

西南交通大学

硕士学位论文

基于DSP的逆变电源数字控制技术的研究

姓名：刁元均

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：邹滨

20070501

摘 要

随着现代科技的迅速发展, 逆变电源的应用越来越广泛。同时, 各行各业对逆变电源的性能也提出了更高的要求。好的逆变电源输出波形要求不但具有高的稳态性能, 还应有快的动态响应。单一的控制策略很难同时满足这两方面的要求。因此, 各种控制策略取长补短、相互渗透, 构成复合控制器, 是一种趋势所在。

本文讨论了当今各种比较流行的数字控制策略的优缺点, 重点分析了无差拍控制和重复控制这两种控制策略的控制原理, 并对其控制算法做了适当改进。无差拍控制动态性能极佳, 但其稳态性能不理想, 尤其是在带非线性负载时输出电压波形的总谐波畸变较大; 而重复控制恰恰相反, 它有着很好的稳态性能, 但由于周期延迟环节的存在, 控制指令不是立即输出, 而是滞后一个参考周期才输出, 使其动态性能较差。本文采用单相全桥拓扑结构为逆变器主电路, 建立了它的连续状态空间模型和离散状态空间模型, 分析了它的开环输出特性, 并分别阐述了改进的无差拍控制器和重复控制器参数的设计方法。

文章提出将改进的无差拍控制和重复控制这两种控制策略相结合, 组成复合控制策略。利用 MATLAB 建立了控制系统的仿真模型, 仿真实验结果证明该复合控制策略能使逆变电源获得理想的稳态和动态性能。最后介绍了以高性能数字信号处理器 TMS320F2812 为控制核心的逆变电源控制系统的软硬件设计。

关键词: 逆变电源; 无差拍控制; 重复控制; 复合控制; DSP

Abstract

With the development of modern technology, inverters are widely used. Meanwhile, various industries have set higher requirements on the performance of inverters. Good output waveforms of inverters have not only the good steady-state performance, but also the fast dynamic response. It is very difficult for single control strategy to satisfy the two requirements at the same time. Thus, hybrid control strategy is a developing direction because the strategy can take good advantage of every part while avoiding its default.

This paper discusses the advantages and disadvantages of the prevalent digital control strategies, analyses the control principle of the deadbeat control and repetitive control in detail, and presents some improved measures about the control algorithm. Deadbeat control has a good dynamic response, but its steady-state performance is not satisfying especially when connected with nonlinear load; Contrarily, repetitive control has a good steady-state performance, but its dynamic response is poor because it includes a part of the cycle delay and the outputs of control orders have a reference cycle delay. In this paper, the main circuit of inverter is a single-phase full-bridge topology. Then establishes the continuous state-space model and discrete state-space model, analyses the open-loop output characteristics, introduces the design methods of parameters about the improved deadbeat controller and the repetitive controller.

A hybrid control strategy based on the improved deadbeat control and repetitive control is proposed. Establishes the simulation model of control system using MATLAB software, and the simulation results show that the hybrid control strategy can make the inverter get a good steady-state and dynamic performance. Finally, the paper introduces the hardware and software of the control system of inverter based on the DSP TMS320F2812.

Keywords: inverter; deadbeat control; repetitive control; hybrid control; DSP

第一章 绪论

1.1 引言

随着各行各业控制技术的发展和的操作性能要求的提高,许多行业的用电设备都不是直接使用通用交流电网提供的交流电作为电能源,而是通过各种形式对其进行变换,从而得到各自所需的电能形式。而逆变就是对电能进行变换和控制的一种基本形式,它完成将直流电变换成交流电的功能。现代逆变技术是研究现代逆变电路的理论和应用设计方法的学科,这门学科综合了现代电力电子开关器件技术、现代功率变换技术、模拟和数字电子技术、PWM 技术、开关电源技术和现代控制技术等多种实用设计技术,已被广泛的用于工业和民用领域中的各种功率变换系统和装置中。

早期的逆变电源,只需要其输出不断电、稳压、稳频即可,然而,今天的逆变电源除这些要求外,还必须环保无污染,即绿色环保逆变电源。同时随着网络技术的发展,对逆变电源的网络功能也提出了更高的要求。高性能的逆变电源必须满足:(1)高的输入功率因数,低的输出阻抗;(2)快速的暂态响应,稳态精度高;(3)稳定性高,效率高,可靠性高;(4)低的电磁干扰;(5)智能化;(6)完善的网络功能。显然,这些要求的实现离不开数字化控制技术^[1]。但传统的逆变电源采用模拟控制技术,该方法控制结构比较成熟,积累了大量的设计经验,但是模拟控制存在着许多固有缺点:

(1)因采用大量的分散元件和电路板,导致硬件成本偏高,系统的可靠性下降;

(2)由于人工调试器件的存在,如可调电位器,导致生产效率降低及控制系统的一致性差;

(3)器件老化及热漂移问题的存在,导致逆变电源输出性能下降,甚至导致输出失败;

(4)产品升级换代困难,对采用模拟控制的同一型号的逆变电源,若不改动硬件,同时升级是不可能的,每一个新型的逆变电源都要求重新设计、制造控制系统;

(5)模拟控制的逆变电源的监控功能有限,一旦出现故障,要想恢复正

常, 技术人员必须亲赴现场。

近年来, 数字化已经成为信息社会的主流。随着高性能数字信号处理器 DSP 的出现和控制理论的普遍发展, 使得逆变电源的控制技术朝着全数字化、智能化和网络化的方向发展。逆变电源采用数字控制相对模拟控制, 具有以下明显优点:

(1) 控制电路结构简洁紧凑, 大大简化了硬件电路的设计, 提高了系统的抗干扰能力;

(2) 设计和制造灵活, 每台电源间的一致性, 一旦改变了控制方法, 只需修改程序即可, 无需变动硬件电路, 大大缩短了设计研制周期;

(3) 易于采用先进的控制方法和智能控制策略, 使得逆变电源的智能化程度更高, 性能更完美;

(4) 控制系统的可靠性高, 避免了某些模拟元件可能产生的漂移;

(5) 系统维护方便, 一旦出现故障, 可以很方便的通过 RS232 接口或 RS485 接口或 USB 接口进行调试、故障查询、历史纪录查询、软件修复、控制参数的在线修改等, 甚至还可以通过网线远程操作, 提供远程服务;

(6) 易组成高可靠性的大规模逆变电源并联运行系统, 实现各模块之间的均流控制和通讯。

可见, 数字化是逆变电源发展的主要方向, 然而, 也存在着挑战。原因是逆变电源是一个复杂的电力电子装置, 是一个多变量、非线性、时变的系统, 因此对它的控制存在着困难。目前的困难主要来自于:

(1) 逆变电源的输出要跟踪的是一个按正弦规律变化的给定信号, 它不同于一般的开关电源的常值控制。在闭环控制下, 给定信号与反馈信号的时间差就体现为明显的相位差。这种相位差与负载是相关的, 这就给控制器的设计带来了困难。

(2) 逆变电源的输出滤波器对系统的模型影响很大, 输入电压的波动幅度和负载的性质、大小的变化范围往往比较大, 这些都增加了控制对象的复杂性, 使得控制对象模型的高阶性、不确定性、非线性显著增加。

(3) 对于数字式 PWM, 都存在一个开关周期的失控区间: 一般是在每个开关周期的开始或上一个周期之末来确定本次脉冲的宽度。即使这时系统发生了变化, 也只能在下一个开关周期对脉冲宽度做出调整。

当然，正是有着众多的优点，而问题又存在，才使得逆变电源的数字化控制在国内外引起了广泛的关注。

1.2 逆变电源的控制策略

1.2.1 PID 控制

PID 控制以其结构简单、鲁棒性好、参数易于整定等特点广泛应用于工程实践中。PID 控制是将偏差的比例、积分和微分通过线性组合构成控制量，对被控对象进行控制。控制偏差量由给定值与实际输出量构成。PID 控制算法包括了动态控制过程中过去、现在和将来的信息：比例环节蕴含了动态控制过程中现在的主要信息，能够校正偏差；积分环节代表了过去积累的信息，能消除静差，改善系统的静态特性；微分环节代表了将来的主要信息，可超前控制信号变化，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。

逆变器采用模拟 PID 控制时，如果只是输出电压的瞬时值反馈，其动态性能和带非线性负载时的性能不会令人满意；如果是输出滤波电感或输出滤波电容的电流瞬时值引入反馈，其性能将得到较大改进。然而，庞大的模拟控制电路使得控制系统的可靠性下降、调试复杂、不易于整定。数字信号处理芯片的出现使得这个问题迅速得以解决，如今各种补偿措施及控制方式可以很方便地应用于逆变电源的数字 PID 控制中，控制器参数修改方便，调试简单。但是，数字 PID 控制算法应用到逆变电源的控制中，不可避免的产生了一些局限性：一方面，系统的采样量化误差降低了算法的分辨率，使得 PID 调节器的精度变差；另一方面，采样和计算延时使得被控系统成为一个具有纯时间滞后系统，造成 PID 控制器的设计困难，稳定性减小。

1.2.2 无差拍控制

状态变量的无差拍控制早在 1959 年就由 Kalman 提出，但是直到 80 年代中期无差拍控制才在逆变电源上得以应用。随着高性能处理器的出现和无差拍理论研究的深入，针对逆变电源的无差拍控制已经广泛开展起来。无差拍控制是一种基于微处理器实现的 PWM 方案。它根据逆变电源系统的状态方程和输出反馈信号来计算逆变器的下一个采样周期的脉冲宽度。此算法中，每个采样间隔发出的控制量是根据当前时刻的状态向量和下一采样时刻的

参考正弦值计算出来的,由负载扰动或非线性负载引起的输出电压偏差可在一个采样周期内得到修正。无差拍控制有极高的动态性能,输出能够很好地跟踪给定值,但是其系统鲁棒性不强,瞬态超调量较大,当负载变化,非线性负载或者温度、运行条件等原因出现参数波动,都容易造成系统的不稳定或者输出性能恶化。

1.2.3 重复控制

重复控制是一种基于内模原理的控制方法,内模原理是把作用于系统外部信号的动力学模型植入控制器内,以构成高精度反馈控制系统的一种设计原理。其控制思想是假定前一周期出现的输出电压波形畸变将在下一周期的同一时刻再次出现,控制器根据参考信号和输出电压反馈信号的误差来确定所需的校正信号,然后,在下一个基波周期将此校正信号叠加在原控制信号上,这样就可以消除输出电压的周期性畸变。因此,重复控制能很好的消除非线性负载及其他周期性干扰引起的波形畸变并且具有极佳的稳态性能。但由于延迟因子的存在,重复控制得到的控制指令并不是立即输出,而是滞后一个参考周期后才输出,这样,如果系统内部出现干扰,消除干扰对输出的影响至少需要一个参考周期,干扰出现后的一个参考周期内,系统对于干扰并不产生任何调节作用,这一个周期系统近似处于开环状态,因此重复控制系统的动态响应较差,故重复控制一般和其他 PWM 控制方式相结合,用来改善输出电压波形。

1.2.4 状态反馈控制

利用状态反馈,即将逆变器中的状态变量通过适当的系数反馈,可以合理地配置系统的极点,改变系统的阻尼比,提高系统的动态特性。从控制理论的角度来说,闭环系统性能与闭环极点密切相关。经典控制理论用调整开环增益及引入串、并联校正装置来配置闭环极点来改善系统性能;而在状态空间的分析中,除了利用输出反馈以外,主要利用状态反馈来配置极点,它能提供更多的校正信息,从而得到最优的控制规律,抑制或消除扰动的影响。从状态空间角度分析,单闭环控制系统性能不佳的原因可以解释为:单独的输出反馈未能充分利用系统的状态信息。如果将输出反馈改为状态反馈,应该能够改善控制效果。与双闭环控制类似,状态反馈波形控制系统也

需要二个反馈变量,但是并不用它来构成独立的闭环控制回路,而是在状态空间概念上通过合理选择反馈增益阵来改变对象的动力学特性,以实现不同的控制效果。

状态反馈控制的最大优点是可以大大改善系统的动态品质,因为它可以任意配置闭环系统的极点。由于建立逆变器状态模型时很难将负载特性完全考虑在内,所以状态反馈控制只能针对空载或假定阻性负载进行,如果不采取相应措施(增设负载电流前馈补偿,预先进行鲁棒分析等),则负载的变化将导致稳态偏差的出现和动态特性的改变。

1.2.5 滑模变结构控制

滑模变结构控制是利用某种不连续的开关控制策略来强迫系统的状态变量沿着相平面中某一预先设计好的“滑动模态”轨迹运动,从而达到预期的性能。滑模变结构控制系统的最大优点是其对参数变化和外部扰动不敏感,具有强鲁棒性,而且其固有的开关特性吸引了众多学者将它应用于逆变电源的控制之中。早期的滑模变结构多采用模拟控制技术,这存在着控制硬件电路复杂、控制功能有限的弱点,严重阻碍了它的发展,然而用微处理器通过软件可以比较方便的实现滑模变结构控制。离散滑模变结构控制包括两个部分:前馈控制和滑模控制。前馈控制保证系统输出电压有较好的跟踪质量,滑模控制不是连续控制,而是一种开关控制,它使系统运行于一种滑动模态,保证系统较强的鲁棒性。选取适当的状态变量,利用状态空间法可求出滑模控制。但是滑模变结构控制存在着控制系统稳态效果不佳、理想滑模切换面难于选取、控制效果受采样率的影响等不足。另外,就波形跟踪质量来说,滑模控制又不及重复控制和无差拍控制。

1.2.6 模糊控制

模糊控制的最大特征是它能将操作者或专家的控制经验和知识表示成语言变量描述的控制规则,然后用这些规则去控制系统。复杂的电力电子装置是一个多变量、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着矛盾。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。近年来,它在电力电子领域中的应用引起了人们的重视。模糊控制器的设计过程中不需要被控对象的精确数学模型,查找模糊控制表

只需要占用处理器的很少的时间,而且模糊控制器有着较强的鲁棒性和自适应性。模糊控制从模仿人的思维外特性入手,模仿人的模糊信息处理能力。理论上已经证明: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一定的限制,隶属函数的确定还没有统一的理论指导,带有一定的人为因素,因此模糊控制的精度有待于进一步提高。

综上所述,逆变电源的各种控制策略各有所长。因而,各种控制策略取长补短、相互渗透,构成复合控制器,是一种趋势所在^[4]。并且随着信息技术及微电子技术的高速发展,对逆变电源的性能提出了更高的要求,使得高性能、智能化的控制技术应用于逆变电源的控制之中成为可能。随着研究的深入进行,将会有更多、更适合逆变电源控制的新型控制策略。

1.3 本文的主要研究内容

(1) 介绍了逆变电源数字化技术的意义以及当前存在的一些问题。对比分析了一些逆变电源数字控制策略的优缺点,并提出复合控制是逆变电源数字控制技术的发展趋势。

(2) 建立了单相全桥逆变器的数学模型,并分析了其开环特性。

(3) 阐述了无差拍控制的基本原理,并详细讨论了改进的无差拍控制器参数的设计方法。利用 MATLAB 建立了基于无差拍控制的逆变电源仿真模型,并分析了其输出波形的优缺点。

(4) 阐述了重复控制的基本原理,详细讨论了改进的嵌入式重复控制器参数的设计方法,并对重复控制的稳定性、收敛性以及稳态误差进行了深入分析。利用 MATLAB 建立了基于重复控制的逆变电源仿真模型,并分析了其输出波形的优缺点。

(5) 提出了基于改进的无差拍控制和重复控制的逆变电源复合控制策略,阐述了其控制原理和设计方法。利用 MATLAB 建立了基于复合控制的逆变电源仿真模型,并对此系统的输出波形进行分析。

(6) 基于所提出的复合控制策略,详细介绍了以高性能数字信号处理器 TMS320F2812 为控制核心的逆变电源控制系统的软硬件设计。

第二章 逆变电源系统的数学模型及特性分析

2.1 SPWM 逆变器

1964 年, 德国学者 A.Schöning 和 H.Stemmler 根据通讯理论中的调制技术提出了脉宽调制变频的思想。1975 年, Bristol 大学的 S.R.Bower 等人对该技术进行了成功地应用。实现这种方案的主功率电路简单、控制容易, 可以很方便地实现各种复杂的控制规律。经过近 40 年的发展, 脉宽调制 (Pulse Width Modulation, 简称 PWM) 技术已得到了非常广泛的应用, 成为电力电子领域中最重要技术之一。

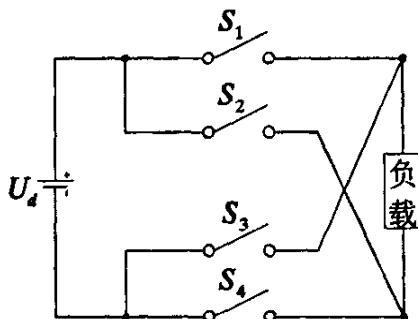


图 2-1 用电子开关实现 DC-AC 变换

逆变器是用来实现 DC-AC 变换的电力电子装置。跟所有其它类型的电力电子装置一样, 逆变器利用一组电力电子开关来实现电能形式的转换。图 2-1 是其工作原理的一个抽象描述。由图 2-1 可见, 当开关 S_1 、 S_4 导通, 开关 S_2 、 S_3 关断时, 输出端可以获得正极性的瞬时电压; 而当开关 S_2 、 S_3 导通, 开关 S_1 、 S_4 关断时, 输出端可以获得负极性的瞬时电压。以一定的频率切换两组开关导通的状态, 即可实现由直流电压到交流电压的变换。无论是任何具体形式的逆变器, 或是其它类型的电力电子变换器, 其实现电能变换的基本手段都是通过这种对电子开关的快速通断控制来改变电压(或电流)的极性(瞬时的或平均的)和幅值(平均的)。简单的按照图 2-1 的方法控制, 只能获得方波型交流电压输出, 其谐波含量很大, 幅值也无法调节。如果要获得理想的输出电压, 只需对开关过程进行控制, PWM 技术可以解决这个问题^[5]。

根据采样控制理论可知, 冲量(幅值对时间的积分)相等而形状不同的

窄脉冲加在惯性环节上,其作用效果基本相同。PWM 技术的理论依据就是“冲量等效”特性。简言之,当形状不同但冲量相等的窄脉冲电压激励信号施加于具有惯性的对象(如低通滤波器)时,输出端得到的电压响应基本相同,其差别仅表现在高频成分上。SPWM 是在 PWM 的基础上,将期望输出的正弦电压波形假想成由一组等宽不等幅的片断组合而成,然后用一组冲量对应相等的等幅不等宽(即脉冲宽度调制)脉冲将它们依次代替,从而在滤波器输出端得到期望的正弦电压波形。这样的脉冲可以由电子开关的通断控制实现。理论推导和实际的频谱分析表明:SPWM 脉冲电压具有与理想正弦电压相一致的基波分量,而且最低次谐波的频率可以提高到 SPWM 调制频率(即开关频率,对应于每基波周期的脉冲个数)附近。因此,当开关频率足够高时,利用较小的滤波器就能将其中的谐波滤除掉。此外,只需改变 SPWM 脉冲宽度,就可以平滑地调节输出电压的基波幅值。采用了 SPWM 技术的逆变器即为 SPWM 逆变器,它在波形质量和控制性能上相对方波型逆变器有了巨大的进步。

2.2 逆变电源的输出特性分析

逆变电源主电路常用的拓扑结构有半桥结构、全桥结构两种。半桥结构开关数量少,驱动简单,成本低,更适用于小功率场合;而全桥结构的输出电压有零电位续流状态,相对于半桥结构可以获得更好的谐波控制^[6]。因此,本文的逆变电源选用全桥结构,如图 2-2。其中, E 为直流母线电压, u_i 为滤波电路输入电压, u_o 为滤波电路输出电压, L 为滤波电感, C 为滤波电容, R 为电阻负载, r 为滤波电感的等效串联电阻以及其他阻尼因素的综合。

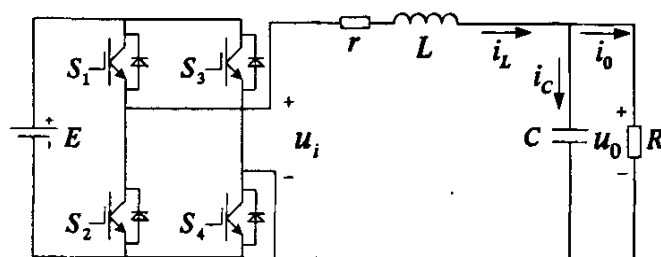


图 2-2 逆变电源系统的数学模型

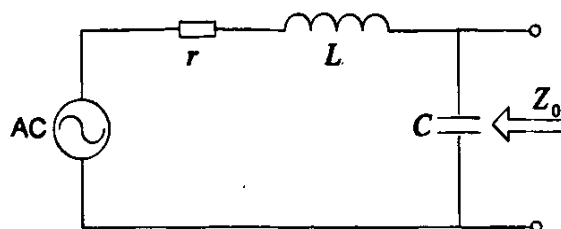


图 2-3 逆变器输出等效电路

如图2-3是逆变器采用二阶低通滤波器时的等效电路，它的输出阻抗为： $Z_0 = (r + j\omega L) // (1 / j\omega C)$ ， Z_0 随 ω 的变化而变化，通过计算可得当 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 时， Z_0 将取得最大值，这里 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 是LC滤波器的谐振频率。

由于输出阻抗的存在，当负载电流有谐波成分，就会在逆变电源的输出端产生谐波电压，特别是在谐振频率附近的谐波电流引起的谐波电压是相当大的。而今天的逆变电源负载多为整流性负载，其负载电流将含有丰富的谐波成分。这是因为整流性负载中含有的二极管具有单向导电性，在逆变器的输出电压大于负载电容电压时，二极管才导通，负载呈现较低的阻抗。在逆变器的输出电压小于或等于负载电容电压时，二极管关断。整个电路的拓扑结构周期性的发生变化，激发一系列的重复瞬态过程，而逆变器的输出电流则畸变为一系列的尖顶脉冲。通常状态下，输出电流即负载电流的波峰因子(Crest Factor，即电流峰值与电流有效值的比值)可以达到3.0以上。若没有采取有效的措施，逆变器输出电压的THD值将相当高，给电网造成严重污染。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端增加LC谐振电路，通过合理的配置谐振频率，可以做到针对某一低次谐波的输出阻抗为零，从而将该次谐波电流吸收掉；二是通过提高开关频率来减小滤波电感。当然，这仅是基于滤波电路的解决方案，该方案仍然有着明显的弱点：针对每一次谐波电流增设一个LC滤波支路，这对于容量并非特别巨大的逆变电源而言，无论体积、重量、成本都会大大增加；对于提高开关频率却难于在中、大功率的场合采用，因为受温升、效率等因素限制，中、大容量的开关器件的工作频率不可能很高。

与上述方法相比较，从控制的角度出发，通过引入先进的控制策略来抑制整流性负载带来的扰动，减小谐波电压显然是比较合理的方案。先进的控

制策略的引入,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单纯提高开关频率要优越得多。

根据图 2-2 可求得 u_o 对 u_i 的传递函数为:

$$P(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{R}{RLCS^2 + (L + rRC)S + R + r} \quad (2-1)$$

这里取滤波器参数为: $L=1.3\text{mH}$, $C=7.5\mu\text{F}$, $r=0.5\Omega$ 代入式 (2-1) 可求得 $P(s)$ 在 R 依次为 5, 10, 20, 30, 1000Ω 时的对数幅频和相频特性曲线,如图 2-4 所示。由该图可见,在滤波器的谐振频率 ω_0 处,随着 R 的增加,系统的谐振峰值也相应增加,滤波器对谐波的放大作用有增大的趋势,在空载的情况下,将出现最高的谐振尖峰。

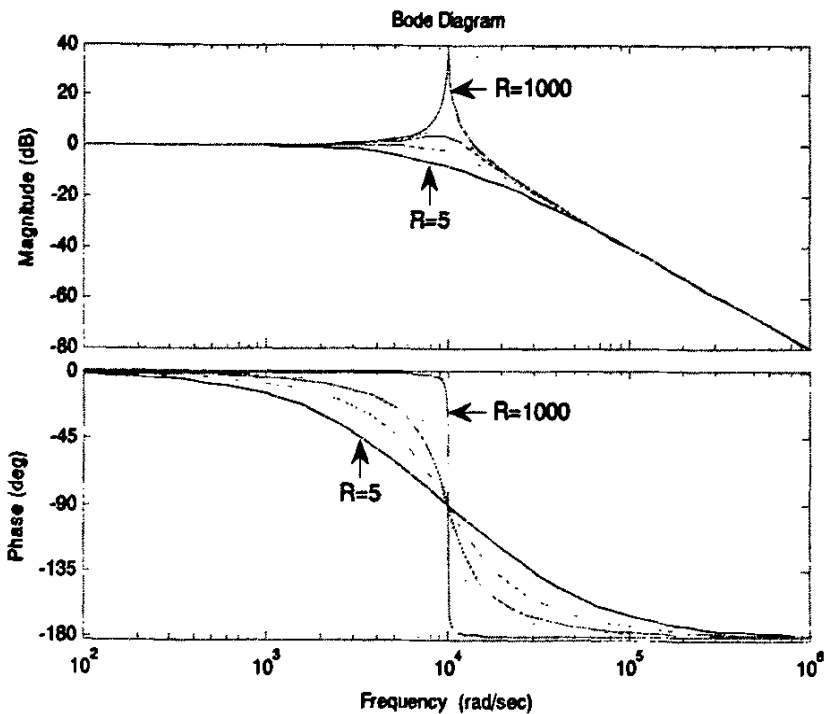


图 2-4 不同负载下时 $P(s)$ 的对数幅频和相频特性曲线

第三章 逆变电源的无差拍控制技术的研究

无差拍控制是数字系统特有的一种控制方式，它的突出优点就是具有极佳的动态响应性能。对 PWM 逆变电源实施无差拍控制时，依据对负载电流的不同处理方式，可以分为基于阻性负载的无差拍控制和基于任意负载的无差拍控制。由于基于阻性负载的无差拍控制是针对特定阻性负载建模并推导出相应的控制率，当负载变化时，尤其带非线性负载时，系统输出的波形失真比较明显^[8-10]。因此，本文仅对基于任意负载的无差拍控制方法进行研究，并在其基础上提出了进一步的改进措施。

3.1 基于任意负载的无差拍控制

逆变电源在实际运行中所带的负载是多种多样的，好的控制方案应尽量避免对负载特性做过多的假定，而把负载电流当作扰动输入，可以对任意负载扰动有自动补偿作用。

根据图 2-2，以滤波器电容电压 $u_o(t)$ 及电感电流 $i_L(t)$ 为状态变量，将负载电流 $i_o(t)$ 当作扰动输入，与滤波电路输入电压 $u_i(t)$ 一起作为系统输入量，则系统主电路状态方程为：

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_1 u_i(t) + B_2 i_o(t) \quad (3-1)$$

$$y = Cx \quad (3-2)$$

$$\text{其中, } x(t) = \begin{bmatrix} u_o(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0]$$

由于采样频率比较高，假设每个采样周期 T_s 内 $u_i(t)$ 和 $i_o(t)$ 保持不变，并且根据等效冲量原理，用 $u_i(t)$ 在一个采样周期内的平均值来代替该采样周期内的 $u_i(t)$ 值，如图 3-1 所示。图中，E 为直流母线电压，T(k) 表示第 k 个采样周期内的脉冲宽度， $u(k)$ 为逆变桥输出电压的第 k 次采样值。

则式 (3-1)、(3-2) 可离散化为^[11]：

$$x(k+1) = Qx(k) + H_1 u(k) + H_2 i_o(k) \quad (3-3)$$

$$y(k+1) = Cx(k) \quad (3-4)$$

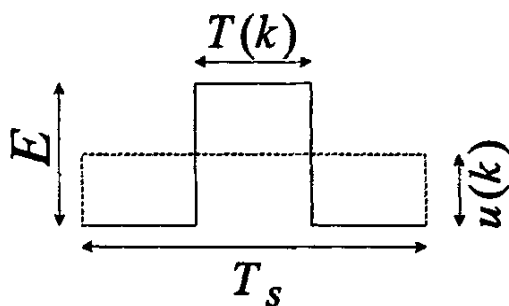


图 3-1 逆变桥输出脉冲形式

其中,

$$Q = e^{AT_s} = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}, \quad H_1 = A^{-1}(e^{AT_s} - I)B_1 = \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{12} \end{bmatrix},$$

$$H_2 = A^{-1}(e^{AT_s} - I)B_2 = \begin{bmatrix} H_{21} \\ H_{22} \end{bmatrix}, \quad u(k) = \frac{T(k)}{T_s} E$$

由式 (3-3) 可得到:

$$u_0(k+1) = Q_{11}u_0(k) + Q_{12}i_L(k) + H_{11}u(k) + H_{21}i_0(k) \quad (3-5)$$

$$i_L(k+1) = Q_{21}u_0(k) + Q_{22}i_L(k) + H_{12}u(k) + H_{22}i_0(k) \quad (3-6)$$

又由式 (3-5) 可推出:

$$u(k) = \frac{1}{H_{11}} [u_0(k+1) - Q_{11}u_0(k) - Q_{12}i_L(k) - H_{21}i_0(k)] \quad (3-7)$$

再将式 (3-7) 中的 $u_0(k+1)$ 用参考指令 $u_{ref}(k+1)$ 代替, 可得到无差拍控制所需的控制量 $u(k)$:

$$u(k) = \frac{1}{H_{11}} [u_{ref}(k+1) - Q_{11}u_0(k) - Q_{12}i_L(k) - H_{21}i_0(k)] \quad (3-8)$$

由于微处理器的计算速度是有限的, 计算出的第 k 时刻的控制量 $u(k)$ 不能马上用于当前采样周期的控制, 而要延迟一个采样周期, 只能作为下一个采样周期的控制量。因此, 实际的输出会延迟一个采样周期。为了克服这个缺点, 下面对式 (3-8) 作了进一步的改进^[12-18]。

由式 (3-7) 可得:

$$u(k+1) = \frac{1}{H_{11}} [u_0(k+2) - Q_{11}u_0(k+1) - Q_{12}i_L(k+1) - H_{21}i_0(k+1)] \quad (3-9)$$

再将式 (3-6) 代入式 (3-9) 可得:

$$\begin{aligned}
u(k+1) = & \frac{1}{H_{11}}u_0(k+2) - \frac{Q_{11}}{H_{11}}u_0(k+1) - \frac{Q_{12}Q_{22}}{H_{11}}i_L(k) - \frac{Q_{12}Q_{21}}{H_{11}}u_0(k) \\
& - \frac{Q_{12}H_{12}}{H_{11}}u(k) - \frac{Q_{12}H_{22}}{H_{11}}i_0(k) - \frac{H_{21}}{H_{11}}i_0(k+1)
\end{aligned} \quad (3-10)$$

将 $u_0(k+1)$ 、 $u_0(k+2)$ 分别用参考电压指令 $u_{ref}(k+1)$ 、 $u_{ref}(k+2)$ 代替, 可得到无差拍控制率:

$$\begin{aligned}
u(k+1) = & \frac{1}{H_{11}}u_{ref}(k+2) - \frac{Q_{11}}{H_{11}}u_{ref}(k+1) - \frac{Q_{12}Q_{22}}{H_{11}}i_L(k) - \frac{Q_{12}Q_{21}}{H_{11}}u_0(k) \\
& - \frac{Q_{12}H_{12}}{H_{11}}u(k) - \frac{Q_{12}H_{22}}{H_{11}}i_0(k) - \frac{H_{21}}{H_{11}}i_0(k+1)
\end{aligned} \quad (3-11)$$

从式 (3-11) 可看出, 如果 $i_0(k+1)$ 及 $i_L(k)$ 也能求出, 则 $u(k+1)$ 就可求出。

负载电流 $i_0(k+1)$ 可采用一个二阶预估法进行预估^[19]:

$$\hat{i}_0(k+1) = 3i_0(k) - 3i_0(k-1) + i_0(k-2) \quad (3-12)$$

而 $i_L(k)$ 可由式 (3-14) 得到:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int [u_i(t) - u_0(t)] dt \quad (3-13)$$

$$\text{则: } \hat{i}_L(k) = \hat{i}_0(k-1) + \frac{T_s}{L} \left[u(k-1) - \frac{u_0(k) + u_0(k-1)}{2} \right] \quad (3-14)$$

将式 (3-11) 中的 $i_0(k+1)$ 、 $i_L(k)$ 分别用 $\hat{i}_0(k-1)$ 、 $\hat{i}_L(k)$ 代替, 可求出无差拍控制率。

3.2 仿真分析

3.2.1 仿真软件介绍

随着计算机科学的发展, 系统仿真技术越来越广泛地运用于各种科研项目的开发和设计中。通过系统仿真, 可以使设计者能够在较短的周期内获得设计方案的可行性信息, 获得设计的控制系统效果^[20]。本文选择 MATLAB7.0 作为仿真软件, 它是目前国际控制界最为流行的软件。

MATLAB 语言是一种面向科学与工程计算的高级语言, 它集科学计算、自动控制、信号处理、神经网络和图像处理等于一体, 具有很高的编程效率。同时它也是一个高级的数学分析与运算软件, 可用作动态系统的建模与仿真。

Simulink 是 MATLAB 程序的扩展, 它是基于 Windows 环境下的图形程

序。它提供了良好的图形用户界面，直接从模块库中调用各种模块，经过简单的操作就可以完成系统的建模。Simulink 仿真具有良好的用户界面和模型结构，模块种类多样，功能强大，操作简便灵活，且易于对模块参数进行在线修改。各种接收模块便于灵活高效的对各状态量进行观测和分析。MATLAB 中的 Power System Blockset 工具箱为电气系统仿真省去了复杂建模过程，它提供了极为有用的电力电子器件模块，使仿真和分析简洁、方便且高效。在此工具箱中还提供了 powergui 模块，其中的 FFT Analysis 选项可对输出波形进行分析，并能给出输出波形的 THD 值，通过 THD 值大小的比较可以看出所提出控制方案的优劣，使用起来十分方便。

3.2.2 仿真参数和仿真模型

根据上述无差拍控制算法，采用仿真软件 MATLAB7.0 建立了中频逆变电源的仿真模型，见图 3-2。仿真参数和指标如下：直流母线电压 $E=310\text{V}$ ；输出滤波器： $L=1.3\text{mH}$ ， $C=7.5\mu\text{F}$ ， $r=0.5\Omega$ ；输出电压有效值为 $115\text{V}\pm 1\%$ ，频率 400Hz ， $\text{THD}\leq 3\%$ ；输出功率 500W ；额定负载 $R=26.45\Omega$ ；整流负载 $L1=1\text{mH}$ ， $C1=470\mu\text{F}$ ， $R1=20\Omega$ ；开关频率及采样频率均为 20kHz ；其中无差拍控制器（Deadbeat-Control）是用 S-function 函数实现的。

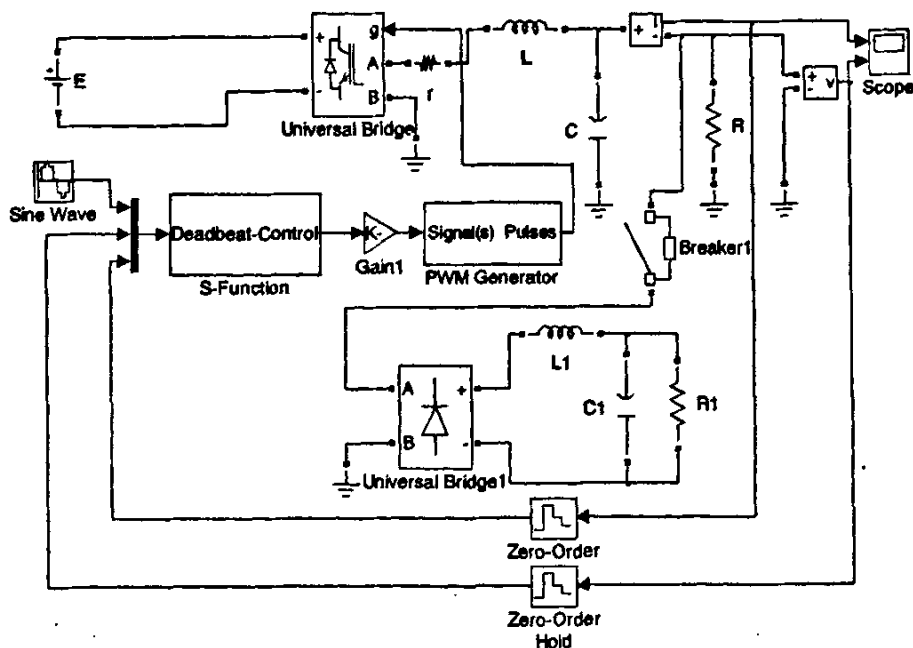


图 3-2 基于无差拍控制的中频逆变电源仿真模型

3.2.3 仿真波形

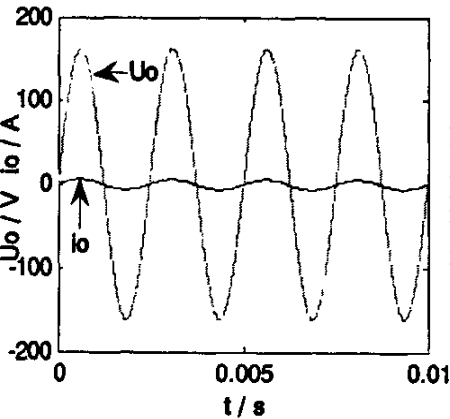


图 3-3 额定负载下的电压、电流波形（电压波形的 THD 为 0.78%）

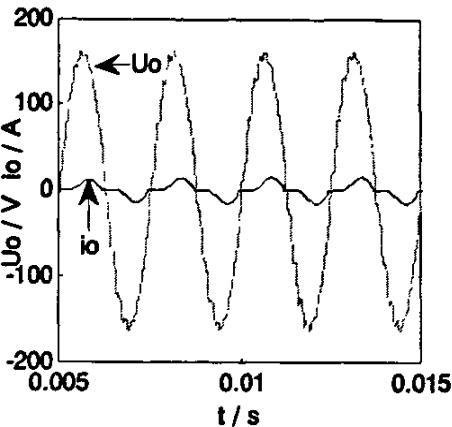


图 3-4 整流性负载下的电压、电流波形（电压波形的 THD 为 3.21%）

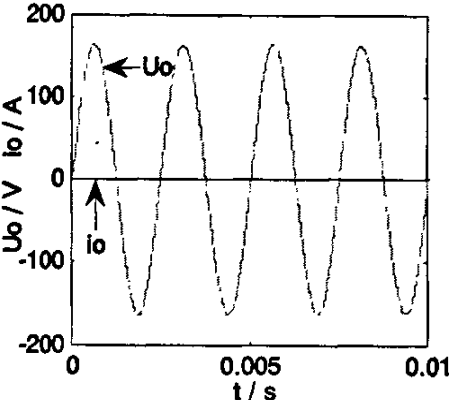


图 3-5 空载下的电压、电流波形（电压波形的 THD 为 0.68%）

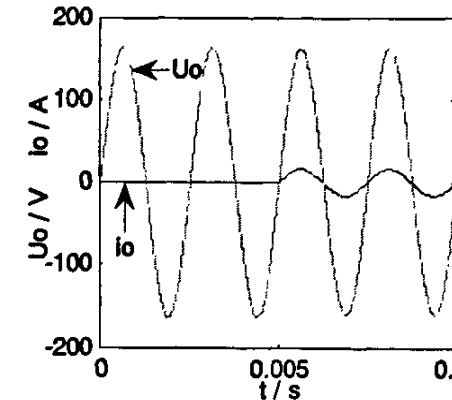


图 3-6 突加 10Ω 负载时的电压、电流波形

从仿真结果可以看出，系统采用无差拍控制时，在额定负载（如图 3-3）和空载（如图 3-5）下，均能够输出比较理想的正弦电压波形。仅在带整流性负载时（如图 3-4），电压波形有明显的波动，电压波形的 THD 为 3.21%。当突加 10Ω 负载时（如图 3-6），电压波形几乎看不到抖动，动态响应很快。

第四章 逆变电源的重复控制的研究

4.1 重复控制的基本思想

重复控制的基本思想源于控制理论中的内模原理。所谓“内模”，是指在稳定的闭环控制系统中包含外部输入信号的数学模型。内模原理指出：若要求一个反馈控制系统具有良好的跟踪指令以及抵消扰动影响的能力（即稳态时误差趋于零），并且这种对误差的调节过程是结构稳定的，则在反馈控制环路内部必须包含一个描述外部输入信号（含指令信号和扰动信号）动力学特性的数学模型^[21]。

对于重复控制系统而言，内模是系统的核心，它提供了稳定持续的控制信号。理想内模重复控制系统结构图如图 4-1 所示，但是理想内模的极点分布在虚轴上，处于临界振荡状态，系统稳定性较差。当受控对象的参数稍有变化，整个闭环系统很可能不稳定。

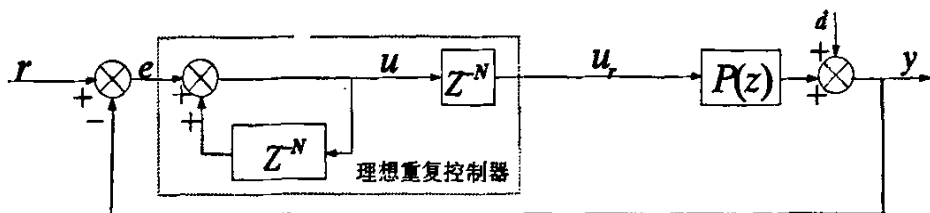


图 4-1 理想内模重复控制系统结构图

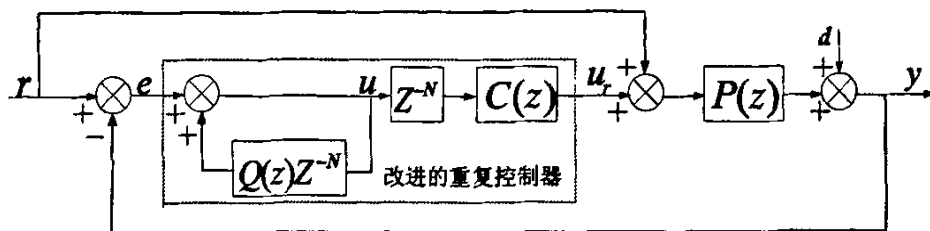


图 4-2 嵌入式重复控制系统结构图

所以，在实际应用中的重复控制器均引入了相应的补偿参数来改造被控对象，从而提高系统的稳定性。常用的重复控制系统如图 4-2 所示。在实际系统中，重复控制器只需抑制控制对象对原有指令的跟踪误差，所以一般把输入指令作为前馈环节。否则当指令突加时，输出量对指令的跟踪速度将受到重复控制器的限制。当不加重复控制器，指令做前馈通道时，系统是一

个开环的 SPWM 调制环节。加上重复控制器后, 重复控制器检测原系统的跟踪误差, 同时在原有指令的基础上叠加一个修正量来减小误差, 重复控制器可看作是一个嵌入部件, 所以这种系统称为嵌入式重复控制系统。重复控制假定前一周期出现的基波波形畸变将在下一基波周期的同一时间重复出现, 控制器根据给定信号和反馈信号的误差来确定所需的校正信号, 在下一个基波周期的同一时间将此信号叠加到原控制信号上, 以消除后面各周期中将出现的重复性畸变。

4.2 重复控制的组成结构及其各部分功能

在图 4-2 中, r 为给定的参考正弦信号, e 为误差信号, d 为扰动信号, y 为逆变器输出电压, Z^{-N} 为周期延迟环节, N 为在一个基波周期内的采样次数, $Q(z)$ 为低通滤波器或略小于 1 的常数, $C(z)$ 为重复控制环路的补偿器, $P(z)$ 为控制对象。

4.2.1 重复信号发生器

根据前面分析, 理想的重复信号发生器 (如图 4-3 所示) 相当于一个以周期为步长的积分环节, 其传递函数为:

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{1}{1-z^{-N}} \quad (4-1)$$

由式 (4-1) 可看出, 不论输入信号波形如何, 只要它以基波周期重复出现, 输出就是对输入信号的以基波周期为步长的累加。把这个重复信号发生器作为内模设置在闭环系统中, 并设计补偿器以使系统保持稳定, 就能够无稳态误差地跟踪相同周期的指令或抑制相同周期的扰动, 达到对周期参考信号的完全跟踪和对周期扰动信号的完全抑制。但这种结构给系统带来 N 个位于单位圆周上的极点, 使开环系统呈现临界振荡状态, 在实际工程应用中, 这是不允许的。

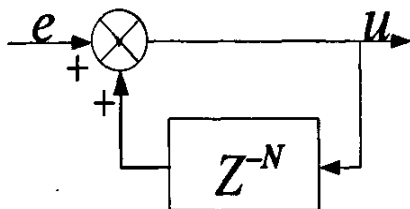


图 4-3 理想的重复信号发生器

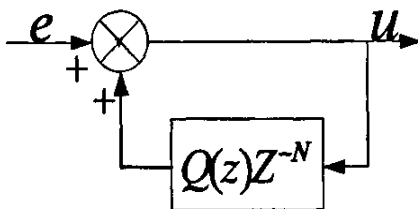


图 4-4 改进的重复信号发生器

因此, 实际系统中采用了一种改进的重复信号发生器, 结构如图 4-4 所示。其中, $Q(z)$ 一般取一个略小于 1 的正常数。以通常采用的 $Q(z) = 0.95$ 为例, 有

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N}} = \frac{1}{1 - 0.95z^{-N}} \quad (4-2)$$

写成差分方程的形式为

$$u(k) = 0.95u(k - N) + e(k) \quad (4-3)$$

式 (4-3) 表明: 每隔一个周期(N 步), 输出量获得一次累加。但这种累加是先将输出量上周期的值削弱 5%, 然后加上输入量的当前值。显然, 当输入量 (即误差) 低至输出量的 5% 时, 以上累加过程也就相当于停止了。也就是说, 这时虽然稳定性由于使用改进型重复控制器而得到改善, 但是系统并非是无静差的。

4.2.2 补偿器 $C(z)$

补偿器 $C(z)$ 是针对对象 $P(z)$ 特性而设置的, 它决定了重复控制系统的性能。当重复控制器的内模输出了包含指令和扰动信息的信号后, 如何使控制对象的输出完美的跟踪指令信号, 这是补偿器要解决的问题。为了迅速有效地把误差抵消掉, 所给出的控制量必须是相位正确、幅值恰当, 二者缺一不可。控制量的相位或幅值不合适, 都会影响波形校正效果甚至系统的稳定。因此, 补偿器 $C(z)$ 一般采用以下形式:

$$C(z) = K_r \cdot z^k \cdot S(z) \quad (4-4)$$

它由重复控制增益 K_r 、超前环节 z^k 和滤波器 $S(z)$ 三个部分组成。其中:

(1) 重复控制增益 K_r 设定为小于或等于 1 的正常数, 它用来控制加入补偿量的强度。减小 K_r 则误差收敛速度变缓, 稳态误差有所上升, 但系统的稳定性会增强;

(2) 超前环节 z^k 作为相位补偿环节用来补偿由逆变器控制对象 $P(z)$ 和滤波器 $S(z)$ 所引入的总相位滞后, 从而使得 $z^k S(z) P(z)$ 在中低频段近似为零相移;

(3) 滤波器 $S(z)$ 是重复控制器中非常重要的部分, 它的作用主要体现在三个方面: 它首先要将逆变器控制对象 $P(z)$ 中低频段的增益校正为 1; 其次它应当抵消逆变器较高的谐振峰值, 使之不破坏系统的稳定性; 同时它还应

当增强前向通道的高频衰减特性, 提高系统的稳定性和抗高频干扰能力。

4.2.3 周期延迟环节 z^{-N}

前向通道上串接的周期延迟环节 z^{-N} 使控制动作延迟一个周期进行, 即本周期检测到的误差信息在下一周期才开始影响控制量。由于已经假定指令和扰动都是重复性的, 故这样做将使系统下一周期的控制作用具有一定超前性。从前面的分析可知: 设置周期延迟环节是用超前环节进行相位补偿所必需的。

4.3 稳定性分析

重复控制器的输入输出关系为:

$$\frac{u_r(z)}{e(z)} = \frac{z^{-N}C(z)}{1-Q(z)z^{-N}} \quad (4-5)$$

而误差 e 可表示为:

$$e(z) = r(z) - (r(z) + u_r(z))P(z) - d(z) \quad (4-6)$$

结合式 (4-5)、(4-6), 得到误差 e 与指令 r 、扰动 d 的关系为:

$$e(z) = \frac{(1-P(z))(z^N - Q(z))}{z^N - (Q(z) - C(z)P(z))} r(z) + \frac{(Q(z) - z^N)}{z^N - (Q(z) - C(z)P(z))} d(z) \quad (4-7)$$

根据 z 域中系统稳定的充要条件, 即当且仅当离散特征方程的全部特征根位于 z 平面以原点为圆心的单位圆内, 则对应的离散系统是稳定的。故由式 (4-7) 得该系统的特征方程为:

$$z^N - (Q(z) - C(z)P(z)) = 0 \quad (4-8)$$

若要使 $|z| < 1$, 则

$$|Q(z) - C(z)P(z)| < 1 \quad (4-9)$$

式 (4-9) 是系统稳定的判定条件, 在频域内 $Q(j\omega) = Q(z)|_{z=\exp(j\omega T)}$ 、 $P(j\omega) = P(z)|_{z=\exp(j\omega T)}$ 、 $C(j\omega) = C(z)|_{z=\exp(j\omega T)}$ (其中 T 为采样周期)。在某一频率下, 以 $Q(j\omega)$ 所在的位置为圆心画一个单位圆, 为了满足 (4-9) 式, $P(j\omega)C(j\omega)$ 必须在该单位圆内, 如图 4-5 所示, 若以上情况在 ω 取任意值的情况下都满足, 即整个频域范围成立, 则系统必然稳定。

图 4-5 中, $H(j\omega) = Q(j\omega) - P(j\omega)C(j\omega)$, 即系统稳定的条件为 $|H(j\omega)| < 1$ 。

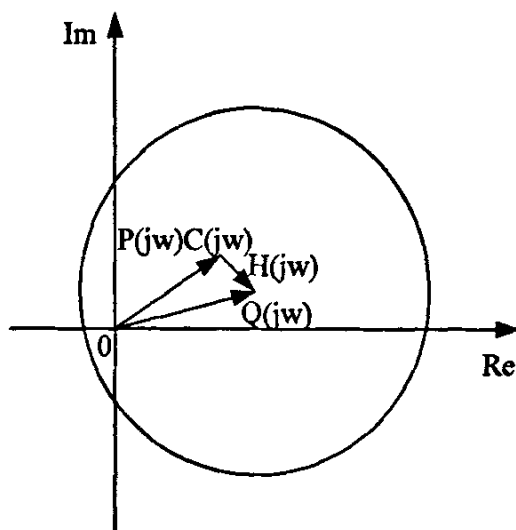


图 4-5 稳定条件的几何意义

4.4 收敛性分析

令 $H(z) = Q(z) - C(z)S(z)$ ，则由式 (4-7) 可得：

$$z^N e(z) = H(z)e(z) + (1 - P(z))(z^N - Q(z))r(z) + (Q(z) - z^N)d(z) \quad (4-10)$$

假设 $Q(z) = 1$ ，且指令和扰动具有完全重复性，那么有

$$\begin{aligned} z^N r(z) &= r(z) \\ z^N d(z) &= d(z) \end{aligned} \quad (4-11)$$

将 (4-11) 代入 (4-10) 可得到：

$$z^N e(z) = (Q(z) - C(z)P(z))e(z) = H(z)e(z) \quad (4-12)$$

式 (4-12) 表明，每经过一个基波周期，在每个采样点上的误差值都将衰减成上周期值的 $H(z)$ 倍，显然 $H(z)$ 可以衡量误差收敛的速度， $H(z)$ 越小，误差收敛越快。如果将 $H(z)$ 以频率响应的形式 $H(e^{j\omega T})$ 表示，那么就可以针对任意谐波讨论它的收敛速度， $|H(e^{j\omega T})|$ 即反映了频率为 ω 的谐波的幅值收敛速度。在理想情况下， $Q = 1$ ， $CP = 1$ ，则有 $|H(e^{j\omega T})| = 0$ ， $\forall \omega \in [0, \pi/T]$ 。可以看出奈奎斯特频率以下的所有谐波误差分量，包括基波的误差，都将在下一周期完全消除，此时各次谐波的误差收敛速度都相同。但在实际系统中，由于无法设计补偿器 C 使 CP 的频率响应与 Q 完全一致，所以不同频率的谐波误差收敛速度不同。此外由于指令和扰动在系统中始终处于动态调整状态，不会呈现完全的重复性，这也会影响重复控制器的收敛速度，所以实际

系统的误差收敛规律是比较复杂的。但是 $|H(e^{j\omega T})|$ 越小, 收敛速度越快这一规律是成立的。

4.5 稳态误差分析

当系统达到稳态时, 将式 (4-10) 改成频域形式并推倒可得:

$$e(e^{j\omega T}) = \frac{(1-P(e^{j\omega T}))(1-Q(e^{j\omega T}))}{1-H(e^{j\omega T})} r(e^{j\omega T}) + \frac{Q(e^{j\omega T}-1)}{1-H(e^{j\omega T})} d(e^{j\omega T}) \quad (4-13)$$

对于频率为 ω 的谐波电压来说, 其稳态幅值为:

$$|e(e^{j\omega T})| = \left| \frac{(1-P(e^{j\omega T}))(1-Q(e^{j\omega T}))}{1-H(e^{j\omega T})} \right| |r(e^{j\omega T})| + \left| \frac{Q(e^{j\omega T}-1)}{1-H(e^{j\omega T})} \right| |d(e^{j\omega T})| \quad (4-14)$$

$$\text{即 } |e(e^{j\omega T})| = \left| \frac{(1-Q(e^{j\omega T}))}{1-H(e^{j\omega T})} \right| (|(1-P(e^{j\omega T}))r(e^{j\omega T})| + |d(e^{j\omega T})|) \quad (4-15)$$

从式 (4-15) 可看出, 稳态时, 无论是原系统的跟踪误差, 还是周期性扰动引起的误差, 都将被抑制到初始值的 $\left| \frac{(1-Q(e^{j\omega T}))}{1-H(e^{j\omega T})} \right|$ 倍。显然, $\left| \frac{(1-Q(e^{j\omega T}))}{1-H(e^{j\omega T})} \right|$ 的大小直接反映了重复控制抑制谐波的能力。

若令 $Q(z)=1$, 根据式 (4-15) 有:

$$\left| \frac{(1-Q(e^{j\omega T}))}{1-H(e^{j\omega T})} \right| = |e(e^{j\omega T})| = 0, \forall \omega \in [0, \pi/T] \quad (4-16)$$

此时, 奈奎斯特频率以下的所有谐波分量, 包括基波误差分量, 在稳态时都将完全被补偿掉, 系统呈现无静差特性。但是, 前已述及, $Q(z)=1$ 时, 对系统的稳定性极为不利。所以, 设置 $Q(z)$, 实质上是以牺牲谐波抑制能力来换取系统稳定性的提高。从实际应用角度来看, 这样做是必须的, 也是可以接受的。因为 PWM 逆变器的输出电压误差主要是由负载扰动、死区效应等因素引起的, 误差频率分量大多位于中低频段, 系统只要对它们有较强的抑制能力, 就可以大幅度地改善和提高逆变电源的各项指标^[22-30]。

4.6 系统的参数设计

4.6.1 $P(s)$ 的选取

由于带 LC 滤波器的逆变电源在空载时有最强的振荡倾向, 为了保证系统在任何负载下都能稳定, 设计时以空载状态下谐振频率点处的稳定性作为设计指标。根据式 (2-1), 可得逆变器空载时的传递函数为:

$$P(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{LCS^2 + rCS + 1} \quad (4-17)$$

将滤波器参数 $L=1.3\text{mH}$, $C=7.5\mu\text{F}$, $r=0.5\Omega$ 代入式 (4-6) 得:

$$P(s) = \frac{1}{9.75 \times 10^{-9} s^2 + 3.72 \times 10^{-6} s + 1} \quad (4-18)$$

并离散化得

$$P(z) = \frac{0.0597 + 0.1194z^{-1} + 0.0597z^{-2}}{1 - 1.7433z^{-1} + 0.9821z^{-2}} \quad (4-19)$$

4.6.2 重复信号发生器的设计

本系统参考正弦频率为 400Hz , 采样频率为 20kHz , 则可求得在一个基波周期内的采样次数 $N=50$; 要使重复控制系统的稳态误差为零, 必须满足 $Q(z)=1$ 。要增强系统稳定性, 又必定使 $Q(z)<1$ 。综合考虑稳定性和稳态误差两个方面的要求, $Q(z)$ 一般取为略小于 1 的正常数, 本文取 $Q(z)=0.95$ 。

4.6.3 补偿器 $C(z)$ 的设计

由式 (4-18) 可以画出空载时 $P(s)$ 的伯德图 (如图 4-6 所示)。从该图可看出, 逆变器在谐振频率 10127rad/s 处具有 26.3dB 的谐振峰, 若不把它抵消掉, 它将严重影响重复控制系统的稳定性。

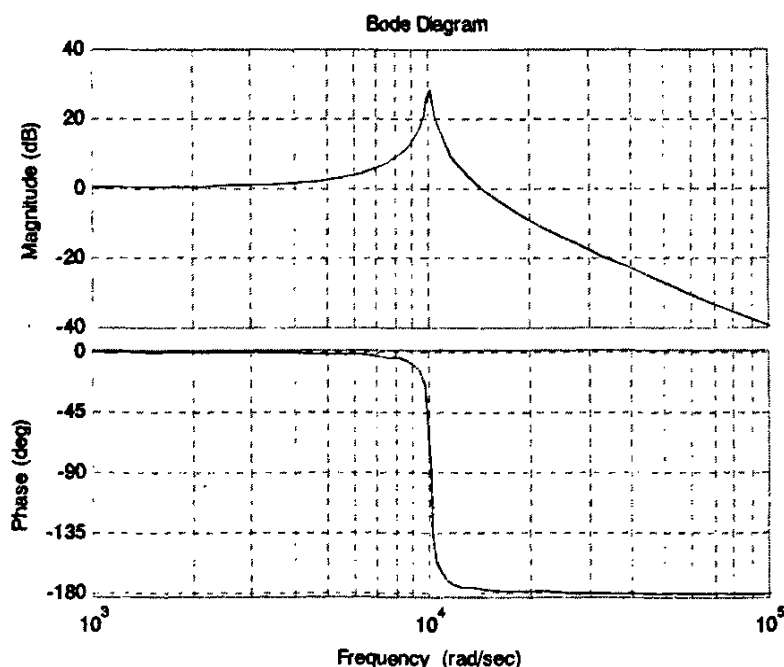


图 4-6 空载时 $P(s)$ 的伯德图

为了将控制对象中低频增益校正为 1，并且抵消控制对象较高的谐振峰，增强开环传递函数的高频衰减特性，滤波器 $S(z)$ 的选择是很关键的。将 $S(z)$ 取为一个二阶滤波器是一种容易想到的方法。通过合理设置该二阶滤波器参数，使其增益在逆变器的谐振频率处能衰减至 0dB，即可对消掉逆变器的谐振峰。但是由于二阶滤波器有限的增益下降斜率（ $-40\text{dB}/10$ 倍频），要在逆变器谐振频率处产生绝对值如此高的负增益，势必需要将二阶滤波器的截止频率设置的比较低才行。但这样做会在抵消逆变器谐振峰的同时，也会显著地降低逆变器谐振频率以下很宽一段频率范围内的增益。如图 4-7 所示，为了使控制对象 $P(z)$ 的谐振峰在 10127rad/s 处降到 0dB 以下，图中二阶滤波器的截止频率设置为 2500rad/s ，阻尼比为 1。因此，在 2500rad/s 至 10127rad/s 的宽频域段内，其增益也同时被降低了，这将会对相关频段内的谐波抑制效果产生直接的不利影响。由此可见，所设计的滤波器 $S(z)$ 的幅频特性最好直到逆变器谐振频率附近才产生比较明显的下降。

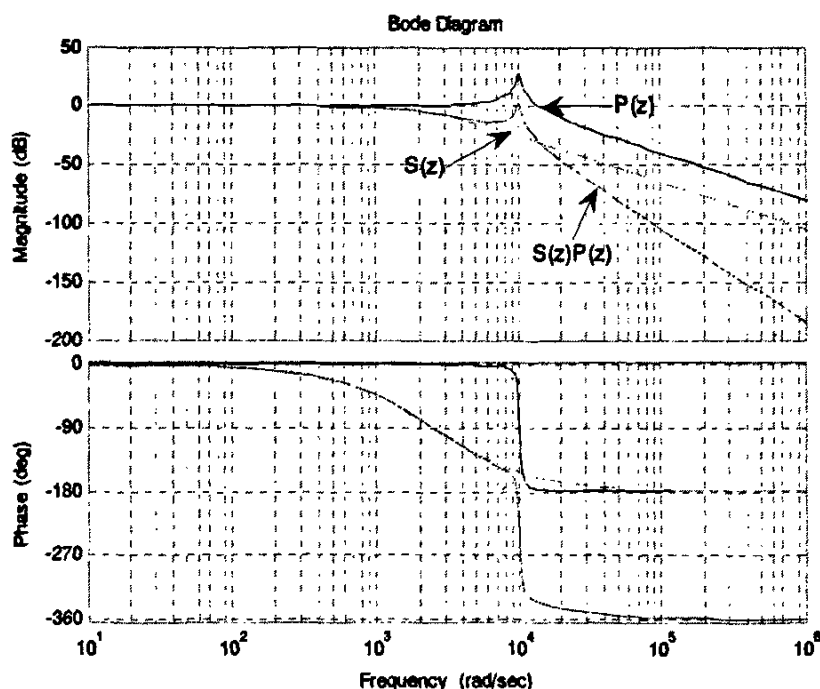


图 4-7 用二阶滤波器抵消逆变器谐振峰

为了达到此目的，这里引入了一种陷波滤波器，其表达式为：

$$S_2(z) = \frac{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \cdots + a_0 + a_{m-1} z^{-(m-1)} + a_m z^{-m}}{2a_m + 2a_{m-1} + \cdots + a_0} \quad (4-20)$$

这种陷波滤波器的特点是：它的相位滞后恒为零，而且可以保持接近于 1 的增益，直至某一频率点处陡然下降，正好适合用来抵消逆变器的谐振峰，同时它对逆变器的中低频增益衰减很小。但它缺乏高频衰减特性，不能很好地抑制高频噪声。虽然这种陷波滤波器在高频段还会出现陡然下降的波谷，但是这样一起一伏的幅频特性，并不能整体削减逆变器的高频段。为弥补这一缺点，将它与一个二阶滤波器 $S_1(z)$ 相结合，共同构成滤波器 $S(z)$ 。

$$\text{即 } S(z) = S_1(z) \cdot S_2(z) \quad (4-21)$$

$$\text{则补偿器 } C(z) = K_r \cdot z^k \cdot S_1(z) \cdot S_2(z) \quad (4-22)$$

根据以上分析，本文选择二阶滤波器 $S_1(z) = \frac{0.0357 + 0.0714z^{-1} + 0.0357z^{-2}}{1 - 1.1952z^{-1} + 0.3381z^{-2}}$ ，其中，滤波器截止频率为

9500 rad/s，阻尼比为 1.1；陷波滤波器 $S_2(z) = \frac{z^6 + 2 + z^{-6}}{4}$ ；重复控制增

益 $K_r = 1$ ；超前环节 $z^k = z^4$ 。这里用 $S_2(z)$ 的第一个波谷来抵消 $P(z)$ 的谐振峰，而二阶滤波器 $S_1(z)$ 仅用来使 $P(z)$ 的谐振峰之后的高频部分迅速衰减，所以它的截止频率可以大大提高，而不会带来明显的中低频增益损失。如图 4-8 所示，分别绘出了 $P(z)$ 、 $S_1(z)P(z)$ 和 $S_2(z)$ 的幅频和相频特性曲线。

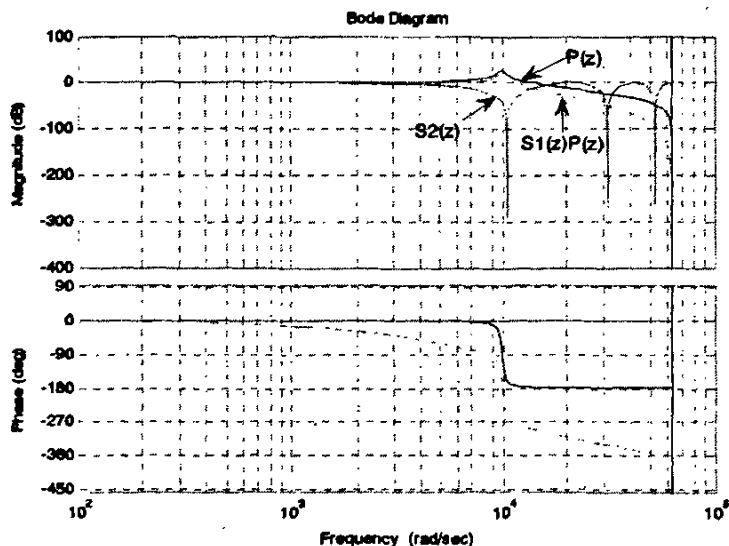


图 4-8 $P(z)$ 、 $S_1(z)P(z)$ 和 $S_2(z)$ 的幅频和相频特性曲线

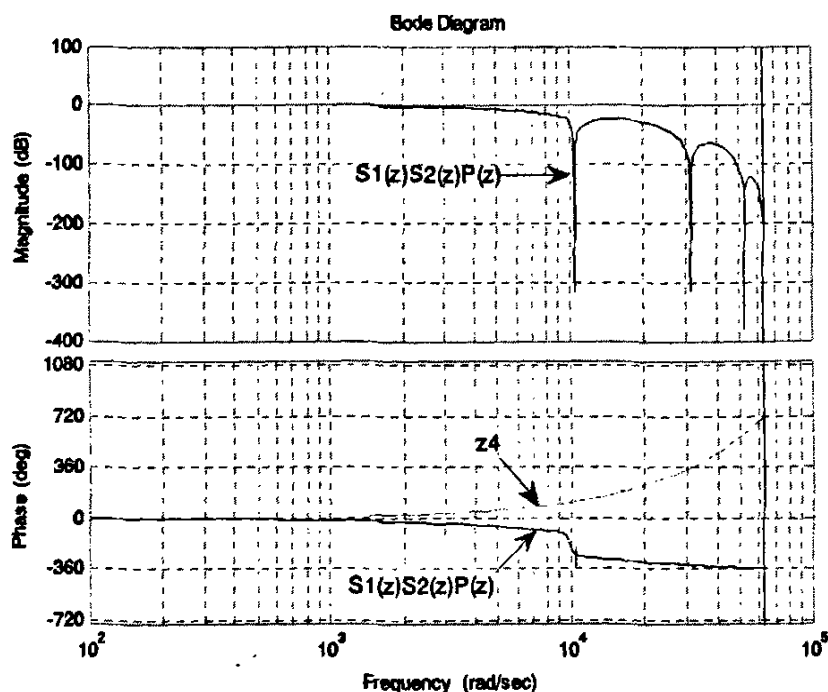


图 4-9 $S_1(z)S_2(z)P(z)$ 和 z^4 的幅频和相频特性曲线

如图 4-9 绘出了 $S_1(z)S_2(z)P(z)$ 和 z^4 的幅频和相频特性曲线，如该图所示，用超前环节 z^4 来弥补 $S_1(z)S_2(z)P(z)$ 的总体相位差，在滤波器谐振频率以下， z^4 对相位的弥补都比较完美。虽然高于这个频率的相位补偿并不够理想，但是考虑到此时的幅频增益已经很小，所以对系统的稳定性并不会造成影响。

4.7 仿真分析

4.7.1 仿真参数和仿真模型

根据上述重复控制算法，采用仿真软件 MATLAB7.0 建立了中频逆变电源的仿真模型，见图 4-10。仿真参数和指标如下：直流母线电压 $E=310V$ ；输出滤波器： $L=1.3mH$ ， $C=7.5\mu F$ ， $r=0.5\Omega$ ；输出电压有效值为 $115V\pm 1\%$ ，频率 $400Hz$ ， $THD\leq 3\%$ ；输出功率 $500W$ ；额定负载 $R=26.45\Omega$ ；整流负载 $L1=1mH$ ， $C1=470\mu F$ ， $R1=20\Omega$ ；开关频率及采样频率均为 $20kHz$ ；其中重复控制器（Repetitive-Control）是用 S-function 函数实现的。

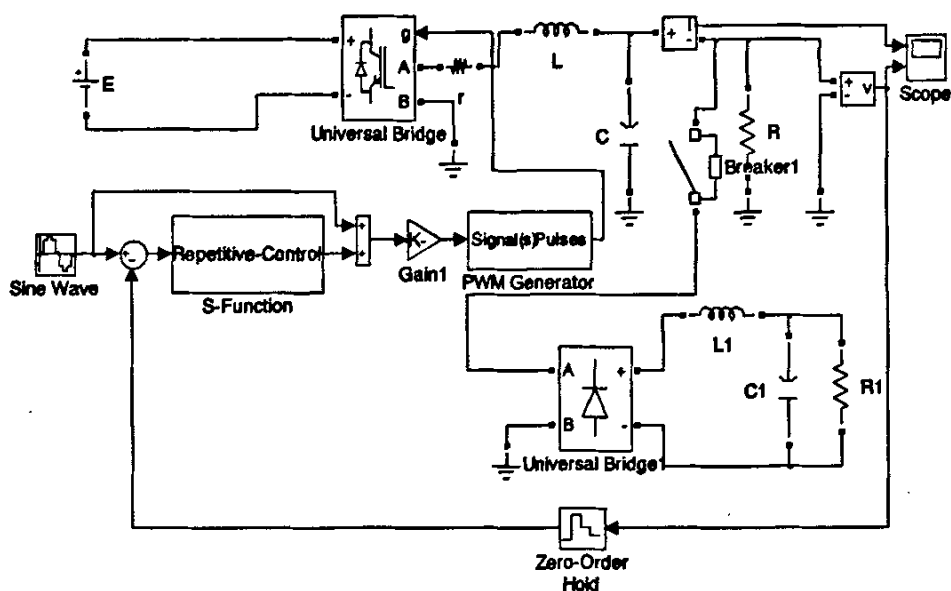
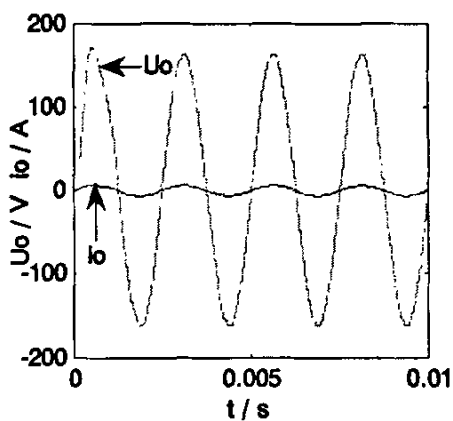
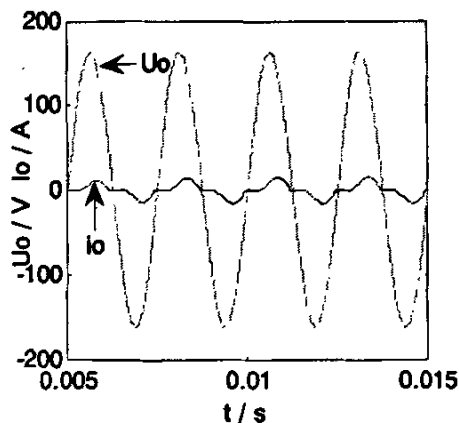


图 4-10 基于重复控制的中频逆变电源仿真模型

4.7.2 仿真波形

图 4-11 额定负载下的电压、电流波形
(电压波形的 THD 为 0.75%)图 4-12 整流性负载下的电压、电流
波形 (电压波形的 THD 为 1.98%)

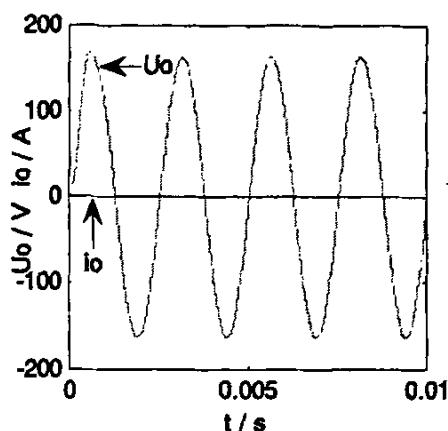


图 4-13 空载下的电压、电流波形
(电压波形的 THD 为 0.58%)

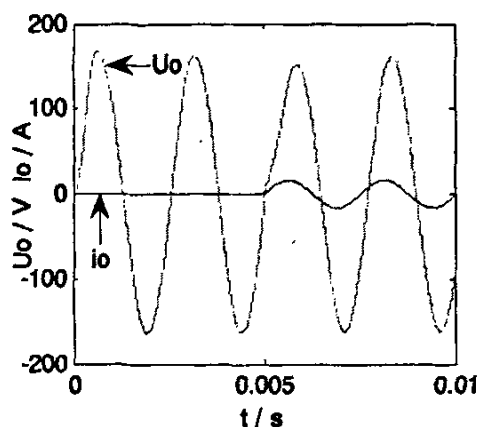


图 4-14 突加 10Ω 负载时的电压、电流波形

由仿真结果可见：系统采用重复控制时，在额定负载下（如图 4-11），电压波形在第一个采样周期有一个尖峰脉冲；当在 $t=0.005\text{s}$ 突加 10Ω 阻性负载时（如图 4-14），电压波形有明显的下降，这是因为重复控制含延迟环节，其控制指令并不是立即输出，而是滞后一个参考周期才输出，这样如果系统内部出现干扰，消除干扰对输出的影响至少需要一个参考周期。在干扰出现的一个周期内系统对于干扰并不产生任何调节作用，几乎处于开环控制状态。但采用重复控制时的输出波形稳态特性比较好，即使在整流性负载下（如图 4-12），其输出电压波形的 THD 值也仅为 1.98%。

第五章 基于复合控制的逆变电源的研究

对于如今的逆变电源系统而言,高质量的输出电压波形,主要有两个方面的指标要求:一是稳态精度高,包括 THD 值小,基波分量相对参考波形在相位和幅值上均无静差;二是动态性能好,即在外界扰动下,调节快,输出波形变化小。然而,单一的控制策略往往很难同时满足上述两个要求。为了兼顾上述两点指标,可以采用复合控制技术^[31-48]。

前已述及,重复控制有着很好的稳态性能,但由于周期延迟环节的存在,控制指令不是立即输出,而是滞后一个参考周期才输出,使其动态性能较差。文献[31]将重复控制与数字 PD 控制相结合来构成复合控制器(如图 5-1 所示),用数字 PD 控制器来改善系统的动态特性,能在一定程度上弥补重复控制的缺点,但数字 PD 控制器参数不能随外界扰动变化而进行自调整,所以当被控对象受到各种扰动作用时,将使系统的控制性能变坏。文献[32]将重复控制与模糊自整定 PI 控制相结合而构成复合控制器(如图 5-2 所示),则减少了数字 PID 参数整定的麻烦,克服了因环境变化或扰动作用造成的系统性能降低,同时能使系统获得良好的稳态和动态性能,但模糊控制器中模糊变量的量化等级和模糊规则都受到一定的限制,在隶属度函数确定方面还没有统一的理论指导,带有一定的人为因素,因此模糊控制器的精度有待进一步提高。

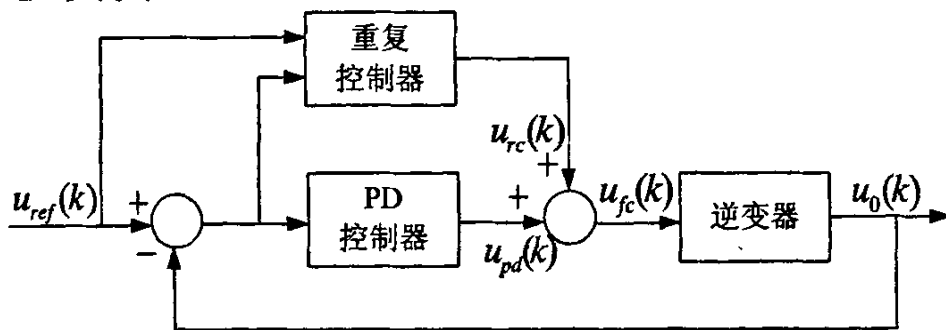


图 5-1 基于重复控制和数字 PD 控制的复合控制策略

由于无差拍控制动态性能极佳,而且基于任意负载的无差拍控制可以对任意负载扰动有自动补偿作用,其控制器的设计主要与主电路参数有关,没

有人为因素的影响,但其稳态性能不理想,尤其是在带非线性负载时输出电压波形的 THD 值较大。因此,本文将无差拍控制和重复控制这两种方法相结合,组成复合控制策略,取长补短,以使逆变电源获得理想的稳态和动态性能。

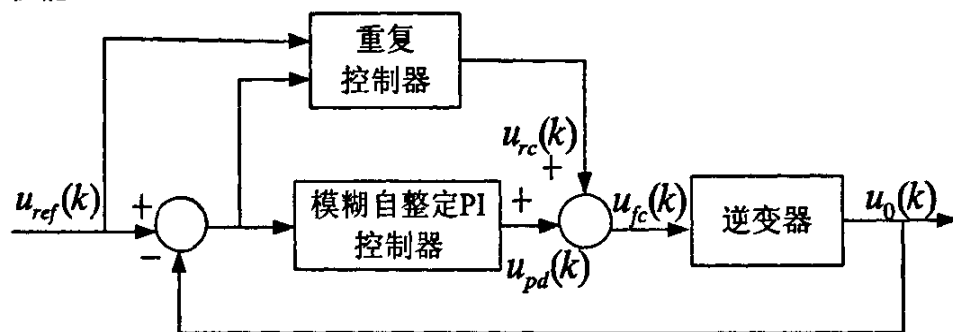


图 5-2 基于重复控制和模糊自整定 PI 控制的复合控制策略

5.1 复合控制原理

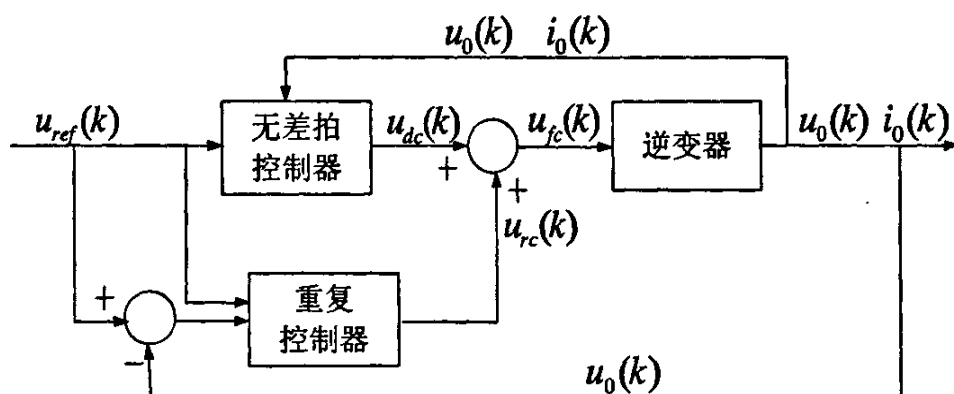


图 5-3 基于无差拍控制和重复控制的复合控制策略

如图 5-3 所示为基于无差拍控制和重复控制的复合控制系统框图。从逆变器输出端检测到输出电压 $u_0(k)$ 和输出电流 $i_0(k)$ ，并送至无差拍控制器中参与运算而得到控制量 $u_{dc}(k)$ ；同时，检测到的输出电压 $u_0(k)$ 也送至重复控制器中参与运算而得到控制量 $u_{rc}(k)$ 。这两个控制量叠加而得到最终的控制量 $u_{fc}(k)$ 对逆变器进行控制。因此，在一个采样周期 T_s 内开关的导通时间（即 PWM 波的宽度） $T_{on}(k)$ 可由式 (5-1) 得到：

$$T_{\omega}(k) = \frac{u_k(k)}{E} \cdot T_s \quad (5-1)$$

该方案中, 无差拍控制器和重复控制器并联在控制系统的前向通道中, 共同对系统的输出产生影响。一方面, 当系统处于稳定运行状态, 系统的跟踪误差小, 无差拍控制器输出的控制作用很小, 基本上不对系统产生影响。这时, 系统运行所需的控制作用大多由重复控制器提供, 控制作用是 N 个积分调节器对历史误差累加作用的结果。另一方面, 当系统出现大的扰动作用, 如系统载荷突变时, 跟踪误差突然变大, 由于有一个参考周期的延时, 重复控制器输出不产生变化, 但无差拍控制器却感受到跟踪误差的突变并立即产生调节作用。这样, 在这一个周期中, 虽然输出波形质量得不到很好保证, 但输出电压却不至于产生突变。一个周期过后, 重复控制器产生调节作用使跟踪误差减小。随着跟踪误差减小, 无差拍控制器的控制作用逐渐减弱, 直至系统达到新的稳定运行状态。根据控制理论, 复合控制系统的稳定性取决于各个子系统的稳定性, 只要无差拍控制器和重复控制器单独起作用时系统是稳定的, 那么复合控制作用时系统仍然是稳定的。

由于复合控制器中的无差拍控制器也有补偿扰动的作用, 可以消除部分重复控制器补偿之外的扰动, 所以复合控制器中的重复控制器就可简化设计, 即去掉补偿器中的陷波滤波器, 仅用一个二阶滤波器来替代。并且, 此时的二阶滤波器需重新设计, 如式 (5-2) 所示:

$$S(z) = \frac{0.0047 + 0.0095z^{-1} + 0.0047z^{-2}}{1 - 1.6774z^{-1} + 0.6964z^{-2}} \quad (5-2)$$

此外, 重复控制器的其他参数为: $N=50$, $Q(z)=0.95$, $K_r=0.9$, $z^k=z^8$ 。具体设计过程与 4.6 节大致相似, 这里就不在赘述。

复合控制器中无差拍控制器的设计与第三章的相同, 只需将主电路参数及检测到的反馈量等参数代入式 (3-11), 就可求出相应的无差拍控制率。

5.2 仿真分析

5.2.1 仿真参数和仿真模型

根据上述无差拍控制和重复控制的复合控制算法, 采用仿真软件 MATLAB7.0 建立了中频逆变电源的仿真模型, 见图 5-4。仿真参数和指标如下: 直流母线电压 $E=310V$; 输出滤波器: $L=1.3mH$, $C=7.5\mu F$, $r=0.5\Omega$;

输出电压有效值为 $115\text{V} \pm 1\%$ ，频率 400Hz ， $\text{THD} \leq 3\%$ ；输出功率 500W ；额定负载 $R=26.45\Omega$ ；整流负载 $L1=1\text{mH}$ ， $C1=470\mu\text{F}$ ， $R1=20\Omega$ ；开关频率及采样频率均为 20kHz ；其中无差拍控制器（Deadbeat-Control）和重复控制器（Repetitive-Control）是用 S-function 函数实现的。

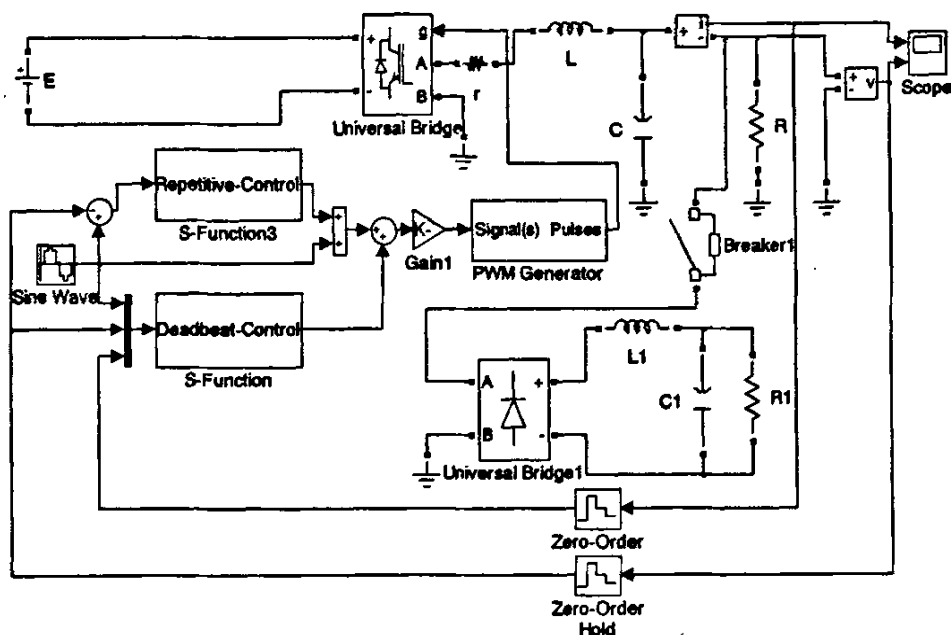


图 5-4 基于无差拍控制和重复控制的复合控制的中频逆变电源仿真模型

5.2.2 仿真波形

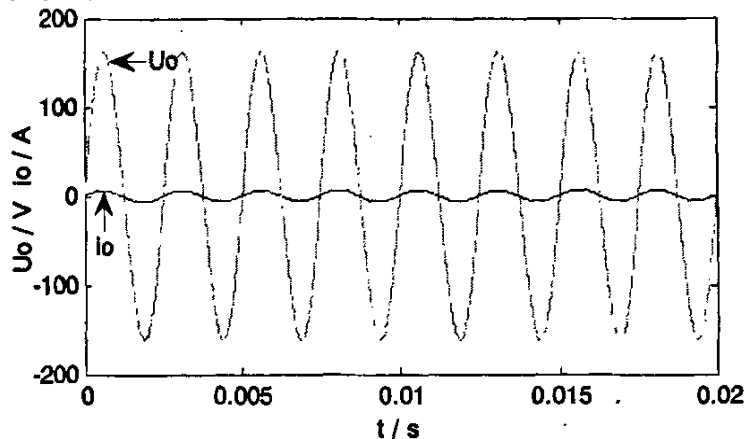


图 5-5 额定负载下的电压、电流波形（电压波形的 THD 为 0.72%）

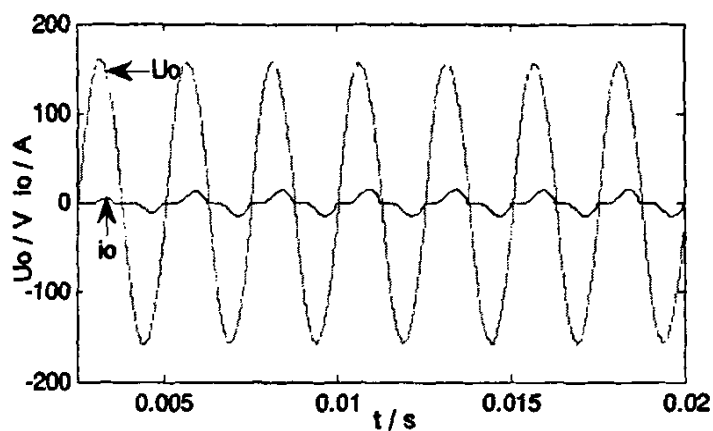


图 5-6 整流负载下的电压、电流波形（电压波形的 THD 为 1.75%）

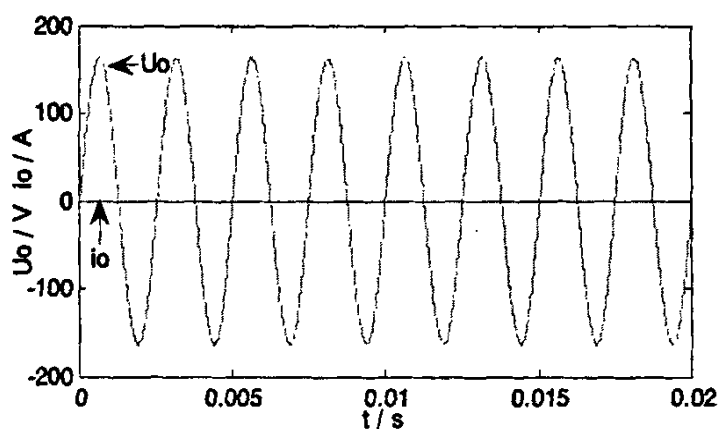


图 5-7 空载下的电压、电流波形（电压波形的 THD 为 0.52%）

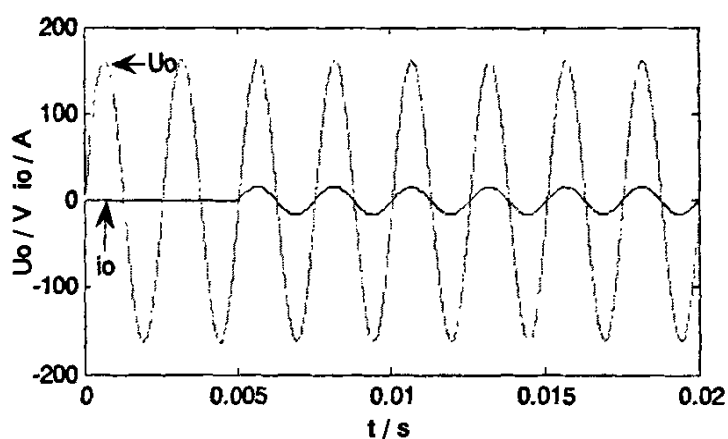


图 5-8 突加 10Ω 负载时的电压、电流波形

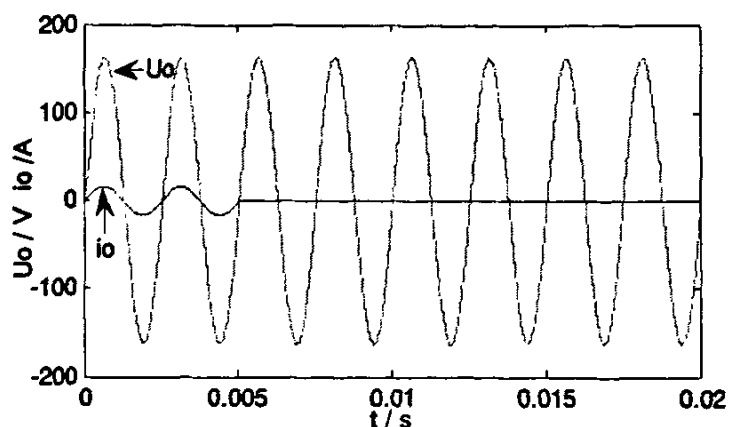
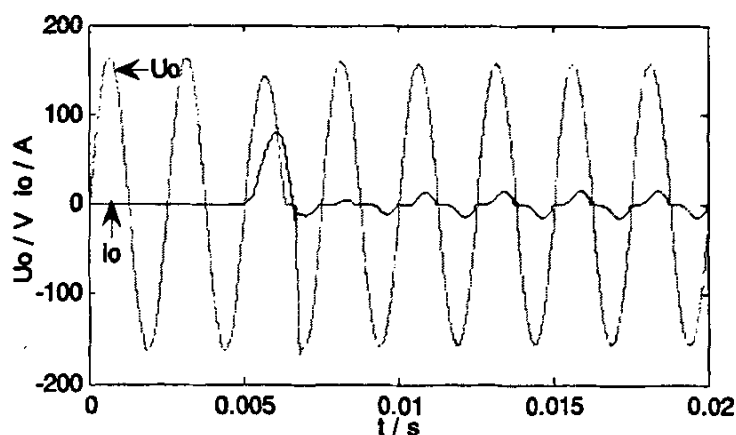
图 5-9 突减 10Ω 负载时的电压、电流波形

图 5-10 突加整流性负载时的电压、电流波形

从仿真结果可以看出：系统采用复合控制时，在额定负载（如图 5-5）和空载（如图 5-7）下，输出电压波形谐波成分少，无论在幅值还是相位方面均能很好地跟踪参考正弦波形；在整流负载下（如图 5-6），输出电压波形质量也都优于单独采用无差拍控制或重复控制时，其 THD 值仅为 1.75%，完全满足系统要求；在 $t=0.005$ 秒突加和突减 10Ω 阻性负载时（如图 5-8 和图 5-9），输出电压波形几乎看不到抖动，即使突加整流性负载时（如图 5-10），输出电压波形畸变也在一个参考周期内得到了矫正，可见控制系统的动态响应很快。

5.2.3 仿真数据对比分析

表 5-1 额定负载下不同控制策略的输出波形参数比较

	无差拍控制	重复控制	复合控制
输出电压有效值	114.1V	114.6V	114.8V
输出电压频率	400Hz	400Hz	400Hz
输出电压THD	0.78%	0.75%	0.72%

表 5-1 为图 3-3、图 4-11 和图 5-5 所示波形的参数比较, 在额定负载下, 无差拍控制、重复控制和复合控制系统的输出电压有效值均稳定在 115V 左右, 其中复合控制系统的电压稳态误差最小 (仅为 0.2V), 满足本系统输出电压有效值变化不大于 1% 的要求; 输出电压频率均能稳定在 400Hz; 输出电压 THD 值均小于 1%, 其中复合控制系统的输出电压 THD 值最小 (仅为 0.72%), 完全满足本系统输出电压 THD 值不大于 3% 的要求。

表 5-2 整流性负载下不同控制策略的输出波形参数比较

	无差拍控制	重复控制	复合控制
输出电压有效值	111.3V	114.2V	114.4V
输出电压频率	400Hz	400Hz	400Hz
输出电压THD	3.21%	1.98%	1.75%

表 5-2 为图 3-4、图 4-12 和图 5-6 所示波形的参数比较, 在整流性负载下, 无差拍控制系统的输出电压有效值为 111.3V, 输出电压波形畸变较大, 其 THD 值为 3.21%, 均不满足本系统指标要求, 这说明了无差拍控制系统对非线性负载的控制效果不佳; 而重复控制和复合控制系统的输出电压波形有效值、THD 值均比较理想, 在系统所要求的指标范围内。这正好证明了复合控制中的重复控制在抑制非线性负载引起的波形畸变时的重要作用, 即大大地提高了系统的稳态性能。

表 5-3 突加 10Ω 负载时不同控制策略的输出波形参数比较

	无差拍控制	重复控制	复合控制
输出电压有效值	114.2V	114.4V	114.7V
输出电压频率	400Hz	400Hz	400Hz
动态响应时间	1ms	5ms	1ms
突加负载瞬间电压峰值跌落	2.6V	13V	2.6V

表 5-3 为图 3-6、图 4-14 和图 5-8 所示波形的参数比较, 突加 10Ω 负载时, 重复控制系统的动态响应时间约为 5ms, 而无差拍控制和复合控制时的动态响应时间在 1ms 左右; 并且在突加负载的瞬间, 重复控制系统的输出电压峰值跌落了 13V, 而无差拍控制和复合控制系统的输出电压峰值仅跌落了 2.6V。这证明了重复控制系统具有控制指令输出迟缓, 动态响应性能不佳的缺点。因此, 在复合控制中引入无差拍控制, 正好弥补了重复控制的这一缺点, 大大地提高了系统的动态响应性能。

综上所述, 在额定负载下, 无差拍控制、重复控制和复合控制这三种控制策略均能使系统输出比较理想的波形, 复合控制有一定优势, 但体现的不很明显; 但在非线性负载(如整流性负载)下, 复合控制系统的输出波形明显优于无差拍控制系统; 在瞬态扰动(如突加负载)时, 复合控制系统的输出波形明显优于重复控制系统。因此, 复合控制取长补短, 很好地满足了系统的稳态和动态性能要求, 它所达到的综合控制效果是单一的无差拍控制或重复控制都无法达到的。

第六章 基于 DSP 的逆变电源硬件和软件设计

6.1 基于 DSP 的逆变电源硬件设计

逆变电源系统的组成结构如图 6-1 所示,其基本工作原理是将单相工频交流电经整流滤波后供给逆变电路,逆变电路在驱动信号作用下将整流滤波后的直流电变成一定电压和频率的交流电,经滤波后供给负载。输出电压和电流经过采样调理后送给 DSP 处理, DSP 对采样信号经控制算法处理后输出修正后的 SPWM 控制信号,使输出电压稳定在所设定的期望值上。

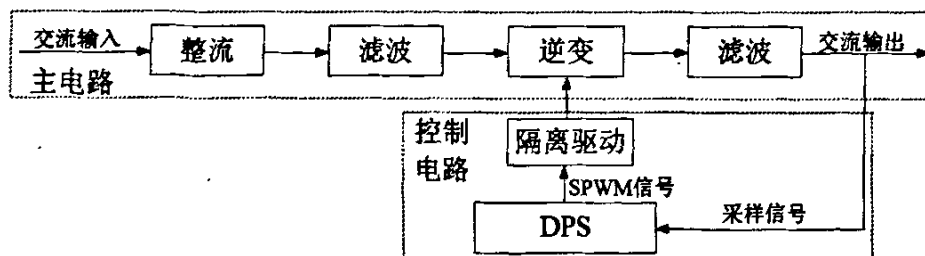


图 6-1 逆变电源系统的组成原理框图

6.1.1 DSP 控制器 TMS320F2812 简介

TMS320C28x 系列是 TI 公司最新推出的 DSP 芯片,是目前国际市场上最先进、功能最强大的 32 位定点 DSP 芯片之一。它既具有数字信号处理能力,又具有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能,特别是用于大批量数据处理的测控场合,如工业自动化控制、电力电子技术应用、智能化仪器仪表及电机、马达伺服控制系统等。

TMS320F2812 芯片是 TMS320C28x 系列中的一种,它采用先进的改进型哈佛结构,其程序存储器和数据存储器具有各自的总线结构,从而它的处理能力达到最大;它的指令执行速度为 150MIPS,这种高性能使复杂控制算法的实时执行成为可能。同时,其 CPU 支持基于 C/C++编程,很大程度上减轻了开发者的负担。

TMS320F2812 芯片的主要性能如下^[49-51]:

- 高性能静态 CMOS (Static CMOS) 技术

时钟频率为 150MHz, 时钟周期为 6.67ns (不到 LF2407 的 1/3)

低功耗（核心电压 1.8V，I/O 口电压和 Flash 编程电压均为 3.3 V）

- 高性能 32 位中央处理器

32 位算术逻辑单元（ALU），可进行 32 位×32 位的乘累加操作，获得 64 位计算结果，哈佛总线结构，八级流水线，独立存储器空间，可达 4M 字的程序地址和数据地址

- 片内存储器和外部存储器接口

片内存储器包含：128K Flash 存储器，1K OTP 型只读存储器，18K SARAM（单周期单次随机存储器）

外部存储器接口包括：多达 1M 的存储器，可编程等待状态数，可编程读写选通（Strobe Timing），三个独立的片选端

- 外部中断扩展(PIE)模块

可支持 96 个外部中断，当前仅使用了 45 个外部中断

- 12 位 ADC 模块，16 通道

- 最多有 56 个独立的可编程、多用途输入输出（GPIO）引脚

- 丰富的串口外围设备

串行外围接口 SPI，采用标准 UART 的串行通信接口 SCIs，改进的局域网络 eCAN 以及多通道缓冲串行接口 McBSP

6.1.2 事件管理器模块（EV）

TMS320F2812 DSP 的最大特色在于内置了一个功能强大的事件管理器 EV(Event Manager)，其由通用定时器单元、比较单元、捕获单元等组成。

1. 通用定时器单元

(1) 每个通用定时器 T1、T2，它们可互相独立或同步工作，主要功能：

- 每个定时器有 4 种可选择的操作模式。
- 各定时器的比较单元能够生成相应 PWM 波。
- 定时器的工作状态可由相应的控制寄存器设定。
- 定时器 T1 对所有的比较和 PWM 电路提高时基。
- 定时器 T1 或 T2 对捕获单元和正交脉冲计数操作提供时基。
- 定时器的时钟源可选为内部的或外部的。

(2) 每个通用定时器 X（对 EVA，X=1，2；对 EVB，X=3，4）均包含以

下寄存器:

- 一个 16 位的定时器增/减计数的计数器 $T_x\text{CNT}$, 可读写。
- 一个 16 位的定时器比较寄存器(双缓冲) $T_x\text{CMPR}$, 可读写。 $T_x\text{CMPR}$ 存放着与相应的通用定时器计数器 $T_x\text{CNT}$ 进行比较的比较值。
- 一个 16 位的定时器周期寄存器(双缓冲) $T_x\text{PR}$, 可读写。 $T_x\text{PR}$ 寄存器存放的是定时器的周期值。当 $T_x\text{PR}$ 与 $T_x\text{CNT}$ 的值相等时, 根据定时器的计数方式, 通用定时器停止操作并保持当前值、复位至 0 或开始向下计数。
- 一个 16 位的定时器控制寄存器 $T_x\text{CON}$, 可读写。 $T_x\text{CON}$ 规定了通用定时器的工作模式, 如通用定时器计数方式、通用定时器的时钟源、是否起动定时器、是否允许通用定时器比较模式以及何时重新对 $T_x\text{CMPR}$ 赋值等。

(3) 另一个可读写的控制寄存器 GPTCONA/B 规定了通用定时器针对不同定时器事件所采取的操作, 并指明了它们的计数方向。

(4) 定时器的用途: 用于定时, 确定采样周期等。

2. 比较单元

EVA 模块中有 3 个全比较单元(比较单元 1、2 和 3)}, EVB 模块中同样也有 3 个全比较单元(比较单元 4、5 和 6)。每个比较单元都有两个相关的 PWM 输出。比较单元的时基由 T1(EVA 模块)和 T3(EVB 模块) 提供。

(1) 全比较单元的寄存器及其功能特点:

- 三个 16 位的比较寄存器(CMPR1, CMPR2 和 CMPR3 对于 EVA 模块, CMPR4, CMPR5 和 CMPR6 对于 EVB 模块), 该寄存器具有缓冲功能。
- 一个 16 位比较控制寄存器 COMCONA/B。
- 一个 16 位比较方式控制寄存器 ACTRA/B。
- 一个 16 位死区控制寄存器 DBTCONA/B。

(2) 全比较单元用途: 全比较单元可利用可编程的死区控制电路编程产生 6 路 PWM 输出通道; 可以根据需要改变 PWM 脉冲的宽度, 死区宽度最小可设为一个 CPU 时钟周期; 并可产生功率驱动保护中断。本设计利用全比较单元生成带可编程死区的 4 路 PWM 信号, 经隔离放大后控制逆变器开关。

3. 捕获单元

(1) 捕获单元在 TMS320F2812 的捕获引脚上出现跳变时被触发, 事件管理器总共有 6 个捕获单元 (CAP1, CAP2 和 CAP3 对于 EVA 模块, CAP4, CAP5 和 CAPE 对于 EVB 模块)。

(2) 三个捕获单元的两个可设置成正交捕获模式。

(3) 捕获单元用途: 捕获单元提供对不同事件或跳变的捕获功能。当捕获输入引脚检测到跳变时, T2 或 T3 被捕获并存储在两级 FIFO 堆栈中。

6.1.3 A/D 转换模块 (ADC)

TMS320F2812 DSP 的 ADC 模块是一个 12 位分辨率的、具有流水线结构的模-数转换器。ADC 模块有 16 个通道, 既可配置为两个独立的 8 通道模块, 又可以级联组成一个 16 通道模块以适应不同需要。下面给出 ADC 模块框图, 如图 6-2 所示。

1. ADC 模块包括以下功能

- 每个 ADC 模块有 8 个模拟输入, 共有 16 个模拟输入。
- 用两个 ADC 单元对两个模拟输入同时测量。
- 可实现单个转换或连续转换。
- 转换可由软件、内部事件或外部事件启动。
- 灵活的中断控制允许在每一个或每隔一个序列的结束时产生中断请求。
- 2 级深度数字结果寄存器, 用于保存完整的转换结果。
- 可编程的预定标选择。
- 中断或者查询操作。

2. ADC 模块用途

通过将电压或电流传感器检测到的电压或电流的模拟量直接转换为数字量, 用于参与后续处理或运算。

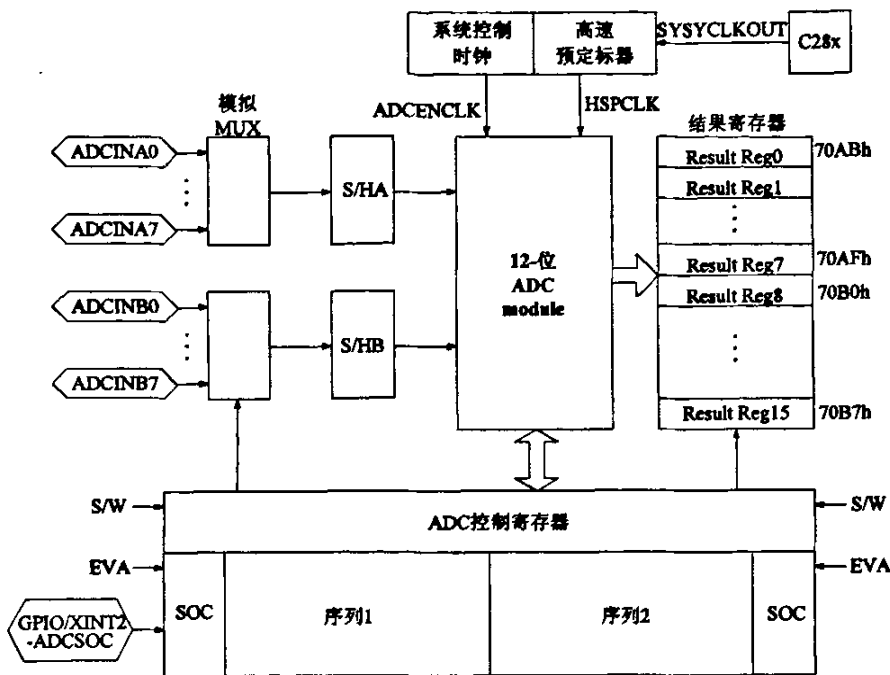


图 6-2 TMS320F2812 中 A/D 转换模块框图

6.1.4 A/D 采样电路

TMS320F2812 片内 A/D 采样的输入电平范围为 0~3.3V，因此我们需要通过模拟采样调理模块，将采集量经过适当的变换，得到 DSP 可以处理的 0~3.3V 以内的信号。本系统需要对逆变电源的输出电压和电流进行采样。电压采样调理电路如图 6-3 所示，选用电压传感器 WBV121S 对输出电压进行隔离采样，将采样到的电压信号经运算放大器变换到-1.65~+1.65V 的电压区间内，最后再加上 1.65V 的电压偏移量形成 0~3.3V 的交流电压送到 DSP。同时在输出端接一个 3.3V 稳压二极管，以确保输入到 DSP 片内 A/D 的电压不超过 3.3V。

其中
$$V_1 = -\frac{R_3}{R_1} V_i \tag{6-1}$$

$$V_o = -\frac{R_6}{R_4} V_1 + \frac{R_6}{R_8} \times 5 \tag{6-2}$$

V_i 为采样得到的电压， R_3 用来调节比例系数，使得输入转换为-1.65~+1.65V 的电压。再令 R_6, R_4 取 3.3R， R_8 取 10R。则得到：

$$V_o = -V_1 + 1.65 \tag{6-3}$$

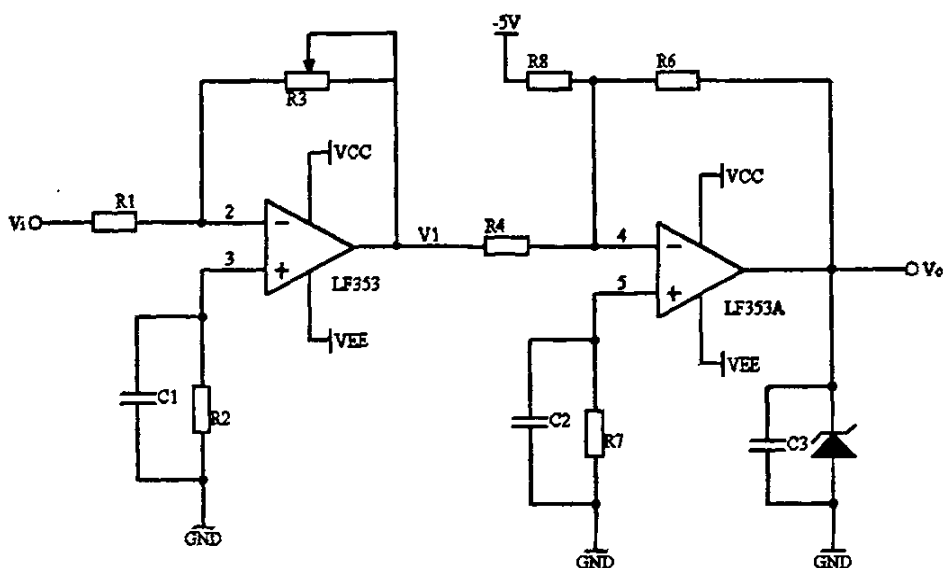


图 6-3 电压采样调理电路

电流采样电路原理与电压采样电路类似，只要将电压传感器换为电流传感器即可。

6.1.5 功率模块的设计

本系统采用智能功率模块（IPM）构成电压型逆变器。所谓智能功率模块就是把功率器件与起控制作用的逻辑电路、驱动电路、保护电路和检测电路组装在一起，主要完成信号放大、功率放大和各种保护（包括过电流保护、短路保护、过热保护、欠压保护）等功能^[52-53]。在器件特性上具有 IGBT 的开关特性，其原理结构如图 6-4 所示。为便于介绍，图 6-4 中仅画了一路 IGBT，它集功率器件、驱动电路、检测与保护电路于一体。它可以大大提高系统快速性和可靠性，简化系统设计和缩小装置体积。本系统选用三菱公司生产的 IPM 模块 PM20CSJ060，它具有过流、短路、驱动电压欠压和过热四种自保护功能，驱动电源欠压和过热两种保护可以自动恢复。模块工作时需要外部提供独立的驱动电源，基极控制信号应通过光电隔离再与智能模块进行接口。

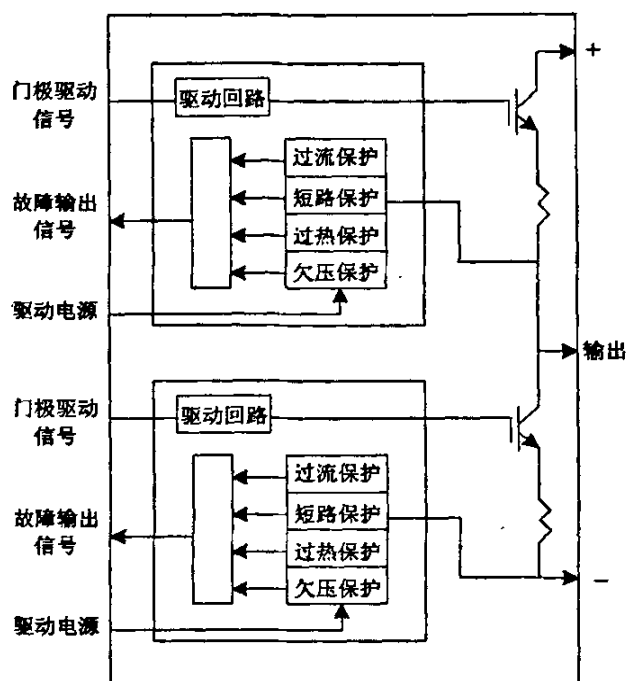


图 6-4 IPM 的功能结构图

IPM 由于采用了能连续监测功率器件电流的有电流传感功能的 IGBT 芯片,从而实现高效的过流保护和短路保护,同时 IPM 集成了过热和欠压锁定保护电路,系统的可靠性提高。若 IPM 模块其中有一种保护电路动作(UV: 欠压保护; OC: 过流保护; SC: 短路保护; OT: 过热保护), IGBT 栅驱动单元就会关断电流并输出一个故障信号(F0),其持续时间为 $T_{F0}=1.8\text{ms}$,发生故障的 IPM 开关单元将关断并使相关的输入信号无效,在故障输出脉冲结束后,内部自动复位,同时使输入的信号重新有效。当产生 F0 信号时,系统的控制器必须使 IPM 输入端的 PWM 信号在小于 T_{F0} 时间内无效。这样输入信号在故障消除后才能重新有效。特别是在过流或是短路故障情况下,一定要避免因重复过流短路保护动作导致结温升高而损坏 IPM 模块。系统控制器通过检查 T_{F0} 时间的长短很容易确定故障信号是因为过热还是过流短路而引起。短路或是过流故障信号时间间隔是 1.8ms 。过热故障信号将会长一些,过热故障信号一般需要几十秒钟才复位。

包含 6 个或是 7 个 IGBT 单元的 IPM 需要一个共用电源给下臂的 IGBT 供电,而上臂的每一个 IGBT 单元都需要单独的隔离电源供电。而采用双管或是单管封装的 IPM 模块需要单独的隔离电源,因为下臂的每个器件都必须

有自己的隔离控制电源以避免接地回路噪声。为避免过压损坏或欠压保护触发,控制电源应调整在 $15\text{V} \pm 10\%$ 的范围内,隔离控制电源的初级与次级的耦合电容要控制得最小,因为寄生电容超过 100pF 会产生噪声而误触发控制电路。而且 IPM 的空载电源端子间应接一个至少 $10\mu\text{F}$ 的退耦电容,这个电容可以有助于滤除控制电源的共模噪声并能提供 IPM 内部栅极驱动电路所需的大电流脉冲。隔离的控制电源可用多种技术来实现,可以采用带多路输出的开关电源或带多个次级的工频变压器从主电路线上得到。

1. IPM 的驱动电路

图 6-5 是一种典型的高可靠的 IPM 外部驱动电路方案。图中来自控制电路 PWM 信号经限流,再经高速光耦隔离并放大后接 IPM 内部驱动电路并控制开关管工作,FO 信号也经过光耦隔离输出。

2. IPM 的保护

当 IPM 有故障时,将输出低电平的 FO 信号。对 IPM 实现保护可以用硬件或软件实现。在基于 DSP 控制的系统中,可以利用事件管理器中功率驱动保护引脚(PDPINT)中断实现对 IPM 的保护。将 IPM 中四个开关管的 FO 信号通过高速光藕送到与门,即当有任一管有故障时输出低电平,与门输出低电平,将该引脚连至 PDPINT,由于 PDPINT 为低时,DSP 中断,所有的事件管理器输出引脚均被硬件设置为高阻态,从而达到保护。

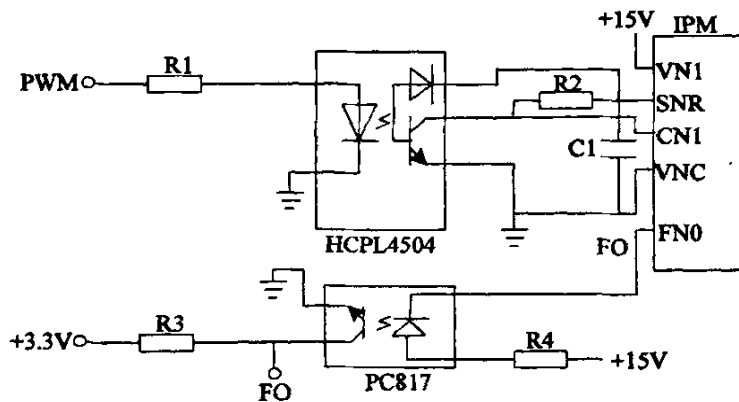


图 6-5 IPM 的驱动电路

6.1.6 输出滤波器设计

对逆变器而言,由于逆变电路输出电压波形谐波含量较高,为获得良好

的正弦波形, 必须利用 LC 低通滤波器消除开关频率附近的高次谐波。所以, 这时需要进行高频滤波器的设计。

本文设计的滤波器如图 2-2 中所示, 电感的电抗 $X_L = \omega L = 2\pi fL$, X_L 随频率的升高而增大。电容的电抗为 $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}$, X_C 随频率的升高而减小。 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ 所对应的频率为谐振频率 f_c , 即 $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。设逆变器输出电压的基波频率为 f_0 , 开关频率为 f_k , 则有 $f_0 \ll f_c \ll f_k$ 。由于 $f_0 \ll f_c$, 故 $\omega_0 L \ll \frac{1}{\omega_0 C}$, 电感对基波信号阻抗很小, 电容对基波信号分流很小, 即滤波器允许基波信号通过。由于 $f_c \ll f_k$, 故 $\omega_k L \gg \frac{1}{\omega_k C}$, 电感对开关频率分量阻抗很大, 电容对开关频率分量分流很大, 即滤波器不允许开关频率分量通过, 更不允许它的高次谐波分量通过。则该滤波器可以满足滤波要求。

由于采用了高频开关技术, 输出正弦波的谐波分量主要集中在开关频率附近, 因此谐振频率可以选得较高。设 $\rho = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 而谐振频率 $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 则可得 L 、 C 的计算公式为:

$$L = \frac{\rho}{2\pi f_c}, \quad C = \frac{1}{2\pi f_c \rho} \quad (6-4)$$

本文的逆变电源功率为 500W, 输出电压为 115V, 开关频率 f_k 为 20kHz, 额定负载 R_L 为 26.45Ω 。 ρ 一般取额定负载 R_L 的 0.4~0.8 倍, 而 f_c 一般取开关频率 f_k 的 0.04~0.1 倍, 本设计取 $f_c = 0.08 f_k$, $\rho = 0.5 R_L$, 则由式(6-4)可计算出 $L = 1.3mH$, $C = 7.5\mu F$ 。

6.2 基于 DSP 的逆变电源软件设计

6.2.1 TMS320F2812 软件开发环境简介

TI(Texas Instruments)公司的 DSP 集成开发环境 CCS (Code Composer Studio), 是一个基于 Windows 的 DSP 开发平台, 可以加速和提高程序员创建和测试实时嵌入式信号处理系统的开发过程, 从而缩短将产品推向市场的时间。CCS 具有实时、多任务、可视化的软件开发特点, 使用 CCS 提供的工具, 开发者可以非常方便地对 DSP 软件进行设计、编码、编译、调试、跟踪和实时性分析^[54]。其开发流程如图 6-6 所示。

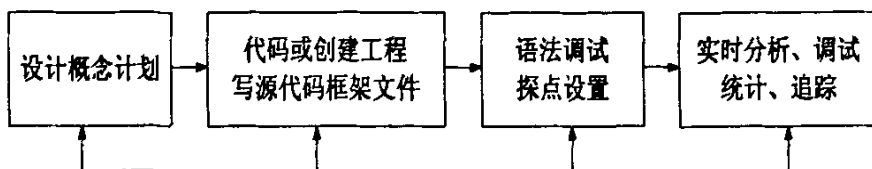


图 6-6 CCS 开发流程图

Code Composer Studio 由以下几个部分组成：

- 集成可视化开发界面，可直接编写 C、汇编、.h 文件、.cmd 文件等。
- 集成代码产生工具，包括汇编器、优化 C 编译器、连接器等。
- 集成调试工具，如装入执行代码(.out 文件)，查看寄存器、存储器、反汇编、变量窗口等，支持 C 源代码级调试。
- 支持多 DSP 调试。
- 断点工具，有硬件断点、数据空间读写断点、条件断点等。
- 探针工具(Probe Points)，可用于算法仿真、数据监视等。
- 分析工具(Profile Points)，用于评估代码执行的时钟数。
- 数据的图形显示工具，支持多种方式，可自动刷新。
- 提供 GEL 工具，用户可以编写自己的控制面板和菜单，方便直接地修改参量，配置参数。
- 提供 DSP/BIOS 工具，增强对代码的实时分析能力、调度程序执行的优先级、方便管理或使用系统资源，从而减少了开发人员对硬件熟悉程度的依赖型。

6.2.2 DSP 软件编程特点

TMS320F2812 是 TI 公司最新推出的具有更高性能的改进型 C28x 系列芯片中非常重要的一款，是在主要用于数字马达控制、电机控制、工业自动化等方面的 C24x 系列芯片的基础上，进一步增强了芯片的接口能力和嵌入功能，从而拓宽了数字信号处理器的应用领域，同时具有不同于 C3x、C5000 等系列芯片的软件编程特点。下面我们从 C28x 的 CPU 特性、目标文件格式及优化效率等方面加以阐述。

1. CPU 的主要编程特性

(1) 保护流水线特性: 具有八级流水线, 完全可以避免从同一地址进行读写而造成的秩序混乱。

(2) 独立的寄存器空间: 在 CPU 中含有一些被映像至数据空间的寄存器, 这些寄存器作为系统控制寄存器、算术寄存器和数据指针。系统控制寄存器由特殊的指令来进行操作, 而其他寄存器则通过特殊指令或特殊寻址模式(寄存器寻址模式)来进行操作。

(3) 算术逻辑单元(ALU): 32 位的 ALU 可以完成二进制补码的算术和布尔逻辑操作。

(4) 地址寄存器算术单元(ARAU): 在 ARAU 产生数据存储地址以及与 ALU 并行增量和减量指针。

(5) 循环移位器: 执行所有的数据左移位和右移位操作, 它可以最多左移 16 位和最多右移 16 位。

(6) 乘法器: 可以执行 32 位 \times 32 位乘法运算, 获得 64 位的乘积, 乘法可以在两个有符号数之间、两个无符号数之间或者一个有符号数和一个无符号数之间进行。

2. 公共目标文件格式

TI 公司汇编器和链接器创建的目标文件采用一种称为 COFF 的目标文件格式(Common Object File Format, 简称 COFF), 采用这种目标文件格式更利于模块化(代码块和数据块)编程, 并且为管理代码段和目标系统存储器提供更强有力和更加灵活的方法, 使程序具有更强的可读性和可移植性。目标文件中最小的单位是块, 一个块就是最终在 TMS320F2812 存储器映象中占据连续空间的一块代码或数据, COFF 中包含三个缺省块:

.text 块 通常包含可执行代码

.data 块 通常包含已初始化的数据

.bss 块 通常为未初始化的数据保留空间

未初始化块用来保留空间, 它可以在其他任何块中被访问。已初始化块包含可执行代码或者已初始化数据, 这些块的内容存储在目标文件中, 当程序装入时存放在存储器中。每个已初始化块可以独立地进行重定位, 且可以访问在其他块中重定义的符号。

自定义块即程序员自己建立的块, 它与缺省的块一样适用, 但与缺省块

分开汇编。可以由以下三个命令来建立自定义块，写法如下：

符号 `.usect` “块名”，字数

符号 `.sect` “块名”，字数(建立的块可重定位)

符号 `.asect` “块名”，地址(建立具有绝对地址的块)

`.usect` 建立的块是在 RAM 中为变量保留空间(类似于 `.bss` 块)，`.sect` 建立的是包含代码或者数据的块(类似于 `.text` 块和 `.data` 块)。

汇编器确定汇编语言程序的各个部分属于哪一个特定的块，汇编器有六个命令来完成这种功能，即：用于创建未初始化块 `.bss`，`.usect` 和用于创建已初始化块 `.text`，`.data`，`.sect` 及 `.asect`，如果未说明，则统一汇编到 `.text` 块中。

链接器的主要功能是将块定位至目标存储器中。确定块地址的工作一般由链接器来完成，由于大部分系统一般包含多个不同类型的存储器(EPROM, RAM 等)，采用块可以使用户更有效地利用目标存储器，所有的块可以独立进行定位，因此可以将不同的块分配至各种目标存储器中。

6.2.3 控制系统的软件设计

良好的程序设计是整个控制系统实现优良控制性能的保证，模块化的程序设计是提高软件设计效率的重要手段。因此，我们在程序设计时利用 TMS320F2812 的许多功能模块，合理安排各功能程序块，根据要实现的功能及控制算法设计出整个系统的控制程序。控制程序基本由三个模块组成：初始化模块、主程序环模块、定时器中断服务程序模块。

逆变控制程序设计的基本思想是基于中断服务程序来实现整个逆变输出控制。利用 TMS320F2812 的两个通用定时器 TI、T2 产生相应中断，在中断服务子程序中实现逆变电压、负载电流的检测，将测得的信号经 A/D 转换、运算处理得到逆变控制指令电压信号，将指令电压信号折算成调制信号存入事件管理模块的全比较单元寄存器中，该值与相应定时器进行比较，从而产生 PWM 逆变控制信号。

1. 初始化

在 TMS320F2812 正常工作前，必须对它进行初始化设置。初始化设置包括系统配置寄存器的初始化和事件管理器的初始化两部分，下面将分别予以详细介绍。

(1) 系统配置寄存器的初始化

为了让系统工作在正常状态,必须初始化设置一些寄存器。主要内容包括:

A/D 转换控制寄存器,主要设置转换基准时钟、转换通道选择、转换启动控制和 A/D 中断的设置。

I/O 管脚设置,需要在寄存器中事先编程确定功能:是否做 I/O 口, I/O 方向和 I/O 状态等。

看门狗和实时中断模块设置,主要实现看门狗的启动和禁止,以及选择看门狗计数时钟,确定实时中断时间间隔,起到正确抗系统软件干扰的作用。

中断设置,主要包括中断向量的设置,标志寄存器的复位和中断屏蔽寄存器的设置,屏蔽不用的中断,开放需要的中断。

(2) 事件管理器的初始化

为了实现系统控制,必须对事件管理器进行合理的设置,以产生所需的 PWM 控制脉冲序列。事件管理器模块提供了一整套用于运动控制和电机控制应用的功能和特性。其中的寄存器比较多,下面将分别介绍。

通用定时器控制寄存器 TxCON,主要内容有定时器计数时钟源选择、计数时钟频率设定、比较寄存器重载条件选择和定时器的使能/禁止。

比较控制寄存器 COMCON,主要内容有禁止/使能比较操作、全比较寄存器重载条件和输出方式选择。

全比较动作控制寄存器 ACT,主要内容为规定各比较输出脚的有效状态。

死区定时器控制寄存器 DBTCN,主要内容有死区使能/禁止、死区时钟选择和死区时钟周期数确定。

其它还有周期寄存器,定时器计数器和比较寄存器等。

2. 参考正弦波和 PWM 信号的产生

(1) 参考正弦波的产生^[55-56]

参考正弦波的产生可用查表法得到,即将交流正弦电压在一个周期内不同相位所对应的值制作成一张表格,然后设计一指针指向该表格,指针指向位置由系统运行状态决定。本系统采样频率为 20kHz,而输出频率为 400Hz,那么 20kHz 的采样速率将该参考正弦波离散为 50 个点,则可将这 50 个点制

成正弦表。但为了保证逆变控制算法的稳定和精度,实际中我们取 600 个点。考虑到正弦波的对称性,实际上我们只取 150 个点就够了,其它各点可以根据式(6-5)来确定。当 k 大于 600 时, k 清零,即开始了一个新的周期,这样便可快速、准确得到参考正弦值。

$$u_{ref}(k) = \begin{cases} SIN[k], 0 \leq k < 150 \\ SIN[300 - k], 150 \leq k < 300 \\ -SIN[k - 300], 300 \leq k < 450 \\ -SIN[600 - k], 450 \leq k < 600 \end{cases} \quad (6-5)$$

(2) PWM 信号的产生

PWM 信号是一系列不同宽度脉冲组成的脉冲序列,这些脉冲分布在长度固定的周期内。固定的周期称为 PWM(载波)周期,它的倒数称为 PWM(载波)频率。

为了产生 PWM 信号,使用一个定时器来重复 PWM 的周期,用一个比较寄存器来存放调制值。定时器计数器的值不断地与比较寄存器的值进行比较,当两值匹配时,相关输出产生从低到高(或从高到低)的变化。当第二次匹配产生或周期结束时,相关引脚会产生另一个变化(从高到低或从低到高)。输出信号的变化时间由比较寄存器的值决定。这个过程在每个定时器周期按照比较寄存器不同的值重复,这样便产生了 PWM 信号。其功能实现如图 6-7 中所示。

在逆变电源中,通常将两个功率器件——上位和下位串联到一个功率转换引脚上。为了避免击穿,要求这两个器件在运行期间不能重叠工作。因此,需要一对无重叠的 PWM 输出对去正确的开启和关闭器件。因此,在关闭一个晶体管 and 打开另一个晶体管之间插入一个死区。死区允许在打开另一个晶体管之前完成关闭另一个晶体的操作。死区时间的长短由功率器件的特性来决定。

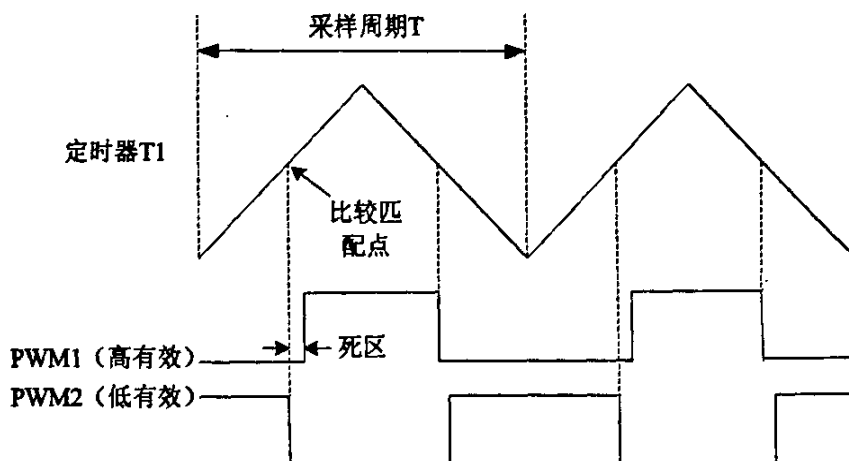


图 6-7 使用比较单元和 PWM 电路产生的对称 PWM 波形

3. 控制算法软件设计

(1) TMS320F2812 的数值处理

由于采用的 DSP 芯片为 32 位定点芯片，采用定点数进行运算，其操作数用 32 位的整数来表示。它无法处理带有小数的运算，然而实际数学运算过程中的数不一定是整数，因此有必要将小数值转化为整数来进行计算。TMS320F2812 芯片对于浮点数的表示是通过数的定标来表示的，即通过小数点在 32 位数中的不同位置，就可以表示不同大小和不同精度的浮点数。数的定标用 Q 表示法，浮点数和定点数之间的转换关系为：

浮点数 (X) 转化为定点数 (Xq): $X_q = (\text{int}) X * 2^Q$

定点数 (Xq) 转化为浮点数 (X): $X = (\text{float}) X_q * 2^{-Q}$

从表 6-1 可以看出，同样的一个 32 位数，若小数点的位置不同，它所表示的数也就不同：不同的 Q 不仅表示的数的大小不同而且数的精度也不相同，Q 值越大，数值范围越小但精度越高；相反，Q 越小，数值范围越大，但精度越低。因此对于浮点数而言，数值范围和精度是一对矛盾，一个变量要想表示比较大的范围就必须牺牲精度为代价；而要提高精度，则数的表示范围就相应减少。

表 6-1 Q 表示法的数值范围及其精度

Q 表示	十进数范围	精度
-i _q 30	$-2 \leq X \leq 1.999999999$	0.000000001
-i _q 24	$-128 \leq X \leq 127.999999940$	0.000000060
-i _q 12	$-524288 \leq X \leq 524287.999755859$	0.000244141
-i _q 1	$-1073741824 \leq X \leq 1073741823.500000000$	0.500000000

(2) 主程序

主程序流程图如图 6-8 所示，为了保证系统正常工作，启动时必须进行自检，主要包括如下三部分：RAM、E²PROM 等存储器的自检；数据采集模块校验；液晶显示自检。系统自检通过后，程序进入初始化阶段，包括 DSP 控制寄存器设置，定时器、内部数据存储器等的初始化。系统正常工作时，对采样数据进行运算处理，然后根据处理结果得到一个合适的控制量。在主程序中，还要检测是否出现欠压或过流故障，如果出现则把相应的标志寄存器置位，在主程序中查询到故障标志置位后，切除故障源。系统参数可以有选择地通过显示模块显示在液晶显示器上。

(3) 定时器中断程序

电流采样，电压采样是在定时器 1 的中断中处理。定时器的中断服务模块的主要工作是通过 A/D 转换器采样输出电压、输出电流作为系统实现复合控制的反馈信号，通过无差拍控制算法和重复控制算法，得到相应的控制量，以控制 PWM 脉宽的调制。通过 PWM 模块发出 4 路 PWM 信号到驱动模块作为系统对 IPM 的控制信号。定时器中断模块流程控制如图 6-9 所示。中断发生后，DSP 程序进入中断处理模块，首先，它将通过 DSP 的 I/O 端口发出采样信号，然后进行查表运算获得当前控制拍的给定，当查表完成后，A/D 转换已经完成，这时通过 DSP 的端口将采样值读入，取得了无差拍控制和重复控制所需的反馈量。根据读入的电流、电压值，我们可以先利用软件实现对系统的部分保护功能，如过压、过流、欠压保护等，然后立即执行无差拍控制算法和重复控制算法得到当前控制拍的占空比，用它算出相应的比较寄存器值。最后对事件管理器的比较寄存器赋值并退出中断，再次进入死循环等待下一次中断的发生。

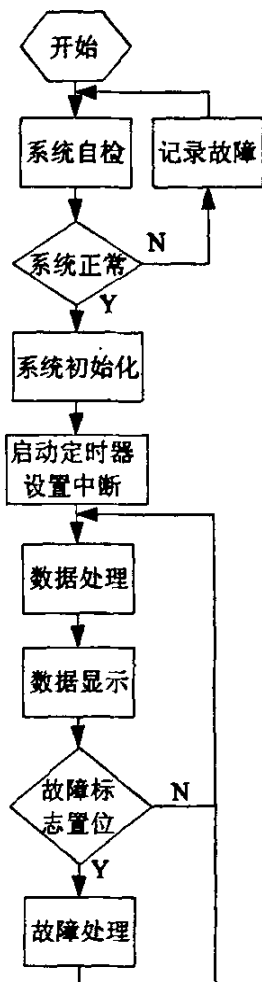


图 6-8 主程序流程图

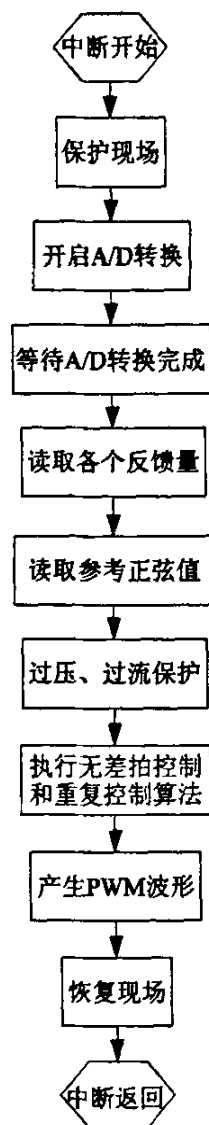


图 6-9 定时器中断程序流程图

(4) 故障处理子程序

故障处理子程序如图 6-10 所示，将取自主电路的电压信号经比较器与设定电压比较，处理后接到 DSP 的/PDPINTA 引脚。在软件中设置 PDPINTA 中断响应以及故障处理服务程序，当超过与低于上下限设定值时，切断主回路电源，同时向 DSP 发出紧急事件中断申请（PDPINTA），使 DSP 自动关闭 PWM 输出，从而实现软、硬件的双重保护。

过流保护原理类似，若电流采样信号大于设定值，切断主回路电流，同

时向 DSP 发出紧急事件中断申请(PDPINTB)，使 DSP 自动关闭 PWM 输出，从而实现软硬件的双重保护。

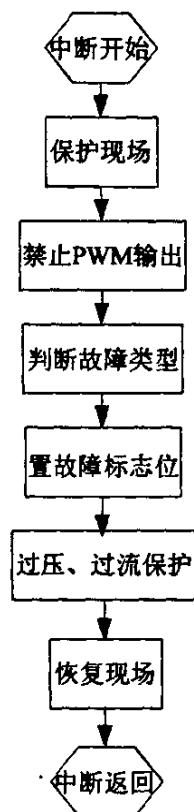


图 6-10 故障处理子程序

6.3 抗干扰设计

逆变电源在实际工作中要受到各种电磁信号的干扰，因此，需在硬件设计和软件设计方面采取必要的抗干扰措施，提高整个控制系统的电磁兼容性。具体主要包括以下几个方面：

1) 在设计 PCB 板时，力求整体布局合理，同时使得主电路接线尽可能的短，从而减小环路面积和线路漏感。

2) 对于电源回路而言，尖峰电流将在电源内阻上产生压降，在公共传输线阻抗上产生压降，使供电电压跳动，形成干扰源，严重时会造成低频振荡。因而应在公共电源端并联大容量电解电容，并且并联 $0.1 \sim 0.47 \mu\text{F}$ 的高频电容，以进一步减少电源的交联公共阻抗，同时也可抵消因电解电容的卷工艺而产生的电感效应。此外，整个控制器的印刷电路板铺上屏蔽地，以减

少共模干扰。数字电路和模拟电路分开,数字地和模拟地分别采用单点接地,尽量降低地线阻抗。

3) 在 DSP 芯片的功率保护引脚 PDPINT 上并联 10nF 电容,避免辐射及传导干扰导致 DSP 误动作而封闭 PWM 输出。

4) 系统软件设计中设置软件陷阱和软复位指令。在程序存储器 FLASH 的非程序存储空间填充 NMI 或 TRAP 指令,当程序跑飞至非程序区时,强迫指令转移到中断向量地址处,在中断服务程序中可以使 DSP 自动复位,重新开始运行。对于程序中没有用到的中断,在其中断入口设置假中断,即一旦发生了不该发生的中断,程序将跳至假中断程序,在假中断放一条跳转指令,程序跳转到相当于复位的地方继续执行。

5) 系统软件设计中设置看门狗。“看门狗”是根据程序在运行指定时间间隔内未进行相应的操作,即未按时复位看门狗定时器,来判断程序运行出错的。DSP 芯片本身有一个监视定时器 WATCHDOG TIMER,它被启动后,每个状态周期加 1,并且需要经常有指令对它清零,若没有对它清零,它计数满后溢出将使系统复位,重新初始化。这样 WATCHDOG 就提供了一种使系统瞬时故障中自动恢复的能力。运用“看门狗”原理,只需在软件设计中定时清除监视定时器内容即可。

结 论

本文对单相逆变电源的数字控制技术进行了研究,重点讨论了无差拍控制和重复控制技术,并提出了基于无差拍控制和重复控制的复合控制技术,进而达到改善逆变电源系统的稳态性能和动态性能的目的。本文主要完成了以下几个方面的工作:

1. 概述了逆变电源的数字控制策略,分析了各自的优缺点。在诸多控制策略中,本文选择了无差拍控制和重复控制这两种优缺点互补性较强的控制策略作为重点研究对象。
2. 建立了单相全桥逆变器的数学模型,并分析了其开环输出特性,指出在滤波器的谐振频率处,随着负载的增加,系统的谐振峰值也相应增加。
3. 详细分析了无差拍控制的基本原理和改进的无差拍控制器参数的设计方法,通过仿真证明该控制策略具有动态性能极佳,但在带整流性负载时的稳态性能不理想的特点。
4. 详细分析了重复控制的基本原理和改进的嵌入式重复控制器参数的设计方法,并深入讨论了重复控制的稳定性、收敛性以及稳态误差。通过仿真证明该控制策略具有优良的稳态性能,但在突加负载时的动态性能不理想的特点。
5. 阐述了基于改进的无差拍控制和重复控制的逆变电源复合控制策略的基本原理和复合控制器参数的设计方法,仿真实验结果证明该复合控制策略能使逆变电源获得理想的稳态和动态性能。
6. 选用高性能数字信号处理器 TMS320F2812 为控制芯片,详细介绍了基于此复合控制策略的逆变电源控制系统的软硬件设计。

进一步的工作:

由于作者时间和水平所限,本文仅研究了单台逆变电源的数字控制技术。而在实际应用中,经常会有多台逆变电源并联运行的情况,所以下一步还可对逆变电源的并联运行的数字控制技术进行深入的研究。

致 谢

本文是在导师邹滨老师的悉心指导下完成的。在三年的硕士学习生涯中，邹老师给予了我极大的鼓励和亲切的关怀。导师渊博的知识、严谨求实的治学态度和谦虚和蔼的为人，都深深的感染和教育了我。在此，谨向邹老师致以衷心的感谢！

在论文的完成过程中，得到了电气学院的李治老师、吴松荣老师、何圣仲老师的耐心指导和无私帮助，在此表示真挚的感谢！

同时，实验室的师兄、师弟们在学习和生活上给予了我极大的支持和帮助，在此表示真挚的谢意！

另外，我要特别感谢我的父母多年来对我的支持、鼓励和关怀！

最后，向审阅此文的专家、学者致以深切的谢意！

参考文献

- [1] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用. 机械工业出版社, 2005.
- [2] 刘凤君. 正弦波逆变器. 科学出版社. 2002.
- [3] 谢力华, 苏彦民. 正弦波逆变电源的数字控制技术. 电力电子技术, 2001, 35(6): 52-55.
- [4] 李永东, 倚鹏. 大功率高性能逆变器技术发展综述. 电气传动, 2000, (6): 3-8.
- [5] 胡兴柳, 彭小兵, 穆新华. SPWM 逆变电源的单极性控制方式实现. 机电工程, 2004, 21(1): 38-41.
- [6] D.M.Divan. Inverter Topologies and Control Techniques for Sinusoidal Output Power Supply, IEEE APEC' 91: 81-87.
- [7] 王建元, 纪延超, 赵般多. 一种新的单相逆变电源及其调制方式的研究. 中国电机工程学报. 2003, 23(7): 62-66.
- [8] 郭卫农, 段善旭, 康勇, 陈坚. 电压型逆变器的无差拍控制技术研究. 华中理工大学学报, 2000, 28(6): 30-33.
- [9] 陈建章, 严仰光. 不同性质负载下无差拍控制 PWM 逆变器的研究. 电力电子技术, 1996, (3): 38-41.
- [10] 罗光富, 王建曠, 纪延超. 基于无差拍控制逆变器的负载性质在线识别及参数估算方法. 继电器, 2004, 32(23): 11-14.
- [11] A. Kawamura, T. Haneyoshi, R. G Hoft. Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor. IEEE Trans. Power Electronics, 1998, (6): 118-124.
- [12] 魏尚明, 何绍雄, 陈国雄. 补偿扰动的 PWM 逆变器无差拍控制. 上海交通大学学报, 1998, 32(6): 119-123.
- [13] 周志敏, 周济海, 纪爱华. 逆变电源实用技术—设计与应用. 中国电力出版社. 2005.
- [14] 张凯, 康勇, 熊健, 陈坚. 一种单片机无差拍控制逆变器系统研究. 电力电子技术, 1999, (5): 12-14.

-
- [15] 郭卫农, 段善旭, 康勇, 陈坚. 基于 DSP 实现的无差拍控制逆变器. 通信电源技术, 2001, (1): 1-4.
- [16] 陈继侠, 陈晓东, 孙辉. 电能质量调节器的改进无差拍控制. 高压电器, 2005, 41 (3): 195-198.
- [17] 张兴, 杨淑英, 张崇巍, 丁明. 单相 PFC 电流无差拍控制的研究. 合肥工业大学学报, 2004, 27(6): 602-605.
- [18] Toshihiro Ide, Tomoki Yokoyama. A Study of Deadbeat Control for Three Phase PWM Inverter using FPGA based Hardware Controller. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [19] Kukrer O, Komurcugil H. Deadbeat control method for single-phase UPS inverter with compensation of computation delay. IEE proc-Electr. 1999, 146(1): 123-128.
- [20] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用. 清华大学出版社, 2004.
- [21] Ying-Yu Tzou, Rong-Shyang Ou, Shih-Liang Jung, et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique. IEEE Trans. Power Electronics, 1997, 11(4): 715-725.
- [22] 穆新华, 葛红娟. 基于重复控制技术的单相航空静止变流器的研究. 航空学报. 2005, 26(4): 482-485.
- [23] 陈宏, 胡育文. 针对逆变电源的重复控制器设计. 电力电子技术, 2002, 36(5): 68-71.
- [24] 熊蕊, 朱秋花, 王国锋. SPWM 逆变电源输出电压波形重复控制技术研究. 电力电子技术, 2001, (2): 45-47.
- [25] Ymada M, Funahashi Y, Ishihara S, et al. Extended Discrete-time Prototype Repetitive Controllers and its Application. Proc 35th CDC IEEE. 1996, 4: 3606-3611.
- [26] Tsai Mi-ching, Yao Wu-sung. Design of a plug-in type repetitive controller for periodic inputs. IEEE Trans on Control Systems
-

- Technology, 2002, 10(4): 547-555.
- [27] Zhang Kai, Chen Jian. Study on an inverter with assignment and repetitive control for UPS applications. IPEMC' 2000, Beijing, China, 2000: 650-653.
- [28] 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 Trans. Power Electronics, 1999, 14(5): 973-981.
- [29] Naser M, Abdel-Rahim, John E, Quaicoe. Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverter. IEEE Trans. Power Electronics, 1996, 11(4): 532-541.
- [30] K. Zhou, D. Wang, K. S Low. Periodic errors elimination in CVCF PWM DC/AC converter system: Repetitive control approach. IEEE Proc. Control Theory Appl., 2000, 147(6): 694-700.
- [31] Li Jian, Kang Yong, Chen Jian. A novel repetitive PD control strategy for single-phase 400 Hz CVCF inverters. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON' 02, 2002: 544-549.
- [32] 吴忠强, 王子洋, 伟扬. 基于模糊自整定 PI 控制和重复控制的单相正弦脉宽调制逆变电源复合控制方案. 电网技术. 2005, 9(14): 30-34.
- [33] 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.
- [34] 张凯, 康勇, 熊健, 陈坚. 基于状态反馈控制和重复控制的逆变电源研究. 电力电子技术, 2000, 5: 9-11.
- [35] 李俊林, 熊健, 张凯, 康勇. 一种逆变器多环控制技术. 电力电子技术. 2004, 38(5): 30-32.
- [36] 裴雪军, 段善旭, 康勇, 陈坚. 基于重复控制与瞬时值反馈控制的逆变电源研究. 2002, 36(1): 12-14.

-
- [37] 王晓薇, 程永华. 基于 DSP 双环控制的逆变电源设计. 电力电子技术, 2004, 38(3): 20-21.
- [38] 罗冷, 周永鹏, 徐金榜, 万淑芸. DSP 控制 400Hz 中频在线式不间断电源的研究. 电力电子技术, 2004, 38(2): 48-50.
- [39] 吴姗姗, 李永东. 一种新型恒压恒频逆变电源闭环控制策略. 电力电子技术, 2006, 40(5): 23-24.
- [40] Shih-Liang Jung, Hsiang-Sung Huang, Meng-Yueh Chang, et al. DSP-Based Multiple-Loop Control Strategy for Single-Phase Inverters Used in AC Power Sources. IEEE PESC Coif. Rec, 1997: 706-712.
- [41] A. V. Jouanne, P. N. Enjeti, D. J. Lucas. DSP Control of High-Power UPS Systems Feeding Nonlinear Loads. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 43(1): 121-125.
- [42] Jiang H J, Qin Y, Du S S, et al. DSP Based Implementation of a Digitally-Controlled Single Phase PWM Inverter for UPS. IEEE trans. INTELEC Conf. Rec., 1998: 221-224.
- [43] Hassan B, Kazemian. Comparative study of a learning fuzzy PID controller and a self-tuning controller. ISA Trans., 2001, 40: 245-253.
- [44] Abdel-Rahim NM, Quaicoe J E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage source UPS inverters. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4): 532-541.
- [45] Li Jian, Yong Kang, Jian Chen. A Novel Fussy-Repetitive Control Scheme for Inverters. IEEE International Symposium on Intelligent Control, 2002: 104-109.
- [46] Ying-Yu Tzou, Lien-Hsun Ho, Rong-Shyang Ou. Fuzzy Control of a Closed-Loop Regulated PWM Inverter under Large Load Variation. IEEE 19th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON'93, 1993: 267-272.
-

-
- [47] Li Kuanyu, Dai Yuxing. Digital Control Research of Sinusoidal Waveform Inverter. Conference Proceedings of the Sixth International Conference on Electronic Measurement and Instruments. 2003: 333-337.
- [48] Zhong Zhao, Ping Wang, Meng Xie. A Novel Repetitive-Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase CVCF SPWM Inverters. Proceedings of The Eighth International Conference on Electrical Machines and systems. ICEMS2005: 1404-1407.
- [49] Texas Instruments Incorporated. TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设(上). 张卫宁. 清华大学出版社, 2004.
- [50] Texas Instruments Incorporated. TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设(下). 张卫宁. 清华大学出版社, 2005.
- [51] 谢孟, 蔡昆, 胜晓松, 王平, 李耀华. 400Hz 中频单相电压源逆变器的输出控制及其并联运行控制. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 78-81
- [52] 杨碧石. IPM 智能功率模块的驱动控制电路. 电工技术杂志. 2004(1): 51-52.
- [53] 王耀北, 闰英敏, 胡玉贵. DSP 控制的 IPM 正弦逆变电源系统硬件电路设计. 2005, (24): 103-105.
- [54] 李亮, 王威, 康勇. 一种新的重复控制方案在逆变电源中的应用. 刘和平, 张卫宁, 刘林等. 电力电子技术, 2006, 40(5): 85-86.
- [55] 朱朝霞, 徐德鸿. 基于 DSP 单相 SPWM 逆变电源调制方式研究及实现. 浙江理工大学学报, 2005, 22(2): 49-53.
- [56] 董显林, 喻寿益. 基于 TMS320F2812 的正弦脉宽调制 SPWM. 自动化技术与应用. 2005, 24(11): 50-53.
- [57] 李剑, 康勇, 陈坚. 400Hz 恒压恒频逆变器的一种模糊-重复混合控制方案. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 55-61.
-

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 刁元均, 邹滨. 基于复合控制的中频逆变电源的研究. 电力自动化设备; (已录用)
- [2] 刁元均. 中频逆变电源的主电路设计和多环控制仿真研究. 电气技术, 2007(1);
- [3] 刁元均, 邹滨. 开关电源电磁标准及其干扰抑制. 电源资讯, 2006(8);
- [4] 刁元均, 邹滨. 基于数字 PID 的逆变电源复合控制技术, 电气技术, 2006(9);
- [5] 刁元均. 智能功率模块 IPM 及其典型驱动电路, 电源资讯, 2007(1);
- [6] 刁元均, 邹滨, 蔡华斌, 王正国. 谐波的危害及电气设计中的抑制和防范措施, 电气技术, 2006(8);
- [7] 刁元均. 低压配电系统选择性保护研究. 电源资讯, 2006(12);
- [8] 刁元均, 邹滨. 计算机网络系统的雷电电涌防护. 自动化信息, 2006(9);