

南京航空航天大学

硕士学位论文

基于双Buck逆变器的研究

姓名：单任仲

申请学位级别：硕士

专业：电力系统及其自动化

指导教师：王慧贞

20070101

摘 要

数字控制已经成为电力电子技术发展的一个重要方向，数字控制与模拟控制相比具有许多优点：数字器件克服了模拟器件的参数不一致、参数的温漂等缺陷；数字控制主要是通过软件实现的，具有可移植性，便于二次开发；同时可以应用先进的控制算法，除了传统的数字PID控制之外，还可以应用一些非线性控制的方法，以提高整个系统的性能。

本文以逆变器为研究对象，选取结构简单、可靠性高的双降压式半桥逆变器（Dual Buck Inverter——DBI）为主电路拓扑。分析了两态滞环电流控制 DBI 的控制原理，利用 Saber 电路仿真软件对逆变器系统进行了仿真，并对系统的动态性能以及外特性进行了研究，得出影响系统动态性能及外特性的主要因素。鉴于数字控制器的运算速度，本文最终确定采用数模混合控制的方案，电压环采用数字 PI 控制，具有良好的稳态性能；电流环采用模拟滞环控制，具有良好的动态性能。设计了 2kVA 实验样机，进行实验研究，实验结果表明该控制方案可以达到和模拟双闭环控制基本一样效果。结合数字控制灵活的技术特点，使本系统具有变频输出的功能，进行了 360 ~ 800Hz 宽变频实验，并取得了良好的实验结果。

本文还对 DBI 的两个独立输出滤波电感进行了磁集成分析研究，指出直接耦合不能实现无偏置电流运行，通过间接耦合实现无偏置电流运行，减小了输出滤波器中磁性元件的体积和重量，系统效率有一定的提高。

关键字：数字 PID 控制，双降压式逆变器，滞环电流控制，宽变频，磁集成，耦合电感

ABSTRACT

Digital control is one of the most important direction of power electronics. Compared with analogical control, digital control has a lot of advantages, For example, it eliminates common problems in analogical devices such as parameter diversity, temperature drift and etc. Digital control is commonly achieved by software, which is easy to be transplanted or second empolded. Meanwhile, it is also very easy to adopt some advanced control arithmetic in digital system in addition to traditional digital PID control, such as some nonlinear control arithmetic, and then the entire performance of digital system can be improved greatly.

The dual buck inverter (DBI), which is a simple and reliable inverter topology, is choosed as the research object in this paper. The principle of the two level hysteresis current control dual buck inverter is analysed. The dynamic and ouput performance of the inverter system is also analysed by simulation with Saber software, and the main reasons is enduced. As the calculate speed of the DSP core is consided, digitally and analogically hybrid control scheme is adopted in this paper. Digital PI control is adopted in vantage loop, which has good stable performance; analogical hysteresis current control is adopted in current loop, which has good dynamic performance. A 2kVA experiment prototype is designed and the experiment has been carried out. Experimental results verifies that the digital control scheme obtain the same performance as the analogical double closed-loop control. Due to the flexible characteristic of digital control, the output frequency of this system can change along the range of 360~800Hz and good performance are always gotten.

The integrate megnatics on the two independent output filter inductors in dual buck inverter is researched in this paper. The result of the direct coupling can't make the non biased half cycle mode (NBHCM) come true is concluded, but the non biased half cycle mode is realized by indirect coupling. So the magnetic device volume and weight in the output filter is reduced, and the efficiency of the system has been improved.

Key Words : Digital PID control , Dual buck Inerter , Hysteresis current control ,
Wide variable frequency , Integrated magnetics , Coupled inductor.

图 清 单

图 1.2 阶梯波合成逆变器	2
图 1.3 航空静止变流器	3
图 1.4 DBI 主电路拓扑	8
图 1.5 三相双 Buck 逆变器主电路拓扑	8
图 2.1 固定环宽滞环控制	12
图 2.2 正弦环宽滞环控制	12
图 2.3 传统半桥和双 Buck 半桥逆变电路	13
图 2.4 滞环电流控制的 DBI 逆变器控制原理框图	13
图 2.5 两态滞环电流控制原理图	14
图 2.6 无偏置电流运行模式下的 DBI 的四种开关模态等效图	14
图 2.7 电感电流断续时的电流波形	16
图 2.8 电流环控制框图	18
图 2.9 HCDBI 的等效框图	19
图 2.10 HCDBI 的线性化等效模型	19
图 3.1 主电路仿真模型	25
图 3.2 数字电压调节器、滞环比较器及控制逻辑仿真模型	25
图 3.3 滞环比较器原理图	25
图 3.4 滞环比较器传输特性	25
图 3.5 逆变器阻性负载电流向量图	26
图 3.6 计算机资源和系统性能上选最佳采样周期	27
图 3.7 扩充临界比例实验曲线	27
图 3.8 不同比例参数下输出电压波形	29
图 3.9 逆变器等效电路图	30
图 4.1 逆变器系统构成框图	36
图 4.2 逆变器主电路	37
图 4.3 数字控制面板	42
图 4.4 电感电流调理原理图	43

图 4.5 输出电压调理原理图	43
图 4.6 D/A 转换扩展图	44
图 4.7 驱动电路图	44
图 4.8 积分抗饱和 PI 流程图	46
图 4.9 软件程序流程图	48
图 4.10 空载实验波形	50
图 4.11 阻性满载试验波形	50
图 4.12 容性满载实验波形图	50
图 4.13 感性满载实验波形	50
图 4.14 容性整流负载实验波形图	50
图 4.15 突加负载实验波形	50
图 4.16 突加阻性负载 1kW 实验波形	51
图 4.17 不同频率下输出波形	53
图 4.18 效率曲线	55
图 4.19 三相空载实验波形图	57
图 5.1 两种基本耦合电感模型	59
图 5.2 直接耦合 DBI 原理图	59
图 5.3 等效耦合电感模型	59
图 5.4 耦合电感仿真主要波形图	61
图 5.5 耦合电感实验主要波形图	62
图 5.6 间接耦合模型	62
图 5.7 间接耦合电感双 Buck 逆变器工作模式	63
图 5.8 间接耦合电感仿真主要波形	64
图 5.9 间接耦合空载实验主要波形	66
图 5.10 间接耦合电感满载实验主要波形	66
图 5.11 改进耦合电感模型	66
图 5.12 直接耦合模型改进模式图	67
图 5.13 改进耦合模型仿真波形	68

表 清 单

表 2.1 NBHCM 模态下 DBI 的功率管开关组合状态与桥臂输出电压状态的关系	15
表 3.1 扩充临界比例度法 PID 参数计算公式	28
表 3.2 根据理论计算参数仿真数据	29
表 3.3 不同积分参数系统仿真数据	32
表 3.4 不同比例参数系统仿真数据	32
表 3.5 不同滞环宽度 h 系统仿真数据	33
表 3.6 不同滞环宽度 h 与系统平均开关频率仿真数据	33
表 3.7 不同输出滤波电感系统仿真数据	33
表 3.8 不同输出滤波电容系统仿真数据	34
表 4.1 功率开关管主要技术参数	40
表 4.2 续流二极管主要技术参数	40
表 4.3 阻性负载实验数据	49
表 4.4 容性负载实验数据	49
表 4.5 感性负载实验数据	49
表 4.6 突加负载 1000W 实验数据	51
表 4.7 输出频率为 800Hz 实验数据	54
表 4.8 输出频率为 600Hz 实验数据	54
表 4.9 输出频率为 500Hz 实验数据	54
表 4.10 输出频率为 360Hz 实验数据	54
表 4.11 输入电压为 100V	56
表 4.12 输入电压为 150V	56
表 4.13 输入电压为 200V	56

承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的学位论文在解密后适用本承诺书)

作者签名：_____

日 期：_____

第一章 绪论

本章主要介绍了航空静止变流器的发展，对逆变器的控制方法进行了简要的分析和介绍，并对数字控制技术进行了较为详细的介绍。最后给出了本文所研究的主要内容及意义。

1.1 航空静止变流器技术回顾及其发展方向

传统的旋转变流机采用电动机和发电机来实现电能的变换，由于体积重量庞大、难于维护、动态性能无法满足快速变化的负载等缺陷，日益被静止变流器（SI——static inverter）所取代。静止变流器采用半导体器件和微电子控制技术来完成电能的变换，在体积重量、可靠性、动态响应、效率、可维护性和成本等方面均优于旋转变流器，所以广泛应用于以直流发电机、化学能、太阳能、风能等为主电源的领域，如各类航空器、航天器、导弹、舰船、车辆等。在民用方面如计算机、医疗设备、通讯领域也得到了广泛的应用。

对静止变流器的基本要求为：

- （1）体积小、重量轻、使用维护方便、工作可靠、价格便宜。
- （2）输出频率稳定，输出电压稳定，负载突变时恢复快，输出波形正弦度好，失真度小，效率高。
- （3）在航空等特殊环境对静止变流器提出进一步的要求，如高度、温度、湿热、霉菌、盐雾、加速度、振动冲击和电磁兼容等^[1]。

利用电动机和发电机的组合来实现电能的变换，航空静止变流器（ASI——Aeronautical static inverter）是属于航空电源系统的二次电源系统，其功用是将飞机上的 28V 或 270V 的直流电转换为恒压恒频单相/三相 115V/400Hz，供航空用电设备使用。同旋转变流器相比，航空静止变流器具有可靠性好、成本低、维修方便、体积小、重量轻、电气性能好等优点。欧美一些先进国家早在 70 年代就已经用 ASI 取代了旋转变流机。国内目前多数现役飞机的二次电源仍为旋转变流机，只有少数国产机型采用了航空静止变流器，而且型号较少。对航空静止变流器的研究成为当前国防建设的紧迫课题。

静止变流器的发展经历了三个阶段：方波式静止变流器，升压直流变换器

与阶梯波合成逆变器组合式静止变流器，正弦脉宽调制式静止变流器^[2-5]。

方波静止变流器的主电路拓扑如图 1.1 所示，主要由推挽电路和输出交流滤波电路构成，开关频率是输出电压的频率，一般为 400Hz 或 50Hz。

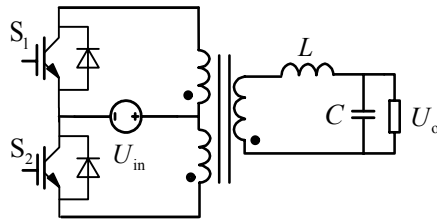


图 1.1 推挽式方波逆变器

该变流器的优点是电路拓扑简单，无直通，无须隔离驱动，可靠性高，所以现在广泛应用于后备式 UPS 或其他小功率场合。但存在以下缺点：由于输出电压为方波电压，输出电压波形失真度大，其总谐波含量 $>5\%$ ，如果采用串并联谐振的四阶 LC 滤波器，其总谐波含量可以控制在 2% 以下，但其滤波器体积重量大，动态响应慢；由于开关频率低，滤波器体积重量大，并且噪音严重。

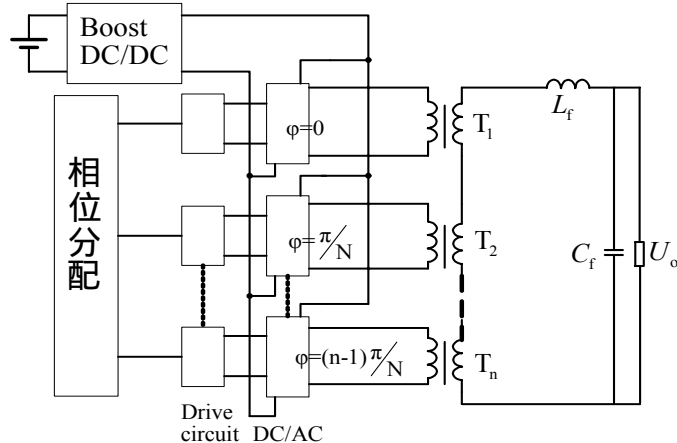


图 1.2 阶梯波合成逆变器

阶梯波合成静止变流器由升压变换器和阶梯波合成逆变器级联构成，如图 1.2 所示。对于大功率逆变器阶梯波合成常采用移相迭加法。它根据谐波抵消原理，通过 N 个相位相差 π/N 的逆变器活变压器副边 N 个绕组输出 N 个依次相移 π/N 梯的不同幅值的方波或矩形波来实现波形迭加，使合成波的谐波含量最小。

这种电路的优点是：输出谐波含量小，最低次谐波为 $2N\pm 1$ 次，故整个滤波器的重量和体积可以明显减小或可省去；由于 N 台逆变器互不关联，故一个逆变器的损坏不会引起整个逆变器的失效，所以整个系统的可靠性非常高；系统总功率有 N 个模块共同承担，故功率管不用并联就可以得到较大的功率输出。

该电路的缺点是：逆变器本身没有调压功能，只能通过前级的升压变换器来调节输出电压；每个单元中都存在低频变压器，此变压器的体积、重量大；电路拓扑复杂，元器件数目多。

目前这种通过 H 桥级联的多电平逆变器技术在电力系统中有广泛的应用前景，比如高压变频器、大功率、大容量的有源滤波器以及在高压直流系统中的逆变站等场合有广泛应用^[6]。

由美国航空仪表公司生产的 AI-1000 静止变流器是第二代产品，是典型的正弦脉宽调制式静止变流器。如图 1.3 所示，它由隔离型 DC/DC 变换器和高频 DC/AC 逆变器两部分组成。DC/DC 变换器将直流输入电压变换为 DC/AC 逆变器所需要的直流母线电压。其中高频变压器实现稳压和隔离的功能，取代了笨重的低频变压器。单相桥式逆变器采用了正弦脉宽调制技术，输出滤波器小，电压失真度小，系统功率密度高。

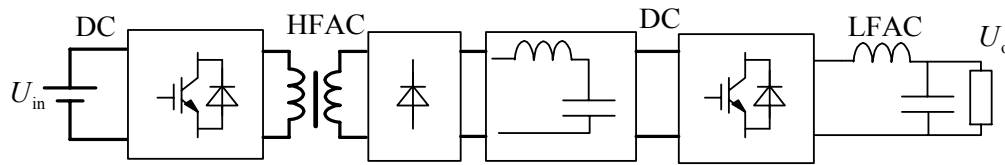


图 1.3 航空静止变流器

这种电路的特点为；采用高频变压器实现隔离；典型的两级式结构，中间有直流储能电容，前级 DC/DC 变换器和后级 DC/AC 逆变器分别闭环控制；采用了正弦脉宽调制技术，输出滤波器体积重量小，提高了稳态和动态电气性能；易于实现模块化，还易于构成三相组合式逆变器，实现三相输出的功能。

1.2 瞬时值反馈双闭环控制逆变器研究现状

传统的 PWM 开关稳压电源，以输出电压作为反馈信号实现单闭环控制。由于变换器本身等效为二阶系统，存在着响应速度慢、稳定性差等问题^[7]。特别是在逆变电源中，系统的动态性能差。电流型控制正是为了弥补电压型控制的缺点应运而生。它以变换器的全部状态变量——电感电流和电容电压（即输出电压）为反馈变量，在电压外环的基础上增加了电流内环，电流环时间常数小跟踪能力好，系统动静态性能大大改善，但是电感电流反馈控制也存在着逆变器输出外特性软、带非线性负载能力差的问题。电容电流反馈双闭环控制系统就

随之出现，它能够很好的解决这两个问题，下面就简单介绍这两中控制方法。

1.2.1 电感电流反馈的瞬时值控制

电感电流反馈的瞬时值控制的具体实现方法：采用正弦电压基准和输出电压反馈经过电压调节器后作为电流基准，电流基准和滤波电感电流反馈值的误差经过比例放大后和三角载波进行交截或者是经过滞环比较器，得到正弦脉宽调制信号来控制功率器件的导通与关断，以保证输出电压保持稳定。由于电感电流等于流经功率管的电流，对电流基准进行限幅，可以达到功率管限流保护的作用。由于负载电流作用于电感电流内环外部，负载效应得不到很好的抑制，因此输出外特性相对较差，且非线性负载情况下输出电压畸变较大^[8]。为了克服电感电流瞬时值反馈控制的不足，可以利用电感电流反馈加上负载电流前馈，这样负载电流扰动的影响在内环得到一定的抑制，而且提高了系统的动态性能和系统的输出外特性。

1.2.2 电容电流反馈的瞬时值控制

电感电流瞬时值反馈加负载电流前馈控制方案中，当电感的反馈系数与负载电流的反馈系数相同时，该控制方案就成了电容电流瞬时值控制方案。采用电容电流反馈的瞬时值控制的具体实现方法：采用正弦电压基准和输出电压反馈经过电压调节器后作为电流基准，电流基准和滤波电容电流反馈值的误差经过比例放大后和三角载波进行交截，得到正弦脉宽调制信号来控制功率器件的导通与关断。负载电流包含在电容电流闭环内，因此负载电流扰动的影响在内环得到了抑制。由于输出电压是电容电流在电容上的积分，控制了电容电流也就控制了逆变器的输出波形。负载的突变最先影响电容电流，电容电流内环的快速响应可以抑制负载的突变。因此，相对于电感电流反馈控制，采用电容电流反馈控制逆变器的外特性硬且动态响应快、带非线性负载能力强。电容电流瞬时值反馈控制不具有电流限制能力，但采取一定的措施可以实现负载电流限制和短路保护^[9]。

1.3 逆变器数字控制策略概述

1.3.1 PID 控制

数字 PID 控制以其简单、参数易于整定、发展成熟之特点，广泛应用于工程实践之中，逆变电源的控制也不例外^[10,11]，早期的逆变电源的控制，多为模拟 PID 控制，在一些厂家最近推出数字控制的逆变电源产品之中，也多采用 PID 控制。当然，单纯利用输出电压有效值反馈或输出电压瞬时值的反馈，采用模拟 PID 控制其进行调节，其性能存在不足之处，特别是动态性能及非线性负载的时候，不会令人太满意。正因为如此，许多的学者及工程技术人员为此进行了大量的研究，并把输出电感电流及输出滤波电容电流的瞬时值引入了控制系统，使得逆变电源的输出性能得到了很到的改善。但是，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。DSP 的出现，这个问题迅速得到解决，而且各种补偿措施可以方便地应用于逆变电源的 PID 控制之中，电压瞬时值、电流瞬时值引入控制系统，使得逆变电源的数字 PID 控制的效果得到了很到的改善，并在产品中应用成为了可能。同时针对传统数字 PID 控制存在的一些问题，各种补偿控制的思路也引入 PID 控制的研究之中，并在逆变电源的控制中应用；同时其它控制策略的一些思路也在不断的引入其中，使得古老的 PID 控制仍旧充满了活力。

鉴于数字控制的众多优点，但是数字控制系统的控制性能很大程度上取决于数字芯片的处理速度和精度，因此在许多要求动态性能快、稳态精度高的场合，如果只是采用一般的数字控制就很难兼顾系统各方面的性能，所以就出现了数模混合控制技术。主要是在电压电流双闭环控制的逆变器系统之中，具有良好的应用前景，电压环采用数字 PI 控制，具有良好的稳态精度；电流环采用模拟控制技术，具有良好的动态性能，本课题就采用数模混合控制技术。

1.3.2 无差拍控制

状态变量的无差拍控制最早是由 Kalman 于 1959 年提出，在 80 年代中期，开始了无差拍控制应用于逆变电源控制的研究工作 90 年代初期以来，逆变电源的无差拍控制的研究工作吸引了众多的电力电子界专家学者的注意力，随着研究的深入进行，逆变电源的无差拍控制取得了许多的研究成果。

无差拍控制是数字控制特有的一种控制算法。它根据逆变器的当前时刻状态方程和输出电压反馈信号来计算逆变器的下一个采样周期的脉冲宽度。对于线性负载来说,该控制方法既具有比较好的稳态输出特性,同时具有非常快的动态响应特性^[12-14]。但是该控制方法对系统参数变动反应灵敏,即系统鲁棒性差,一旦系统模型建立不准确或系统参数发生变化,系统将会出现振荡;瞬态响应的超调量大;计算的实时性强,对硬件的要求高。文献[15]提出了基于扰动观测器的无差拍控制,对负载扰动作出观测,克服了负载突变引起的输出电压振荡,提高了系统的稳定性;文献[16]引入对计算延时的补偿控制缓解了无差拍控制对硬件要求高的缺点;文献[17][18]采用硬件实现无差拍数字控制算法,运算速度快,计算的实时性强,实现了较好的控制效果。

1.3.3 滑模变结构控制

所谓变结构是指在系统工作过程中,根据运行参数的变化使系统中环节之间的联结方式发生变化,或者某些信号的极性发生变化,具有这种特征的控制系统均可称为变结构控制系统,通常简称 VSC 系统^[19]。滑模变结构控制时利用开关控制规则来使得被控系统的状态到达预期的滑动面(超平面)上“滑动”,以致于达到预期的性能:它起源于对继电和 Bang-Bang 控制系统的研究,早在 1960 年由前苏联科学家提出,并建立了相应的数学模型,前苏联学者在这一领域做了大量的开创性工作。

滑模变结构控制系统最大的优点是其对参数变化及外部干扰的不敏感性,即强鲁棒性,加上其固有的开关特性,它是特别适合应用于电力电子的闭环控制之中的,自然地吸引着众多学者将其应用与逆变电源的控制之中。滑模控制除了鲜明的优点——快速性和强鲁棒性之外,也存在控制系统稳态效果不佳、理想滑模切换面难于选取、控制效果受采样频率的影响等弱点^[20,21]。如今逆变电源的滑模控制的研究方兴未衰,研究成果层出不穷,但要将滑模变结构控制研究成果应用与实际产品之中,仍然需要进一步研究。

1.3.4 模糊控制

美国加利福尼亚大学著名教授 L.A.Zadeh 教授分别于 1965 年、1968 年、1973 年发表了模糊集、模糊算法和基于语言变量建立模糊逻辑系统方法等具有开创性的研究论文,奠定了模糊逻辑作为一门新学科的理论基础^[22]。自此以后,世

界各国对模糊控制的研究和投入大大增加，取得了长足的发展。中国对模糊逻辑的研究处于世界领先地位，但在应用水平上比较落后。

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，有效的对复杂事物做出判断和处理，近年来，它在在电力电子领域中的应用引起了人们的重视，模糊控制将在逆变电源的控制技术中显得越为重要^[23,24]。

1.3.5 重复控制

重复控制的基本思想源于控制理论中的内模原理^[25]，内模原理是把作用与袭用的外部信号的动力学模型植入控制器以构成高精度反馈系统的一种设计原理。逆变电源的重复控制，其主要目的是为了克服整流负载引起的输出波形周期性的畸变。重复控制一般和其它 PWM 控制方式合用，用来改善输出电压，重复控制的思想是假定前一周期中和反馈信号的误差来确定所需要的校正信号，然后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，以消除后面周期中将出现的重复性畸变。重复控制能够使得系统获得很好的静态性能，但该技术却不能获得很好的动态性能。为了获得更好的动态性能，文献[26]对其进行了深入的研究，并加入了自适应控制、瞬时值反馈控制等方案，用以提高系统的动态性能。

1.4 滞环电流型双降压式半桥逆变器的提出

文献[27]提出了一种高可靠性的逆变电路如图 1.4，并将其应用于三相逆变器，它由一个 Buck 和一个 Boost 电路组成。克服了传统桥式逆变桥的直通问题，尤其适用于航空航天、UPS 等对可靠性要求高的应用。Gerald R.Stanley 将其成功地应用于功率放大器^[28]，由于不需要设置死区时间，开关功放可以工作在较高高频开关频率下（200kHz），同时输出高质量的电压波形，采用的控制方法都是基于斜坡调制 SPWM（SPWM），为保证电路正常工作，要求必须有一个最小偏置电流，否则在轻载时输出电压会由于电感电流断续而失真。而这个偏置电流带来了过多的导通损耗。而采用滞环电流控制的双 Buck 逆变器正常工作时不需要任何偏置电流，同时可以克服电感电流断续造成的电压失真，保证了逆变器在较高效率和频率下运行。

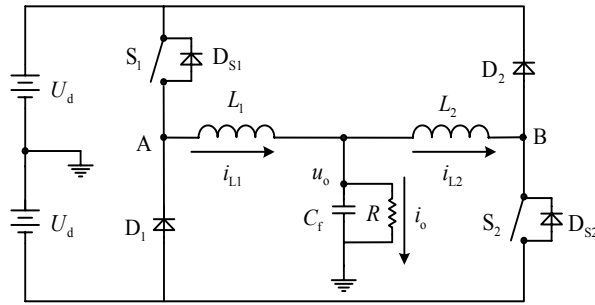


图 1.4 DBI 主电路拓扑

1.5 磁集成双 Buck 逆变器模型的研究分析

双 Buck 逆变器有个不足之处就是需要两个独立的输出滤波电感，这使得双 Buck 逆变器的输出滤波器体积和重量相对比较大，不利于进一步提高系统的功率密度，针对这个问题，本文研究了能否将双 Buck 逆变器的两个独立输出滤波电感进行耦合设计，分析耦合双 Buck 逆变器环流产生的原因，并通过改变耦合电感的绕组连接方式和改变电路的结构来消除环流，进一步减小滤波器的体积重量，提高系统的可靠性^[29]。

1.6 三相双 Buck 逆变器的构成

DBI 可以方便地构成三相和多路电路，如图 1.5 是构成 DBI 构成的三相电路，三个单相 DBI 以输入滤波器电容的中点作为共有中点，分别输出三相电压，实现三相四线制输出，不需要形成变压器。三相逆变器具有相同的结构，有利于系统模块化结构设计。

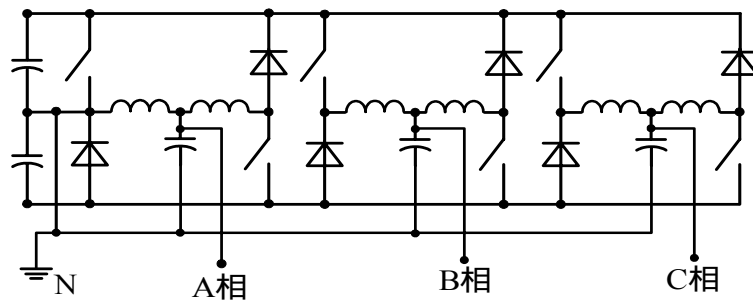


图 1.5 三相双 Buck 逆变器主电路拓扑

三个单相逆变器分别反馈各自的相电压和电感电流，通过独立的电压闭环控制输出电压和电感电流，具有良好的带不平衡负载能力和动态性能^[30]。

1.7 本文的主要内容及主要意义

1.7.1 本文的主要内容

本文以双 Buck 半桥逆变器为研究对象,进行应用研究。由于双 Buck 半桥逆变器具有内在抗桥臂直通的能力,可靠性高,功率管的体二极管不导通,可以提高变换器的效率等优点^[31,32]。本文结合了数字控制技术,电压环采用数字 PI 控制器,具有良好的稳态精度,电流环采用两态滞环控制方式,具有电流跟踪特性好,系统动态性能良好,同时具有内在的限流保护能力,其调制系统具有很好的稳定性且易于实现并联运行等优点,而且主电路及控制电路实现简单。本文主要对 DC/AC 逆变器的构成原理,控制方案,滤波器参数设计以及耦合电感的实现等进行了分析和研究,此外还分析研究了宽变频输出逆变器以及耦合电感双 Buck 逆变器的原理和实验。主要内容分以下六章:

第一章 绪论

第二章 滞环电流控制型双 Buck 逆变器原理分析和系统建模

第三章 双闭环仿真研究和数字控制器设计

第四章 2kVA 数模双闭环控制逆变器实验研究

第五章 磁集成双 Buck 逆变器分析及实验

第六章 结论

1.7.2 本文的主要意义

1. 在前人研究基础之上,深入分析两态电流滞环控制半桥逆变器和半周期两态电流滞环控制双 Buck 半桥逆变器的工作原理、系统参数及它们之间的相互关系,并进行仿真和相关实验研究。

2. 在前人研究的基础之上,研制大功率输出双 Buck 半桥单相逆变器,并发挥数字控制技术的特点,实现了宽变频输出功能,使得本逆变器具有 360 ~ 800Hz 宽变频输出的功能。

3. 在研制出大功率输出单相逆变器基础之上,研制出双 Buck 半桥三相逆变器。

4. 控制系统由电压外环和电流内环构成，电压环采用数字 PI 控制，具有良好的稳态精度，电流内环采用两态滞环控制，可以等价为一个惯性环节，具有良好的动态性能，易于实现逆变器并联，可进一步提高系统容量和可靠性。

5. 对双 Buck 逆变器的两个独立输出滤波电感进行了优化分析，并实现了耦合的功能，大大减小了滤波器的体积和重量，使双 Buck 逆变器的功率密度得到进一步提高。

第二章 滞环电流控制型双 Buck 逆变器原理分析和系统建模

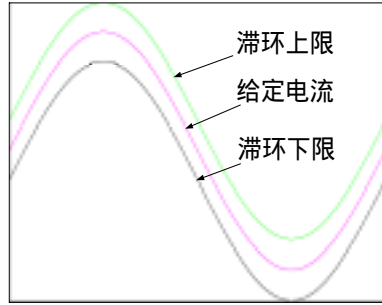
本章主要介绍了双 Buck 逆变器的基本构成和工作原理并对这种电路的控制原理做了详细的分析，最后建立了电流环等效频域模型，为以后的闭环系统参数设计和动静态性能的分析奠定了基础。

2.1 滞环电流控制技术的发展

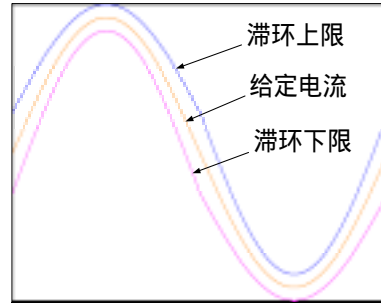
在众多的电流控制技术中，滞环电流控制是最简单、用途最广泛的一种方法。它主要利用滞环比较器形成一个以给定电流为中心的死区或滞环，将电感电流的变化控制在这个滞环内。电流滞环控制具有响应速度快和自然限制峰值电流和高度稳定性的优点。然而滞环控制型逆变器产生的脉冲调制波的谐波频谱会随着输入电压，输出滤波电感及负载的变化而变化，使得谐波频谱的变化范围较宽，含有丰富的低次谐波。因此滞环电流控制型逆变器相对于高频固定开关频率控制方式有较大的机械噪音，而且由于谐波的频谱较宽，也给低通滤波器的设计增加了难度。为了解决这一问题，有人用缩小滞环宽度的方法来提高逆变器的调制频率，使大部分的谐波频率都在音频和机械谐振频率以上，但是这会造成功率开关管的开关损耗的增加，造成系统效率和可靠性的降低。目前比较有效的方法是采用随机脉宽调制技术 RPWM (Random pulsewidth modulation)。它的主要原理是通过变环宽实现恒频调制。

滞环控制型逆变器按其滞环宽度可分为固定环宽和变环宽方式。所谓固定环宽方式是指整个周期内滞环宽度是不变的如图 2.1 (a)，利用一个正反馈的迟滞比较器实现两态滞环电流控制^[33]。而变环宽方式是指在一个输出周期内滞环宽度按照一定的规律在变化。目前变环宽方式主要有正弦变化的环宽 2.1 (b) 图和固定和正弦结合的混合型环宽。与正弦性环宽的滞环控制逆变器相比，固定环宽方式的滞环控制逆变器在峰值电压输出附近调制频率较低，电流脉动较大，而在过零处调制频率很高，电流脉动较小。反之正弦性环宽的滞环控制逆变器使其整个周期的调制频率趋于平均化^[34-35]，但环宽的变化规律是两倍的输出电压频率变化的，其整个周期的调制频率基本一致，其平均开关频率相对较高，电流脉动宽度可随着输出电压的幅值而变化，因此电流脉动小，电流的

低频谐波含量较低。混合型滞环控制逆变器是综合了以上两者的特点，即环宽大小根据输出电压的大小进行分段，环宽是按一定的规律离散变化的，这样可以保证开关频率不会太高，而电流脉动量较小。



(a)
图 2.1 固定环宽滞环控制



(b)
图 2.2 正弦环宽滞环控制

2.2 滞环控制双 Buck 逆变器运行模态分析

2.2.1 两态滞环控制原理

N.R.Zargari 提出了一种高可靠性的逆变电路^[26]，本文将之称为双 Buck 半桥逆变电路 (Dual-Buck Half Bridge Inverter ——DBI)，它由两个 Buck 电路组成，如图 2.3 (b) 所示。由于电感 L_1 、 L_2 的存在，克服了传统桥式逆变桥的直通问题，不需要设置死区时间，尤其适用于航空航天、UPS 等对可靠性要求高的应用。另外，功率开关管的体二极管不工作，续流电流流通过与开关管同一桥臂上的二极管，因此功率开关管和功率二极管的优化设计得到解耦。D₁、D₂ 可用快恢复或肖特基二极管减小二极管反向恢复和功率管开通损耗。可见，DBI 成功解决了上文中传统半桥逆变器的两个问题：1 是为保证逆变桥的可靠工作，防止同一桥臂的两个功率开关管直通，在开关转换期间必须设置死区时间，由于死区时间的插入会造成输出电压畸变，2 是传统半桥逆变器的续流二极管是一个与功率开关管反并联的二极管，通常称为功率开关管的体二极管，性能较差，带来的损耗较大。同半桥逆变器一样，DBI 的缺点是：功率管承受的电压应力是输出电压的两倍；桥臂输出电压波形是双极性的，谐波含量大。

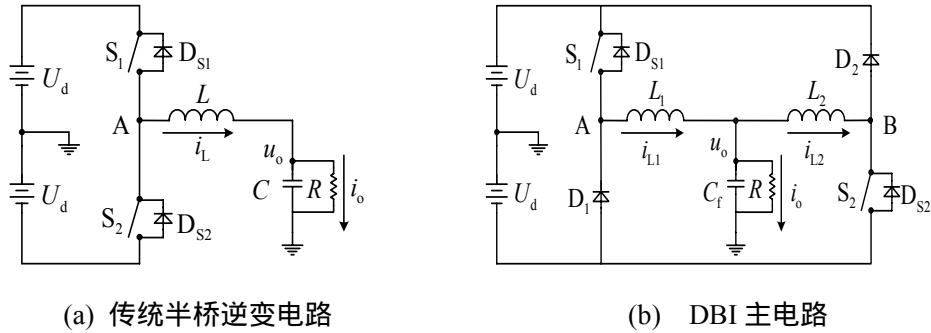


图 2.3 传统半桥和双 Buck 半桥逆变电路

文献[27]中所采用的控制方法都是基于斜坡调制 SPWM(ΔSPWM), 为保证电路正常工作, 要求必须有一个最小偏置电流, 否则在轻载时输出电压会由于电感电流断续而失真。而这个偏置电流带来了过多的导通损耗。为消除偏置电流和电流断续引起的电压失真, 在 DBI 中引入电流控制的概念, 采用滞环电流控制 DBI 的方案, 使 DBI 工作在无偏置电流运行模式 (Non-biased half cycle mode——NBHCM), 正常工作时不需任何偏置电流^[31,32]。

滞环电流控制型双 Buck 逆变器的主电路如图 2.2 所示。其基本工作原理(图 2.4)是采用电压电流双闭环, 电压外环实现稳压控制, 电流内环分别反馈控制两个滤波电感电流。当逆变器电感输出正向电流时, S_1 、 D_1 、 L_1 和 C_f 回路工作, 调制滤波输出, 滞环电流控制器使电感电流 i_{L1} 的高频纹波限制在设定的环宽内, S_2 、 D_2 不工作, L_2 的电流为零; 反之 S_1 、 D_1 、 L_1 不工作, S_2 、 D_2 、 L_2 工作。滞环电流控制有很强的自适应能力, 在电感电流较小的区段, 自动调整提高开关频率, 减小电感电流断续的区段以及其造成的输出电压失真。这一点是线性的控制方法无法做到的。

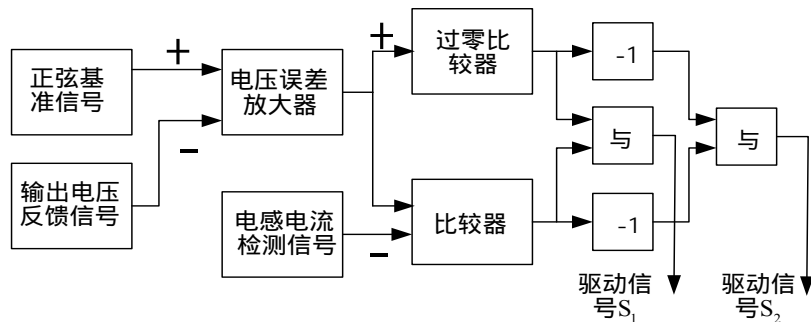


图 2.4 滞环电流控制的 DBI 逆变器控制原理框图

滞环电流两态控制的工作原理如下: 电感电流于电流基准 (电压误差信号) 相比得电流误差信号 i_e , i_e 再经滞环比较器得到 PWM 信号, 驱动功率管控制电

感电流在设定得正负环宽内 ($\pm h$)。如图 2.5 所示, 当 i_e 大于正环宽时, 滞环比较器输出低电平, 逆变桥输出 -1 态, 电感电流下降; 当 i_e 低于负环宽时, 滞环比较器输出高电平, 逆变器输出 +1 态, 电感电流上升, 总保持 i_e 在正负环宽内。

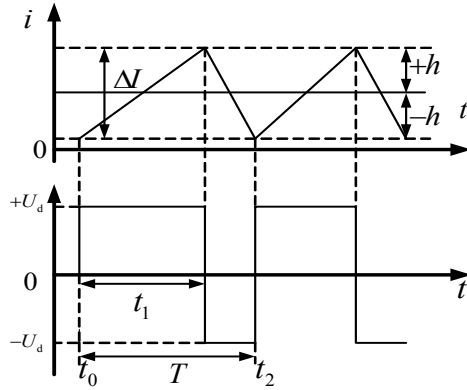


图 2.5 两态滞环电流控制原理图

2.2.2 电感电流连续模态分析

在进行模态分析之前我们进行假设和理想化处理: 功率开关管 S_1 、 S_2 和续流二极管 D_1 、 D_2 为理想开关, 开通关断瞬间完成, 不考虑寄生参数的影响^[36]。

HCDBI 的 NBHCM 模式可分为四个模态, 如表 2.1 和图 2.6 所示, 输出电流在每半个周期内分别等于单个电感电流。

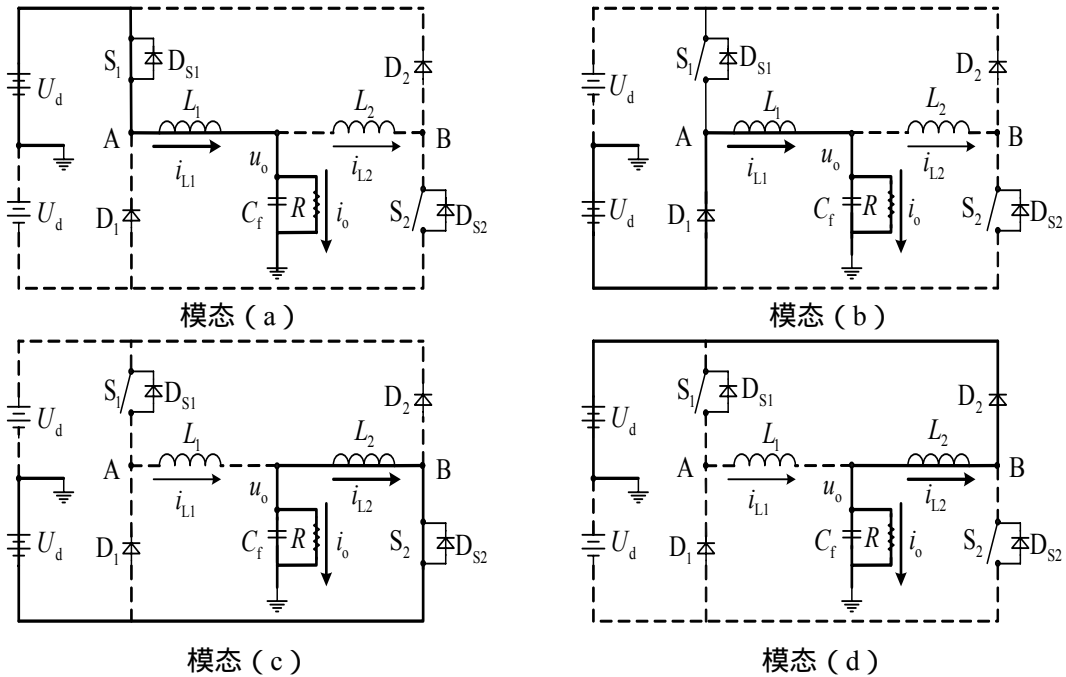


图 2.6 无偏置电流运行模式下的 DBI 的四种开关模态等效图

表 2.1 NBHCM 模式下 DBI 的功率管开关组合状态与桥臂输出电压状态的关系

	i_{L1}	i_{L2}	S_1	S_1	D_1	D_2	A 点电位	B 点电位	对应图 3
+1 态	>0	$=0$	1	0	0	0	$+U_d$	——	(a)
-1 态	>0	$=0$	0	0	1	0	$-U_d$	——	(b)
+1 态	$=0$	>0	0	0	0	1	——	$+U_d$	(c)
-1 态	$=0$	>0	0	1	0	0	——	$-U_d$	(d)

在逆变器应用中，滤波电感电流在逆变桥输出电压 $U_{in} (\pm U_d)$ 和 u_o 的作用下改变，忽略电感电阻，则有：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{in} - u_o}{L} \quad (2.1)$$

在一个开关周期 T 内，输出电压近似为恒值，则电感电流在 Δt 内上升 ΔI ：

$$\Delta t = \frac{\Delta I \cdot L}{u_{in} - u_o} \quad (2.2)$$

在 t_0 到 $t_0 + t_1$ 时间内， $U_{in} = +U_d$ ， $\Delta I = 2h$ ， $\Delta t = t_1$ ，可以求出 t_1 ：

$$t_1 = \frac{2h \cdot L}{U_d - u_o} \quad (2.3)$$

在 $t_0 + t_1$ 到 $t_0 + T$ 时间内， $U_{in} = -U_d$ ， $\Delta I = -2h$ ， $\Delta t = T - t_1$ ，可以求出 $T - t_1$ ：

$$T - t_1 = \frac{-2h \cdot L}{-U_d - u_o} \quad (2.4)$$

由以上两式 (2.3) 和 (2.4) 可得逆变器的瞬时开关频率 f_s 的表达式：

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{U_d^2 - u_o^2}{4hLU_d} \quad (2.5)$$

由上式可知，滞环电流控制的开关频率在一个周期内是变化的，其大小取决于母线电压 U_d 、滞环宽度 h 、输出电压 u_o 以及滤波电感 L 的值。在 u_o 为零时有最高开关频率 f_{max} ：

$$f_{max} = \frac{U_d}{4hL} \quad (2.6)$$

设功率管 S_1 导通时间为 DT ，二极管续流时间为 $(1-D)T$ 。稳态时，电流连续情况下，由电感在一个周期内伏秒积为零，即

$$(U_d - U_o)DT = (U_o + U_d)(1-D)T \quad (2.6)$$

得输出输入稳态电压增益为：

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{U_o}{2U_d} = D - \frac{1}{2} \quad (2.8)$$

2.2.3 电感电流断续模态分析

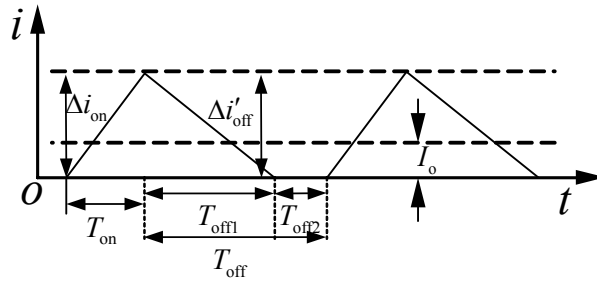


图2.7 电感电流断续时的电流波形

NBHCMDBI在电感电流较小时出现断续，如图2.7所示，存在四只功率管都处于断态的情形，下面推导DCM下的输出电压方程。这里只分析输出电流正半周期的情况，负半周期与正半周期相同。此时 S_1 、 D_1 和 L_1 工作， S_2 和 D_2 不工作， i_o 等于 i_{L1} ，因此有

$$\begin{cases} i_{omax} = i_{L1max} \\ i_{omin} = i_{L1min} \\ \Delta i_o = \Delta i_{L1} \end{cases} \quad (2.9)$$

S_1 开通时，电感电流线性上升，参见图2.7和图2.6得

$$U_d - U_o = L \frac{i_{omax} - i_{omin}}{T_{on}} = L \frac{\Delta i_{on}}{T_{on}} \quad (2.10)$$

S_1 关断时，电感电流线性下降，参见图2.14、图2.6得：

$$-U_d - U_o = L \frac{i_{omin} - i_{omax}}{T_{off1}} = -L \frac{i_{omax} - i_{omin}}{T_{off1}} = -L \frac{\Delta i_{of}}{T_{off1}} \quad (2.11)$$

稳态时，有 $\Delta i_{on} = \Delta i_{off} = \Delta i_o$ ，电感电流纹波不变。另 i_o 的平均值 I_o 为：

$$I_o = \frac{1}{2}(i_{omax} + i_{omin}) \quad (2.14)$$

由式(2.10)、(2.11)可见，当输入电压和输出电压一定时，输出电流纹波 Δi_o 是个常数 ΔI ，又由式(2.12)知，当 i_o 减小到 $i_{omin}=0$ 时， $i_{omax}=\Delta I$ ，此时输出电流 I_{omin} 即为电感电流临界电流 I_G ，即

$$I_G = I_{\text{omin}} = \frac{1}{2} i_{\text{omax}} = \frac{\Delta i_o}{2} \quad (2.14)$$

考虑到式 (2.11)、(2.14) 及 (2.8) 有：

$$I_G = \frac{u_{\text{in}} T}{2L} D(1-D) \quad (2.16)$$

当 $D = 0.5$ 时，临界电流达到最大值 I_{Gmax} ：

$$I_{\text{Gmax}} = \frac{U_{\text{in}} T}{8L} \quad (2.17)$$

将式 (2.17) 代入 (2.16) 得：

$$I_G = 4I_{\text{Gmax}} D(1-D) \quad (2.18)$$

由式 (2.8) 知，DBI 在 CCM 时，给定占空比 D ，即给定 U_o/U_{in} 。如果输出电流大于式 (2.18) 决定的 I_G ，那么电感电流连续， U_o/U_{in} 与输出电流无关；如输出电流小于式 (2.18) 决定的 I_G ，则电感电流断续。电感电流断续时的波形如图 2.7 所示。图中续流二极管电流在关断时间 T_{off} 结束前就下降到零。此时输出平均电流 I_o 为（其中 T_{off1} 是 S_1 关断后电流的持续时间）。

$$I_o = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} (\Delta i_{\text{on}} T_{\text{on}} + \Delta i_{\text{off}} T_{\text{off1}}) \right] \quad (2.19)$$

再由式 (2.10)、(2.11) 得：

$$\Delta i_{\text{on}} = \frac{1}{L} (U_d - U_o) T_{\text{on}} \quad (2.20)$$

$$\Delta i'_{\text{off}} = \frac{1}{L} (U_d + U_o) T_{\text{off1}} \quad (2.21)$$

稳态时， $\Delta i_{\text{on}} = \Delta i'_{\text{off}}$ ，又由式 (2.20)、(2.21) 得：

$$T_{\text{off1}} = \frac{U_d - U_o}{U_d + U_o} T_{\text{on}} \quad (2.22)$$

将式 (2.22) 代入 (2.19) 得：

$$I_o = \frac{1}{2T} (\Delta i_{\text{on}} T_{\text{on}} + \Delta i_{\text{on}} \frac{U_d - U_o}{U_d + U_o} T_{\text{on}}) = \frac{\Delta i_{\text{on}}}{2} D \frac{2U_d}{U_d + U_o} \quad (2.23)$$

将 (2.20) 代入 (2.23)，并考虑到 (2.10) 可得：

$$\frac{I_o}{I_{Gmax}} = 4D^2 \frac{1 - \frac{2U_o}{U_{in}}}{1 + \frac{2U_o}{U_{in}}} \quad (2.24)$$

即：

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{4D^2 - \frac{I_o}{I_{Gmax}}}{8D^2 + \frac{2I_o}{I_{Gmax}}} \quad (2.25)$$

由式 (2.8)、(2.18) 得到和的关系：

$$\frac{I_o}{I_{Gmax}} = 4\left(\frac{1}{2} + \frac{U_o}{U_{in}}\right)\left(\frac{1}{2} - \frac{U_o}{U_{in}}\right) \quad (2.26)$$

在DCM 区，变换器的输入输出电压增益已经变为非线性，变换器存在很高的非线性内阻，它不仅与占空比 D 有关，而且与输出电流 I_o 的大小有关。这时系统的动态特性变差，对输出电压的调节过程变得复杂。对逆变器系统来讲，DCM 工作时，仍然要求输出电压瞬时准确跟踪正弦基准信号，这就对系统的动态性能提出了很高的要求，必须有快速的动态响应，能对输出电压作出及时的校正和调节，使输出电压产生尽量小的失真。

2.3 滞环电流控制型 DBI 建模

2.3.1 电流环等效频域模型

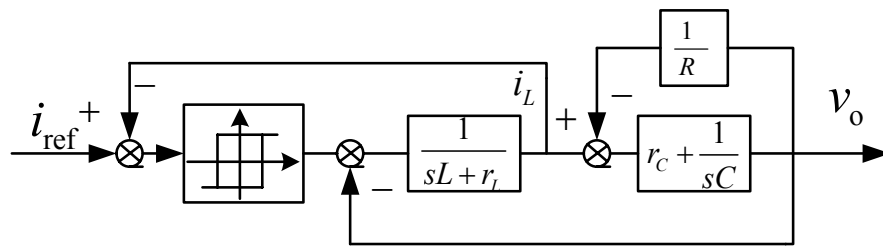


图 2.8 电流环控制框图

对电流滞环控制型逆变器的电流内环进行建模和分析，电流环控制框图如图2.8所示，主要就是分析滞环比较器在整个系统中的性能，但滞环控制是非线

性控制的一种，通常用相平面法、描述函数法和逆系统法^[37]来进行分析和设计，很难用线性系统的方法来分析。根据参考文献[7][30]，将电流环等效为一个比例环节，其方法倍数为电流反馈系数的倒数，使得许多信息都被忽略了，特别是在系统得中高频段，电流环有一定的延迟时间，这对系统得影响是不能忽略的。文献[38]通过参数拟合的方法，并通过仿真得到电流环的等效传递函数，并将电流环进行等效，得到低频段为一个比例环节，中高频段等效为一个一阶惯性环节。

2.3.2 滞环电流型 DBI 系统模型

根据控制系统理论，下面给出滞环电流控制型 DBI 系统的电压电流双闭环等效控制框图，如下图 2.9 所示。

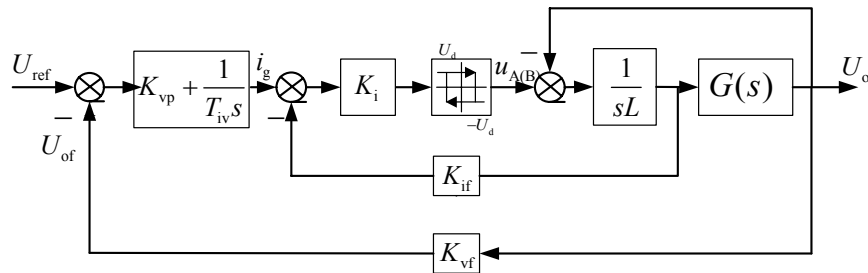


图 2.9 HCDBI的等效框图

根据2.3.1所得到的电流环等效频域模型，并将其代入到双闭环系统等效框图中，我们可以得到双闭环系统的线性化模型，如下图2.10所示

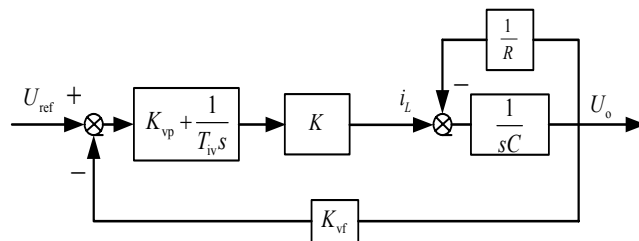


图 2.10 HCDBI的线性化等效模型

根据线性化后的系统框图可以得到系统闭环传递函数如下：

$$\Phi(S) = \frac{U_o(S)}{U_{ref}(S)} = \frac{K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}S} \right) G(S)}{1 + K_{vf} K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}S} \right) G(S)} \quad (2.27)$$

$$G(S) = \frac{R}{RC_f s + 1} \quad (2.28)$$

上式中： K_{vp} 电压环比例系数， T_{iv} 为电压环积分时间常数， K_{vf} 为电压反馈系数。

2.3.3 系统外特性分析

外特性是衡量逆变器性能的一个重要指标，逆变器的外特性越硬，逆变器输出电压受负载的影响越小，即逆变器从空载到满载过程中输出电压的变化量越小。由于该电流滞环控制型逆变器采用电压电流双闭环形式，因此逆变器的外特性主要由电压环来保证。由于电压环的输出是电流环的给定，因此从电压外环来看，电流内环成为电压调节器的调节对象，此对象特性由于二态滞环电流调节器的存在已从二阶环节退化到一阶环节从而为提高电压调节器的放大倍数，即提高调节精度打下了基础。下面就从这个方面对逆变器的外特性进行分析。

$$\Phi(s) = \frac{U_o(s)}{U_{ref}(s)} = \frac{K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) G(s)}{1 + K_{vf} K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) G(s)} \quad (2.29)$$

(a) 空载时的 $G(s)$ 为：

$$G(s) = \frac{1}{C_f s} \quad (2.30)$$

空载闭环传递函数为：

$$\Phi_{\infty}(s) = \frac{K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{1}{C_f s} \right)}{1 + K_{vf} K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{1}{C_f s} \right)} \quad (2.31)$$

(b) 阻性负载时，输出端为滤波电容 C_f 和阻性负载 R 并联， $G(s)$ 为：

$$G(s) = \frac{R}{RC_f s + 1} \quad (2.32)$$

阻性闭环传递函数为：

$$\Phi_R(s) = \frac{K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{R}{RC_f s + 1} \right)}{1 + K_{vf} K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{R}{RC_f s + 1} \right)} \quad (2.33)$$

(c) 感性负载时，输出端为 C_f 、 R 和负载电感 L 并联， $G(s)$ 为

$$G(s) = \frac{s}{C_f s^2 + \frac{1}{R}s + \frac{1}{L}} \quad (2.34)$$

容性负载闭环传递函数为：

$$\Phi_L(s) = \frac{K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{s}{C_f s^2 + \frac{1}{R}s + \frac{1}{L}} \right)}{1 + K_{vf} K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{s}{C_f s^2 + \frac{1}{R}s + \frac{1}{L}} \right)} \quad (2.35)$$

具体分析以阻性负载为例，根据上节得到的阻性负载传递函数：

$$\Phi(s) = \frac{U_o(s)}{U_{ref}(s)} = \frac{K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{R}{RC_f s + 1} \right)}{1 + K_{vf} K \left(K_{vp} + \frac{1}{T_{iv}s} \right) \left(\frac{R}{RC_f s + 1} \right)} \quad (2.36)$$

当输入量 $U_{ref} = X \sin(\omega t)$ 时，系统输出的稳态分量为 $U_o = X |\phi(j\omega)| \sin(\omega t + \theta)$ 。空载时，由于电流环的调制频率远高于系统基波频率，因此电流环的增益近似等于1，这样便于进行理论分析。

$$|\phi_\infty(j\omega)| = \sqrt{\frac{1 + (K_{vp} T_{iv} \omega)^2}{(K_{vf} - C_f T_{iv} \omega^2)^2 + (K_{vf} K_{vp} T_{iv} \omega)^2}} \quad (2.37)$$

由式(2.36)可得阻性负载时

$$|\phi_R(j\omega)| = \sqrt{\frac{1 + (K_{vp} T_{iv} \omega)^2}{(K_{vf} - C_f T_{iv} \omega^2)^2 + [(K_{vf} K_{vp} T_{iv} + \frac{T_{iv}}{R}) \omega]^2}} \quad (2.38)$$

设阻性负载时，逆变器的静差定义为：

$$\delta = \frac{U_o(\infty) - U_o(R)}{U_o(\infty)} \quad (2.39)$$

式中, $u_o(\infty)$ 是空载时的输出电压, $u_o(R)$ 是阻性负载时的输出电压。将式(2.37)、式(2.38)代入式(2.39)得到

$$\delta = 1 - \frac{|\phi_R(j\omega)|}{|\phi_\infty(j\omega)|} = 1 - K_\phi \quad (2.40)$$

$$\text{式中 } K_\phi = 1 / \sqrt{1 + \frac{2K_{vf}K_{vp} \frac{1}{R} + \frac{1}{R^2}}{(\frac{K_{vf}}{T_{iv}\omega} - C_f\omega)^2 + (K_{vf}K_{vp})^2}}。$$

结合实际电路参数, 上式中 $K_{vf}/T_{iv}\omega \gg C_f\omega$, $K_{vf}/T_{iv}\omega \gg K_{vf}K_{vp}$ 。

$$\text{将上式简化为: } K_\phi = 1 / \sqrt{1 + (\frac{T_{iv}\omega}{K_{vf}})^2 (2K_{vf}K_{vp} \frac{1}{R} + \frac{1}{R^2})}$$

经过上面的简化之后, 我们可以很明显的得到对系统外特性起主要作用的是电压环调节器的积分常数和输出频率, 显然 T_{iv} 、 ω 越大, K_ϕ 越小, δ 越大, 外特性越软, 其中积分时间常数起主要作用, 而 K_{vf} 、 K_{vp} 对输出电压外特性的影响是非线性的, 但其影响很小, 基本可以忽略^[39]。

由上可得如下结论, 在阻性负载时:

- (1) 电压环PI调节器的积分参数越大, 系统的外特性越软。
- (2) 在系统参数相同的情况下, 基波的频率越大系统的外特性越软。

2.4 本章小结

本章对 DBI 的工作原理及运行模式进行了系统的研究, 并对滞环控制进行了分析, 建立了系统等效频域模型, 为后面的系统参数设计和实际应用提供了理论依据。

1、研究了 DBI 的无偏置电流运行模式, 推导出各模态的状态方程、输出电压和各电流的电路方程。

2、并对系统外特性进行了分析, 分析得到了系统参数对外特性的影响, 得到电压调节器的积分参数和输出电压频率对外特性影响较大, 其它参数对系统

外特性的影响较小。

第三章 双闭环仿真研究和数字控制器设计

本章主要通过仿真的方法对数模混合控制 DBI 进行研究，结合理论分析和建模得到了电流环的等效模型，并建立了系统仿真模型。结合数字控制理论，通过仿真的方法初步确定数字 PI 调节器和滞环比较器的参数，给出了数字 PI 参数整定简单易行的方法，最后通过仿真分析和理论分析系统各参数变化对系统性能的影响。

3.1 系统仿真模型

Saber 是一个基于单一内核 (a single-kernel) 的整套混合信号仿真器，用其内置的事件算法 (与 Avant! MAST 全混合信号硬件描述语言和连续时间、差分算法相结合) 来实时适应事件处理、布尔逻辑、连续数学表达式和关联。这使得 Saber 能同时仿真模拟、事件驱动 (如 Z 区域)、数字和混合模拟/数字设备，因而在模拟和数字领域提供完全的交互。为使模拟和数字算法的这一连接有效，Avant! 开发了获得专利的 Calaveras 算法，Calaveras 能使两种算法得到最大效率的运行，只有在需要时才交互信息。对于包含有 Verilog 或 VHDL 编写的模型的仿真设计，Saber 能与通用的数字仿真器相连接，包括 Cadence 的 Verilog-XL、Model Technology 的 ModelSim 和 ModelSim Plus、Innoveda 的 Fusion 仿真器。因为 Saber 其实质是一种混合信号仿真器，所以在 Saber 的数字引擎和相关的仿真器之间具有协同仿真能力。

此外 Saber 具有强大的电路仿真功能，特别是在电力电子技术领域有着重要的地位和作用，它可以对目前常用的电路拓扑进行仿真研究，可以采用全模拟器件进行，也可以进行数模混合仿真和全数字仿真，具有小信号分析、傅立叶分析等等功能，对变换器的分析、理解和设计具有很强的指导作用。

下面建立数模混合控制 DBI 的仿真波形如下图所示，图 3.1 给出的是 DBI 主电路仿真模型。系统控制电路如下图 3.2 所示，主要是数字 PI 调节器，它是一个离散的数字运算过程，其中有输出电压采样、数字 PI 运算和数模转换三部分组成，这三部分是完全模拟实际电路来进行设计的，目的是使仿真模型能够更加接近实际工作过程。

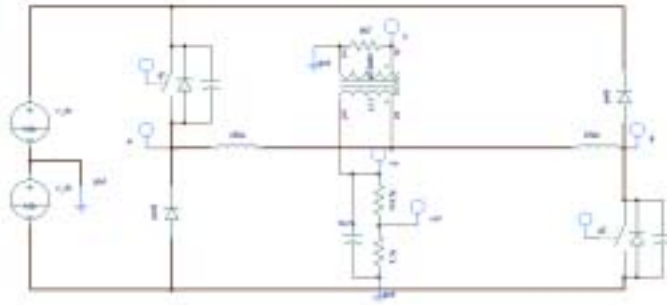


图 3.1 主电路仿真模型

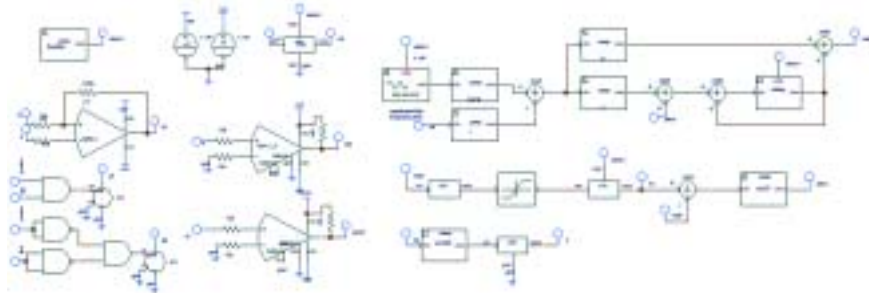


图 3.2 数字电压调节器、滞环比较器及控制逻辑仿真模型

3.2 DBI 双闭环控制器设计

DBI的控制器设计包括两个部分，一是电压外环的参数设计；二是电流内环参数设计。由于本文采用的是数模混合控制，其电压环为数字PI调节器，以第二章的理论分析和系统建模为理论依据，主要将涉及一些有关数字控制的问题，主要是系统采样频率的选取、数字PI参数的整定等，电流调节器为两态模拟滞环控制器，主要问题就是如何选取合理的滞环宽度。下面将围绕这两个主要问题进行展开分析和讨论。

3.2.1 电流内环模拟两态滞环控制器设计

电流内环控制器的设计主要就如何选取滞环比较器的环宽大小。

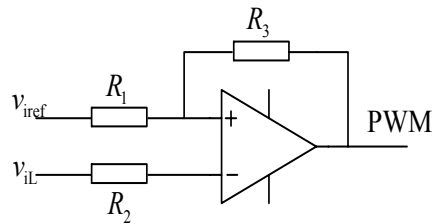


图 3.3 滞环比较器原理图

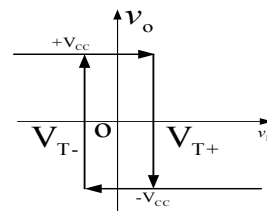


图 3.4 滞环比较器传输特性

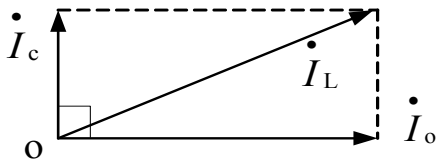


图 3.5 逆变器阻性负载电流向量图

鉴于数字处理器的速度不够快和精度不够高的问题，对于滞环电流控制方式对电感电流的采样和控制的速度和精度要求很高，因此电流环还是采用模拟两态控制器，利用正反馈迟滞比较器来实现如图3.7、图3.8所示。阻性负载时逆变器系统负载电流、电容电流及电感电流向量关系如图3.9所示。

根据工程经验按额定电感电流的15%来设计滞环宽度的大小。原理样机参数： $P_o=2000W$ ， $U_o=115V$ 。

负载电流 $I_o=P_o/U_o=17.4A$ ，电容电流 $I_c=\omega CU_o=4.3A$ ，则电感电 $i_L = \sqrt{I_o^2 + I_c^2} = 18A$ ，我们按负载电流的15%来取， $h=15\%I_o=2.7A$ ，鉴于电感电流的采样是采用电流LEM（霍尔元件），电流比是2000：1，它的供电电压为 $\pm 15V$ ，其输出信号的范围也对应与 $-15V \sim +15V$ ，其工作范围有一定的要求，还需结合实际电路集体确定，保证检测精度不会受到影响，系统额定输出功率为 $P_o=2000W$ ，在2000W以上，系统进入自然限流状态，则我们可以确定电流反馈系数的大小 K_{if} 大约为0.3到0.4左右，可以知道真正的滞环比较器的环宽大小 $H=hK_{if}=0.8V$ 左右，知道了电流反馈系数之后就可以确定滞环比较器的电阻参数。

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_3} 2V_{CC} \quad (3.1)$$

3.2.2 电压外环数字 PI 调节器设计

电压外环数字PI控制器的设计主要包含以下两个方面的内容，一是系统采样时序设计和采样频率的选取，二是如何整定数字PI参数。

采样时序和采样频率设计的依据是最大限度的提高系统的实时性，减小采样延时和运算延时对系统性能造成的影响，主要是在系统的外特性和动态性这两个方面。

1. 采样周期 T 的选择

采样周期 T 在计算机控制系统中是一个重要的参量，从信号的保真度来考

考虑，采样周期 T 不宜太长，也就是采样角频率 $\omega_s (2\pi/T)$ 不能太低，采样定理给出了下限频率即 $\omega_s \gg 2\omega_m$ ， ω_m 是原来信号的最高频率。从控制性能来考虑，采样周期 T 应尽可能地短，也即 ω_s 应尽可能地高，但是采样频率越高，对计算机的运算速度要求越快，存储器容量要求越大，计算机的工作时间和工作量随之增加。另外，采样频率高到一定程度，对系统性能的改善已经不是很显著了。所以，对每个回路都可以找到一个最佳的采样周期 T 。图 3.10 和 3.11 是从计算机资源和系统性能角度分析的最佳采样周期。

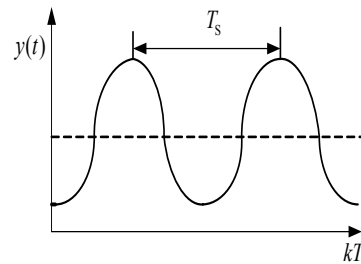
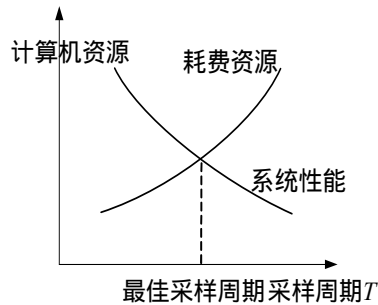


图 3.6 计算机资源和系统性能上选最佳采样周期 图 3.7 扩充临界比例实验曲线

采样周期 T 的选择与下列一些因素有关^[40]：

- 1) 作用于系统的扰动信号频率 f_n 。通常 f_n 越高，要求采样频率 f_s 也要相应提高，即采样周期缩短；
- 2) 对象的动态特性。当系统中仅是惯性时间常数起作用时， $\omega_s \gg 10\omega_m$ ， ω_m 为系统的通频带；当系统中纯滞后时间 τ 占有一定分量时，应该选择 $T = \tau/10$ ；当系统中纯滞后时间 τ 占主导作用时，可选择 $T = \tau$ ；
- 3) 与计算机字长和运算速度有关。计算字越长，运算精度越高，但计算时间越多，采样频率就不能太高；运算速度快，则可以适当提高采样频率。

由于本系统数字控制是利用中断服务子程序实现的，正弦波每个周期的点数直接和采样频率有关，一旦中断频率确定，那么系统所能利用的软件资源也就确定，鉴于本系统的数字处理芯片是 TMS320F2407 的主频、数字 PI 程序资源以及系统采样保护等软件资源，决定了系统得一个最高采样频率 f_{smax} ，因此系统采样频率必须小于最高采样频率，否则系统实际工作频率也就是最高采样频率，本文最终确定系统采样频率为 $f_s = 100\text{kHz}$ ，这个频率已经接近系统最高的采样频率，系统资源得到最大利用，若要系统系统采样频率及控制性能就必须通过更换速度更快字长更长的数字信号处理芯片。

2. 数字 PI 参数的整定及对系统的影响

扩充临界比例度法选择 PI 参数^[41]，扩充临界比例度法是以模拟调节器使用的临界比例度法为基础的一种 PI 数字调节器的整定方法。整定步骤如下：

(1) 选择合适的采样周期 T ，调节器作纯比例 K_{vp} 控制

(2) 逐渐加大比例 K_{vp} ，使控制系统出现临界振荡。如下图所示，有临界振荡过程求得相应的临界振荡周期 T_S ，并记下临界振荡增益 K_S

(3) 选择控制度，控制度的定义是数字调节器和模拟调节所对应的过度过程的误差平方的积分之比，即：

$$\text{控制度} = \frac{[\min \int_0^{\infty} e^2 dt]_D}{[\min \int_0^{\infty} e^2 dt]_A} \quad (3.2)$$

实际上，控制效果是采用误差平方的积分作为性能的评价函数。当控制度为 1.05 时，数字调节器与模拟调节器的控制效果相当。当控制度为 2 时，数字调节器较模拟调节器的控制质量差一倍。按照式(3.2)选择的控制度应该向 1.05，1.2，1.5，2.0 中的一个数圆整。

(4) 选择控制度以后，按照表选择采样周期 T ， K_{vp} ， T_I ， T_d

表 3.1 扩充临界比例度法 PID 参数计算公式

控制度	控制规律	T/T_S	K_p/K_S	T_I/T_S	T_d/T_S
1.05	PI	0.03	0.55	0.88	—
	PID	0.014	0.63	0.49	0.14
1.20	PI	0.05	0.49	0.91	—
	PID	0.043	0.47	0.47	0.16
1.50	PI	0.14	0.42	0.99	—
	PID	0.09	0.34	0.43	0.20
2.00	PI	0.22	0.36	1.05	—
	PID	0.16	0.27	0.40	0.22
模拟调节器	PI	—	0.57	0.83	—
	PID	—	0.70	0.50	0.13
Ziegler-Nichols	PI	—	0.45	0.83	—
	PID	—	0.60	0.50	0.125

(5) 按照求得的整定参数，设数运行，观测控制效果，再适当调整参数，直到获得比较满意的控制效果。

根据扩充临界比例度法，先进行模拟系统仿真。仿真模型 3.1 系统仿真模型

所示。积分参数取零，不断增加比例参数，在比例参数增加到 $K_{vp}=17$ 时系统发生临界振荡， $T_s=70\mu\text{s}$ 左右，仿真波形如下图 3.12 所示。

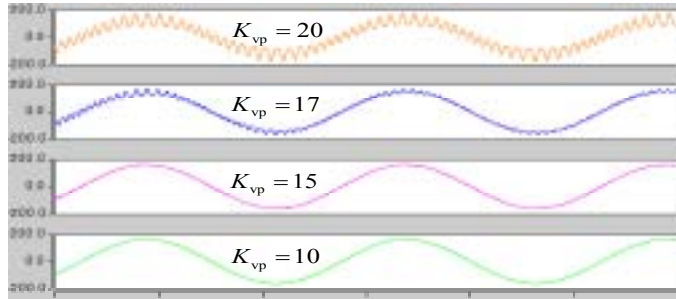


图 3.8 不同比例参数下输出电压波形

粗选一组数字 PI 参数，进行仿真。按控制度 1.5，整定一组参数， $T=10\mu\text{s}$ ， $K_{vp}=7$ ， $K_I=0.14$ ， $T_{iv}=70\mu\text{s}$ ，仿真结果不稳定，适当减小比例系数，再次取一组参数为： $K_{vp}=5$ ， $K_I=0.14$ ，进行仿真得到稳定结果。

3.3 数模混合控制 DBI 分析和仿真研究

3.3.1 数字 PI 参数及不同负载对系统外特性的影响

主电路参数：输入电压 $U_{in}=360\text{V}$ ，输出电压 $U_o=115\text{V}$ ，输出频率 $f_o=400\text{Hz}$

表 3.2 根据理论计算参数仿真数据

仿真参数	电压调节器参数	空载		阻性满载		容性满载		感性满载	
		输出电压	THD	输出电压	THD	输出电压	THD	输出电压	THD
数值	$K_{vp}=5$ $K_I=0.14$	115.1	0.231	108.4	0.224	118.5	0.197	104.9	0.271

从上表的仿真数据分析，数模混合控制双 Buck 逆变器是完全可以实现的，其性能和模拟控制相比的最大差别是输出电压的外特性比较软。下面将定性的分析容性负载外特性上翘、感性负载外特性较阻性负载更软。

由电力系统的基本知识，我们知道系统的无功功率与电压幅值有关，系统的有功功率与系统的频率有关。当系统的无功不足时，系统的母线电压就降低，当系统母线电压下降到一定程度时就会出现系统的电压崩溃；当系统的有功不足时，就会导致系统频率的降低，如果频率的持续降低就会出现系统的频率崩溃，这两种情况都会导致整个系统的崩溃^[42]。

以上面的电力系统基本知识作为分析逆变器各种负载时的外特性的前提，在以往的设计过程中并没有考虑这方面的影响，设计逆变器的滤波电容时基本上没有考虑逆变器的无功容量对逆变器系统的影响，而只仅仅考虑逆变器的输出电压波形质量和滤波器的体积和重量，而本文分析了逆变器系统的无功功率对系统外特性的影响，对一些要求不是很高的场合可以通过优化系统无功容量达到系统外特性指标，而不需要引入有效值控制、负载电流前馈控制等手段。

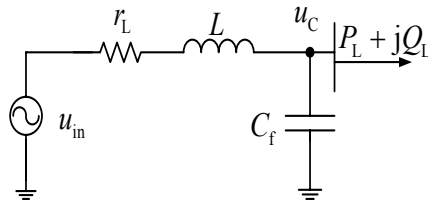


图 3.9 逆变器等效电路图

$$\begin{aligned} \Delta U_c &= \frac{P + j(Q_{cf} + Q_L)}{U_c} (r_L + jX) \\ &= \frac{Pr_L - (Q_{cf} + Q_L)X}{U_c} + j \frac{PX + (Q_{cf} + Q_L)r_L}{U_c} \end{aligned} \quad (3.3)$$

设：

$$\Delta U = \frac{Pr_L - (Q_{cf} + Q_L)X}{U_c}, \quad \delta U = \frac{PX + (Q_{cf} + Q_L)r_L}{U_c} \quad (3.4)$$

如果已知首端电压 u_{in} ，则可以知道不同负载下 U_c 的电压为：

$$U_c = u_{in} - \Delta U_c \quad (3.5)$$

$$U_c = u_{in} - \Delta U + j\delta U \quad (3.6)$$

$$U_c = \sqrt{(u_{in} - \Delta U)^2 + (\delta U)^2} \quad (3.7)$$

因为：

$$\delta U \ll (u_{in} - \Delta U) \quad (3.8)$$

$$U_c \approx u_{in} - \Delta U \quad (3.9)$$

当逆变器输出带感性负载的时候，负载消耗一定的无功功率为 Q_L ，整个系统的总无功功率为 $(Q_L - Q_{cf})$ ，当逆变器输出带容性负载的时候，负载发出一定的无功功率 $(Q_L + Q_{cf})$ 。

逆变器参数：额定功率 $P_o = 2000\text{VA}$ ，感性负载 ($\text{PF} = 0.8$ ，滞后)，容性负载 ($\text{PF} = 0.75$ ，超前)，LC 滤波器参数： $L_f = 250\mu\text{H}$ ， $r_L = 0.055\Omega$ ，(测试频率 $f = 400\text{Hz}$)， $C_f = 14.7\mu\text{F}$ 。

逆变器本身发出的无功功率： $Q_{Cf} = u_c^2 \omega C_f = 488.4\text{var}$

逆变器感性负载吸收的无功功率： $Q_L = S \sin\varphi = 1322\text{var}$

逆变器容性负载发出的无功功率： $Q_L = S \sin\varphi = 1200\text{var}$

根据上面的参数我们可以粗略的计算 ΔU 的大小：

滤波器阻抗： $Z_L = r_L + j\omega L = 0.055 + j0.628$

容性负载： $Q_L = 1322\text{var}$ ， $P_L = 1500\text{W}$ ，

系统总的无功功率 $Q = Q_{Cf} + Q_L = 1810.4\text{var}$

感性负载： $Q_L = 1200\text{var}$ ， $P_L = 1600\text{W}$ ，

系统总的无功功率： $Q = Q_{Cf} + Q_L = -711.6\text{var}$

容性电压升高：

$$\Delta U = \frac{P_L r_L - (Q_{Cf} + Q_L) X}{U_c} = -9.17\text{V} \quad (3.10)$$

感性电压降落：

$$\Delta U = \frac{P_L r_L + (Q_{Cf} + Q_L) X}{U_c} = 3.12\text{V} \quad (3.11)$$

上面分析得到的参数不能满足系统的要求，而且理论计算的得到的电压值与实际值之间有很大的差距，主要原因是在分析电压降落的过程中，没有考虑系统的调节作用，是一种理想的状况，因此与实验值之间有很大的差距，鉴于逆变器带不同负载是的外特性差别很大，我们有必要进行无功功率调整和优化或者是增加负载电流反馈、输出电压有效值调节等，主要目标是提高系统的稳态精度，由自动控制系统我们知道，系统的稳态精度主要取决于积分作用的强弱，积分系数越大，系统的稳态误差越小，积分系数越小，系统的稳态误差越大，但积分系数过大系统容易出现不稳定或者是振荡，同时需要对比例系数进行调整，两个参数是相互影响。

表 3.3 不同积分参数系统仿真数据

电压调 节器参数	滤波器参数： $L_f=250\mu\text{H}$ ， $C_f=14.7\mu\text{F}$ ，滞环电阻： $10\text{k}\Omega/1500\text{k}\Omega$							
	空载		阻性满载		容性满载		感性满载	
	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)
$K_{vp}=4K_i=0.14$	116.83	0.246	108.91	0.195	117.07	0.179	104.42	0.252
$K_{vp}=4 K_i=0.2$	116.56	0.236	111.7	0.221	118.75	0.171	107.31	0.211
$K_{vp}=4 K_i=0.3$	116.14	0.223	113.7	0.214	118.98	0.181	109.85	0.205
$K_{vp}=4 K_i=0.4$	115.86	0.239	114.52	0.179	118.52	0.169	111.04	0.220
$K_{vp}=4 K_i=0.5$	115.68	0.250	114.9	0.188	118.07	0.171	111.83	0.223

表 3.4 不同比例参数系统仿真数据

电压调 节器参数	滤波器参数： $L_f=250\mu\text{H}$ ， $C_f=14.7\mu\text{F}$ ，滞环电阻： $10\text{k}\Omega/1500\text{k}\Omega$							
	空载		阻性满载		容性满载		感性满载	
	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)
$K_i=0.5 K_{vp}=1$	116.47	0.449	115.95	0.269	120.78	0.262	不稳定	
$K_i=0.5 K_{vp}=2$	116.09	0.271	115.76	0.206	119.38	0.182	111.91	0.306
$K_i=0.5 K_{vp}=3$	115.98	0.186	115.39	0.211	118.75	0.156	111.88	0.249
$K_i=0.5 K_{vp}=4$	115.9	0.188	115.05	0.164	118.30	0.136	111.87	0.236
$K_i=0.5 K_{vp}=5$	115.84	0.169	114.78	0.173	117.98	0.135	111.94	0.254
$K_i=0.5 K_{vp}=6$	115.79	0.206	114.48	0.159	117.36	0.193	不稳定	

从上面两表的仿真数据我们可以得到，数字 PI 参数对系统输出电压稳态精度和输出电压 THD 有较大的影响。我们可以得到一个很明显的趋势，积分系数 K_i 越大系统外特性越硬，比例系数 K_{vp} 越大系统外特性越硬，但随着比例系数和积分系数的增大系统的稳定在降低，当比例系数大到一定值以后系统就不稳定。在固定比例参数为 $K_{vp}=4$ ，不断增加积分参数 K_i ，系统的输出电压稳态精度提高，系统外特性越硬，输出电压 THD 的影响不是线性的，但影响不是很明显， K_i 从 0.14 增加到 0.5 几乎没有太大的变化，但是积分系数不能太大，系统会出现振荡。当固定积分系数 $K_i=0.5$ ，不断的增加比例参数，系统的外特性变化是非线的，先是比例系数增大外特性变硬，过了一个临界点后比例系数增大外特性变软。

3.3.2 滞环宽度 h 对输出电压 THD、开关频率的影响

表 3.5 不同滞环宽度 h 系统仿真数据

滞环比较器电 阻比 (kΩ/kΩ)	滤波器参数： $L_f=250\mu\text{H}$ ， $C_f=14.7\mu\text{F}$ ，数字 PI 参数： $K_{vp}=4$ $K_I=0.5$							
	空载		阻性满载		容性满载		感性满载	
	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)
10 /500	115.9	0.369	115.09	0.3246	119.14	0.309	112.87	0.452
10 /1000	115.89	0.219	114.99	0.194	119.11	0.179	112.91	0.272
10 /1500	115.9	0.176	115.0	0.172	119.19	0.152	112.98	0.241
10 /2000	115.89	0.164	115.09	0.153	119.08	0.143	113.0	0.215

表 3.6 不同滞环宽度 h 与系统平均开关频率仿真数据

	滤波器参数： $L_f=250\mu\text{H}$ ， $C_f=14.7\mu\text{F}$ ，数字 PI 参数： $K_{vp}=4$ $K_I=0.5$				
滞环比较器电阻比(kΩ/kΩ)	10 /300	10 /500	10 /1000	10 /1500	10 /2000
满载开关频率(kHz)	21.6	28.8	36.8	40.8	41.6

从上面的仿真数据可以看出滞环宽度的大小对输出电压 THD 和系统的开关频率影响较大，环宽越大输出电压 THD 越大，系统平均开关频率越小，电感电流脉动越大；环宽越小输出电压 THD 越小，系统平均开关频率越高，电感电流脉动越小，所以滞环宽度的选取是一个折中取最优的过程，其中主要考虑的问题是输出电压总失真度、系统平均开关频率和电感电流脉动的大小。

3.3.3 不同滤波器参数对系统外特性的影响

下面给出不同滤波器参数对系统外特性的仿真数据，如两表 3.7、3.8 所示

表 3.7 不同输出滤波电感系统仿真数据

滤波器 参数 ($C_f=14.7\mu\text{F}$)	滤波电容： $C_f=14.7\mu\text{F}$ ，数字 PI 参数： $K_{vp}=4$ $K_I=0.5$ ，滞环电阻 10kΩ/1000kΩ							
	空载		阻性满载		容性满载		感性满载	
	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)
200μH	115.9	0.214	115.04	0.217	119.39	0.167	112.89	0.291
250μH	115.89	0.219	114.99	0.194	119.11	0.179	112.91	0.272
500μH	115.9	0.175	115.02	0.185	119.12	0.137	不稳定	
800μH	115.91	0.205	115.02	0.223	119.13	0.169	不稳定	

表 3.8 不同输出滤波电容系统仿真数据

滤波器 参数 ($L_f=250\mu\text{H}$)	滤波电感 : $L_f=250\mu\text{H}$, 数字 PI 参数 : $K_{vp}=4$ $K_i=0.5$, 滞环电阻 $10\text{k}\Omega/1000\text{k}\Omega$							
	空载		阻性满载		容性满载		感性满载	
	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)	输出 电压	THD (%)
10 μF	115.49	0.331	114.74	0.289	118.69	0.286	111.69	0.819
14.7 μF	115.9	0.191	115.08	0.195	119.11	0.174	112.91	0.272
20 μF	116.35	0.169	115.48	0.155	119.58	0.164	113.23	0.220
30 μF	117.22	0.111	116.26	0.143	120.48	0.129	113.52	0.173

从上面两表分析,我们可以得到 LC 滤波器参数对系统的稳态性能有较大的影响。滤波电感对输出电压幅值影响较小,但对输出电压 THD 有一定的影响,对于滞环电流控制型逆变器来将,感值越大系统的开关频率越低,系统低次谐波含量增加,但 LC 滤波器的截止频率也降低,因此滤波电感对输出电压 THD 的影响不是线性的,而是一个非线性的关系,两者相互矛盾的,只能折中取最优。输出滤波电容的大小对输出电压的幅值影响较大,也就是逆变器系统的无功功率对系统输出电压幅值有很大的影响,输出滤波电容越大系统输出电压幅值越高,反之,则越小。因此在设计 LC 滤波器时候应该考虑不同负载的要求,很明显逆变器对负载变化非常敏感,特别是容性负载外特性上翘,而感性负载外特性比阻性下垂得多。在较大的输出滤波电感时,系统带感性负载时出现了不稳定,是因为滤波电感增加会导致电流闭环的转折频率左移,系统的通频带带线性减小,电流闭环的动态特性下降,从而导致了整个系统的不稳定^[38]。

3.4 本章小结

本章对滞环电流控制型 DBI 进行了深入的仿真分析,分析了系统各个控制参数对系统性能的影响,结合仿真给出了数字 PI 参数的设计准则,还定性的分析不同负载下系统外特性的差异。

1. 用 Saber 仿真软件建立了系统仿真模型,并用 Saber 软件加入离散仿真器件,实现了数模混合仿真,为系统仿真提供了平台。

2. 结合数字控制技术的基本要求和仿真分析,给出了本系统数模混合控制器的设计准则,主要是针对系统采样频率、数字 PI 参数这两个问题展开,根据

扩充临界比例度法选择系统控制参数和采样频率。

3. 通过仿真分析了系统主要参数对系统性能的影响，主要是数字 PI 参数、LC 滤波器及滞环宽度对系统外特性、动态性能及开关频率的影响，还结合电力系统分析的理论，定性的分析了容性负载比阻性负载外特性上翘，感性负载外特性比阻性负载下垂。

第四章 2kVA 数模双闭环控制逆变器实验研究

结合第二章的理论分析和第三章的仿真研究，本章的主要任务是设计了一台2kVA采用电感电流瞬时值反馈数模混合控制的单相逆变器，对整个逆变器进行了系统的详细设计和试验研究，验证了理论分析和仿真分析的正确性，实现了宽变频输出的功能和组合式三相输出的功能，取得了良好的实验结果。

4.1 主电路参数设计

逆变器系统构成框图如图4.1所示，整个系统由逆变桥电路、低通滤波器、采样电路、控制电路、驱动电路和保护电路等部分组成。

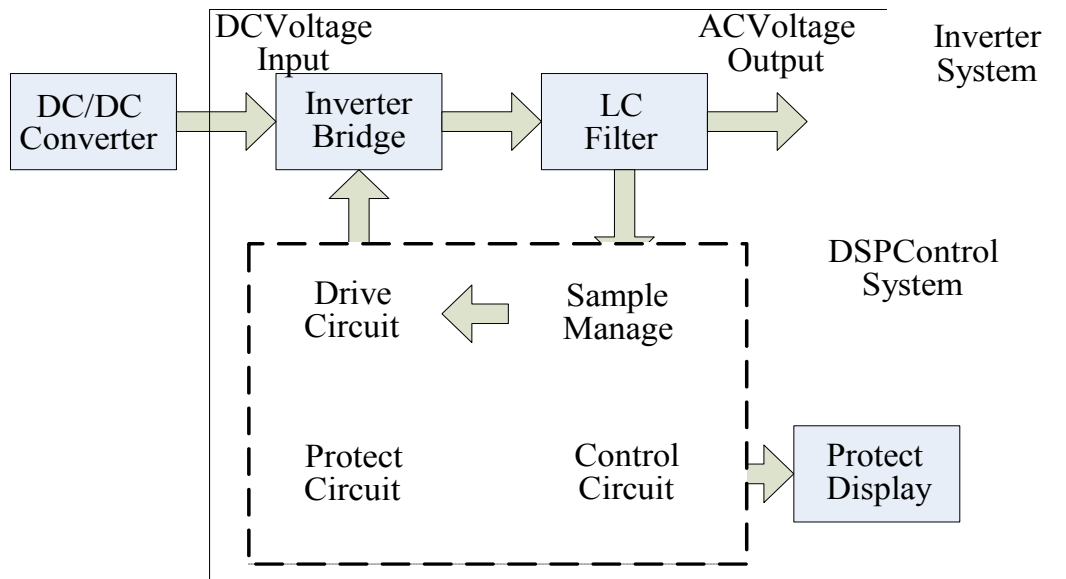


图 4.1 逆变器系统构成框图

逆变桥电路是系统的核心，它主要实现电能的DC/AC 转换；低通滤波器主要把逆变桥调制出的脉动电压滤成平滑的交流电压；采样调理电路把系统的状态参数进行采样并调制成控制电路可接受的信号；控制电路根据反馈的信号对逆变桥电路进行适当控制，以实现电压的稳定正弦输出，保护电路用于功率管过流时禁止PWM输出并指示故障。

逆变器采用单相DBI拓扑作为主电路，如图4.2所示，考虑前级变换器输出的母线电压为360~400V，逆变器输出为115V/400Hz，额定功率2kVA，设计电

路参数。

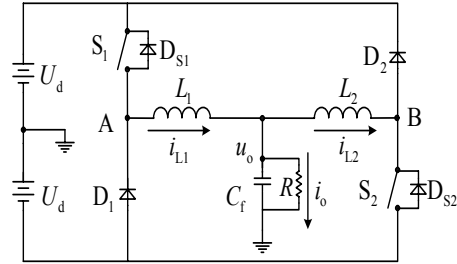


图 4.2 逆变器主电路

4.1.1 输出 LC 滤波器设计

因为本课题采用的是滞环电流控制方案，使得本逆变器的开关频率是变化的，由第二章分析可以得到本逆变器的瞬时开关频率、最大和最小开关频率分别如下式所示：

$$f_s = \frac{U_d^2 - u_o^2}{4hLU_d}, \quad f_{\max} = \frac{U_d}{4hL}, \quad f_{\min} = \frac{U_d^2 - u_{\text{omax}}^2}{4hLU_d} \quad (4.1)$$

这对滤波器的设计具有一定的难度。逆变器输出的谐波频率直接与开关频率有关，最低次谐波频率也就是最低开关频率，为了保证滤波器的滤波效果，必须保证滤波器的谐振频率远远小于谐波频率，通常取滤波器的谐振频率为基波频率 5~10 倍，开关频率为谐振频率的 5~10 倍^[43,44]。确定了滤波器的谐振频率 f_o 之后，只要在确定电感或电容的大小就能确定滤波器的参数。由于本逆变器采用电流滞环控制，滤波电感的大小直接影响逆变器的开关频率 f_s ，为了提高最低次谐波频率就必须减小滤波电感，但减小滤波电感会使电感中的电流脉动增加，电感损耗磁滞损耗也会相应的增加，同时会使系统平均开关频率增加，这对系统的效率和可靠性都是不利的，因此滤波电感的选取范围就缩小了很多。

根据本逆变器的主要参数：输入电压： $U_{\text{in}}=2U_d=360\text{V}$ ，输出电压 $u_o=115\text{V}$ ，频率 $f_o=400\text{Hz}$ ，输出功率 $P_o=2\text{kW}$ 。

设计本逆变器的最低开关频率为 $f_s=10\text{k}$

$$10^4 = \frac{180^2 - 115^2 \times 2}{4h \times L \times 180} \quad (4.2)$$

$$h \times L = 8.26 \times 10^{-4} \quad (4.3)$$

电感电流脉动取 15%的额定负载电流，可以确定环宽的大小为 $h = 3.4$ ，代入上式 (4.3) 确定滤波电感的大 $L = 243\mu\text{H}$ ，在根据滤波器的谐振频率：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

为了尽可能减小滤波器的体积，取滤波器的谐振频率为基波频率的 5 ~ 10 倍，选择 $f_c = 2.5\text{kHz}$ 。

$$2.5 \times 10^3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{243 \times 10^{-6} C}} \quad (4.5)$$

得到滤波电容的大小为 $C = 14.7\mu\text{F}$ 。

计算系统的最高瞬时开关频率为： $f_{\max} = 53\text{kHz}$

本逆变器实际 LC 滤波器的参数为： $L_f = 250\mu\text{H}$ ， $C_f = 14.7\mu\text{F}$

4.1.2 电感确定

在输出最大额定阻性功率时，流过电感的电流最大，所以我们用此时电感电流作为我们设计电流的依据^[45]。由于 $i_L = i_{Cf} + i_{RL}$ ，故电感电流有效值为 $I_L = \sqrt{i_{Cf}^2 + i_{RL}^2} = 17.7387(\text{A})$ ，在加上 15%的电流脉动，所以峰值电流 $I = 28\text{A}$ 。

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

设计步骤如下：

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

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{\delta} (h) \quad A_e : \text{m}^2, \delta : \text{m} \quad (4.6)$$

式中 A_e 为磁心有效截面积， δ 为气隙长度

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

故可以推出 $\frac{N}{\delta} = \frac{B}{I \times \mu_0}$ ，代入公式 (4.6) 得：

$$A_e \delta = \frac{LI^2 \times \mu_0}{B^2} \quad (4.7)$$

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

4. 将上面的分析参数代入式 (4.7)，计算得：

$$A_e \delta = \frac{250 \times 10^{-6} \times 28^2 \times 4\pi \times 10^{-7}}{0.4^2} = 15.4 \times 10^{-7} \text{ m}^3 \quad (4.8)$$

假设 δ 取 4mm 代入上式计算， $A_e = \frac{15.4 \times 10^{-7}}{4 \times 10^{-3}} = 3.85 \text{ cm}^2$ ，通过查手册可得

EE55B 满足要求，其有效截面积为 $A_e = 4.22 \text{ cm}^2 \geq 3.85 \text{ cm}^2$ ，选定 EE55B 作为铁

心，其气隙大小为 $\delta_1 = \frac{3.85 \times \delta}{4.22} = 3.7 \text{ mm}$ 。

5. 在得到气隙后，可以计算匝数 N ，根据全电流定律推出

$$N = \frac{B \times \delta}{I \times \mu_0} = \frac{0.4 \times 3.7 \times 10^{-3}}{28 \times 4\pi \times 10^{-7}} = 42, \text{ 取 } 42 \text{ 匝。}$$

6. 选择导线线径。导线的电电流密度一般取 $300 \sim 450 \text{ A/cm}^2$ ，选定电流密度按有效值计算 $J=450 \text{ A/cm}^2$ ，选取导线的最大电流有效值为 $17.74 \times \sqrt{2}/2 = 12.54 \text{ (A)}$ ，取值为 12.6 (A) （正常工作时每个电感流过半周电流），所以导线的截面积 S 为 $S_c = 12.6/4.5 = 2.8 \text{ mm}^2$ ，选取厚度 0.1 mm ，宽度 32 mm 的铜皮，其有效截面积为： $3.2 \text{ mm}^2 > 2.8 \text{ mm}^2$ ，满足要求。

7. 校验铁心窗口系数。 $K_u = 0.1 \times 42/10 = 0.42$ ，以上参数说明可以绕下。

4.1.3 功率管的选取

4.1.3.1 功率开关管

开关管 S_1 、 S_2 电压应力为

$$V_{cem(S)} = 2U_d = 2 \times 180 = 360 \text{ V} \quad (4.9)$$

选择开关管电压定额为

$$V_{CEM(S)} > 1.5V_{cem(S)} = 1.5 \times 360 = 540V \quad (4.10)$$

选用 MOSFET，开关管电流应力就是电感电流的大小

$$I_{cem(S)} = \sqrt{2} \times \sqrt{i_{Cf}^2 + i_{Rl}^2} = 1.414 \times 17.9 = 25.3(A) \quad (4.11)$$

开关管电流定额取为

$$I_{CEM(S)} > 1.5I_{cem(S)} = 37.95A \quad (4.12)$$

综上，选用 IXYS 公司的 CoolMOS：IXFK47N60C，主要参数如下表 4.1 所示：

表 4.1 功率开关管主要技术参数

Parameter	IXKH47N60C
$V_{DSS, max}, (V)$	600
$I_D(cont), T_C=25^\circ C, (A)$	47
$I_D(cont), T_C=100^\circ C, (A)$	30
$R_{DS(on)}, max, T_J=25^\circ C, (\Omega)$	0.07

4.1.3.2 续流二极管

二极管 D_1 、 D_2 电压应力为

$$V_{cem(D)} = 2U_d = 2 \times 180 = 360V \quad (4.13)$$

选择二极管电压定额为

$$V_{CEM(D)} > 1.5V_{cem(D)} = 1.5 \times 360 = 540V \quad (4.14)$$

二极管电流应力同样按通态平均电流选取

$$I_{avr(D)} = 12.6A \quad (4.15)$$

开关管电流定额取为

$$I_{CEM(S)} > 1.5I_{avr(D)} = 1.5 \times 12.6 = 18.9A \quad (4.16)$$

综上，选用 IXYS 公司的快恢复二极管 DSEI30-60A，主要参数如下表 4.2：

表 4.2 续流二极管主要技术参数

Parameter	DSEI30-06A
$V_{RRM}, (V)$	600
$I_{FAVM}, d = 0.5, Total, (A)$	37
$V_F, max, TVJ = 150^\circ C, (V)$	1.4
$t_{rr}, t_{yp}, T_{VJ} = 25^\circ C, (nS)$	35

4.2 数字控制系统硬件设计

随着数字信号处理技术的飞速发展, 逆变电源的数字控制技术有了更广阔的发展空间, 特别是在高速数字信号处理芯片(DSP、CPLD、FPGA)的出现并且其价格日益便宜, 数字控制技术越来越多的被应用到电力电子技术领域。数字控制系统具有通用性好、抗干扰能力强、控制规律灵活、可实现先进的控制算法和实时控制等特点。本文所研究 DBI 系统很好的应用了数字控制技术, 成功的克服了模拟控制部分的缺点, 同时保留了电流内环模拟控制的快速性的特点, 使得数模混合控制 DBI 系统具有优良的动静性能。本节给出了基于 TMS320F2407 数模混合控制 DBI 系统数字控制系统硬件设计及信号采样调理电路。

4.2.1 系统核心 DSP 控制部分

TI公司(Texas Instruments)新一代数字信号处理器TMS320F240x既有高速的运算能力、高可靠性等一般DSP的优点, 片内还集成了A/D转换器、PWM发生器等功能模块。在电机控制、高频开关电源、UPS等场合得到了广泛的应用。

本系统采用的数字信号处理芯片是TMS320F2407芯片, 其主要特点是:

(1) 强大的内核运算能力, 系统最高主频为40M, 完成一条单周期指令只需要25ns, 因此可以实现复杂的控制算法, 同时系统的实时控制能力也大大提高。

(2) 采用高性能的静态CMOS制造技术, 该DSP具有低功耗和高速度的特点。其工作电压为3.3V, 有四种低功耗工作方式。

(3) 有两个事件管理器模块(EVA和EVB), 每个包括:

两个16位通用定时器, 是数字控制所必须的基本单元, 主要有两个功能一是作为常规的定时/计数器使用, 二是为PWM模块、捕获单元等提供合适的时基, 每个定时器各带一个比较逻辑单元, 可输出2对不包含死区单元的PWM脉冲。

三个比较器, 可输出3对独立的PWM脉冲, 并可以控制死区时间。两个时间管理器模块可以输出12路PWM脉冲, 当外部引脚 \overline{PDPINT}_x 为低电平时快速封锁PWM脉冲信号输出, 实现故障、过欠压等保护功能。

三个捕获单元, 用以捕获事先规定好的事件之间的时间差, 通过软件设置规定其上升沿或下降沿出发, 可以用来检测系统输出电压频率, 进行过欠频保护。

两个正交编码脉冲单元，可直接连接光电编码器电路，实现鉴相和倍频的功能，该功能模块在电机调速系统中得到广泛应用。

(4) 拥有丰富的存储资源：片内集成了32K字Flash程序存储器、2K字的单口RAM、54字的双口RAM (DRAM) 和2K字的单口RAM (SRAM)。可扩展外部存储器总共192K字：64K字的程序存储空间、64K字的数据存储空间和64K字的I/O寻址空间。

(5) A/D转换器，DSP内部集成了16路10位高速A/D转换器，具有可编程自动排序功能，有4个启动A/D转换的触发源，为系统数据实时采集提供了可靠的保障。

(6) 16位串行外设接口 (SPI)，SPI接口是一个高速同步串行输入/输出口，具有可编程长度的串行位流，以可编程的位速移入/移出。通常可用于和外部设备或其他控制器通信，例如和显示驱动器设备、串行D/A转换器等外设进行扩展。

(7) 串行通信接口 (SCI)：SCI是使用标准的NRZ (非归零) 格式的异步通信接口。SCI有多种可编程的位速率，接受器和发送器均位双缓冲且可独立或同时工作于全双工模式。

(8) 看门狗定时器模块 (WDT)：看门狗定时器模块提供了可编程间隔的中断，在CPU异常时使系统复位，使系统软件设计更加简单化，提高系统的可靠性。

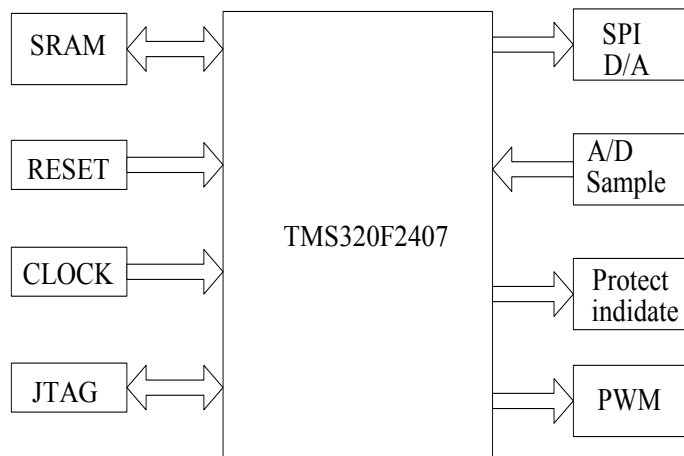


图 4.3 数字控制面板

下面给出本系统数字控制系统的硬件框图如图4.5所示DSPTMS320F2407构成的控制板框图。主要由存储器接口电路 (SRAM)、上电复位电路 (RESET)、

时钟源电路 (CLOCK)、仿真器接口 (JTAG) 以及串口通讯 (SPI)、A/D 输入和 PWM 输出等部分组成, 详细分析说明请参阅文献[46][47]。

4.2.2 信号采样与调理

根据第二章介绍, 需要反馈的信号量有电感电流瞬时值信号 i_L 、输出电压瞬时值信号 v_o 。在实验研究过程中, 信号调理电路把反馈回来的信号量调理到一定范围方便 DSP 采样与计算。本文选用的数字处理芯片 DSPTMS320F2407 内部集成的 A/D 转换器允许输入电压范围是 $0 \sim 3.3\text{V}$, 因此必须要进行采样信号的调理才能输入到 DSP 的 A/D 采样单元。

电感电流隔离反馈采用南京中旭公司的电流 LEM。它是采用霍尔效应闭环补偿的电流传感器, 反馈精度要比传统的磁环互感器精度高, 没有迟滞效应, 线性度高, 反应速度快。HNC-100LA 电流传感器, 有 25A-50A-75A-100A 量程。根据电容电流有效值和电感电流脉动计算电容电流幅值, 电流传感器的量程: 取 100A。具体的电感电流采样与调理电路如图 4.4 所示。电流传感器 HNC-100LA 变比为 1:2000, 原边的电流为 100A 时输出 50mA。采样电阻把电流信号转换为电压信号。 R_4 、 R_7 把信号调在 $-1.65\text{V} \sim 1.65\text{V}$ 范围内。直流偏置电压由电阻 R_5 、 R_6 分压给出 1.65V , 构成减法器使信号电平范围移到 $0\text{V} \sim 3.3\text{V}$, 最后送到 DSP 的 A/D 输入端口。

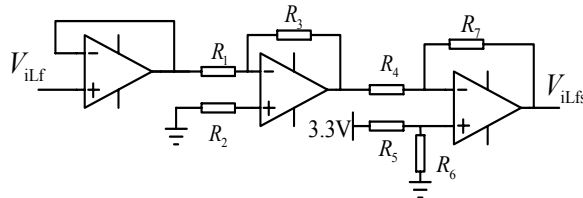


图 4.4 电感电流调理原理图

为了减小成本和提高系统的可靠性, 本系统直接采用电阻分压对输出电压进行采样和调理, 如图 4.5 所示, 其具体工作原理和参数设计同电流调理电路一样, 所以不再赘述。

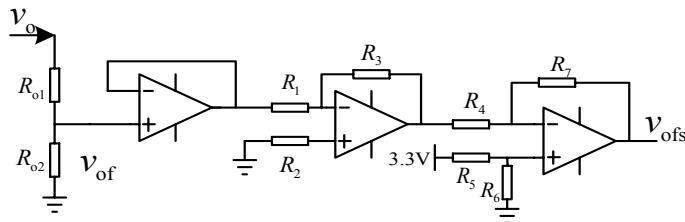


图 4.5 输出电压调理原理图

4.2.3 D/A 转换扩展

由于 TMS320LF2407DSP 芯片内部没有自带的数模 (D/A) 转换器, 因而需要进行扩展, 考虑到串行外设消耗的硬件资源比较的少, 本系统就采用串行 (D/A) TLV5618A 进行扩展, 系统扩展图如图 4.6 所示。TLV5618A 双通道 12 位电压输出数模转换器, 可编程设置时间转换时间: 快速模式 2.5 μ S 和慢速模式 12 μ S。

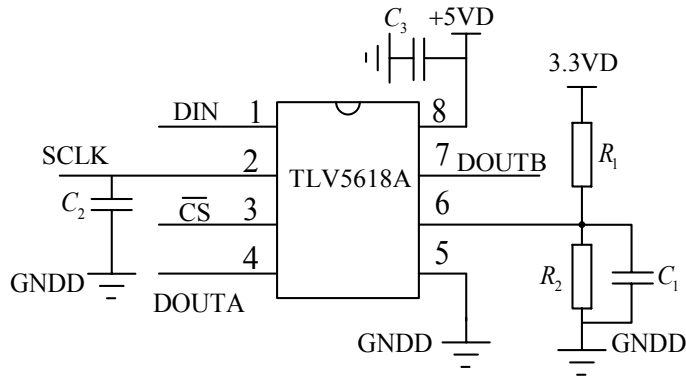


图 4.6 D/A 转换扩展图

4.3 驱动电路设计

逆变器电路其占空比变化范围很大几乎从0到1变化, 因此不能直接利用磁耦隔离, 需要进行高频调制解调才能用磁耦进行隔离驱动^[48], 这给驱动电路增加了复杂性, 因此本文采用光耦进行隔离, 选用光耦 HCPL3120A, 光耦 HCPL3120A除了具有电气隔离之外, 内部还带有图腾柱驱动电路, 最小峰值驱动电流为2A, 能够直接实现隔离驱动。驱动电路原理图如图4.7所示

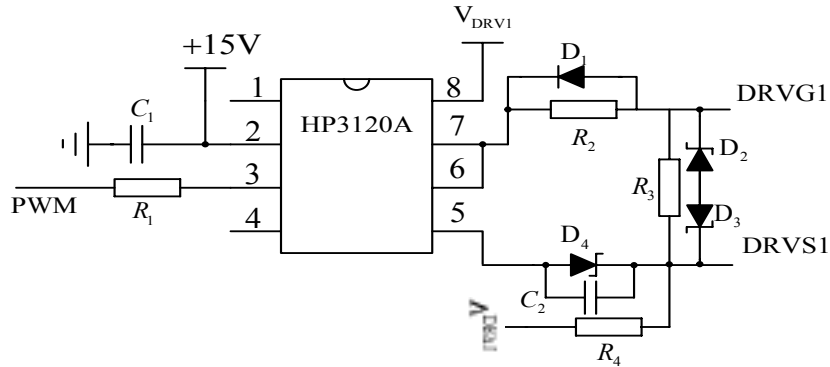


图 4.7 驱动电路图

4.4 数字 PI 算法分析及系统软件流程

4.4.1 数字 PI 算法分析

采用数字 PI 调节器可以很方便的调节 PI 参数，比模拟 PI 调节要简单而且精度高、范围大。其中 P 表示比例环节，它代表了当前的信息，能够对动态偏差进行校正；I 表示积分环节，它代表了过去积累的信息，起到消除静态误差的作用，提高稳态精度^[49-50]。

a、积分分离算法

积分分离控制基本思想是，当被控量与设定偏差较大时，取消积分作用，以免由于积分作用使系统稳定性降低，超调量大；当被控量接近给定值时，引入积分控制，以便消除静差，提高控制精度。其具体实现步骤如下：

(1) 根据实际情况，认为设定阈值 $\varepsilon > 0$ ；

(2) 当 $|error(k)| > \varepsilon$ 时，采用 P 控制，可避免产生过大的超调，又使系统有较快的响应；

(3) 当 $|error(k)| \leq \varepsilon$ 时，采用 PI 控制，以保证系统的控制精度。

积分分离算法控制可表示为：

$$u(k) = k_p error(k) + \beta k_i \sum_{j=0}^k error(j)T \quad \text{式中, } T \text{ 为采样时间, } \beta \text{ 项为积分分项的}$$

开关系数，

$$\beta = \begin{cases} 1 & |error| \leq \varepsilon \\ 0 & |error| > \varepsilon \end{cases}$$

b、积分抗饱和算法

为了消除积分饱和带来的不利影响，我们采用防积分饱和PI调节器，具体实现如图4.8积分抗饱和PI流程图4.9所示，其算法如下：

$$U = R(k-1) + K_p e(k) \quad (4.17)$$

$$u(k) = \begin{cases} u_{\max} \\ u_{\min} \\ U \end{cases} \quad (4.18)$$

式中 u_{\max} 、 u_{\min} 表示为软件上下限幅，主要取决于 D/A 的位数。

$$R(k) = R(k-1) + K_I e(k) + K_C [u(k) - U] \quad (4.19)$$

上式中 $K_I = K_p \times \frac{T}{T_I}$ ，积分饱和修正系数为： $K_C = \frac{K_I}{K_p} = \frac{T}{T_I}$

上述表达式将模拟 PI 调节器经过离散化处理得到的，其中 K_I 为积分系数， K_p 为比例系数， T_I 为积分常数， T 为中断周期。

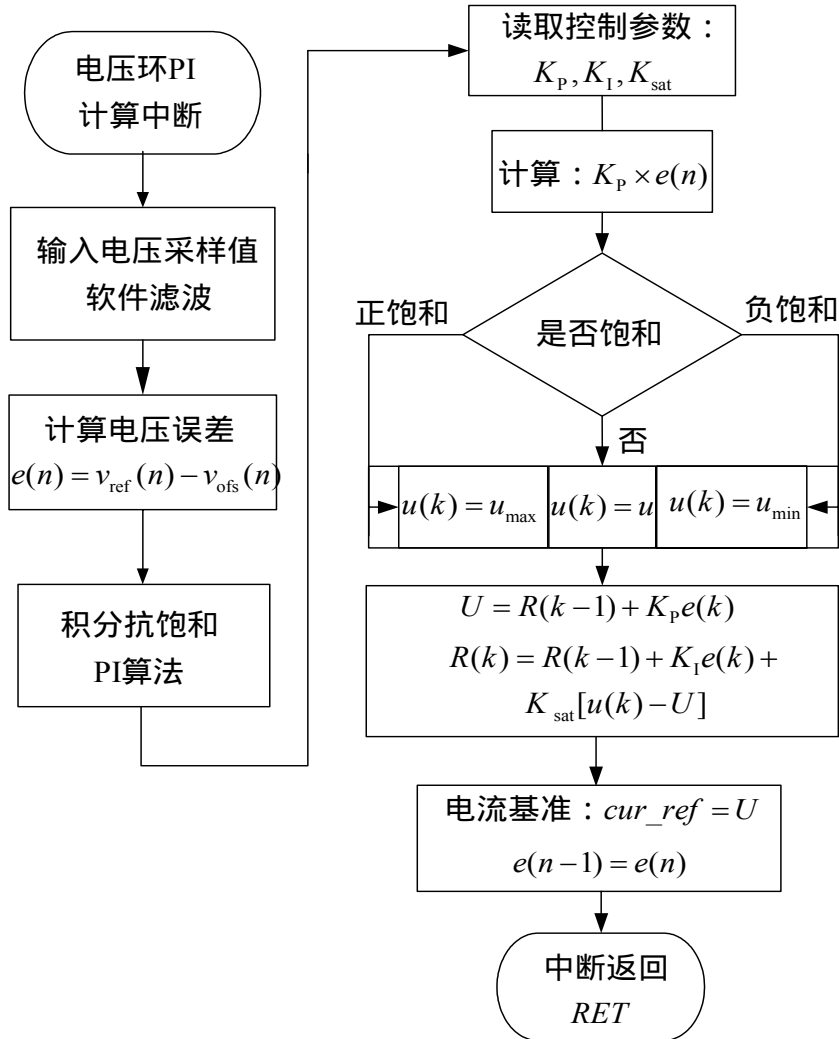


图 4.8 积分抗饱和 PI 流程图

c、变速积分算法

变速 PID 的基本思想是，设法改变积分项的积累速度，使其与偏差大小相对应；偏差越大积分越慢；反之则越快。为此，设置系数 $f(e(k))$ ，它是 $e(k)$ 的函数。当 $e(k)$ 增加时， f 减小，反之增大。变速积分的 PI 积分项表达式为：

$$u_i(k) = k_i \left\{ \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + f[e(k)]e(k) \right\} T \quad (4.20)$$

当系数 f 与当前值 $|e(k)|$ 的关系可以是线性的或非线性的，可设为：

$$f[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leq B \\ \frac{A - |e(k)| + B}{A} & B < e(k) \leq A+B \\ 0 & |e(k)| > A+B \end{cases} \quad (4.21)$$

f 值在 $[0, 1]$ 区间内变化，当偏差 $|e(k)|$ 大于所给区间 $A+B$ 后， $f=0$ ，不再对当前值 $e(k)$ 进行累加；当偏差 $|e(k)|$ 小于 B 时，加入当前值 $e(k)$ ，即积分项变 $u_i(k) = k_i \sum_{i=0}^{k-1} e(i)T$ ，与一般的 PI 积分相同，积分动作达到最高速；而当偏差 $|e(k)|$ 在 B 与 $A+B$ 之间时，则累加计入的是当前值，其值在 $0 \sim |e(k)|$ 之间随 $|e(k)|$ 的大小而变化，因此，其积分速度在 $k_i \sum_{i=0}^{k-1} e(i)T$ 和 $k_i \sum_{i=0}^k e(i)T$ 之间。变速积分 PI 算法为：

$$u(k) = k_p e(k) + k_i \left\{ \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + f[e(k)]e(k) \right\} T \quad (4.22)$$

鉴于上述三种数字 PI 调节器的实现容易程度以及在具体电路中的调节效果，本课题选取积分抗饱和数字 PI 调节器作为逆变器系统的电压调节器，最终用汇编语言实现其数字 PI 调节的功能。其它两种数字 PI 调节，有一个误差大小的判断，在实际过程中由于系统可能会受到负载扰动以及输入信号的扰动，很难确定合理的误差限，使得系统的调试过程变得复杂。

4.4.2 软件流程设计

本系统采用的是中断的控制方式，系统软件流程大致可以分为两个，一个是主程序，另一个是中断处理子程序，分别完成各自的任务。主程序主要完成

系统初始化和一些功能模块的初始化，包括系统初始化、定时器初始化、A/D 采样初始化，SPI 初始化以及系统控制参数的初始化。中断处理子程序主要完成系统的运算和控制功能，包括 D/A 输出电流给定信号、采样和处理电压电流信号、系统保护判断、数字 PI 运算等功能。

本逆变器系统的软件流程图如图4.8所示

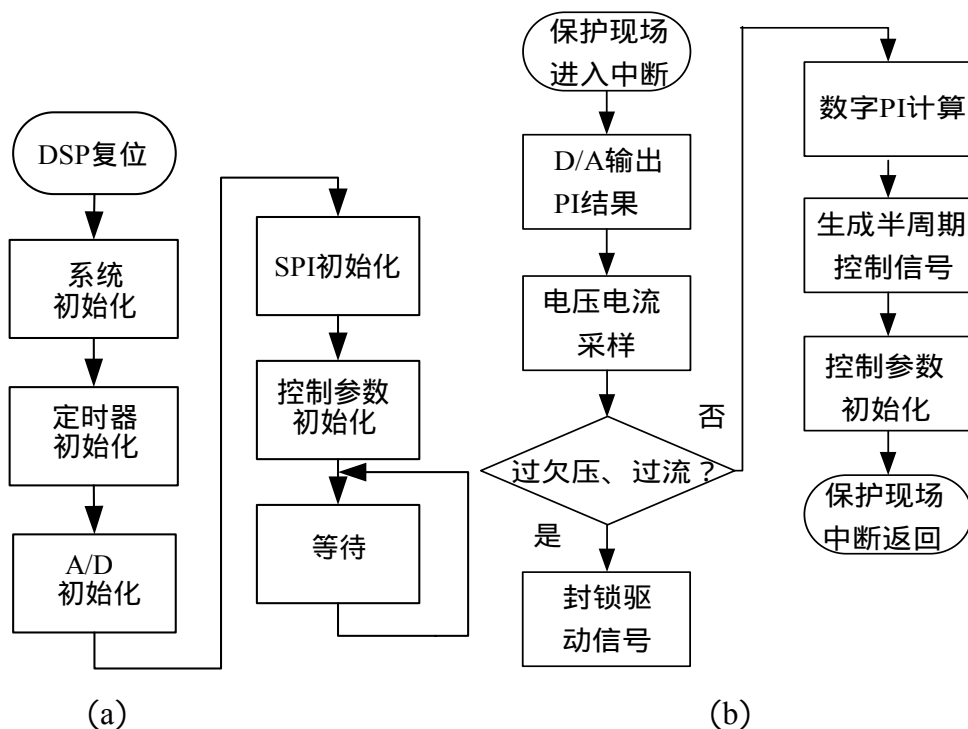


图 4.9 软件程序流程图

4.5 实验结果

4.5.1 恒频 400Hz 实验结果

主电路所用器件及参数：

主功率管：IXFK47N60C(600V,47A)；续流二极管：DESI60-06A(600V,60A)

滤波电感： $L = 250\mu\text{H}$ ，铁氧体单 EE55 磁芯绕制；滤波电容： $C = 14.7\mu\text{F}$

测量仪器：PM3300 三相功率分析仪，所有数据均在室温下测定。

4.5.1.1 实验数据

下面给出系统各项实验数据，分别是阻性负载、容性负载和感性负载下的

系统主要实验数据，如表 4.3、4.4 和 4.5 所示。

表 4.3 阻性负载实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_i(W)$	$P_o(W)$	η	THD(%)
360	115.76	0.04	0	14.4	0		0.483
359.8	115.25	1.67	5.058	600.9	581.5	0.9677	0.765
360	114.84	2.965	9.503	1067.4	1036.8	0.9713	1.235
360.2	114.51	4.06	12.372	1462.4	1412.5	0.9658	0.912
360.4	114.04	5.81	17.738	2094	2017	0.9632	1.281

表 4.4 容性负载实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_o(VA)$	η	THD	PF
359.5	116.4	4.81	17.824	2088	0.9116	1.053	0.755

表 4.5 感性负载实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_o(VA)$	η	THD	PF
360.2	112.36	4.56	18.083	2033.6	0.9236	1.573	0.746

从上面的实验数据可以得到以下结论：系统具有很高的效率，从表 4.3 可以得到系统在阻性四分之一负载以上效率都 96%，从空载到阻性满载输出电压失真度 2%，输出电压外特性也比较硬 $\Delta u = 2V$ 。此外，系统在容性负载和感性负载下，系统都得到了良好的输出电压波形。

（注：以上实验数据没有考虑机内辅助电源的损耗和风扇强迫散热的损耗）

4.5.1.2 实验波形：

下面给出系统主要实验波形，如图 4.10 ~ 4.15 所示，逆变器的输入电压是 360V，分别给出空载、阻性满载、容性满载、感性满载和非线性整流负载的系统主要实验波形（驱动电压波形、输出电压波形，桥臂电压波形、电感电流波形和负载电流等），如图所示。

从实验数据和实验波形分析可以得到，系统在空载、满载以及感性、容性和非线性负载下都很好的实现了半周期工作，实现了无偏置电流运行模式，另外电感电流过零点附近的 DCM 区段仍然保持了良好的正弦电压输出，系统从空载到满载输出电压 THD 1%。

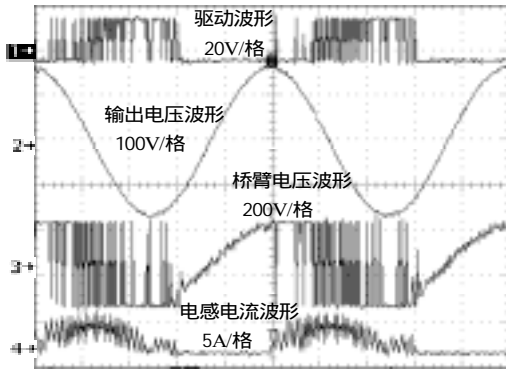


图 4.10 空载实验波形

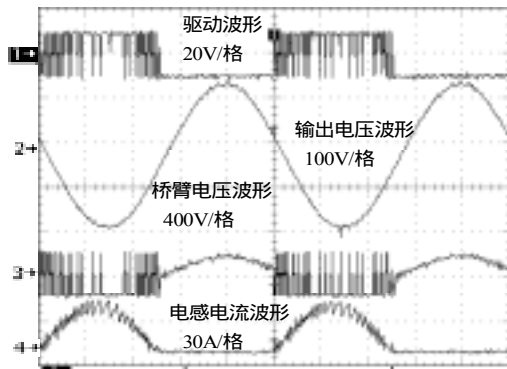


图 4.11 阻性满载试验波形

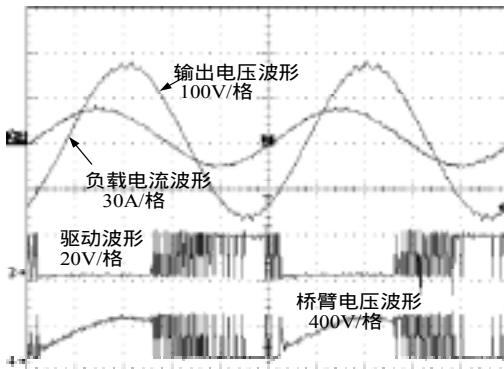


图 4.12 容性满载实验波形图

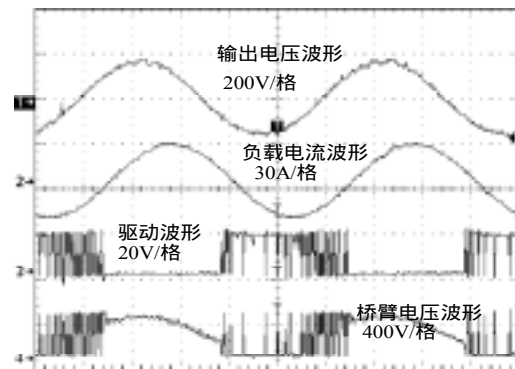


图 4.13 感性满载实验波形

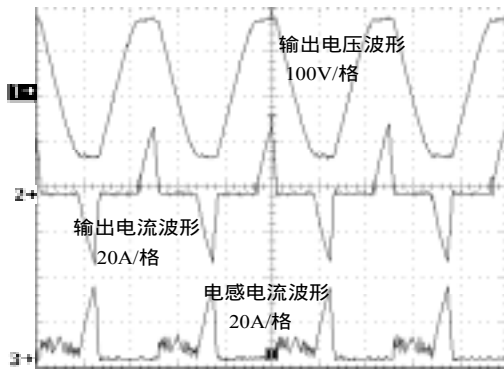


图 4.14 容性整流负载实验波形图

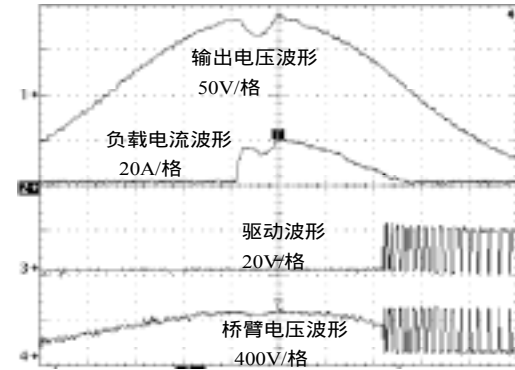


图 4.15 突加负载实验波形

4.5.2 负载突加的动态性能测试

为了验证第二章分析的结论：电流环的电气时间常数主要取决于滤波电感的大小，逆变器的动态性能也主要取决于滤波电感的大小。下面取三组不同的滤波电感参数进行动态负载突加实验，数据和波形如下表 4.6 和图 4.15 所示。

表 4.6 突加负载 1000W 实验数据

滤波电感 (μH)	电压跌落 (V)	过渡时间 (ms)
250	32	0.2
500	42	0.25
1000	80	0.44

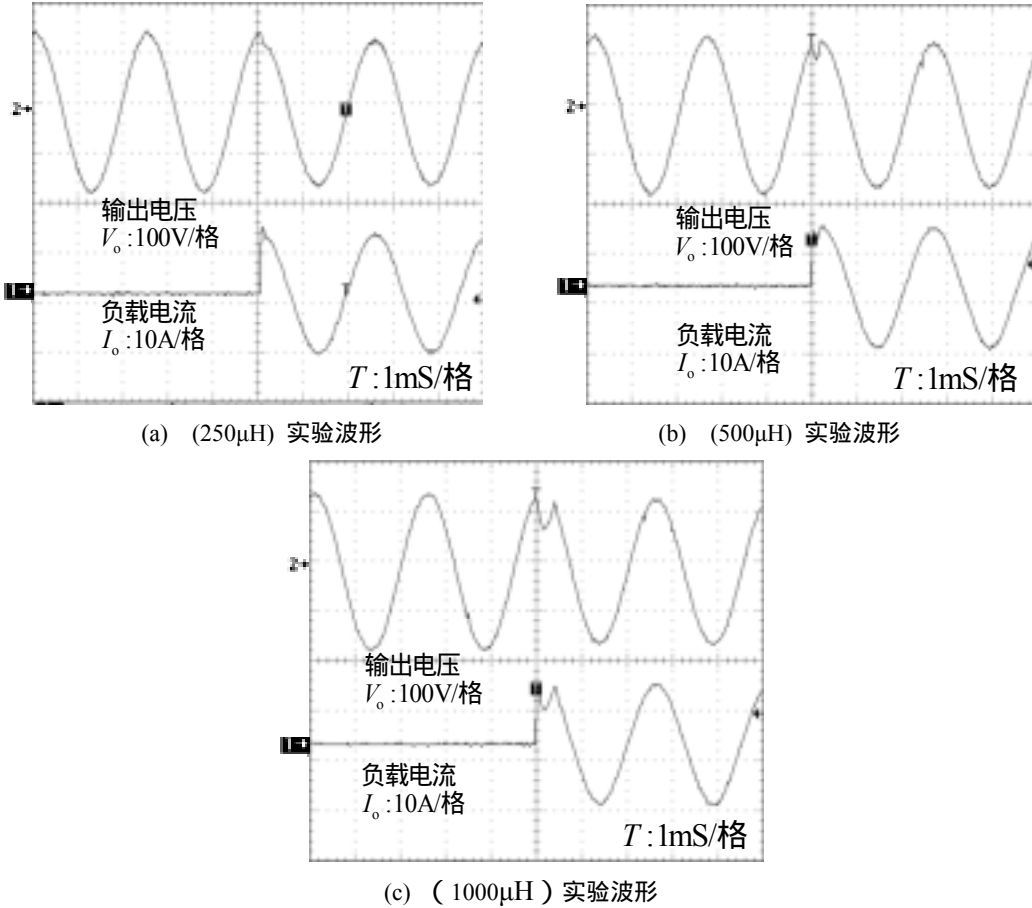


图 4.16 突加阻性负载 1Kw 实验波形

从上面的实验波形分析，分别为输出滤波电感为 250 μH ，500 μH 和 1000 μH 下突加负载 ($P_o: 0 \rightarrow 1000\text{W}$) 时测得的波形。可以明显的看到输出滤波电感为 1000 μH 时，电压跌落最大为 80V，进入稳态的时间也最长为 440 μs ，而输出滤波电感为 250 μH 时，动态响应要快许多，电压跌落为 32V，响应时间为 200 μs ，从而验证了逆变器系统的动态响应时间受输出滤波电感的影响较大。

4.5.3 360~800Hz 宽变频实验及分析

目前变频技术的应用非常广泛，特别是在电力传动方面，例如风机类负载、

泵类负载、压缩机负载、轧机类负载等等场合，具有特别广泛的应用，变频技术的应用大大提高系统性能，大大提高系统效率，降低了成本^[51-53]。目前中国的变频器技术发展比较的缓慢，还是日本、欧美的产品占主导市场。

由于数字控制技术的应用，使得本实验样机比模拟控制样机的功能更多，除了在设计方面能够做到及时精确之外，还具有宽变频输出的功能，只要改变基准的频率就能够实现变频输出。

4.5.3.1 基准电压生成算法分析

本逆变器系统的数字基准信号是通过 TI 公司的 TMS320LF2407A 数字信号处理器和 TLC5618A 数模转换芯片生成的，具有很宽的频率变化范围和很好的精度。利用数字处理芯片产生正弦基准信号的常用方法：先构造一张一定点数的正弦表，然后通过查表指令来实现的正弦信号的输出，具体实现又可以细分为以下三种方法。

(1) 固定正弦表的大小，通过修改定时器周期中断来实现变频输出。

用方法一来生成电压基准信号，那么在低频段定时器周期中断的频率较低，而在高频段定时器周期中断的频率较高。假设固定正弦表的电数为100点，那么最低中断频率为 $f_{\min} = 36\text{kHz}$ ，最高中断频率 $f_{\max} = 80\text{kHz}$ 。

(2) 固定定时器周期中断，通过修改正弦表的大小来实现变频输出。

用方法二来生成电压基准信号，那么在低频段一个周期内输出正弦信号的点数会比较的多，波形也相对比较光滑，而在高频段一个周期内输出正弦信号的点数会比较的少，波形也相对的粗糙，这样对输出波形的质量也会有一定的影响。假设固定定时器周期中断频率为 $f_{\text{INT}} = 50\text{kHz}$ ，那么输出点数最多为 $N_{\max} = 139$ ，最少点数为 $N_{\min} = 63$ 。

(3) 修改定时器周期中断和正弦表大小相结合，实现变频输出。

用方法三生成正弦信号，将整个宽变频范围 360 ~ 800 分为 360 ~ 500, 500 ~ 650, 650 ~ 800 三个频率段，对应建立三个不同的大小的正弦表，然后再通过修改定时器周期中断频率来得到宽变频输出，这样既能保证中断频率不会相差太大，又使可调节的频率精度有所提高。

4.5.3.2 实验波形

下面给出系统在不同频率下的输出波形、电感电流波形和负载电流波形，

如下图 4.17 所示。

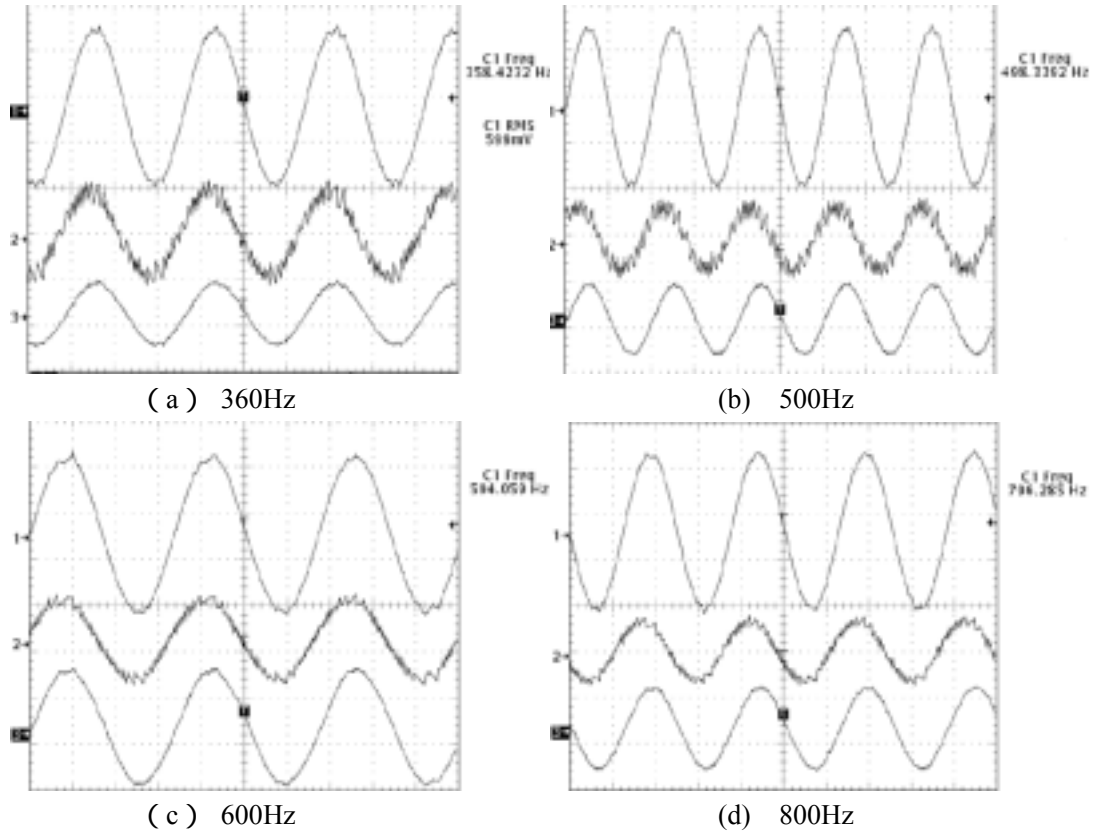


图 4.17 不同频率下输出波形

(ch1: 输出电压 100V/格, ch2: 电感电流 20A/格, ch3: 负载电流 20A/格)

图 4.16 给出了系统不同输出频率下的输出电压波形、电感电流波形和负载电流波形，系统得到了良好的输出电压波形，再次验证了 DBI 系统具有优良的性能，具有广泛的应用前景。

4.5.3.3 实验数据及分析

下面给出宽变频逆变器在不同输出频率下的实验数据，如表 4.7 ~ 4.10 所示。说明以下实验数据没有考虑机内辅助电源的损耗和风扇强迫散热的损耗。

基于双 Buck 逆变器的研究

表 4.7 输出频率为 800Hz 实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_i(W)$	$P_o(W)$	$\eta(\%)$	THD(%)
359.4	120.83	0.07	—	25.36	—	—	0.938
359.4	120.72	1.765	5.116	634.4	612.6	94.52	0.956
360	119.83	3.15	9.110	1134	1082	95.41	0.825
359.9	118.98	4.25	12.390	1529.6	1461.0	95.51	0.985
359.8	118.15	5.175	15.165	1861.9	1774.6	95.32	1.225
360.6	117.28	5.95	17.558	2145.6	2041	95.12	0.883

表 4.8 输出频率为 600Hz 实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_i(W)$	$P_o(W)$	$\eta(\%)$	THD(%)
360.5	120.4	0.065	—	23.52	—	—	0.802
359.8	119.98	1.8	5.181	647.6	618.5	95.50	1.003
360.2	119.54	3.16	9.213	1138.3	1095.1	96.21	1.103
360.1	119.2	4.32	12.603	1555.6	1493.7	96.02	1.361
359.6	118.89	5.31	15.507	1909.5	1832.3	95.96	1.414
360.8	118.58	6.16	18.030	2222.5	2125	95.61	1.623

表 4.9 输出频率为 500Hz 实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_i(W)$	$P_o(W)$	$\eta(\%)$	THD(%)
360.7	120.28	0.06	—	21.64	—	—	0.817
359.9	120.15	1.81	5.209	651.4	625.8	96.21	1.479
359.8	120.0	3.21	9.337	1154.96	1115.2	96.55	1.079
359.9	119.89	4.395	12.781	1581.7	1525.3	96.43	1.424
359.7	119.70	5.435	15.750	1954.9	1876.9	96.00	1.966
359.7	119.50	6.34	18.344	2280.5	2182	95.68	1.874

表 4.10 输出频率为 360Hz 实验数据

$U_{in}(V)$	$U_o(V)$	$I_i(A)$	$I_o(A)$	$P_i(W)$	$P_o(W)$	$\eta(\%)$	THD(%)
359.7	120.71	0.056	—	20.14	—	—	0.821
360.4	120.47	1.84	5.174	663.1	623.3	96.32	0.871
360.6	120.08	3.21	9.346	1157.5	1122.3	96.96	1.352
359.6	119.72	4.465	12.933	1605.6	1548.3	96.43	1.606
359.5	119.22	5.56	16.161	1998.8	1926.7	96.39	1.593
358.6	118.49	6.55	19.039	2348.8	2256	96.05	1.829

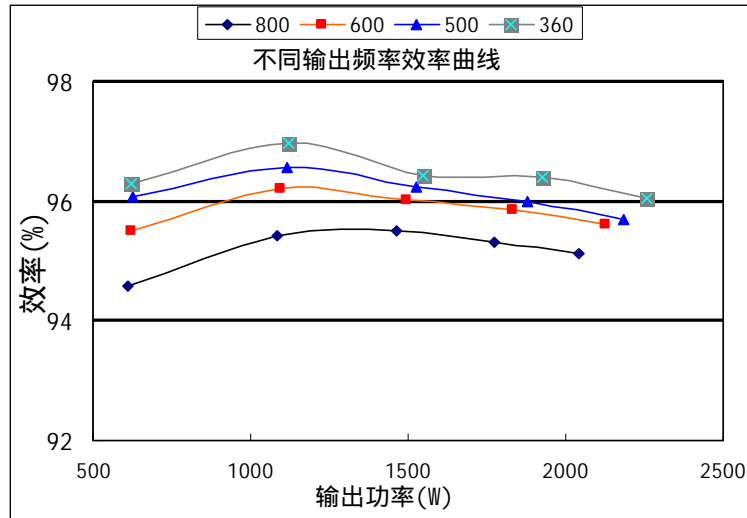


图 4.18 效率曲线

本实验是在原来的主电路基础之上加以修改，考虑到输出频率变化范围太宽，当输出频率为 800Hz 时候，考虑到数字控制器的运算能力和系统采样频率的限制，系统的性能会受到较大的影响，还有就是数字 PI 参数有一定的适用范围，如果用一组 PI 参数很难满足全频率和全负载范围内的系统各项要求。

在全频率范围内系统输出电压 THD $\leq 2\%$ ，系统从空载到满载输出电压下降 3V，系统具有较硬的外特性。输出功率在 500W 以上系统效率都不小于 94%，额定效率都在 95% 以上，再次说明双 Buck 逆变器具有很高的效率。系统输出频率在 800Hz 时候，系统半载以上效率较低，输出频率越低效率越高。由于本宽变频输出逆变器的控制电路和参数都是相同的，电压调节器和电流滞环比较器相同，可以近似认为不同输出频率时逆变器的开关状态是相同的，逆变器功率器件的开关损耗相同，而造成系统效率不同的主要因素就是磁心损耗，而铁氧体磁心材料在低频下主要损耗是磁滞损耗，涡流损耗和剩余损耗所占的比例很小可以忽略^[54,64]。因此在相同的工作状态下，认为磁心材料的磁滞回线近似相同，则一个基波周期的损耗是相同的，所以输出频率越高磁心材料的损耗越大，造成系统效率随着系统的频率升高而略有降低。

4.5.4 三相实验结果

采用三个单相的 DBI，组合成一个三相逆变器系统，A、B、C 三相分别采用三个独立的控制单元，基准信号有 DSP 产生相位相差 120° ，三相组合式逆变器具有电压调节精度高，抗不平衡负载能力强等特点^[9]。最终三相实验是在和前

级 Boost 升压 DC/DC 变换器一起联调得到的实验数据。如下表 4.11，表 4.12，表 4.13 所示，分别是输入电压为 100V、150V 和 200V 条件下进行实验得到的数据：

表 4.11 输入电压为 100V

三相输出电压 (V)			三相输出电流 (A)			输出电压 THD (%)			系统效率
U _a	U _b	U _c	I _a	I _b	I _c	U _A	U _B	U _C	
115.34	115.34	115.23	—	—	—	0.836	0.567	0.76	—
114.83	114.83	114.79	4.661	4.658	4.746	0.606	0.721	0.992	94.49
114.28	114.32	114.37	9.508	9.446	9.465	0.621	0.792	0.93	94.43
113.8	113.82	113.99	13.932	14.045	14.093	0.419	0.811	0.764	93.5
113.0	113.03	113.32	18.342	18.461	18.615	0.953	1.237	1.09	92.8

表 4.12 输入电压为 150V

三相输出电压 (V)			三相输出电流 (A)			输出电压 THD (%)			系统效率
U _a	U _b	U _c	I _a	I _b	I _c	U _A	U _B	U _C	
115.31	115.31	115.21	—	—	—	0.872	0.774	0.94	—
114.84	114.86	114.79	4.661	4.657	4.745	0.671	0.674	0.956	94.73
114.33	114.38	114.42	9.508	9.447	9.463	0.454	0.786	0.814	95.44
133.84	133.82	113.96	13.916	14.02	14.07	0.701	0.801	0.973	95.53
113.05	113.16	113.42	19.374	18.51	18.652	0.734	1.263	1.034	94.44

表 4.13 输入电压为 200V

三相输出电压 (V)			三相输出电流 (A)			输出电压 THD (%)			系统效率
U _a	U _b	U _c	I _a	I _b	I _c	U _A	U _B	U _C	
115.39	115.35	115.26	—	—	—	0.969	0.619	0.854	—
114.78	114.8	114.67	18.342	18.461	18.615	0.581	0.538	0.866	94.6
144.44	144.47	114.5	13.924	14.029	14.082	0.834	0.807	0.852	95.75
113.89	113.9	114.05	9.519	9.461	9.476	0.423	0.852	0.932	96.06
113.0	113.03	113.32	4.658	4.655	4.741	0.953	1.237	1.09	95.24

注：以上实验数据没有考虑机内辅助电源的损耗和风扇强迫散热的损耗。

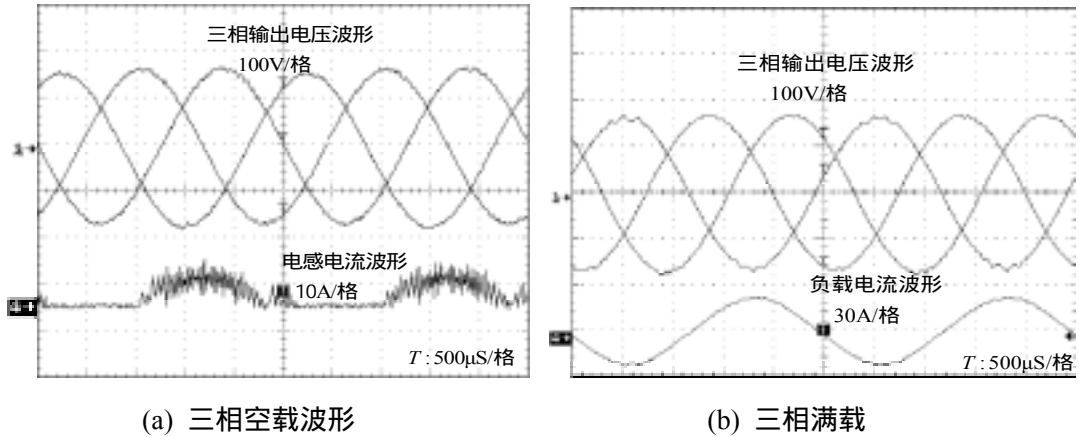


图 4.19 三相空载实验波形图

由上面的实验数据可以看出，系统三相输出电压一致性很好，三相电压输出电压基本相同，输出电压电压失真度 2%，系统很好的实现了三相输出的功能。

4.6 本章小节

本章给出了整个系统参数设计的详细过程，并给出了详细的实验数据和实验波形。

1. 结合滤波器的滤波效果，提出了一种滞环控制输出滤波器解耦设计的方法，以系统最低次开关谐波和滤波器的截止频率为设计准则并进行实验验证取得了良好的效果。

2. 完成了数字控制调理电路的软、硬件调试，并对三种数字 PI 控制算法进行了分析和研究，对其中的积分抗饱和数字 PI 控制算法进行了实验验证，取得了良好的实验效果。

3. 详细分析了数字正弦波产生的三种方法，并分析了影响频率精度两个关键因素是系统中断频率和数字正弦表的大小，最后得到一种比较合理的方法产生数字正弦波基准信号，作为宽变频 DBI 的电压基准进行实验，取得了良好的实验结果。

4. 在前面的基础上，用三个独立的 DBI 模块进行组合，基准电压信号相位互差 120 度，三个模块的电压电流是独立控制，三相输出电压之间的相互影响很小，系统带不平衡负载能力强，具有很高的可靠性和可维护性。

第五章 磁集成双 Buck 逆变器分析及实验

本章对磁集成 DBI 器进行了分析研究。首先对磁件直接耦合的双 Buck 模型进行了分析，指出了环流的存在并揭示其产生原因，并在此基础上提出了两种无环流运行的磁集成双 Buck 逆变器：方法一是通过特殊的集成磁件^[54]取代两个独立电感；方法二通过增加两个二极管，使得直接耦合模型也能实现无环流运行。通过磁集成可大幅度减小了滤波器的体积和重量。

5.1 直接耦合模型分析

随着电力电子技术发展，电源朝着更小体积、更高效率、更高功率密度的方向发展。研究表明在开关电源中磁性元件的体积重量及损耗占有相当大的比例^[55-57]。据统计，磁件的重量一般要占到变换器总重的 30%~40%，体积占总体积的 20%~30%，这个比例随着开关频率的提升还将进一步加大。要减小开关电源体积重量，提高功率密度，必须对减小磁件体积、重量及损耗的相关技术开展研究。当变换器中含有两个或多个分离磁件，采用磁集成技术将这些分离磁件集中绕制在共用磁芯上，通过合理的耦合方式和参数设计，可有效地减小磁件体积和损耗。磁件同时还是影响电源滤波参数及动态性能的重要因素。研究表明磁集成技术在一定场合还可有效减小电源输出纹波和损耗^[58]。

另一方面人们依然对变换器拓扑结构进行大量研究工作，力图同时实现变换器的高频化和高效率。下文将分析说明 DBI 中的两个磁件的体积重量是比较大的。这是 DBI 电路亟需改进的地方。

我们很自然地想到将磁集成技术应用于 DBI。本章就传统的直接磁集成 DBI 进行了分析，分析了不能实现无偏置电流工作的内在原因，为了克服这个环流电流，本文将提出两种新的磁集成双降压式半桥逆变器（Integrated Magnetics Dual Buck Inverter——IMDBI），方法一是将 DBI 电路中的两个独立电感用分别含有两个绕组的集成磁件代替，在减小了磁件体积重量的同时，达到了和采用独立电感双降压式半桥逆变器（Separated Inductor Dual Buck Inverter——SIDBI）相当的性能指标；方法二是通过增加两个二极管阻止功率开关管的体二极管，使系统没有环流通路而实现无环流运行模式。

由于 DBI 是将两个 Buck 变换器组合得到的，包含了两个独立的滤波电感，而且这两个磁件的体积重量是比较大的。很自然想到能否将这两个滤波电感进行磁集成，从而减小滤波器的体积和重量。下面就对两种直接耦合电感模型在 DBI 中的应用进行讨论。主要有下面两种耦合电感模型如图所示 5.1，一种是将耦合电感的同名端分别接于桥臂中点，另一种是将耦合电感的异名端接于桥臂中点。

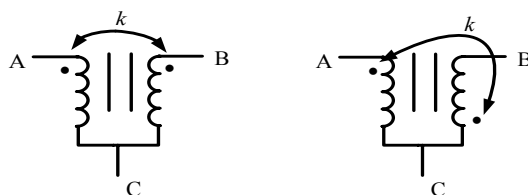


图 5.1 两种基本耦合电感模型

5.1.1 耦合电感模型等效和分析

根据直接耦合的两种基本模型，结合 DBI 拓扑，给出耦合 DBI 原理图，如下图 5.2 所示。下面以图 5.2 (a) 为例分析，根据参考文献[59]将耦合电感模型 1 进行等效变换如图 5.3 所示。在这里要作以下说明： L_1 、 L_2 为原副边自感， L_M 为互感， L_{S1} 、 L_{S2} 为原副边漏感， K 为耦合系数，原副边匝比 $N=1$ ，进行等效之后使得耦合电感模型各参数更加清楚了。

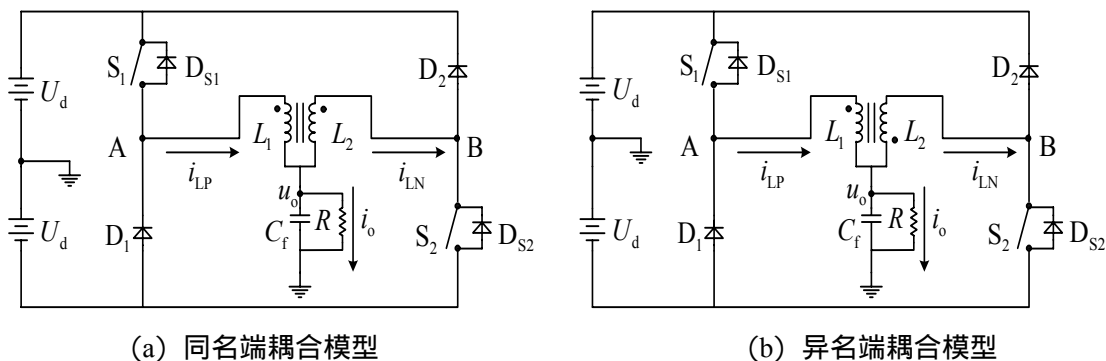


图 5.2 直接耦合 DBI 原理图

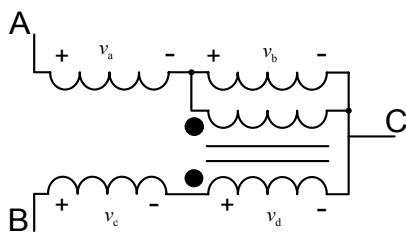


图 5.3 等效耦合电感模型

根据图 5.3 等效模型可以得到：

$$v_a = (L_1 - L_M) \frac{di_{L1}}{dt}, \quad v_b = L_M \frac{d}{dt}(i_{L1} + i_{L2}), \quad v_c = (L_2 - L_M) \frac{di_{L2}}{dt}, \quad v_d = v_b$$

在 S_1 管导通时，电感 L_1 上所加电压为：

$$U_{L1} = U_d - u_o \quad (5.2)$$

$$U_{L1} = v_a + v_b \quad (5.3)$$

$$(L_1 - L_M) \frac{di_{L1}}{dt} + L_M \frac{d}{dt}(i_{L1} + i_{L2}) = U_d - u_o \quad (5.4)$$

由于耦合电感感应电势的作用，桥臂中点 B 的电位为

$$U_B = u_o + (L_2 - L_M) \frac{di_{L2}}{dt} + L_M \frac{d}{dt}(i_{L1} + i_{L2}) \quad (5.5)$$

根据式(5.4)和(5.5)得到下式

$$U_B = U_d - (L_1 - L_M) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_2 - L_M) \frac{di_{L2}}{dt} \quad (5.6)$$

由于实际耦合电感模型很难做到一致，即漏感 $L_{s1} \neq L_{s2}$ ，此外还有电感 L_1 、 L_2 中的电流变化率也不一致，因此桥臂中点 B 的电位不可能保持在 U_d ，此外以上分析是在忽略了电路寄生参数(例如功率开关管的等效结电容、线路寄生电感等)的基础上得到的，而寄生参数也将对桥臂中点电位产生影响。

$$U_B > U_d \quad (5.7)$$

将导致二极管 D_2 误导通，电路中产生一个流经 S_1 、 L_1 、 L_2 、 D_2 的环流，并且在电感电流过零附近功率开关管的体二极管 D_{S2} 也会误导通。有环流工作模式将严重影响变换器的效率^[29,30]。同理如图 5.2 (b) 所示的连接方式下，都会有类似的问题存在。

5.1.2 两种直接耦合模型仿真及实验

仿真参数：

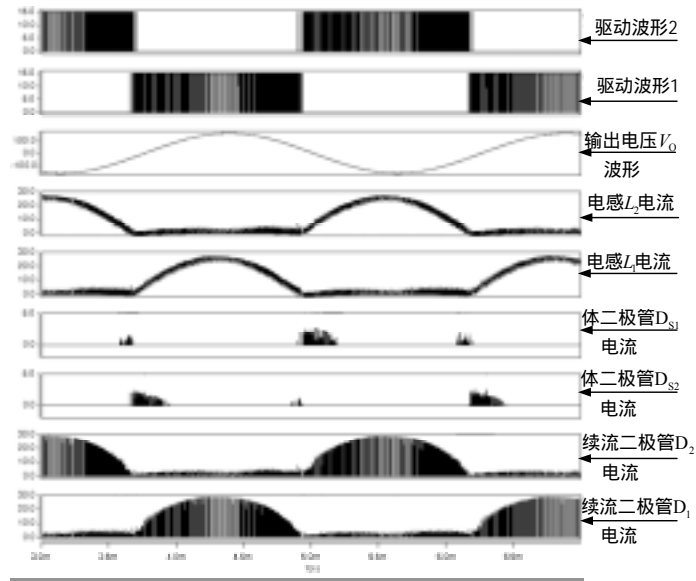
输入电压 $U_{in} = 360V$

输出电压 $v_o = 115V$

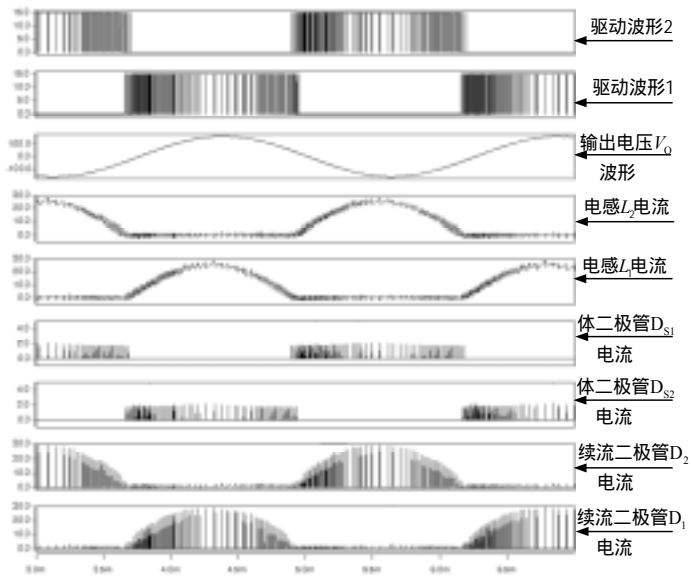
输出功率 $P_o = 2000W$

输出频率 $f_o = 400Hz$

耦合电感参数为：感值 $L_1 = L_2 = 250\mu H$ ，耦合系数 $K_{\sigma 1} = 0.9$ ， $K_{\sigma 2} = -0.9$ 。



模型 1 主要波形



模型 2 主要波形

图 5.4 耦合电感仿真主要波形图

结合理论分析和仿真波形，模型 1 和模型 2 在不工作的半周都出现了环流，系统不能正常的实现无偏置电流运行模式，模型 1 的环流主要是由于不工作的续流二极管导通而引起的，还有在电感电流过零附近功率开关管的体二极管也导通，续流二极管和体二极管提供了环流通道。模型 2 的环流主要是由于不工作的续流二极管和体二极管导通而引起的。这两种直接耦合模型无法实现无偏置电流运行模式。

经过上面的分析，我们进行实验验证，给出实验波形如下图 5.5 所示，给出了两电感直接耦合（异名端相连）的实验波形，显示了电感在不应该工作的半周同样有电流通过即环流的存在。

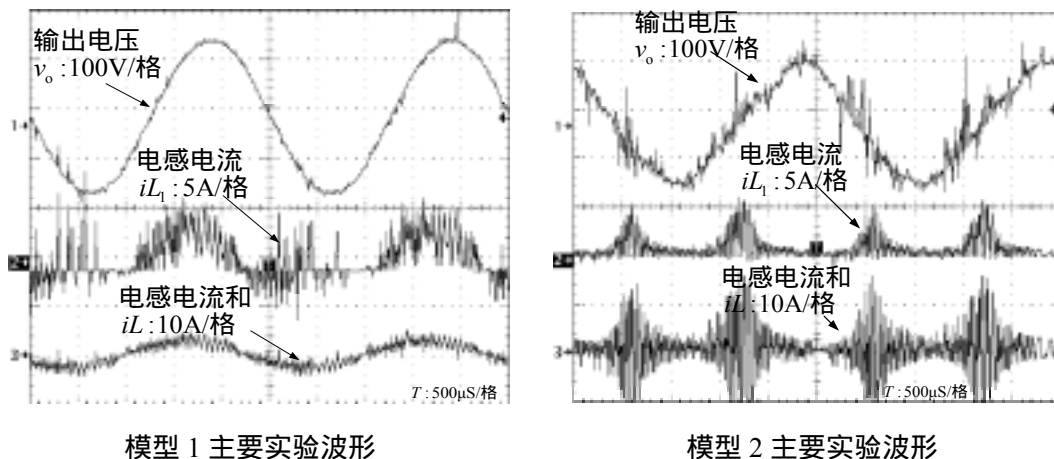


图 5.5 耦合电感实验主要波形图

5.2 间接耦合模型分析

间接耦合模型是将原来两个独立滤波电感 L_1 和 L_2 个分成两个电感 L_{AP} 、 L_{BP} 和 L_{AN} 、 L_{BN} ，并将 L_{AP} 和 L_{AN} 、 L_{BP} 和 L_{BN} 分别耦合于一副磁心，如图 5.6 所示。

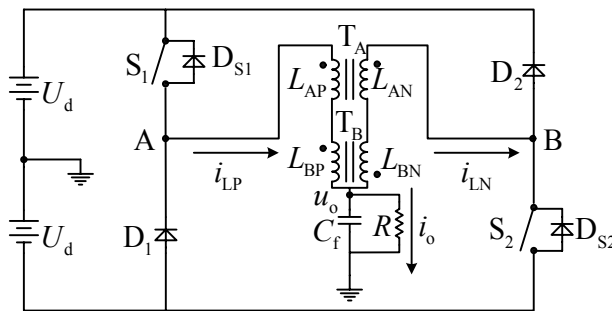


图 5.6 间接耦合模型

5.2.1 工作原理分析及仿真

由 5.1 直接耦合模型分析我们可以得到，系统环流是由于耦合电感当原边工作时，副边感应出正负的感应电势，促使续流二极管或者是功率开关管的体二极管导通，因而系统产生环流，使得系统的可靠性和效率大大降低。我们知道了系统产生环流的原因就可以利用绕组之间的感应电势相互抵消的原理，使得间接耦合 DBI 的工作原理和工作模式完全和独立滤波电感的一致，其主要原理

是利用两个参数基本一致的耦合电感，根据感应电势相互抵消的原则将原副边都串联，使得系统实现无偏置电流运行模式，这就是一种通过抵消耦合作用的解耦集成的方法。下面只给出四个工作模态图 5.7 (a) (b) (c) (d)，具体工作过程和公式推导参阅第二章

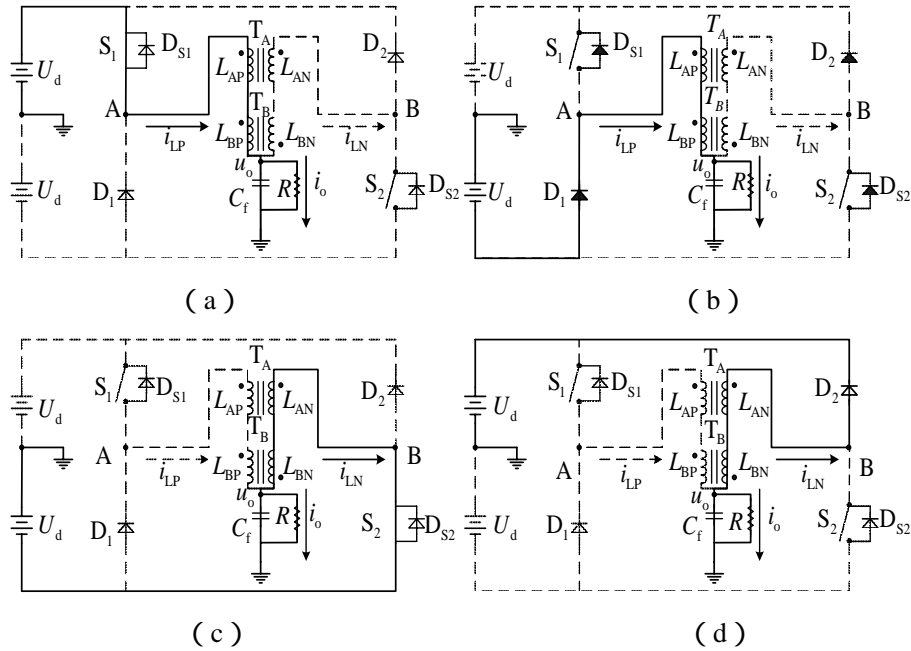


图 5.7 间接耦合电感双 Buck 逆变器工作模态

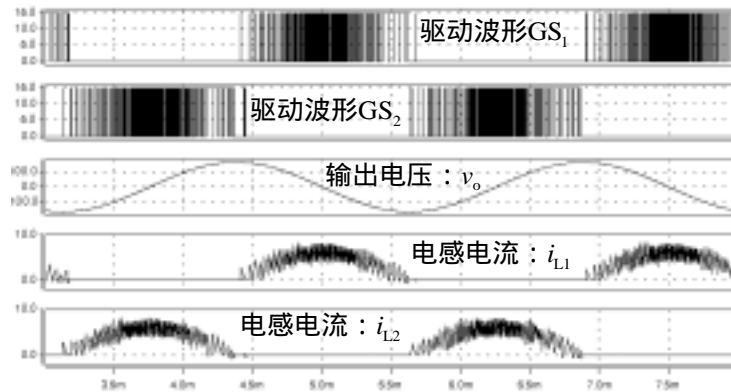
仿真参数为：

输入电压 $U_{in} = 360V$ ，输出电压 $v_o = 115V$ ，

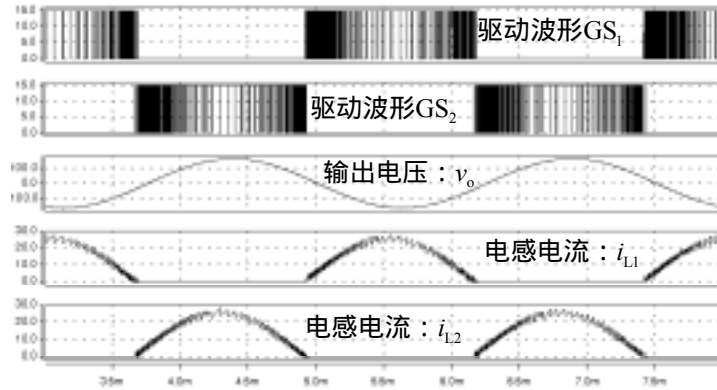
输出功率 $P_o = 1000W$ ，输出频率 $f_o = 400Hz$ ，

耦合电感为：感值 $L_{AP} = L_{AN} = L_{BP} = L_{BN} = 125\mu H$ ，

耦合系数 $K_{f1} = 0.9$ ， $K_{f2} = -0.9$



(a) 空载波形



(b) 满载波形

图 5.8 间接耦合电感仿真主要波形

从上面的仿真波形来看，间接耦合双 Buck 逆变器的实现无环流工作，且系统从空载到满载输出电压波形良好，达到了和独立输出滤波电感双 Buck 逆变器一致的效果，表明该方案是可行的。

5.2.2 耦合电感分析及实验结果

5.2.2.1 耦合电感分析

由 5.1 直接耦合模型分析可知，决定系统能否实现无环流工作，主要取决于桥臂电压的大小，只要将桥臂电压控制在 $(-U_d, +U_d)$ 之间即可，此时功率开关管的体二极管和独立需流二极管都将截止，系统实现无环流运行模式。

耦合电感设计原则，保持 IMDBI 的输出滤波电感大小和 SIDBI 的输出滤波电感大小一致且在最大电流下都不饱和，目的是使两者的输出滤波效果相同，便于比较和说明集成模型有很大的优点，即 $L_1 = L_2 = L$ ， $L_{AP} + L_{BP} = L_{AN} + L_{BN} = L$ ，为了设计方便，我们取 $L_{AP} = L_{AN} = L/2$ 。

$$\text{根据公式： } Li = \psi = N\phi, \quad Ni = \frac{\delta B}{\mu}, \quad L = \frac{\mu N^2 S_e}{\delta}$$

假设：SIDBI 的输出滤波电感为 L ，其匝数为 N_1 ，磁心有效截面积为 S_{e1} ，最大饱和磁密为 B_1 ，气隙为 δ_1

IMDBI 的输出滤波电感单个电感量为： $L/2$ ，其匝数为： N_2 ，磁心有效截面积为： S_{e2} ，最大饱和磁密为： B_2 ，气隙为： δ_2

独立电感 SIDBI 有：

$$L = \frac{\mu N_1^2 S e_1}{\delta_1} \quad (5.8)$$

耦合电感 IMDBI 有：

$$\frac{L}{2} = \frac{\mu N_2^2 S e_2}{\delta_2} \quad (5.9)$$

设计过程中先假设 $S e_1 = S e_2$, $\delta_1 = \delta_2$, 则根据上式 (5.8) 和 (5.9) 可以得到：

$$N_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} N_1 \quad (5.10)$$

又因为交流滤波电感的设计原则有一条是：最大电流下不饱和，即在最大电流下电感量基本保持不变，则有：

$$N_1 i = \frac{\delta_1 B_1}{\mu} \quad (5.11)$$

$$N_2 i = \frac{\delta_2 B_2}{\mu} \quad (5.12)$$

滤波电感设计都按最大磁密 B_{\max} 来设计，即 $B_1 = B_2 = B_{\max}$, 结合式 (5.10) (5.11) 和 (5.12) , 则有：

$$\delta_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \delta_1 \quad (5.13)$$

在 IMDBI 中，滤波电感是由两个耦合电感的串联而得到的，因此其电感等效气隙是单个耦合电感的两倍，即 $\delta = \sqrt{2} \delta_1$, 耦合电感的等效气隙增加，电感的储能增加，并且 IMDBI 的输出滤波电感在整个周期内都有能量储存，但 SIDBI 的输出滤波电感只有半周期内有能量储存，因此 IMDBI 大大提高磁心的利用率。

5.2.2.2 实验结果

原理样机参数：

输入电压 $U_{in} = 360V$, 输出电压 $v_o = 115V$

输出功率 $P_o = 2000W$, 输出频率 $f_o = 400Hz$

耦合电感参数：感值 $L_{AP} = 123\mu H$, $L_{BN} = 122\mu H$, $L_{BP} = 120\mu H$, $L_{BN} = 123\mu H$

耦合系数为 $K_{11} = 0.788$, $K_{12} = -0.789$, 磁芯为 EE42C。

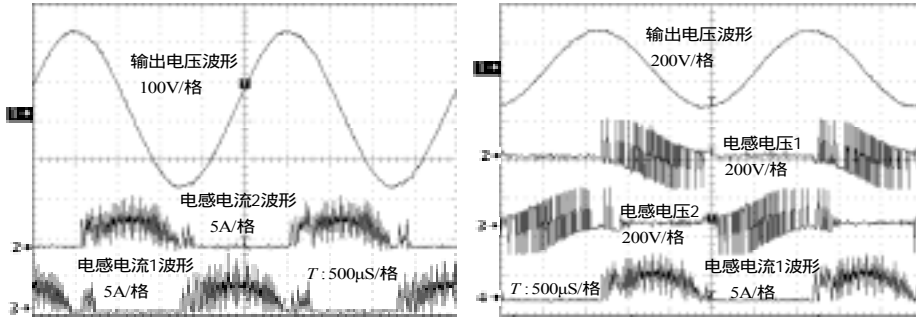


图 5.9 间接耦合空载实验主要波形

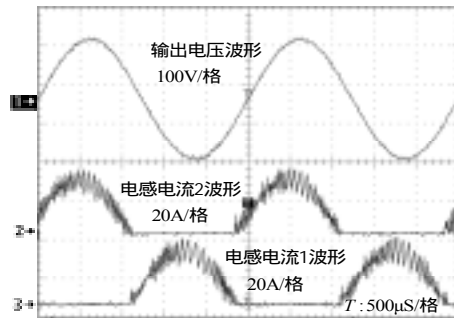


图 5.10 间接耦合电感满载实验主要波形

从上面的实验波形我们可以得到，间接耦合电感模型 IMDBI 实现了解耦耦合的功能，图 5.9 右中，ch2 和 ch3 分别是电感两端的电压波形，很清楚的看到，在不调制工作的半周其感应电势为零，很好的实现了无偏置电流运行模式，达到了和独立电感模型 SIDBI 一样的控制效果，系统从空载到满载输出电压失真度 2%，系统效率也略有提高。

5.3 改进耦合模型

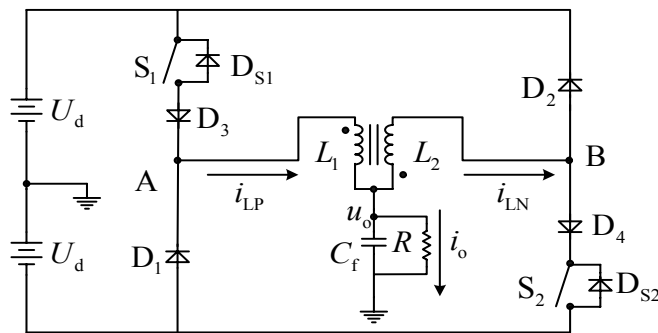


图 5.11 改进耦合电感模型

分析直接耦合模型中的异名端耦合模型，其环流产生的原因是桥臂电压 (u_A 、 $u_B < -U_d$)，使得功率开关管的体二极管导通，提供环流通路，系统无法

实现无环流运行模式。于是增加二个二极管，来阻止功率开关管的体二极管导通，达到消除环流的目的，实现无环流运行模式，如图 5.11 所示。

5.3.1 改进耦合电感工作模态分析

改进耦合电感模型通过增加的两个二极管 D_3 、 D_4 阻断了功率开关管 S_1 、 S_2 的体二极管 D_{s1} 、 D_{s2} ，系统实现半周期工作，相互之间没有相互影响，达到和独立电感模型一样的效果。下面给出系统的四个工作模态如图 5.12 所示。详细分析参阅第二章滞环控制双 Buck 逆变器运行模态分析。

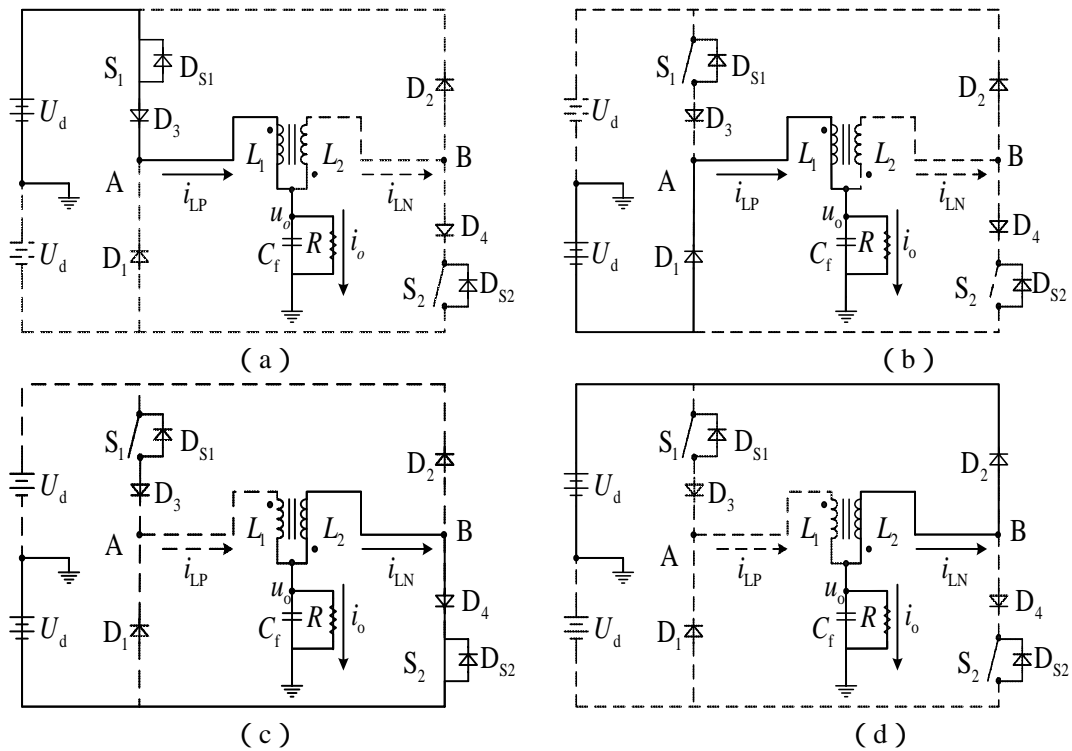


图 5.12 直接耦合模型改进模态图

5.3.2 改进耦合电感仿真分析

下面进行仿真验证，仿真参数为：

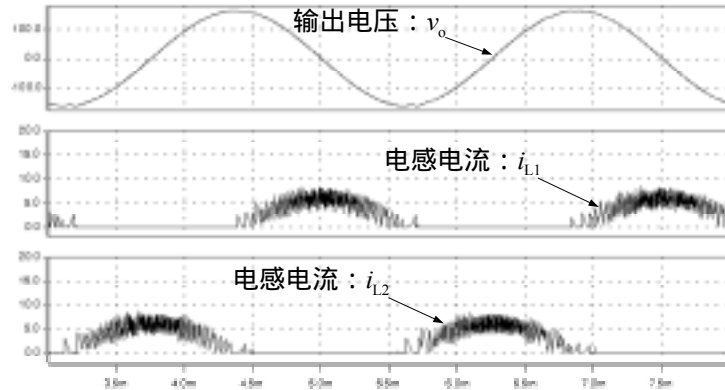
输入电压 $U_{in} = 360V$ ，输出电压 $v_o = 115V$

输出功率 $P_o = 1000W$ ，输出频率 $f_o = 400Hz$

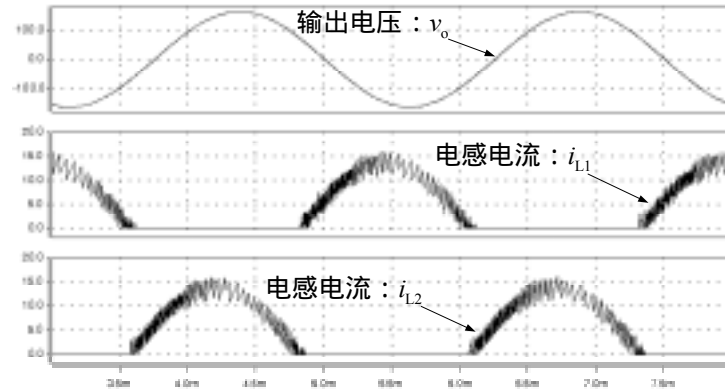
耦合电感参数：感值 $L_1 = L_2 = 250\mu H$

耦合系数为 $K_f = -0.9$

系统主要仿真波形如图 5.13 所示。



(a) 空载仿真波形



(b) 阻性满载仿真波形

图 5.13 改进耦合模型仿真波形

从上面的仿真波形来看，改进耦合双 Buck 逆变器也实现无环流工作，通过增加两个额外的二极管 D_3 、 D_4 阻断功率开关管的体二极管的导通而实现无环流工作，且系统从空载到满载输出电压波形良好，达到了和间接耦合双 Buck 逆变器及独立输出滤波电感双 Buck 逆变器一致的效果，表明该方案理论上是可行的。

5.4 本章小节

本章主要对双 Buck 逆变器的两个独立输出滤波电感能否进行磁集成以减少体积重量进行了分析和研究，提出了一种新颖的磁集成双 Buck 逆变器，并进行了仿真和实验验证，取得了良好效果。

1. 分析了两种直接耦合的 DBI 模型，揭示了系统存在着环流运行模式，分析了环流产生的机理，指出了这个环流将严重影响系统的效率和可靠性。
2. 鉴于直接进行耦合系统不能正常实现无偏置电流运行模式，产生环流的

主要原因是耦合电感的感应电势使得不工作半周的续流二极管或是功率开关管的体二极管导通形成环流。在此基础上进行重新设计，将独立滤波电感分成两个耦合的滤波电感，原副边采用一定的连接方式，使得感应电势为零从而达到消除环流的目的，并进行了理论计算，得到了定量的计算结果，从理论上给出了耦合电感 DBI 可以提高磁心利用率，从而减小系统的体积和重量，最后进行了实验验证，取得了独立电感运行一样的效果，系统磁性元件的体积和重量大为减小，系统的功率密度和效率有了一定提高。

第六章 全文总结与展望

6.1 本文的主要工作

本文以发展 ASI 技术作为出发点，以逆变器为研究对象，在充分了解逆变器控制技术发展现状的基础上，引入了数字控制技术，使得本逆变器与全模拟控制逆变器相比具有许多特点，还进一步分析了 DBI 的滤波电感，提出了耦合电感模型。总结本文的工作，主要有以下几方面：

1. 提出了一种滞环电流控制逆变器输出滤波器的解耦合设计方法，从最低开关频率入手，确定输出滤波电感大小，再结合滤波器的截止频率和滤波效果确定输出滤波电容的大小。引入了数字控制技术，实现了数模混合控制，电压环采用数字 PI 控制，具有良好的稳态精度；电流环采用模拟滞环控制，具有良好的动态性能。

2. 在完成单相逆变器的基础之上，通过采用三个独立的单相逆变器进行组合式控制，基准信号互差 120° 实现三相输出的功能，结合数字控制技术的特点，分析了数字三种频率可调数字基准产生的方法，通过调节基准信号的频率，使得本逆变器具有变频输出的功能，能在 $360 \sim 800\text{Hz}$ 范围内得到良好的正弦波输出，大大提高了本逆变器的应用前景。

3. 在对 DBI 电路拓扑本身进行了分析，对 DBI 需要两个独立滤波电感进行了深入的仿真分析和理论研究，提出了一种耦合电感 DBI，在很大程度上减小了磁心的体积和重量，提高了系统的功率密度。

6.2 后续工作展望

鉴于对课题一年多的研究和实验所得体会和心得，给出了几个可以进行深入研究工作的设想：

1. 在控制技术上，进一步深入研究数字控制技术，实现对 DBI 的全数字滞环控制，大大提高系统的可靠性，使得该逆变器系统具有很强的可复制性，适合于量产。

2. 引入电源管理系统概念，完善系统的各项保护功能，增加人机界面设备，

例如显示系统输出频率、电压、功率等，大大提高产品的智能性和可操作性。

3. 优化设计磁集成双 Buck 逆变器，主要是对磁件进行优化设计，磁芯体积重量最小并且利用率最高，从而改善系统系能并进一步提高系统的功率密度。

4. 对于大功率的场合能否考虑采用 DBI 并联技术，实现系统冗余供电，这样可以提高系统的可靠性。

5. 应用多电平技术，降低功率开关管的电压应力，并减小输出滤波器的体积和重量，使系统的可靠性也得到很大程度的提高。

参考文献

- [1] 飞机静止变流器通用技术条件, 北京, 航空工业出版社, 1995
- [2] 严仰光, 电力电子在航空器上的应用, 第一届电力电子与运动控制学术年会, 2000, 南京航空航天大学: 1~6
- [3] 李启明, 正激直流环节单相和三相软开关静止变流器的研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2000
- [4] 萧岚, 单相和三相软开关静止变流器的研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 1998
- [5] 陈敏, 9KVA 组合式三相逆变器的研究, [硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2002
- [6] 李永东, 肖曦, 高跃, 大容量多电平变换——原理控制应用, 北京, 科学出版社, 2005: 190~208
- [7] 刑岩, 逆变器并联运行系统的研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 1999
- [8] 陈东华, 谢少军, 周波, 瞬时值电流控制逆变技术比较, 南京航空航天大学学报, 2004, 36(3): 343~347
- [9] 陈万, 模板化航空静止变流器逆变环节研究, [硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2004
- [10] R. M. Miller, K. E. Kwok, S. L. Shah, and R. K. Wood, "Development of a stochastic predictive PID controller," in Proc, American Control Conf, Seattle, WA, USA, 1995: 4204~4208.
- [11] Lau. C. E., Pong. M.H. Comparison of three approaches on DSP based digital controlled 2-wheeler forward converter, Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology Guangzhou, China, Dec.1994: 164~168
- [12] Mattavelli.P, An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Feb.2005: 206~212
- [13] Ben-Brahim L, Yokoyama T, Kawamura, Digital control for UPS inverters, Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 2003, (2):1252~1257

- [14] Naoki Uemura, Tomoki Yokoyama, Current control method using voltage deadbeat control for single phase utility interactive inverter, The 25th International Telecommunications Energy - INTELEC '03, Yokohama, Japan Oct.2003,(1):40~45
- [15] 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
- [16] 谢力华, 苏彦民, 25Hz电源系统的研制, 电工电能新技术, 2000, (4) : 54~58
- [17] 谢力华, 苏彦民, 25Hz电源控制系统的设计, 电力电子技术, 2000, (3) : 30~32
- [18] Han-Ju Cha, Sin-Sup Kim, Min-Gu Kang and Yong-Ho Chung. Real-time Digital Control of PWM Inverter With PI compensator for Uninterruptible Power Supply, Pacific Grove, USA, Proceeding of 1990 PESC:1239~1251
- [19] Biel.D., Guinjoan.F., Fossas.E., Chavarria.J., Sliding-mode control design of a boost-buck switching converter for AC signal generation, IEEE Transactions on Fundamental Theory and Applications, Aug.2004,51(8): 1539~1551
- [20] 马皓, 韩思亮, 新型功率放大器时变滑模控制方案研究, 中国电机工程学报, 2006, 25(11) : 55~59
- [21] CarpitaM, MarchesoniM, Experimental study of a power conditioning using sliding mode control, IEEE Trans, Power Electron system, 1996, 11(5): 731-742.
- [22] Herzer.R., Schimanek.E., Bokeloh.C., Lehmann.J, A universal smart control IC for high-power IGBT applications, IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, Sept.1998,(3): 467~470
- [23] 蔡振英, 皱云屏, 丁凯, 一种VVVF电源的模糊PID控制, 电工技术学报, 2005, 20(8) : 64~67
- [24] 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) : 54~61
- [25] 孔雪娟, 王荆, 江彭等, 基于内模原理的三相电压源型逆变电源的波形控制技术, 中国电机工程学报, 2003, 23(7) : 67~70
- [26] 张凯, 彭力, 熊健等, 基于状态反馈与重复控制的逆变器控制技术, 中国电机工程学报, 2006, 26(10) : 56~62
- [27] Bruyant.N, Machmoum.M. Simplified Digital-analogical Control for Shunt Active Power

- Filters under Unbalanced Conditions, Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, Sept.1998,(1):11~16
- [28] Gerald R. Stanley, Kenneth M. Bradshaw, Precision DC-to-AC Power Conversion by optimization of the Output Current Waveform - The Half Bridge Revisited."IEEE Trans.Power Electronics, March.1999,14(2): 372~380
- [29] 陈乾宏, 开关电源中磁集成技术的应用研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2001
- [30] 王慧贞, 李启明, 严仰光, 组合式三相逆变器负载特性的分析与研究, 南京航空航天大学学报, 2002, 34(1) : 65~69
- [31] 刘军, 一种新颖的双降压式半桥逆变器研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2003
- [32] 洪峰, 刘军, 滞环电流控制型双Buck逆变器, 电工技术学报, 2004, 19(8) : 73~77
- [33] 王成华, 王友仁, 胡志忠, 电子线路基础教程, 北京, 科学出版社, 2002 : 159~16
- [34] L.Malesani, P.Tenti, A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency. Conference Record of the 1987 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Atlanta, USA, Feb.1987, (1): 851~855
- [35] 洪峰, 单任仲, 王慧贞等, 对逆变器进行变环宽滞环电流控制的方法及电路, 申请号 : 200610040522. X
- [36] 张占松, 蔡宣三, 开关电源的原理与设计, 北京, 电子工业出版社, 2004 : 16~24
- [37] 涂植英, 何均正, 自动控制原理, 重庆, 重庆大学出版社, 1995 : 46~51
- [38] 胡文斌, 逆变器并联的相位调制跟踪法及相关技术研究, [博士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2003
- [39] 黄蕾, 并联逆变器控制技术的研究, [硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2004
- [40] Ching.Hsiang, Bandpass sampling criteria for nonlinear systems Tseng Signal Processing, IEEE Transactions on Power Electronics, March.2002,50(3): 568~577
- [41] 何克忠, 李伟, 计算机控制系统, 北京, 清华大学出版社, 1998 : 161~167
- [42] 张炜, 电力系统分析, 北京, 中国水利水电出版社, 1999 : 37~44
- [43] 聂剑红, 互备式舰艇用中频电源基本理论与关键技术的研究, [硕士学位论文], 哈尔滨, 哈尔滨工业大学, 2001

- [44] Kim.J ,Choi.J ,Hong.H, Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller, International Conference on Power System Technology, Perth, WA, Australia,Dec.2000,(3): 1659 ~1664
- [45] 赵修科, 实用电源技术手册-磁性元件分册, 辽宁科学技术出版社, 2002 : 20~40
- [46] 刘和平, 严利平等 TMS320LF240x 结构、原理及应用, 北京, 北京航空航天大学出版社, 2002
- [47] 王晓明, 王玲, 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 应用, 北京, 北京航空航天大学出版社, 2004 : 74~80
- [48] Tong.J.L , Bobis. J.P , A model for designing digital PID controllers. Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, San Diego,USA ,Nov.1992,(3): 1157 - 1162
- [49] Keel.L.H. ,Rego.J.I. ,Bhattacharyya.S.P. ,A new approach to digital PID controller design IEEE Transactions on Automatic Control, April.2003,48(4): 687~692
- [50] 刘金琨, 先进 PID 控制 MATLAB 仿真, 北京, 电子工业出版社, 2004 : 25~36
- [51] 李均升, 王占奎, 交流电机变频调速的市场与负载, 西安, 中国变频技术应用暨企业家论坛 2006 : 72~79
- [52] 王占奎, 我国变频器的发展态势, 西安, 中国变频技术应用暨企业家论坛 2006 :36~38
- [53] 毛亚红, 变频器在风机泵类负载中的节能效果, 中国变频技术应用暨企业家论 ,2006 : 90~93
- [54] 洪峰, 单任仲, 王慧贞等, 磁集成双降压式半桥逆变器, 中国, 申请号 :200610041336.8
- [55] Lopera J, Prieto M, Pernia A, etal, Design of integrated magnetic elements using thick-film technology, IEEE Transactions on Power Electronics, 1998,14(3): 407~413
- [56] Conor Quinn, Karl Rinne, Terence O Donnell, etal, A review of planar magnetic techniques and technologies, Conf Proc IEEE Appl Power Electron Conf Expo APEC, Anaheim, 2001: 1175~1183
- [57] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光, 开关电源中磁集成技术及其应用, 电工技术学报, 2004 , 19(3) : 1~8
- [58] T.G. Wilson JR., T.G. Wilson, and H.A. Owen, “Coupling of Magnetic Design Choices to DC-to-DC Converter Electrical Performance,” Conf Proc IEEE Appl Power Electron Conf

Expo APEC, Orlando, USA ,1994,(1): 340~347

- [59] Dylan Dah, Chuan Lu, Cheng D.K. W., Yim-Shu Lee, A single-switch continuous conduction-mode boost converter with reduced reverse-recovery and switching losses Industrial Electronics, IEEE Transactions on Power Electronics, Aug. 2003,50(4): 767~776

致 谢

转眼间硕士生活就要结束，感慨时光飞逝，在南航求学的时光是我永生难忘的-----

在我硕士论文即将完成之际，谨向我的导师王慧贞副研究员表示深深的敬意与感谢。在课题选择到完成的过程中，我的每一步工作都得到了导师的悉心指导和帮助。王老师严谨的科研态度，广博的理论知识，丰富的工作经验，务实的工作作风，无一不是我学习的榜样。

感谢教研室的龚春英教授、陈新老师和张方华副教授在课题研究上给予的帮助和支持，在我进行课题研究的过程中提出了不少的宝贵意见，使我顺利的完成了硕士课题的研究。

感谢博士洪峰师兄在我的课题研究过程中给予了极大的帮助和支持，把我带入了数字控制和电力电子技术领域并从中学到了不少的理论知识和实践经验，感谢秦海鸿博士、马海啸博士、戴卫力博士等师兄在我学习和生活中的帮助，感谢张峰、李依彬、李正兴、蔡晓东、朱锋、陈小平、赵志英、吴贇在实验中给予的配合和帮助，还要感谢张军达、刘建、殷建、蔡兆奇等师弟的热情帮助，和我一起度过了两年半的求学生涯。

感谢室友许德、嵇保健和张士明在学习和生活中热情的支持和帮助。感谢我的父母和姐姐在生活上和精神上的支持和鼓励使我顺利完成硕士学业，还要感谢关心我支持我的老师、同学、朋友和亲人们。

最后，谨向审阅本文的专家、教授致敬！

单任仲

2007-2-1

在学期间的研究成果及发表的学术论文

发表论文：

1. 单任仲,洪峰,王慧贞,“数模混合控制双 Buck 逆变器研究”,电力电子技术,已录用,2007 年第 2 期
2. 单任仲,洪峰,王慧贞,“单相变频航空静止变流器的研究”,电力电子技术,已录用,2007 年第 3 期
3. 单任仲,洪峰,王慧贞,“单相逆变器频域模型与动态特性分析”,APSC.2006
4. 单任仲,洪峰,王慧贞,“数模混合控制航空静止变流器的研究”,中国电工技术学会电力电子学会第十届学术年会论文集,西安,2006

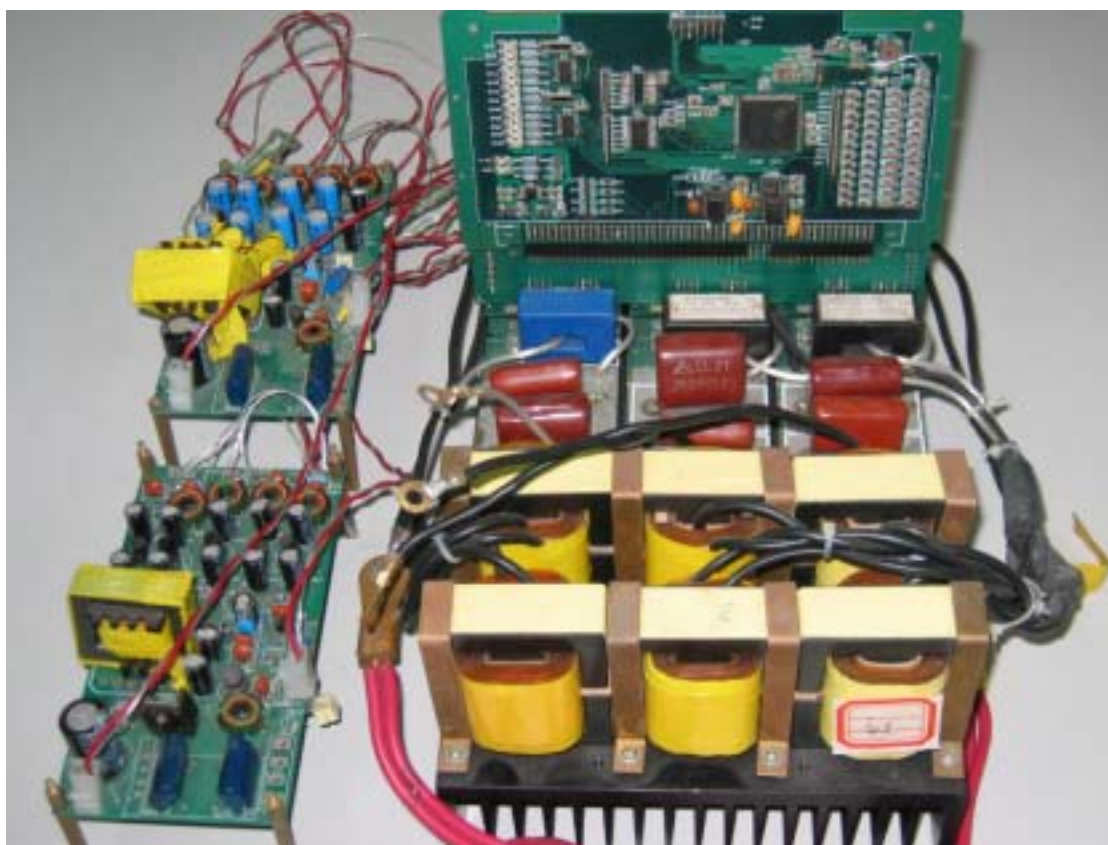
专利申请：

磁集成双降压式半桥逆变器,申请号:200610041336.8 第二发明人
级联型多电平双降压式半桥逆变器,申请号:200610041335.3 第二发明人
对逆变器进行变环宽滞环电流控制的方法及电路,申请号 200610040522.X,
第二发明人
三电平双降压式全桥逆变器,申请号:200610096848.4,第二发明人
五电平双降压式全桥逆变器,申请号:200610096847.X,第二发明人

获得荣誉

2005-2006 年专业特别奖学金：光宝一等奖学金

附 录



三相6kVA逆变器系统实物图