

南京航空航天大学

硕士学位论文

SPWM逆变器的数字控制技术研究

姓名：王云平

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：阮新波

20070301

## 摘 要

逆变电源广泛应用于国民生产的各个环节之中，数字控制具有方便实现复杂算法、升级和维护方便、抗干扰性强和产品一致性好等优点，已成为未来逆变电源的发展趋势。本文针对 SPWM 逆变器研究其数字控制技术。

论文首先介绍数字控制的优点，然后介绍现有数字控制的几种主要控制策略；接着对瞬时值逆变器进行建模，对比以输出电压、电感电流和电容电流建立闭环时逆变器的优缺点，选定单输出电压控制、输出电压外环和电容电流内环的双环控制逆变器作为研究对象；通过在离散域的补偿器设计，分析对比两种控制策略下逆变器的稳定性和动态响应，结果表明双环控制逆变器在稳定性和动态响应上都要优于单电压环控制逆变器。通过两种控制策略下逆变器的外特性分析，同样表明双环控制逆变器具有更优的外特性。文中给出了原理样机的参数设计和实现控制思想的软件流程图，并对原理样机进行了实验验证，实验结果验证了分析的正确性。

关键词： 逆变器，数字控制，闭环设计，电容电流反馈，瞬时值控制，双环控制，感性负载

## Abstract

DC/AC inverter has been widely applied in the industry. Digital control has several advantages, e.g., it is easy to achieve complex arithmetic, upgrade and maintenance, and it is not susceptible of noise and the consistent manufacture performance is better, so the digital controlled inverters are the trend of the inverter in the future. This thesis focuses on the digital control for the SPWM inverter.

Firstly this thesis introduces the advantages of digital control, and several digital control schemes. Secondly the mathematical model of the inverter is derived adopting the state space average theory, and according to the model different characteristics of closed-loop inverters are discussed based on controlled variables such as output voltage, filter inductor current and filter capacitor current of the filter. Two control schemes are selected for the SPWM inverter, one is single output voltage closed-loop, the other is a dual closed-loop consisting of outer output voltage closed-loop and inner filter capacitor current closed-loop. Thirdly the compensators are designed for the two control schemes, and the performance of two control schemes are compared. The analysis shows the dual closed-loop control scheme has a better performance over the single voltage control scheme, such as better stability and faster dynamic response. Finally this thesis presents the design of hardware of the prototype and the software flow of the control schemes. The experimental results are concluded to validate the control schemes.

**KEY WORDS:** Inverter, digital control, close-loop design, capacitor current feedback, instantaneous control, dual-loop control, inductance load

## 图表清单

图 1.1 数字控制 PWM Buck 变换器的框图 .....	3
图 1.2 开关频率抖动实现 1/2 个 LSB 示意图 .....	4
图 1.3 超前一拍控制时序图 .....	5
图 1.4 PWM 脉冲生成方式 .....	5
图 2.1 逆变器主电路图 .....	8
图 2.2 单极性调制逆变器的调制波与载波交截示意图 .....	10
图 2.3 控制对输出电压传递函数的根轨迹 .....	14
图 2.4 控制对电感电流传递函数的根轨迹 .....	14
图 2.5 控制对电容电流传递函数的根轨迹 .....	14
图 3.1 单电压环控制逆变器的控制框图 .....	17
图 3.2 输出电压闭环环路增益的幅频相频曲线 .....	18
图 3.3 双环控制逆变器框图 .....	18
图 3.4 电容电流闭环环路增益的幅频相频曲线 .....	20
图 3.5 电流环线性化后的双环等效框图 .....	20
图 3.6 输出电压闭环环路增益的幅频相频曲线 .....	22
图 3.7 单电压环的输入输出框图 .....	22
图 3.8 双环控制逆变器线性化后的输入输出框图 .....	24
图 3.9 有效值调节框图 .....	26
图 4.1 数字控制逆变器系统构成示意图 .....	28
图 4.2 全桥逆变器主电路图 .....	29
图 4.3 采样电路 .....	30
图 4.4 调理电路 .....	31
图 4.5 IR2113 的外围电路 .....	32
图 4.6 数字控制平台的功能框图 .....	33
图 4.7 样机图片 .....	34
图 4.8 单环控制主程序 .....	35
图 4.9 单环控制中断 .....	35
图 4.10 带有效值调节的单环控制逆变器的中断子程序流程图 .....	35
图 4.11 双环控制逆变器主程序流程图 .....	36
图 4.12 双环控制逆变器中断子程序流程图 .....	36

图 4.13 负载过流保护程序流程图 .....	36
图 5.1 各种负载条件下的输出实验波形 .....	38
图 5.2 逆变器的输出动态响应波形 .....	39
图 5.3 单电压环控制逆变器的外特性曲线 .....	39
图 5.4 带有效值调节的单电压环控制逆变器波形 .....	40
图 5.5 带有效值调节单电压环逆变器的外特性 .....	41
图 5.6 双环控制逆变器输出实验波形 .....	42
图 5.7 双环控制逆变器的动态响应波形 .....	42
图 5.8 双环控制逆变器的外特性曲线 .....	43
图 5.9 带有效值调节的双环控制逆变器输出实验波形 .....	44
图 5.10 带有效值调节的双环控制逆变器外特性曲线 .....	45
表 2.1 M 取值情况 .....	9
表 5.1 单电压环控制逆变器的输出数据 .....	39
表 5.2 带有效值调节的单电压环控制逆变器输出数据 .....	40
表 5.3 双环控制逆变器输出实验数据 .....	43
表 5.4 带有效值调节的双环控制逆变器输出数据 .....	44

注释表

PWM	Pulse width modulation	脉宽调制
PID	Proportional Integral Derivative	比例微分积分
THD	Total harmonic distortion	总谐波含量
PR	Proportional Resonant	比例谐振
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation	正弦脉宽调制
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
$LSB$	Least Significant Bit	最小可量化位数
$T_s$		开关周期
$T_{on}$		开关周期中的导通时间
$D$		占空比
$V_{dc}$		直流电压
$L_f$		输出滤波电感
$C_f$		输出滤波电容
$R_{Ld}$		负载电阻
$R_{Lf}$		滤波电感中的寄生电阻
$L_{Ld}$		负载中的寄生电感
$f_g$		CPU 时钟频率
$f_o$		基波频率
$f_s$		开关频率
$I_o$		负载最大值
$P_o$		额定功率
$i_{Lf}$		电感电流
$i_{Cf}$		电容电流
$i_o$		负载电流
$V_o$		输出交流电压的有效值
$I_o$		负载电流有效值

# 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：2007 年 2 月 28 日

## 第一章 绪论

### 1.1 数字控制的优点

逆变器作为将直流电变换为交流电的装置，在工业界得到了广泛的应用，主要集中在以下场合：恒压恒频交流电源<sup>[1]~[7]</sup>、电机驱动领域<sup>[8]~[9]</sup>、电力系统<sup>[10]~[12]</sup>、新能源供电系统<sup>[13]~[14]</sup>。

传统的逆变器多采用模拟控制，但随着大规模集成电路技术的发展，微处理器的性能飞速提高，成本价格不断下降，使得逆变器全数字化控制的应用日益增多，模拟控制被数字控制取代的趋势越来越明显。

在逆变器的控制中，常见的控制策略是正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)，其实现方法可以采用模拟电路实现，也可以采用数字电路实现。模拟电路需要数量众多的运算放大器、比较器、三极管等模拟器件以实现电路运算和保护，而这些功能在采用数字电路实现时，只需一片小小的数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)及其相关的简单外围电路。

数字控制的优点主要有<sup>[15]~[20]</sup>：

(1) 可以实现复杂的控制算法(如空间矢量控制、直接转矩控制及重复控制等)，以提高变换器的输出性能；

(2) 方便程序代码的移植、升级和维护，无需对硬件电路进行大的调整；

(3) 数字化产品一致性好，受噪声和温漂的影响小，适合于大规模生产和应用于强干扰性的场合；

(4) 便于远程实时监控，在航空航天电源、无人值守的电站及分布式供电系统等重要场所，数字控制技术具有重要的应用价值。

与模拟控制相比，数字控制主要的缺点是控制芯片(DSP)的价格偏高。随着工业集成化程度的日益提高，数字控制芯片价格正不断下降，因此，数字控制技术在国民生产中的应用的份额正不断扩大。

### 1.2 数字控制方法

数字控制主要应用在充分发挥数字控制优势的控制策略，在逆变器的控制策略中，除了传统的单闭环 PID 控制<sup>[19] [21][22]</sup> 和双闭环控制<sup>[23]~[26]</sup>外，现在的比



较典型的数字控制策略还有：

(1) 无差拍控制<sup>[18][27]~[28]</sup>

无差拍控制是数字控制特有的控制方式，它根据逆变器的状态方程和输出反馈信号来计算逆变器在下一个采样周期的脉冲宽度，控制开关动作使下一个采样时刻的输出准确跟踪参考指令。由负载扰动引起的输出电压偏差可在一个采样周期内得到修正。无差拍控制有着非常快的动态响应，波形畸变率小，即使开关频率不是很高，也能得到较好的输出波形品质。

(2) 重复控制<sup>[4][29]~[31]</sup>

其基本思想是假定前一基波周期中出现的畸变将在下一基波周期的同一时间重复出现，控制器根据每个开关周期给定与反馈信号的误差来确定所需的校正信号，然后在下一基波周期同一时间将此信号叠加在原控制信号上，以消除以后各周期中将出现的重复性误差。因此，采用重复控制的优点是逆变器可以获得低 THD 的输出波形和良好的外特性，特别适用于整流性负载的应用场合。

(3) 滑模变结构控制<sup>[32]~[34]</sup>

滑模变结构控制是一种非线性控制，与普通的状态反馈系统控制量是状态量的连续函数不同，在变结构控制中，控制量在整个反馈控制过程中取为状态量的一种非连续函数，它要求频繁、快速地切换系统的控制状态，系统的结构是变化的。滑模变结构控制最大的优势是对参数变动和外部扰动不敏感，系统的鲁棒性特别强，易于用微处理器来实现。

(4) 单闭环 PR 控制<sup>[13][35]</sup>

采用普通的控制方式来控制逆变器，因为增益不可能无穷大，所以输出无论是幅值上还是相位上总会存在稳态误差，这在有些场合是不能接受的，比如在并网逆变器中，逆变器的输出电压就是电网电压，要求电流相位上也要完全跟踪电压相位，否则不能满足相关的国际标准比如 IEE929、IEC61727。有人提出了比例谐振（Proportional Resonant, PR）控制，能够把积分系数的平方值来作为积分环节，增益可以取得很大，基本可以消除静差。

(5) 智能控制<sup>[29][33][36]</sup>

随着计算机控制的普遍应用和控制理论的发展，出现了诸如自适应控制、神经网络控制、模糊控制等智能控制，它的主要特点是设定了一些计算机可以自动执行的控制规则，这样可以完成系统参数的自整订、自修复，不需要人为再去设计控制参数，大量的工作由计算机来完成。

### 1.3 数字控制存在的问题及其解决方案

虽然数字控制相比于模拟控制有诸多的优势，但受微处理器发展的限制，数字控制技术存在一些特有的问题，如采样和量化过程产生的误差，数字处理器采样、计算延时带来最大占空比受限等。这些问题使得系统的性能有所下降，从而影响了数字控制技术优点的充分发挥。

#### 1.3.1 数字量化导致的分辨率的下降

由于定点数字处理器的运算过程中采用的是二进制，任何一个数字都是用 0 和 1 的组合表示的，所以对任何一个数字，其最小位数就是二进制数的最后一位，或 0 或 1，不可能是 0 和 1 中间的数。再由于数字处理器的最大字长有限，所以任何一个数值在量化过程中总会有一个误差。在数字控制变换器中，这个误差的外在表现有两个：分辨率和调整率<sup>[37]~[39]</sup>。

如图 1.1 所示的电路中，以 Buck 变换器为例，ADC 是模数转换器，将模拟量转换为数字量，其位数为  $N_{ADC}$ ，DPWM 是数字脉宽调制环节，产生数字脉宽信号并将数字量转换为模拟量，其位数为  $N_{DPWM}$ 。则 ADC 的分辨率  $V_{ADC}$  和 DPWM 的调整率  $V_{DPWM}$  分别为：

$$\Delta V_{ADC} = \frac{V_{in}}{2^{N_{ADC}}} \quad (1.1)$$

$$\Delta V_{DPWM} = \frac{V_{in}}{2^{N_{DPWM}}} \quad (1.2)$$

而且  $N_{ADC}$  和  $N_{DPWM}$  一定要满足关系式<sup>[37]</sup>：

$$N_{DPWM} \geq N_{ADC} + 1 \quad (1.3)$$

但无论是  $N_{ADC}$  还是  $N_{DPWM}$ ，其位数大小总是受限制的，而且随着  $N_{DPWM}$  的增大，

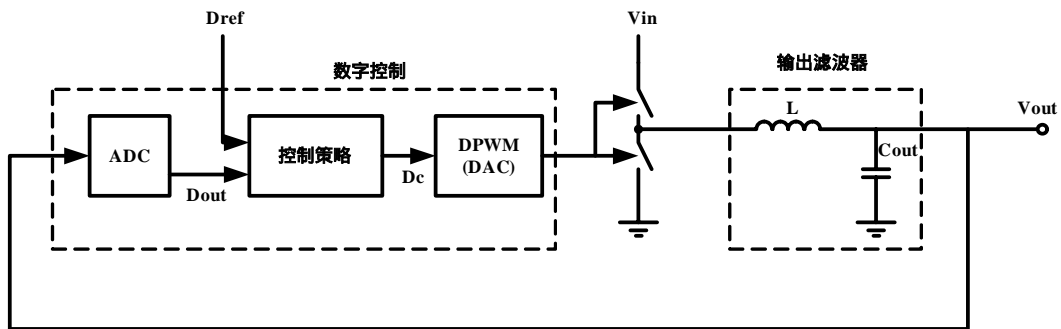


图 1.1 数字控制 PWM Buck 变换器的框图

对数字信号处理器 (DSP) 的频率要求越高, 因为二者存在式 (1.4) 表示的数量关系:

$$f_g = 2^{N_{DPWM}} g f_s \quad (1.4)$$

其中,  $f_g$  为 DSP 的时钟频率,  $f_s$  为开关频率。

比如对图 1.1 所示的 Buck 变换器, 输入电压  $10V$ , 输出电压最小分辨率为  $10mV$ , 开关频率  $1MHz$ , 则可以由式 (1.1) 得到:

$$N_{ADC} = \log_2 \left( \frac{V_{in}}{\Delta V} \right) = 10 (bits) \quad (1.5)$$

根据式 (1.3), 则此时的  $N_{DPWM}$  至少为  $11bits$ 。则此时的  $f_g$  可以得到:

$$f_g = 2^{N_{DPWM}} g f_s = 2^{11} g f_s = 4 (GHz) \quad (1.6)$$

此时的 DSP 时钟频率将要达到  $4GHz$ , 这是一个很高的数值, 现阶段是很难达到的。而要降低时钟频率, 必然带来输出电压分辨率的降低, 这将影响输出电压的性能, 不能应用在较高精度的场合。这是数字控制特有的问题, 在模拟控制里面则不存在。

为了解决上述问题, 可以采用频率抖动 (dither) 方法。如图 1.2 所示。Dc1 到 Dc2 需要一个  $LSB$  (Least Significant Bit,  $LSB$ ) 的变化, 但通过在中间每两个开关周期加入一个  $LSB$ , 则平均的占空比的变化就是  $1/2$  个  $LSB$ , 从而在没有改变 ADC 的位数的情况下将分辨率提高了一倍。同样的道理在每四个开关周期中逐步加入一个  $LSB$ , 则可以做到平均占空比的变化是  $1/4$  个  $LSB$ , 从而在没有改变 ADC 的位数的情况下将分辨率翻两番。

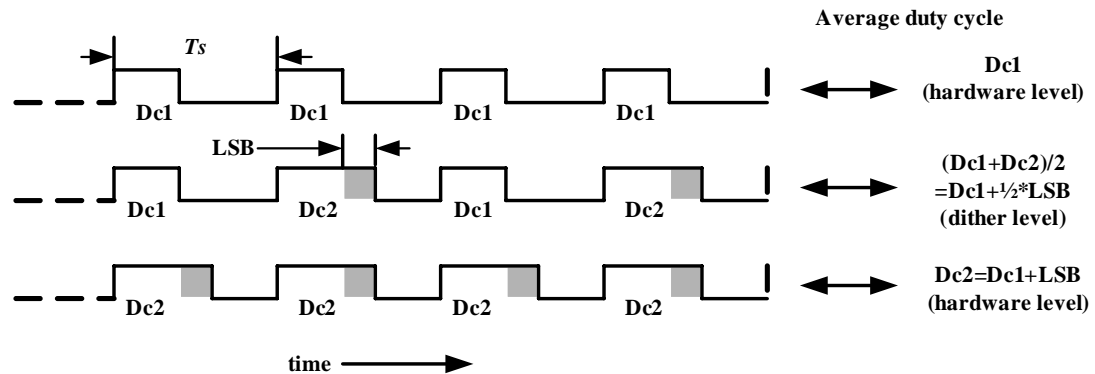


图 1.2 开关频率抖动实现  $1/2$  个  $LSB$  示意图

### 1.3.2 采样和计算延时导致的最大占空比受限

在数字控制中，ADC 将模拟量转换为数字量需要时间，DSP 对数字量进行计算也需要时间，这将影响逆变器的实时控制，但同时，它会导致占空比不能得到想要的任意一个 $[0,1]$ 之间的数，从而导致占空比受限。以上两点都会影响逆变器的性能。为了实现实时控制，有人提出了超前一拍控制<sup>[15]</sup>；为了减小占空比受限，有人也提出了双极性的 PWM 产生方式<sup>[17]</sup>。

#### (1) 超前一拍控制

如图 1.3 所示，利用状态观测器提前一拍预测系统状态变量，并利用预测值和下拍指令计算出下一拍的控制量，从而获得了一拍的超前。这种控制方案可以获得有效占空比 $[0, 1]$ ，采样和计算延时问题也得到了解决。

#### (2) 双极性的 PWM 生成方式

通常我们生成 PWM 脉冲的方式要么是高有效，要么是低有效，但这两种方式都会带来占空比的受限，其原因就是存在采样和计算延时。如图 1.4 所示。其中， $T_d$ 为采样和计算时间， $T_s$ 为开关周期， $d$ 为占空比。由生成方式我们可以计

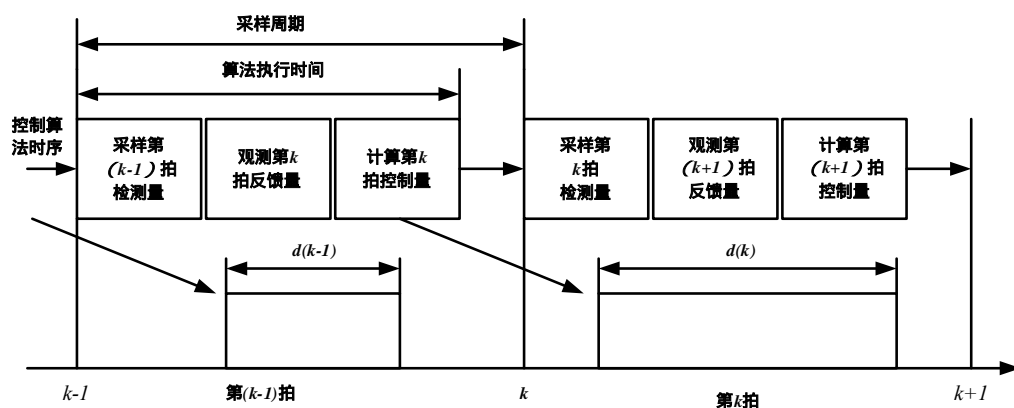


图 1.3 超前一拍控制时序图

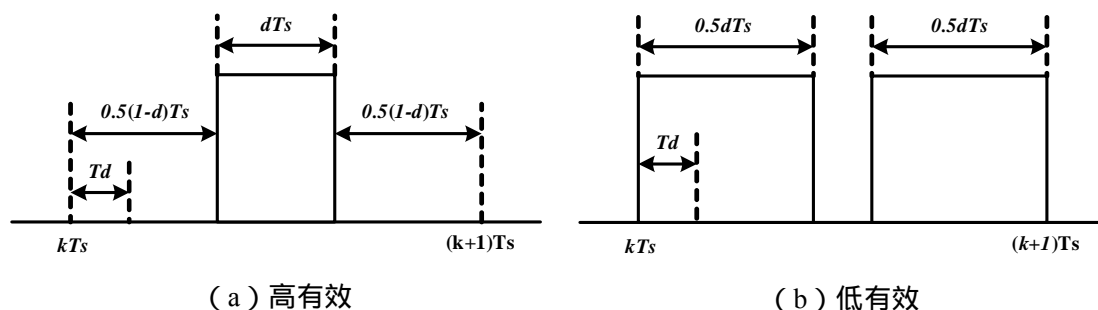


图 1.4 PWM 脉冲生成方式

算两种调制方式下的占空比的区间：

$$0 < D_H(k) < \frac{T_s - 2T_d}{T_s} \quad (1.7)$$

$$\frac{2T_d}{T_s} < D_L(k) < 1 \quad (1.8)$$

式中， $D_H(k)$ 和  $D_L(k)$ 分别为高有效和低有效时候的占空比。

由以上的表达式可知，高有效时候的占空比最小为 0，但最大不能够到 1；而低有效的时候最大为 1，但最小不能到 0；所以不论哪种方式都不能做到占空比完全达到 0 和 1，这样就导致了占空比受限。而且随着开关频率的升高，由于采样和计算延时导致的占空比受限越来越严重。

文献[17]结合以上两种调制方式的优点，在需要的占空比较大时采用低有效，保证能够最大到 1；而在占空比较小时采用高有效，保证能够最小到 0。这样处理后，占空比就可以取在 0 到 1 的满范围内了。

### 1.3.3 零阶保持等环节导致的稳定性降低

在数字控制逆变器中，PWM 的产生环节可以等效为一个零阶保持器，而零阶保持器的引入会导致系统传递函数的前向通道增加一个  $1/2$  采样周期的滞后环节。文[15]具体分析了零阶保持器对系统闭环性能的影响，指出零阶保持器会降低逆变电源的稳定性，这是数字化控制逆变电源性能降低的一个重要原因。稳定性和动态响应速度是评价系统好坏的两个重要指标。系统首先必须稳定，在此条件下才可以尽量提高其动态响应速度，由于零阶保持器降低了系统的稳定性，因此在设计补偿环节时必须减小带宽以提高稳定裕量，造成系统的动态响应速度变慢。如何减小零阶保持器对系统性能的影响是数字控制的一个关键技术。

对数字控制逆变器而言，补偿环节的设计决定了系统的整体性能，通过理论方法研究数字控制系统的闭环设计对实践具有重要的指导意义。

## 1.4 本文研究内容

本文的主要研究内容是针对 SPWM 逆变器，研究其数字控制技术，建立了相应的数学模型进行理论分析，采用了合适的控制策略，并根据系统的性能指标详细设计了离散化补偿网络。本文详细分析以单输出电压控制和外环为输出电压、内环为电容电流控制对应的两种控制策略的稳定性和动态响应。通过在

离散域里对两种控制策略的对比，从稳定性、动态响应、外特性方面进行了具体分析，结果说明在离散域里双环控制逆变器具有更好的动态响应速度和输出外特性。最后通过实验验证了理论和仿真分析的正确性。

本文的具体研究内容如下：

第一章首先介绍数字控制的优点以及相关的控制策略，接着介绍数字控制存在的问题以及相应的解决办法，指出限制数字控制应用的关键问题，并把采用数字控制逆变器的系统设计作为研究对象，指出本课题研究的意义。

第二章针对全桥逆变器进行状态空间的建模和分析，采用根轨迹方法对比了以输出电压、电感电流、电容电流建立闭环的系统的稳定性，选定单输出电压控制逆变器和外环为输出电压环、内环为电容电流环的双环控制逆变器作为研究对象。

第三章详细对比单电压环控制和电压电流双闭环控制逆变器的各种性能。在离散域内进行了补偿器的设计，对比分析了两种控制策略下逆变器的稳定性、动态响应、外特性等。最后针对带感性负载时外特性偏软的问题，在两种控制策略基础上都设计有效值调节环来提高外特性。

第四章详细给出数字控制逆变器的设计过程，硬件部分包括主电路设计、滤波器设计、采样电路、调理电路、驱动电路，软件部分包括单环控制逆变器、带有效值调节的单环控制逆变器、双环控制逆变器的程序流程图以及过流保护的程序流程图。

第五章是逆变器控制策略的实验验证，分别对两种控制策略进行实验验证，实验结果验证第三章中控制策略分析的正确性。

第六章对本文进行总结，并提出下一步的工作设想。

## 第二章 SPWM 逆变器的建模与分析

### 2.1 引言

为了设计逆变器控制系统，必须建立逆变器的小信号模型。由于 SPWM 型逆变器是一个强非线性（开关管在一个高频周期中工作在开通和关断状态）按时间分段线性（在导通和关断期间都是线性的，但电压电流回路不同）或者时变（开关管在导通时电阻很小，在关断时电阻很大）的电路，因此逆变器动态特性的解析分析方法比较复杂，不太适合于分析变换器的动态特性。1976 年美国加利福尼亚理工学院的 R.D.Middlebrook 和 Slobodan Cuk 提出了状态空间平均法，较好解决了 PWM 型变换器的稳态和动态低频小信号的分析问题。

所谓状态空间平均法，是从变换器不同拓扑下的状态空间方程出发，经过平均——小信号扰动——线性化处理，得到表征变换器稳态和动态小信号模型。下面就根据状态空间平均法建立逆变器的小信号模型。

### 2.2 逆变器的状态方程

对于如图 2.1 所示的全桥逆变器，工作在 SPWM 单极性调制方式，左桥臂工作在高频调制方式，即  $Q_1$  和  $Q_2$  按照 SPWM 开通；右桥臂工作在工频调制方式，即  $Q_3$  和  $Q_4$  按工频调制，其工作方式为：输出电压的正半周， $Q_4$  开通， $Q_3$  关断；输出电压的负半周， $Q_3$  开通， $Q_4$  关断。

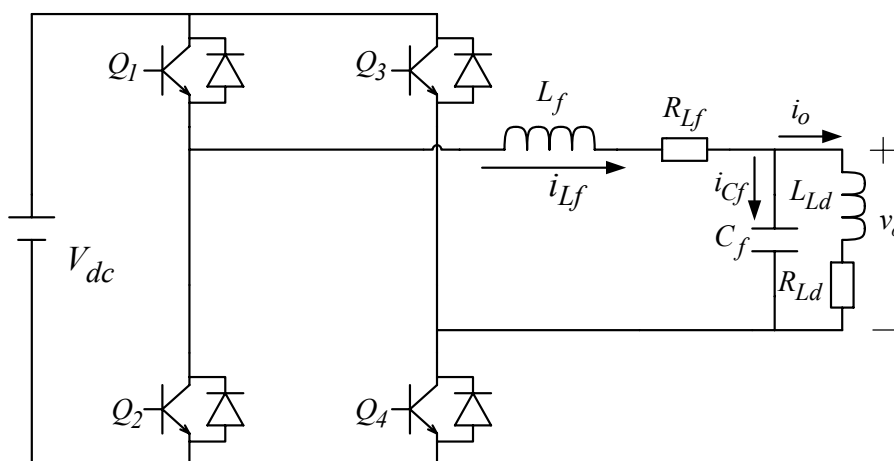


图 2.1 逆变器主电路图

根据基尔霍夫电压电流定律可以写出它的状态方程，见式 (2.1)。(假设死区时间为 0)

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lf}i_{Lf}(t)}{L_f} - \frac{v_o(t)}{L_f} + M\frac{V_{dc}}{L_f} \\ \frac{di_o(t)}{dt} = -\frac{R_{Ld}i_o(t)}{L_{Ld}} + \frac{v_o(t)}{L_{Ld}} \\ \frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{i_{Lf}(t)}{C_f} - \frac{i_o(t)}{C_f} \end{cases} \quad (2.1)$$

式中， $V_{dc}$  为输入直流电压， $M$  的取值见表 2.1。

表 2.1  $M$  取值情况

输出电压	开关管	$M$ 取值
正半周	$Q_1$ 导通	1
	$Q_2$ 导通	0
负半周	$Q_1$ 导通	0
	$Q_2$ 导通	-1

把式 (2.1) 写成矩阵表示的形式为：

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + BV_{dc} \\ y = C^T x \end{cases} \quad (2.2)$$

式 (2.2) 中， $x$  为状态变量，包含电感电流、负载电流、输出电压， $y$  为输出向量，包含电感电流、电容电流、输出电压， $A$ 、 $B$  和  $C$  为常数矩阵，分别为：

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_{Ld}}{L_{Ld}} & \frac{1}{L_{Ld}} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{M}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} i_{Lf}(t) \\ i_{Ld}(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} i_{Lf}(t) \\ i_{Cf}(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix}, C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

逆变器的输出是一个交流量，随着时间随时在变化着，因为不能找到一个稳态工作点，不能直接用状态空间的方法来建立小信号模型，所以本文中要作一些前提假设。

### 2.3 逆变器小信号建模



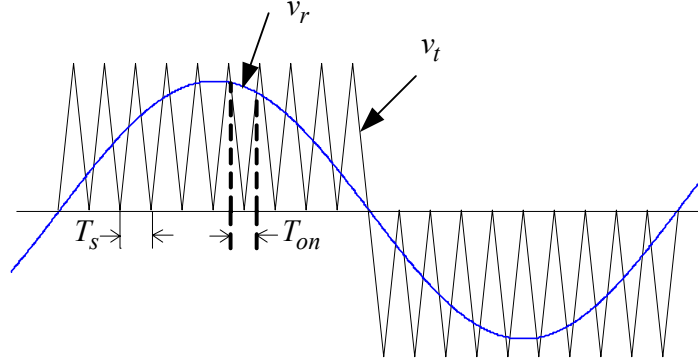


图 2.2 单极性调制逆变器的调制波与载波交截示意图

图 2.2 是调制波与载波交截的示意图， $T_s$  为开关周期， $v_r$  和  $v_t$  分别为调制波和载波， $T_{on}$  为一个开关周期中  $Q_1$  和  $Q_4$  同时导通的时间，定义为  $DT_s$ ，其中  $D=T_{on}/T_s$  为占空比。

因为开关频率远远大于调制波的频率，所以本文首先假定调制波  $v_r$  的幅值在一个开关周期内是不变的，这样就可以把交流电压的建模简化为直流电压的建模，用直流变换器的建模方法来建立逆变器的小信号模型。下面按照状态空间平均的方法建模。

### (1) 平均

对于式 (2.2) 给出的分段线性状态方程，状态空间平均法的第一步就是用一个如下的平均值状态来代替<sup>[40][41]</sup>：

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + (dB_1 + d'B_2)V_{dc} \\ y = C^T x \end{cases} \quad (2.3)$$

式中  $B_1$ 、 $B_2$  分别为  $M$  取值为 1 和 0 时候  $B$  矩阵的值  $B_1=[1/L_f \ 0 \ 0]^T$ ， $B_2=[0 \ 0 \ 0]^T$ ， $d$  为动态情况下的占空比， $d'=1-d$ 。由于  $B_2$  为零矩阵，所以上式可以简化为：

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + dB_1V_{dc} \\ y = C^T x \end{cases} \quad (2.4)$$

### (2) 扰动

扰动是在稳态量的基础上进行的。为此，应先从式 (2.4) 中求出其稳态解。令  $d=D$ ，则稳态方程变为：

$$\begin{cases} AX + DB_1V_{dc} = 0 \\ Y = C^T X \end{cases} \quad (2.5)$$

式中， $X$ 、 $Y$ 和 $D$ 分别为 $x$ 、 $y$ 和 $d$ 的稳态值。

式(2.4)就是变换器稳态状态空间平均方程，由此方程，可解得其稳态值为：

$$X = -A^{-1}DB_1V_{dc} \quad (2.6)$$

$$Y = -C^T A^{-1}DB_1V_{dc} \quad (2.7)$$

对式(2.4)所示的基本状态空间平均方程进行扰动，令

$$d = D + \hat{d} \quad (2.8)$$

$$x = X + \hat{x} \quad (2.9)$$

$$y = Y + \hat{y} \quad (2.10)$$

式中 $\hat{d}$ 、 $\hat{y}$ 、 $\hat{x}$ 分别为相应的扰动量。

将式(2.8)~(2.10)分别代入式(2.4)，可得：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(X + \hat{x}) = AX + B_1DV_{dc} + A\hat{x} + B_1V_{dc}\hat{d} \\ Y + \hat{y} = C^T X + C^T \hat{x} \end{cases} \quad (2.11)$$

将式(2.11)与式(2.5)相减，可得：

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B_1V_{dc}\hat{d} \\ \hat{y} = C^T \hat{x} \end{cases} \quad (2.12)$$

式(2.12)是描述有扰动以后变换器动态行为的状态方程，因为不含有二阶微小量等非线性项，不需要再进行线性化。所以式(2.12)就是我们想要得到的描述逆变器动态低频小信号行为的状态空间平均方程。它是一个线性非时变方程，由此方程可以求得变换器的动态低频小信号特性，如输出对输入和输出对导通比控制的传递函数。

式(2.12)的 $s$ 域形式为：

$$\begin{cases} s\hat{x}(s) = A\hat{x}(s) + B_1V_{dc}\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) = C^T \hat{x}(s) \end{cases} \quad (2.13)$$

解式(2.13)得：

$$\begin{cases} \hat{x}(s) = (sI - A)^{-1} B_1V_{dc}\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) = C^T (sI - A)^{-1} B_1V_{dc}\hat{d}(s) \end{cases} \quad (2.14)$$

式中 $I$ 为单位矩阵。

由式 (2.14) 可得 ,

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1} B_1 V_{dc} \quad (2.15)$$

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = C^T (sI - A)^{-1} B_1 V_{dc} \quad (2.16)$$

其中,  $(sI - A)^{-1}$  的值可以运用 MATLAB 的符号运算工具箱求得, 即:

$$(sI - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s^2 C_f L_{Ld} + s C_f R_{Ld} + 1 & 1 & -(s L_{Ld} + R_{Ld}) C_f \\ 1 & s^2 C_f L_f + s C_f R_{Lf} + 1 & (s L_f + R_{Lf}) C_f \\ s L_{Ld} + R_{Ld} & -(s L_f + R_{Lf}) L_{Ld} & s^2 L_f L_{Ld} + s (L_f R_{Ld} + R_{Lf} L_{Ld}) + R_{Lf} R_{Ld} \end{bmatrix}}{s^3 L_f C_f R_{Ld} + s^2 (R_{Lf} C_f R_{Ld} + R_{Lf} C_f R_{Ld}) + s (R_{Lf} C_f R_{Ld} + L_{Ld}) + R_{Lf} + R_{Ld}} \quad (2.17)$$

将式 (2.17) 代入式 (2.16) 后, 经过简化可以得到最终的传递函数:

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_{dc}}{L_f} \begin{bmatrix} s^2 + s \frac{R_{Ld}}{L_{Ld}} + \frac{1}{C_f L_{Ld}} \\ s^2 + s \frac{R_{Ld}}{L_{Ld}} \\ \frac{1}{C_f} \left( s + \frac{R_{Ld}}{L_{Ld}} \right) \end{bmatrix}}{s^3 + s^2 \left( \frac{R_{Ld}}{L_{Ld}} + \frac{R_{Lf}}{L_f} \right) + s \left( \frac{1}{C_f L_{Ld}} + \frac{R_{Lf} R_{Ld}}{L_f L_{Ld}} + \frac{1}{C_f L_f} \right) + \frac{R_{Lf} + R_{Ld}}{L_f C_f L_{Ld}}} \quad (2.18)$$

如果忽略滤波电感的寄生电阻并考虑负载为纯阻性, 即令  $R_{Lf}=0, L_{Ld}=0$ , 则上式可简化为:

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_{dc}}{L_f} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_f R_{Ld}} \\ s \\ \frac{1}{C_f} \end{bmatrix}}{s^2 + s \frac{1}{C_f R_{Ld}} + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (2.19)$$

上式为逆变器的控制到输出的小信号模型, 式中  $\hat{y}$  为输出,  $\hat{d}$  为占空比,  $\hat{y} = [i_{Lf} \ i_{cf} \ v_o]^T$ 。小信号模型的最终建立为系统分析提供了极大的方便, 利用小信号模型可以分析系统的稳定性和动态响应, 并根据分析结果选择合适的变量在合适的参数下设计性能较好的闭环系统。以上小信号模型同时包括了控制到滤波电容的电压  $v_{cf}$ 、滤波电感的电流  $i_{lf}$ 、滤波电容的电流  $i_{cf}$  的传递函数, 都可

以建立闭环系统，但由它们建立的闭环系统的稳定性和动态性能并不相同，需要认真分析其差异，选择合适变量建立一个稳定性好、动态响应快的系统。

## 2.4 对小信号模型的初步分析

在自动控制系统里，常用根轨迹法分析开环传递函数来确定闭环系统的特征，该方法直观简单，便于借助计算机软件辅助设计。对于本文研究的逆变器的小信号模型，借助根轨迹法可以很方便地画出闭环系统的极点与回路增益的关系曲线。

对一个控制系统，从其开环函数的根轨迹上可以判断出<sup>[42][43]</sup>：

(1) 由此开环传递函数建立的闭环系统是否稳定，其判据就是其根轨迹如果都在复平面虚轴左侧，则系统一定是稳定的；

(2) 如果闭环系统稳定，进一步可以判断其稳定性的好坏，其判据就是曲线在复平面上离虚轴越远则稳定性越好，反之则越差；

假设逆变器的参数为：

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 180V, C_f = 6.8 \mu F, L_f = 400 \mu H, \\ R_{Ld} &= 100k\Omega \text{ (近似于空载)}; R_{Ld} = 13.5\Omega \text{ (阻性满载, } 1kVA) \end{aligned} \quad (2.20)$$

已知控制到输出的传递函数为：

$$\frac{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_f}(s) \\ \hat{i}_{C_f}(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{bmatrix}}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_{dc}}{L_f} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_f R_{Ld}} \\ s \\ \frac{1}{C_f} \end{bmatrix}}{s^2 + s \frac{1}{C_f R_{Ld}} + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (2.21)$$

将系统参数带入上式，借助 MATLAB 的根轨迹工具，绘出该传递函数的根轨迹，即控制到输出电压、电感电流、电容电流的传递函数在空载、满载下的根轨迹，分别如图 2.3、图 2.4、图 2.5 所示。

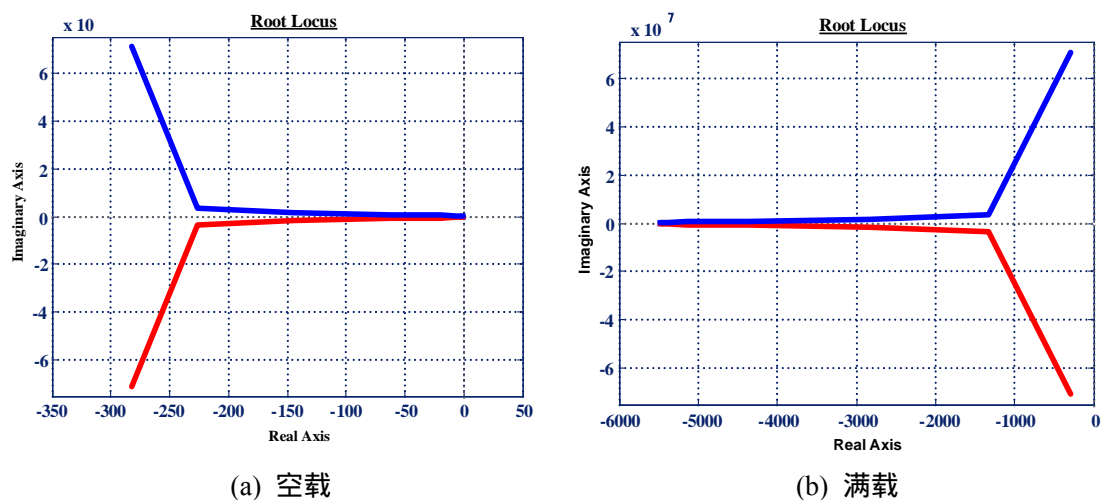


图 2.3 控制对输出电压传递函数的根轨迹

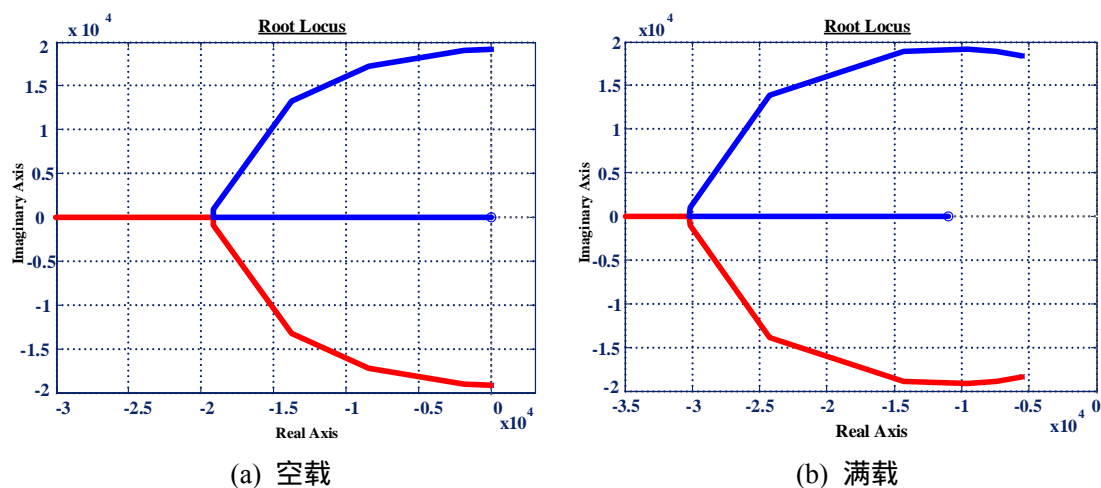


图 2.4 控制对电感电流传递函数的根轨迹

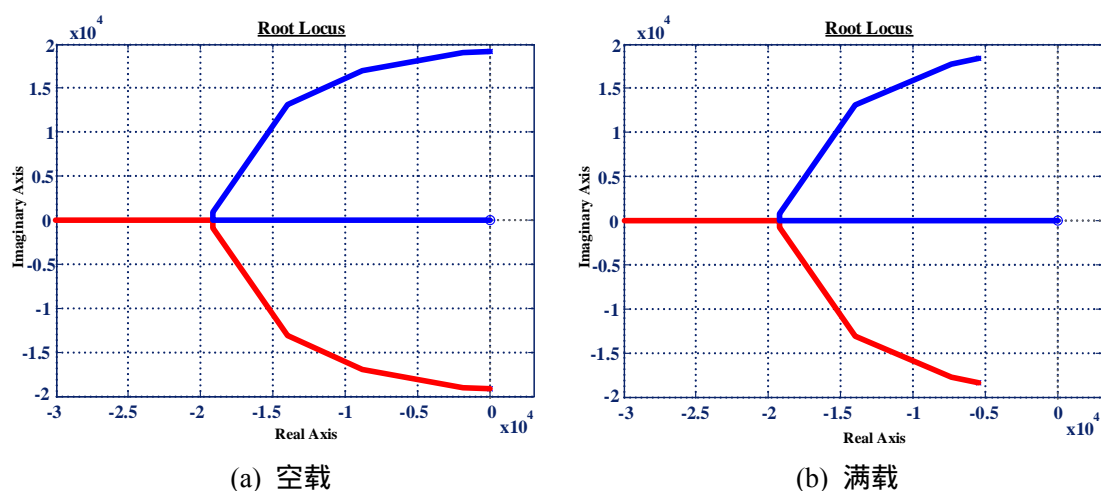


图 2.5 控制对电容电流传递函数的根轨迹

如果将以上三个传递函数作为开环传递函数，来建立闭环控制系统，则根据根轨迹对稳定性的判断法则，由图 2.3、图 2.4 和图 2.5 中的曲线可以得到如下结论：

（1）不论采用哪种控制方式，根轨迹均位于虚轴左边半平面，所以由三个变量建立的系统都是稳定的；

（2）不论采用哪种控制方式，满载情况下的根轨迹相对于空载情况更远离虚轴，所以满载的稳定性均好于空载；

（3）不论是空载还是满载，三种控制方式中，后两者的根轨迹明显更远离虚轴，所以采用控制输出电压建立闭环的系统稳定性最差，而另两种控制方式的稳定性基本相同；

（4）在后两者的根轨迹中，空载情况下两种控制方式的根轨迹基本相同，稳定性也基本相同；但在满载情况下，前者的根轨迹的一部分更远离复平面的虚轴，以电感电流建立闭环的系统在稳定性上稍优于以电容电流建立的系统。所以，仅仅从稳定性上考虑，以电感电流建立闭环系统是最好的。

但是从电路的角度考虑，由于电感电流不能突变，如果负载电流有一个突变，这个突变全部要由输出滤波电容来承担，所以电容电流反映了输出负载的变化情况，如果以电容电流建立闭环，系统将能够及时响应这种变化，从而使系统具有良好的动态响应。

但以电容电流建立的闭环系统时，但为了保证输出电压的正弦度，还需要一个输出电压的控制环<sup>[1]</sup>，组成双环控制系统；而采用输出电压反馈时，不需要别的反馈量，是一个单环系统。所以虽然以输出电压建立闭环系统稳定性方面不如后两者，但控制简单；而外环为输出电压、内环为电容电流的双环控制方案则能够兼顾稳定性和动态响应。本文以这两种控制策略作为研究对象，具体对比分析见第三章。

## 2.5 小结

本章运用状态空间平均法建立了 SPWM 逆变器在单极性调制下的小信号模型，并从稳定性的角度进行了分析。通过稳定性和动态响应的角度，输出电压为外环、电容电流为内环的双环控制方案兼有稳定性好和动态响应快的优势，但以输出电压建立单环控制逆变器时，只有一个控制环，控制简单，容易设计。

### 第三章 SPWM 逆变器的控制策略

本章将详细讨论两种控制方式下的闭环设计，并对比两种控制方式下的稳定性、动态响应和外特性等系统性能。本文中如果没有特别指出，单环均指单输出电压环，双环均指外环为输出电压控制环、内环为电容电流调节环。

#### 3.1 逆变器模型的离散化

第二章中讨论的小信号模型是模拟控制方式下进行的，为了用在数字控制系统里面，必须首先进行离散化，并在离散域里重新分析其稳定性。将式(2.21)中控制对输出电压、控制对电容电流的传递函数单独列出来：

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{cf}(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{bmatrix} = \frac{\frac{V_{dc}}{L_f} \begin{bmatrix} s \\ 1 \\ C_f \end{bmatrix}}{s^2 + s \frac{1}{C_f R_{Ld}} + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (3.1)$$

其中， $V_{dc}=180V$ ， $C_f=6.8\mu F$ ， $L_f=400\mu H$ ， $R_{Ld}=50\Omega$ （轻载）。

将上式在采样时间  $T_s$  为  $40\mu s$  的情况下，直接进行  $z$  变换，就可以得到离散化后的传递函数<sup>[43]</sup>：

$$\frac{\hat{v}_o(z)}{\hat{d}(z)} = \frac{23.06z + 22.65}{z^2 - 1.69z + 0.95} \quad (3.2)$$

$$\frac{\hat{i}_{cf}(z)}{\hat{d}(z)} = \frac{15.82z - 15.82}{z^2 - 1.19z + 0.65} \quad (3.3)$$

其中，式(3.2)、(3.3)分别为控制到输出电压、控制到电容电流的在  $z$  域的传递函数，缩写为  $G_{vod}(z)$ 、 $G_{ccd}(z)$ 。有了以上函数，本文就可以建立基于离散小信号模型的闭环框图，分别进行闭环设计。

#### 3.2 单电压环控制逆变器的补偿器设计

对一个闭环系统来说，补偿器网络的加入将改变环路增益，从而影响闭环的零极点分布，因为零极点的分布决定系统的稳定性和动态响应，所以加入补偿器后系统的性能指标得到改变。本文就是通过补偿器的设计，来提高系统的

稳定性和动态响应。

用传递函数分析系统性能时，通常可以根据环路增益绘出伯德图，从伯德图上可以直接判读稳定性和动态性能。稳定性由相角裕度决定，一般要求大于  $45^\circ$  <sup>[42]</sup>；动态响应由截止频率决定，一般要求为开关频率的  $1/10$  左右，截止频率越高，动态响应越好<sup>[40]</sup>。因此，为了绘出环路增益的伯德图，首先要求出环路增益的表达式。

单电压环控制逆变器的框图如图 3.1 所示。

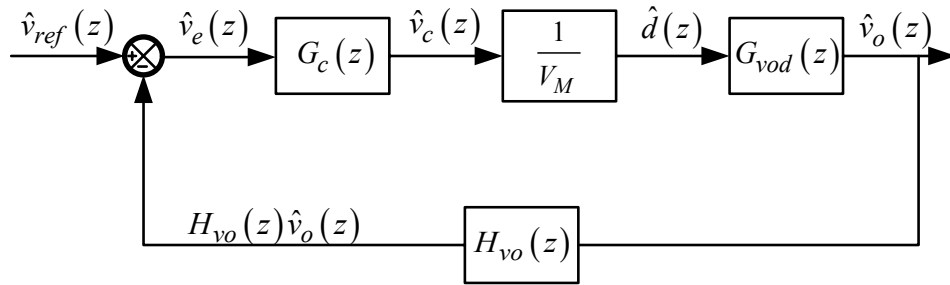


图 3.1 单电压环控制逆变器的控制框图

其中， $G_c(z)$ 和  $G_{vod}(z)$ 分别为补偿器、控制对输出电压函数， $H_{vo}(z)$ 和  $V_M$ 分别为采样增益、调制波的幅值， $\hat{v}_{ref}(z)$ 、 $\hat{v}_e(z)$ 、 $\hat{v}_c(z)$ 、 $\hat{d}(z)$ 和  $\hat{v}_o(z)$ 分别为输入参考信号、误差信号、补偿信号、动态占空比和动态输出电压。

根据框图得到补偿前的回路增益为：

$$G_{loop}(z) = \frac{G_{vod}(z)H_{vo}(z)}{V_M} \quad (3.4)$$

代入数据，绘出其伯德图，如图 3.2 所示。由图可以得知，此时系统的截至频率为  $2.2kHz$ ，相角裕度为  $22.5^\circ$ 。从相角裕度上可知，不满足大于  $45^\circ$  的要求，要对它进行补偿。

如果补偿器采用 PI 调节器，其离散域的表达式为：

$$G_c(z) = \frac{(K_v\tau_v + 1)z - K_v\tau_v}{\tau_v(z - 1)} \quad (3.5)$$

其中， $K_v$ 、 $\tau_v$ 分别为 PI 调节器的比例系数和积分时间常数。

将以上两个函数相乘，则可求得补偿后的回路增益表达式为：

$$G_{loop\_c}(z) = \frac{G_{vod}(z)H_{vo}(z)G_c(z)}{V_M} \quad (3.6)$$



在比例系数和积分时间常数分别为 0.45 和 10 时,可绘制补偿后增益的伯德图,如图 3.2 所示。由图可以得出,补偿后截止频率为  $2.1\text{kHz}$ ,与补偿前基本相同,但相角裕度却显著提高,达到了  $48^\circ$ ,系统足够稳定。这说明加入补偿器后,动态响应基本没受影响,但系统稳定性显著提高。

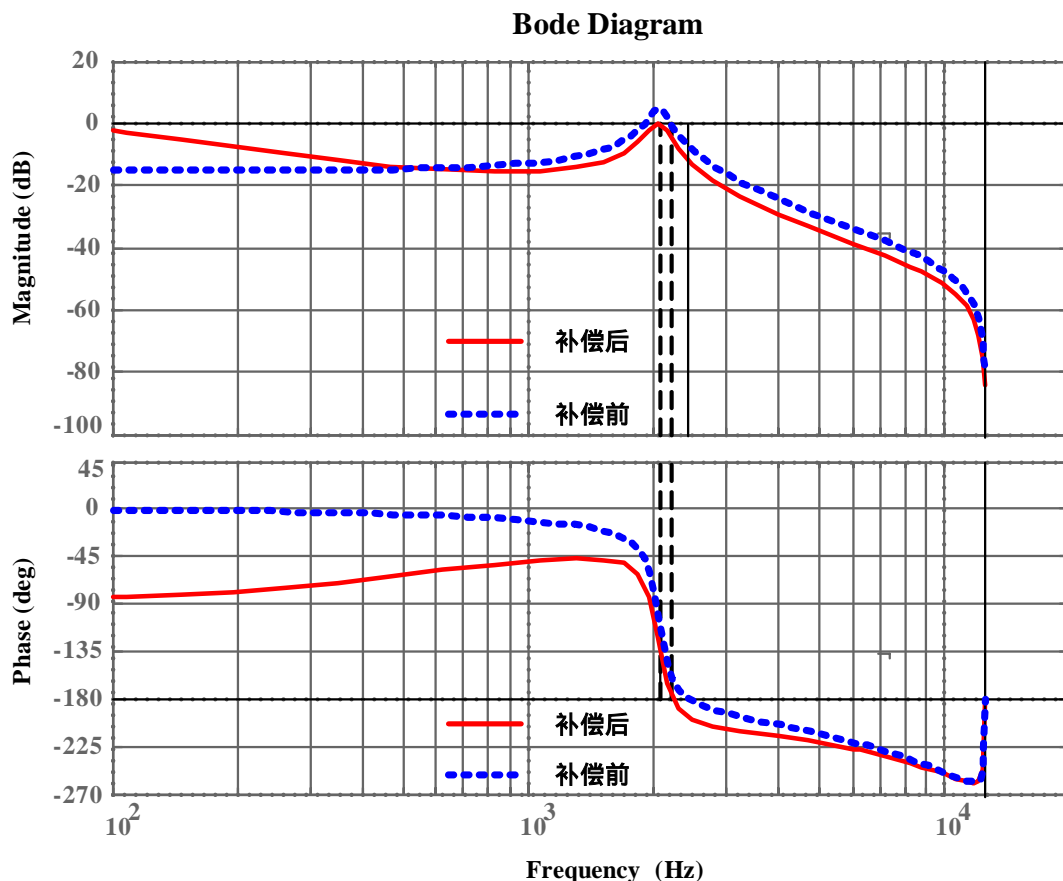


图 3.2 输出电压闭环环路增益的幅频相频曲线

### 3.3 双环控制逆变器的补偿器设计

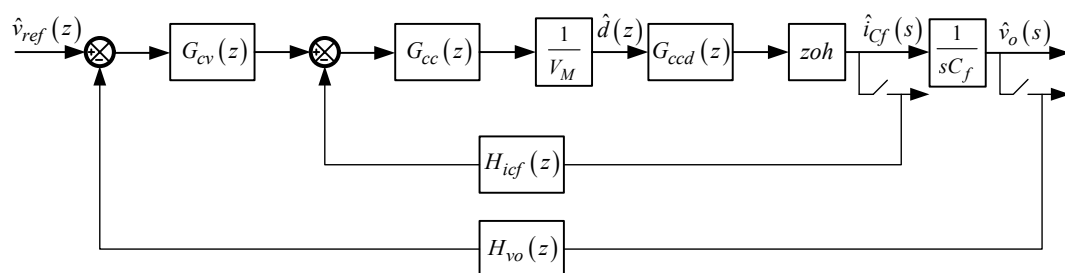


图 3.3 双环控制逆变器框图

双环的外环是输出电压调节环，内环是电容电流调节环，双环的控制框图为图 3.3。图中，内环采用 P 调节器，外环采用 PI 调节器， $G_{cv}(z)$ 、 $G_{cc}(z)$ 和  $G_{ccd}(z)$ 分别为外环补偿器、内环补偿器和控制到电容电流的传递函数， $H_{icf}(z)$ 、 $H_{vo}(z)$ 分别为电容电流和输出电压的采样增益函数， $V_M$ 为调制波幅值。

双环控制的思路是：外环采样输出电压瞬时值，与参考电压比较后，误差量经过 PI 调节器运算后作为电流环的基准，内环采样电容电流瞬时值，与电流基准比较后，得到的误差量经过调节器运算，再与三角波交截后，得到一个占空比的调节量，然后调节占空比，从而调节输出电压。

双环控制系统包括有两个控制环，每个控制环的补偿器都可借助伯德图按照前一节的方法进行设计。一般先设计内环，后设计外环<sup>[44]</sup>。也就是说，先设计好内环的电流调节器，然后把整个内环当作外环的一个环节，再设计外环的电压调节器。下面首先设计电流内环。

### 3.3.1 电容电流内环补偿器设计

对于如图 3.3 所示的电流环，其内环环路增益在补偿前为：

$$G_{loop}(z) = \frac{G_{ccd}(z)H_{icf}(z)}{V_M} \quad (3.7)$$

其内环环路增益在补偿后为：

$$G_{loop\_c}(z) = \frac{G_{ccd}(z)H_{icf}(z)G_{cc}(z)}{V_M} \quad (3.8)$$

在求上式的幅频特性和相频特性时，因为内环采用比例调节器，所以补偿器的加入只会导致幅频特性的值或增加或减小，而对相频特性曲线没有任何影响。比例调节器取值为 2 时，将式 (3.3) 分别代入式 (3.7) 和 (3.8)，得到内环环路增益在补偿前与补偿后的幅频和相频曲线如图 3.4 所示。

从图 3.4 可以看出，补偿前的截止频率为 3.6kHz，相角裕度为 68°，稳定性能够满足要求，但因为内环的截止频率一般要高于外环的截止频率，所以要求内环的截止频率相对较高。从图上可以看出，通过补偿后，截止频率达到了 8.1 kHz，比补偿前高了一倍还多，此时的相角裕度为 45°，系统稳定性仍然满足要求。

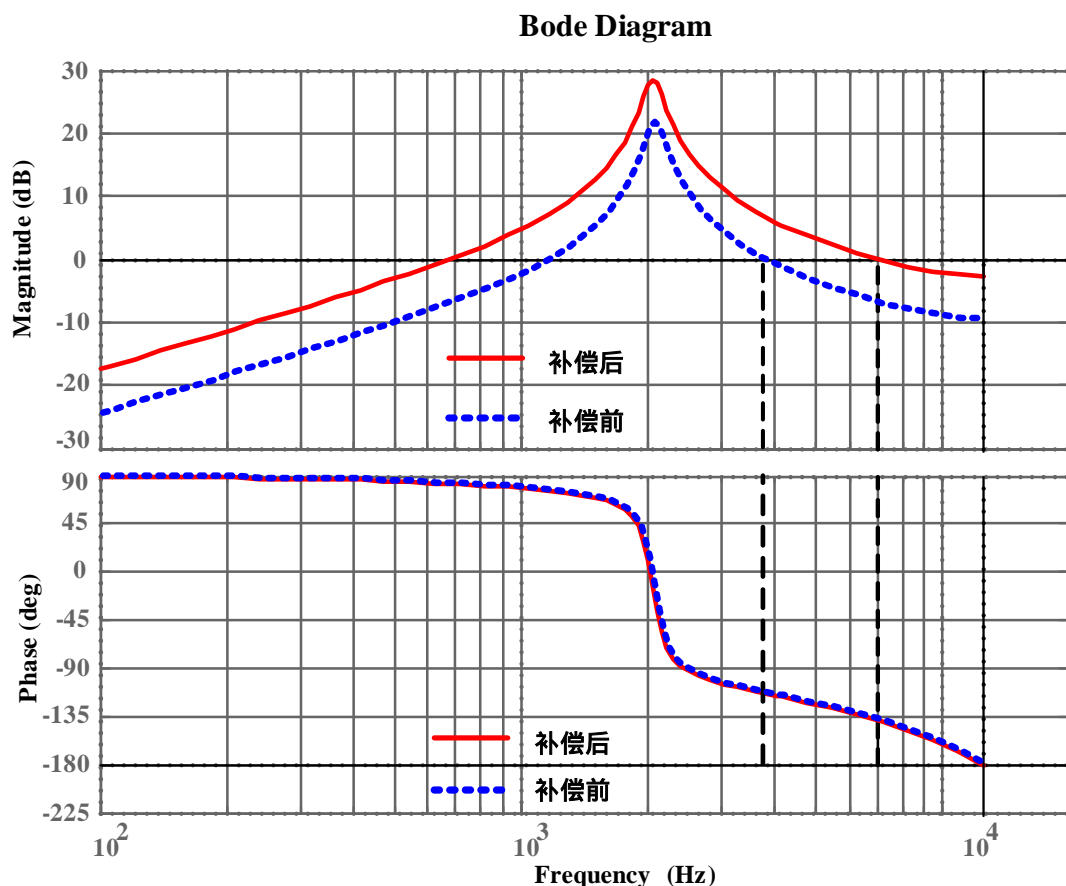


图 3.4 电容电流闭环环路增益的幅频相频曲线

### 3.3.2 输出电压外环补偿器设计

在数字电流内环闭环已经完成的基础上，可以设计数字电压外环。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，当调制频率足够高时（远高于输出滤波器频带宽度）时，电流环可等效为一个电流跟随器（比例环节）<sup>[45]</sup>，则可以得到线性化后的逆变器系统如图 3.5 所示。因此双环控制型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影响，使系统成为一个稳定的二阶系统。

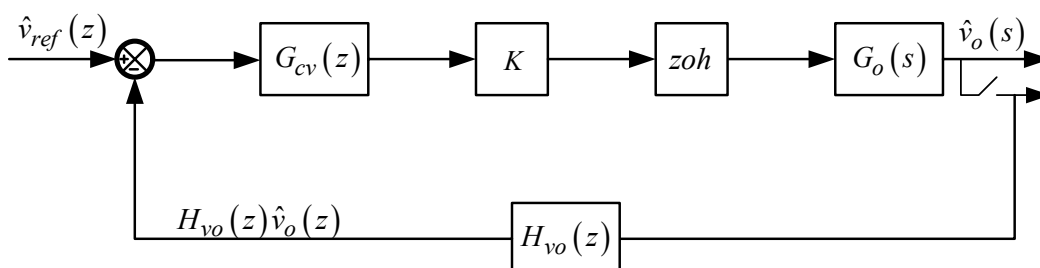


图 3.5 电流环线性化后的双环等效框图

图 3.5 中,  $K$  为电流闭环的输入输出增益,  $G_o(s)$  为滤波电容与负载并联后的阻抗函数, 即:

$$G_o(s) = \frac{1}{sC_f} // R_{Ld} \quad (\text{阻性负载}) \quad (3.9)$$

将上式在采样时间  $T_s$  为  $40\mu s$  的情况下, 直接进行  $z$  变换, 就可以得到离散化后的传递函数<sup>[44]</sup>:

$$G_o(z) = \frac{2.60}{z - 0.95} \quad (\text{阻性负载}) \quad (3.9)$$

根据框图, 可以写出补偿前的环路增益为:

$$G_{vloop}(z) = G_o(z) H_{vo}(z) K \quad (3.10)$$

绘出上式的波特图如图 3.6 所示。

补偿器采用 PI 调节器, 其离散域的表达式为:

$$G_{cv}(z) = \frac{(K_{v2}\tau_{v2} + 1)z - K_{v2}\tau_{v2}}{\tau_{v2}(z - 1)} \quad (3.5)$$

其中,  $K_{v2}$ 、 $\tau_{v2}$  分别为 PI 调节器的比例系数和积分时间常数。

综合以上两式, 得到补偿后的环路增益为:

$$G_{vloop\_c}(z) = G_{cv}(z) G_o(z) H_{vo}(z) K \quad (3.10)$$

绘出上式的伯德图如图 3.6 所示, 从图上可以看出, 补偿后的截止频率为  $3.8 \text{ kHz}$ , 相角裕度为  $53^\circ$ , 系统动态响应较快, 且足够稳定。

### 3.3.3 两种控制策略下稳定性和动态性能的比较

双环控制由于可以把内环等效为一个比例环节, 消除了滤波电感对系统的影响, 从而将系统降阶为一个二阶环节。在绘制幅频相频曲线时, 相角随着频率增加的减小速度变缓, 这样可以在较高的截止频率下取得满意的相角裕度, 从而提高了系统的动态响应。比较补偿后的单环和双环控制逆变器的幅频和相频曲线可得:

(1) 双环控制的截止频率高于单环控制的截止频率, 动态响应速度比单环控制几乎快了一倍;

(2) 双环控制的相角裕度也高于单环控制时, 双环控制的稳定性更高。

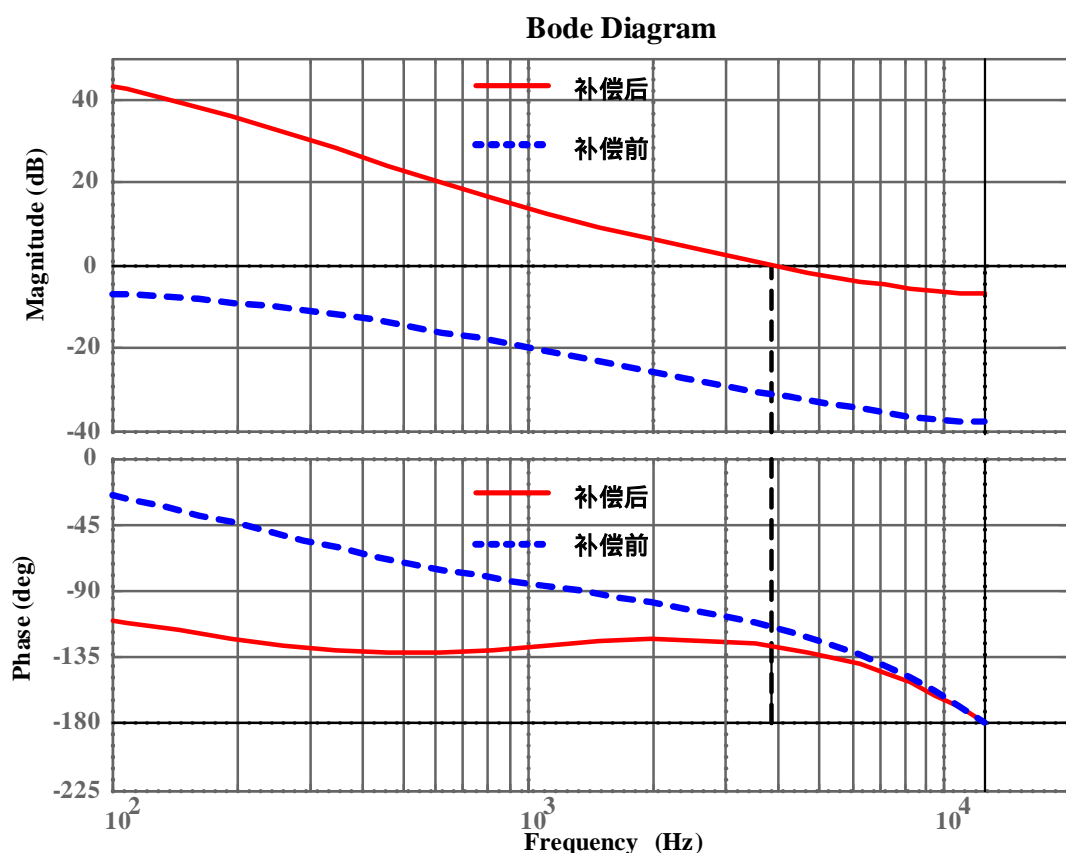


图 3.6 输出电压闭环环路增益的幅频相频曲线

### 3.4 逆变器的外特性分析

外特性是逆变器性能的一个重要指标，其性能的好坏决定了带负载的能力。下面具体分析两种控制策略下的逆变器外特性。因为滤波器都是模拟环节，而滤波器对外特性又有较大的影响，所以为了分析的方便，外特性的分析在  $s$  域里进行。

#### 3.4.1 单电压控制逆变器的外特性

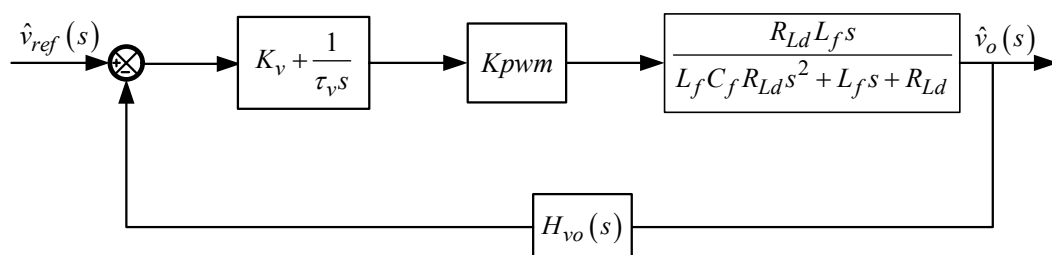


图 3.7 单电压环的输入输出框图

如图 3.7 所示单电压控制逆变器，PWM 环节等效为一个比例环节  $K_{pwm}$ ， $K_2$  为采样函数的增益，逆变器输入输出传递函数为式 (3.11)。

$$\phi(s) = \frac{\tau_v K_{pwm} K_v R_{Ld} L_f s + \tau_v K_{pwm} K_v R_{Ld} L_f}{\tau_v L_f C_f R_{Ld} s^2 + \tau_v (L_f + K_{pwm} K_2 K_v R_{Ld} L_f) s + \tau_v R_{Ld} + K_{pwm} K_2 R_{Ld} L_f} \quad (3.11)$$

设阻性负载时，逆变器的静差定义为：

$$\delta = \frac{V_o(\infty) - V_o(R_{Ld})}{V_o(\infty)} \quad (3.12)$$

其中  $V_o(\infty)$ 、 $V_o(R_{Ld})$  分别为空载、阻性负载时的输出电压。

将式 (3.11) 代入式 (3.12) 得到：

$$\delta = \frac{|\phi_\infty(j\omega)| - |\phi_{R_{Ld}}(j\omega)|}{|\phi_\infty(j\omega)|} = 1 - \frac{|\phi_{R_{Ld}}(j\omega)|}{|\phi_\infty(j\omega)|} = 1 - K_\phi \quad (3.13)$$

其中，

$$\left(\frac{1}{K_\phi}\right)^2 = 1 + \frac{\left(\frac{1}{R_{Ld}}\right)^2 + \frac{2K_{pwm}K_vK_2}{R_{Ld}}}{\left(\frac{K_{pwm}K_2}{\tau_v\omega} + \frac{1}{\omega L_f} - C_f\omega\right)^2 + (K_{pwm}K_vK_2)^2} \quad (3.14)$$

显然， $\omega$ 、 $L_f$ 、 $C_f$ 、 $\tau_v$  越大，则  $K_\phi$  越小，外特性越软。而  $K_v$ 、 $K_2$ 、 $K_{pwm}$  的变化对外特性的影响是非线性的。所以，对单电压环控制逆变器，可以得到如下结论：

- (1) 电压环 PI 调节器的积分时间常数越大，则外特性越软；
- (2) 在系统参数相同的情况下，基波的频率越大系统的外特性越软；
- (3) 输出滤波电容越大，外特性越软；
- (4) 输出滤波电感越大，外特性越软。

### 3.4.2 双环控制逆变器的外特性

按照前文第 3.3.2 节的分析，电流内环可等效为一个比例环节  $K$ ，由此可以画出逆变器在双环控制情况下的输入输出控制框图如图 3.8 所示。

当输入  $V_r = X \sin \omega t$  时，系统输出的稳态分量为  $V_o = X |\phi(j\omega)| \sin(\omega t + \theta)$ ，则根据框图可得线性化后的系统输入输出传递函数为：

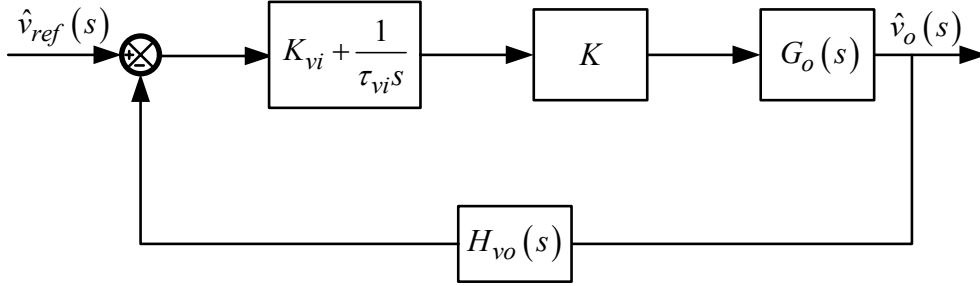


图 3.8 双环控制逆变器线性化后的输入输出框图

$$\phi(s) = \frac{\left(K_{v2} + \frac{1}{\tau_{v2}s}\right)KG_o(s)}{1 + K_2\left(K_{v2} + \frac{1}{\tau_{v2}s}\right)KG_o(s)} \quad (3.15)$$

(1) 空载时，输出只有滤波电容，则有：

$$G_{o\infty}(s) = \frac{1}{sC_f} \quad (3.16)$$

$$\phi(s) = \frac{K(K_{v2}\tau_{v2}s + 1)}{C_f\tau_{v2}s^2 + K_2K(K_{v2}\tau_{v2}s + 1)} \quad (3.17)$$

(2) 阻性负载时，输出是滤波电容与负载并联，则有：

$$G_{o\infty}(s) = \frac{R_{Ld}}{sC_fR_{Ld} + 1} \quad (3.18)$$

$$\phi(s) = \frac{K(K_{v2}\tau_{v2}s + 1)}{C_f\tau_{v2}s^2 + \tau_{v2}\left(\frac{1}{R_{Ld}} + K_2KK_{v2}\right)s + K_2K} \quad (3.19)$$

(3) 感性负载时，输出是滤波电容与阻感性负载并联，则有：

$$G_{o\infty}(s) = \frac{s}{s^2C_f + \frac{s}{R_{Ld}} + \frac{1}{L_f}} \quad (3.20)$$

$$\phi(s) = \frac{K(K_{v2}\tau_{v2}s + 1)}{C_f\tau_{v2}s^2 + \tau_{v2}\left(\frac{1}{R_{Ld}} + K_2KK_{v2}\right)s + \frac{\tau_{v2}}{L_f} + K_2K} \quad (3.21)$$

由公式 (3.17) 可以得到空载时：

$$\phi(s) = \sqrt{\frac{(KK_{v2}\omega\tau_{v2})^2 + (K)^2}{(K_2KK_{v2}\omega\tau_{v2})^2 + (K_2K - C_f\omega^2\tau_{v2})^2}} \quad (3.22)$$

由公式 (3.19) 可以得到阻性负载时：

$$\phi(s) = \sqrt{\frac{(KK_{v2}\omega\tau_{v2})^2 + (K)^2}{\left(\frac{\omega\tau_{v2}}{R_{Ld}} + K_2KK_{v2}\omega\tau_{v2}\right)^2 + (K_2K - C_f\omega^2\tau_{v2})^2}} \quad (3.23)$$

由公式 (3.21) 可以得到阻性负载时：

$$\phi(s) = \sqrt{\frac{(KK_{v2}\omega\tau_{v2})^2 + (K)^2}{\left(\frac{\omega\tau_{v2}}{R_{Ld}} + K_2KK_{v2}\omega\tau_{v2}\right)^2 + \left(\frac{\tau_{v2}}{L_f} + K_2K - C_f\omega^2\tau_{v2}\right)^2}} \quad (3.24)$$

实际电路中  $\frac{K_2K}{\tau_{v2}} < C_f\omega^2$ 。

从式 (3.22) (3.23) (3.24) 可以看出空载时输出电压的幅值最高，随着负载的增大，输出电压下降。在输出相同的有功功率时，感性负载的电压幅值比阻性负载的幅值小，因此逆变器带感性负载时的外特性比带阻性负载时的外特性软，这一点对单电压环控制逆变器也是成立的，这里不再证明。

根据上一节中静差的定义，同样可以得到双环控制时候的静差表达式：

$$\delta = \frac{|\phi_\infty(j\omega)| - |\phi_{R_{Ld}}(j\omega)|}{|\phi_\infty(j\omega)|} = 1 - \frac{|\phi_{R_{Ld}}(j\omega)|}{|\phi_\infty(j\omega)|} = 1 - K_\phi \quad (3.25)$$

其中，

$$\left(\frac{1}{K_\phi}\right)^2 = 1 + \frac{\left(\frac{1}{R_{Ld}}\right)^2 + \frac{2KK_{v2}K_2}{R_{Ld}}}{\left(\frac{KK_2}{\tau_{v2}\omega} - C_f\omega\right)^2 + (KK_{v2}K_2)^2} \quad (3.26)$$

显然， $\omega$ 、 $L_f$ 、 $C_f$ 、 $\tau_{v2}$  越大，则  $K_\phi$  越小，外特性越软。而  $K_{vi}$ 、 $K_2$ 、 $K$  的变化对外特性的影响是非线性的。所以对双环控制逆变器，可以得到如下结论：

- (1) 电压环 PI 调节器的积分时间常数越大，则外特性越软；
- (2) 在系统参数相同的情况下，基波的频率越大系统的外特性越软；
- (3) 输出滤波电容越大，外特性越软；



### 3.4.3 两种控制方式下逆变器外特性的比较

比较一下式 (3.14) 和式 (3.26), 可以发现, 两者在形式上是非常类似的, 参数对外特性的影响也是相同的; 唯一不同的是, 单电压环控制时的外特性表达式里含有有输出滤波电感  $L_f$ , 而双环控制时没有  $L_f$ 。

这表明,

(1) 单电压环控制逆变器外特性受滤波电感影响, 而双环控制与滤波电感无关;

(2) 只要有滤波电感存在, 在系统其他参数相同的情况下, 单电压环控制逆变器外特性要比双环控制时偏软;

(3) 两种控制方式下带感性负载时外特性都会比输出相同有功功率的阻性负载时偏软。

综合以上结论, 双环控制逆变器在外特性上是优于单环控制的。

### 3.5 一种提高逆变器外特性的方法——电压有效值调节

从上一节可以看出, 从空载向阻性负载增大的过程中, 逆变器的外特性是逐渐变软的, 在同样的输入电压下, 输出电压幅值会下降, 而且这种下降在感性负载时更加厉害。为此本文设计了有效值调节, 充分利用数字控制升级容易的优点, 在没有增加任何硬件的情况下, 只是在软件上来实现有效值的调节, 来保证输出电压有效值基本不受负载影响, 增强系统外特性。

如图 3.12 所示, 所谓有效值环就是在原有单电压环基础上, 对一个工频周期内的输出电压瞬时采样值求均方和得到有效值  $U$ , 把求得的有效值与参考有效值  $U^{**}$  比较, 如果  $U$  低于参考值, 则增加每一点瞬时值的参考值  $U^*$  直至求得的均方值  $U$  等于有效值的参考值; 反之如果  $U$  高于  $U^{**}$ , 则减小  $U^*$  直至  $U$  等于有效值的参考值。如此则有效值得到了调节, 输出电压幅值得到了保证。

上述的分析是以单电压控制为例的, 可以推广到其他控制方式。

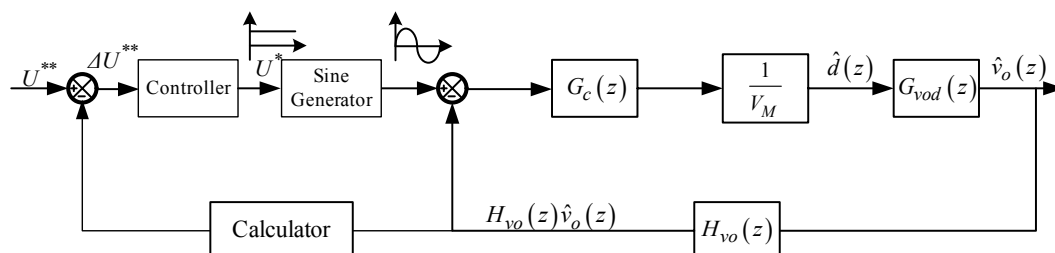


图 3.9 有效值调节框图

从有效值调节的原理可以得出：

(1) 由于有效值环只调节有效值，对内部的电压瞬时调节没有影响，所以有效值环不会改变原来控制方式的动态特性；

(2) 有效值环可以提高逆变器的外特性，而不管是什么性质的负载，这一点特别对于带感性负载的逆变器特别适用；

(3) 增加有效值调节不需要增加任何硬件，只是软件上的升级，充分利用了数字控制的优点，这也是数字控制优势的具体体现；

(4) 有效值调节适用于各种逆变器的控制策略，具有广泛的适用性。

### 3.6 结论

本章分别对单环控制逆变器和双环控制逆变器进行了闭环设计，分别设计了它们的补偿器，使补偿后的逆变器具有较好的稳定性和动态响应。通过将电流内环等效为一个比例环节，降低了双环控制的系统阶数，使得电压外环的截止频率相对可以取得较高，加快了逆变器的动态响应。补偿的结果也表明，双环控制逆变器相对于单环控制逆变器稳定性更高，动态响应更快。针对逆变器带感性负载时外特性偏软的问题，设计了有效值调节环，很好地提高了逆变器的稳态性能，而且适合于各种控制策略，具有广泛的应用性。

## 第四章 数字控制 SPWM 逆变器的设计

数字控制逆变器的设计包括硬件设计和软件设计两部分，硬件部分包括逆变桥主电路、低通滤波器、采样调理电路、驱动电路等四部分，软件部分包括实现控制思想的相关程序。本文所要设计的逆变器的性能指标如下：

输入电压  $V_{in}$ ：180V DC

输出电压  $V_o$ ：115V/400Hz

额定功率  $P_o$ ：1kVA

输出电压 THD：不大于 3%

### 4.1 系统结构

数字控制逆变器的系统构成如图 4.6 所示，包括逆全桥逆变电路、低通滤波器、驱动电路、数字控制部分、采样调理电路等五部分。保护功能是由数字控制部分采样并执行。

逆变桥式电路主要实现电能的变换，把直流电压变换为高频矩形脉冲形式的交流电压，低通滤波器把脉冲电压变为光滑的工频交流电压。采样调理电路用来采样输出的状态变量，并把变量调节为数字控制平台接受允许范围内的信号。数字控制部分是主要的运算处理环节，运用合适的算法和措施，使输出满足系统设计的要求，在逆变器系统里就是输出电压的波形和幅值满足要求。驱动电路是执行环节。

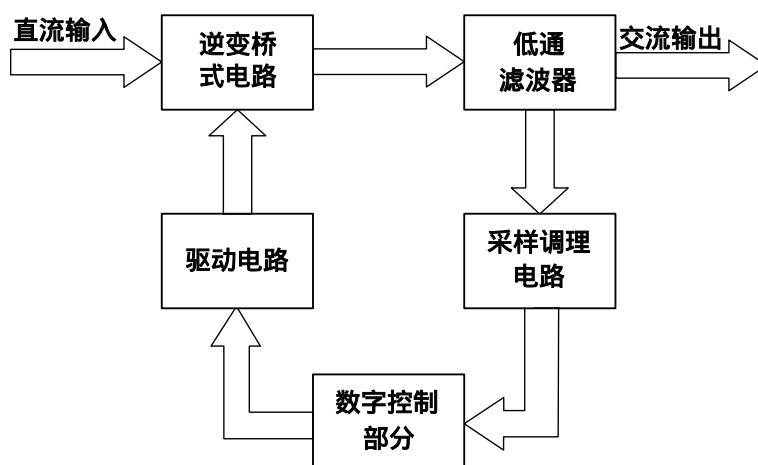


图 4.1 数字控制逆变器系统构成示意图

## 4.2 硬件设计

### 4.2.1 低通滤波器

输出交流电压的频率  $f_o$  为  $400\text{Hz}$ ，逆变器的开关频率  $f_s$  设为  $25.6\text{kHz}$ ，滤波器的转折频率一般为  $(5\sim 10)f_o$ 。为了减少输出功率的无功分量，滤波电容的电流不要大于额定输出电流的  $1/5^{[46]}$ 。满载时输出电流  $I_o$  为：

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{115} = 8.7(A) \quad (4.1)$$

则电容电流不能大于  $1.7A$ ，滤波电容  $C_f$  为：

$$C_f = \frac{0.5 * I_o}{2\pi f_o \times V_o} = 6(\mu F) \quad (4.3)$$

在输出滤波电容的基础上，可以选择输出滤波电感  $L_f$  的值：

$$L_f = \frac{1}{(2\pi g N g f_o)^2 g C_f} \quad (4.4)$$

其中， $N$  代表转折频率相对于输出波形频率的倍数，一般取  $5 \sim 10$ 。在  $N=8$  时，此时的电感值  $L_f$  为  $400\mu H$ 。

最终的滤波器参数为： $C_f=6.8\mu F$ ， $L_f=400\mu H$ 。

### 4.2.2 功率开关管

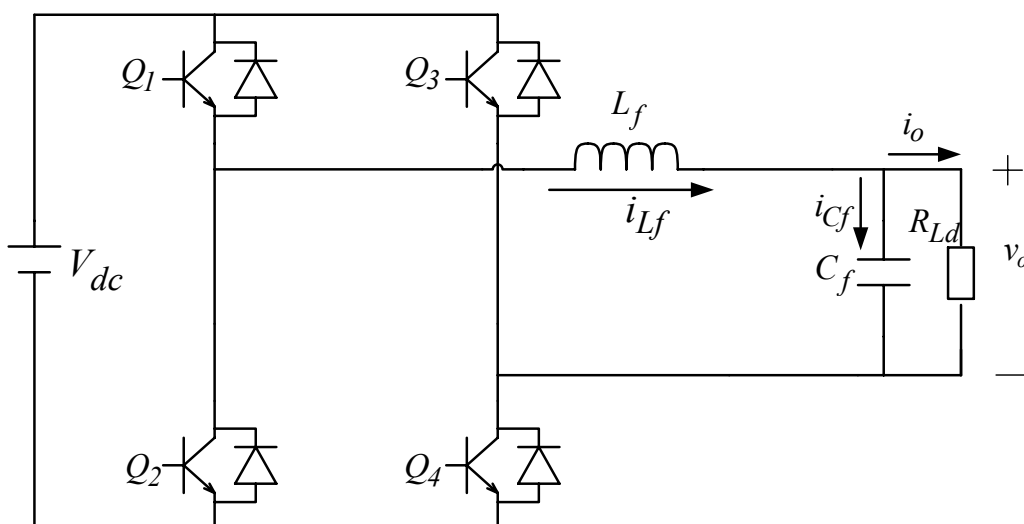


图 4.2 全桥逆变器主电路图

开关管的选取主要考虑它的电压应力和电流应力。图 4.2 是逆变器的主电路图。拓扑采用的是全桥结构，每一个开关管的电压应力均为输入电压。

开关管中的电流即电感电流  $i_{Lf}$ ，包括两部分：输出负载电流  $i_o$  和滤波电容电流  $i_{Cf}$ 。在阻性负载时二者相位相差  $90^\circ$ ，所以开关管的最大电流是二者在阻性满载时的均方值。

输出滤波电容上的电流有效值  $I_{Cf}$  为：

$$I_{Cf} = 2\pi f_o g C_f g V_o = 2(A) \quad (4.7)$$

则滤波电感中的电流有效值  $I_i$  为：

$$I_i = \sqrt{I_o^2 + I_{Cf}^2} = 9(A) \quad (4.8)$$

按两倍电流裕量选取开关管，则开关管的电流定额为  $18A$ ；按两倍电压裕量选取开关管，则开关管的电压定额为  $360V$  以上就适用。本文选择开关管为 IXYS 公司的 IGBT，型号为 IXGH40N60C2D1。

#### 4.2.3 采样电路

本文中要采样的变量有两个：输出电压和电容电流，它们的采样都采用霍尔传感器。霍尔传感器是根据霍尔效应制造的用于电压或电流闭环的传感器，它的反馈精度高于传统的磁环互感器，没有迟滞效应，线性度高，反应速度快。

电压传感器采用南京中旭电子公司的 HNV025A，它适合于测量最大电压为  $500V$  的场合，原边允许的最大电流为  $10mA$ ，原副边变比为  $1:2.5$ 。其电路如图 4.3 (a) 所示。 $V_o$  经过  $R_{135}$  产生原边电流，根据霍尔效应产生副边电流，副边电流在  $R_{136}$  上产生一个电压，就是原边电压的采样值。

电流传感器采用南京中旭电子公司的 HNC050LA，它适合于测量最大电流为  $50A$  的场合，原副边电流变比为  $1000:1$ 。其电路如图 4.3 (b) 所示。电容电

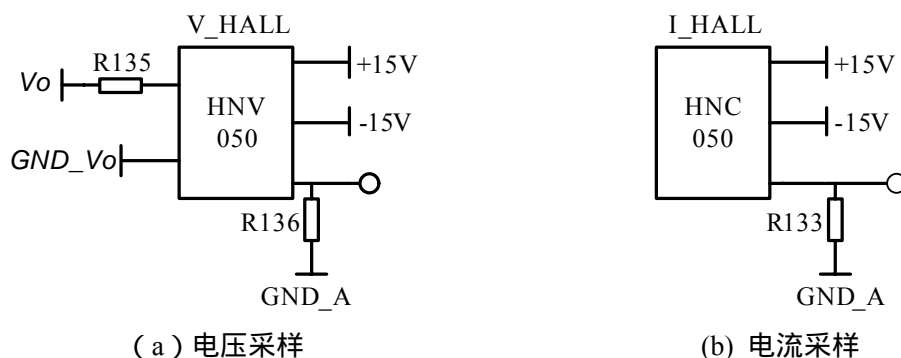


图 4.3 采样电路

流从 HNC050 的中间的空隙穿过，根据霍尔效应在副边产生电流，此电流经过 R133 建立一个电压，从而将电流转换为电压信号，此电压就是电流的采样值。

#### 4.2.4 调理电路

数字控制部分只能识别正的电压信号，而采样过来的信号是交流的，既有正半周又有负半周，所以要通过调理电路把采样的信号转换为 DSP 能够全部识别的信号。调理电路如图 4.4 所示。

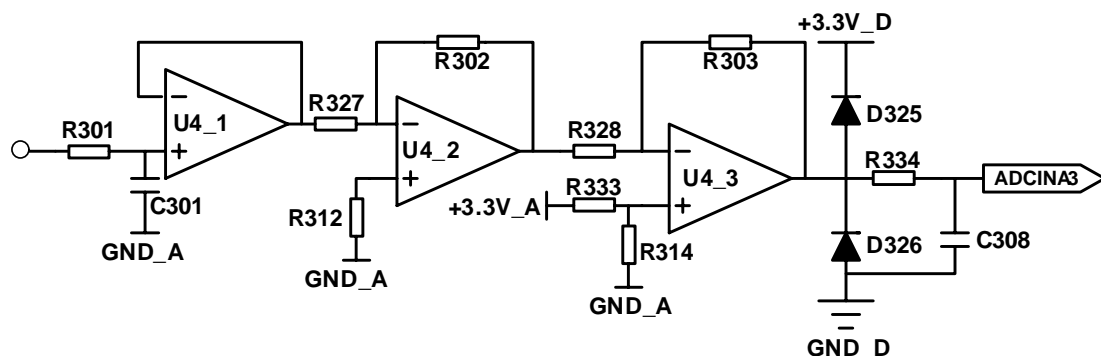


图 4.4 调理电路

调理共有五个部分，分别含有不同的功能：U4\_1 主要完成采样信号的电压跟随，U4\_2 具有信号放大的作用，U4\_3 是对信号加上一个正向直流偏置，使原来的交流信号加上一个正向偏置使之能够完全被 DSP 识别，D325、D326 是限幅电路，保证信号全部处于 0 到 3.3V 的范围，防止信号过高或过低而损伤 DSP，R301 和 C301、R334 和 C308 是滤波电路，ADCINA3 是 DSP 的引脚，经调理后的电路在 DSP 片内进行模数转换。

#### 4.2.5 驱动电路

在全桥逆变器中，因为每个桥臂的上管都是浮地的，需要采取隔离驱动或者专用的驱动芯片。若采用光耦隔离，需要增加一路辅助电源，而采用变压器隔离需要设计制作变压器，从而增加了系统的复杂性。本文采用 IR 公司的专用驱动芯片 IR2113，它是一款非隔离的桥式电路驱动芯片，芯片内部针对浮地情况作了专门的设计，而且不需要专门的供电电源，使电路更简洁，降低复杂性。IR2113 能提供最大 2A 的驱动电流，具有更快的驱动速度，适合于频率较高的应用场合。图 4.5 为 IR2113 的外围电路。

IR2113 的工作原理是：因为桥臂的下管可以直接驱动，所以当下管导通时， $V_{CC}$  对  $V_b$  上的电容 C122 进行充电直到等于  $V_{CC}$  时二极管 D338 关断，这样当上

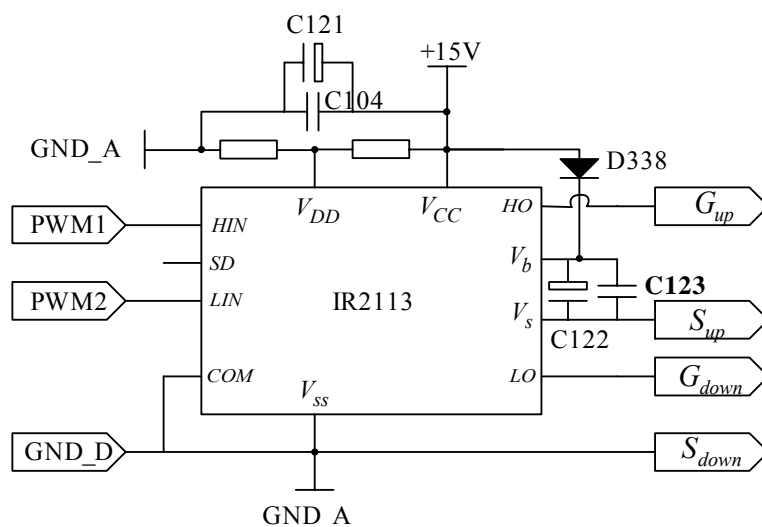


图 4.5 IR2113 的外围电路

管的驱动输入为高电平时时,  $V_b$  与 HO 连通, 由  $V_b$  和  $V_s$  的电位差来驱动上管; 当下一个时刻下管开通时, 通过 D338 继续通过二极管对 C122 进行充电, 进入下一个开关周期。如此循环, 就分别实现了上下管的交替驱动。

在图 4.5 中:

(1) PWM1、PWM2、GND\_D 是数字控制平台传送过来的驱动信号, 也是 IR2113 的输入信号, 其输出信号  $G_{up}$ 、 $S_{up}$ 、 $G_{down}$ 、 $S_{down}$  分别为桥式电路单桥臂上的上管的门极、源极、下管的门极、源极;

(2)  $V_{DD}$  为信号电源, 这里取  $V_{CC}/2$ 。这是因为, IR2113 规定, 只要输入的电平高于  $V_{DD}$  的 0.5 倍, 则 IR2113 就认为输入是高电平从而在相应的输出通道输出高电平, 否则 IR2113 就输出低电平。因为 DSP 板输出的高电平是 5V, 如果把  $V_{DD}$  与  $V_{CC}$  直接连在一起, 因为 5V 小于 15V 的一半, 这时候就不能准确地输出高电平, 所以通过两个电阻对  $V_{CC}$  分压后连接到  $V_{DD}$ , 这样只要高电平是高于 3V, IR2113 就认为输入高电平, 从而输出高电平。

根据以上原理, 全桥电路用两片 IR2113 就可以满足驱动要求, 简化了电路。

#### 4.2.6 过流保护设计

保护电路是交直流电源的重要组成部分, 过流保护是众多保护功能的一种方式, 本文的保护是通过数字控制部分实现的, 通过软件可以方便实现各种保护需要。本文中的过流保护主要分为两种情况:

- (1) 输出电流大于 1.5 倍额定电流时, 立即保护;
- (2) 输出电流在 1 ~ 1.5 倍额定电流之间时, 3 分钟后保护;

在 DSP 里面，以上两种保护区别处理：

(1) 对于第一种保护，是直接进入 PDPINTA 中断，停止通用定时器运行，停止输出 PWM 信号。因为 PDPINTA 中断具有最高的中断优先级，所以当此种过流发生时该中断能够迅速动作，做到及时保护；

(2) 对于第二种保护，是在每个工频周期中都计算电流有效值并开始计数，如果在 3 分钟内计算得到的电流有效值均为 1~1.5 倍的额定电流，则在 3 分钟到来的那一刻停止通用定时器运行，停止输出 PWM 信号。其程序流程如第 4.3 节的图 4.12 所示。

#### 4.2.7 数字控制平台

作为实现控制策略的装置，本文设计了数字控制平台。框图如图 4.6 所示，DSP 采用的是 TI 公司最新的 TMS320F2812，主频最高可达 150MHz，其他部分包括 PWM 通道、AD 和 DA 转换、外扩 RAM 和 FLASH、键盘输入、SCI 和 CAN 通信、辅助电源等。

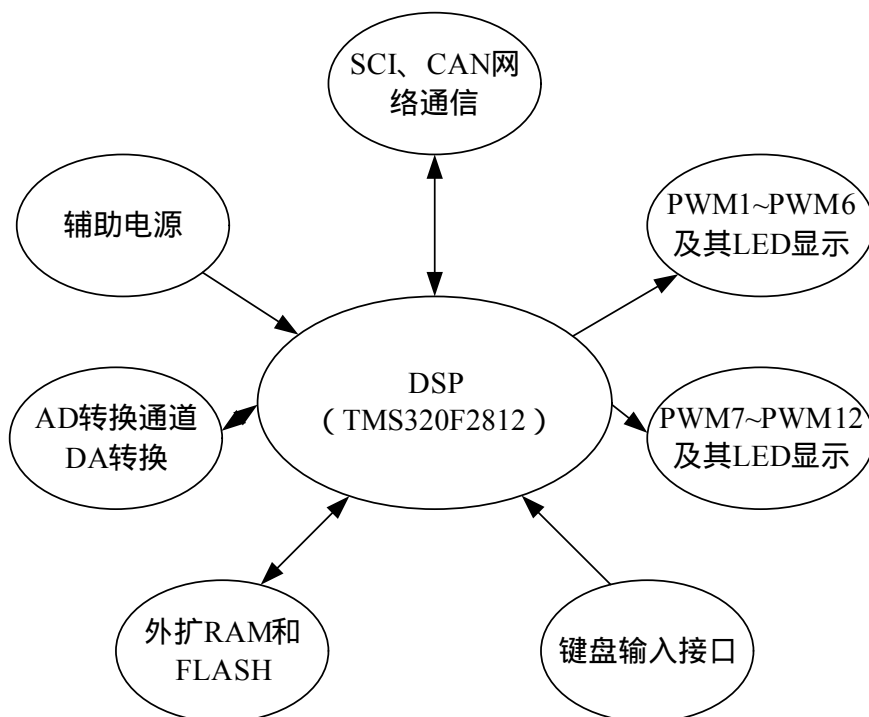


图 4.6 数字控制平台的功能框图

#### 4.2.8 整机效果图

图 4.7 为样机图片，包括数字控制平台、辅助电源、功率电路、低通滤波器、采样调理电路、驱动电路等。





图 4.7 样机图片

### 4.3 软件设计

软件设计是数字控制系统的核心部分，所有的控制策略都是通过软件和算法来实现的。本文的软件主要完成 SPWM 控制策略的实现，包括采样输出电压和电容电流、与参考值作比较、误差的 PI 调节、与三角波交截、PWM 脉冲的产生等几部分。程序主要包括主程序和中断程序，主程序主要完成系统参数的初始设置、中断发生的条件，中断类型采用事件管理器中断，这是 TI 公司 C2000 系列专门为开关电源的控制所做的设计。图 4.8~图 4.12 详细给出了单环控制、有效值调节的单环控制和双环控制的逆变器主程序和中断程序流程图。

主程序运行到循环等待时就一直进行循环，中断发生时，主程序一直在循环，主程序的循环与中断的发生是互不干涉的，都是独立运行。每一个开关周期都会有一次中断，所有的 SPWM 控制策略的执行都是在中断程序里，每一个开关周期就会发生一次占空比的更新。在中断程序图中， $\text{outtemp} \geq 0$  和  $\text{outtemp} \leq 0$  分别代表输出电压的上半周和下半周的两种情况； $\text{outtemp}$  的绝对值代表需要开通的时间，其与调制波进行比较，完成三角波的交截。

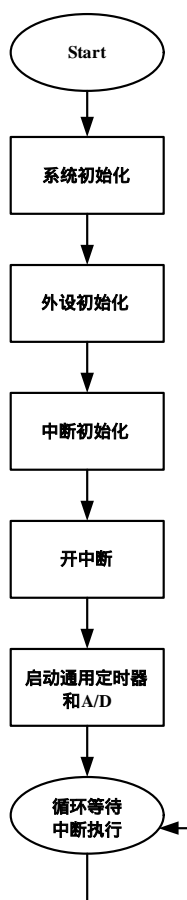


图 4.8 单环控制主程序流程图

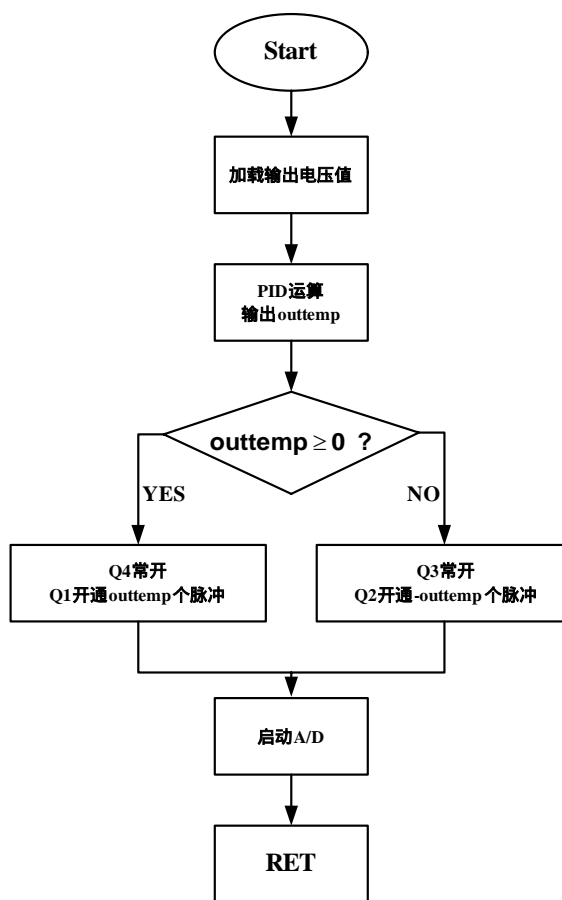


图 4.9 单环控制中断程序流程图

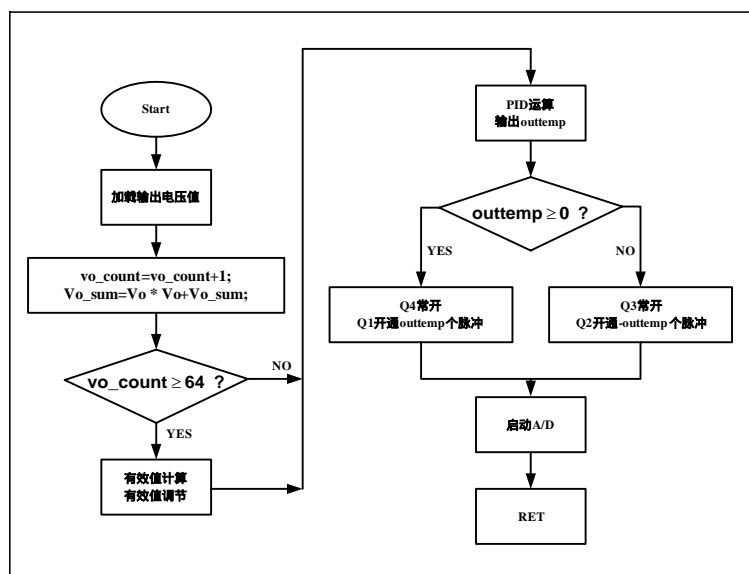


图 4.10 带有效值调节的单环控制逆变器的中断子程序流程图

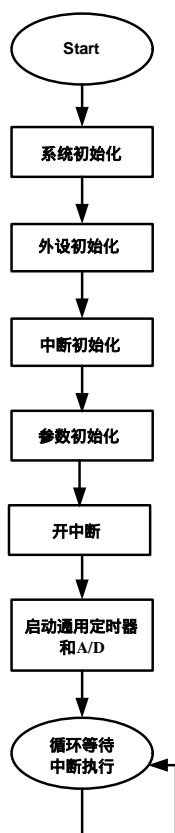


图 4.11 双环控制逆变器主程序流程图

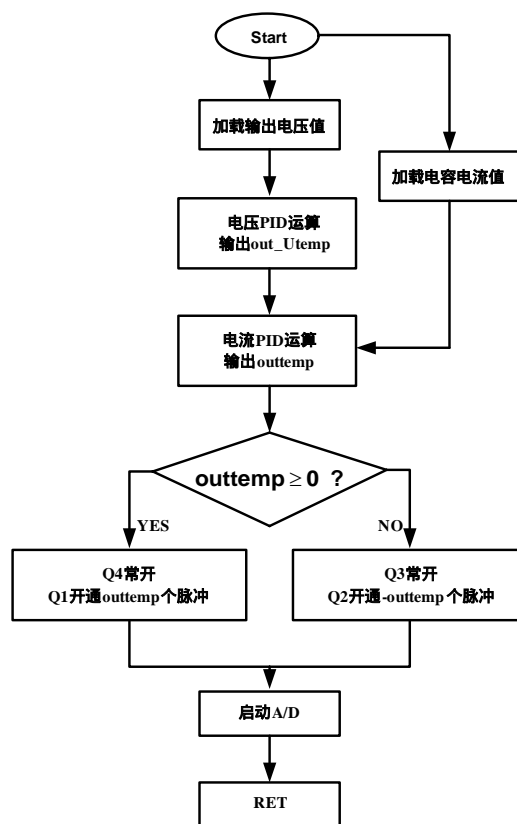


图 4.12 双环控制逆变器中断子程序流程图

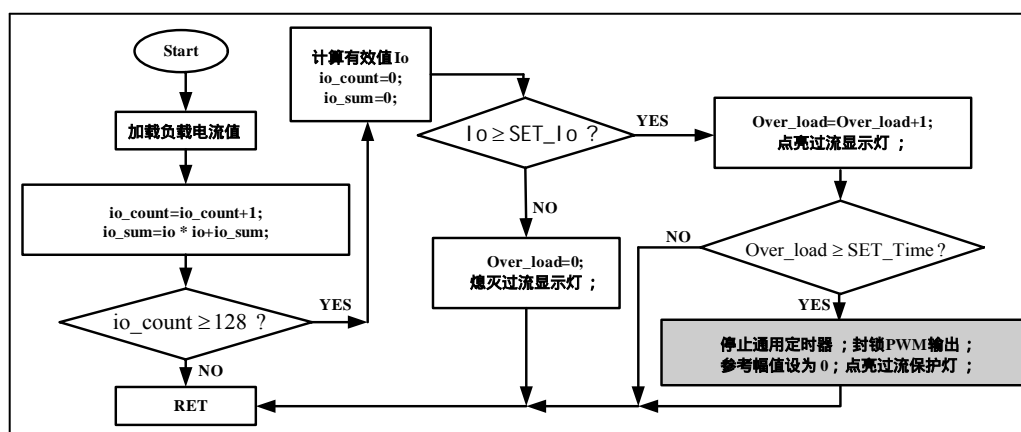


图 4.13 负载过流保护程序流程图

加入电压有效值调节后，主程序与没有加入有效值调节时完全相同，只是在中断子程序中要加入有效值的计算程序。图 4.10 中， $vo\_count$ 、 $Vo\_sum$  分别为时间计数器、输出电压瞬时值平方的求和。

双环控制逆变器的流程图中，主程序与单电压环控制时相同，中断子程序中先进行输出电压的 PI 运算，并将其运算结果作为电容电流闭环的输入，然后进行电流的 PI 运算，运算的结果与调制波进行交截，从而输出 PWM 脉冲信号。

图 4.13 为过流保护程序流程图，是在中断程序里执行的。图中，io\_count、io\_sum 分别为时间计数器、瞬时值电压平方的叠加值，Over\_load 为过流持续的输出电压周期数，SET Io、SET\_Time 分别为设定的需要保护电流值、过流持续时间。

#### 4.4 小结

本章详细给出了数字控制逆变器的设计过程，硬件部分包括主电路设计、滤波器设计、采样电路、调理电路、驱动电路，软件部分包括单环控制逆变器、带有效值调节的单环控制逆变器、双环控制逆变器的程序流程图以及过流保护的程序流程图，并制作了原理样机。

## 第五章 SPWM 逆变器的实验结果

第四章详细给出了数字控制逆变器的设计，本章通过实验来验证控制策略。主要做了四组实验：单电压环控制逆变器、带有效值调节的单电压环控制逆变器、双环控制逆变器、带有效值调节的双环控制逆变器，实验结果如下。

### 5.1 单电压环控制逆变器的实验结果

图 5.1 分别为空载、阻性半载、阻性满载和感性满载（感性系数 0.75）负载的输出电压和电感电流波形，这四种负载条件下输出电压的 THD 分别为 1.073%、1.901%、1.752%、1.377%。

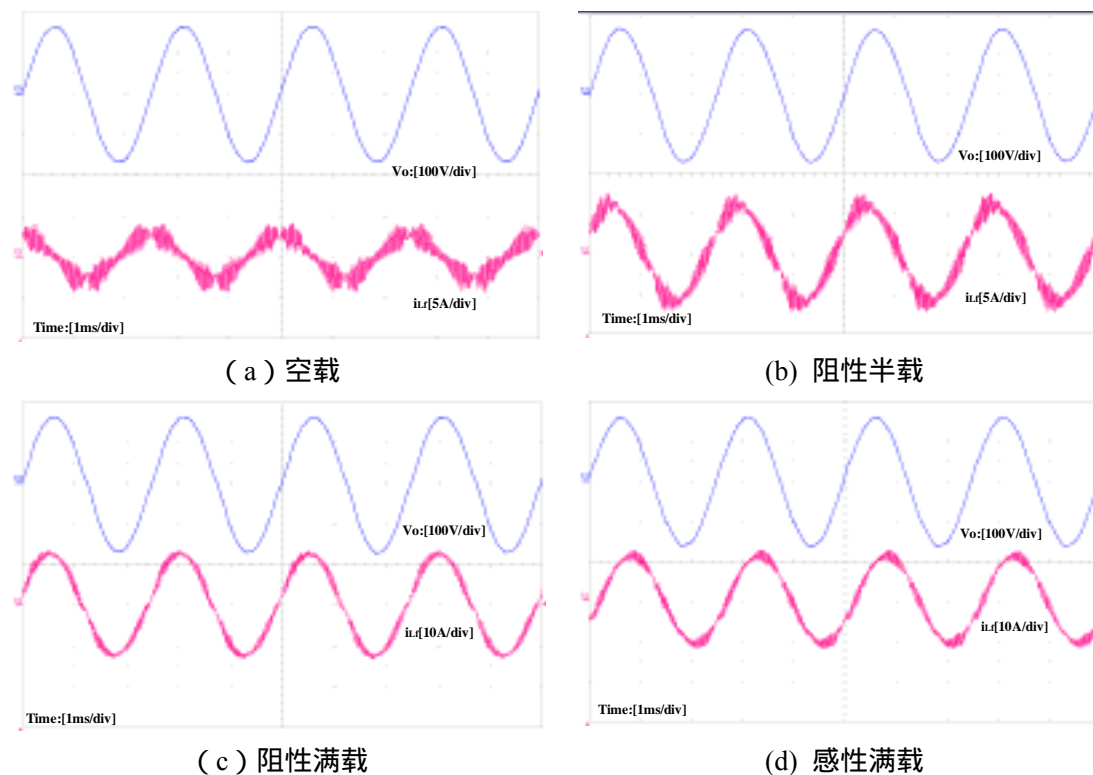
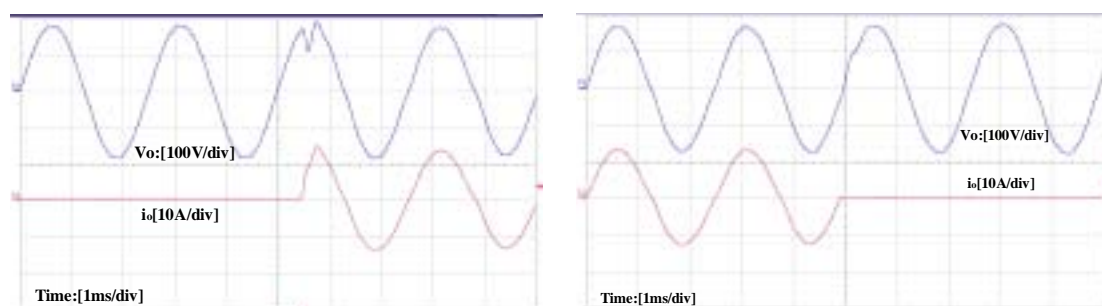


图 5.1 各种负载条件下的输出实验波形

图 5.2 是单电压环控制逆变器的动态响应波形，可以看出无论突加还是突卸满载，波形均出现了明显的畸变，且畸变在 0.6ms 后基本恢复，恢复时间约为波形周期的 1/4，动态响应较快。



(a) 突加阻性满载

(b) 突卸阻性满载

图 5.2 逆变器的输出动态响应波形

表 5.1 单电压环控制逆变器的输出数据

	空 载	阻性半载	阻性满载	感性满载
输出电压 ( $V$ )	115.32	114.46	115.55	110.48
负载电流 ( $A$ )	0	3.75	8.51	8.64
THD (%)	1.073	1.901	1.752	1.377

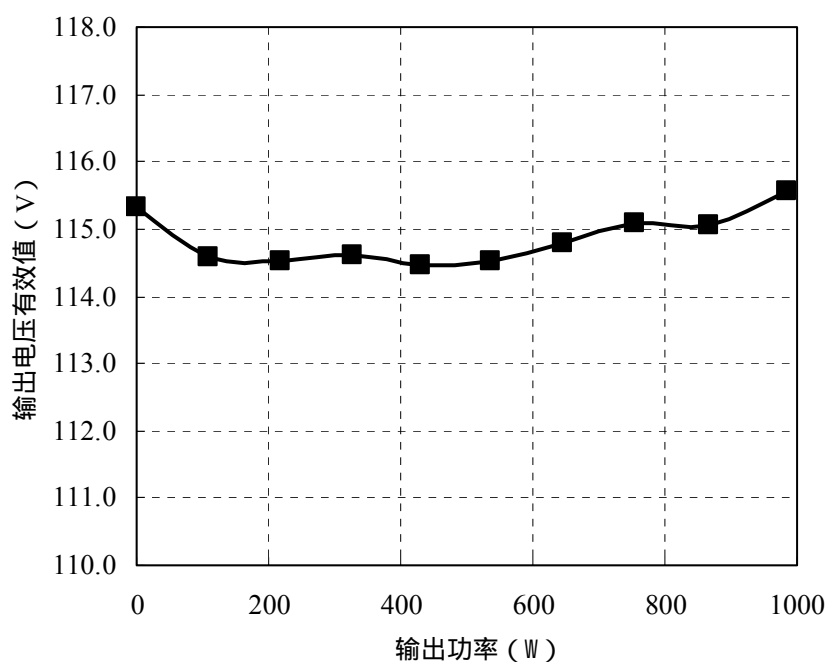


图 5.3 单电压环控制逆变器的外特性曲线

表 5.1 给出了各种负载情况下逆变器的输出电压，图 5.3 是逆变器的输出电压有效值随阻性负载变化的曲线，从中可以看出：

(1) 在  $180V$  额定输入下，随着负载增大，输出电压最大减小了  $0.86V$ ，负载调整率为  $0.8\%$ ，外特性较硬；

(2) 感性负载下外特性较软，从空载到满载输出电压有效值下掉了  $4.8V$ ，电压调整率达到了  $4.2\%$ ，是阻性负载情况下的  $5$  倍多，外特性偏软。

## 5.2 带有效值调节的单电压环控制逆变器的实验结果

图 5.4 分别为空载、阻性半载、阻性满载和感性满载（感性系数  $0.75$ ）负载的输出电压和电感电流波形，这四种负载条件下输出电压的 THD 分别为  $1.120\%$ 、 $1.487\%$ 、 $1.943\%$ 、 $1.432\%$ 。

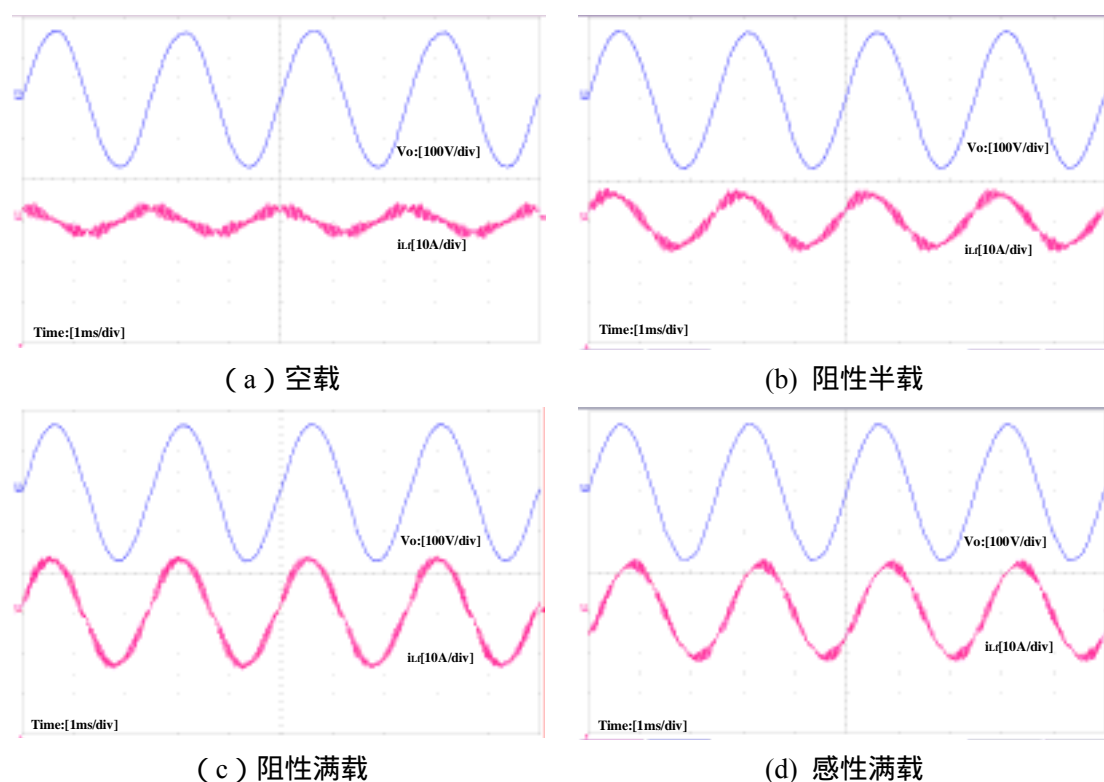


图 5.4 带有效值调节的单电压环控制逆变器波形

表 5.2 带有效值调节的单电压环控制逆变器输出数据

	空 载	阻性半载	阻性满载	感性满载
输出电压 ( $V$ )	116.70	116.55	116.34	116.58
负载电流 ( $A$ )	0	3.82	8.55	9.14
THD (%)	1.120	1.487	1.943	1.432

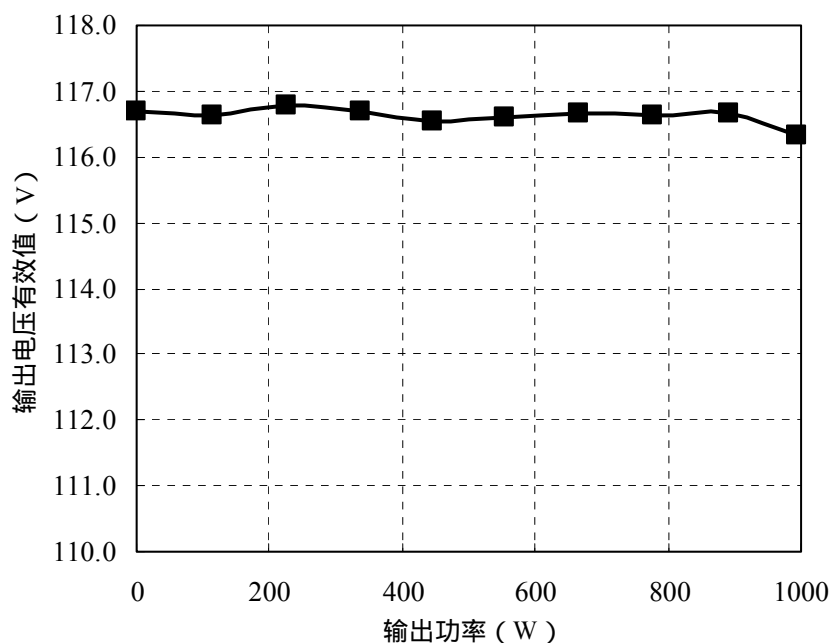


图 5.5 带有效值调节单电压环逆变器的外特性

表 5.2 给出了各种负载情况下逆变器的输出电压，图 5.5 是逆变器的输出电压有效值随阻性负载变化的曲线，从中可以看出：

(1) 在  $180V$  额定输入下，随着负载增大，输出电压最大减小了  $0.35V$ ，负载调整率为  $0.3\%$ ，相比没有有效值调节时，此时外特性较硬；

(2) 感性负载下外特性得到较大改善，从空载到满载输出电压有效值减小了  $0.12V$ ，是没加有效值调节时候的  $1/40$ ，外特性很硬。

### 5.3 电压电流双环控制逆变器的实验结果

图 5.4 分别为空载、阻性半载、阻性满载和感性满载（感性系数  $0.75$ ）负载的输出电压和电感电流波形，这四种负载条件下输出电压的 THD 分别为  $1.381\%$ 、 $1.561\%$ 、 $1.990\%$ 、 $1.584\%$ 。

图 5.7 是采用双环控制的动态响应波形，可以看出无论突加还是突卸满载，波形均出现了微小的畸变，且畸变在  $0.3ms$  后基本恢复，恢复时间约为波形周期的  $1/8$ ，是单电压环控制时的  $1/2$ ，说明双环控制的动态响应更快。



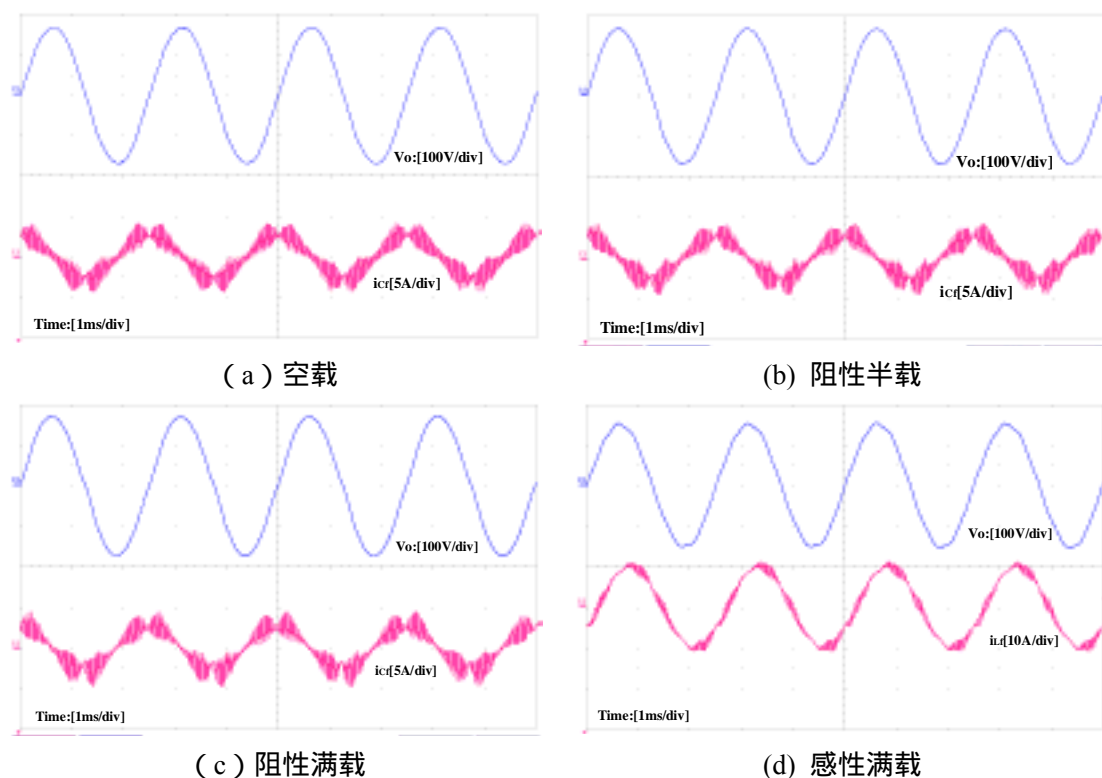


图 5.6 双环控制逆变器输出实验波形

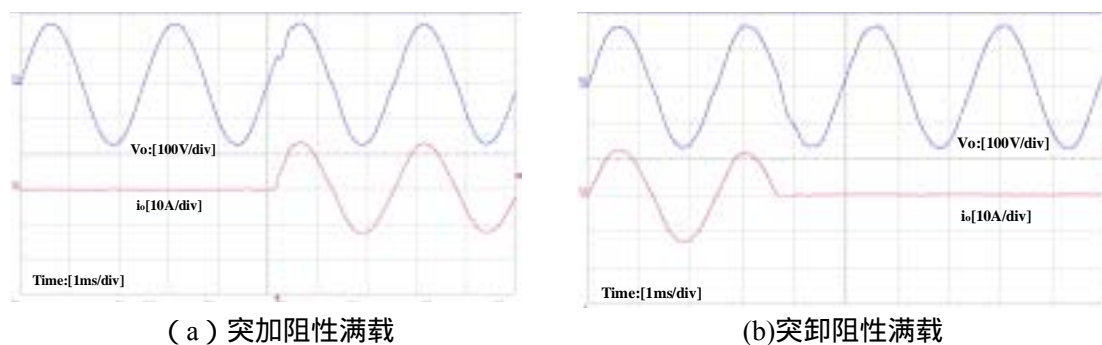


图 5.7 双环控制逆变器的动态响应波形

表 5.3 给出了各种负载情况下逆变器的输出电压，图 5.8 是逆变器的输出电压有效值随阻性负载变化的曲线，从中可以看出：

(1) 在  $180V$  额定输入下，随着负载增大，输出电压最大变化了  $1.77V$ ，负载调整率为  $1.5\%$ ，外特性较硬；

表 5.3 双环控制逆变器输出实验数据

	空 载	阻性半载	阻性满载	感性满载
输出电压 ( $V$ )	116.66	116.31	118.43	103.91
负载电流 ( $A$ )	0	3.96	8.51	9.01
THD (%)	1.381	1.561	1.990	1.584

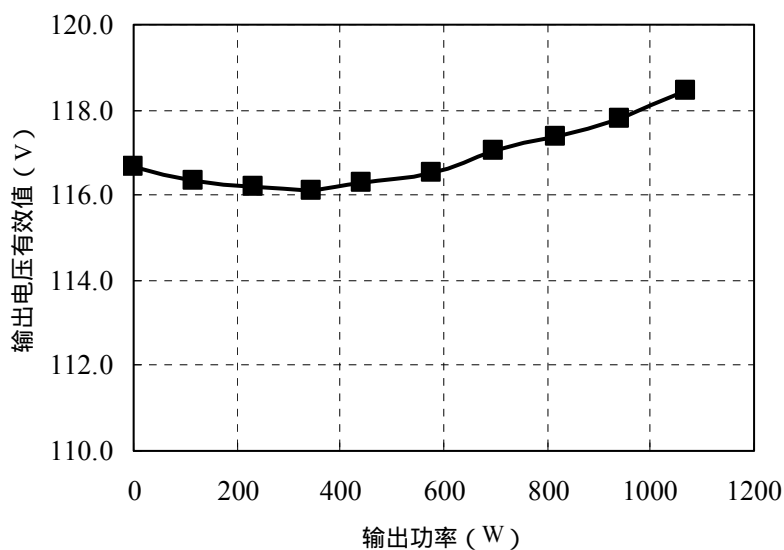


图 5.8 双环控制逆变器的外特性曲线

## 5.4 带有效值调节的双环控制逆变器的实验结果

图 5.4 分别为空载、阻性半载、阻性满载和感性满载（感性系数 0.75）负载的输出电压和电感电流波形，这四种负载条件下输出电压的 THD 分别为 0.751%、1.611%、1.943%、1.773%。

表 5.3 给出了各种负载情况下逆变器的输出电压，图 5.8 是逆变器的输出电压有效值随阻性负载变化的曲线，从中可以看出：

（1）在 180V 额定输入下，随着负载增大，输出电压最大减小了 0.72V，负载调整率为 0.6%，相比没有有效值调节时，此时外特性较硬；

（2）感性负载下外特性得到较大改善，从空载到满载输出电压有效值变化了 0.09V，有效值变化甚小，外特性很硬。

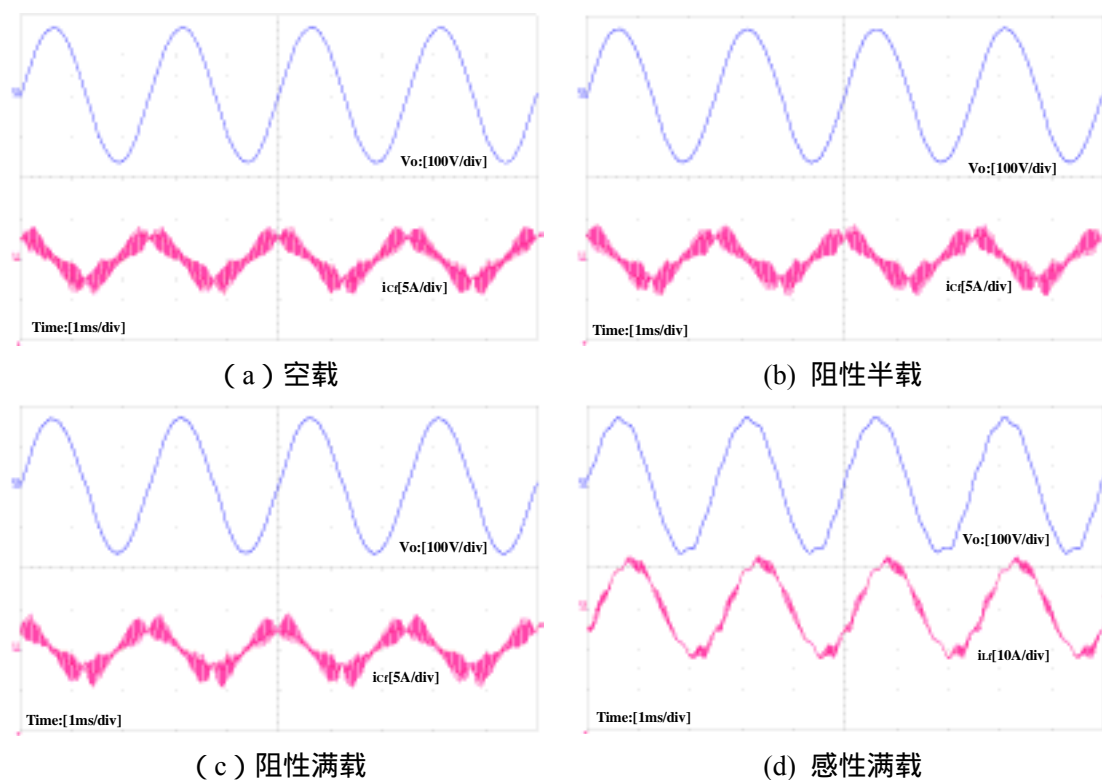


图 5.9 带有效值调节的双环控制逆变器输出实验波形

表 5.4 带有效值调节的双环控制逆变器输出数据

	空 载	阻性半载	阻性满载	感性满载
输出电压 ( $V$ )	114.91	114.52	114.19	114.82
负载电流 ( $A$ )	0	3.90	8.62	8.94
THD (%)	0.751	1.611	1.943	1.773

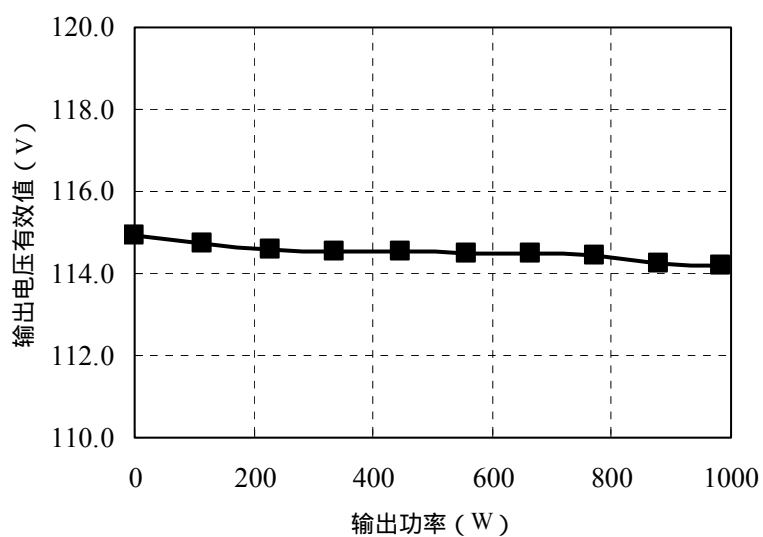


图 5.10 带有效值调节的双环控制逆变器外特性曲线

## 5.5 结论

本章是两种控制策略下的实验验证，通过观测它们的输出稳态波形、动态响应波形、输出外特性，分别验证了第三章控制策略分析的正确性。并分别在两种控制策略上进行有效值调节的实验验证，实验结果证明这种方法大大提高了逆变器输出的外特性，特别是改善了逆变器带感性负载时的外特性。

## 第六章 结束语

### 6.1 本文的主要工作

数字控制由于其便于实现复杂算法、可靠性高、抗干扰能力强、系统的升级和维护方便等优点，成为目前电力电子领域的研究热点之一。本文将数字控制技术应用到 SPWM 逆变器上，分析了不同控制策略的稳定性、动态响应、外特性等，结果说明在离散域里双环控制逆变器具有良好的动态响应速度和输出外特性。在两种控制策略下仅仅通过软件上的改动和扩充，提高了两种控制方式下逆变器的外特性。

本文的主要工作如下：

1. 针对全桥逆变器进行了状态空间的建模和分析，对比了以输出电压、电感电流、电容电流分别建立闭环系统的稳定性，说明了采用三种控制方式各自的优缺点；从电路结构简洁和稳定性兼顾动态性能的角度，选择了单输出电压环、输出电压和电容电流双环控制两种控制方案作为研究对象；
2. 针对以上两种控制方案，通过对补偿网络的设计，在离散域分别从稳定性、动态响应方面进行了对比分析，详细进行了外特性的比较，分析结果表明，双环控制逆变器在稳定性、动态响应、外特性等方面均好于单电压环控制逆变器。
3. 详细给出了数字控制逆变器的设计过程，硬件部分包括主电路设计、滤波器设计、采样电路、调理电路、驱动电路、数字控制平台，软件部分包括实现两种控制策略的程序流程图以及过流保护的程序流程图，制作了原理样机。
4. 对本文分析的两种控制策略进行了实验验证，实验结果验证了对控制策略的分析；
5. 针对逆变器带感性负载时外特性差的特点，本文设计了有效值调节环，在不增加任何硬件的基础上，提高了系统的外特性，并通过了实验验证。

### 6.2 下一步的工作设想

1. 重复控制及其带整流性负载的进一步研究；
2. PID控制与其他控制方式的复合控制。

## 参考文献

- [1] Naser M.A., John E.Q. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 532~541
- [2] Atsuo K., Ronachal C., Toshimasa H., Deadbeat control of PWM inverter with modified pulse patterns for uninterruptible power supply, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1988, 35(2): 295~300
- [3] Heng D., Ramesh O., Dipti S., Digital control of single-phase UPS inverters with modified PWM technique, Proc. IEEE-PESC, Aachen, 2004. 1365~1371
- [4] Zhang K., Kang Y., Xiong J., Chen J., Direct repetitive control of SPWM inverters for UPS purpose. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 784~792
- [5] Youichi I., Shoichi K., Microprocessor-based robust digital control for UPS with three-phase PWM inverter. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(2): 196~204
- [6] 熊慧洪, 裴云庆, 杨旭, 王兆安, 采用电感电流内环的 UPS 控制策略研究, 电力电子技术, 2003, 37 ( 4 ): 25~27
- [7] 姜桂宾, 裴云庆, 杨旭, 王兆安. 采用电容电流瞬时值反馈的 UPS 控制方法研究. 电力电子技术, 2003, 37 ( 6 ): 10~36
- [8] 陈坚, 交流电机数学模型及调速系统, 北京, 国防工业出版社, 1989: 1~108
- [9] 李永东, 交流电机数字控制系统, 北京, 机械工业出版社, 2002: 72~358
- [10] 徐政, 卢强, 电力电子技术在电力系统中的应用, 电工技术学报, 2004, 19( 8 ): 23~27
- [11] 张慧, 刘开培, M.Braun, 陈清泉, 新型优化脉冲宽度调制方法在大功率逆变器的应用研究, 电工技术学报, 2006, 21 ( 6 ): 17~22
- [12] 陈众, 颜伟, 徐国禹, 王官洁, 基于直流侧电容电压弱控制策略的 UPFC 二阶段控制器设计, 中国电机工程学报, 2004, 24 ( 1 ): 49~53
- [13] Lucian A., Remus T., Frede B., Uffe B. A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection, IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1480~1490
- [14] Rajesh G., Sangsun K., Jae H.H., Prasad N.E., Mark B.Y., Jo W.H., Development of a low cost fuel cell inverters system with DSP control, IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1256~1262
- [15] 孔雪娟, 数字控制 PWM 逆变电源关键技术研究, [博士学位论文], 武汉, 华中科技大学, 2005
- [16] Tomoki Y. Atsuo K., Disturbance observer based fully digital controlled PWM inverter for CVCF operation, IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 19(5): 473~480
- [17] Heng D., Ramesh O., Dipti S., PWM methods to handle time delay in digital control of a UPS inverter, IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 3(1): 1~6
- [18] Atsuo K., Ronachal C., Toshimasa H., Richard G.H., Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor, IEEE Transactions on Power

- Electronics, 1988, 3(2): 118~125
- [19] 何中一, SPWM 逆变器控制技术研究, [硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2005
- [20] 谢力华, 苏彦民, 正弦逆变电源的数字控制技术, 电力电子技术, 2001, 35(6): 52~60
- [21] 彭力, 基于状态空间理论的 PWM 逆变电源控制技术研究, [博士学位论文], 武汉, 华中科技大学, 2004
- [22] 孔雪娟, 王荆江, 彭力, 康勇, 陈坚, 基于内模原理的三相电压源型逆变电源的波形控制技术, 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 67~70
- [23] 肖岚, 李睿, 电压电流双闭环控制逆变器并联系统的建模和环流特性分析, 电工技术学报, 2006, 21(2): 51~56
- [24] 李俊林, 熊健, 康勇, 逆变器数字多环控制技术研究, 电工电能新技术, 2004, 23(4): 56~59
- [25] 许爱国, 谢少军, 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术研究, 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 49~53
- [26] 陈敏, 9kVA 组合式三相逆变器的研制, [硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2002
- [27] Osman K., Deadbeat control of a three-phase inverter with an output LC filter, IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 16~23
- [28] 郭卫农, 陈坚, 基于状态观测器的逆变器数字双环控制技术研究, 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 64~68
- [29] Ying Y.T., Shih L.J., Hsin C.Y., Adaptive repetitive control of PWM inverters for very low THD ac-voltage regulation with unknown loads, IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(5): 973~981
- [30] Cassiano R., Humberto P., Hilton A.G., Helio L.H., Jose R.P., Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 401~410
- [31] 刘飞, 邹云屏, 李辉, 基于重复控制的电压源型逆变器输出电流波形控制方法, 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 58~63
- [32] Tai T.L., Chen J., UPS inverter design using discrete-time sliding-mode control scheme, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 67~75
- [33] 赵葵银, PWM 整流器的模糊滑模变结构控制, 电工技术学报, 2006, 21(7): 49~53
- [34] 马化盛, 张波, 郑健超, 梁少毅, AC/DC Buck-Boost PFC 变换器滑模变结构及 PI 调节器综合控制, 电工技术学报, 2004, 19(9): 69~72
- [35] Yuan X.M., Willi M., Herbert S., Jost A., Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions, IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 523~532
- [36] 刘明建, 吴捷, 薛峰, 控制理论在电力电子学中的应用(下), 控制理论与应用, 1999,

16 ( 5 ): 630~633

- [37] Angel V.P., Seth R.S., Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 301~308
- [38] Cassiano R., Humberto P., Hilton A.G., Helio L.H., Jose R.P., A modified discrete control law for UPS applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1138~1145
- [39] Vinod R., Jian S., Bonnie S.H., Bilinear discrete-time modeling for enhanced stability prediction and digital control design, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 381~389
- [40] 蔡宣三, 龚绍文, 高频功率电子学, 北京, 科学出版社, 1993 : 206~211
- [41] 徐德鸿, 电力电子系统建模及控制, 北京, 机械工业出版社, 2006 : 1~45
- [42] 胡寿松, 自动控制原理 ( 第四版 ), 北京, 科学出版社, 2001 : 270~346
- [43] 王正林, 王胜开, 陈国顺, MATLAB/Simulink 与控制系统仿真, 北京, 电子工业出版社, 2005 : 135~154
- [44] 陈伯时, 电力拖动自动控制系统 ( 第二版 ), 北京, 机械工业出版社, 2000 : 48~101
- [45] 邢岩, 逆变器并联运行系统的研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 1999
- [46] Michael J.R., Robert D.L., A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “Back-EMF”decoupling, Proc. IEEE PESC, Atlanta, 1995:507~514



## 致 谢

两年零八个月的硕士生活即将画上一个句号，这段时间虽短暂，但对我的意义将永恒，期间有收获有快乐，亦有辛苦和烦恼。在这里最想感谢那些给我帮助和支持的人。

感谢导师阮新波教授，无论在研究中还是在生活上都给予了很多的关心。课题的选题和完成，以及论文的形成和审阅，导师花费了大量的心血，我所取得的成绩一点一滴都来自于导师的热情鼓励和悉心指导。生活中也经常关心，解疑答惑，给我很多启迪。导师治学严谨，勇于创新，学识渊博，淡定自信，是我学习的好榜样。

感谢陈乾宏副教授在学业上的指点，陈老师忘我的工作态度和对知识的准确把握让我很是敬佩。

感谢周林泉副教授、陈仲博士、肖岚教授、陈新博士、王勤副教授、王晓琳博士、马运东博士等老师对我的指导与帮助，对你们我心存感激。

感谢师兄庄凯博士生、王学华博士生对我的巨大帮助，是你们对我进入硕士课题的研究提供了很多的参考，可以说是我的引路人；感谢师兄任小永博士生、刘福鑫博士生、师姐李艳博士生，跟你们合作项目很愉快；

感谢模块电源实验室内结识的全体成员，他们是：博士后费万民，博士王建冈、李冬、金科，博士生旷建军、方天治、刘福鑫、廖志凌、姚凯、王立鹏、陈武，硕士张之梁、章涛、孙宜峰、吴伟、彭政、曲小慧、冯阳、冯颖盈、徐永红，硕士生颜佳佳、张容荣、李明秋、杨孟雄、夏冰、查春雷、彭勃、王健、王蓓蓓、顾琳琳、颜红、温振霖、徐敏、杨飞、张昊然、吴扣林、徐立刚、周军等，感谢我们这一届其他六位同学：祁晓蕾、程璐璐、殷兰兰、吴涛、郝焕和李竹筠，我们很团结也很快乐，与你们相处的时光是我硕士期间最美好的回忆和宝贵的财富。

感谢远在美国的好哥们王永刚的鼓励和支持，大洋丝毫没有阻断我们的联系，我们的友谊地久天长；感谢辅导员期间的同事宋凯、张晨、卜建，无论工作还是读书期间我们的心都是相通的；感谢硕士期间同学王陪强、方斯琛、叶楠、许祥勇、肖健等，我们一起聊天一起快乐；

感谢学院办公室王俊彦老师、高镇洋老师，读书期间你们给我提供了很多帮助；感谢学院领导和其他老师对我的关心和鼓励；感谢一切关心和支持我的南航的领导、老师和同仁们，我将以努力的工作和学习来报答你们。

感谢父母、外婆、姐姐及亲人，是你们的亲情支持让我永远不会感到求知的疲倦，你们是我最爱的人；感谢女友父母对我的关心和帮助，你们的帮助使我轻松前行；感谢女友刘程子对我的理解和支持，你的照顾让我倍感温暖和快乐。

谨以此文献给所有关心、支持和帮助我的老师、亲人和朋友们！

最后向审阅本文的专家致敬！

王云平

2007 年 1 月 3 日

## 研究成果、发表的论文及科研项目

### 一、攻读硕士学位期间发表的论文：

- [1] 王云平，阮新波. 数字控制电容电流反馈逆变器的建模与闭环设计.中国电工技术学会电力电子学会第十届年会，2006
- [2] 王云平，庄凯，阮新波. 数字控制逆变器的建模与闭环设计策略.第七届电力电子与运动控制学术年会，2006

### 二、攻读硕士学位期间完成的科研项目：

- [1] 参与多路输出模块电源的研制. 2005 年 3 月-2005 年 6 月
- [2] 完成“数字化交流电源”的研制. 2005 年 9 月-2006 年 4 月
- [3] 完成“500VA 逆变电源”研制.2006 年 4 月-2006 年 8 月

### 三、攻读硕士学位期间获得荣誉和奖励：

- [1] 南京航空航天大学优秀研究生干部. 2005 年 11 月
- [2] 南京航空航天大学“威德盛”科技奖学金. 2005 年 11 月
- [3] 南京航空航天大学优秀研究生干部. 2006 年 10 月
- [4] 南京航空航天大学“雷赛”运动控制专项奖学金. 2006 年 10 月