

南京航空航天大学

硕士学位论文

基于SPWM控制的双BUCK逆变器

姓名：孙运凯

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：陈志辉

20090101

摘 要

双降压式半桥逆变器（DBI）电路简洁可靠，无桥臂直通问题，可以实现功率开关管和续流二极管的最优设计，减少开关损耗。本文着重对基于 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器进行了详细的理论和实验研究。

论文首先研究双 BUCK 逆变器的工作原理及其电流型控制技术，通过对双 BUCK 逆变器电压电流双闭环 SPWM 控制系统传递函数的分析，总结了电压环、电流环和 LC 滤波器影响系统稳定性和外特性的规律。

论文利用 Saber 电路仿真软件对所设计的逆变器系统进行了仿真，验证了理论分析的正确性。在此基础上，设计了双 BUCK 逆变器模拟 SPWM 控制系统和功率电路，主要包括驱动电路、采样电路、逻辑调理电路、控制电路和滤波器的设计以及功率管的选取。

其次，论文研究了数字 PID 控制技术的算法，设计了基于 DSP（TMS320F2812）的全数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器系统，完成了其控制系统电压环、电流环以及 PWM 调制波产生环节的软件设计和 DSP 的硬件设计。

最后，搭建了 115V/400Hz/1kVA 双 BUCK 逆变器实验平台，分别进行模拟 SPWM 控制和数字 SPWM 控制的实验，验证了 SPWM 控制可以有效的实现双 BUCK 逆变器电流在两个电感之间自然切换和半周期运行模式，并且能够获得良好的动态性能和稳定性能。

关键词：逆变器，双降压式半桥逆变器，双闭环 SPWM 控制，数字 PID 控制，数字信号处理器

Abstract

Dual Buck Inverter (DBI) is simple, reliable, and free of shoot-through problems. It can achieve optimal design of all power devices and reduce the switching loss. So DBI offers an alternative way to achieve the high frequency and high efficiency operation of the inverter. This article focuses on the detailed theoretical and experimental research on the SPWM controlled DBI.

Firstly the principle of DBI and its current-mode control technology are analyzed. From the mathematics model of closed-loop control system, the ways how systematic parameters influence the stability and characteristics of the system are summarized.

The designed inverter is simulated by using Saber software, and the correctness of theoretical analysis is verified. Upon that, the DBI analog SPWM controller and power circuit are designed, mainly including driving circuit, sampling circuit, the logic processing circuit, control circuit and the design of the filter and the selection of the power devices.

Secondly, the digital PID control technology is studied. The digital DBI control system based on DSP (TMS320F2812) is designed. DSP hardware design and software design of control system are completed.

Finally, the experimental platform of 115V/400Hz/1kVA DBI is set up. The experiments of analog SPWM control and digital SPWM control are analyzed. The experiments verify that the SPWM control can effectively achieve the free switch of current between the two inductors and semi-cycle mode, and also can obtain good dynamic performance and stability.

Keywords: Inverter, Dual buck inverter, Two closed-loop SPWM control, Digital PID control, Digital signal processing

图表清单

图 1.1 低频环节逆变器	2
图 1.2 单相高频环节逆变器	2
图 1.3 双降压式半桥逆变器主电路	3
图 1.4 单极性正弦脉宽调制电路图与输出波形	4
图 1.5 BSPWM 原理与输出波形	4
图 1.6 MSPWM 原理及输出电压波形	5
图 1.7 数字逆变器系统总体结构框图	6
图 2.1 双 BUCK 逆变器拓扑工作模态等效图	10
图 2.2 电感电流型 SPWM 控制的 DBI 系统结构图	13
图 2.3 驱动信号产生原理图	14
图 2.4 三相 DBI 结构图	16
图 2.5 电压、电流瞬时值反馈双闭环控制系统框图	17
图 2.6 电压、电流瞬时值双闭环控制传递函数框图	17
图 3.1 完整的逆变器结构框图	21
图 3.2 驱动电路	23
图 3.3 驱动信号波形图	23
图 3.4 采样电路	24
图 3.5 电压比例积分调节器	24
图 3.6 电流环调节器和 PWM 产生电路	25
图 3.7 逻辑判断图	26
图 3.8 DBI 主电路仿真模型	27
图 3.9 SPWM 控制电路仿真模型	28
图 3.10 阻性满载(1kVA)时突加和突卸仿真波形图	31
图 4.1 DBI 数字控制系统结构图	32
图 4.2 数字控制平台功能框图	32
图 4.3 时钟电路	33
图 4.4 存储器连接原理图	34
图 4.5 D/A 转换电路	34
图 4.6 TPS70351 的电路图与上电、掉电的时序图	35
图 4.7 采样调理电路	35

图 4.8 模拟 PI 控制系统原理图	36
图 4.9 主程序流程图和中断处理程序流程图	39
图 4.10 基准正弦波产生流程图	40
图 4.11 电压调节流程图	40
图 5.1 模拟 SPWM 控制 DBI 实验波形	43
图 5.2 模拟 SPWM 控制 DBI 空载实验波形	45
图 5.3 模拟 SPWM 控制 DBI 满载实验波形	45
图 5.4 模拟 SPWM 控制 DBI 突加突卸实验波形	45
图 5.5 数字控制 DBI 电感电流断续工作模式的波形图	46
图 5.6 数字控制 DBI 的空载波形图	46
图 5.7 数字控制 DBI 的满载波形图	46
图 5.8 大功率 DBI 实验波形	48
图 5.9 有效值调节框图	48
图 5.10 逆变器输出频率为 50Hz 的电压波形	49
图 5.11 三相输出电压波形	49
 表 2.1 DBI 功率管开关组合模态与桥臂输出电压状态的关系	11
表 3.1 不同电压调节器积分电容仿真结果	28
表 3.2 不同电压调节器比例电阻仿真结果	28
表 3.3 不同电流环比例电阻仿真结果	29
表 3.4 不同输出滤波电容仿真结果	29
表 3.5 不同输出滤波电感仿真结果	30
表 5.1 115V/400Hz/1kVA 逆变器的主要参数	42
表 5.2 器件主要参数	42
表 5.3 电压环积分电容 $C_{PI}=3.3\text{NF}$ 时的实验数据	44
表 5.4 电压环积分电容 $C_{PI}=10\text{NF}$ 时的实验数据	44
表 5.5 数字 DBI 带不同的负载时的实验数据	46
表 5.6 大功率逆变器的主要参数	47
表 5.7 大功率 DBI 输出电压大小变化情况	48
表 5.8 A 相逆变器测试数据	49
表 5.9 B 相逆变器测试数据	50
表 5.10 C 相逆变器测试数据	50
表 5.11 三相逆变器测试数据	50

注释表

DBI	双降压式半桥逆变器	PWM	脉宽调制
SPWM	正弦脉宽调制	BSPWM	双极性正弦脉宽调制
MSPWM	改进型正弦脉宽调制	EMI	电磁干扰
DSP	数字信号处理器	EV	事件管理器
PLL	励磁磁势	RAM	随机存储器
MOSFET	电力场效应晶体管	IGBT	绝缘门极双极型晶体管
THD	总谐波系数	δ	逆变器的静差
V_{cem}	功率开关管的电压应力		

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

本章阐述了逆变器的现状和重要发展方向,在此基础上确定本文的研究对象为双降压式半桥逆变器(DBI),然后详细介绍逆变器的 SPWM 控制技术和数字逆变器的主要问题。最后介绍了本文的主要意义和研究内容。

1.1 逆变器的概述

直流/交流(DC/AC)变换器称为逆变器,是将直流电能转化为交流电能的变换电路。逆变器交流输出电压基波频率和幅值都应能调节控制,输出电压中除基波成分外,还可能含有一定频率和幅值的谐波。逆变器主要由主电路和控制系统两部分组成。

依据直流电源的类型,逆变器可分为电压型逆变器和电流型逆变器。电压型逆变电路的输入为直流电压源,逆变器将输入的直流电压逆变为交流输出电压;电流型逆变电路的输入串接大电感,形成平稳的直流电流源,逆变器将输入的直流电流逆变为交流电流输出^[1]。本文研究的是电压型逆变器。

生产生活中的大量场合都需要采用逆变技术使得直流电源向交流负载提供能量,或者作为装置的一部分将电能不同形式间进行变换传递,因而逆变器的应用十分广泛。例如在计算机、医疗设备、电力系统、通讯、车载电源系统、舰载电源系统、航天航空等领域都得到了广泛的应用^[2-4]。随着电力电子技术的发展,对电源产品的要求随之提高。对逆变器的性能要求主要包括以下两方面:1.电气性能:输出频率稳定,输出电压稳定,输出正弦波失真度小,高效率,良好的动态性能,低电磁干扰(EMI);2.使用性能:可靠性高,产品成本低,维护方便,体积小,重量轻^[5-6]。

研究逆变器及其相关技术,使之具有更优的电气性能和使用性能,具有重要的意义。本文研究的目的,是希望通过对逆变器的电路拓扑和控制技术等关键技术的探讨,进一步研究开发出具有实用价值的高质量逆变电源,以适应电源技术和电源产品的发展需求。

逆变器的历史大致经历了从低频环节逆变器向高频环节逆变器的发展过程。低频环节逆变器包括方波逆变器、阶梯波合成逆变器和脉宽调制低频环节逆变器三类,其主要构成部分如图1.1所示,常采用的电路拓扑为推挽式、半桥式、全桥式三种。高频环节逆变器的基本思想是在直流输入电源和逆变器之间加入一级高频电气隔离直-直变换器,由此得到的逆变电源变为两级结构:电气隔离和电压比调整由前级直-直变换器的高频变压器实现;高频逆变电路拓扑普遍采用非隔离型的桥式电路。图1.2给出了单相高频环节逆变器的电路结构图。三相逆变器和各种多电平桥式逆变器均为单相高频环节逆变器组合或演化得到^[7-10]。

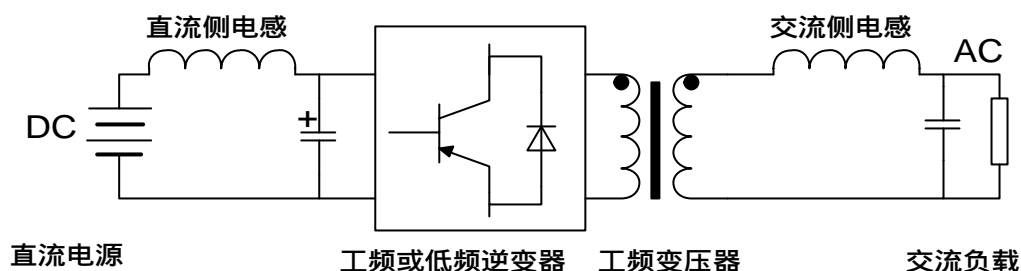


图 1.1 低频环节逆变器

包括逆变器在内的电力电子变换器的发展过程，是不断寻求更高的电路可靠性、更好的输出波形质量和电气性能、更高的变换效率、更小的体积重量及更低的成本，未来的发展方向仍将如此。以上高频环节逆变器拓扑均采用了桥式电路，桥式逆变器电路拓扑简洁，但也存在一些缺点，如桥臂直通问题，影响了电路可靠性和输出波形质量，在一些应用场合，例如用于高压场合的多电平逆变器拓扑，存在大量直接串接于电源两端的开关管，桥臂直通隐患严重。为了克服这些缺陷，人们提出了一种由两个类似BUCK电路组成的半桥型逆变器，如图1.3所示，并将其成功应用于功率变换器，该变换器称为双降压式半桥逆变器(Dual buck inverter—DBI)。

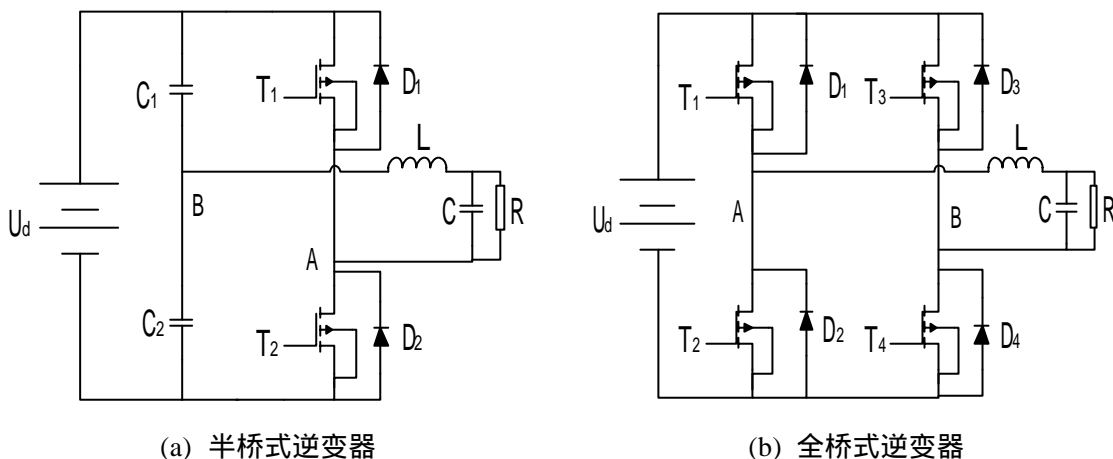


图 1.2 单相高频环节逆变器

双降压式半桥逆变器是近年来出现并得到大量研究的一种新型逆变器拓扑。由于该电路不需要设置死区时间，开关器件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。电路拓扑如图1.3所示， S_1 、 D_1 、 L_1 和 C_f 构成 Buck 电路1， S_2 、 D_2 、 L_2 和 C_f 构成 Buck 电路2。Buck 电路1和 Buck 电路2均为电流单向直直变换器。双 BUCK 逆变器是由 Buck 电路1和 Buck 电路2输出并联构建^[11]。这种逆变器具有以下优点：

1. 电路采用独特的电流半周期工作方式，即输出电流正半周，Buck 电路1工作；输出电流负半周，Buck 电路2工作。由于 Buck 电路1和 Buck 电路2并不同时工作，任意时刻在电源端回路中都只有一个功率半导体器件导通，有助于降低导通损耗。
2. 电路无桥臂直通可能，可靠性高。电感电流从单独的快恢复二极管 D_1 、 D_2 续流，功率开

关管的体二极管并不参与工作。因此功率开关管和续流二极管分别可以得到最优设计^[12-13]。

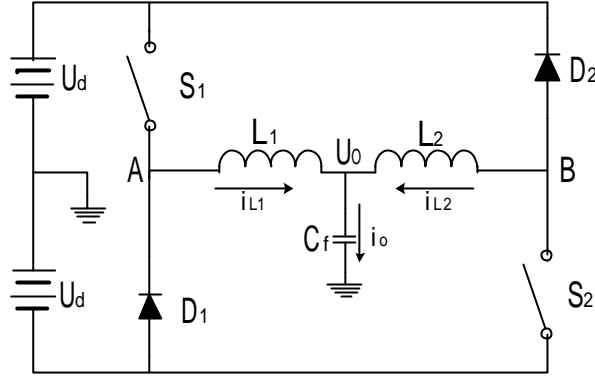


图 1.3 双降压式半桥逆变器主电路

1.2 逆变器 SPWM 控制技术

目前逆变器的控制技术主要是采用脉宽调制(PWM)控制。各种 PWM 控制策略，特别是正弦脉宽调制 SPWM(Sinusoidal Width Modulation)控制已在逆变技术中得到广泛应用。此外，在 DC/DC、AC/DC、AC/AC 变换器中，SPWM 控制技术也是一种很好的控制方案，并得到广泛的应用。

SPWM 控制的原理为：用一种参考波(通常是正弦波)作为调制波(modulating wave)，N 倍于调制波频率的三角波(有时采用锯齿波)为载波(carrier wave)，进行比较交截得到控制信号去驱动功率开关管工作，对直流电源进行处理，最后经滤波得到所要的正弦波。通常 SPWM 控制可分为单极性倍频正弦脉宽调制、双极性倍频正弦脉宽调制(BSPWM)、改进型正弦脉宽调制(MSPWM)等^[1,14,17-20]。

1.2.1 单极性倍频正弦脉宽调制

在图 1.2(b)单相桥式逆变器主电路中 4 个开关器件 $T_1 \sim T_4$ 的驱动信号为 V_{G1} 、 V_{G2} 、 V_{G3} 、 V_{G4} ，如图 1.4(a)所示。图中 A、B 为比较器， $\boxed{1}$ 为反相器。 T_1 、 T_2 的驱动信号 V_{G1} 、 V_{G2} 由正弦波 v_r 和三角波 v_t 的瞬时值相比较确定； T_3 、 T_4 的驱动信号 V_{G3} 、 V_{G4} 由瞬时值 v_r ， v_t 之比和 $v_r + v_t$ 的正负值确定。图 1.4(b)给出了正弦基波 v_r 和三角载波 v_t 交截的波形，其中 $v_r = V_{rm} \sin \omega t = V_{rm} \sin 2\pi f_r t = V_{rm} \sin(2\pi t / T_r)$ ，称为正弦参考电压，其幅值为 V_{rm} ，频率为 $f_r = 1 / T_r$ ， T_r 为其周期；三角波 v_t 称为高频三角载波，其最大值为 $\pm V_{tm}$ ，频率为 f_t 。三角波与正弦波频率比值称为载波比 $N = f_t / f_r$ ，正弦波幅值与三角波幅值之比称为调制比 $M = V_{rm} / V_{tm} (V_{rm} < V_{tm})$ 。由图知 v_r 、 v_t 的瞬时值决定了 4 个开关管的驱动信号及其通断状态。

当 T_1 、 T_4 被同时驱动处于导通状态时， $V_{ab} = +U_d$ ； T_2 、 T_3 被同时驱动时， $V_{ab} = -U_d$ ；当 T_1 、 T_3 被同时驱动或 T_2 、 T_4 被同时驱动时， $V_{ab} = 0$ 。

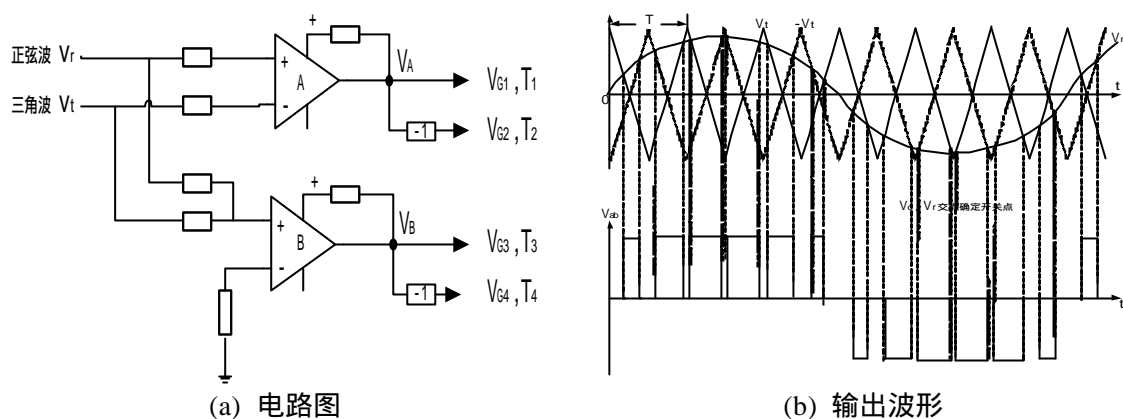


图 1.4 单极性正弦脉宽调制电路图与输出波形

从图 1.4 可知，逆变器电路输出电压 V_{ab} 是一个多脉冲、对称的交流电压波形，其基波周期 T 与正弦参考波 v_r 的周期 T_r 相同，因此逆变电路输出电压的频率 $f = f_r$ ，同时 V_{ab} 的起始相位角也就是正弦参考电压 v_r 的起始相位角。此外，改变调制比 M ，可以改变输出电压的大小。所以逆变器输出电压的大小、频率和相位都可以由正弦参考电压 $v_r = V_m \sin \omega t$ 控制。

1.2.2 双极性正弦脉宽调制(BSPWM)

与单极性脉宽调制不同的是双极性脉宽调制的输出电压 V_{ab} 在整个周期都有正负脉冲电压。图 1.5 给出双极性正弦脉宽调制(BSPWM)电路图及输出波形。

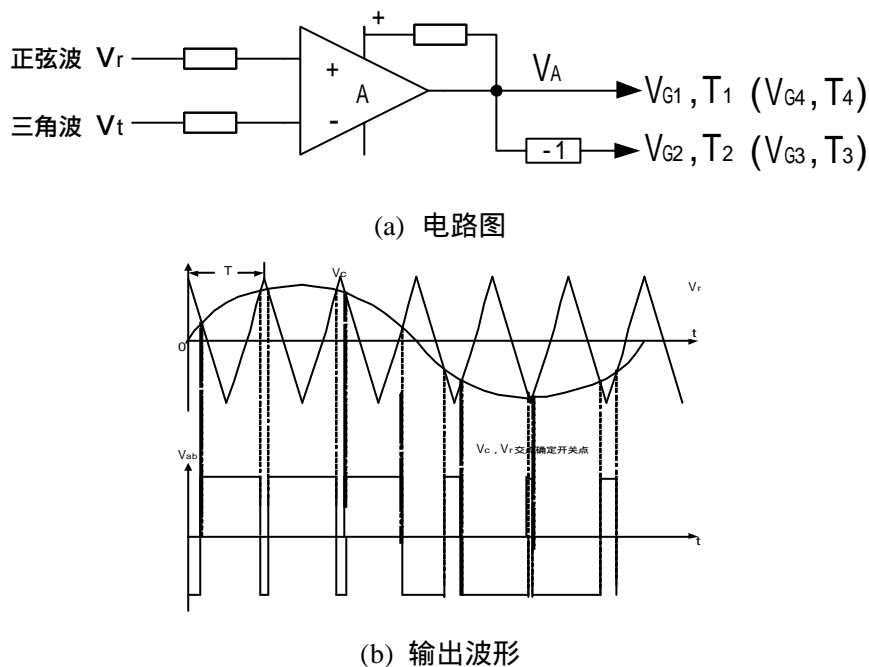


图 1.5 BSPWM 原理与输出波形

图中调制参考波仍是幅值 V_m 为正弦波 v_r ，其频率 f_r 就是输出电压基波频率 f_1 。高频载波三角波 v_t 幅值为 V_m ，频率为 f_c 。从图 1.5 可知，无论在 v_r 的正半周或者负半周，当瞬时值

$v_r > v_t$ 时, 比较器输出电压 V_G 为正, 以此作为 T_1 、 T_4 驱动信号 V_{G1} 、 V_{G4} , 其中 $V_{G1} > 0$ 、 $V_{G4} > 0$, T_1 、 T_4 同时处于通态。同时, V_G 经反向后为负的驱动信号 V_{G2} 、 V_{G3} , 则 T_2 、 T_3 截止, 逆变器输出电压 $V_{ab} = +U_d$ 。当瞬时值 $v_r < v_t$ 时, 比较器输出电压 V_G 为负值, 使 T_1 、 T_4 截止, V_G 反向后输出正的驱动信号 V_{G2} 、 V_{G3} 给 T_2 、 T_3 管, T_2 、 T_3 同时导通, 于是逆变器输出电压 $V_{ab} = -U_d$ 。故 BSPWM 输出电压在正、负半周期中有多个正、负脉冲电压。

1.2.3 改进型正弦脉宽调制(MSPWM)

逆变器采用 SPWM 控制时输出电压波形很好, 但需要较高的开关频率且直流电压利用率低, 所以为了提高直流电压利用率而又能确保输出电压正弦性变化不大, 可采用下面图 1.6 所示的改进型正弦脉宽调制来实现。

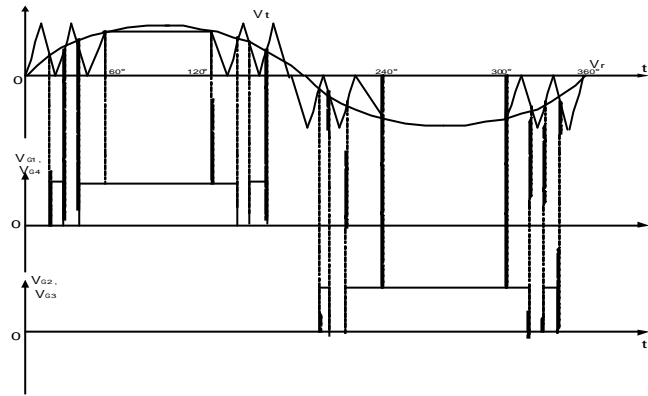


图 1.6 MSPWM 原理及输出电压波形

MSPWM 的控制原理就是给出的正弦载波在半个周期的 60° 和后 60° 期间内发出 $M > 1$, 即 $V_{rm} > V_{tm}$, 而在中间 60° 范围内 v_r 的瞬时值等于三角形载波幅值, 即 $v_r = V_{rm}$, 因此在中间 60° 期间开关器件处于一直导通的状态, 输出电压 $|V_{ab}| = U_d$, 如图所示。这种控制方式可使每周期中开关次数减少, 开关损耗降低, 既增大了输出电压又不会使输出电压畸变增加很多。

以上介绍的改进型正弦脉宽调制虽然提高了输出电压的基波幅值, 提高了直流电压利用率, 但却导致输出电压中的谐波有所增加, 特别是频率较低、数值较大的 3 次谐波。但是由于三相逆变器各相基波电压相差 120° , 并且三相的 3 次谐波电压大小相等、方向相同, 所以三相逆变器输出线电压中不含 3N(3、9、15 等)次谐波, 故这种改进型正弦脉宽调制控制策略更适合用于三相逆变器。

1.3 逆变器的数字控制技术及其主要问题

传统的电源系统都是采用模拟控制技术, 模拟控制发展至今, 已经非常成熟。但也存在着一些固有的缺点:

- 1.控制电路的元件比较多，体积庞大，结构复杂；
- 2.灵活性不够，硬件电路一旦设计完成，控制策略就不能改变；
- 3.调试比较麻烦，由于器件特性的差异，致使电源一致性差，且模拟器件的工作点漂移，会导致系统参数的漂移，从而给调试带来不便。

随着基于 DSP 的控制技术日渐成熟和普遍应用，新一代的数字信号处理器多采用哈佛结构、流水线操作，不仅大大减少了指令执行周期，使得很多复杂的控制算法得以实现。尤其是对 SPWM 调制这种需要在线计算和控制的复杂算法，采用 DSP 不仅可以比较方便地实现控制目的，而且大大简化了控制电路设计，提高了可靠性，所以功率电子变换器的控制正在由传统的模拟控制逐步向数字控制发展。逆变器的数字化控制已经研究了多年，发展出了多种不同的控制方法，包括数字 PID 控制、SPWM 控制、无差拍控制、重复控制、模糊控制以及神经元网络控制等。并且很多控制方式已经成功的用于多种逆变拓扑电路上，特别是采用全桥拓扑逆变电路^[15-16]。

图 1.7 是常见的以数字信号处理器(DSP)为核心的逆变器控制框图。图中逆变器的输出电压 v_o 和电流 i_{Lf} 模拟信号经采样电路后，由 DSP 的 A/D 转换器转化为数字量信号。根据此数字量，在 DSP 中利用一定的控制算法，如 PID 算法，计算所需的控制信号，通过 DSP 的事件管理器模块(EV)发生 PWM 波，再经过驱动电路去控制逆变电路中的开关状态，以达到所需的输出电压、电流波形的目的^[21-23]。

与模拟控制系统不同的是，数字控制系统属于离散性控制系统，故应注意以下几个问题：A/D 转换的精度和速度，采样频率和 PWM 载波频率的选取，计算精度，控制算法的延时等。

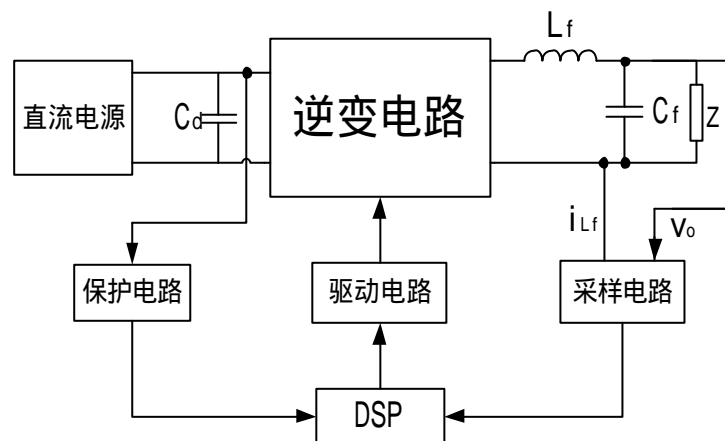


图 1.7 数字逆变器系统总体结构框图

A/D 转换器存在量化误差是不可避免，而这种量化误差对系统会产生不利影响。选择高精度的 A/D 尽管能提高系统的控制精度，但是同时也增加了系统的成本。

根据采样定理，信号的采样频率至少为被控电路系统带宽的两倍，才不会出现混叠效应。提高采样频率能提高控制系统的实时性，但是这通常受到 A/D 采样芯片的速度及微处理器速

度的限制。

PWM 信号频率与功率开关管的性能、开关损耗、微处理器的运算能力等息息相关。开关频率越高，开关损耗越大，并且留给微处理器的运算时间就越少。所以在系统设计时要认真考虑 PWM 信号频率的选取。

在运算过程中，数字量最初来自 A/D 转换器，而 A/D 转换器的位数即采样的分辨率会影响后面计算所能得到的最大精度。另外，在数据处理及计算中，经常需要对数据进行截尾等处理，这同样也会影响最后的控制精度。因此字长效应及计算精度也是影响系统控制精度的一个重要指标。

在数字控制系统中往往存在采样和计算延时问题。这些延时不但影响系统的控制精度和实时性，还可能造成系统不稳定。并且信号采样和计算所引起的延时，也会使系统的带宽变窄，动态响应速度变慢。

由于存在上述一些问题，数字控制技术应用到逆变器的瞬时值控制上，还不能完全达到模拟控制技术的水平，但随着 DSP 技术的发展，目前在逆变器瞬时控制上数字逆变器已经可以很好的满足人们的需求，具有很大的发展前景。

1.4 本文的主要内容及主要意义

1.4.1 本文的主要内容

本文的主要针对双 BUCK 逆变器，研究其输出电压和电感电流反馈双闭环 SPWM 控制技术。由于双 BUCK 逆变器具有内在抗桥臂直通的能力，可靠性高，并且可以提高变换器的效率等优点，所以采用它作为逆变器的拓扑。本文详细讲述了双 BUCK 逆变器电压电流反馈双闭环 SPWM 控制策略，建立了相应的数学模型并仿真，从而总结电压环、电流环和 LC 滤波器影响系统稳定性和外特性的规律。本文最后搭建了模拟 SPWM 控制电路和数字 SPWM 控制电路两个方面的双 BUCK 半桥逆变器系统来验证理论和仿真分析的正确性，并分析了这两个系统各自的特性。本文的具体研究内容如下：

第一章对逆变器的发展和现状作了一个简要的回顾，确定本文的研究对象为双降压式半桥逆变器(DBI)。介绍了逆变器 SPWM 控制技术和数字控制的特点，研究了数字化逆变器的重要性。

第二章对双 BUCK 逆变器工作原理作了说明，研究了逆变器电流型 SPWM 控制技术，并建立逆变器 SPWM 控制的等效数学模型和传递函数。

第三章介绍了本次课题模拟 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器的硬件电路设计，包括主电路和控制电路，还给出了主电路中功率管的选取和滤波器的参数设计准则。

第四章介绍了数字 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器的硬件电路设计和 PID 控制算法，给出

了数字控制系统的软件设计流程。

第五章分别通过 115V/400Hz/1kVA 逆变器原理样机和 30kVA 逆变器样机的实验，验证 SPWM 控制可以实现双 BUCK 逆变器电流在两个电感之间自然切换和半周期运行模式。

第六章对本文进行总结，并提出下一步的工作设想。

1.4.2 本文的主要意义

在前人研究基础上，深入分析采用输出电压和电感电流反馈双闭环 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的工作原理，以及控制系统参数对逆变器性能的影响，并进行仿真和相关实验研究。在模拟 SPWM 控制系统的基础上，实现双 BUCK 逆变器的全数字 SPWM 控制，并研制大功率输出的双 BUCK 单相逆变器和三相逆变器。

第二章 SPWM 控制在 DBI 的应用

本章主要介绍双 BUCK 逆变器的工作原理，并对正弦脉宽调制(SPWM)控制策略进行分析。最后建立逆变器 SPWM 控制的等效数学模型和传递函数，从控制理论出发，总结了电压环、电流环和 LC 滤波器等参数影响系统稳定性和外特性的规律。

2.1 双 BUCK 逆变器主电路工作模式

当一个电力电子的拓扑被应用在 DC/AC 系统中时，这个拓扑必须具备两个功能：能量转换和波形变换。能量转换是指通过合适的电路拓扑和一定数量的功率半导体器件来实现能量的转换，波形变换是指利用适当的控制技术获得理想的电压或电流波形^[24]。现在常见 DC/AC 变换器拓扑结构需要四个功率开关管，所以开关管之间的相互转换和保护就会带来许多的问题，特别是桥臂直通问题，因此减少逆变器桥臂的功率开关管就有着显著的意义。双 BUCK 逆变器就是能够克服传统桥式逆变电路直通问题的一种半桥型逆变电路，它是由 N.R.Zargari 提出的一种高可靠性、高效率的逆变电路，Gerald R.Stanley 将其成功地应用于功率变换器中^[25]。

图 1.3 可知，双降压式半桥逆变器(DBI)主电路的桥臂是由一个功率开关管和一个反向二极管串联组成，桥臂之间有两个大电感，所以不会存在直通问题，驱动信号就不用设置死区时间，并且开关管关断时有独立的续流回路，即续流二极管，所以开关管可以工作在较高的开关频率下，同时具有较高的效率和高质量的输出电压波形。下面是双 BUCK 逆变器在电感电流连续时工作模式^[11,26-28]。

在进行模态分析之前我们进行假设和理想化处理：电感 $L_1=L_2=L$ ；功率开关管 S_1 、 S_2 和二极管 D_1 、 D_2 均理想功率器件，不考虑寄生参数的影响。

双 BUCK 逆变器运行过程可分为四个工作模式，具体工作过程如下：

当 $i = i_{L1} \geq 0$ 时

模态 1：

S_1 导通， S_2 关断(等效电路如图 2.1 中模态 1 所示)，在输入电压和输出电压作用下，电感 L_1 中电流增加，变化率为：

$$U_d - U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-1)$$

在此模态中，电感电流以 $(U_d - U_o)/L$ 的斜率上升。在 S_1 导通之前，由于 $i = i_{L1} \geq 0$ ，所以续流二极管 D_1 导通，因此开关管 S_1 的 DS 两端电压应力为 $2U_d$ ，开关管 S_1 不是零电压开通。当开关管 S_1 导通，续流二极管 D_1 关断后，其电压应力也为 $2U_d$ 。在开关管 S_1 导通后，电感电流从续流二极管 D_1 切换到开关管 S_1 。由于续流二极管 D_1 存在反向恢复问题，所以当续流二极

管 D_1 由导通到关断，存在反向恢复损耗，其大小同电流、二极管 D_1 反向恢复时间及二极管 D_1 上电压有关。同时在此模式中还有开关管 S_1 的导通损耗和开关损耗。所以在 S_1 开通过程中，流过 S_1 电流是负载电流与二极管反向恢复电流之和。

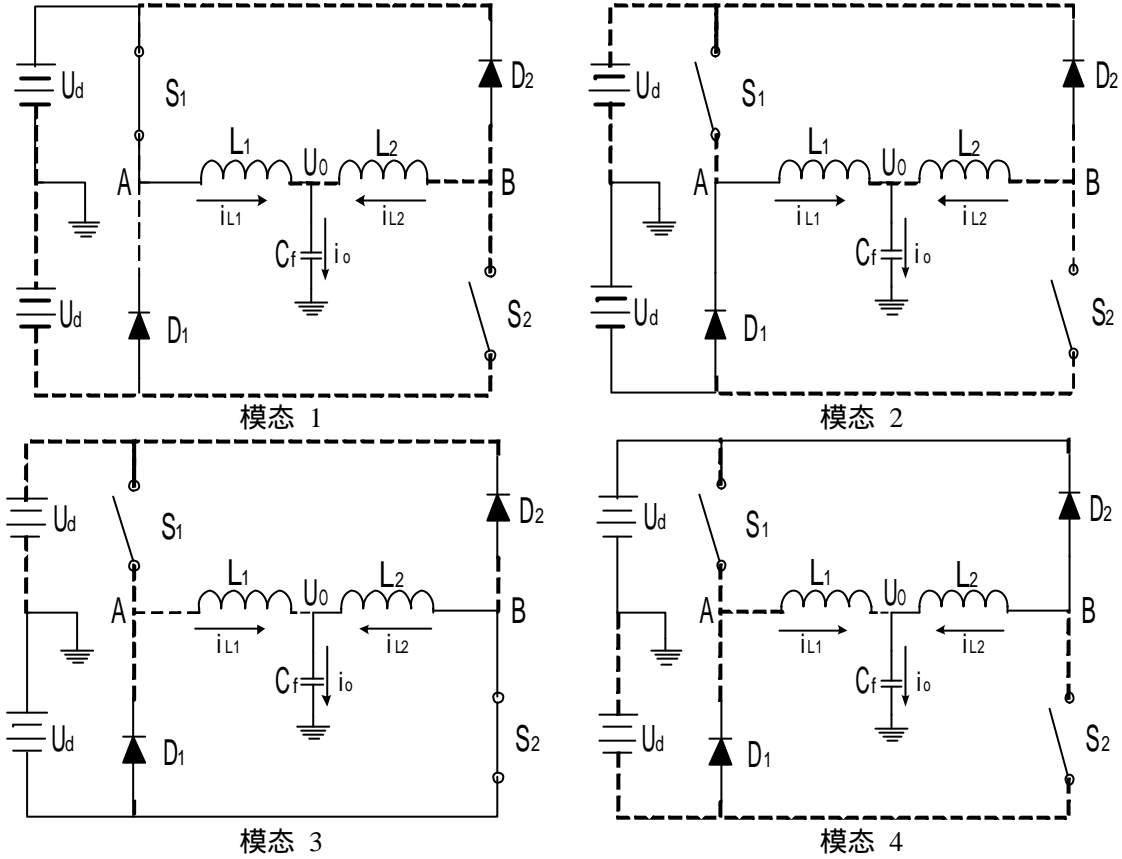


图 2.1 双 Buck 逆变器拓扑工作模式等效图

模态 2：

开关管 S_1 和 S_2 都关断(等效电路如图 2.1 中模态 2 所示)。由于电感电流不能突变，所以 D_1 导通，在输入电压和输出电压共同作用下，电感 L_1 中电流减少，变化率为：

$$U_d + U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-2)$$

在此模式中，电感电流以 $(U_o + U_d)/L$ 的斜率下降。当开关管 S_1 关断时，由其结电容作用，所以开关管 S_1 是零电压关断。同时电感电流从开关 S_1 切换到续流二极管 D_1 。因此在此模式中还有续流二极管 D_1 导通损耗。在 S_1 关断之前，由于 $i = i_{L1} \geq 0$ ，二极管 D_1 关断，所以其电压应力为 $2U_d$ 。

当 $i = i_{L2} \leq 0$ 时

模态 3：

S_2 导通， S_1 关断(等效电路如图 2.1 中模态 3 所示)。在输入电压和输出电压作用下，电感 L_2 中电流减少，变化率为：

$$U_o + U_d = L \frac{di}{dt} \quad (2-3)$$

此模态中，电感电流以 $(U_o + U_d)/L$ 的斜率下降。在 S_2 导通之前，由于 $i = i_{L1} \leq 0$ ，二极管 D_2 导通，因此开关管 S_2 的 DS 两端电压应力为 $2U_d$ ，所以开关管 S_2 不是零电压开通。当开关管 S_2 导通，续流二极管 D_2 完全关断后，其电压应力也为 $2U_d$ 。当开关管 S_2 导通，电感电流要从续流二极管 D_2 切换到开关 S_2 。由于续流二极管 D_2 存在反向恢复问题，所以当续流二极管 D_2 由导通到关断，存在反向恢复损耗，其大小同电流、二极管 D_2 反向恢复时间及二极管 D_2 上电压有关。同时在此模态中还有开关管 S_2 的导通损耗和开关损耗。所以在 S_2 开通过程中，流过 S_2 电流是负载电流与二极管反向恢复电流之和。

模态 4：

开关管 S_2 ， S_1 都关断(等效电路如图 2.1 中模态 4 所示)由于电感电流不能突变，所以 D_2 导通，在输入电压和输出电压作用下，电感 L_2 中电流增加，变化率为：

$$U_d - U_o = L \frac{di}{dt} \quad (2-4)$$

此模态中，电感电流以 $(U_d - U_o)/L$ 的斜率上升。在 S_2 关断之前，由于 $i = i_{L1} \leq 0$ ，二极管 D_2 关断，所以其电压应力为 $2U_d$ 。当开关管 S_2 关断时，由于开关管 S_2 的结电容作用，所以其是零电压关断。同时电感电流从开关 S_2 切换到续流二极管 D_2 ，因此在此模态中还有续流二极管 D_2 的导通损耗。

从上面 DBI 电流连续工作模态，我们可得下面表 2.1 功率管开关组合模态与桥臂输出电压状态的关系：

表 2.1 DBI 功率管开关组合模态与桥臂输出电压状态的关系

	i_{L1}	i_{L2}	S_1	S_2	D_1	D_2	A 点 电位	B 点 电位
模态 1	>0	$=0$	1	0	0	0	$+U_d$	—
模态 2	>0	>0	0	0	1	0	$-U_d$	—
模态 3	$=0$	<0	0	0	0	1	—	$+U_d$
模态 4	$=0$	<0	0	1	0	0	—	$-U_d$

2.2 SPWM 控制在 DBI 中应用的分析

2.2.1 电流型 SPWM 控制技术 DBI 的特点

现在已经有许多逆变控制技术能获得高品质的正弦输出波形，这些控制技术可分为电压型控制技术和电流型控制技术。电压型控制技术的逆变器简单，易实现，但有以下缺点：

1. 在非线性负载情况下输出电压会大大扭曲。
2. 逆变器响应速度较慢，当突然改变输入输出的条件时，响应时间最多可能达到一个输出波形周期的延迟。
3. 输出波形的相位会随着负载和滤波器的变化而位移。

在运行工作中，高性能逆变器主要依靠实时电流和电压反馈控制技术，来克服非线性负载带来的影响和减少因条件突变所引起的长时间响应过程。实际应用中电流型控制技术就是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强，系统动静态性能大大改善。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。与电压型控制系统相比，电流型控制系统还有可预测输入电压影响的电压前馈机制，对瞬时的输入电压响应快，不需要很高的环路增益。电流型控制主要是指电感电流瞬时值反馈控制和电容电流瞬时值反馈控制。本文的控制策略选用电感电流瞬时值反馈控制，图 2.2 为双 BUCK 逆变器电感电流型 SPWM 控制的系统结构框图^[24]。

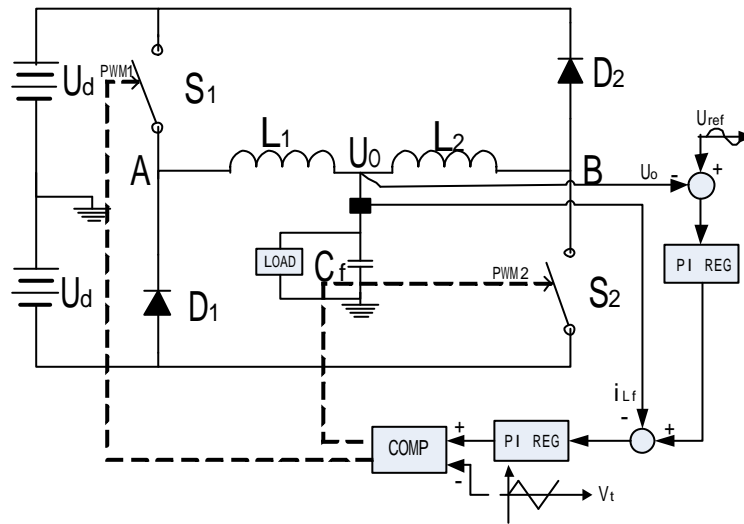


图 2.2 电感电流型 SPWM 控制的 DBI 系统结构图

从结构图中可以得到，控制系统是利用输出滤波电感电流来保持稳定输出电压波形正弦和大小，这种方式几乎提供一种无纹波的输出电压，因为输出电压和被控电流是一个整体。在非线形控制范围内，电流型控制技术具有稳定的开关频率和快速的动态响应速度，所以该变换器即可以工作在线性负载情况下，也可以工作在线性负载情况下，并且输出电压波形的失真度

小，电压增益高。

这些控制方式的特点加上双 BUCK 逆变电路自身特点使变换器在成本、体积和重量上都是有很大优势，也提高了系统的可靠性。所以本课题就是对电感电流型 SPWM 控制双 BUCK 逆变器进行研究，研究双 BUCK 逆变器的模拟 SPWM 控制和数字 SPWM 控制的工作情况。

2.2.2 电流型 SPWM 控制 DBI 电路分析

图 2.2 可以得知，双 BUCK 逆变器的桥臂是由一个二极管和一个功率开关管串联组成，桥臂不会发生直通问题。开关信号是控制系统误差信号与三角载波交截产生，这样逆变器的开关频率与三角波频率相等，其谐波频率也是确定的(基本等于开关频率)。一个简单的比例控制器就可以用来获得近正弦输出波形。确定的电感电流 i_{Lf} 上下斜率就确定了与三角波的交截点。在一个控制周期内增加一个比例环节提高了反馈与基准的跟踪能力，也提高了电流波形的质量。这个控制电路包括两个环节：快速响应的电流内环和提高输出电压增益的电压外环，下面概述这两个控制环节^[30-33]。

为了使正弦输出电压不受负载影响，就必须确保电感电流 i_{Lf} 为近正弦波。如图 2.2 所示，在控制中利用电压调节器的结果作为电流环基准，用实际电感电流的反馈信号与电流基准相比较，误差结果通过比例调节环节输出信号 v_i 与固定频率的三角波相交截来获得需要的驱动信号来控制功率开关管，图 2.3 是驱动信号产生原理图。当输出信号 v_i 大于三角波信号时，比较输出器输出为正，则主电路中功率管开通，电感电流增加以减少误差，反之则功率管关断。

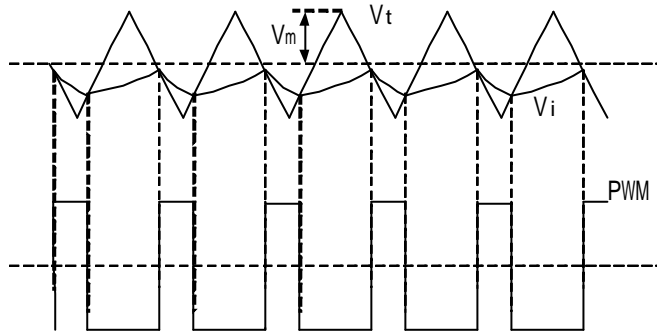


图 2.3 驱动信号产生原理图

要使反馈信号实时跟踪参考信号，就必须保证误差调节信号的上升和下降斜率满足必要的条件，这样就要求准确地计算出误差信号的最大上升和下降斜率。当上管工作时：

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_d - U_o}{L_1} \quad (2-5)$$

当 $U_o = 0$ 时：

$$\frac{di_{L1}}{dt} \max = \frac{U_d}{L_1} \quad (2-6)$$

另外：

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-U_d}{L_2} \quad (2-7)$$

因此：

$$\frac{di_L}{dt} \max = U_d \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (2-8)$$

从下管工作分析也可以得到相似结果，如果 $L_1=L_2=L$ 时：

$$\frac{di_L}{dt} \max = \frac{2U_d}{L} \quad (2-9)$$

要保证合适的控制电感电流波形，避免误差调节信号 v_i 与三角载波 v_t 多次交截，所以误差调节信号斜率必须小于三角载波的斜率：

$$tg v_i < tg v_t \quad (2-10)$$

假设电流环比例控制器的增益为 k_{ii}

$$k_{ii} [tg(\dot{i}_{ref}) - tg(i_L)] < tg(v_t) \quad (2-11)$$

综合可得：

$$k_{ii} \left[\frac{2U_d}{L} - 2p f_r I_p \right] < 4v_m f_m \quad (2-12)$$

式中 f_r 、 I_p 是电流环基准电压的频率和幅值， v_m 、 f_m 是三角载波的频率和幅值。利用期望的输出电压计算出电流环参考基准。忽略滤波器电感的压降，输出电压的峰值为：

$$V_{1-p} = U_d \quad (2-13)$$

电流参考基准为：

$$I_p = \frac{U_d}{2X_o} \quad (2-14)$$

其中 X_o 为输出阻抗。

为了保持适当的电压调节，增加双 BUCK 逆变器系统电压增益并补偿因器件非理想所带来的问题，所以控制系统需要一个电压外环。逆变器输出电压的反馈信号与给定的正弦基准电压相比较，误差信号通过 PI 调节器，调节的结果作为电流基准与电感电流反馈信号相减，如图 2.2 所示。为了避免电压环和电流环之间相互干扰，电压环 PI 调节中的时间常数必须远远大于电流环的时间参数。PI 调节器的时间常数被定义为：

$$PI(s) = k_1 + \frac{k_2}{s}, \quad t = \frac{k_1}{k_2} \quad (2-15)$$

k_1 、 k_2 为比例和积分增益， t 为时间参数。因此为获得较慢的电压环，可以使：

$$k_{1i} = k_{1v}, \quad k_{2v} = 0.1k_{2i} \quad (2-16)$$

式中下标 v 和 i 分别指电压环和电流环。

利用双 BUCK 逆变电路拓扑和电感电流型 SPWM 控制技术，可以设计输出三相电压的逆变器，结构如图 2.4 所示。三个单相模块共用一个直流母线，三相控制电路彼此相互独立，电压基准大小相等，相位相差 120° ，这样就可以得到输出三相正弦电压的逆变器。

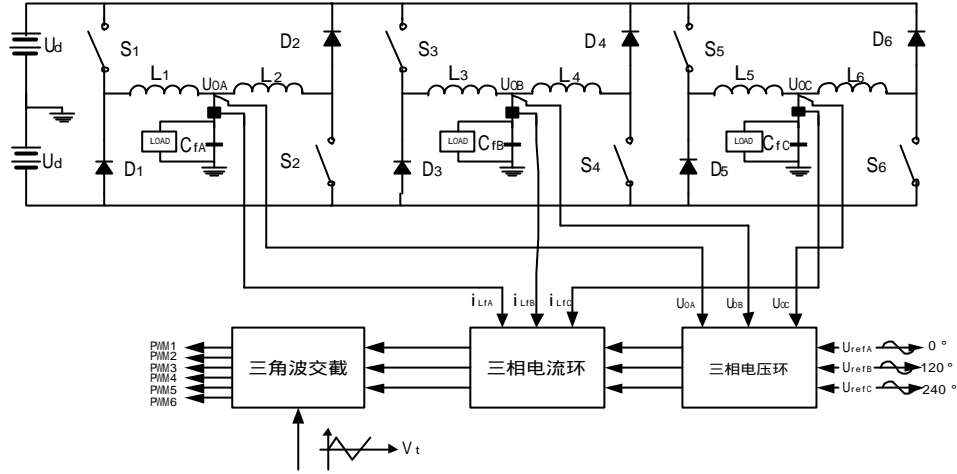


图 2.4 三相 DBI 结构图

2.3 双 BUCK 逆变器闭环模型

2.3.1 系统建模

本文研究的双 BUCK 逆变器采用输出电压、电感电流瞬时值反馈的双闭环 SPWM 控制，与传统的半桥型逆变器 SPWM 控制原理基本相同，不同之处仅仅是在控制形式上，双 BUCK 逆变器 SPWM 控制是根据电感电流半周期运行模式进行控制。从图 2.2 的双 BUCK 逆变器结构图可以得到逆变器的控制系统框图，如图 2.5 所示。其中电压调节器采用 PI 调节，电流调节器采用 P 调节，SPWM 调制环节由 PWM 信号产生电路与功率电路组成。输出电压反馈 u_{of} 和电压给定信号 u_r 瞬时值的误差形成调节信号，经过电压调节器后作为电流给定信号 i_g 。电流给定信号 i_g 和电流反馈信号 i_f 的误差再经过电流调节器，调节的结果与三角载波交截后产生 SPWM 开关信号。通过判断电感电流运行周期的逻辑电路调理后，开关信号去控制主电路中的功率开关管，在主电路的滤波器前端形成双极性的 SPWM 调制电压方波。该电压信号再经输出 LC 交流滤波器滤成理想的正弦输出电压，保证了输出电压的稳定^[16,34-37]。

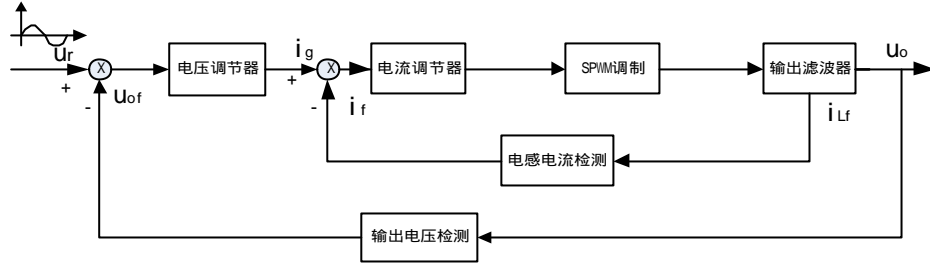


图 2.5 电压、电流瞬时值反馈双闭环控制系统框图

对 SPWM 调制环节而言，输入信号是正弦控制电压，输出信号是等效正弦 PWM 调制电压，所以从电流信号误差到功率开关后面的输出可以直接等效一个比例系数为 K 的比例环节。下面图 2.6 为电感、电流瞬时值双闭环控制传递函数框图。

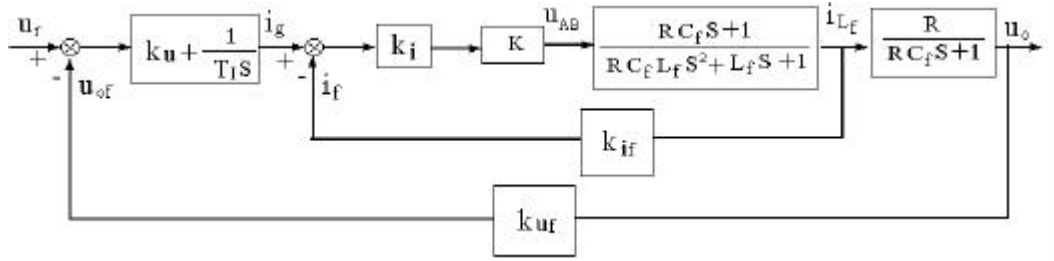


图 2.6 电压、电流瞬时值双闭环控制传递函数框图

图中， k_{if} 、 k_{uf} 分别为电感电流和输出电压反馈系数。 K_u 、 T_i 分别为电压调节器的比例系数和积分常数， k_i 为电流调节器的比例系数。

2.3.2 系统的稳定性和外特性

系统的稳定性是一个逆变器系统是否可行的决定因素，从图 2.6 的控制传递函数框图可得逆变器为纯阻性负载时系统的开环传递函数为：

$$G(s)H(s) = \frac{k_{uf} k_{if} k_i K (k_u + \frac{1}{T_i s})}{L_f C_f R s^2 + k_i K k_{if} C_f R s + L_f s + k_i K k_{if} + R} \quad (2-17)$$

$$= \frac{k_i K R k_{uf}}{T_i (R + k_{if} k_i K)} \frac{k_u T_i s + 1}{s \left[\frac{L_f C_f R}{R + k_{if} k_i K} s^2 + \frac{k_i K k_{if} C_f R + L_f}{R + k_{if} k_i K} s + 1 \right]}$$

空载时系统的闭环传递函数为：

$$G_R(s) = \frac{k_i K R (k_u T_i s + 1)}{T_i L_f C_f s^3 + k_i K k_{if} T_i C_f s^2 + (T_i + k_i K k_{uf} k_u T_i) s + k_i K k_{uf}} \quad (2-18)$$

纯阻性负载时系统的闭环传递函数为：

$$G_R(s) = \frac{k_i K R k_u T_i s + 1}{T_i L_f C_f R s^3 + T_i (L_f + k_i K k_{if} C_f R) s^2 + T_i (R + k_i K k_{if} + k_i K k_{uf} k_u R) s + k_i K k_{uf} R} \quad (2-19)$$

纯阻性负载时，闭环系统的特征方程为：

$$D(S) = T_i L_f C_f R S^3 + T_i (L_f + k_i K k_{if} C_f R) S^2 + T_i (R + k_i K k_{if} + k_i K k_{uf} k_u R) S + k_i K k_{uf} R \quad (2-20)$$

由特征方程建立劳斯表：

S^3	$T_i L_f C_f R$	$T_i (R + k_i K k_{if} + k_i K k_{uf} k_u R)$
S^2	$T_i (L_f + k_i K k_{if} C_f R)$	$k_i K k_{uf} R$
S^1	$T_i (R + k_i K k_{if} + k_i K k_{uf} k_u R) - L_f C_f k_i K k_u R^2 / (L_f + k_i K k_{if} C_f R)$	0
S^0	$k_i K k_u R$	

从上面分析可得，对于纯阻性负载，要保持系统稳定，应有：

$$T_i (R + k_i K k_{if} + k_i K k_{uf} k_u R) (L_f + k_i K k_{if} C_f R) > L_f C_f k_i K k_u R^2$$

空载时，要保证系统稳定，应有：

$$k_{if} C_f T_i (k_i K k_{uf} k_u + 1) > k_u L_f C_f$$

系统的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。由于电感电流型 SPWM 控制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，而电压环的输出是电流环的给定，所以从电压环来看，电流内环为电压调节器的调节对象。

由式(2-18)，系统空载时：

$$|G_\infty(j\omega)| = \sqrt{\frac{(k_i K k_u T_i \omega)^2 + (k_i K)^2}{T_i^2 \omega^2 (1 + k_i K k_{uf} k_u - L_f C_f \omega^2)^2 + (k_i K k_{uf} - T_i C_f k_i K k_{if} \omega^2)^2}} \quad (2-21)$$

由式(2-19)，系统纯阻性负载时：

$$|G_R(j\omega)| = \sqrt{\frac{(k_i K k_u T_i \omega)^2 + (k_i K)^2}{T_i^2 \omega^2 (1 + \frac{k_i K k_{if}}{R} + k_i K k_{uf} k_u - L_f C_f \omega^2)^2 + \left[k_i K k_{uf} - T_i \left(\frac{L_f}{R} + C_f k_i K k_{if} \omega^2 \right) \right]^2}} \quad (2-22)$$

逆变器的静差为：

$$d = \frac{U_o(\infty) - U_o(R)}{U_o(\infty)} = \frac{|G_\infty(j\omega)| - |G_R(j\omega)|}{|G_\infty(j\omega)|} = 1 - \frac{|G_R(j\omega)|}{|G_\infty(j\omega)|} = 1 - K_d \quad (2-23)$$

其中

$$K_d^2 = \frac{T_i^2 \omega^2 (1 + k_i K k_{uf} k_u - L_f C_f \omega^2)^2 + (k_i K k_{uf} - T_i C_f k_i K k_{if} \omega^2)^2}{T_i^2 \omega^2 (1 + \frac{k_i K k_{if}}{R} + k_i K k_{uf} k_u - L_f C_f \omega^2)^2 + \left[k_i K k_{uf} - T_i \left(\frac{L_f}{R} + C_f k_i K k_{if} \omega^2 \right) \right]^2} \quad (2-24)$$

从上面分析可以看出在纯阻性负载时：当增加输出滤波电容时， d 增大；负载增大时， d 也增大。在相同的负载条件下，电流调节器比例系数 k_i 和电压反馈系数 k_{uf} 越大，电压调节器积分常数 T_f 和电流反馈系数 k_{if} 越小，静差 d 越小，系统外特性越硬。电压调节器比例系数 k_u

变大时，静差 d 先变大，后变小。从上式还可以知道当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。

在设计系统控制参数时，要充分考虑系统的稳定性和输出特性的要求。

2.4 本章小结

本章对双 BUCK 逆变器的电感电流连续型模式的工作原理进行系统的研究，建立了 SPWM 控制系统的数学模型，分析得到各种参数对系统稳定性和外特性影响的规律，为系统参数设计提供了理论基础。

第三章 双 BUCK 逆变器模拟 SPWM 控制设计

本章主要介绍模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器系统的硬件电路，分析控制电路的工作过程，给出仿真结果，为后续实验做准备。

3.1 功率电路设计

一个完整的逆变器除了主电路外还需其他附加电路，如采样电路、控制电路、驱动电路等，其基本结构如图 3.1 所示。

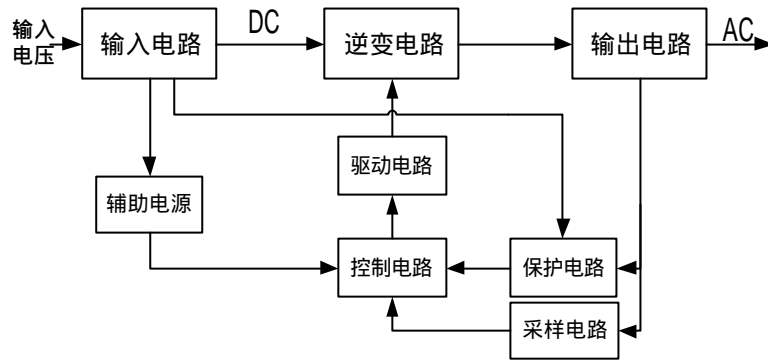


图 3.1 完整的逆变器结构框图

主电路是系统的核心，它主要实现电能的 DC/AC 转换，本课题采用 DBI 拓扑作为主电路。输入电路是将系统提供的电源变成逆变电路所需的母线电压。为了满足双 BUCK 逆变电路的电压要求，实验中输入电路采用三相整流桥和电容将发电机发出的三相交流电整流成带有中心点的 360V 直流电压。采样调理电路是把系统的状态参数进行采样后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主电路中功率开关管进行控制，以实现输出满意的调制波。输出电路一般是一个低通 LC 滤波器，主要把逆变器桥调制的脉冲电压滤成理想的正弦电压。保护电路用于功率管过流和过压的故障保护，以及输入端欠压时禁止 PWM 输出以保护逆变器主电路。

本文主要研究的是输入 360V 直流电压、输出 115V/400Hz，功率为 1kVA 的双 BUCK 逆变器，在此基础上设计电路。

3.1.1 输出滤波电路

逆变电路的输出电压是由基波和高次谐波混合组成，而希望得到的电压波形是其基波，因此必需设置输出滤波器，滤除掉输出波形中的高次谐波以保证输出波形的质量。滤波器的设计基本要求是在满足逆变器输出电压所要求的 THD 及逆变系统动态特性的前提下，尽量减少滤波器的体积、重量。为了保证逆变器输出电压波形的正弦度，通常滤波电路采用 LC 滤波器^[48]。

输出滤波电容 C_f 用来滤除输出电压 u_o 的高次谐波，若 C_f 越大，输出电压 u_o 的 THD 就越小，但逆变器无功电流分量就会增大，从而增大了变流器的体积和成本。一般选取 $I_{cf} \leq 0.5I_{o\max}$ 为宜，因此滤波电容 C_f 值应满足^[38]：

$$C_f \leq \frac{0.5I_{o\max}}{w_o U_o} \quad (3-1)$$

滤波电感 L_f 有两个作用：一方面滤除输出电压波形中的高次谐波，另一方面作为积分环节实现 SPWM 控制。在输出滤波电容的基础上选择输出滤波电感 L_f 的值：

$$L_f \leq \frac{1}{(2p \times N \times f_o)^2 \times C_f} \quad (3-2)$$

其中， N 代表转折频率相对于输出波形频率的倍数，一般取 $5 \sim 10$ 。

对于采用 PWM 控制的逆变器来说，滤波电路参数的选择对整个电路的性能影响极大，影响电流的跟踪速度和输出电压的波形质量都是有影响。在选取滤波电路参数时，本课题采用理论、仿真与实际相结合的方法，最终确定滤波参数为： $C_f = 20\text{mF}$ ， $L_f = 330\text{mH}$ 。

3.1.2 功率管的选取

小容量逆变器因为输出功率小，电压和电流不大，因此功率开关器件多选用电力 MOSFET。而大容量输出的逆变器因其电压或电流一般比较大，因此多采用 IGBT 作为功率开关器件。本课题研究的是输入 360V 直流电压、输出 115V/400Hz，功率为 1kVA 的双 BUCK 逆变器，所以开关器件采用 MOSFET 作为功率开关管^[39-40]。

MOSFET 管选取主要考虑它的电压应力和电流应力。双 BUCK 电路中功率开关管 S_1 、 S_1 电压应力为 $V_{cem(s)} = 2U_d = 2 \times 180 = 360\text{V}$ 。开关管中的电流即电感电流 i_{cf} ，包括输出负载电流 i_o 和滤波电容电流 i_{cf} 。在阻性负载时二者相位相差 90° ，所以开关管的最大电流是在阻性负载满载时电感电流的均方值。功率开关管电流应力为：

$$I_i = \sqrt{I_0^2 + I_{cf}^2} = 10.3\text{A} \quad (3-3)$$

在双 BUCK 电路中，桥臂上续流二极管的电压应力和电流应力与 MOSFET 开关管一样。按两倍裕量选取功率管。

3.1.3 驱动电路

控制电路产生的 PWM 驱动信号的电流太小，不足以驱动功率开关管，并且在双 BUCK 逆变器中两个功率开关管都是浮地，所以电路中需采取隔离放大驱动或者专用驱动芯片作为驱动电路。由于逆变器中驱动信号的占空比往往变化范围很大，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后才能用磁耦隔离进行驱动，因此本文采用 HCPL3120A 光耦隔离型驱动电路。HCPL3120A 结构框图及驱动电路结构图如图 3.2 所示，光

耦 HCPL3120A 除了具有电气隔离的功能之外，内部还带有图腾柱放大驱动电路，最小峰值驱动电流为 2A，能够直接实现隔离驱动^[44]。

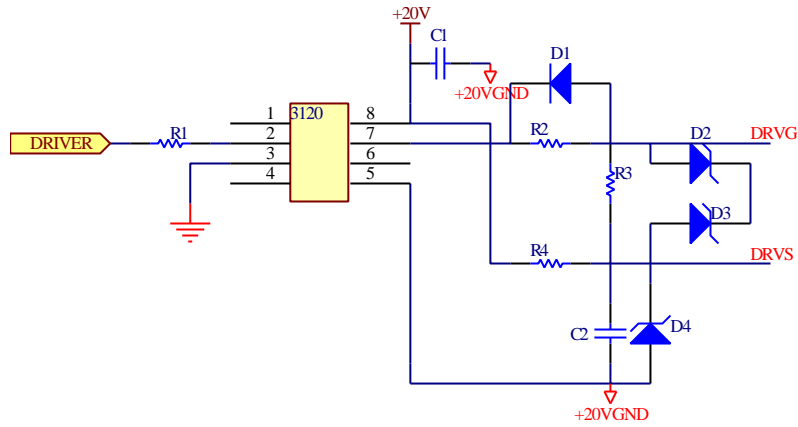


图 3.2 驱动电路

在工作时，为了使功率管可靠工作，通常要求驱动信号在低电平时为负电压，HCPL3120A 的供电电压为 +20VDC。从上面电路可以看到当输入信号为高电平时，芯片输出为高电平为 20V 减去稳压管的稳压值；当输入信号为低电平时，芯片输出低电平为稳压管的稳压值。实验中稳压管选用 IN4733，稳压值为 5.1V，所以驱动信号的正压为 15V，负压为 5.1V，如图 3.3 所示。

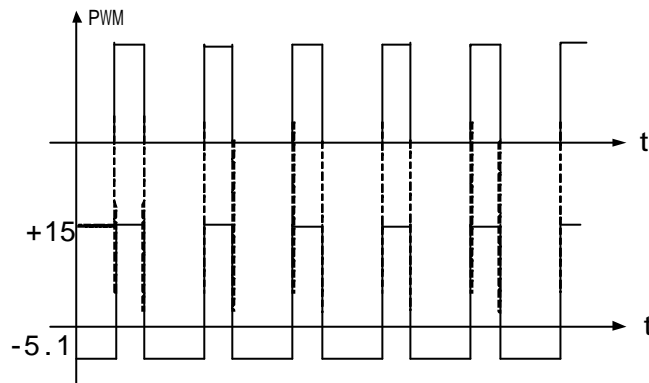


图 3.3 驱动信号波形图

3.1.4 采样电路

在电压、电流双闭环控制系统中需要反馈的变量有两个：输出电压信号 u_o 和电感电流信号 i_{Lf} 。实际电路中这两个信号一般需要用隔离式采样电路来实现，以减少主电路对控制电路的干扰，特别是在数字控制系统中。本实验中信号的采样都是利用霍尔传感器来实现的。霍尔传感器是根据霍尔效应制造的用于电压或电流闭环的传感器，它的输入信号和输出信号相互隔离，反馈精度高于传统的磁环互感器，没有磁滞效应，线性度高，反应速度快。

电压传感器选用南京茶花电子公司的 VSMO25A，它适合测量的输入电压范围很广，原副边变比为 1:2。电路如图 3.4(a)所示。输出电压经过电阻 R1 产生原边电流，传感器输出就会产

生相应的副边电流在 R2 上产生电压，就是输出电压的采样值。

电流传感器选用南京茶花电子公司的 CSM050AL，它适合于测量电流 $<50\text{A}$ 的场合，原副边变比为 1000:1。电路如图 3.4(b)所示。电感电流从 CSM050AL 的中间的通孔穿过，传感器副边产生感应电流，此电流经过 R3 产生电压，从而将输出电感电流转换为电压信号，作为控制电路中电流反馈信号^[15]。

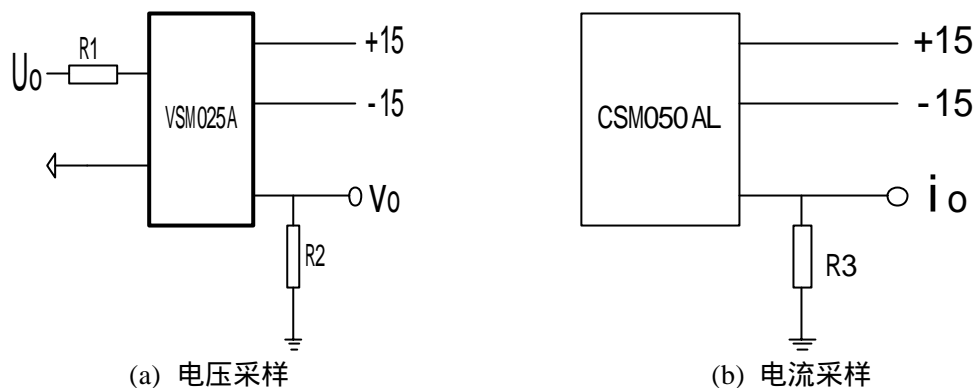


图 3.4 采样电路

3.2 控制电路分析和设计

双 BUCK 逆变器的 SPWM 控制系统采用电压电流瞬时值反馈的双闭环控制技术。控制电路主要由电压比例积分调节器，电流比例调节器，SPWM 波产生电路以及逻辑判断电路四个部分组成。根据第一章可得知，正弦脉宽调制 SPWM 控制策略有单极性 SPWM 控制、双极性 SPWM 控制以及改进性 SPWM 控制等几种，本实验所采用的是双极性 SPWM 控制。用电流比例调节器输出的误差信号与三角载波 u_c 进行比较得到 PWM 信号，再通过正确的控制逻辑判断电路输出控制功率管的驱动信号。下面分别讨论各部分的电路。

3.2.1 电压比例积分调节器

电压外环可以补偿系统中器件非理想性所引起的缺陷，消除电感电流中不必要的直流变量，使最终输出电压 U_o 更接近正弦波形。从控制理论来说，电压调节器是一个比例积分环节，电路如图 3.5 所示。电压比例积分调节器主要是对输出采样电压 u_o 和给定基准电压 u_r 之间的误差信号进行放大积分处理，使反馈电压信号跟踪给定基准电压信号，从而尽可能的减少两者之间的误差，保证输出电压跟踪给定的基准电压。同时电压调节器的输出信号还作为电流环的给定信号，使电流反馈信号跟踪此电流环给定信号^[41-43]。

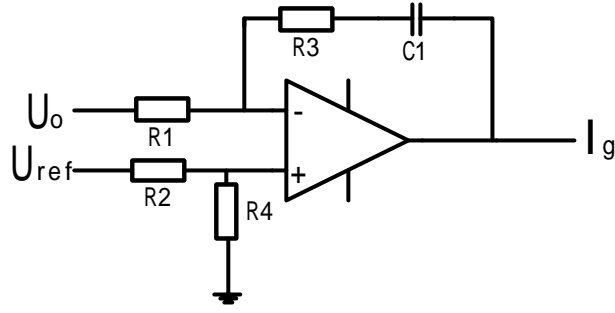


图 3.5 电压比例积分调节器

电压调节器的表达式可写为：

$$I_g = \left(\frac{U_{ref}}{R_2} - \frac{U_o}{R_1} \right) \times R_3 \left(1 + \frac{1}{R_3 C_1 S} \right) \quad (3-4)$$

一般在模拟电路系统中 $R_1 = R_2$ ，所以

$$I_g = \frac{R_3}{R_1} (U_{ref} - U_o) \times \left(1 + \frac{1}{R_3 C_1 S} \right) \quad (3-5)$$

令 $e(t) = U_{ref} - U_o$ ，则：

$$I_g = \frac{R_3}{R_1} e(t) + \frac{1}{R_1 C_1 S} e(t) \quad (3-6)$$

所以电压调节器的比例系数为 $K_p = R_3/R_1$ ，积分系数为 $t = 1/R_1 C_1$

3.2.2 电流调节器和 PWM 产生电路

由于系统是采用电感电流型控制策略，所以为了实现高品质的输出电压，就需要加入快速响应的电流环。为了避免电压环和电流环之间相互干扰，电流环的时间常数必须远远小于电压环 PI 调节器的时间常数。假设电流环的比例增益为 1，则选择 PI 调节中积分增益为 (0.5 ~ 1) 倍开关频率时间就可以使系统得到快速响应的特性。本实验中电流环直接采用比例调节来实现电流环快速响应的特性，如图 3.6 电流环调节器和 PWM 产生电路所示。

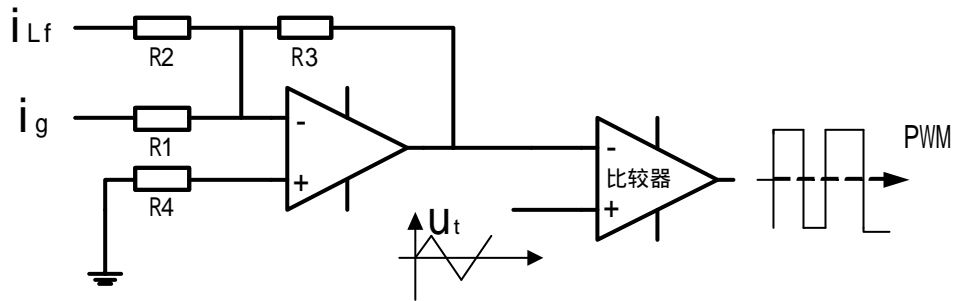


图 3.6 电流环调节器和 PWM 产生电路

电流环调节是将电流给定 i_g 与电流反馈信号 i_{Lf} 之间的误差进行比例放大处理，然后将调节得到的误差信号 i_{error} 与双极性三角波 u_t 交截得到所需的开关调制信号 PWM。实际中电流反

馈与电流给定的误差信号受三角波幅值的限制，而电流反馈信号 i_{Lf} 包括滤波电容上的电流 i_{Cf} 和输出负载电流 i_o ，并且输出电容电流 i_{Cf} 是滤波电容上输出电压的微分，这样相当于控制系统增加了可预测影响输出电压的前馈机制，使系统对负载瞬时变化的响应速度加快。同时，电感电流包括输出负载电流，因此起到了限流作用。在 PWM 产生电路中，较大的三角波一般不会造成输出电压过度失真，增加三角波幅值会降低功率管开通时间，减少开关损耗，使控制更容易实现，但是会降低逆变器系统的电压增益。

3.2.3 逻辑判断电路

电流采样是利用单电流霍尔传感器来采样电感电流值，采样的结果为两个输出滤波电感电流的汇总。控制电路中电流误差信号 i_{error} 与三角波 u_t 相交截产生的 PWM 驱动信号是逆变器的两个功率管的驱动信号汇总，所以控制电路中需要增加一个逻辑判断电路来判断此时 PWM 信号究竟是上管驱动，还是下管驱动。从第二章主电路工作模式分析可知，当电感电路正向流通，即 $i_{Lf} > 0$ 时，主电路为上管工作，对应的桥臂二极管续流；当电感电流负向流通，即 $i_{Lf} < 0$ 时，主电路为下管工作，对应的桥臂二极管续流。在理想情况下，双 BUCK 逆变器主电路为上管在 0 到 180° 区间工作，而下管一直处于闭合状态，此时电感电流 $i_{Lf} > 0$ ；从 180° 到 360° 之间，下管工作，而上管则一直处于闭合状态此时电感电流 $i_{Lf} < 0$ 。

从控制的角度来分析，双闭环 SPWM 控制是电流型控制策略，内环为快速响应的电流环，是把电压外环调节器结果 i_g 作为电流给定，通过电流内环调节减少电感电流 i_{Lf} 与电流给定 i_g 之间的误差，也就是说希望得到的电感电流为 i_g 。所以当 $i_g > 0$ 时，则希望控制电路输出的 PWM 驱动信号去控制上管工作，当 $i_g < 0$ 时，则是输出的 PWM 信号为下管驱动。

利用上面的原理可以实现双 BUCK 逆变器电流在两个电感之间的自由切换和半周期运行，图 3.7 逻辑判断电路就可以很好的实现上面所分析的原理。

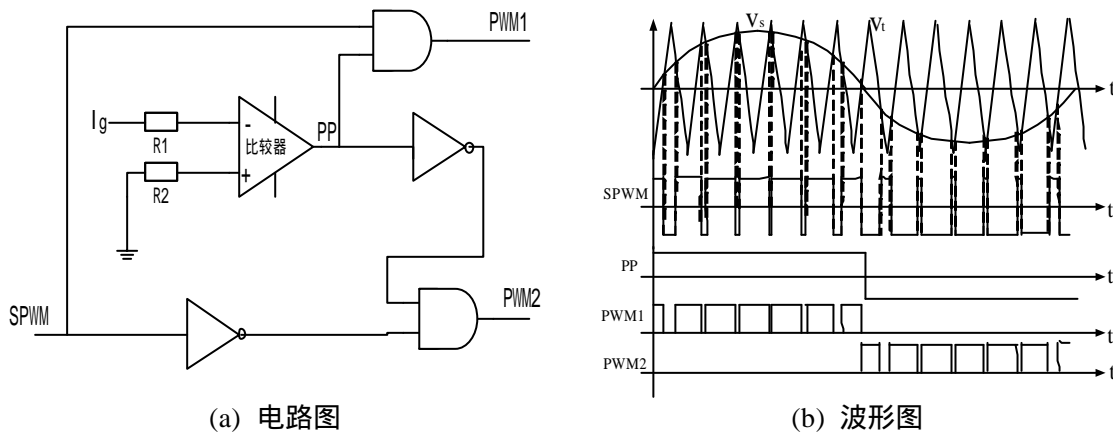


图 3.7 逻辑判断图

3.3 双 BUCK 逆变器系统仿真

本节主要通过仿真的方法对双闭环 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器进行研究。首先结合前面的理论分析和实际电路，建立系统仿真模型。然后通过仿真验证电路是否合理，并且初步确定电压调节器和电流调节器的参数，为实际搭建控制电路提供参考。本文采用 SABER 软件对系统进行仿真研究。

3.3.1 系统仿真模型

Saber 软件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。Saber 软件主要用于外围电路的仿真模拟，包括 Saber Sketch 和 Saber Designer 两部分。Saber Sketch 用于绘制电路图，而 Saber Designer 用于对电路仿真模拟，模拟结果可在 Saber Scope 和 Design Probe 中查看。Saber 的特点归纳有以下几条^[45-47]：

- 1.集成度高：从调用画图程序到仿真模拟，可以在一个环境中完成，不用四处切换工作环境。
- 2.完整的图形查看功能：Saber 提供了 Saber Scope 和 Design Probe 来查看仿真结果，而 Saber Scope 功能更加强大。
- 3.各种完整的高级仿真：可进行偏置点分析、DC 分析、AC 分析、瞬态分析、温度分析、参数分析、傅立叶分析、蒙特卡诺分析、噪声分析、应力分析、失真分析等。
- 4.模块化和层次化：可将一部分电路块创建成一个符号表示，用于层次设计，并可对子电路和整体电路仿真模拟。
- 5.模拟行为模型：对电路在实际应用中的可能遇到的情况，如温度变化及各部件参数漂移等，进行仿真模拟。

此外Saber还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，既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。

下面给出利用 Saber 软件建立的模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的仿真模型，图 3.8 是双 BUCK 逆变器主电路仿真模型，图 3.9 为模拟 SPWM 控制电路仿真模型。

表 3.1 不同电压调节器积分电容仿真结果

C_{PI} (nF)	输出滤波电感： $L_f=330\mu\text{H}$ ，滤波电容： $C_f=20\mu\text{F}$ ，电压调节器电阻 $R_{PI}=60\text{k}\Omega$ ， 即 $K_{VP}=6$ ，电流调节器电阻 $R_3=80\text{k}\Omega$							
	空载		输出功率 $P_O=500\text{VA}$			输出功率 $P_O=1000\text{VA}$		
	输出电压 (V)	THD (%)	输出电压 (V)	THD (%)	$-\Delta U$ (V)	输出电压 (V)	THD (%)	$-\Delta U$ (V)
1	118.68	0.8	118.5	0.86	0.18	118.25	0.71	0.43
2	119.95	0.96	119.16	1.08	0.79	118.22	0.83	1.73
4	120.89	0.83	118.09	1.04	2.8	115.17	0.89	5.72
13	116.76	0.92	108.15	1.01	8.61	98.6	0.78	18.1
30	113.65	0.84	103.57	0.97	10.1	90.11	0.84	23.5

表 3.2 不同电压调节器比例电阻仿真结果

R_{PI} (k Ω)	输出滤波电感： $L_f=330\mu\text{H}$ ，滤波电容： $C_f=20\mu\text{F}$ ，电压调节器电容 $C_{PI}=2\text{nF}$ ， 即 $K_{VI}=1/(2 \times 10^{-6}\text{S})$ ，电流调节器电阻 $R_p=80\text{k}\Omega$							
	空载		输出功率 $P_O=500\text{VA}$			输出功率 $P_O=1000\text{VA}$		
	输出电压 (V)	THD (%)	输出电压 (V)	THD (%)	$-\Delta U$ (V)	输出电压 (V)	THD (%)	$-\Delta U$ (V)
20	115.9	2.11	115.5	1.44	0.34	113.2	2.72	2.7
40	115.5	1.35	114.9	1.02	0.6	112.3	1.93	3.2
60	115.2	0.91	114.2	0.87	1.0	111.5	1.53	3.7
80	116.4	0.7	115.3	0.82	1.1	113.9	0.71	2.5

从表 3.1 和 3.2 的仿真数据可以得到，电压调节器 PI 参数对系统输出电压稳态精度和输出电压 THD 都有很大的影响。电压调节器的积分电容越小，即积分系数 K_I 越大，系统外特性就越硬。电压调节器的比例电阻越大，即比例系数 K_{VP} 越大系统外特性就越硬。从理论分析和仿真结合可得知，随着比例系数和积分系数的增大，系统的稳定性降低，当系数大到一定值以后系统就会不稳定。在满足输出电压 $\text{THD} \leq 1$ ，系统外特性较硬的条件下，选取电压调节电阻 $R_{PI}=60\text{k}\Omega$ ，即比例系数 $K_{VP}=6$ ，电压调节器电容 $C_{PI}=2\text{n}$ 来完成下面的仿真实验。

下面表 3.3 为改变电流调节器 P 参数得到的实验数据。从表可知，电流调节器的比例 P 参数对系统外特性的硬度影响不大。对输出电压的 THD 来说，比例 P 参数越大，THD 就越小，但电流调节器的 K_p 与电压调节器的 K_{VP} 效果一样，当它增加到一定的程度时，系统就会变得不稳定，所以我们选取电流调节器比例电阻 $R_p=80\text{k}\Omega$ ，即 $K_p=8$ 。

表 3.3 不同电流环比例电阻仿真结果

R_p (k Ω)	输出滤波电感： $L_f=330\mu\text{H}$ ，滤波电容： $C_f=20\mu\text{F}$ ，电压调节器电容 $C_{PI}=2\text{nF}$ ， 电压调节器电阻 $R_{PI}=60\text{k}\Omega$							
	空载		输出功率 $P_O=500\text{VA}$			输出功率 $P_O=1000\text{VA}$		
	输出电压 (V)	THD (%)	输出电压 (V)	THD (%)	-?U(V)	输出电压 (V)	THD (%)	-?U (V)
20	118.7	2.98	118.1	1.71	0.6	117.3	1.31	1.4
40	119.4	1.43	118.7	1.43	0.7	117.8	1.08	1.6
60	119.8	1.13	119.1	1.24	0.7	118.1	1.02	1.7
80	119.9	0.9	119.2	1.08	0.7	118.2	0.83	1.7

然后分析主电路输出滤波器对逆变器外特性的影响。

表 3.4 不同输出滤波电容仿真结果

滤波 电容 C_f (μF)	输出滤波电感： $L_f=330\mu\text{H}$ ，电压调节器电容 $C_{PI}=2\text{nF}$ 、电阻 $R_{PI}=60\text{k}$ ，电流 调节器电阻 $R_p=80\text{k}\Omega$							
	空载		输出功率 $P_O=500\text{VA}$			输出功率 $P_O=1000\text{VA}$		
	输出电压 (V)	THD (%)	输出电压 (V)	THD (%)	-?U(V)	输出电压 (V)	THD (%)	-?U (V)
15	112.7	1.15	111.8	1.03	0.9	110.7	0.94	2
20	113.6	0.9	112.7	0.87	0.9	111.6	0.8	2
30	115.4	0.8	114.5	0.52	0.9	113.4	0.5	2
35	116.4	0.53	115.5	0.41	0.9	113.8	0.31	2.6

表 3.5 不同输出滤波电感仿真结果

滤波 电感 L_f (μH)	输出滤波电容： $C_f=20\mu\text{F}$ ，电压调节器电容 $C_{PI}=2\text{nF}$ 、电阻 $R_{PI}=60\text{k}$ ，电流调 节器电阻 $R_p=80\text{k}\Omega$							
	空载		输出功率 $P_O=500\text{VA}$			输出功率 $P_O=1000\text{VA}$		
	输出电压 (V)	THD (%)	输出电压 (V)	THD (%)	-?U(V)	输出电压 (V)	THD (%)	-?U (V)
200	116.7	1.22	115.7	1.34	1.0	114.8	1.33	1.9
300	116.7	0.93	115.8	0.85	0.9	114.9	0.75	1.8
400	116.8	0.82	115.8	0.7	1.0	115	0.58	1.8
500	116.8	0.81	115.9	0.61	0.9	115	0.51	1.8

从表 3.4 和 3.5 分析可得输出 LC 滤波器参数对系统的外特性的硬度影响不大，但对输出

电压的 THD 值影响较大，特别是滤波电容的值。输出滤波电感和电容增加时，都能很好的降低输出电压的 THD 值，而不影响逆变器输出外特性的硬度。本实验控制策略采用 SPWM 控制技术，其开关频率基本固定，所以输出电压 U_o 中的谐波分量的频率也一定，所以增加滤波器的截止频率就能更好的减少输出电压中的谐波含量。但增加滤波器的电感 L_f 和电容 C_f 的值，会增加系统的损耗以及滤波器的体积和重量，所以我们在满足输出电压 U_o 的要求下，结合实际情况选取滤波器的参数 $L_f = 330\text{mH}$ ， $C_f = 20\text{mF}$ 。

通过上面仿真实验的结果可以得到，电压调节器的积分电容越大，逆变器的外特性越软，电压调节器的电阻越大，外特性越硬。电流调节器的电阻与电压调节器的电阻效果相似。输出滤波器参数越大，对逆变器输出电压的 THD 影响较小。最后确定逆变器的电压调节器比例电阻 $R_{pI}=60\text{k}\Omega$ 、 $C_{pI}=2\text{nF}$ ，电流调节器比例电阻 $R_p=80\text{k}\Omega$ ，逆变器输出 LC 滤波器 $L_f = 330\text{mH}$ ， $C_f = 20\text{mF}$ 。

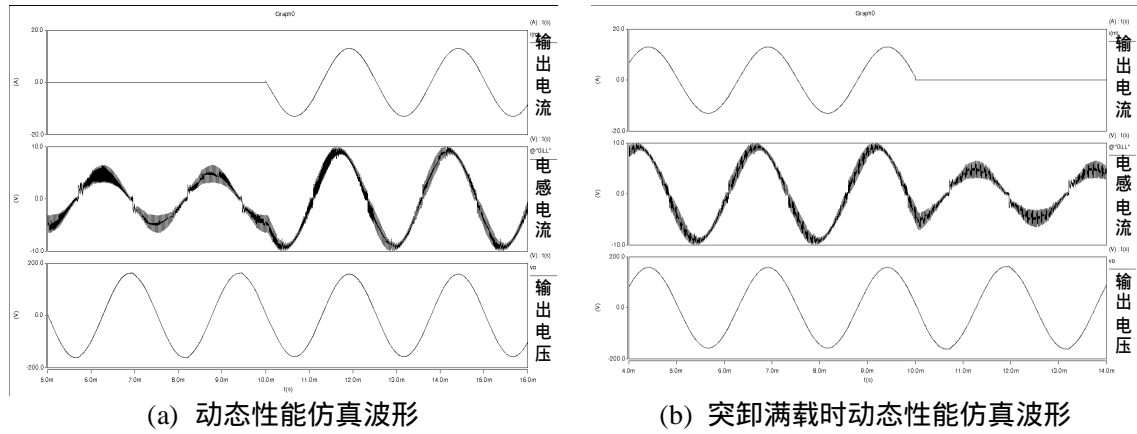


图 3.10 阻性满载(1kVA)时突加和突卸仿真波形图

从图 3.10 中可以看到突加和突卸负载时，输出电流立即增大或减少，而电感电流因不能突变，有一个过渡状态，过渡时间在 0.2ms 左右，然后恢复正常。输出电压在突加和突卸的瞬间几乎没有波动。实验说明系统突加和突卸负载时的动态响应很快，充分表明了逆变器系统具有良好的动态性能。

3.4 本章小结

本章对模拟 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器进行了设计研究，并对系统进行了全面的仿真分析，得到影响系统性能的重要因素。

1. 设计了输入 360V 直流电压、输出 $115\text{V}/400\text{Hz}$ ，功率为 1kVA 的双 BUCK 逆变器的主电路参数，为建立双 BUCK 逆变电路实验平台提供了理论参考。

2. 设计 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器的控制电路，控制电路主要包括电压环、电流环、PWM 交截电路以及调理电路等。

3. 用 Saber 仿真软件建立了系统仿真模型，仿真研究了系统参数对系统性能影响的规律，主要为电压调节器 PI 参数、电流调节器 P 参数和 LC 滤波器参数等。

第四章 基于 DSP 控制的 DBI 设计

本章将给出以 TMS320F2812DSP 为核心的全数字控制双 BUCK 逆变器的硬件电路设计，并在分析数字 PID 控制技术之后，介绍全数字控制双 BUCK 逆变器的软件设计流程，其中软件程序主要实现控制系统的电压环、电流环以及 PWM 调制波产生环节等功能。

4.1 基于 DSP 控制的 DBI 硬件电路设计

图 4.1 是以数字信号处理器(DSP)为核心的双 BUCK 逆变器系统框图。数字信号处理器(DSP)通过 ADC 模块，将外部采样调理电路得到的模拟量(输出电压 u_o 和电感电流 i_{Lf} 瞬时值反馈)转换为数字量，经过 DSP 软件程序处理实现 SPWM 控制算法，然后利用 DSP 的事件管理器(EV)输出 PWM 控制信号，并通过外部调理电路和驱动电路来控制双 BUCK 逆变器开关管的导通和截止，以实现双 BUCK 逆变器系统的电压、电流双闭环 SPWM 控制^[26]。

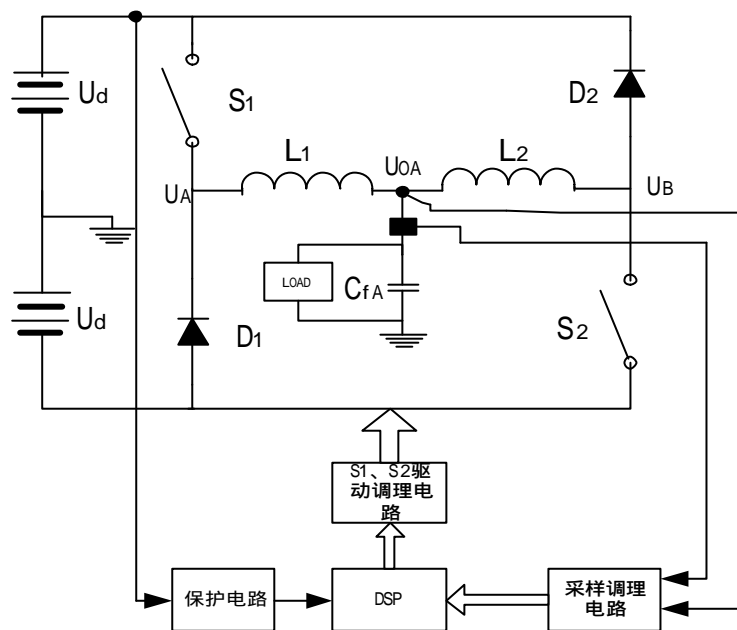


图 4.1 DBI 数字控制系统结构图

全数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器实验平台是在模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器实验平台的基础之上，将模拟控制系统改为以 DSP 为核心的数字控制系统，用软件实现控制系统的电压环、电流环以及 PWM 调制波产生环节等功能。作为实现全数字 SPWM 控制策略的装置，本文设计了采用 TI 公司最新的 DSP—TMS320F2812 为数字信号处理器的数字控制平台。平台还包括 PWM 通道，AD 和 DA 转换电路，外扩 RAM，时钟电路，辅助电源和采样调理电路等，图 4.2 数字控制平台功能框图所示。

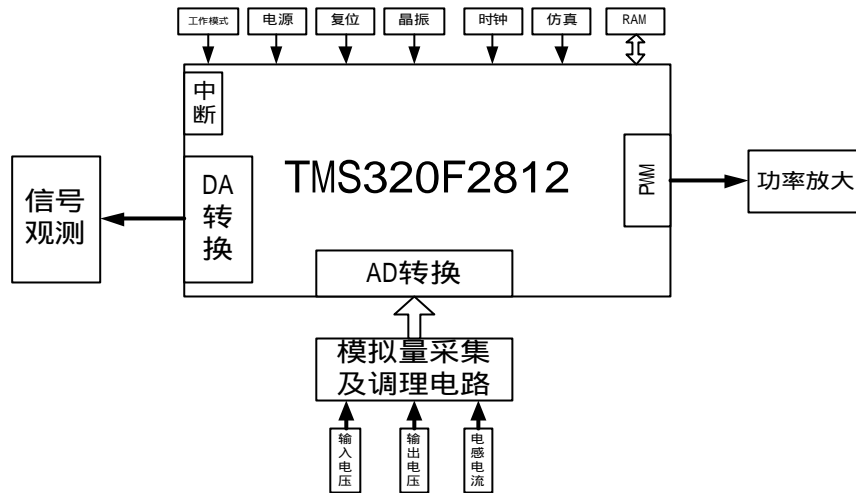


图 4.2 数字控制平台功能框图

4.1.1 TMS320F2812 DSP 简介

数字信号处理器(DSP)主要针对描述连续信号的数字量进行数学运算,以得到相应的处理结果,这种数学运算以快速傅里叶变换(FFT)为基础,对数字信号进行实时处理。DSP 是在模拟信号变成数字信号以后进行高速实时处理的专用处理器。由于 DSP 采用改进的哈佛结构,并集成了多种便于数字运算和信号处理的硬件,其数字信号处理速度比普通的 CPU 快得多。近二十年来,由于集成电路技术的高速发展,用硬件来实现各种数字滤波和快速傅里叶变换成为可能,从而使 DSP 得到了极其迅速的发展和广泛的应用。目前数字信号处理技术领域已是最热门的技术领域之一。在当今的数字化时代背景下,DSP 已成为通信、计算机、消费类电子产品以及控制等领域的基础器件^[49-51]。

虽然应用于不同领域的 DSP 有不同的型号,但其内部结构大同小异,都具有哈佛结构的特征。DSP 含有处理器内核、指令缓冲器、数据储存器和程序储存器、I/O 接口控制器、程序地址总线和程序数据总线、直接读取的地址总线和数据总线等单元,其中核心部分是处理器内核。

本系统采用的数字信号处理器(DSP)为美国 TI 公司推出的新一代 32 位定点数字信号处理器 TMS320F2812,是从原来普通电机数字控制和电源等数字化控制的 DSP,拓展到能够运用于高端多轴电机控制、可调谐激光控制、光学网络、电力系统监控和汽车控制等领域的 DSP。这款 DSP 芯片主要有以下特点:

- 1.采用高性能静态 CMOS 技术,低功耗设计,使处理器内核供电为 1.8V、I/O 端口供电为 3.3V。150MIPS 的执行速度,提高了控制器的实时控制能力。
- 2.高性能 CPU,具有 16 位×16 位和 32 位×32 位的乘积累加操作和 16 位×16 位的乘加单元(MAC)。片上有多达 128K×16 位 FLASH 存储器和两个 4K×16 位的单口随机存储器(SARAM)。

3.TMS320F2812 特有的外部接口：多达 $1.5\text{M} \times 16$ 位的存储器、可编程等待状态、可编程读/写选通计数器、四个独立的片选端。

4.两个与 DSP240xA 芯片兼容的事件管理器(EVA、EVB)，一个串行外设接口(SPI)和两个串行通信接口(SCI)以及增强型局域网络控制器(eCAN)和多通道缓冲串口(McBSP)。

5.2 个 8 通道 12 位 A/D 转换器，最高通道转换速率可达 $80\text{ns}/12.5\text{MSPS}$ 。可以两个 8 通道的双排序方式采样，或一个 16 通道排序方式采样。

6.拥有多达 56 个可编程通用输入/输出(GPIO)引脚，支持动态的锁相环倍频调整的时钟和系统控制模块。

从上面给出的性能和资源可知 TMS320F2812 具有相当快的运算速度和 A/D 转换速度，充足的存储器空间很容易满足双 BUCK 逆变器控制系统的要求。下面主要讲述 DSP 的外围辅助电路。

4.1.2 时钟电路

F2812DSP 处理器内部集成了振荡器、锁相环等控制电路，它们能够为处理器 CPU 及相关外设提供可编程的时钟，每个外设的时钟都可以通过相应的寄存器进行编程设置。DSP 片上晶振模块允许使用 2 种方式为器件提供时钟信号，分别为内部振荡器和外部时钟源。本实验使用的是外部时钟源模式。本实验中，芯片设备的时钟信号由外部时钟源从 X1/XCLKIN 引脚输入。图 4.3 所示，外部时钟源的 3 脚输出到 DSP 的 X1/XCLKIN 脚，输入时钟频率为 30MHz 。

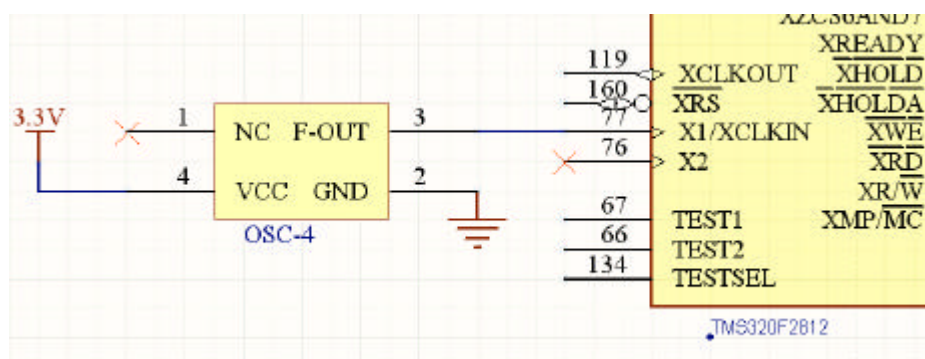


图 4.3 时钟电路

4.1.3 存储器扩展电路

F2812DSP 内部集成了大量的 SRWM、ROM 以及 FLASH 等存储器，采用统一寻址方式(程序、数据和 I/O 统一寻址)。此外，DSP 还提供外部并行总线扩展接口，利于开发复杂系统。DSP 根据 XMP/MC 引脚在复位时的状态来判断是选用外扩 RAM 还是内部 RAM。当 XMP/MC 引脚为 1 时，芯片工作在微处理器模式，程序就从外扩 RAM 执行；当 XMP/MC 引脚为 0 时，芯片工作在微计算机操作模式，程序从 Boot ROM 执行。为了方便调试阶段的硬件仿真及更改，

避免对芯片内部 FLASH 存储器反复擦写，延长 DSP 的有效使用时间，这里增加外扩静态存储器 SRAM。图 4.4 为存储器扩展电路示意图。

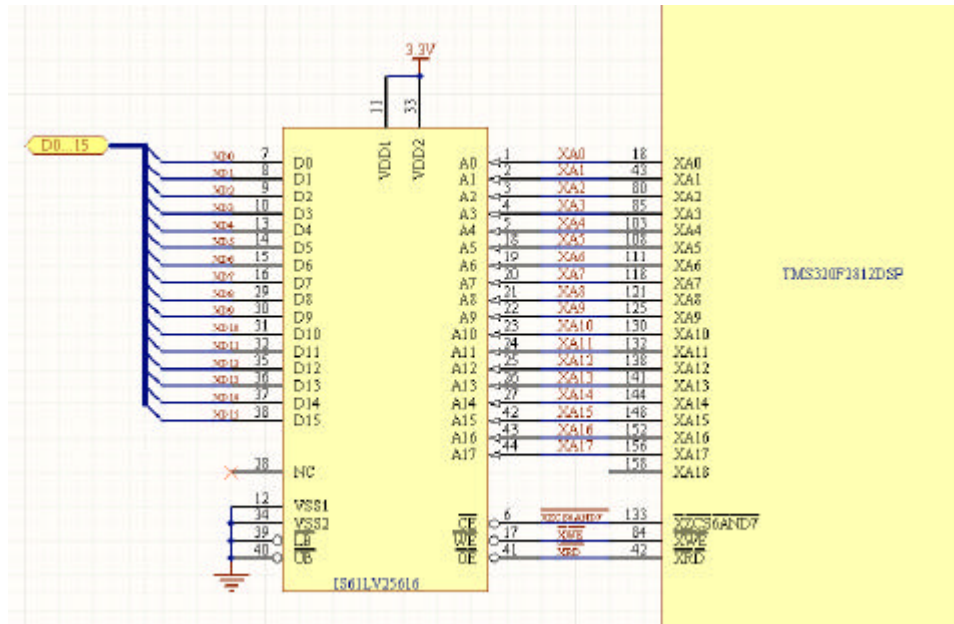


图 4.4 存储器连接原理图

由图中看出这个外部存储器被扩展到 XINTF 区域 6。所使用的地址区间为 0x100000—0x10ffff(256K×16)。所使用的存储器在默认的 XINTF 时序下能正常工作。可以在这个存储器上存储变量，也可以将其作为程序存储器运行程序。

4.1.4 D/A 转换电路

能够实现数字量向模拟量转换的器件称为 D/A 转换芯片，D/A 是 DSP 程序调试开发中很重要的工具，程序开发员若想观测程序运行过程中的中间变量，判断程序运行是否正常，就可以将该中间变量通过数据总线输出，再将其送给 D/A 转换器，运用示波器观测 D/A 输出的模拟量，这样就非常直观。D/A 转换电路如图 4.5 所示。本文所选取的 D/A 转换芯片是 TI 公司的 DAC7624 并行接口 D/A 转换芯片，有四个独立的 D/A 转换通道，可以同时观察四个中间变量。

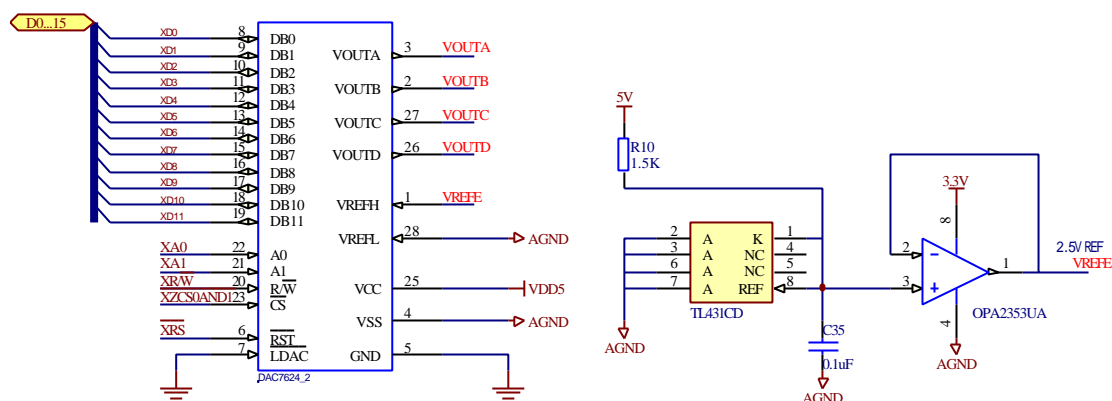
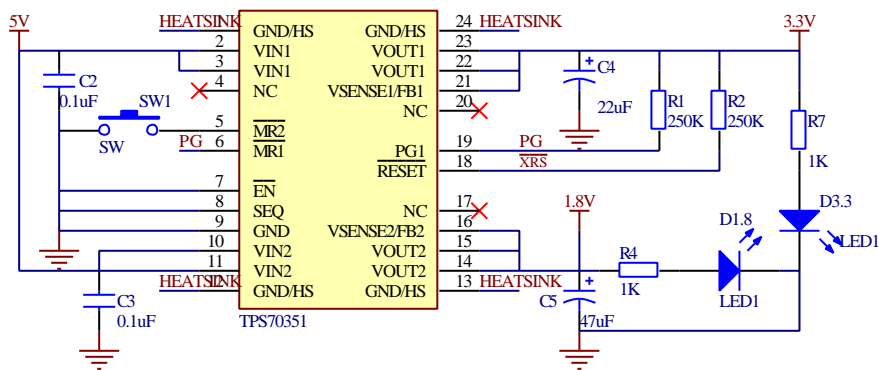


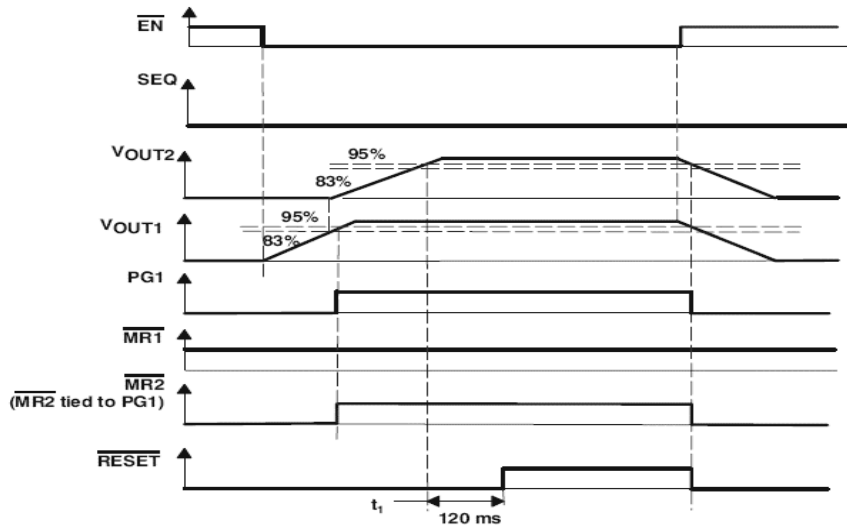
图 4.5 D/A 转换电路

4.1.5 DSP 供电电源与复位

F2812DSP 采用双电源供电系统，即内核 1.8V 供电、I/O 为 3.3V 供电，并且要求外部 I/O 先于内核供电。在双供电平台系统中 I/O 供电之前 DSP 内核供电电流都比较大。引起电流过大主要是由于 DSP 内核没有正确地初始化，一旦 CPU 检测到内部的时钟脉冲，这个超大电流就会停止。随着 PLL 开始工作，I/O 上电，产生的时钟脉冲将降低上述的超大电流，从而使供电回到正常范围。减少内核和 I/O 供电的时间间隔可以减少这种大吸收电流对系统的影响。双供电模块可以消除两个电源之间的延时。下面图 4.6 为 TI 公司专门为 F2812DSP 设计的双供电模块 TPS70351 的电路图以及芯片的上电、掉电的时序图。图中 TPS70351 的 18 脚 RESET 与 DSP 的 RST 相连接，提供 DSP 复位信号。



(a) TPS70351 的电路图



(b) TPS70351 的电、掉电的时序图

图 4.6 TPS70351 的电路图与上电、掉电的时序图

4.1.6 采样调理电路

在双 BUCK 逆变器电压电流双闭环控制系统中，需采样逆变器的输出电压和电感电流作为反馈量。在基于 DSP 控制的双 BUCK 逆变器中，无论采样电路结构如何，最后输出 DSP 的 A/D 转换通道的电压信号必须在 0—3.3V 之间。下面图 4.7 采样调理电路就是为了实现这个功能而设计的。

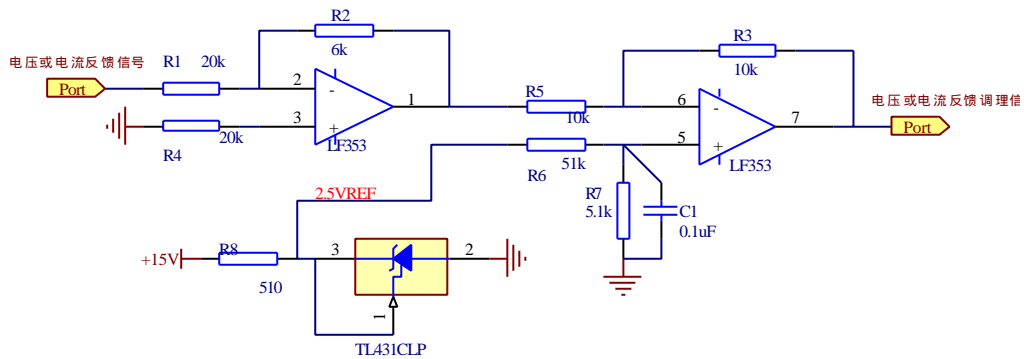


图 4.7 采样调理电路

4.2 数字 PID 控制技术

PID 控制是模拟控制系统中技术成熟，应用广泛的控制方式。PID 控制技术是根据检测信号和给定值的偏差，按比例、积分、微分进行运算，并将运算结果送给执行机构，用以输出控制信号。在 PID 控制中，系统的参数设定方便，实现容易，并可以根据不同情况采用不同的 PID 算法，如 PI、PD 等。本实验模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器系统采用输出电压和电感电流瞬时值反馈双闭环 PID 控制策略，其控制系统中最影响逆变器性能的是控制系统电压环节 PI

调节器的参数。下面在分析模拟 PI 调节器的基础上设计数字 PI 控制算法，为全数字控制双 BUCK 逆变器控制系统的软件设计提供理论基础^[52]。

图 4.8 是模拟 PI 控制系统原理框图，该系统由模拟 PI 调节器和被控对象组成。PI 调节器是一种线性控制器，它根据给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $y(t)$ 构成控制偏差：

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4-1)$$

$e(t)$ 作为 PI 调节器的输入， $u(t)$ 作为 PI 调节器的输出和被控对象的输入，所以模拟 PI 控制器的控制规律为：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (4-2)$$

式中 K_p —比例系数；

T_i —积分常数。

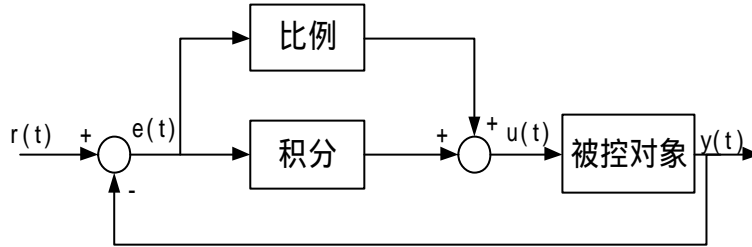


图 4.8 模拟 PI 控制系统原理图

比例调节的作用是对偏差瞬间做出快速反应。偏差一旦产生，控制器立即产生控制作用，使控制量向减少偏差的方向变化。控制作用的强弱取决于比例系数，比例系数 K_p 越大，控制越强，但过大会导致系统振荡，破坏系统的稳定性。

积分调节的作用主要用于消除静差，提高系统的无差度。积分作用的强弱取决于积分常数 T_i 。 T_i 越大，积分作用越弱，反之越强。通常在 K_p 不变的情况下， T_i 越大，即积分作用越弱，闭环系统的超调量越小，系统的响应速度变慢^[59]。

采用 DSP 对双 BUCK 逆变器进行控制时，使用的是数字 PI 调节器，而不是模拟 PI 调节器，也就是说用程序取代 PI 模拟电路，用软件取代硬件。由于 DSP 的控制是一种采样控制，它只能根据采样时刻的偏差值计算控制量，因此必须对上式进行离散化处理，用一系列采样时刻点 k 代表连续的时间 t ，离散的 PI 控制算法表达式为：

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) \right] = K_p e(k) + k_i \sum_{j=0}^k e(j) \quad (4-3)$$

其中 $k = 0, 1, 2, \dots$ 表示采样序列， $u(k)$ 表示第 k 次采样时刻 PI 调节器的输出值， $e(k)$ 表示第 k 次采样时刻输入的偏差值， T_s 表示采样周期， K_p 为比例系数， K_i 为积分系数。

数字 PI 调节器采用的控制算法可以分为位置式 PI 控制算法和增量式 PI 控制算法。如式(4-3)

所表示的计算方法就是位置式 PI 控制算法，PI 调节器的输出直接控制执行机构。这种算法的优点是计算精度比较高，缺点是每次都要对 $e(k)$ 进行累加，很容易出现积分饱和的情况，由于位置式 PI 调节器直接控制的是执行机构，积分一旦饱和就会引起执行机构位置的大幅度变化，造成控制对象的不稳定。增量式 PI 控制算法是在式(4-3)的基础上做了一些修改。根据式(4-2)可得

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) \quad (4-4)$$

由式 (4-3), 式 (4-4) 可得

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \\ &= u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \end{aligned} \quad (4-5)$$

即

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \quad (4-6)$$

增量式 PI 算法与位置式 PI 算法并没有本质的区别，只是增量式 PI 算法控制的是执行机构的增量 $\Delta u(k)$ ，这种算法的优点在于：由于输出的是增量，因此计算错误时的产生的影响较小，这种算法的缺点在于：每次计算 $\Delta u(k)$ 再与前次的计算结果 $u(k-1)$ 相加得到本次的控制输出，即：

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (4-7)$$

这就使得 $\Delta u(k)$ 的截断误差被逐次的累加起来，输出的误差加大。

假设

$$\Delta u(i) = \Delta U(i) + \Delta e_{\text{截断}}(i) \quad (4-8)$$

即

$$\Delta U(i) = \Delta u(i) - \Delta e_{\text{截断}}(i) \quad (4-9)$$

其中 $\Delta u(i)$ 表示第 i 次增量的准确值， $\Delta U(i)$ 表示经过定点运算后的实际计算结果， $\Delta e_{\text{截断}}(i)$ 表示第 i 次计算的截断误差，由式(4.7)，(4.8)可知：

$$\begin{aligned} U(1) &= U(0) + \Delta U(1) = U(0) + \Delta u(1) - \Delta e_{\text{截断}}(1) = u(1) - \Delta e_{\text{截断}}(1) \\ U(2) &= U(1) + \Delta U(2) = U(1) + \Delta u(2) - \Delta e_{\text{截断}}(2) = u(1) - \Delta e_{\text{截断}}(1) + \Delta u(2) - \Delta e_{\text{截断}}(2) \\ &= u(2) - \Delta e_{\text{截断}}(1) - \Delta e_{\text{截断}}(2) \\ &\dots\dots\dots \end{aligned}$$

$$U(k) = u(k) - \sum_{j=1}^k \Delta e_{\text{截断}}(j) \quad (4-10)$$

其中 $U(k)$ 表示第 k 次计算值， $u(k)$ 表示第 k 次真实值，假设 $U(0) = u(0)$ ，即第 0 次的计算值与真实值相等。

由式(4.9)可知，当采用增量式算法时必须尽量减小定点运算带来的截断误差，否则，每一次运算的截断误差将会逐次累积，使系统的控制精度变差，造成系统的静态误差。本文采用增量式 PI 算法，下面为增量式 PI 算法程序执行过程：

1. 输入： $m(kT), r(kT)$
2. $e(kT) = r(kT) - m(kT)$
3. $u_p(kT) = K_p[e(kT) - e(kT - T)]$
4. $u_i(kT) = K_i e(kT)$
5. $\Delta u(kT) = u_p(kT) + u_i(kT)$
6. $e(kT - T) = e(kT)$

4.3 逆变器软件设计

一台数字化逆变电源的性能好坏不仅仅取决于硬件电路的设计，更主要地还依赖其软件程序的设计。为了使软件系统具有可视化和可调性的特点，本文按不同的功能将软件分为不同的模块和子程序，每一部分完成不同的功能，这可以使以后的调试、修改以及系统升级变得十分的方便。本文的软件主要完成电压电流双闭环 SPWM 控制策略的实现，包括采样输出电压和电感电流、反馈信号与参考值比较、电压环和电流环误差的调节、与三角波交截产生 PWM 脉冲等几部分。

系统控制软件主要由主程序和一个中断处理程序组成，其中绝大部分功能模块是在中断程序中完成的。在主程序中，主要对一些寄存器进行设置，并且初始化所有的变量，然后使能所需的 interrupt，启动定时器，循环等待等，如图 4.9(a)所示。在中断程序中主要完成输出电压和电感电流采样，电压环和电流环的控制算法，SPWM 波的产生和清除中断标志位返回主程序等待下次中断。如图 4.9(b)所示^[53-58]。

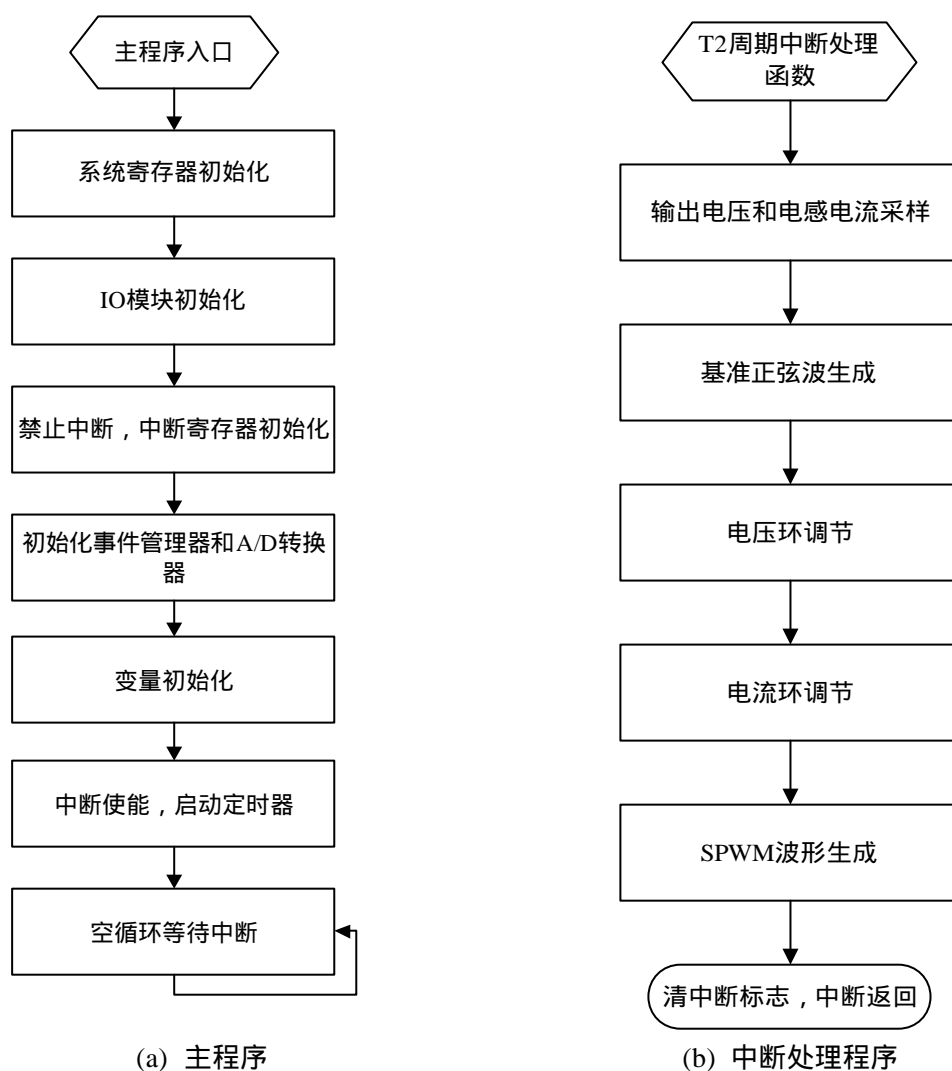


图 4.9 主程序流程图和中断处理程序流程图

主程序运行到循环等待时就一直进行循环，直到中断响应时，主程序的循环与中断的发生互不干涉的，两者独立运行。每次中断都会发出一个开关动作，所有的 SPWM 控制策略的执行都是在中断程序里完成。在控制策略算法上，数字 SPWM 控制与模拟 SPWM 控制相同。不同之处在于，数字逆变器是将模拟系统控制电路中的电压比例积分调节器、电流比例调节器和 SPWM 波产生电路实现的功能在 DSP 中通过软件程序去完成。本文数字逆变器软件部分主要完成以下任务。

4.3.1 基准正弦波的生成

本模块的设计是将基准正弦波制成 $N=1000$ 个点的正弦表格，设定好定时器之后，在每个定时器的中断周期，DSP 程序根据查表指针从基准正弦波中获得相应数字量。本文以数组的形式存储这个正弦表，为了节省存储空间，程序中只存储前半周期的正弦表的值。当所需基准为下半周期时，只需将所取得的值取反即为所需的正弦值。在每周期结束时将这个整数赋值为

零。在程序中采用通用定时器 2 周期中断,每次中断时间为 20us,而逆变器输出电压频率为 400Hz,则电压基准频率也为 400Hz,这样每个周期内只能从正弦表中取 125 个点,而正弦表为 1000 个点,所以程序中只能在从正弦表中取得正弦波的值后将查表指针加 8。下面图 4.10 为基准正弦波产生流程图。

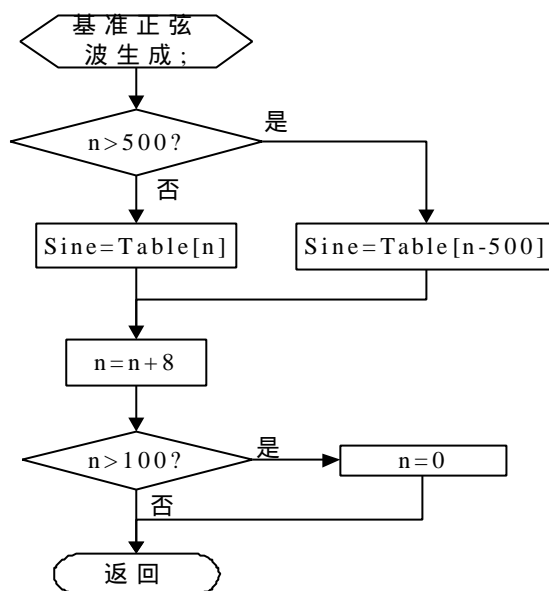


图 4.10 基准正弦波产生流程图

4.3.2 输出电压和电感电流采样

DSP 为闭环控制系统提供了一个非常重要的单元即 A/D 转换模块(ADC),它是控制器与现实世界的连接通道,通过 ADC 单元可以检测诸如温度、湿度、电压、电流以及速度等模拟量。ADC 转换的目的就是将这些模拟信号转换成数字信号。在 F2812DSP 中,ADC 模块是一个 12 位带流水线的模/数转换器。

为了得到输出电压和电感电流的数字量,直接将采样调理电路处理后的电压信号送到 DSP 的模拟输入通道,经过 ADC 模块转换后的数字量存储到结果寄存器(ADCRESULT)中。本文程序中 A/D 转换是由 T1 周期中断启动,设置转换时间正好发生在两个相邻的开关周期之间,此时电感电流的高频纹波已经消耗了,采到的波形非常纯净。而且这个时间正好是功率开关管导通(或关断)的一半位置,因此采样的值即为一个开关周期内电感电流的平均值。使用这种方法不需要采样滤波电路,减少了信号采样的延时。

4.3.3 电压环和电流环程序设计

F2812DSP 指令周期为 6.67ns,而且大部分指令为单周期指令,AD 转换时间 80ns,这些特点使得 DSP 完全可以对逆变器进行逐点控制。电压环和电流环是输出电压和电感电流反馈双闭环 SPWM 控制策略的核心部分,特别是电压环的 PI 调节器直接影响了数字双 BUCK 逆变器的

性能。本文是在上一节理论分析的基础上编写电压环 PI 调节器的软件程序。程序流程图如图 4.11 所示。

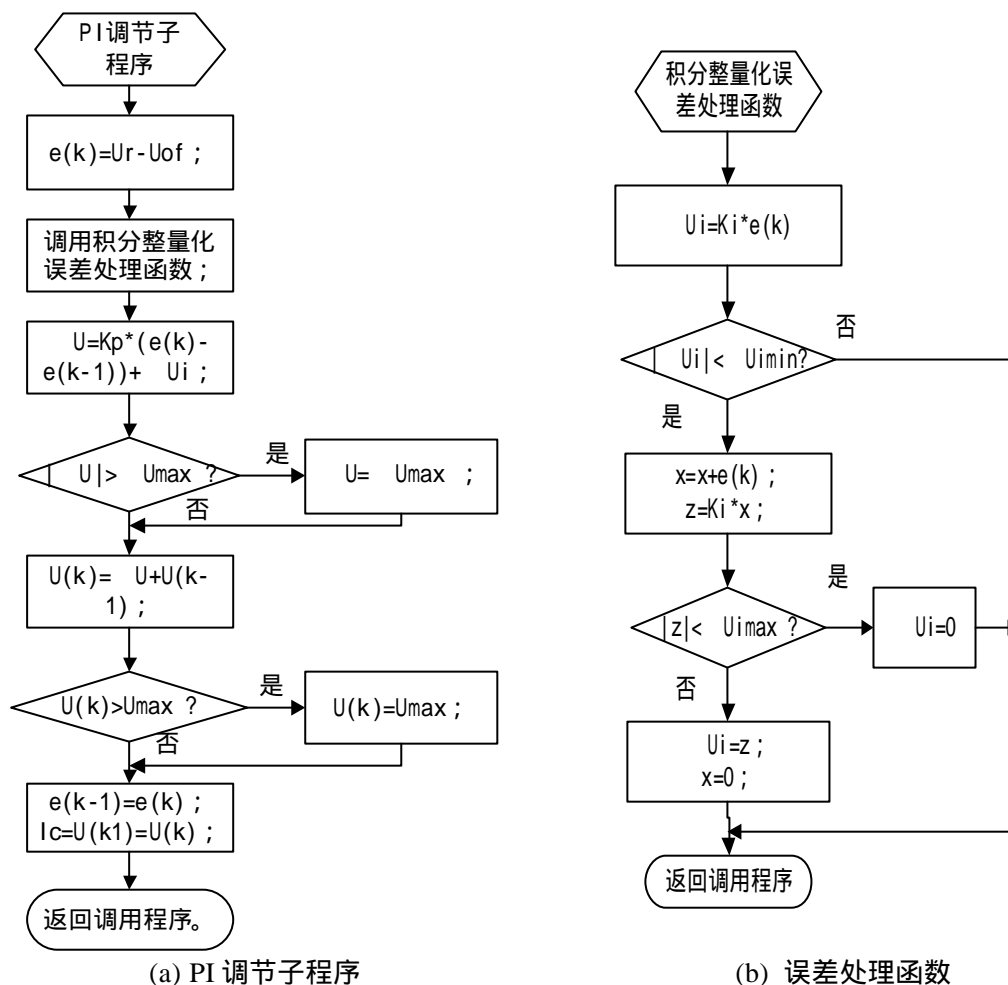


图 4.11 电压调节流程图

图 4.12 为电流环的调节流程图，这个模块的输入为电流给定量与电感电流瞬时值反馈量的误差。电流环采用比例调节，设计原理与电压环 PI 调节器相似，其调节的结果输入比较寄存器中产生 PWM 信号。

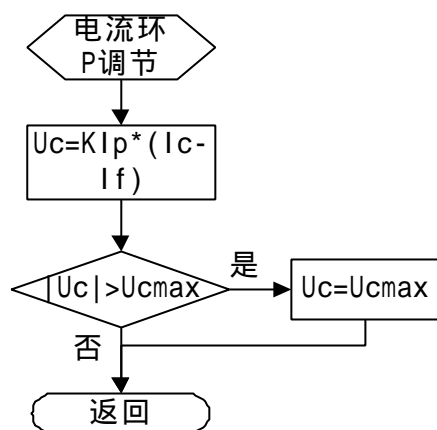


图 4.12 电流调节流程图

4.3.4 SPWM 波的生成

实验中把定时器 T1 的计数模式设置成连续增/减计数模式来模拟三角载波。根据载波频率确定定时器 T1 的周期寄存器的值。当载波频率为 50KHz 时，即定时器 T1 每个周期时间为 20 μ S，所以：

$$T1PR = \frac{f_{CPU}}{f_k} \times k = \frac{150 \times 10^6}{50 \times 10^3 \times 2} = 1500 \quad (4-11)$$

其中 $f_{CPU} = 150 \times 10^6 \text{ Hz}$ 为计时器的计数频率， $f_{CPU} = 50 \times 10^3 \text{ Hz}$ 为逆变器的开关频率， k 在连续增/减计数模式时取 2，而在连续增计数模式时取 1。同理当希望开关频率为 25kHz 时， $T1PR = 3000$ 。电流调节器输出的值写入比较寄存器 CMPR1。同时根据模拟控制系统可知，控制电路最后需要一个调理信号来判断输出的 SPWM 控制信号是上管驱动还是下管驱动。程序中是将电压环调节的结果，即电流给定量与零比较，通过 I/O 口输出比较结果。

4.4 本章小结

本章首先对主控芯片 TMS32F2812DSP 的外围模块及相关硬件电路进行简单的介绍，然后对数字 PID 算法和控制程序的工作流程进行概述，最后详细的介绍了控制软件的总体结构，各功能模块的设计和数字信号处理器内主要相关寄存器的设置，给出了各处理模块的程序流程图，完成了软件设计工作。

第五章 SPWM 控制 DBI 的实验结果

前两章详细介绍了模拟 SPWM 控制和全数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的设计，本章将通过实验来验证控制策略的正确性，主要以下三组实验：模拟控制系统的实验、全数字控制系统的实验和数模混合控制的大功率双 BUCK 逆变器实验。通过实验来验证验证了 SPWM 控制可以有效的实现双 BUCK 逆变器电流在两个电感之间自然切换和半周期运行模式，并且能够获得良好的动态性能和稳定性能。

5.1 115V/400Hz/1kVA 逆变器实验结果

本节利用前面几章的分析和计算，并结合实际情况设计研制出一台单相 1kVA 双 BUCK 逆变器，并分别对其模拟 SPWM 控制电路和数字 SPWM 控制电路进行实验验证。模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器系统和数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器系统的主功率电路相同，不同之处是其控制电路。模拟控制电路主要是由运算放大器和比较器等模拟器件组成的控制电路来实现 SPWM 控制策略，而数字控制电路主要是以 TMS320F2812DSP 数字芯片为基础，通过软件运算来实现 SPWM 控制。前面已经分别介绍了模拟控制电路和数字控制电路的工作原理，这里主要分析两种控制电路下双 BUCK 逆变器的实验结果。

本节双 BUCK 逆变器主要参数如表 5.1 所示：

表 5.1 115V/400Hz/1kVA 逆变器的主要参数

变量名	U_o	P_o	F_o	$2U_d$	$L_1=L_2$	C_f
变量值	115V	1kVA	400Hz	360V	330 μ H	20 μ F

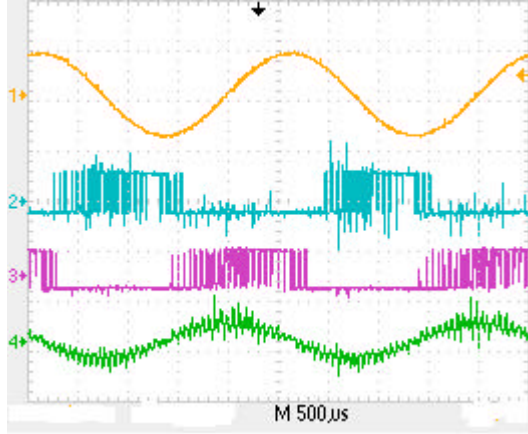
根据第三章的功率电路设计和分析，实验中最终确定双 BUCK 逆变器主电路中功率开关管选用 IXYS 公司的 MOSFET：IXFK40N60，续流二极管选用 IXYS 公司的硅快恢复二极管 DSEI60-60A。下面表 5.2 是功率开关管和续流二极管的主要参数。

表 5.2 器件主要参数

器件参数	电压定额(V) V_{DSS}/V_{RRM}	电流定额(A) I_D/I_{FAVM}	反向恢复时间(ns) t_{rr}
IXFK40N60	600	40	200
DSEI60-06A	600	60	35

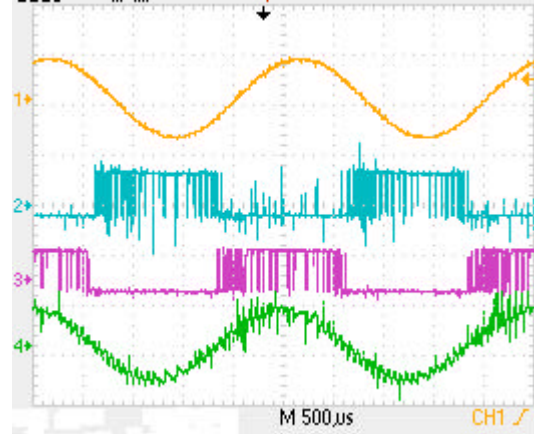
5.1.1 模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的实验结果

在控制电路中，电压环的 PI 参数和电流环 P 参数以及三角载波的频率对 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的外特性影响都很大。根据第三章的仿真实验分析，我们在实际电路中取电压调节器比例电阻 $R_{pI}=60\text{KO}$ 、 $C_{pI}=3.3\text{nF}$ ，即电压环比例系数 $K_{vp}=6$ ， $K_{vi}=1/(3.3 \times 10^{-6})$ ；电流调节器比例电阻 $R_p=80\text{KO}$ ，即电流环比例系数 $K_{ip}=6$ ；三角载波的频率为 20kHz。下面分别给出了空载和阻性负载满载时的实验波形图。



CH1：输出电压 $U_o=117.2\text{V}(200\text{V/div})$
CH2：下管驱动信号(20V/div)
CH3：上管驱动信号(20V/div)
CH4：电感电流 i_{Lf} (10V/div)

(a)空载实验波形



CH1：输出电压 $U_o=116.0\text{V}(200\text{V/div})$
CH2：下管驱动信号(20V/div)
CH3：上管驱动信号(20V/div)
CH4：电感电流 i_{Lf} (10V/div)

(b)满载实验波形

图 5.1 模拟 SPWM 控制 DBI 实验波形

图 5.1 表明逆变器在空载时电感电流仍然连续，保证了双 BUCK 逆变器始终工作在电感电流连续的模式下，从而确保控制电路工作在正常模式下。因此输出电压和输入参考基准之间的线性关系不变，并且输出电压波形质量很高。从图 5.1 中可以看出，在电感电流的正半周，即电感电流 $i_{Lf} > 0$ 时，功率开关管 S_1 和续流二极管 D_1 以及滤波电感 L_1 构成的类似 BUCK 电路回路工作，而功率开关管 S_2 、续流二极管 D_2 和滤波电感 L_2 不工作。在电感电流的负半周，即电感电流 $i_{Lf} < 0$ 时，则以功率开关管 S_2 和续流二极管 D_2 以及滤波电感 L_2 构成的类似 BUCK 电路回路工作，相应的功率开关管 S_1 、续流二极管 D_1 和滤波电感 L_1 不工作。这点与第二章中双 BUCK 逆变器的主电路工作模式完全相吻合，验证了双 BUCK 逆变器电流在两个电感之间自然切换和半周期运行模式。从两幅图的输出电压波形来看，逆变器稳态精度高，输出电压质量好， $\text{THD} < 2\%$ 。

从图 5.1 还可以看到，当电感电流过零处，也就是逆变器上下两个功率管相互转换工作时，驱动信号中会出现一些杂波，即高频的开关信号。如果逆变器系统参数设计不好，逆变电路中

上下功率开关管的驱动信号中还可能出现交替工作的部分。这是因为输出电流较小时，等于给滤波电容冲放电的电流，出现电流断续区，在两电感电流交接处，输出电流较小，输出电压出现少许失真情况，但对总谐波含量的影响很小，当然这些也是我们在设计中要尽量减少和避免的地方。

下面表 5.3 和表 5.4 是在逆变器其他参数相同的条件下，通过只改变控制电路中电压调节器中积分电容的值而得到的实验数据，主要验证控制电路中电压环积分参数对逆变器外特性的影响。

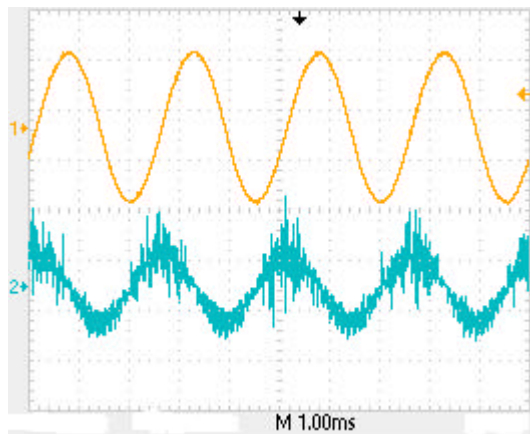
表 5.3 电压环积分电容 $C_{PI}=3.3nF$ 时的实验数据

负载电阻 $R_O(O)$	输入电压 $2U_d$ (V)	输入电流 $I_{in}(A)$	输出电压 $U_0(V)$	输出电流 $I_O(A)$	输出功率 (W)	逆变器 效率%	? U(V)
空载	360		117.2	0	0		
100	360	0.4	117.2	1.2	130	71	0
48	360	1.1	117.0	2.4	281	74	0.2
24.2	360	1.9	116.8	4.8	561	80	0.4
12.2	360	3.5	116.0	9.5	1103	86	1.2
10	360	4.1	114.5	11	1260	85	2.7

表 5.4 电压环积分电容 $C_{PI}=10nF$ 时的实验数据

负载电阻 $R_O(O)$	输入电压 $2U_d$ (V)	输入电流 $I_{in}(A)$	输出电压 $U_0(V)$	输出电流 $I_O(A)$	输出功率 (W)	逆变器 效率%	? U(V)
空载	360		116.0	0	0		
100	360	0.4	114.2	1.1	120	70	1.8
48	360	1.1	113.5	2.4	272.4	72	2.5
24.2	360	1.8	110.1	4.6	506.5	79	5.9
12.2	360	3.1	105.0	8.8	924	83	11
10	360	3.4	101	10	1010	82	15

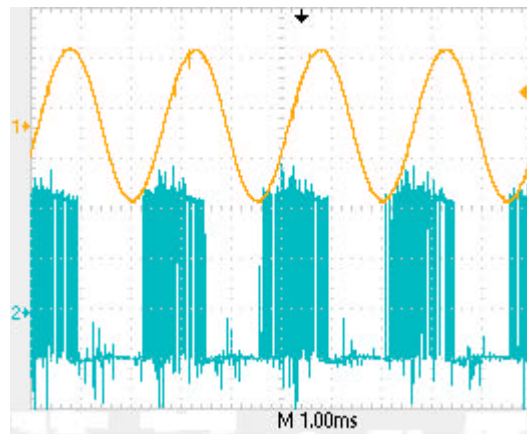
表 5.3 和表 5.4 中 ΔU 代表为负载时的输出电压相对于空载时的电压变化量，实验中所用的负载均为功率因数 $> 96\%$ 的电阻箱。从上面两个表可以得到逆变器在 $C_{PI}=3.3nF$ 时比在 $C_{PI}=10nF$ 时的系统外特性要硬，系统更加稳定，这一点符合理论分析和仿真结果。下面六幅图分别是模拟控制系统中电压环积分电容 $C_{PI}=10nF$ 时，逆变器空载和满载的波形图以及逆变器突加和突卸负载实验的波形图。



CH1：输出电压 $U_O=116.0V(100V/div)$

CH2：电感电流 i_{Lf} (5.0V/div)

(a) 空载时输出电压和电感电流波形

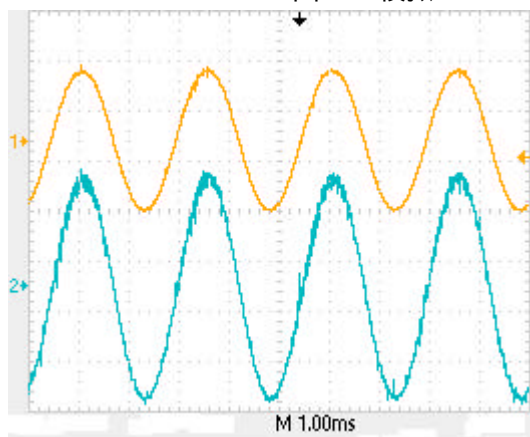


CH1：输出电压 $U_O=110.0V(100V/div)$

CH2：上管驱动信号(5.0V/div)

(b) 空载时输出电压和上管驱动波形

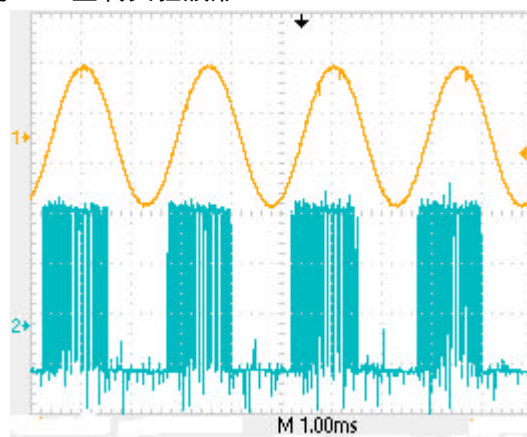
图 5.2 模拟 SPWM 控制 DBI 空载实验波形



CH1：输出电压 $U_O=101.0V(100V/div)$

CH2：输出电流波形(5.0V/div)

(a) 满载时输出电压和输出电流波形



CH1：输出电压 $U_O=101.0V(100V/div)$

CH2：上管驱动信号(5.0V/div)

(b) 满载时输出电压和上管驱动波形

图 5.3 模拟 SPWM 控制 DBI 满载实验波形

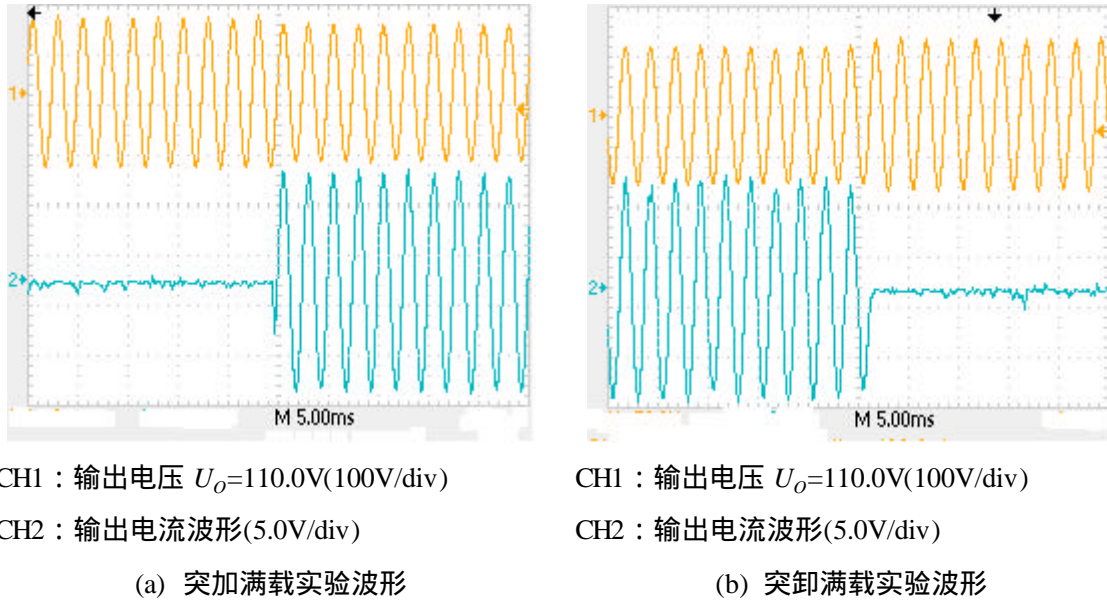


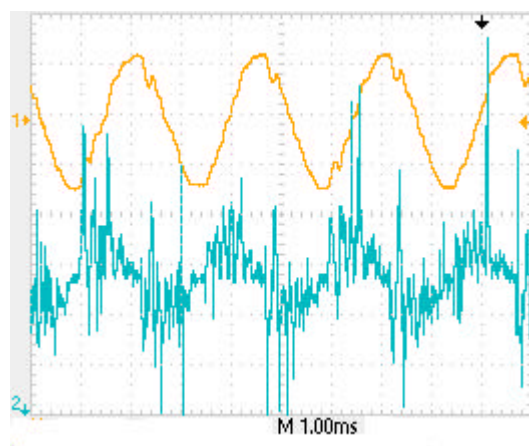
图 5.4 模拟 SPWM 控制 DBI 突加突卸实验波形

通过这一系列数据和波形图，最后我们可以得到：模拟 SPWM 控制逆变器实验结果与理论分析和仿真结果基本相同，并且逆变器输出电压波形质量都很高，能够满足要求，很好的验证了 SPWM 控制策略应用于双 BUCK 逆变器的可行性。

5.1.2 数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的实验结果

由于本次数字 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器系统是采用与模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器系统一样的控制策略，即输出电压 U_o 和电感电流 i_{Lf} 瞬时值反馈双闭环控制，而数字控制系统属于离散控制技术，存在采样和计算延时问题，所以数字控制技术在逆变器的瞬时控制上，还不能完全到达模拟控制技术的水平。在实验中，发现当数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的滤波电容 $C_f < 40mF$ 时，电感电流会出现断续工作状态，并且输出电压波形质量很差，滤波电感发出的声音很杂很大。如下图 5.5 所示输出滤波电容 $C_f = 30mF$ 时，逆变器输出电压 U_o 和电感电流 i_{Lf} 的波形图。

通过实验调整逆变器滤波电容 $C_f = 40mF$ ，确保逆变器空载时工作在电感电流连续模式下，而逆变主电路其它参数基本不变，输出电压的频率还是 400Hz。软件程序设计中电压环比例系数 $k_{pi}=6$ ，积分系数 $k_i = 0.125$ ；电流环比例系数 $k_{pi}=7$ ，采样和中断周期都为 50kHz。下面是数字 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器的实验波形。

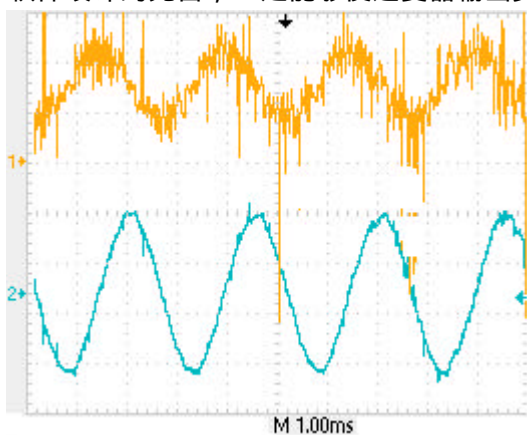


CH1：输出电压 U_o (50V/div)

CH2：电感电流 i_{Lf} (5.0V/div)

图 5.5 数字控制 DBI 电感电流断续工作模式的波形图

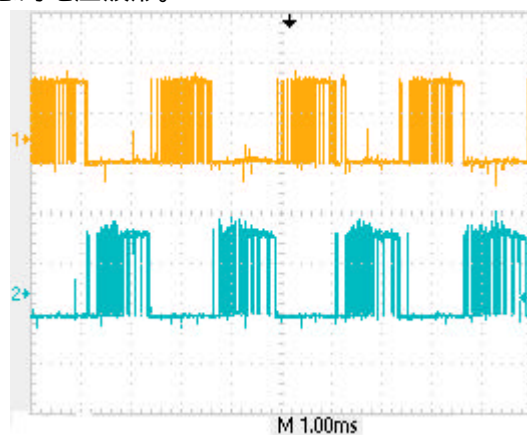
从下面四幅波形图可以看出：数字 SPWM 控制双 BUCK 逆变器的工作状态与前面理论分析和仿真结果也是相符合的。这说明基于 TMS320F2812DSP 的硬件设计和软件设计实现了双 BUCK 逆变器电感电流 i_{Lf} 和输出电压 U_o 反馈双闭环的全数字 SPWM 控制。尽管与模拟控制系统的输出电压相比较，数字控制系统的输出电压波形谐波含量要大些，但随着系统参数设计和软件设计的完善，一定能够使逆变器输出更理想的电压波形。



CH1：电感电流 i_{Lf} (1.0V/div)

CH2：输出电压 $U_o=110.0V$ (100V/div)

(a)电感电流与输出电压波形

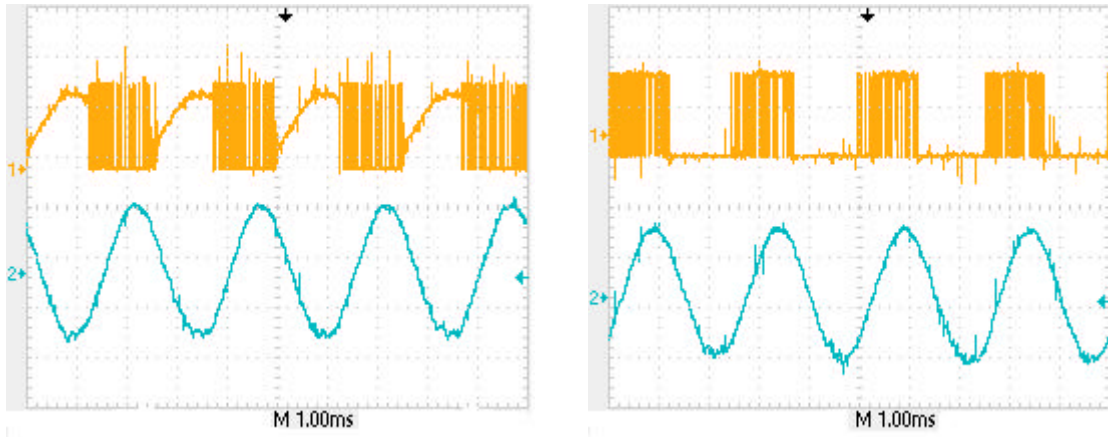


CH1：上管驱动(10.0V/div)

CH2：下管驱动(10.0V/div)

(b)逆变器两个开关管驱动波形

图 5.6 数字控制 DBI 的空载波形图



CH1：开关管 V_{DS1} (200.0V/div)

CH2：输出电压 $U_O=95.0V$ (100V/div)

(a) 开关管 V_{DS1} 与输出电压波形

CH1：开关管 V_{DS1} (10.0V/div)

CH2：输出电压 $U_O=95.0V$ (100V/div)

(b) 上管驱动信号与输出电压波形

图 5.7 数字控制 DBI 的满载波形图

下面表 5.5 是数字双 BUCK 逆变器带不同的负载时的实验结果数据，所有输出电压的频率均为 400Hz。

表 5.5 数字 DBI 带不同的负载时的实验数据

负载电阻 $R_o(\Omega)$	输入电压 $2U_d$ (V)	输入电流 $I_{in}(A)$	输出电压 $U_o(V)$	输出电流 $I_o(A)$	输出功率 (W)	逆变器 效率%	? U(V)
空载	350		110.0	0	0		
73	350	0.8	107.0	1.45	155.2	57	3
37	350	1.2	103.0	2.75	283.4	65	6
25	350	1.7	102.2	4.1	419	70	7.8
12.2	350	3	100.0	7.8	780	76	10

5.2 大功率逆变器实验结果

上述 SPWM 控制技术也适应大功率双 BUCK 逆变器。在已搭建的 30kVA 双 BUCK 逆变器实验平台上，采用模数结合的控制方式。在逆变器控制系统中，由 DSP 的 D/A 转换模块产生模拟控制电路所需要的正弦电压基准 u_r ，然后由模拟控制电路来完成电感电流和输出电压双闭环 SPWM 控制的运算，产生相应的驱动信号。大功率逆变器的主要参数如下表 5.6 所示。

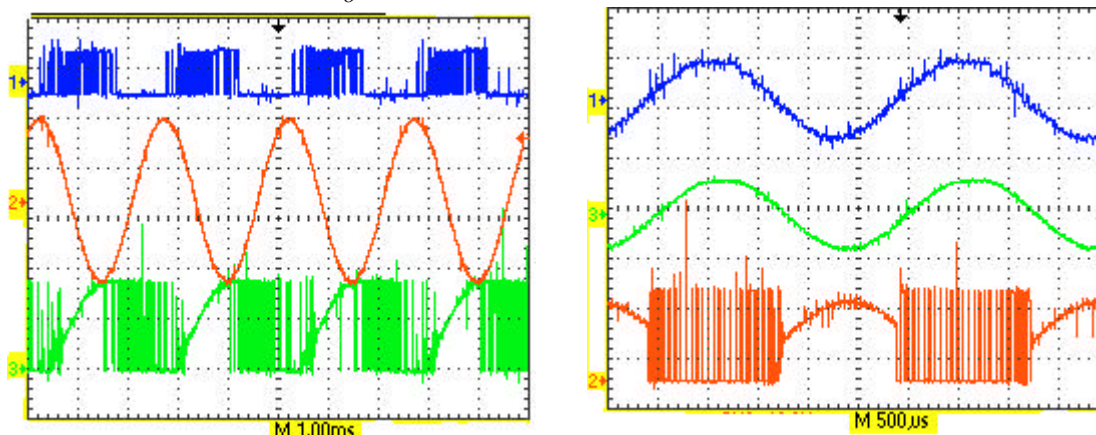
表 5.6 大功率逆变器的主要参数

变量名	U_o	P_o	F_o	$2U_d$	$L_1=L_2$	C_f
变量值	115V	10kVA	400Hz	360V	180 μ H	120 μ F

双 BUCK 逆变器主电路中功率管 S_1 和 S_2 选用 BSM200GA120DN2 型高电压大电流 IGBT，反向续流二极管 D_1 和 D_2 选用 DSEI2*101-12A 型的快恢复二极管。现已完成大功率逆变器单相 10kVA 实验和三相 3kVA 的实验。

5.2.1 单相实验结果

下面为单相双 BUCK 逆变器的空载和满载时的实验波形图。图 5.8(a)是空载时的实验波形，其中通道 1 为逆变器下管桥臂 IGBT 的驱动波形，通道 2 为逆变器输出波形 U_o ，有效值为 114.2V，频率为 400HZ，通道 3 是上管桥臂 IGBT 的 CE 两端电压波形 U_{CE} 。从波形图上可以清楚得看到，功率管是半周期工作，这点完全和理论、仿真结果相吻合。图 5.8(b)是逆变器所带负载输出电流为 102A 实验，输出功率约为 10kW 时的实验波形，通道 1 是电感电流经过霍尔传感器转化为电压信号的波形 U_i ，通道 2 为上管桥臂 IGBT 的 CE 两端电压波形 U_{CE} ，通道 3 是逆变器输出电压波形 U_o ，有效值为 102V，频率为 400HZ。



CH1：逆变器下管驱动信号(10.0V/div)
CH2：逆变器输出电压波形(100V/div)
CH3：上管 CE 两端电压波形(200V/div)

(a) 空载实验波形

CH1：逆变器输出电流(200V/div)
CH2：上管 CE 两端电压波形(200V/div)
CH3：逆变器输出电压波形(200V/div)

(b) 满载实验波形

图 5.8 大功率 DBI 实验波形

下面表 5.7 是当逆变器输入电压基准 u_r 为固定值 5.24V/400HZ，随着负载阻值变小，逆变器输出电压大小变换情况。从图表可以看出，从空载向阻性负载增大的过程中，逆变器的外特性是逐渐变软的，在同样的输入电压下，输出电压幅值会下降，而且这种下降在感性负载时更

加厉害。所以在大功率逆变器的控制系统增加了有效值调节环节，充分利用数字控制升级容易的优点，在没有增加任何硬件的情况下，只是在软件上来实现有效值的调节，来保证输出电压有效值基本不受负载影响，增强系统外特性。

表 5.7 大功率 DBI 输出电压大小变化情况

	1	2	3	4	5
负载电阻 $R_o(O)$	空载	6.4	3.7	2	1
输出电压 (V)	114.2	112.5	108.4	106	102
输出电流 (A)	0	17.6	29.2	53	102
? U(V)	0	1.7	5.8	8.2	12.2

如图 5.9 所示，所谓有效值环就是在原有单电压环基础上，对一个周期内的输出电压瞬时采样值求均方根得到有效值 U ，把求得的有效值与参考有效值 U_r 比较，如果 U 低于参考值，则增加每一点的输出电压正弦基准 u_r 瞬时值，直至求得的均方值 U 等于有效值的参考值；反之如果 U 高于参考值，则减小 u_r 直至 U 等于有效值的参考值。如此则有效值得到了调节，输出电压幅值得到了保证。

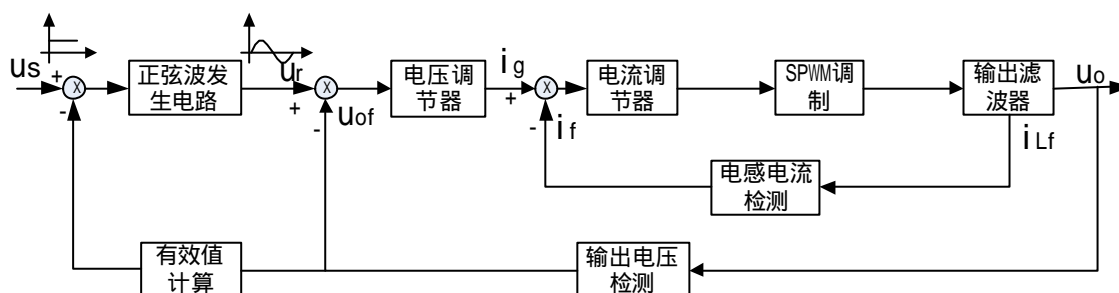


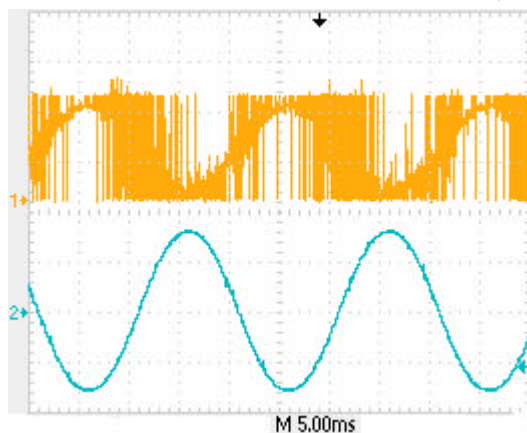
图 5.9 有效值调节框图

从有效值调节的原理可以得出：

- (1) 由于有效值环只调节有效值，对内部的电压瞬时调节没有影响，所以有效值环不会改变原来控制方式的动态特性；
- (2) 有效值环可以提高逆变器的外特性，而不管是什么性质的负载，这一点特别对于带感性负载的逆变器特别适用；
- (3) 增加有效值调节不需要增加任何硬件，只是软件上的升级，充分利用了数字控制的优点，这也是数字控制优势的具体体现；
- (4) 有效值调节适用于各种逆变器的控制策略，具有广泛的适用性。

输出电压的大小和频率均受控制系统中电压环的电压基准 u_r 控制，通过改变电压基准 u_r 的频率和大小就可以使逆变器输出不同频率和不同大小的电压 U_o 。在数模结合控制逆变器系统

中，电压基准 u_r 是由软件实现的，所以非常容易实现其大小和频率的变化。下面图 5.10 就是通过改变电压基准 u_r 的频率使逆变器输出频率为 50Hz 的电压波形。



CH1：开关管 V_{DSI} (200.0V/div)

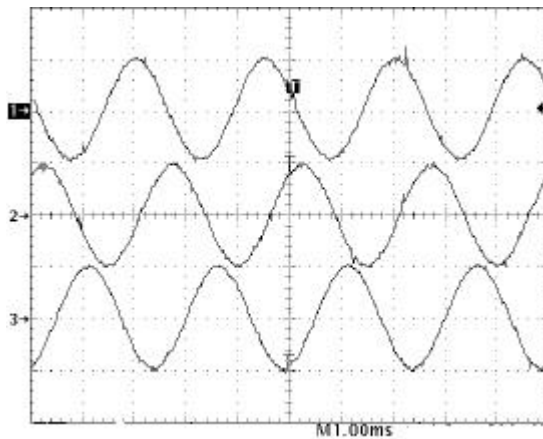
CH2：输出电压 $U_o=114V/50Hz$ (100V/div)

图 5.10 逆变器输出频率为 50Hz 的电压波形

当逆变器输入电压 $2U_d=720V$ 左右时，增加电压基准的值就可以使逆变器最终输出 220V/50Hz 的民用电压。

5.2.2 三相实验结果

在单相电路基础上，利用前面几章的有关内容，并采用图 2.4 的三相组合式逆变电路结构和控制方案，我们研制了三相大功率逆变器，并做了相应的实验和测试。



CH1：A 相输出电压 (100V/div)

CH2：B 相输出电压 (100V/div)

CH3：C 相输出电压 (100V/div)

图 5.11 三相输出电压波形

图 5.11 是在逆变器输入 360V 直流电压，输出三相 115V/400Hz 交流电压的输出电压波形，

从图中可以看出，三相输出电压满足要求，彼此之间的相位相差为 120° ，可见 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器很好的实现了三相电压输出。

下面给出阻性负载条件下三相逆变器测试数据。

表 5.8 A 相逆变器测试数据

负载电阻 $R_o(O)$	输入电压 $2U_d(V)$	输入电流 $I_{in}(A)$	输出电压 $U_o(V)$	输出电流 $I_o(A)$	输出功率 (W)	逆变器 效率%	? U(V)
空载	360	0.58	116.0	0	0		
12	360	3.51	114.0	9.5	1083	86.7	2
6	360	6.34	113.6	18.9	2147	94.1	2.4

表 5.9 B 相逆变器测试数据

负载电阻 $R_o(O)$	输入电压 $2U_d(V)$	输入电流 $I_{in}(A)$	输出电压 $U_o(V)$	输出电流 $I_o(A)$	输出功率 (W)	逆变器 效率%	? U(V)
空载	360	0.45	118.6	0	0		
12	360	3.51	116.0	9.5	1102	87.2	2.6
6	360	6.41	114.6	19	2177	94.3	4.0

表 5.10 C 相逆变器测试数据

负载电阻 $R_o(O)$	输入电压 $2U_d(V)$	输入电流 $I_{in}(A)$	输出电压 $U_o(V)$	输出电流 $I_o(A)$	输出功率 (W)	逆变器 效率%	? U(V)
空载	360	0.5	117.2	0	0		
12	360	3.51	116.0	10	1160	91.8	1.2
6	360	6.5	114	19	2166	92.5	3.2

表 5.11 三相逆变器测试数据

负载 (O)	输入 电压 (V)	输入 电流 (A)	A 相		B 相		C 相		效率 %
			输出 电压 (V)	输出 电流 (A)	输出 电压 (V)	输出 电流 (A)	输出 电压 (V)	输出 电流 (A)	
空载	360	1.6	120	0	119.2	0	122.8	0	
12	360	10.6	119.6	10	119.2	9.75	121.6	10	93

从上面可以看出大功率逆变器的效率很高 ($>93\%$), 并且三相输出电压的波形质量高, 进一步验证了 SPWM 控制应用于双 BUCK 逆变器的优点。

5.3 本章小结

本章首先分别详细介绍了模拟 SPWM 控制系统和全数字 SPWM 控制系统的双 BUCK 逆变器的实验结果, 通过观测它们的输出稳态波形, 动态响应波形, 输出外特性等, 证明了电感电流和输出电压瞬时值反馈双闭环 SPWM 控制在双 BUCK 逆变器上的可行性。并在此基础上, 介绍了数模混合式 SPWM 控制的大功率双 BUCK 逆变器单相和三相实验结果, 充分说明利用双 BUCK 逆变器制作大功率逆变器的实用性和可靠性。

第六章 全文总结与展望

6.1 工作总结

本文以发展逆变器技术作为出发点,对电流型 SPWM 控制的双降压式半桥逆变器进行了系统的理论分析、仿真和实验研究。本文的主要工作与获得的结论如下:

1.查阅了国内外有关逆变器的相关资料,了解几种常用的逆变电路和控制方法,得出采用双降压式半桥逆变器作优点。

2.分析了双 BUCK 逆变器的电路结构和工作原理,并对其电感电流和输出电压瞬时值反馈双闭环 SPWM 控制系统进行分析,给出系统的传递函数,从理论上分析系统的稳定性和外特性,并通过仿真验证控制的可行性。

3.给出了 SPWM 控制的双 BUCK 逆变器系统的硬件结构框图,并设计了系统各个部分的硬件电路,包括逆变器主电路,驱动电路,采样调理电路和驱动信号处理电路,以及模拟 SPWM 控制电路,并制作了原理样机实验,验证 SPWM 控制策略。

4.在成功研制模拟 SPWM 控制双 BUCK 逆变器基础之上,本文将数字 SPWM 控制技术应用到双 BUCK 逆变器上。详细介绍了数字控制逆变器的设计过程。设计了以 TSM320F2812DSP 为主控芯片的外围模块及相关硬件电路,给出了系统控制软件流程图,包括主程序流程图和中断流程图,在中断程序流程图中包括了数字 PI 算法。完成了全数字 SPWM 控制逆变器的原理实验,验证了数字控制在双 BUCK 逆变器的良好效果。

5.文章最后介绍了数模混合式 SPWM 控制的大功率双 BUCK 逆变器单相和三相实验结果,并针对逆变器在带大功率负载时外特性差的特点,本文设计了有效值调节环,在不增加任何硬件的基础上,提高系统的外特性。这些都充分说明利用双 BUCK 逆变器制作大功率逆变器的实用性和可靠性。

6.2 后续研究展望

由于本人能力和时间有限,所以本课题还有一些进一步的研究可以展开:

1.对双 BUCK 逆变器进行拓展,降低双 BUCK 逆变器的开关管电压应力,使其适合更多的应用场合,特别是高压场合。

2.对双 BUCK 逆变器的两个独立滤波电感进行磁集成的研究,以减少滤波电感的体积重量,改善系统性能。

3.进一步深入数字控制技术,优化控制系统参数,提高输出电压波形的稳定精度和改善输出电压波形 THD 值。

4.采用多机并联运行，实现大功率输出。因为 DSP 芯片本身具有通讯功能，完全可以做到主从式多机通讯实现多机同时输出，而不必增加其他外部设备。

5.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靠性。

参考文献

- [1] 陈坚.电力电子学 - 电力电子变换和控制技术.北京:高等教育出版社,2001:91~109.
- [2] 严仰光.航空航天器供电系统.北京:航空工业出版社,1995:4~6.
- [3] 丁道宏.电力电子技术(修订版).北京:航空工业出版社,1999.121~134.
- [4] Escobar. G., Valdez A.A., Leyva-Ramos J, Mattavelli P.Repetitive-based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion.IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(1):504~510.
- [5] 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.
- [6] 叶斌.电力电子应用技术.北京:清华大学出版社,2006:81~130.
- [7] 陈道炼.静止变流器.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2006:1~78.
- [8] 曲学基,曲敬铠,于明扬.逆变技术基础与应用.北京:电子工业出版社,2007:53~58.
- [9] 洪峰.双降压式半桥逆变器及输出并联型组合变换器研究.[博士学位论文].南京:南京航空航天大学,2008.
- [10] 王振存.三相四桥臂逆变器.[博士学位论文].北京:航天科工集团第二研究院,2003.
- [11] 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.
- [12] 洪峰,刘军,严仰光.滞环电流型控制双 BUCK 逆变器.电工技术学报,2004,19(8):73~77.
- [13] 张先进,王慧贞.双 BUCK 半桥逆变器研究.逆变电源,2004,5:57~59.
- [14] 何中一.SPWM 逆变器控制技术研究.[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学,2005.
- [15] 王云平.SPWM 逆变器的数字控制技术研究.[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学,2007.
- [16] 张蓉.数字控制 SPWM 逆变器研究.[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学,2006.
- [17] Fedyczak Zbigniew, Strzelecki Ryszard, Benysek Grzegorz.Single-phase PWM AC/AC semi-conductor transformer topologies and applications.IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference,Cairns:Australia 2002,2(2):1048~1053.
- [18] Fang-zheng Peng, Li-hua Chen, Fan Zhang.Simple Topologies of PWM AC-AC Converter.IEEE Power Electronics,2003,1(1):10~13.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] N.R. Zargari, P.D. Zargari, and G.Joos.A Two Switch High Performance Current Regulated DC/AC Converter Module.Industry Applications Society Annual Meeting,7~12 Oct,1990 vol,2:929~934.
- [24] Gerald R. Stanley, Kenneth M. Bradshaw.Precision DC-to-AC Power Conversion by Optimization of the Output Current Waveform-The Half Bridge Revisited.IEEE Transactions on Power Electronics,March,1999,14(2):827~834.
- [25] 单任仲.基于DSP控制的数字化逆变器研究,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2007.
- [26] 洪峰,刘军,严仰光.滞环电流型控制双 BUCK 逆变器.电工技术学报,2004,19(8):73~77.
- [27] 蔡兆奇.双Buck逆变器的拓展研究,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2008.
- [28] 朱军卫,龚春英.逆变器单极性电流 SPWM 控制与滞环控制比较.电力电子技术,2004,38(1):26~29.
- [29] G. Hua, F. C. Lee, M. M. Jovanovic.An improved full-bridge zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor.IEEE Trans. on Power Electronics,1993,4(8):530~534.
- [30] P. Sanchis, A. Ursua, E. Gubia and L. Marroyo.Buck-Boost DC-AC inverter: Proposal for a New Control Strategy.IEEE Power Electronics Specialists Conference,Germany,2004: 3994~3998.
- [31] Wu Hongying, Lin Dong, Zhang Dehua, and Yao Kaiwei.A current-mode control technique with instantaneous inductor-current feedback for UPS inverters.IEEE APEC'99,1999: 951~957.
- [32] Ramón O. Cáceres, Winston M. García, Oscar E. Camacho.A Buck-Boost DC-AC Converter: Operation, Analysis, and Control.IEEE International power electronics congress,1998: 126~131.
- [33] 胡寿松.自动控制原理(第四版).北京:科学出版社,2001:80~118.
- [34] 孔雪娟.数字控制PWM逆变电源关键技术研究,[博士论文].武汉:华中科技大学,2005.
- [35] 陈东华.瞬时值控制逆变器技术研究,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2003.
- [36] 权建洲,吴保芳,孙容磊,熊有伦.基于前馈补偿的SPWM 矩阵变换器控制策略研究.中国电机

- 工程学报,2006,26(5):88~94.
- [37] 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.
- [38] 杨建宁.6KVA三相/单相400HZ静止变流器研究,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2005.
- [39] 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.
- [40] 洪峰,单任仲,王慧贞.三电平双降压式全桥逆变器.中国电机工程学报,2008,28(12):55~59.
- [41] 洪峰,刘军,严仰光.滞环电流型控制双 BUCK 逆变器.电工技术学报,2004,19(8):73~77.
- [42] 朱军卫,龚春英.逆变器单极性电流 SPWM 控制与滞环控制比较.电力电子技术,2004,38(1):26~29.
- [43] 张先进.双BUCK半桥逆变器研究,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2005.
- [44] G. H. Bode, D.N. Zmood, P. C. Loh and D. G. Holmes. A Novel Hysteresis Current Controller for Multilevel Single Phase Voltage Source Inverters. Conf. Rec. IEEE PESC, 2001:1845~1850.
- [45] Bong-Hwan Kwon, Tae-Woo Kim, and Jang-Hyoun Youm. A Novel AWM-Based Hysteresis Current Controller. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.13, No.2, March 1998:297~307.
- [46] 杨帆.50KVA双降压式半桥逆变器,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2007.
- [47] 赵修科.实用电源技术手册磁性元件分册.沈阳:辽宁科学技术出版社,2002:133~136.
- [48] 苏奎峰.TMS320X281xDSP原理及C程序开发.北京:北京航空航天大学出版社,2008:143~175.
- [49] 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,2005:74~80.
- [50] 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,2002:113~164.
- [51] 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.
- [52] 魏少华.6KVA三相逆变器研究,[硕士学位论文].南京:南京航空航天大学大学,2002.
- [53] 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.
- [54] 胡兴柳.400Hz逆变器的数字控制技术研究,[南京航空航天大学硕士学位论文].南京:南京航空航天大学,2004.
- [55] 米雪涛.基于DSP的PWM变频调速系统的设计,[太原理工大学硕士学位论文].太原:太原理工大学,2004.
- [56] 熊乐进.基于DSP的单芯片数字控制UPS电源,[浙江大学硕士学位论文].浙江:浙江大学,2002.
- [57] 李勇明.基于DSP的交流稳流源数字控制研究,[浙江大学硕士学位论文].浙江:浙江大学,2004.
- [58] Tomoki Y. Atsuo K.. Disturbance observer based fully digital controlled PWM inverter for CVCF

operation.IEEE Transactions on Power Electronics,1994,19(5):473~480.

- [59] Atsuo K, Ronachal C, Toshimasa H, Richard G. H..Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor.IEEE Transactions on Power Electronics,1988, 3(2):118~125.

致 谢

论文完成之际，我想感谢所有指导我、帮助我以及和我一起工作、学习和生活的人，是他们让我感受了愉快和充实的研究生生活。

首先要深深地感谢我的导师陈志辉副教授。感谢他给我提供了实践操作、开阔眼界和学习新知识的机会。本文在选题、研究和撰写过程中，始终都得到了导师悉心的指导。当我遇到困难时，给我提出很多建设性的意见，帮助我渡过一个个难关。导师为此付出了大量的时间与汗水。导师广博精深的知识，严谨求实的治学作风和开拓进取的精神，为我树立了良好的榜样。陈老师不仅把我领进了电力电子的研究领域，而且让我了解到做一名科研工作者所需要的精神。导师的言传身教将使我受益终生，谨向导师表示衷心的感谢和崇高的敬意！

同时还要感谢杨善水副教授、王莉教授、张卓然讲师和邓翔老师在课题完成中提供的帮助与指导，从他们身上我学到了很多知识和做人的道理。在此向他们表示诚挚的感谢。

特别感谢师兄——博士生洪峰，在课题研究过程中给予的指导和帮助。感谢博士研究生戴卫力和陈杰等给予过的热心帮助。

感谢已毕业的师兄师姐杨帆、石会、高翔、张军、孙祖勇、董希建、局蓉蓉、黄仙密和苏凯程给与我的指导与帮助。感谢同届研究生陈冉、张敏、盛晓辉、姬超、林小进、张旭明、邵艳红、周竞捷、江登宇、姜斌峰、胡杰、黄代文等在学习上的帮助。感谢师弟师妹贺强、官文峰、周楠、刘友伟和王娇燕等在课题研究和实验过程中提供的帮助。感谢同宿舍的张俊和孙超给与我的热情帮助和友谊。

特别感谢我的父母和妹妹在生活上给予我的关心和支持，是你们给了我生活和精神上的支持和鼓励，是你们关怀让我顺利完成学业。

最后，向审阅本文的专家、教授致以深深的敬意和谢意。

孙运凯

二 九年一月

南京航空航天大学航空电源重点实验室配电研发中心

在学期间的研究成果及发表的学术论文

在学期间发表及录用的学术论文

1. 孙运凯, 陈志辉, 洪峰.SPWM 控制技术在双 BUCK 逆变器中的应用. 电力电子技术, 2008, 已录用.

攻读硕士学位期间参加科研项目情况

1. 徐州空军学院“新型航空地面电源的研究”项目中的发电机测试和逆变器的研制
2008 年 4 月结题