

华中科技大学

硕士学位论文

PWM逆变电源瞬时值反馈控制技术研究

姓名：周樑

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电气传动

指导教师：彭力

20060401

摘 要

在不允许供电中断的重要用电场合,大量使用着 UPS 系统。而逆变器是 UPS 系统的核心部件,要求它具有高质量的输出电压波形。尤其是在带非线性负载情况下仍然要有接近正弦的输出波形。因此,发展了多种多样的逆变器波形控制技术。本文的主要内容是 PWM 逆变电源瞬时值反馈控制技术,瞬时值反馈控制是根据当前误差对逆变器的输出波形进行有效的实时控制,如果控制器设计合理,既可以保证系统具有很好的稳态性能,同时也可以保证系统有快速的响应速度。全文围绕电压单环瞬时值控制技术及电容电流内环和电压外环双环瞬时值控制技术这两种控制方法,进行了理论分析,同时结合仿真和实验来探讨如何提高 PWM 逆变电源的静、动态性能,改善输出波形质量。

基于状态空间平均法和线性化技术给出了 PWM 逆变器的传递函数形式和状态方程形式的数学模型,详细分析了死区效应、过调制和非线性负载对单相全桥逆变器输出电压的影响,指出引入输出电压瞬时值反馈控制来解决非线性负载带来的扰动,抑制谐波是合理的方案。

对于逆变电源的控制策略,可以采用重复控制、无差拍控制、滑模变结构控制或者 PID 控制,由于采用 PID 控制容易兼顾控制系统的稳态性能和动态性能。而且算法简单、易于实现、可靠性高,已经成为迄今为止最通用的控制方法。本文研究了基于极点配置的 PID 控制器的设计方法,仿真结果显示这种 PID 控制器性能优越,同时还提出一种 PI 调节器结合电压微分反馈的调节方式,并指出这种调节方式和 PID 调节其实是等效的,而且是一种简化的双环形式,因此是一种简单而有效的调节方式。

对现今普遍采用的电压电流双环控制,分为电感电流内环电压外环和电容电流内环电压外环两类进行了分析比较,重点研究了单相逆变器电容电流内环电压外环双环控制系统特性,并对其内、外环调节器的选取及其设计做了大量仿真,仿真结果显示电容电流内环电压外环双环控制系统具有比电压单环瞬时值反馈控制系统更优越的性能。

本文最后在一台样机上实现了电容电流内环电压外环双环控制,实验结果与理论分析相符,能够得到较满意的动态和稳态波形。

关键词: PWM 逆变器; 极点配置; PID 控制; 双环控制

Abstract

Uninterruptible Power Supply(UPS)systems are widely used for supplying critical loads which can not afford utility power failure. A inverter is the core of a UPS system. High quality output voltage waveform is required for these inverters. To achieve nearly sinusoidal output voltage even with nonlinear loads, many waveform correction techniques have been proposed. This dissertation focuses on the research of the instantaneous feedback technology of PWM inverters. Since the instantaneous feedback technology is a real-time control according to the current error of the output waveform .Once the controller is designed properly, it can improve system dynamic response with nice static characteristics. Analysis and simulations are centered on two control approaches which are single loop controller with instantaneous voltage feedback and dual-loop control with voltage and current feedback to discuss how to improve both dynamic and static characteristics, thereby to reform the output waveform of PWM inverter.

Based on the state-space averaging and linearization technique, the mathematical model is given in form of transfer function and states equations. The influence of dead-time, over- modulation and nonlinear loads on output voltage in single-phase full-bridge inverters is analyzed in detail. The method which brings output voltage feedback in the control loop to eliminate the disturbance of nonlinear load is reasonable.

Of all sorts of strategies, there are repetitive control, deadbeat control, sliding-mode control and PID control. The PID control method is in favor of balancing the dynamic and static characteristics of the control system, easy to be calculated and realized. Above all it is reliably, and thus it is becoming the most universal control method. The design method of PID controller based on pole-assignment is proposed in this paper. The simulations indicate that this PID controlled inverter provides nice characteristics. A method of PI controller combined with instantaneous differential voltage is also proposed, which is equivalent to PID control in essence and can be seen as a simplified dual-loop form. Accordingly it is a simple but effective adjustment.

The voltage and current dual-loop control system is divided into inductor-current feedback and capacitor-current feedback. The comparison of both is given in the paper. The characteristics of the inverter with the dual-loop control using capacitor-current feedback and voltage are obtained and analyzed. A mass of simulations are made to design both the inner and outer controller. The simulations indicate that this voltage and current

dual-loop control system is superior to single loop controller with instantaneous voltage feedback in characteristics.

Finally, a single-phase inverter applying output voltage and capacitor-current feedback control is researched in the paper and the experimental results accord with theoretic analyze. And it can get nice static characteristic and well dynamic response.

Keywords: PWM inverter; pole assignment; PID control; dual-loop control

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文版权使用授权书

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

保密，在____年解密后适用本授权书。

本论文属于

不保密。

(请在以上方框内打“ ”)

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

指导教师签名：

日期： 年 月 日

1 绪论

1.1 引言

所有的电子设备都需要良好稳定的供电，通常我们能够直接获得的电能有两种形式：直流电和交流电。由蓄电池或直流发电机可获得直流电，由火力发电、水力发电、核能发电以及风力发电可获得交流电。但用电设备可能需要各种各样的电能形式，如电压大小可调的直流电或大小、频率可调的交流电。这就需要应用电力电子技术来对电能进行控制和转换，以达到合理、高效使用能源的目的。

电力电子技术是一门使用电力电子器件，通过电力电子变换电路及相应的控制理论，实现对电能的高效变换和控制的技术，具体包括对电压、电流、频率、相位、波形、相数、有功以及无功等参数的变换和控制。电力电子技术的开端始于 1956 年普通晶闸管的问世，目前正向着全控化、高频化、数字化、模块化以及智能化方向发展，其应用范围已从传统的工业、交通、电力等部门扩大到国防、信息、家用电器以及航空航天等各个领域^{[1]-[6]}。

通常，我们将直流电变成交流电的过程叫做逆变，完成逆变功能的电路称为逆变电路，而实现逆变过程的装置叫做逆变器。若按直流电源的性质来分类，逆变器可分为电压型逆变器和电流型逆变器。

在电压型逆变器中，直流电源是蓄电池或由交流整流后经大电容滤波形成的电压源。电压源的交流内阻抗近似为零，桥臂输出电压为幅值等于输入电压的方波电压。为使电感性负载的无功能量能回馈到电源，必须在功率开关两端反并联二极管。电压型逆变器适用于向多电机供电、不可逆传动、恒速系统以及对快速性要求不高的场合。在电流型逆变器中，直流电源是交流整流后经大电感滤波形成的电流源。电流源的交流内阻抗近似为无穷大，桥臂输出电流为幅值等于输入电流的方波电流。为减小负载感应电势加在功率开关上的反向电压降，必须在功率开关上串联二极管。电流型逆变器适用于单电机传动、加减速频繁运行或需要经常反向的场合。

若按输出端相数分类，逆变器可分为单相逆变器和三相逆变器。其中单相逆变器按结构又可分为半桥逆变器和全桥逆变器。单相半桥逆变电路是所有复杂逆变电路的基本组成单元。

目前逆变器主要用于两类工业功率控制装置中：一是恒压恒频逆变器，主要用于 UPS 电源、航空机载电源和机车辅助电源等应用场合。这是一种在负载或直流电源在一定范围内波动时，能保持输出为恒定电压和恒定频率的交流正弦波的电源装

置，简称 CVCF 逆变器。二是变压变频逆变器，主要用于交流调速系统中。这是一种可获得所需要的电压、电流和频率的交流变压变频装置，简称 VVVF 逆变器。

本文以电压型全桥 CVCF 逆变器为主要研究对象，为便于表述，以下简称为逆变器。对于逆变器的性能指标，除了需要满足可靠性、体积、重量、效率、电磁兼容性等基本指标外，对供电质量也有具体的要求。这一要求体现为稳态和动态两个方面的指标。

对于稳态指标，要求逆变器的输出电压幅值、频率要在一定的范围之内，波形要尽量接正弦，波形质量可以用总谐波畸变量（THD）来表征，一般要求低于 5%。

对于动态指标，主要是在突加、突减负载时，输出电压振荡尽可能小，并且动态调整时间尽可能短。

1.2 波形控制技术的重要性

由于非线性负载大多含有非线性元件，其伏安特性呈现非线性。对于这种负载，即使供电电压为标准正弦波，负载电流也是严重畸变的，其中包含丰富的低次谐波。由于逆变器的输出阻抗不为零，所以这些低次谐波电流必然在逆变器输出端产生谐波压降，导致输出电压畸变。因此非线性负载是影响 PWM 逆变器输出电压波形质量的主要因素。而如今最常见的非线性负载就是二极管整流——大电容滤波型负载。

除了非线性负载之外，在实际的 PWM 过程中，为防止逆变器桥臂上下端元件直通短路而设置的死区也对波形质量有一定影响。死区的存在，使得理想 PWM 输出电压中叠加了一组高频脉冲。其幅值、重复频率与 PWM 脉冲相同，宽度等于死区时间，包络线为方波。后者的极性与逆变桥输出电流相反，其频率则为基波频率。显然，这一波形中含有开关频率以下的低次谐波，直接增加了输出电压的波形畸变。死区时间在一个开关周期中所占份量越大，对波形质量影响就越大。

对于由理想开关构成、并且只带线性负载的 PWM 逆变器，只要实施某种 PWM 技术，不难获得理想的正弦波输出电压。可惜，受到非线性负载和 PWM 调制过程中的死区等因素的影响，使得基于开环的 PWM 技术无法确保输出电压波形满足要求。因此逆变器的闭环波形控制技术成了非常热门的课题，而其焦点又主要集中在选择和设计合适的调节器方面。

1.3 控制方案综述

逆变器输出波形控制技术从总体上可分为两大类：

- (1) 基于周期的控制。
- (2) 基于瞬时的控制。

1.3.1 基于周期的控制

基于周期的控制是通过对前一周期或多个周期的输出波形进行处理,利用所得到的结果对当前的控制进行校正的控制方法。从本质上看,基于周期的控制是通过对误差的周期性补偿,实现稳态的无静差效果。它主要分为重复控制^{[7]~[10]}和谐波反馈控制^[11]。

重复控制的基本思想源于控制理论中的内模原理,内模原理是把作用于系统的外部信号的动力学模型植入控制器以构成高精度的反馈控制系统。由内模原理可知,除非针对每一种指令或扰动信号均设置一个正弦函数内模,否则无法实现无静差,重复控制利用“重复信号发生器”内模巧妙地解决了这一问题。重复控制系统框图如图 1.1 所示。

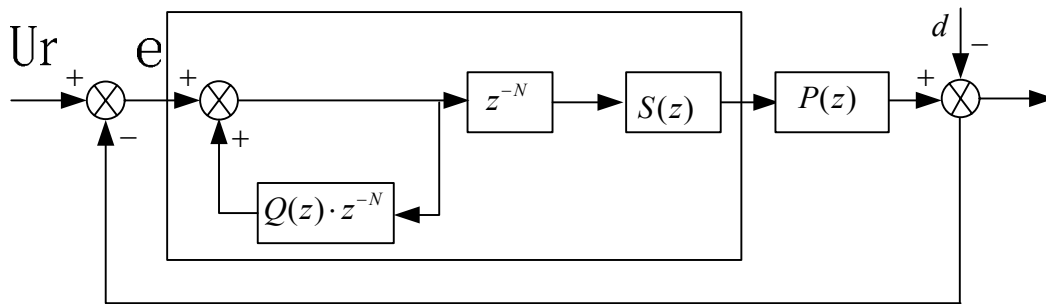


图 1.1 重复控制系统框图

重复控制采用数字方式实现。逆变器重复控制的目的是为了克服死区、非线性负载引起的输出波形周期性畸变。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畸变^{[12]~[14]}。

重复控制能使逆变器获得低 THD 的稳态输出波形。但其主要弱点是动态性能差,干扰出现后的一个参考周期内,系统对于干扰不产生任何调节作用,这一周期系统近乎处于开环控制状态,消除干扰对输出的影响至少要一个参考周期。

谐波反馈控制其基本思想来源于谐波反馈的补偿作用。图 1.2 是逆变器谐波反馈控制示意图。

谐波检测依据的方法主要有:

离散傅立叶变换 (DFT)^[15]。由于非线性负载所造成的谐波畸变主要是奇次低次谐波,高次谐波可以由 LC 滤波器滤除,所以,通常只要反馈 3、5、7 次谐波即可,如图 1.3 所示。因此,在内存中记录一个周期的电压瞬时值,用离散傅立叶变换的方

方法直接求出 3、5、7 次谐波的幅值和相位，然后合成谐波。

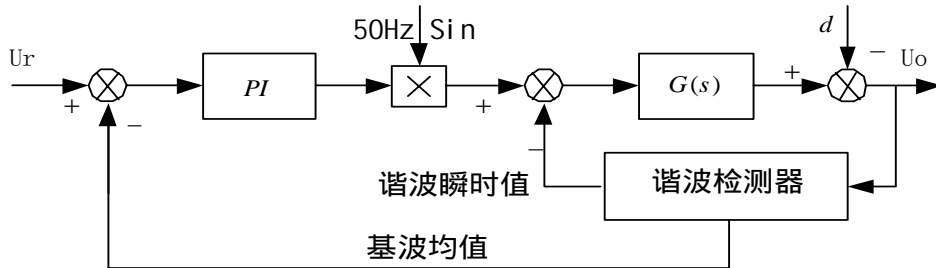


图 1.2 逆变器谐波反馈控制示意图

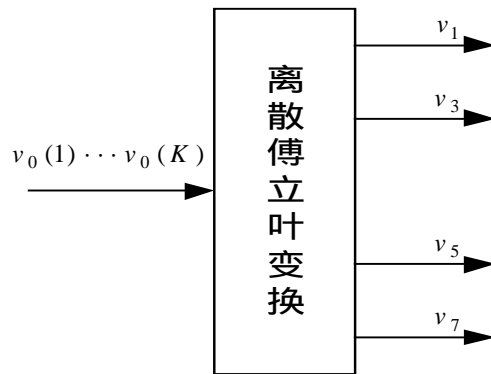


图 1.3 DFT 示意图

$$\Lambda_m = \sum_{n=0}^{N-1} U_0(n) * \cos \frac{m * 2\pi n}{N} - j \sum_{n=0}^{N-1} U_0(n) * \sin \frac{m * 2\pi n}{N} \quad (1-1)$$

显然，这种方法至少需要一个完整的正弦周期。这种方法计算精度高，效果好，但是由于计算量大，一般用于功率较大的三相系统中。

基于瞬时功率理论的谐波检测^[16]。这是一种较为有效的单相电路的谐波检测方法：在三相电路的瞬时功率及谐波电流的检测计算过程中，总是先将检测到的三相信号变为相互垂直的 $\alpha-\beta$ 坐标系中的两相信号，再进一步计算瞬时功率及谐波电流。参照这种方法，可以在单相电路中再构造一相电压、电流，与实际的单相电路中的电压、电流分别相差 90° ，从而形成假设的 $\alpha-\beta$ 坐标信号，进行检测计算。

图 1.4 为单相电路瞬时电压谐波检测示意图。从表面上看，这是瞬时谐波检测，但由于滞后环节会引起 90° 的延时，再加上滤波器的延时，事实上仍为周期检测。

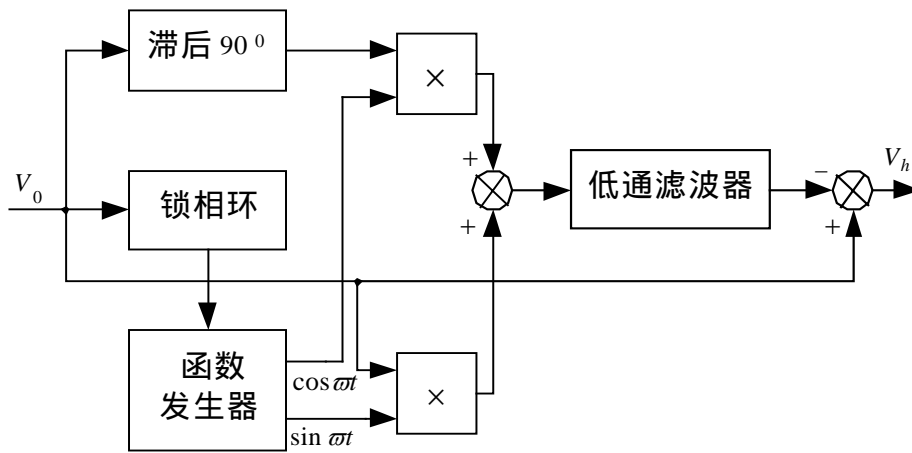


图 1.4 基于瞬时功率的谐波示意图

1.3.2 基于瞬时的控制

瞬时控制是根据当前误差对逆变器的输出波形进行有效的实时控制。

(1) *PID* 控制（单闭环）^{[17][18]}

PID 控制是工程实践中应用最广泛的控制器。同样，它也被应用于逆变器输出波形的控制。由于输出波形是中、低频正弦，*PID* 调节器无法保证无静差。但在系统要求的稳态精度和动态响应范围内设计出合适的调节器是可能的，只是难度比恒值给定系统要大一些。这种情况只限于线性定常系统，即可用线性常微分方程描述的系统。然而，逆变器输出波形控制，主要是非线性负载条件下的伺服控制，因而单环 *PID* 对波形畸变的抑制有一定的局限性。

(2) 双闭环控制

一般文献认为单闭环控制在负载扰动抑制方面存在着不足，与直流电机类似，只有当负载扰动（电流/转矩）的影响最终在系统输出端（电压/转速）表现出来以后，*PID* 控制器才开始对误差信号控制。因此可以仿效直流电机的转速、电流双闭环控制，在逆变器的电压环基础上增加电流内环，利用电流内环快速、及时地抑制负载扰动的影响。同时由于电流内环对被控对象的改造，可以大大简化电压外环的设计^{[19]~[20]}。

文献[21]采用输出电压解耦使电流环得到满意的响应特性，对电感电流内环采用负载扰动补偿来抑制负载变化的影响，并且将几种电感电流内环和电容电流内环控制方式作了对比，结果显示带负载扰动补偿的电感电流内环与电容电流内环均可以获得较好的动、静态性能。双闭环控制的不足主要是电流内环为抑制非线性负载扰动，必须具备足够高的带宽，才能获得满意的性能，这加大了数字控制器实现的难度。

(3) 滞环电压控制^{[22][23]}

滞环电流控制在交流传动系统的研究中经常出现，在逆变电源控制中也有部分应用。电压滞环控制与滞环电流的控制方式完全一样，只是反馈信号为输出电压而不是输出电流，其控制框图如图 1.5 所示。这种控制方式的优点是稳定性好，不需建立精确的主电路模型，实现方便。但它也有明显的缺陷：开关频率不固定，当主电路参数及负载情况变化时，开关频率会随之改变。

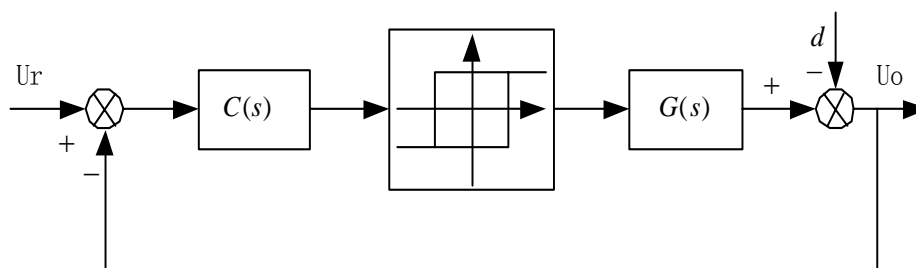


图1.5 滞环电压控制示意图

针对这个缺点，出现了许多恒频滞环控制方式。其中有些需要精确的负载模型，有些电路很复杂，因此实际中很少应用。

(4) 线性多变量状态反馈控制^{[24]~[26]}

从状态空间的角度看，单闭环系统性能不佳的原因可以解释为单纯的输出反馈无法充分利用系统的状态信息。因此，将输出反馈改为状态反馈可以改善控制效果。状态反馈波形控制系统需要多个状态变量反馈，但它并不构成多环控制系统，而是在状态空间上通过合理选择反馈增益矩阵来改变对象的动力学特性，以实现不同的控制效果。

采用状态反馈可以任意配置闭环系统的极点，从而改善系统的动态特性和稳定性，这是状态反馈控制的最大优点。状态反馈系数的确定大致有两种方法：根据系统要求给出期望闭环极点，推算状态反馈增益矩阵。应用最优控制原理，使系统的阶跃响应接近理想输出，据此确定状态反馈增益^[27]。文献中往往将状态反馈作为内环、以其它的控制策略作为外环形成复合控制方案，利用状态反馈改善逆变器空载阻尼比小、动态特性差的不足，与外环共同实施对逆变器的波形校正^[28]。

状态反馈控制如果对负载扰动不采取有针对性的措施，则会导致稳态偏差和动态特性的改变。

(5) 无差拍控制

无差拍控制是一种基于微机实现的 PWM 方案，是数字控制特有的一种控制方案。无差拍控制系统框图如图 1.6 所示，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。

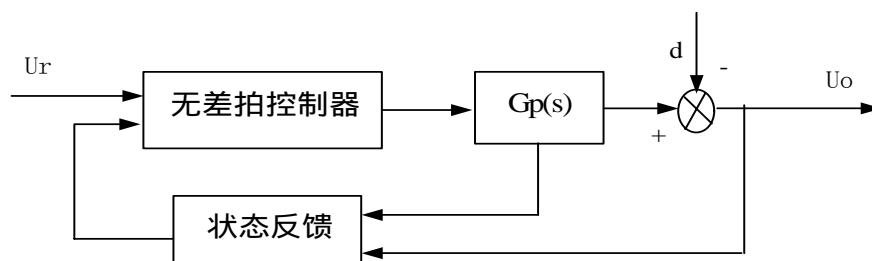


图 1.6 无差拍控制系统示意图

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；无差拍控制能够通过调节逆变桥的输出相位来补偿 LC 滤波器的相位延时，使输出电压的相位与负载关系不大。但是，无差拍控制的自身缺点也十分明显：无差拍控制效果取决于模型估计的准确程度，实际上无法对电路模型做出非常精确的估计，而且系统模型随负载不同而变化，系统鲁棒性不强；其次，无差拍控制极快的动态响应即是其优势，又导致了其不足，为了在一个采样周期内消除误差控制器瞬态调节量较大，一旦系统模型不准，很容易使系统输出振荡，不利于逆变器的稳定运行。

(6) 滑模变结构控制

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。早期逆变器采用模拟控制实现滑模变结构控制，存在电路复杂、控制功能有限的弱点。基于微处理器的滑模变结构控制完全不同于常规连续滑模控制理论，需要离散滑模控制技术，文献[29]通过引入前馈改善离散滑模控制的稳态性能，文献[30]通过自矫正措施改善负载扰动的影响。

但是滑模控制存在理想滑模切换面难以选取、控制效果受采样率的影响等弱点，它还存在高频抖动现象且设计中需知道系统不确定性参数和扰动的界限，抖动使系统无法精确定位，测定系统不确定参数和扰动的界限则影响了系统鲁棒性进一步发挥^{[31]~[39]}。

(7) 神经网络控制^{[40]~[42]}

神经网络控制是近几年来兴起的一种智能控制方式，它模仿人的大脑实现对系统的控制，适用于线性及非线性系统。神经网络学习所需的各种实例来自于实验和仿真得到的数据，选择一种学习算法，应用所获实例，通过离线学习获得系统最佳控制规律，应用到实际系统中去实现在线控制。由于其控制规律不依赖于系统模型，而且学习实例包含了各种情况，因此系统控制鲁棒性很强，但由于神经网络的实现

技术没有突破，还没有成功应用于逆变器控制之中。

(8) 模糊控制^{[43]~[47]}

电力电子装置往往是一个多变量、非线性时变的系统，系统的复杂性和模型的精确性总是存在矛盾，而模糊控制能够在准确和简明之间取得平衡，有效地对复杂事物做出判断和处理。模糊控制属于智能控制，其优点是：不依赖被控对象的精确模型，具有较强的鲁棒性和自适应性；查找模糊控制表只需要占用处理器很少的时间，因而可以采用较高采样率来补偿模糊规则 and 实际经验的偏差。理论证明模糊控制可以任意精度逼近任何非线性函数，但受到当前技术水平的限制，模糊变量的分档和模糊规则数都受到限制，隶属函数的确定还没有统一的理论指导，带有一定人为因素，因此模糊控制的精度有待于进一步提高。

从上述控制方案可见，每一种控制方案有其特长，也存在某些问题，因此，一种必然的发展趋势是各种控制方案互相渗透，取长补短，优势互补结合成复合的控制方案。

1.4 选题依据和本文主要研究内容

本文主要研究基于瞬时值反馈的高频 PWM 逆变器的波形控制技术，重点讨论的是现在最常用的 *PID* 单闭环控制和电流内环电压外环双闭环控制。因此文章的内容也是围绕这两种控制方法来展开的，不但给出其具体的控制器计算方法，并且在一台样机上做了双环控制实验，验证了双环控制方式的控制效果。

本文的内容为：

(1) 高频 PWM 逆变器的数学模型分析(第二章)。首先建立了单相逆变电源的数学模型，然后分析了逆变系统谐波畸变的主要原因，由于逆变器的输出阻抗不为零，因此负载电流将在输出阻抗上形成压降。由于实际存在死区，过调制及非线性等不理想因素存在，导致了输出电压的畸变。

(2) 逆变器的电压单环 *PID* 控制已有广泛应用，但是系统的动态特性特别是非线性负载的时候以及稳态精度不是很理想，原因在于 *PID* 控制器参数设计往往基于经验现场调整或用频率特性分析法反复试凑得到，不能很好发挥 *PID* 优良的调节能力。第三章提出了基于极点配置的逆变器瞬时电压 *PID* 控制器设计方法，仿真及实验结果表明所设计的控制系统同时具有优良的动、静态特性。最后还介绍并分析了一种 *PI* 调节器结合电压瞬时值反馈控制方法，说明它是一种经济实用的方法。

(3) 基于极点配置的方法同样用于逆变器电流内环电压外环双闭环控制系统的

设计中，第四章以电容电流内环电压外环为例，着重分析了各种方式下的双闭环控制系统，仿真结果表明逆变器双环控制系统具有比瞬时电压 PID 控制更好的动、静态性能，尽管电路结构较瞬时电压 PID 复杂，适合于性能指标要求极高的系统。

(4) 给出了双环控制方式下的实验结果。

2 高频 PWM 逆变器的数学模型分析

2.1 引言

本文研究的是高频 PWM 电压源型逆变器,因此本章建立了系统的数学模型,同时分析了影响单相 PWM 逆变器性能的因素,为后续章节的分析设计提供了理论依据。

2.2 逆变器的数学模型

图 2.1 为单相全桥逆变电源的主电路原理图,图中滤波电感 L 与滤波电容 C 构成低通滤波器, r 为考虑滤波电感 L 的等效串联电阻、死区效应、开关管导通压降、线路电阻等逆变器中各种阻尼因素的综合等效电阻。 E 为直流母线电压, u_1 为逆变桥输出电压, u_0 为逆变器输出电压, i_1 为流过滤波电感的电流。 i_0 代表负载电流。

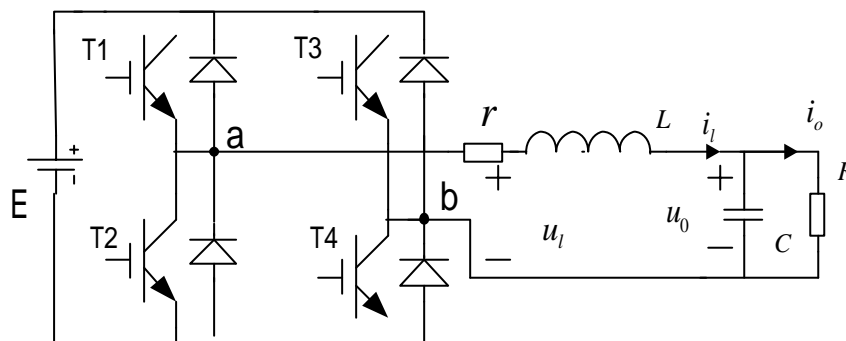


图 2.1 单相全桥逆变电源的主电路原理图

将开关管 T1、T2、T3、T4 视为理想器件,其通断控制用相应的开关函数 S 来描述:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{T1, T4 导通, T2, T3 关断} \\ -1 & \text{T2, T3 导通, T1, T4 关断} \end{cases} \quad (2-1)$$

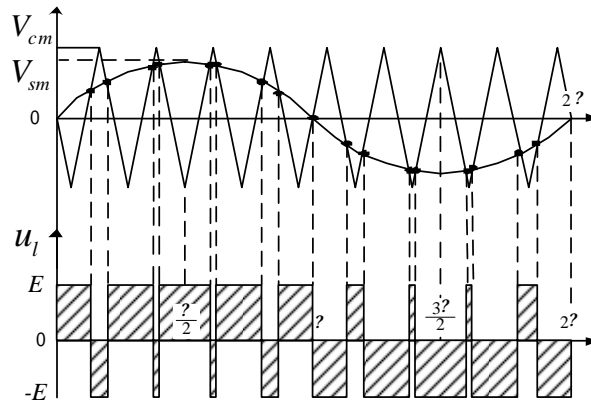
在 SPWM 调制下,若不考虑死区,T1 和 T4 控制信号相同,T2 和 T3 控制信号相同,T1 和 T2 控制信号互补。因而 u_1 为一双极性脉冲电压,它与直流输入的关系为:

$$u_1 = SE_d \quad (2-2)$$

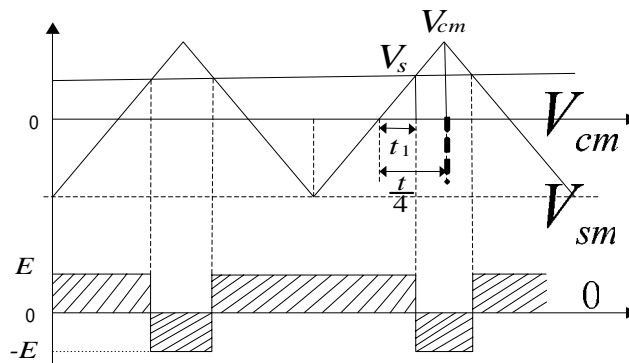
逆变桥 SPWM(Sinusoidal Pulse-Width Modulation, 正弦脉宽调制)采用双极性调制方式,其调制过程如图 2.2 所示。当开关频率 f_s (这里,选取开关频率为 9kHz) 远远大于电网频率 f (50Hz) 时,可将 u_1 在每个开关周期内的平均值 \overline{U}_1 看作低频瞬

时值，则：

$$\overline{U_l} = \frac{E_d \left(\frac{t}{4} + t_1 \right) + (-E_d) \left[\frac{t}{4} - t_1 \right]}{t/2} = \frac{E_d t_1}{t/4} \quad (2-3)$$



(a) 双极性 SPWM



(b) 局部放大后的调制波形

图 2.2 双极性 SPWM 原理

由于三角载波随时间线性变化，而调制波在一个开关周期基本不变。由图 2.2(b) 所示的 PWM 调制波形可得：

$$\frac{t_1}{t/4} = \frac{V_s}{V_{cm}} \quad (2-4)$$

式中： $V_s(t)$ 为调制信号，设为： $V_s(t) = V_{sm} \cdot \sin(\omega t)$

V_{cm} 为三角载波的幅值。

将式 (2-4) 代入 (2-3) 可得:

$$\overline{U}_l(t) = \frac{V_s(t)}{V_{cm}} \bullet E = k_m \bullet V_s(t) \quad (2-5)$$

其中 $k_m = E/V_{cm}$, 在直流侧电压恒定时为一常量。由式 (2-5) 可知, 当调制信号 $V_s(t)$ 为一连续的模拟变量时, $\overline{U}_l(t)$ 也为连续模拟变量。因此, 当用 $\overline{U}_l(t)$ 来低频等效 u_1 时, 就可将 u_1 也看作连续模拟变量, 即

$$u_1 = k_m \bullet V_s(t) = \frac{E}{V_{cm}} \bullet V_s(t) = E \frac{V_{sm}}{V_{cm}} \sin(\omega t) \quad (2-6)$$

由于一般的 PWM 逆变电源所用的输出滤波器的截止频率都远小于逆变器的开关频率, 而理想的 PWM 波形只含开关频率及开关频率倍频附近的高次谐波, 这些高次谐波均可被滤波器衰减到可忽略的程度。因此, 在 PWM 逆变电源的分析中, 不妨忽略这些高次谐波的影响, 而认为理想 PWM 逆变电源为式 (2-6) 所示的理想功率放大器。

当选择输出电压 u_o 和电容电流 i_c 作为状态变量, 可得状态空间表达式如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_o \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_o \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{r}{L} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ \dot{i}_o \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

则式 (2-6) 与式 (2-7) 构成了单相 PWM 逆变器的状态空间平均模型。

由状态空间平均模型可以推导出双输入同时作用时系统的 S 域输出响应关系式及方框图 (图 2.3) 如下:

$$\begin{aligned} U_o(s) &= \frac{U_1(s)}{LCs^2 + rCs + 1} + \frac{-(Ls+r)}{LCs^2 + rCs + 1} I_o(s) \\ &= G_1(s)U_1(s) + W_d(s)I_o(s) \end{aligned} \quad (2-8)$$

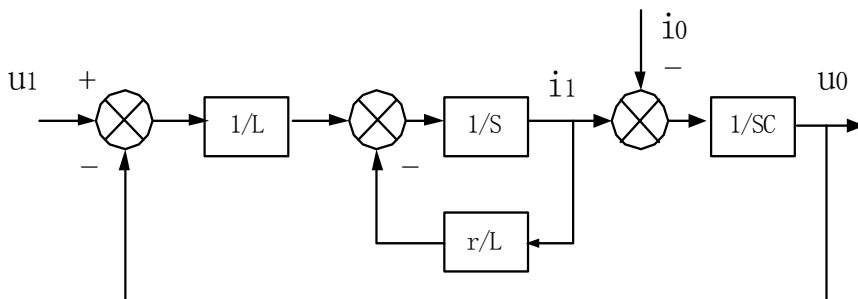


图 2.3 单相逆变器主电路方框图

2.3 影响单相 PWM 逆变器性能的因素

2.3.1 输出阻抗

采用二阶 L-C 低通滤波器的 PWM 逆变电源，可用图 2.4 等效表示。U 为逆变桥输出高频 PWM 波，R 为负载。r 表征了多种阻尼的综合效应，包括开关器件通态电阻、死区效应、线路阻抗、滤波电感等效串联电阻等，一般在 1Ω 以下。

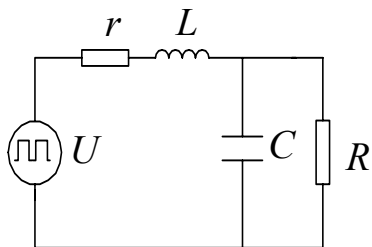


图 2.4 PWM 逆变电源电路

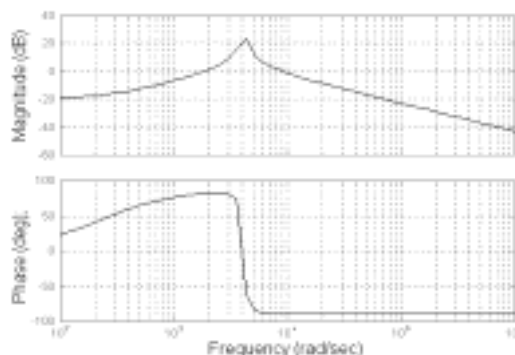


图 2.5 逆变器输出阻抗 BODE 图

将电压源 U 置零，可得电源输出阻抗为：

$$Z_o = \frac{\frac{1}{sC} \times (sL + r)}{\frac{1}{sC} + (sL + r)} \Bigg|_{s=j\omega} = \frac{sL + r}{s^2 LC + rCs + 1} \Bigg|_{s=j\omega} = \frac{j\omega L + r}{rCj\omega + 1 - \omega^2 LC} \quad (2-9)$$

Z_o 随 ω 变化情况如图 2.5 所示。由图可看出，逆变器的输出阻抗不为零，且在谐振频率 ω_0 附近的值很大。因此，当逆变电源给负载供电时，负载电流将在输出阻抗上形成压降，对非线性负载来说，其谐波成分将引起电源输出端电压的畸变。这是非线性负载电流引起逆变电源电压波形畸变的内在原因。

2.3.2 输出电压波形质量的影响因素

由 2.2 节和 2.3 节中可知，理想 PWM 波形通常只含有载波频率及载波倍频附近的高次谐波。LC 滤波器的转折频率通常选在开关频率的 1/10 左右，远远低于逆变器的开关频率，对高次谐波具有明显的衰减作用。因此，对于由理想开关构成、且只带线性负载的 PWM 逆变器，在合适的输出 LC 滤波器作用下，要获得理想的正弦输出并不困难。

实际应用中，存在着很多不理想的因素。

首先，PWM 波形并不是理想的，为了防止同一桥臂上下管的直通，加入了死区，死区对逆变电源输出电压的幅值、相位和谐波都有影响；开关管的开通关断也不是瞬时的，有一定的开通、关断延时，开关管的参数也可能不对称，必然引起开关器件输出波形与输入控制信号之间的偏移。

再次，在调制过程中，一旦出现了过调制这种情况，逆变桥不再是线性放大器，逆变器的输出电压是一个“削顶的”的波形，含有大量的低次谐波。

再者，现实中的负载并不都是线性的，存在着很多非线性负载。主要是二极管整流负载。诸如电脑、工作站、监控设备等电子产品都带有整流电路，将交流电源转换成直流电源给微电子器件供电，并且它们一般都是单相负载。这种整流负载带有大容量滤波，在逆变电源的输出端产生了大量的低次谐波电流。由于逆变电源的输出阻抗的存在，低次谐波电流在逆变电源输出端产生谐波压降，导致了输出电压的畸变。

(1)死区

为了防止同一桥臂上下管的直通，在上下管的驱动信号中加入的延迟时间，称为死区。以单个桥臂来说明，如图 2.6 所示。

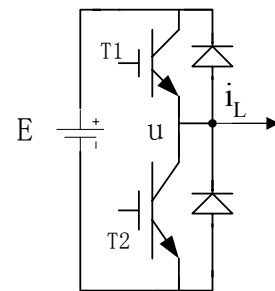


图 2.6 单相桥臂

图 2.7(a) 中给出了一个逆变器桥臂上下开关管的理想门极驱动信号 s_1 和 s_2 。

图 2.7(b) 是带死区的门极驱动信号 s_{1d} 和 s_{2d} ， t_d 为每个开关周期的死区长度。死区对输出电压的影响与桥臂输出电流的方向有关。

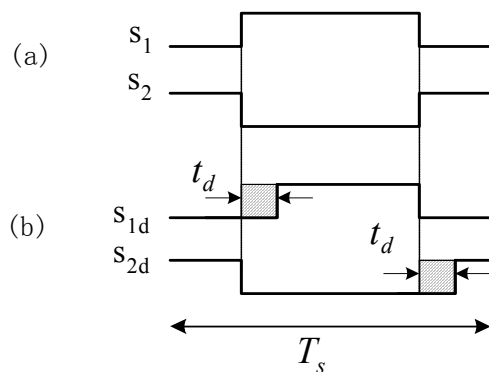


图 2.7 PWM 逆变器门极驱动

图 2.8(a) 给出了上下桥臂的驱动波形， s_{1d} 是上管驱动， s_{2d} 是下管驱动。

图 2.8(b) 是 i_L 为正的情况：此时因为死区的存在，上管开通延时了 t_d ，在这段时间内，上管无开通信号， $i_L > 0$ ，下管的反并二极管 D2 续流，使输出电压为 $-E$ ，相对理想 PWM，逆变桥输出电压的伏秒值变化了 $-2E \cdot t_d$ ；

图 2.8(c) 是 i_L 为负的情况：此时因为死区的存在，下管开通延时了 t_d ，在这段时间内，下管无开通信号， $i_L < 0$ ，上管的反并二极管 D1 续流，使输出电压为 $+E$ ，相

对理想 PWM, 逆变桥输出电压的伏秒值变化了 $2E \cdot t_d$ 。

虽然每个开关周期的死区时间只有几个微妙, 但在整个基波周期的累积效应是不容忽视的。

图 2.9(a) 是理想 PWM 波形, 图 2.9(b) 是电流波形, φ 是功率因素角, 图 2.9(c) 是死区引起的输出电压的降落, v_o 是理想 PWM 输出的基波分量, v_d 是死区引起的电压变化的基波分量。由图可看出, v_d 的存在, 不仅影响输出电压幅值, 还引入了相移。进一步通过对 v_d 进行傅立叶分解, 可以发现死区引入了 LC 滤波器难以消除的低次谐波分量, 并且主要是奇次谐波, 使得输出电压畸变。

为了克服死区的影响, 可以采用各种补偿措施^{[48]~[50]}, 但是这些补偿方法都需要高精度的检测, 实现起来成本高, 而且对于非线性负载引起的输出电压畸变问题还是无法解决。

(2) SPWM 过调制

SPWM 调制过程中, 当调制波幅值 $U_{sm} \leq$ 三角载波峰值 U_{cm} 时, 输出基波按 E/U_{cm} 为增益放大的, 逆变桥等效为一个线性放大环节,

调制比 $m(=U_{sm}/U_{cm})$ 在 $[0, 1]$ 范围为线性调制区。当 $U_{sm} > U_{cm}$ 时, SPWM 在调制波波峰附近产生的脉冲宽度达到最大值, 且脉宽值不再与调制波采样值成正比, 调节能力饱和, 出现过调制现象, 这时逆变桥的等效放大倍数是非线性的, 从而产生放大失真, 逆变器输出端出现“削顶”波形, 其中含有较大的低次谐波畸变。对于直流输入电压整个波动范围及负载变化范围, 在逆变器系统设计时将调制深度留有足够裕量, 则可以避免由于 SPWM 过调制引起的输出波形畸变。

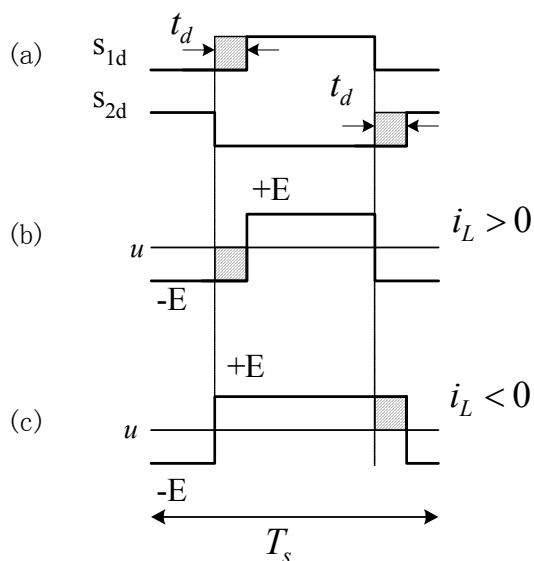


图 2.8 一个开关周期内死区引起的电压变化

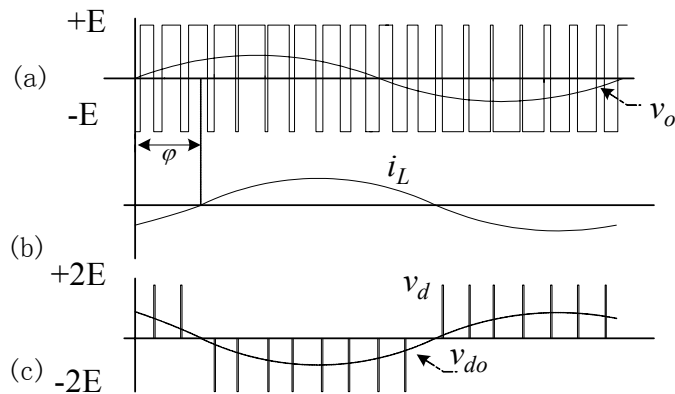


图 2.9 每基波周期死区引起的电压降落

(3) 二极管整流负载

非线性负载是引起逆变电源输出电压畸变的主要原因，尤以二极管整流负载为代表。典型的非线性负载如图 2.10 所示。为了获得比较平直的电压，整流负载一般都接有大电容，由于二极管的单向导电性，只有当逆变电源输出电压瞬时值高于负载电容时才有输出电流，而二极管一旦导通，负载又呈现很低的阻抗。二极管周期性的通断，整个电路的拓扑结构也在两者之间周期性的变化，出现了重复性的瞬态过程，逆变电源的输出电流则为一系列的尖顶窄脉冲波，典型情况下输出电压将出现消峰平顶的波形，THD 的值大大上升，将无法供电的需求。图 2.11 中给出了逆变电源带整流负载时输出电压畸变过程仿真图。

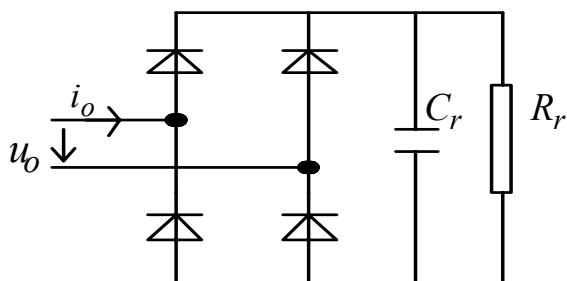


图 2.10 典型非线性负载

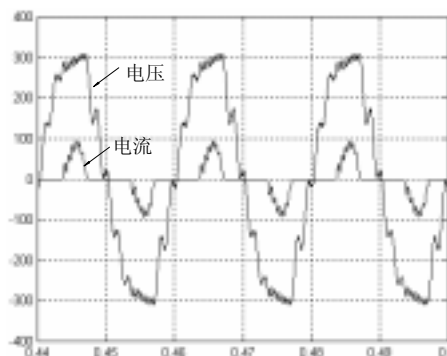


图 2.11 逆变电源带单相整流负载
(100v/div, 100A/div, 0.01s/div)

为了解决这个问题，可以通过降低逆变器的阻抗的办法来解决，一是在逆变器的输出增加 LC 谐振电路，通过合理的配置谐振频率，可以做到针对某个低次谐波的输出阻抗为零，从而将该次谐波电流吸收掉^[51]，二是通过提高开关频率来减小滤波电感。这仅是基于滤波电路的解决方案，有明显的弱点：针对每次谐波增设一个 LC 滤波支路，对于容量并非特别巨大的逆变电源来说，无论体积、重量、成本都会大大增加；对于提高开关频率确难于在中、大功率的场合采用，因为受温升、效率因素限制，中、大容量的开关器件的工作频率不可能很高。

综合上述，从控制角度出发，通过引入输出电压瞬时值反馈控制来解决非线性负载带来的扰动，抑制谐波显然是比较合理的方案，波形控制技术(以改善输出波形为目的而引入的瞬时值闭环控制技术均称为波形控制技术)的引入，使得逆变电源系统的闭环输出阻抗大大减小，是一种通过控制手段降低输出阻抗的方法，这要比增加滤波电路或提高开关频率优越得多，因为波形控制技术可以抵御多种扰动，除了非线性负载，还有前面提过的死区效应的影响。

2.4 本章小结

本章首先建立了单相逆变器的数学模型,在此基础上对输出特性进行了分析,提到了引起逆变电源输出电压畸变的几种主要原因,为后续章节的控制系统的分析打下了基础。并得出以下结论:

- (1) 逆变电源的模型为一典型的二阶系统,其输出性能主要由 LC 滤波器和负载决定;
- (2) 由于逆变器的输出阻抗不为零,逆变器的输出端必然产生电压畸变;
- (3) 通过控制手段降低输出阻抗的方法,是一种改善逆变电源性能的实用、有效的手段。

3 PWM 逆变电源电压瞬时值反馈控制的研究

3.1 引言

无论哪种结构的逆变电源,要得到高质量的正弦波输出,都离不开逆变器的控制技术。对于逆变电源的控制策略,可以采用重复控制、无差拍控制、滑模变结构控制或者 PID 控制,但是重复控制虽然可以得到较好的稳态性能及稳态输出波形,而其动态性能比较差;无差拍控制对于系统参数的变换、负载的变化比较敏感;滑模变结构控制的稳态性能不够理想;而采用 PID 控制容易兼顾控制系统的稳态性能和动态性能。而且算法简单、易于实现、鲁棒性好、可靠性高,已经成为迄今为止最通用的控制方法。

在工业过程控制系统中，广泛使用 PID 控制器时，由于控制器各参数的选择要么基于经验法设计然后在系统现场调试中最后整定；要么基于频率响应特性反复试凑法设计 PID 控制器参数。这些控制器设计方法没有与控制系统性能指标建立直接量化关系，因而参数选择往往粗略，一旦被控对象自身开环特性恶劣时，PID 控制器不能表现出很好的调节作用。

本章首先提出基于极点配置的 PID 控制器的设计方法,仿真结果显示这种 PID 控制器性能优越,最后提出一种 PI 调节器结合电压微分反馈的调节方式,并指出这种调节方式和 PID 调节其实是等效的,而且是一种简化的双环形式,因此是一种简单而有效的调节方式。

3.2 逆变器的 PID 控制

3.2.1 PID 控制器的设计

PID 控制器是一种线性控制器，其控制规律为：

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

式中 K_p 为比例系数， T_i 为积分时间常数， T_d 为微分时间常数。

PID 控制器的传递函数形式为：

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\ &= K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \end{aligned} \quad (3-2)$$

PID 控制器各校正环节的作用如下：

(1) 比例环节：代表了当前的信息，及时成比例地反映控制系统的偏差信号 $e(t)$ ，偏差一旦产生，控制器立即产生控制作用，以减少偏差，起校正偏差的作用，使过程反应迅速。

(2) 微分环节：反映偏差信号的变化趋势（变化速率），代表了将来的信息，具有超前控制作用。在过程开始时强迫过程加速进行，过程结束时减小超调，克服振荡，提高系统的稳定性，加快系统的过渡过程。

(3) 积分环节：代表了过去积累的信息，可以提高系统的型别（无差度），以消除或减小稳态误差，改善系统的稳态性能。

频域分析角度看，PID 控制器就是一个滞后——超前控制器的特例，影响高频段的 PD 控制作用不仅增大相位超前角并改善系统稳定性，而且也增大了系统的带宽（因而响应速度增快），PD 控制器与相位超前补偿器起着类似的作用。PI 控制作用影响低频段，增大低频增益并改善静态精度，PI 控制器的作用如同相位滞后补偿器。PID 控制作用是 PI 和 PD 控制作用的结合。

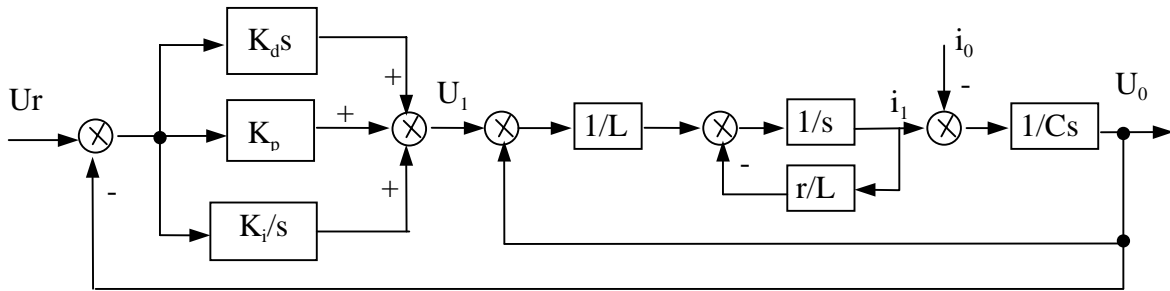


图 3.1 逆变器的 PID 控制系统框图

图 3.1 为逆变器的 PID 控制系统方框图， u_r 是参考正弦输入信号，根据这个闭环控制系统框图，考虑逆变器在参考正弦输入信号 u_r 、负载电流扰动信号 i_0 同时作用下闭环输出电压 u_0 的传递函数关系：

$$U_0(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{LCs^3 + (rC + K_d)s^2 + (1 + K_p)s + K_i} U_r(s) - \frac{s(Ls + r)}{LCs^3 + (rC + K_d)s^2 + (1 + K_p)s + K_i} I_0(s)$$

$$= G_1(s)U_r(s) + W_d(s)I_0(s) \quad (3-3)$$

逆变器闭环系统特征方程：

$$D(s) = LCs^3 + (rC + K_d)s^2 + (1 + K_p)s + K_i \quad (3-4)$$

特征方程 (3-4) 的 3 个根就是系统的 3 个闭环极点。闭环系统的动态响应性能、稳定性主要由闭环极点在 S 平面的分布位置决定，对于一个高阶（高于二阶）系统，其动态特性主要由闭环主导极点决定。如果根据控制系统的动态性能指标确定了闭环系统主导极点希望位于 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ，其中 ζ 、 ω_n 分别为希望的阻尼比和自然频率，那么闭环非主导极点，可以选取 $s_3 = -n\omega_n$ ，式中 n 是正的常数， n 的取值越大，则由 $s_{1,2}$ 、 s_3 三个极点确定的三阶系统响应特性越接近由闭环主导极点决定的二阶系统，一般 $n=5\sim 10$ 时均可，由此得到了满足动态性能要求的希望的闭环系统特征方程：

$$D_r(s) = (s - s_1) \cdot (s - s_2) \cdot (s - s_3) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cdot (s + n\zeta\omega_n) \quad (3-5)$$

可以用极点配置方法算得：

$$\begin{cases} K_d = (2+n)\zeta\omega_n LC - rC \\ K_p = (2n\zeta^2 + 1)\omega_n^2 LC - 1 \\ K_i = n\zeta\omega_n^3 LC \end{cases} \quad (3-6)$$

式(3-6)是基于极点配置方法设计的逆变器瞬时电压反馈闭环 PID 控制器参数，PID 控制器参数的选择直接与闭环系统的性能指标建立了量化关系，设计过程概念清晰，简洁明了。

3.2.2 PID 控制闭环系统的性能

稳定性：对于逆变器闭环系统特征方程 $D(s)$ ，根据劳斯稳定判据可知系统稳定范围如下：

$$\frac{(K_p + 1)(K_d + rC)}{K_i LC} > 1 \quad (3-7)$$

将式(3-6)所求控制器参数代入式(3-7)左边：

$$\frac{(K_p + 1)(K_d + rC)}{K_i LC} = (2n\zeta^2 + 1)\left(\frac{2}{n} + 1\right) > 1$$

逆变器闭环系统是稳定的，从希望闭环极点在 S 平面的分布位置也能直接反映系统的稳定性。

动态特征：从控制器参数的设计中可见，如果把实际的闭环极点放置在希望的闭环极点位置，而且 n 取得足够大，则逆变器闭环系统近似为二阶系统，其动态振荡性、过渡过程响应时间由 ζ 、 ω_n 决定，这里是按希望特性选取 ζ 、 ω_n 的，所以能满足动态指标要求。

静态特性：将 $s=j\omega$ 代入式(3-3)得到闭环输出 u_0 的频率响应特性：

$$\begin{aligned} U_0(j\omega) &= \frac{K_i - K_d\omega^2 + jK_p\omega}{K_i - (rC + K_d)\omega^2 - j[LC\omega^3 - (1 + K_p)\omega]} U_r(j\omega) \\ &\quad - \frac{-L\omega^2 + jr\omega}{K_i - (rC + K_d)\omega^2 - j[LC\omega^3 - (1 + K_p)\omega]} I_0(j\omega) \\ &= \phi_1(j\omega)U_r(j\omega) + \phi_2(j\omega)I_0(j\omega) \end{aligned} \quad (3-8)$$

式(3-8)表明，稳态输出 U_0 由两部分组成：输入 U_r 产生的输出分量可以看成闭环系统的空载输出，负载扰动 I_0 引起的输出分量可以看成负载电流在闭环系统内阻抗上的压降。

当逆变器结构参数和（额定）负载已知，控制器参数设计完成后，可以确定闭环系统的稳态基波电压，具体计算方法见文献^[52]并进一步获得稳态精度。

3.3 设计实例及仿真

3.3.1 设计实例参数

为说明基于极点配置的 PID 控制器设计方法的控制效果，针对一台单相 PWM 逆变器进行 PID 控制器设计，并利用 MATLAB 软件对其进行仿真验证。单相逆变器的主要参数如下：

额定输出电压： $U_{0\text{额}}=220\text{V}$

额定输出电压频率： $f=50\text{Hz}$

额定输出功率： $P_0=11\text{kW}$

额定功率因数： $\cos \varphi=0.8$

输出滤波电感： $L=0.43\text{mH}$

输出滤波电容： $C=140\ \mu\text{F}$

等效阻尼电阻： $r=0.1$

PWM 开关频率： $f_{\text{sw}}=10\text{kHz}$

3.3.2 闭环极点参数选择

考察闭环极点参数 ζ 、 n 对系统性能的影响。参考参数为阻尼比 $\zeta=0.707$ ，希望的自然振荡频率 $\omega_n=3500$ ， $n=10$ ，改变其中一参数。作其闭环波特图（由于是最小相位系统，只给出了幅频特性）。

从图 3.2 可以看出，当 ω_n 增大时（图中箭头的方向是 ω_n 增大的方向）。 $|G_1(\omega_o)| \approx 1$ （ ω_o 为工作频率）， G_1 的带宽变宽， W_d 的中低频段增益变小， $|W_d(\omega_o)|$ 由 -30dB 减小为 -60dB，因此当 ω_n 增大时，逆变器输出电压稳态误差减小，非线性负载时输出电压 THD 减小。

当取 $n=5$ 时，由图 3.3 可以看出，当 n 变大时（图中箭头的方向是 n 增大的方向）， $|G_1(\omega_o)| \approx 1$ ， G_1 的带宽变宽，但变化幅度不大， W_d 在中低频段则随 n 变大幅频特性减小，因此 n 变大时，输出对指令的跟踪性能无明显变化，但对扰动抑制能力提高，非线性负载时输出电压 THD 变小。

图 3.4 给出了当 $\omega_n=3500\text{rad/sec}$ ， $n=10$ ，阻尼比 $\zeta=0.2$ 、 0.6 、 1.0 、 2.0 时候闭环系统控制项 G_1 和扰动项 W_d 幅频特性，当 ζ 变大时（图中箭头的方向是 ζ 增大的方向）

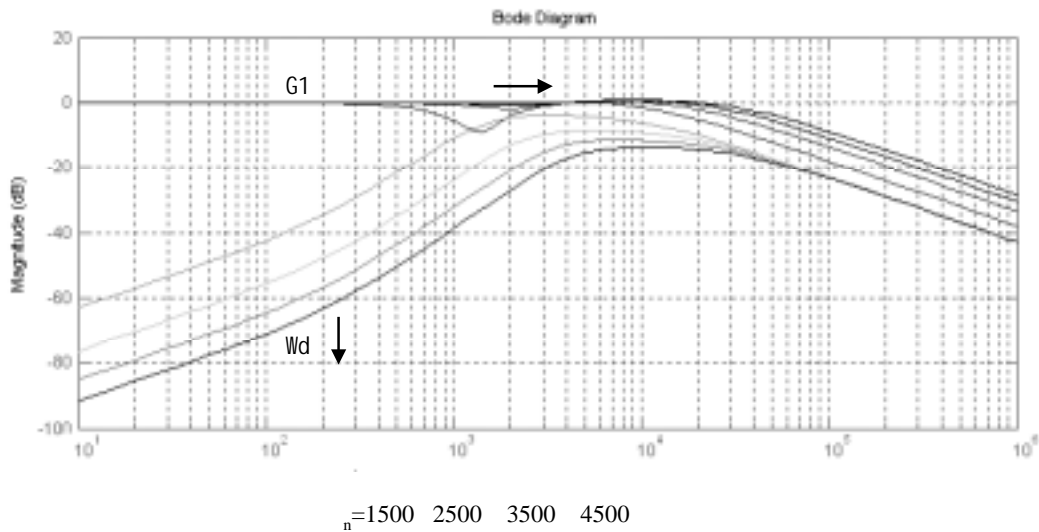


图 3.2 n 对系统性能的影响

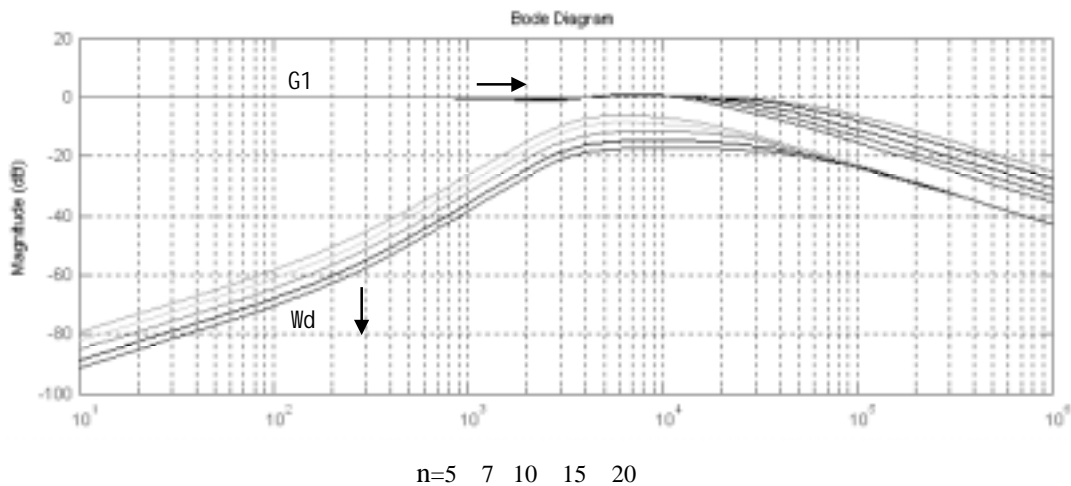


图 3.3 n 对系统性能的影响

$|G_1(\omega_o)|$ 无明显变化, G_1 的带宽变宽, 一方面呈现输入信号能力强, 但是同时抑制输入端高频噪声的能力就弱。 W_d 的中低频段增益变小, $|W_d(\omega_o)|$ 由 -40dB 减小为 -55dB, 非线性负载时输出电压 THD 减小, 阻尼系数选在 0.7 左右, 即大约在 0.5 ~ 1.0 的范围内, 输出电压稳态误差已经较小, 负载扰动影响也较小, 非线性负载 THD 不大, 负载突变引起的动态过渡过程较快, 而且此时, 带宽不包括开关频率, 高频噪声可以很好的被衰减。

综上所述, 对于上述闭环系统极点各参数, 逆变器输出电压稳态误差随着 n 变大、 n 变大而减小, 且 n 影响明显, 而 n 影响不大; 系统对负载扰动抑制能力随着 n 变大、 n 变大、 n 变大而增强, n 、 n 影响明显。

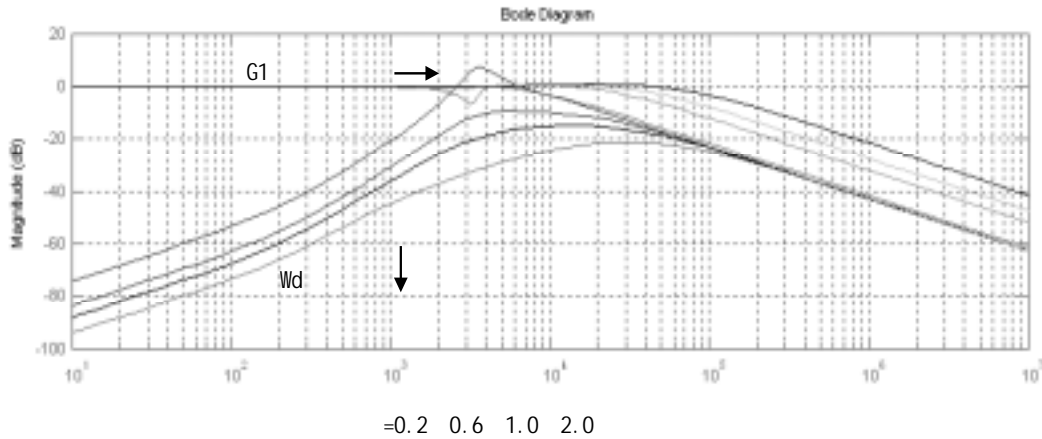


图 3.4 ζ 对系统性能的影响

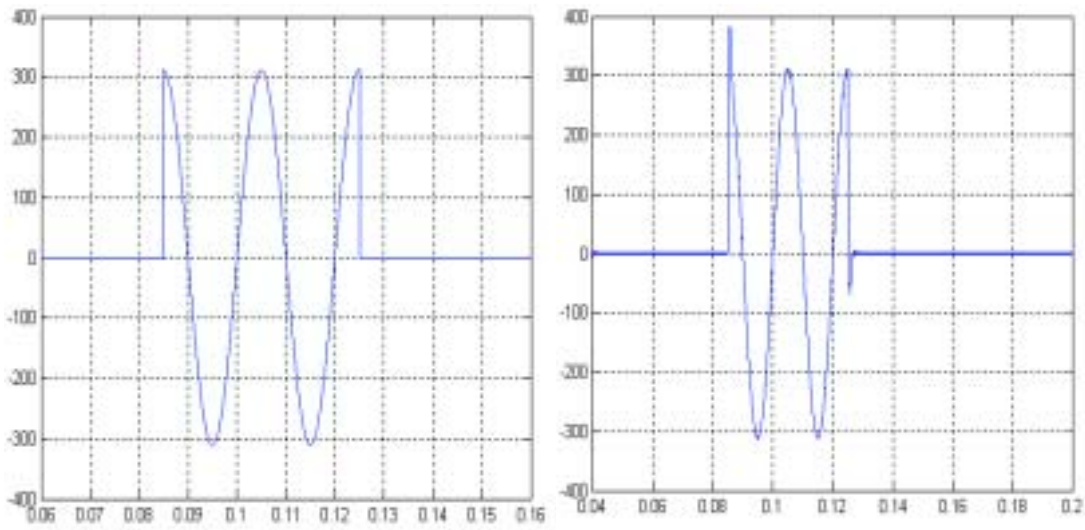
3.3.3 仿真结果

根据以上原则，选取希望的阻尼比 $\zeta=0.8$ 、希望的自然频率 $\omega_n=3500$ 、 $n=10$ 的情况下，计算得到 PID 控制器参数：

$$\begin{cases} K_p=9.17 \\ K_i=20649 \\ K_d=0.002 \end{cases} \quad (3-9)$$

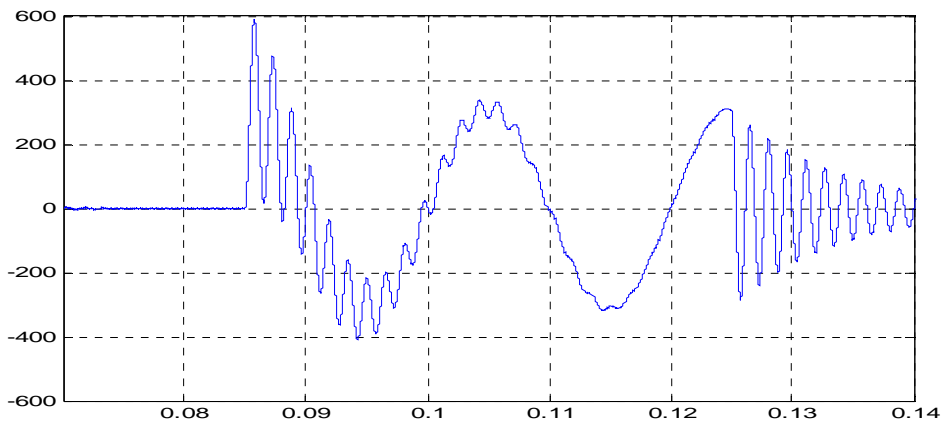
由此计算额定功率输出时输出电压稳态精度为-0.14%，空载时稳压精度为-0.18%。稳态误差很小。

图 3.5 所示为空载逆变器开环与 PID 闭环控制动态指令跟随性能波形，图 3.5(a) 为参考正弦信号指令，其在峰值处突加到系统中经过两个周期后又突然消除。图 3.5(c) 的空载逆变器开环时指令跟踪情况产生剧烈振荡，超调量很大。图 3.5(b) 为极点配置 PID 控制的逆变器闭环系统指令跟踪情况，从波形可见超调量为 23.7%，过渡过程时间约 2ms，闭环系统的动态响应特性得到明显改善。



(a) 电压指令

(b) PID 控制闭环输出电压

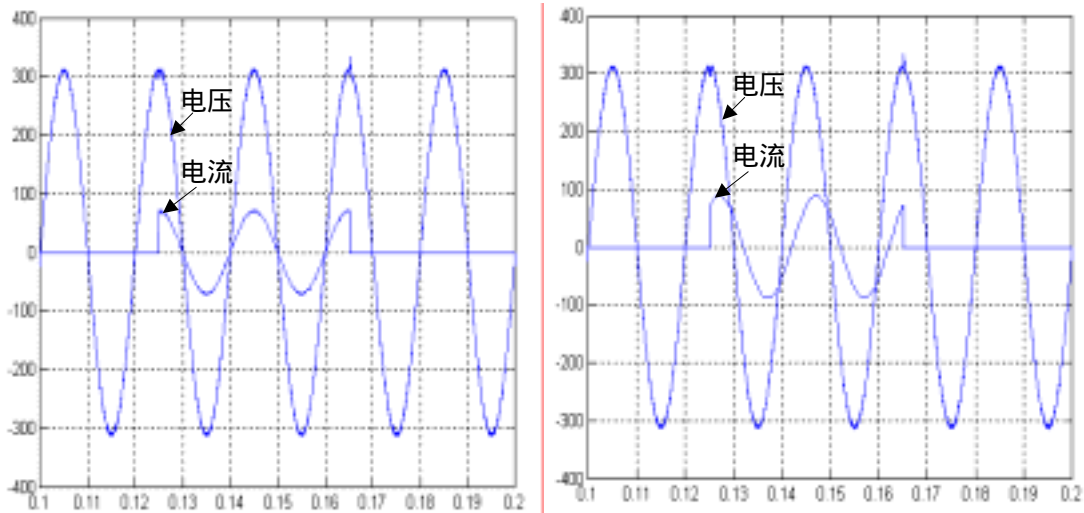


(c) 开环控制输出电压

图 3.5 空载逆变器动态指令跟踪波形 (100V/div, 0.01s/div)

图 3.6 显示了逆变器闭环系统突加、突减额定负载时的输出波形，突加、突减均在电压峰值时刻进行，图 3.6(a)是突加、突减 11kW 阻性负载的情况，而图 3.6(b)是突加、突减 13.75kVA、功率因数 0.8 的阻感性负载情况，两者响应波形的动态过渡过程小于 1ms，输出电压变化率小于 7.7%，负载适应性强。

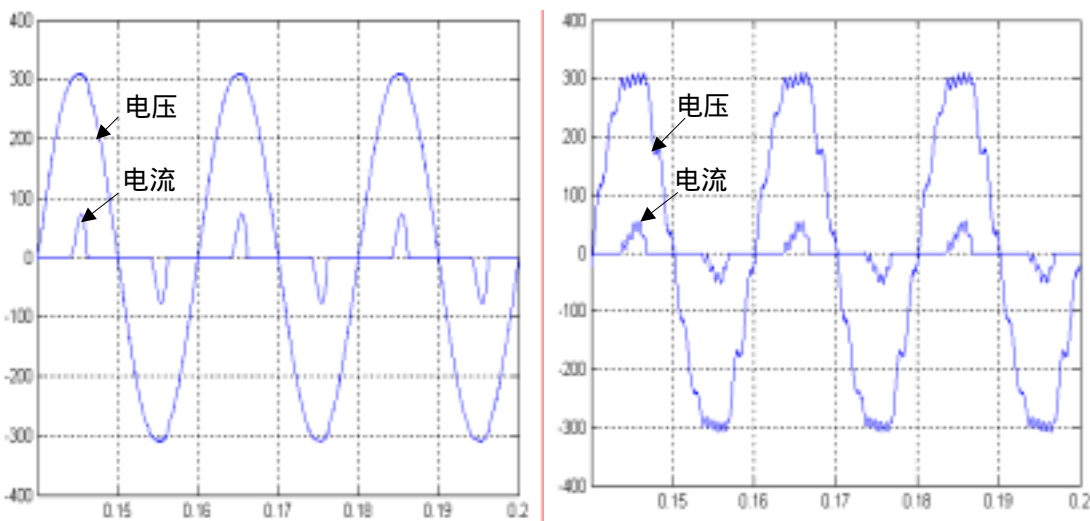
图 3.7 显示了逆变器对二极管整流型非线性负载的响应情况，其中图 3.7(a) 是逆变器极点配置 PID 控制系统所带非线性负载峰值达到额定负载电流峰值时的波形，此时负载电流峰值 $I_{0p}=75.0\text{A}$ ，电流波峰因子 (WaveCrest factor) (即电流峰值/电流有效值) $=3.17$ ，输出谐波畸变率 $\text{THD}=0.89\%$ 。图 3.7(b)是逆变器开环控制系统带与图 3.7(a)相同非线性负载时的输出波形，这时负载电流峰值 $I_{0p}=54.3\text{A}$ ，电流波峰因子 $=3.05$ ，而输出谐波畸变率 $\text{THD}=6.98\%$ 。



(a) 额定功率阻性负载

(b) 额定功率阻感性负载

图 3.6 逆变器 PID 控制系统负载突变响应 (100V/div, 100A/div, 0.01s/div)

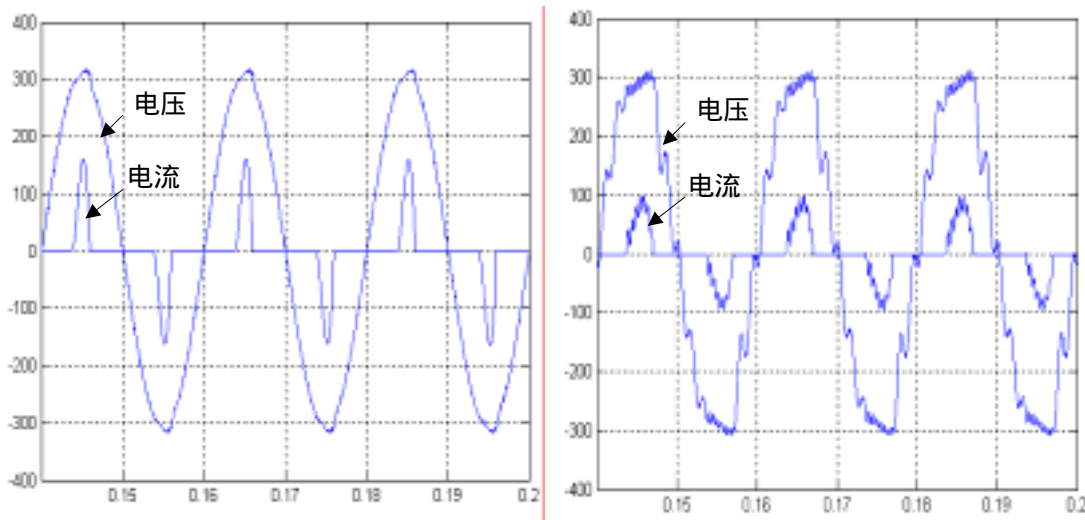


(a) 电流有效值达额定有效值

(b) 开环控制

图 3.7 带非线性负载时输出电压、负载电流波形 (100V/div, 100A/div, 0.01s/div)

图 3.7(c)是逆变器极点配置 PID 控制系统所带非线性负载有效值达到逆变器额定负载电流有效值时的波形，用快速付立叶变换（FFT）分析可知此时负载电流峰值 $I_{0p}=160.3A$ ，WCF=3.17，输出谐波畸变率 THD=1.54%。图 3.7(d)是逆变器开环控制系统带与图 3.7(c)相同非线性负载时的输出波形，这时负载电流峰值 $I_{0p}=99.2A$ ，电流波峰因子 WCF=2.74，而输出谐波畸变率 THD=12.1%。



(c) PID 控制，电流峰值达额定峰值 (d) 开环控制

图 3.7 带非线性负载时输出电压、负载电流波形

(100V/div,100A/div,0.01s/div)

由于极点配置 PID 控制器动态响应快，控制准确度高，因而在额定输出、负载电流波峰因子超过 3 的情况下，使输出电压 THD 降为 1.54% 或 0.89%，表现出对非线性负载引起的波形失真具有较强的抑制能力。

3.4 硬件电路

硬件 PID 瞬时反馈电路如下图 3.8

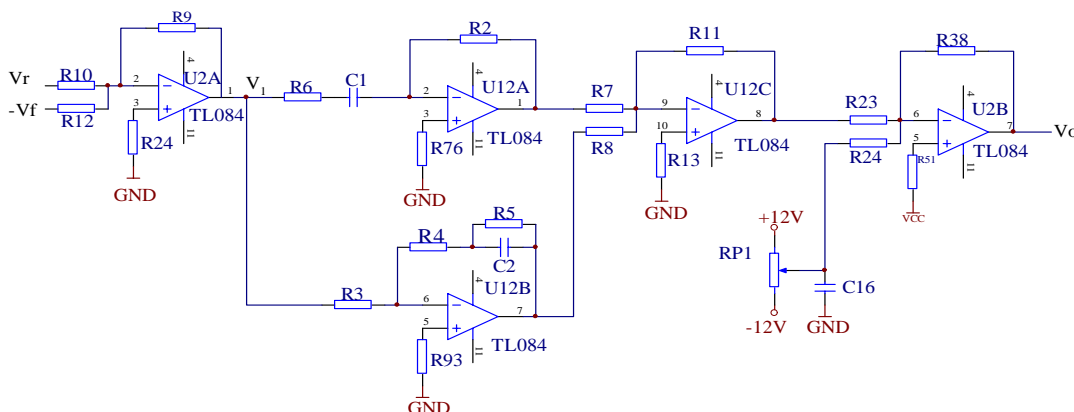


图 3.8 PID 瞬时值反馈控制电路图

惯性环节代替，这样低频增益变为有限值，转折频率以上增益保持不变；为了避免微分引入的高频干扰，微分环节与小惯性环节串联使用，其中 RP1, C16 和 R24 起到调节直流偏磁的

作用。

根据图 3.8 的结构可以推导出瞬时值 PID 的传递函数如下：

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{R_4}{R_3} + \frac{1}{\frac{R_3}{R_5} + sR_3C_2} + \frac{1}{1 + sR_6C_1} \cdot sR_2C_1 \quad (3-10)$$

$$\text{以及 } V_1 = \frac{R_9}{R_{10}} \left(V_r - \frac{R_{10}}{R_{12}} V_f \right) \quad (3-11)$$

由 3.2 节中的基于极点配置的方法和 3.3 节中的仿真计算来合理安排参数,可以达到满意的结果。

3.5 PI 调节器结合电压微分反馈的调节方式

PI 调节器结合电压微分反馈的调节方式的方框图如下：

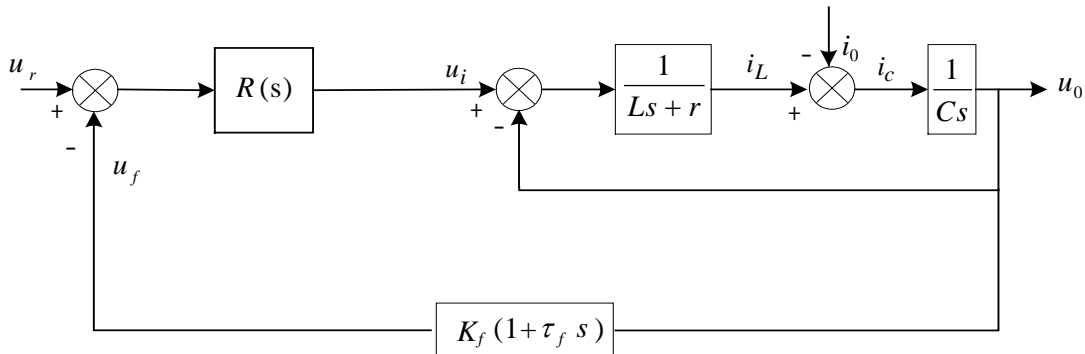


图 3.9 PI 调节器结合电压微分反馈的调节方式

将图 3.9 进行变化后,可得图 3.10 所示的等效框图。

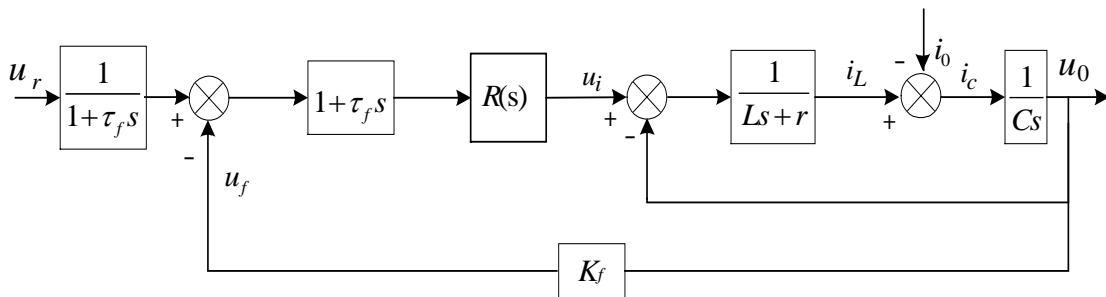


图 3.10 电压微分反馈的等效框图

因此,当 \$R(s)\$ 为 PI 调节器时,即：

$$R(s) = K_p + K_i / s$$

图 3.10 可以等效为图 3.11,这种调节方式和 PID 调节近似等效,只是给定经过一个惯性环节,与反馈值比较得到误差后再经过调节器,因此系统会有一个延迟。

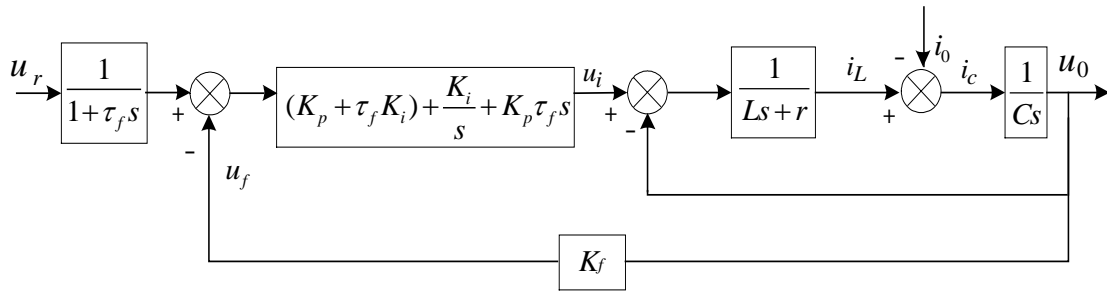


图 3.11 电压微分反馈的等效框图

将图 3.10 再作进一步变换,还可以等效为如图 3.12 所示的框图,其中,
 $K_f = K_{f2}$, $K_f \cdot \tau_f = C \cdot K_{f1}$, $R_1(s) = 1$, $R_2(s) = R(s)$ 。

可以看到,由于比例微分反馈环节实现了输出电压及输出电压微分两种状态变量的状态反馈,而输出电压即电容电压,因此,输出电压的微分代表了电容电流。这意味着,该控制结构也是一种基于电压及电容电流反馈的双环控制,但在这种控制结构中, $R_1(s) = 1$,因而它也是一种双环控制结构,这种控制方式省掉了电容电流的检测单元。

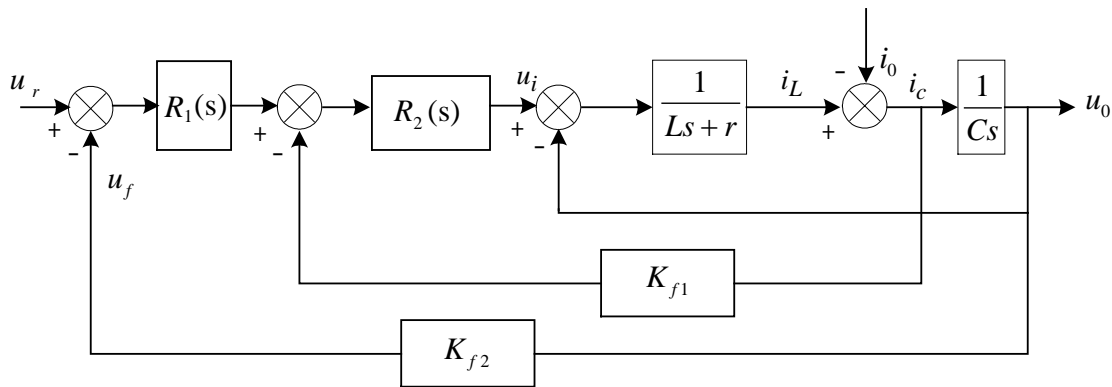


图 3.12 基于电容电流内环、电压外环的控制框图

最终的电压瞬时值反馈调节器的电路如图 3.13 所示,其中, R_{12} 为电压比例反馈, C_6 为电压微分反馈,由于微分反馈引入了噪声, R_{11} 相当于加了一个滤波小惯性环节,对电压微分信号进行了滤波,滤波参数由 $R_{11} \cdot C_6$ 决定。

该调节器使用的元器件很少,同时可以实现较高的稳定性,输出波形效果良好。

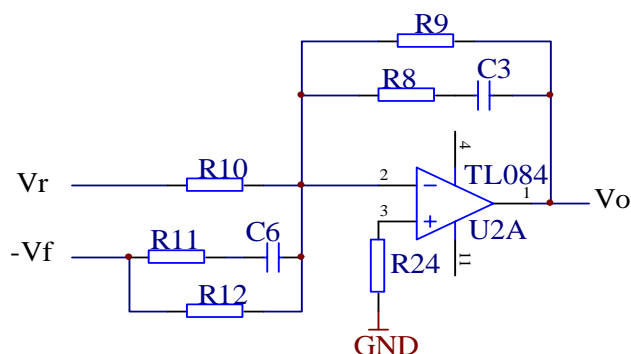


图 3.13 结合电压微分反馈的 PI 调节器

其传递函数为：

$$\begin{aligned}
 V_o(s) &= \frac{sR_8C_3 + 1}{s(R_8 + R_9)C_3 + 1} \left[\frac{R_9}{R_{10}} \cdot V_r(s) - \frac{R_9}{R_{12}} \cdot \frac{s(R_{11} + R_{12})C_6 + 1}{sR_{11}C_6 + 1} \cdot V_f(s) \right] \\
 &= \frac{sR_8C_3 + 1}{s(R_8 + R_9)C_3 + 1} \left[\frac{R_9}{R_{10}} \cdot V_r(s) - \frac{R_9}{R_{12}} \cdot V_f(s) - \frac{sR_9C_6}{sR_{11}C_6 + 1} \cdot V_f(s) \right] \\
 &= \frac{R_9}{R_{10}} \cdot \frac{sR_8C_3 + 1}{s(R_8 + R_9)C_3 + 1} \left[V_r(s) - \frac{R_{10}}{R_{12}} \cdot V_f(s) - \frac{sR_{10}C_6}{sR_{11}C_6 + 1} \cdot V_f(s) \right] \\
 &= \frac{R_9}{R_{10}} \cdot \frac{sR_8C_3 + 1}{s(R_8 + R_9)C_3 + 1} \left[V_r(s) - V_f(s) - \frac{sR_{12}C_6}{sR_{11}C_6 + 1} \cdot V_f(s) \right]
 \end{aligned}
 \tag{3-12}$$

由于电容电压的微分代表了负载电压的变化趋势,因此,这种控制方式可预测输出电压的变化并提前进行校正,跟踪速度加快,从而提高了系统的动态响应速度,改变了波形质量,并提高了系统的抗干扰能力。

仍然以 3.2 节中的逆变器为控制对象,图 3.14 给出了控制对象开环频率特性,和加入结合电压微分反馈 PI 调节器后系统的开环频率特性对比图。从图中可以看到,加入调节器前在截止频率处相频曲线接近 -170° ,相角裕度只有 10° ;同时低频段增益较小,不能很好地满足稳态误差要求。

而加入调节器校正后,不仅中低频段增大了系统开环增益,保证系统稳态性能,而且使相角达到 33° ,保证了系统的稳定性,可以获得较好的控制效果。

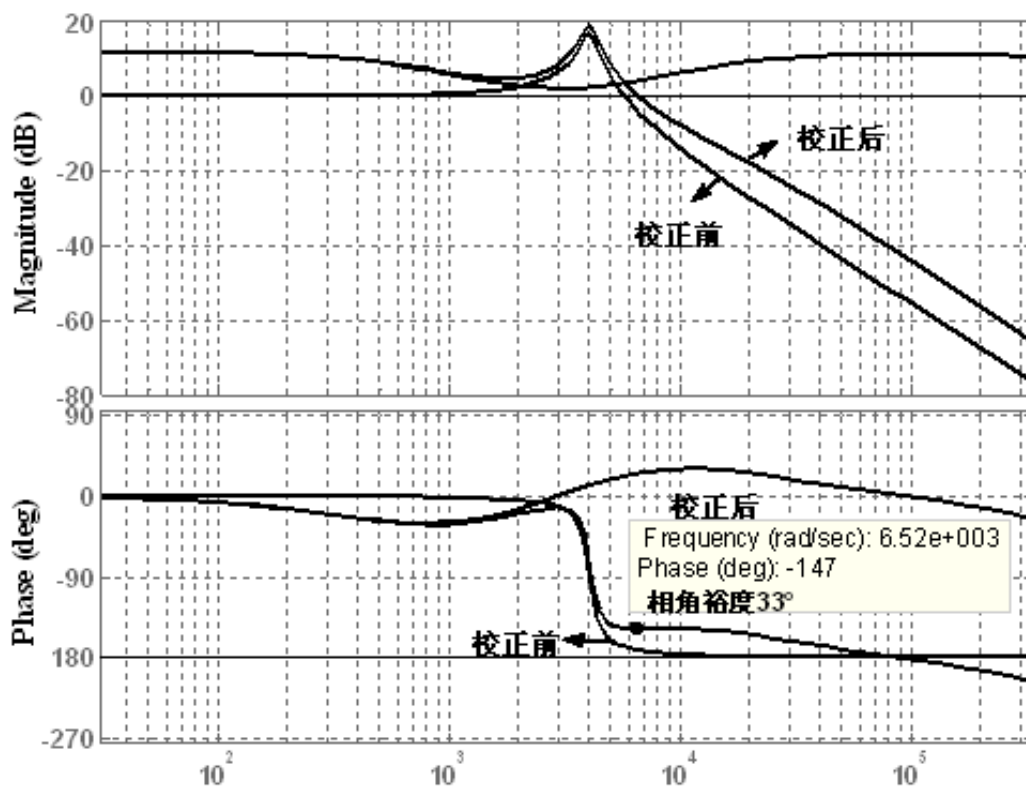


图 3.14 系统加入调节器前后的开环频率图

3.6 本章小结

本章提出一种基于极点配置的逆变器瞬时电压反馈 PID 控制设计方法，分析表明这种逆变器 PID 控制系统具有动态响应快速、平稳、静态精度高的优良性能，即使在非线性负载情况下也能获得较好的输出波形质量。

本章还分析了一种 PI 调节器结合电压微分反馈的控制方法，指出这种控制方法与 PID 控制和双环控制的联系，最后说明它虽然使用元件少，但稳定性较高，输出波形质量较好，是一种经济实用的控制方法。

4 PWM 逆变器双环控制技术研究

4.1 引言

早些年，PWM 逆变器电压电流双环控制用输出电压有效值外环维持输出电压有效值恒定，这种控制方式只能保证输出电压的有效值恒定不能保证输出电压的波形质量，特别是在非线性负载条件下输出电压谐波含量大，波形严重失真；另一方面，电压有效值外环控制的动态响应过程十分缓慢，在突加、突减负载时输出波形波动大，恢复时间一般需要几个甚至几十个基波周期。

近几年，为了提高供电系统的稳定性和供电质量，研究开发应用高性能 PWM 逆变电源备受重视，许多瞬时控制方案受到广大科技工作者的关注。瞬时控制方案可以在运行过程中实时地调控输出电压波形，使得供电质量大大提高。文献研究表明电压外环电流内环的双环控制方案是高性能逆变电源的发展方向之一，双环控制方案的电流内环扩大逆变器控制系统的带宽，使得逆变器动态响应加快，非线性负载适应能力加强，输出电压的谐波含量减小。本章对现今普遍采用的电压电流双环控制，分为电感电流内环电压外环和电容电流内环电压外环两类进行了分析比较。研究了单相逆变器电容电流内环电压外环双环控制系统特性，对其内、外环调节器的选取及其设计做了大量仿真，仿真结果显示电容电流内环电压外环双环控制系统具有比电压单环瞬时值反馈控制系统更优越的性能。

4.2 单相逆变器的双环控制

逆变器的双环控制分两类：一类是以滤波电容电流为内环被控量的电容电流内环电压外环控制，一类是以滤波电感电流为内环被控量的电感电流内环电压外环控制。

图 4.1 显示了逆变器采用电感电流内环电压外环控制策略的系统方框图，图中 C 为输出滤波电容量， L 为输出滤波电感量， r 为等效电阻， G_v 代表电压外环的调节器， G_i 代表电流内环的调节器。

电压给定信号与输出电压反馈信号比较得到电压误差，经过电压调节器 G_v 产生电感电流给定信号 u_i ， u_i 再与电感电流反馈信号比较而得的电流误差信号经过电流调节器 G_i 形成控制量 u_1 ，对逆变器实施控制。

这种控制方式的优点是，由于负载或其它原因导致的逆变器输出端过载电流会

流经滤波电感，因此在控制系统中增加电流限幅环节可以限制电感电流大小，从而可以

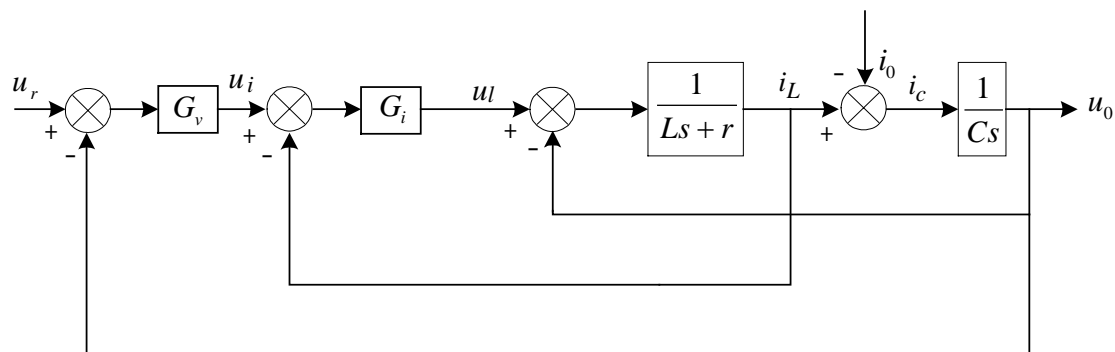


图 4.1 电感电流内环电压外环控制策略的系统方框图

实现对逆变电源的保护。但是在这种控制方式下,负载电流 i_o 作为逆变器的外部扰动信号,处在电感电流内环环路之外,因此电感电流内环控制对负载扰动的抑制作用较差,尤其是带非线性负载时,输出电压波形不是很理想,会出现平顶现象。

为改善抗负载扰动性能,电感电流内环改为电感电流瞬时反馈控制和负载扰动前馈补偿相结合的控制方式,从而得到图 4.2 所示的改进了的逆变器电感电流内环电压外环控制系统框图。

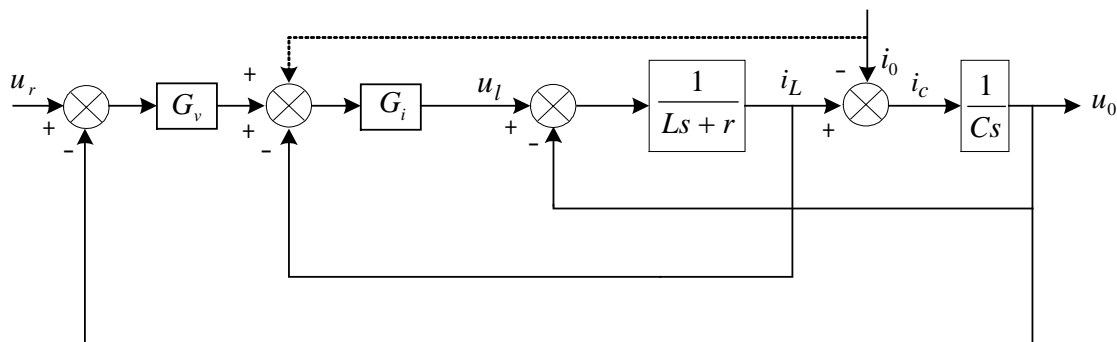


图 4.2 带前馈的电感电流内环电压外环控制策略的系统方框图

由于电感上的电流等于电容上的电流加上负载的电流,所以当负载扰动前馈系数等于 1 时,采用电感电流反馈加负载电流前馈就相当于电容电流反馈。由于电容电流反馈只用对电容电流这一个信号进行采样和反馈,而电感电流反馈需要对电感电流和负载电流两个信号进行采样和反馈,所以使用电容电流反馈做内环可以简化反馈电路,增强系统可靠性。但是由于电容电流瞬时值反馈控制不具有电流限制能力,所以应用时需要采取一定的措施来实现负载电流限制和短路保护。

采用电容电压、电容电流反馈控制的系统框图如图 4.3 所示。

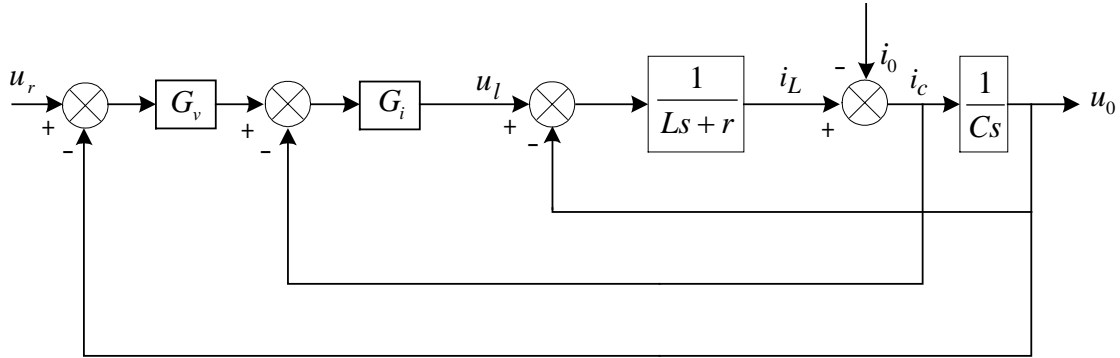


图 4.3 电容电流内环电压外环控制策略的系统方框图

因此，下面以电容电流内环电压外环为例，讨论双环控制在取不同调节器时的静、动态性能。

4.3 能实现极点配置的双环控制器的条件

从图 4.3 中看出,对于电压控制器 G_v 、电流控制器 G_i 可以选取 P、PI、PD、PID 几种形式中的任意一种,就可以得到以下 16 种控制方式

电压外环调节器 G_v	电流内环调节器 G_i
1. P	P
2. P	PI
3. PI	P
4. PI	PI
5. P	PD
6. PD	P
7. PD	PD
8. P	PID
9. PID	P
10. PI	PD
11. PD	PI
12. PI	PID
13. PID	PI
14. PD	PID
15. PID	PD

上章中基于极点配置的 PID 控制器设计的方法也可以类推到双环控制器中，当控制器参数与系统闭环极点数目相同时，可以利用极点配置求出控制器参数。

表 4-1 给出了当采用以上 16 种控制方法时，控制器的参数数目和系统闭环极点数目的对比，从表中可以看出除了前 4 种方法满足控制器参数与系统闭环极点数目相同这个条件外，其余 12 种均不满足。因此，首先讨论前四种情况，后 12 种在 4.4.5 中讨论。

表 4-1 控制器的参数和系统闭环极点数目对比表

控制器组合 (G_v/G_i)	控制器参数	系统阶数	控制器组合 (G_v/G_i)	控制器参数	系统阶数
P/P	2	3	PI/P	3	3
P/PI	3	3	PI/PI	4	4
P/PD	3	2	PD/PI	4	3
PD/P	3	2	PI/PID	5	4
PD/PD	4	2	PID/PI	5	4
P/PID	4	3	PD/PID	5	3
PID/P	4	3	PID/PD	5	3
PI/PD	4	3	PID/PID	6	4

4.4 基于极点配置的双环控制器的设计

4.4.1 电流内环电压外环同为比例调节器

当电流内环电压外环同为比例调节器时，即 $G_v(s) = K_{1p}$, $G_i(s) = K_{2p}$ ，以下简称双环 PP 控制方式，由图 4.3 可以推出其闭环传递函数为：

$$U_0(s) = \frac{K_{1p}K_{2p}}{LCs^2 + (rC + K_{2p}C)s + K_{1p}K_{2p} + 1} U_r(s) - \frac{Ls + r}{LCs^2 + (rC + K_{2p}C)s + K_{1p}K_{2p} + 1} I_0(s) \quad (4-1)$$

闭环特征方程为：

$$D(s) = LCs^2 + (rC + K_{2p}C)s + K_{1p}K_{2p} + 1 \quad (4-2)$$

假设该二阶双环控制系统的希望闭环极点为 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ，则双环控制系统的希望特征方程为：

$$D_r(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (4-3)$$

比较两式有：

$$\begin{cases} rC + CK_{2p} = 2\zeta\omega_n LC \\ K_{1p}K_{2p} + 1 = \omega_n^2 LC \end{cases} \quad (4-4)$$

要使 K_{1p} 、 K_{2p} 均为正实数(当 K_{1p} 、 K_{2p} 取负实数时,输出电压波形与给定反相),

则必须满足以下条件：

$$\begin{cases} K_{2p} = \frac{2\zeta\omega_n LC}{C} - r = 2\zeta\omega_n L - r > 0 \\ K_{1p} = \frac{\omega_n^2 LC - 1}{K_{2p}} > 0 \end{cases} \quad (4-5)$$

整理得：

$$\begin{cases} \omega_n > \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \zeta > \frac{r}{2\omega_n L} \end{cases} \quad (4-6)$$

下面分析这种控制方法下系统的稳定性。

根据劳斯稳定判据可知系统稳定范围如下：

$$\begin{cases} \frac{r + K_{2p}}{L} > 0 \\ \frac{K_{2p}K_{1p} + 1}{LC} > 0 \end{cases} \quad (4-7)$$

整理得：

$$\begin{cases} K_{2p} > 0 \\ K_{1p} > \frac{-1}{K_{2p}} \end{cases} \quad \text{或者} \quad \begin{cases} -r < K_{2p} < 0 \\ K_{1p} < \frac{-1}{K_{2p}} \end{cases} \quad (4-8)$$

当 K_{1p} 、 K_{2p} 均为正实数时,满足不等式(4-8),因此系统是稳定的。

以上一章的逆变器实例作为被控对象,取希望阻尼比 $\zeta=0.8$,自然频率 $\omega_n=4500$ (略大于 $1/\sqrt{LC}$) ,则可求得电压调节器、电流调节器分别为 :

$$\begin{cases} G_v(s) = 0.073 \\ G_i(s) = 2.996 \end{cases} \quad (4-9)$$

整个系统的闭环频率特性如下 :

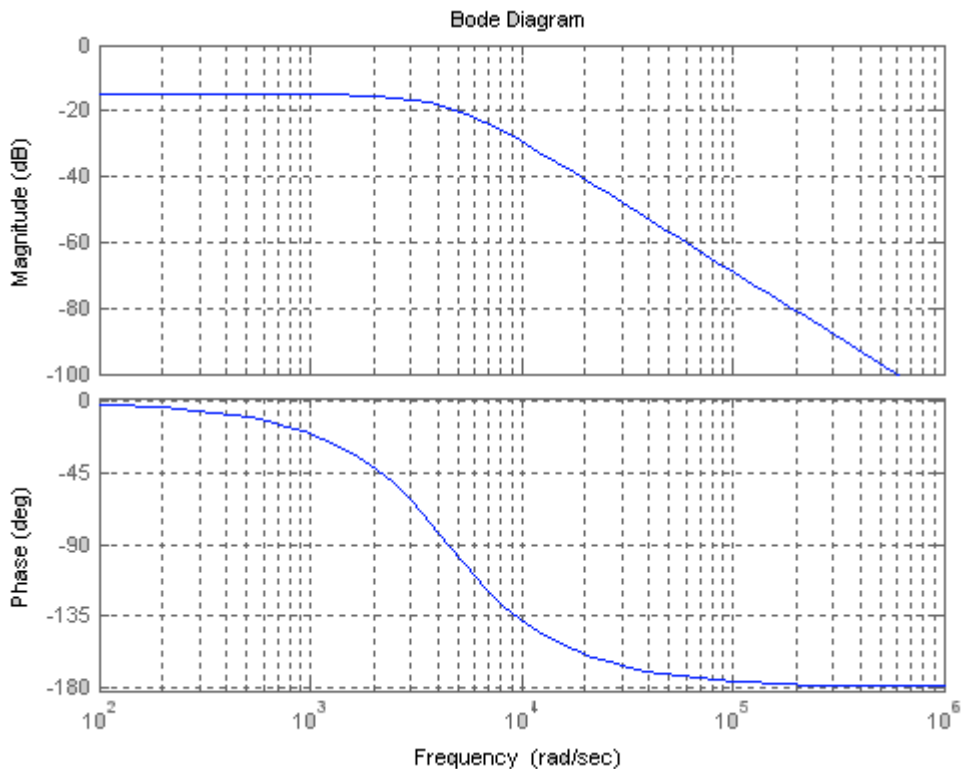


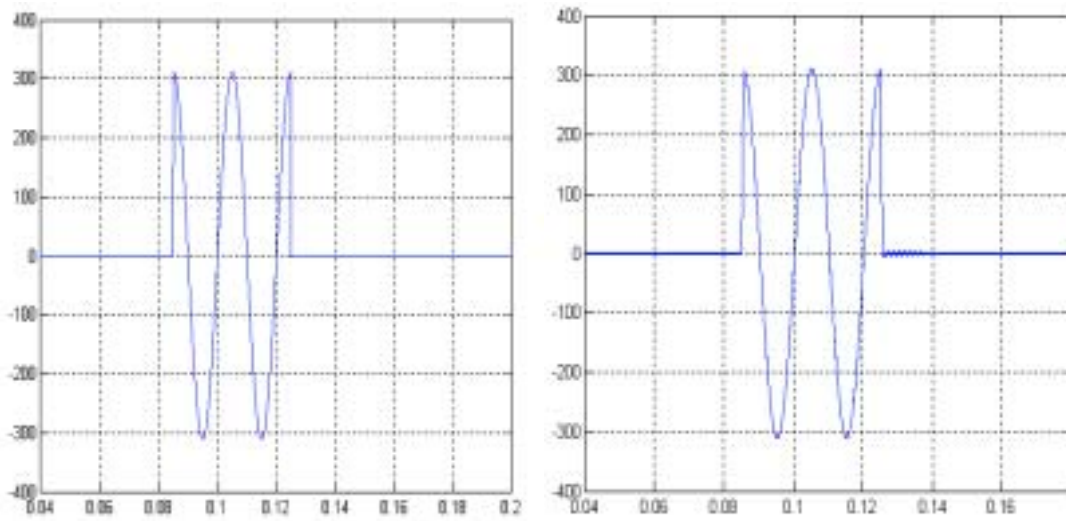
图 4.4 双环 PP 控制方式的系统闭环频率特性

由图 4.4 可以看到基波闭环低频增益不为 1 ,输出电压无法跟踪给定 ,因此需要将给定放大一定的倍数 ,才能使输出电压满足要求。从图上看衰减约为-15dB,将给定放大 5.57 倍后,可以补偿低频增益的衰减。

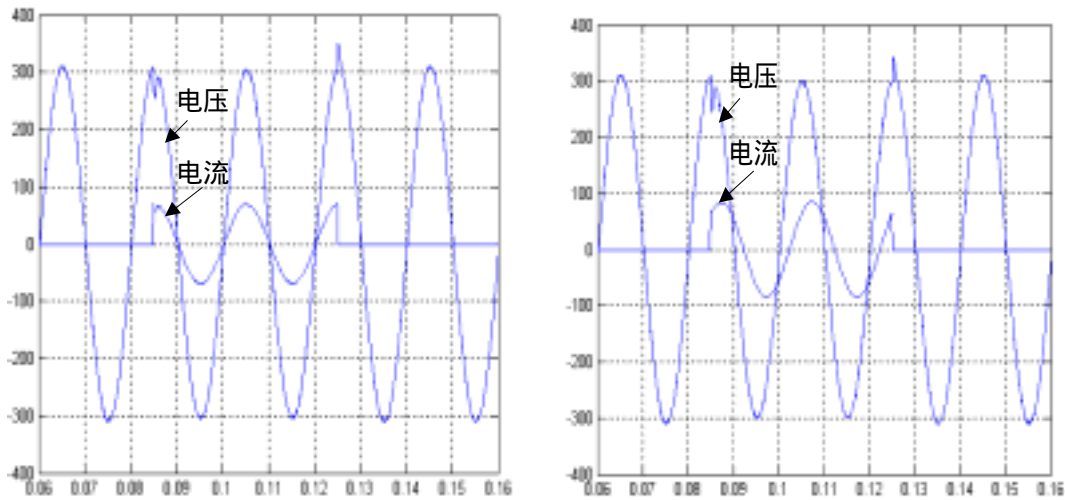
由仿真得额定功率输出时稳压精度为-2.27% ,空载时稳压精度为 0.77%。

图 4.5(b)逆变器控制系统空载时指令跟踪情况 ,从波形可见无调节过程 ,指令跟踪很好。

图 4.6(a)是突加、突减 11kW 阻性负载的情况 ,而图 4.6(b)是突加、突减 13.75kVA、功率因数 0.8 的阻感性负载情况 ,两者响应波形的动态过渡过程约 2ms ,输出电压变化率约为 18.6% ,负载适应性不好。



(a) 电压指令 (b)闭环输出电压
 图 4.5 双环 PP 控制方式下逆变器动态指令跟踪波形
 (100V/div, 0.01s/div)

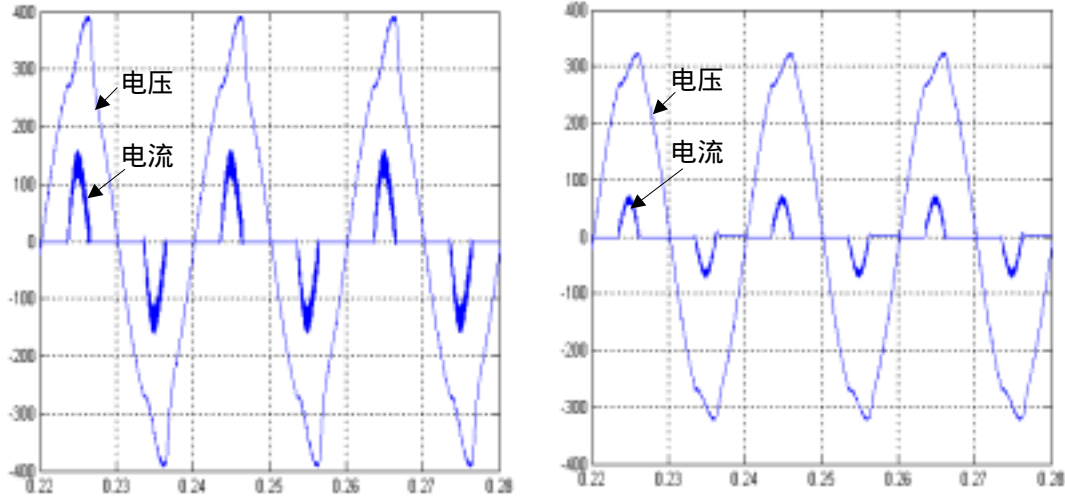


(a) 额定功率阻性负载 (b) 额定功率阻感性负载
 图 4.6 双环 PP 控制方式系统负载突变响应
 (100V/div, 100A/div, 0.01s/div)

图 4.7(a)是双环 PP 控制系统所带非线性负载有效值达到逆变器额定负载电流有效值时的波形，此时负载电流峰值 $I_{0p}=159A$ ，电流波峰因子 $WCF=3.04$ ，输出谐波畸变率 $THD=11.03\%$

图 4.7(b)是双环 PP 控制系统带非线性负载峰值达到额定负载电流峰值时的波形，这时负载电流峰值 $I_{0p}=72.5A$ ，电流波峰因子 $WCF=2.99$ ，而输出谐波畸变率

THD=3.82%



(a) 电流有效值达额定有效值 (b) 电流峰值达额定峰值

图 4.7 双环 PP 控制方式非线性负载时输出电压、负载电流波形
(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)

由仿真可以看出这种双环控制系统基波闭环增益低频增益不为 1, 输出电压无法跟踪给定, 要将给定放大一定的倍数, 才能使输出电压满足要求。而且当负载突变时, 电压变化大, 调节时间长, 特别是带非线性负载时, 输出电压波形严重失真。

4.4.2 外环为比例, 内环为比例积分

电流内环为比例积分调节器而电压外环为比例调节器时, 简称双环 PPI 控制方式, 即 $G_v(s) = K_{1p}, G_i(s) = K_{2p} + K_{2i}/s$ 。由图 4.3 可以推出其闭环传递函数为:

$$U_0(s) = \frac{K_{1p}K_{2p}s + K_{1p}K_{2i}}{LCs^3 + (rC + K_{2p}C)s^2 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s + K_{1p}K_{2i}} U_r(s) \quad (4-10)$$

$$- \frac{(Ls + r)s}{LCs^3 + (rC + K_{2p}C)s^2 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s + K_{1p}K_{2i}} I_0(s)$$

闭环特征方程为:

$$D(s) = LCs^3 + (rC + K_{2p}C)s^2 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s + K_{1p}K_{2i} \quad (4-11)$$

假设该二阶双环控制系统的希望闭环主导极点为 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$, 闭环非主导极点, 可以选取 $s_3 = -n\omega_n$, n 取 $n=5\sim 10$, 则双环控制系统的希望特征方程为:

$$D_r(s) = (s - s_1) \cdot (s - s_2) \cdot (s - s_3) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cdot (s + n\zeta\omega_n) \quad (4-12)$$

用极点配置方法可得:

$$\begin{cases} rC + CK_{2p} = (2+n)\zeta\omega_n LC \\ 1 + K_{1p}K_{2p} + CK_{2i} = (1+2n\zeta^2)\omega_n^2 LC \\ K_{1p}K_{2i} = n\zeta\omega_n^3 LC \end{cases} \quad (4-13)$$

要使 K_{1p} 、 K_{2p} 、 K_{2i} 均为正实数,则必须满足以下条件:

$$\begin{cases} (2+n)\zeta\omega_n L - r > 0 \\ [(1-2n\zeta^2)^2 - 4n^2\zeta^2]L^2C^2\omega_n^4 + 4nr\zeta LC^2\omega_n^3 - 2(1+2n\zeta^2)LC\omega_n^2 + 1 > 0 \\ (1+2n\zeta^2)\omega_n^2 LC - 1 > 0 \end{cases} \quad (4-14)$$

不等式(4.14)无解。因此此种形式不能实现极点的任意配置。因此不予讨论。

4.4.3 外环为比例积分,内环为比例

电流内环为比例调节器而电压外环为比例积分调节器时,简称双环 PIP 控制方式,即 $G_v(s) = K_{1p} + K_{1i}/s$, $G_i(s) = K_{2p}$ 。由图 4.3 可以推出其闭环传递函数为:

$$U_0(s) = \frac{K_{1p}K_{2p}s + K_{1i}K_{2p}}{LCs^3 + (rC + K_{2p}C)s^2 + (K_{1p}K_{2p} + 1)s + K_{1i}K_{2p}} U_r(s) - \frac{(Ls + r)s}{LCs^3 + (rC + K_{2p}C)s^2 + (K_{1p}K_{2p} + 1)s + K_{1i}K_{2p}} I_0(s) \quad (4-15)$$

闭环特征方程为:

$$D(s) = LCs^3 + (rC + K_{2p}C)s^2 + (K_{1p}K_{2p} + 1)s + K_{1i}K_{2p} \quad (4-16)$$

假设该二阶双环控制系统的希望闭环主导极点为 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$, 闭环非主导极点, 可以选取 $s_3 = -n\omega_n$, n 取 $n=5\sim 10$, 则双环控制系统的希望特征方程为:

$$D_r(s) = (s - s_1) \cdot (s - s_2) \cdot (s - s_3) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cdot (s + n\zeta\omega_n) \quad (4-17)$$

用极点配置方法可得:

$$\begin{cases} rC + CK_{2p} = (2+n)\zeta\omega_n LC \\ 1 + K_{1p}K_{2p} = (1+2n\zeta^2)\omega_n^2 LC \\ K_{2p}K_{1i} = n\zeta\omega_n^3 LC \end{cases} \quad (4-18)$$

整理得：

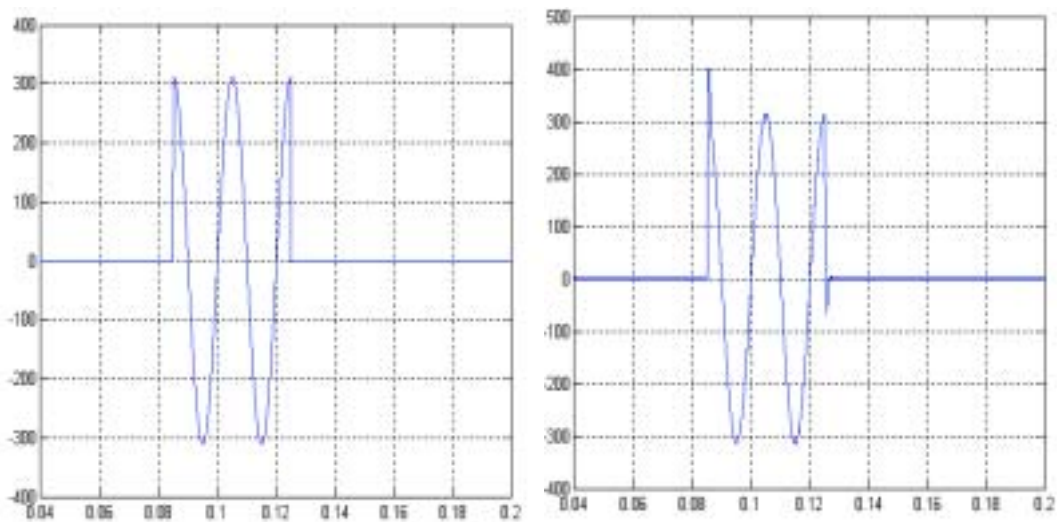
$$\begin{cases} K_{2p} = (2+n)\zeta\omega_n L - r \\ K_{1p} = \frac{(1+2n\zeta^2)\omega_n^2 LC - 1}{K_{1p}} \\ K_{li} = \frac{n\zeta\omega_n^3 LC}{K_{2p}} \end{cases} \quad (4-19)$$

取与瞬时电压 PID 控制相同的希望阻尼比 $\zeta=0.8$ ，自然频率 $\omega_n=3500$ ， $n=10$ ，
计算得到双环控制器参数：

$$\begin{cases} K_{2p} = 14.3480 \\ K_{1p} = 0.6396 \\ K_{li} = 1.4391 \times 10^3 \end{cases} \quad (4-20)$$

由仿真得额定功率输出时输出电压稳态精度为 0.82%，空载时稳压精度为 0.77%。稳态输出电压误差比瞬时电压 PID 控制大。

图 4.8(b)逆变器控制系统闭环系统指令跟踪情况，从波形可见超调量为 28.6%，过渡过程时间约 2ms。



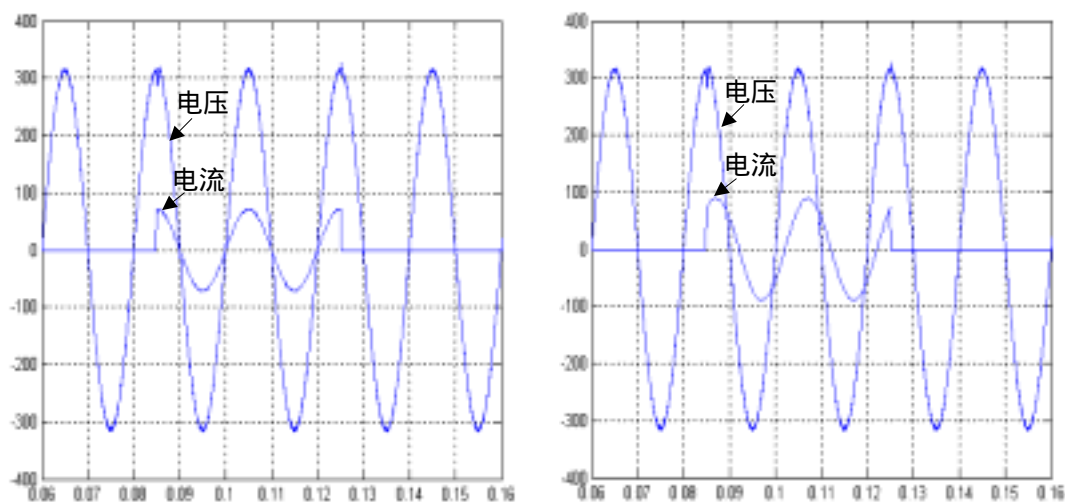
(a) 电压指令

(b)闭环输出电压

图 4.8 双环 PIP 控制方式下逆变器动态指令跟踪波形

(100V/div, 0.01s/div)

图 4.9(a)是突加、突减 11kW 阻性负载的情况,而图 4.9(b)是突加、突减 13.75kVA、功率因数 0.8 的阻感性负载情况,两者响应波形的动态过渡过程小于 0.5ms,输出电压变化率约为 9.1%。

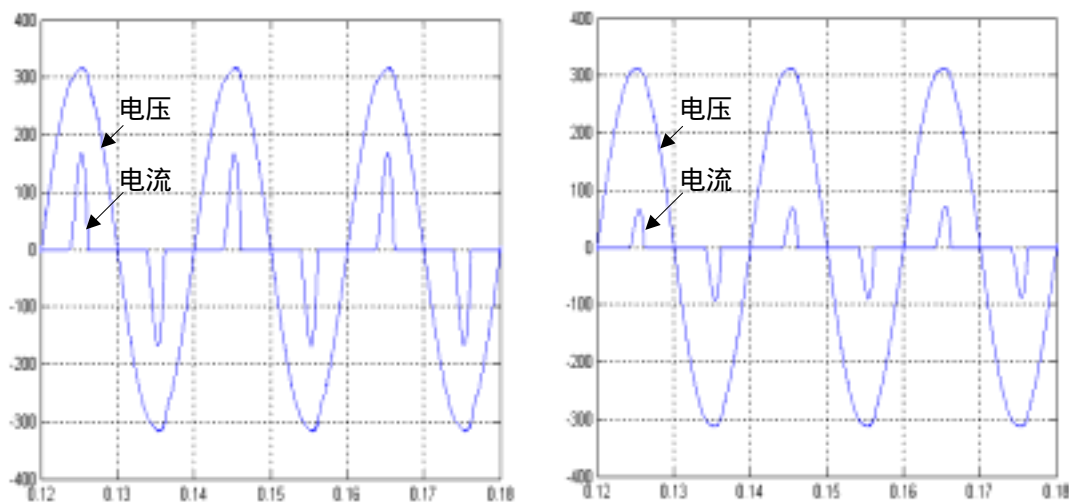


(a) 额定功率阻性负载

(b) 额定功率阻感性负载

图 4.9 双环 PIP 控制方式系统负载突变响应

(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)



(a) 电流有效值达额定有效值

(b) 电流峰值达额定峰值

图 4.10 双环 PIP 控制方式非线性负载时输出电压、负载电流波形

(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)

图 4.10 是逆变器双环 PIP 控制系统在与图 3.7 相同非线性负载条件下输出电压、

电流波形，图 4.10(a)是控制系统所带非线性负载有效值达到逆变器额定负载电流有效值时的波形，此时负载电流峰值 $I_{0p}=163.8A$ ，电流波峰因子 $WCF=3.23$ ，输出谐波畸变率 $THD=1.56\%$ 。图 4.10(b)是控制系统带非线性负载峰值达到额定负载电流峰值时的波形，这时负载电流峰值 $I_{0p}=75.7A$ ，电流波峰因子 $WCF=3.16$ ，而输出谐波畸变率 $THD=0.90\%$

由仿真结果反映了这种形式的双环控制具有较优越的动、静态特性，其性能指标与单环 PID 的控制方式很接近。但是在应用时，需要多加一个电流互感器，增加了控制电路的投入。

4.4.4 电流内环电压外环同为比例积分调节器

当电流内环电压外环同为比例积分调节器时，以下简称双环 PIPI 控制方式，即 $G_v(s) = K_{1p} + K_{1i}/s$, $G_i(s) = K_{2p} + K_{2i}/s$ 。由图 4.3 可以推出其闭环传递函数为：

$$U_0(s) = \frac{K_{1p}K_{2p}s^2 + (K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i}}{LCs^4 + (rC + K_{2p}C)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s^2 + (K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i}} U_r(s) - \frac{(Ls + r)s^2}{LCs^4 + (rC + K_{2p}C)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s^2 + (K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i}} I_0(s) \quad (4-21)$$

闭环特征方程为：

$$D(s) = LCs^4 + (rC + K_{2p}C)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s^2 + (K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i} \quad (4-22)$$

假设四阶双环控制系统的希望闭环主导极点为 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ，希望的闭环非主导极点分别为 $s_3 = -m\omega_n$ ， $s_4 = -n\omega_n$ ，则双环控制系统的希望特征方程为：

$$D_r(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cdot (s + m\zeta\omega_n) \cdot (s + n\zeta\omega_n) \quad (4-23)$$

比较式 (4-22) 与 (4-23) 有：

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{2p} = \frac{a_3}{C} - r \end{array} \right. \quad (4-24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{1p}K_{2p} + CK_{2i} = a_2 - 1 \end{array} \right. \quad (4-25)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i} = a_1 \end{array} \right. \quad (4-26)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{1i}K_{2i} = a_0 \end{array} \right. \quad (4-27)$$

其中 $a_3 = LC(2+m+n)\zeta\omega_n$

$$a_2 = LC[1+(2m+2n+mn)\zeta^2]\omega_n^2$$

$$a_1 = LC(m+n+2mn\zeta^2)\zeta\omega_n^3$$

$$a_0 = LCmn\zeta^2\omega_n^4$$

整理式 (4-24) ~ (4-27) 有：

$$CK_{2i}^3 + (1-a_2)K_{2i}^2 + a_1K_{2p}K_{2i} - K_{2p}^2a_0 = 0 \quad (4-28)$$

式 (4-28) 表示 K_{2i} 有 3 个解：一个实数根、两个复数根，只有实数根才是 K_{2i} 的解，假定实数根仍用 K_{2i} 表示，则：

$$K_{1p} = \frac{a_2 - CK_{2i} - 1}{K_{2p}} \quad (4-29)$$

$$K_{1i} = \frac{a_0}{K_{2i}} \quad (4-30)$$

仍取与瞬时电压 PID 控制相同的希望阻尼比 $\zeta=0.8$,自然频率 $\omega_n=3500$ $\mu=10$, 求得电压调节器、电流调节器分别为：

$$\begin{cases} G_v(s) = K_{1p} + \frac{K_{1i}}{s} = 0.8122 + \frac{1823.8}{s} \\ G_i(s) = K_{2p} + \frac{K_{2i}}{s} = 26.388 + \frac{317000}{s} \end{cases} \quad (4-31)$$

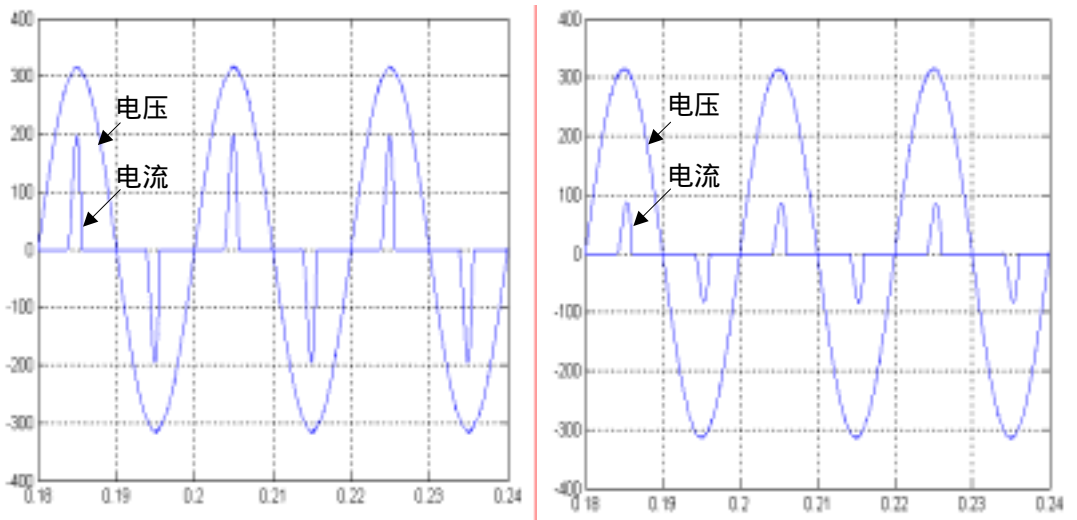
图 4.11 是逆变器双环 PIPI 控制系统在与图 4.10 相同非线性负载条件下输出电压、电流波形，图 4.11(a)为非线性负载有效值超过逆变器额定负载电流时的波形，电流峰值 $I_{0p}=197.0A$ ，电流波峰因子=3.56，输出电压 THD=0.541%；图 4.11(b)为非线性负载峰值超过逆变器额定负载电流时的波形，电流峰值 $I_{0p}=86.1A$ ，波峰因子=3.42，THD=0.418%。

图 4.12 为逆变器双环控制系统在负载满功率突变时的动态响应情况，电压变化量不超过 8.6%，但与图 3.6 瞬时电压 PID 控制比双环控制的电压变化量稍大。

图 4.13 是双环控制逆变器在无 PWM 过程时空载动态指令跟踪波形，超调量约

为 16.4%，调节时间约 2ms；而有 PWM 过程时空载动态指令跟踪响应不稳定。

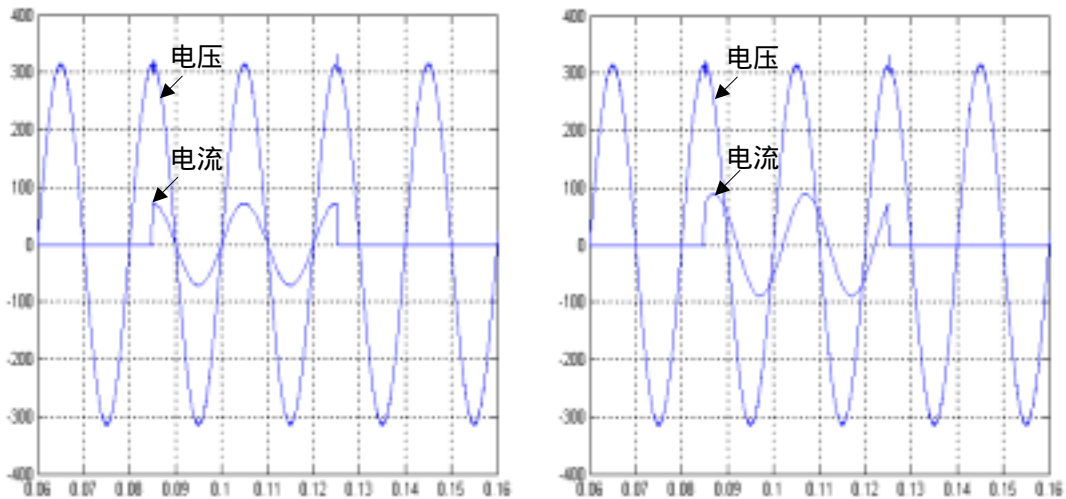
由于 PWM 调节引入控制延时会降低系统的稳定性，这在响应速度越快时越明显，双环控制的电流内环响应速度非常快因而导致动态指令跟踪响应不稳定。为此应考虑 PWM 过程的影响，在稳定性和响应速度之间进行折中。



(a) 电流有效值达额定有效值

(b) 电流峰值达额定峰值

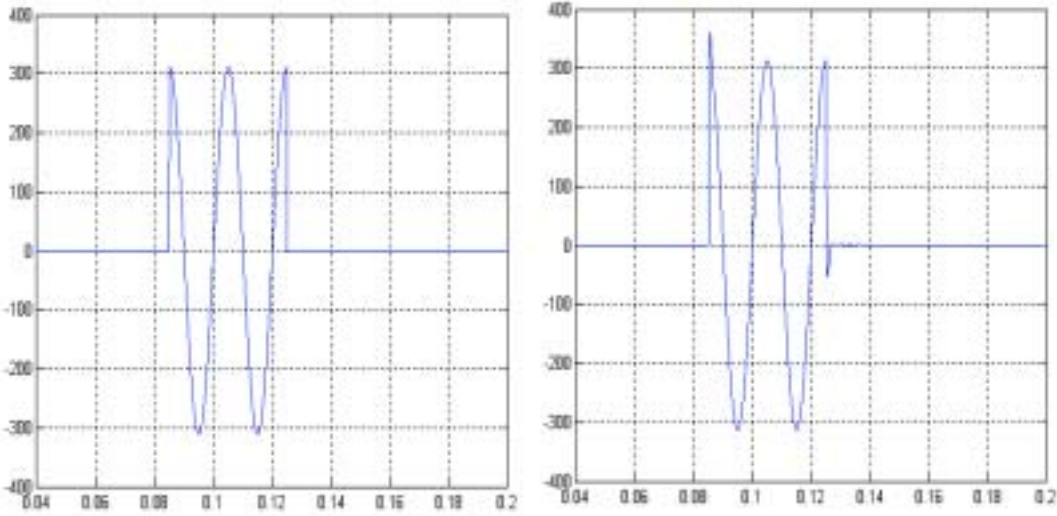
图 4.11 双环 PIPI 控制方式非线性负载时输出电压、负载电流波形
(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)



(a) 额定功率阻性负载

(b) 额定功率阻感性负载

图 4.12 双环 PIPI 控制方式系统负载突变响应
(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)



(a) 电压指令

(b) 双环 PP 控制闭环输出电压

图 4.13 无 PWM 时双环 PIPI 控制方式下空载逆变器动态指令跟踪波形

因此选取希望的阻尼比 $\zeta=0.7$ ，自然频率 $\omega_n=2500$ ，则可求得电压调节器、电流调节器分别为：

$$G_v(s) = K_{1p} + \frac{K_{1i}}{s} = 0.5195 + \frac{969.544}{s} \quad (4-32)$$

$$G_i(s) = K_{2p} + \frac{K_{2i}}{s} = 16.455 + \frac{118850}{s} \quad (4-33)$$

可推导出电感电流内环的开环传函和闭环传函：

$$G_{iop}(s) = \frac{C(K_{2p}s + K_{2i})}{LCs^2 + rCs + 1} \quad (4-34)$$

$$G_{icl}(s) = \frac{C(K_{2p}s + K_{2i})}{LCs^2 + (rC + CK_{2p})s + 1 + CK_{2i}} \quad (4-35)$$

利用电流内环闭环传函，进一步推导得到电压外环的开环传函和闭环传函：

$$G_{uop}(s) = \frac{(K_{1p}s + K_{1i})(K_{2p}s + K_{2i})}{s^2[LCs^2 + (rC + CK_{2p})s + 1 + CK_{2i}]} \quad (4-36)$$

$$G_{ucl}(s) = \frac{(K_{1p}s + K_{1i})(K_{2p}s + K_{2i})}{LCs^4 + (rC + CK_{2p})s^3 + (1 + K_{1p}K_{2p} + CK_{2i})s^2 + (K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i}} \quad (4-37)$$

系统扰动的闭环传递函数为：

$$W_d(s) = -\frac{(Ls+r)s^2}{LCs^4 + (rC + K_{2p}C)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{2i}C + 1)s^2 + (K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i})s + K_{1i}K_{2i}} \quad (4-38)$$

采用式 (4-32) (4-33) 数据，可得图 4.14~4.18 的双环控制系统的频率响应特性，从图 4.14 可见，电流调节器的作用使内环相位裕度达到 80° ，稳定性大大提高，图 4.15 表明电流内环带宽宽，响应速度非常快；图 4.16 显示的电压外环相位裕度达到 65° ，幅值裕度也非常大，图 4.17 表明双环系统基波闭环增益接近 1，反映了系统稳态性能非常好。

从图 4.18，可见负载扰动的闭环频率特性低频段衰减倍数大，具有很强的负载扰动抑制能力。

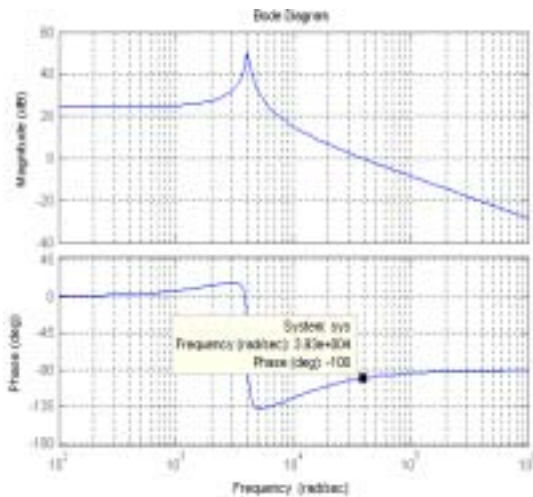


图 4.14 电流内环开环频率特性

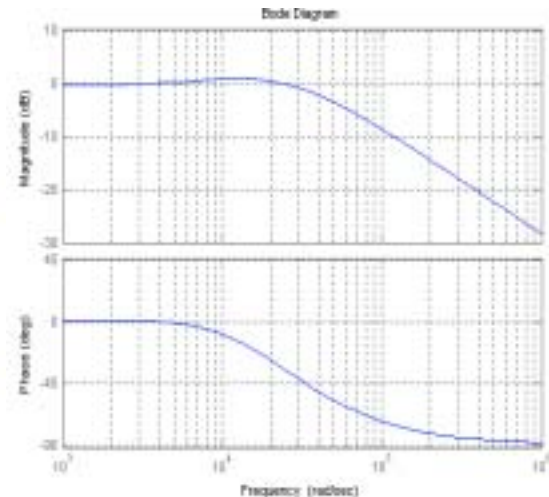


图 4.15 电流内环闭环频率特性

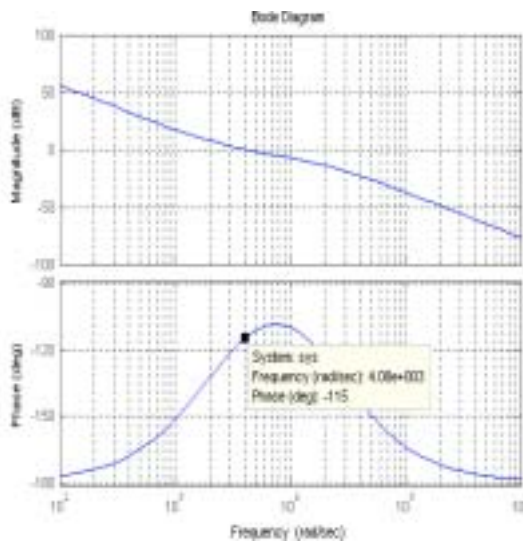


图 4.16 电压外环开环频率特性

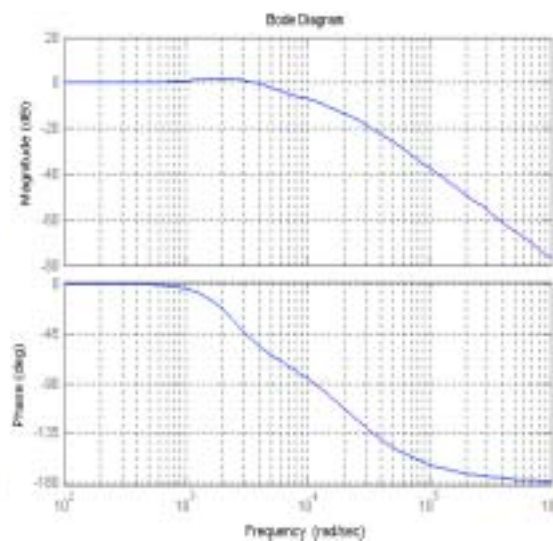


图 4.17 电压外环闭环频率特性

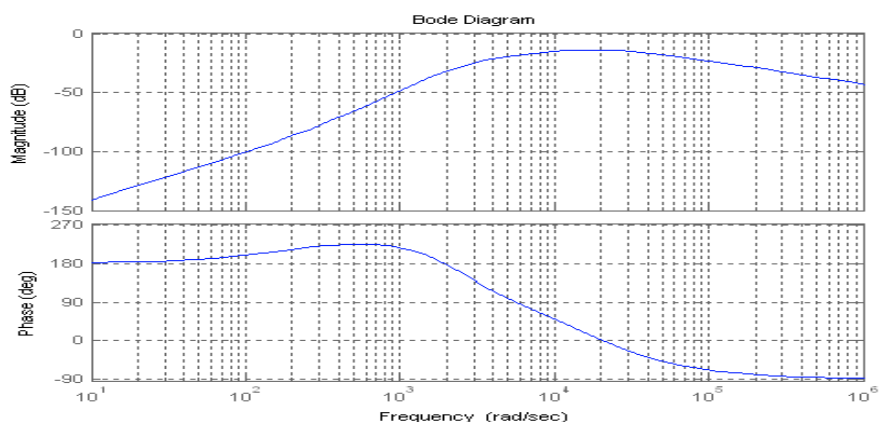
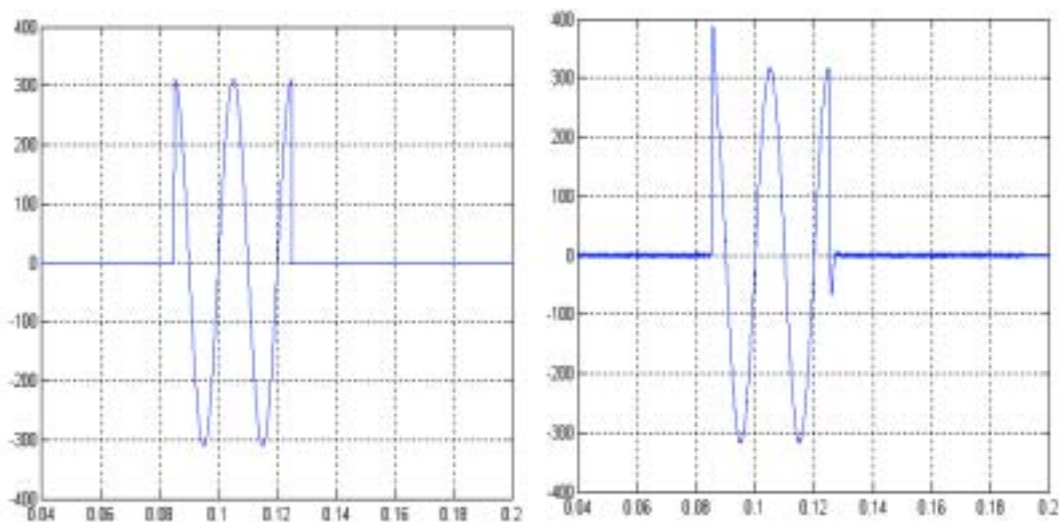


图 4.18 负载扰动闭环频率特性

下面通过仿真情况来看所设计的逆变器双环控制系统动、静态响应特性，图 4.19 是双环控制逆变器在空载时动态指令跟踪波形，超调量约为 24.1%，调节时间约 2ms。实际设备运行时常有软启动功能，指令突变量为额定峰值的情况很少见。



(a) 电压指令

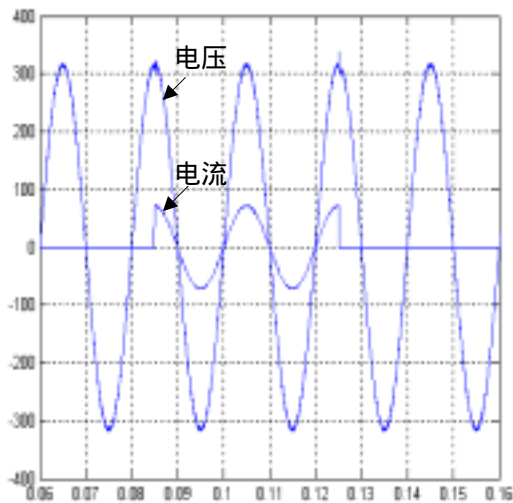
(b) 闭环输出电压

图 4.19 有 PWM 时双环 PIPI 控制方式下空载逆变器动态指令跟踪波形
(100V/div, 0.01s/div)

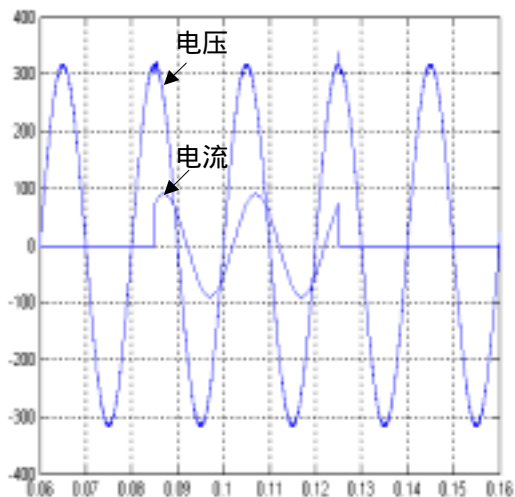
图 4.20 为逆变器双环控制系统在负载满功率突变时的动态响应情况，电压变化量不超过 5.5%，调节时间不超过 0.7ms，可见动态响应快，输出电压变化小。

图 4.21 显示逆变器双环控制系统在与图 4.11 相同非线性负载条件下输出电压、电流波形，图 4.21(a)为非线性负载有效值超过逆变器额定负载电流时的波形，电流峰值 $I_{op}=190.4A$ ，电流波峰因子=3.47，输出电压 THD=0.95%；图 4.21(b)为非线性负载峰值超过逆变器额定负载电流时的波形，电流峰值 $I_{op}=85.4A$ ，波峰因子=3.40，

THD=0.61%。



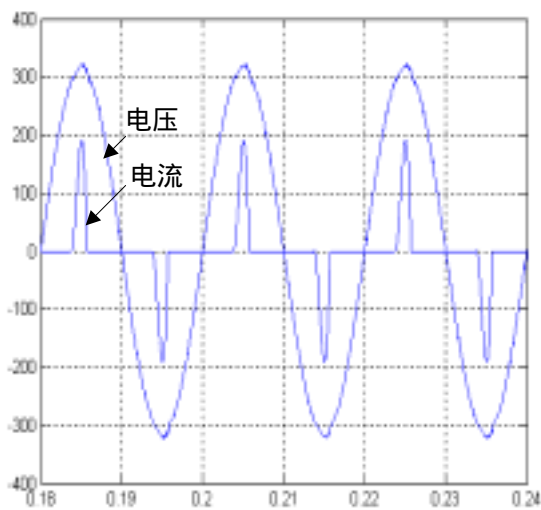
(a) 额定功率阻性负载



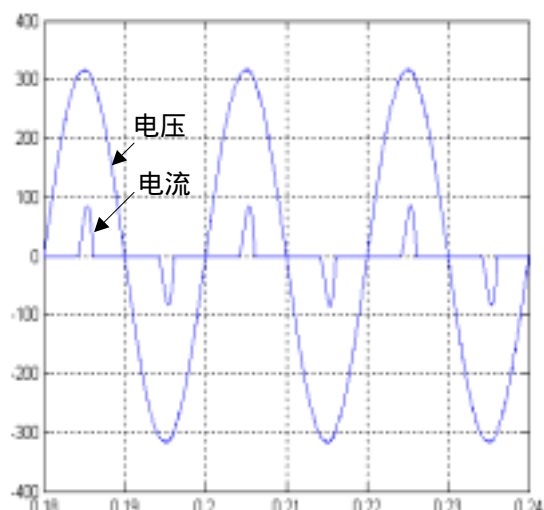
(b) 额定功率阻感性负载

图 4.20 双环 PIPI 控制方式系统负载突变响应

(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)



(a) 电流有效值达额定有效值



(b) 电流峰值达额定峰值

图 4.21 双环 PIPI 控制方式非线性负载时输出电压、负载电流波形

(100V/div, 100A/div, 0.01s/div)

重新调整后的电流内环电压外环同为比例积分调节器逆变器不仅从频率响应特性、而且从仿真结果反映了其优越的动、静态特性。

4.4.5 其它形式的双环控制方式

由 4.3 中可以知道，当控制器参数与系统闭环极点数目相同时，可以利用极点配置求出控制器参数，这时的参数是唯一确定的(当取其实数解)。

当控制器参数与系统闭环极点数目不相同，也可以利用极点配置去求控制器参数，但是这时的参数值不是唯一确定的。

例如：当电压外环取 PID 控制器,而电流内环取 PI 控制器时，简称双环 PIDPI 控制方式：

$$G_v(s) = K_{1p} + K_{1i}/s + K_{1d}s, \quad G_i(s) = K_{2p} + K_{2i}/s$$

系统传递函数为：

$$U_0(s) = \frac{K_{1d}K_{2p}s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{1d}K_{2i})s^2 + (K_{2p}K_{1i} + K_{1p}K_{2i})s + K_{1i}K_{2i}}{LCs^4 + (K_{1d}K_{2p} + K_{2p}C + rC)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{1d}K_{2i} + K_{2i}C + 1)s^2 + (K_{2p}K_{1i} + K_{1p}K_{2i})s + K_{1i}K_{2i}} U_r(s) \\ \frac{(Ls+r)s^2}{LCs^4 + (K_{1d}K_{2p} + K_{2p}C + rC)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{1d}K_{2i} + K_{2i}C + 1)s^2 + (K_{2p}K_{1i} + K_{1p}K_{2i})s + K_{1i}K_{2i}} I_0(s) \quad (4-39)$$

闭环特征方程为：

$$D(s) = LCs^4 + (K_{1d}K_{2p} + K_{2p}C + rC)s^3 + (K_{1p}K_{2p} + K_{1d}K_{2i} + K_{2i}C + 1)s^2 \\ + (K_{2p}K_{1i} + K_{1p}K_{2i})s + K_{1i}K_{2i} \quad (4-40)$$

双环控制系统的希望特征方程为：

$$D_r(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cdot (s + m\zeta\omega_n) \cdot (s + n\zeta\omega_n) \quad (4-4) \\ 1) \quad (4-41)$$

比较式 (4-40) 与 (4-41) 有：

$$\left\{ \begin{array}{l} rC + K_{2p}C = a_3 \\ 1 + K_{1p}K_{2p} + K_{1d}K_{2i} + CK_{2i} = a_2 \\ K_{1p}K_{2i} + K_{2p}K_{1i} = a_1 \\ K_{1i}K_{2i} = a_0 \end{array} \right. \quad (4-4) \quad 2)$$

其中 $a_3 = LC(2+m+n)\zeta\omega_n$

$$a_2 = LC[1+(2m+2n+mn)\zeta^2]\omega_n^2$$

$$a_1 = LC(m+n+2mn\zeta^2)\zeta\omega_n^3$$

$$a_0 = LCmn\zeta^2\omega_n^4$$

由于式 (4-42) 中有 5 个参数, 但是方程只有 4 个, 因此解的个数为无穷, 如果先确定一个参数的大小, 那么其它参数也可以随之确定下来。由于 PID 控制中的微分量一般是一个较小值, 因此不妨先将 K_{1d} 取几组不同值, 可以得到相应的其它参数的解(这里只保留实数解), 如表 4-2

表 4-2 双环 PIDPI 控制方式参数表

	K_{1d}	K_{1p}	K_{1i}	K_{2p}	K_{2i}
第 1 组	0.2	741.5	1379550	0.011	83.5
第 2 组	0.02	74.6	138824	0.11	830
第 3 组	0.002	7.93	14750.9	1.07	7811
第 4 组	0.0002	1.26	2343.6	6.72	49168

仿真结果如表 4-3 :

表 4-3 双环 PIDPI 控制方式下的性能指标表

性能指标		第 1 组	第 2 组	第 3 组	第 4 组	
动态指令跟踪	超调量	92.9%	92.3%	86.2%	63.0%	
	时间	3.5ms	3.5ms	3ms	2.5ms	
突加负载	电压变化率	5%	5.2%	5.2%	5.3%	
	时间	1ms	1ms	1ms	1ms	
带非线性负载	电流有效值	I_{op}	189.3	189.2	187.8	189.7
	达额定有效	WCF	3.49	3.49	3.47	3.50
	值	THD	0.956%	0.954%	1.068%	1.090%
	电流峰值达	I_{op}	89.2	80.6	91.2	94.9
	额定峰值					

		WCF	3.40	3.44	3.46	3.56
		THD	0.635%	0.627%	0.604%	0.597%

由表 4-3 可以看出这种控制方式下,动态指令跟踪超调量比双环 PIPI 控制方式大,随着外环的微分量的减小而减小;突加负载和带非线性负载和双环 PIPI 控制方式差不多。而从硬件电路实现上来说,这种控制方式比双环 PIPI 控制方式更复杂些。

因此本文实验选择了双环 PIPI 控制方式来实现逆变电源的控制。

4.5 本章小结

本章从模型上分析了电容电流内环电压外环和电感电流内环电压外环这两种控制方式,在比较了各自在控制方法上的优点和不足后选取了电容电流内环电压外环控制作为控制手段进行研究。由于双环控制的内、外环控制器理论上可以选取 P、PI、PD、PID 这四种控制形式,所以双环控制的方式可以多达 16 种,有文献表明当控制器参数与系统闭环极点数目相同控制器参数与系统闭环极点数目相同时,可以利用极点配置确定控制器参数。在此前提下,对以上 16 种控制方式进行了分类,分为控制器参数与系统闭环极点数目相同和不同两类,本章重点研究了前一类情况,分别是电流内环电压外环同为比例调节器、外环为比例,内环为比例积分、外环为比例积分,内环为比例、电流内环电压外环同为比例积分调节器。仿真结果表明当电流内环电压外环同为比例积分调节器时,双环控制系统比瞬时电压 PID 控制系统动态响应更快,特别是在非线性负载条件下可以获得更低 THD 的输出电压波形。最后,还选取了后一类中的一种为例,即当电压外环取 PID 控制器,而电流内环取 PI 控制器这种控制方式,进行了仿真和分析,结果表明这种控制方式在性能上还不及电流内环电压外环同为比例积分调节器的控制方式。

5 实验结果

5.1 主电路及其性能指标

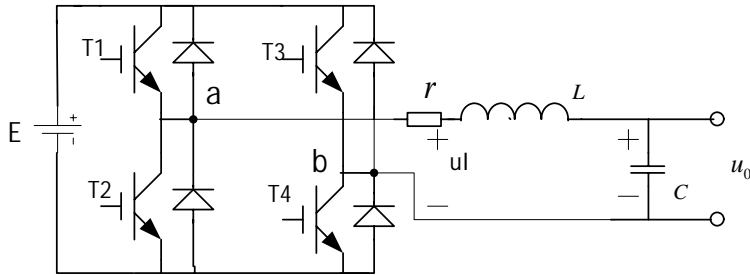


图 5.1 逆变器的主电路结构

逆变器的主电路结构如图 5.1 所示，直流电压送入桥式逆变电路，当对桥式逆变电路中的四个 IGBT 开关管进行高频 PWM 控制时，同时桥臂也输出 PWM 波，经 LC 滤波器滤波后输出交流电压。

该逆变器参数如下：

输入直流电压：385V

输出额定电压： $U_{or}=175V$ （有效值）

输出额定电流： $I_{or}=50A$ （有效值）

输出频率：50Hz

滤波电感： $L=0.43mH$

滤波电容： $C=140\mu F$

实测阻尼比： $\zeta=0.09$ 。

非线性负载采用“二极管桥式整流+电容滤波+电阻负载”形式。如图 5.2 所示

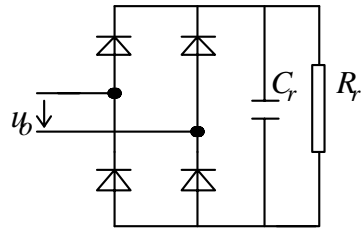


图 5.2 非线性负载结构图

其中电容为 12 个 470uF 的电容并联， R_r 为 18Ω
 针对本实验装置，逆变器双环 PIPI 控制参数选取：
 $K_{1p}=0.5195$ ， $K_{1i}=969.544$ ， $K_{2p}=16.455$ ， $K_{2i}=118850$

5.2 实验波形

图 5.3 是空载时电容电流反馈值。

图 5.4 是空载时的输出电压波形，此时的输出电压 THD=2.962%。图 5.5 是半载 (25A) 时的输出电压和电流的波形，此时输出电压 THD=2.782%。图 5.6 是满载 (53A) 时的输出电压和电流的波形，此时输出电压 THD=2.291%。

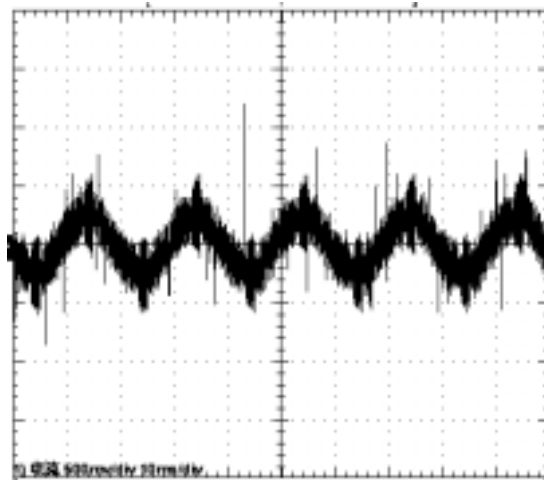


图 5.3 电容电流反馈波形
 (14mA/div 10ms/div)

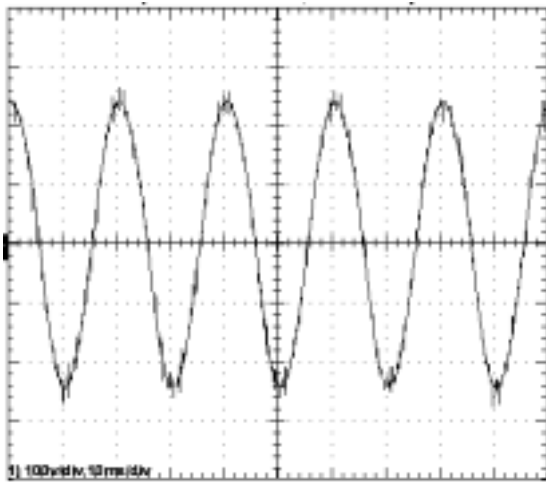


图 5.4(a) 空载输出电压波形
(100V/div, 5ms/div)

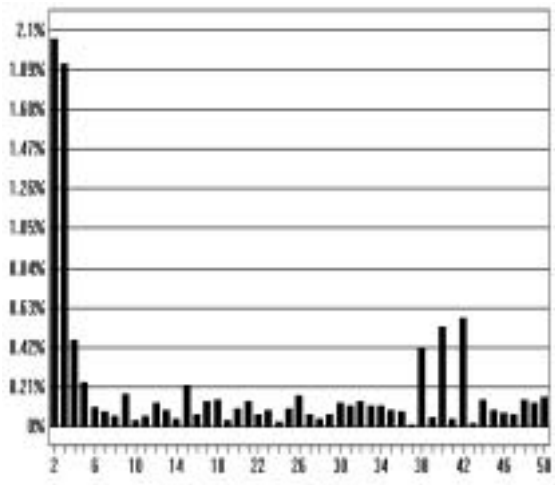


图 5.4(b) 频谱分析图
THD=2.962%

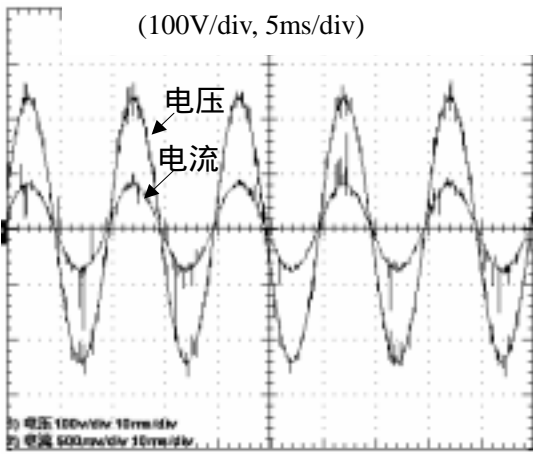


图 5.5(a) 半载输出电压, 电流波形
(100V/div, 50A/div 5ms/div)

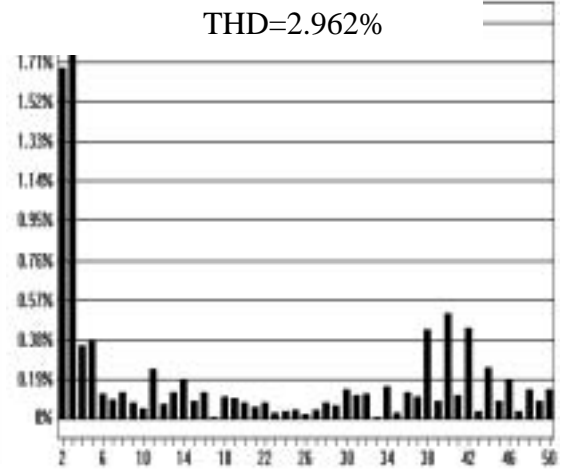


图 5.5(b) 频谱分析图
THD=2.782%

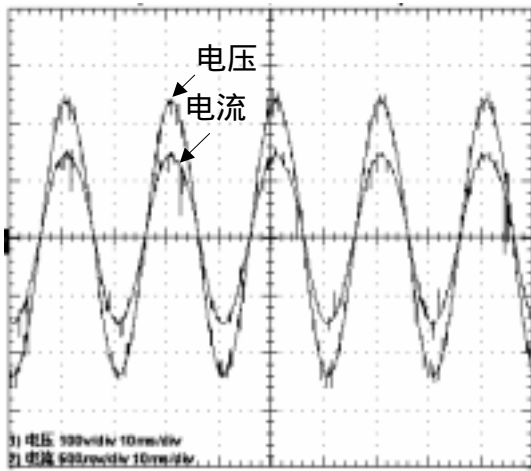


图 5.6(a)半载输出电压，电流波形
(100V/div, 50A/div 5ms/div)

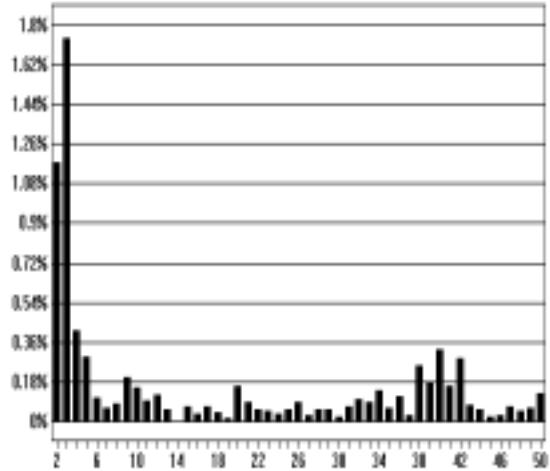


图 5.6(b)频谱分析图
THD=2.291%

表 5-1 显示了逆变器双环 PIPI 控制系统稳态输出电压测试数据，其中稳压精度等于实际输出电压与额定电压之差占额定电压的百分比，不同负载情况下稳压精度均在 0.80%之内，稳态误差较小。

表 5-1 双环 PIPI 控制逆变器稳态输出电压测试数据

负载电流	空载	10A	25A	35A	45A	53A
输出电压	176.2V	175.8V	175.0V	174.8V	174.0V	173.6V
稳压精度	0.68%	0.45%	0	-0.11%	-0.57%	-0.80%

图 5.7(a)显示了逆变器双环 PIPI 控制系统突加 76%额定负载 (38A) 时的输出波形，图 5.7(b)是将图 5.8(a)突加时刻局部放大的图。响应波形的动态过渡过程约 1ms，输出电压变化率不超过 10%，负载适应性强。

图 5.8 显示了逆变器双环 PIPI 控制系统突减 76%额定负载时的输出波形,从图中可以看出突减时,动态时间很短,输出电压几乎没有变化,显示极强的动态性能。

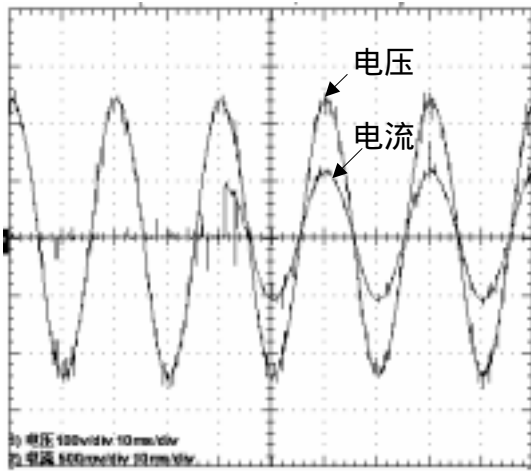


图 5.7(a)双环 PIPI 控制逆变器
突加 76 额定负载响应波形
(100V/div, 50A/div 10ms/div)

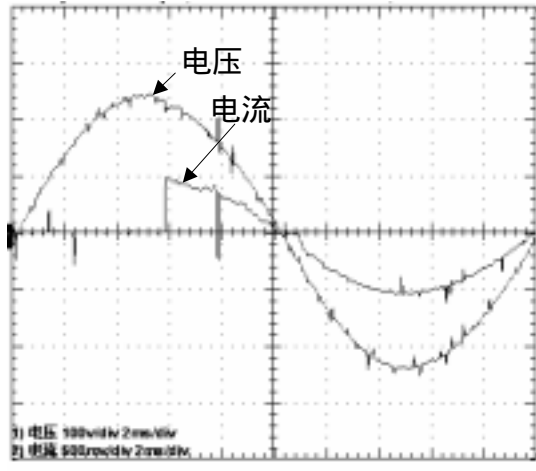


图 5.7(b)突加 76%额定负载响应波形
(100V/div, 50A/div 2ms/div)

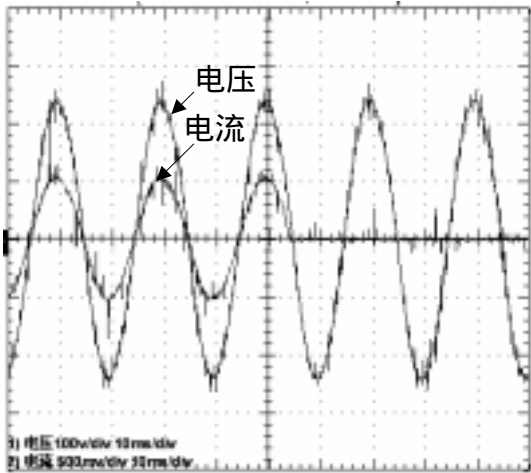


图 5.8(a)双环 PIPI 控制逆变器
突减 76%额定负载响应波形
(100V/div, 50A/div 10ms/div)

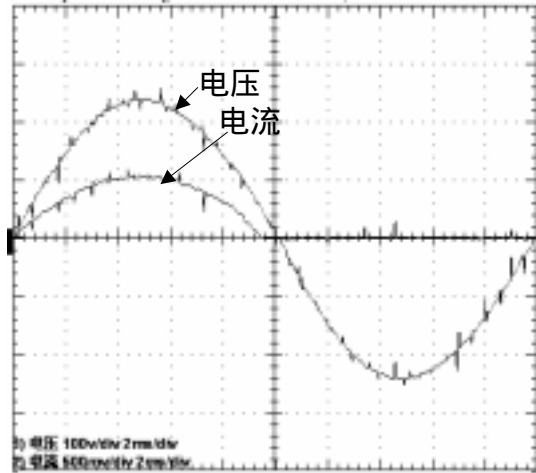


图 5.8(b)突减 76%额定负载响应波形
(100V/div, 50A/div 2ms/div)

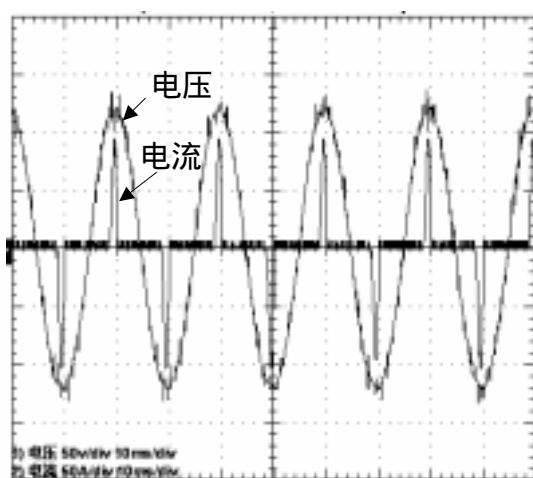


图 5.9(a)双环 PIPI 控制逆变器非线性负载响应波形
(100V/div, 50A/div 10ms/div)

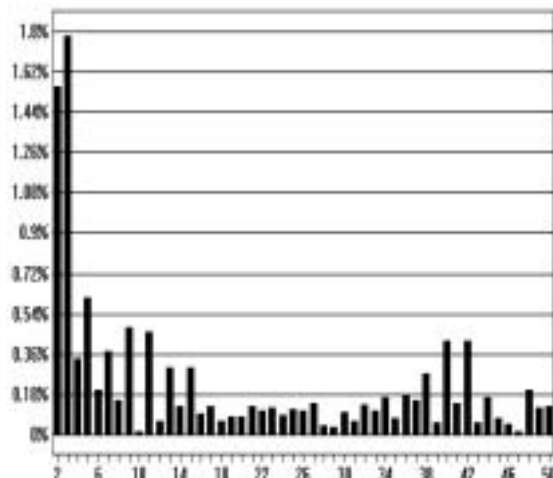


图 5.9(b)频谱分析图
THD=2.781%

图 5.9 显示了双环 PIPI 控制逆变器带非线性负载峰值达到额定负载电流峰值时的响应波形，此时负载电流峰值 $I_{op}=98A$ ，电流波峰因子=3.77，输出谐波畸变率 THD=2.781%。可见在额定输出、负载电流波峰因子大大超过 3 的情况下，输出电压 THD 较低，表现出对非线性负载引起的波形失真具有较强的抑制能力。

5.3 本章小结

由 5.2 中的实验结果可以看出,当逆变器采用电容电流内环电压外环瞬时值反馈控制方式，并且内外环均采用比例积分调节器时。稳态输出电压稳压精度高，稳态误差小，输出波形 THD 均小于 3%，基本满足逆变器的要求。满载时输出电压波形质量优于空载，这是由逆变器输出 LC 滤波器的二阶振荡特性引起的，满载相当于增大了等效阻尼电阻，因此减弱了振荡程度,输出电压波形也有所改善。从突加突减负载响应图和带非线性负载响应图可以看出系统抗负载扰动的能力很强，体现了双环控制系统由于引入了电流内环后，使得逆变器动态响应加快,非线性负载适应能力加强。

6 全文总结

6.1 本文的研究内容

伴随着社会的信息化进程,高可靠 PWM 逆变电源的应用范围正在日益扩大。为了解决大量存在的非线性负载以及器件开关死区等因素严重影响 PWM 逆变电源输出电压波形质量的问题,本文对基于瞬时值反馈的 PWM 逆变器波形控制技术进行了深入研究,以下是全文研究工作的总结。

(1) 为了对逆变器进行有效地控制,建立数学模型是基础。本文给出了基于状态空间和传递函数形式的数学模型,为后续实施逆变器的控制提供了理论基础。分析了逆变器开环特性差的原因是空载阻尼比小及输出特性受负载影响大;指出了死区、PWM 过调制、非线性负载是造成逆变器输出电压波形畸变的原因。

(2) 引入极点配置设计方法对逆变器瞬时电压 PID 控制系统进行了分析和设计,仿真结果验证了采用极点配置方法进行瞬时电压 PID 参数设计后,逆变器动态响应快速、非线性负载情况下输出电压 THD 低,稳态精度高。

(3) 介绍了一种 PI 调节器结合电压微分反馈的调节方式,推导了这种调节方式的等效变换框图,推导出这种调节方式和 PID 调节方式近似等效,同时它还是一种基于电压及电容电流反馈的双环控制,省掉了电容电流的检测单元,因此是一种简单而有效的调节方式。

(4) 逆变器电压、电流双环控制也可用极点配置方法进行设计和分析。本文从模型上分析了电容电流内环电压外环和电感电流内环电压外环这两种控制方式,在比较了各自在控制方法上的优点和不足之后,选取了电容电流内环电压外环控制作为控制手段进行下面的研究与仿真。由于双环控制的内、外环控制器理论上可以选取 P、PI、PD、PID 这四种控制形式,所以双环控制的方式可以多达 16 种。有文献表明当控制器参数与系统闭环极点数目相同时,可以利用极点配置确定控制器参数。在此前提下,对以上 16 种控制方式进行了分类,分为控制器参数与系统闭环极点数目相同和不同两类,重点研究了前一类情况,分别是电流内环电压外环同为比例调节器、外环为比例,内环为比例积分、外环为比例积分,内环为比例、电流内环电压外环同为比例积分调节器。仿真结果表明当电流内环电压外环同为比例积分调节器

时,双环控制系统比瞬时电压 PID 控制系统动态响应更快,特别是在非线性负载条件下可以获得更低 THD 的输出电压波形。最后,还选取了后一类中的一种为例,即当电压外环取 PID 控制器,而电流内环取 PI 控制器这种控制方式,进行了仿真和分析,结果表明这种控制方式在性能上还不及电流内环电压外环同为比例积分调节器的控制方式。

(5) 基于以上理论分析和计算,在一台样机上实现了电容电流内环电压外环控制实验,实验包括空载、阻性负载和非线性负载下的输出电压的波形质量,负载突变时的动态性能,验证了双环控制效果。

6.2 今后的工作展望

由于时间有限,本文虽然对多种控制方法进行理论分析,并作了相应的仿真,从理论和仿真结果比较了它们的优缺点,但是还没有用实验去一一验证,因此还需要在后续工作中,从实验的角度去考查它们各自的静、动态性能。

本文是针对模拟控制而言的,无论是理论部分还是实验部分,都是采用模拟调节器实现逆变器的瞬时值反馈控制的。但是模拟控制存在固有的缺点:例如采用大量的分散元件和电路板,硬件成本高,可靠性低,系统的一致性较差,器件存在老化和温漂现象等等。由于数字化控制是未来发展的趋势,因此如何实现瞬时值反馈数字控制是今后要研究的重点。

致 谢

时光飞快，一转眼三年的学习和生活就要结束了，方感叹“百年寒暑短，书海留香长”。想起这三年求学生涯中所遇到和克服的种种困难，我就要深深感谢所有曾经关心、帮助和爱护过我的人们。

首先我要感谢的是我的导师彭力副教授。彭老师严谨求实的治学态度、渊博的专业知识、饱满的工作热情和乐观豁达的性格时时刻刻激励着我学习和钻研，彭老师不但给我创造了一个良好的学习环境，并且在学习上、工作上给了我巨大的支持和帮助，不断地鼓励我克服困难、锐意进取。本文的完成，导师付出了巨大的心血，在此谨向导师致以最衷心的感谢和最诚挚的敬意。恩师之情永远铭记于我心。

另外，我还要衷心感谢张宇老师，在我做毕设试验期间，张老师给了我许多帮助，每当遇到自己无法解决的困难与难题时，张老师总能够为我细心讲解，发现并解决问题，在此我对您表示最诚挚的感谢！

衷心感谢这三年来应用电子技术教研室的老师们对我的帮助，他们是陈坚教授、康勇教授、段善旭教授、邹云屏教授、徐至新教授、李晓帆教授、杨荫福教授、熊蕊教授、熊健副教授、张凯副教授、戴珂副教授、林桦副教授、邹旭东老师、刘方锐老师、杨莉莎老师、邹涛敏老师、吴艳红老师等，老师们的帮助与教诲使我受益匪浅。想起硕士三年期间，荒废了不少学习时间，心里非常惭愧，这将鞭策我在今后的工作中锐意进取、奋发向上、以积极的人生态度和优异的工作面貌为国家、为人民多作贡献。

感谢这三年来一起工作和学习过的师兄弟姐妹和同学们，他们是孔学娟博士、马学军博士、白丹硕士、陈青昌硕士、付洁硕士、周运斌硕士、耿攀硕士、柳彬硕士、周亮硕士、史鹏飞硕士、徐丽娟硕士、方昕硕士、李亮硕士、吴浩伟硕士、易德刚硕士、何俊硕士、郝洪伟硕士等，感谢给予我的帮助与支持。

最后，我要衷心感谢我的父母和姐姐，他们在我求学期间给了我无私的爱，在我身后默默地支持和鼓励着我，在此我祝福他们身体健康，天天开心！还要特别感谢我的男朋友陈瑞，是他和我一起度过研究生 3 年的美好时光，我们一起学习一起进步，祝福我们的明天更美好！

周樑

2006 年 4 月

参 考 文 献

- [1] 陈坚. 电力电子学—电力电子变换和控制技术. 北京：高等教育出版社，2002
- [2] 黄俊，王兆安. 电力电子变流技术（第3版）. 北京：机械工业出版社，1994
- [3] 林渭勋. 电力电子技术基础. 北京：机械工业出版社，1990
- [4] J. D. V. Wyk, “Power Electronics Technology at the Dawn of a New Century – Past achievements and Future Expectations”, IPEMC2000, Beijing, p.9-20
- [5] B. K. Bose, “Recent Advances in Power Electronics”, IEEE Transactions on Power Electronics”, Vol.7, No.1, January 1992, p.2-15
- [6] Robert W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Chapman & Hall, Ltd., 1997
- [7] S. Ogasawana, H. Akagi, A. Nabae, “A novel PWM scheme of voltage source inverter based on space vector theory”, European Power Electronics Conference Record, Aachen, Germany, 1989, p.1197-1202
- [8] Toshimasa Haneyoshi, Atsuo Kawamura, Richard G. Hoft, “Waveform compensation of PWM inverter with cyclic fluctuating loads”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.24, no.4, July 1988, p.582-589
- [9] Ying-Yu Tzou, Rong-Shyang Ou, Shih-Liang Jung, Meng-Yueh Chang, “High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, no.4, July 1997
- [10] Ying-Yu Tzou, Shih-Liang Jung, Hsin-Chung Yeh, “Adaptive repetitive control of PWM inverters for very low THD AC-voltage regulation with unknown loads”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.5, Sep 1999, p.973-981
- [11] A. V. Jouanne, P. N. Enjeti, D. J. Lucas, “DSP Control of High-Power UPS Systems Feeding Nonlinear Loads”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.43, No.1, February 1996, p.121-125
- [12] 张凯. 基于重复控制原理的 CVCF-PWM 逆变器波形控制技术研究：[博士学位论文]。武汉：华中科技大学图书馆，2000
- [13] TOSHIMASA HANEYOSHI , ATSUO KAWAMURA , RICHARD G. HOFT. Waveform Compensation of PWM Inverter with Cyclic Fluctuating Loads. IEEE Trans. Power Electron. , 1988 , 24 (4)p 582-589
- [14] Ying Yu Thou, Rong Shyang Ou, Shih Liang et al. High Performance Programmable AC Power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP Based Repetitive Control Technique. IEEE Trans. Power Electronics. 1997, 12 (4)p. 715-725
- [15] 邹云屏，李潇，信号变换与处理，华中理工大学出版社，1994年，武汉
- [16] 王兆安，杨君，刘劲军，谐波抑制和无功补偿，机械工业出版社，1998年，北京
- [17] 田保峡，苏宏业，褚健. 基于状态估计的PID控制器整定方法研究. 仪器仪表学报, 2000年10月, 21(5),p.476-480
- [18] Astrom, K. J, Hagglund et al. PID Controllers: Theory, Design, and Tuning. Instrument. Society of America, 1995.

- [19] Naser M. Abdel-Rahim John E. Quaicoe. Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters. IEEE Trans. Power Electron. , 1996, 11 (4),p.532-541
- [20] H. J. Jiang, Y. Qin, S. S Du et al. DSP Based Implementation of a Digitally-Controlled Single Phase PWM Inverter for UPS. IEEE INTELEC Conf. Rec. , 1998 p.221-224
- [21] Michael J. Ryan, William E. Brumsickle, Robert D. Lorenz. Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters. IEEE Transactions on industry applications, march/april1997, 33 (2),p.439-501
- [22] 童杰, 冯培梯. 电流控制电压源逆变器滞环控制的一种改进. 电气传动, 1997 年, 5,p3-6
- [23] A. Kawamura, R. Hoft, "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis", IEEE Transactions on Industry Application, Vol.IA20, No.4, July/August 1984, p.769-775
- [24] Vukosavic Slobodan, Peric Ljiljana, Levi Emil et al. Reduction of the output impedance of PWM inverters for uninterruptible power supplies. IEEE-PESC, 1990, 2(2),p757-762
- [25] 高军, 黎辉, 杨旭等. UPS 逆变器数字化控制技术. 电工技术杂志, 2001 年, (12),p6-9
- [26] Hua C. Two-level switching pattern deadbeat DSP controlled PWM Inverter. IEEE Trans. Power Electr. 1995, 10(5),p310-317
- [27] Jung S, Tzou Y. DSP-Based digital control of a PWM inverter for sine wave tracking by optimal state feedback technique. IEEE-PESC'94 Conf. Rec. 1994,p.546-551
- [28] 林新春, 康勇, 陈坚等. UPS 逆变电源波形补偿技术研究. 电气传动, 2002 年, 6,p35-37
- [29] Jung Shih-Liang et al. Discrete Sliding Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(4),p.567-576
- [30] Jung Shih-Liang, et al. Self-Tuning Discrete Sliding Mode Control of a Closed-Loop Regulated PWM Inverter with Optimal Sliding Surface. Power Electronics Specialist Conference. PESC'96, 27th Annual IEEE, 1996, (2):p.1506-1521
- [31] 达飞鹏, 宋文忠. 基于模糊神经网络滑模控制器的一类非线性系统自适应控制. 中国电机工程学报, 2002 年 5 月, 22(5),p.78-83
- [32] Utkin V I. Variable structure systems with sliding mode: A survey. IEEE Trans. Automat. Contr, 1977, 22,p.212-222
- [33] Slotine J J E. Sliding controller design for nonlinear systems. Int J. Contr, 1984, 40,p.421-434
- [34] Narendra K S, Parthasarathy K. Identification and control of dynamical systems using neural networks. IEEE Trans. on Neural Networks, 1990, 1:p.4-27
- [35] LIN C T, George C S. Neural-Networks-Based fuzzy logic control and decision system. IEEE Trans. Computers, 1991, 40,p.1320-1336
- [36] 王丰尧. 滑模变结构控制. 北京: 机械工业出版社, 1995 年
- [37] 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
- [38] 张昌凡, 王耀南. 滑模变结构的智能控制及其应用. 中国电机工程学报, 2001 年 3 月, 21 (3),p.27-29, 44
- [39] Lin F J, Shyu K K, Lin Y S. Variable structure adaptive control for PM synchronous servo motor

- drive. IEEE proc. Electr. Power Appl., 1999, 146 (2),p.173-185
- [40] R. C. Hwang, T. J. Liang. J. W. Chen. Neural networks controlled PWM inverter. IEEE-INTELEC, 1997,p.201-206
- [41] 沈忠亭, 严仰光. 基于 DSP 的逆变器神经网络控制. 电力电子技术, 2002 年 10 月, 36(5),p.50-53
- [42] 王永骥, 涂健. 神经网络控制. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [43] Lin Bor Ren, et al. Real-Time Digital Control of PWM Inverter with Fuzzy Logic Compensator for Nonlinear Loads. IEEE-LAS'93, 1993, Part 2(of 3),p.862-869
- [44] Tzou Ying-Yu, et al. Fuzzy Control of a Closed-Loop Regulated PWM Inverter under Large Load Variation. IEEE-IECON'93, 1993, (1),p.267-272
- [45] 李剑, 康勇, 陈坚. 带模糊调节的重复控制器在逆变器中的应用. 电气传动, 2001 年, 6, p.30-34, 40
- [46] Paolo Mattavelli, Leopoldo Rossetto, Giorgio Spiazzi et al. General Purpose Fuzzy Controller for DC-DC Converters. IEEE Trans. Power Electron., 1997, 12 (1),p.79-86
- [47] Wing Chi So, Chi K. Tse, Yim Shu Lee. Development of a Fuzzy Logic Controller for DC/DC Converters: Dseign, Computer Simulation, and Experimental Evaluation. IEEE Trans. Power Electron., 1996, 11(1),:p.24-32
- [48] Munoz, A.R.; Lipo, T.A On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. IEEE Transations on Power Electronics, 1999,1(4),p.83-689
- [49] Zhigan Wu; Jianping Ying A novel dead time compensation method for PWM inverter. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2003,11(3),:p.258-1263
- [50] Urasaki N,Senjyu T, Uezato K, Funabashi T, Sekine H. Dead-time An adaptive dead-time compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005,9(20),p.1150-1160
- [51] Kusko D.Galler and N.Medora. Output Impedance of PWM Inverter-Feedback vs.Filters.IEEE-LAS'90,10(2) ,p.1044-1048
- [52] 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: 华中科技大学图书馆, 2004

附录 1 攻读硕士学位期间发表论文目录

1. 周樑，彭力．基于重复控制和瞬时值控制的数字化逆变电源的研究．船电技术，2006，(2)：40～42。

署名单位：华中科技大学

附录 2 攻读硕士学位期间参加的主要科研项目

1. 某型升-降压型 DC/DC 变换器控制研究 (2004)
2. 某型 50KVA 50Hz 三相逆变电源及其并联控制研究 (2005)

作者: [周樾](#)
学位授予单位: [华中科技大学](#)

相似文献(10条)

1. 学位论文 [田斌](#) [SPWM逆变器带极点配置的重复控制研究](#) 2004

在电力电子装置中,以CVCF SPWM逆变器为核心的UPS系统得到了广泛的应用,其输出波形主要技术要求包括低的稳态总谐波畸变率(THD)和快速的动态响应。本文采用重复控制改善系统的稳态性能,采用带积分控制的极点配置改善系统的动态特性,主要的研究工作包括:阐述了SPWM半桥逆变器工作原理,把负载电流处理成扰动,在连续域和离散域建立了单相逆变器的通用数学模型,并通过坐标变换证明了三相逆变器可以转化为单相逆变器处理。从非线性负载、死区效应和直流分压电容电压不平衡三个方面分析了SPWM半桥逆变器输出波形畸变的原因,在MATLAB中建立了精确的仿真模型,其中考虑了具体的开关过程和死区效应。对重复控制系统进行了全面的理论分析,讨论了系统稳定性、误差收敛速度和稳态误差,针对具体控制对象完成了重复控制器的设计,其中利用陷波滤波器对消逆变器谐振峰,利用超前环节进行控制系统相位补偿。仿真结果表明重复控制能够很好的完成逆变器输出波形校正的任务。为了提高逆变器动态性能,采用状态反馈对逆变器进行极点配置。为了消除负载突变带来的稳态误差,在极点配置中引入了积分控制。以这种改造过的极点配置控制系统为内环,重复控制为外环,两种控制系统共同作用。仿真结果说明采用这种复合控制系统的逆变器可以得到理想的稳态和动态效果。在一台50Hz单相半桥逆变器上进行了实验,结果验证了前文的理论分析和仿真研究,在稳态时得到了低的稳态总谐波畸变率,动态时反应迅速,没有稳态误差。

2. 期刊论文 [杨秀云](#), [南余荣](#), [YANG Xiu-yun](#), [NAN Yu-rong](#) [基于极点配置状态反馈的PWM逆变器控制策略](#) - [机电工程](#) 2009, 26(5)

针对逆变电源采用数字化控制时由于时间延迟等因素导致系统稳定度降低、动态调节性能不佳的问题,基于状态空间法对脉宽调制(PWM)逆变器进行了建模,采用极点配置状态反馈控制方法,来改善系统动态性能;同时,引入状态观测器设计,提前一拍给出控制量,从而削弱了时间延迟的影响。最后,通过Matlab仿真验证了该方法的可靠性。实验结果表明,该方法大大改善了系统动态性能。

3. 期刊论文 [吕永庆](#), [赵红军](#), [张珍敏](#), [LV Yongqing](#), [ZHAO Junhong](#), [ZHANG Zhenmin](#) [基于极点配置的逆变器双环控制方案](#) - [现代电子技术](#)

2009, 32(22)

介绍一种基于极点配置的逆变器瞬时电压电流PI控制器的设计方法,建立系统模型,为了提高逆变器输出波形的精度,提出了一种基于极点配置的PI双环和重复控制的复合控制方案。该复合控制方案克服了PI双闭环控制方案带整流性负载时输出电压质量不高的缺点,也解决了嵌入式重复控制方案应用在逆变系统中对逆变器谐振峰值不可控的问题。仿真表明,所设计的复合控制方案提高了逆变电源带整流性负载时的输出电压质量,该方案既保持了重复控制良好的稳态特性,也明显改善了系统的动态性能。

4. 学位论文 [陈瑞](#) [一种含APFC的高频交流稳定电源的研究](#) 2006

本课题研究了一种满足特殊要求的含APFC的高频交流稳定电源。

首先着重分析了含APFC的高频交流稳定电源的组成,给出总体结构设计方框图。对整流器的主电路进行分析,讨论了一般交流电源中经常采用的电路结构,为了减少输入电流的谐波和改善输入功率因数,采用二极管整流加上基于BOOST型APFC电路,并给出本电源整流器主电路的拓扑。对于逆变器部分,采用的是三相桥式结构。功率MOSFET的驱动电路的设计也是至关重要的,在详细讨论了驱动电路应该注意的问题后,给出本电源逆变器部分功率MOSFET的驱动电路,并对其进行分析。最后讲解了对电源进行欠压、过压、过流等各种保护的重要性并给出保护电路。

本文分析了有源功率因数校正的基本原理,给出电感电流连续控制模式下的电路示意图。将整个APFC电路分为功率电路部分和控制电路两部分进行计算和分析,获得模型具体参数后,在MATLAB/Simulink中进行仿真验证,得出结论。

近几年来高性能PWM逆变器的研究越来越受到关注,发展了多种波形控制技术,本文还着重研究了基于极点配置的逆变器的双环PI控制。首先建立了单相PWM逆变器的数学模型,并给出单相逆变器主电路方框图。简单分析了PWM逆变器谐波畸变的机理。然后分析了单相逆变器基于极点配置的PID控制器的设计,并在MATLAB中进行仿真验证。最后对基于极点配置的双环控制器的设计进行讨论,从仿真中可以看出这种控制策略可以很明显的改善逆变器的动态性能、提高逆变器带非线性负载能力。

5. 期刊论文 [刘新民](#), [邹旭东](#), [康勇](#), [柳彬](#), [Liu Xinmin](#), [Zou Xudong](#), [Kang Yong](#), [Liu Bin](#) [带状态观测器的逆变器推广状态反馈控制和重复控制](#) - [电工技术学报](#) 2007, 22(1)

提出了一种带状态观测器的逆变器推广状态反馈控制和重复控制技术。在分析了单相逆变器的连续时间和离散时间模型之后,详细介绍了逆变器的推广状态反馈控制的原理和设计方法。为了减少检测装置和提高数字控制系统的性能,设计了基于电容电压和电容电流的状态观测器。最后简单介绍了逆变器的重复控制技术,并且设计了带状态观测器的逆变器推广状态反馈极点配置和重复控制复合控制系统。实验结果验证了应用该控制方法的逆变器能够得到良好的稳、动态性能。

6. 学位论文 [王进](#) [PWM逆变器重复控制技术的研究](#) 2006

在电力电子装置中,以CVCF SPWM逆变器为核心的UPS系统得到了广泛的应用,其主要技术要求包括低的稳态总谐波畸变率(THD)和快速的动态响应。本文采用重复控制改善系统的稳态性能,并采用瞬时控制改善系统的动态特性。

主要的研究工作包括:阐述了SPWM半桥逆变器工作原理,把负载电流处理成扰动,在连续域和离散域建立了单相逆变器的通用数学模型。从非线性负载、死区效应和直流分压电容电压不平衡三个方面分析了SPWM半桥逆变器输出波形畸变的原因。在MATLAB中建立了精确的仿真模型,其中考虑了具体的开关过程和死区效应。

对重复控制系统进行了全面的理论分析,讨论了系统稳定性、误差收敛速度和稳态误差,针对具体控制对象完成了重复控制器的设计,其中利用陷波滤波器对消逆变器谐振峰,利用超前环节进行控制系统相位补偿。仿真结果表明重复控制能够很好的完成逆变器输出波形校正的任务。

瞬时值反馈能够改善逆变器的动态性能,而重复控制能够获得质量较高的稳态波形,两者结合得到更高质量的输出波形。本文研究了极点配置与重复控制串联、电压微分反馈串联两种方案。实验证明两种控制方式都改善了逆变器动态性能而且获得了精度更高的稳态波形。

在重复控制内模的原理的基础上,考虑PWM逆变器输出波形主要包含高次谐波的基础上,提出了高次谐波重复控制。这种新型的重复控制能够较好的对高次谐波进行抑制,而且动态响应速度几乎比传统重复控制快一倍,内存只需原来的一半,且能达到和传统重复控制接近的控制效果。仿真试验结果说明采用这种重复控制方法可以得到理想的稳态和动态效果。

7. 期刊论文 [丁干](#), [王秀秀](#), [李玉生](#), [Ding Gan](#), [Wang Xiuxiu](#), [Li Yusheng](#) [PWM逆变器高性能控制技术的研究](#) - [船电技术](#) 2009, 29(11)

本文分析了PWM逆变器控制的特点,采用了一种高性能的双环(瞬时输出电压外环和电容电流内环)控制方法,控制系统参数利用极点配置的方法计算,计算简单。在通过仿真分析了该控制方案的可行性之后进行了实验。实验结果表明该方案简单实用,能完美地达到逆变器输出波形的各项性能指标要求,很适于应用在工业领域。

8. 期刊论文 [刘飞](#), [查晓明](#), [周彦](#), [殷进军](#), [段善旭](#), [Liu Fei](#), [Zha Xiaoming](#), [Zhou Yan](#), [Yin Jinjun](#), [Duan Shanxu](#) [基于极点配置与重复控制相结合的三相光伏发电系统的并网策略](#) - [电工技术学报](#) 2008, 23(12)

为了满足国际电工委员会标准IEC61727-2004以及国家标准GB19939-2005中对光伏系统并网谐波电流畸变的规定,采用了LCL滤波器作为光伏逆变器与电网之间的接口电路,并提出了采用状态反馈极点配置与重复控制相结合的并网控制策略,最后通过实验验证理论分析的正确性以及控制策略的可行性。

9. 学位论文 [李俊林](#) [单相逆变器重复控制和双环控制技术的研究](#) 2004

本文主要内容是关于单相PWM逆变器的输出电压波形控制技术。好的输出波形包含两个方面的要求:稳态精度高和动态响应快。本文围绕这两点,分析了重复控制技术和双环控制技术,并进行了一系列仿真和实验。假设负载为阻性或者把扰动看作输入,分别建立了逆变器的连续状态空间模型和离散状态空间模型,并在MATLAB环境下建立了包含死区的精确仿真模型,为以后的分析设计打下基础。分析了造成逆变器输出波形畸变的原因,包括死区效应和负载扰动,指出波形控制的必要性。重复控制源于控制理论中的内模原理,是一种基于周期的补偿控制,能够完全消除周期扰动造成的波形畸变,得到高精度的稳态输出波形。但是由于其自身局限性,动态性能难以有更大提高。分析了重复控制系统的稳定性,给出了设计方法和设计实例。瞬时值反馈能够改善逆变器的动态性能,而重复控制能够获得质量较高的稳态波形,两者结合得到更高质量的输出波形。本文研究了极点配置与重复控制串联、PD控制与重复控制并联两种方案。实验证明两种控制方式互为补充,不仅改善了逆变器动态性能而且获得了精度更高的稳态波形。重复控制与瞬时控制结合在算法实现上较为繁琐,并且重复误差表消耗内存资源,加大了硬件成本。为此本文提出了输出波形的双环控制技术,比较分析了各种双环结构的性能。为了简化硬件系统和提高数字控制系统性能,研究了状态观测器和扰动观测器的设计。最后对内环电感电流反馈、带状态反馈解耦和负载电流解耦的双环控制系统进行了仿真和实验。实验结果与理论分析符合,能够得到较满意的动态和稳态波形。

10. 期刊论文 [彭力](#), [张宇](#), [康勇](#), [陈坚](#), [PENG Li](#), [ZHANG Yu](#), [KANG Yong](#), [CHEN Jian](#) [高性能逆变器模拟控制器设计方法](#) - [中国电机工程学报](#)

2006, 26(6)

分析表明如果设计方法欠佳,PID控制器不能发挥优良调节能力,使逆变器单环控制系统性能不很理想。该文提出一种基于极点配置的逆变器瞬时电压PID控制器设计方法,使PID控制逆变器动态响应快速、非线性负载情况下输出电压THD低,稳态精度高,系统鲁棒性强。在理论上,从状态空间的角度阐述了此方法使PID控制逆变器系统性能优良的本质。仿真与实验结果有效地验证了理论分析。逆变器瞬时电压PID控制与电压电流双环控制相比,在电路结构、成本等方面更具优越性。

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D044699.aspx

下载时间: 2010年5月22日