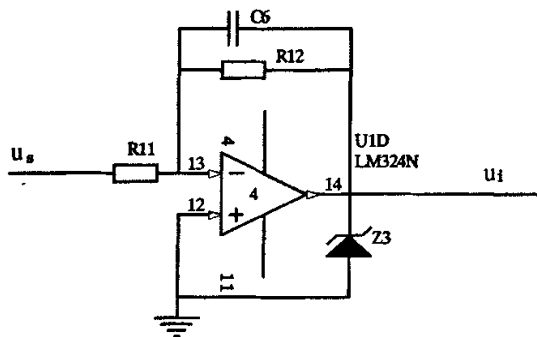


图 3-16 给定电压信号采样电路

3.2.4 整流同步认相电路

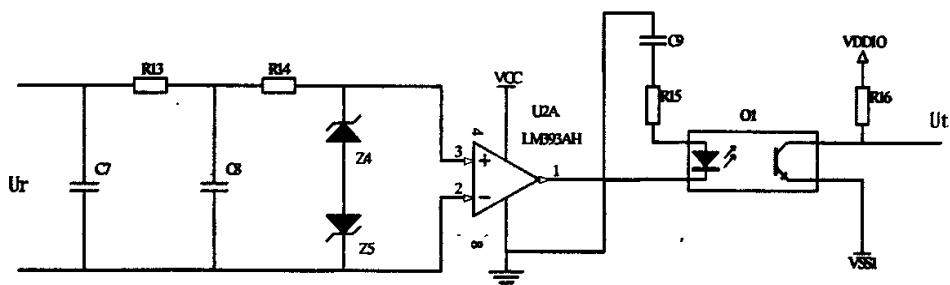


图 3-17 整流同步认相电路

整流触发器也通过软件来实现，即全数字触发器。采用全数字锁相环实现锁相同步的办法，是一个相位误差控制系统。同步工作原理是：工频电压 380/4VAC 输入到控制板，经 RC 移相 30° 。运放 LM339 构成过零比较同步电路，产生同步校正方波作为 DSP 外部触发信号加到 TMS320F2812DSP 的事件管理器 EVB，捕捉器 3 检测方波电压的周期 T_1 ，定时器 4 提供时间基准。全比较单元 PWM1-PWM6 输出对应的 SCR1-SCR6 脉冲，定时器 3 提供时间基准。

3.2.5 整流触发功放电路

DSP 中 EVB 全比较单元 PWM1-PWM6 输出对应的 SCR1-SCR6 脉冲信号，定时器 3 提供时间基准。通过三态缓冲驱动器 74HC540C 来控制 N1-N6 功放管，P1-P6 为加到整流脉冲变压器上的信号。T3PWM 是一个特殊的脉冲信号，是当过压保护电路检测到过压时，立即向 DSP 申请中断，过压保护中断处理程序发出一路驱动信号 T3PWM，通过变换后得到 P7，再立即打通 T7 晶闸管，限制逆变电压的上升。

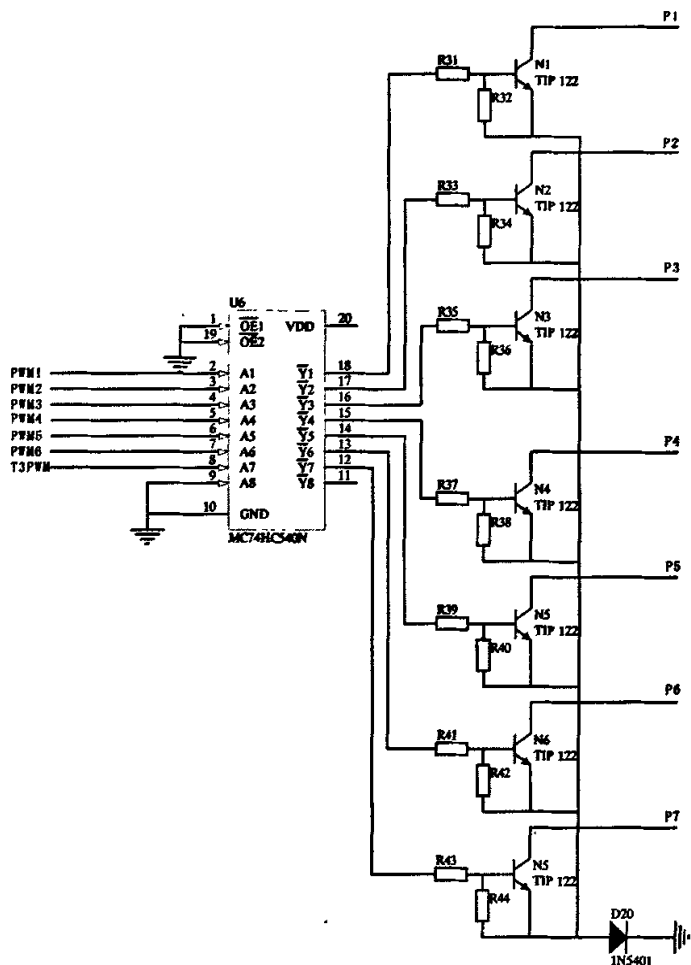


图 3-18 整流触发功放电路

3.3 逆变控制系统信号电路硬件的设计

现有晶闸管中频感应加热电源中，一般采用简单的定时触发方式，由槽路的电压和电流合成信号来实现的。这种电路的定时是近似的。而在超音频感应加热中，由于控制电路的固有延迟的存在，使这种近似不再成立。采用电压和电流合成的定时触发方式，超前时间会随着槽路谐振频率，输出电压幅值的变化而变化。本设计获取超音频电压、电流信号，通过数字锁相来控制逆变。在数字锁相环中插入反压时间函数程序 $T = \Phi(I_{\text{工频}}, f_{\text{工作}})$ ，一方面补偿了控制系统的固有延迟，另一方面这个反压时间函数环节的时间与槽路谐振频率和电流有关，可以获得安全换流的精确超前触发时间。

3.3.1 谐振频率跟踪获取电路

逆变控制系统的全数字锁相环就是环路部件全部数字化，采用数字鉴相器 (DPD)、数

字环路滤波器(DLF)、数字振荡器(DSO)构成的锁相环路。其工作原理是：超音频电压由 1000:20 电压互感器从主电路取出 u_{02} ，经过隔离变压器后与控制电路共地。电压信号经过前端低通滤波器后，送至电压比较器 LM339，与零电平比较，产生表示超音频电压过零的方波信号，再经滤波、放大后送至 TMS320F2812 的 EVA 捕获单元引脚 CAP3。CAP2 捕捉 DSP 输出的逆变驱动信号频率，并进行数字鉴相，并对相位偏差量进行一价低通数字滤波。同时 CAP1 捕捉与 IGBT 串联的二极管承受的反压值。捕捉单元的计数脉冲频率为 75MHZ，即便工作在 20KHZ 时，其相位捕捉误差仅为 5HZ，精度相当高。每次修正量很小，由于槽路参数不能突变，这种修正方法完全满足要求，而且瞬间的干扰信号不会引起脉冲突变而造成逆变失败，比“自激跟踪”式抗干扰能力要强。 C_9 为低通滤波电容，滤掉一些频率极高的干扰毛刺。 R_{301} 限流，防止 D_{11} 和 D_{12} 的损坏。 D_{11} 和 D_{12} 为 K319 提供差模信号。 U_3 为一施米特触发器，对 KA319 输出的方波信号进行延时和整形。

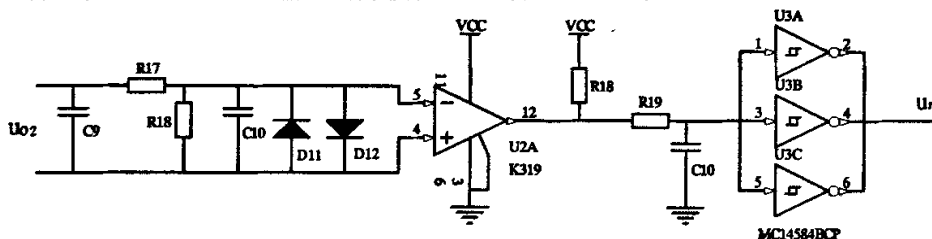


图 3-19 逆变同步信号采样电路

3.3.2 逆变脉冲驱动功放电路

逆变频率跟踪信号经过一定的低通数字滤波数控函数关系后，其值输入到 EVA 比较单元 1/2 的周期寄存器和比较寄存器，PWM1/PWM2，PWM3/PWM4 输出逆变四桥臂驱动方波。其功放电路如图 3-9，MC74HC540N 起缓冲和提供驱动 MC14584 电流的作用。

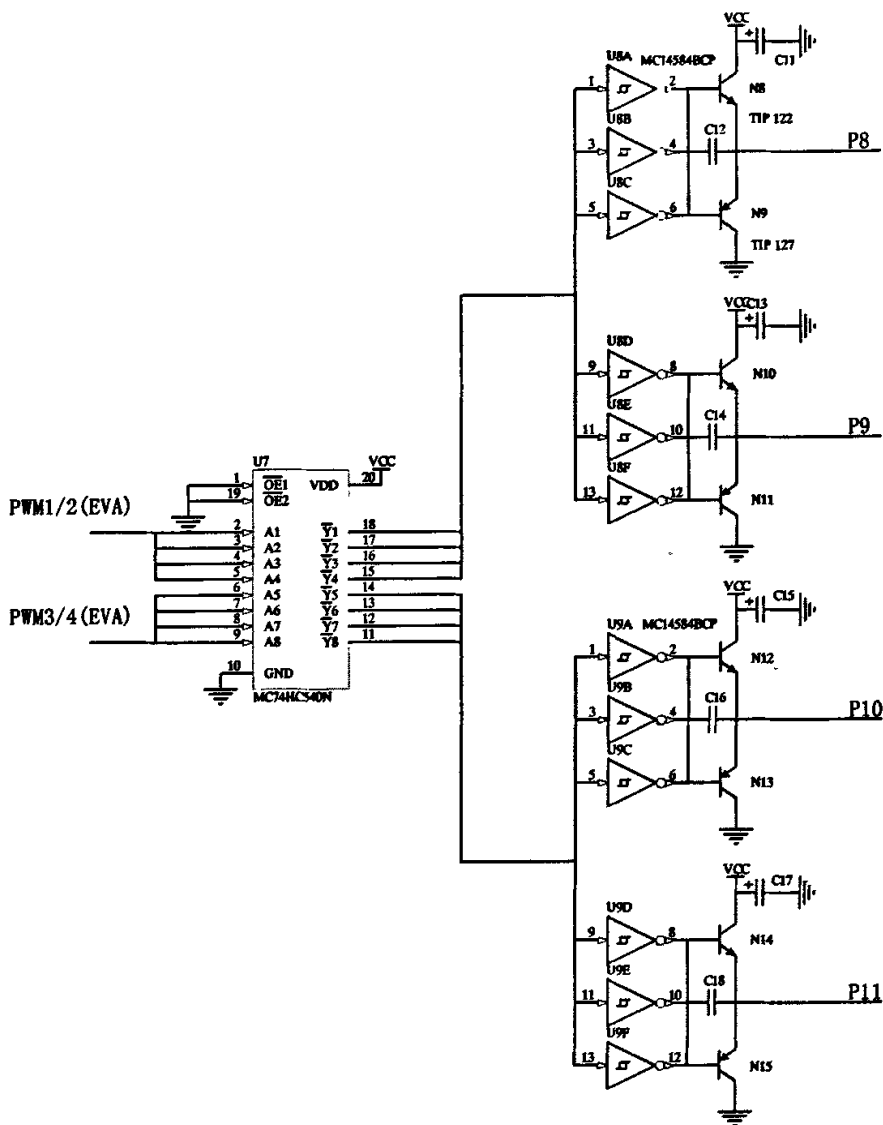


图 3-20 逆变脉冲功放电路

3.4 保护控制系统硬件设计

由于并联谐振超音频电源的特点,本设计保留传统常规过流/过压保护电路措施。另外针对 IGBT 电源耐压能力差的特点设计一种特殊的保护措施方式,即一种单独的过压保护装置。考虑到 DSP 的超强功能,简化常规过压、过流电路,利用整流系统闭环控制采样的电压、电流值进行判断。当 DSP 监控到过压、过流信号则整流脉冲立即退回 $\alpha = 150^\circ$ 处,同时显示故障并停机。

特殊过压保护措施:在逆变桥输入端用设置过压检测和保护装置,如图 3-10 所示。检测到整个逆变桥超音频电压瞬时波形,一旦过压则输出脉冲,通过 DSP 过压中断完成,发出脉冲触通并联于逆变桥输入端的晶闸管,由过压转为过流,快速度达到在半个逆变周

期内完成过压保护，从而减少因过压损坏 IGBT 和快速二极管。

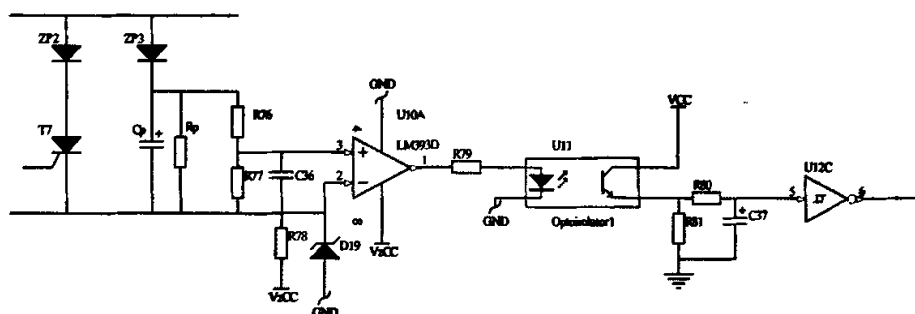


图 3-21 过压保护电路

3.5 IGBT 驱动电路的设计

由于 IGBT 是电压控制型器件，对于 300KW/15KHz 的设备来讲，应用功率大，而目前市场所购 IGBT 的容量有限，为此每个桥臂均采用了双管并联结构。这样就要求有较大的驱动功率，而目前市场上驱动芯片很难满足要求。为此，我们专门设计了驱动电路，不仅满足驱动基本要求，而且驱动频率最高可达五十千赫兹。该电路能小范围调节换流重叠时间，保证 IGBT 可靠换流，而不产生过压现象。DSP 输出带有重叠时间的方波信号经过功放后，由高频脉冲变压器隔离，再进行滤波、前沿调节、整形、滤波、下降沿调节、功放、限幅，然后直接驱动 IGBT。自行设计的驱动电路具有驱动功率大，可驱动多只 IGBT 模块。该驱动电路可根据需要调节重叠时间，是一种专用并联型负载的驱动电路。

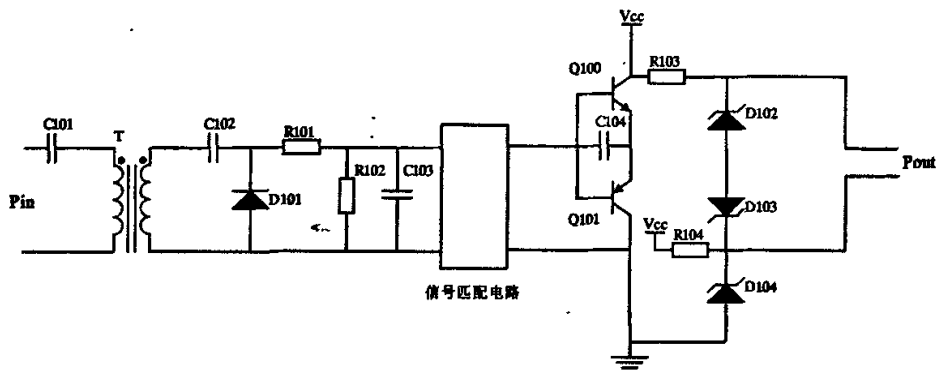


图 3-22 IGBT 驱动信号功放电路

第4章 控制系统软件设计

从图 3-1 中可以看出, 超音频感应加热电源控制系统是以 U_d 为中心, 分为三相整流电路控制和逆变振荡电路控制两部分。整流部分通过数字信号处理器 TMS320LF2812 利用灵活的软件来实现模拟系统中电流 PID 调节器和电压 PID 调节器, 达到电压稳定调节和电流限制调节控制目的, 并有故障检测及显示。逆变振荡部分利用数字信号处理器实现扫频/自激跟踪并产生逆变驱动信号。同时 DSP 通过 COM1 (RS232) 通信口与 PLC 交换系统操作信息, 通过 COM2 (RS232) 通信口与数显仪表来显示运行参数或故障状态。

4.1 软件设计思路

软件设计遵循以下原则: ①全局性, 尽量保证系统个模块负载均衡; ②正确性, 数学推导严密, 尽可能利用实验验证; ③结构化, 软件设计做到层次化、模块化、封装化; ④规范性, 保证程序的易读性、移植性和可维护性。为使机构清晰, 整个系统软件按功能群分割为多个文件分别处理和完成响应的任务, 系统软件分 3 个层次^[9]:

(1) 主控层: 不涉及具体操作, 只负责各个任务调度, 中断安排, 时间和优先级处理等。主控层只有一个文件 `main.c`, 包括主函数和中断函数。在主函数和中断函数中调用算法层的函数来实现系统的各个功能。

(2) 算法层: 负责具体任务执行, 控制算法实现, 系统的主要功能全都在算法层体现。它所包含的模块有系统要求的各个功能来确定。算法层主要用以实现信号要采集 (ATTATCH)、面板显示 (PANAL)、控制算法 (CONTROL) 等功能。个模块之间通过标志位来联系, 不互相调用。

(3) 接口层/负责与硬件的接口。所有与外设有关的操作都在该层进行处理。接口层中, 模块 M1 驱动系统硬件, 模块 M2 用来定义 DSP 硬件资源等。除接口层外, 系统其他层程序绝对禁止直接对外设进行操作; 接口层直接对外设进操作的函数尽可能做到功能完善, 但函数不宜过多。

4.2 锁相环概念

本设计采用数字锁相环实现整流和逆变系统频率跟踪。锁相环是一个相位误差控制系统。它比较输入信号和振荡器输出信号之间的相位差, 从而产生误差控制信号来调整振荡器的频率, 以达到与输入信号同频同相。在以往中频电源或超音频电源的控制系统常采用 CD4046 集成电路锁相环和分频器可构成锁相同步电路。PLL 由相位比较器、低通滤波器、压控振荡器组成。当环路处于锁定附近时可以认为该系统是线性的其特性可按线性系统进行分析。图 4-1 所示为基本锁相环的方框图, 其中 G_1 为相位比较器放大倍数, G_2 为低通

滤波器传递函数, G_3 为压控振荡器传递函数。

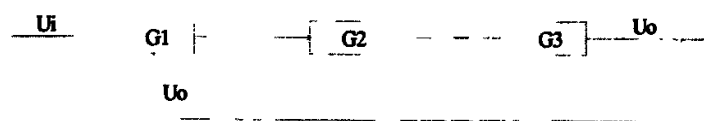


图 4-1 模拟锁相环电路

$$G_1=K_1 \quad G_2=\frac{K_2}{1+Ts} \quad G_3=\frac{K_3}{s} \quad (4.1)$$

K_1 、 K_2 、 K_3 分别是鉴相器、低通滤波器、压控振荡器的放大倍数。

由图 4-1 可得出基本锁相环的开环传递函数：

$$G(s)H(s)=\frac{K_1K_2K_3}{(1+Ts)s} \quad (4.2)$$

由此可见采用一阶低通滤波器，锁相环系统具有二阶特性，可以按二阶线性系统的一般原则进行设计。

电网电压经电压过零比较器变换成方波作为锁相环输入同步信号，其频率为 f_0 ，周期为 $T_0=1/f_0$ 。相位比较器的另一个输入来自反馈通道，这里是将直接接在压控振荡器的输出，故反馈系数为 1，反馈信号频率为 f ，周期为 $T=1/f$ 。当两者有相位差时，相位比较器输出与相位差大小成比例的脉冲，并作用在低通滤波器上，滤波后的电压使压控振荡器的输出频率发生变化，直到两者相位差为零，达到同频同相为止。由 RC 组成的低通滤波器对突加的相位变化响应缓慢，因而有一定的抗干扰作用。RC 参数的选择将影响锁相环的动态过程。但由于锁相同步电路自身也是一个相位闭环系统，因此，偶然的强电气干扰会引起锁相环电路的调整，使输出的同步脉冲产生晃动，这是我们所不希望的，因此需要加强抗干扰措施。另外，构成锁相同步电路还需一定的硬件，即需要一定的投资。

数字锁相环路已在数字通信、无线电电子学及电力系统自动化等领域中得到了极为广泛的应用。于是本文提出采用软件实现锁相同步的方案，即数字锁相环（简称 DPLL）。由于 TMS320LF2812 事件管理器（EV）中 EVA 或 EVB 都有两个定时器，可以用来将给定的单相同步信号转换成数字量和起压控振荡器的作用，并产生输出同步脉冲，因而 DPLL 中数字锯齿波移相通过软件实现。这样，DPLL 既简化了硬件的结构，也提高了锁相环的抗干扰能力，是一种理想的同步方案。

所谓全数字锁相环路（DPLL）就是环路部件全部数字化，采用数字鉴相器（DPD）、数字环路滤波器（DLF）、数控振荡器（DCO）构成的锁相环路，其组成框图见图 4-2 所示。

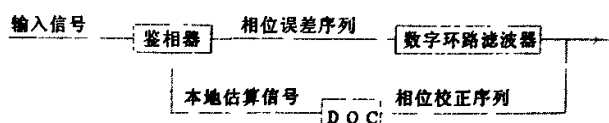


图 4-2 数字滤波器框图

在 DPLL 中，用 DSP 的 EV 事件管理器通用定时器，配合相应的计算程序来实现锁相环

功能,其原理说明见图4-3。

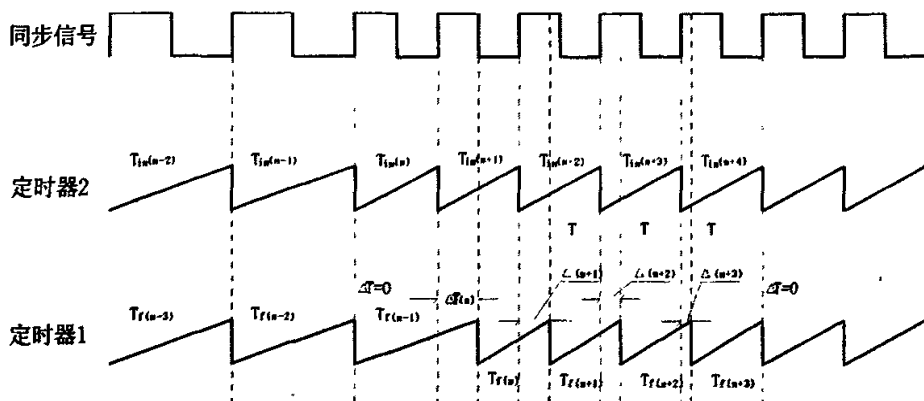


图4-3 DPLL 原理说明图 ($\Delta T(n) < 0$) (iii)

先将电网电压整形成方波,作为DPLL的单相同步信号(即给定输入)。假设同步方波信号连接到TMS320F2812DSP的事件管理器捕捉器,定时器2提供时间基准,工作在连续增模式。全比较单元(PWM)为输出控制脉冲,定时器1提供时间基准,工作在连续增模式。则方波的上升边触发定时器2,使其连续增计数,定时器2的初始值可靠设为0000H。这样在第2个方波上升边读取定时器2的值,即同步信号的周期 T_{in} 。定时器1置入的时间常数对应于 T_f 。定时器1的第一次起动计数与输入方波上升边同步,以后就每次在装入周期寄存器后起动计数,在计数到与周期寄存器相等时自动复位。其输出周期 T 由 T_{in} 与 T_f 的相位差决定。因此定时器1起压控振荡器的作用,如果设其计数值等于 T/N ,则定时器2可同时兼作 N 分频器。

对DPLL的工作原理说明如下:

(1) 定时器2在单相同步信号作用下,记录了同步信号的周期与相位,周期记为 $T_{in}(n)$ 。

(2) 定时器1相当于压控振荡器,其实际输入信号的周期为 $T_f(n)$ 。由于在第 n 个周期内计算出的 $T_f(n)$ 供第 $n+1$ 个周期装载定时器1的周期寄存器。

(3) $\Delta T(n)$ 定义为本周期的相位差,它相当于图4-2中相位比较器的输出。 $\Delta T(n)$ 实际上是起动定时器2的 $T_{in}(n+2)$ 与 $T_f(n+1)$ 的时间差。若 $T_f(n+1)$ 滞后于 $T_{in}(n+2)$,则 $\Delta T(n) < 0$,见图4-3所示;若 $T_f(n+1)$ 超前于 $T_{in}(n+2)$,则 $\Delta T(n) > 0$,见图4-4所示。在 $t=n$ 时读取定时器1的当前计数值 C_1 ,便可得到 $\Delta T(n) = T_f(n) - C_1$ 。在测得 $\Delta T(n)$ 之后,便可计算出 $T_{in}(n+1)$ 值:

$$\text{当 } \Delta T(n) < 0, T_{in}(n+1) = T_f(n) + \Delta T(n-1) - \Delta T(n) \quad (4.3)$$

$$\text{当 } \Delta T(n) > 0, T_{in}(n+1) = T_f(n) + \Delta T(n) \quad (4.4)$$

和图4-1中的硬件PLL电路一样,在相位锁定的情况下, ΔT (也就是相位比较器的输出)应当等于0。相位比较器的输出 ΔT 代表了相位与频率两种误差,只有在给定输入与反馈输入信号频率相等时,才仅仅是相位差。相位比较器的输出量经过滤波后对压控振荡器的控制是将频率与相位一起进行调整的。在DPLL的计算式中,仅考虑频率修正是不够的,

因为一旦同步信号的频率发生变化，必然会产生相位误差。在DPLL中必须将频率与相位分别加以修正，才能达到锁相的目的。在作频率修正、相位修正时，相位差逐步减少的情况见图4-3。

由定时器2测得 T_{in} ，并读取定时器1得到 ΔT ，这时基本DPLL（反馈通道分频等于1）的差分方程为：

$$\begin{aligned} T'_{in}(n+1) &= A T'_{in}(n) + (1-A) T_{in}(n+1) \\ T_f(n+1) &= T'_{in}(n) + B \Delta T(n) \end{aligned} \quad (4.5)$$

式中示中 B 为相位修正系数， $0 < B < 1$ 。

T_{in} —给定的输入信号周期；

T' —频率修正后的输出信号周期；

T_f —频率修正、相位修正后的锁相环反馈输入信号周期；

ΔT — T_{in} 与 T_f 的相位差；

A —数字低通滤波器的滤波参数；

B —相位修正系数。

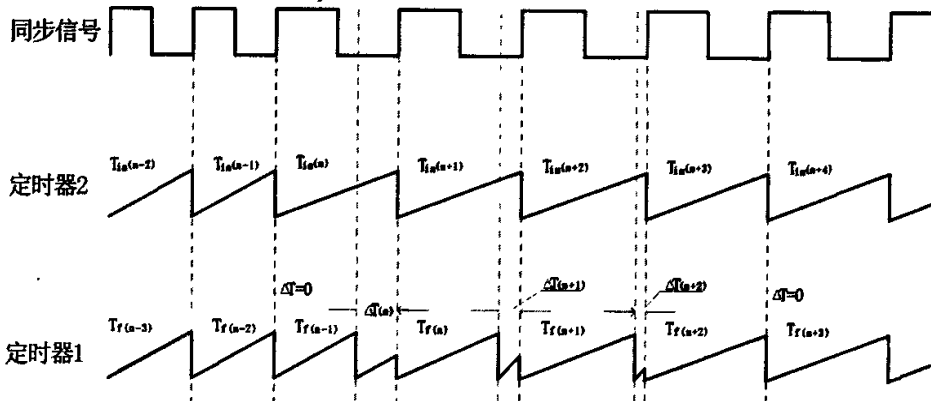


图 4-4 DPLL 原理说明图 ($\Delta T(n) > 0$)

根据式 (4-5) 可以作为 DPLL 的状态变量图，如图 4-5 所示。这里由定时器 2 记录的 $T_{in}(z)$ 是锁相环的给定输入， $\Delta T(z)$ 是另一个测量得到的量，在给出初始条件 $T'(0) = T_{in}(0)$ 、 $\Delta T(0) = 0$ 的情况下，可以按式 (4-5) 或图 4-5 编程，计算 DPLL 的输出 $T(z)$ 。滤波参数 A 与相位修正系数 B 可按经验选取。

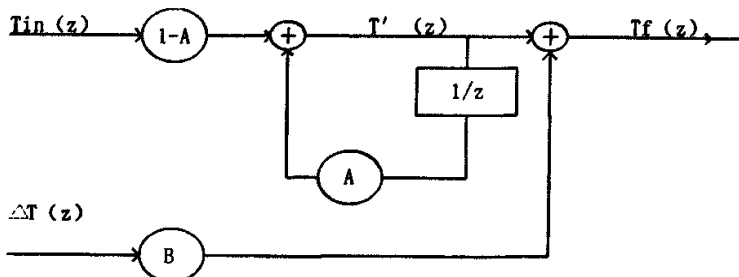


图 4-5 T_{in} 、 ΔT 作为输入的 DPLL 状态变量图

4.3 整流控制系统的软件设计

整流控制系统通过电流互感器获取三相工频电流,电压互感器获取超音频电压,经过整流、滤波、阻抗匹配后直接输入到 TMS320LF2812DSP 的 A/D 采样接口。DSP 在上一次发完脉冲后对电压、电流、电压给定值进行采样一次,在一个工频周期中对 6 次采样值进行中值滤波。DSP 处理器根据电流、电压信号值、电压设定值,完成比较判断,是否进行保护。当过流,则进入相应的保护程序,否则完成相应的电流环 PID 运算、电压环 PID 运算得出相应移相值,决定数字触发器产生下一次脉冲时刻 T_{60° 。

4.3.1 系统控制结构图

由于感应加热电源不仅要输出一定的功率,而且还要在各种扰动下维持或调节某些指标,为了保证出料的温度和节拍,超音频电源必须具有恒压控制的功能。因此,整流控制系统采用双闭环控制,即外环为超音频电压环,内环为工频电流环,传统的系统调节原理如图(4-6)。

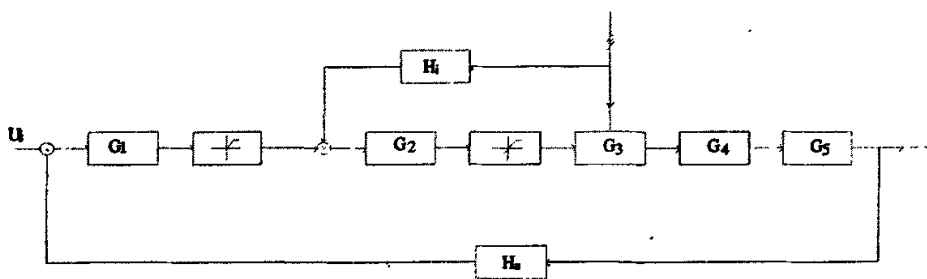


图 4-6 感应加热电源传统系统调节框图

图中 G_1 为电压调节器传递函数, G_2 为电流调节器传递函数, G_3 为移相触发整流环节传递函数, G_4 为整流滤波环节传递函数。 G_5 为逆变环节传递函数 H_i 和 H_v 为电流和电压反馈参数。

4.3.2 系统控制各环节传递函数的分析

a. 移相触发整流环节函数

由于给定控制电压为 0-3V, 输出电压为 0-500V, 时间取平均值 1.67ms。

$$G_3 = \frac{K_3}{1 + T_3 s} = \frac{167}{1 + 0.00167s} \quad (4.6)$$

b. L_d 整流滤波环节函数^[12]

由前面主电路的分析可知 $R_d = 0.833$, $L_d = 6\text{mH}$ 。

$$G_4 = \frac{K_4}{1 + T_4 s} = \frac{0.833}{1 + 0.006s} \quad (4.7)$$

c. 逆变传递函数

逆变电路是一个时变的非线性系统，由换流性能较好的快速 IGBT 模块组成。IGBT 为自关断器件，既可工作在容性又可工作在感性。前面已分析了本系统工作在容性状态下的原因，逆变工作频率应略高于谐振频率，即：

$$\omega = \omega_0 + \Delta \omega \quad (4.8)$$

负载电路处于高端失谐状态，此时基波阻抗幅值为：

$$Z_1 = \frac{R_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} = R_0 \cos \varphi \quad (4.9)$$

R_0 为逆变谐振时的等效阻抗。

基波阻抗的相角为：

$$\phi = \tan^{-1} Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.10)$$

则基波电压有效值：

$$U_{H1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \frac{L_H}{C_H R_0} \cos \varphi \quad (4.11)$$

通常逆变电路近似地看成线性开关电路，如果忽略滤波电抗器 L_d 上的损耗和 IGBT 的压降，根据能量守恒原则，用基波电压表示输出电压应为：

$$U_d I_d = U_{H1} I_{a1} \cos \varphi \quad (4.12)$$

通常 $\cos \varphi = 0.93$ ，则可得：

$$\begin{aligned} U_{H1} &= 1.2 U_d \\ G_5 &= 1.2 \end{aligned} \quad (4.13)$$

d. 电压反馈环节函数

由于整流输出的直流电压为 500V， $G_5=1.2$ ，逆变桥输出的超音频电压为 600V。根据图 3-15 超音频电压信号采样电路原理图得到电压调节环的传递函数：

$$H_v = \frac{0.005}{1 + 0.001s} \quad (4.14)$$

e. 电流反馈环节传递函数

对于 300KW 电源而言，输入交流电流有效值 $I_2=0.816I_d=500A$ ，结合图 3-14 工频电流信号采样电路原理图可得到电流调节环的传递函数：

$$H_i = \frac{0.006}{1 + 0.001s} \quad (4.15)$$

f. 电流调节环节传递函数^{[13][14]}

根据图 4-6 感应加热电源传统系统调节框图所示，电流调节环节由整流桥环节、逆变桥环节。



图 4-7 电流内环调节器框图

控制对象传递函数 $G_1(s)$ 为:

$$G_i(s) = G_3(s) H_i(s)$$

$$G_i(s) = \frac{167}{1 + 0.00167s} \frac{0.006}{1 + 0.001s} \quad (4.16)$$

由上式可以看出电流控制环是一个双惯性环节,超音频电源控制系统要求抗干扰能力特别强,整流控制又要求阶跃响应超调量尽可能小,于是我们利用传递函数的近似处理,将控制对象和调节函数配成典型的 I 型系统的形式,对惯性环节而言,调节器必须是一个积分环节并带有一个比例微分环节,以便对消掉控制对象中的一个惯性环节,对消掉大惯性环节时,使得校正后的系统响应满足快速性要求,因此电流控制环节选用 PI 调节器,这样算法简单,易于 DSP 程序实现,又能满足控制系统的要求。设电流调节环节传递函数 G_2 为:

$$G_2(s) = \frac{1 + T_2 s}{\tau_2 s} \quad (4.17)$$

其中 T_2 : 电流 PI 调节器的超前时间常数

τ_2 : 电流 PI 调节器的时间常数

则整个电流内环系统的开环传递函数:

$$W_2(s) = G_2(s) G_i(s) = \frac{1 + T_2 s}{\tau_2 s} \frac{167}{1 + 0.00167s} \frac{0.006}{1 + 0.001s} \quad (4.18)$$

为了简化计算,取 $T_2 = 0.001$, 则:

$$W_2(s) = \frac{1}{\tau_2 s(1 + 0.00167s)} = \frac{1/\tau_2}{s(0.00167s + 1)} \quad (4.19)$$

其闭环传递函数为:

$$\phi_i(s) = \frac{1/\tau_2}{s(0.00167s + 1) + 1/\tau_2} \quad (4.20)$$

闭环特征方程为:

$$D(s) = s^2 + 598.8s + 598.8/\tau_2 = 0 \quad (4.21)$$

由此可得出,当 $\tau_2 = 0.00668$, 是 $s_1 = s_2 = -299.4$

这是一个典型的 I 型系统, 根据最佳闭环控制系统的原理进行求解, 电流调节器参数选择如下:

$$\tau_2 = 0.005$$

$$G_2(s) = \frac{1 + T_2 s}{\tau_2 s} = \frac{1 + 0.001s}{0.005s}$$

$$\phi_i(s) = \frac{\frac{1}{0.005}}{s(0.00167s + 1) + \frac{1}{0.005}} = \frac{200}{s(0.00167s + 1) + 200} \quad (4.22)$$

g. 电压调节环节传递函数^{[13][14]}

电压调节环节和电流调节环节是根据功能不同而设计的整流控制系统内外闭环, 所以其结构是相同的, 在此设计成相同的 PI 调节器结构, 其传递函数:

$$G_1(s) = \frac{1 + T_1 s}{\tau_1 s} \quad (4.23)$$

其电压调节器外环传递函数框图如下:

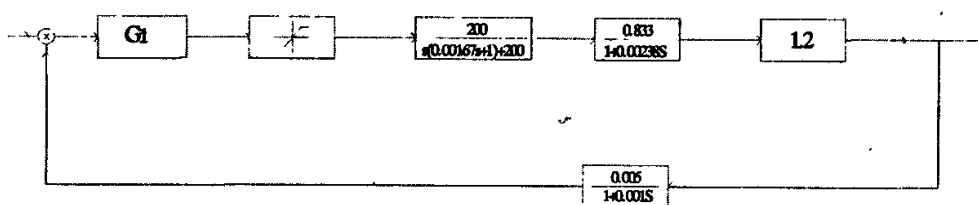


图 4-8 电压外环调节器框图

电压调节器控制对象传递函数为:

$$\begin{aligned} G_u &= \phi_i(s) G_4(s) G_5(s) = \frac{200}{s(0.00167s + 1) + 200} \times \frac{0.833}{1 + 0.006s} \times 1.2 \\ &= \frac{200}{(0.00167s^2 + s + 200)(0.006s + 1)} \end{aligned} \quad (4.24)$$

电压调节器开环传递函数为:

$$\begin{aligned} W_1(s) &= G_1(s) G_u(s) H_u(s) = \frac{1 + T_1 s}{\tau_1 s} \frac{1}{(0.00167s^2 + s + 200)(0.006s + 1)(0.001s + 1)} \\ &= \frac{1 + T_1 s}{\tau_1 s(0.00000835s^2 + 0.005s + 1)(0.006s + 1)(0.001s + 1)} \end{aligned} \quad (4.25)$$

系统由五个典型环节(一个积分环节, 一个一阶微分环节, 两个惯性环节, 一个振荡环节)组成, 由开环传递函数可直接写出对数幅频曲线图 4-9。

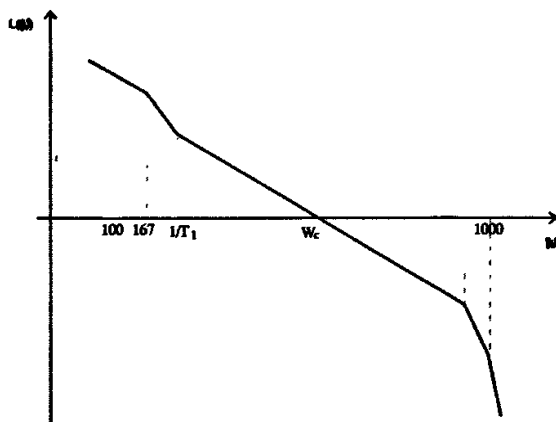


图 4-9 电压外环调节器对数幅频特性曲线

根据开环传递函数对数幅频特性：低频段斜率的绝对值越大，其稳态误差越小，动态响应的最终精度越高。中频段剪切频率越高，调节时间 t_s 越小，系统的快速性越好。若中频段配置较宽的 -20dB/dec 斜率线，且制止频率高一些，系统将具有近似一阶模型的动态过程，超调 $\sigma\%$ 及调节时间 t_s 都可以很小。故通常取 $L(\omega)$ 曲线在剪切频率 ω_c 附近的斜率为 -20dB/dec ，以期得到良好的平稳；而以提高 ω_c 来保证要求的快速性。高频段直接反映了对输入端高频干扰信号的抑制能力，这部分特性的分贝值越低，系统的抗干扰能力越强。于是取电压调节器的传递函数参数为： $T_1=0.004$ ， $\tau_1=0.002$ 。

h. 调节器 PI 控制算法

在模拟调节系统中，PI 控制算法表达式为：

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt] \quad (4.26)$$

式中 $u(t)$ 为调节器的输出信号； $e(t)$ 为偏差信号，它等于给定量与输出量之差； K_p 为比例系数； T_I 为积分时间常数。

由于 DSP 控制系统是一种采样控制系统，它只能根据采样时刻的偏差值计算出控制量，所以用离散的差分方程来代替连续系统的微分方程^[15]：

$$u(k) = K_p [e(k) + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^k e(j)] \quad (4.27)$$

$$\text{则} \quad u(k-1) = K_p [e(k-1) + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^{k-1} e(j)] \quad (4.28)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

$$= K_p [e(k) + e(k-1)] + \frac{TK_p}{T_I} e(k) \quad (4.29)$$

式中 T 为采样周期， $e(k)$ 为系统第 k 次采样时刻的偏差值， $k=0, 1, 2, \dots$ 。

在数字 PID 控制系统中，当系统开、停或大幅度变动给定值，系统输出会出现较大的

偏差, 经过积分项累积后, 可能使控制量 $u(k) > u_{\max}$ 或 $u(k) < u_{\min}$, 即超过整流桥移相角的极限而造成短路严重后果。此时, 控制量并不能真正取计算值。而只能取 u_{\max} 或 u_{\min} , 从而影响控制效果。于是采用增量式积分分离法, 其计算表达式为:

$$u(k) = u(k-1) + K_p[e(k) + e(k-1)] + K_I \frac{TK_p}{T_I} e(k) \quad (4.30)$$

(1) 当 $e(k) \leq a$, $K_I=1$ 时:

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + K_p[e(k) + e(k-1)] + \frac{TK_p}{T_I} e(k) \\ &= u(k-1) + a_0 e(k) + a_1 e(k-1) \end{aligned} \quad (4.31)$$

式中 $a_0 = K_p(1 + \frac{T}{T_I})$, $a_1 = K_p$ 。

(2) 当 $e(k) > a$, $K_I=0$ 时:

$$u(k) = u(k-1) + K_p[e(k) + e(k-1)] \quad (4.32)$$

即当偏差大于某个规定的门限值时, 删除积分作用, 以使 $e(k) - e(k-1)$ 不至于过大, 只有当 $e(k)$ 较小时, 才引入积分作用, 以消除静差。这样控制量不易进入饱和区, 即使进入了, 也能较快退出, 所以系统的输出特性得到了改善。(1)、(2)中 a_0 、 a_1 、 K_p 可以事先求出, 代入公式即可得出电压调节器、电流调节器输出值。

另外, 当控制量进入饱和区时, 为了避免长时间停留在饱和区, 软件执行削弱积分项。计算 $u(k)$ 时, 先判断 $u(k-1)$ 是否超过限制范围, 若超过 u_{\max} , 则只累计负偏差; 若小于 u_{\min} , 就累计正偏差。

其调节器 PI 整个流程算法框图如图 4-10 所示。

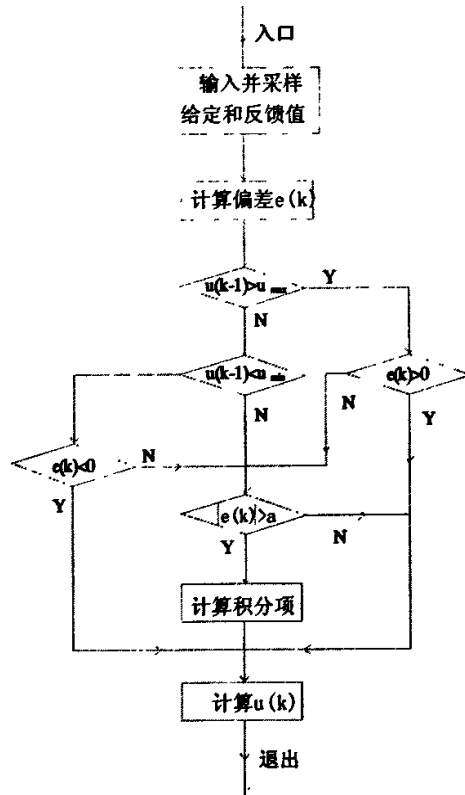


图 4-10 PI 调节器流程图

基于 DSP 的调节器 PI 算法程序如下^[16]:

.DATA

.BSS PI_KP,1	; 调节器比例系数
.BSS PI_KI,1	; 调节器积分系数
.BSS PI_REF,1	; PI调节器给定值
.BSS PI_EK,1	; PI调节器输入偏差
.BSS PI_UK-1,1	; 第K-1次积分调节累计
.BSS PI_UK,1	; 调节器第K次输出
.BSS PI_ELPI,1	; 调节器极限偏差
.BSS PI_MIN,1	; 调节器最小值
.BSS PI_MAX,1	; 调节器最大值

----- PI调节器 -----

LACC	RESULT0,10	; 读ADC转换结果
LDP	#0	
SUB	PI_REF,16	; 减给定值,计算调节器偏差
NEG		
SACL	PI_EK	; 保存偏差

LACC	PI_RK,12	; 左移12位
LT	PI_EK	
MPY	PI_KP	; Q12格式
APAC		
SACH	PI_UK-1,4	; 相当于右移12位
LACC	PI_MAX	; 检测是否超过上限
SUB	PI_UK-1	
BCND	TOP,LT	; 超过上限进入饱和区则跳转
LACC	PI_MIN	; 否则检测下限
SUB	PI_UK-1	
BCND	LOW,GT	; 超过下限跳转
TOP		
BIT	PI_EK,0	; 检测偏差的正负
BCND	PI-UKS,NTC	; 如果正,跳转到u(k)处理
LACC	#0	; 否则是负
B	PI-IS	; 进入积分处理
LOW		
BIT	PI_EK,0	; 检测偏差的正负
BCND	PI-UKS,LT	; 如果负,跳转到u(k)处理
LACC	#0	; 否则是正
B	PI-IS	; 进入积分处理
PI-IS		
LACC	PI-EK	
ABS		
SUB	#a	
BCND	PI-UKS, LT	; 如果负,跳转到u(k)处理
LACC	#0	; 否则是正
B	PI-I	; 计算积分项

电压调节器的控制对象就是电流调节器的开环传递函数由于为了防止起动失败或重载起动时主电路产生过电流,另外创新设计一个附加的重载保护环,即超音频电压和工频电流按一定关系合成的重载保护限压环。DSP 处理器通过比较,避免了传统的限压、限流所带来的起动和重载时的安全性,其框图如图 4-11。

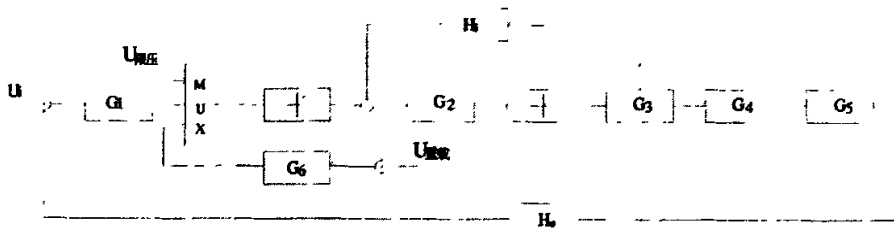


图 4-11 带有重载保护的整流控制传递函数框图

经过实践调试，其中重载保护传递函数 $G_6 = \frac{23.5}{0.047s + 1}$ 。 (4.33)

i. 系统数字仿真

为了在理论上更好分析系统，建立系统数字仿真程序，采用四阶龙格-库塔法来解高次微分方程的方法，对于非线性系统，虽然精度低，但能方便地推广到非线性系统中，通过缩小采样间隔来提高精度。假定连续系统的状态方程为：

$$\dot{X} = AX + BU \quad (4.34)$$

设保持器为三角保持器，对上式离散化后的状态方程为^[12]：

$$X(n+1) = \phi(T)X(n) + \phi_m(T)U(n) + \hat{\phi}_m(T)\dot{U}(n) \quad (4.35)$$

式中 T 为采样间隔

$$\hat{\phi}_m(T) = \int_0^T \tau e^{A(T-\tau)} B d\tau$$

$$\phi_m(T) = \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau$$

$$\phi(T) = e^{AT}$$

离散相似法程序框图如下：

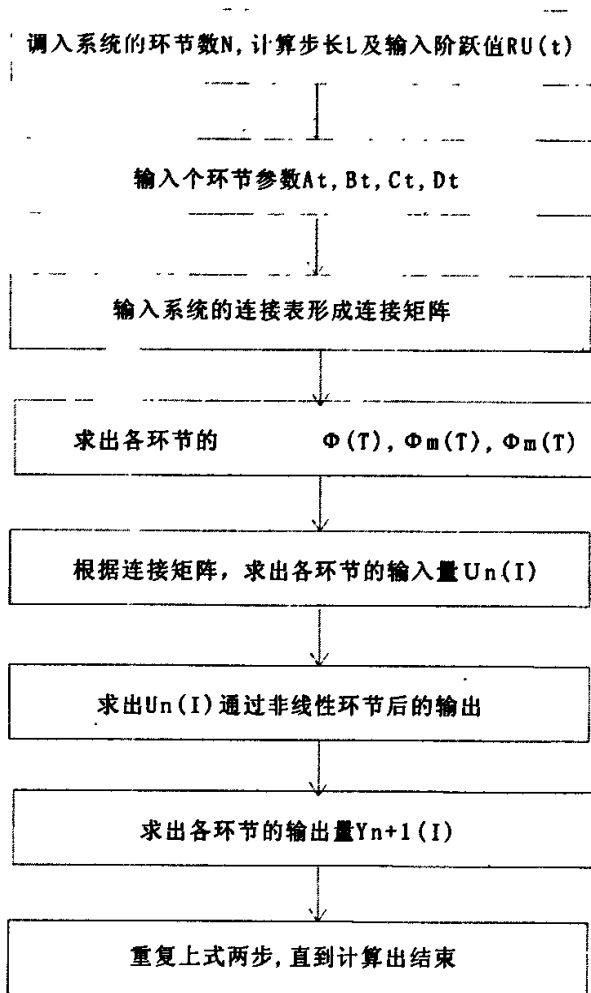


图 4-12 系统数字仿真离散相似法程序框图

300KW 超音频电源的额定功率负载阻抗为 0.833Ω 。由于电源在实际运行中, 随着被加热工件温度的变化, 负载阻抗在不断变化中, 一般在 $0.5—5 \Omega$, 在此范围内进行仿真。

仿真条件为:

仿真起始时间 t_k : 0.00s

仿真终止时间 t_n : 2.00s

仿真步长 h : 0.0001

总循环次数: 20000

仿真曲线如下:

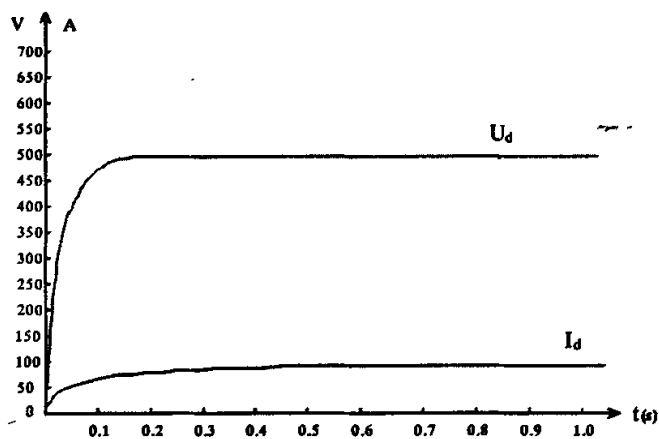


图 4-13 阻抗为 $5\ \Omega$ 时, 系统的阶跃响应曲线

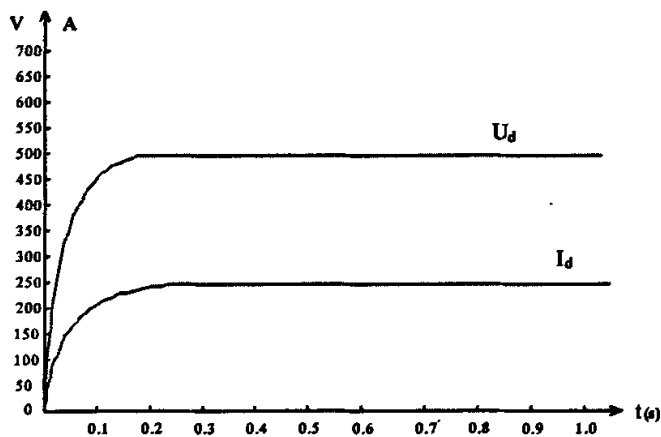


图 4-14 阻抗为 $2\ \Omega$ 时, 系统的阶跃响应曲线

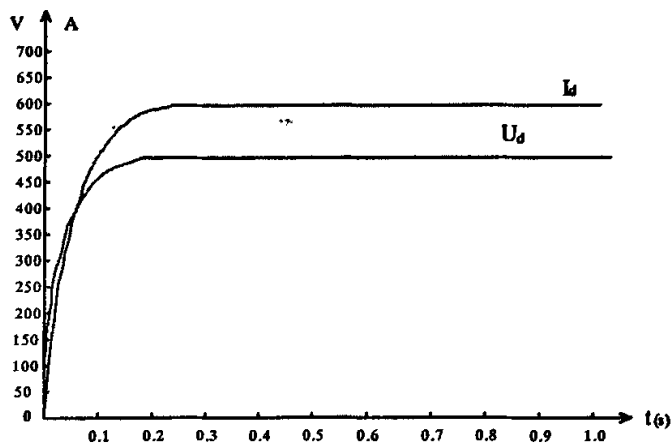


图 4-15 阻抗为 $0.83\ \Omega$ 时, 系统的阶跃响应曲线

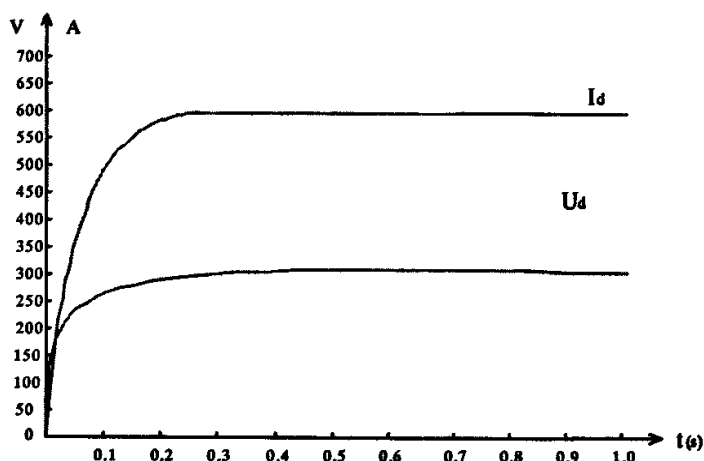


图 4-16 阻抗为 0.5 Ω 时, 系统的阶跃响应曲线

从图 4-12 到图 4-15 可以看出, 0.83 Ω 阻抗时, 电源输出功率最大为 300KW; 5 Ω 阻抗时电源功率最小为 50KW, 系统处于限压运行; 0.5 Ω 阻抗时, 电源功率约 190KW, 系统处于限流状态。该系统调节时间约 0.92s, 稳定精度 <2%, 基本上无超调。

4.3.3 整流控制系统的数字触发器的运用

整流触发器也通过软件来实现, 即全数字触发器。采用全数字锁相环实现锁相同步的办法, 是一个相位误差控制系统。全数字触发器克服了模拟触发电路和普通数字集成电路触发器电路硬件电路复杂、波形对称度差、调试困难、电子元件易老化、有温漂、抗干扰能力差等缺点。触发器工作原理是: 工频电压 380/6VAC 输入到控制板经 RC 移相 30°, 经电压比较器 LM339 比较后输出方波到 TMS320F2812DSP 的事件管理器 EVB, 捕捉器 3 检测方波电压的周期 T_1 , 定时器 4 提供时间基准。全比较单元 PWM1-PWM6 输出对应的 SCR1-SCR6 脉冲, 定时器 3 提供时间基准。由于 TMS320F2812DSP 工作频率高为 150MHz, 所以可采用一种变形算法实现全数字锁相环路 (DPLL), $\Delta T = T_1 - 20 \text{ (ms)}$, $T = T_{60^\circ} + \Delta T$ 。

a. α 角度移相和快速校正的算法

由控制角 α 的定义可知, α 角是相对 $\alpha = 0^\circ$ 的延迟时间, 故实现 α 角移相的关键问题为: 由捕捉器 3 中断来准确建立 $\alpha = 0^\circ$ 的基准时刻。本设计的电路取样线电压为同步信号, 经硬件 RC 滤波移相 30° 后得到同步方波捕捉信号, 所以必须经过软件移相 30° 后才是 $\alpha = 0^\circ$ 的起点。以 $\alpha = 0^\circ$ 为基准, 将控制电压 $U(n)$ 转换成 α 角对应的时间常数, 从起动全比较单元定时器 3 一直到其计数值等于比较寄存器值时产生触发脉冲, 在计数值等于周期寄存器值时停止输出脉冲。

整流脉冲的相位跟踪采用数字锁相环既简化了硬件结构, 又提系统抗干扰能力, 是一种理想的同步方式。本考虑到电网频率的变化大都是缓慢的, 而且电力电子装置对触发脉冲对称性的要求主要是在频率稳态的情况, 所以提出一种变型的 DPLL。即采用相对触发方式, 即前一个触发脉冲为基准来确定后一触发脉冲时刻的方法, 用加长或缩短相邻两次

触发脉冲之间的间距来改变控制 α 角。在稳态时,这个间距等于 60° 。由于数字定时器的误差,要形成积累误差,因此在电源电压的一个周期(20ms)内,需要用同步信号校正一次。

单相同步方波输入到TMS320LF2812DSP的事件管理器EVB,由捕捉器3检测方波电压的周期。定时器4在单相同步方波上升沿起动,在下一个上升沿时测量T,得电源一个周期的时间T(n)。

设相邻两晶闸管之间触发间距为 $\Delta\alpha$,在控制电压U(n)不变的稳态下, $\Delta\alpha=60^\circ$ 。当控制电压由U(n-1)变为U(n)时,对应 α 也由 $\alpha(n-1)$ 变为 $\alpha(n)$ 。

$$\begin{aligned}\text{即} \quad \Delta\alpha(n) &= \alpha(n) - \alpha(n-1) \\ \Delta T(n) &= T(n) - T(n-1)\end{aligned}\quad (4.36)$$

将 α 转换成定时器时间常数表示^[17]:

$$T(n) = T_{60^\circ} + \Delta T(n) \quad (4.37)$$

式中 T(n): 本次定时器比较寄存器值由U(n)转换而得;

T(n-1): 上次定时器比较寄存器值由U(n-1)转换而得;

T_{60° : α 角 $=60^\circ$ 时的定时常数。

实现式(4.37)的算法,即可保证每发出一个整流脉冲后就采集电流、电压、设定值等变化,从而计算出 α 的变化,修正下次脉冲发出的时间,而不是每隔20ms等外部捕捉到同步信号后才修改 α 值,从而保证了最大失控时间 $\leq 3.3\text{ms}$,达到快速校正的目的。同时实现了频率自适应修正,达到了锁相的目的。对于主电路来说,改善了触发脉冲不齐整性,减少了晶闸管装置谐波对电网的“公害”。

设触发第1号、第六号晶闸管的定时常数为 $T_{1,6}$ 。显然同步脉冲到来时 $T_{1,6}=T_1$ 。由上面分析可得出:以同步脉冲信号为起点,在电源电压的一个周期内(20ms),控制器应进行六次控制角 α 的(即通用定时器3的比较寄存器预置值)的计算,第一次按 $T_{1,6}=T_1$ 计算,而后面5次按式(4.37)计算。

显然,触发脉冲的对称性(齐整性)主要取决与TMS320F2812DSP的事件管理器EVB定时器4的分辨率。对于工频 $T=20\text{ms}$ 而言,其捕捉时间为20ms,所以16位的定时器4计数频率选择原则:

$$f \leq \frac{2^{16}}{20 \times 10^{-3}} = 3.2768\text{MHz} \quad (4.38)$$

于是选择定时器4的时钟频率为 $f=2\text{MHz}$,则定时器4每增加1所用的时间为 $\Delta t = \frac{1}{2 \times 10^6} = 0.5 \mu\text{s}$,所代表的电角度为 $\Delta \xi = 0.009^\circ$ 。则在锁相锁定情况下,输出的各触发脉冲跟踪主电路频率变化的最大偏差为:

$$\Delta T_{\max} = N \cdot \Delta t / 2 \quad (4.39)$$

在上式中 N 为整流桥输出脉冲的个数,三相全控桥为6,对于本系统 $\Delta T_{\max}=1.5\mu s$,即 0.027° 电角度。由此可见,采用这种数字锁相算法可以达到相当高的控制精度。

b. 控制电压 U_k 与直流输出 U_d 线性化算法

在并联谐振式超音频电源三相全控桥整流电路中有足够大电感,输出平均整流电压为:

$$U_d = 2.34U_2 \cos \alpha \quad (4.40)$$

式中 U_2 为整流桥输入端相电压有效值。

从式(4.40)可以看出晶闸管的触发方式是较为复杂的余弦关系。控制电压 U_d 与 α 的非线性关系决定了整个系统的非线性性质,从而给自控系统设计带来设计带来不少困难。国内外曾提出过依靠附加硬件实现线性化方案,但存在误差较大、线路复杂等问题。

用 DSP 系统实现线性,不需要增加硬件且线性度好,其原理和算法如下:

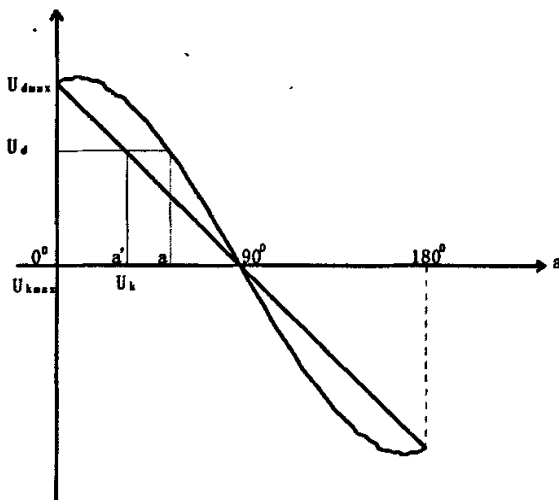


图 4-17 U_d 与 α 的非线性关系

由上图可见,若要 $U_d = f(U_k)$ 满足线性关系应有:

$$\frac{U_{d\max}}{U_{K\max}} = \frac{U_d}{U_K} \quad (4.41)$$

此时应将 U_d 对应的 α' 修改成 α , 而对应 α 的 $U_d = 2.34 \cos \alpha$ 将此式代入式(4.40)得:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{U_{d\max}}{U_{K\max} \times 2.34U_2} U_K \right] \quad (4.42)$$

由式(4.42)可看出 α 与 U_k 的反余弦关系补偿了 U_d 与 α 的余弦关系,从而使 U_d 与 U_k 间具有线性关系。

然而 DSP 数字触发电路不是直接来发触发脉冲的,而是通过事件管理器比较单元来实

现角移相功能,因此还需要将输出角度换算成事件管理器定时器3的比较寄存器值和相应的周期寄存器值。

对于 50Hz 交流, 设控制角对应的时间为 T_α , 则有:

$$T_\alpha = \frac{\alpha}{360^\circ} T \quad (4.43)$$

式中 T : 50Hz 交流周期=20ms。

对于工频 $T=20\text{ms}$ 而言, 整流移相角度小于等于 180° , 即最长记录时间为 10ms, 所以 16 位的定时器 3 计数频率选择原则:

$$f \leq \frac{2^{16}}{10 \times 10^{-3}} = 6.5536\text{MHz} \quad (4.44)$$

于是选择定时器 3 的时钟频率为 $f=4\text{MHz}$, 则定时器 3 每增加 1 所用的时间为 $\Delta t = \frac{1}{4 \times 10^6} = 0.25 \mu\text{s}$, 所代表的角度为 $\Delta\beta$ 。

$$\text{则有: } \Delta\beta = \frac{\Delta t}{T} 360^\circ = \frac{0.25 \times 10^{-6}}{20 \times 10^{-3}} \times 360^\circ = 0.0045^\circ \quad (4.45)$$

则当式(4.42)计算出晶闸管 $T1 \sim T6$ 触发角度 α 时就可得到定时器 3 的比较寄存器值 T_b 和周期寄存器的值 T_z 分别为:

$$T_b = \frac{\alpha}{\Delta\beta} = \frac{\alpha}{0.0045^\circ} \quad (4.46)$$

设整流脉冲宽度为 $600 \mu\text{s}$, 则定时器 3 周期寄存器的值:

$$T_z = T_b + \frac{600}{0.25} = T_b + 2400 \quad (4.47)$$

根据式(4.42)可列出满足线性化条件的 $U_k - T_b / T_z$ 关系表格。为减少 DSP 运算时间, 提高控制系统快速性, 显然对式(4.46), 式(4.47)应采用数据表格处理方法, 该表格可事先计算出然后写入 DSP 系统的存储器 SARAM 中。假设存储区间为 8K, 则 $2^{13}=8192$, $180/8192=0.02197^\circ$, 则取精度为 0.03° 。

将该表格存于 DSP 数据存储器的某一页中, 假设起始地址为 3F8000h。在 DSP 整流控制系统程序中控制 U_k 值已计算出, 并存于该存储器地址为 $A+[U_k]$ 中。

4.3.4 整流控制系统采样周期 T_s 的选择

由于数字 PID 是模拟 PID 的逼近式, 因此采样周期的选择对逼近式精度影响很大。为

了使数字控制效果接近连续控制,希望采样周期越小越好,但采样周期选择受到诸多因数的影响。

微机控制系统最佳采样周期的选择是对很多因数折中的考虑,在工程上最好选择尽可能低的采样频率,而同时能满足全部要求的性能指标。

本文设计考虑因数如下:

(1)跟踪性。对于闭环控制系统可由带宽或时间响应的要求(如上升时间、过渡过程时间)来考虑。香农采样定理指出:“对于一个有限带宽的未知连续信号,为了用它的采样信号来重构它,连续信号的采样速率必须至少高于输入信号带宽的两倍”。

(2)调节性。对于调节系统,主要考虑系统抗干扰能力。

(3)考虑 A/D 转换器的位数。如果检测位数较少,过短的采样周期将使前后两次采样的数值之差没有变化,失去调节作用。

(4)过长的采样周期对微分作用将失去意义,反之过短的采样周期会使积分作用失去意义。积分在调节回路中是为了消除静态,而积分部分的增益为 T_s/T_i ,当 T_s 过小时,在偏差 $e(k)$ 小到一定程度后 $(T_s/T_i)e(k)$ 可能受到计算精度的限制而始终为零,积分部分不能继续起到消除残差的作用。

前面已详细讨论了双闭环控制系统,根据式(4-22)可求电流环调节时间 $T_{s2}=13.3\text{ms}$,由式(4-25)可得电压环调节时间 $T_{s1}=167\text{ms}$ 。整流触发控制是周期性调节触发角,即 $T=3.33\text{ms}$ 。结合上述考虑因数,系统采样周期选择 $T_s=3.33\text{ms}$ 。在整流控制每隔 60° 周期内,等距采样 6 次电流、电压、给定值,再进行中值滤波处理作为一次采样值,然后参与到系统的 PI 运算。

4.4 逆变控制系统的软件设计

根据超音频电源的工作原理,逆变控制器的功能主要是实现电源的扫频式零电压软启动和正常工作时槽路谐振频率的跟踪。超音频电源逆变控制的核心任务就是跟踪槽路的谐振频率,不断地调整逆变脉冲的频率。根据整个控制系统综合考虑,逆变系统的脉冲发生器采用 TMS320LF2812 事件管理器 EVA,用捕捉器 3 双沿检测超音频半周期,用通用定时器 2 提供时间基准。

控制软件根据功能可以分为三个模块:逆变角检测模块、扫频起动模块、频率调节模块。其中逆变角检测模块、扫频起动模块属于起动过程使用。逆变角检测模块根据采集的超音频电压、电流过零信号计算出实际的逆变角大小。扫频起动模块按设定的参数实现扫频起动的过程。频率调节模块根据计算出的逆变角大小和设定值比较,调整逆变频率的高低。

4.4.1 逆变角检测模块程序设计

逆变角检测模块程序的流程图如图 4-18 所示。当 CAP3INT 引脚捕捉到一个正跳变时产生 CAP3INT 中断。中断处理程序记录下此时电压过零时间、电流过零时间，并计算判断电压周期是否大致等于电流周期，以防止干扰信号。计算电压电流的相位差，即逆变角。重复 4 次后计算平均值，作为实际的逆变角值，并将逆变角标志位置位，以供逆变扫频起动程序模块调用^[18]。

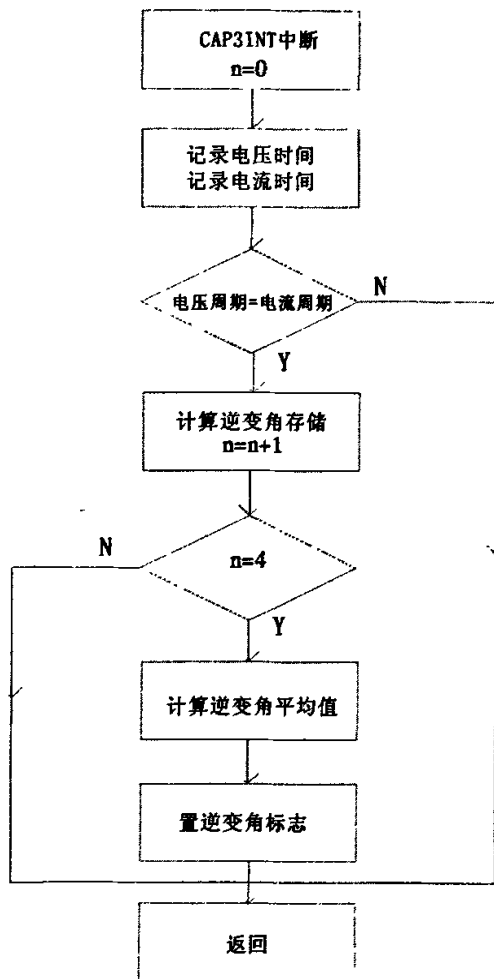


图 4-18 超音频电源逆变检测模块流程图

4.4.2 扫频式零电压软起动

因为现场感应器更换频繁，本文不设计常见的他激转自激方式。采用的是零压软起动方式，它是通过整流和逆变控制相互配合实现的。DSP 获得起动信号后，发出的整流脉冲逐渐前移，直流电压由零逐渐升高。同时整个工作过程中 DSP 主动发出逆变脉冲。此时 DSP 并不知道当时槽路情况，不知合适的频率是多少，因此，需要在 30KC→8KC 频率范围

内进行循环扫描。DSP 不断检测直流电流和中频电压的情况，若不出现重载保护或过流，可继续升压到电压设定值，在谐振点时锁住谐振频率。否则，认为逆变桥直通，起动失败，整流脉冲立即退回 $\alpha = 150^\circ$ 处，待直流电流降为零，关闭所有逆变桥臂，重复以上动作，直到起动成功或停机为止，实践证明，只要合理调整重载保护设定值，可准确判断起动是否成功，并具有很高的成功率。DSP 数字控制系统很容易实现这些功能，并保证设备工作在近似谐振（容性）状态。

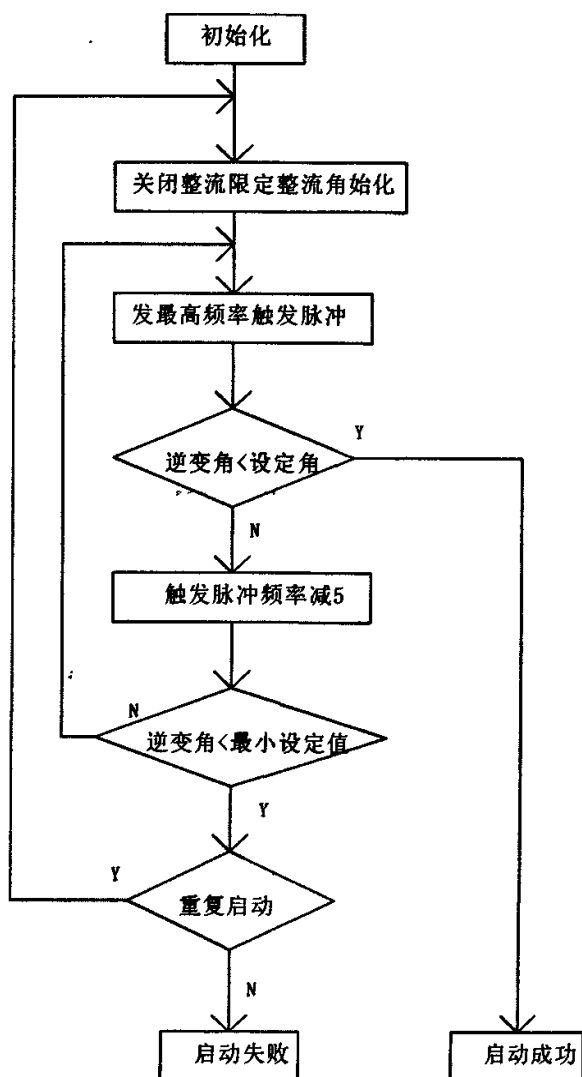


图 4-19 超音频电源逆变起动流程图

初始化后先关闭整流再限制整流角，以实现零压软起动。逆变触发脉冲先以一个高于槽路谐振频率的他激信号从高向低扫描，去触发逆变 IGBT。此过程中不断检测逆变角是否达到要求，逆变角小于设定值时，当他激信号频率下降到接近槽路谐振频率时，超音频电压便建立起来，程序退出扫频起动模块，逆变控制软件便自动跟踪槽路谐振频率，使设

备进入稳态运行。若逆变触发脉冲频率到达最小值仍未起动成功,则根据设定的是否重复起动,跳转到起动程序开始处或起动失败处理程序。整个起动过程中将直流电压限定在较低的水平,以减小冲击。该起动方式无需辅助装置,电路简单,起动成功率高。扫频起动模块程序的流程图如图4-19所示。

4.4.3 槽路谐振频率的跟踪

槽路谐振频率的跟踪实现方法如下:通过检测电路取出超音频电压、电流的过零点,比较得出二者的相位差,即负载的阻抗角 ϕ 。当 ϕ 大于设定值时,降低逆变触发信号的频率;当 ϕ 小于设定值时,升高逆变触发信号的频率。这样就可以自动跟踪槽路阻抗特性的改变,从而保证负载一直工作在小容性接近谐振状态。本设计采用数字锁相环频率跟踪方案。由于采用了数字电路,系统的抗干扰性增强、电路简化、参数设定调节方便。

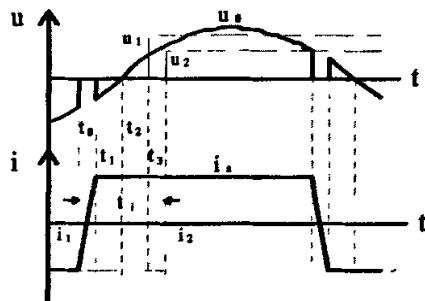


图4-20 逆变频率跟踪相位分析

逆变输出实际电流和电压如图4-20所示, u_0 为逆变输出电压, i_a 为逆变输出电流。 u_0 经采样整形电路产生延时 t_2 ,得到方波信号 u_1 。 u_1 和 i_1 分别经RC调整延时或软件得到产生延时补偿 t_3 和 t_i , (其中, i_1 为IGBT开关驱动电流信号,也是本设计取样信号)。负载电压 u_0 和负载电流 i_a 保持同相位。 t_0 为IGBT开关换流时间, t_1 为IGBT换流完成点与实际电压过零点的实际间隔。

显然, $t_1=t_i-t_0-t_2-t_3$ 。 t_1 的大小由 t_0 和 t_i 决定。若 $t_1=0$,负载工作在准谐振状态,IGBT可实现零电流关断(ZCS)和最低电压下开通;若 $t_1<0$,负载工作在感性状态(IGBT换流完成点落后于实际电压过零点),IGBT是硬关断的,由于回路存在引线电感,使IGBT关断时产生一个尖峰电压;若 $t_1>0$,负载工作在容性状态,有导通冲击电流,与IGBT串联的二极管换流后会承受一定反压,反压越大,反向恢复电流越大,二极管功耗也越大。在反压较高、频率较高的情况下容易造成二极管损坏。可见逆变频率跟踪的目的是如何控制好反压时间 t_1 。

a. 目前 IGBT 频率跟踪通用控制方案的原理

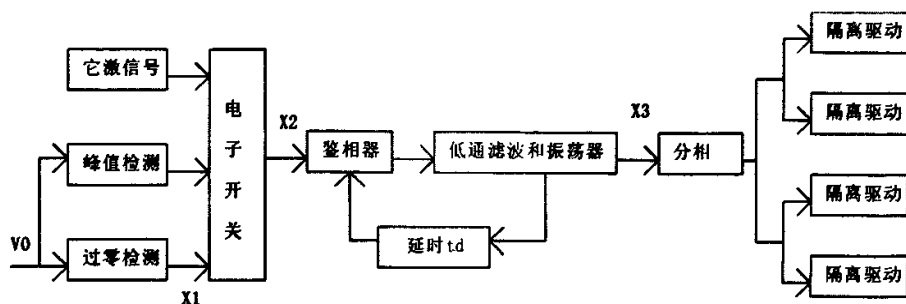


图 4-21 IGBT 电源常规逆变控制图

上图就是以全控型器件作为开关的逆变器的控制通常采用他激转自激的控制策略，即在开机或是负载电压低于阈值 V_{co} 时采用开环的定频控制，工作于他激状态；而当输出负载电压大于阈值 V_{co} 时进行自动切换，使逆变器工作于频率闭环，跟踪负载频率的变化。其中 V_0 为逆变器的输出电压信号，经过峰值检测，与控制给定值比较产生切换装置的切换信号 X_1 ，当 X_1 为高电平时，切换装置输出信号 X_2 与它激信号接通，逆变器工作在它激状态，控制信号从它激信号发生器发出，电路工作频率固定，且由它激信号发生器控制；当 X_1 为低电平时， X_2 与自激信号接通，逆变器工作在自激状态，电路工作频率由负载本身的固有频率决定。根据锁相环的闭环滤波功能，在锁相环反馈电路中进行延时，用来补偿系统的固有延迟，调节延迟时间 t_d ，逆变器既可以工作于感性状态，也可以工作于容性状态。

但是这种控制方案存在这样的问题：由于它激信号和自激信号不可能总是同步的，因此，在切换过程中多数情况下会产生窄脉冲（低电平），这个窄脉冲不可避免地造成逆变器的瞬间开路；另外，现场的实际运行环境较差，通常都是在恶劣的电磁环境中工作，这种控制方案对于外界的抗干扰性能很差，不能满足系统的抗干扰的要求。

在实际工况超音频电源工作中， u_i 和 i_i 分别经 RC 调整延时得到产生延时补偿 t_3 和 t_4 是固定。特别是在淬火中，感应加热电源的逆变负载阻抗变化很大（如工件温度越过居里点或更换不同负载），换流时刻电流大小、电压高低、工作频率和电压信号整形延时等因数对图 4-19 中 t_0 以及 t_2 影响较大。所以传统的控制方式适应负载参数变换小，在负载变化大的电源系统中，会产生不良后果，故障率高。

b. IGBT 控制信号重叠时间软件设计

本设计逆变控制系统采用并联逆变电路，整流电路为逆变电路提供恒流源。为避免滤波电抗上产生大的感应电势，要求电流连续。逆变电路换流时，两路 IGBT 开关有导通重叠区，即必须保证先导通后关断的原则。这就要求两个换流的开关器件的出发信号有重叠区，这是并联逆变器工作时对触发信号的要求。

如图 2-1 所示, 当 t 时刻逆变器进入重叠区, 若负载电路呈容性, IG_1 和 IG_3 正向导通后, IG_2 和 IG_4 桥臂才承受反压; IG_2 和 IG_4 关断, 保证了换流时开关器件先开通后关断, 而且电流已经换相, IG_2 和 IG_4 处于零电流关断, 关断损耗较小; 若负载电路呈感性, 只要 IG_2 和 IG_4 有触发信号, IG_1 和 IG_3 桥臂就始终承受反压, IG_1 和 IG_3 不导通, 此时换流过程并未在重叠区进行, 而且关断损耗也较大。

如果超音频电压过零点位于重叠区内, 进入重叠区以前, IG_2 和 IG_4 导通; 进入重叠区后, IG_1 和 IG_3 导通, 桥臂电流换相, 负载电流换相, 之后, 负载电压减少。随着负载电压的减少, 维持 IG_1 和 IG_3 桥臂的正向导通压降也在减少。当电压减少到不足以维持 IG_1 和 IG_3 桥臂导通时, IG_1 和 IG_3 桥臂电流开始减少。因为并联逆变器为恒流源供电, 所以 IG_2 和 IG_4 桥臂电流开始逐渐增加, 桥臂间电力开始第二次换相。说明当超音频电压过零点位于重叠区内或重叠区边缘时, 电流将出现二次换相。二次换相严重地影响到逆变器的功率输出, 因此必须加大反压时间避免二次换相。但负载反压时间过大, 势必降低逆变器的效率。

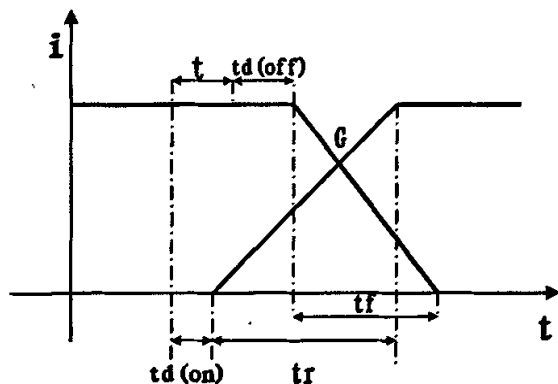


图 4-22 器件开关示意图

图中 G—开通和关断曲线交叉点

$t_{d(on)}$ —开通延迟时间 t_r —上升时间

$t_{d(off)}$ —关断延迟时间 t_f —下降时间

图中 G 点选为 $(1/3) t_f$ 处, 即重叠区大小 $t = t_{d(on)} + (2/3) t_r - t_{d(off)} - (1/3) t_f$ 。为了将电压过零点选取在器件的可靠关断点处, 一般选者电压过零点滞后于电流过零点的时间为 $(2/3) t_r + (2/3) t_f$ [10]。

本设计将这一重叠时间设计在 IGBT 驱动板上, 最大限度地解决了驱动信号时间补偿问题。这样也简化了控制电路, 大大提高了系统抗干扰能力。实验证明驱动脉冲性能良好, 保证了驱动信号的一致性, 顺利解决了驱动信号时间补偿问题。

c. 基于 DSP 的数字锁相环频率跟踪方案

通过上述分析可知, 为使并联逆变器可靠工作提高效率, 应使逆变器工作在小容性状

态,而且换相时负载电压过零点应位于重叠区外。为了可靠实现这种工作方式,本文提出了下述通过 IGBT 串联二极管反压控制改进相位跟踪的方法^[20]。

改进的相位跟踪技术基于原 PLL 锁相环跟踪技术,并加入反压控制电路。它通过检测与 IGBT 串联的二极管承受的反压值,得到一个实时的反压时间进行调整,以克服传统相位跟踪特性的不足。

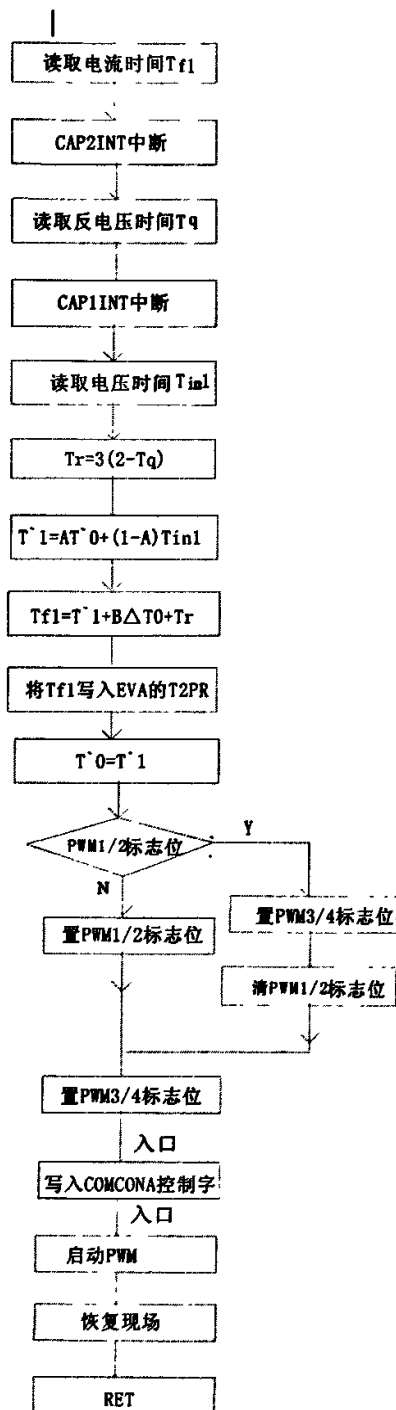


图 4-23 逆变锁相环控制流程

图 4-23 所示为带有反压控制逆变锁环控制流程图。根据现场调试经验 15KC IGBT 电源在反压时间为 $2\mu\text{s}$ ，其反向电压和功率因数均比较理想，于是设定标准反压时间为 $2\mu\text{s}$ ，采样反压时间与其比较并进行放大，参与到锁相环控制系统中，起调节补偿时间。目的是确保系统一直工作在小容性状态，避免电流断续产生正向的毛刺。根据公式 (4-5) 的进行锁相环推导，A 为滤波参数，B 为相位修正参数通过试凑法可以得出。

第5章 结论

本文来源于2005年9月开题的企业内部科技攻关项目。该论文是在总结本人多年独立设计、制造中频电源经验的基础上,由本人独立构思、设计、调试(参与到整个电源的组装过程)而成。论文的编写历时2年,伴随着实用样机的完成而完成。

5.1 整体思路

本文较详细介绍了基于DSP控制的超音频电源设计过程:

(1)分析了主电路各元件参数的选择,特别是整流电抗器的参数选择计算。

(2)画出了部分关键的控制电路原理图。

(3)重点介绍超音频电源的软件设计思路,提出了整流器采用一种实用的变形锁相环频率跟踪,采用电流、电压双闭环控制。

(4)变控制系统采用扫频式零电压起动,频率跟踪方式采用数字锁相环。

5.2 论文所取得的成果

(1)率先将TMS320LF2812 DSP引入感应加热电源的控制领域。

(2)采用特殊的过压保护装置,即在逆变输入侧并联波峰电压吸收电路并检测状态及时触通短路装置,以防止负载电路开路的冲击电压。

(3)整流控制软件采用实用性的变形锁相环频率跟踪。

(4)在电源的起动和运行中设计一套独特的重载保护环节。

(5)采用了特殊的超音频电源逆变频率跟踪方式。采用数字锁相环控制思路,同时将反压时间、逆变电流、重叠时间的影响引入锁相环。整个控制过程中逆变跟踪相位是随负载状态的变化而变化,并非恒定。目的是保证逆变过程在负压状态进行,即系统换流在小容性,避免出现感性状态。

5.3 实验结果

通过计算机仿真技术对系统进行了仿真,分析了仿真结果。通过努力完成了样机的试制,因实际制造的感应器与设计存在偏差,结合现场实际生产需要来调试设备,测试现场实际工作参数如下:

$$f=11.2\text{KHz}$$

$$U_a=580\text{V}$$

$$U_L=850\text{V}$$

$I_{\text{限流}}=600\text{A}$

$I_{\text{过流}}=720\text{A}$

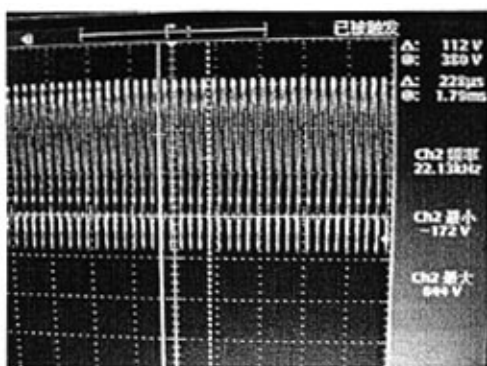
$U_{\text{过压}}=1000\text{V}$

$T_{\text{反}}=2.8\mu\text{s}$

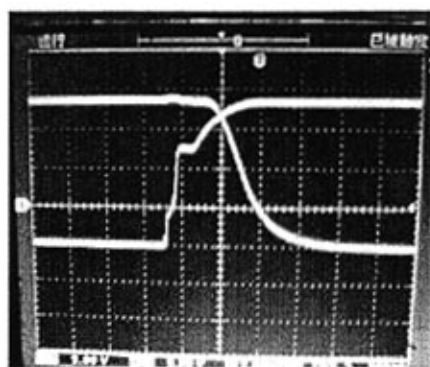
$P_{\text{max}}=300\text{KW}$

$P_{\text{min}}=50\text{KW}$

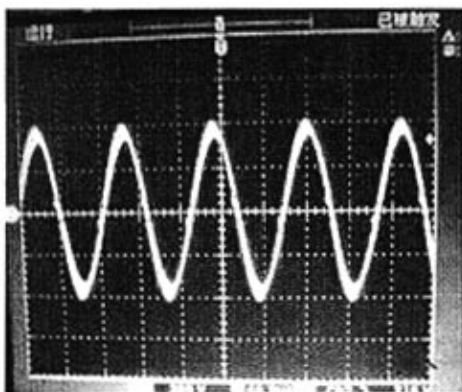
捕捉部分其工作波性如下:



(a)



(b)



(c)

图 5-1 逆变系统部分波形

(a) 电抗器输出电压波形 (b) 两路 IGBT 模块驱动电压信号波形 (c) 逆变输出电压波形

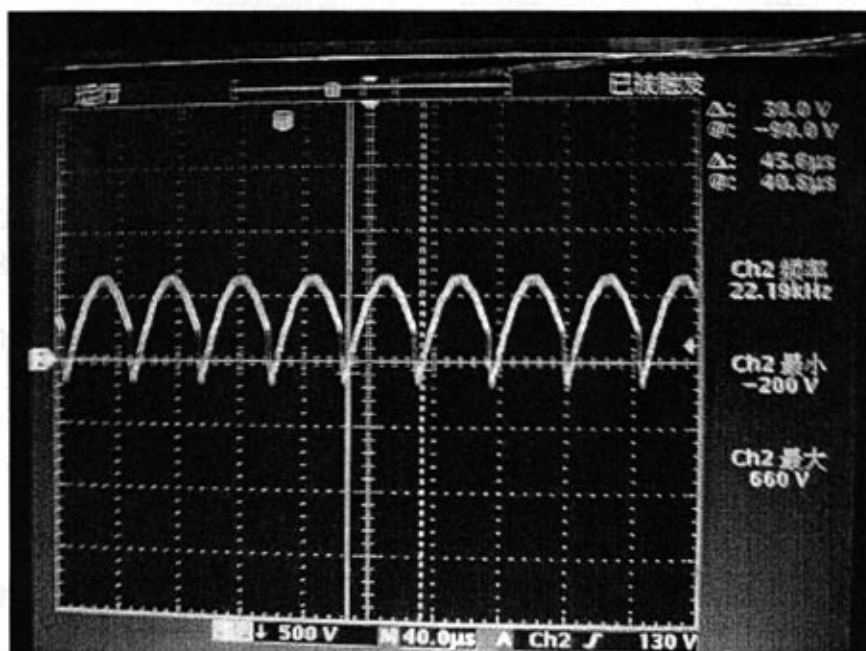


图 5-2 逆变桥输入电压波形

5.4 本设计存在的不足

本课题在设计过程中走了不少弯路，吸取了很多教训，特别是控制板 PCB 制作上重复多次。尽管完成了阶段性的成功，但距普遍推广还有许多工作要做。

本文存在不足之处是：

(1) 控制程序不够精练，3000 多条程序指令有待进一步优化。

(2) 超音频电压波动在 2%，电压绝对变化幅度较大。

(3) 在运行中偶尔出现超音频电压小范围内“抖动”一下。虽然很难观察到，并未出现损坏元器件，但说明系统在抗干扰方面存在问题。目前一直未查找出来，分析可能是软件不健壮。

(4) 制造成本较高，单机实物成本高达近 7 万。

以上存在的问题需要实用性样机在连续运行中，不断分析，特别是通过维修来积累经验并不断改进。

致谢

本论文是在导师钟彦儒教授指导下进行的,最初的构思、课题的选择得到钟老师的指引。对开题报告以及论文最终形成的内容,钟老师在审阅中提出了许多宝贵的修改意见,在此谨致衷心的感谢。

在本课题的实验中,得到公司副总师、导师赵德友高级工程师的指导,在论文的编写中赵老师提出了许多高贵的建议和意见,在此表示衷心感谢。

在整个学习过程,课题的开展,以及论文的编写中,妻子翟秀梅给予了大力的支持和贡献,在此表示衷心的感谢。

本文得到了东风汽车悬架弹簧有限公司大量的资金支持,并提供实验装置、实习的机会,整个论文的完成得到了公司总经理陈兴林博士的肯定和支持,在此表示衷心的感谢。本文完稿之际,对文中所附参考文献的作者也致以衷心的感谢。

参考文献

- 【1】林渭勋等. 可控硅中频电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 1983
- 【2】杨思俊, 朱伯年. 晶闸管中频电源基本知识[M]. 浙江: 浙江科学技术出版社, 1988
- 【3】王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004
- 【4】诸祖同. 交流调速中的变频技术[M]. 北京: 冶金工业出版社, 1993
- 【5】Texas Instruments Incorporated . TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide (Rev. D). 2004
- 【6】Texas Instruments Incorporated. TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设: 上册[M]. 胡张为宁. 北京: 清华大学出版社, 2004
- 【7】Texas Instruments Incorporated. TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设: 下册[M]. 胡张为宁. 北京: 清华大学出版社, 2005
- 【8】Texas Instruments Incorporated . TMS320x281x Event Manager (EV) Reference Guide (Rev. C) . 2004
- 【9】Texas Instruments Incorporated . TTMS320x281x Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide (Rev. C) . 2004
- 【10】黄大为, 张文凯, 于艾, 杨耕. 基于 DSP TMS320F2812 的交流传动系统控制器. 电力电子技术[J], 2005, Vol. 39 (2) :1~3
- 【11】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
- 【12】曹孔键. 晶闸管中频电源调节系统计算机数字仿真及优化设计. 电力电子技术[J], 1989, 第 2 期:16~19
- 【13】蒋大明, 戴胜华. 自动控制原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 北方交通大学出版社, 2003
- 【14】常炳国 . 感应加热的微机控制及负载模型: 硕士学位论文[D]. 西安: 西安理工大学, 2001:40
- 【15】赖寿宏. 微型计算机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004
- 【16】Texas Instruments Incorporated . TMS320C28x Assembly Language Tools User's Guide . 2001
- 【17】杨军, 周伟松, 王培清, 周景春. IGBT 超音频感应加热电源相位跟踪的研究. 电力电子技术[J], 1999, 2004, Vol. 38 (4) :1~5
- 【18】肖建立. 微机控制晶闸管中频电源的研制. 电力电子技术[J], 1999, 第 1 期:36~38
- 【19】刘庆丰, 王华民, 孙立萌, 冷朝霞. 基于 IGBT 并联谐振逆变器工作方式的分析研究. 电力电子技术[J], 2004, Vol. 38 (4) :56~58
- 【20】杨军, 周伟松, 王培清, 周景春. IGBT 超音频感应加热电源相位跟踪的研究. 电力电子技术[J], 2004, Vol. 38 (4) :1~2

在校学习期间所发表的论文、获奖

- 1、独立完成的“高性能中频电源 KGPS450/8KC 开发”项目 获东风汽车公司科协技术委员会 2003 年度竞赛优秀项目二等奖。
- 2、《中频电源换相失败保护的研究》 获东风汽车公司科协技术委员会 2005 年度优秀科技论文二等奖。
- 3、《中频电源换相失败保护的研究》 发表在《装备维修技术》杂志 2007 年第一期 29—32 页。
- 4、《中频电源恒反压时间控制方式的研究》 发表在《装备维修技术》杂志 2007 年第二期 7—9 页。