

分类号: _____

密级: _____

UDC: _____

编号: _____

学位论文

高频逆变电源优化设计

卢健伟

指导教师姓名: 傅仲文 教授 河北工业大学

申请学位级别: 硕士

学科、专业名称: 电气工程

论文提交日期: 2011年11月

论文答辩日期: 2011年12月

学位授予单位: 河北工业大学

答辩委员会主席: _____

评 阅 人: _____

2011年11月

Thesis Submitted to
Hebei University of Technology
for
The Master Degree of
Electrical Engineering

The Optimization Design of High Frequency Inverter

By

Lu Jian Wei

Supervisor: Prof. Fu Zhongwen

November 2011

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名：

日期：

关于学位论文版权使用授权的说明

本人完全了解河北工业大学关于收集、保存、使用学位论文的规定。同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版；学校有权保留学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

（保密的学位论文在解密后适用本授权说明）

学位论文作者签名：

日期：

导 师 签 名：

日期

高频逆变电源优化设计

摘要

现代电力电子技术的迅猛发展，使逆变电源在各个领域得到了广泛应用，与此同时，对逆变电源输出电压波形的质量的要求越来越高。逆变电源输出波形质量主要包括三个方面：稳态精度、动态性能、负载适应性。因此，研究者在逆变电源上追求的目标是既具有结构形式简单又具有优良静、动态性能和负载适应性强的逆变电源。本文在原有的单相高频逆变方案的基础上对逆变系统进行优化，最终得到具有高可靠性、高性能和高品质的逆变电源。

首先，对直流变换隔离和非隔离电路进行详细介绍，并系统分析其工作原理。在此基础上确定本文所应用的直流升压拓扑结构的选取原则与意义。并对全桥逆变电路进行介绍与分析，指出其优越性。

其次，对高频逆变系统原方案进行工程原理分析。研究分析了推挽升压主电路的电路原理、推挽升压控制电路的控制芯片及外接电路、直流母线稳压控制闭环硬件实现方法、全桥逆变主电路电路原理及吸收电路工作方式、全桥逆变控制芯片及外接电路、驱动电路等。

最后，对高频逆变电源系统进行优化设计。研究设计了直流推挽升压主电路软开关工作模式和器件选型、优化设计了逆变系统闭环反馈稳压方式、增加了系统软启动功能、改进完善了过流保护及短路保护电路。通过实验验证，所研究开发的逆变电源可以完全满足实际工程需要。

对高频逆变电源进行优化设计，既提高了电源的带载性能，工作效率以及稳定性，又简化了电路，节约了成本，减小了电源的体积和重量，为制造三相更大功率的高频逆变电源提供了理论依据。

关键词：开关电源，高频逆变系统，稳压反馈，特定谐波消去法，脉宽调制技术，直流母线电压利用率

The Optimization Design of High Frequency Inverter

ABSTRACT

With the swift and violent development of the modern power electronic technology, the inverter is extensively used in various territory. At the same time, the request to the quality of the output voltage of the inverter is more and more rigorous. The quality of the output voltage of the inverter includes three parts: the precision of steady state, the dynamic property, and the load adaptability. So the goal that the researchers want to reach is the inverter which has a simple layout, an excellent dynamic and static property, and a strong load adaptability. The thesis optimizes the system of contravariant on the basis of the original high frequency contravariant scheme, and produces a high-reliability, high-performance, high-quality inverter.

First of all, the paper detailedly introduces the isolated and nonisolated DC converter, and analyses whose operating principle by the numbers. Then to make sure the principle and meaning of the DC topological structure which will be applied in this paper. Then introducing and analyzing the full bridge inverter circuit, and indicating its advantage.

Secondly, the paper analyses the engineering principle of the original high frequency invert system, which includes the circuitous philosophy of the push-pull boost circuit, and whose controller IC and the IC's circumscribed circuit, the way that achieving the closed loop control to burn voltage of the DC bus with hardware circuit, the working of the full bridge invert circuit and absorption circuit, and whose controller IC and the IC's circumscribed circuit and drive circuit.

At last, the paper optimizes the high frequency invert system. Devising the soft switching work pattern of the DC push-pull boost circuit and the device layout. Optimizing the closed feedback stabilizing loop method. Increase the function of the soft boot in this system. Improving and consummating the overcurrent protection circuit and short-circuit protection. Redevising the schematic circuit diagram and PCB board of the system.

Through optimization designing the high frequency inverter, we can not only improve the performance to take load of the power source, the work efficiency, and the stability. But also simplifying the circuit, saving cost, decreasing the volume and weight of the power source. Then, we can devise a three phase high frequency inverter which has a much more power capacity with all of the theory that is involved in the paper.

KEY WORDS: switching power supply, the system of high frequency invert, feedback to burn voltage, SHE-PWM, the voltage utilization of DC bus

目录

第一章 绪论	1
§1-1 开关电源技术国内外发展概况.....	1
§1-2 逆变技术的应用与发展.....	2
1-2-1 逆变技术的应用.....	2
1-2-2 逆变技术的发展.....	2
§1-3 PWM 脉宽调制技术概述.....	3
1-3-1 PWM 脉宽调制技术的发展状况.....	3
1-3-2 PWM 脉宽调制技术的应用.....	4
§1-4 论文的主要工作.....	4
第二章 主电路拓扑结构与控制机制	5
§2-1 DC-DC 主电路拓扑结构分析.....	5
2-1-1 推挽变换器拓扑结构分析.....	5
§2-2 DC-AC 全桥逆变原理简介.....	8
§2-3 逆变电源控制方法研究.....	10
2-3-1 逆变电源控制方法概述.....	10
2-3-2 电压瞬时值反馈控制方法.....	10
§2-4 本章小结.....	11
第三章 单向高频逆变电源硬件工程分析	11
§3-1 辅助电源的分析与工程设计.....	11
§3-2 DC-DC 推挽升压工程原理分析.....	12
3-2-1 主电路拓扑结构工程原理分析.....	12
3-2-2 控制电路工程原理分析.....	13
§3-3 全桥逆变电路系统分析.....	17
3-3-1 主电路工程原理分析.....	17
3-3-2 控制电路工程原理分析.....	20
§3-4 本章小结.....	28
第四章 高频逆变电源优化设计	29
§4-1 推挽电路软开关的实现.....	29
4-1-1 软开关电源技术简介.....	29
4-1-2 推挽电路软开关的设计与分析.....	32
§4-2 稳压反馈策略优化设计.....	34

4-2-1	PID 控制器原理介绍与分析.....	34
4-2-2	单闭环优化反馈稳压机制设计与分析.....	36
§4-3	软启动功能的实现.....	38
§4-4	过流保护与短路保护的设计与分析.....	39
4-4-1	过流保护设计与原理分析.....	39
4-4-2	短路保护设计与原理分析.....	40
§4-4	高频逆变系统一体化设计.....	41
§4-5	本章小结.....	43
第五章	参数设计与器件选型.....	44
§5-1	磁性材料的参数设计与选型.....	44
5-1-1	高频变压器设计.....	44
5-1-2	π 型滤波器的参数设计.....	48
§5-2	功率开关器件的选型.....	50
§5-3	本章小结.....	52
第六章	实验结论与展望.....	53
§6-1	实验结果.....	53
§6-2	进一步的研究工作.....	55
	参考文献.....	55
	致谢.....	55

第一章 绪论

§1-1 开关电源技术国内外发展概况

电源是电力电子设备的动力源和心脏，整个系统的可靠性和安全性都直接受其性能优劣的影响。随着电力电子技术的高速发展，人们日常的工作和学习中，电力电子设备所占的比重日益增大，而这些电力电子设备都离不开可靠的供电电源。80年代初，开关化全面在计算机电源中实现，在电源行业中首先实现了“改朝换代”，进入90年代，开关电源广泛应用在各种电器、电子设备领域，通讯、电力检测、程控交换机等设备电源、控制设备电源等中，开关电源技术也因此得到了迅速和猛烈的发展^[1]。传统的相控电源采用工频变换技术，开关电源与此相比在技术上达到了一次质的飞跃，使任意电压等级可以随意取得的同时去掉了笨重的工频变压器和滤波器。高频化在功率变换中的实现，进一步减小了电源装置的体积和重量，以便和设备的主机相互协调，进一步提高电学性能。因此，线性电源和相控电源被开关电源所取代是电源发展的必然趋势。

1955年美国人 G.H.Roger 发明了自激震荡推挽晶体管单变压器直流变换器^[2]，揭开了高频转换控制电路的新篇章，1957年美国人 J.J.JenSen 发明了自激式推挽双变压器，1964年，美国科学家们提出了串联开关电源并取消工频变压器的设想，这就为电源朝着重量轻、体积小的发展方向提供了一条光明之路。

20世纪60年代末，GTR出现了，高频率开关电源横空出世，至今开关电源的基本结构都未曾改变。20世纪80年代，IGBT的问世使得开关电源除了应用于小功率场合外，在中大功率直流电源中也得开始崭露头角。80年代末，采用PWM技术的MOSFET开关整流器将开关频率提升至50kHz左右。进入90年代，由于高频整流模块应用了零电压（ZVS）和零电流（ZCS）软开关技术，开关电源的工作频率提高到了250~350kHz。

我国开始研制可控整流器要追溯到1963年。晶体管DC-DC变换器和逆变器的研制则起始于1965年。20世纪80年代后期，挪威的Eltek集团公司与广州珠江定性设备制造公司合营，引进Eltek公司的技术，开发出48V成套高频开关电源，标志着国内企业追赶国际水平学习国外先进技术的开端^[3]。

目前，我国开关电源的生产和自主研发厂家有300多家，其中二十多家已颇具规模。其自主研发的电源产品已获得业内好评与认同，甚至能和国际先进水平相媲美。如武汉洲际通信电源有限公司，以及华为、中兴等公司已经开发出自己的高频开关电源，以质量稳定、功能齐全、无人值守、全智能闻名于世^[4]。泓芯泰业科技（北京）有限公司自主开发了拥有独立知识产权的HT系列纯正弦波逆变芯片20余种，广泛应用于航空航天、新能源、电梯应急、城市景观节能工程、冷光路牌工程，以及各

种逆变应急电源等领域。

§1-2 逆变技术的应用与发展

1-2-1 逆变技术的应用

在实际的电源系统中，把直流电变成交流电供负载使用的过程称作逆变。在很多电源中，如太阳能电池、蓄电池等都是直流电源，需要用到逆变技术将这些电源变流后向交流负载供电。21世纪是资源利用、能源开发与环境保护相互协调发展的新纪元，清洁能源的开发与能源的优化利用，是能源环境与资源可持续发展战略的重要组成部分。天然气、石油和煤等化石燃料虽被称作世界三大能源，但属不可再生资源，随着人类生产生活的积累将逐渐被耗尽，取而代之的是再生能源与氢能源，并将成为主要能源，在这种情况下将使得发电方式发生变革，主体发电方式将变为使用可再生能源与氢能源的低污染高效燃料电池发电方式。因此，新能源的利用与开发领域必不可少的需要逆变技术在其中占有至关重要的位置。除此之外，逆变技术还有以下主要应用：

(1) 交流电机变频调速：采用逆变技术将市电转变成幅值、频率可调的交流电并为交流电动机供电，实现电动机转速的调节，可用于电梯传动、风机、机床、水泵、轧机、及空调器控制等多个领域。

(2) UPS电源系统：UPS (Uninterruptible Power Supply) 为不间断电源，UPS 电源主要由整流器和逆变器组成。当市电有电时，交流电通过整流器整流后为蓄电池充电；当市电停电时，交流负载继续得到从蓄电池经逆变器逆变后的交流电。

(3) 电动汽车：随着汽车数量的不断增加，汽车尾气造成的环境污染越来越严重，已经成为空气污染的罪魁祸首。各大汽车公司瞅准时机，投入大量人力物力来发展电动汽车技术。电动汽车不管是采用蓄电池还是燃料电池，在采用交流电动机作为发动机时，都必须通过逆变器将来自电池的直流电逆变成交流电以驱动交流电动机。

(4) 感应加热：电磁灶、中频炉、高频炉等的工作原理是金属丝由于在通过逆变产生的交流电所产生的交变磁场中产生涡流而发热，从而达到加热的目的。

(5) 谐波治理：市电电网中的谐波，主要是由各种电力电子装置、荧光灯、变压器所产生的。采用由逆变器制成的静止无功功率补偿器 *SVC* 和电力有源滤波器 *APF*，可以有效的治理电网中的谐波污染。这是目前兴起的一门新技术。

另外，逆变技术还应用在通信开关电源、变频电源、弧焊电源、医用电源以及航空逆变器等领域。总之，各行各业各种领域的用电设备不被逆变技术所涉及的屈指可数。

1-2-2 逆变技术的发展

逆变技术的发展是和电力电子技术的发展紧密联系在一起，最初的逆变电源的开关器件采用晶闸管 (SCR)，称为可控硅逆变电源。由于SCR的不能自关断性，使得在应用中必须通过增加换流

电路来强迫关断 SCR, 逆变电源的进一步发展被这一复杂并且难以操控的换流电路所限制了。随着半导体技术和变流技术的发展, 电力晶体管 (GTR)、可关断晶闸管 (GTO)、功率场效应晶体管 (MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 等相继出现, 开关频率也因此得到提高, 从而逆变输出电压谐波频率较高, 使得变压器以及滤波器的体积和质量得以减小, 而且也提高了对非线性负载的适应性^[5]。一般地, 逆变技术可分为以下三个发展阶段:

(1) 1956~1980年为传统发展阶段。这一阶段开关器件的开关速度比较低, 逆变器的开关频率较低, 多以多重叠加法改善波形, 尺寸较大, 效率较低, 正弦波逆变器出现端倪。

(2) 1981~2000年为高频化新技术阶段。这一阶段开关器件开关速度较高, 逆变器的开关频率较高, 以 PWM 技术对波形进行改善, 重量体积小, 整机效率高, 正弦波逆变技术发展日趋完善^[6]。

(3) 2000年至今为低污染高效阶段。这一阶段的特点是不再一味追求高速开关与高开关频率, 以提高逆变器的综合性能为宗旨, 选择性使用高速与低速开关器件, 并用 PWM 法与多重叠加法, 开始出现了环保高效的逆变技术。

随着功率开关器件向高压大容量化、全控化、集成化、高频化及多功能化得方向发展^[7], 依托着材料学科的超导材料的飞速发展以及信息技术、智能化控制技术的发展, 逆变技术正朝着高变换效率、高功率密度、高可靠性、智能化、无污染的方向发展。

§1-3 PWM 脉宽调制技术概述

PWM 脉宽调制技术 (Pulse Width Modulation, PWM), 是用一种参考波 (一般是正弦波, 有时也采用梯形波或方波等) 为调制波 (Modulating Wave), 而以这一调制波频率 N 倍大小的三角波或锯齿波作为载波 (Carrier Wave), 在载波小于调制波的部分产生一组幅值相等, 宽度和调制波成正比的矩形脉冲序列来与调制波等效, 用开关量取代模拟量, 并通过导通和关断控制逆变器开关器来把直流电变为交流电^[8], 这一技术叫做脉宽调制逆变技术。

1-3-1 PWM 脉宽调制技术的发展状况

PWM 技术的发展是一个由粗劣到成熟的过程。1964年, 德国的 A.schonun 等率先提出了脉宽调制的想法, 通讯系统中的调制技术被他们推广应用到交流逆变器中, 产生了正弦脉宽调制技术 (Sinusoidal PWM) 简称 SPWM 技术^[9]。常规六拍阶梯波变频器中存在的问题用以这一技术为基础的 PWM 变频器基本上解决了, 标志着近代交流调速系统得到了里程碑式的发展。英国 Bristol 大学的 S.R.Bowes 在 1975 年进行了应用和推广, 使 SPWM 技术成为颇受关注的热点。后来, Bowes 又相继提出了全数字化 SPWM 技术方案、准优化 PWM 技术、规则采样数字化 PWM 方案, 用以提高直流电压的利用率。1983年, J.Holtz 等人提出了空间向量 PWM 技术, 异步电机的电角度问题是该技术的出发点, 其目的是控制电动机磁链圆形轨迹。此外, A.B.Plunkett 于 1980 年提出的电流滞环比较 PWM 技术, 以及后来的全数字化无差拍控制 (Dead-beat Control) PWM 技术也是建立在这一技术之上发展起来的, 非常简单的实现该方法为其主要特点。1993~1994年, AM.Trzgnadlowsky,

V.G.Agelidis 等人提出了随机 *PWM* 法,这一方法使谐波的频谱分化改变,并且均匀的分布在较宽的频带范围内,以此抑制机械共振和噪声。

PWM 波形分为双极性和单极性两种,单向桥式逆变器主要采用单极性 *PWM* 控制^[10]。根据 *PWM* 的产生方式, *PWM* 控制技术又可分为: 正弦 *PWM* (*SPWM*)、特定谐波消去法 *PWM* (*SHEPWM*)、空间矢量 *PWM* (*SVPWM*)、最小纹波电流 *PWM*、滞环电流控制 *PWM* 等。

1-3-2 *PWM* 脉宽调制技术的应用

当今逆变器控制领域应用 *PWM* 技术已成为趋势。近年来,采用 *PWM* 技术的逆变器主要应用在三类工业控制领域中^[11]。

(1) 用于传动调速装置中,交流调速系统应用尤其广泛。控制逆变器采用了脉宽调制技术后,交流拖动系统实现了高调速比的平滑无极调速^[12],标志着交流调速传动系统与直流调速传动系统成鼎足之势的时代的到来,并且大有前者取代后者之势。

(2) 用于高精度电源中,尤其用在 UPS (不间断电源) 中。逆变器采用脉宽调制技术后,为计算机系统、精密仪器提供了一种可靠性高的稳压、稳频和输出正弦波的不间断电源。当电网停电时,利用充满电的蓄电池在装置内进行 DC-AC 变换,继续为负载供电,不停电时电网通过系统内 AC-DC 变换为蓄电池充电。

(3) 用于电力系统电能质量控制,如有源电力滤波 (*APF*)、超导储能 (*SMES*)、新型 UPS、静止无功补偿 (*SVG*)、统一潮流控制 (*UPFC*)、高压直流输电 (*HVDC*) 及风能、太阳能等可再生能源的并网发电。

逆变技术广泛应用于 UPS 电源、交流传动和有源滤波器中,以及高速全控开关器件在半导体行业快速发展的形式下的大量出现,标志着 *PWM* 技术已经成为逆变技术的核心,未来的发展前景一片光明。数字化控制的实现和微处理器的应用,更促进了 *PWM* 技术的发展^[13]。

§1-4 论文的主要工作

本文在对逆变电源的控制方法研究的基础上,进行了高频逆变电源的优化设计。在原有逆变系统的基础上,实现了推挽电路的软开关,降低了开关器件的开关损耗;增加了软启动功能,减小开关机瞬态的浪涌电流,使电源的带载能力有所提高;对闭环反馈稳压机制进行了改进,提高了直流母线电压的利用率,降低滤波损耗,提高了效率,减小了成本;对过流保护和短路保护电路进行了重新设计,使得保护电路的响应速度更快,灵敏度更高,提高了电源的安全性和可靠性;最后,对高频逆变电源进行一体化设计,将控制电路与主电路放在同一系统中工作,满足实际工程需要。

第二章 主电路拓扑结构与控制机制

§ 2-1 DC-DC 主电路拓扑结构分析

DC-DC 主电路可根据输入与输出之间是否有变压器隔离分为隔离型和非隔离型两类。非隔离型就是我们日常所说的直流斩波电路，其中有六种拓扑：直流降压变换器（Buck）、直流升压变换器（Boost）、直流升降压变换器（Buck-Boost）、Cuk、Sepic 和 Zeta。隔离型直流变换的基本电路包括单端正激变换器（Forward）、单端反激变换器（Flyback）、半桥变换器、全桥变换器、推挽变换器等。

单端式电路仅使用一个晶体管作为电路中的开关管，这种电路的特点是价格低，电路结构简单，但输出功率不高；半桥式电路使用两个开关管，将其连接成半桥形式，它的特点是适应于输入电压较高的场合；全桥式电路使用四个开关管，将其连接成全桥形式，它的特点是输出功率比较大，但所用开关元件最多，驱动电路较复杂，其中有两个开关管需要浮地驱动，所以它的元器件成本最高。推挽式电路使用两个开关管，将其连接成推挽功率放大器形式，这种电路的特点是开关变压器必须具有中心抽头，虽然有潜在的偏磁危险，但可以采用电流环或具有脉冲电流逐周期保护的电压环控制，以弥补这一缺陷，故本设计采用推挽式电路拓扑结构。

2-1-1 推挽变换器拓扑结构分析

推挽变换器的拓扑结构如图 2.1 所示

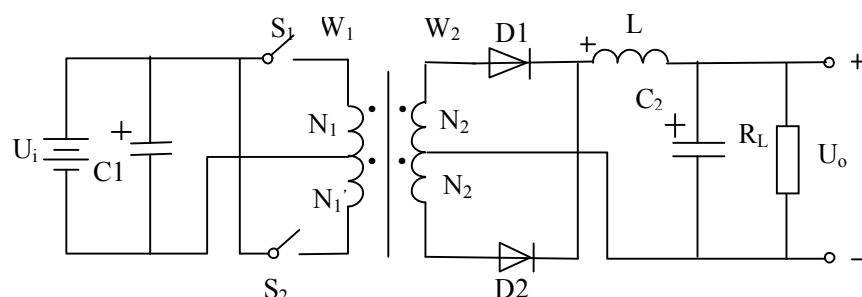


图 2.1 推挽变换器

Fig.2.1 Push-Pull Converter

图中 U_i 为输入直流电压源， C_1 为滤波电容， S_1 、 S_2 为开关管， W_1 、 W_2 为推挽高频变压器， D_1 、 D_2 为全波整流二极管， L 、 C_2 组成 LC 滤波器， R_L 为输出负载， U_o 为输出电压。变压器原边线圈 W_1

的两端分别和两个开关管相连，中心抽头与电源负极相连；副边线圈 W_2 的两端分别接在全波整流二极管的阳极，其中心抽头为输出电压负极。整流后经 L 、 C_2 滤波后为负载供电。

其工作过程如下：当 S_1 导通， S_2 关断时，整流二极管 D_1 承受正压处于通态， D_2 反向截止。整流后经 L 、 C_2 滤波后为负载供电；当 S_1 关断， S_2 导通时，整流二极管 D_2 承受正压处于通态， D_1 反向截止，整流后经 L 、 C_2 滤波后为负载供电；当 S_1 、 S_2 均关断时， D_1 、 D_2 都处于通态，各分担一半电流。其工作波形如图 2.2 所示。

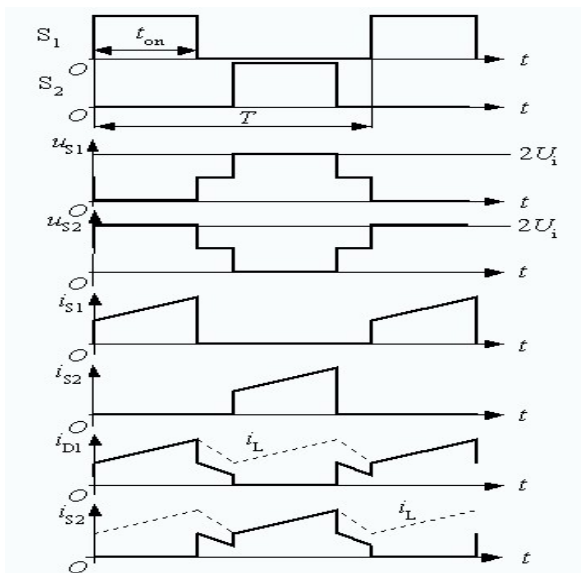


图 2.2 推挽变换器工作波形图

Fig.2.2 The voltage and current waveform of the push-pull converter

因为当 S_1 导通， S_2 关断时，原边线圈导通部分电压为电源电压，即 $U_{N1}=U_i$ ，而 W_1 中心抽头上下两部分的感应电动势相等，即 $U_{N1'}=U_{N1}=U_i$ 。并且 S_2 两端电压为电源电压与原边线圈中心抽头以下的感应电动势之和，即 $U_{S2}=U_i+U_{N1'}$ 。所以， S_1 、 S_2 断态时承受的峰值电压为电源电压的两倍，即 $U_S=2U_i$ 。

若 S_1 、 S_2 同时导通，相当于变压器一次侧绕组短路，因此要避免此种情况发生，每个开关管的占空比不得大于 50%，并设置一定的死区时间。

当开关管 S_1 导通， S_2 关断时，输入电压 U_i 加在原边线圈 N_1 上，并在副边线圈 N_2 上产生感应电动势，使二极管 D_1 承受正压而导通，经 LC 滤波后为负载供电，此时二极管 D_2 因承受反压而截止。此时的输出电压 U_o 为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T} U_i$$

(2-1)

当开关管 S_2 导通， S_1 关断时，输入电压 U_i 加在原边线圈 N_1' 上，并在副边线圈 N_2' 上产生感应电动势，使二极管 D_2 承受正压而导通，经 LC 滤波后为负载供电，此时二极管 D_1 因承受反压而截止。此时的输出电压 U_o 为

$$U_o = \frac{N_2'}{N_1'} \frac{t_{on}}{T} U_i$$

(2-2)

又因为 $N_1=N_1'$ ， $N_2=N_2'$ ，总输出电压为两开关状态下输出电压之和，所以有

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T} 2U_i$$

(2-3)

以上为输出电流连续情况，当输出电流断续时，输出电压 U_o 将高于式 2-3 的计算值，并随负载的减小而升高，在负载为零的极限情况下， $U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i$ 。

输入电压为低电压的开关电源主电路一般采用推挽拓扑结构，因为这一结构能够使得变压器双向磁化，高效率利用铁芯，有利于减小变压器的体积与重量^[14]；同时开关管频率为输出 PWM 波频率的 1/2，有利于减小输出直流母线电压的脉动减小滤波电感的大小，提高稳压精度^[15]；变压器原边电路结构简单，有利于提高输入电压的利用率。

全波整流的原理如图 2.8 变压器二次侧电路拓扑结构所示。其优点是任意时刻变压器副边电流只流过一个二极管，损耗较小；且整流过程只用到两个二极管，元器件个数较少。其缺点是二极管处于断态时要承受 2 倍的变压器二次侧交流电压幅值，器件需要较高的耐压值，且变压器副边绕组有中心抽头，给制造带来麻烦。

全桥整流的原理如图 2.7 变压器二次侧电路拓扑结构所示。其优点是二极管断态电压为二次侧交流电压幅值，且变压器绕组结构较简单。（无中心抽头）其缺点有任意时刻电流要流经两个二极管，存在两个管压降，损耗较大；且电路中需要四个二极管，器件较多。

通常在输出电压低于 100V 的时候采用全波整流电路，而在高输出电压下，采用全桥整流。故本文采用全桥整流技术。表 2.1 总结了以上隔离型直流变换电路拓扑结构优缺点及应用领域的比较。

表 2.1 隔离型直流变流电路的比较

Table 2.1 The comparison of the isolated DC converter

电路	优点	缺点	功率范围	应用领域
正激	电路较简单，成本低，可靠性高，驱动电路简单。	变压器单向励磁，利用率低。	几百 W~几千 W	各种中、小功率电源。
反激	电路非常简单，成本很低，可靠性高，驱动电路简单。	难以达到较大的功率，变压器单向励磁，利用率低。	几 W~几十 W	小功率电子设备、计算机设备、消费电子设备电源
全桥	变压器双向励磁，容易	结构复杂，成本高，	几百 W~几百 Kw	大功率工业用

	达到大功率。	有直通问题，可靠性低，需要复杂的多组隔离驱动电路。		电源、焊接电源、电解电源等。
半桥	变压器双向励磁，没有变压器偏磁问题，开关较少，成本低。	有直通问题，可靠性低，需要复杂的隔离驱动电路。	几百 W~几 kW	各种工业用电源，计算机电源等。
推挽	变压器双向励磁，变压器一次侧电流回路中只有一个开关，通态损耗较小，驱动简单。	有偏磁问题	几百 W~几 kW	低输入电压的电源。

§ 2-2 DC-AC 全桥逆变原理简介

与整流相对应，把直流电变成交流电称为逆变^[16]。当交流侧接在电网上，即并网运行的时候，称为有源逆变；当交流侧不接电网接负载的时候，称为无源逆变。根据直流侧电源性质的不同逆变电路可分为两种：电压型逆变电路的直流侧是电压源；电流型逆变电路的直流侧是电流源。本文所研究的逆变电源属于输出恒频稳压的电压源，所以采用电压型逆变电路^[17]。又因为在同一输入电压下，全桥逆变输出电压是半桥的二倍，所以本文采用单向全桥逆变电路。

单向全桥逆变电路的原理如图 2.9 所示

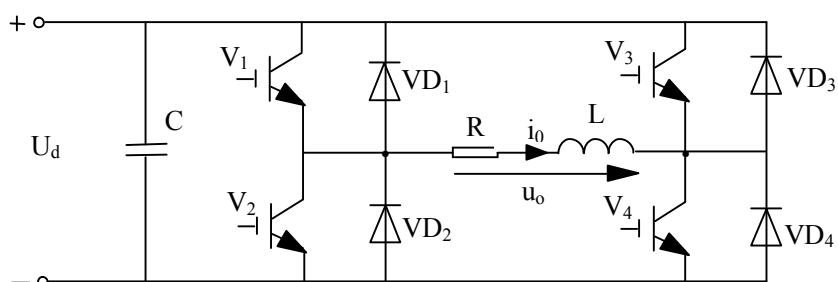


图 2.9 单向全桥逆变电路

Fig.2.9 Single-phase full bridge inverter circuits

图中 U_d 为输入直流电压， C 为平波电容， $V_1 \sim V_4$ 为四个开关管， $VD_1 \sim VD_4$ 为四个续流二极管， R 和 L 组成阻感性负载。其中 V_1 的漏极接电源电压的正极，源极与 V_2 漏极相连， V_2 源极接电源电压的负极。如此组成一个上下桥臂。同理 $V_3 V_4$ 组成另一个桥臂。续流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 分别反向并联在四个开关管的两端。 $V_1 V_4$ 为一组开关管同时导通或关断， $V_2 V_3$ 为一组开关管同时导通或关断。两对

管子交替导通 180° 。两桥臂中点即为输出，此电路输出阻感性负载。输出电压电流随时间的变化波形如图 2.10 所示。

图 2.10 全桥逆变电路输出电压电流波形图

Fig.2.10 The voltage and current waveform of full bridge inverter

在 $t_1 \sim t_2$ 时刻，开关管 V_1V_4 导通， V_2V_3 关断，此时输出电压为 U_m ，输出电流逐渐增大，如图 2-10 所示。二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 均承受方向电压而截止。 $t_2 \sim t_3$ 时刻，一开始 V_4 关断， V_1 还未关断，此时续流二极管 VD_3 导通，为负载电流续流，电流流经 V_1 、负载、 VD_3 形成回路，并逐渐减小；然后 V_1 也关断，此时二极管 VD_2 导通续流，输出电流 i_o 回馈给输入电压 U_d 并进一步减小。电流经过 VD_2 、负载、 VD_3 、电压源 U_d 形成回路。 t_3 时刻电流减小为零。 $t_3 \sim t_4$ 时刻，开关管 V_1V_4 关断， V_2V_3 导通，此时输出电压为 $-U_m$ ，输出电流逐渐增大，如图 2-10 所示。二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 均承受方向电压而截止。 $t_4 \sim t_5$ 时刻，一开始 V_3 关断， V_2 还未关断，此时续流二极管 VD_4 导通，为负载电流续流，电流流经 V_2 、负载、 VD_4 形成回路，并逐渐减小；然后 V_2 也关断，此时二极管 VD_1 导通续流，输出电流 i_o 回馈给输入电压 U_d 并进一步减小。电流经过 VD_4 、负载、 VD_1 、电压源 U_d 形成回路。 t_5 时刻电流减小为零。 $t_4 \sim t_5$ 时刻的电流变化与 $0 \sim t_1$ 时刻相同。 $t_5 \sim$ 时刻同 $t_1 \sim t_2$ 时刻一样，又是下一个开关周期的开始。

对电压波形进行定量分析，把幅值为 U_d 的矩形波展开成傅里叶级数得

$$u_o = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + K K K \right) \quad (2-33)$$

其中基波幅值 U_{om} 与基波有效值 U_{ol} 分别为

$$U_{om} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (2-34)$$

$$U_{ol} = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.9U_d \quad (2-35)$$

§ 2-3 逆变电源控制方法研究

2-3-1 逆变电源控制方法概述

随着逆变电源技术的不断发展和完善，逆变电源也出现了很多控制技术，主要有以下几种^[18]：

(1) 无差拍控制

无差拍控制的控制方法基于微机实现。根据逆变电源系统的输出反馈信号和状态方程来推算下一个采样周期的开关时间称之为无差拍控制，在每个采样点上输出电压相等于给定信号。无差拍控制的暂态响应非常快。但它自身的缺点也很明显：1) 无差拍控制系统的鲁棒性不强，当负载变化或者运行条件、温度等因素出现参数波动时，系统的稳定性受其影响将会变低；2) 系统的误差与输出电感电容滤波参数、调制度等有关；3) 瞬态超调量较大^[19]。

(2) 重复控制

重复控制是首先存储一个基波周期的偏差，在此基础上对下一个基波周期进行控制，如此累积叠加几个基波周期从而使控制精度达到很高的程度。这种控制方法，是将目前基波周期的偏差信号同上一基波周期的偏差信号一起加到控制对象的输入信号中去，共同控制的方法。这种控制方式，之所以称之为重复控制，是因为偏差好像在被重复使用。目前，在逆变电源控制系统当中利用重复控制技术，使整流负载引起的输出电压波形周期性畸变的现象得到克服，输出电压波形得到改善。

(3) 带电流内环的电压瞬时值反馈控制

单一的电压瞬时值反馈控制方法是带电流内环的电压瞬时值反馈控制方法的基础，这一方法除了采样输出电压的瞬时值进行反馈外，还采样反馈了滤波电感电流或滤波电容电流的瞬时值，内环反馈为电流，外环反馈为电压环。滤波电感电流或滤波电容电流被电流内环改造为可控的电流源，因而系统的稳定性得到了大大的提高，使单一的电压瞬时值反馈控制系统空载时容易振荡的缺点得以克服^[20]。增大电压调节器增益，在较高稳定性的前提下也成为可能。这样一来，也大大提高了突卸突加负载时输出电压的动态特性，增强了对非线性负载的适应性，抗扰性也大大提高。

2-3-2 电压瞬时值反馈控制方法

电压瞬时值反馈方法如图 2.11 所示。电压瞬时值反馈使得系统稳定性提高，由于空载时 LC 滤波器具有接近无阻尼二阶传递函数的特性，所以无论空载还是满载均能够保证输出电压稳定于一固定值。

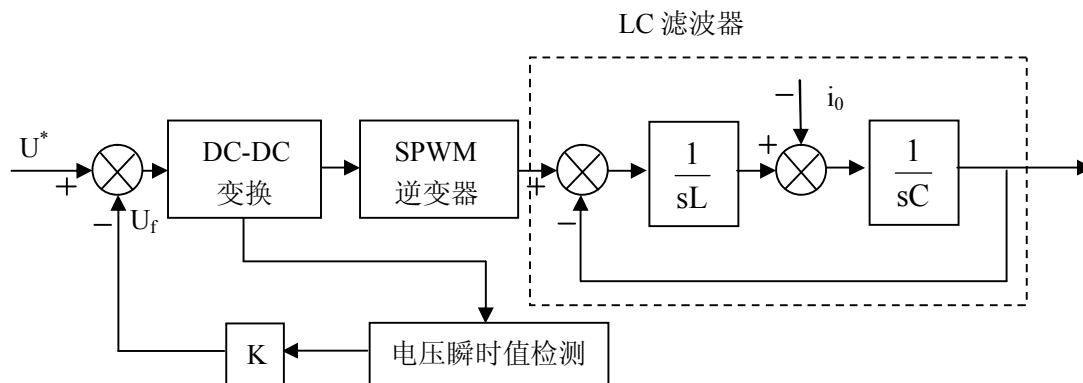


图 2-11

图 2.11 电压瞬时值反馈原理框图

Fig.2.11 The functional block diagram of the feedback of instantaneous value

图中 U^* 输入直流电压，通过 DC-DC 升压后对电压进行瞬时值检测并反馈给输入端，使得母线电压稳定；再进行 SPWM 逆变，LC 滤波，再对输出的交流电进行电压瞬时值检测，反馈回逆变器。如此组成双闭环电压瞬时值检测控制系统。

§ 2-4 本章小结

本章首先对推挽直流变换器的拓扑结构进行了详细分析，并指出在本课题的研究中，这一拓扑结构与其他直流变换器相比的优越性。其次，对全桥逆变电路的拓扑结构进行了详细介绍，并指明其工作原理。最后，对逆变电源的控制方法进行了简要介绍，并指出本文所选用的控制方法。

第三章 单向高频逆变电源硬件工程分析

§ 3-1 辅助电源的分析与工程设计

想让主电源系统稳定安全的运行，势必需要 PWM 发生电路、控制电路和保护电路的相互配合。而这些电路又离不开像芯片、三极管、光电耦合器等有源器件的支持。故为这些有源器件供电则成为一个问题。同时，又不得不考虑电网及现场各种电磁干扰对系统造成的损害，为了提高系统工作的稳定性，就势必采取隔离技术，也就是说在系统设计时，要使需要隔离的各个部分通过独立的隔离电源供电，以减少干扰，提高系统稳定性。

本文采用单端反激式拓扑搭接辅助电源电路，利用芯片 UC3843 作为辅助电源的控制芯片。UC3843 是性能较高的以电流模式为基础的频率固定的控制器，专为离线式和 DC-DC 变换器应用而量身定做。因此，设计人员只需搭接简单的外围电路就能获得低成本，高效益的解决方案。芯片内部具有可微调的振荡器，使占空比能得到精确控制；具有参考温度补偿器；增益较高的误差放大器；大电流图腾柱式输出和精确取样电流比较器等，是 MOSFET 驱动器中的佼佼者。其电路原理图如图 3.1 所

示

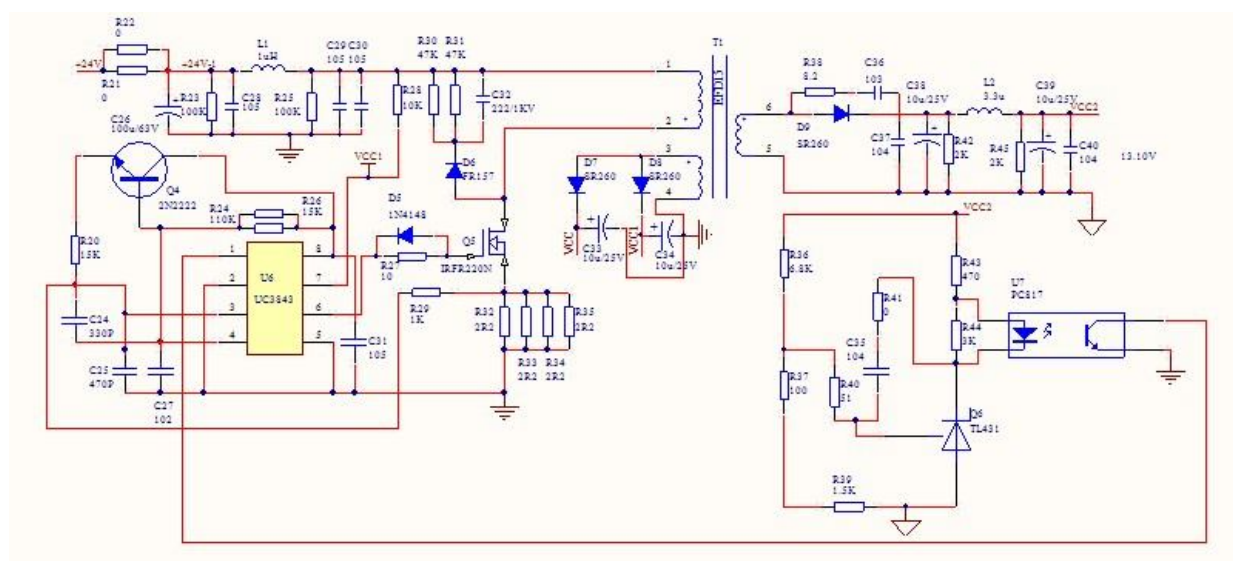


图 3.1 辅助电源电路原理图

Fig.3.1 The schematic circuit diagram of APS

图中,输入电压 24V, U_6 为控制芯片 UC3843, T_1 为反激高频变压器,三路输出分别为 VCC、VCC1、VCC2, MOSFET 选用的为 IRF220N。其中, UC3843 的 1 脚为电压反馈端; 2 脚为误差放大器的反向输入端, 此处接地; 3 脚为电流检测端, 通过电阻 R29 限流后一端接并联电阻接地, 一端接 MOSFET IRF220N 的源极, 用以检测流过 MOSFET 的电流; 4 脚接阻容晶振, 一端接电容接地, 一端接电阻接 8 脚基准电压 U_{ref} , 其作用是通过震荡电路产生三角波并与芯片内部的 PWM 调制波相调制, 产生 PWM 脉冲输出; 5 脚接地; 6 脚为 PWM 脉冲输出端, 通过电阻限流接到 IRF220N 的栅极; 7 脚接高电平 VCC1; 8 脚为输出基准电压 U_{ref} , 其值为 5V。

此电路的基本原理如下: 当 UC3843 的 6 脚为高电平时, 开关管 Q_5 导通, 变压器两副边整流二极管均承受反压截止, 此时原边积攒能量; 当 6 脚为低电平时, 开关管 Q_5 关断, 原边线圈激磁电流通过二极管 D_6 和电阻续流, 原边的能量输送到副边, 副边整流二极管承受正压而处于通态, 再通过电容滤波平波, 最终输出辅助电源电压 VCC、VCC1、VCC2。VCC2 再通过光耦和 TL431 相互配合反馈给芯片, 使输入电压在一定范围变化时, 输出电压稳定不变。

§ 3-2 DC-DC 推挽升压工程原理分析

3-2-1 主电路拓扑结构工程原理分析

本文所研究的单向高频逆变电源的输入电压为 12V、24V、48V 三种类型, 均需要工作在低压大电流的模式下。根据第二章的相关介绍, 其主电路采用推挽变换器的拓扑结构; 因为直流母线电压为 330V (大于 100V), 故变压器二次侧采取全桥整流策略。其原理如图 3.2 所示。

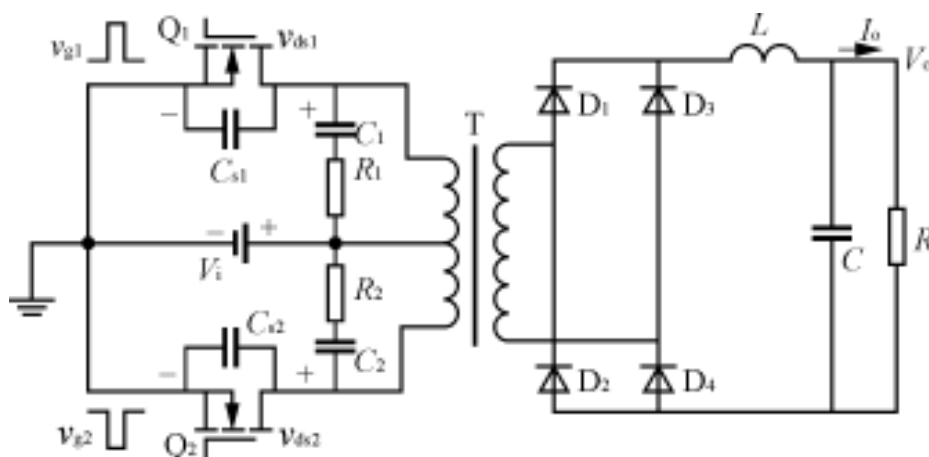


图 3.2 推挽直流升压电路原理图

Fig.3.2 The schematic circuit diagram of push-pull

首先, Q_1 导通, Q_2 关断, 变压器二次侧整流二极管 D_1D_4 导通, 能量经功率变压器传递到二次侧, 再经二极管整流, LC 滤波传递给负载; 然后, Q_1 关断, 原边通过 R_1C_1 续流, R_1C_1 作为阻容吸收电路将原边剩余能量吸收掉。此时变压器副边四个二极管均导通, D_1D_4 和 D_2D_3 各承担一半的电流; 第三个时期, Q_1 仍然处于关断状态, Q_2 导通, 此时 D_2D_3 导通整流, 再通过 LC 滤波, 将能量传递给负载; 之后重复第三个开关周期。开关管 Q_1Q_2 如此周期性的导通关断, 达到功率输出的目的。

3-2-2 控制电路工程原理分析

本文采用芯片 TL494 作为 PWM 发生和控制芯片。TL494 是美国德州仪器公司最先生产的 PWM 发生器, 广泛应用于开关电源类电力电子设备之中^[21]。除此之外, 还用于直流调速以及本文所涉及的正弦单向逆变电源等系统。TL494 内部采用的是一种频率固定, 脉冲宽度可调制的集成电路, 开关电源的控制、调制和保护电路尽在其中, 在单端正激式、半桥式、全桥式以及推挽式开关电源中得到广泛应用。其内部集成了全部脉冲宽度调制电路; 片内置有线性锯齿波振荡器, 外部只需一个电阻一个电容来组成震荡元件; 内置误差放大器; 5V 基准参考电压源置于片内; 死区时间可调; 拥有 500mA 驱动能力的功率晶体管置于片内; 拥有推拉两种输出方式。其简单的内部框图如图 3.3 所示。

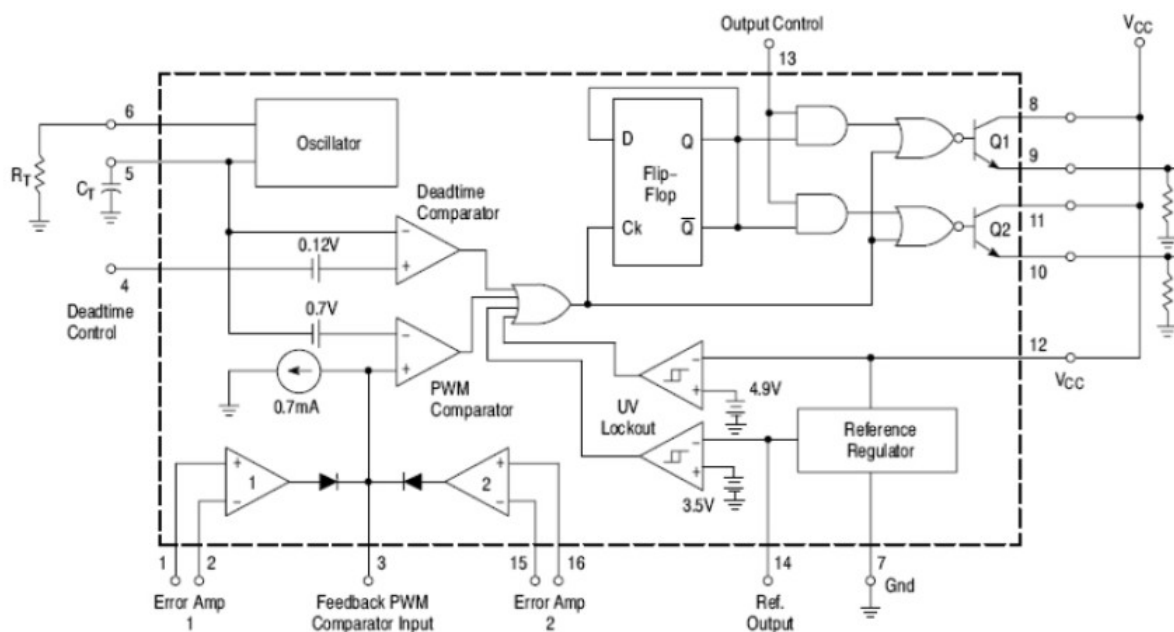


图 3.3 芯片 TL494 的内部示意图

Fig.3.3 The schematic diagram of the circuit theory of TL494

如图所示，该芯片内部由两个误差放大器、PWM 比较器、死区时间比较器、振荡器（Oscillator）、触发器（Flip-Flop）、基准电压调节器、两个欠压锁定器、两个与门、两个或非门、一个或门、两个 NPN 型晶体管组成。其基本工作原理简述如下：芯片外接震荡电容和震荡电阻，集成在内部的振荡器使所接电容恒流充电，快速放电，使得在震荡电容上产生锯齿波并。此锯齿波通过与 PWM 比较器发出的调制波相调制产生 PWM 脉冲电压。同时这一锯齿波加到死区时间比较器上，通过调整死区时间来改变脉冲宽度（占空比），以此改变输出电压的幅值。当 PWM 脉冲电压经 PWM 比较器生成、死区时间比较器调整、输入电源及参考电位欠压锁定后，经过或门传递给触发器，触发器按照时钟信号，在与端输出相位互差 180° 的 PWM 脉冲信号。如果 13 脚接高电位，则两个与门输出的 PWM 脉冲信号经或非门后必然形成两路相位互补的 PWM 脉冲信号，并加到上下两个晶体管的基极；若 13 脚接地电位，经两个与门后必定为低电位，因此其输出信号完全由或门输出的 PWM 脉冲信号决定，并且相位同步一致。当此信号为高时输出晶体管基极电压均为低，反之为高。其引脚的名称、功能见表 3.1。

表 3.1 芯片 TL494 各引脚名称与功能

Table 3.1 The name and function of TL494

脚号	代号	名称或功能
1	1IN ₊	内部 1 [#] 误差放大器同向输入端
2	1IN ₋	内部 1 [#] 误差放大器反向输入端
3	FB	内部两误差放大器的输出端
4	DTC	死区时间设置端

5、6	C_T 、 R_T	设定振荡器频率用电容电阻连接端
7	GND	工作参考地
8、11	C_1 、 C_2	内部晶体管集电极供电端
9、10	E_1 、 E_2	内部晶体管发射极 PWM 输出端
12	VCC	TL494 工作电源连接端
13	OC	输出逻辑控制端
14	REF	基准电压输出端
15	2IN ₋	内部 2 [#] 误差放大器反向输入端
16	2IN ₊	内部 2 [#] 误差放大器同向输入端

根据芯片 TL494 的基本原理及各引脚功能，推挽驱动与控制电路如图 3.4 所示。

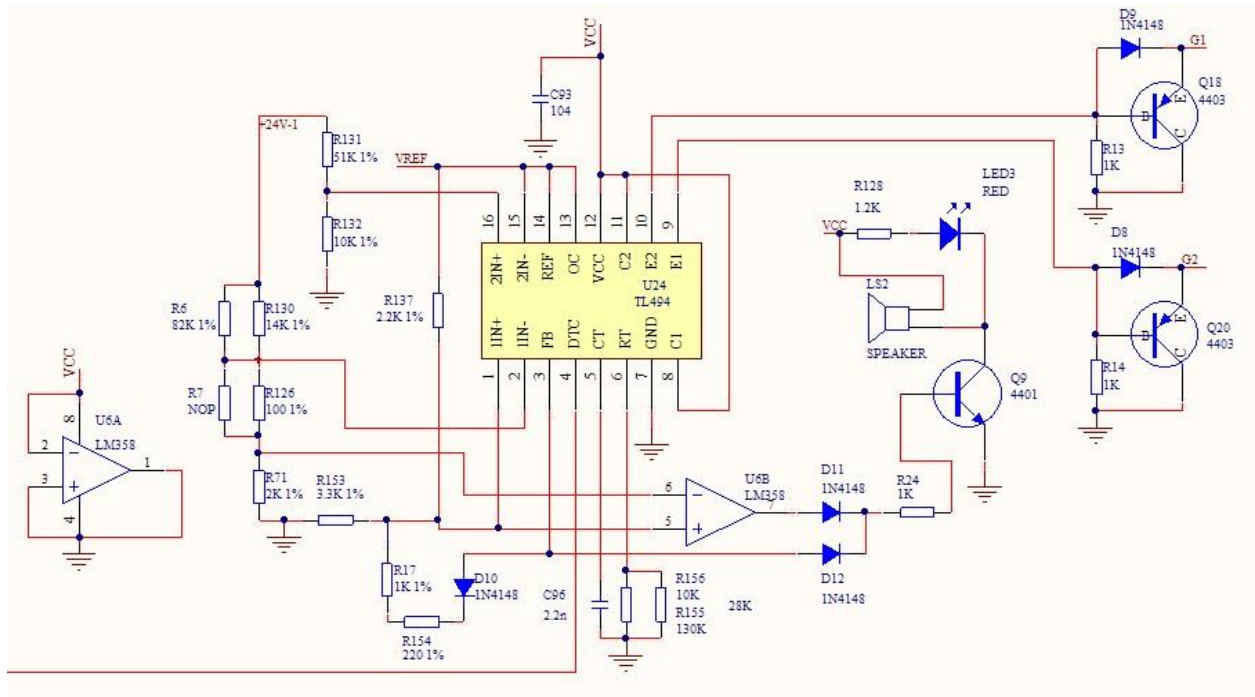


图 3.4 推挽驱动与控制电路原理图

Fig.3.4 The schematic circuit diagram of the drive and control to the push-pull

图中，基准参考电压 U_{ref} (5V) 通过电阻分压接到 TL494 的 1 脚，此电位为参考电位固定不变。而 24V 输入电压通过电阻分压接到 TL494 的 2 脚，由此组成输入电压欠压保护。也就是说当输入电压在一定范围内低于 24V 时，2 脚电压低于 1 脚电压，片内误差放大器导通，3 脚电位被拉高，使输出关断。(见图 3-3) 同理，15、16 脚组成输入过压保护，其原理与欠压保护相同，在此不再赘述。同时，输入电压经电阻分压接到误差放大器芯片 LM358 的反向输入端 6 脚，TL494 的 1 脚接同向输入端 5 脚。误差放大器 LM358 的连接方式如图 3-4 所示。该误差放大器的输出端接二极管 IN4148，同时，TL494 的 3 脚接二极管与之并联。此处电路的作用是将过欠压信号输送到后端蜂鸣器电路。此信号经三极管放大导通 VCC 供电的蜂鸣器电路，及发生过欠压保护时红色发光二极管导通，蜂鸣器导通报

警。TL494 的 5、6 脚接电容电阻提供震荡载波，震荡频率为 28KHz。TL494 的 7 脚接地，此地和辅助电源高频变压器的一次侧为同一地。TL494 的 8 脚和 11 脚接高电位 VCC，为片内晶体管供电。TL494 的 9 脚和 10 脚位 PWM 脉冲信号的输出端，分别和二极管阳极，PNP 型三极管基极以及接地电阻相连。两三极管的集电极端为功率 MOSFET 的驱动端。其作用为：当输出脉冲为高电平时，通过二极管驱动 MOSFET；当输出脉冲为低电平时，三极管导通，触发电压快速被拉低，提高控制的灵敏度。TL494 的 12 脚接高电平 VCC，为芯片供电。TL494 的 13 脚接基准电压 V_{ref} ，使得两路输出 PWM 脉冲信号相位相反，以此达到控制推挽电路中两路功率 MOSFET 的目的。14 脚为参考基准电压的输出端，为芯片提供固定的+5V 基准电压。4 脚为反馈回路，其基本原理见图 3.5 所示。

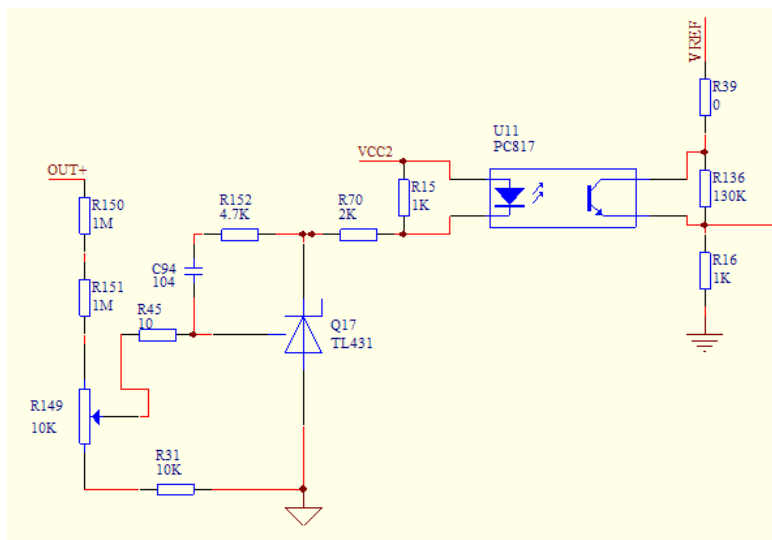


图 3.5 反馈稳压电路原理图

Fig.3.5 The schematic circuit diagram of feedback and stabilivolt

图中,OUT+是推挽电路输出直流母线电压,其值为 320V 左右,通过两个 1MΩ 电阻 R150 和 R151,一个 10KΩ 电阻, 和一个 10KΩ 调压器分压, 分得 2.5V 电压到 TL431 的基准端, 通过计算与实验调试确定电阻 R152 阻值为 4.7K,C94 为相位补偿电容, 起到稳定环路的作用, 避免发生自激震荡。R70 和 R15 分别起到分压和限流作用。辅助电源 VCC₂ 分别为 TL431 和光耦的输入端供电; 芯片 TL494 的 14 脚参考基准电压 U_{ref} 为光耦的输出端供电。其中, 输入输出通过光耦隔离。

光电耦合器 PC817 是一个有源隔离器件, 用于电路之间的信号传输, 使前端与负载完全隔离, 目的在于增加安全性, 减小电路干扰, 简化电路设计。其基本原理为: 当光耦输入端的内部发光二极管受正向电压而导通时, 电信号转变成光信号; 发出的光束射到感光三极管的基极, 再将光信号转变成电信号, 产生基极电流, 触发三极管导通, 完成信号传递。

TL431 是德州仪器公司 (TI) 生产的具有良好热稳定性的三端可调分流基准源^[22]。用两个电阻就可以将输出电压任意的从基准电压 V_{ref} (2.5V) 调节到 36V。该器件的典型动态阻抗为 0.2Ω, 可代替齐纳二极管应用在很多场合。例如, 数字电压表, 运算放大电路, 电压可调电源, 开关电源等^[23]。

TL431 的代表性框图如图 3.6 所示。

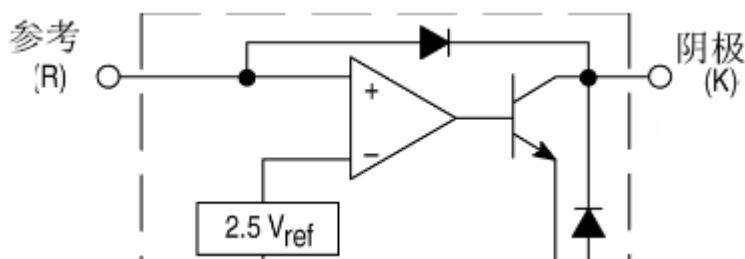


图 3.6 TL431 的代表性框图

Fig.3.6 The typical block diagram of TL431

如图所示，2.5V 的基准源接到运算放大器的反向输入端，由运放的特性可知，只有当参考端（R）非常接近 2.5V 时（不低于 2.5V），才会有一个稳定的非饱和电流通过三极管，而且随着加在参考端电压的微小变化，通过三极管的电流将从 1 到 100mA 变化。

由于 TL431 接成恒压电路形式，由公式

$$U_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{ref} \quad (3-1)$$

其中， $R_1=R152=4.7K$ ， $R_2=R45+R149+R31$

因此，TL431 的阴极输出电压为 3.188-3.675V 连续可调。此电压与 VCC_2 之间的压差使光耦 PC817 中的发光二极管导通，并在 U_{ref} 下触发感光三极管导通，将反馈信号传递给芯片 TL494 的 4 脚死区时间控制端，通过改变死区时间调整占空比，达到稳压控制的目的。其动态过程如下：当母线电压 U_{OUT}^+ 升高时，TL431 的参考端 U_{ref} 也会线性升高，根据内部运放的特性可知，其内部三极管则会导通的更加充分，使得其阴极输出电压降低，与 VCC_2 之间的压差变大，光耦内部的发光二极管导通的更加充分，反映到感光三极管基极电流变大，发射极电压升高，即反馈电压升高，通过芯片内部与非门的控制，是输出 PWM 占空比下降，母线电压降低。当母线电压降低时，则进行相反的调节。经过一段时间的震荡后，达到动态平衡，实现稳压目的。

§ 3-3 全桥逆变电路系统分析

3-3-1 主电路工程原理分析

全桥逆变电路主电路的工程拓扑结构如图 3.7 所示，图中 OUT_+ 为推挽电路输出直流母线电压的正极，地与直流母线电压共地。 OUT_- 为逆变输出的低电位。 OUT_- 与地之间接有一大功率小阻值的水泥

电阻，用来检测电流提供过流保护。Q₁₈~Q₂₁ 是四个功率场效应管。Q_{1_1}、Q_{2_1}、Q_{3_1}、Q_{4_1} 分别为四个 MOSFET 的驱动端。Q_{1_0} 和 Q_{3_0} 分别为两个桥臂的中间连接点。R128C83D28、R117C76D20、R132C85D30、R120C78D25 分别为并在四个 MOSFET 两端的 RCD 吸收电路。

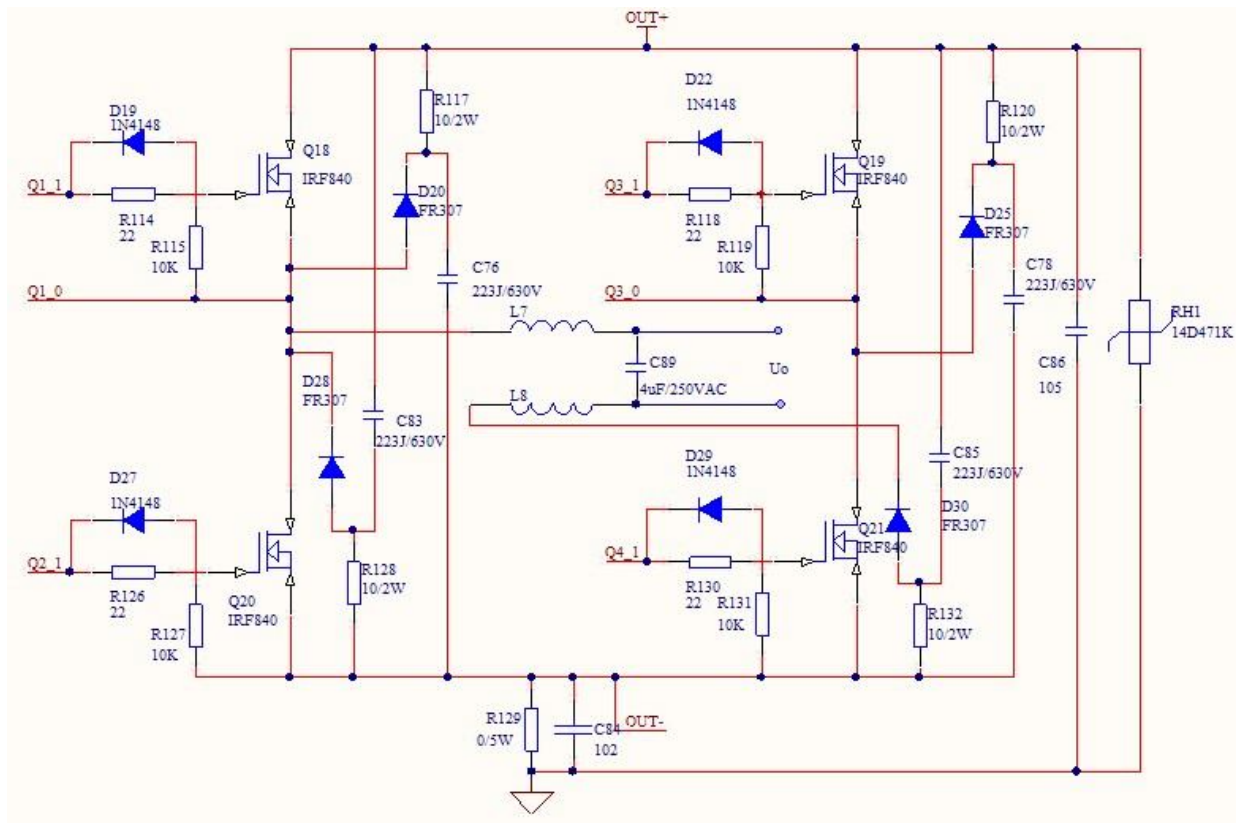


图 3.7 全桥逆变电路工程拓扑结构

Fig.3.7 The project seagate topological structure of full bridge inverter

由于 MOSFET 工作在 25K 左右的开关频率下，以及主回路母线上分布电感的存在，逆变桥臂上如不加吸收电路，交流侧输出过高的尖峰电压加在开关管上，必然损坏开关器件，因此需在 MOSFET 的漏极与源极之间加吸收电路。本文选用的吸收电路为放电阻值型吸收电路，其中吸收电容的放电电压为直流母线电压，吸收电容仅将上次开关管关断时的过冲电压所产生的能量回馈到电源。这样一来，就减小了吸收电路的功耗。因吸收电容电压在 MOSFET 关断时从直流母线电压开始上升，所以它的过电压吸收能力不如 RCD 充放电型吸收电路。RC 吸收电路、充放电型吸收电路、放电阻止型吸收电路如图 3.8 所示。

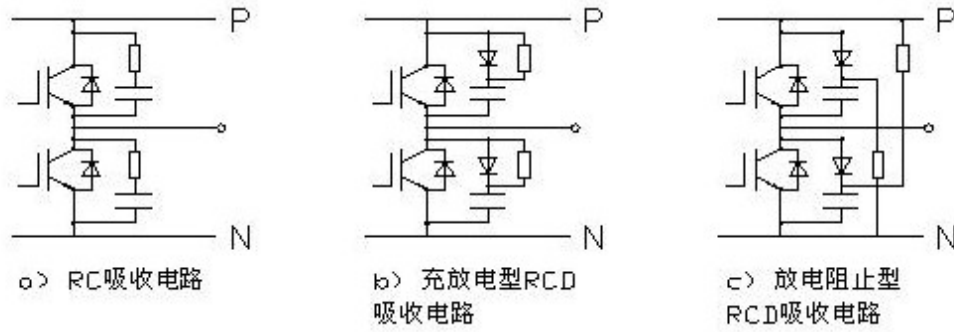


图 3.8 吸收电路

Fig.3.8 absorption circuit

本文吸收电路的原理如下：

(1) 当 Q_{18} 与 Q_{21} 导通的时候，吸收电容 C_{83} 与 C_{78} 上的电压为直流输入电压， U_{OUT+} ，方向为上正下负。二极管 D_{28} 与 D_{25} 上的电压也为 U_{OUT+} ，方向为上负下正，使得电容与二极管的电压值相互抵消。 Q_{19} 与 Q_{20} 上电压均为 U_{OUT+} ， C_{85} 与 C_{76} 上电压也为 U_{OUT+} ，方向为上正下负，二极管 D_{25} 与 D_{20} 上电压为零。

(2) 当 Q_{18} 与 Q_{21} 关断的瞬间，由于直流母线分布电感的存在，使 MOSFET 在关断过程中产生很大的尖峰电压。 Q_{18} 的尖峰电压通过 D_{28} 给吸收电容 C_{83} 充电； Q_{21} 的尖峰电压通过 D_{25} 给吸收电容 C_{78} 充电。当 Q_{18} 与 Q_{21} 彻底关断并达到稳态时， C_{83} 与 C_{78} 上电压大于 U_{OUT+} ，方向为上正下负。超出的部分加在二极管 D_{28} 与 D_{25} 上，方向为上负下正，此时 D_{28} 与 D_{25} 因承受反压而截止。此时， Q_{19} 与 Q_{20} 还未开通，通过 Q_{19} 与 Q_{20} 封装在 MOSFET 内部的续流二极管导通续流。（图中未画出）此时， C_{85} 与 C_{76} 上电压为 U_{OUT+} ，方向为上正下负，二极管 D_{25} 与 D_{20} 上电压为 U_{OUT+} ，方向为上负下正。

(3) 当电流减小到零，开通 Q_{19} 与 Q_{20} ，吸收电容 C_{83} 与 C_{78} 上储存的由于开关管关断产生的尖峰电压所产生的能量通过 Q_{19} 、负载、 Q_{20} 进行放电。放电结束后， C_{83} 与 C_{78} 两端电压降到输入电压 U_{OUT+} ，二极管 D_{28} 与 D_{25} 上电压为零。吸收电路其余各点电压不变。

(4) 当 Q_{19} 与 Q_{20} 关断， Q_{18} 与 Q_{21} 还未开通时，通过 Q_{18} 与 Q_{21} 封装在 MOSFET 内部的续流二极管导通续流。此时， C_{83} 与 C_{78} 上电压仍为 U_{OUT+} ，方向为上正下负。二极管 D_{28} 与 D_{25} 上电压也为 U_{OUT+} ，方向为上负下正。

以上四个步骤周期性的交替进行。

由上述分析可知，在吸收尖峰电压的过程中，开关器件上的电压基本不会超过 U_{OUT+} ，因此吸收电路具有抑制关断浪涌电压的良好效果。此吸收电路在吸收电阻上产生的损耗可用下式表示：

$$P = \frac{LI^2f}{2} \quad (3-2)$$

式中 L 为主回路直流母线分布电感， I 为 MOSFET 关断时的漏极电流， f 为 MOSFET 工作状态下的开关频率。

若不接吸收电路中的吸收电阻，吸收电容电压会大幅上升，且会因放电电流过大损坏开关管。设 U_{cm} 为开关管关断时的尖峰电压值， U_{cm} 的值可根据下式求得：

$$V_{cm} = U_{OUT+} + V_{FM} + \Delta V_1 = U_{OUT+} + V_{FM} + (-L \times di/dt) \quad (3-3)$$

式中 V_{FM} 为缓冲二极管瞬态正向电压降，在这里取其值为 30V， ΔV_1 为开关管关断瞬间在直流母线上分布电感产生的电压变化。 di/dt 为开关管关断瞬间的电流变化率，令其等于 -0.02IcA/ns，Ic 为工作电流峰值，设为 5A。L 为吸收电路分布电感，令其等于 1uH。所以有 $V_{cm} = 350V$ 。

根据能量守恒定律，在接入电阻后，此部分尖峰电压产生的能量全部损耗在电阻上，结合式 3-2 有：

$$\frac{LI^2}{2} = \frac{C(U_{cm} - U_{OUT+})^2}{2} \quad (3-4)$$

取 L=1uH，MOSFET 关断时漏极电流为 4A， $U_{cm}=350V$ ， $U_{OUT+}=320V$ ，于是有 $C=17.8nF$ ，实际取 C=223J 的高频无感 CBB 电容作为吸收电路电容。

吸收电阻 R 的计算公式为：

$$R \leq \frac{1}{2.3Cf} \quad (3-5)$$

取 $f=25kHz$ ，得 $R \leq 780\Omega$ ，实际取 $R=10\Omega/2W$ 的无感电阻作为吸收电阻。

开关管关断时产生尖峰电压的原因之一是由于缓冲二极管的瞬态正向压降所致。如果二极管的反向恢复时间较长，高频开关动作时缓冲二极管就会产生较大的损耗，并且使 MOSFET 的漏极与源极间电压大幅急剧震荡。因此，选用瞬态正向压降小，反向恢复时间短的快恢复二极管 FR307。其具体参数如表 3.2 所示。

表 3.2 二极管 FR307 各项参数

Table 3.2 The parameters of diode FR307

型号	最大反向峰值电压	最大平均正向电流		最大正向浪涌电流	最大反向漏电流	最大正向电压		最大反向恢复时间
	PRV	$I_{O@T_L}$		$I_{FM}(\text{Surge})$	I_R	I_{FM}	V_{FM}	T_{rr}
	V_{PK}	A_{AV}	$^{\circ}C$	A_{PK}	μA_{dc}	A_{PK}	V_{PK}	ns
FR307	1000	3.0	75	200	10	3.0	1.3	500

3-3-2 控制电路工程原理分析

随着电力电子技术的发展，特别是 MOSFET、IGBT 等高频开关器件的出现，载波频率越来越高，死区时间越来越短，有效地改善了电源的品质。在逆变领域中，脉宽调制 (PWM) 控制技术的应用最为广泛，并且深刻影响着逆变电路的发展。现在的逆变电路，采用 PWM 控制技术占绝大多数。也因为如此，PWM 控制技术才发展的比较成熟。而正弦脉宽调制 (SPWM) 技术是正弦逆变控制技术的核心，该技术比较成熟，广泛应用在正弦逆变电路中。采用 SPWM 方式构成的逆变器，输入是恒定

不变的直流电压，通过 SPWM 技术实现调压调频，因只有一个可控功率端，使主电路与控制电路得以简化，而且体积小、重量轻、可靠性高。下面介绍 SPWM 技术的原理，并加以分析，最终选择一种适合本课题的 SPWM 波生成方法。

（一）SPWM 控制技术的基本原理

在采样控制理论中有一个重要的结论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同^[24]。也就是说在这一惯性环节中的输出波形基本相同。冲量指窄脉冲的面积。如果用傅里叶变换分析各输出波形，则发现其低频段特性非常相似，仅在高频段略有差异。例如图 3.9 中所示的 a, b, c 形状不同的三个窄脉冲，图 3.9a 为矩形脉冲，图 3.9b 为三角形脉冲，图 3.9c 为正弦半波脉冲，但它们的冲量（即面积）相等都为 1^[25]，那么，在具有惯性的同一个环节上分别加上这三个脉冲时，具有基本相同的输出响应。窄脉冲的宽度越窄，反应到输出响应的差异就会越小。当窄脉冲变为图 3-9d 的单位脉冲函数 $\delta(t)$ 时，环节的脉冲过渡函数就是该环节的输出响应。

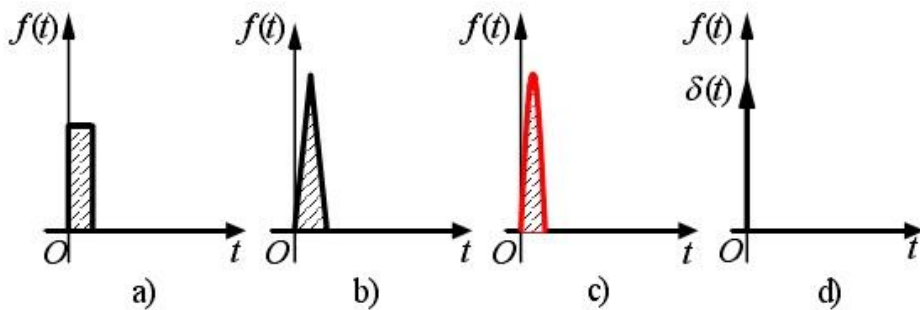


图 3.9 不同脉冲在同一惯性环节下的响应波形

fig.3.9 The response wave profile in the same inertia element of different pulse

面积等效原理是上述原理的另一种称谓，是 PWM 控制技术的重要理论基础。下面分析如何将一个正弦半波用一系列等幅不等宽的脉冲来代替。

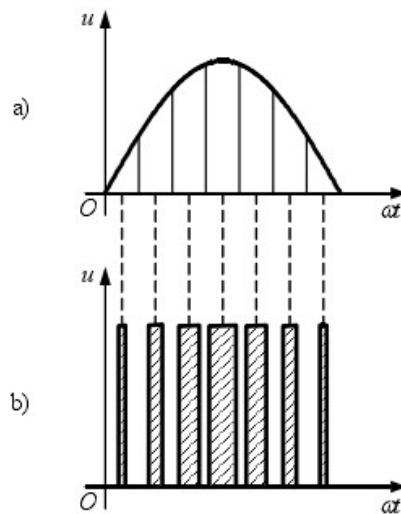


图 3.10 正弦脉冲宽度调制

Fig.3.10 Sinusoidal Pulse Width Modulation

将图 3.10a 中的正弦半波均分成 N 等分, 也就是划分出 N 个脉宽为 π/N 的脉冲块, 其脉宽相等, 幅值按照正弦规律变化。以每一个脉冲块的中点为基准, 在 3.10b 中画出等幅不等宽的脉冲串, 同时保证其面积(冲量)对应相等。可以看出, 这些脉冲序列幅值相等, 宽度按照正弦规律变化。这些等效于正弦波的脉冲序列称为 SPWM 波形。

(二) 单极性 SPWM 调制与双极性 SPWM 调制

调制法是将希望得到的正弦波作为调制波, 把接受调制的信号作为载波, 通过调制信号波得到 SPWM 波形^[26]。一般取用三角波或者锯齿波作为载波。

按调制脉冲极性关系可分为单极性控制 SPWM 和双极性控制 SPWM 两种。所谓单极性控制是指在输出 SPWM 波的半个周期内, 逆变器同一桥臂上的两个开关管一个处于不断开状态, 另一个始终处于关断状态。由图 2.9 知, 输出正弦波正半周时, V_1V_4 处于开关状态, V_2V_3 处于关断状态。输出正弦波负半周时, V_1V_4 处于关断状态, V_2V_3 处于开关状态。因此, 在任何半周期内输出 SPWM 波始终为一个极性。如图 3.11 所示。

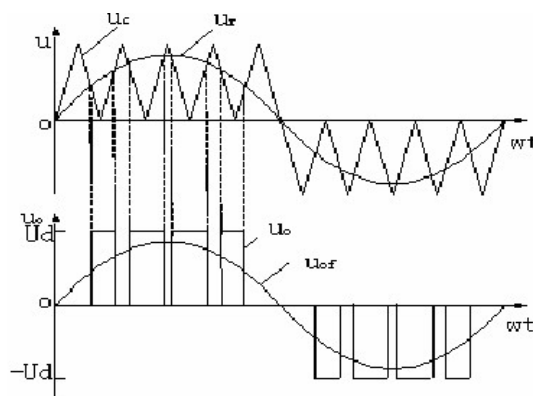


图 3.11 单极性控制 SPWM 波形图

Fig.3.11 The oscillogram of SPWM with the control of unipolarity

载波信号 U_c 采用单极性三角波, 调制信号为正弦波 U_r 。当 $U_r > U_c$ 时, 开关管导通; 当 $U_r < U_c$ 时, 开关管关断。因此形成了半周期内极性相同, 幅值均为 U_d , 脉宽不等的 SPWM 脉冲波。

双极性控制 SPWM 则是指在输出波形的半个周期内, 逆变器同一桥臂上的开关管均处于开关状态, 通断彼此交替进行。

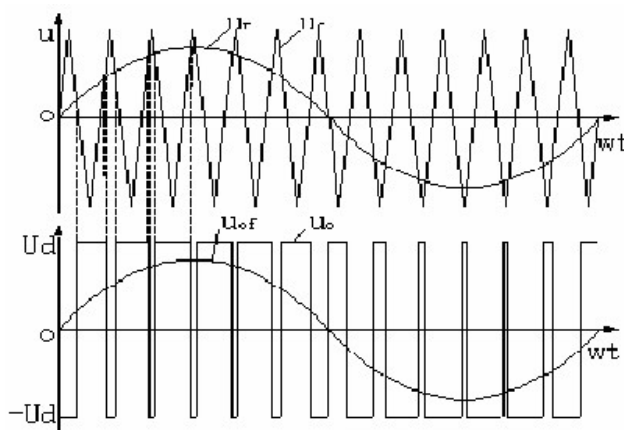


图 3-12 双极性控制 SPWM 波形图

Fig.3.12 The oscillogram of SPWM with the control of bipolar

由图 2.9 知, 输出 SPWM 脉冲波为 U_d 时, V_1V_4 处于开通状态, V_2V_3 处于关断状态。输出 SPWM 脉冲波为 $-U_d$ 时, V_1V_4 处于关断状态, V_2V_3 处于开通状态。这样, 在任何半周期内输出波形都会出现极性正负交替的情况。如图 3.12 所示。

载波信号 U_c 采用双极性三角波, 调制信号为正弦波 U_r 。当 $U_r > U_c$ 时, 输出 SPWM 为正, 幅值为 U_d ; 当 $U_r < U_c$ 时, 输出 SPWM 为负, 幅值为 $-U_d$ 。与单极性控制方式相比, 载波和调制波都变成了正负半周的交流方式, 输出 SPWM 波也是任意半周中均出现正负交替的情况。

从输出电压波形上看单极性控制的通断频率和双极性控制方式相比等效的增加了一倍, 而电压跳变量减小了一倍。该电压波形用傅里叶级数展开时偶次谐波相互抵消, 只包含奇次谐波。在输出电压的频率谱上, 最低次谐波的频率比开关频率的频率高出两倍, 使得谐波含量要小于双极性调制方式。因单极性控制优点突出, 故本课题采用单极性控制方式。

(三) 同步调制与异步调制

按载波频率与调制波频率之间的关系可分为同步调制和异步调制两种。同步调制是指: 输出频率无论为何值, 脉冲调制波的正半周和负半周始终保持完全对称, 载波与调制波的频率比不变, 即载波比不变, 为一常值。调制脉冲数在 SPWM 波的半个周期内是固定不变的。当逆变电路输出频率很低时, 调制波的频率很低, 又因为载波比不变, 所以同步调制的载波频率也很低, 不容易滤除由于调制带来的谐波。异步调制的载波比是随时变化的, 这时正负半周的脉冲个数和相位就不会完全对称了。当三角波频率一定, 调制波频率变化时, 半周内脉冲数大不相同。半周期内内对称的规律在异步调制中不再使用, 因此偶次谐波在条之中将会出现, 但当输出频率降低时半周内的调制脉冲数将随之增多, 低频输出特性得到改善, 故本课题采用异步调制方式。

(四) 规则采样法与特定谐波消去法

按照 SPWM 控制的基本原理, 自然采样法 SPWM 波形的生成是通过在正弦波与三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断来实现的^[27]。自然采样法是最基本的控制方法, 所得到的 SPWM 波形与所需要的正弦调制波非常接近。但是此方法需要解复杂的超越方程来实现, 需花费大量的计算时间在微机控制技术上, 在实时控制中在线计算不易实现, 因而很少应用于工程实际上。

规则采样法的效果与自然采样法很相近, 但计算量却较之自然采样法小得多。如图 3.13 所示。

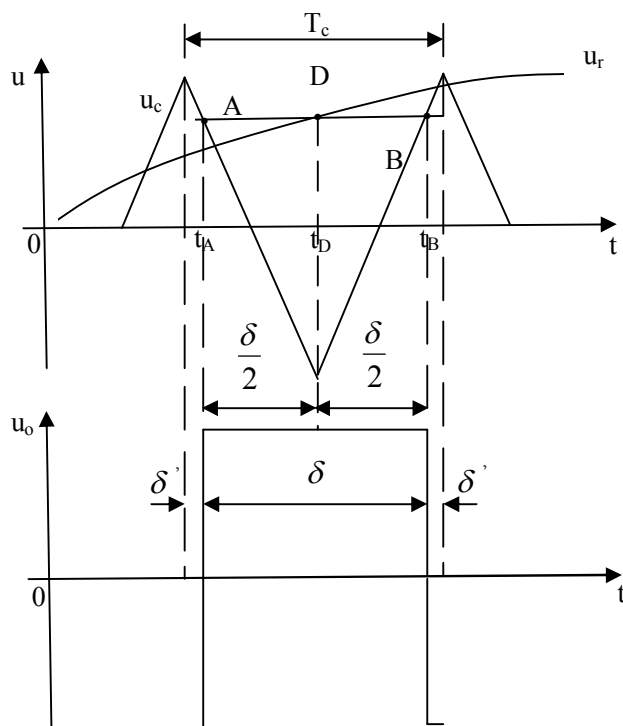


图 3.13 规则采样法调制波形图

Fig.3.13 The oscillogram of regular sampling

图中，取三家载波的两个正峰值之间为一个采样周期 T_c 。规则采样法之所以比自然采样法计算简单很多，是因为其采样矩形脉冲的中点与采样周期的中点重合，利用几何的相似性方便计算，而很显然自然采样法载波与调制波自然交汇点所产生的矩形脉冲的中点不和采样周期中点重合，增加了计算的复杂程度。如图 3-13 所示，三角波的负峰值时刻 t_D 对应正弦调制波的 D 点，过 D 点作水平线交三角波于 A、B 两点，在 A 点时刻 t_A 控制开关管道通，在 B 点时刻 t_B 控制开关管关断。可以看到，规则采样法与自然采样法相比，脉冲宽度 δ 十分接近。

设正弦调制信号波为：

$$u_r = a \sin \omega_r t \quad (3-6)$$

式 3-6 中， a 为调制度^[28]， $0 \leq a < 1$ ； ω_r 为正弦信号波角频率。从图 3-13 中可得如下关系式：

$$\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2} \quad (3-7)$$

因此可得：

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_r t_D) \quad (3-8)$$

在一个采样周期中，脉冲两边的间隙宽度 δ' 为：

$$\delta' = \frac{1}{2}(T_c - \delta) = \frac{T_c}{4}(1 - a \sin \omega_r t_D)$$

(3-9)

通过式 3-8 与式 3-9 即可算出每个采样点的 SPWM 波的脉冲宽度及在一个载波周期内开关周期的通断时刻。

特定谐波消去法 (Selected Harmonic Elimination PWM—SHEPWM) 是算法中具有代表性的一种方法。开关器件的导通和关断产生 SPWM 波的过程势必会出现谐波。假设在输出电压的半个周期内, 器件开通和关断各 3 次, 在 1/4 周期内开关状态的变化时刻分别为 a_1 、 a_2 、 a_3 。实际上, 为了减小谐波并简化控制, 要尽量使波形具有对称性。首先, 让波形正负半周镜像对称以便消除偶次谐波, 即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi) \quad (3-10)$$

其次, 为了消除谐波中的余弦项, 简化计算过程, 让波形在正半周内前后 1/4 周期以 $\pi/2$ 为轴线对称, 即

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t)$$

(3-11)

同时满足使 3-10 和式 3-11 的波形称为四分之一周期对称波形。用傅里叶级数表示这一正弦波为 [29]

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\Lambda}^{\infty} a_n \sin n\omega t$$

(3-12)

式中 a_n 为

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(\omega t) \sin n\omega t d\omega t$$

(3-13)

在一个周期的 12 个开关时刻中, 能够独立控制的只有 a_1 、 a_2 、 a_3 三个时刻。该波形的 a_n 为

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{a_1} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{a_1}^{a_2} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n\omega t \right) d\omega t + \int_{a_2}^{a_3} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{a_3}^{\pi/2} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n\omega t \right) d\omega t \right] = \quad (3-14)$$

$$\frac{2U_d}{n\pi} (1 - 2\cos na_1 + 2\cos na_2 - 2\cos na_3)$$

式中, $n=1, 3, 5, \Lambda$, U_d 为 SPWM 脉冲波的脉冲幅值。式 3-14 中含有三个可控变量 a_1 、 a_2 、 a_3 , 根据需要确定基波分量 A_1 的值, 再令 A_3 、 A_5 为零, 联立三个方程求得 a_1 、 a_2 、 a_3 。这样, 即可消去三次和五次谐波。如式 3-15 所示。

$$\begin{cases} A_1 = \frac{2U_d}{\pi} (1 - 2\cos a_1 + 2\cos a_2 - 2\cos a_3) \\ A_3 = \frac{2U_d}{3\pi} (1 - 2\cos 3a_1 + 2\cos 3a_2 - 2\cos 3a_3) = 0 \\ A_5 = \frac{2U_d}{5\pi} (1 - 2\cos 5a_1 + 2\cos 5a_2 - 2\cos 5a_3) = 0 \end{cases} \quad (3-15)$$

这样一来，就可以求出 1/4 周期内开关器件的导通和关断时间。 a_1 、 a_2 、 a_3 也随着基波幅值 A_1 改变而改变。

上面是在输出电压的四分之一周期内器件开关动作共 3 次时的情况。一般来说，考虑到 PWM 波四分之一周期得对称性，如果在输出电压四分之一周期内开关器件开通和关断共 k 次，一共可以控制 k 个开关时刻。除了用一个自由度来控制基波幅值外^[30]，可以消去 $k-1$ 个频率的特定谐波。 k 越大，开关时刻的计算也越复杂。一般采用 MATLAB 仿真技术求出其近似解析解即可。本课题即采用此种方法进行 PWM 控制。

通过对式 3-15 这一超越方程组的求解，对调制波进行预处理，计算得到控制数码序列及其持续时间，最终形成开关的调制波形。其步骤为：首先用逻辑开关“0”或“1”表示各功率开关管的开通或关断状态，并以一定的顺序排列“0”和“1”形成整个电路的各功率开关管状态的数字代码；然后，根据定义的调制波形，和输出输出交流电压的频率所决定的周期，计算得到每个状态的持续时间；最后，根据预处理得到的数据，在应用时依次输出整个电路功率开关器件相应状态数字代码序列及其持续时间，形成开关的调制波形。该方法将大量实时计算预处理化，降低了逆变技术的成本^[31]。

(五) 逆变芯片 HT1215

HT1215 是泓芯泰业科技（北京）有限公司的国家授权发明专利产品，是世界上首个把 SHEPWM 技术集成于一个芯片，并综合众多用户意见后定型量产的单极性逆变芯片产品。其特点有：直流电压利用率（输出交流电压幅值与母线电压之比）高，超过 97%；50Hz/60Hz 热切换。即工作状态下可随时控制输出频率为 50 Hz 或 60 Hz；采用单极性消谐波调制，开关损耗小，无低频谐波；较低的载波频率，较小的开关损耗。50Hz 时，最大开关频率为 18.9kHz，平均开关频率为 9.45 kHz。60Hz 时，最大开关频率为 19.08kHz，平均开关频率为 9.54 kHz；预置死区时间大于 0.5us，驱动电路简单；内置空载检测关断功能；内置过载检测、延迟关断功能。如图 3.14 所示。

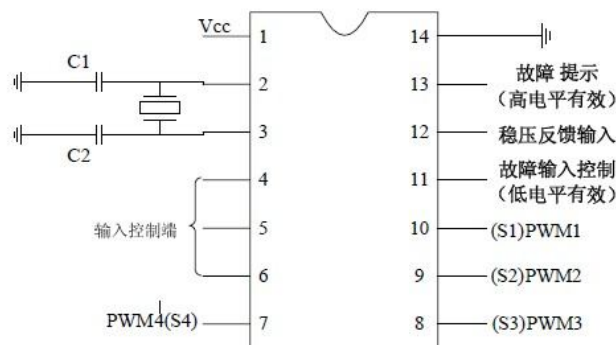


图 3.14 芯片 HT1215 引脚图

Fig.3.14 The graphical representation of HT1215

图中，芯片的 1 脚接高电平；2、3 脚接晶振接电容接地；4~6 脚为输入控制端，其中，4 脚低电平有效，芯片工作。5 脚为频率控制端，高电平输出 50Hz，低电平输出 60Hz；6 脚为空载检测端，高电平有效。若检测输出空载，则关闭 SPWM 输出，一分钟后再进行检测，直到正常工作；7~10 脚为 SPWM 输出端，用以驱动全桥逆变电路的四个开关器件；11 脚为故障输入控制，低电平有效，当发生

短路或过流时，该功能启动；12脚为稳压反馈输入端，用来稳定输出电压值；13脚为故障提示端，高电平有效，发生故障时启动；14脚接地。

(六) 驱动芯片 IR2110

IR2110 是 IR 公司生产的桥式驱动集成电路芯片，采用的电平转换技术高度集成于片内^[32]，使逻辑电路对功率器件的控制要求得到了大大简化，同时使驱动电路的可靠性得到提高。对于典型的四个开关管构成的单相全桥逆变电路，采用两片 IR2110 驱动两个桥臂，仅需一路 10V~20V 电源，一路 5V 电源即可。这样，就使得电源数目在工程上得到了大大减少，使产品成本降低，系统可靠性得到提高。

IR2110 采用 CMOS 制作工艺，适应范围为 5V~20V 的逻辑电源电压，CMOS 或 TTL 电平都可作为逻辑信号输入，高端输出通道和低端输出通道相互独立^[33]。由于在各自的通道上逻辑信号均是通过电平耦合电路连接的，因此容许功率电路参考地与逻辑电路参考地之间有 $\pm 5V$ 的偏移量，并且能将不大于 50ns 的脉冲信号屏蔽掉，这就使得对噪声的抵抗效果比较理想。当输入采用 CMOS 施密特触发时，电路抗干扰能力增强。其基本原理示意图如图 3.15 所示。

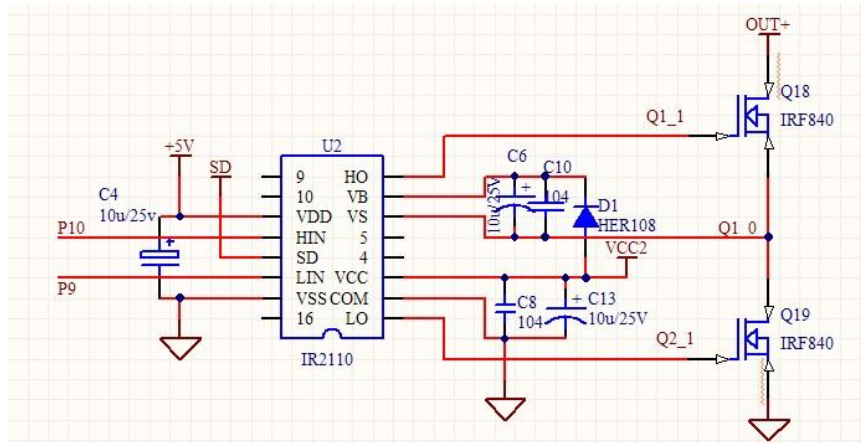


图 3.15 IR2110 原理图

Fig.3.15 The schematic diagram of IR2110

图中 IR2110 采用的是 SOP-16 (16 引脚贴片) 的封装形式，引脚 1 (LO) 和引脚 8 (HO) 分别为同一桥臂上下管与上管的驱动端，分别与下上两管的栅极相连；脚 2 (COM) 为低端电源公共端，接地；脚 3 (VCC) 为低端电源电压，接高电平，这里接辅助电源的 VCC_2 ；脚 6 (VS) 为高端浮置电源公共端，接同一桥臂上下管的连接点；脚 7 (VB) 为高端浮置电源端，与自举二极管 D_1 的阴极相连；脚 11 (VDD) 为逻辑电路电源电压，接 +5V；脚 12 (HIN) 和脚 14 (LIN) 为逻辑输入端，分别和逆变芯片 HT1215 的 10 脚和 9 脚相连；脚 13 (SD) 为输入关闭端，当发生短路保护，过流保护时动作，关闭输出；脚 15 (VSS) 为逻辑电路接地端，此处接地。

IR2110 采用自举电路作为其浮置电路，其高端工作电压可达 500V，工作频率可达 500kHz。高端和低端通道均带有滞后欠压锁定功能^[34]。其工作参数明细如表 3.3 所示。

表 3.3 IR2110 各引脚电压

Table 3.3 The voltage of pin of IR2110

参数	最小值/V	最大值/V
----	-------	-------

VB	VS+10	VS+20
VS	-4	500
HO	VS	VB
VCC	10	20
LO	0	VCC
VDD	VCC+4.5	VCC+20
VSS	-5	+5
HIN,SD,LIN	VSS	VDD

其基本工作原理为：1脚（LO）输出的为逆变芯片 HT1215 的 9 脚 SPWM 脉冲波放大后的波形，用以驱动逆变桥同一桥臂的下管 Q₁₉。当 1 脚电位为高时，下管导通。此时 3 脚上的 VCC₂ 通过自举二极管 D₁、6 脚（VS）和 7 脚（VB）上的自举电容 C₆ 以及下管 Q₁₉ 导通形成回路，以此为自举电容 C₆ 充电；当 1 脚电位为低，下管 Q₁₉ 关断。此时 6 脚 7 脚上自举电容上的电压为 8 脚（HO）供电，使 8 脚产生 HT1215 10 脚的 SPWM 波的放大波形，用以驱动上管 Q₁₈，此时，自举电容通过 IR2110 内部的集成 MOSFET 图腾柱放电。另两路驱动电路的原理与此相同，故不再赘述。

（七）自举二极管与自举电容的选取

IR2110 在驱动 SPWM 波时需要严格挑选和设计自举二极管和自举电容。在调试电路时再进行调整，以便达到最好效果。本文选用 25V10u 的电解电容作为自举电容，同时该电容两端并联 0.1uF 的小电容，用以消除自举电容充放电时所产生的毛刺电压。

自举二极管的作用是阻断直流母线上的高电压。开关频率与栅极电荷的乘积为自举二极管所能承受的电流^[35]。因此，应选择反向漏电流小的快恢复二极管以便减小电荷损失。因此，本文选择的二极管型号为 HER108。该二极管电学性能见表 3.4 所示。

表 3.4 二极管 HER108 参数性能

Table 3.4 The parameter of diode HER108

型号	最大可重复峰值反向电压		最大反向峰值电流		最大正向电压		最大反向恢复时间	
	V _{RRM}	V	I _{R(AV)}	uA	V _F	V	t _{tr}	nS
HER108	1000		100		1.7		75	

§ 3-4 本章小结

本章首先对辅助电源的硬件电路进行了分析；然后对 DC-DC 直流推挽升压系统进行工程原理分析，包括介绍了推挽控制芯片各引脚功能以及外接电路的工作原理，直流稳压反馈电路的工作原理；

最后对全桥逆变系统进行工程原理分析，包括全桥逆变 RCD 吸收电路的工作原理分析，SPWM 正弦脉宽调制技术介绍，调制方法介绍，选择本课题调制方法的优势与意义，逆变芯片及各引脚功能介绍，驱动芯片及驱动电路分析。

第四章 高频逆变电源优化设计

在第三章中已经介绍并分析了高频逆变电源的工作原理及一些相关参数设计，并且经实验验证能够满足基本的设计要求。但是，该逆变系统有着明显的不足与缺陷，如带载性能不足、母线电压利用率过低、保护电路功能不完善等等。因此，在本章中将对逆变系统的优化设计进行介绍与分析。

§4-1 推挽电路软开关的实现

4-1-1 软开关电源技术简介

现有的开关式电源中绝大多数开关器件工作在硬开关的状态下。图 4.1 是开关器件开关时的电压和电流波形，以及产生的开关损耗。

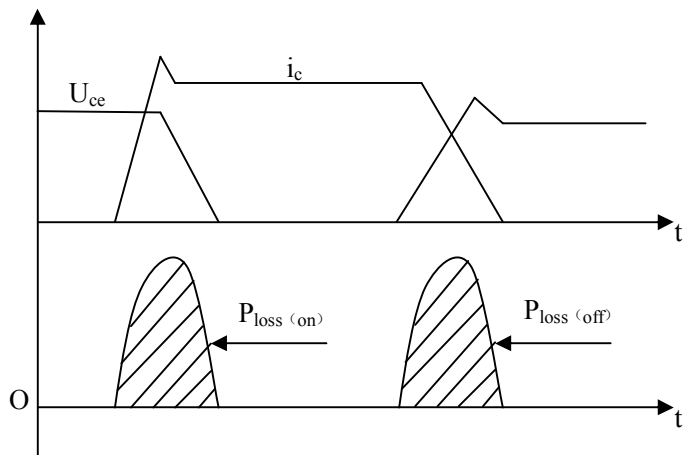


图 4.1 开关管开关时刻的电压和电流波形

Fig.4.1 The oscillogram of the voltage and current of switching tube

由于开关管不是理想器件，受其内部寄生电感与结电容的影响，当开关管导通时其两端电压不会立刻变为零，而是有一个下降过程，同时流过开关管的电流也不会立刻变为带载输出电流，而是有一个上升过程。在这一过程中上升的电流和下降的电压之间有一个交叠区域，并在此区域产生损耗，称之为导通损耗，其大小为图 4-1 中阴影部分的面积 $P_{loss(on)}$ 。同理，当开关管关断时其两端电压不会立刻变为电源电压，而是有一个上升过程，同时流过开关管的电流也不会立刻变为零，而是有一个下降过程。在这一过程中下降的电流和上升的电压之间有一个交叠区域，并在此区域产生损耗，称之为关断损耗，其大小为图 4-1 中阴影部分的面积 $P_{loss(off)}$ 。开关损耗包含了上述的导通损耗和关断损耗^[36]。在一定条件下，每个开关周期中开关管具有一定的开关损耗，这一损耗并正比于开关频率，频率越高，损耗越大，效率越低。开关电源开关频率受到开关损耗的限制无法提高，从而为开关电源进一步的小型化和轻量化设计增加了难度。

在硬开关状态下工作的开关管还会产生很高的 di/dt 和 du/dt ，从而产生很强的电磁干扰（Electromagnetic Interference, EMI）。开关管工作在硬开关条件下的开关轨迹如图 4.2a 所示，图中虚线为双极型晶体管的安全工作区域（Safety Operation Area, SOA），可以很明显的看出，开关管的开关轨迹在不改变开关状态的前提下，很有可能超出安全工作区，遭到损坏。

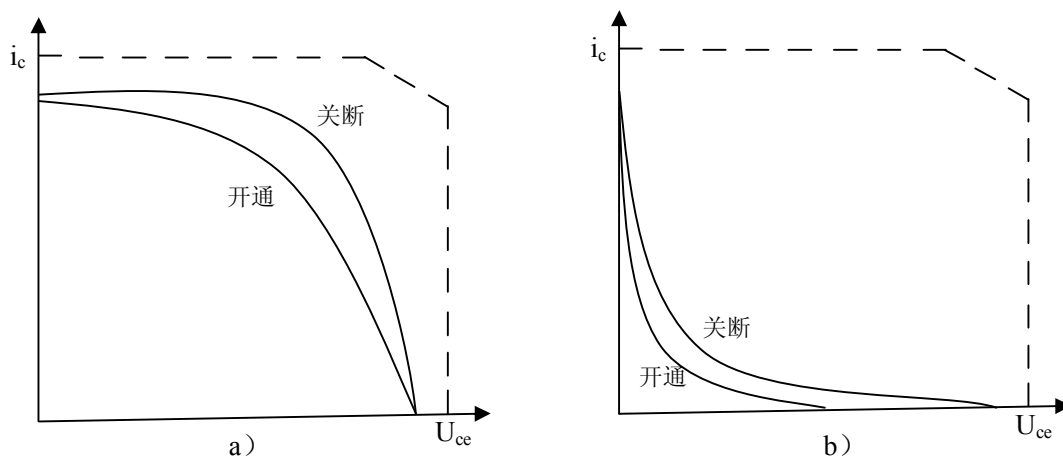
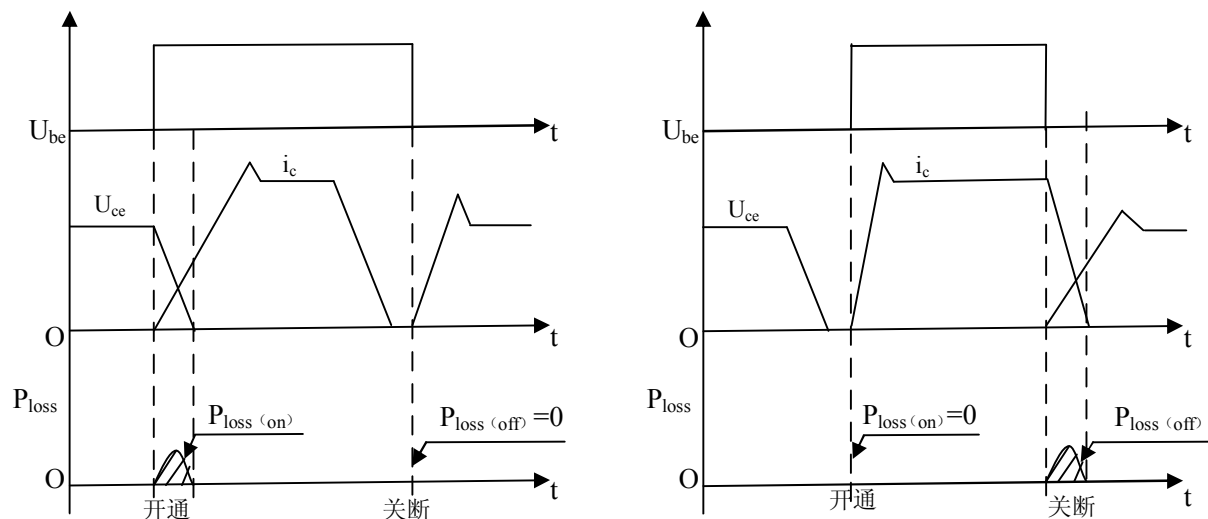


图 4.2 开关管分别在硬开关和软开关条件下的开关轨迹

Fig.4.2 The switching path of switching tube in the condition of hard switching and soft switching

实现开关管的软开关（Soft switching）是减小开关损耗的有效途径。图 4.3 为开关管软开关的波形图。



a) 零电流开关

b) 零电压开关

图 4.3 开关管实现软开关的波形图

Fig.4.3 The oscillogram of switching tube in the condition of soft switching

从以上分析可知，开通损耗和关断损耗组成了开关损耗。

减小导通损耗的方法有两种。一是零电流导通，即在开关管导通的瞬间保持电流为零，或者是电流的变化率很小，从而减小电压与电流交叠区域的面积，使开通损耗大大减小，如图 4.3a 所示；二是零电压导通，即在开关管开通前，使开关管两端电压为零，这样一来，电压和电流无几乎无交叠区域，所以开关损耗几乎为零，如图 4.3b 所示。

减小关断损耗的方法有两种。一是零电压关断，即在开关管关断的瞬间保持电压为零，或者是电压的变化率很小，从而减小电压与电流交叠区域的面积，使关断损耗大大减小，如图 4.3b 所示；二是零电流关断，即在开关管关断前，使流过开关管的电流为零，这样一来，电压和电流无几乎无交叠区域，所以开关损耗几乎为零，如图 4-3a 所示。

工作在软开关条件下的开关管开关轨迹如图 4.2b 所示，可以看出，此时开关管不会超出安全工作区域^[37]。

软开关电源变换器按照谐振方式以及参与能量交换的多少一般可分为以下几类：

(1) 全谐振型变换器，也叫作谐振变换器（Resonant converters）。该类变换器实际上是负载谐振型变换器，按照谐振元件的谐振方式，分为串联谐振变换器（Series resonant converters, SRCs）和并联谐振变换器（Parallel resonant converters, PRCs）两类^[38]。按谐振电路与负载的连接关系，谐振变换器可分为两类：一类是串联负载谐振变换器（Series load resonant converters, SLRCs），其负载与谐振回路相串联；另一类是并联负载谐振变换器（Parallel load resonant converters, PLSCs），其负载与谐振回路相并联^[39]。在谐振变换器中，谐振元件以一刻不停的谐振工作方式，参与到能量变换的全过程中去。该变换器所接负载大小和类型与之关系密切，受负载影响较大，一般采用频率调制的方法。

(2) 准谐振变换器（Quasi-resonant converters, QRCs）和多谐振变换器（Multi-resonant converters, MRCs）。这类变换器的特点是谐振元器件不全程参与能量变换的全过程而是其中的某一个阶段。准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器（Zero-current-switching Quasi-resonant converters, ZCS QRCs）和零电压开关准谐振变换器（Zero-voltage-switching Quasi-resonant converters, ZVS QRCs）。开关管的零电压开关在多谐振变换器中一般能够实现。这类变换器的控制方法需要采用频率调制。

(3) 零开关 PWM 变换器（Zero switching PWM converters）。它可分为零电压开关 PWM 变换器（Zero-voltage-switching PWM converters）和零电流开关 PWM 变换器（Zero-current-switching PWM converters）。该类变换器以 QRCs 为基础，将一个辅助开关管加入其中，使谐振元件的谐振过程得到

控制，实现恒定频率、脉冲宽度可调的控制，即 PWM 控制。谐振元件的开关周期比谐振工作时间长很多，一般为谐振工作时间的 5~10 倍。在这一点上，与 QRCs 有所不同。

(4) 零转换 PWM 变换器^[40]。它的特点是只在主开关管开关时辅助谐振电路才工作，使主开关实现软开关动作，其他时间不工作。

(5) 有源钳位软开关变换器^[41]。将钳位电路并联在开关电源的开关管上，使开关管动作时其两端的电压应力得到有效抑制；当开关管关断时钳位电路可以吸收瞬间加在开关管两端的尖峰电压所产生的浪涌能量，并在开关管导通时，将吸收的浪涌能量反馈回电网。在正激和反激等多种开关电源中都有有源钳位 ZVS 变换器的应用。

(6) 广义软开关 PWM 变换器^[42]。它的吸收网络将开关管的开关损耗吸收，使开关过程“软化”，降低电压电流变化率，减小开关管电压和电流在开关过程中交叠的面积，使开关损耗大幅降低，被称为广义软开关技术。

从效果、复杂程度以及成本上考虑，最终本文决定采用零转换 PWM 变换技术实现推挽软开关。

4-1-2 推挽电路软开关的设计与分析

为了提高效率、抑制偏磁、降低电磁干扰，本文利用零转换 PWM 变换技术设计了一种软开关式的推挽电路。其原理如图 4.4 所示。

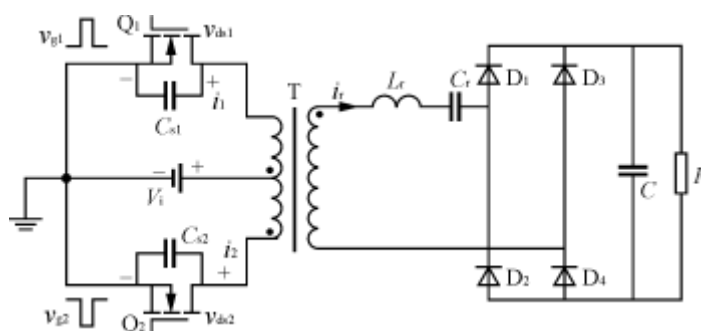


图 4.4 推挽软开关主电路原理图

Fig.4.4 The schematic diagram of the push-pull circuit with the soft switching

将图 4.4 与图 3.2 硬开关推挽电路比较可知，推挽软开关主电路拓扑结构分别在变压器一次侧的 MOSFET 两端并联电容；在变压器二次侧主回路上串联电感和电容后再经全桥整流电容滤波后输出母线电压。

该推挽软开关工作时的理想波形如图 4.5 所示

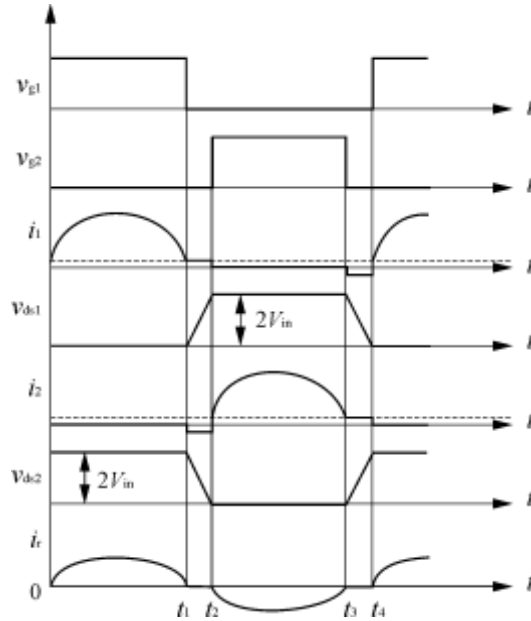


图 4.5 推挽软开关条件下的理想波形

Fig.4.5 The ideal oscillogram of push-pull in the condition of soft switching

其工作过程如下：在 $0 \sim t_1$ 时刻，开关管 Q_1 在零电压条件下导通， L_r 、 C_r 产生串联谐振，当流过 Q_1 的电流谐振为零时， Q_1 实现零电流关断； $t_1 \sim t_2$ 时刻， Q_1 关断而 Q_2 还未导通时，通过变压器原边剩余的激磁电流，使电容 C_{s1} 充电到 $2V_i$ ，同时 C_{s2} 上的电压放电到零； $t_2 \sim t_3$ 时刻， Q_2 在零电压条件下导通， L_r 、 C_r 产生串联谐振，当流过 Q_2 的电流谐振为零时， Q_2 实现零电流关断； $t_3 \sim t_4$ 时刻， Q_2 关断而 Q_1 还未导通，通过变压器原边剩余的激磁电流，使 C_{s2} 充电到 $2V_i$ ，同时 C_{s1} 上的电压放电到零。这四个开关过程周而复始，交替进行。

具体实现方法如下：将直流升压控制芯片 TL494 的 6 脚震荡电阻改为 220Ω ，5 脚震荡电容仍为 $2.2nF$ 不变，这样一来就产生了 $20kHz$ 的震荡频率，这一频率即为谐振频率。具体电路图参考图 3-4。

MOSFET 两端所并联的电容为 CBB 电容，经调试取其值为 104。

取谐振电感值为 $0.3mH$ ，根据式 4-1 有

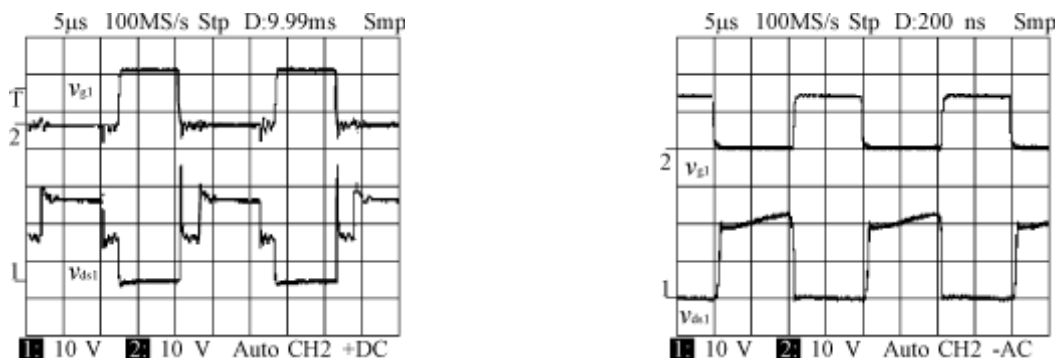
$$2\pi f_s = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4-1)$$

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 \times L_r} \quad (4-2)$$

式中， f_s 为 $20kHz$ 为推挽升压变换器的工作频率， L_r 为谐振电感， C_r 为谐振电容，由 4-2 式得 C_r 为 $0.21\mu F$ 。实际电路中取 224 的 CBB 电容。

同时去掉变压器原边的阻容吸收电路，及变压器副边的滤波电感。

推挽升压电路分别工作在硬开关和软开关状态下的功率管工作电压波形比较如图 4.6 所示。



a) 硬开关状态下功率管工作电压波形

b) 软开关状态下功率管工作电压波形

图 4.6 分别工作在硬开关和软开关条件下的驱动和输出电压比较

Fig.4.6 The comparement of driving voltage and output voltage in the condition of hard switching and soft

从图中可以看出，与硬开关状态相比，在软开关条件下，功率管在开通和关断的瞬间尖峰电压与震荡时间几乎为零，达到了很好的效果。

流过功率开关管工作电流的波形如图 4.7 所示。

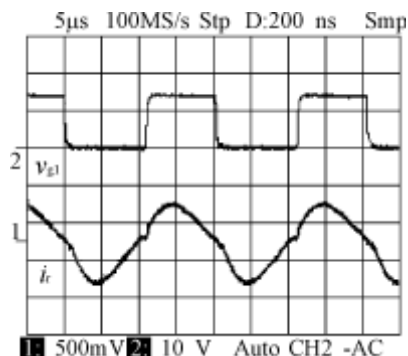


图 4.7 软开关条件下流过功率开关管的工作电流

Fig.4.7 The current through the power transistor in the condition of sofe switching

由于功率开关管是在零电流下开关，因此变压器二次侧的全桥整流二极管也工作在软开关下，所以变换器效率能得到很大程度的提高。

§4-2 稳压反馈策略优化设计

4-2-1 PID 控制器原理介绍与分析

PID 控制对被控对象进行控制的方式是将偏差的比例、微分和积分通过线性组合构成控制量之后进行的^[43]。给定值与实际输出量构成了偏差量。PID 控制法由动态控制过程中过去、现在和将来的信息所构成^[44]：比例环节能够校正偏差，包含了动态过程中现在的主要信息；积分环节能够消除静差，改善系统的静态特性，表现了过去积累的信息；微分环节，加速过程的开始，减小结束过程时的超调

量，克服震荡，提高系统的稳定性^[45]，加快系统的过渡过程，提高系统的动态性能，代表了将来的主要信息。

PID 控制系统的原理框图如图 4.8 所示。

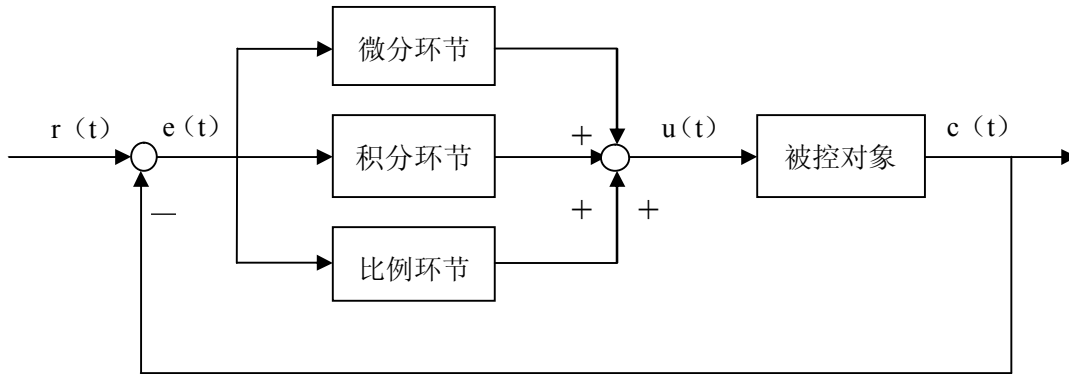


图 4.8 PID 控制系统原理框图

Fig.4.8 The function block diagram of the PID control system

PID 控制算法的表达式为：

$$u(t) = K_p \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt} \right) \quad (4-3)$$

式中： $e=r-c$ 为偏差，即控制器的输入； r 为系统的输入，给定值； c 为被控对象的输出； u 为控制作用量，即控制器的输出，即； K_p 、 T_i 、 T_d 分别为控制器的比例、积分、微分参数。

对上式进行拉氏变换，可得其传递函数为：

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (4-4)$$

式中： K_p ——比例系数

$K_i=K_p/T_i$ ——积分系数

$K_d=K_p \cdot T_d$ ——微分系数

PID 控制用途广泛，使用灵活，使用中只需设定三个参数 (K_p 、 K_i 、 K_d) 即可。在很多情况下，除比例控制单元不可或缺以外，其他两个单元可选择性的使用。

PID 控制器具有以下优点：

(1) 原理简单，使用方便。根据过程动态特性的改变，PID 参数可以依照其变化及时调整。如 PID 参数可以重新进行设定与调整当负载变化引起的系统动态性能变化时。

(2) 适应性强。无论是商品化的控制器还是目前最新的过程控制计算机都按照 PID 控制规律进行工作。通过适当简化的很多非线性或时变的工业过程也可以变成基本线性和动态性不随时间变化的系统，从而进行 PID 控制。

(3) 鲁棒性强。即被控对象的特性变化对控制品质的影响不大。

4-2-2 单闭环优化反馈稳压机制设计与分析

利用 PID 控制的相关原理和经验着手对反馈稳压闭环回路进行优化设计。之前的反馈稳压策略为双闭环控制。首先，对直流母线电压进行采样分析，通过阻容分压滤波、三端可编程精密参考源 TL431 进行电压精密调节、通过线性光耦 PC817 进行隔离后再接到前端开关电源控制芯片 TL494 上进行反馈稳压调节，使直流母线电压稳定不变。其次，是对交流输出的反馈稳压调节。由于满载时输出电流较大，在 MOSFET 和 LC 滤波电感上会产生一定的损耗和压降，导致输出电压下降，影响整机效率。因此对输出电压进行反馈补偿以保证其幅值保持恒定。该思路的原理框图如图 4.9 所示。

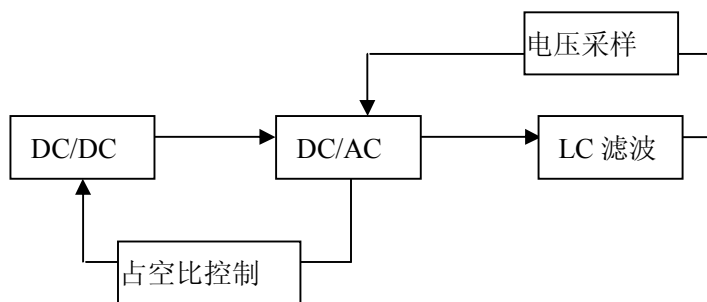


图 4.9 原整流逆变方案原理框图

Fig.4.9 The primary function block diagram of rectification and invert scheme

但是，此反馈机制存在缺陷。首先，由于交流反馈的引入，使得直流母线的电压利用率降低。也就是说，能量没有通过 MOSFET 全部释放出来，而是有一部分被滤波电感挡了回去，在前端的高频变压器形成涡流。这样一来，使得变压器和电感上的损耗增加，整机效率降低。其次，交流反馈加大了电路的复杂性，同时使干扰增强。而且对降低成本和批量生产不利。

于是，对该反馈机制进行优化设计。将双反馈稳压变成单闭环控制稳压，降低电路的复杂性，同时以线性光耦 PC817 代替变压器起到隔离作用，提高系统稳定性的同时降低成本。原理框图和优化后的反馈稳压原理图分别如图 4.10、4.11 所示。

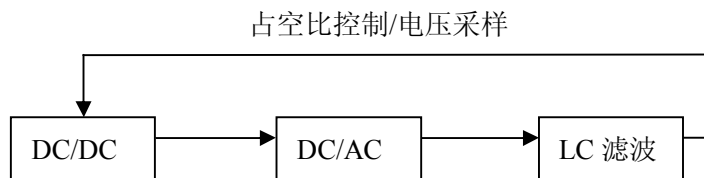


图 4.10 优化后整流逆变方案原理框图

Fig.4.10 The optimized function block diagram of rectification and invert scheme

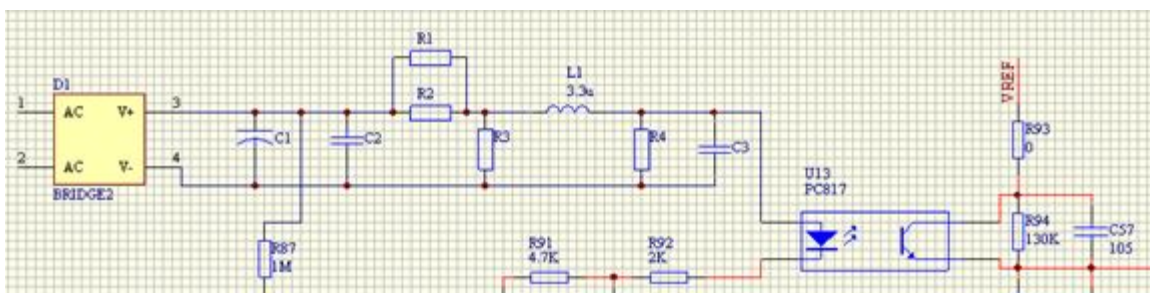


图 4.11 优化后的反馈稳压原理图

Fig.4.11 The optimized schematic diagram of the function of feedback stabilization

其基本原理为：输出 220V 正弦波交流电通过整流桥 D1 整流，电容 C1 平波后分为两路，一路通过电阻分压接到 TL431 的基准端；另一路分压接到光耦的 1 脚，为光耦供电。其稳压原理之前已说明，在此不再赘述。这样一来，通过改变 TL494 输出 PWM 的占空比控制直流母线电压，用以抵消后端逆变 MOSFET 的管压降和滤波电感上的压降使输出交流电压稳定不变。保证电源随时工作在直流母线电压利用率最大处。所谓直流母线电压利用率就是指输出交流电压的幅值与直流母线电压的比值。令直流母线电压利用率为 m 。THD (Total Harmonic Distortion) 为总谐波失真度，THD 是输出正弦波性能优劣的重要指标。假设 V_1 为该逆变电源输出基波的有效值， V_2, V_3, \dots, V_n 为输出交流电压的各次谐波， V_{OUT} 为直流母线电压。根据 THD 的定义有

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (4-5)$$

根据直流母线电压利用率 m 的定义有

$$m = \frac{\sqrt{2}V_1}{V_{OUT}} \quad (4-6)$$

将 4-5 式变化形式，得

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}{V_1^2} - 1} \quad (4-7)$$

不考虑其他损耗，根据能量守恒，逆变前后总的归一化能量相等，及

$$V_{OUT}^2 = \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \quad (4-8)$$

将式 4-8 和式 4-6 代入式 4-7 有

$$THD = \sqrt{\frac{2}{m^2} - 1} \quad (4-9)$$

将逆变过程中的开关损耗、杂散损耗、滤波器能耗考虑进来，得到 THD 与直流母线电压利用率

的近似关系式为

$$THD = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{m^2} - 1} \quad (4-10)$$

由于反馈稳压控制机制的优化,使得母线电压利用率高达 97%由式 4-10 可知,此时 THD 为 0.53。输出电压机会无畸变,满足严格要求正弦波带负载的场合。直流母线电压利用率越高,THD 值越小,滤波器的衰减系数越小,要求的电感量越小,成本越低,效率越高。

§4-3 软启动功能的实现

由于原逆变系统为高频方案,输出级不带工频变压器调压,也就达不到限流的作用,所以带载性能欠佳,瞬间带满载时会产生很大的浪涌电流,轻者击穿前级的功率 MOSFET,重者损坏高频变压器,甚至造成整个系统的瘫痪。

因此,为系统添加软启动功能显得尤为重要。增添软启动的方式分为两类。一类是在主电路上增加开关器件,及外围电路。应用软开关技术,使电流谐振过零时接通主电路,当系统正常运转后再将开关器件关断,使此辅助电路停止工作,以避免辅助电路长期工作所产生的损耗过大,影响整机效率。此种方法设计复杂,需要额外增加控制芯片对辅助电路中的开关器件进行控制,开通瞬间损耗较大,不易实现;一类是在控制电路上下文章,通过对 PWM 控制芯片的研究,和对各管脚功能的认识和理解,通过改变控制 PWM 输出的管脚的电压变化率来实现软启动功能。

综合利弊,本文决定采取改变控制电路的方式实现软启动功能,原理如图 4.12 所示

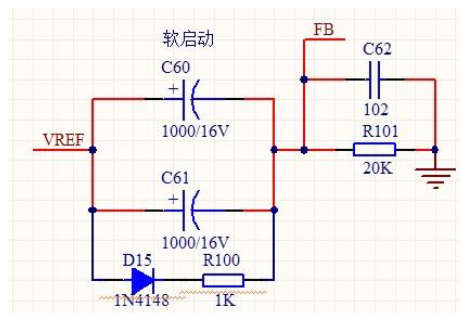


图 4.12 软启动电路

Fig.4.12 The schematic circuit diagram of soft boot

图中, V_{ref} 为 PWM 控制芯片 TL494 的参考基准电压, C_{60} 和 C_{61} 为电解电容, FB 接 TL494 的 3 脚。

其工作过程如下:当芯片 TL494 上电的一瞬间, V_{ref} 电压为 5V, 电容 C_{60} 和 C_{61} 上的电压不能突变, 因此 V_{ref} 通过电阻 R_{101} 全部加在了 FB 端, 根据第三章对 TL494 的介绍可知, 当 3 脚电压为高时 PWM 输出为零, 因此此时芯片不工作, 直流母线电压为零, 输出电压为零; 随着时间的积累, 电解电容上的电荷逐渐增多, 电压成指数形式递增, 与此同时, FB 端电压以指数形式逐渐减小, 直到衰减到零。受 FB 端的控制, 输出 PWM 电压的幅值由零逐渐上升到最大值。加入软启动前后输出直流母线电压的比较如图 4.13 所示。

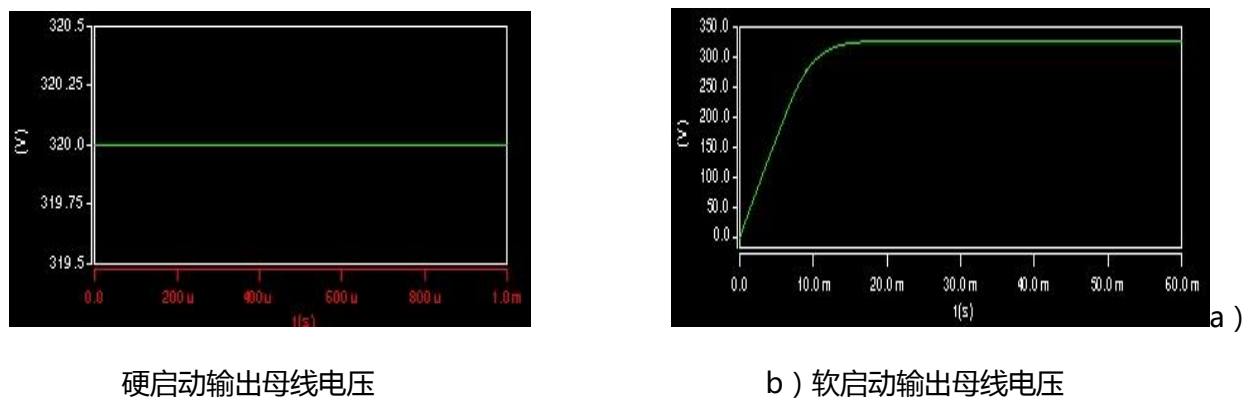


图 4.13 增加软启动功能前后输出直流电压的比较

Fig.4.13 The comparison of the output DC voltage with the condition of hard boot and soft boot

增加软启动功能后，使逆变电源瞬时带满载成为可能，提高了带载性能，延长了使用寿命。减小了开机瞬间的浪涌电流，保护功率开关管和高频变压器不被电流击穿。增加了安全性。

§4-4 过流保护与短路保护的设计与分析

保护电路之于开关电源来说就像一名保镖和卫士，时时刻刻从各方面保护电源的安全。动作有效、灵敏，电路简单的保护电路对于整个逆变系统来讲起着举足轻重的作用。一种好的保护电路，可以允许电源工作在一定严苛的环境条件下而不易损坏，是产品批量生产的前提条件。

前面已经介绍了在推挽电路控制芯片 TL494 基础上开发的输入直流电压过、欠压保护，这里不再赘述。下面详细分析过流保护与短路保护的工作原理。

4-4-1 过流保护设计与原理分析

在全桥逆变电路中，逆变输出的负极和直流母线输入的负极之间搭接一个大功率小阻值的电阻，这里选用 $0.5\Omega/5W$ 的水泥电阻，用以检测回路电流的大小，其原理如图 3-7 所示。根据控制芯片 TL494 管脚的功能，对该芯片 15、16 脚进行重新设计，如图 4.14 所示。

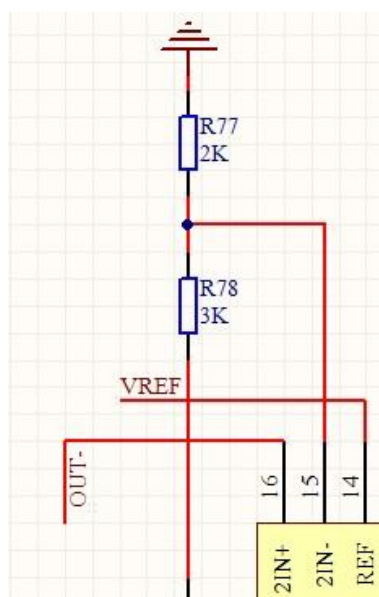


图 4.14 过流保护芯片引脚图

Fig.4.14 The schematic diagram of the pin of TL494 to make the overcurrent protection

图中， V_{ref} 为 5V 参考电压，通过电阻 R_{77} 和 R_{78} 分压，分得的电压给 15 脚作为基准端；16 脚接逆变输出负极 OUT⁻。工作过程如下：当主回路电流超过额定电流值时，16 脚电压高于 15 脚电压，芯片内部的误差放大器导通，芯片停止工作，达到过流保护的目。其中，

$$V_{15} = \frac{R_{77}}{R_{77} + R_{78}} V_{ref} \quad (4-5)$$

$$V_{OUT^-} = I_{max} \times R \quad (4-6)$$

式中 V_{15} 为 15 脚电压， V_{OUT^-} 为 16 脚电压。根据式 4-5 和 4-6 知，当 $I_{max} > 4A$ 时，

$$V_{OUT^-} > 4 \times 0.5 = V_{15} = 2V \quad (4-7)$$

当电源带载负荷过大，工作电流大于额定电流 4A 时，此过流保护电路启动，芯片关断输出 PWM 波，电源停止工作。

4-4-2 短路保护设计与原理分析

当逆变电源的输出端发生短路的时候，若无保护措施，会造成后级逆变桥功率开关管的击穿，酿成危险。因此，本文设计了一个新颖的短路保护电路，当发生短路时，立即对 SPWM 发生芯片 HT1215 和驱动芯片 IR2110 的相关管脚发送短路信号，使上述两部分电路及时停止工作，关闭输出，避免对 MOWFET 造成损坏。该电路的相关原理如图 4.15 所示。

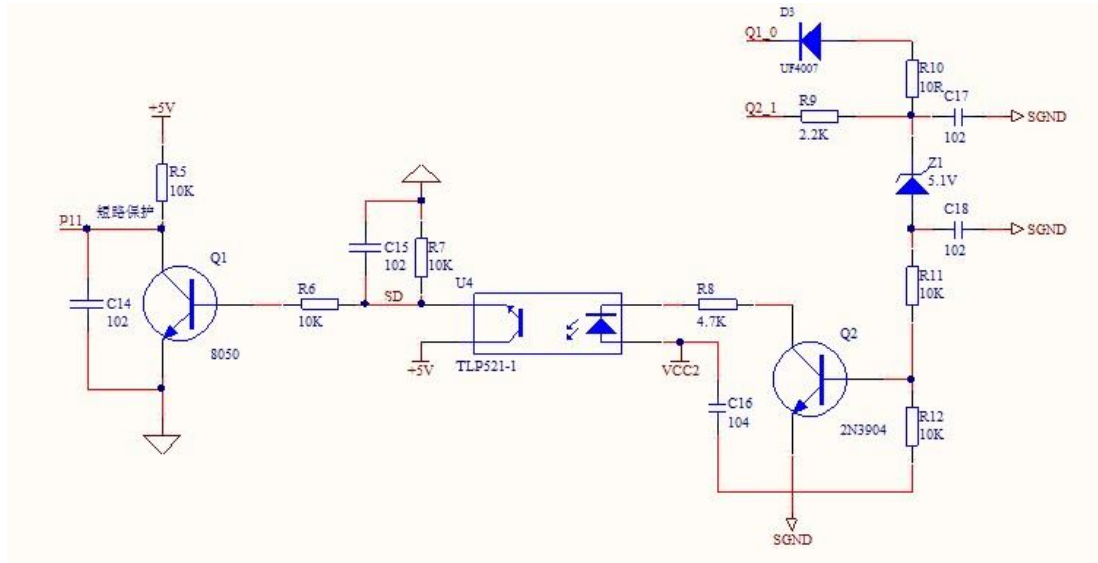


图 4.15 短路保护原理图

Fig.4.15 The schematic diagram of the short-circuit protection

图中， Q_{1-0} 为逆变输出的一端，及逆变桥上下管的中间连接点； Q_{2-1} 为同一桥臂下管的驱动端； Z_1 为 5.1V 的稳压管； D_3 为快恢复二极管。

其工作过程如下：正常工作时，当同一桥臂的上管导通时， Q_{1-0} 上的电压为母线电压经一个管压降后的电压，因为同一桥臂上的两开关管不能直通，故此时同一桥臂上下管必然处于关断状态，因此 Q_{2-1} 为低电平。参考图 3-7 图。此时，二极管 D_3 因承受反压而截止，没有电流经稳压管流入后端的保护电路中去；当同一桥臂的下管导通，上管关断时， Q_{1-0} 为低电位， Q_{2-1} 为高电位，电流经 R_9 、 R_{10} 、 D_3 泄流到 Q_{1-0} ，也不会有电流经稳压管流入后端的保护电路中去。

发生短路的一瞬间，同一桥臂的上下两管同时导通，造成 Q_{1-0} 和 Q_{2-1} 两端的电位同时为高， Q_{2-1} 上的电压无法再通过二极管 D_3 泄流到 Q_{1-0} ，只得经过稳压管 Z_1 流入后端的保护电路，电流经三极管 Q_2 放大后驱动光耦内部的发光二极管导通，并触发感光三极管导通，产生 SD 信号送给驱动芯片 IR2110 使其关闭输出；同时经三极管 Q_1 将电位拉低后送给 SPWM 发生芯片 HT1215，使其关闭输出。

§4-4 高频逆变系统一体化设计

对原理图进行重新设计，将本章所涉及的优化设计融入到新的系统中。并且重新布置 PCB 板，将主电路部分与控制电路部分合二为一，共同放到同一 PCB 板上。并调试样机，装盒做老化实验，准备批量生产。重新设计的原理图与 PCB 如图 4.16、4.17、4.18 所示。

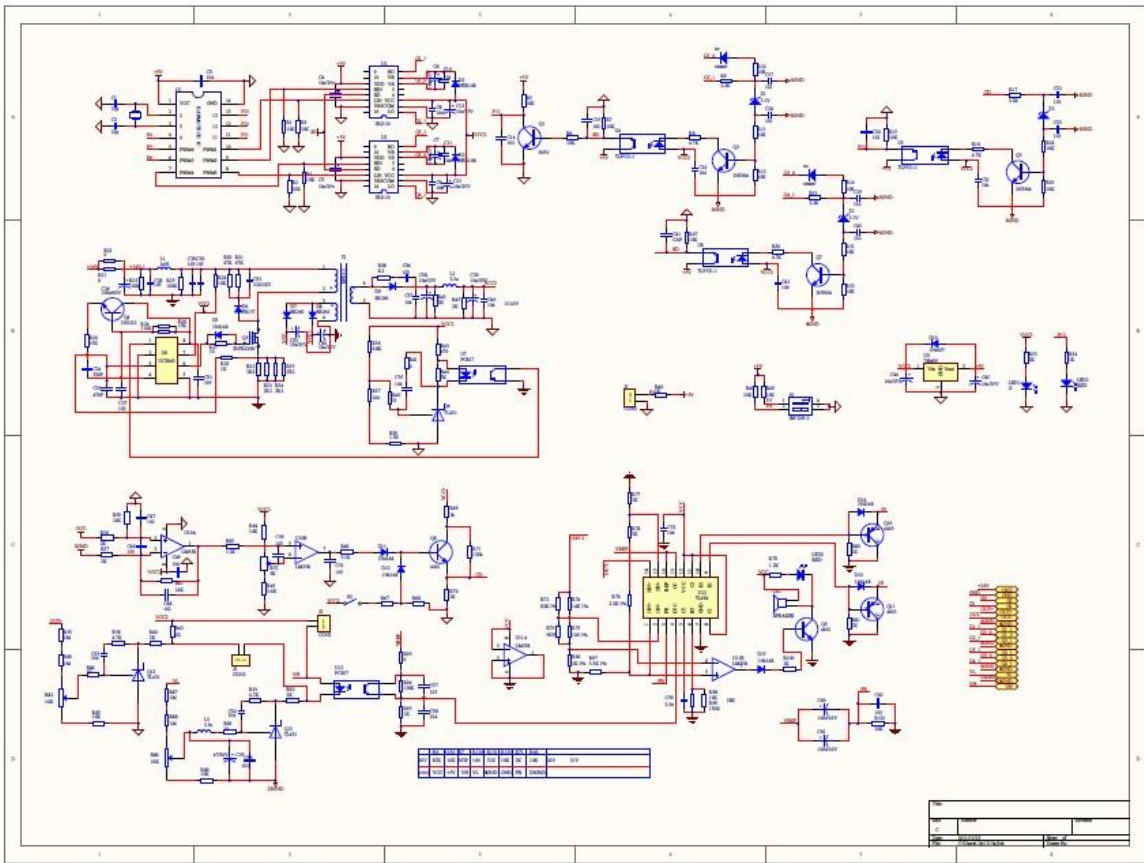


图 4.16 控制系统原理图

Fig.4.16 The schematic diagram of control system

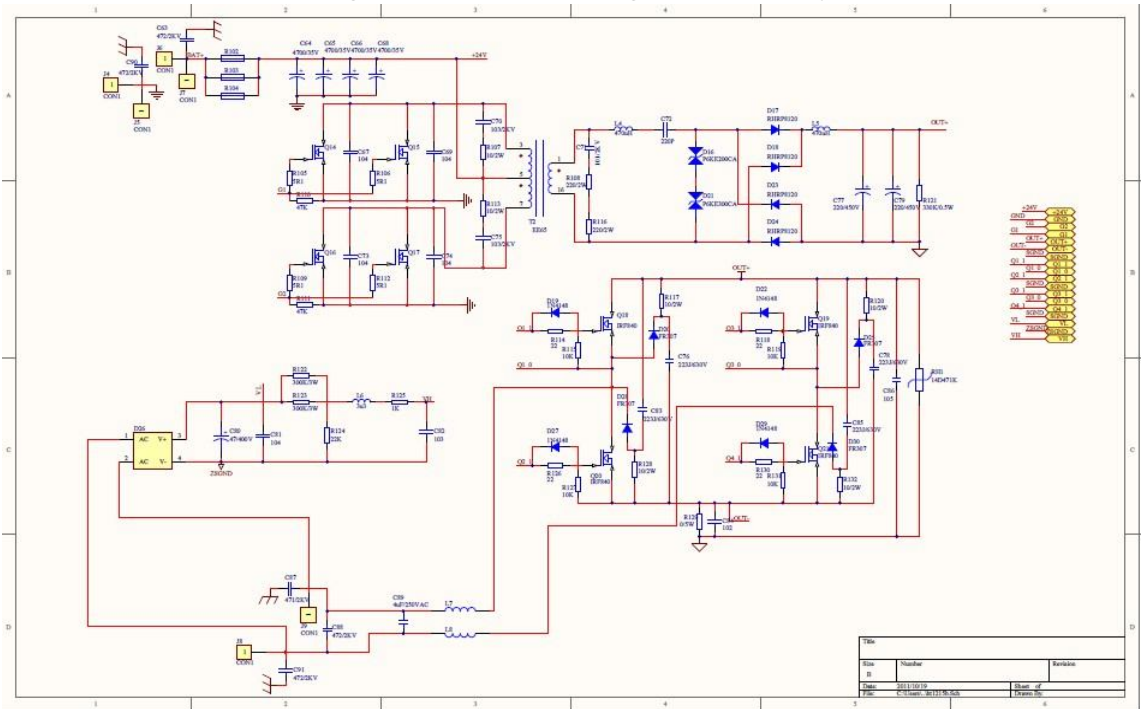


图 4.17 主功率系统电路原理图

Fig.4.17 The schematic diagram of power system

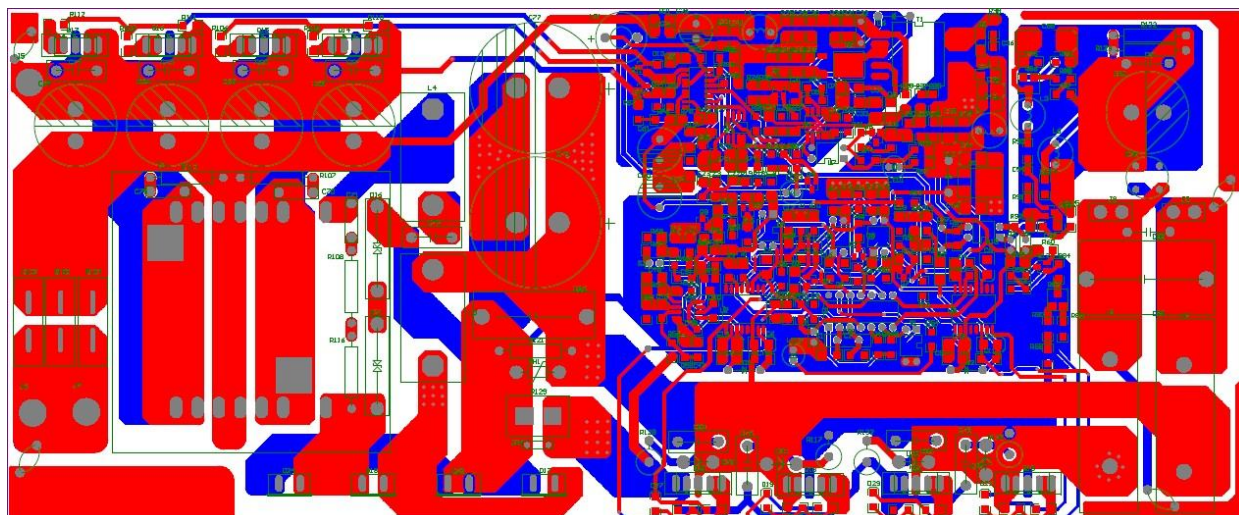


图 4.18 逆变系统 PCB 图

Fig.4.18 The PCB of invert system

§4-5 本章小结

本章首先对软开关电源技术进行简要介绍，对推挽电路软开关的实现进行设计与分析并确定谐振元件参数；然后对 PID 控制器进行简要介绍，优化逆变系统的稳压控制机制，并且为优化后系统性能的提高提出了理论依据；最后设计了软启动、过流保护、短路保护等电路，并对 PCB 板进行重新设计，进一步优化系统配置，提高电源性能。

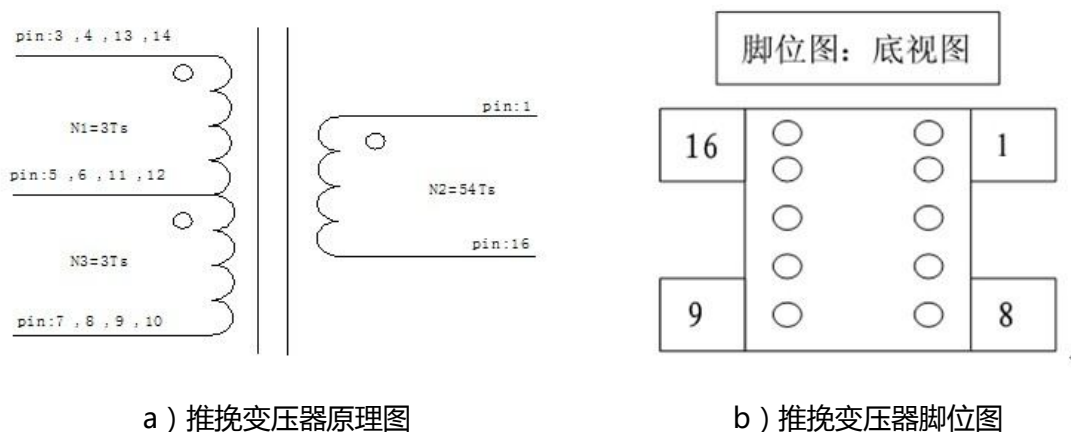
第五章 参数设计与器件选型

§5-1 磁性材料的参数设计与选型

5-1-1 高频变压器设计

(1) 功率推挽变压器的设计

根据原理图及 PCB 板的实际需要，设计变压器的原理与脚位图如图 5.1 所示。



a) 推挽变压器原理图

b) 推挽变压器脚位图

图 5.1 推挽变压器的原理图与脚位图

Fig.5.1 The schematic diagram and pin assignment of the push-pull transformer

图 5.1a 中变压器原边 5、6、11、12 脚接输入电源的正极，3、4、13、14 和 7、8、9、10 脚分别和功率开关管 MOSFET 相连，变压器副边的 1 脚和 16 脚为输出端。

利用磁芯几何常数 (K_g) 法设计 1kW,70kHz 的带中心抽头的高频推挽变压器。假设输入电压 V_{min} 为 24V，输出电压 V_0 为 400V，输出电流 I_0 为 4A，频率 f 为 70kHz，效率 η 为 95%，调整率 α 为 0.5%，二极管压降 V_d 为 2V（后级采用桥式整流，有两个二极管管压降），工作磁通密度 B_{AC} 为 0.05T，磁芯材料为铁氧体，窗口利用系数 K_u 为 0.4，温升目标 T_r 为 30℃。

现在，我们选择一个使交流(AC)电阻与直流(DC)电阻关系是 1 的导线

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1 \quad (5-1)$$

以厘米为单位的趋肤深度为

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} = 0.025 \quad (\text{cm}) \quad (5-2)$$

则导线的直径 D_{AWG} 为

$$D_{\text{AWG}} = 2\varepsilon = 0.05 \quad (\text{cm}) \quad (5-3)$$

则导线裸面积 A_{W} 为

$$A_{\text{W}} = \frac{\pi(D_{\text{AWG}})^2}{4} = 0.00196 \quad (\text{cm}^2) \quad (5-4)$$

查询线规导线表，选取 25 号导线为变压器的绕组导线。

步骤 1：计算变压器的输出功率 P_o 。

$$P_o = I_o(V_o + V_d) = 1608 \quad (\text{W}) \quad (5-5)$$

步骤 2：计算二次视在功率 P_{ts} ，由于变压器副边无中心抽头，故电流修正系数 $U=1$ ，所以

$$P_{\text{ts}} = P_o = 1608 \quad (\text{W}) \quad (5-6)$$

步骤 3：计算总视在功率 P_t

$$P_{\text{in}} = \frac{P_o}{\eta} \quad (\text{W}) \quad (5-7)$$

$$P_{\text{tp}} = P_{\text{in}} U \quad (\text{W}) \quad (5-8)$$

$$P_t = P_{\text{tp}} + P_{\text{ts}} = 2660.6 \quad (\text{W}) \quad (5-9)$$

补助 4：计算电状态 K_e

$$K_e = 0.145 K_f^2 f^2 B_{AC}^2 \times 10^{-4} \quad (5-10)$$

因变压器输出为方波，故取 $K_f=4$ ，所以 $K_e=2842(\text{W}/\text{cm}^5)$ 。

步骤 5：计算磁芯几何常数 K_g

$$K_g = \frac{P_t}{2K_e \alpha} = 0.9362 \quad (\text{cm}^5) \quad (5-11)$$

步骤 6：选择一个与此磁芯几何常数 K_g 相近的 EE 磁芯

磁芯型号为 EE-75，磁性材料为 PC44，磁路长度 MPL 为 10.7cm，磁芯质量 W_{tFe} 为 179g，铜质量为 111.1g，平均匝长 MLT 为 11.2cm，铁面积 A_c 为 3.39cm²，窗口面积 W_a 为 2.799cm²，面积积 A_p 为 9.487cm⁴。磁芯几何常数 K_g 为 1.1527cm⁵，表面积 A_t 为 118cm²，亨利每 1000 匝 AL 为 7900。

步骤 7：计算一次绕组匝数 N_p ，利用法拉第定律

$$N_p = \frac{V_p \times 10^4}{K_f B_{AC} f A_c} = 5 \quad (\text{匝}) \quad (5-12)$$

步骤 8：计算电流密度 J ，利用窗口利用系数 $K_u=0.29$

$$J = \frac{P_t \times 10^4}{K_f K_u B_{AC} f A_p} = 691 \quad (\text{A/cm}^2) \quad (5-13)$$

步骤 9: 计算输入电流 I_{in}

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in} \eta} = 70.53 \quad (\text{A}) \quad (5-14)$$

步骤 10: 计算一次绕组导线的裸面积 $A_{wp(B)}$

$$A_{wp(B)} = \frac{I_{in} \sqrt{D_{max}}}{J} = 0.07216 \quad (\text{cm}^2) \quad (5-15)$$

步骤 11: 计算一次多股导线所需要的股数 S_{np}

$$S_{np} = \frac{A_{wp(B)}}{A_{\oplus 25}} = 44.5 \text{取} 45 \quad (5-16)$$

步骤 12: 计算新的电阻率 R_r

$$R_r = \frac{R_r'}{S_{np}} = 23.6 \quad (\mu\Omega/\text{cm}) \quad (5-17)$$

步骤 13: 计算一次绕组电阻 R_p

$$R_p = MLT(N_p) \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} = 0.001322 \quad (\Omega) \quad (5-18)$$

步骤 14: 计算一次绕组的铜损 P_p

$$P_p = I_{in}^2 R_p = 6.576 \quad (\text{W}) \quad (5-19)$$

步骤 15: 计算二次绕组匝数 N_s

$$\begin{cases} N_s = \frac{N_p V_s}{V_{in}} \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right) \\ V_s = V_o + V_d \end{cases} \quad (5-20)$$

于是求得二次绕组匝数 N_s 为 84.17 匝，取 84 匝。

步骤 16: 按照变压器一次绕组的相关计算公式，计算出二次绕组对应参数。

二次绕组导线裸面积 A_{ws} 为 $0.00409 \text{ (cm}^2\text{)}$ ，二次绕组多股线所需的股数 S_{ns} 为 2.52 取 3 匝，计算二次绕组新的电阻率为 $354 \text{ (}\mu\Omega/\text{cm)}$ ，计算二次绕组电阻 R_s 为 $0.011894 \text{ (}\Omega\text{)}$ ，计算二次绕组铜损 P_s 为 0.1903 (W) ，计算一二次绕组总铜损 P_{Cu} 为 6.7663 (W) 。

步骤 17: 计算变压器调整率 α

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} \times 100 = 0.4208\% \quad (5-21)$$

步骤 18: 计算磁芯损失

$$mW/g = kf^{(m)}B_{AC}^{(n)} = 0.000318f^{1.51}B_{AC}^{2.747} = 1.76 \quad (5-22)$$

步骤 19: 计算磁芯损失 P_{Fe}

$$P_{Fe} = (mW/g)(W_{tFe} \times 10^{-3}) = 0.3144 \quad (W) \quad (5-23)$$

步骤 20: 计算总损失 P_{Σ}

$$P_{\Sigma} = P_{Cu} + P_{Fe} = 7.0807 \quad (W) \quad (5-24)$$

步骤 21: 计算单位表面积的损失 ψ

$$\psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = 0.06 \quad (W/cm^2) \quad (5-25)$$

步骤 22: 计算温升 T_r

$$T_r = 450\psi^{0.826} = 44^{\circ}C \quad (5-26)$$

步骤 23: 计算总的窗口利用系数 K_u

$$\begin{cases} K_u = K_{up} + K_{us} \\ K_{us} = \frac{N_s S_n A_{ws(B)}}{W_a} = 0.0146 \\ K_{up} = \frac{N_p S_{np} A_{wp(B)}}{W_a} = 0.0131 \end{cases} \quad (5-27)$$

所以 $K_u = 0.0277$

根据以上的分析, 求得该高频变压器的参数为: 设计变压器的铁芯型号为 EE-75, 骨架的安装方式为 16 管脚卧式, 变压器磁材选择铁氧体 PC44, 设计电流初级电流 50A、次级电流 4A, 设计工作方式为推挽式, 设计导线线径为 0.05cm, 原边匝数为 5 匝, 每匝为 45 股导线, 副边匝数为 84 匝, 每匝为 3 股导线, 变压器变比为 5: 5: 84, 工作频率为 70kHz, 经实测副边电感量为 16mH, 漏感为 30uH。

(2) 辅助电源反激隔离变压器的设计

根据上述原理, 利用磁芯几何常数 (K_g) 法设计辅助电源反激隔离变压。其原理和管脚图如图 5-2 所示。

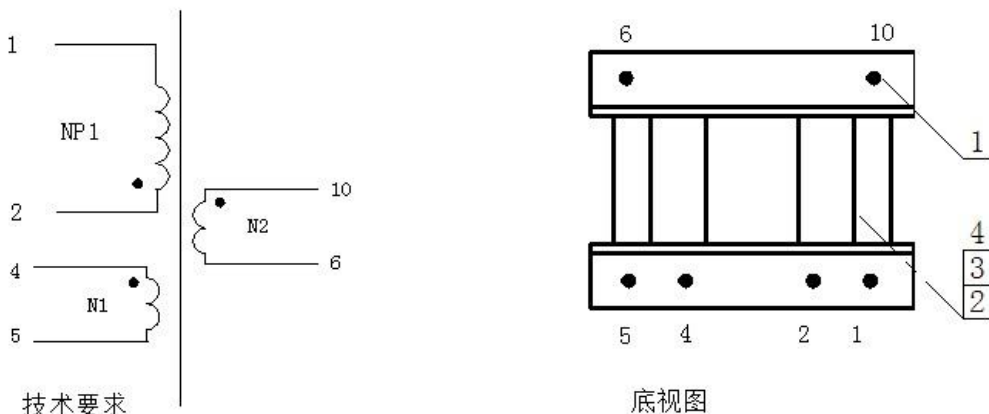


图 5.2 反激变压器原理图及底视图

Fig.5.2 The schematic diagram and bottom view of the flyback transform

经计算得知该变压器参数为：NP₁ 为 29 匝，N₁ 和 N₂ 为 12 匝，三个绕组均为单线绕制，线径为 0.041cm，原边绕组 NP₁ 的电感量为 87uH，绕制顺序为 NP₁-N₁-N₂，骨架引脚间距 2.5mm，采用标准的 5+5 表贴骨架。

两变压器的主要参数见表 5-1 所示。

表 5.1 变压器参数

Table 5.1 The parameter of transform

磁芯型号	磁材	变压器变比	工作方式	线径	工作频率
EE65	PC44	5:5:84	推挽	0.05	70kHz
EFD15	3C85	29:12:12	反激	0.041	30kHz

5-1-2 π 型滤波器的参数设计

(1) 逆变电源的空载损耗是一个重要指标^[46]。空载时滤波器的滤波电流越大，损耗就越大。原因有以下两个方面：一方面，滤波器的滤波电流越大，流过逆变桥开关器件上的电流就越大，开关损耗就越大；另一方面，空载时滤波器流过滤波电感与滤波电容的输入电流所产生的损耗也会增大。所以为了降低空载损耗，空载时流入滤波器的电流不能超过一定值。一般的，逆变电源输出额定电流要比空载时输入滤波器的基波电流大 10 倍左右。

设 U_o 为输出基波电压的有效值， I_m 为空载时输入滤波器的基波电流有效值， ω_o 为基波角频率，则由图 5.3 可得

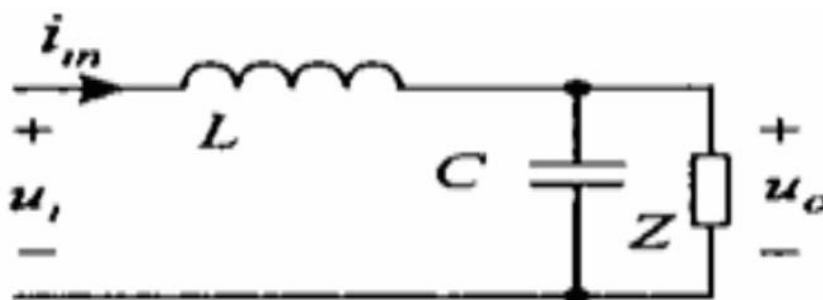


图 5.3 π 型滤波器电路原理图Fig.5.3 The schematic diagram of the π filter

$$I_m = W_o C U_o \quad (5-28)$$

由上式可知，空载时滤波器输入基波电流正比于滤波电容 C ，所以 LC 滤波器的电容值不能超过一定值以便使逆变电源的空载损耗不致过大。

(2) 逆变电源对非线性负载的适应性指标

逆变电源对非线性负载的适应性是衡量逆变电源性能优劣的重要指标。非线性负载相当于一种谐波电流源，能够引起逆变电源输出电压波形的畸变，非线性负载上的谐波电流在逆变电源输出阻抗上产生谐波压降，从而使波形畸变产生于输出电压。可见逆变电源的输出阻抗直接关系到逆变电源对非线性负载的适应性，输出阻抗越小，逆变电源对非线性负载的适应性越好。

开环时逆变电源的输出阻抗即为 LC 滤波器的阻抗，于是有

$$Z_o = \frac{\omega L}{|1 - \omega^2 LC|} \quad (5-29)$$

在 L 、 C 乘积恒定时， L 越小，输出阻抗越小。

当逆变电源采用电压瞬时值反馈控制方案时，可以和开环状态下结论相同。

综上所述，可以得到以下两点结论：

- 1) 在 LC 恒定时， L 越小，逆变电源的输出阻抗 Z_o 越小，逆变电源对非线性负载的适应性越好^[47]。
- 2) L 越小过调制现象越不容易发生，逆变电源对非线性负载的适应性越好。

该滤波器的传递函数为：

$$G(S) = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{\frac{1}{LC}}{S^2 + \frac{1}{RC}S + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (5-30)$$

$$\text{式中， } \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

由相关自动控制原理可知，转折角频率 ω_n 和阻尼系数 ξ 是影响滤波效果的主要参数。一般情况下，选择逆变电源输出频率 f_s 要远远高于 SPWM 逆变电源的输出 LC 滤波器的转折频率 f_n ，并且能够明显抑制逆变输出频率以及附近频带的谐波。逆变系统中，开关器件的开关频率为 19.2kHz，谐波主要集中在其附近。取此处截止频率为 20kHz，逆变电源输出频率为 LC 滤波器的转折频率的十倍，即：

$$f_n = \frac{f_s}{10} = 2\text{kHz} \quad (5-31)$$

即

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2\text{kHz} \quad (5-32)$$

根据经验，我们可以近似认为滤波器的空载输入基波电流为逆变电源的空载电流，由式 5-28 知，滤波电容的临界值为：

$$C = \frac{I_m}{\omega_o U_o} \quad (5-33)$$

其中， $\omega_o = 2\pi f$ 为基波角频率， U_o 输出交流电压有效值 220V， I_m 经实验测得为 0.28A。所以，通过计算得到滤波电容为 4 μ F。

根据第四章的相关理论得知，单向单极性逆变电源的 THD 为 0.53，假设滤波前后的畸变百分比为 1%，则根据滤波器的相关理论有

$$\frac{1}{\omega^2 LC - 1} < \frac{1\%}{\text{THD}} = \frac{1}{53} \quad (5-34)$$

式中 ω 为滤波器的截止频率，因为芯片 HT1215 采用的是特定谐波消去技术，2~378 次谐波已经消除，也就是说截止频率 $\omega = 378 \times 50\text{Hz}$ 。又因为 $C = 4\mu\text{F}$ ，所以根据式 5-34 有 $L = 0.958\text{mH}$ 。这里取两个 0.5mH 的铁硅铝电感。

§5-2 功率开关器件的选型

(1) 全桥逆变功率 MOSFET 的选型

高频逆变电源在工作中，后端逆变桥中的开关器件承受的最大正向电压为直流母线上的电压，直流母线上的电压为 355V，电源的输出功率为 1kVA，假设功率因数为 0.9，则流过整流二极管的电流约为 3.125A。整流桥的输出电压为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U = 320 \quad (\text{V}) \quad (5-34)$$

母线电压经整流滤波后，送入后级逆变桥，所以逆变桥输入端最大电压为 320V，考虑保留一定的安全裕量，取 MOSFET 的额定电压为 $1.5U_d$ 即 500V。逆变输出为 SPWM 波，其基波幅值为：

$$U_{om} = \alpha U_d \quad (5-35)$$

其有效值为

$$U_{ol} = \frac{\sqrt{2}\alpha U_d}{2} \quad (5-36)$$

其中， α 为调制度， $0 < \alpha \leq 1$

由于逆变输出的高次谐波将被滤波器滤除，最终输出基波，因此基波电流占主要成分，逆变器的输出功率近似等于基波功率，即

$$P \approx U_{o1} I \cos \phi \quad (5-37)$$

由式 5-36 得

$$P \approx \frac{\sqrt{2} \alpha U_d}{2} I \cos \phi \quad (5-38)$$

可推得

$$I \approx \frac{P}{\sqrt{2} \alpha U_d \cos \phi} \quad (5-39)$$

忽略器件上的功率损耗，可认为输出功率与输入功率相等，并假设 $\cos \phi = 0.9$ ， $\alpha = 0.75$ 。若再忽略整流桥的功率损耗，认为输入输出功率相等，设电源输出功率为 1kVA，则逆变器的输出电流为 3.274A，其峰值为

$$I_{\max} = \sqrt{2} I = 4.63 \quad (\text{A}) \quad (5-40)$$

考虑到给 MOSFET 保留一定的安全裕量，取额定电压为 500V，额定电流为 8A 的 IRF840 作为逆变桥的开关器件。其主要参数见表 5.2 所示。

表 5.2 功率场效应管 IRF840 参数

Table 5.2 The parameter of power MOSFET IRF840

型号	漏源电压	漏源电阻	漏极电流	栅源电压	功率损耗
IRF840	V_{DSS}	R_{DS}	I_D	V_{GS}	P_{tot}
	500V	0.85Ω	8A	$\pm 20V$	125W

(2) 推挽升压功率 MOSFET 的选型

满载时，主开关管和承受的电压应力为

$$V_{ds} = \frac{V_{in}}{1-D} = 48 \quad (\text{V}) \quad (5-41)$$

其中， $V_{in}=24V$ ， $D=0.5$

MOSFET 的电流应力为励磁电流与推挽状态负载电流的和，即

$$I_{v\text{ia}v} = I_{Lm} + N \frac{N V_{cl} - V_o / 2}{L_k} (1-D) T_s \approx 60 \quad (\text{A}) \quad (5-42)$$

流过主开关管电流的有效值为

$$I_{\text{mrms}} = \sqrt{\frac{\int_{t_0}^{t_9} I_{L1}(t)^2 dt + \int_{t_{14}}^{t_{15}} I_{L1}(t)^2 dt}{T_s}} \approx 32 \quad (\text{A}) \quad (5-43)$$

综上所述开关管选取 IRF2807，其主要性能参数如表 5.3 所示。

表 5.3 功率场效应管 IRF2807 参数

Table 5.3 The parameter of power MOSFET IRF2807

漏源电压	漏源电流	漏源阻抗	上升时间	导通延 时时间	关断延 迟时间	下降时间	栅极电荷
V_{ds}	I_{ds}	R_{ds}	T_r	T_{don}	T_{doff}	T_f	Q_g
75V	82A	13m Ω	64ns	13ns	49ns	48ns	160nC

若主回路采用单一开关管的话，其导通损耗为

$$P_{on} = I_{rms}^2 R_{on} \approx 13.3 \quad (W) \quad (5-44)$$

为了减小开通损耗，采用四管并联使用，导通损耗为原来的 1/4，为 3.3W。

§5-3 本章小结

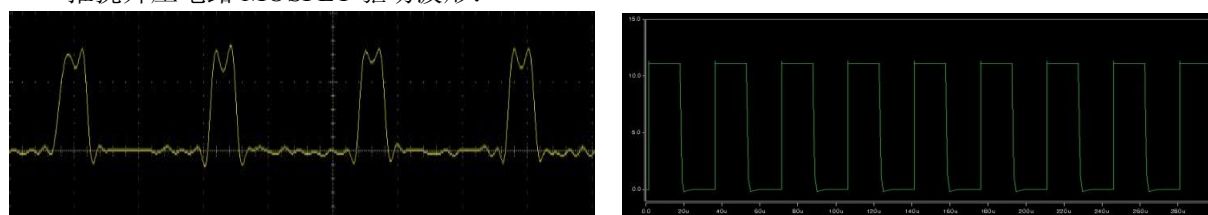
本章首先对主电路的推挽变压器及辅助电源的反激变压器进行参数计算，确定设计规格；然后对后级逆变输出滤波器进行参数计算，确定滤波电感和滤波电容的规格，验证系统优化后的优越性能；最后对主功率开关器件的重要参数进行计算分析选型。

第六章 实验结论与展望

§ 6-1 实验结果

经调试样机测得实验数据波形与仿真波形比较如下：

推挽升压电路 MOSFET 驱动波形：



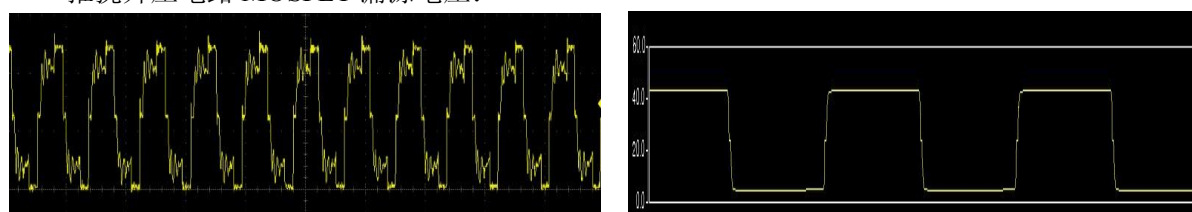
a) 实测波形

b) 仿真波形

图 6.1 推挽驱动电路实测波形与仿真波形的比较

Fig.6.1 The comparement of the oscillogram of the actual and emulational ones of the push-pull drive circuit

推挽升压电路 MOSFET 漏源电压：



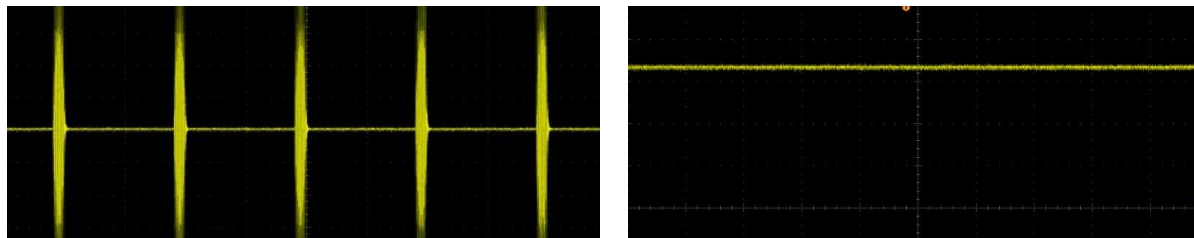
a) 实测波形

b) 仿真波形

图 6.2 推挽功率场效应管漏源电压实测波形与仿真波形的比较

Fig.6.2 The comparement of the oscillogram of the actual and emulational ones of the drain-source voltage of the push-pull power MOSFET

推挽升压电路输出级整流滤波前后波形比较:



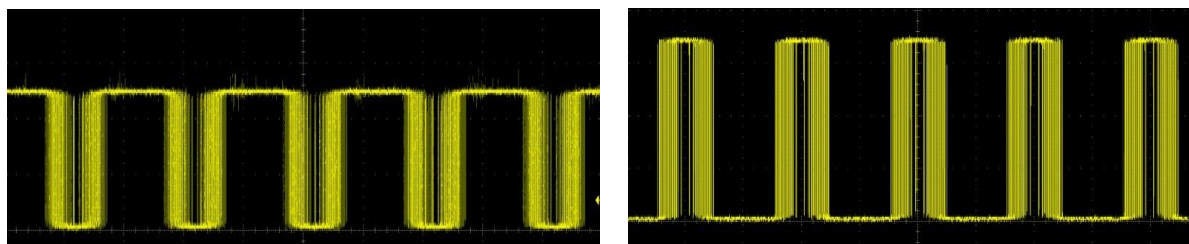
a) 滤波前波形

b) 滤波后波形

图 6.3 直流母线电压滤波前后波形图比较

Fig.6.3 The comparement of the oscillogram of the DC busbar voltage before and after filtering

逆变电路 SPWM 驱动波形及逆变桥 MOSFET 漏源电压:

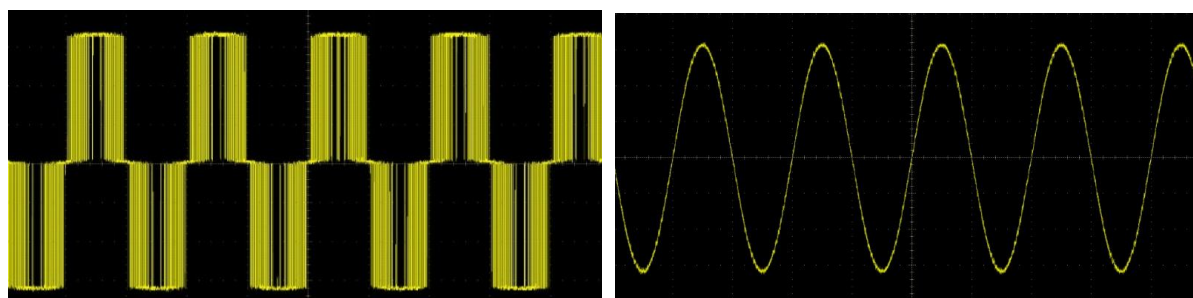


a) 驱动电压

b) 漏源电压

图 6.4 逆变驱动电压与功率场效应管漏源电压波形图的比较

Fig.6.4 The comparement of the oscillogram of the drive voltage and the drain-source voltage in DC-AC 逆变输出滤波前后波形:



a) 滤波前波形

b) 滤波后波形

图 6.5 逆变输出正弦波滤波前后波形比较

Fig.6.5 The comparement of the oscillogram of the output sine wave before and after filtering

经实测该逆变系统性能优越，带载能力强，保护机制完善，安规符合国家标准，适合批量生产。

§ 6-2 进一步的研究工作

本文主要是对单向高频逆变系统的工作原理以及优化设计进行了研究，还需要进一步对逆变芯片进行开发，增加并网功能，真正实现 UPS。在很多场合单相交流电已经不能满足生产生活的需要，这就需要三相交流电的应用。下一步，将对三相高频逆变电源进行开发，改变之前带笨重的工频变压器的旧方案，并将单向逆变电源中的优化设计应用在三相逆变系统中，提高容量到 3~5kVA。

参考文献

- [1] 陈海龙. 开关电源的关键信科技, 技术. 现代电 2001 (12),
- [2] 周凯. 反激 DC-DC 变换电路研究: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学, 2008
- [3] 莫慧芳. 高频开关电源发展概述. 电源世界, 2007, (5)
- [4] 王玲玲. 便携式断路器操作电源的设计: [硕士学位论文]. 北京: 北京交通大学, 2007
- [5] 张少伟. SVPWM 在有源逆变中的研究与应用: [硕士学位论文]. 保定: 华北电力大学, 2008
- [6] 李洪涛. 基于 DSP 基于的交流恒流源的仿真与实现: [硕士学位论文]. 南京: 南京理工大学, 2007
- [7] Quan Li, Peter Wolfs, A Current Fed Two-Inductor Boost Converter With an Integrated Magnetic Striucture and Passive Lossless Snubbers for Photovoltaic Module Integrated Converter Applications, IEEE Trans. Power Electron, vol.22, No.1, Jan.2007, PP: 304-312 张少伟.
- [8] 佟刚. 现代逆变技术研究. 吉林师范大学学报自然科学版, 2010, 31 (3): 38-45
- [9] VStefanovic, S.Vukoswic. Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy. IEEE-IAS'92: 1025~1032
- [10] L.Yan, B.Lehman, An integrated magnetic isolated two-inductor boost converter: analysis, design and experimentation, IEEE Trans. Power Electron., vol.20, no.2, pp.332-342, Mar.2005
- [11] Okayama H et al. Large capeity large high performance three-level GTO inverter systems for steel main rolling mill drives, IEEE Proc. IAS Ann.Meet.Conf.Res, 2000, 174~197

- [12] G.V.Torrice Bascope, I.Barbi, Isolated flyback-current-fed push-pull converter for power factor correction, in Proc. IEEE PESC'96, 2005, pp. 1184-1190
- [13] 张怡等. 数字 PWM 技术的实现及应用进展. 半导体技术, 2007 (7)
- [14] Aribind Kumar, K.Chatterjee. DTC of Open-End Winding Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation With Reduced Switching Frequency. 2004, 35 Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference: 1214~1219
- [15] 闫之峰等. 新型坦克炮控制系统软开关升压电源. 电工技术学报, 2007, (10): 5~8
- [16] 宋卫章. 正弦波逆变电源的研究: [硕士学位论文]. 西安: 西安理工大学, 2007
- [17] T.S. Radwan. Digital Current Control Techniques for Voltage Source Inverters. Conference on Electrical and Computer Engineering, 2007[C]C, Canadian, Vol.2, pp.1124~1127
- [18] L.Malesani. PWM Current Control Techniques for Voltage Source Converters-A Survey. IEEE-IECON'93[C], Vol.2, pp.670-675
- [19] 吕小涛. 基于 DSP 的正弦波逆变电源研究: [硕士学位论文]. 武汉: 武汉理工大学, 2009
- [20] 孙进等. 逆变电源技术及其发展概况. 电源世界, 2006, (8): 9~13
- [21] H.Mao, Fred C.Lee.Review of Power Factor Correction Techniques, Proceedings of IPEMC'97, Hangzhou, 2007
- [22] 程晓红. 基于 SG35255 控制的车载电源设计. 电子元器件应用, 2007 (7)
- [23] 陈炎炎. 食品力学性能检测的设计与研究: [学位论文]. 安徽: 安徽农业大学, 2007
- [24] 王兆安, 黄俊等. 电力电子技术. 第四版. 北京: 机械工业出版社, 2000: 150~152
- [25] 李昊华. 太阳能发电系统正弦波逆变电源的研制: [硕士学位论文]. 天津: 河北工业大学, 2007
- [26] 张晓菁. 基于 FPGAA 的逆变电源控制器的研究: [硕士学位论文]. 武汉: 武汉理工大学, 2009
- [27] 何建国. 单片机软件调试器. 气象水文海洋仪器, 1997 (2)
- [28] Yo-Han Lee, Rae-Yong Kim, Dong-Seok Hyun, A Novel SVPWM Strategy Considering DC-link Balancing for a Multi-level Voltage Source Inverter, APEC, 1999.1: 509~514
- [29] A High-Speed Processor for Digital Sine/Cosine Generation and Angle Rotation, fu.d.w, willson.a.n, digital object identifier, 1998, 1: 177~181
- [30] 杨华军等. 加强计算机仿真在数学物理方法教学中的应用. 电子科技大学学报: 社会科学版, 2005: 3~6
- [31] 张长安. 一种用于逆变器及直流变频的数字控制方法. 中国, 一次专利文献, CN200510098361.5. 2005.09.09
- [32] 程时兵等. IR2110 在无刷直流电机驱动电路中的应用. 电机元件: 2010, 30 (4) 142~166
- [33] 刘国英. 脉冲恒定和交变磁场发生器的研制: [硕士学位论文]. 河北: 河北大学, 2009
- [34] 陶海敏, 何湘宁. IR2110 在驱动大功率 IGBT 模块中的应用. 电工技术杂志, 2002, (9): 44~46
- [35] DDS General Architecture, Bar-Giora Goldberg, Digital Frequency Synthesis Demystified, 1999: 73~161
- [36] Benziger, Thomas, Meche, Hhbert. Weiding Current and Welding Voltage Using Resistance Spot Welding with An Inverter Power Source. Schweissen and Schneiden.V43 N1 Jan, 2001 P E4~E6
- [37] Stemens.AG, An Inverter System for Inductive Tube Welding Utilizing Resonance Transformation, IEEE Trans. 2004: 34~55
- [38] F.C.Lee, High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies, Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, 2008, pp.509~521
- [39] 李腾飞. 基于 DSP 的高压直流开关电源的研制[硕士学位论文]. 大连: 大连理工大学, 2005

- [40] 于玲. 浅谈软开关技术及其应用. 山东纺织经济, 2010,(7):24~31
- [41] 刘耀平. 有源钳位正激变换器的理论分析和设计方法. 电源技术应用: 2003,(5):162~171
- [42] 周成军. 采用辅助网络的软开关全桥变换器研究 [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2008
- [43] R.Wstsom, and F.C.Lee, Analysis, Design, and Experimental Results of a 1kw ZVZCS-FB-PWM Converter Employing Magamp Secondary Side Control, Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, 2003, 207~212
- [44] Jung-Goo Cho, etal. Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Swithing Full-Bridge PWM Converter Using a Simple Auxiliary Circuit. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35 (1): 15~20
- [45] Saturn, etal. Choosing a welding power source. Welding&Metal Fabrication, 1997 (2): 18~22
- [46] 李静. 机械电气设备地面测试用功率信号源的研制 [学位论文]. 西安: 西北工业大学, 2006
- [47] 谢峰. 基于 CAN 总线的三相逆变电源并联运行研究[硕士学位论文]. 江苏: 江南大学, 2008

致 谢

在论文完成之际, 谨向尊敬的傅仲文导师表示衷心的感谢。傅老师艰苦朴素的作风, 严谨的治学态度, 诲人不倦的优良品质, 渊博扎实的专业知识, 使我终生难忘。傅仲文老师在学习和工作上给了我无微不至的关怀。从推荐外出实习、论文选题、课题的进程, 直到论文的定稿, 每个环节和步骤都包含了导师的精心指导和辛勤培育。

除此之外, 还要感谢泓芯泰业科技(北京)有限公司老板张长安研究员对我的栽培。在外出实习将近一年的时间里, 张总头脑灵活、敢想敢干、雷厉风行的处事风格和人格魅力深深打动了我。对我在做事和做人上提出了许多宝贵的意见和指导, 使我明白了一个人思想的重要性。能想他人所未想, 敢做他人之不做一直是他的座右铭。从傅老师和张总身上, 我不但学到了专业知识, 提高了科研能力,

还学到了许多做人的道理，学到了如何树立正确的学习态度和人生观。

同时还要感谢实验室的韩强师兄、王玉宝、孙大康、李平等人给予我课题上的帮助，感谢我的父母对我学习上和生活上无微不至地关怀、勉励和支持。

感谢河北工业大学研究生学院、电气学院各位老师的培养，最后对所有评阅本论文和参加答辩的老师表示感谢！

网址：www.harmotech.cn

联系方式：010-52631170

QQ：409129626