

南京航空航天大学

---

硕士学位论文

---

三电平半桥逆变器研究

---

姓名：徐中华

---

申请学位级别：硕士

---

专业：电力电子与电力传动

---

指导教师：邢岩

---

20080201

## 摘 要

本文研究了三电平半桥（TL-HB）逆变器双闭环控制，分析了双闭环控制的结构、原理，研究了双闭环控制的稳定性及其控制参数的设计方法；研究了重复控制的原理、稳定性、误差的收敛性以及重复控制的参数设计方法，并在此基础上，研究了双闭环控制加重复控制的复合控制方法的可行性、稳定性以及控制参数的设计；分析了 TL-HB 逆变器中点电位不平衡的原因，研究了 TL-HB 逆变器中点电位平衡的控制方法；设计完成了 1 台 600VA 的 TL-HB 逆变器原理样机，进行了相关实验。实验结果验证了上述分析与研究的正确性和合理性。

关键词：电力电子变换器，逆变器，重复控制，复合控制，中点电位平衡控制

## ABSTRACT

In this thesis, the topologies and working principles of Three-Level Half-Bridge (TL-HB) inverters are introduced. The stability and the principles of loop design of voltage-current dual-loop control strategy are studied. The stability and astringency of error signals of repetitive control are studied, and the principles of parameters design are presented. According to the analyses of voltage-current dual-loop control and repetitive control, a hybrid control strategy based on voltage-current dual-loop control and repetitive control is proposed, which will efficiently improve the static precision and overcome the repetitive distortion. The reasons why the neutral point voltage turns to be unbalanced are analysed in detail. Various strategies for balancing the neutral point voltage are investigated, and a new strategy is proposed to balance the neutral point voltage in this thesis. Finally, a 600VA prototype based on DSP is build and the design methods of hardware circuit and software program are presented. The experimental results based on this prototype are provided , by which the validity and feasibility of the proposed control scheme are verified.

Key words: power converter, inverter, repetitive control, hybrid control, neutral point voltage balancing control

## 图表目录

图 1.1 半桥式功率电路结构图 .....	2
图 1.2 全桥式功率电路结构图 .....	2
图 1.3 二极管箝位型三电平电路结构图 .....	3
图 1.4 飞跨电容型三电平电路结构图 .....	3
图 1.5 级联型五电平电路结构图 .....	4
图 2.1 单相二极管箝位型 TL-HB 逆变器主电路拓扑 .....	8
图 2.2 主电路主要工作模态 .....	9
图 2.3 载波、调制波与各开关管驱动之间的逻辑关系 .....	10
图 2.4 TL-HB 逆变器 SPWM 调制波形 .....	10
图 2.5 $G_0(s)$ 零极点分布图 .....	12
图 2.6 $G_0(s)$ 幅频相频曲线 .....	12
图 2.7 逆变器控制框图 .....	13
图 2.8 逆变器电感电流、输出电压解耦原理图 .....	14
图 2.9 逆变器电压环设计框图 .....	15
图 2.10 TL-HB 逆变器双闭环控制系统 bode 图 .....	15
图 2.11 TL-HB 逆变器双闭环控制仿真波形 .....	16
图 2.12 带有效值调节的双闭环控制仿真波形 .....	18
图 3.1 重复控制系统结构框图 .....	19
图 3.2 系统稳态向量图 .....	21
图 3.3 $P$ 及 $P^{-1}$ 的 bode 图 .....	23
图 3.4 复合控制系统框图 .....	25
图 3.5 复合控制仿真波形 .....	26
图 3.6 阻性负载条件下逆变器外特性 .....	27
图 3.7 阻性负载条件下输出电压的 THD .....	27
图 3.8 整流性负载条件下逆变器外特性 .....	27
图 3.9 整流性负载条件下输出电压的 THD .....	27
图 4.1 TL-HB 逆变器原理图 .....	29
图 4.2 输入侧电容电压波形与 $i_L$ 初始相位角 $\theta$ 的关系 .....	31

图 4.3 考虑开关管等效电阻时的 TL-HB 逆变器工作模式.....	33
图 4.4 带中点电位平衡控制的 TL-HB 逆变器双闭环控制框图.....	34
图 4.5 带中点电位平衡控制的 TL-HB 逆变器复合控制框图.....	35
图 4.6 不同 $\theta$ 值时的电容电压波形 .....	36
图 4.7 不带中点电位平衡控制的系统仿真波形 .....	37
图 4.8 带中点电位平衡控制的系统仿真波形 .....	38
图 5.1 TL-HB 逆变器系统框图 .....	39
图 5.2 主中断程序流程图.....	41
图 5.3 双闭环控制 TL-HB 逆变器实验波形.....	44
图 5.4 复合控制 TL-HB 逆变器实验波形.....	48
图 5.5 不同 PI 参数条件下的实验波形.....	49
图 5.6 中点电位平衡控制效果 .....	49
图 5.7 带中点电位平衡控制时稳态输出波形 .....	50
表 2.1 双闭环控制逆变器仿真数据 .....	17
表 2.2 双闭环控制逆变器仿真数据 (带有效值调节) .....	18
表 3.1 复合控制逆变器仿真数据 .....	27
表 5.1 双闭环控制整流性负载条件下输出电压基波及低次谐波含量(V) ..	45
表 5.2 复合控制整流性负载条件下输出电压整基波及低次谐波含量(V) ..	48

## 注释表

## 1 英文缩写及全称

英文缩写	英文全称	中文全称
THD	Total Harmonic Distortion	总谐波含量
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation	正弦脉宽调制
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
TL-HB	Three-Level Half-Bridge	三电平半桥
EMI	Electro Magnetic Interference	电磁干扰

## 2 符号及其意义

符号	意义
$S_1 \sim S_8$	功率开关管 1 至 8
$D_1, D_2$	箝位二极管 1 和 2
$Z$	稳压管
$Q$	三极管
$C_1, C_2$	输入滤波电容
$L_o$	输出滤波电感
$C_o$	输出滤波电容
$Z_o$	负载
$R_o$	纯阻性负载
$r_C, r_L$	输出滤波电容、电感的等效串联电阻
$r_{s1} \sim r_{s4}$	开关管 $S_1 \sim S_4$ 的等效串联电阻
$Tran$	变压器
$V_{in}$	输入电压
$V_o$	输出电压
$V_{o,dc}$	输出电压所含直流分量
$V_{dc}$	直流母线电压

$V_C$	输出滤波电容电压
$V_{C1}$ 、 $V_{C2}$	直流侧电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的电压
$V_{C10}$ 、 $V_{C20}$	直流侧电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的初始电压
$V_{C1max}$ 、 $V_{C2max}$	直流侧电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的电压最大值
$\Delta V_C$	电容 $C_1$ 、 $C_2$ 电压的偏差值
$\Delta \bar{V}_C$	$\Delta V_C$ 的平均值
$V_i$	解耦过程中引入的中间电压变量
$V_{ref}$	电压参考信号
$V_{ref\_peak}$	电压参考信号峰值
$V_{triA}$ 、 $V_{triB}$	三角载波 $A$ 、 $B$
$V_{tri\_peak}$	三角载波峰值
$V_{drive1\sim4}$	$S_1$ - $S_4$ 的驱动信号
$V_{rep}$	重复控制器输出信号
$V_{of}$	电压反馈信号
$V_s$	采样信号统称
$e_V$	电压环误差信号
$d$	外部扰动信号
$V_{CS}$	输出（电容）电压采样
$V_{C1S}$ 、 $V_{C2S}$	直流侧电容电压采样
$i_{ref}$	电流参考信号
$i_L$	电感电流
$i_{Ldc}$	电感电流包含的直流分量
$I_L$	电感电流峰值
$i_{Lf}$	电感电流反馈信号
$i_o$	输出电流
$i_m$	输入侧电容中点电流
$i_{C1}$ 、 $i_{C2}$	输入侧电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的电流
$i_{Ls}$	电感电流采样信号
$\mathcal{I}_L$	电感电流矢量形式
$\mathcal{I}_C$	电容电流矢量形式
$\mathcal{I}_o$	负载电流矢量形式

$K_{vof}$	电压采样系数
$K_{iL}$	电感电流采样系数
$K_{vp}$	电压环比例系数
$K_{vi}$	电压环积分系数
$K_{ip}$	电流环比例系数
$K_m$	SPWM 调制比
$K_d$	逆变桥等效放大系数
$K_{lm}$	$i_m$ 关于 $i_L$ 的比例系数
$G_O(s)$	$V_o$ 对 $V_{in}$ 的传递函数
$G_h(s)$	延迟环节传递函数
$G_v(z)$	$E(z)$ 关于 $V_{ref}(z)$ 的传递函数
$G_d(z)$	$D(z)$ 关于 $V_{ref}(z)$ 的传递函数
$\Phi(z)$	系统闭环离散传递函数
$z_j$	系统特征方程 $z$ 域的第 $j$ 个根
$N$	每个输出周期系统采样的次数
$T_s$	采样周期
$f$	频率
$f_o$	逆变器输出频率
$f_s$	系统采样频率
$\omega$	角频率
$\omega_n$	系统自然角频率
$\theta$	电感电流初始相位角
	系统阻尼比
$z_C$	$r_L$ 、 $r_C$ 给系统带来的零点
$dv/dt$	电压变化率
$f_p$	低通滤波器
$PF$	功率因数
$CF$	波峰系数
$S$	容量(视在功率)
$P$	功率

# 承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，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：\_\_\_\_\_

# 第一章 绪 论

## 1.1 概述

电力电子技术 (Power Electronics) 是应用于电力领域的电子技术, 是一门利用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术。电力电子技术是由电力技术、电子技术和控制技术相结合的交叉学科。随着科学技术的发展, 现代电力电子技术又与材料学、生物学等许多领域密切相关, 形成了一门多学科互相渗透、较为完整的学科体系和理论。电力电子技术突飞猛进的发展, 被各国专家和学者视为人类社会的第二次电子革命<sup>[1]</sup>。

电力电子器件的发展是电力电子技术发展的基础。20 世纪 50 年代第一只晶闸管问世后, 电力电子器件的发展经历了从结型控制器件 (如 SCR、功率 GTR、GTO), 到场控型器件 (如功率 MOSFET、IGBT、IGCT) 的发展历程。20 世纪 90 年代又出现了电力电子集成化的概念, 形成了 IPM、TOPSWITCH 等产品。碳化硅 (SiC) 器件凭借其优异的性能, 将成为 21 世纪电力电子技术发展新的驱动力。总的来看, 电力电子器件形成了大功率、高频化、低功耗、驱动场控化的主要发展特征<sup>[2-5]</sup>。

电力电子变换电路和控制技术的发展随着电力电子器件新产品的问世和性能的提高不断革新。除发明了众多功率变换电路的拓扑 (如全桥、BUCK、FLYBACK、双管正激、ZVS、ZCS、谐振变换器等) 外, 还创造了如吸收、多重化、谐振开关、多电平等概念。在控制技术方面出现了相控、PWM 控制、以及状态空间平均法为代表的动态建模理论。在电力电子技术研发辅助手段方面也出现了多种专业商用软件 (如 PSPICE、PSIM、SABER、SIM 等), 使得电力电子技术在应用研究方面更加方便快捷<sup>[6-9]</sup>。

此外, 随着世界对光伏、风力、燃料电池等新能源的开发的逐渐重视、对人类生存环境、生活质量的逐渐关注、对人类社会可持续发展重要性的逐渐认识, 逆变器的应用也越来越受到人们的重视<sup>[10-14]</sup>。因此, 对于逆变器的研究有着越来越重要的意义。

## 1.2 逆变器主电路基本拓扑形式

逆变器的主电路主要由直流电源、功率开关管、输出滤波器等组成。依据电路结构的不同主要分为半桥式和全桥式逆变电路。随着电力电子技术的发展和电力变换质量要求的提升，逆变器主电路结构在此基础上又衍生出多种多电平的逆变电路。

### 1.2.1 半桥逆变电路

单相半桥式功率电路结构如图 1.1 所示。 $S_1$ 、 $S_2$  为功率开关管， $C_1$ 、 $C_2$  为分压电容， $AB$  两点接输出变压器的原边或者直接连接负载。

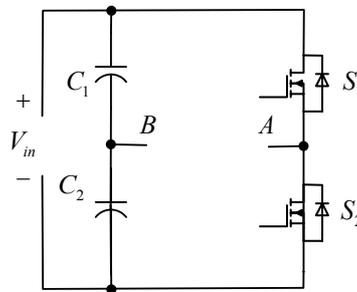


图 1.1 半桥功率电路结构图

### 1.2.2 全桥式逆变电路

全桥式逆变电路结构示意图如图 1.2 所示。 $S_1$ 、 $S_2$  组成左桥臂， $S_3$ 、 $S_4$  组成右桥臂，桥臂中点  $AB$  两端可以接输出变压器或者负载。

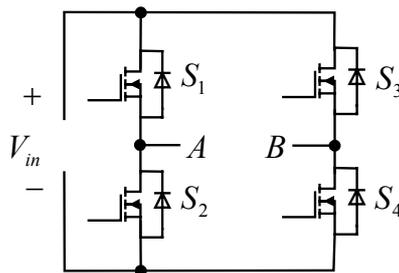


图 1.2 全桥功率电路结构图

### 1.2.3 多电平逆变电路

多电平变换器的概念最初由 A.Nabae 等人在 1980 年 IAS 年会上提出的，后来在 1983 年，经 Bhagwat 等人进一步推广，由三电平发展为任意  $n$  电平<sup>[15]</sup>。

从多电平提出至今二十多年的时间里，已经形成了三类基本拓扑：二极管箝位型多电平逆变器；飞跨电容型多电平逆变器；级联型多电平逆变器。

### 1.2.3.1 二极管箝位型多电平逆变电路

二极管箝位型三电平逆变电路如图 1.3 所示。 $C_1$ 、 $C_2$  为分压电容， $D_1$ 、 $D_2$  为箝位二极管， $S_1\sim S_4$  为功率开关管。

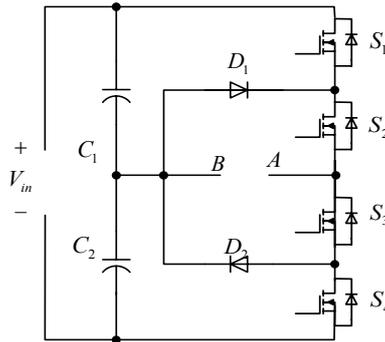


图 1.3 二极管箝位型三电平电路结构图

### 1.2.3.2 飞跨电容型多电平逆变电路

飞跨电容型三电平逆变电路如图 1.4 所示，功率开关管  $S_1\sim S_4$  串联组成桥臂， $C_1$ 、 $C_2$  为分压电容， $C_{fly}$  是用于箝位的飞跨电容。

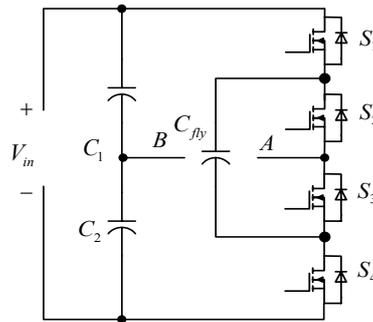


图 1.4 飞跨电容型三电平电路结构图

### 1.2.3.3 级联型多电平逆变电路

级联型五电平逆变电路如图 1.5 所示，该结构由两个两电平的全桥结构以及两个独立的电压源组成，共有 8 只功率开关管  $S_1\sim S_8$ 。

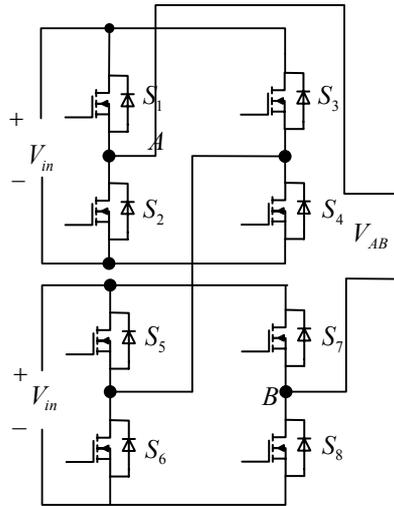


图 1.5 级联型五电平电路结构图

以上各种逆变电路拓扑各有优缺点，但是在以高压大功率变换为研究对象的研究领域，多电平变换器具有以下突出优点：每个功率器件仅承受  $1/(n-1)$  的母线电压 ( $n$  为电平数)，可以用低耐压的器件实现高压大功率输出；能改善了输出电压波形，减小了输出电压波形畸变 (THD)；可以用较低的开关频率获得和高开关频率下两电平变换器相同的输出电压波形，开关损耗小，系统的效率高；在相同的直流母线电压条件下，较之两电平变换器，开关器件所承受的  $dv/dt$  应力大为减少，可以改善装置的 EMI 特性；无需输出变压器，大大地减小了系统的体积和损耗。在多电平逆变电路中，级联型引入了众多独立电源，且不易四象限运行；飞跨电容型逆变电路对于引入的箝位电容具有较高的要求，且抑制电容电位漂移的控制算法相当复杂；相对而言，二极管箝位型逆变电路控制和性能相对简单稳定，得到广泛研究和应用。

### 1.3 逆变器控制技术

#### 1.3.1 模拟控制与数字控制

逆变器的控制技术是逆变器装置最关键的部分，它在很大程度上决定了整个逆变装置的性能。逆变器传统的控制采用模拟控制技术，该方法控制结构和控制技术相对成熟，应用广泛，成本较低。但是随着电力电子技术和微电子技术的发展，数字信号处理芯片的产品性能和功能都得到了很大提高和完善，从而使得逆变器的数字控制更加凸显了其优点<sup>[16-19]</sup>：控制电路紧凑简洁，使用分立模拟器件较少，可靠性得到提升，硬件设计简单；系统的主要控制功能由软

件实现，产品一致性好，便于升级；控制灵活，可以使用先进的控制理论和方法，如模糊控制、重复控制等；系统维护方便，可以远程控制，通过通信接口进行调试和维护；易于实现逆变器的并联运行。现代控制理论不断发展，数字控制的优势仍在不断增强，数字化、智能化已经逐步成为逆变器发展的必然趋势。

### 1.3.2 数字控制策略

逆变器的数字控制方案很多，现根据已查阅的相关国内外文献资料的情况，对其作简单的介绍如下：

#### 1.3.2.1 PID 控制

PID 控制是一种已经非常成熟的控制方法，在工程实践中得到广泛应用。PID 控制具有算法简单，易于数字化和高速控制，鲁棒性好，可靠性高，参数易整定，不过分依赖系统参数等显著优点。然而，逆变器的输出电压、电流等信号经采样离散化后引入的量化误差和延时等问题，使得比例环节的作用不能取得过大，否则系统容易不稳定。此外，由于参考信号和输出信号均为正弦信号，虽然存在积分环节，理论上系统仍然是有差系统<sup>[16-18]</sup>。

#### 1.3.2.2 无差拍控制

无差拍控制最早是由美国著名控制理论专家 Kalman 在 1959 年提出来的，它是一种基于离散数学模型实现的 PWM 控制方法，20 世纪 80 年代中期开始用于逆变器控制<sup>[17,20-24]</sup>。无差拍控制是根据正弦参考信号和输出反馈信号，结合逆变系统状态方程推算出下一个采样周期的脉冲宽度，从而使下一个采样时刻的输出电压波形很好的跟踪参考正弦波。该控制具有良好的动态性能，但是系统鲁棒性较差，一旦系统模型建立不准确或者系统参数发生变化，很容易造成输出性能恶化甚至不稳定。

#### 1.3.2.3 状态反馈控制

状态反馈控制是一种可以任意配置闭环极点的控制方法。该控制沿用无差拍控制的数学模型，在此基础上根据时域指标提出一组期望的极点，通过对反馈增益矩阵的设计，调整闭环系统的极点，使之位于期望的位置，从而改变系

统的阻尼比获得理想的动态特性<sup>[25-30]</sup>。状态反馈控制能够克服无差拍控制空载时振荡的问题，使逆变器工作在一种稳定状态。但仍然不能很好地兼顾稳态性能，尤其是非线性负载时的波形失真问题依然显著。

#### 1.3.2.4 滑模变结构控制

滑模变结构控制，是一种对系统的扰动和系统的参数具有自适应性的控制方法，又称为滑动模态控制，是前苏联科学家 Emeabrhub 在 20 世纪 50 年代末提出来的。

滑模变结构控制的目的是要确定切换函数，并寻求控制规律使系统的状态轨迹从任何初始状态出发，都能在有限的时间内到达切换面，然后在切换面的附近作小幅度的滑模运动，直到系统到达稳定平衡点<sup>[31-34]</sup>。其最大的优点是对参数变动和外部干扰不敏感，鲁棒性强，易数字化。但是，其稳态效果不佳，理想滑模切面难于选取，控制效果还受到采样频率的影响，滑模运动导致的高频抖动造成输出电压谐波含量明显增大。因此，滑模变结构控制很少单独使用。

#### 1.3.2.5 重复控制

重复控制理论产生于 20 世纪 80 年代，源于生产过程控制的实际需要，最早用于重复性机械运动机构的控制，如磁盘驱动、机器人等。重复控制的基本思想源于控制理论中的内模原理。所谓内模原理是指将外部信号的动力学模型包含在稳定的闭环控制器内部以构成高精度反馈控制系统的一种控制原理<sup>[35-44]</sup>。

重复控制的思想是假定本周期出现的基波波形畸变在下个周期同一时间会再次出现，根据参考和反馈所计算得到的误差信号来确定所需要的校正信号，然后在下个周期将校正信号叠加到原控制信号上，以消除重复性的畸变。因此，重复控制可以有效克服类似整流性负载所带来的周期性的波形畸变。重复控制具有良好的稳态特性，动态性能还有待进一步完善<sup>[38,40]</sup>，所以重复控制往往结合其它控制共同作用。

#### 1.3.2.6 智能控制

智能控制是上个世纪末逐渐兴起的一种控制方式，主要包括模糊控制和神经网络控制。模糊控制是由美国加州大学伯克莱分校的 L. A. Zadeh 教授在 1965

年提出，神经网络控制是在 1982 年由美国加州工学院物理学家 Hopfield 提出的网络模型揭开了神经网络计算机研究的序幕<sup>[45]</sup>。理论上智能控制能够任意精度地逼近任何非线性函数，但是由于硬件的限制，智能控制当前的应用往往还要结合其它的控制方法共同使用，单独的使用还在进一步的研究之中<sup>[45-48]</sup>。

以上提到的各种数字控制技术各有优缺点，其中很多控制方法单独使用往往无法既满足系统的稳态性能要求又满足系统的动态性能要求。为了兼顾这两方面的要求，可以将多种控制方法结合起来，发挥各种控制方法的优势，从而更好地改善逆变器的性能<sup>[39-44,48]</sup>。

#### 1.4 本文研究的主要内容

本文的工作是对基于 DSP 的三电平半桥逆变器的研究，各部分的主要内容概述如下：

第一章绪论首先介绍了电力电子技术发展的概况，几种逆变电路拓扑，以及几种逆变器控制技术，然后介绍了本文的主要研究内容。

第二章主要研究了 TL-HB 逆变器的电压电流双闭环控制。分析了 TL-HB 逆变器的基本工作原理；研究了双闭环控制的控制特性和双闭环控制的参数设计；进行了相关仿真分析。

第三章主要研究了结合重复控制和双闭环控制的 TL-HB 逆变器复合控制方案。分析了重复控制的基本原理，研究了重复控制的稳定性，误差收敛性和参数设计的方法；研究了基于重复控制和双闭环控制的复合控制方案的系统稳定性、可行性以及参数设计方法；进行了相关仿真分析。

第四章主要研究了直流侧中点电位平衡的控制方法。分析了 TL-HB 逆变器中点电位不平衡的原因；研究了 TL-HB 逆变器中点电位平衡的控制方法；进行了相关仿真分析。

第五章主要对实验样机进行了设计，给出了实验结果并进行了相关的分析。

第六章对全文的工作进行了总结和展望。

## 第二章 TL-HB 逆变器双闭环控制

逆变器的稳态精度、动态响应速度以及带整流性负载的能力是衡量其品质的重要标准。随着科技的迅猛发展，很多精密仪器、设备不断问世，它们对逆变器提出了输出电压 THD 小等更为苛刻的要求。双闭环控制具有良好的动、静态特性<sup>[49-52]</sup>，本章基于采用 SPWM 调制技术，进行了 TL-HB 逆变器的双闭环控制研究。

### 2.1 TL-HB 逆变器工作原理分析

#### 2.1.1 TL-HB 逆变器主电路拓扑

本文研究的单相 TL-HB 逆变器拓扑采用二极管箝位型三电平拓扑，如图 2.1 所示，如无特殊说明，后续章节所提及的 TL-HB 逆变器均与此处相同。图中  $V_{in}$  为直流母线电压， $C_1$ 、 $C_2$  为直流侧分压电容， $S_1\sim S_4$  为功率开关管， $D_1$ 、 $D_2$  为箝位二极管， $L_o$ 、 $C_o$  组成二阶低通滤波器作为输出滤波器， $R_o$  为阻性负载， $A$ 、 $B$  分别为桥臂中点和直流侧分压电容中点，其中  $C_1=C_2$ ，所以  $V_{C1}=V_{C2}=1/2V_{in}$ 。 $V_{AB}$  为逆变桥的输出，电感电流  $i_L$  的参考方向如图所示。

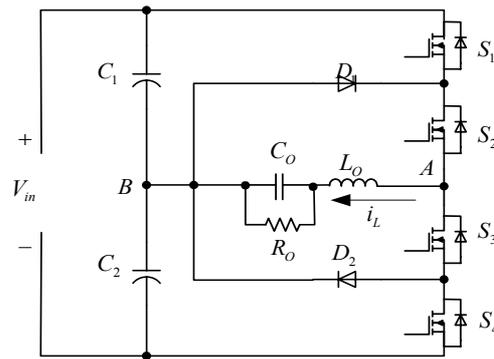


图 2.1 单相二极管箝位型 TL-HB 逆变器主电路拓扑

TL-HB 主电路拓扑桥臂上的四个开关管中  $S_1$ 、 $S_3$  互补导通、 $S_2$ 、 $S_4$  互补导通。在不同的开关状态组合下，共有 4 种工作状态，分别如图 2.2(a)~(d)所示。

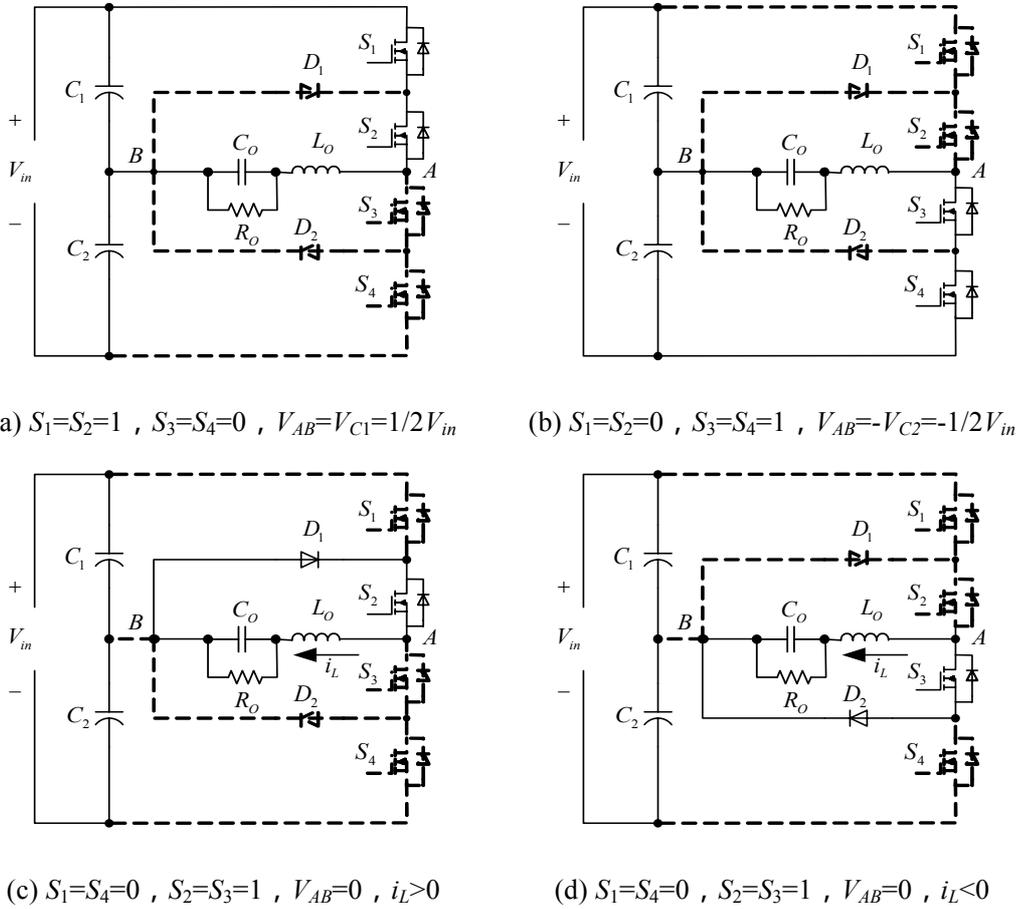


图 2.2 主电路主要工作模式

### 2.1.2 SPWM 技术

SPWM 是指调制波为正弦波、载波为三角波或者锯齿波的脉宽调制技术，其输出的矩形脉冲宽度按照正弦规律变化。SPWM 调制技术又分为单极性、双极性、单极性倍频等三种方式，具体调制方式的选择与所采用的主电路拓扑有着密切关系，如单相半桥拓扑就只能采用双极性调制方式。

本文主电路为二极管箝位型三电平拓扑，为了充分发挥该拓扑的优势，采用了单极性 SPWM 调制技术。参考波  $V_{ref}$  选用频率为 50Hz 的正弦波，载波为一组正负极性的 30kHz 的三角载波  $V_{triA}$ 、 $V_{triB}$ 。 $V_{ref}$  与  $V_{triA}$  交截，可以得到功率开关管  $S_1$  的驱动波形  $V_{dirve1}$ ； $V_{ref}$  与  $V_{triB}$  交截，可以得到功率开关管  $S_4$  的驱动波形  $V_{dirve4}$ ； $S_2$ 、 $S_3$  的驱动波形分别由  $S_4$ 、 $S_1$  的驱动波形反相得到。具体载波、调制波与各开关管驱动波形的逻辑关系如图 2.3 所示。

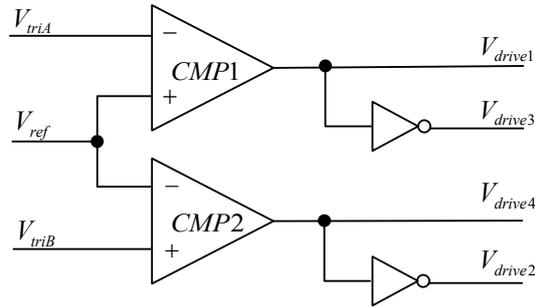


图 2.3 载波、调制波与各开关管驱动之间的逻辑关系

与此对应的 TL-HB 逆变器的 SPWM 调制波形示意图如图 2.4 所示。在这样的调制方式下，当调制比  $K_m(K_m=V_{ref\_peak}/V_{tri\_peak}$ ， $V_{ref\_peak}$ ：参考电压  $V_{ref}$  的峰值， $V_{tri\_peak}$ ：三角载波的峰值) 小于等于 1 时，对于输出电压  $V_o$  与参考波  $V_{ref}$  而言，TL-HB 逆变电路可以等效成为一个线性放大环节，其放大系数与三角波的幅值、直流侧电压有直接的关系。

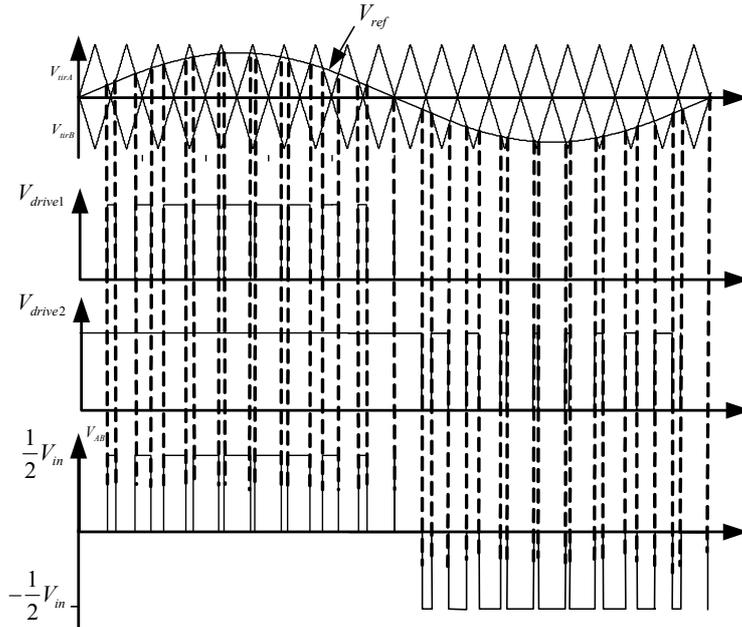


图 2.4 TL-HB 逆变器 SPWM 调制波形

## 2.2 TL-HB 逆变器建模与分析

在 SPWM 调制下，逆变桥的输出  $V_{AB}$  是一系列脉宽变化的矩形脉冲，为了获取其中的正弦基波分量，形成正弦度较高的输出电压，通常使用如图 2.1 所

示的 LC 二阶低通滤波器。

LC 滤波器和负载是影响逆变器性能的两个重要环节,而负载又具有很大的不确定性,因此可以将负载的变化看成负载端的扰动,这样就可以从纯阻性负载条件来对 LC 滤波特性作一个分析。这里  $r_L$  表示电感的串联等效电阻,  $r_C$  表示电容的等效串联电阻。

根据图 2.1 的电路模型,以输出滤波电感电流  $i_L$  和输出滤波电容电压  $V_C$  为状态变量可以建立状态方程(2-1)、(2-2)。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L r_C + R_o(r_L + r_C)}{L_o(R_o + r_C)} & -\frac{1}{L_o(R_o + r_C)} \\ \frac{1}{C_o(1 + r_C/R_o)} & \frac{1}{R_o C_o(1 + r_C/R_o)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} V_{AB} \quad (2-1)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_o r_C}{R_o + r_C} & \frac{R_o}{R_o + r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

由此可得  $V_o$  关于  $V_{AB}$  的传递函数为：

$$G_0(s) = \frac{V_o(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{R_o + r_C R_o C_o s}{(R_o + r_C)L_o C_o s^2 + [L_o + (r_C + r_L)R_o C_o + r_C r_L C_o]s + R_o + r_L} \quad (2-3)$$

当忽略  $r_C$  和  $r_L$ , 即  $r_C=r_L=0$  时, 式(2-3)可以简化为：

$$G_0(s) = \frac{V_o(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{R_o}{R_o L_o C_o s^2 + L_o s + R_o} \quad (2-4)$$

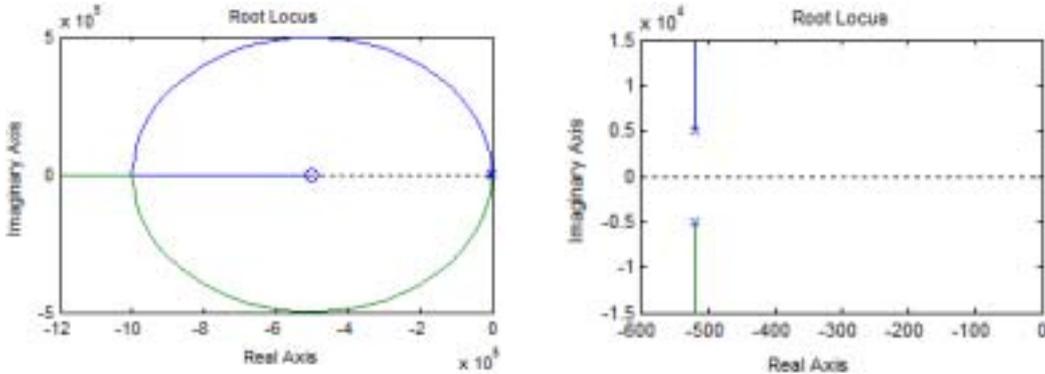
比较式(2-3)、(2-4)可知,考虑  $r_C$  对传递函数  $G_0(s)$  影响便是引入了一个复平面左半平面的零点,但由于  $r_C$  很小,故其引入的零点  $Z_C=-1/(r_C C_o)$  远离系统的极点,对系统的性能影响很小。当  $L_o=2\text{mH}$ ,  $C_o=20\mu\text{F}$ ,  $r_C=0.1\Omega$ ,  $r_L=0.32\Omega$  时,  $R_o=48\Omega$  时,考虑  $r_C$ 、 $r_L$  和不考虑  $r_C$ 、 $r_L$  的  $G_0(s)$  的零极点分布情况分别如图 2.5(a)、(b)所示。

由图 2.5 可见,  $r_C$  和  $r_L$  的影响可以忽略,那么式(2-4)又可以表示为：

$$G_0(s) = \frac{V_o(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{L_o C_o s^2 + \frac{L}{R_o} s + 1} \quad (2-5)$$

式(2-5)是一个二阶振荡环节,其自然频率为:  $\omega_n = \sqrt{1/L_o C_o}$ , 阻尼比为:

$$\zeta = \sqrt{L_o/C_o} / 2R_o$$



(a) 考虑  $r_C$  和  $r_L$

(b) 不考虑  $r_C$  和  $r_L$

图 2.5  $G_0(s)$ 根轨迹图

由此可见，阻性负载条件下， $G_0(s)$ 的自然频率与  $L_o C_o$  乘积密切相关， $L_o C_o$  乘积越大， $\omega_n$  越小，反之  $\omega_n$  越大。也即二阶振荡环节的带宽与自然频率成正比，那么当  $\zeta$  不变的情况下， $L_o C_o$  较小时，即系统自然频率较大时， $V_o$  对  $V_{AB}$  的响应速度较快，动态性能较好，但同时高频干扰信号的抑制能力较弱。从阻尼比的表达式来看，在滤波器  $L_o$ 、 $C_o$  参数不变条件下，阻尼比与负载存在反比关系。空载时， $R_o = \infty$ ， $\zeta = 0$ ，此时  $G_0(s)$  为一个无阻尼二阶振荡环节，具有两个位于虚轴上的极点，系统性能较差。

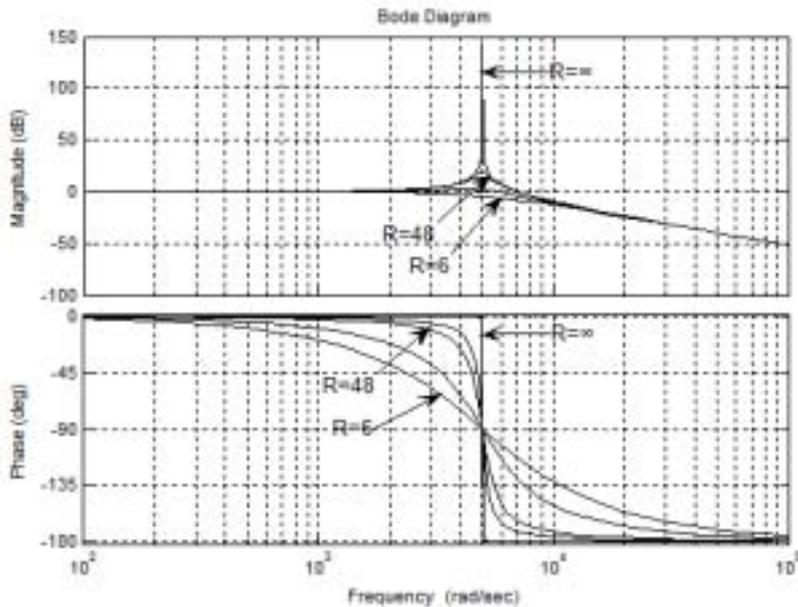


图 2.6  $G_0(s)$ 幅频相频曲线

图 2.6 为  $L_o=2\text{mH}$  ,  $C_o=20\mu\text{F}$  时 , 不同阻性负载条件下  $G_o(s)$  的 bode 图 , 可以看出 , 在  $\omega=\omega_n$  附近 , 随着  $R_o$  增加 , 系统特性变差。当负载为纯容性负载或者纯感性负载时 , 等价于  $LC$  滤波器的电容或者电感发生了变化 , 滤波器的特性与空载相似 , 只是系统的自然频率发生了改变。

### 2.3 TL-HB 逆变器双闭环控制设计

本文 TL-HB 逆变器双闭环控制 , 采用输出电压瞬时值作为电压外环的控制对象 , 电感电流瞬时值作为电流内环的控制对象。电感电流作为电流内环的控制对象可以实现电流的快速跟踪 , 提高输出电压的动态响应速度 , 同时能够对电感电流进行限幅 , 从而实现对逆变器的保护。为使分析设计得到简化 , 本文运用“双环分离”的思想 , 即将内部电流环的响应与外部电压环的响应视作相对独立。在处理外部电压环时认为内部电流环已实现完全跟踪 , 在处理电流环时可假定输出电压已稳定<sup>[29,49-52]</sup>。

根据前面的分析建立 TL-HB 逆变器双闭环控制框图如图 2.7 所示。其中 ,  $K_{vp}$  为电压环比例控制系数 ,  $K_{vi}$  为电压环积分控制系数 ,  $K_{ip}$  为电流环比例控制系数 ,  $T_s$  为采样周期 ,  $K_m$  为 SPWM 调制比 ,  $K_d$  为等效的直流放大系数。采用数字控制后 , 由于采样保持 , 输出延时等非实时因素的影响 , 对数字控制系统造成延时 , 本文将该延时效应近似等效为一个延时环节<sup>[17]</sup> :

$$G_h(s) = \frac{1}{0.5T_s s + 1} \quad (2-6)$$

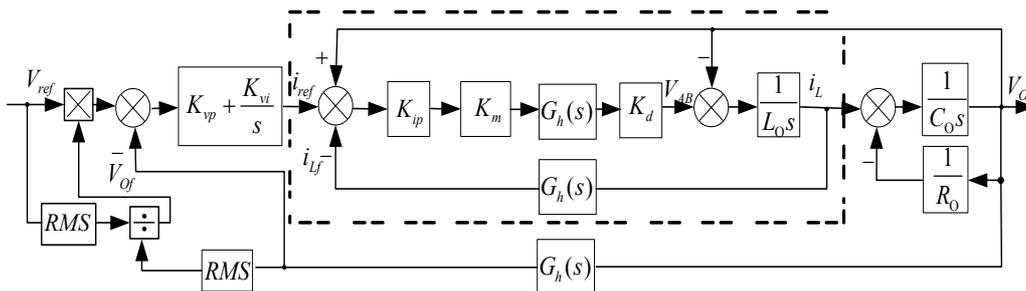


图 2.7 逆变器控制框图

#### 2.3.1 电流环设计

由图 2.7 可以发现  $i_L$  与桥臂电压  $V_{AB}$ 、输出电压  $V_o$  均相关 , 是一个典型的双输入单输出系统 , 就此进行控制环路的设计比较困难。为此 , 可以采用一定

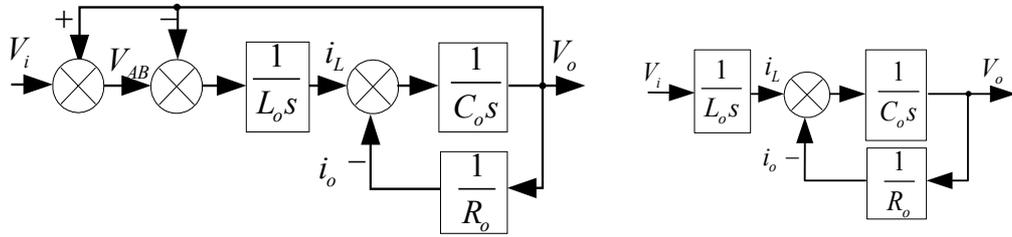
的措施使电感电流只与其中的某一变量相关(这也称之为解耦)。这里引入变量  $V_i$ ，使得：

$$V_{AB} = V_i + V_o \quad (2-7)$$

如图 2.8(a)所示，将此式代入上述状态方程(2-1)，得到：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_o C_o} & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2-8)$$

采用引入的变量  $V_i$ 后逆变器的等效框图如图 2.8(b)所示，可以看出电感电流与输出电压无关，实现了电压外环对电流内环的解耦。



(a) 解耦方法

(b) 解耦结果

图 2.8 逆变器电感电流、输出电压之间解耦原理图

基于以上图 2.8(b)所示的解耦结果，可以看出电感电流  $i_L$  与输入电压  $V_i$  具有如下关系：

$$\frac{i_L(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{L_o s} \quad (2-9)$$

由式(2-9)可知，以电感电流作为控制对象，简单的比例(P)控制即可满足控制的要求，于是设计电流环控制器如图 2.7 中虚线框所示。

### 2.3.2 电压环设计

在内环实现良好跟踪情况下，内环可以等效为增益为 1 的比例环节，为了使系统获得较好的稳态性能和动态性能，系统的电压环采用 PI 控制。由于采用数字控制，且电压参考信号是正弦变化的，所以理论上系统仍然是有差系统。为了进一步提升逆变器的稳态性能，在电压环环路中加入了有效值调节环节，其控制框图如图 2.9 所示。

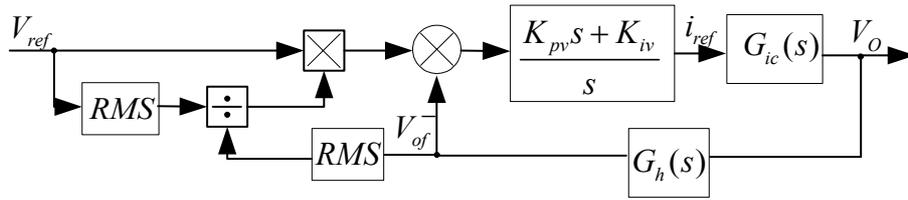


图 2.9 逆变器电压环设计框图

结合以上设计得到一组双闭环控制参数： $K_{pv}=0.075$ ， $K_{iv}=2687$ ， $K_{pi}=21.7$ 。在这组控制参数下，系统地 bode 图如图 2.11 所示。

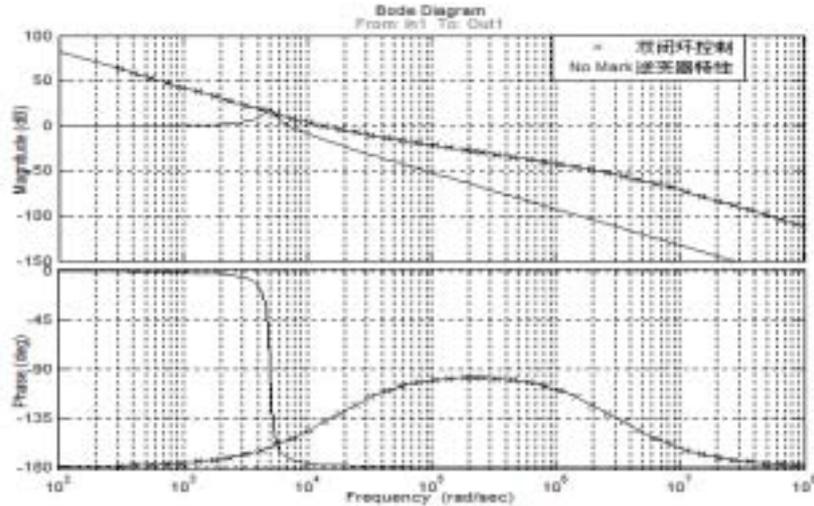


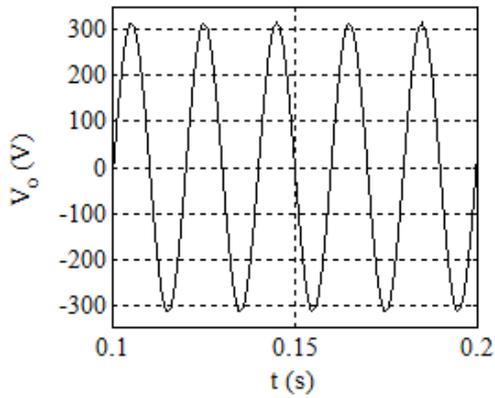
图 2.10 TL-HB 逆变器双闭环控制系统 bode 图

根据图 2.10 可以看出采用双闭环控制后系统的稳定性得到了大幅提升。

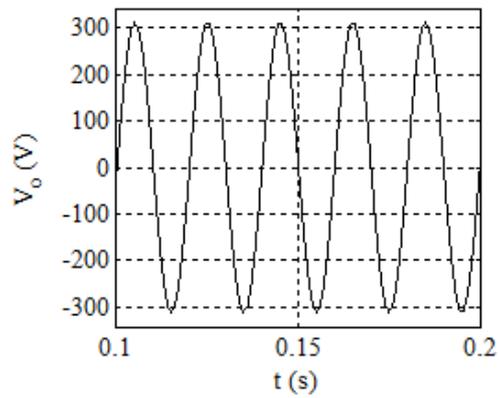
#### 2.4 仿真结果与分析

TL-HB 逆变器原理样机参数为：输入直流电压  $V_{in}=700V$ ，输出电压  $V_o=220V$ ，频率  $f=50Hz$ ，满载容量  $S=1kVA$ ，滤波电感  $L_o=2mH$ ，滤波电容  $C_o=20\mu F$ 。按照上述参数，结合以上电流环、电压环控制器的设计，在 Matlab 环境中建立双闭环控制 TL-HB 逆变器仿真模型进行了相关仿真。

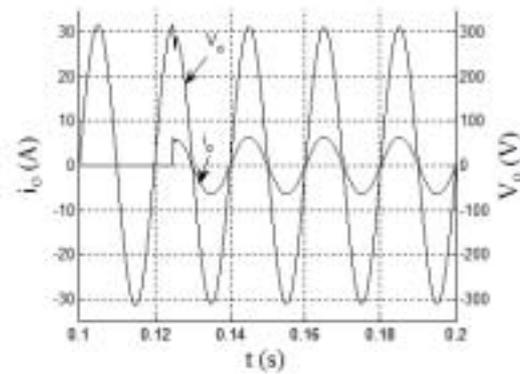
图 2.11 为 TL-HB 逆变器控制器参数： $K_{pv}=0.075$ ， $K_{iv}=2687$ ， $K_{pi}=21.7$ ，整流性负载设置波峰系数  $CF=3$ ，不含电压有效值调节环节时的仿真波形。



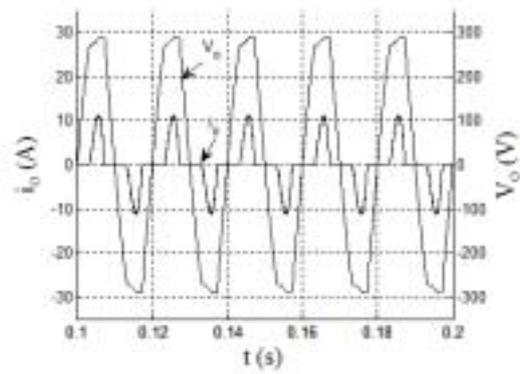
(a) 空载输出电压



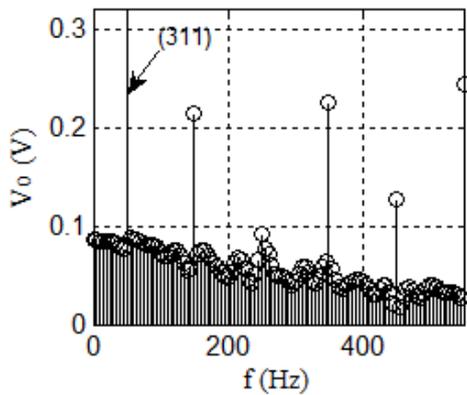
(b) 阻性满载输出电压



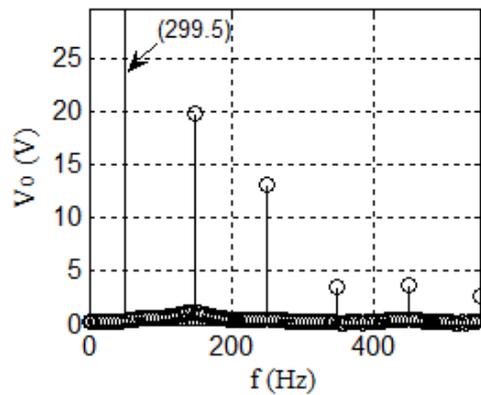
(c) 空载突加 1kW 阻性负载



(d) 整流性满载输出电压、电流



(e) 阻性满载输出电压频谱



(f) 整流性满载输出电压频谱

图 2.11 TL-HB 逆变器双闭环控制仿真波形

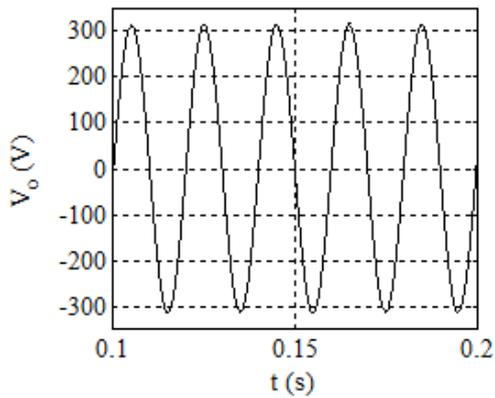
表 2.1 为  $K_{pv}=0.075$  ,  $K_{iv}=2687$  ,  $K_{pi}=21.7$  ,  $CF=3$  时逆变器的仿真数据。

表 2.1 双闭环控制逆变器仿真数据

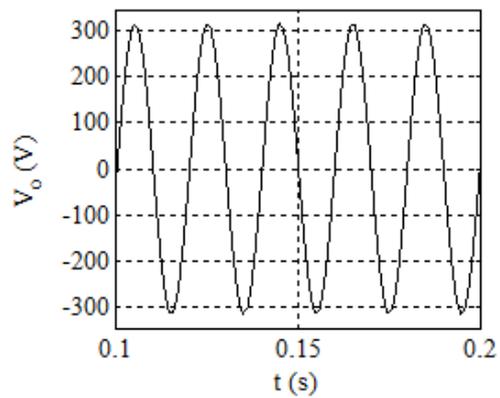
负载	$P(W)$	$S(VA)$	$V_{in}(V)$	$V_o(V)$	$I_o(A)$	THD
空载	0	0	700	221.8	0	0.46%
阻性	983.6	983.6	700	219.4	4.5	0.22%
整流性	662.4	1072.2	700	219.9	4.8	8.01%

比较图 2.11(a)、(b)以及表 2.1 中的数据，可以发现逆变器带阻性负载时输出波形比空载时输出波形略好，和前面的分析一致；不含电压有效值调节环节的双闭环控制下的逆变器的外特性仍不够好，满载时输出电压较空载时输出电压低 2.4V。图 2.11(f)以及表 2.1 中的 THD 值可以发现逆变器带整流性负载时，输出电压发生明显的畸变，THD 显著增大。

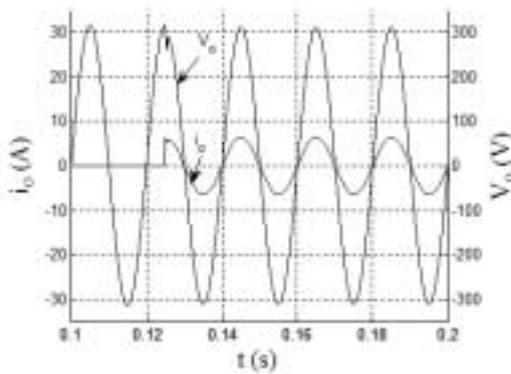
图 2.12 为 TL-HB 逆变器控制器参数： $K_{pv}=0.075$ ， $K_{iv}=2687$ ， $K_{pi}=21.7$ ， $CF=3$  含电压有效值调节环节时的仿真波形。



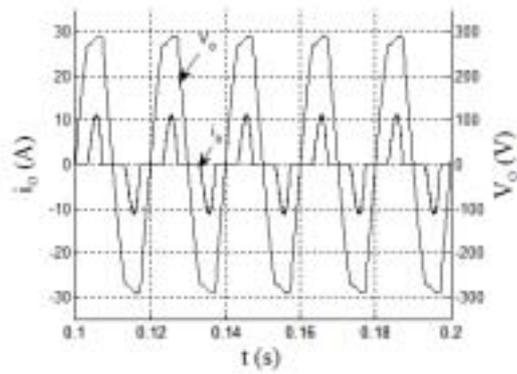
(a) 空载输出电压



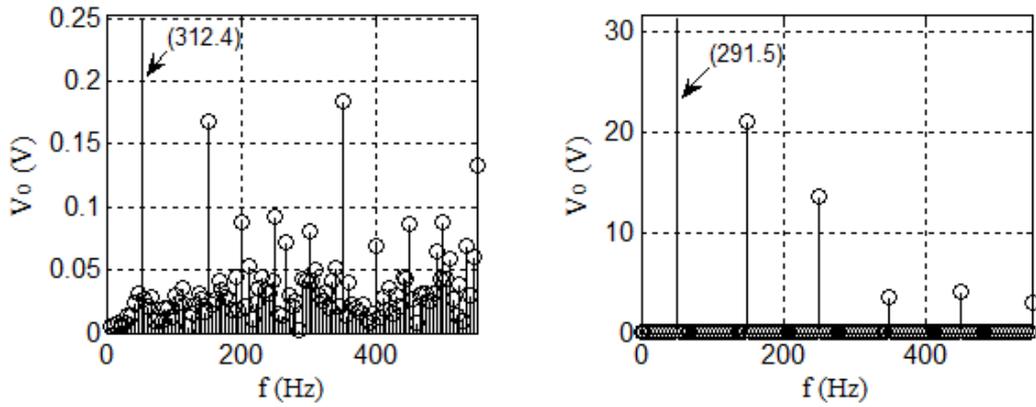
(b) 阻性 1kW 满载输出电压



(c) 空载突加 1kW 阻性负载



(d) 整流性满载输出电压、电流



(e)阻性满载输出电压频谱

(f)整流性满载输出电压频谱

图 2.12 带有效值调节的双闭环控制仿真波形

表 2.2 为  $K_{pv}=0.075$  ,  $K_{iv}=2687$  ,  $K_{pi}=21.7$  ,  $CF=3$  且带有效值调节时逆变器相关变量的仿真数据。

表 2.2 双闭环控制逆变器仿真数据 (带有效值调节)

负载	$S(\text{VA})$	$P(\text{W})$	$V_{in}(\text{V})$	$V_o(\text{V})$	$I_o(\text{A})$	THD
空载	0	0	700	220.9	0	0.16%
阻性	999.5	999.5	700	219.9	4.5	0.13%
整流性	1083.8	794.0	700	220.0	4.9	8.25%

比较图 2.11、2.12 以及表 2.1、表 2.2 的数据，可以发现加入有效值后，系统的稳态精度明显提高，但是带整流性负载的能力却没有明显变化，而且系统的动态性能略有下降。

## 2.5 本章小结

本章首先对 TL-HB 逆变器的拓扑进行建模和分析，得到滤波器参数与逆变器输出特性的关系。然后分析了双闭环控制以及其在 SPWM 调制方式下的实现方式。最后通过仿真验证了理论研究的正确性。

由仿真结果可以看到采用上述的数字控制方法还不能满足逆变器的性能要求，特别是在带整流性负载时的性能有待进一步提高。具体提高该逆变器性能的内容在第三章进行讨论。

### 第三章 重复控制加双闭环控制的复合控制技术

逆变器的外特性以及带载能力是衡量其性能的重要指标，特别是目前如计算机电源等整流性负载日益增多，对逆变器带整流性负载的能力提出了更高的要求。由第一章论述可知，重复控制技术是一种十分有效的波形校正技术，特别适用于提高系统的外特性和带整流性负载的能力。本章将在介绍重复控制原理的基础上，探讨重复控制与双闭环控制相结合的复合控制技术，并通过仿真对这种新的复合控制方法进行验证。

#### 3.1 重复控制系统结构与性能

##### 3.1.1 重复控制系统结构

本文采用的重复控制系统结构框图如图 3.1 所示，重复控制部分采用嵌入式结构。

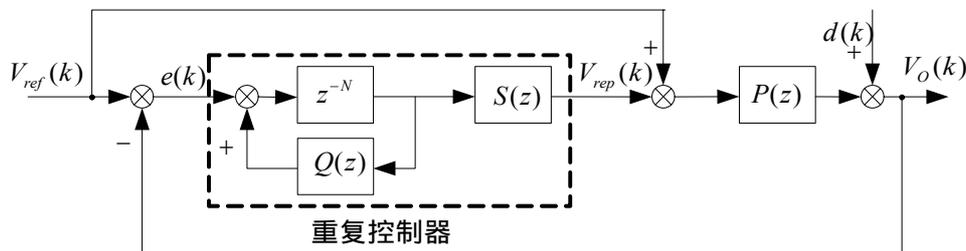


图 3.1 重复控制系统结构框图

图 3.1 中  $V_{ref}(k)$  为系统给定的参考信号， $V_o(k)$  为系统的输出电压， $d(k)$  为系统的扰动， $P(z)$  是被控对象的离散模型， $e(k)$  是系统的跟踪误差，虚线部分是离散重复控制器， $z^{-N}$  为周期延时环节， $Q(z)$ 、 $S(z)$  是辅助补偿器， $V_{rep}(k)$  是离散重复控制器的输出。 $N$  是在每个输出电压周期中的采样次数，本文的电压参考信号采用查表法，因此  $N$  也表示每个输出电压周期参考信号数据的长度， $N=f_s/f_o$ （其中： $f_s$ ：采样频率， $f_o$ ：输出频率）。 $z^{-N}$ 、 $S(z)$ 、 $Q(z)$  是重复控制器的的重要组成部分，也是重复控制器设计的关键。

### 3.1.2 重复控制系统性能分析

#### 3.1.2.1 谐波抑制性能

由图 3.1 可得：

$$E(z) = V_{ref}(z) - V_o(z) \quad (3-1)$$

$$V_o(z) = \left[ \frac{z^{-N}S(z)}{1-Q(z)z^{-N}} E(z) + V_{ref}(z) \right] P(z) + D(z) \quad (3-2)$$

式(3-1)、(3-2)中  $E(z)$ 、 $D(z)$ 、 $V_{ref}(z)$ 和  $V_o(z)$ 分别是  $e(k)$ 、 $d(k)$ 、 $V_{ref}(k)$ 和  $V_o(k)$ 的  $z$  变换形式，下同。

将式(3-2)代入(3-1)消去  $V_o(z)$ ，可得：

$$E(z) = \frac{[1-P(z)][1-z^{-N}Q(z)]}{1-z^{-N}[Q(z)-P(z)S(z)]} V_{ref}(z) - \frac{1-z^{-N}Q(z)}{1-z^{-N}[Q(z)-P(z)S(z)]} D(z) \quad (3-3)$$

令  $D(z)=0$ ，误差信号  $E(z)$ 关于参考信号  $V_{ref}(z)$ 的传递函数为：

$$G_v(z) = \frac{E(z)}{V_r(z)} = \frac{[1-P(z)][1-z^{-N}Q(z)]}{1-z^{-N}[Q(z)-P(z)S(z)]} \quad (3-4)$$

假设  $Q(z)=1$ ，且  $P(z)$ 稳定，那么对于如图 3.1 所示的重复控制系统，参考信号  $V_{ref}(k)=V_{ref} \cdot \sin(2\pi k/N)$ 对应的  $z^{-N}=1$ ，那么  $G_v(z)=0$ ，说明系统对于给定实现了无静差跟踪。

根据式(3-3)，令  $V_{ref}(z) = 0$ ，跟踪误差  $E(z)$ 关于扰动  $D(z)$ 的传递函数为：

$$G_d(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = -\frac{1-z^{-N}Q(z)}{1-z^{-N}[Q(z)-P(z)S(z)]} \quad (3-5)$$

假定  $P(z)$ 稳定，且  $Q(z) = 1$ ，那么对于图 3.1 对应的重复控制系统，如果扰动  $d(k)$ 的角频率  $\omega_x$ 与参考输入信号频率  $f$ 有如下关系：

$$\omega_x = x \cdot 2\pi f \quad (3-6)$$

其中， $x=0, 1, 2, \dots, M$  ( $M=N/2$ ， $N$ 为偶数； $M=(N-1)/2$ ， $N$ 为奇数)，那么就有  $z^{-N}=1$ ，那么  $G_d(z)=0$ 。

以上分析表明在上述条件下，重复控制器能够很好地跟踪频率小于采样频率  $1/2$  的参考信号，能够很好地消除任意次谐波或者频率为基波频率整数倍的扰动信号带来的影响<sup>[38]</sup>。

### 3.1.2.2 稳定性分析

由图 3.1 可以推导出系统的闭环传递函数：

$$\Phi(z) = \frac{V_o(z)}{V_{ref}(z)} = \frac{P(z)[z^N - Q(z) + S(z)]}{z^N - [Q(z) - P(z)S(z)]} \quad (3-7)$$

系统的特征方程为：

$$D_\Phi(z) = z^N - [Q(z) - P(z)S(z)] = 0 \quad (3-8)$$

式(3-8)是  $z$  的高阶方程，解此方程可以得到  $N$  个根，系统地稳定性可以根据这些根的分布情况来判定。然而， $N$  相对来说是比较大的数字，这样的高阶方程求解难度过高，工程应用不合适<sup>[37-40]</sup>。

然而，当上述方程的任意根 $|z_j|$ 有 $|z_j| < 1$  时，必然有 $|z_j|^N < 1$ 。那么对于式(3-8)而言，有 $||Q(z)-P(z)Q(z)|| = |z_j|^N < 1$ 。换言之，在设计系统工作的频段内有 $||Q(z)-P(z)Q(z)|| < 1$ ，系统必然稳定。当然，这不是系统稳定的必要条件，即不满足 $||Q(z)-P(z)Q(z)|| < 1$  系统也可能是稳定的，但是只要满足 $||Q(z)-P(z)Q(z)|| < 1$ ，系统必然稳定。

与此对应的频域内的表达式为：

$$|Q(j\omega) - P(j\omega)S(j\omega)| < 1 \quad (3-9)$$

其中：

$$\begin{aligned} Q(j\omega) &= Q(z)|_{z=e^{j\omega T_s}} \\ S(j\omega) &= S(z)|_{z=e^{j\omega T_s}} \\ P(j\omega) &= P(z)|_{z=e^{j\omega T_s}} \end{aligned} \quad (3-10)$$

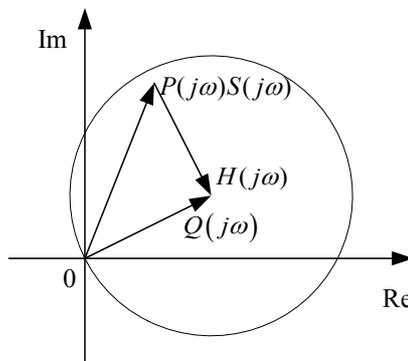


图 3.2 系统稳态向量图

那么，以  $Q(j\omega)$  为圆心画一个单位圆，如果  $\omega$  取任意值  $P(j\omega)$   $S(j\omega)$  均在单位圆内，则系统必然稳定。图 3.2 为在某一频率下的系统向量图，此处定义  $H(j\omega)=Q(j\omega)-P(j\omega)S(j\omega)$ 。

### 3.1.2.3 误差收敛性分析

代入以上定义的  $H(z)$  ( $H(j\omega)$  的  $z$  变换形式)，式(3-3)还可以推导出下式：

$$E(z)[1-z^{-N}H(z)]=[1-P(z)][1-z^{-N}Q(z)]V_{ref}(z)-[1-z^{-N}Q(z)]D(z) \quad (3-11)$$

假定  $Q=1$ ，且参考信号和扰动信号周期都是  $N$ ，式(3-11)右边的项就等于 0，式(3-11)可以简化为：

$$E(z) = z^{-N}E(z)H(z) \quad (3-12)$$

即：

$$\frac{E(z)}{z^{-N}E(z)} = H(z) \quad (3-13)$$

式(3-13)表明，下个周期的误差信号幅值将衰减为本周期的  $|H(z)|$  倍，若  $|H(z)| < 1$ ，则随着时间的推移，误差将衰减至零，实现无静差跟踪。当  $|H(z)| < 1$  时，误差衰减的速度与  $|H(z)|$  密切相关， $|H(z)|$  越小，误差收敛速度越快，如果  $|H(z)| = 0$ ，则误差在一个周期内衰减为零。

### 3.1.2.4 系统稳态性能

式(3-3)中  $Q(z)-P(z)Q(z)$  用  $H(z)$  取代后在频域的表达式取模为：

$$|E(j\omega)| = \left| \frac{1-Q(j\omega)}{1-H(j\omega)} \right| \left| [1-P(j\omega)]V_{ref}(j\omega) - D(j\omega) \right| \quad (3-14)$$

式(3-14)表明，系统的稳态误差主要由  $|1-Q(j\omega)|/|1-H(j\omega)|$  决定。系统的稳态误差都被抑制到重复控制未投入系统时的  $|1-Q(j\omega)|/|1-H(j\omega)|$  倍， $|1-Q(j\omega)|/|1-H(j\omega)|$  也就代表了系统抑制谐波的能力。

由于  $H(j\omega)=Q(j\omega)-P(j\omega)S(j\omega)$ ，所以一般情况下存在以下等式成立：

$$|1-Q(j\omega)+S(j\omega)P(j\omega)| > |1-Q(j\omega)| \quad (3-15)$$

即：

$$\left| \frac{1-Q(j\omega)}{1-H(j\omega)} \right| < 1 \quad (3-16)$$

所以重复控制能够减小系统的稳态误差。且当  $Q(j\omega)=1$  时， $|1-Q(j\omega)|/|1-H(j\omega)|=0$ ，系统实现无静差，与前面分析一致。当  $Q(j\omega)\neq 1$  时， $|1-Q(j\omega)|/|1-H(j\omega)|\neq 0$ ，系统存在稳态误差。

在实际应用中，中低频段的幅相补偿可以比较精确实现，所以谐波抑制效果较好；而对于高频段，则无法实现精确补偿，从系统稳定性出发， $SP$  在高频段设计为具有强衰减作用的环节，所以对于高频谐波几乎没有抑制能力。

为了保证系统的稳定， $Q$  一般取为低通滤波器或小于 1 的常数，此时周期延时正反馈环节的极点处于单位圆内，并且  $Q(z)$  越小，极点离原点越近，系统越稳定<sup>[38,39]</sup>。由此看出，系统稳定性的增强是以牺牲稳态精度为代价的。

### 3.2 系统参数设计

进行重复控制器的设计之前，首先要获得逆变器的数学模型。对于单纯的重复控制来说，逆变器的数学模型在 2.2.2 中已经做了分析，其传递函数如式 (2-2)，其空载时的幅相曲线如图 3.3 中  $P$  所示。

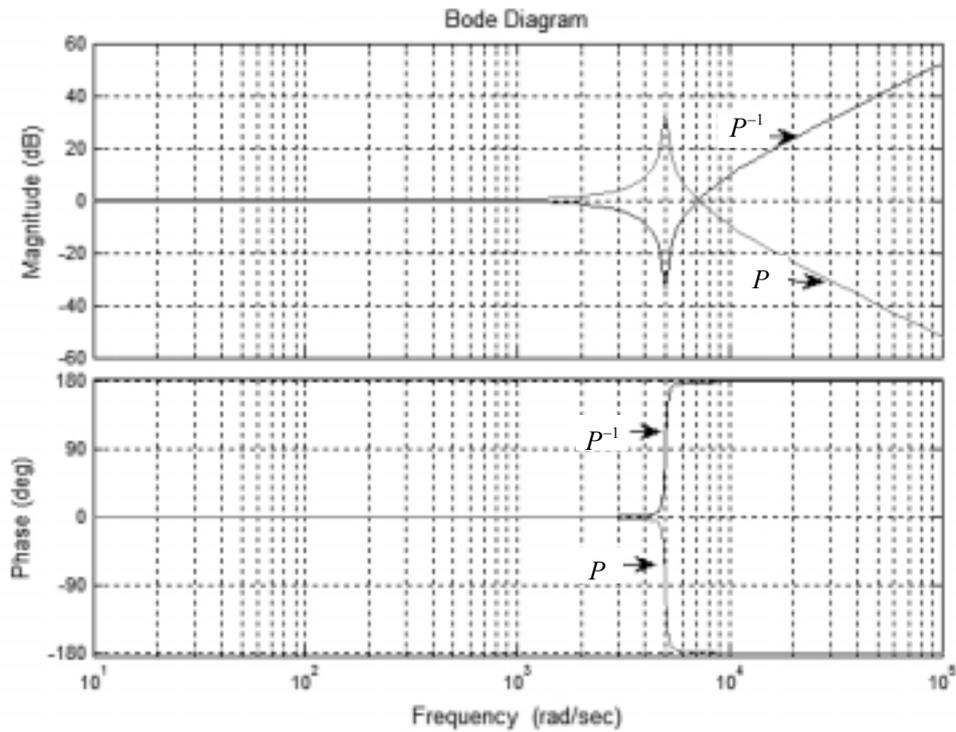


图 3.3  $P$  及  $P^{-1}$  的 bode 图

### 3.2.1 S 补偿器的设计

补偿器的设计首先要保证系统的稳定性,然后考虑谐波的抑制力和误差收敛速度。 $S$  补偿器设计的原则是在保证系统稳定的前提下,尽量使  $S$  与  $P$  对消,即  $SP$  接近 1,从而使重复控制器获得优良的性能。但是要做到这一点,其前提是获得一个精确的  $P$  参数模型。然而,在实际中,用一个低阶的函数来表达  $P$  参数,无法精确描述对象高频特性,而只能相对准确地反映系统在中低频的性能。所以设计思想是,选择合适的  $S$  参数,在中低频段与  $P$  参数对消,也就是使得  $SP$  在中低频段幅频增益为 1;而在高频段,让  $S$  骤然衰减,从而消除  $P$  参数的谐振尖峰,增强系统的鲁棒性<sup>[48]</sup>。这样  $S=P^{-1} \cdot f_{lp}$  的形式,可以满足以上的要求,其中  $f_{lp}$  为一低通滤波器。

本文采用的逆变器模型不存在不稳定的零点,因此我们可以对  $P$  直接求逆  $P^{-1}$ ,得到  $P^{-1}$  的 bode 图如图 3.3 中的  $P^{-1}$  所示,假设  $f_{lp}$  在高频段有足够大的衰减能力,那么工程上可以认为  $P^{-1}=1$ 。从而我们可以简化  $S$  补偿器的形式为  $S=f_{lp}$ 。低通滤波器  $f_{lp}$  的设计需要对高频段有较好的滤波效果,同时能够保证在逆变器空载时候的谐振点具有较大的衰减能力,使得  $SP < 0$ ,保证系统的绝对稳定。

低通滤波器会给系统带来一定的相移,为此参考文献[32]、[38]研究了在重复控制器的前向通道加上一个简单的超前环节  $z^n$  的方法。这种方法十分简单,而且又较好的相位补偿效果。本文的设计中也采取了这样的设计,为此本文设计  $S$  补偿器的形式为: $S(z)=f_{lp}(z) \cdot z^n$ 。

### 3.2.2 Q 补偿器的设计

$Q$  同样是重复控制器的关键参数,对系统的稳定性、收敛速度和稳态精度都有影响。 $Q=1$  时,系统可实现无静差,但是此时系统稳定性差,相关分析详见稳定性分析部分,此处不再赘述。为此希望  $Q$  小于 1,虽然无法实现无静差跟随特性,但是增强了系统的稳定性,因此  $Q$  应取小于接近于 1 的数。至于  $Q$  在小于 1 的范围内如何选取,还要结合  $S$ 、 $P$  的设计情况,总体原则是希望  $|H|$  在保证系统稳定的前提下,越小越好。

## 3.3 复合控制技术

上一节介绍了重复控制的基本原理,理论上重复控制技术可以无静差的跟

踪参考信号，并能完全消除周期性扰动，所以输出稳态精度高，带整流性负载能力强，但其动态响应速度不快，必须在一个基波周期之后才能对逆变器的输出进行相应的调整。第二章介绍的双闭环控制方法具有动态响应速度快，稳定性高，等优点，但其稳态精度比较差，整流性负载能力不强。重复控制与双闭环控制具有较好的互补性，如果将两者结合起来，发挥各自的优点，便既可以提高系统的稳态性能，又能保证系统的动态性能。为此本节对重复控制加双闭环控制的复合控制方法(以下简称“复合控制”)进行探讨。

复合控制框图如图 3.4 所示，其中 P 参数模型即为等效的双闭环控制逆变器模型。

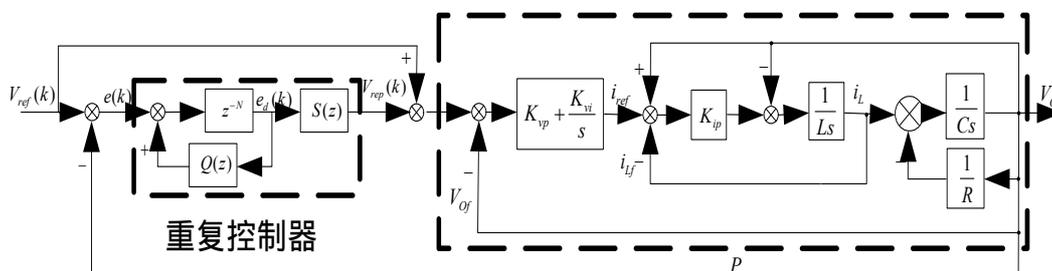
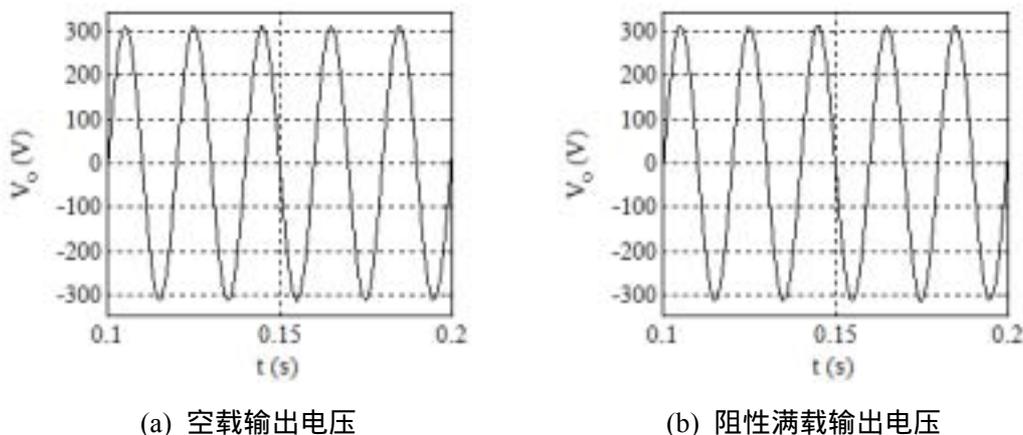
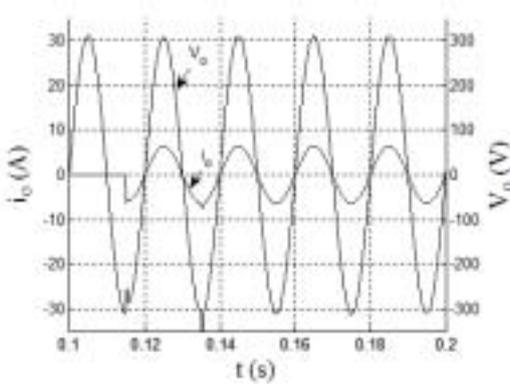


图 3.4 复合控制系统框图

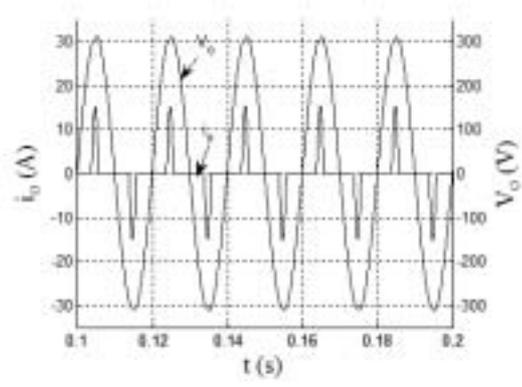
### 3.4 仿真结果与分析

在 Matlab 仿真环境中建立了仿真模型，并进行了仿真。逆变器控制器参数： $Q=0.95$ ， $S(z)=z^{-12} \cdot (0.22)/(z-0.78)$ 。整流性负载设置波峰系数  $CF=3$ 。相关仿真波形如图 3.5 所示。

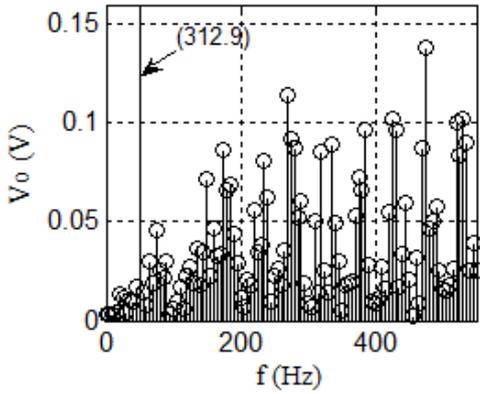




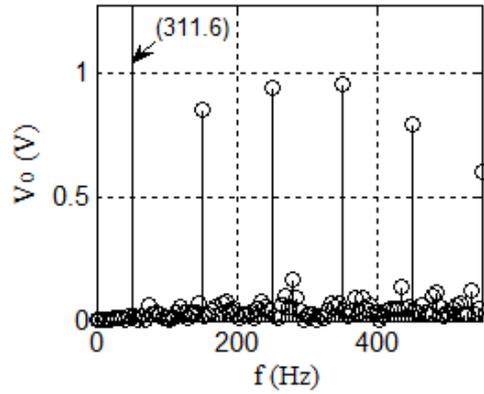
(c) 空载突加 1kW 阻性负载



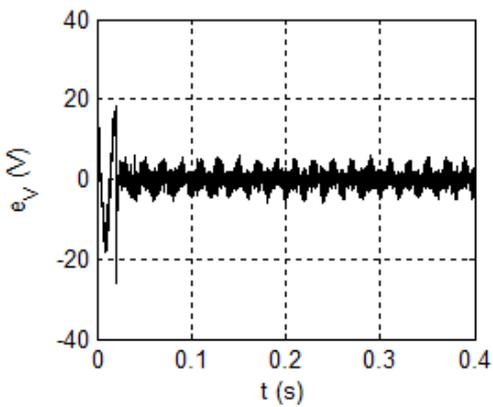
(d) 整流性满载输出电压、电流



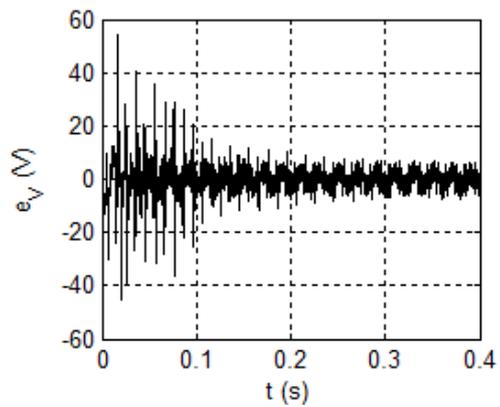
(e) 阻性满载输出电压频谱



(f) 整流性满载输出电压频谱



(g) 阻性满载时电压误差信号



(h) 整流性满载时电压误差信号

图 3.5 复合控制仿真波形

表 3.1 为逆变器不同负载下的仿真数据，通过表 2.2 可以发现复合控制下的逆变器性能得到了明显提高。

表 3.1 复合控制逆变器仿真数据

负载	$P(W)$	$S(VA)$	$V_{in}(V)$	$V_o(V)$	$I_o(A)$	THD
空载	0	0	700	220.4	0	0.37%
阻性	1002.3	1002.3	700	220.2	4.6	0.22%
整流性	1028.5	565.4	700	220.3	4.7	0.64%

图 3.6 和图 3.7 分别为阻性负载条件下输出电压的外特性和 THD 随负载变化的曲线。每个图的两条曲线分别对应采用双闭环控制和采用复合控制的逆变器特性。

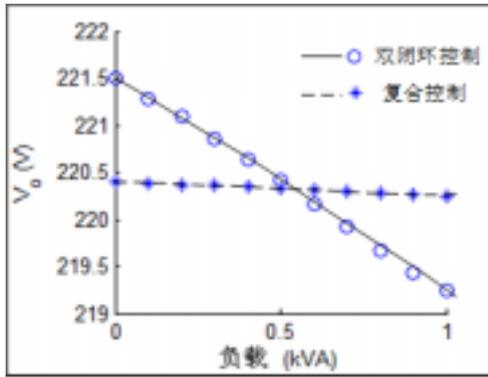


图 3.6 阻性负载条件下逆变器外特性

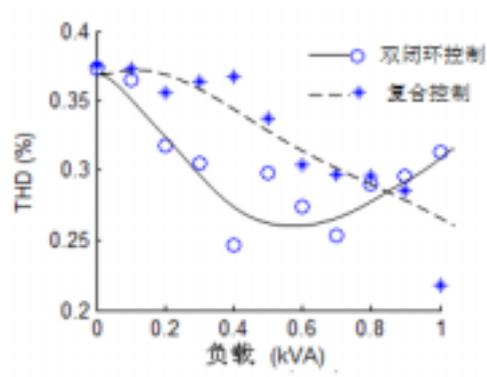


图 3.7 阻性负载条件下输出电压的 THD

图 3.8 和图 3.9 分别为整流性负载条件下输出电压的外特性和 THD 随负载变化的曲线。同上，每个图的两条曲线分别对应单独采用双闭环控制和采用复合控制的逆变器特性。

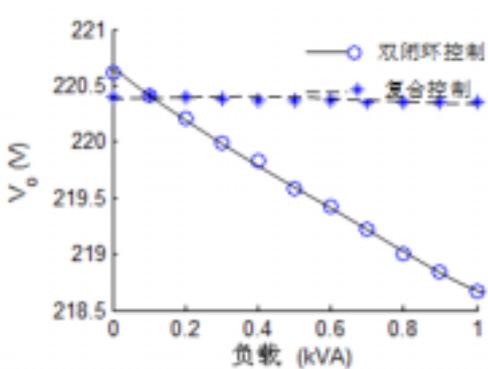


图 3.8 整流性负载条件下逆变器外特性

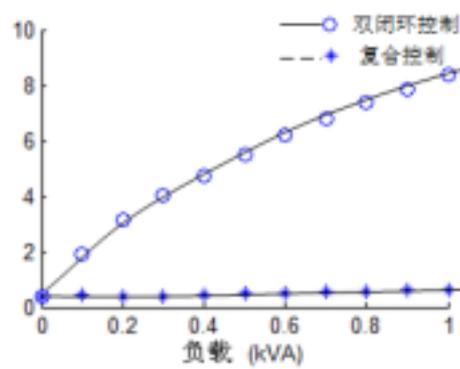


图 3.9 整流性负载条件下输出电压的 THD

通过图 3.6、图 3.8 中曲线的比较，很明显的看出采用复合控制方法以后，逆变器的外特性较双闭环控制有了很大的改善。图 3.7、图 3.9 表明复合控制方法空载和带载时波形质量都有明显提高。

#### 3.4 本章小节

本章首先简单介绍了重复控制理论，研究了重复控制的稳定性、误差收敛性以及重复控制的参数设计方法；提出了重复控制加双闭环控制技术的复合控制技术，通过仿真验证了重复控制能够提高系统的稳态特性和带整流性负载的能力等特性，从而进一步验证了复合控制的相关理论分析。

## 第四章 中点电位平衡控制

第一章分析了 TL-HB 逆变器和普通的两电平逆变器相比具有 :可使用耐压较低功率开关器件输出较高的电压 ;输出电压波形 THD 小 ;输出电压  $dv/dt$  相对较低 ,器件封装绝缘和负载绝缘要求降低 ,电磁干扰较小等优点。二极管箝位型三电平逆变器又由于结构简单 ,控制容易实现 ,已经逐渐成为多电平逆变器的主流<sup>[15,52-54]</sup>。然而中点电位不平衡的问题 ,是三电平逆变器存在的固有问题 ,直接影响了系统的性能和输出电压的品质。

中点电位不平衡问题的存在 ,主要会导致两大问题 :一是加剧交流输出电压的畸变 ,形成偶次电流谐波 ;二是会造成开关器件关断时承受的电压不一致 ,严重时会导致开关器件损坏。而且电流偶次谐波的影响会产生累积效应 ,加剧电位不平衡的程度<sup>[53]</sup>。因此 ,三电平逆变器的中点电位必需加以控制。

### 4.1 TL-HB 逆变器中点电位不平衡分析

本文采用的 TL-HB 逆变器电路原理图如图 4.1 所示 ,图中  $i_{c1}$ 、 $i_{c2}$  分别为电容  $C_1$ 、 $C_2$  的电流 , $i_m$  为电容中点电流 , $i_L$  为电感电流 ,参考方向如图所示。

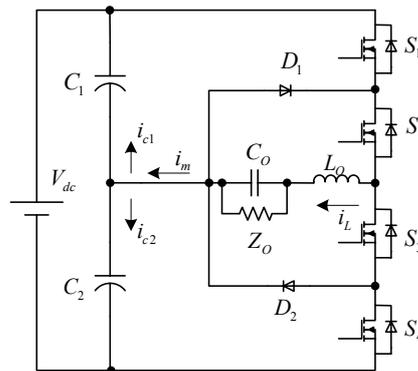


图 4.1 TL-HB 逆变器原理图

导致中点电位不平衡的原因很多 ,主要原因有 :TL-HB 电路本身结构存在中点电位不一定能够自然均衡的固有原因 ;直流侧分压电压电容、功率开关管、二极管以及驱动电路等相关元器件特性的差异 ;负载的大小变化及负载自身平衡程度等。

#### 4.1.1 电感电流对 TL-HB 逆变器中点电位的影响

本节分析电感电流对中点电位的影响,假定 TL-HB 逆变器工作在理想状态,即既不考虑器件杂散性对系统的影响,也不考虑控制信号、负载的不对称性等其它因素的影响。在此条件下,逆变桥输出  $V_{AB}$  为严格对称且按照正弦调制的矩形脉冲,电感电流  $i_L$  假定为理想的正弦波形,表达形式为:

$$i_L = I_L \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (4-1)$$

其中  $\theta$  为系统开启时电感电流的初始相位角,取决于系统开启时电压参考波形的相位角。

TL-HB 逆变器桥臂电压  $V_{AB}$  有  $+V_{dc}/2$ 、 $-V_{dc}/2$ 、 $0$  三个模态,这三个模态中  $i_m$  与  $i_L$  的关系为:当  $V_{AB}=0$  时,  $i_m=0$ ;当  $V_{AB}=\pm V_{dc}/2$  时,  $i_m=i_L$ 。

中点电位波动只有在中点与外界存在能量交换时,即  $i_m \neq 0$  时才会发生。由于假定系统工作在理想条件下,因此通过以上的分析,可以认为:

$$i_m = k_{lm} \cdot i_L \quad (4-2)$$

其中  $k_{lm}=i_m/i_L$ , 为等效的  $i_m$  对  $i_L$  的比例系数<sup>[53]</sup>。

根据基尔霍夫定律,对图 4.1 进行分析,可以得出:

$$V_{dc} = V_{C1} + V_{C2} \quad (4-3)$$

$$i_m = i_{C1} + i_{C2} \quad (4-4)$$

又因为系统参数理想,所以:

$$C_1 = C_2 \quad (4-5)$$

$$V_{C10} = V_{C20} = \frac{1}{2} V_{dc} \quad (4-6)$$

其中  $V_{C10}$ 、 $V_{C20}$  为电容  $C_1$ 、 $C_2$  电压的初值。同时:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{C10} - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1} dt \\ V_{C2} = V_{C20} + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_{C2} dt \end{cases} \quad (4-7)$$

根据式(4-1)~(4-7)可以得出:

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{1}{2} i_m = \frac{1}{2} k_{lm} I_L \sin(\omega t + \theta) \quad (4-8)$$

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{k_{lm}I_L}{2\omega C_1} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] \\ V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{k_{lm}I_L}{2\omega C_2} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] \end{cases} \quad (4-9)$$

观察式(4-9)可以发现，稳态时直流侧电容电压值与系统开启时电感电流的相位角  $\theta$  有着密切的关系，不同的  $\theta$  值对应着不同的电容电压值。根据式(4-9)可以绘制出  $\theta=0$ 、 $\pi/2$ 、 $\pi$  时电容  $C_1$ 、 $C_2$  的电压  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$  与电感电流  $i_L$  的波形如图 4.2 所示。

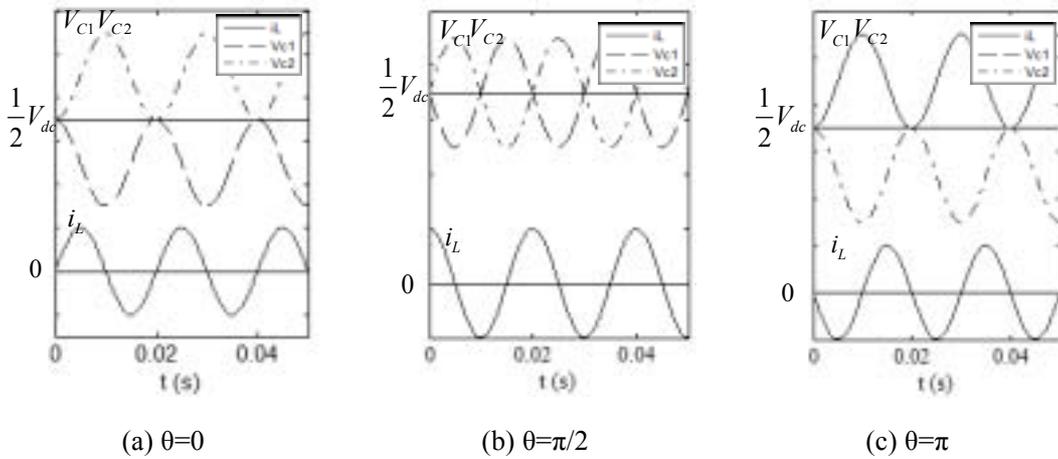


图 4.2 输入侧电容电压波形与  $i_L$  初始相位角  $\theta$  的关系

根据式(4-9)还可以得出：

$$\Delta V_C = V_{C1} - V_{C2} = \frac{k_{lm}I_L}{\omega C} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] \quad (4-10)$$

$$\begin{cases} \bar{V}_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{k_{lm}I_L}{4\omega C_1} \cos(\theta) \\ \bar{V}_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{k_{lm}I_L}{4\omega C_2} \cos(\theta) \end{cases} \quad (4-11)$$

$$|\Delta \bar{V}_C| = \left| -\frac{k_{lm}I_L}{2\omega C} \cos(\theta) \right| \quad (4-12)$$

其中  $C_1=C_2=C$ 。式(4-10)表明了电容电压波动频率与输出电压相同。式(4-12)表明了电容电压稳态偏移量与电感电流初始相位之间的关系。当  $\theta=0$  或者  $\pi$  时，电容电压偏移量达到最大值，当  $\theta=\pi/2$  或者  $\theta=3\pi/2$  时，电容电压偏移量为零。因此在设计系统时应尽量使系统开启时刻的电感电流相位角初始值为  $\pi/2$ 、 $3\pi/2$

或者相近的值。然而，由于系统开机时刻电路的状态是随机的，而且电感电流不能突变，所以即使是数字控制，也很难将电感电流的相位精确地设定在  $\pi/2$ 、 $3\pi/2$  [53]。

#### 4.1.2 负载对 midpoint 电位的影响

由图 4.1 可以观察到负载电流是电感电流的一部分，负载电流的变化直接影响到电感电流的变化。4.1.1 的分析，得出理想条件下电容电压与电感电流的关系。负载大小对于 midpoint 电位的影响主要可以分为：负载大小对电容电压波动的影响和负载对称性对电容电压偏移的影响两个方面。

通过对式(4-9)~(4-12)研究，可以清晰地得出负载大小对于电容电压波动的影响为：当直流侧分压电容  $C_1$ 、 $C_2$  参数确定，负载越重，电容电压波动越大；负载越轻，电容电压波动越小。

当负载发生正负半周不对称时， $i_o$  存在直流分量，导致  $i_L$  也存在直流分量  $i_{Ldc}$ ，根据式(4-8)修正电容电流的表达式为：

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{1}{2}i_m = \frac{1}{2}k_{lm}[I_L \sin(\omega t + \theta) + i_{Ldc}] \quad (4-13)$$

将式(4-13)代入式(4-7)得到  $C_1$ 、 $C_2$  的电压表达式为：

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{k_{lm}I_L}{2\omega C_1}[\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] - \frac{1}{2C_1}k_{lm}i_{Ldc}t \\ V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{k_{lm}I_L}{2\omega C_2}[\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] + \frac{1}{2C_2}k_{lm}i_{Ldc}t \end{cases} \quad (4-14)$$

$$|\Delta \bar{V}_C| = \left| -\frac{k_{lm}I_L}{2\omega C} \cos(\theta) - \frac{1}{C}k_{lm}i_{Ldc}t \right| \quad (4-15)$$

通过式(4-14)、(4-15)可以清晰地看出负载的不平衡对电容电压平衡的影响。当电感电流的直流分量  $i_{Ldc} > 0$ ，midpoint 电位随时间增加而升高；当电感电流的直流分量  $i_{Ldc} < 0$ ，midpoint 电位随时间增加而降低。

如果在系统工作期间  $i_{Ldc} > 0$ ，且一直存在，或者  $i_{Ldc} < 0$ ，且一直存在。那么，如果不考虑  $\theta$  对  $|\Delta \bar{V}_C|$  的影响， $|\Delta \bar{V}_C|$  总是随时间增加而增加，即电容电压的偏差将越来越大，最终可能导致系统不能正常工作。

### 4.1.3 元器件杂散性对 midpoint 电位的影响

中点电位的不平衡，元器件的杂散性（即元器件的一致性）也是一个重要的因素，而且这个因素很难从根本上得以解决，尤其是像电容器这样的元器件的生产工艺就决定了其不可能有高度的一致性。

通过以上分析，可以发现电容的大小直接影响电容电压的平衡。当  $C_1 > C_2$ ， $V_{C10} < V_{C20}$ ；反之， $V_{C10} > V_{C20}$ 。

根据式(4-9)可以推出电容电压波动幅值为：

$$|\Delta V_{C1}| = |V_{C1\max} - V_{C2\min}| = \left| \frac{k_{lm} I_L}{\omega C_1} \right| \quad (4-16)$$

$$|\Delta V_{C2}| = |V_{C2\max} - V_{C1\min}| = \left| \frac{k_{lm} I_L}{\omega C_2} \right| \quad (4-17)$$

式(4-16)、(4-17)表明，当  $C_1 > C_2$ ， $|\Delta V_{C1}| < |\Delta V_{C2}|$ ；反之， $|\Delta V_{C1}| > |\Delta V_{C2}|$ 。当  $C_1$ 、 $C_2$  差异较大时，直流母线一侧波动过大，会造成系统输出低次谐波、THD 增加，影响输出质量。

设开关管  $S_1 \sim S_4$  的导通电阻分别为  $r_{s1} \sim r_{s4}$ ，当中点电流  $i_m \neq 0$  时，电路的等效工作模式如图 4.3 所示。

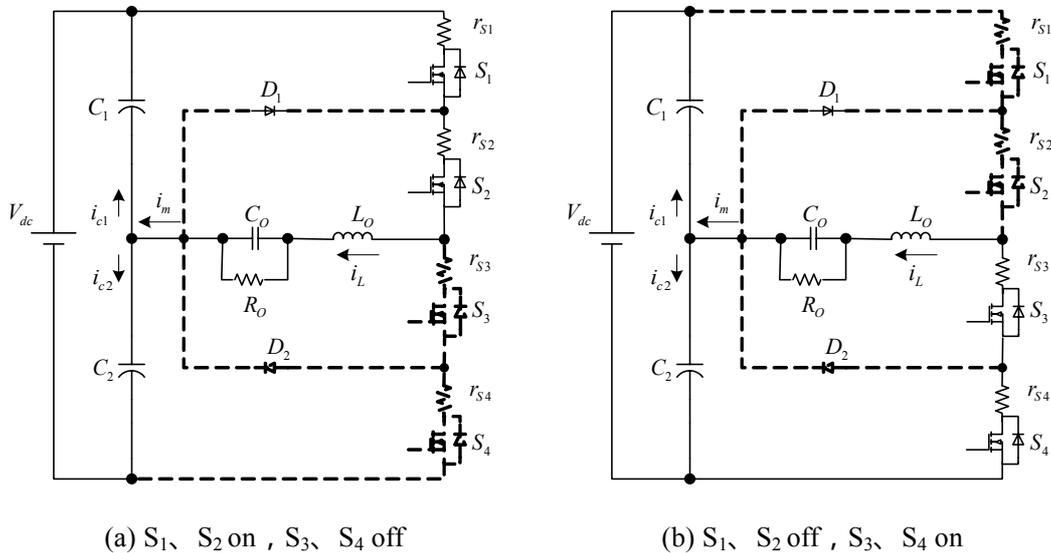


图 4.3 考虑开关管等效电阻时的 TL-HB 逆变器工作模式

图(4-3)中虚线表示没有工作电流。当  $S_1$ 、 $S_2$  导通时  $r_{s1}$ 、 $r_{s2}$  参与工作，此时它们等效为串联在系统环路中的负载；同理，当  $S_3$ 、 $S_4$  导通时， $r_{s3}$ 、 $r_{s4}$  参与工作，等效为串联在系统环路中的负载。如  $r_{s1}$ 、 $r_{s2}$ 、 $r_{s3}$ 、 $r_{s4}$  参数不一致，且  $r_{s1} + r_{s2}$

$\neq r_{s3} + r_{s4}$  时, 相当于系统的负载始终处于不平衡状态, 从而会导致系统中点电位的偏移。

#### 4.2 中点电位平衡控制技术

研究 TL-HB 逆变器中点电位平衡控制是 TL-HB 逆变器控制研究的主要内容之一。文献[57]提出了采用硬件电路进行前端控制实现中点电位均衡的措施, 该设计能够比较好地实现中点电位的平衡, 但是增加了系统的成本和损耗, 并且增加了系统的体积、重量。文献[57]-[64]分析了三电平或者多电平二极管箝位型逆变器的直流侧电容中点电位的不平衡原因, 并且提出了各种控制方法。但是这些控制方法是针对三相逆变器提出的, 其中很多由于条件的限制在单相逆变器上并不适用。文献[55]提出了采用电容电压前馈方法实现中点电位平衡, 文献[64]提出了一种基于调制波反馈的中点电位平衡控制方法。本文系统设计中由于采用了重复控制以及存在偏磁校正环节等原因, 这两种方法也不能产生良好的效果。为此本文提出了一种将电容电压差值注入电压基准解决中点电位平衡控制的方法。

带有中点电位平衡控制的 TL-HB 逆变器双闭环控制框图如图 4.4 所示。

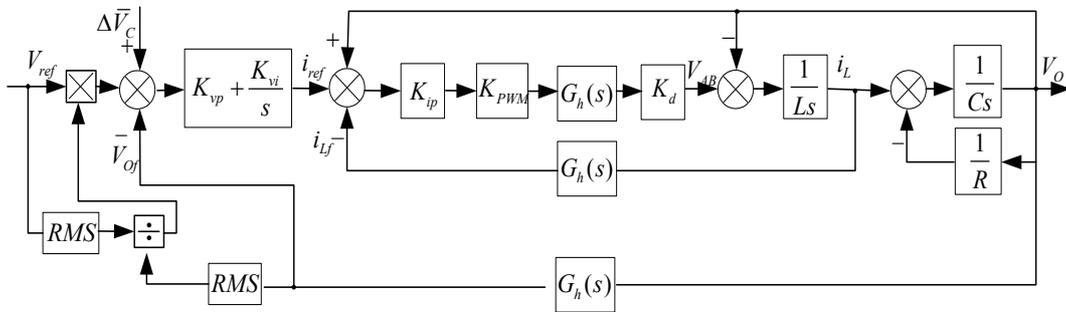


图 4.4 带中点电位平衡控制的双闭环 TL-HB 逆变器控制框图

根据式(4-15), 可以发现: 当  $\Delta \bar{V}_C > 0$  时, 只要在电感电流中注入  $i_{Ldc}$ , 并且使  $i_{Ldc} > 0$ , 就能够调整  $\Delta \bar{V}_C$ , 使之减小并趋近 0; 当  $\Delta \bar{V}_C < 0$  时, 只要在电感电流中注入  $i_{Ldc}$ , 并且使  $i_{Ldc} < 0$ , 就能够调整  $\Delta \bar{V}_C$ , 使之减小并趋近 0。由以上分析发现, 注入的电感电流直流分量  $i_{Ldc}$  的符号与  $\Delta \bar{V}_C$  一致, 并且式(4-15)表明中点电位调整的幅度与注入的直流分量的幅值成线性关系。为此, 可以将电容电压偏差前馈到电流环路解决中点电位平衡的问题<sup>[55]</sup>。但是, 由于系统电压环路采用了 PI 控制, 因此在电流环注入的电容电压差值信号, 受到了系统的抑制, 并



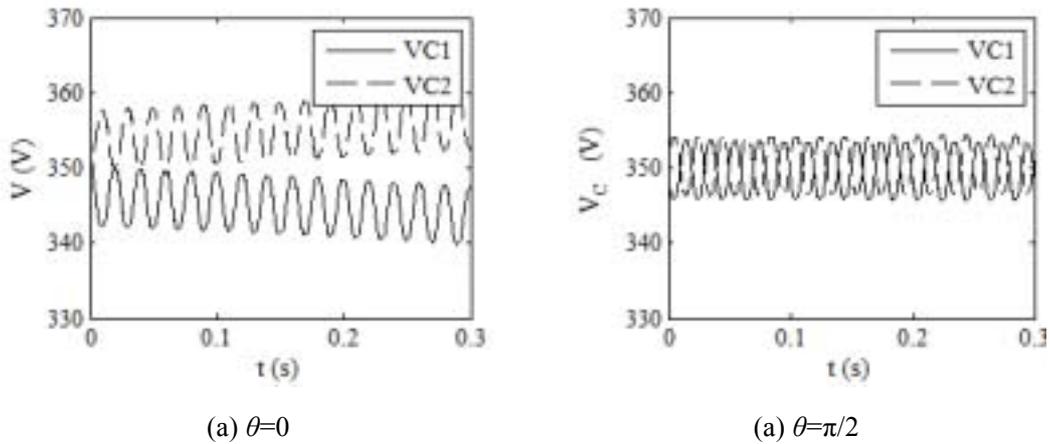
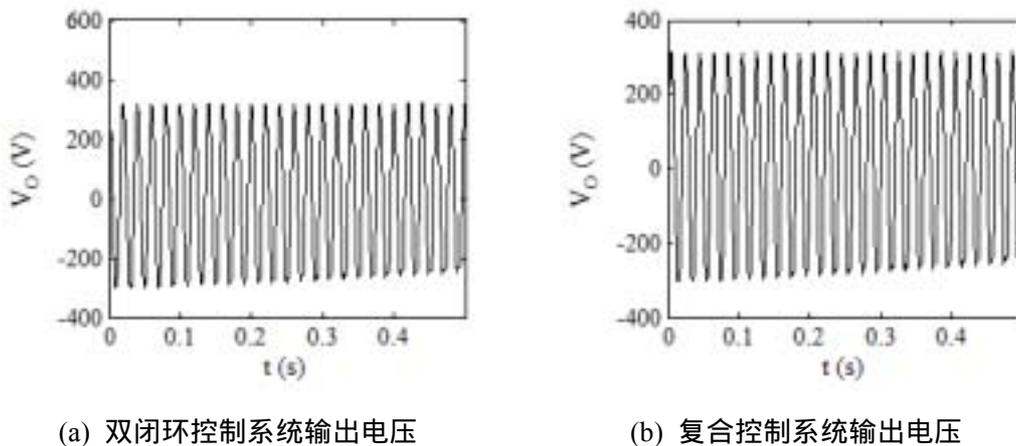


图 4.6 不同  $\theta$  值时的电容电压波形

图 4.6(a)、(b)的仿真波形和以上的理论分析一致，验证了以上分析的正确性。并且可以发现如果  $\theta \neq k \cdot \pi/2$  ( $k=1、2、\dots$ ， $k$  为自然数)，电容电压差值在系统开始工作后逐渐变大，将导致系统不能正常工作。

#### 4.3.2 不带中点电位平衡控制的系统仿真

图 4.7 为无中点电位平衡控制的双闭环控制 TL-HB 逆变器和复合控制 TL-HB 逆变器的输入侧电容  $C_1$ 、 $C_2$  电压  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$  和输出电压  $V_o$  的仿真波形。仿真条件：电容电压初始值  $V_{C10}=400V$ ， $V_{C20}=300V$ ，输入侧电容  $C_1=C_2=2000\mu F$ ，输入直流母线电压  $V_{dc}=700V$ ，输出电压  $V_o=220VAC$ ，输出频率  $f_o=50Hz$ ，阻性负载  $1kW$ 。



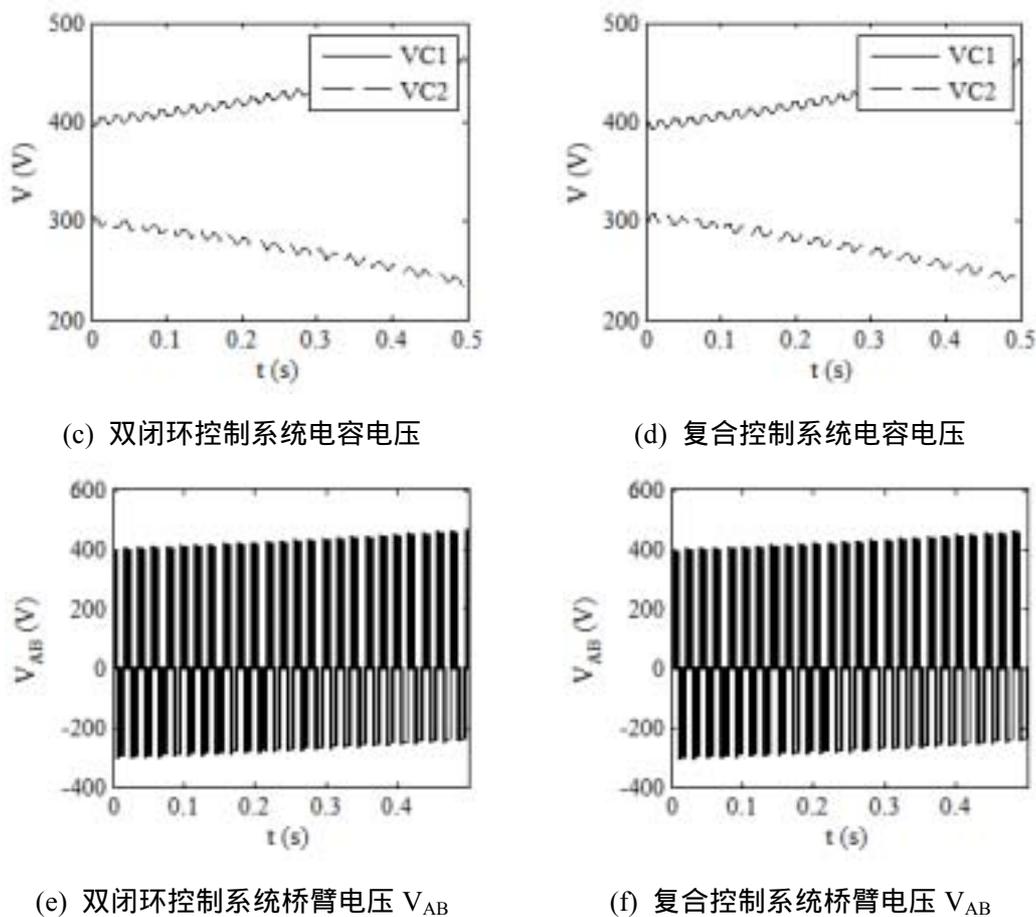
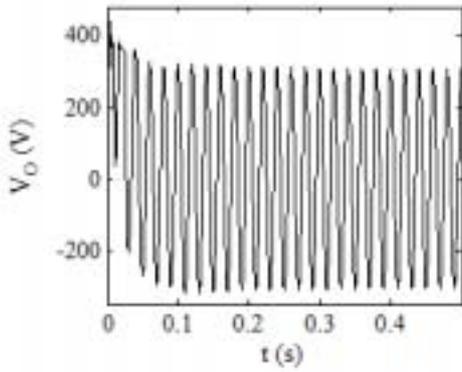


图 4.7 不带中点电位平衡控制的系统仿真波形

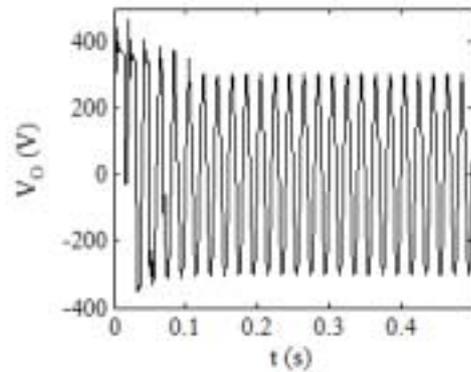
图 4.7 可以看出，输入侧电容电压初始值不相等时，系统不能实现其电压的自动均衡，并且电容电压差值逐渐变大，输出电压严重畸变，系统不能够正常工作，和前面的分析完全一致。因此，中点电位平衡控制的研究对于 TL-HB 逆变器的研究具有重要的意义。

#### 4.3.3 带中点电位平衡控制的系统仿真

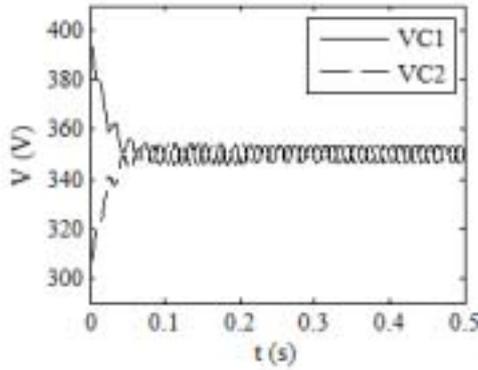
图 4.8 为带中点电位平衡控制的双闭环控制 TL-HB 逆变器和复合控制 TL-HB 逆变器的输入侧电容  $C_1$ 、 $C_2$  电压  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$  和输出电压  $V_o$  的仿真波形。仿真条件：电容电压初始值  $V_{C10}=400\text{V}$ ， $V_{C20}=300\text{V}$ ，输入侧电容  $C_1=C_2=2000\mu\text{F}$ ，输入直流母线电压  $V_{dc}=700\text{V}$ ，输出电压  $V_o=220\text{VAC}$ ，输出频率  $f_o=50\text{Hz}$ ，阻性负载  $1\text{kW}$ 。



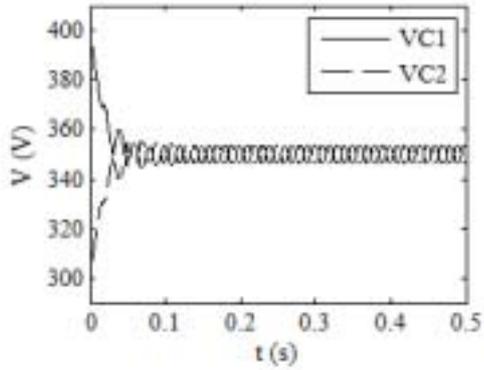
(a) 双闭环控制系统输出电压



(b) 复合控制系统输出电压



(c) 双闭环控制系统电容电压



(d) 复合控制系统电容电压

图 4.8 带中点电位平衡控制的系统仿真波形

图 4.8 的可以看出电容电压在  $t=0.06s$  前就已经实现了均衡，表明本文提出的中点电位平衡控制策略效果明显。

#### 4.4 本章小结

本章就二极管箝位型 TL-HB 逆变器电容中点电位不平衡的原因以及中点电位平衡控制方法展开相关分析和讨论，并提出了 TL-HB 逆变器中点电位平衡的控制方法。通过仿真验证了中点电位不平衡的相关理论分析，以及本文提出的中点电位平衡控制方法的可行性。

## 第五章 样机设计及实验与分析

以前面几章研究的内容为基础,本章完成了 TL-HB 逆变器样机的设计与实验。此处设计的 TL-HB 逆变器样机在第四章研究的基础上分别验证了第二章和第三章研究的逆变器控制方法。

### 5.1 总体设计

本文样机基于以 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320LF2407 为处理器的逆变器控制平台,以 TL-HB 为主电路架构,其系统设计框图如图 5.1 所示。

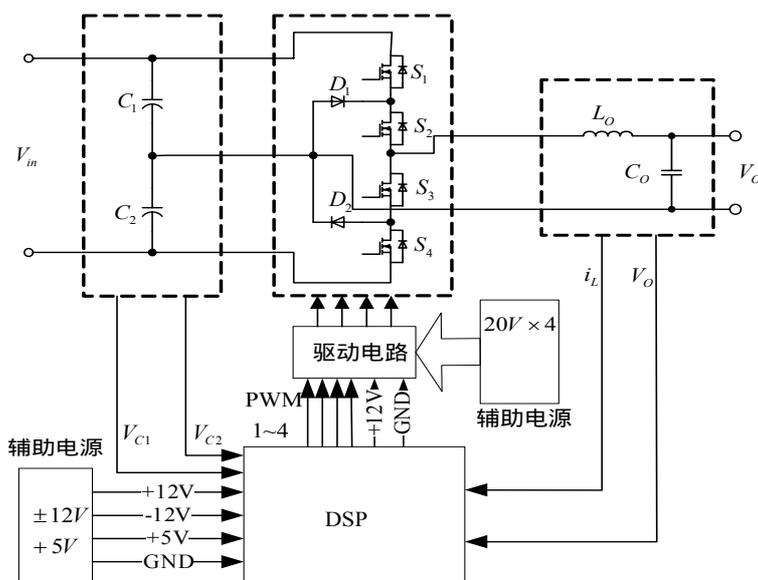


图 5.1 TL-HB 逆变器系统框图

如图 5.1,系统结构分为主功率电路、采样电路、驱动电路、辅助电源、数字控制平台和控制程序等多个部分。

### 5.2 主功率电路

电路采用二极管箝位型 TL-HB 逆变拓扑,结构如图 2.1 所示,样机参数为:  
 输入电压  $V_{in}$ :  $610 \pm 20$  V DC  
 输出电压  $V_o$ :  $200 \pm 1\%$  V AC

输出频率  $f_o$  : 50Hz

输出容量  $S$  : 600VA

### 5.2.1 输入分压电容

直流母线电容起到储存能量，保证逆变模块为电压源特性的作用。基本的直流母线电容容量应满足式(5-1)：

$$C \geq \frac{\Delta Q}{\Delta V_{in}} \quad (5-1)$$

其中  $\Delta Q$  指电容充放电电荷量， $\Delta V_{in}$  指输入电容电压波动大小。本文设计的样机为单相 TL-HB 逆变器，直流侧电压经由三相交流市电整流得到，那么  $\Delta Q$  最大值计算公式如下：

$$\Delta Q = \int_{\frac{1}{4f_o} - \frac{1}{2}[\arcsin(\frac{V_{in} - \Delta V_{in}}{V_{in}} - \frac{1}{12f_o})]}^{\frac{1}{4f_o} + \frac{1}{2}[\arcsin(\frac{V_{in} - \Delta V_{in}}{V_{in}} - \frac{1}{12f_o})]} t \cdot I_L \sin \omega t dt \quad (5-2)$$

$I_L$  为逆变器电感电流有效值， $f_o$  为基波频率，由式(5-1)和式(5-2)可以得出在母线允许波动  $\pm 20V$  时的电容值为  $885\mu F$ 。本文选用 4 只耐压  $450V1000\mu F$  的电容按 2 只并联后分别实现输入电容  $C_1$ 、 $C_2$ ，再串联的结构实现  $1000\mu F$  的输入电容。

### 5.2.2 功率开关管和箝位二极管

由主逆变器的结构可知，其开关管  $S_1 \sim S_4$  承受电压为  $V_{in}/2=310V$ ，考虑 1.5 倍的裕量，选用开关管的耐压为  $500V$ 。在输出额定电流时，开关管的电流值大小与电感电流等同，为： $|\mathcal{I}_L| = |\mathcal{I}_o + \mathcal{I}_c| = 4.76A$ 。考虑电感上电流波动，取 25%，开关管电流峰值为  $I_{Lp}=7.57A$ ，考虑 1.5 倍的裕量，开关管的电流幅值为  $11.36A$ 。根据计算选取功率 MOSFET 管 IRFP460，其耐压为  $500V$ ，额定电流  $20A$ 。而箝位二极管承受的电压与开关管相同，考虑裕量，选取 IXYS 公司的 DSEI30-06A，其耐压为  $600V$ ，额定电流为  $30A$ ，反向恢复时间为  $35ns$ 。

### 5.2.3 输出滤波电感、电容

本文滤波器设计采用  $LC$  滤波器，其截止频率为  $f_c = \sqrt{1/L_o C_o} / 2\pi$ ，特征阻抗  $\rho = \sqrt{L_o / C_o}$ 。滤波器设计一般取  $\rho = (0.5 \sim 0.8) \cdot R_o$ ， $f_c = (0.05 \sim 0.1) \cdot f_s$ 。本文设

计  $R_o=66.7\Omega$   $f_s=30\text{kHz}$  ,取  $\rho=0.5 \cdot R_o$   $f_c=0.05 \cdot f_s$  ,可计算得 : $L_o=2.6\text{mH}$  , $C_o=4.4\mu\text{F}$ 。  
结合仿真效果选取滤波电感  $L_o$  为  $2\text{mH}$  , 滤波电容  $C_o$  为  $20\mu\text{F}$ 。

### 5.3 软件设计

实时控制系统的特点决定了它必须具有快速的响应，为此本文的软件设计采用中断模式。控制软件由一个主程序和一个主中断程序组成：主程序主要用于系统的初始化以及检测开关信号等；主中断程序用于进行逆变器电压、电流调节器的控制、峰值电压检测、峰值电流检测、电容电压检测、保护、偏磁调节、电容电压均压调节等。主中断流程图如图 5.2 所示：

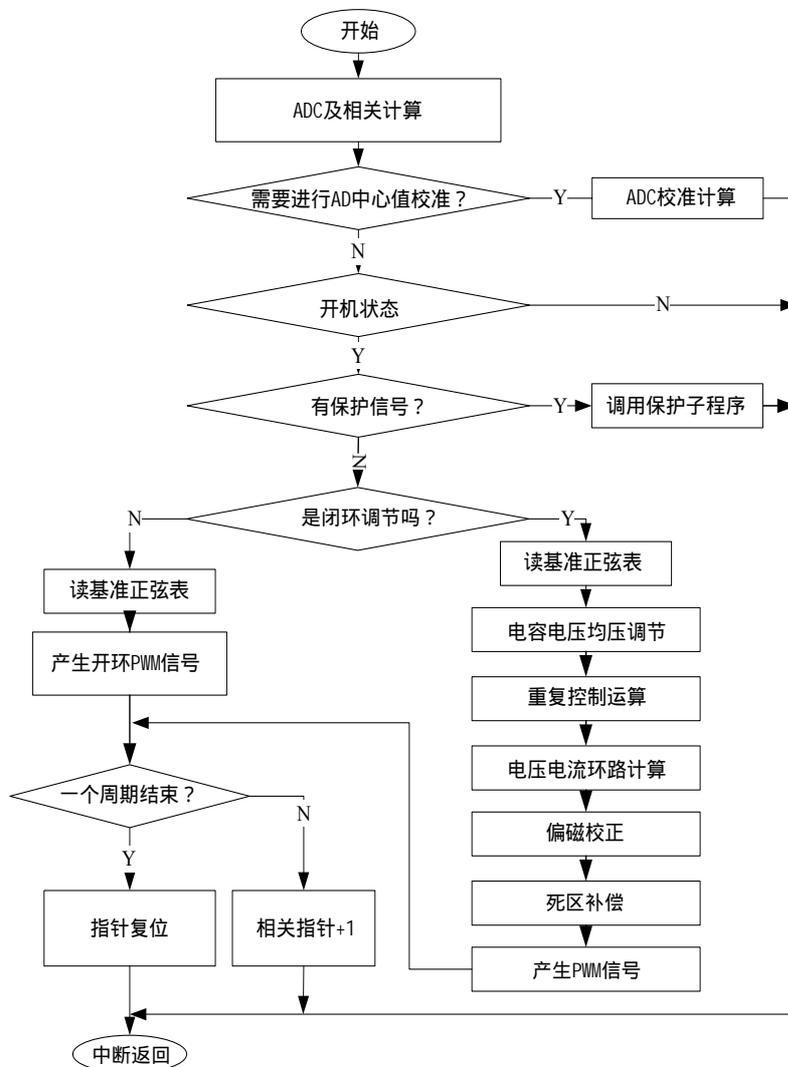
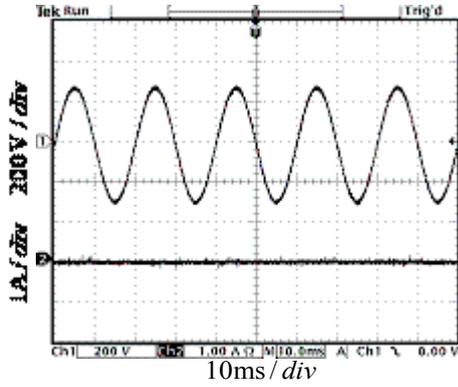


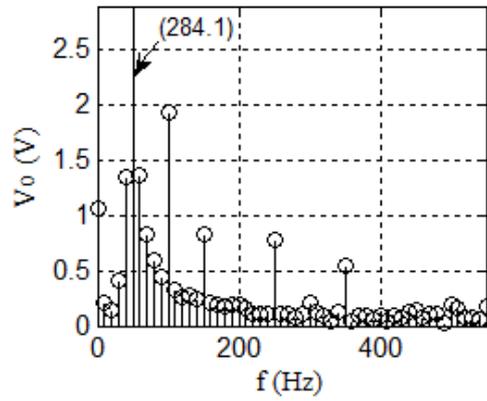
图 5.2 主中断程序流程图

5.4 实验结果与分析

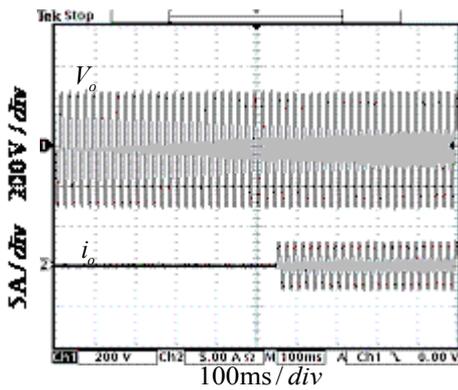
图 5.3 为采用双闭环控制的 TL-HB 逆变器相关实验波形。



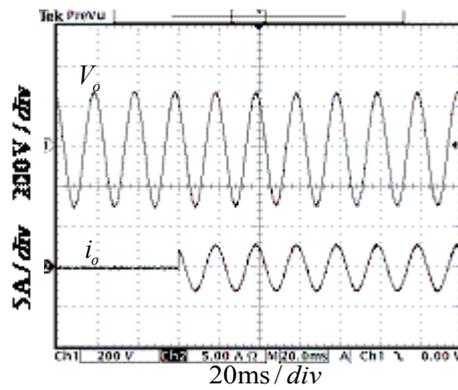
(a) 空载输出电压



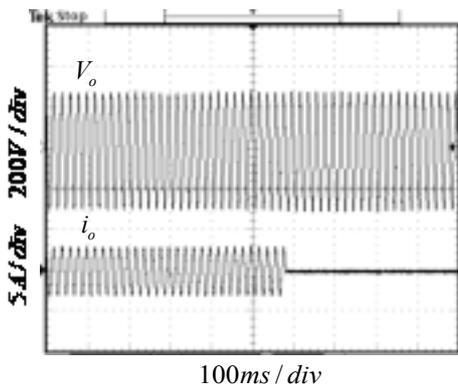
(b) 空载输出电压频谱分布



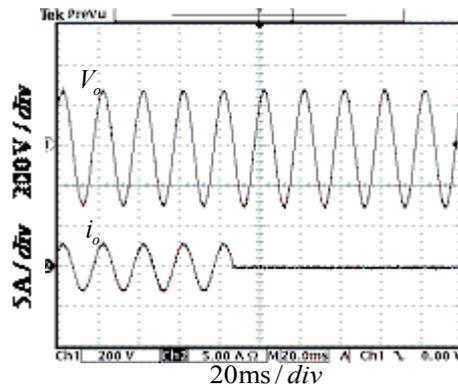
(c) 突加 400W 阻性负载时输出波形



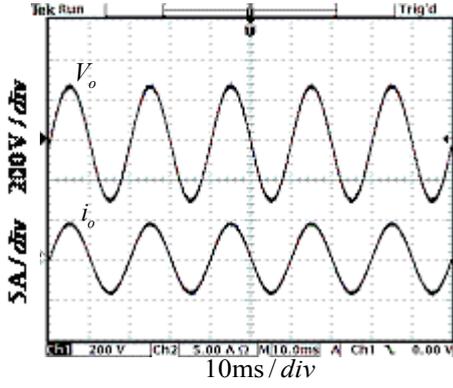
(d) 左图的展开图



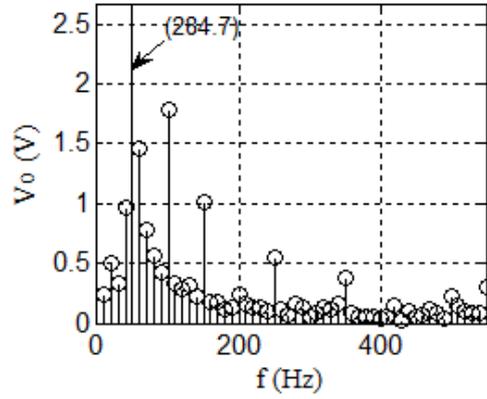
(e) 突卸 400W 阻性负载时输出波形



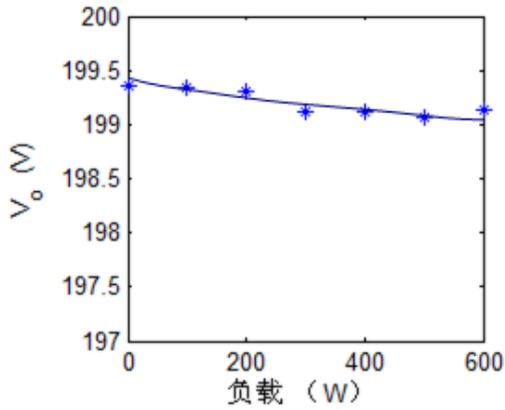
(f) 左图的展开图



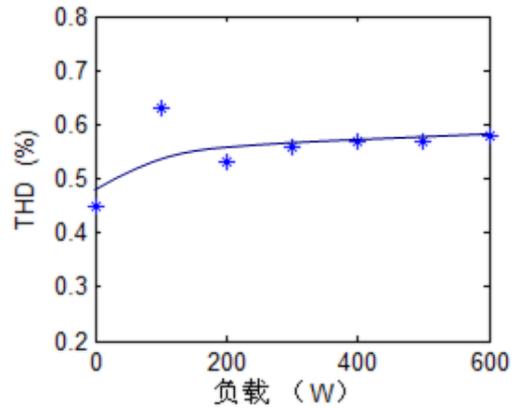
(g) 阻性满载输出波形



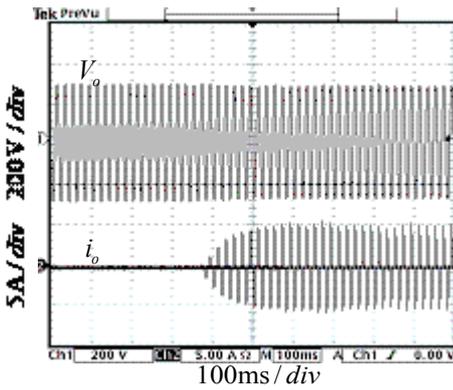
(h) 满载输出电压频谱分布



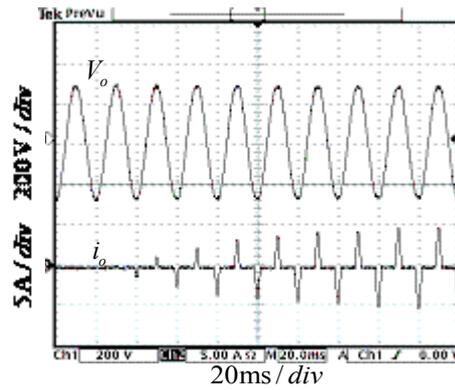
(i) 阻性负载时输出电压外特性



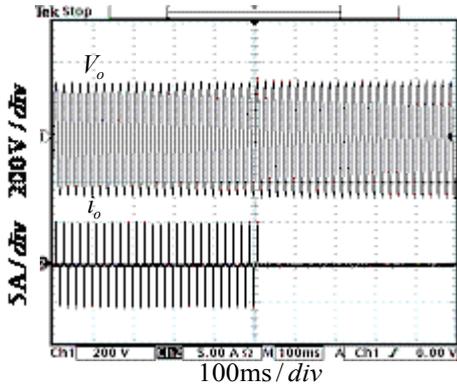
(j) 阻性负载时输出电压 THD 变化波形



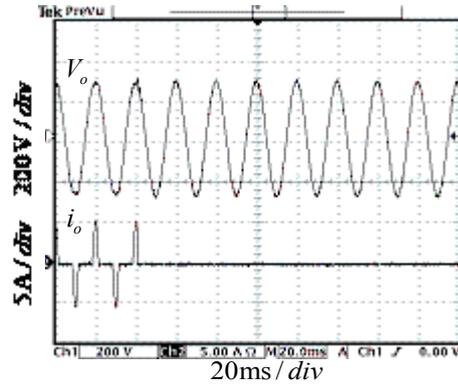
(k) 突加 400VA 整流性负载输出波形



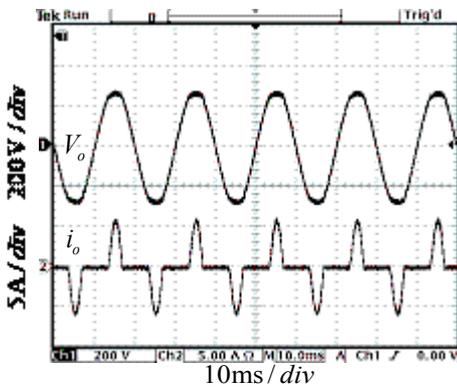
(l) 左图的展开图



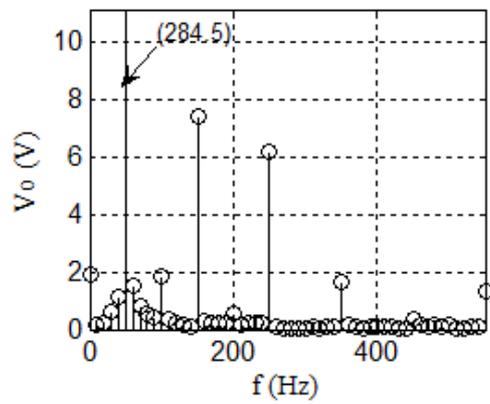
(m) 突卸 400VA 整流性负载时输出波形



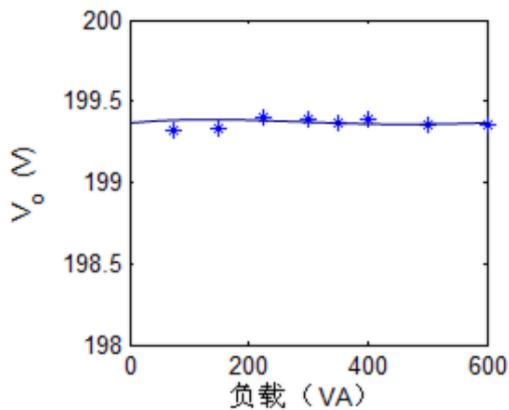
(n) 左图的展开图



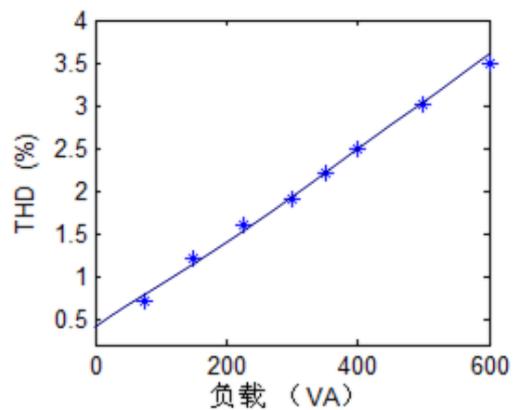
(o) 整流性满载输出波形



(p) 整流性满载输出电压频谱分布



(q) 带整流性负载的输出电压外特性



(r) 带整流性负载的输出电压 THD 变化情况

图 5.3 双闭环控制 TL-HB 逆变器实验波形

(注：1、频谱分布图是应用 Matlab 工具对示波器记录的实验数据分析所得；

2、外特性、THD 随负载变化情况的数据来自功率分析仪记录数据。)

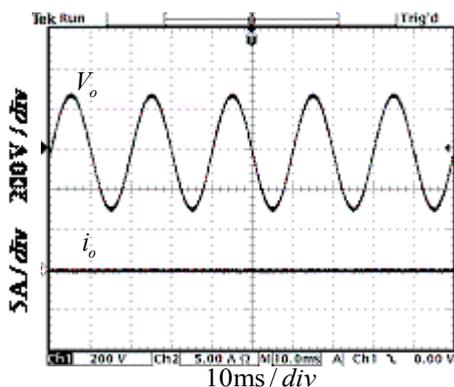
表 5.1 双闭环控制整流性负载条件下输出电压基波及低次谐波含量(V)

$f(\text{Hz})$ $S(\text{VA})$	50	100	150	200	250	300	350	400	450
0	284.10	1.92	0.82	0.20	0.77	0.21	0.55	0.09	0.14
600	284.53	1.86	7.43	0.56	6.18	0.04	1.68	0.10	0.33

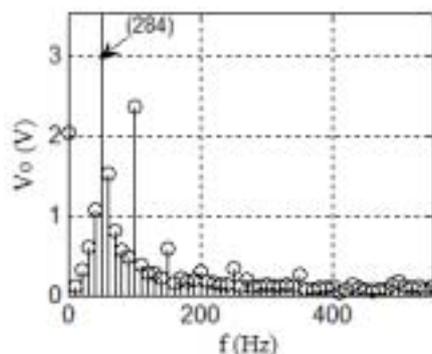
(注：此表数据为示波器记录数据经 Matlab 工具计算所得。)

综合图 5.3 以及表 5.1 的记录来看，采用带有效值调节的双闭环控制时，TL-HB 逆变器空载和带阻性负载时输出电压波形质量较好，THD<1%；外特性较硬，输出电压有效值变化范围<0.5%；突加、突卸负载时表现出的动态特性良好。带整流性负载时，输出电压存在削顶现象，且电压波形畸变随负载的增加明显增大。通过表 5.1 的数据可以发现输出电压中主要谐波成分为奇次谐波。

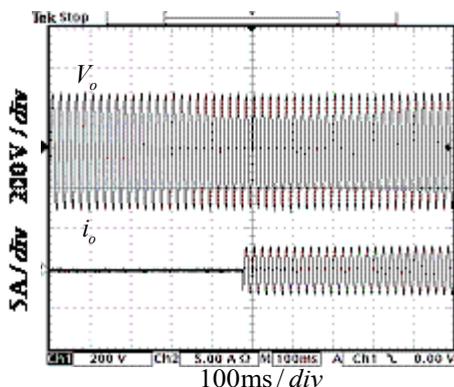
图 5.4 为采用复合控制的 TL-HB 逆变器相关实验波形。



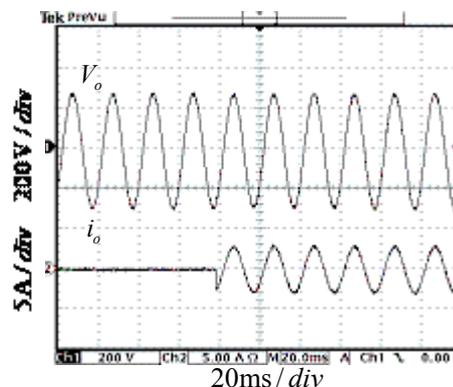
(a) 空载输出波形



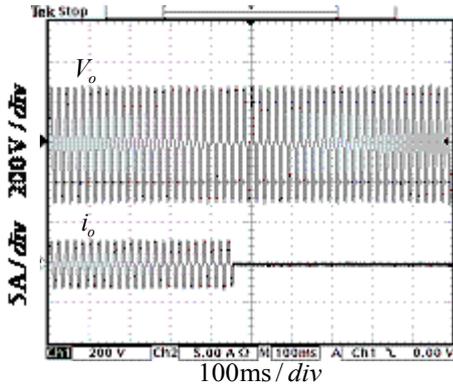
(b) 空载输出电压频谱分布



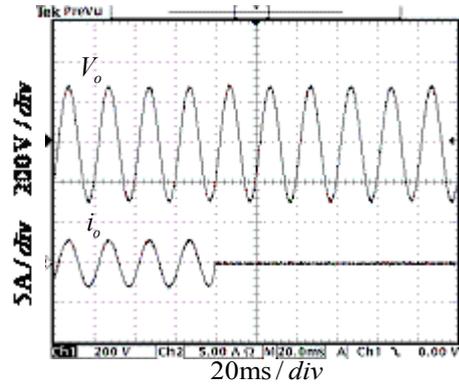
(c) 突加 400W 阻性负载



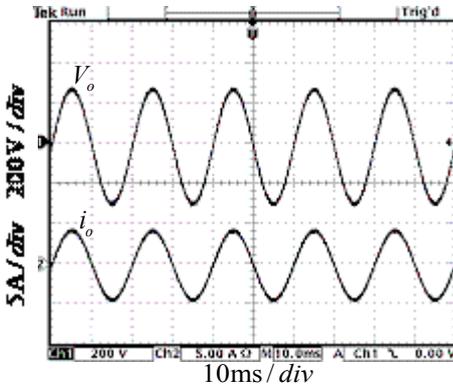
(d) 左图的展开图



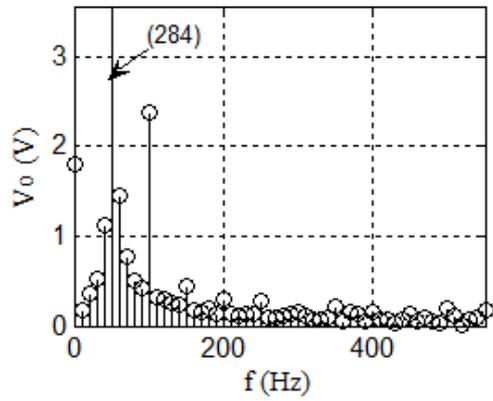
(e) 突卸 400W 阻性负载



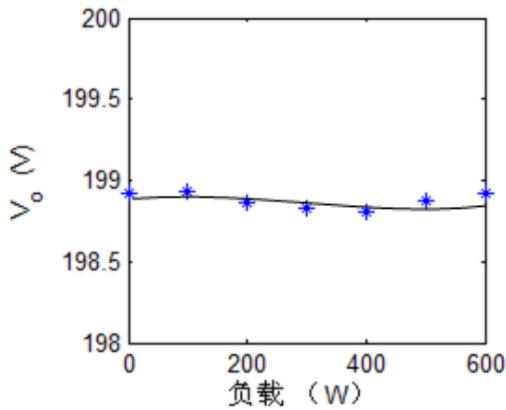
(f) 左图的展开图



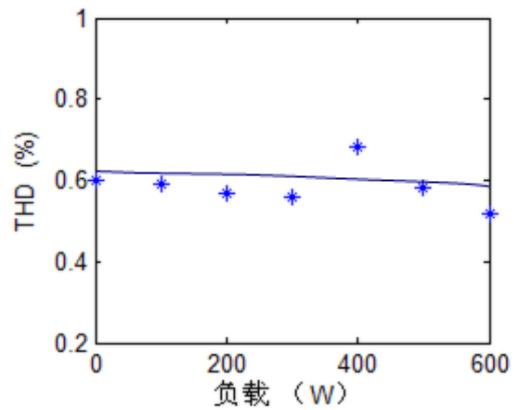
(g) 阻性满载输出波形



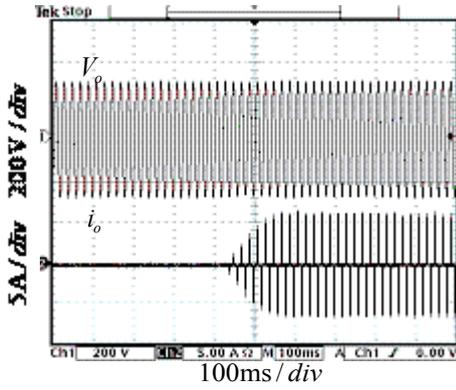
(h) 阻性满载输出电压频谱分布



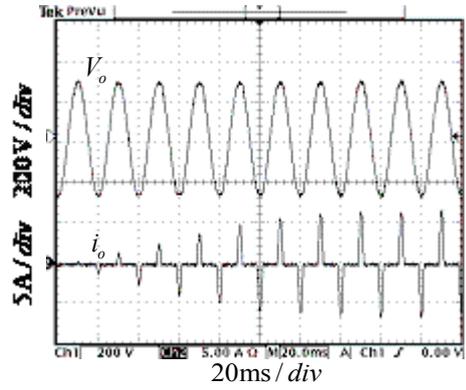
(i) 阻性负载条件下输出电压外特性



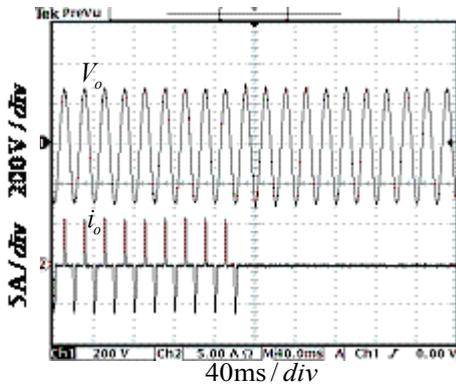
(j) 阻性负载条件下输出电压 THD 变化情况



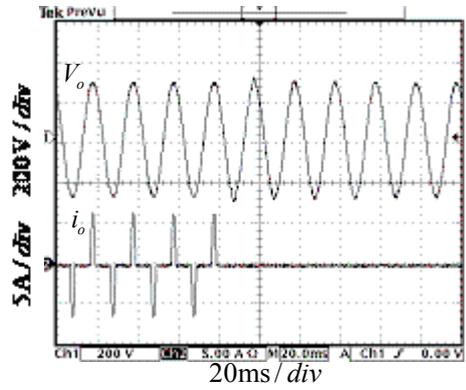
(k) 突加 400VA 整流性负载



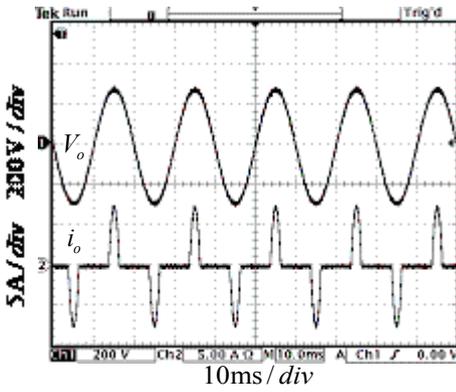
(l) 左图的展开图



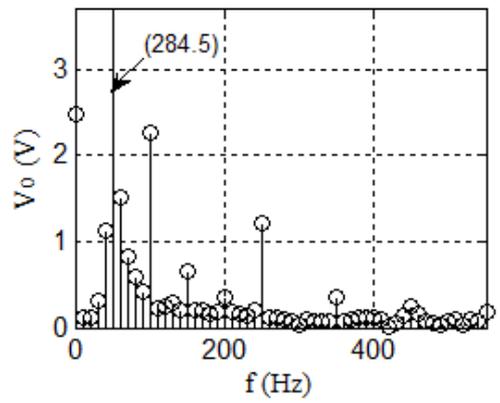
(m) 突卸 400VA 整流性负载



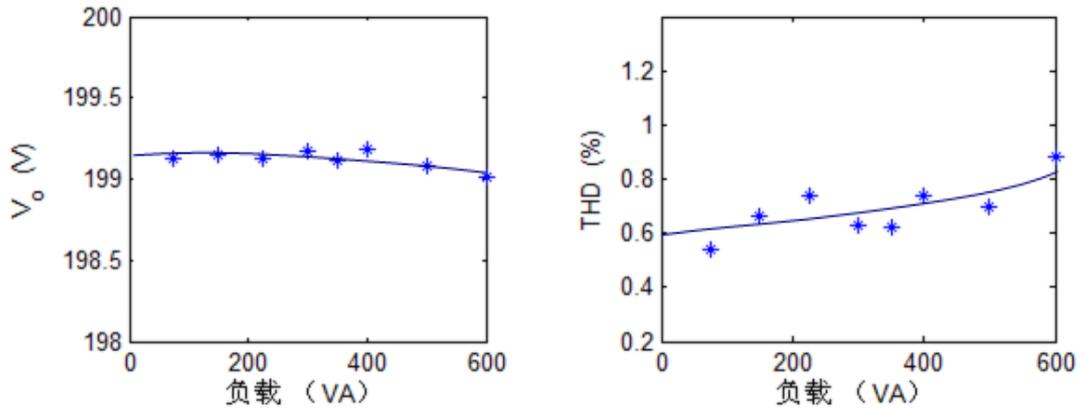
(n) 左图的展开图



(o) 整流性满载输出波形



(p) 整流性满载输出电压频谱分布



(q) 带整流性负载的输出电压外特性 (r)带整流性负载的输出电压 THD 变化情况

图 5.4 复合控制 TL-HB 逆变器实验波形

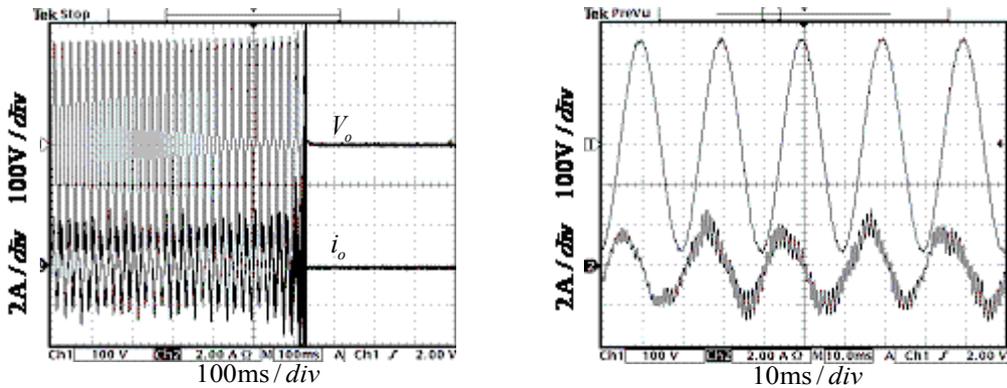
表 5.2 复合控制整流性负载条件下输出电压整基波及低次谐波含量(V)

$f(\text{Hz})$ $S(\text{VA})$	50	100	150	200	250	300	350	400	450
0	284.00	2.36	0.59	0.29	0.35	0.14	0.26	0.11	0.08
600	284.49	2.26	0.66	0.36	1.21	0.03	0.36	0.11	0.24

(注：此表数据为示波器记录数据经 Matlab 工具计算所得。)

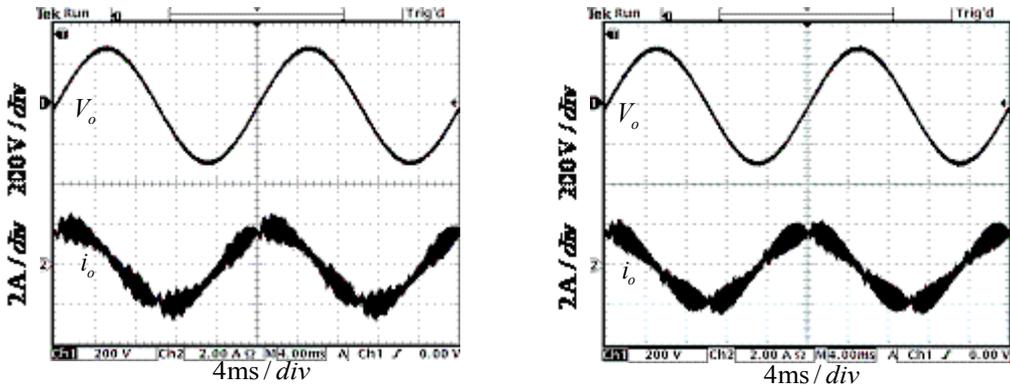
综合图 5.4 以及表 5.2 来看，采用复合控制的 TL-HB 逆变器空载、带阻性负载时输出电压波形质量均较好， $\text{THD} < 1\%$ ；带整流性负载性能得到大幅提高，输出电压波形质量较好，无削顶现象， $\text{THD} < 1\%$ ；逆变器外特性较硬，输出电压有效值变化范围  $< 0.5\%$ ；突加、突卸负载时动态性能良好。

图 5.5 为系统不同 PI 参数条件下的相关实验波形。



(a)  $K_{pi}=8, K_{pv}=0.2, K_{iv}=7290$  时  $V_o$ 、 $i_L$

(b) 左图的展开图

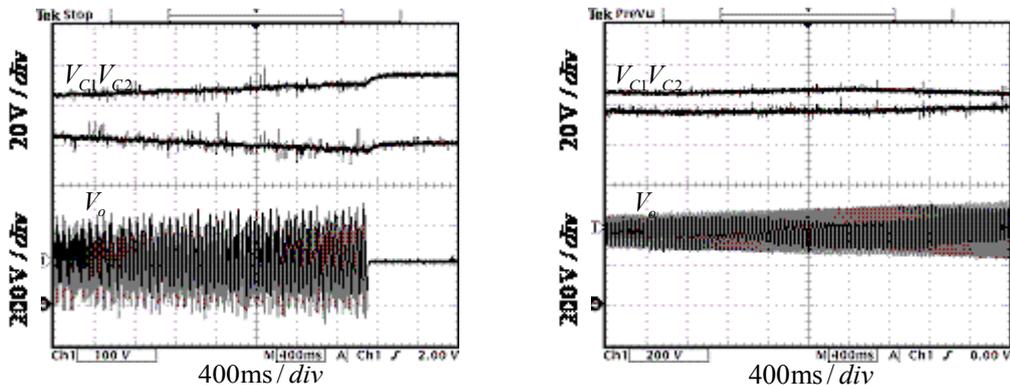


(c)  $K_{pi}=15.8, K_{pv}=0.1, K_{iv}=3690$  时  $V_o, i_L$  (d)  $K_{pi}=21.7, K_{pv}=0.075, K_{iv}=2687$  时  $V_o, i_L$

图 5.5 不同 PI 参数条件下的实验波形

图 5.5(a)、(b)为系统电流环比例系数  $K_{pi}=8, K_{pv}=0.2, K_{iv}=7290$  时的输出电压和电感电流波形，电感电流纹波过大，系统不稳定，开机失败。图 5.5(c)、(d)为系统稳定工作时两组不同控制参数下的输出电压和电感电流波形，通过比较发现图 5.5(d)的电感电流波形纹波更小。由此可以看出，控制参数中的比例系数、积分系数过大时对系统稳定性不利，并且影响输出波形质量。

图 5.6 为不采取中点电位平衡控制以及采用中点电位平衡控制的对比实验波形。



(a) 无中点电位平衡控制时的输出电压及输入侧电容电压波形 (b) 有中点电位平衡控制时的输出电压及输入侧电容电压波形

图 5.6 中点电位平衡控制效果

通过观察图 5.6(a)可以发现，不采用中点电位平衡时，在系统缓启动过程中电容电压差值不断增大，导致系统开机失败；图 5.6(b)则显示系统采用中点

电位平衡控制时，电容电压差值在系统闭环后逐渐减小，系统工作稳定。

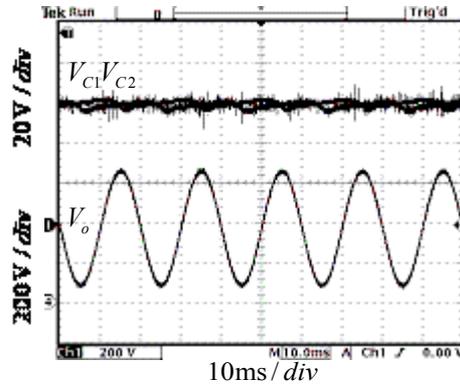


图 5.7 有 midpoint 电位平衡控制时稳态输出波形

图 5.7 为采用 midpoint 电位平衡控制稳态时输入侧电容电压波形以及输出电压波形，其中电容电压平衡效果良好，验证了本文采用的 midpoint 电位平衡控制方法的可行性。

## 5.5 本章小结

本章主要设计了一台 TL-HB 逆变器原理样机，并以此为平台完成了双闭环控制和复合控制的相关实验。给出了双闭环控制和复合控制的 TL-HB 逆变器的相关实验波形和实验数据，通过实验验证了前面各章的相关论点。

## 第六章 全文总结与展望

### 6.1 本文的主要工作

本文着重对基于 DSP 的 TL-HB 逆变器的控制方法进行了研究和分析。主要研究了 TL-HB 逆变器的双闭环控制和基于重复控制和双闭环控制的复合控制方法，研究了中点电位不平衡的机理和中点电位平衡的控制方法，并提出了适合单相 TL-HB 逆变器和 HB 逆变器的中点电位平衡控制方法。所研究的复合控制方法提高了逆变器稳态精度，动态性能，特别是提高了逆变器带整流性负载的能力。

本课题主要做了以下几方面的工作：

(1)分析了双闭环控制逆变器的工作原理和设计方法，并完成了双闭环数字控制逆变器的设计，通过仿真和实验验证了数字双闭环控制方法的可行性。

(2)分析了重复控制的基本原理、稳定性和误差收敛性等性质，提出了基于双闭环控制和重复控制相结合的复合控制技术，并通过仿真和实验验证了这种复合控制方法具有良好的稳态性能和动态性能，并大大提高了逆变器带整流性负载的能力。

(3)分析了 TL-HB 逆变器中点电位不平衡的原因、中点电位不平衡所带来的不良后果以及中点电位平衡的控制方法。并针对带有积分控制和其他具有无静差性质的控制的 TL-HB 逆变器，提出了有效的中点电位平衡控制方法，通过仿真和实验证明了该方法具有良好的中点电位平衡控制效果。

### 6.2 后续研究工作的展望

由于课题时间的限制以及本人专业水平有限等原因，本课题在以下几方面尚需进一步的研究：

(1)由于当前主电路 PCB 设计的不合理导致开关管电压尖峰过大，输入和输出参数没有达到设计指标，有待进一步改进主电路 PCB 的设计，降低电压尖峰，实现原先设计的逆变器指标。

(2)所提出的中点电位平衡控制方法在中点电位平衡控制方面有着良好的

控制效果。在输入侧电容电压初始电压相差 100V 的前提下也能够很好的实现电容的均压。但是所提出的中点电位平衡控制方法使得输出电压中存在微小的直流分量，对逆变器的性能略有影响。这方面的研究，有待进一步完善。

## 参考文献

- [1] Fang Lin Luo, Digital power electronics[C], IEEE Conference on Industrial Power Electronics and Applications, Jan. 2006, Page(s): 1-6
- [2] 钱照明, 张军明, 吕征宇, 等, 我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇[J], 电工技术学报, 2004, 19(8): 10-22
- [3] Hiromichi Ohashi, Power electronics innovation with next generation advanced power devices[C], The 25<sup>th</sup> International Telecommunications Energy Conference, Oct. 2003, Page(s): 9-13
- [4] Van J D Wyk, Power electronics technology at the dawn of a new century-past achievements and future expectations[C], Conference Record of IEEE-PIEMC, 2000:9-20
- [5] Eisuke MASADA, Power Electronics in Industrial Strategy for Modern Society, PCC-Osaka 2002
- [6] Boon-Teck Ooi, Research opportunities in high power electronics, Power Electronics and Drives System[C], PEDS 2005, Jan 2006, 1: 17-22
- [7] L. Hernández, A. Clandio, M. Cotorogea, etc, An overview of recent power semiconductor devices and their simulation[C], 10<sup>th</sup> IEEE International Power Electronics Congress, Oct. 2006, Page(s): 1-6
- [8] Xingyi Xu, Automotive power electronics-opportunities and challenges [for electric vehicles][C], Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, May 1999 Page(s): 260-262
- [9] Wang F., Cass C.J., Boroyevich D., Lee F.C, Overview of research activities at Center for Power Electronics Systems[C], Electric Ship Technologies Symposium 2005, IEEE, July 2005: 28-33
- [10] Thomas M JAHNS, VLADIMIR BLASKO, Recent advances in power electronics technology for industrial and tranction machine drives[C], Proceeding of the IEEE 2001, June 2001, vol.89 No.6, Page(s): 963-975
- [11] 陈启梅, 翁一武, 翁史烈, 等, 燃料电池-燃气轮机混合发电系统性能研究[J], 中国电机工程学报, 2007, 26(4): 31-35

- [12] 张承慧, 叶颖, 陈阿莲, 等, 基于输出电流控制的光伏并网逆变电源[J], 电工技术学报, 2007, 22(8): 41-45
- [13] 迟永宁, 王伟胜, 戴慧珠, 改善基于双馈感应发电机的并网风电场暂态电压稳定性研究[J], 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 25-31
- [14] Ruey-Hsun Liang, Jian-Hao Liao, A fuzzy-optimization approach for generation scheduling with wind and solar energy systems[J], IEEE Transaction on Power Systems, Nov.2007, Vol.22(4): 1665-1674
- [15] 陈阿莲, 新型多电平逆变器组合拓扑结构和多电平逆变器的容错技术[D], [浙江大学博士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2005
- [16] 李明珠, 基于 DSP 的在线式 UPS 控制系统[D], [南京航空航天大学硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2004
- [17] 刘亚东, 不间断电源数字控制和并联控制研究[D], [清华大学博士学位论文], 北京, 清华大学, 2006
- [18] 唐剑青, 数字化不间断电源的研究[D], [浙江大学硕士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2006
- [19] 何亮, 三电平功率因数校正变换器的数字控制[D], [南京航空航天大学硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2007
- [20] 郭卫农, 段善旭, 康勇, 等, 电压型逆变器的无差拍控制技术[J], 华中理工大学学报, 2000, 28(20): 139-143
- [21] Kho J.W., Jang J.Y., Lee K.B., Disturbance observer-based deadbeat control for single-phase UPS inverters[C], IEEE-SICE 2003 Annual Conference, 2003: 1206-1210
- [22] Shimogata S., Horiuchi M., Yokoyama T., Motoki Horiuchi, Shinsuke Shinmogata, Experimental result of multirate deadbeat control for PWM inverter using FPGA based hardware controller[C], Telecommunications Energy Conference, 2003, INTELEC'03 Oct. 2003, Page(s): 33-39
- [23] YaDong Liu, Yan Xing, Lipei Huang, etc, Progressively converging deadbeat control for UPS inverter[C], Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006, APEC'06, 21<sup>st</sup> Annual IEEE, Mar. 2006, Page(s): 355-361
- [24] Wang Meng, Li Fangzheng, Liu Yadong, etc, Distributed parallel operation of modified deadbeat controlled UPS inverters[C], Power Electronics Specialists Conference, 2007, PESC 2007, IEEE, June 2007, Page(s): 1727-1732

- [25] Chattopadhyay A.K., Meher N., Microprocessor implementation of a state feedback control strategy for a current source inverter-fed induction motor drive[J], IEEE Transactions on Power Electronics, April 1989, vol. 4, Page(s): 279-288
- [26] Shukla A., Ghosh A., Joshi A., State feedback control of multilevel inverters for DSTATCOM Applications[J], IEEE Transactions on Power Delivery, Oct. 2007, vol.22, Issue 4, Page(s): 2409-2418
- [27] Gueldner H., Wolf H., Blacha N, Single phase UPS inverter with variable output voltage and digital state feedback control[C], IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2001, Proceedings, ISIE 2001, June 2001, vol.2 , Page(s): 1089-1094
- [28] 邓卫华, 张波, 邱东元, 等, 三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制的研究[J], 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 97-103
- [29] 刘新民, 邹旭东, 康勇, 等, 带状态观测器的增广状态反馈控制和重复控制[J], 电工技术学报, 2007, 01, 22(1): 91-95
- [30] 张凯, 彭力, 熊健, 等, 基于状态反馈与重复控制的逆变器控制技术[J], 中国电机工程学报, 2006, 05, 26(10): 56-62
- [31] 张涛, 电力电子变换中滑模变结构控制技术研究[D], [浙江大学硕士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2006
- [32] Saritha B., Janakiraman P.A, Simulation of a single-phase UPS inverter under sliding mode control by D.C. line current measurement for feedback[C], IEEE International Power and Energy Conference, 2006, PEC'06, Nov. 2006, Page(s): 353-357
- [33] Kukrer Osman, Komurcugil Hasan, Doganalp Alper, Sliding mode control of single-phase UPS inverters using a three-level hysteresis switching function[C], IEEE Industrial Electronics, IECON 2006, Nov. 2006, Page(s): 331-335
- [34] S.J.Chiang, T.L.Tai and T.S.Lee, Variable structure control of UPS inverters[C], IEE Proc.-Electr. Power Appl., 1998, Vol.145, No.6, Page(s): 559-567
- [35] Mingzhu Li, Zhongyi He, Yan Xing, Analysis and design of repetitive controlled inverter system with high dynamic performance[C], CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, IPEMC'06, Aug.2006, Vol.3 Page(s): 1-5
- [36] PengFei Shi, Xiong Jian, Kai Zhang, etc., One cost-effective feedback control scheme for PWM inverters based on repetitive control[C] IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, May 2006, Page(s): 1-5

- [37] 游志青, 基于重复控制理论的逆变电源控制技术研究[D], [南京航空航天大学硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2003
- [38] 陈宏, 基于重复控制理论的逆变电源控制技术研究[D], [南京航空航天大学博士论文], 南京, 南京航空航天大学, 2003
- [39] 叶楠, 基于 DSP 的逆变器离散脉冲调制技术研究[D], [南京航空航天大学硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2007
- [40] 徐中华, 何中一, 叶楠, 等, 基于变环宽滞环控制和重复控制的 DPM 逆变器研究, 电工技术学报, 2007, 22: 70-73
- [41] Rech C, Pinheiro J.R., New repetitive control system of PWM inverters with improved dynamic performance under nonperiodic disturbance[C], Power Electronics Specialists Conference 2004, PESC04, June 2004, Vol.1 Page(s): 54-60
- [42] Li Jian, Kang Yong, Chen Jian, A hybrid fuzzy-repetitive control scheme for single-phase CVCF inverters[C], 28<sup>th</sup> Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON'02, Nov. 2002, vol.1, Page(s): 105-110
- [43] Yang Shuitao, Cui Bin, Zhang Fan, etc., A robust repetitive control strategy for CVCF inverters with very low harmonic distortion[C], 22th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, Feb. 2007, Page(s): 1673-1677
- [44] Liang Zhou, Xiong Jian, Kai Zhang, etc., Improved dual-loop control plus repetitive control for PWM inverters[C], 1<sup>st</sup> IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, May 2006, Page(s): 1-5
- [45] 刘金虹, 基于模糊神经网络辨识技术的无刷直流电动机控制系统研究[D], [浙江大学硕士学位论文], 杭州, 浙江大学
- [46] 刘邦银, 电压源型逆变器智能控制技术研究[D], [华中科技大学硕士论文], 武汉, 华中科技大学, 2004
- [47] Rong-Jong Wai, Jeng-Dao Lee, Intelligent motion control for linear piezoelectric ceramic motor drive[J], IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B, Oct. 2004, vol.34, Page(s): 2100-2111
- [48] 龚春英, 沈忠亭, 李春燕, 等, 神经网络在逆变器控制中的应用[J], 电工技术学报, 2004, 02, 19(2): 98-102
- [49] Ma Xuejun, Control method with digital PI dual close-loop for inverter[C], International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, ICEMS'07, Oct.2007, Page(s):

102-105

- [50] 陈东华, 瞬时值控制逆变器技术研究[D], [南京航空航天大学硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2003
- [51] 许爱国, 谢少军, 数字双闭环瞬时值控制逆变器外特性研究[J], 南京航空航天大学学报, 2006, 08, 38(4): 513-518
- [52] Zhiliang Hu, Guochun Xiao, Li Liu, Analysis of transformerless voltage quality regulator with load current feed-forward and dual-loop control[C], Power Electronics Specialists Conference, 2007, PESC 2007. IEEE, June 2007, Page(s): 510-515
- [53] 陈东华, 谢少军, 电流型控制半桥逆变器研究(I)——直流电容电压不均压问题[J], 电工技术学报, 2004, 04, 19(4): 85-89
- [54] 李骏, 三电平逆变器数字控制研究[D], [浙江大学硕士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2006
- [55] Xie Shaojun, Chen Donghua, Feed-forward control strategy of voltage error on DC-link capacitors in current-mode control half-bridge inverter[J], 电力系统自动化, 2004, 02, 28(3): 37-39
- [56] 陶生桂, 龚熙国, 袁登科, 三电平逆变器中点电位平衡电路设计与仿真[J], 同济大学学报, 2005, 03, 33(3): 395-399
- [57] 姚文熙, 吕征宇, 费万民, 等, 一种新的三电平中点电位滞环控制法[J], 中国电机工程学报, 2005, 04, 25(7): 92-96
- [58] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等, 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J], 中国电机工程学报, 2006, 06, 26(12): 95-100
- [59] 陈鑫兵, 何礼高, 基于模糊控制的三电平逆变器中点电位平衡策略[J], 电工技术学报, 2007, 10, 22(10): 102-108
- [60] Bouhali O., Francois B., Berkouk E.M., etc., DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltage[J], IEEE Transactions on Power Electronics, Sep. 2007, vol.22, Issue 5, Page(s): 1636-1648
- [61] Newton C., Sumner M., Novel technique for maintaining balanced internal DC link voltages in diode clamped five-level inverters[C], IEE Proceedings Electric Power Applications, May 1999, vol.146, Issue 3, Page(s): 341-349
- [62] Grzesiak L.M., Tomasiak J., DC link balancing method in back-to-back UPS system with

- multi-level converters[C], IEEE International Symposium on Industrial Electronics, July 2006, Vol.2, Page(s): 908-913
- [63] Peng F.Z., Zhiguo Pan, Corzine K, etc., Voltage balancing control of diode-clamped multilevel rectifier/inverter systems[C], The 38<sup>th</sup> IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, Oct. 2003, Vol.1,Page(s): 182-189
- [64] 杨水涛,张帆,刘金云,等,一种新型半桥逆变器电容均压控制策略[J],电工技术学报,2006,07,21(7): 31-36

## 致谢

本文的研究工作在导师邢岩教授的悉心指导和亲切关怀下完成，为此邢老师倾注了大量的心血，在此表示衷心的感谢。近三年的研究生学习和生活中，我所取得的每一点进步，都离不开邢老师的关心和指导。邢老师严谨的治学态度、严密的思维方式、一丝不苟的工作作风和待人诚恳的态度使我终身受益。在此，再次向邢老师表示诚挚的谢意和崇高的敬意。

感谢何中一、方宇、付大丰三位博士的亲切指导和帮助，是你们让我得到快速的成长；感谢叶楠、孟丽婵、王笑娜、何亮、李吉等师兄师姐，是你们让我快速转换角色，进入研究生学习生活；感谢同届王儒、祁颺杰、杨双景三位，是你们与我共同进退，相互扶持；感谢王亮平、华明、卢盈、郝飞琴、倪靖猛、施金菊等师弟师妹们的帮助和大力支持，是你们让我的学习和生活丰富多彩、获益良多；感谢光宝南京研发中心李明珠和李景艳两位工程师给予的帮助和指导，是你们让我更快进步；感谢室友的闻凯、张军达、周成军，与你们的共同生活充满乐趣，使我终身难忘。

感谢我的父母和家人对我学业的全力支持，我将一如既往的努力学习和工作不辜负你们的希望。感谢我的女友金艳梅及其父母对我学业的关心和生活的照顾，使我能够全身心投入研究生学习生涯。

谨以此篇献给我的父母、家人以及所有关心过和支持过我的朋友们！

徐中华

2008年2月

## 在学期间的研究成果及发表的学术论文

### 一、发表论文

- 1、徐中华，何中一，叶楠，邢岩，基于变环宽滞环控制和重复控制的 DPM 逆变器研究，电工技术学报，2007，22，70-73；
- 2、徐中华，叶楠，何中一，邢岩，基于变环宽滞环控制和重复控制的 DPM 逆变器控制技术，中国电源学会第十七届学术年会；
- 3、徐中华，叶楠，何中一，邢岩，逆变器的一种变环宽滞环控制技术，中国航空学会航空电气工程第七届学术年会论文集，2007，218-223。

### 二、获得荣誉

- 1、2005 ~ 2006 学年南京航空航天大学优秀研究生奖学金一等奖，“优秀研究生干部”荣誉称号；
- 2、2006 ~ 2007 学年“核达中远通”专项奖学金一等奖，优秀研究生奖学金一等奖，“优秀研究生干部”、“校安全稳定工作先进个人”荣誉称号。