

中图分类号: TM464
学科分类号: 080804

论文编号: 1028703 05-0097
密 级: 公开

硕士学位论文

双 Buck 逆变器应用研究

研究生姓名	张先进
学科、专业	电力电子与电力传动
研究方向	航空电源
指导教师	王慧贞 高级工程师

南京航空航天大学
研究生院 自动化学院

二 00 五年三月

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics
The Graduate School
College of Automation Engineering

Research on Dual Buck DC/AC Inverter
for Application

A Thesis in

Electrical Engineering

by

Zhang Xianjin

Advised by

Senior Engineer Wang Huizhen

Submitted in Partial Fulfillment

of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

March, 2005

承诺书

本人郑重声明：所提交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，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享有著作权的内容。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。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，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，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的学位论文在解密后适用本承诺书)

作者签名： _____

日 期： _____

摘 要

随着电力电子技术的发展,用电设备对电源的要求不断提高,开关电源正向着高效率、大功率密度、高可靠性、低电磁干扰、无噪声、维修方便等方向发展。瞬时电流滞环控制技术由于实现简单,响应速度快和具有自然限流等优点而得到广泛地应用。

本文在分析逆变器技术发展的基础之上,基于双 Buck 半桥逆变电路(Dual-Buck Inverter),研究一条简洁的途径实现逆变器控制,即应用一种无偏置电流半周期控制方法,来实现逆变器高效工作。该逆变器主电路结构简单可靠,无直通,可以分别实现功率开关管和续流二极管的优化设计,减少系统损耗。分析其系统稳态工作过程,为该控制方法和应用提供了理论基础。通过电流滞环控制,较理想地实现了两个电感电流的自然切换和半周期工作,并通过实验的方法进行验证。

最后,将此方法成功地应用于三相逆变器系统之中。这种三相逆变器由三个单相逆变器构成,相与相之间分别独立控制,每一相即可分别工作又可组合成三相逆变器。因此此系统带不平衡负载能力强,使用场合灵活。

本文主要介绍双 Buck 电流滞环控制逆变器的电路结构,工作原理和主要参数的设计,并对系统的外特性和稳定性作了分析。

关键词: 逆变器, 双 Buck 逆变器, 无偏置电流半周期控制, 电流滞环控制, 三相逆变器

Abstract

With the development of the electronic technology, the higher requirement of Power Supply are raised including high efficiency, high power density, low EMI, and rapid dynamic response. A hysteresis-band instantaneous current control PWM technique is popularly used because of its simplicity of implementation, fast current control response, and inherent peak current limiting capability.

A novel topology—Dual-Buck inverter is researched comprehensively based on hysteresis-band instantaneous current control; the fundamental operation principle and a novel non-biased half cycle control scheme is given. And at the same time, the results of this experiment are given and the control scheme is proved to be correct. This topology has simple main circuit configuration, freedom from shoot-through problems, simple control scheme and capacity of realizing the optimum design of all power devices.

This control scheme is used in a 6KVA three-phase combined inverter. This inverter is made up of three independent single –phase inverters and each inverter can work separately.

The scheme shows that it has a good performance even with unsymmetrical load.

This paper mainly describes the circuit scheme, operation principle and parameter design of the hysteresis current controlled Dual-Buck inverter, analyses the stiffness and stability of the system.

Keywords: inverter, Dual-Buck inverter, non-biased half cycle control scheme, hysteresis current control, three-phase inverter

目 录

摘要.....	i
Abstract.....	ii
图清单.....	vi
表清单.....	viii
注释表.....	ix
第一章 绪论.....	1
1.1 航空静止变流器的发展与现状.....	1
1.1.1 方波逆变器式静止变流器.....	2
1.1.2 阶梯波合成逆变器.....	3
1.1.3 正弦脉宽调制式静止变流器.....	3
1.1.4 航空静止变流器 ASI 的发展方向.....	4
1.2 几种常用单相和三相逆变器主电路拓扑及其原理.....	5
1.2.1 几种常用单相逆变器主电路拓扑.....	5
1.2.2 三相桥式逆变器.....	6
1.3 逆变器的主要控制技术.....	7
1.3.1 SPWM 控制和 DPM 控制技术.....	7
1.3.2 滞环控制技术.....	8
1.4 本文的主要内容及主要意义.....	9
1.4.1 本文的主要内容.....	9
1.4.2 本文的主要意义.....	10
第二章 两态电流滞环控制分析.....	11
2.1 前言.....	11
2.2 传统半桥和双 Buck 半桥两态滞环电流控制分析.....	13
2.2.1 传统半桥两态电流滞环控制工作过程分析.....	14
2.2.2 双 Buck 半桥两态滞环电流控制工作过程分析.....	17
2.2.3 两种控制方式对比.....	21

2.3 损耗分析.....	22
2.4 控制系统分析.....	23
2.4.1 系统建模.....	24
2.4.2 系统外特性分析.....	25
2.5 仿真分析.....	27
2.5.1 传统半桥逆变器仿真.....	27
2.5.2 双 Buck 半桥逆变器仿真.....	28
2.6 小结.....	30
第三章 逆变器主要参数设计.....	31
3.1 逆变器输入直流电压的确定.....	31
3.2 输入滤波器设计	32
3.2.1 输出滤波器电感值的确定.....	33
3.2.2 输出滤波电容的确定.....	37
3.3 输出滤波电感的设计方法.....	38
3.4 功率管的选取	39
3.5 滞环参数的选取.....	40
3.6 小结.....	40
第四章 逆变器控制电路构成与分析.....	41
4.1 基准正弦波的形成.....	41
4.1.1 单相基准正弦波发生电路.....	41
4.1.2 三相基准正弦波发生电路.....	42
4.2 逆变器的滞环控制电路.....	43
4.2.1 电压比例积分调节器.....	43
4.2.2 电流滞环调节器.....	44
4.3 驱动电路.....	45
4.4 过压和欠压保护电路.....	47
4.5 过流保护.....	48
4.6 小结.....	48
第五章 实验结果.....	49

5.1 逆变器主要参数仿真分析.....	49
5.1.1 PI 调节器的电容对外特性的影响.....	49
5.1.2 PI 调节器的电阻对外特性的影响.....	49
5.1.3 输出滤波电容对系统外特性的影响.....	50
5.1.4 输出滤波电感对系统外特性的影响.....	51
5.2 死区对输出电压波形畸变影响	51
5.3 系统动态特性仿真分析.....	52
5.4 单相实验.....	53
5.4.1 单相实验波形.....	53
5.4.2 限流实验.....	54
5.4.3 单相实验数据.....	56
5.5 三相实验.....	57
5.5.1 三相实验波形.....	57
5.5.2 三相实验数据.....	58
5.6 小结.....	59
第六章 结 论.....	60
参考文献.....	61
致 谢.....	63
攻读硕士学位期间发表的论文.....	64

图 清 单

图 1.1 推挽式逆变器电路拓扑.....	2
图 1.2 阶梯波合成逆变器电路结构.....	3
图 1.3 正弦脉宽调制逆变器电路拓扑及其原理波形.....	4
图 1.4 单相半桥逆变器拓扑.....	5
图 1.5 单相全桥逆变器拓扑.....	5
图 1.6 单相双 Buck 逆变器拓扑.....	5
图 1.7 三相桥式逆变器拓扑.....	6
图 1.8 三相半桥式逆变器拓扑.....	6
图 1.9 三相四桥臂式逆变器拓扑.....	6
图 1.10 组合式三相逆变器拓扑.....	6
图 1.11 固定环宽.....	9
图 1.12 正弦型环宽.....	9
图 1.13 混合型环宽.....	9
图 2.1 Buck 拓扑和工作模式.....	11
图 2.2 传统半桥拓扑.....	14
图 2.3 S_2 关断 , S_1 开通.....	14
图 2.4 S_2 关断, S_1 开通时刻图.....	14
图 2.5 S_1 关断, S_2 开通.....	15
图 2.6 S_1 关断 , S_2 开通时刻图.....	15
图 2.7 双 Buck 逆变器拓扑图.....	17
图 2.8 双 Buck 逆变器拓扑控制框图.....	17
图 2.9 双 Buck 逆变器电压波形图.....	18
图 2.10 双 Buck 逆变器拓扑工作模态等效图.....	19
图 2.11 逆变器控制系统结框图.....	24
图 2.12 逆变器控制系统简化框图.....	24
图 2.13 线性化后的系统框图.....	25
图 2.14 传统半桥主要仿真波形.....	28

图 2.15 传统半桥不同输入下主要仿真波形.....	28
图 2.16 双 Buck 电路仿真波形	28
图 2.17 双 Buck 电路不同输入主要仿真波形.....	28
图 2.18 双 Buck 电路主要实验波形.....	29
图 3.1 电压相量图.....	31
图 3.2 输出电压, 输出电流和 A 点波形 (电感电流正半周)	34
图 3.3 输出电压, 输出电流和 A 点波形 (电感电流正半周)	35
图 4.1 单相基准正弦波发生器电路.....	42
图 4.2 电压环 PI 调节器两种常用电路图.....	44
图 4.3 电流滞环控制电路原理图.....	45
图 4.4 两态滞环原理图.....	45
图 4.5 驱动电路.....	46
图 4.6 驱动开关管 PWM 波形图.....	46
图 4.7 过欠压保护示意电路.....	47
图 5.1 阻性负载动态仿真波形.....	52
图 5.2 感性负载动态仿真波形.....	52
图 5.3 双 Buck 逆变器空载实验波形.....	53
图 5.4 双 Buck 逆变器满载实验波形.....	53
图 5.5 双 Buck 逆变器满载实验波形.....	54
图 5.6 双 Buck 逆变器满载实验波形.....	54
图 5.7 感性满载实验波形.....	54
图 5.8 限流功能仿真图.....	55
图 5.9 限流实验波形.....	55
图 5.10 三相输出电压波形.....	57
图 5.11 三相输出电感电流波形 (正半周)	58
图 5.12 三相输出电感电流波形 (负半周)	58

表 清 单

表 2.1 IXKN48N50 的体二极管和超快恢复二极管的主要特征参数.....	23
表 4.1 各相 IC4018 中 J1-J5 置数值.....	43
表 5.1 不同积分电容仿真结果.....	49
表 5.2 不同积分电阻仿真结果.....	50
表 5.3 不同滤波电容仿真结果.....	50
表 5.4 不同滤波电感仿真结果.....	51
表 5.5 传统半桥和双 Buck 半桥 THD 仿真表.....	51
表 5.6 输入电压为 360V（阻性负载）.....	56
表 5.7 输入电压为 400V（阻性负载.....	56
表 5.8 感性负载.....	56
表 5.9 A 相测试数据.....	58
表 5.10 B 相测试数据.....	58
表 5.11 C 相测试数据.....	59

注 释 表

ASI:	航空静止变流器
PWM:	脉宽调制
SPWM:	正弦脉宽调制
RDCLI:	谐振直流环节逆变器
DPM:	离散脉冲调制
CRDM:	电流调节型 delta 调制
ODPM:	优化离散脉冲调制
HCPM:	滞环控制脉冲调制
SVDM:	空间矢量 delta 调制
RPWM:	随机脉宽调制
UPS:	不间断供电系统
CCM:	电流连续模式
DCM:	电流断续模式

第一章 绪论

本章系统地论述了航空静止变流器的现状、发展及应用前景。介绍了几种主要单相和三相逆变器的主电路拓扑结构和几种主要控制技术。并阐述了本文的研究内容和主要研究意义。

1.1 航空静止变流器的发展与现状

航空静止变流器 (ASI—Aeronautical Static Inverter) 是航空电源系统的二次电源。它是应用功率半导体器件, 将飞机上主电源直流电 27V 或 270VDC (由直流发电机或蓄电池产生) 变换成恒压恒频单相 36V 和 115V, 400Hz 或三相 36V 和 115V, 400Hz 交流电供飞机上的用电设备使用。

随着现代战争对飞机战斗性能要求的提高和机载用电设备不断增加, 对航空电源系统的要求也越来越高。原航空电源系统中的旋转变流机由于其体积、重量大、效率低、动态性能差, 难于维护等缺点越来越不能满足现代飞机及其用电设备的需要。而随着近几十年功率半导体器件的快速发展, ASI 依赖其体积小、重量轻、成本低、效率高、功率密度高、可靠性好、维护方便, 且其他电性能也均优于旋转变流器的优点逐步取代旋转变流机。欧美一些先进国家早在上个世纪 70 年代就已经用 ASI 取代了旋转变流机, 国内也正在逐步用静止变流器取代旋转变流机^{[1][2][3]}。

静止变流器广泛应用于以直流发电机、化学能蓄电池和太阳能蓄电池为主电源的领域如飞机、人造卫星、宇宙飞船和导弹等飞行器; 计算机、卫星通讯及医疗用电源要求不间断供电, 也需要用静止变流器与蓄电池组成不间断电源 UPS 装置。

对静止变流器的基本技术要求有两类:

1. 对使用时的要求, 包括要求体积小、重量轻、使用维护方便、工作可靠、价格便宜。
2. 对电能质量的要求, 包括要求输出频率稳定、输出电压精度高、负载突变

时电压恢复快、效率高、输出正弦波形失真度小、对其他用电设备电磁干扰小。

航空的特殊环境也对 ASI 提出了进一步要求,如高度、温度、震动冲击等。

静止变流器的电路结构经历了三个发展阶段^{[6][7][8]}:

1. 方波逆变器式电路结构;
2. 升压变换器与阶梯波合成逆变器组合式电路结构;
3. 单端反激 Flyback 变换器与正弦脉宽调制 SPWM 逆变器组合式电路结构。

1.1.1 方波逆变器式静止变流器

输出波形为方波的逆变器称为方波逆变器。其典型产品是美国 JET 电气技术公司于 1984 年研制的方波、准方波静止变流器,如图 1.1 所示。它主要由推挽式逆变器、交流调压开关和输出交流滤波器电路构成,开关频率是输出电压的频率,一般为 400Hz。

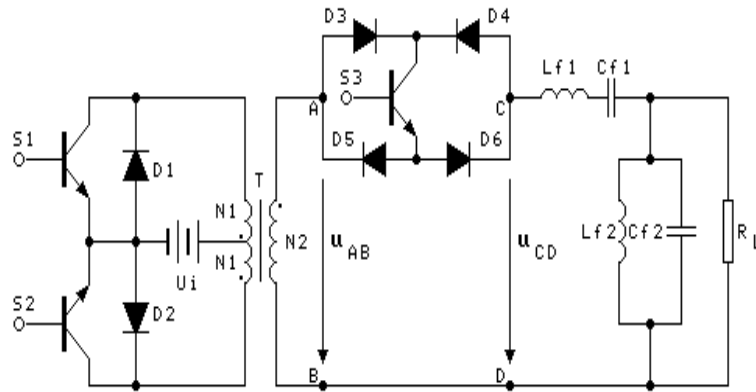


图 1.1 推挽式逆变器电路拓扑

这种电路的特点为:

1. 中频变压器体积、重量大,原边绕组利用率低,通过的半波电流有效值较大,原边绕组两部分应紧密耦合;
2. 输出四阶交流滤波器体积、重量大,位于功率通道的 L_{f1} 、 C_{f1} 有较大的损耗;
3. 对于输入电压和负载的波动,系统动态响应特性差;
4. 变压器和输出滤波电感产生的音频噪音大;
5. 效率低;
6. 电路拓扑简洁,但功率开关电压应力高,适用于低输入电压逆变场合。该电路无需隔离驱动,可靠性高。

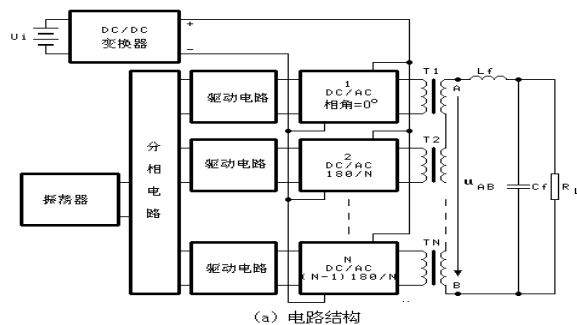


图 1.2 阶梯波合成逆变器电路结构

1.1.2 阶梯波合成逆变器

为了减小方波逆变器输出波形的谐波含量，人们采用阶梯波合成静止变流器，它是由升压 Boost 变换器和阶梯波合成逆变器级联构成，如图 1.2 所示。对于大功率逆变器阶梯波合成常采用移相叠加法。根据“谐波抵消”理论，通过 N 个相位相差 π/N 的逆变器或变压器副边 N 个绕组输出的 N 个依次相移 π/N 方波或矩形波来实现波形叠加，使合成的谐波含量最小。

这种电路具有以下优缺点：

1. 优点

(1) 输出电压谐波含量很小，最低次谐波为 $2N \pm 1$ 次，故整个交流滤波器的重量和体积小。由于主功率回路的滤波器大幅度减少，使整个静止变流器的效率提高，可达 80% 以上；

(2) 对于输入电压和负载的波动，系统动态响应特性好；

(3) 由于每相功率电路承担 $1/N$ 的总功率，故功率管不用并联就可以得到较大的功率输出；

2. 缺点

(1) 电路拓扑复杂，功率开关数目多；

(2) 逆变电路本身没有调压功能，输出电压调节只能由前级的 Boost 变换器来调节

(3) 功率器件和 N 相变压器的工作频率为 400Hz，变压器体积、重量大，产生的音频噪音大；

1.1.3 正弦脉宽调制式静止变流器

将正弦波（调制波）与高频载波（三角波）相交生成的正弦脉宽调制信号

用来控制驱动逆变桥功率开关管，便可得到脉宽宽度按正弦规律分布的 SPWM 波 U_{AB} ，如图 1.3 所示。控制方式通常有两种：单极性正弦脉宽调制和双极性正弦脉宽调制。见图 1.3 (b) 为单极性正弦脉宽调制波和图 1.3 (c) 为双极性正弦脉宽调制波。

这种电路具有以下优缺点：

1. 缺点

(1) 变压器仍然工作在工频、体积大且笨重，体积与重量仅和输出电压频率有关，与逆变器开关频率无关，提高逆变器开关频率并不能减小变压器体积和重量；

(2) 功率器件开关频率高，开关损耗增加，降低了系统变换效率。

2. 优点

(1) 输出滤波器体积、重量小；

(2) 对于输入电压和负载的波动，系统的动态响应特性好；

(3) 变压器和输出滤波电感产生的音频噪音得到改善。

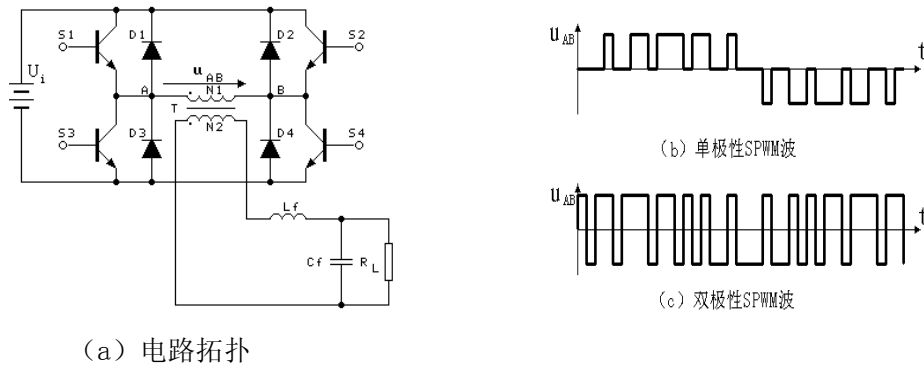


图 1.3 正弦脉宽调制逆变器电路拓扑及其原理波形

1.1.4 航空静止变流器 ASI 的发展方向

欧、美等发达国家对静止变流器的研究比较早，因此他们的研究处于比较高的水平，不断地开发出新一代新型功率器件和新材料，其工艺方面正在向表面安装、二次集成等方向发展。在控制方面正在向多环控制、数字控制等方向发展，并采用高频软开关技术。例如美国 Sundstrand、Alliedsignal、KGS 公司研制的新一代 ASI，采用 MOS 功率器件、电流控制、表面安装、二次集成、高频化等技术，并实现了高功率密度、高效率的模块式电源结构，体积、重量小，可靠性高。但具体的电路结构尚未清楚。

目前，国内研制成功并批量生产的 ASI，相当于先进国家第二代 ASI 技术水平，采用的是 Flyback 变换器与 SPWM 逆变器组合式 ASI 电路结构。最新采用的 DC/DC+DC/AC 电路结构组合式 ASI 的开关频率可以达到 100KHz,但其品种少、容量小，不能满足现有战斗机的需要，更不能满足第四代战斗机、舰载机的需要。因此提高我国航空静止变流器的研究水平显得尤为迫切。

总之，静止变流器正在朝着高功率密度、高变换效率，无污染、智能化的方向发展。随着微处理器的发展，数字控制是将来静止变流器的发展方向^{[1][2]}。

1.2 几种常用单相和三相逆变器主电路拓扑及其原理

1.2.1 几种常用单相逆变器主电路拓扑^{[5][9][10][11]}

目前单相逆变器的主电路拓扑结构主要有单相全桥逆变器，单相半桥逆变器和单相双 BUCK 逆变器等几种结构形式，电路拓扑分别由下图所示。

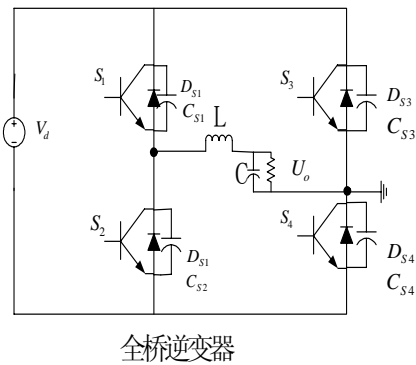
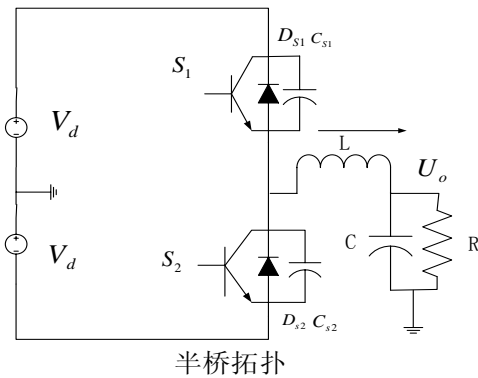


图 1.4 单相半桥逆变器拓扑

图 1.5 单相全桥逆变器拓扑

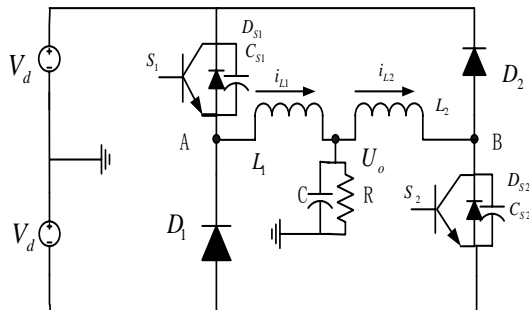


图 1.6 单相双 Buck 逆变器拓扑

1.2.2 三相桥式逆变器^{[1][2][5][6][7][16][24]}

目前三相逆变器的主电路拓扑主要有三相桥式逆变器，三相半桥逆变器和三相四桥臂逆变器等几种结构形式。

1. 三相桥式逆变器的电路结构简单（见图 1.7），采用的器件少，功率管承受母线电压。但是为了得到三相四线制的输出电压，提高逆变器带不平衡负载的能力，必须在输出端增加中点形成变压器，使逆变器的体积和重量显著增加。

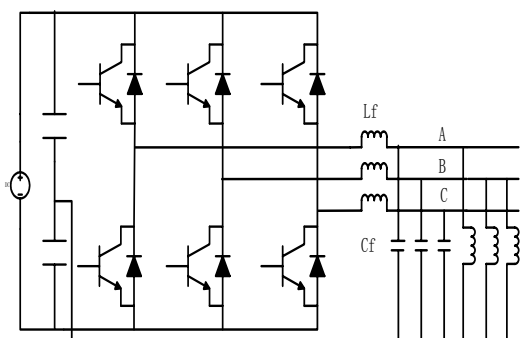


图 1.7 三相桥式逆变器拓扑

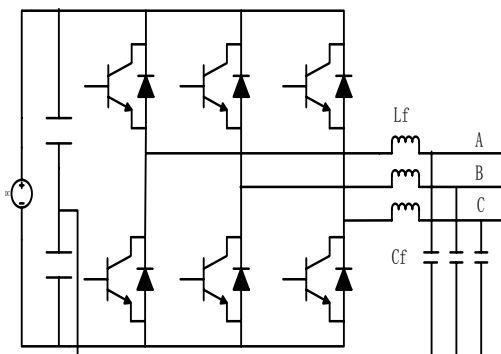


图 1.8 三相半桥式逆变器拓扑

2. 三相半桥逆变器

三相半桥逆变器也有结构简单(见图 1.8)，功率器件较少等特点。利用电源输入端的两个串联电容的中点，作为输出的中点，可构成三相四线制的输出。为了防止中点电位的偏移，串联电容的容值必须很大，使逆变器的体积和重量增加。而且半桥电路只是利用直流母线电压的一半，因此，三相半桥逆变器仅适合于低压小功率输出的场合。

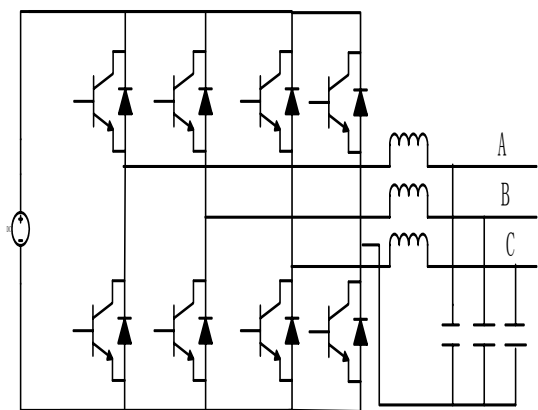


图 1.9 三相四桥臂式逆变器拓扑

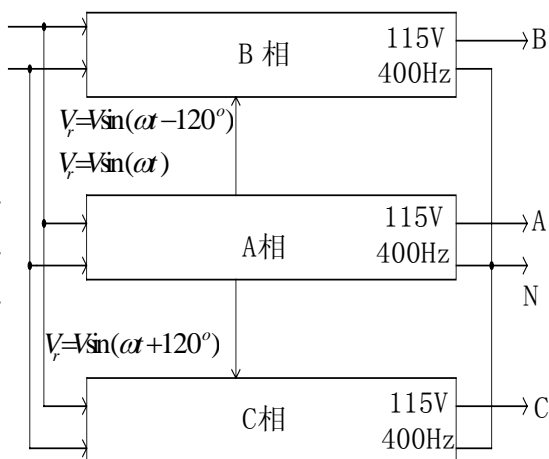


图 1.10 组合式三相逆变器拓扑

3. 三相四桥臂逆变器

三相四桥臂逆变器是在三相桥式逆变器的基础上增加一个桥臂，该桥臂的作用是形成输出中点，减小不平衡负载时三相输出的不对称度(见图 1.9)；逆变器的输入端如果采用谐振直流环节时，四个桥臂的功率管均可实现零电压开关。虽然该逆变器的控制比较复杂，但仍是目前研究的一个热点。

4. 组合式三相逆变器

组合式三相逆变器由三个单相逆变器组合而成(见图 1.10)。每相逆变器相互独立，只要控制三相基准正弦信号互差 120° ，将三台输出的地连在一起作为中线，就可以实现三相四线制的输出。

由于三相半桥逆变器电路具有实现简单、所需元器件少、成本低等优点，另根据实际工作要求，既可以实现单相工作又可以三相工作。其中每个单相逆变器可以由半桥，全桥，或双 Buck 等单相逆变器构成。

因此本课题最后选定采取双 Buck 单相逆变器构成组合式三相逆变器作为主电路。

1.3 逆变器的主要控制技术^{[5][24]}

PWM 控制技术的发展是最早最为成熟，同时还有空间矢量控制、滞环控制(两态滞环控制，三态滞环控制，两态半周期滞环控制)、SPWM 控制、开关点预置和无差拍控制等。不论是硬开关逆变器还是软开关逆变器，都可以采用不同的控制技术；可以在允许的开关频率下最大限度地消除输出波形中的谐波成分，经滤波器输出而获得很好的输出波形，因而逆变器电气性能优良。但对于谐振直流环节逆变器(RDCLI-Resonant DC Link Inverter)等软开关逆变器来说，逆变器功率管的开关除满足一定的控制规律外，还必须选择在直流环节电压为零阶段使开关管按一定的控制规律工作，而获得输出正弦波形。开关点在时间轴上是由两部分合成的。

1.3.1 SPWM 控制和 DPM 控制技术

1. SPWM 控制

SPWM 控制是用一种用参考波(通常是正弦波)为调制波(modulating wave)，而以 N 倍于调制波的频率的三角波(有时采用锯齿波)为载波(carrier wave)，

进行比较交截得到控制波形去驱动功率开关管工作，对直流电源处理，经滤波最终得到所要的正弦波。这种方法简单有效，因而得到广泛的应用。

2. DPM 控制

典型的 DPM 控制方式有：电流调节型 delta 调制（CRDM-Current Regulate Delta Modulation）、优化离散脉冲调制（ODPM-Optimal Discrete Pulse Modulation）、滞环控制脉冲调制（HCPM-Hysteresis Controlled Pulse Modulation）和空间矢量 delta 调制(SVDPM-Space Vector Delta Modulation)等。控制核心均是采用滞环控制原理，使控制变量在一定的环宽内跟踪给定信号变化。控制变量可以是输出电压，输出滤波电容电流，或滤波电感电流。其中，以 HCPM 控制最为简单，而且逆变器输出电气性能较优，易于实现。HCPM 具有两态和三态两种工作方式，使滤波电感中电流在一定的正负环宽内跟踪给定电流变化。本课题是采用两态电流滞环控制，因此下面介绍滞环控制型逆变器。

1.3.2 滞环控制技术^{[5][19][20][25][31]}

PWM 控制方案中有很多是电压控制型（output voltage control），被控制量是输出电压，电流的大小取决于负载大小。但在交流调速系统中，交流电机控制性能主要取决于转矩和电流，因而电流控制型 PWM 技术在实用中受到越来越多的重视。通过电流闭环反馈控制，可以产生多种电流控制型 PWM 控制方案。其中电流滞环控制（Hysteresis current control）是最简单，用途最广泛的一种方法。电流滞环控制电路具有响应速度快和自然限制电流和高度稳定性等优点而得到了广泛应用。然而滞环控制型逆变器产生的脉冲调制波的谐波频谱会随着输入电压等变化而变化^{[2][3]}，使得谐波频谱的变化范围很宽。因此电流滞环控制型逆变器相对于高频固定开关频率控制方式有较大的噪音。而且由于谐波的频谱较宽，也给低通滤波器的设计增加了难度。为了解决这一问题，有人用缩小滞环宽度的方法来提高逆变器的调制频率，使大部分的谐波频率都在音频和机械谐振频率以上，但是这会造成开关管的开关损耗显著的增加。目前比较有效的方法是采用随机脉宽调制技术 RPWM（Random pulsewidth modulation）。它的主要原理是通过变环宽实现恒频调制^[4]。

滞环控制型逆变器按其滞环宽度可分为固定环宽和变环宽两种控制方式。所谓固定环宽控制方式是指在整个控制周期内滞环宽度是不变的如图 1.11。而变环宽方式是指在整个控制周期内滞环宽度按照一定的规律在变化。目前变环

宽控制方式主要有正弦变化的环宽如图 1.12 和固定和正弦结合的混合型环宽如图 1.13。与正弦性环宽的滞环控制逆变器相比，固定环宽方式的滞环控制逆变器的调制频率较低，电流脉动较大。反之正弦性环宽的滞环控制逆变器的调制频率较高，电流脉动宽度可随着电流的幅值而变化因此电流脉动小，电流的谐波含量较低^[5]。混合型滞环控制逆变器是综合了以上两者的特点，即开关频率不会太高，而电流脉动量较小。

滞环控制型逆变器按其调制方式又可分为两态调节和三态调节。两态调节只有输入能量和回馈能量两个状态，在半个输出周期内，其脉冲调制波是双极性变化的

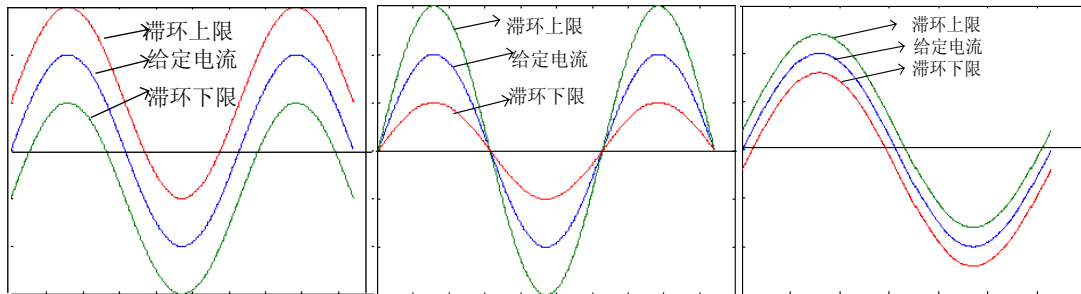


图 1.11 固定环宽

图 1.12 正弦型环宽

图 1.13 混合型环宽

1.4 本文的主要内容及主要意义

1.4.1 本文的主要内容

本文以双 Buck 半桥逆变器为研究对象，进行应用研究。由于双 Buck 半桥逆变器具有内在抗桥臂直通的能力，可靠性高，并可以提高变换器的效率等优点^{[8][9][15]}。鉴于该电路的优点，采用它作为变换器的拓扑。在控制上，采用两态电流半周期控制方式，因其具有电流跟踪特性好，可靠性高，同时具有内在的限流保护能力，其调制系统具有很好的稳定性且能够很好的实现并联运行等优点，而且主电路及控制电路实现简单。综合考虑以上的各种方法，本课题选择了定环宽两态调节的滞环控制技术。本文主要对 DC/AC 逆变器的构成原理，控制方案，参数设计等进行了研究。主要内容分以下六章：

第一章 绪论

本章系统地论述了航空静止变流器的现状、发展及应用前景。介绍了几种

主要单相和三相逆变器的主电路拓扑结构和几种主要控制技术。并阐述了本文的研究内容和主要研究意义。

第二章 两态电流滞环控制分析

本章分析了两态电流滞环控制的传统半桥逆变器和双 Buck 半桥逆变器工作原理，并进行了相关的比较分析。

第三章 逆变器主要参数设计

本章首先根据滤波电感电流的跟踪特性和输出电压失真度指标的要求对滤波电感和滤波电容的选取范围进行了研究。分析功率管的选取，并讨论两态滞环宽度和采样频率的选取。

第四章 逆变器控制电路构成与分析

本章给出了双 Buck 逆变器基准信号发生电路、控制电路、驱动电路、保护电路及它们的工作过程简单分析，为实验做了前期准备。

第五章 仿真和实验结果

本章给出了双 Buck 逆变器参数仿真及单相和三相逆变器的输出波形及相应的实验结果。仿真结果将有助于指导电路的调试和分析，并且仿真结果和实验结果一起论证了前面分析的正确性。

第六章 结论

1.4.2 本文的主要意义

深入分析两态电流滞环控制半桥逆变器和半周期两态电流滞环控制双 Buck 半桥逆变器的工作原理，将双 Buck 半桥逆变器成功应用在三相大功率场合；进一步提高了逆变器的开关频率及变换效率，减少了逆变器的体积和重量，对提高航空静止变流器的功率密度具有重要意义。

第二章 两态电流滞环控制分析

本章分析了两态电流滞环控制的传统半桥逆变器和双 Buck 半桥逆变器工作原理，并进行了相关的比较分析。

2.1 前言

在变换器的拓扑结构发展过程中，Buck 和 Boost 电路是组成变换器两种最基本的拓扑结构；其他电路拓扑等都可以由 Buck 或 Boost 两种基本拓扑结构转化而来^{[1][2][3]}。双 Buck 逆变器是由 N. R. Zargari 提出的一种高可靠性、高效的逆变电路，Gerald R. Stanley 将其成功地应用于功率放大器^{[10][11]}。由于不需要设置死区时间，开关管关断时有独立的续流回路，所以开关管可以工作在较高的开关频率下，同时具有较高的效率和输出高质量的电压波形。它是由两个 Buck 拓扑转变而来，可以归到 DC/DC 的变换器范畴^{[12][13][14]}。它克服传统桥式逆变电路的直通问题，尤其适用于航空航天、UPS 等对可靠性要求高的场合。

为了更好的分析和掌握双 Buck 变换器的工作原理，因此我们必须先分析一下 Buck 拓扑结构的基本原理和工作情况^{[3][4]}。

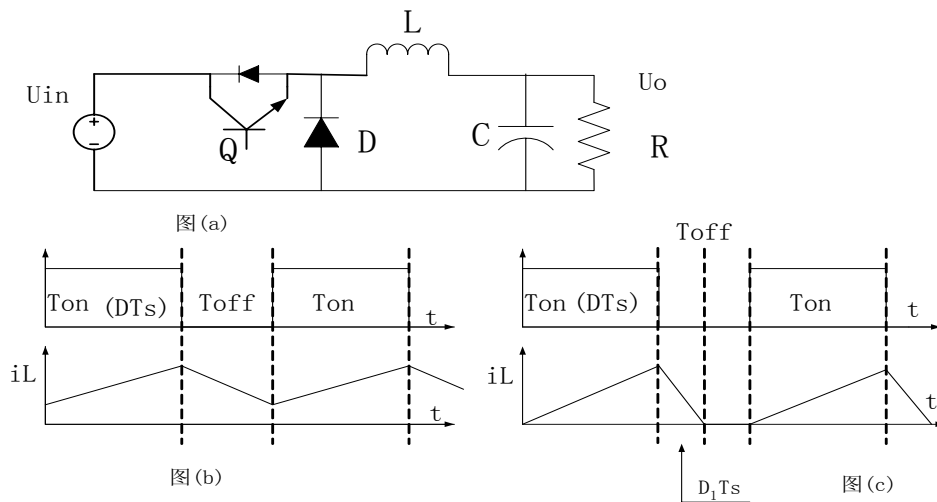


图 2.1 Buck 拓扑和工作模式

Buck 变换器（如图 2.1 所示）是一种常用的 DC/DC 变换器，其控制策略通

常是采用恒频 PWM（开关频率 f 不变，导通时间 T_{on} 可变）控制方式，通过改变开关管的导通时间，来改变输出电压。根据输出电感的电流工作情况，工作方式可以分为电感电流连续模式（CCM，如图 2.1（b）所示），和电感电流断续模式（DCM，如图 2.1（c）所示）两种。

在分析此电路工作原理前，我们对上图作出如下假设：

1. 电力电子器件为理想元器件；
2. 电感和电容为理想储能元件；
3. 功率管状态转换时间为零；
4. 在一个开关周期中，输入输出电压保持不变。

那么我们可以得到如下结论：

1. 在电感电流连续模式（CCM）中，当开关管开通时，电感电流增加为：

$$\Delta i_{L+} = \frac{U_{in} - U_o}{L} T_{on} = \frac{U_{in} - U_o}{L} D T_s \quad (2-1)$$

当开关管关断时，电感电流减少为（D 为占空比）：

$$\Delta i_{L-} = \frac{U_o}{L} T_{off} = \frac{U_o}{L} (1 - D) T_s \quad (2-2)$$

因为在一个周期内电感电流变化量相等即 $\Delta i_{L-} = \Delta i_{L+}$ ，所以由以上两式可以得到输出电压和输入电压满足：

$$U_o = \frac{T_{on}}{T_s} U_{in} = D U_{in} \quad (\text{如图 2.1 中图 (b) 所示}) \quad (2-3)$$

2. 在电感电流断续模式（DCM）中，同理可以得到输出电压和输入电压满足：

$$U_o = \frac{D}{D + D_1} U_{in}, D = \frac{T_{on}}{T_s}, D_1 + D < 1 \quad (\text{如图 2.1 中图 (c) 所示}) \quad (2-4)$$

从式（2—3）和式（2—4）中，我们可以看出：在 CCM 模式中，输出电压和输入电压是线性关系；而在 DCM 模式中，输出电压和输入电压是非线性关系。

目前，逆变器的控制方法有各种各样，但是常用的是载波交截 SPWM 方式，比如三角波交截 SPWM 方式。三角波交截 SPWM 是一种应用广泛的线性控制方法，其控制电路简单，开关频率恒定，所以输出电压波形中谐波频谱固定，可以方便有效消除低次谐波。因此，输出滤波器设计容易，输出波形中谐波含量低。但是在由两个 Buck 电路组成的双 Buck 逆变器中，当采用三角波交截 SPWM 控制方法时^{[9] [11]}，在逆变器工作在轻载情况下，就会出现 Buck 电路出现的情况即逆

变器就会工作在 DCM 模式。由于电感电流断续就会造成输出电压波形失真度加大。同时三角波交截 SPWM 控制方法不能对其失真的波形做出有效的校正，因此就需要设计较大的滤波器和提高逆变器的工作频率，这样造成逆变器体积和重量加大，效率变低。一种解决方案是在控制电路中外加入足够大的偏置电流，保证逆变器轻载工作时电感电流仍然连续。但是这样做，就会带来过多的损耗，在输出电流较大的场合会严重影响逆变器效率^[10]。为了消除外加的偏置电流或电感电流断续所引起的输出电压波形失真^{[9][15]}，本文采用文献[15]中提出的一种新的两态电流滞环控制方案，控制框图 2.8 所示。

电流滞环控制是一种优越的非线性控制方法，电路实现简单、稳定性高、具有内在电流限制功能、动态响应快。基本工作原理是采用电压电流双闭环控制，电压外环实现稳压控制，电流内环分别控制滤波电感电流，使其跟踪电压环的输出。在这个拓扑结构中，由于采用自适应很强电流滞环控制，所以不需要最小偏置电流，这不但可以克服电感电流断续造成的输出电压波形失真，而且又能保证逆变器在较高效率和频率下运行。为了对比分析，下面具体分析传统半桥电路和双 Buck 半桥电路工作过程，为后面计算、分析、实验做好必要的准备。

2.2 传统半桥和双 Buck 半桥两态电流滞环控制分析

首先介绍两态电流滞环控制原理。

两态电流滞环控制原理：设环宽为 h ，电流基准（电压误差调节输出信号）和电感电流反馈信号相比较得到电流误差信号 i_e ，电流误差信号 i_e 再经滞环比较器得到控制信号来驱动功率管，控制电感电流在设定的环宽内 ($\pm h$) 变化。以图 2.2 为例，说明电流滞环工作过程。当电流误差信号 i_e 大于正环宽 ($+h$) 时，开关管 S_1 开通， S_2 关断，电感电流增加；当电流误差信号 i_e 小于负环宽 ($-h$) 时，开关管 S_1 关断， S_2 开通，电感电流减少；当电流误差信号 i_e 在正负环宽内，开关状态维持前一状态保持不变。控制系统就这样一直调节下去，可以保证输出信号很好地跟随输入给定信号，并且电感电流误差在正负环宽内。由于电流环的引入，使系统响应速度加快、动态性能好、系统稳定性加强。所以电流滞环控制方法得到了广泛的应用。

2.2.1 传统半桥电路两态电流滞环控制工作过程分析

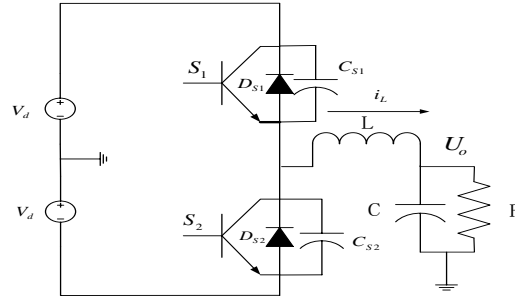


图 2.2 传统半桥拓扑

具体分析过程如下：

首先，假设电感电流方向如图 2.2 所示，图中电感电流方向定义为正，和图中电流方向相反定义为负。 S_1 和 S_2 互补工作，两者之间存在死区时间，大小为 $t_1 - t_0$ 。

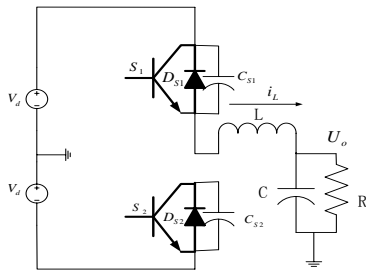


图 2.3 S_2 关断， S_1 导通

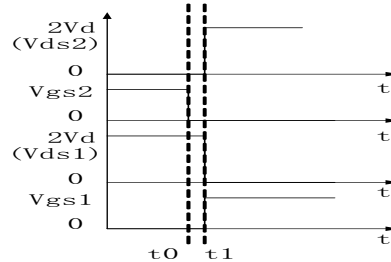


图 2.4 S_2 关断， S_1 开通时刻图

2.2.1.1 模态分析

当电路工作在稳定状态时，图 2.2 中电感电流方向为正。

模态 1（图 2.3） 当开关管 S_1 开通， S_2 关断：

设在 t_0 时刻之前，开关管 S_1 关断， S_2 开通，电感电流通过 D_{S2} 续流。在 t_0 时刻关断开关管 S_2 ，开通开关管 S_1 。由于 C_{S2} 的存在，所以 S_2 是零电压关断，而此时开关管 S_1 的 DS 两端电压为 $2V_d$ （前一时刻 S_1 关断， $2V_d$ 加在 DS 两端），所以 S_1 不是零电压开通，存在开通损耗，同时也有导通损耗；电感电流从 D_{S2} 切换到开关管 S_1 （不考虑死区）。开关管 S_1 的 DS 两端电压应力为 $2V_d$ 。在此模态中，电感 L 中电流开始增加，变化率为：

$$V_d - U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-5)$$

但是由于死区时间的存在，所以具体开关过程如下：当开关管 S_2 关断后，在死区时间内电感电流仍然从开关管 S_2 的体二极管 D_{S2} 通过，二极管 D_{S2} 有导通损耗，直到 t_1 时刻开通开关管 S_1 。当开关管 S_1 开通后，电感电流要从二极管 D_{S2} 切换到开关管 S_1 。因此二极管 D_{S2} 由导通到关断，存在反向恢复损耗，大小与电感电流、二极管 D_{S2} 反向恢复时间及二极管 D_{S2} 上电压有关。当开关管 S_1 开通后，开关管 S_2 的 DS 两端电压应力也为 $2V_d$ 。所以在开通过程中，流过 S_1 电流是负载电路与二极管反向恢复电流之和。

在此模式中，开关管 S_1 开通时间持续到电感电流由正环宽 (+ h) 增加到负环宽 (- h)。

由 (2-5) 式可得此状态持续时间为：
$$\Delta t_1 = \frac{L \times 2h}{V_d - U_o} \quad (2-6)$$

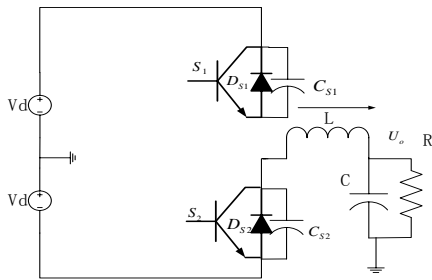


图 2.5 S_1 关断， S_2 导通

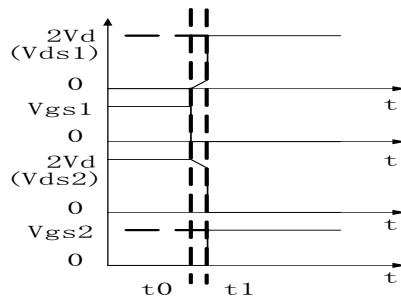


图 2.6 S_1 关断， S_2 开通时刻图

模态 2 (如图 2.5) 关断开关管 S_1 ，开通开关管 S_2 ：

当电感电流增加到负环宽 (- h) 时，模态发生改变，假设此时刻为 t_0 。在此时关断开关 S_1 ，开通开关管 S_2 。开关管 S_2 的 DS 两端电压为 $2V_d$ (前一时刻 S_1 开通， $2V_d$ 加在 DS 两端)，所以 S_2 不是零电压开通，存在开通损耗，同时还有导通损耗。电感电流从开关管 S_1 切换到开关管 S_2 的体二极管 D_{S2} (不考虑死区)。开关管 S_2 的电压应力为 $2V_d$ 。这时电感电流开始减少，变化率为：

$$V_d + U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-7)$$

但是由于死区时间的存在，所以具体开关过程如下：当开关管 S_1 关断后，要延迟死区时间才开通开关管 S_2 。由于死区时间的存在，电感电流在死区时间

内，对开关管 S_2 的结电容 C_{S_2} 放电和对开关管 S_1 的结电容 C_{S_1} 充电。因此开关管 S_2 的 DS 两端电压下降，开关管 S_1 的 DS 两端电压上升。但是在死区时间内并没有将 C_{S_2} 上的电放完（和负载电流大小有关），就在 t_1 时刻就开通开关管 S_2 ，所以开关管 S_2 并非零电压开通，存在开通损耗。当开关管 S_2 开通后， C_{S_1} 上的电压迅速上升到 $2V_d$ ，而 C_{S_2} 通过开关管 S_2 迅速放电结束，这时候电感电流才完全从关管 S_1 切换到开关管 S_2 的体二极管 D_{S_2} ，直到电感电流减少到正环宽（ $+h$ ）进入模态 1。

在此模式中，开关管 S_1 的 DS 两端电压应力为 $2V_d$ 。由式（2—7）式可得此状态持续时间为：

$$\Delta t_2 = \frac{L \times 2h}{V_d + U_o} \quad (2-8)$$

在该模态结束后就再次进入模态 1，重复以上工作过程。

同理，当电感电流为负向时，可以得到相同的分析结果，只是在电感电流为负向时，电感电流在开关管 S_1 的体二极管 D_{S_1} 和开关管 S_2 之间进行换流。

2.2.1.2 瞬时开关频率的计算

从以上的模态分析中，我们可以计算出开关管瞬时开关频率 f 。对于开关管 S_1 来说，其导通时间是 Δt_1 ，关断时间是 Δt_2 ，那么开关周期为： $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$ ，那么频率为： $f = 1/T$ 。

那么再由式（2—6）和（2—8）可得开关频率表达式：

$$f = \frac{V_d^2 - U_o^2}{4hLV_d} \quad (2-9)$$

对于开关管 S_2 来说，其导通时间是 Δt_2 ，关断时间是 Δt_1 ，那么开关周期仍为： $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$ 。所以开关管 S_1 和 S_2 的瞬时开关频率相等。

从以上分析可以得出，在输出电流整个周期内，开关管 S_1 和 S_2 的瞬时频率为：

$$f = \frac{V_d^2 - U_o^2}{4hLV_d} \quad (2-10)$$

所以最大开关频率为 $f_{\max} = \frac{V_d}{4hL}$ 。

从（2—10）式中，我们可以知道，开关管的工作频率与滞环宽度和滤波电感大小成反比；在输入电压和滞环宽度和滤波电感大小一定时，开关频率随着

输出电压的加大而降低，而且最大开关频率出现在输出电压为零时，在滞环宽度和滤波电感大小一定时，开关频率和输入电压成正比。仿真结果也验证了随着输入电压增加，开关频率加大（见 2.6 节）。在减少滞环宽度和滤波电感大小也可以得到同样的结果。从仿真波形中也可以看出，输出电压在过零点附近时，开关频率比其它时间高。因此，逆变系统的滞环宽度和滤波电感大小应根据输入和输出电压的要求以及满足滞环控制原理的要求等来进行合理设计。

2.2.2 双 Buck 半桥两态电流滞环控制工作过程分析

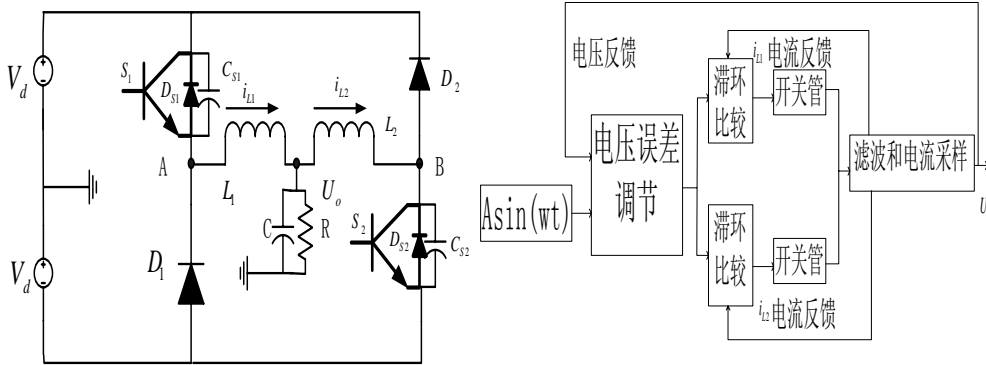


图 2.7 双 Buck 逆变器拓扑图

图 2.8 双 Buck 逆变器拓扑控制框图

2.2.2.1 双 Buck 半桥电路两态电流滞环控制工作原理

先简要的说明双 Buck 半桥逆变器工作原理：

U_o 为输出电压，当逆变器输出电流为正向 $i \geq 0$ （电感 L_1 中有电流）时， S_1 、 L_1 和 D_1 调制工作，使电感 L_1 中的电流跟踪电流给定信号，而 S_2 、 D_2 不工作， L_2 中电流为零。工作区间如图 2.9 中的 A、B 区间所示，在 A 区间中，电流电压相位不同，能量回馈给输入电源；而在 B 区间中，电流电压相位相同，能量从输入电源传递给负载。当逆变器输出电流为负向 $i < 0$ （电感 L_2 中有电流）时， S_2 、 D_2 和 L_2 调制工作，使电感 L_2 中的电流跟踪电流给定信号，而 S_1 、 D_1 不工作， L_1 中电流为零。工作区间如图 2.7 中 C、D 区间，在 C 区间中，电流电压相位不同，能量回馈给输入电源；而在 D 区间中，电流电压相位相同，能量从输入电源传递给负载。

因此电感电流可用下式来表达：

$$i = \begin{cases} i_{L1}, i \geq 0 \\ i_{L2}, i < 0 \end{cases} \quad (2-11)$$

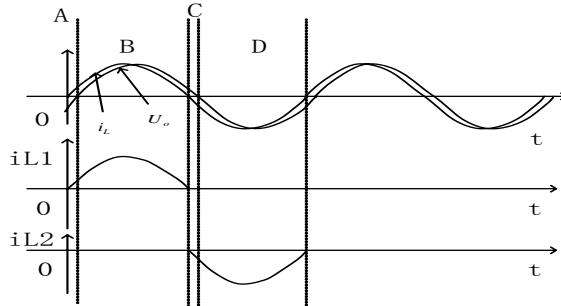


图 2.9 双 Buck 逆变器电压波形图

2.2.2.2 下面具体的分析双 Buck 半桥逆变器工作过程分析

为了便于分析，首先作如下假设：

电感 $L_1 = L_2 = L$ ； $C_1 = C_2$ 且很大，因此，把它们看成两个恒压源且电压大小相等；开关管 S_1 ， S_2 和二极管 D_1 ， D_2 均视为理想功率器件。

具体工作过程如下：

2.2.2.2.1 当 $i = i_{L1} \geq 0$ 时

模态 1：

S_1 导通， S_2 关断（等效电路图如图 2.10 中 a 图所示），在输入电压和输出电压作用下，电感 L_1 中电流增加，变化率为：

$$V_d - U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-12)$$

在此模态中，电感电流以 $(V_d - U_o)/L$ 的斜率上升。在 S_1 导通之前，由于 $i = i_{L1} \geq 0$ ，所以续流二极管 D_1 导通，因此开关管 S_1 的 DS 两端电压应力为 $2V_d$ ，开关管 S_1 不是零电压开通。当开关管 S_1 导通，续流二极管 D_1 关断后，其电压应力也为 $2V_d$ 。在开关管 S_1 导通后，电感电流从续流二极管 D_1 切换到开关管 S_1 。由于续流二极管 D_1 存在反向恢复问题，所以当续流二极管 D_1 由导通到关断，存在反向恢复损耗，其大小同电流、二极管 D_1 反向恢复时间及二极管 D_1 上电压有关。同时在此模态中还有开关管 S_1 的导通损耗和开关损耗。所以在 S_1 开通过程中，流过 S_1 电流是负载电流与二极管反向恢复电流之和。

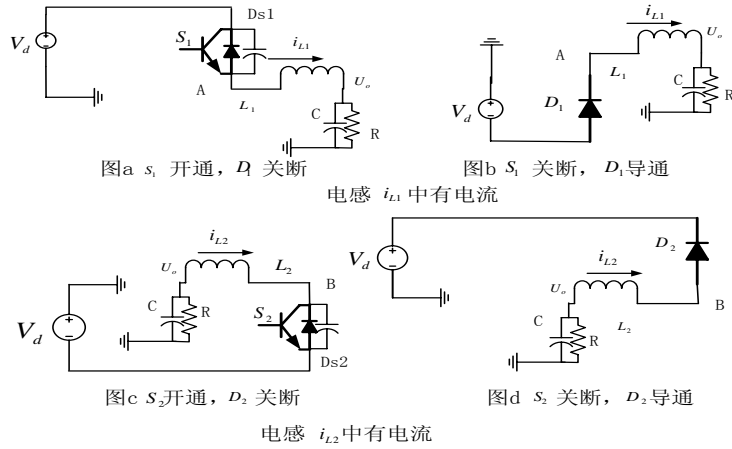


图 2.10 双 Buck 逆变器拓扑工作模式等效图

模式 2:

开关管 S_1 和 S_2 都关断（等效电路图如图 2.10 中 b 图所示）。由于电感电流不能突变，所以 D_1 导通，在输入电压和输出电压共同作用下，电感 L_1 中电流减少，变化率为：

$$V_d + U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-13)$$

在此模式中，电感电流以 $(U_o + V_d)/L$ 的斜率下降。当开关管 S_1 关断时，由其结电容作用，所以开关管 S_1 是零电压关断。同时电感电流从开关 S_1 切换到续流二极管 D_1 。因此在此模式中还有续流二极管 D_1 导通损耗。在 S_1 关断之前，由于 $i = i_{L1} \geq 0$ ，二极管 D_1 关断，所以其电压应力为 $2V_d$ 。

2.2.2.2.2 当 $i = i_{L2} < 0$ 时

模式 3:

S_2 导通， S_1 关断（等效电路图如图 2.10 中 c 图所示）在输入电压和输出电压作用下，电感 L_2 中电流减少，变化率为：

$$U_o + V_d = L \frac{di}{dt} \quad (2-14)$$

此模式中，电感电流以 $(U_o + V_d)/L$ 的斜率下降。在 S_2 导通之前，由于 $i = i_{L1} \leq 0$ ，二极管 D_2 导通，因此开关管 S_2 的 DS 两端电压应力为 $2V_d$ ，所以开关管 S_2 不是零电压开通。当开关管 S_2 导通，续流二极管 D_2 完全关断后，其电压

应力也为 $2V_d$ 。当开关管 S_2 导通，电感电流要从续流二极管 D_2 切换到开关 S_2 。由于续流二极管 D_2 存在反向恢复问题，所以当续流二极管 D_2 由导通到关断，存在反向恢复损耗，其大小同电流、二极管 D_2 反向恢复时间及二极管 D_2 上电压有关。同时在此模态中还有开关管 S_2 的导通损耗和开关损耗。所以在 S_2 开通过程中，流过 S_2 电流是负载电流与二极管反向恢复电流之和。

模态 4:

开关管 S_2 ， S_1 都关断（等效电路图如图 2.10 中 d 图所示）

由于电感电流不能突变，所以 D_2 导通，在输入电压和输出电压作用下，电感 L_2 中电流增加，变化率为：

$$V_d - U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-15)$$

此模态中，电感电流以 $(V_d - U_o)/L$ 的斜率上升。在 S_2 关断之前，由于 $i = i_{L1} \leq 0$ ，二极管 D_2 关断，所以其电压应力为 $2V_d$ 。当开关管 S_2 关断时，由于开关管 S_2 的结电容作用，所以其是零电压关断。同时电感电流从开关 S_2 切换到续流二极管 D_2 ，因此在此模态中还有续流二极管 D_2 的导通损耗。

2.2.2.3 开关频率的计算

下面以开关管 S_1 为研究对象进行分析：

在 S_1 导通时（导通时间为 Δt_1 ）电感 L_1 中电流在输入电压和输出电压 U_o 的作用下增加。在 Δt_1 时间内，电感电流增加为 $\Delta i = 2h$ （ h 为环宽），那么

$$\frac{V_d - U_o}{L} = \frac{\Delta i}{\Delta t_1} \quad (2-16)$$

在 S_1 关断时（关断时间为 Δt_2 ），电感 L_1 中的电流不能突变，此电流通过负载，电容 C 和二极管 D_1 形成回路，这时电感电流在输出电压和输入电压共同作用下减少。在 Δt_2 时间内电感电流减少量为 $\Delta i = -2h$ ，那么

$$\frac{-V_d - U_o}{L} = \frac{-\Delta i}{\Delta t_2} \quad (2-17)$$

对于开关管 S_1 来说，其开关周期为 $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$ ，侧频率为： $f = 1/T$ 。那么

由式（2—16）和（2—17）可得开关频率表达式：

$$f = \frac{V_d^2 - U_o^2}{4hLV_d} \quad (2-18)$$

所以当输出电压 U_o 为零，有最大开关频率。最大开关频率为：

$$f_{\max} = \frac{V_d}{4hL} \quad (2-19)$$

同理，以 s_2 为对象进行分析，可以得到同样的结论。可见，开关管的工作频率与滞环宽度和滤波电感大小成反比；在输入电压和滞环宽度和滤波电感大小一定时，开关频率随着输出电压加大而降低。而最大开关频率在滞环宽度和滤波电感大小一定时，和输入电压成正比。仿真结果也验证了随着输入电压增加，输出开关频率加大；在减少滞环宽度和滤波电感大小也可以得到同样结果。从仿真和实验波形也可以看出，输出电压在过零点附近时，开关频率比其它时间高（见仿真和实验波形图）。因此系统的滞环宽度和滤波电感大小应根据输入电压和输出电压的要求及满足滞环控制原理的要求等来进行设计。

2.2.3 两种控制方式对比

从以上分析我们可以得到以下一些结论：

1. 在两种控制方式中，瞬时开关频率表达式是相同的。但在传统两态电流滞环控制中，不论输出滤波电感中的电流方向如何，开关管 s_1 和 s_2 都是互补工作的。而在双 Buck 无偏置电流半周期两态电流滞环控制中，开关管 s_1 和 s_2 的工作情况和输出滤波电感中的电流方向有关即滤波电感中的电流方向为正时，开关管 s_1 工作， s_2 不工作，而滤波电感中的电流方向为负时，开关管 s_2 工作， s_1 不工作。所以传统两态电流滞环控制中开关管平均开关频率近似是无偏置电流半周期两态电流滞环控制中开关管平均开关频率的两倍。因此，传统两态电流滞环控制的开关损耗要大于无偏置电流半周期两态电流滞环控制的开关损耗（在开关管和其他参数相同情况下）。

2. 传统两态电流滞环控制中是利用开关管的体二极管进行续流，而无偏置电流半周期两态电流滞环控制中是利用独立的二极管进行续流。因此在开关管选定的情况下，体二极管性能也就确定下来，通常体二极管性能较差（同独立的二极管相比）特别是反向恢复时间长、导通压降大；而独立二极管则可以进行最优设计，采用反向恢复时间短，导通压降小的二极管。所以后者的续流二极管的导通和反向恢复损耗都要小于开关管的体二极管的损耗。因此，在相同

参数情况下，双 Buck 逆变器效率要高于传统半桥逆变器的效率。

3. 由于传统半桥逆变器的桥臂是两只开关管串联，并且是互补工作，所以同一桥臂的两个开关管的驱动信号之间要有死区，以防止开关管直通，这样会造成输出电压波形畸变（见第五章仿真）。而双 Buck 半桥逆变器的两只开关管工作情况却不是这样，由于两只开关管之间有两只电感串联，即使两个开关管同时开通，也不会出现直通现象，所以不必设置死区，这样就不会产生由于死区造成输出电压波形畸变。

4. 传统半桥逆变器电流采样只需要一个电流互感器，滤波电路也只要一个滤波电感；而双 Buck 半桥逆变器则需要两个 LEM（霍尔电流互感器）和两个滤波电感。需要两个 LEM 是因为输出滤波电感中的电流是单向流动，不能用磁环构成的电流互感器，而只能采用 LEM。

2.3 损耗分析

传统半桥逆变器和双 Buck 半桥逆变器的损耗主要有以下几种构成^[15]：

1. 开关管的开关损耗 P_{SWITCH} （包括电压电流交叠损耗，结电容放电损耗，二极管反向恢复电流引起的交叠损耗），

$$P_{SWITCH} = \sum \int V_{ds} \cdot i_{LK1} + \frac{1}{2} C_{oss1} V_{ds}^2 \cdot f_s + \sum \int V_{ds} i_{LK2} + \frac{1}{2} C_{oss2} \cdot V_{ds}^2 \cdot f_s$$
（ i_{LK} 第 K 次开通时流过开关管电流， C_{oss} 开关管结电容， V_{ds} 开关管 DS 两端电压，式中 1 和 2 分别表示开关管 S_1 和 S_2 ）

2. 开关管导通损耗 $P_{SON} = i_L^2 R_{ds}$ （ R_{ds} 是开关管导通电阻），

3. 二极管导通损耗 $P_{DON} = V_F \times i_L$ （ V_F 是正向导通压降），

4. 二极管反向恢复损耗 $P_{DTRR} = \frac{1}{4} V_R \cdot I_{RM} \cdot t_{rr} \cdot f_s$ ^[33]（ V_R 反向电压、 I_R 方向恢复电流、 t_{rr} 方向恢复时间、 f_s 开关频率），

5. 滤波电感和电容损耗 $P_{LC} = i_L^2 \times R_L$ （ R_L 为等效电感和电容阻值）。

因此，逆变器总损耗表示为：

$$P_{\text{总}} = P_{SWITCH} + P_{SON} + P_{DON} + P_{DTRR} + P_{LC} \quad (2-20)$$

在两者损耗比较之前，先假定传统半桥逆变器和双 Buck 半桥逆变器的电流滞环宽度、开关管、输出滤波电感、滤波电容、输出电压、输入电压和功率容

量等参数都相同，双 Buck 半桥逆变器的续流二极管采用独立的快恢复二极管。传统半桥逆变器的两个开关管在一个开关周期中都工作，所以开关损耗是两个开关管损耗之和，同时在一个开关周期中只有一个开关管开关损耗中有另一个开关管的体二极管（续流二极管）反向恢复电流引起的交叠损耗，并假设以上各种损耗总和为 1 个单位，即

$$P_{\text{总传统}} = P_{\text{SWITCH}} + P_{\text{SON}} + P_{\text{DON}} + P_{\text{DTRR}} + P_{\text{LC}} = 1。 \quad (2-21)$$

由以上分析我们可以知道，双 Buck 半桥逆变器的开关管只在电感电流的半个周期中工作，因此在一个开关周期内，只存在一个开关管的开关损耗，另一个开关损耗为零。又由于传统半桥逆变器的续流二极管（体二极管）的性能比双 Buck 半桥逆变器的独立续流二极管的性能差（见表 2.1），特别是导通压降大和反向恢复时间长，所以独立快恢复续流二极管的反向恢复损耗和导通损耗要比开关管的体二极管反向恢复损耗和导通损耗要小，设两者比例系数为： $k_1 < 1, k_2 < 1$ ；这样双 Buck 半桥逆变器开关管的开关损耗也就小于传统半桥逆变器开关管的开关损耗，设两者比例系数为为 $k_3 < 1$ ；双 Buck 半桥逆变器导通损耗和传统半桥逆变器的导通损耗相同 P_{SON} 。并设滤波电感损耗和电容损耗都相同。所以双 Buck 半桥逆变器的损耗为：

$$P_{\text{总BUCK}} = k_3 P_{\text{SWITCH}} + P_{\text{SON}} + k_1 P_{\text{DON}} + k_2 P_{\text{DTRR}} + P_{\text{LC}}。 \quad (2-22)$$

通过比较式（2—21）和式（2—22）可知，双 Buck 逆变器的损耗要小于传统半桥逆变器的损耗。

从以上几个方面分析，我们可以知道双 Buck 半桥逆变器中的开关管的体二极管不工作，续流电流流过与开关管同一桥臂上的续流二极管。因此功率开关管和功率二极管可以分别得到优化设计，来获得最优组合。

表 2.1 IXKN48N50 的体二极管和超快恢复二极管的主要特征参数

参数 型号	$V_f(V)$	$t_{rr}(ns)$
IXKN48N50 体二极管	1.5	250
DESI60-06A	1.39	35

2.4 控制系统分析

2.4.1 系统建模

双 Buck 逆变器滞环控制原理和传统半桥滞环控制原理基本相同，不同之处仅仅是在控制形式上即双 Buck 电路滞环控制是分别根据电感电流半周期进行控制的。因此双 Buck 逆变器控制系统框图也可以用传统半桥逆变器的控制框图来表示^{[15][32]}，如下图所示。

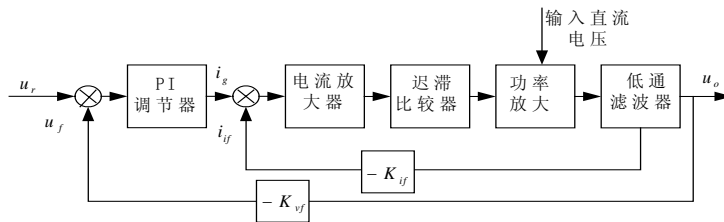


图 2.11 逆变器控制系统框图

如果把输入电压和输出电流看作是扰动信号的话，那么可将上图可近一步简化，得到如下简化系统控制框图。如下图（图 2.12）所示：

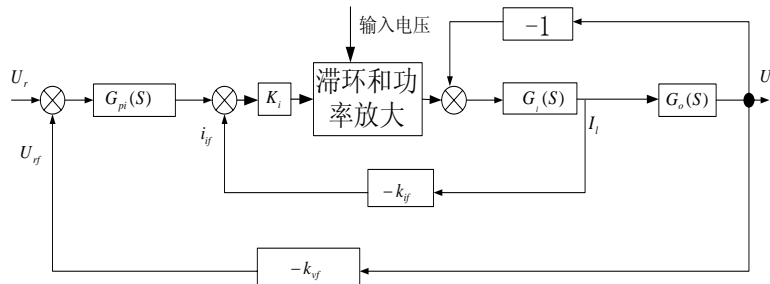


图 2.12 逆变器控制系统简化框图

- 其中
- $G_{pv}(S)$: 为电压环的 PI 调节器传递函数即 $K_p + k_{pv}/S$;
 - K_i : 电流放大器倍数;
 - $G_l(S)$: 滤波电感传递函数的倒数即 $1/LS$;
 - $G_o(S)$: 滤波电容和负载的传递函数;
 - K_{if} : 滤波电感电流反馈系数;
 - K_{vf} : 输出电压反馈系数;
 - U_r : 给定参考信号;
 - U_{vf} : 电压反馈信号;
 - i_{if} : 电流反馈信号;

当调制频率足够高时（远高于输出滤波器的截止频率）时，电流环可等效

为一个电流跟随器（即比例环节），则逆变器控制系统框图可以再进行进一步线性化^{[9][28][29]}，如图 2.13 所示。

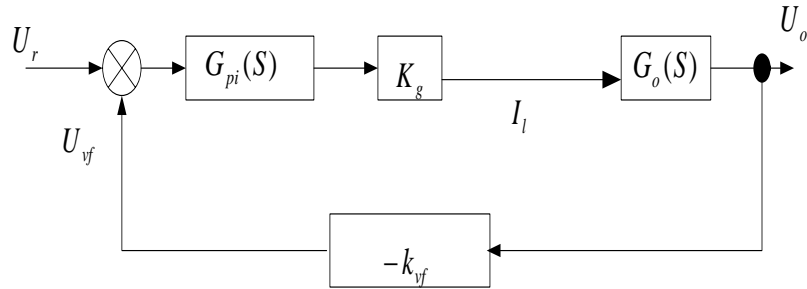


图 2.13 线性化后的系统框图

图 2.13 线性化后的系统框图的闭环传递函数为：

$$G(S) = \frac{k_g \times G_{pi}(S) \times G_o(S)}{1 + k_{vf} \times k_g \times G_{pi}(S) \times G_o(S)} \quad (2-23)$$

其中 K_g ：等效电流放大倍数，其它符号意义同上。

线性化后闭环传递函数如式（2—23）所示，分别将 $G_o(S)$ 代入式（2—23）得到式（2—25）、式（2—28）、式（2—31）（见下节）。从这三个式子中，我们可以看到，传递函数的特征方程最高次是二次的，而且各项系数均为正数。因此电流滞环控制逆变器的电流内环具有降阶作用，消除了滤波电感给系统带来的负面影响。同时传递函数的零点也在左半平面，因此，此系统是最小相位系统。从理论上讲，此系统是稳定系统^[23]。当然这个系统框图是在忽略了一些次要因素后得出的，在实际系统中如果系统的开关增益做的太大，仍然会导致系统不稳。

2.4.2 系统外特性分析

外特性是衡量逆变器性能的一个重要指标，逆变器的外特性越硬，逆变器输出电压受负载的影响越小，即逆变器从空载到满载过程中输出电压的变化量越小。由于电流滞环控制逆变器采用电压电流双闭环形式，因此逆变器的外特性主要由电压环来保证。由于电压环的输出是电流环的给定，因此从电压外环来看，电流内环成为电压调节器的调节对象，此对象特性由于两态电流滞环调节器的存在已从二阶环节退化到一阶环节从而

为提高电压调节器的放大倍数，即为提高输出电压调节精度打下了基础。下面就对逆变器的外特性进行分析。

1. 空载时的 $G(S)$:

$$\text{负载传递函数为: } G_o(S) = \frac{1}{CS} \quad (2-24)$$

所以系统闭环传递函数为:

$$G(S) = \frac{k_g k_p S + k_g k_{pv}}{CS^2 + k_{vf} k_g k_p S + k_{vf} k_g k_{pv}} \quad (2-25)$$

系统闭环传递函数的幅频特性为:

$$|G_{\text{空}}(j\omega)| = \frac{\sqrt{(k_g k_p \omega)^2 + (k_g k_{pv})^2}}{\sqrt{(k_{vf} k_g k_{pv} - C\omega^2)^2 + (k_{vf} k_g k_p \omega)^2}} \quad (2-26)$$

2. 阻性负载时，输出端为滤波电容 C 和阻性负载 R 并联:

$$\text{负载传递函数为: } G_o(S) = \frac{R}{RCS + 1} \quad (2-27)$$

闭环传递函数为:

$$G(S) = \frac{(k_g k_p S + k_g k_{pv})R}{RCS^2 + (1 + k_{vf} k_g k_p R)S + k_{vf} k_g k_{pv} R} \quad (2-28)$$

系统闭环传递函数的幅频特性为:

$$|G_R(j\omega)| = \frac{\sqrt{(k_g k_p \omega)^2 + (k_g k_{pv})^2}}{\sqrt{(k_{vf} k_g k_{pv} - C\omega^2)^2 + \left[\frac{1}{R} + k_{vf} k_g k_p\right]^2 \omega^2}} \quad (2-29)$$

3. 感性负载时，输出端为 C 、 R 和负载电感 L 并联:

负载传递函数为:

$$G_o(S) = \frac{1}{CS + \frac{1}{R} + \frac{1}{LS}} = \frac{RLS}{RLCS^2 + LS + R} \quad (2-30)$$

所以系统闭环传递函数为:

$$G(S) = \frac{RL(k_g k_p S + k_g k_{pv})}{RLCS^2 + (L + k_{vf} k_g k_p RL)S + R + k_{vf} k_g k_{pv} RL} \quad (2-31)$$

系统闭环传递函数的幅频特性为:

$$|G_{RL}(j\omega)| = \frac{\sqrt{(k_g k_p \omega)^2 + (k_g k_{pv})^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{L} + k_{vf} k_g k_{pv} - C\omega^2\right)^2 + \left[\left(\frac{1}{R} + k_{vf} k_g k_p\right)\omega\right]^2}} \quad (2-32)$$

通常在实际电路中满足： $k_{pv} k_{vf} K_g > \omega^2 C$ 。

4. 设逆变器的静差 δ 定义为：

$$\delta = \frac{|U_o(\infty)| - |U_o(RL)|}{|U_o(\infty)|} \quad (2-33)$$

在式(2-33)中， $U_o(\infty)$ 是空载时的输出电压， $U_o(RL)$ 是带载输出电压。那么，当负载为阻性时，将式(2-26)、式(2-29)代入式(2-33)得到阻性负载时的系统静差表达方式为：

$$\begin{aligned} \delta &= 1 - \frac{|G_R(j\omega)|}{|G_o(j\omega)|} \\ &= 1 - \frac{\sqrt{(C\omega^2 - k_{vf} k_g k_{pv})^2 + (k_{vf} k_g k_p \omega)^2}}{\sqrt{(C\omega^2 - k_{vf} k_g k_{pv})^2 + \left[\left(\frac{1}{R} + k_{vf} k_g k_p\right)\omega\right]^2}} \\ &= 1 - \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{1}{R} + 2k_{vf} k_g k_p\right)\omega^2 \frac{1}{R}}{(k_{vf} k_g k_{pv} - C\omega^2)^2 + \left[\left(\frac{1}{R} + k_{vf} k_g k_p\right)\omega\right]^2}} \end{aligned} \quad (2-34)$$

从式(2-34)中，我们可以看出在阻性负载时：当增加输出滤波电容时， δ 增大；减少 k_{pv} 即增加电压环 PI 调节器的积分时间常数时， δ 也增大；负载增大时， δ 也增大。 δ 增大也就意味着逆变器的静差增大即外特性变软。同理，在感性负载也可以得到同样的结论。从系统的幅频特性函数中，我们可以看出，由于采用电流环控制，输出滤波电感对外特性的影响可以忽略。在第五章给出外特性仿真结果，结果验证了以上的分析是正确的，并给出了积分电容对外特性影响更大的结论。

2.5 仿真分析

根据以上分析，利用 Saber 软件分别建立传统半桥滞环控制逆变器和双 Buck 半桥滞环控制逆变器的仿真模型，并进行一些基本特性的仿真验证^[30]。

2.5.1 传统半桥逆变器仿真

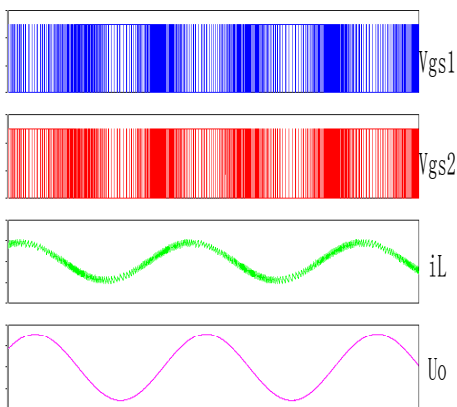


图 2.14 传统半桥主要仿真波形

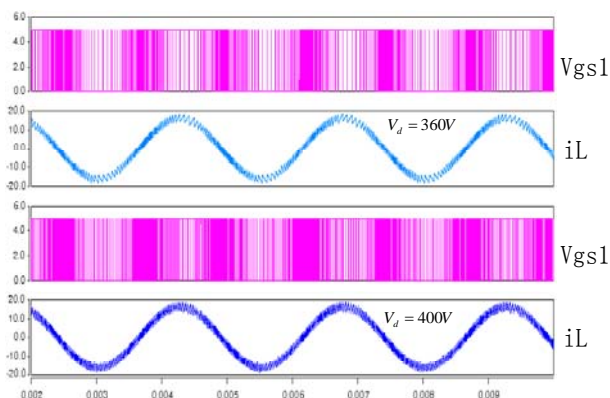


图 2.15 传统半桥不同输入主要仿真波形

从图 2.14 中，我们可以看到传统半桥滞环电路工作时，不论电感电流方向如何，同一桥臂的上下两个开关管都是互补工作的，所以开关管驱动信号之间要加入死区，以防止开关管直通，造成开关管损坏。同时，在输出电压过零点附近时，开关频率明显大于其它时刻的开关频率。从图 2.15 中可以看出，在其它参数不变的情况下，输入电压提高时开关频率要高于输入电压低时的开关频率。其它参数改变时对开关频率影响的仿真波形在此省略。

2.5.2 双 Buck 半桥逆变器仿真

仿真结果如下图所示。（仿真所用的参数大小是通过第三章计算分析的得到数值，并且实验中所用参数是以仿真参数为基准，并进行适当调整。）

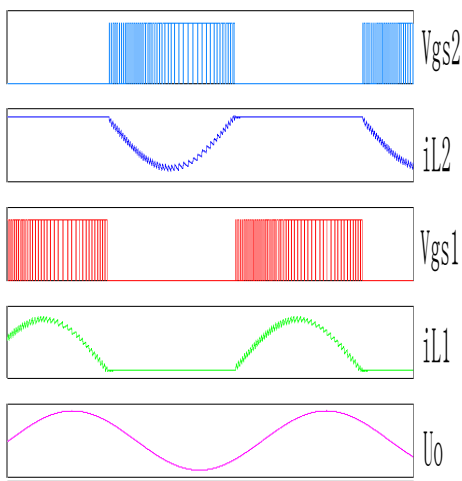


图 2.16 双 Buck 电路仿真波形

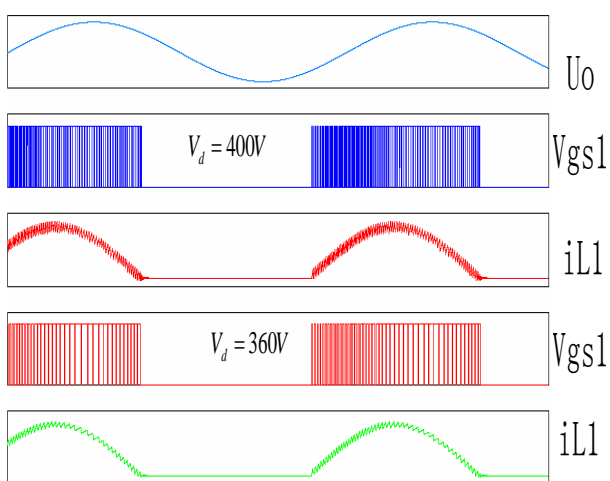


图 2.17 双 Buck 电路不同输入下主要仿真波形

从仿真波形图 2.16 中，我们可以看出双 Buck 滞环电流控制是根据电感电

流半周运行的即当电感 L_1 中有电流时，开关管 S_1 工作， S_2 不工作；当电感 L_2 中有电流时，开关管 S_2 工作， S_1 不工作，这和理论分析完全相同。同时开关频率在输出电压过零处时明显要高于其它时刻的开关频率。在图 2.17 中，给出了不同输入电压下的驱动和电感电流的仿真波形。从中可以看出，在其它参数不变的情况下，输入电压提高时开关频率要高于输入电压低时的开关频率。其它参数改变时对开关频率影响的仿真波形在此省略。

通过比较图 2.14 和图 2.16 进行可知，在所有参数相同的情况下，传统半桥滞环电路开关管的工作频率近似是双 Buck 半桥电路的开关管工作频率的两倍。这些和前面分析是相同的。

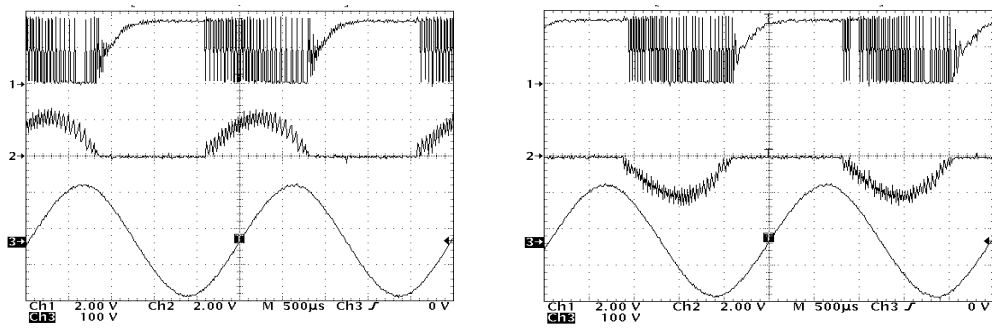


图 CH1: a VDS1 (250V/div)

CH2: i_{L1} (5A/div)

CH3: U_o 输出波形(100V/div)

图 b CH1: VDS2 (250V/div)

CH2: i_{L2} (5A/div)

CH3: U_o 输出波形(100V/div)

图 2.18 双 Buck 电路主要实验波形

图 2.18 给出相应的实验波形。从实验波形中，我们可以看出，电感电流半周期工作，开关管根据电感电流分别工作，并且电流过零是能够自然切换，并不影响输出电压波形；同时我们也可以看到，在输出电压过零点附近时，开关频率比其它时刻开关频率明显要高。因此通过实验，我们可以看出实验和理论两者也完全一致的，这证明了该控制方法是正确的。

综上所述，我们可以得到：

一. 传统半桥逆变器具有以下主要特点：

1. 所用功率管数目少，主电路结构简单；
2. 最大输出电压（调制比为 1）的幅值为输入母线电压的一半，直流电压利用率低；
3. 桥臂输出为双极性 PWM 调制波，输出谐波含量大；

4. 为保证逆变桥的可靠工作,防止同一桥臂两只功率管直通在开关管转换时要设置死区,从而造成输出电压畸变^[5](见第五章仿真分析);

5. 续流二极管是利用开关管的二极管,其性能差,难以得到优化设计,带来很大损耗。

二. 双 Buck 半桥逆变器具有以下主要特点:

1. 作为半桥逆变器的一种特殊形式,其具有传统半桥逆变器的一般特点:主电路结构简单;需要带中点的直流输入电压,直流电压利用率低。

2. 因其新颖的结构,它也有自己独有的特点:

a. 无功率管直通问题,系统抗干扰能力强,可靠性高;

b. 功率开关管和续流二极管可分别得到优化设计,开关损耗低,可实现较高的开关频率;

c. 不需要设置死区时间,消除死区引起的电路非线性及输出波形畸变问题;

d. 可以考虑应用 Buck 变换器中一些成熟的技术。

3. 从电路结构和控制方法上看,它也有一些不足之处:

需要两只独立的续流二极管和两只滤波电感及两只电流互感器 LEM。增加两只续流二极管和一只滤波电感及一只电流互感器 LEM,带来的好处是可以提高开关频率和效率。

2.6 小结

1. 具体的分析了传统半桥滞环控制逆变器和双 Buck 半桥滞环控制逆变器的工作过程,并给出两者的相关的计算和仿真结果。双 Buck 半桥逆变器的主要特点:无功率管直通问题;功率开关管和续流二极管可分别得到优化设计;不需要设置死区时间。

2. 建立系统的数学模型,分析了各种参数对系统的性能特别是系统外特性的影响。这将为系统参数设计提供理论基础。

3. 分析了两中控制方式的系统效率,进一步指出双 Buck 半桥滞环控制逆变器效率高于传统半桥滞环控制逆变器的效率。

第三章 逆变器主要参数设计

本章首先根据滤波电感电流的跟踪特性和输出电压失真度指标的要求对滤波电感和滤波电容的选取范围进行了研究。分析功率管的选取，并讨论两态滞环宽度和采样频率的选取。

3.1 逆变器输入直流电压的确定^{[7][17][18]}

逆变器将输入的直流电压经过逆变控制，使输出电压变成满足要求的正弦波。如果输入的直流电压过低，那么逆变器将不能正常工作，其输出的交流电压波形严重失真即波形顶部被削平；如果输入直流电压过高，那么将对功率管的选取造成困难，同时也不需要过高的输入电压。下面我们来分析输入电压值的选取。

对于 LC 滤波器，我们设电感电流为 \vec{i}_L ，峰值为 I_L （忽略高次谐波），那么输入电压 U_{in} 可以用下式表示：

$$\vec{V}_d = j\omega L \vec{i}_L + \left(\frac{1}{j\omega C_f} // R_{LOAD} \right) \vec{i}_L = j\omega L \vec{i}_L + \vec{U}_o \quad (3-1)$$

对应的相量图如下：

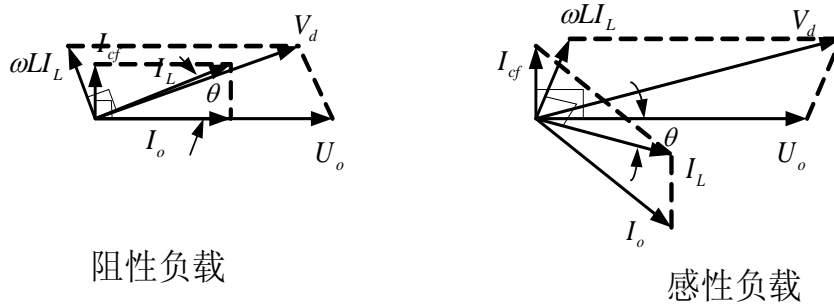


图 3.1 电压矢量图

图中主要符号是：

- I_{cf} ：滤波电容上电流；
- $\omega L I_L$ ：滤波电感上的电压大小；

V_d : 桥臂中点瞬时电压大小, 等于输入电压的一半;

θ : 输出电压相位和电感电流相位差,

U_o : 输出电压。

当输出功率为 2000W 时, 从图 3.1 中, 我们可以求出 U_{in} 的最小近似值。

当阻性满载时,

$$I_L = \sqrt{((2000/115) \times \sqrt{2})^2 + 5^2} \approx 25.5A, \quad \omega = 800\pi; \quad \theta = 11.5^\circ$$

$$\omega L I_L = 800\pi \times 400 \times 10^{-6} \times 25.5 \approx 25.6V$$

$$V_d \min \approx \sqrt{(\omega L I_L \times \sin(90^\circ + 11.5^\circ))^2 + (U_o + \omega L I_L \times \cos(90^\circ + 11.5^\circ))^2} \quad (3-2)$$

把以上结果代入 (3—2) 式得 $V_d \min = 160V$ 。因为要考虑到线路电抗和输出电压的要求, 所以输入直流电压值的一半应满足:

$$V_d > 160V。 \quad (3-3)$$

从图 3.1 中, 我们也可以算出, 当感性负载时, 要求负载功率因数在 1 ~ 0.75 之间, 所以当 $PF = 0.75$ 时,

$I_L = \sqrt{(25 \times 0.75)^2 + (25 \times \sqrt{1 - (0.75)^2} - 5)^2} \approx 22A$, $\theta = 31.5^\circ$ 。此时相量 $\overline{U_{in}}$ 的模最大, 由以上参数可以算出感性负载时相量 $\overline{U_{in}}$ 的模近似值。

$$\omega L I_L = 800\pi \times 400 \times 10^{-6} \times 22 = 22.1V$$

$$V_d \min = \sqrt{(\omega L I_L + 163 \sin \theta)^2 + (163 \cos \theta)^2} \approx 175.5V。$$

为了满足负载的波动和并使输入电压有一定的余量, 所以, 通常我们选取输入电压在 $V_d = 180V$ 。又由于采用半桥拓扑, 所以输入电压为:

$$2V_d = 180 \times 2 = 360V \quad (3-4)$$

通常输入电压最好也不要大于 400V。

3.2 输出滤波器设计

逆变器的输出是由基波和高次谐波混和组成的, 而我们希望得到的是其基波, 因此必需设置输出滤波器, 滤掉输出波形中的高次谐波保证输出波形的质量。滤波器的设计基本要求是在满足逆变器输出电压所要求的波型失真度及逆变系统动态特性的前提下, 使滤波器的体积、重量尽可能的小。为了保证逆变器输出的电压波形正弦度好, 通常在逆变器的滤波器采用 LC 滤波器。但是由于采用两态电流滞环控制型逆变器是变频调制, 输出调制波形中的谐波频谱范围较宽, 要想很好滤除基波以外的各种谐波分量, 其设计比较困难。特别是滤波器电感值的选取不但对滤波特性影响很大, 而对控制系统性能影响也很大; 滤

波电容的选取对系统效率又有一定的影响。因此要根据两态电流滞环控制型逆变器的调制原理来分析滤波器的参数设计。

3.2.1 输出滤波器电感值的确定^{[7][17][18][28][29]}

滤波电感 L 在两态电流滞环控制中具有两个作用：

1. 是滤波作用，与滤波电容 C 组成低通滤波器，滤除逆变器输出电压中的高次谐波；
2. 是作为积分环节，为电流闭环提供锯齿波，实现滞环 PWM 控制。

根据两态电流滞环控制原理， L 取值不能太大，否则，一方面影响电流跟踪速度，一旦电感电流 i_L 的变化速度跟不上给定电流 i_g 的变化速度，那么这将使输出电压失真度增大；另一方面加大了电感上的基波压降，使输出电压稳态精度降低。同时 L 取值太大，还会导致系统动态响应速度变慢，满足不了系统的动态要求。 L 取值也不能太小，否则，一方面根据第二章分析，开关频率会很大。这样开关损耗变大，系统效率会有所降低；另一方面当负载短路时，对功率管的电流冲击也很大，降低了功率管可靠性。因此，电感值一定要满足斜率变化，既反馈电感的电流变化率不能低于给定电流信号变化率，如下式所示。

$$k_i \left| \frac{di_f}{dt} \right| > \left| \frac{di_g}{dt} \right| \quad (3-5)$$

设 $i_g = I_{g \max} \sin \omega t$ （给定信号），可见当 $t = 0$ 时电流变化率最大，其中 $I_{g \max}$ 是电流给定峰值。

$$\left. \frac{di_g}{dt} \right|_{\max} = \left. \frac{di_g}{dt} \right|_{t=0} = I_{g \max} \cdot \omega \quad (3-6)$$

又因为电感电流一定要跟踪电流给定，所以

$$i_g = k_i I_{L_f \max} \sin \omega t \quad (3-7)$$

其中： k_i 电流反馈系数，

$I_{L_f \max}$ 电感电流峰值。

3.2.1.1 电压滞后电流 θ_1 角度（阻容性负载）

根据图 3.2，我们设输出电压为： $u_o = U_{o \max} \sin(\omega t - \theta_1)$ ，其中 θ_1 为电压滞后电流相位角（ $0^\circ < \theta_1 < 90^\circ$ ）。

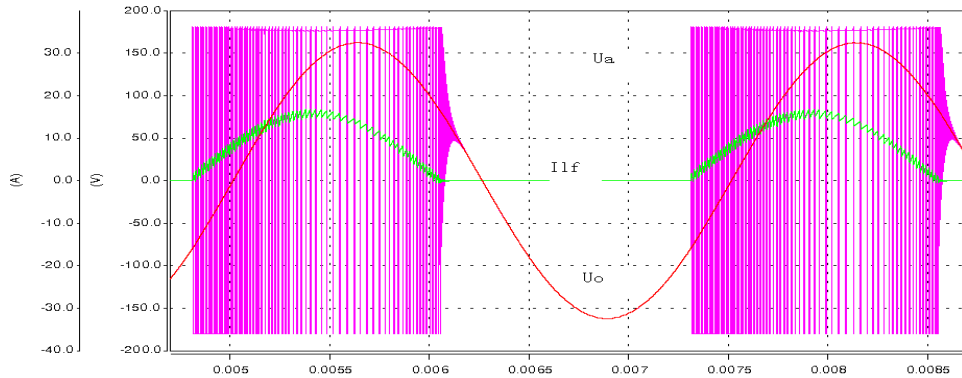


图 3.2 输出电压，输出电流和 A 点波形（电感电流正半周）

1. 当电感电流在 $0 < \omega t < \frac{\pi}{2}$ 区间时，电感电流增长

在此区间，引起电感电流增长是电源电压 V_d ，所以电感电流增长斜率为：

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_d - U_{o\max} \sin(\omega t - \theta_1)}{L_f} \quad (3-8)$$

由 (3-5)、(3-6)、(3-7) 式得

$$L_f < \frac{V_d - U_{o\max} \sin(\omega t - \theta_1)}{I_{L_f\max} \omega} \quad (3-9)$$

在工程上采用保守的算法，当 $0 < \omega t < \frac{\pi}{2}$ 时，则 $-\theta_1 < \omega t - \theta_1 < \frac{\pi}{2} - \theta_1$ 。因为在此区间内正弦值是单调递增，所以只要满足 (3-10) 式就满足 (3-9) 式

$$L_f < \frac{V_d - U_{o\max} \cos \theta_1}{I_{L_f\max} \cdot \omega} \quad (3-10)$$

2. 当电感电流在 $\frac{\pi}{2} < \omega t < \pi$ 区间时，电感电流下降

引起电感电流下降是电源电压 $-V_d$ ，所以电感电流下降斜率为：

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{U_{o\max} \sin(\omega t - \theta_1) - (-V_d)}{L_f} \quad (3-11)$$

由 (3-5)，(3-6)，(3-7)，(3-11) 式可得

$$L_f < \frac{V_d + U_{o\max} \sin(\omega t - \theta_1)}{I_{L_f\max} \omega} \quad (3-12)$$

在工程上用保守的算法，当 $\frac{\pi}{2} < \omega t < \pi$ 时，则 $\frac{\pi}{2} - \theta_1 < \omega t - \theta_1 < \pi - \theta_1$ 。因为在此区间内正弦值始终不小于零，所以只要满足 (3—13) 式就满足 (3—12) 式

$$\text{即} \quad L_f < \frac{V_d}{I_{L_f \max} \cdot \omega} \quad (3-13)$$

由 (3—10) 和 (3—13) 式可得滤波电感值为：

$$L_{f1} < \frac{(V_d - U_{o \max} \cos \theta_1, V_d)_{\min}}{I_{L_f \max} \cdot \omega} \quad (3-14)$$

在电感电流负半周时，我们可以计算出和式 (3—10)，式 (3—13) 相同的结果。

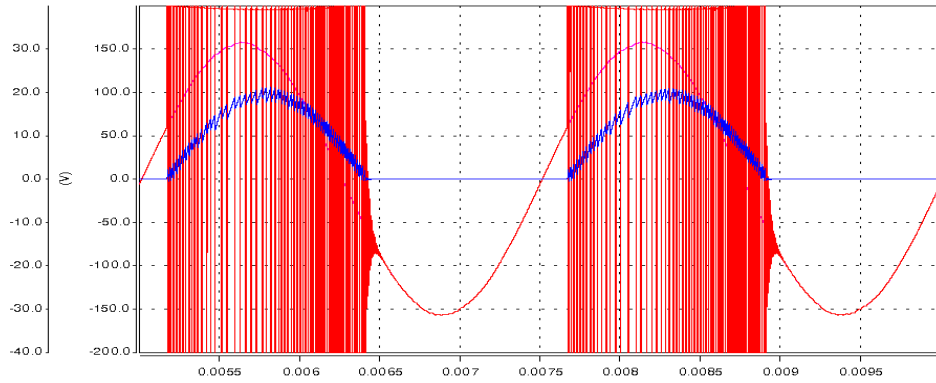


图 3.3 输出电压，输出电流和 A 点波形（电感电流正半周）

3.2.1.2 电压超前电流 θ_2 角度（阻感性负载）

根据图 3.3，我们设输出电压为： $u_o = U_{o \max} \sin(\omega t + \theta_2)$ ，其中 θ_2 为电压超前电流相位角。因为要求 $PF = 0.75$ ，则功率因数角为 41.4° ，所以 $\theta_2 < 41.4^\circ$ 。

1. 当电感电流在 $0 < \omega t < \frac{\pi}{2}$ 区间时，电感电流增长

在此区间，引起电感电流增长是电源电压 V_d ，所以电感电流增长斜率为：

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{V_d - U_{o \max} \sin(\omega t + \theta_2)}{L_f} \quad (3-15)$$

由 (3—5)、(3—6)、(3—7) 式得

$$L_f < \frac{V_d - U_{o \max} \sin(\omega t + \theta_2)}{I_{L_f \max} \omega} \quad (3-16)$$

在工程上采用保守的算法, 当 $0 < \omega t < \frac{\pi}{2}$ 时, 则 $\theta_2 \leq \omega t + \theta_2 < \frac{\pi}{2} + \theta_2$ 。因为在此区间内正弦值始终不小于零, 所以只要满足 (3—17) 式就满足 (3—16) 式。

$$L_f < \frac{V_d - U_{o \max}}{I_{L_f \max} \cdot \omega} \quad (3-17)$$

2. 当电感电流在 $\frac{\pi}{2} < \omega t < \pi$ 区间时, 电感电流下降

引起电感电流下降是电源电压 $-V_d$, 所以电感电流下降斜率为:

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{U_{o \max} \sin(\omega t + \theta_2) - (-V_d)}{L_f} \quad (3-18)$$

由 (3—5), (3—6), (3—7), (3—18) 式可得

$$L_f < \frac{V_d + U_{o \max} \sin(\omega t + \theta_2)}{I_{L_f \max} \omega} \quad (3-19)$$

在工程上用保守的算法, 当 $\frac{\pi}{2} < \omega t < \pi$ 时, 则 $\frac{\pi}{2} + \theta_2 < \omega t + \theta_2 < \pi + \theta_2$ 。因为在此区间内正弦值是单调递减, 所以只要满足 (3—20) 式就满足 (3—19) 式

$$L_f < \frac{V_d + U_{o \max} \sin(\pi + \theta_2)}{I_{L_f \max} \cdot \omega} \quad (3-20)$$

由 (3—17) 和 (3—20) 式可得滤波电感值为:

$$L_{f2} < \frac{(V_d - U_{o \max}, V_d + U_{o \max} \sin(\pi + \theta_2))_{\min}}{I_{L_f \max} \cdot \omega} \quad (3-21)$$

式 (3—14) 和 (3—21) 只给出了滤波电感的上限值, 然而减少滤波电感, 有利于改善系统的动态性能和滤波电感的体积和重量。根据式 (3—8) 和 (3—9) 及第二章有关内容, 我们可知, 如果滤波电感太小, 则在一定的平均开关频率下, Δi_{L_f} (电感电流脉动量) 增大, 同时也不利于过流或短路保护, 如果不增加滤波电容, 将导致输出电压波型失真增大; 但是滤波电容的增大, 又会增加无功能量在系统中来回流动, 增加各种损耗, 又不利于提高系统效率。因此, 电感的最小值又要满足电感电流最大脉动量小于所限定的最大电流变化量 $\Delta i_{L_f \max}$ 的要求。根据工程经验, 一般取

$$\Delta i_{L_f \max} = 20\% i_{L_f \max} \quad (3-22)$$

其中 $i_{L_f \max}$ 为电感电流最大有效值, 即

$$i_{L_f \max} = \sqrt{I_{o \max}^2 + I_{cf}^2} \quad (3-23)$$

当输出电压为零且逆变器处于供电状态是， $\Delta i_{L_f \max}$ 有最大值，即

$$\Delta i_{L_f \max} = \frac{V_d}{L_f * f_s} \quad (3-24)$$

所以
$$L_f > \frac{V_d}{\Delta i_{L_f \max} * f_s} \quad (3-25)$$

其中 f_s 为瞬时开关频率，远大于输出电压的频率 f_o 。 f_s 越大，输出电压波形失真度就越小，系统动态响应速度就越快，所需滤波器的电感值和电容值就越小。在实际电路中 f_s 并不固定，综合考虑取 $f_s = 200\text{KHz}$ 。

由式 (3-14) 和 (3-21) 得

$$\frac{V_d}{\Delta i_{L_f \max} * f_s} < L_f < (L_{f1}, L_{f2})_{\min} \quad (3-26)$$

根据式 (3-26)，代入数据得 $0.2\text{mH} < L_f < 0.5819\text{mH}$ ，具体值的大小要由实验确定。最后通过实验选定滤波电感为 0.400mH 。

3.2.2 输出滤波电容的确定

滤波电容的作用是和滤波电感一起滤除输出电压 U_o 中的高次谐波分量。从减少输出电压的 THD 的角度来考虑， C_f 越大越好，但是从另一个角度来说，在输出电压不变的情况下，滤波电容 C_f 越大则无功电流 I_{cf} 越大，这使整个系统的体积、重量增大，效率降低。另一方面，当滤波电感加大时，也可以减少滤波电容。所以通常按 $I_{cf} \leq 50\% I_o$ 来选取电容。按单相输出 2000VA ，则输出电流 I_o 最大有效值为：

$$I_o = \frac{P_o}{U_o} = \frac{2000}{115} = 17.39(\text{A}) \quad (3-27)$$

所以， $I_{cf} \leq 8.7\text{A}$ 。

根据 $I_{cf} = C_f \frac{dU_o}{dt}$ ，得

$$C_f \leq \frac{I_{cf}}{U_o \omega_o} = \frac{8.7}{115 \times 2\pi \times 400} = 30.1\mu F \quad (3-28)$$

最后通过实验，我们最终确定：

$$C_f = 12\mu F, \quad I_{cf} = 3.5A。 \quad (3-29)$$

根据工程上要求，选取滤波电感和滤波电容组成的滤波器的自然谐振频率是输出电压基频的 4.5 – 6 倍之间。由以上分析和实际实验，我们最终取滤波电感值为： $L_f = 0.400mH$ ，滤波电容值为： $C_f = 12\mu F$ 。

3.3 输出滤波电感的设计方法

在输出最大额定阻性功率时，流过电感的电流最大，所以我们用此时电感电流作为我们设计电流的依据。由于 $\vec{i}_L = \vec{i}_{cf} + \vec{i}_{RL}$ ，故电感电流有效值为 $I = \sqrt{i_{cf}^2 + i_{RL}^2} = 17.7387(A)$ ，所以峰值电流 $I = 25A$ 。按 50% 过载能力，所以电感电流最大值为 $I_{max} = 17.74 \times 1.5 \times 1.414 = 37.626(A)$ 。

设计电感的要求：在所有负载下，满足电感值基本不变，最大电流时不能饱和，且线圈能绕得下。

设计步骤如下：

1. 满足最后实际值为要求值。在铁心加如气隙 δ 后，电感能量绝大部分存储在气隙中。为了计算方便，可以忽略铁心中的能量，在设计完毕时再适当加以调整气隙大小。加气隙 δ 后电感的计算值为：

$$L = \frac{\mu_0 N^2 Se}{\delta} \times 10^{-8} (h) 。 \quad (3-30)$$

2. 根据全电流定律， $IN = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \times lc + \frac{B_\delta}{\mu_0} \times \delta$ ，由于 $\mu_r \gg \mu_0$ ，所以 $IN = \frac{B_\delta}{\mu_0} \times \delta$ ，

故可以推出 $\frac{N}{\delta} = \frac{B}{I \times \mu_0}$ ，代入公式 (3-30) 得：

$$Se \delta = \frac{LI^2 \times \mu_0}{B^2} 。 \quad (3-31)$$

3. 当电感电流最大时，铁心不能饱和，所以工作磁感应强度 B 应小于饱和磁感应强度 B_s 。一般情况下，工作磁感应强度 $B = (0.6 - 0.8)B_s$ ，确定 $B = 0.8B_s = 4000GS$ 。

4. 将上面的分析参数代入式 (3—31)，计算得：

$$Se\delta = \frac{0.44 \times 10^{-5} \times 38^2 \times 4\pi \times 10^{-7}}{0.4^2} = 4.99 \times 10^{-7} m^3$$

假设 δ 取 6mm 代入上式计算， $Se = \frac{4.99 \times 10^{-4}}{6} = 8.31cm^2$ ，通过查手册可得双 EE55B 满足要求，其有效截面积为 $Ae = 8.44cm^2 \geq 8.31cm^2$ ，选定双 EE55B 作为铁心，其气隙大小为 $\delta_1 = \frac{8.31 \times \delta}{8.44} = 5.9mm$ （也可由式 (3—31) 得到）。

5. 在得到气隙后，可以计算匝数 N ，根据全电流定律推出

$$N = \frac{B \times \delta}{I \times \mu_0} = \frac{0.4 \times 5.9 \times 10^{-3}}{38 \times 4\pi \times 10^{-7}} = 49.4，取 50 匝。$$

6. 选择导线线径。导线的电电流密度一般取 300—500/cm²，选定电流密度按有效值计算 $J=450A/cm^2$ ，选取导线的最大电流有效值为 $17.74 \times \sqrt{2}/2 = 12.54(A)$ ，取值为 12.6(A)（正常工作时每个电感流过半周电流），所以导线的截面积 S 为 $S_c = 12.6/4.5 = 2.8mm^2$ ；，选取厚度 0.08mm，宽度 40mm 的铜皮，其有效截面积为： $3.2mm^2 > 2.8mm^2$ ，满足要求。

7. 校验铁心窗口系数。 $Ku = 0.08 \times 50/10 = 0.4$ ，故以上参数可以绕下。

3.4 功率管的选取

根据以上的分析计算，流过功率管（开关管和续流二极管）的最大电流为 38A（按 50%过载值），其电压应力为输入电压。因此功率开关管最好选用耐压为 500V、电流应力为 45A 以上功率开关管，续流二极管的电压和电流应力和功率开关管的电压电流应力相同。最后我们选取：功率开关管 IXFK48N50，续流二极管 DESI60-06A。

3.5 滞环参数的选取

在两态滞环电流跟踪控制中，电流滞环宽度的选取直接影响到输出电流的跟踪特性，环宽的过大或过小均会影响系统特性。在参数相同的条件下，如果滞环宽度 Δh 太小，虽然可以增加调节速度，但是开关频率增加，这样一来会增加功率管的开关损耗，导致系统损耗增大；如果滞环宽度 Δh 取得过大，虽然可以降低开关频率，但是会使电感电流脉动增加，电流的误差增大，从而输出电压波形的谐波含量增大，而且还有可能使系统发生振荡，从而破坏系统稳定（见第二章中关于工作过程分析和频率计算）。因此选取一个合适的环宽将有助于改善系统的性能。在实际情况中， Δh 不易直接用数学公式直接表达。但在实际电路中，由于滞环宽度受系统采样频率的影响，所以滞环参数的最终选取还必须通过在仿真和实际电路调试中进行选取，结合实际的工作情况加以适当调整。最后通过参数调整，选取平均开关频率为 17KHz 左右。

3.6 小结

本章详细分析了两态电流滞环控制型逆变器主电路的主要参数的选取和计算。主要有：

1. 分析了对于 LC 滤波器时输入电压选取。并根据工程实际给出输入电压的取值。
2. 给出了输出滤波器的电感和电容值的计算方法，并根据实验确定两者的值。
3. 给出电感设计方法和步骤。
4. 简单地分析说明功率管和滞环宽度的选取。

但在实际电路中这些参数值并不是孤立的，而是相互影响的。输入直流电压、滤波电感、滞环宽度的大小都会影响电感电流的变化量和功率管的开关频率；开关频率反过来会影响输出电压的波形和输出滤波器的选取。滤波电容、电感和负载共同决定滤波电感的电流，从而影响电感电流的变化量。而且实际中由于驱动延时等非理想因素的存在，使得这些参数的最终确定还要在实际的电路调试中进行适当调整。

第四章 逆变器控制电路构成与分析

本章给出了双 Buck 逆变器基准信号发生电路、控制电路、驱动电路、保护电路及它们的工作过程简单分析，为实验做了前期准备。

4.1 基准正弦波的形成

基准正弦波信号作为逆变器输出电压给定信号，其波形质量的好坏将直接影响到输出正弦波幅值和频率精度以及输出波形谐波含量的大小。因此，我们要求基准正弦波发生电路能够提供频率稳定性高，正弦失真度小并且幅值可调的正弦波信号。

正弦波信号发生器可以采用模拟电路或数字电路实现。简单的模拟电路可由运算放大器、电阻、电容组成，通过电路的自激振荡生成正弦波。但是自激振荡频率易受到元件自身特性和环境的影响，频率点和幅值可能改变，造成输出正弦波频率和输出幅值不稳，这给输出带来不好地影响。数字电路产生正弦波准确、可靠、容易实现，因此得到广泛应用。本文将采用阶梯波合成技术生成正弦波。由于采用晶振作为频率基准，所以输出正弦波频率很稳定，同时阶梯波幅值也很稳定，输出幅值只要用电位器调节，就可以得到所需要幅值和频率的正弦波形输出。因此我们可以得到频率和幅值都很稳定的正弦波。

下面简单地介绍这种电路工作原理。

4.1.1 单相基准正弦波发生电路^[6]

基准正弦波发生器由振荡分频电路、阶梯波合成电路和有源滤波电路三部分组成。单相基准正弦波发生器电路如图 4.1 所示。振荡分频电路用于产生基准时钟信号，驱动可预置计数器 4018 工作；阶梯波合成电路由两片可预置计数器 4018 组成，用来合成具有 18 块阶梯的阶梯波形；阶梯波通过隔直电容滤掉直流分量，再通过有源滤波器滤除高次谐波，就可获得谐波含量很少的较理想的基准正弦波^[8]输出，其总谐波含量 $THD < 0.3\%$ 。

下图给出单相正弦信号发生器电路图。

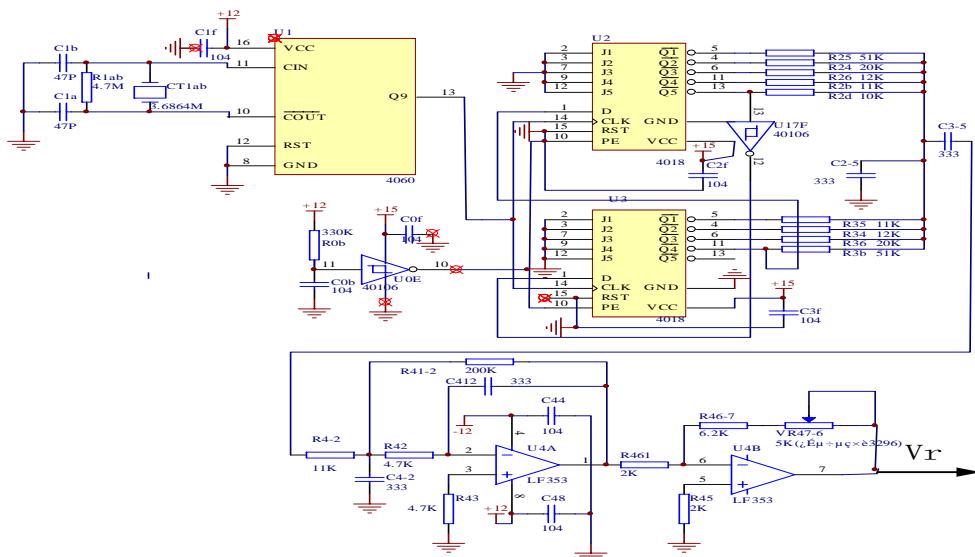


图 4.1 单相基准正弦波发生器电路

因为输出是 400Hz 正弦波，它由 18 个阶梯波合成，所以计数器 4018 的频率为 7.2KHz 。由于晶振频率是 3.6864MHz ，因此分频器 4060 的分频系数是 512。为了使阶梯波的谐波含量较小，阶梯波电压值应等于正弦波在此阶段的平均值，所以 4018 输出的加权阻值根据不同的阶梯波的幅值来确定。具体的数值可根据参考文献[6]来确定。

4.1.2 三相基准正弦波发生电路

三相基准正弦波发生器由三个单相基准正弦波发生器构成。通过利用每相正弦波发生电路中 IC4018 的置数触发端 PE、时钟端 CLK 以及预置数输入端 J1-J5 可以实现将三个单相基准正弦波发生器的初始相位设置成互差 120° ，从而组合成三相基准正弦波发生器。

因为基准正弦波由 18 块阶梯波合成，每块阶梯波占 20° ，要使三块基准正弦波互差 120° ，只要保证初始的阶梯波互差 6 块阶梯波即可。首先假设 A 相的初始相位为 0° ，B 相滞后 A 相 120° ，C 相超前 A 相 120° ，然后根据不同相位对每相正弦波发生电路中的 IC4018 预置数输入端 J1-J5 预置不同值，最后只要使三个单相基准正弦波发生电路开始工作时每相中 IC4018 的 10 号管脚（置数端 PE）在同一时刻被触发，并且按照同一个时钟频率工作，就能把 J1—J5 的初始值送入计数器，进行循环计数，使三个单相基准正弦波的相位始终保证互差 120° ，形成理想的三相基准正弦波。不同相位正弦波发生器中两片 4018 的预置数输入

端 J1-J5 的设置如表 4-1 所示。由于有源滤波器影响基准正弦波的幅值和相位，所以有源滤波器器件的选取时应当注意：

1. 器件应选同一型号、同一批号的器件。
2. 器件的温度特性应当良好。特别是电容，尽可能用温度特性好的电容，以消除器件误差对三相正弦波的相位及幅值的影响。

表 4.1 各相 IC4018 中 J1-J5 置数值

置数端	IC1 (4018)					IC2 (4018)				
	J1	J2	J3	J4	J5	J1	J2	J3	J4	J5
A 相	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B 相	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
C 相	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0

4.2 逆变器的滞环控制电路

逆变器系统的滞环控制电路由电压环比例积分调节器、电流反馈放大器、滞环比较器和驱动信号形成等四部分构成。滞环控制方案采用电压电流瞬时值反馈的双闭环控制，从而使电感电流 i_L 在环宽范围内跟踪给定电流信号，最终得到纯正的输出正弦波形。其电路如图 4.3 所示。

下面就分别讨论各部分的电路。

4.2.1 电压比例积分调节器

电压调节器由 $R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}, C_{12}$ 组成（图 4.3 所示）， R_{10} 的阻值非常大，它主要是使系统更加稳定。电压环比例积分调节器的主要是：对反馈电压和给定基准电压之间的误差信号进行放大积分处理，使反馈电压信号跟踪给定基准电压信号，从而尽可能的减少两者之间的静差，保证输出电压跟踪给定的基准电压。同时电压调节器的输出信号作为电流环给定信号，从而使电流反馈信号跟踪此电流环给定信号。电压调节器的表达式可写为（忽略 R_{10} 作用）：

$$I_g = \left(\frac{U_{ref}}{R_7} - \frac{U_o}{R_6} \right) \times R_9 \left(1 + \frac{1}{R_9 C_{12} S} \right) \quad (4-1)$$

与积分电容相并联的电阻 R_{10} 的作用是使系统更加稳定。下面给出这个结论的分析结果。下图是 PI 调节器电路图。

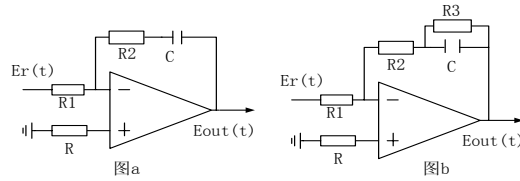


图 4.2 电压环 PI 调节器两种常用电路图

1. 图 4.2 中图 a 的传递函数为:

$$G_a(S) = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1 + R_2CS}{R_2CS} \right) \quad (4-2)$$

2. 图 4.2 中图 b 的传递函数为:

$$G_b(S) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_3} + R_2CS}{R_1 \left(\frac{1}{R_3} + CS \right)} \quad (4-3)$$

从式 (4—2) 和式 (4—3) 中, 我们可以看出:

图 4.2 中图 a 中的传递函数的极点在虚轴上, 而图 4.2 中图 b 的传递函数的极点在左平面上。虽然此极点离虚轴很近, 但是它改变了系统开环传递函数的极点的位置, 改善了稳定性。同时又由于 R_3 的阻值很大, 从 (4—3) 式可以看出, 它对 PI 调节器性能的影响可以忽略不计。因此, 图 4.2 中图 b 电路应用更广泛, 它有利于增加系统稳定性^[23]。

4.2.2 电流滞环调节器

电流滞环调节器是由两部分组成 (图 4.3 所示):

1. $R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}$ 组合的比例放大器与滞环比较器构成电感电流正半周电流滞环调节器。

2. $R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{20}$ 组合的比例放大器与滞环比较器构成电感电流负半周电流滞环调节器。

这两个电流滞环调节器, 完成了电感电流半周期控制。

电流滞环调节器将电压环调节产生的电流给定 I_g 与电感电流反馈 I_f 进行滞环比较产生 PWM 信号。该信号经隔离放大处理后, 去驱动功率管。电流环的表达式为:

$$\Delta I = \left(\frac{I_g}{R_{13}} - \frac{I_f}{R_{14}} \right) \times R_{16} \quad (\text{电感电流正半周}) \quad (4-4)$$

$$\text{和 } \Delta I = \left(\frac{I_g}{R_{19}} - \frac{I_f}{R_{18}} \right) \times R_{20} \quad (\text{电感电流负半周}) \quad (4-5)$$

具体电阻值的选取要根据滞环宽度和限流值的大小来计算，详细计算过程参阅参考文献[6][7][17][18]及具体实验来确定。

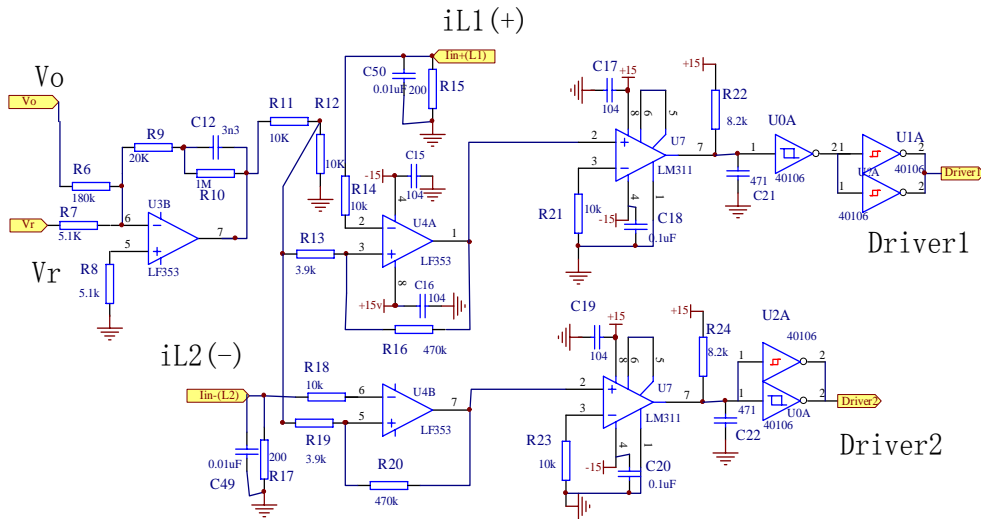


图 4.3 电流滞环控制电路原理图

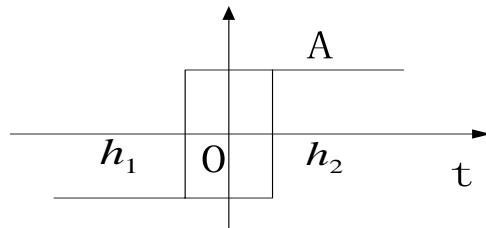


图 4.4 两态滞环原理图

电流滞环调节器具有两个门限电位（如图 4.4 所示），设上门限电位和下门限电位分别为 h_1 和 h_2 并且相等，两者之差为门限宽度即 $2\Delta h$ ，其表达式为^[17]：

$$2\Delta h = h_2 - h_1 = \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{16}} U = \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{20}} U \quad (4-6)$$

其中 U 是两倍的辅助电源电压值，本电路中 $U = 30V$ 。

4.3 驱动电路

电流给定信号和两个电感电流反馈信号分别经各自的滞环控制电路，产生

控制信号去控制功率开关管即电感电流正半周时经滞环控制电路得到上管驱动信号，电感电流负半周时经滞环控制电路得到下管驱动信号。驱动信号分别送入各自驱动电路，经放大处理，去驱动各自的功率管（见图 4.5 所示）。

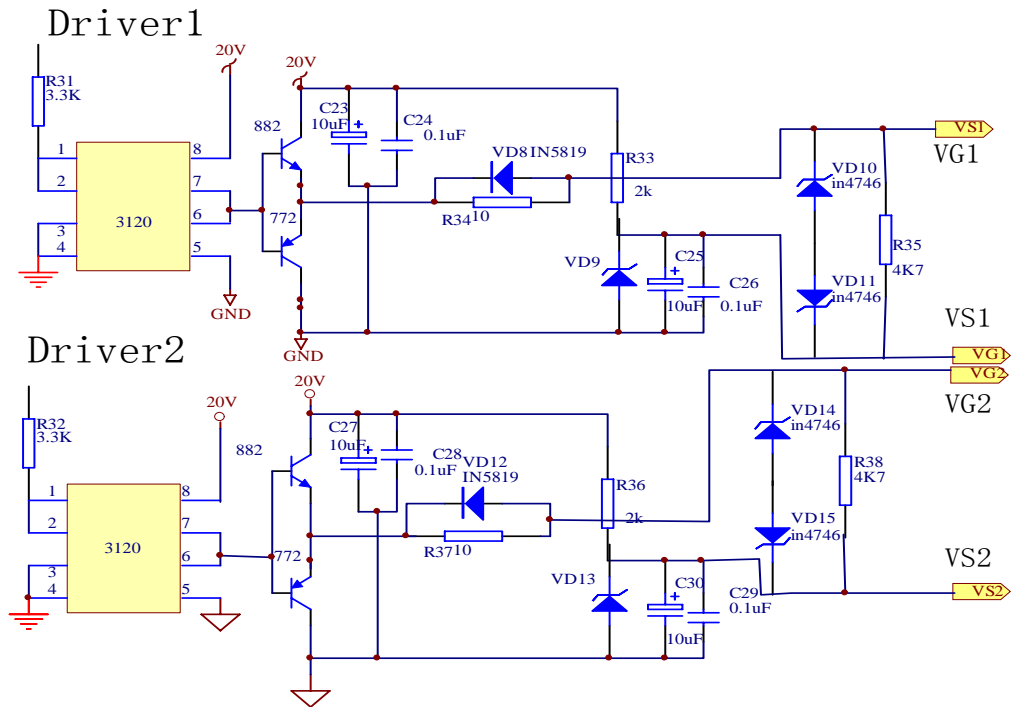


图 4.5 驱动电路

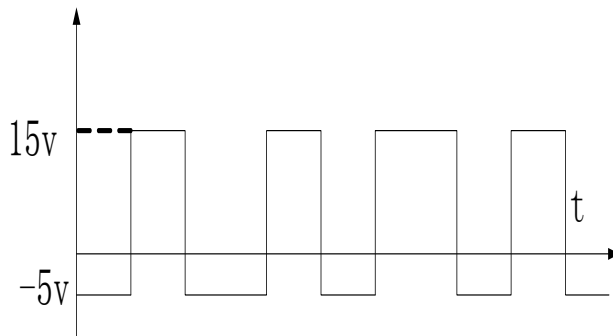


图 4.6 驱动开关管控制波形图

该电路工说明：

驱动信号驱动高速光耦进行电气隔离，再经过后级图腾柱放大驱动功率管。为了使功率管可靠工作，通常要求驱动信号要有负压，我们用分离元件制作负压，如上图的稳压管 VD9 和 VD13。在 VS1 和 VG1 或 VS2 和 VG2 之间的控制波形

的正压为 20V 减去稳压管的稳压值，负压为稳压管的稳压值。在本电路中稳压管稳压管选用 IN4733 (5.1V)，所以控制波形的正压为 15V，负压 5.1V (如图 4.6 所示)。

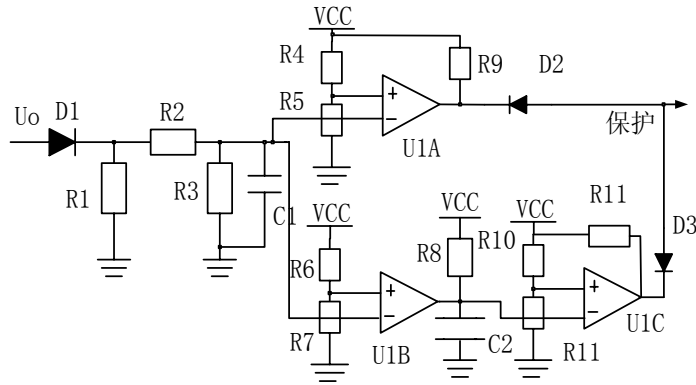


图 4.7 过欠压保护示意电路

4.4 过压和欠压保护电路

为了保护负载不会因为输出电压过高或过低而损坏，必须采取输出过欠压保护。过压保护根据要求设置有效值为 120 伏，由于过压对负载的影响比较大，因此在过压时要求能迅速关断逆变器中的功率管。

欠压保护根据要求设置有效值为 105 伏。由于对电路有过载和短路的要求，并且要求欠压保护电路不能因为启动过程中的负载欠压而产生误保护，因此欠压保护应设置有延时动作，延时时间为 5 秒。过压欠压保护电路如图 4.7 所示。

电路工作原理分析如下： U_o 为有效值 115V 的输入电压，经过半波整流并由 R_2 和 R_3 分压后在电容 C_1 上形成反映输出电压大小的一电平值。 R_4 和 R_5 把工作电源电压分压后形成过压保护的基准电压加于 U_{1A} 的同相输入端。正常状态下， C_1 上的电压低于此基准电压，运放 U_{1A} 输出高电平。当输出电压高于 120V 时，运放 U_{1A} 的反相端高于同相端，运放 U_{1A} 输出低电平，用此电平来关断功率管。 R_6 和 R_7 经电压分压后形成欠压保护的基准电压加于 U_{1B} 的反相端。在正常状态下，电容 C_1 上的电压大于基准电压，运放 U_{1B} 输出低电平加于 U_{1C} 的反相输入端，它又低于 U_{1C} 同相输入端的基准，所以 U_{1C} 的输出为高电平。当过载或其它原因导致电压降低时， U_{1B} 的输出为高电平，所以电源通过 R_8 对 C_2 充电，充到 U_{1C} 的

同相基准电压时, U_{IC} 输出低电平来保护系统。充电时间即保护延迟时间由 R_8 和 C_2 时间常数决定。

4.5 过流保护

由于采用电感电流反馈控制, 因此系统能够很好的实现输出过流时的自然限流功能(见第五章有关内容)。同时, 过流时输出电压下降, 如果输出电压低于设定的欠压值, 那么欠压保护电路将工作, 从而保护系统。因此没有单独采取过流保护电路。

4.6 小结

本章主要对逆变器控制电路进行了设计和分析:

1. 分析了基准正弦波信号发生器的基本工作原理, 其中包括单相和三相基准正弦波发生器。
2. 设计和分析了滞环控制电路、驱动电路、过压和欠压保护电路的工作原理。
3. 分析说明电压环的 PI 调节器中与积分电容并联的阻值大的电阻对系统稳定性所起的作用。

这将为以后实验样机的制作和调试作好了必要的准备。

第五章 仿真和实验结果

本章给出了双 Buck 逆变器参数仿真及单相和三相逆变器的输出波形及相应的实验结果。仿真结果将有助于指导电路的调试和分析，并且仿真结果和实验结果一起论证了前面分析的正确性。

5.1 逆变器主要参数仿真分析

本节将采用 SABER 软件对系统的主要参数进行仿真分析，并确定参数对系统性能的影响。

5.1.1 PI 调节器的电容对外特性的影响

表 5.1 不同积分电容仿真结果

C_{PI} nF	空载		阻性满载			感性满载		
	U_o (V)	THD (%)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)
1	115.73	0.43	114.12	0.38	1.61	114.05	0.45	1.68
2.2	116.52	0.47	114.52	0.38	2.0	112.06	0.46	4.46
3.3	117.45	0.52	114.36	0.37	3.09	110.69	0.44	6.76
4.7	118.15	0.60	113.68	0.39	4.47	108.5	0.45	9.65
仿真条件	$L_f = 0.4mH$, $C_f = 12\mu F$, $U_{in} = 360V$; C_{PI} 为电压调节器的积分容, $R_{PI} = 20K$ 为电压调节器电阻; ΔU 为带负载时的输出电压相对于空载的电压变化量; 阻性负载: $R = 6.7\Omega$; 感性负载: $R = 5\Omega$, $L = 1.7mH$ (R、L 串联); 功率因数为 $\cos \varphi = 0.75$ 。							

5.1.2 PI 调节器的电阻对外特性的影响

表 5.2 不同积分电阻仿真结果

R_{PI} Ω	空载		阻性满载			感性满载		
	U_o (V)	THD (%)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)
15K	116.58	0.52	115.17	0.39	1.41	112.23	0.47	4.35
20K	116.52	0.45	114.52	0.38	2.0	112.06	0.46	4.46
30K	116.49	0.45	114.47	0.38	2.02	112.01	0.44	4.48
47K	116.40	0.46	114.44	0.42	1.96	112.02	0.46	4.38
仿真条件	$L_f = 0.4mH$, $C_f = 12\mu F$, $U_{in} = 360V$, $C_{PI} = 2.2nF$ 为电压调节器积分容, R_{PI} 为电压调节器电阻; ΔU 为带负载时的输出电压相对于空载的电压变化量; 阻性负载: $R = 6.7\Omega$; 感性负载: $R = 5\Omega$, $L = 1.7mH$ (R、L 串联); 功率因数为 $\cos \varphi = 0.75$ 。							

由表 5.1 可以看出电压调节器的积分电容越小, 逆变器的外特性越硬。而从表 5.2 可以看出电压调节器中的电阻对逆变器外特性影响不大。

5.1.3 输出滤波电容对系统外特性的影响

表 5.3 不同滤波电容仿真结果

C_f (μF)	空载		阻性满载			感性满载		
	U_o (V)	THD (%)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)
10	116.08	0.53	115.02	0.46	1.78	111.95	0.53	4.13
15	116.91	0.45	114.95	0.33	1.96	112.34	0.36	4.57
20	117.47	0.43	115.27	0.25	2.20	112.61	0.31	4.86
30	118.15	0.31	116.11	0.19	2.04	113.32	0.20	4.83
仿真条件	$L_f = 0.4mH$, $C_{PI} = 2.2nF$, $R_{PI} = 20K$, $V_d = 360V$; ΔU 为带负载时的输出电压相对于空载的电压变化量; 阻性负载: $R = 6.7\Omega$; 感性负载: $R = 5\Omega$, $L = 1.7mH$ (R、L 串联); 功率因数为 $\cos \varphi = 0.75$ 。							

5.1.4 输出滤波电感对系统外特性的影响

表 5.4 不同滤波电感仿真结果

L_f mH	空载		阻性满载			感性满载		
	U_o (V)	THD (%)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)	U_o (V)	THD (%)	ΔU (V)
0.3	116.84	0.55	114.70	0.41	2.14	112.50	0.54	4.34
0.4	116.67	0.47	114.68	0.38	1.99	112.06	0.46	4.61
0.5	116.85	0.48	114.91	0.38	1.94	112.30	0.44	4.55
0.6	116.54	0.47	114.43	0.36	2.11	112.17	0.42	4.37
仿真条件	$C_f = 12\mu F$, $C_{PI} = 2.2nF$, $R_{PI} = 20K$, $V_d = 360$; ΔU 为带负载时的输出电压相对于空载的电压变化量; 阻性负载: $R=6.7\Omega$; 感性负载: $R = 5\Omega$, $L = 1.7mH$ (R、L 串联); 功率因数为 $\cos \varphi = 0.75$ 。							

由表 5.3 可知滤波电容变小, 逆变器的外特性稍变硬, 但是输出电压的 THD 值却增大。由表 5.4 可知滤波电感对逆变器外特性的影响并不大, 这是因为电流环的引入致使电感在控制系统中的作用被削弱 (从第二章传递函数中可以看出)。但是加大滤波电感, 可以减少输出电压的 THD。

从表 5.1、表 5.2、表 5.3 和表 5.4 中, 可以看到在第二章中关于系统控制参数对系统外特性的影响分析是正确。

5.2 死区对输出电压波形畸变的影响

表 5.5 传统半桥和双 Buck 半桥 THD 仿真表

传统半桥逆变器		双 Buck 半桥逆变器	
负载	THD (%)	负载	THD (%)
$R = 20\Omega$	0.54	$R = 20\Omega$	0.40
$R = 10\Omega$	0.54	$R = 10\Omega$	0.38
$R = 6.7\Omega$	0.54	$R = 6.7\Omega$	0.36
$R = 5\Omega, L = 1.7mH$ (串联)	0.61	$R = 5\Omega, L = 1.7mH$ (串联)	0.41

为了验证死区对输出电压的影响，我们分别对传统半桥逆变器和双 Buck 半桥逆变器进行仿真。仿真条件是：在直流电压为 $360V$ ， $C_f = 12\mu F$ ， $L_f = 0.4mH$ ， $U_o = 115V$ ，传统半桥死区设为 $1\mu S$ 。我们分别改变负载进行仿真，仿真结果如下表所示。

通过分别仿真传统半桥和双 Buck 半桥逆变器，从仿真结果中，我们可以看出由于传统半桥逆变器的死区最终造成了输出电压的 THD 要大于双 Buck 半桥逆变器输出电压的 THD。因此，采用双 Buck 半桥逆变器有利于减少输出电压的 THD。在相同的 THD 条件下，就可以减小滤波器的参数数值，这样有利于减小滤波器体积和重量，同时也可以加快系统的响应速度。

5.3 系统动态特性仿真分析

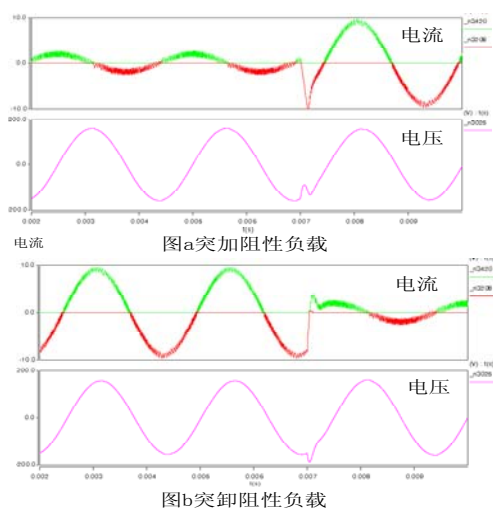


图 5.1 阻性负载动态仿真波形

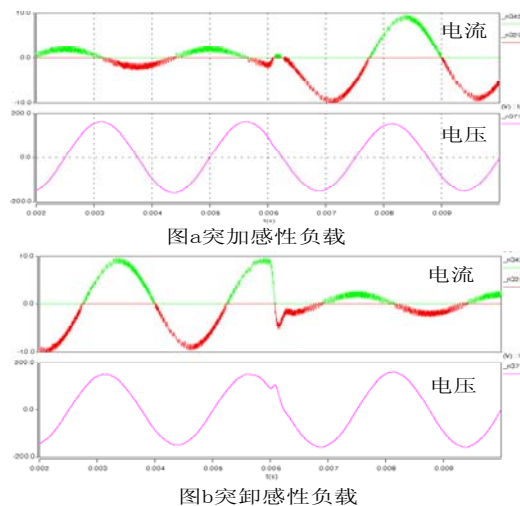


图 5.2 感性负载动态仿真波形

下面分别给出系统在阻性和感性负载时突加和突卸的仿真波形。从图 5.1 我们可以看到突加负载时，输出电压突然降低，而后又恢复到正常。这是因为突然加载时，电感电流不能突变，那么只能由滤波电容向负载供电，所以电压降低。由于闭环控制作用，在很短的时间内输出电压又恢复到正常；在突然卸载时，由于电感电流不能突变，所以电感电流对输出滤波电容充电，从而输出电压上升，在闭环控制下在很短的时间内输出电压又恢复到正常。从突加载和突卸载到输出恢复到正常的时间，我们称之为动态过渡时间。它反映系统的响应速度的快慢。过渡时间越短，那么系统响应速度就越快。但是在图 5.2 中，

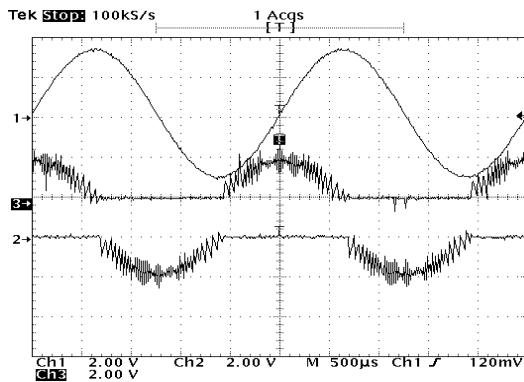
我们看到突加感性负载时输出电压变化并不明显，这是因为在感性负载下，突加负载时，由于感性负载电流不能突变，负载电流在输出电压作用下增加很慢，所以输出电压下降变化量较小；又由于闭环控制，系统很快地恢复到正常输出。因此，我们看到输出电压在过渡时间内变化较小。在突然卸载时，由于滤波电感电流不能突变，所以电感电流对输出滤波电容充电，从而输出电压上升，在闭环控制下在很短的时间内输出电压又恢复到正常。从仿真图中，我们可以看到系统的过渡时间在 $0.3ms$ 左右。

5.4 单相实验

利用前面几章的分析和计算结果，并结合实际情况，我们研制出一台单相双 Buck 逆变器并进行实验验证。下面给出单相实验的输出各种波形和效率测试结果，验证以上分析结果。

5.4.1 单相实验波形

下面我们分别给出空载和阻性满载的实验波形。

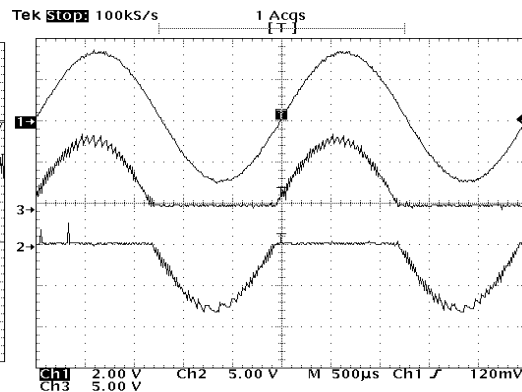


CH1: 输出电压 (100V/div)

CH2: 电感 L_2 中电流 i_{L2} (5A/ div)

CH3: 电感 L_1 中电流 i_{L1} (5A/ div)

图 5.3 双 Buck 逆变器空载实验波形



CH1: 输出电压 (100V/div)

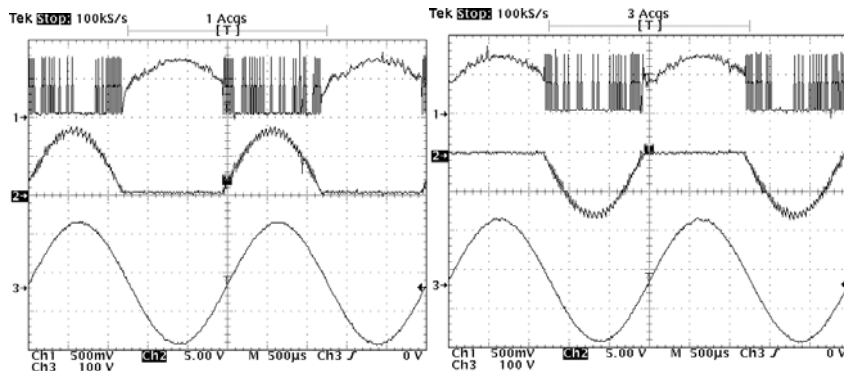
CH2: 电感 L_2 中电流 i_{L2} (12.5A/ div)

CH3: 电感 L_1 中电流 i_{L1} (12.5/ div)

图 5.4 双 Buck 逆变器满载实验波形

从图 5.3 中，我们看出，在空载时电感电流仍然连续，保证了 Buck 电路工作在 CCM 模式。因此，输出和输入参考之间的线性关系不变，输出电压波形质量高。从图 5.5，图 5.6 中，我们可以看出，在电感电流的正半周时，开关管 S_1

和续流二极管 D_1 工作，而开关管 S_2 和续流二极管 D_2 不工作；在电感电流的负半周时，开关管 S_1 和续流二极管 D_1 不工作，而开关管 S_2 和续流二极管 D_2 工作。在输出电压过零处，开关频率明显要大于其它时间时的开关频率。可见该控制电路很好的实现了电感电流半周期工作运行。实验结果、仿真结果和分析完全相同。



CH1: V_{DS1} (250V/div)

CH1: V_{DS2} (250V/div)

CH2: 电感 L_1 中电流 i_{L1} (12.5A/div)

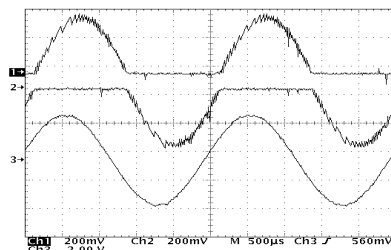
CH2: 电感 L_2 中电流 i_{L2} (12.5A/div)

CH3: 输出 U_o 波形 (100V/div)

CH3: 输出电压 U_o 波形 (100V/div)

图 5.5 双 Buck 逆变器满载实验波形

图 5.6 双 Buck 逆变器满载实验波形



CH1: i_{L1} (10A/div) CH2: i_{L2} (10A/div) CH3: 输出电压 U_o 波形 (100V/div)

图 5.7 感性满载实验波形

5.4.2 限流实验

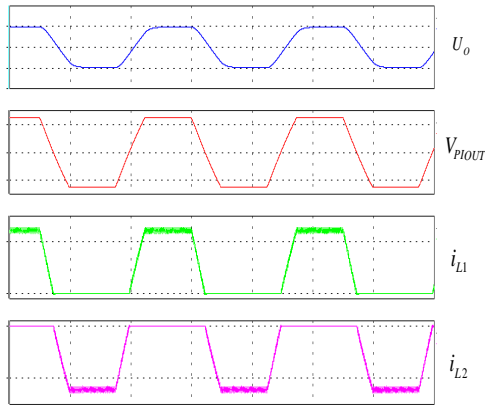
由于采用电感电流反馈控制，因此系统能够很好的实现过流时的限流功能，而不需要额外的控制电路。限流值的大小我们可以很简单地通过调节电压环输出电压的分压系数或改变电感电流反馈系数来实现。

下面简单说明自然限流的基本原理并给出仿真和实验结果。

原理说明：当负载电流的反馈值大于 PI 调节输出的饱和值时，系统进入限

流功能。由于这时电压环的PI调节器输出已饱和，输出大小也就确定了，又因为电感电流跟随电压环PI调节器的输出，所以电感电流波形和电压环输出相同，那么输出电压被削顶，电压值下降，从而使输出电流减少。这时不论负载如何再增加，电感电流峰值仍然和电压环的PI调节输出相一致即电流峰值不在加大，达到限制输出电流的功能。可见，由于采用电感电流反馈技术，能够很好地实现自然限流功能，不必要设置额外的限流电路。

下面给出过流时的限流功能的系统仿真和实验。

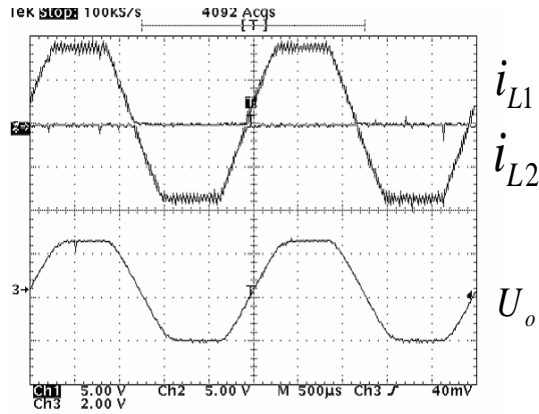


U_o : 输出电压

V_{PIOUT} : 电压环输出

i_{L1}, i_{L2} : 电感电流

图 5.8 限流功能仿真图



CH1: 电感 L_1 电流 (12.5A/div)

CH2: 电感 L_2 电流 (12.5A/div)

CH3: 输出电压 (100V/div)

图 5.9 限流实验波形

从仿真图中，我们可以看出，当发生过载时，电压环的PI调节输出达到饱和，其输出电压波形变为近似的方波；又由于电感电流跟踪电压环输出，所以电感电流也为近似方波。不论负载如何再加大，电感电流仍为方波（饱和值为12V左右），而且幅值不变即电流被限制住了。可见电流环具有自然限流功能，可以实现对逆变系统和负载进行过流保护的功能。

为了验证逆变器的自然限流功能，我们做限流实验进行验证。在实验波形（图 5.9）中，为了看到两个滤波电感电流的自然切换而且连续性，我们特意把通道CH1和CH2放在一起。

在实验中人为的设置限流点为16A。通过不断的增加负载，当电感电流达到16A时，随着负载的增加，电感电流和输出电压逐渐的由正弦波形变为近似的方波波形，同时电感电流波形的峰值保持不变。可见系统很好地实现了限流功能。实验结果和仿真结果完全一致。

5.4.3 单相实验数据

分别测试在阻性负载条件下，输入电压为360V和400V的单相效率。

表 5.6 输入电压为 360V（阻性负载）

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	THD (%)	效率 (%)
360	0.04	115.10	0	0.39	
360	1.44	114.38	4.16	0.25	91.79
360	2.39	114.10	7.08	0.28	93.89
360	3.60	113.50	10.83	0.33	94.85
360	4.77	113.53	14.21	0.61	93.95
360	5.95	113.59	17.64	0.93	93.54

表 5.7 输入电压为 400V（阻性负载）

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	THD (%)	效率 (%)
400	0.036	114.86	0	0.42	
400	1.15	114.43	3.7	0.29	92.04
400	2.04	114.14	6.6	0.30	92.32
400	2.81	113.93	9.33	0.31	94.57
400	4.95	114.04	16.23	0.58	93.48
400	5.45	114.65	17.74	0.93	93.30

表 5.8 感性负载

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	THD (%)	PF	效率 (%)
361.3	0.075	115.49	0	0.45	1	
360.0	1.02	115.00	2.95	0.225	0.991	91.56
361.6	2.20	113.90	6.83	0.146	0.957	93.58
361.6	2.99	112.58	10.10	0.189	0.897	94.33
360.5	3.75	110.87	14.44	0.147	0.789	93.43
360.2	3.85	110.12	15.72	0.262	0.749	93.50

从 5.6、表 5.7 表和 5.8 中，我们可以看到：

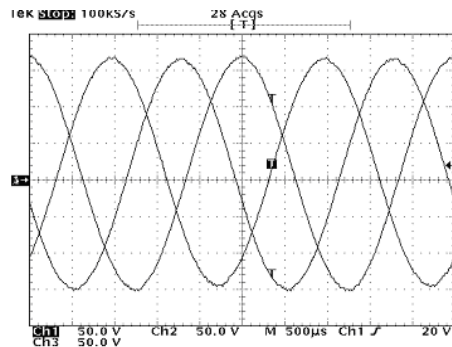
1. 不论是阻性负载还是感性负载输出电压的 THD 都小于 1%，效率都大于 93%。
2. 可以看到带阻性负载时输出电压的变化量（空载时输出电压减去带载是输出电压）小于带感性负载时输出电压的变化量即系统带阻性负载时系统外特性好于系统带感性负载时的外特性。从公式（2—29）和（2—32）中也可以看出这一点。
3. 在输入电压为 360V 时的系统效率要略高于输入电压为 400V 时的系统效率。根据第二章的分析，我们可以知道，当输入电压增高时，开关频率也相应的增高，那么由于造成开关损耗增加，续流二极管的反向恢复损耗也增加，同时滤波电感上的压降也加大，相应的电感损耗也加大等原因，所以系统效率也就相应的降低。
4. 随着负载的加大，系统输出效率在降低。这是因为在输出电流加大时，逆变器的开关损耗和二极管反向恢复损耗及滤波器的损耗迅速增加。

5.5 三相实验结果

5.5.1 三相实验波形

在单相电路基础之上，我们利用前几章的有关内容，并采用图 1.10 的三相组合式逆变器结构，我们研制了三相正弦逆变器，并做了相应的实验和测试。

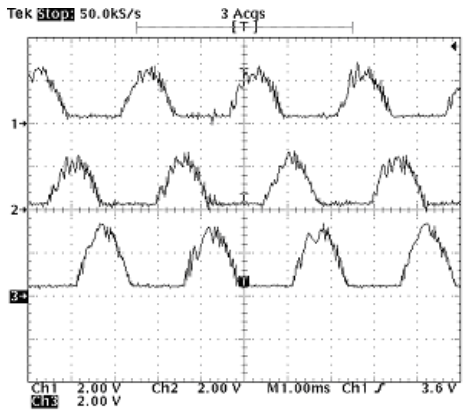
下面给出输出电压和电感电流的实验波形。



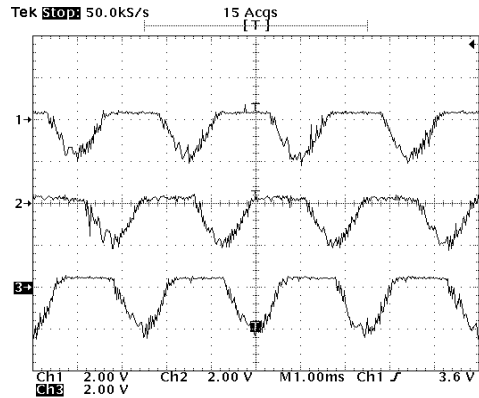
CH1, CH2, CH3: 50V/div

图 5.10 三相输出电压波形

从图 5.10, 图 5.11 和图 5.12 中, 我们可以看出, 三相输出电压满足要求, 电感电流仍然半周期工作, 彼此之间的相位差为 120 度。因此, 双 Buck 逆变器很好地实现三相输出。



CH1, H2, CH3:5A/div



CH1, H2, CH3:5A/div

图 5.11 三相输出电感电流波形 (正半周) 图 5.12 三相输出电感电流波形 (负半周)

5.5.2 三相实验数据

下面分别给出阻性负载条件下三相测试数据。

表 5.9 A 相测试数据

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	THD (%)	效率 (%)
360	0.04	115.10	0	0.39	
360	1.43	114.51	4.16	0.25	92.53
362	3.08	114.00	9.20	0.23	94.06
360.7	3.90	113.80	11.80	0.336	95.45
361.5	4.90	113.56	14.74	0.61	94.49
361.2	5.73	113.59	17.15	0.93	94.12

表 5.10 B 相测试数据

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	THD (%)	效率 (%)
360	0.05	114.91		0.45	
360	1.11	114.53	3.20	0.26	91.72

表 5.10 B 相测试数据(续)

362	2.41	114.04	7.20	0.25	94.16
360.7	3.71	113.43	11.21	0.248	95.02
361.5	4.70	112.75	14.20	0.205	94.23
361.2	5.45	112.57	16.39	0.117	93.72

表 5.11 C 相测试数据

输入电压(V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	THD (%)	效率 (%)
360	0.045	115.04	0	0.420	
360	1.23	114.23	3.57	0.254	92.10
362	2.22	114.00	6.64	0.258	94.20
360.7	3.38	113.64	10.20	0.270	95.07
361.5	4.58	113.01	13.79	0.201	94.12
361.2	5.73	112.86	17.21	0.571	93.85

从表 5.9, 表 5.10 和表 5.11 中, 我们可以看到双 Buck 逆变器在输出电流 17A 左右时的效率大于 93%; 输出电压的 THD 小于 1%。其他实验数据分析和单相实验数据分析相同。

5.6 小结

通过对双 Buck 工作过程、实验和数据分析, 我们可以得出滞环电流控制双 Buck 逆变器具有效率高, 自带限流保护、桥臂之间不直通、可靠性高、控制简单和易于实现等优点。通过将此种拓扑成功的应用于单相和三相逆变器, 证实了它的实用性和可靠性。

第六章 结 论

本文对双 Buck 半桥逆变器进行了理论分析、仿真和实验研究，主要工作与获得的结论如下：

1. 本文分析了双 Buck 半桥逆变器的电路构成和工作原理。介绍了控制电路、驱动电路设计等。
2. 通过对控制系统的线性化，分析系统的外特性和稳定性。
3. 利用 Saber 对逆变器系统进行了仿真研究，通过分析和仿真确定了系统滤波器参数的选取。同时对功率管的选取、采样频率的设计及滞环宽度的选择进行了研究。
4. 在成功研制单相基础之上，采用此电路用于组合式三相半桥式逆变器。该逆变器具有实现简单、即可单相工作又三相工作、维护方便、带不平衡负载能力强等优点。
5. 通过实验，对样机进行了一些参数优化，确定了较优的参数。

由于双 Buck 逆变器具有以下主要特点：1. 电路结构简单，功率管无直通，系统抗干扰能力强，可靠性高。2. 开关管和续流管可以得到优化设计，系统效率高。3. 不需要设置死区，消除了死区带来的输出电压畸变。3. 所需元器件个数相对较多，成本相对较高。因此，此种拓扑一定能够得到广泛的应用。

受本人水平和时间所限，本课题还有待深入研究：

1. 进一步进行各种参数的优化工作。
2. 把数字控制技术应用于该拓扑结构中来。
3. 进一步提高输出电压波形的稳压精度和改善输出波形 THD 值。
4. 进一步做好工程化研究，实现技术成果产品化。

参考文献

- [1] 严仰光, 航空航天器供电系统, 北京: 航空工业出版社, 1995 年
- [2] 谢少军, 严仰光, 未来先进飞机的电源系统, 国际航空, 1995. 1, P52—54
- [3] 丁道宏, 电力电子技术, 北京: 航空工业出版社, 1999 年
- [4] 陈坚, 电力电子学, 北京: 高等教育出版社, 2002 年
- [5] 刘凤君, 正弦波逆变器, 北京: 科学出版社, 2002 年
- [6] 萧岚, 单相和三相软开关静止变流器的研究, 南京航空航天大学博士论文, 2000 年
- [7] 陈敏, 9KVA 组合式三相逆变器的研究, 南京航空航天大学硕士论文, 2001 年
- [8] M. D. Bellar, T. S. Wu, A. Tchamdjou, J. Mahdavi, M. Ehsani, “A review of soft-switched DC-AC converters,” *Trans. IEEE Ind. Appl.* Vol. 34, No. 4, 1998, p. 847-860
- [9] N. R. Zargari, P. D. Zargari, and G. . Joos, “Two Switch High Performance Current Regulated DC/AC Converter Module,” *Conf. Rec. IEEE IAS*, 1990, pp. 929-934
- [10] Stanley Gerald R, Bradshaw Kenneth M, “Precision DC-to-AC Power Conversion by Optimization of the Output Current Waveform—The Half Bridge Revisited,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 14, No. 2, March 1999, pp. 372-380
- [11] Gerald R. Stanley, “Opposed Current Power Converter,” U. S. Patent 5657219, 1997
- [12] Jalade J, Senanyake S, “Reversible power cell contributes to efficient light weight inverter,” *Conf. Rec. IEEE PESC*, 1986, pp. 375-380
- [13] Jalade. J, Mararpinard. J and Vaientin. M, “DC/AC high power cell structure improves sine generator performance,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 17, 1981, pp. 373-378
- [14] R. Caceres, N. Vazquez, C. Aguilar, and J. Alvarez, “A high performance uninterruptible power supply system with power factor correction,” *Conf. Rec. IEEE PESC*, 1997, pp. 562-568
- [15] 刘军, 一种新颖的双降压式半桥逆变器研究, 南京航空航天大学博士学位论文, 2003 年
- [16] 王聪, 软开关功率变换器及应用, 北京: 科学出版社, 2000 年

- [17] 魏少华, 6KVA 三相逆变器研究, 南京航空航天大学硕士论文, 2002 年
- [18] 陈道炼, 软开关 PWM 组合式航空静止变流器研究, 南京航空航天大学博士学位论文, 1998 年
- [19] G. H. Bode, D. N. Zmood, P. C. Loh and D. G. Holmes, "A Novel Hysteresis Current Controller for Multilevel Single Phase Voltage Source Inverters," Conf. Rec. IEEE PESC, 2001, pp. 1845-1850
- [20] Bong-Hwan Kwon, Tae-Woo Kim, and Jang-Hyoun Youm, "A Novel AWM-Based Hysteresis Current Controller," IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 13, No. 2, March 1998. pp. 297-307
- [21] 李爱文 张承慧, 现代逆变技术及其应用, 北京: 科学出版社, 2000 年
- [22] 朱军卫, 级联型相移载波 SPWM 逆变器的研究, 南京航空航天大学硕士论文, 2004 年
- [23] 胡寿松, 自动控制原理, 国防工业出版社, 1990 年
- [24] 林渭勋, 现代电力电子电路, 浙江大学出版社, 2002 年
- [25] Luigi. Malesani, Paolo. Tenti, "A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, No. 1 1990, pp. 88-92
- [26] 张占松, 蔡宣山, 开关电源的原理与设计, 北京: 电子工业出版社, 1998
- [27] Naser M. Abdel-Rahim and John E. Quaicoe, "Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage -Source UPS Inverters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No 4, pp. 53-538, July 1996
- [28] 陈东华, 瞬时值控制逆变器技术研究, 南京航空航天大学硕士论文, 2003 年
- [29] 魏少华 王慧贞, 三态调制于两态调制逆变器稳定性线性分析与比较, 第三届电力电子与运动控制年会 APSC' 2002, pp. 273-277
- [30] 扬旭 裴云庆 王兆安, 开关电源技术, 机械工业出版社, 2004 年
- [31] 刘凤君 Delta 逆变技术及其在交流电源中的应用, 机械工业出版社, 2003 年
- [32] 黄蕾 并联逆变器控制技术的研究, 南京航空航天大学硕士论文, 2004 年

致 谢

在我攻读硕士研究生的两年半时间里,得到了导师王慧贞高级工程师在科研上的悉心指导,生活上的细心关怀,做人上的严格要求。导师严谨的治学态度、科学的思维方式、务实的工作作风、待人诚恳的态度令我受益匪浅。值此论文完成之际,向王老师致以崇高的敬意和最衷心的感谢。

感谢严仰光教授在课题研究过程中的点拨和指导,感谢龚春英教授、陈广华老师、居美华老师的热情帮助,在此深表谢意。

感谢张方华、陈良亮、梁永春、秦海鸿、马海啸博士研究生,师兄周平森、戴卫力给予我学业上的帮助和指导,感谢同期的硕士研究生王琪、陈延钧、张亮、李睿、纪峰、叶益青、昌建军、刘旬,以及师弟毛赛君、丁勇、李宇等,感谢他们对课题和生活上提供的帮助。

最后要特别感谢我的父母、妻子和弟弟,他们在我多年的求学生涯中,不断的支持和鼓励我,承受各种压力,付出了最真挚的爱。

谨以此文献给所有关心、支持和帮助我的老师、亲人、同学和朋友们。最后,向审阅本文的专家、教授致敬!

张先进

2005年3月

攻读硕士学位期间发表的论文

- 1、张先进，周平森，王慧贞，“双管反激逆变器研究分析”，电源技术应用，2004 年第 4 期
- 2、张先进，王慧贞，“双 BUCK 半桥逆变器研究”，电源世界，2004 年第 5 期