

摘要

本论文应用高频链技术和数字信号处理技术，研究并实现了基于 DSP 的高频链逆变电源。电源开关频率达到 75KHz，功率达到 500W，实现了零电压导通软开关，电源效率得到提高。

论文首先概括介绍了高频链结构逆变电源及电源的数字化技术，通过对国内外发展现状的阐述，分析了研究并实现这种电源的必要性和意义。

在拓扑结构上，论文中采用电流源交流环节高频链拓扑方案，通过定性分析、理论推导、仿真研究，说明此方案产生的 SPWM 波形谐波分量更低、开关应力更小、高频化更易实现、滤波电路更易设计。

针对全桥高频逆变部分，论文详细介绍了移相控制方法，此方法结合功率 MOSFET 管输出电容和振荡电感实现了开关管的零电压导通，使得电源的效率得到提高，高频噪声得到有效抑制。

针对逆变电源的控制系统，采用双闭环 PID 反馈控制算法，其动态响应速度更快，更有利子系统静态误差的消除。论文中对算法进行了理论分析，并详细介绍了应用 DSP 的数字化实现方法，并给出了程序设计流程。

论文应用 Matlab/Simulink 对逆变电源系统进行建模仿真研究，包括对移相产生 SPWM 波、电源的功率电路系统、控制反馈系统进行建模与仿真，在仿真层面上验证理论、方法的正确性，指导了电源的软硬件设计。

针对电源的控制，应用 DSP (TMS320F2812) 芯片，论文研究设计了以 DSP 为核心的逆变器控制电路，详细地阐述了控制电路系统的软硬件设计过程及流程。

论文最后硬件实现了逆变电源样机，并给出了实验结果。

关键词：逆变电源；高频链；SPWM；DSP；仿真；PID

Abstract

This paper applied high frequency linked technology and the digital signal processing technology, researched and realized high frequency linked inverter power supply based on DSP. The switching frequency of the power supply reaches 75 KHz, the power reaches 500W, realized the partial ZVT, The efficiency obtained the enhancement.

First, the paper summarized high frequency linked inverter power supply and the power supply digitized technology. Through introducing the domestic and foreign present research work development, the necessity and significance of researching on and realizing this kind of power supply was illuminated.

In the paper, the scheme of the current supply AC high frequency linked topology was applied. Through the qualitative analysis, the theory reasoning, and the simulation research, it explained that, in this scheme, the harmonic component of the output SPWM wave is lower, the switching stress is smaller, the high frequency is easier to realize, the filter circuit is easier to design.

In view of the high frequency full-bridge inverter part, the paper introduced the phase shifting control method in detail. With power MOSFET output capacitor and the resonant inductance, ZVT soft switching was realized. The efficiency of the power supply obtains the enhancement; the high frequency noise was under the effective suppression.

In view of the inverter power supply control system, the paper applied the double closed-loop PID feedback control algorithm. The dynamic corresponding speed is quicker; it is more advantageous to the system static error elimination. The paper has carried on the theoretical analysis to the algorithm, introduced the digitized realization method based on DSP in detail, and has given the programming flow.

The paper applies Matlab/Simulink conducts the modelling simulation

research to the inverter power supply system, including the phase shifting SPWM wave, the power circuitry, and the feedback control system, which confirms the validity of the topic in the simulation view, and which has guided the software and hardware design of the power supply.

The control of the power supply applied DSP (TMS320F2812) chip, the paper researched and has designed invertor control circuit which takes DSP as the core, elaborated the control circuit system software and hardware design process and the flow in detail.

The paper final presented the invreter power supply prototype and its experimental results.

Key words: Inverter; high frequency linked; SPWM; DSP; Simulation; PID

哈尔滨工程大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：本论文的所有工作，是在导师的指导下，由作者本人独立完成的。有关观点、方法、数据和文献的引用已在文中指出，并与参考文献相对应。除文中已注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者（签字）: 王美玲

日期： 2007 年 3 月 9 日

第1章 绪论

随着以石油、天然气、煤等为代表的不可再生能源面临枯竭，人们在使用能源的过程中也面临如何提高能源效率的问题，更好地开发和利用能源，走可持续发展之路已是当今世界的热门话题^[1-4]。在这种形势下，电力电子技术作为一门发展历史不长的学科，越来越受到人们的重视。逆变技术作为电力电子技术领域之一，有着非常重要的地位，它是现代电力传动系统中的主要支撑，是不间断电源（UPS）的核心技术，更是将太阳能、风能、潮汐能和化学能等为代表的新能源转化为电能并形成并网发电的关键。

所谓逆变就是把直流电变成交流电的过程。逆变器是实现逆变过程的装置，而逆变电源是指利用电能变换技术，将一次直流电能转换成适合各种用电对象的二次交流电能的系统或装置。逆变技术研究逆变电路的理论和应用设计方法，它是建立在工业电子技术、脉宽调制（PWM）技术、磁性材料等学科基础上的一门学科，主要包括半导体功率器件及其应用、功率变换电路和逆变控制技术三大部分^[5]。

1.1 传统逆变电源

图 1.1 所示为传统的直流输入逆变器主电路结构，这种逆变器通常应用于 UPS、车载电源、变频电源等小功率电源。其功率主电路采用 DC/AC 逆变器—工频变压器—LC 滤波器的结构，控制电路产生驱动信号来驱动开关器件进行开关动作，将直流电转换为正弦脉宽调制波后，再经过隔离升压变压器滤波得到输出工频交流电。传统的逆变电路结构性能稳定可靠而且技术成熟，已得到广泛应用。但是由于其变压器工作在工频升压下，其传递的电压波形是单极性 SPWM 波，其谐波成分会导致变压器附加发热，为满足散热要求，不得不加大体积和重量，同时谐波也是噪音产生的根源，为了去除谐波，设计滤波器的体积将大到难以接受。此外对于输入电压及负载的波动，传统逆变器的动态响应性能较差^[6]。

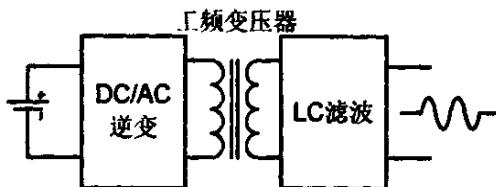


图 1.1 传统逆变器电路结构框图

在传统逆变器的基础上，人们不断提出新的方法，特别是把逆变器的开关频率升高到20kHz以上，使得其输出滤波器体积明显减小，其动态性能得到改善。但是由于传统逆变器的变压器仍传递SPWM波，单纯的提高开关频率，并不能使其体积得到减小^[7]。为了实现逆变电源的小型化、轻便化和高效化的目的，就必须研究新的逆变技术。高频链逆变技术在这种需求之下应运而生。

1.2 高频链结构逆变电源

为了克服传统逆变器的缺点，Mr. Espelage等人于1977年提出了高频链技术的概念^[8]，由于高频链技术能够大大减小逆变电源的重量和体积，所以成为国内外争相研究的热点。

高频链技术是指利用高频开关技术使隔离耦合变压器实现高频化、小型化、无噪声化的技术^[9]。由于：

$$U = 4.44 f N S$$

式中： U 为正弦电压有效值（V）；

f 为交流电压频率（Hz）；

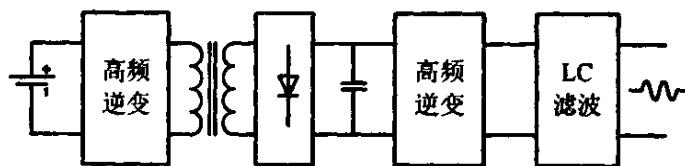
N 为绕组匝数（匝）；

B 为铁心磁通密度（T）；

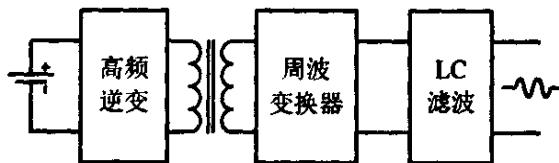
S 为铁心的横截面积（m²）。

所以，当电压和铁心材料选定后， f 与 NS 成反比，即 f 越大， NS 越小，这样就可以达到减小变压器的体积和重量的目的。

日益成熟高频链逆变电源从结构上主要分为二类^[10]，即直流环节高频链变换型和交流环节高频链变换型，如图1-2所示。



(a) 直流环节高频链变换型



(b) 交流环节高频链变换型

图1.2 两种高频链逆变电源结构方框图

图1.2 (a) 所示为目前应用最广的直流环节高频链变换型逆变电源^{[11][12]}框图。因该方案是在传统逆变电源的直流侧和逆变器之间加入一级DC/DC变换器，由于DC/DC变换器采用的是高频变换，所以电路中使用的是高频变压器，这样就可以省掉体积庞大的工频变压器。虽然DC/DC变换实现起来比较容易，但是功率只能单向流动，负载不能向电源回馈能量；且两级功率变换，使得系统效率低，系统复杂，从而降低了系统的可靠性。

图1.2(b)所示为交流环节高频链变换型逆变电源框图^[13-16]，该方案主要由逆变器、高频变压器和周波变换器组成，是目前实现双向传输功率的常用方案。和直流环节高频链变换型逆变电源相比，该方案省去了图1.2 (a) 所示方案中的直流环节，功率实现了功率的双向流动；只需两级功率变换，降低了变换器的通态损耗和系统的复杂性，提高了系统的效率和可靠性。但是电压源高频链逆变器存在一个固有的电压过冲问题，即当高频变压器中连续的电流被周波变换器的器件换流打断时，存储在高频变压器漏感中的能量将失去其释放回路，从而导致高频变压器和周波变换器之间的电压过冲。电流源高频链逆变器基于Flyback变换器的拓扑结构^[17-21]，其高频变压器不仅能实现电隔离和电压增益调整功能，而且能存储能量。故可以省去输出滤波电感，并解决了电压源高频链逆变器的电压过冲问题。因此这种结构具有紧凑拓扑结构、简单的控制方案和良好的动态性能。

1.3 数字化逆变电源

采用模拟电路控制逆变电源，存在许多固有的缺点^{[22][23]}：

- (1) 模拟控制电路采用大量的分散元件和电路板，导致系统的设计复杂，硬件成本偏高，系统的可靠性下降；
- (2) 由于人工调试器件的存在，导致生产效率降低及控制系统一致性差；
- (3) 器件老化及热漂移问题的存在，导致逆变电源输出性能下降；
- (4) 产品升级换代困难，对同一型号的模拟控制逆变电源，若不改动硬件，升级是不可能的，每一个新型的逆变电源都要求重新设计、制造控制系统；
- (5) 模拟控制的逆变电源的监控功能有限，一旦出现故障，要想恢复正常，技术人员必须亲赴现场；

为了解决逆变电源模拟控制电路的等等不足，同时采用更先进的控制方法来提高逆变电源系统的输出波形质量和可靠性，人们越来越求助于数字化方案来提高电源设计的灵活性^[24]。80年代初期，为了提高逆变电源的通信功能及显示功能，逆变电源的设计中采用了微处理器，但是，由于微处理器的速度问题，逆变电源的控制仍然采用模拟电路进行。随着工业控制用高速数字信号处理器（DSP）的发展和应用，逆变电源控制由模拟控制向数字化控制的转变成为了可能。由于具有超强的数据处理能力和很快的处理速度，配合高性能的 A/D 变换器，DSP 能够瞬时地读取逆变电源的输出，并实时地计算出输出 PWM 值。正是 DSP 的采用，使得在模拟控制中存在的许多问题得到了很好的解决，并且一些先进的控制策略也逐渐应用于逆变电源的控制之中。这样对于逆变电源负载的不确定性，数字化系统可以对负载动态变化产生的谐波进行动态的补偿，而不需人为地干预，从而使逆变电源的输出波形质量、谐波分量等达到可以接受的水平。

近年来，以 TI2000 系列为代表的更适应工业控制的新一代 DSP 控制器芯片孕育而生，其处理速度极快，机器周期只有数纳秒，且大多数指令都是单周期指令；强大的哈佛结构使得数据、程序空间分开，程序和数据调用更加灵活快捷；强大的外设资源内置了电机专用事件管理器、高速高精度多通

道 A/D 变换器、SPI 串口、SCI 串口、flash 存储器等，有力地配合功率模拟电路。在逆变电源控制上应用新一代的 DSP 控制器芯片，使得逆变电源开关频率更高，PWM 分辨率更高，输出波形更好，应用于逆变器上的控制算法更加先进。本文所研究与实现的就是基于 TI2000 系列 TMS320F2812 芯片控制的高频链逆变电源。

1.4 国内外研究现状与论文研究的意义

国外在高频链逆变技术及电源的数字化控制上处于领先地位。早在 20 世纪 80 年代，日本日立公司就研制出频率 20KHz，功率 1KW 的 UPS 电源，采用了先进的高频链结构，省去了传统 UPS 的笨重的工频变压器和滤波器，实现了逆变器的小型化，但是控制电路主要以模拟电路为主，开关技术主要是硬开关，电压应力较高，损耗较大。随后，美国、韩国等发达国家不断探索、研究，在逆变电路拓扑、软开关技术等的研究及数字化控制上作出了杰出贡献。文献^[15]中以 DSP 为控制核心，采用移相控制方法，利用 DSP 的高速计算能力实时输出 8 路驱动信号，消除了开关管电压尖峰，省去了吸收电路。但是由于没有使用 DSP 芯片强大的 PWM 外设，使得驱动计算过于复杂，加重了 CPU 的负担，限制了开关频率的提高。

国外已经投入大量资金进行高频链功率变换技术的研究。1998 年 9 月美国国家科学基金批准建立以弗吉尼亚电力电子系统中心等 5 所大学为主的电力工程研究中心，5 年投资达 6300 万美元。此外，美国田纳西大学的电力电子中心也已在开展用于 21 世纪混合型电动汽车速度控制的交流环节高频链功率变换技术的研究。

我国在这一领域的研究还处于起步阶段，很多文献只停留在理论、拓扑结构与仿真的层面上。1999 年，浙江大学研制出基于反激变换器原理的 250W 高频链逆变器^[25-27]。该逆变器通过 6 个功率开关的控制，在各个时间阶段均以反激变换器的方式工作，实现了功率双向流动。但这种拓扑很难提供大功率的输出，高频变压器的使用效率不高，在相同功率下其变压器体积要大些。另外，该控制方式仍属于硬开关技术，难以克服由于变压器漏感以及分布电感带来的电压尖峰。2005 年，中电 29 所研制的基于 DSP 的高频链逆变电源，

其功率为 1KW，其结构采用了直流环节高频链结构，先将低压直流电压经开关管及高频变压器高频升压，再经过整流滤波输出高压直流电，最后通过全桥变换器把高压的直流电逆变输出正弦波，在控制方式上采用比较先进的移相控制方案，虽然开关损耗被大大降低，但是由于其结构是三级结构，效率不高，加上中间级有整流电路，其功率不能双向流动。目前，国内还有用单片机、专用集成芯片产生 SPWM 正弦波，以改善输出波形。但其本质仍是工频变换，而不是高频链技术。总之，国内的数字化高频链逆变技术还有待进一步的发展。

作为电力电子技术领域之一的电源行业，正朝着高频化、高效化、数字化的道路发展。论文中研究、实现基于 DSP 控制的高频链逆变电源，就是要利用先进的逆变拓扑结构、先进的控制理论、先进的数字化控制方法推动国内电力电子技术，尤其是功率逆变技术的发展。

1.5 论文的研究内容

论文所研究的内容是应用现代的开关器件、高性能的 DSP 控制器、先进的控制方法实现高频、高性能、高效率、高可靠性、低成本的高频链逆变电源。论文从交流环节高频链结构的拓扑结构、工作原理出发，对高频链电源的方案进行理论的推导和选择，对电源系统进行仿真，最后通过对 DSP 软件编程、硬件设计、调试得到输入直流电压为 27V，开关频率 75KHz，输出频率 50Hz，输出电压 150V，功率 500W，波形失真不超过 1% 的逆变电源样机。论文主要完成以下几方面工作：

- (1) 控制方法的研究，包括适用于高频链结构的 SPWM 算法、双闭环数字 PID 算法，论文将对算法进行理论的分析。
- (2) 软开关移相控制技术的研究，应用移相控制技术实现 SPWM 波，使得逆变电源达到软开关，有效地降低开关损耗，提高逆变电源的整体效率。
- (3) 对高频链逆变电源系统应用 Matlab/Simulink 进行建模仿真研究，包括对移相产生 SPWM 波、电源的功率电路系统、控制反馈系统进行建模与仿真，论文将在仿真层面上验证理论、方法的正确性。
- (4) 基于 DSP 的算法实现，电源的控制系统由 DSP 软件编程实现，论

文将以 CCS 软件开发平台设计 DSP 应用程序，程序实现了移相 SPWM 控制算法、双闭环数字 PID 算法等。论文将给出 DSP 软件设计流程，定性地说明基于 DSP 实现逆变电源控制系统的方法。

(5) 系统硬件的设计，论文将阐述逆变电源功率主电路、驱动电路、保护电路、调理电路、以 TMS320F2812 主控芯片的控制电路的硬件设计与调试。

论文以下各章安排如下：

第二章，高频链逆变电源的结构和工作原理。介绍了电流源交流环节高频链结构逆变电源的总体构成，重点介绍了交流环节高频链逆变的拓扑结构，对其工作原理、工作控制过程进行了讨论和说明。

第三章，基于 DSP 的交流环节高频链结构实现 SPWM。首先，介绍了两种 SPWM 波形，对两种波形的谐波量大小进行推导与仿真，比较说明了采用的 SPWM 波形方案的优越性；随后，介绍了论文中逆变电源的控制方法，其中阐述了高频逆变器部分的移相控制方法，通过对工作状态过程的分析，定性地阐述了逆变电源应用移相方法实现软开关的过程；本章最后，介绍了应用 DSP 产生移相控制 SPWM 的方法，给出了软件设计流程图。

第四章，闭环控制系统。主要介绍数字 PID 算法，电源的双闭环反馈控制，论文阐述了应用 DSP 实现双环数字化 PID 控制的方法，给出了软件设计流程图。

第五章，高频链逆变电源的 Matlab 仿真。分别建模、仿真开环控制的电源系统及双闭环控制的电源系统，得到各环节的仿真波形、谐波频谱。验证了电源拓扑结构、控制方法、闭环反馈控制系统的正确性，有力地指导了电源的设计。

第六章，高频链逆变电源的硬件实现。文中主要介绍电源功率主电路的设计，以 TMS320F2812DSP 为主控芯片的控制电路的设计，给出实验结果与结果分析，验证理论、方案、方法的正确性。

第2章 高频链逆变电源的结构和工作原理

2.1 总体结构描述

基于DSP的高频链结构逆变电源，主要思想是应用功能强大的数字信号处理器控制逆变电源功率主电路的多个功率开关管，使其输出得到高质量的交流电压。

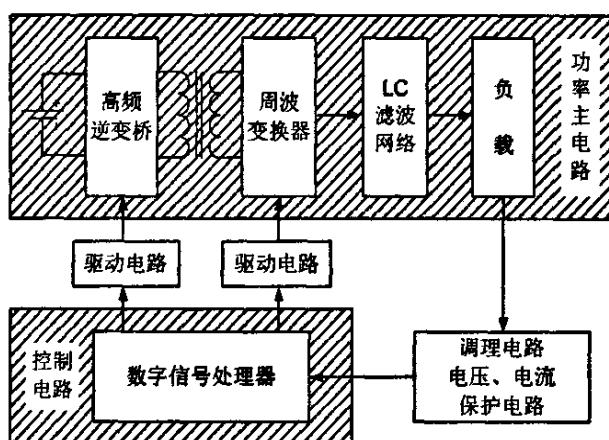


图2.1 论文中逆变电源的总体结构

如图2.1所示，文中逆变电源的总体结构大致分为功率主电路、控制电路、驱动电路、调理电路、保护电路等几部分。其中功率主电路采用交流环节高频链结构，是电能流通的主要通道；控制电路仅由数字信号处理器构成，它的作用是控制功率主电路的多个功率开关管，通过一定的算法实现诸如SPWM波形、软开关移相控制、反馈控制、电源保护、微机通信、并联控制等多任务；驱动电路应用专用带有隔离保护的MOSFET、IGBT驱动芯片，使得控制电路和功率电路有效隔离并增强数字信号处理器对功率开关管的驱动能力；调理电路由霍尔器件和一系列运算放大器等构成，目的是实时地反映负载输出电压、电流的大小并使其转换在数字信号处理器内置A/D转换器允许的电压范围内，其中应用霍尔器件又起到了强电和弱电隔离的作用；对电源起到保护作用的部分融合在调理电路和控制电路之中，调理电路一方面提

供了A/D转换器所允许的电压范围，另一方面又实时地捕捉到因为故障而引起的过流、过压问题。超过设计允许的电压、电流通过A/D采样，以数字的形式进入控制电路的DSP中，这样就可以通过程序语言中断开关管的能量传递，最终保护电源系统整体。

可以说，基于DSP的高频链逆变电源的核心部分就是功率主电路部分和控制电路部分，论文的研究重点由此放在了交流环节高频链逆变器的拓扑结构及如何对这种拓扑结构进行的控制上。以下几小节将重点介绍和说明功率主电路拓扑电路组成、工作过程，控制电路DSP的原理及相关外设的应用。

2.2 功率主电路的结构描述

功率主电路应用电流源交流环节高频链逆变拓扑，该方案中的电路拓扑结构具有更简单的高频变压器结构和更低的开关应力。图2.2所示为其电路组成。它由高频逆变器，高频变压器，周波变换器、LC滤波网络三部分组成。

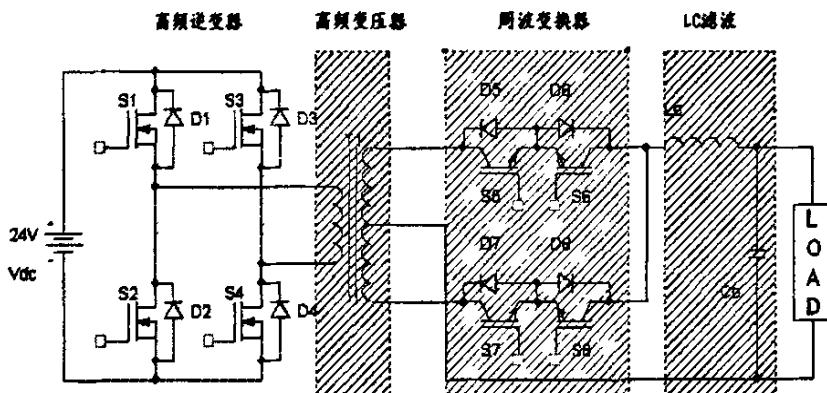


图2.2 主电路的电路结构

1、高频逆变器部分

高频逆变器的作用是把输入电源进行DC/AC变换，通过开关管高频切换，将直流电压逆变包含相关波形信息的双极性高频脉冲信号序列，去除了低频的谐波分量。

逆变电源中逆变器电路经常采用推挽式、半桥式、全桥式等多种拓扑结构，其中全桥式变换其拓扑在大中功率上应用最广^[28]。这样的拓扑结构和推挽式变换器相比开关管的开关电压减小一半，和半桥式变换器相比开关管导

通时电流减小了一半，所以它既保持了半桥电路的特性又具有推挽电路的电流特征。因此，全桥式变换器更适合应用于大电流、大电压、大功率的场合。全桥式变换器的控制方式灵活，由于有四个功率开关管，则可以在原有PWM控制方法的基础上采用移相方式实现SPWM波，有效地减小开关损耗，实现软开关。论文中所设计的逆变电源要求输入电流较大、功率较高、且功率开关管要实现软开关，所以在高频逆变部分应用了全桥变换器拓扑结构。

2、高频变压器部分

高频变压器的作用是实现电隔离和电压增益调整，当负载为容性或者感性时，又能够存储能量，减小了周波变换器的开关应力，且有利于实现功率的反向流动。

3、周波变换器部分

周波变换器起到AC/AC变换作用，通过开关管工频切换，将双极性高频脉冲信号序列变换成单极性SPWM脉冲序列。周波变换器可以采用全波式、全桥式。由于DSP外设PWM输出的局限和电源整体经济使用的角度考虑，后端的周波变换器部分应用控制相对简单的全波式结构。周波变换器中的开关管S5~S8通常工作在工频，只有当负载向电源回馈能量时才工作于高频，这样可以有效地减小开关损耗，使得逆变电源整体的效率得到提高。

4、LC滤波网络

由于论文中逆变电源方案采用高频载波调制，使得其滤波器易于设计，体积也相对较小。其作用是消除高频分量，得到高质量的正弦波。

5、各部分的工作波形及过程

各部分的输出波形如图2.3所示，输入24V直流电经过全桥变换器的高频逆变，输出75KHz双极性高频脉冲序列，适合高频变压器传输。双极性高频脉冲序列通过高频变压器隔离、升压后，用周波变换器同步整流，把50Hz正半周期的负脉冲翻转成正脉冲，把50Hz负半周期的正脉冲翻转成负脉冲，得到50Hz单极性SPWM波。单极性SPWM波通过LC滤波，则输出光滑的150V/50Hz正弦交流电压。

图中， u_1 示意直流电压通过高频逆变桥产生的低压双极性高频脉冲序列； u_2 示意高频变压器次级输出的高压高频频序列； u_3 示意周波变换器输出的单极性SPWM脉冲序列； u_4 示意LC滤波网络输出正弦交流电波形。

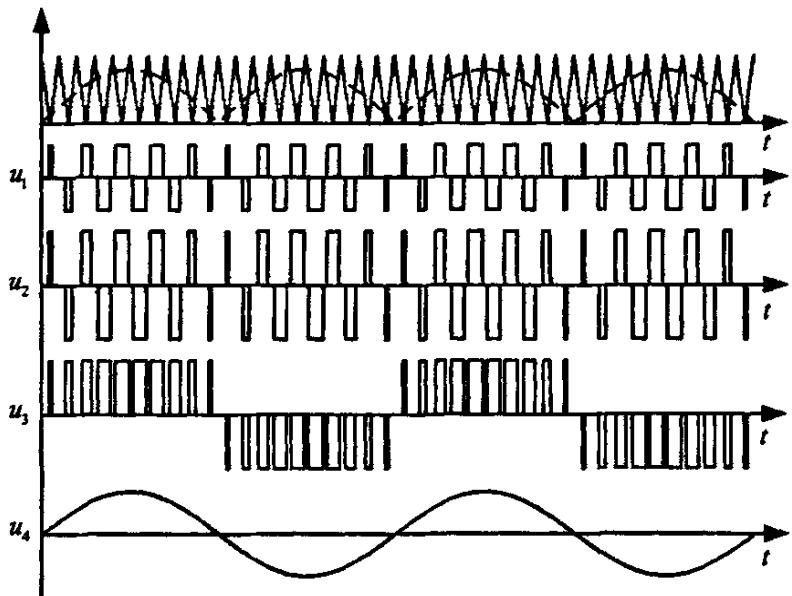


图 2.3 主电路各部分输出波形示意

2.3 基于 DSP 的控制电路介绍

论文中，电源的控制电路以 DSP 为主控芯片，本小结将在 DSP 结构特点和所应用的 TMS320F2812 芯片上加以介绍和说明。

2.3.1 DSP 芯片的基本特点

DSP 芯片，又称为数字信号处理器^[29-31]，是一种特别适合于进行数字信号处理的微处理器，DSP 芯片集成高速乘法器，具有多组内部总线，能够进行快速乘法和加法运算，适用于高速数字信号处理的高速、高位单片计算机，这种器件常常被称为单片数字信号处理器。基于 DSP 芯片的数字信号处理、控制系统是以数字信号处理为基础的，与传统的模拟电路处理、控制系统相比，其具有以下优点：

- (1) 高度集成。集滤波、A/D、ROM、RAM、FLASH 等和 DSP 内核一体于模拟数字 DSP 芯片，有效减小系统的体积重量。
- (2) 逻辑、控制、运算可编程化。DSP 系统中的可编程 DSP 芯片可使

设计人员在开发过程中灵活方便的对软件进行修改和升级。

(3) 可重复性好。模拟系统的性能受元器件参数性能影响比较大，而数字系统基本不受影响，因此数字系统便于测试、调试和大规模生产。

(4) 稳定性好。DSP 系统以数字处理为基础，受环境温度和噪声影响小，可靠性高。

(6) 精度高。如定点 32 位 DSP 芯片，运算精度可达 10^{-32} ，浮点 DSP 精度更高。

(7) 接口方便。DSP 系统与其他以现代数字技术为基础的系统或设备都是相互兼容的，与这样的系统接口以实现某种功能要比模拟系统与这些系统接口要容易得多。

(8) 低功耗低电压。DSP 采用先进的 CMOS 工艺，与模拟系统相比，其需要的功率和电压更低。

DSP 在结构上一般具有如下主要结构特点：

1、采用哈佛结构体系或改进哈佛结构体系

DSP 芯片采用程序总线、数据总线分别独立，并具有多条总线的哈佛结构。程序存储器和数据存储器是两个相互独立的存储器，每个存储器独立编址，用独立的程序总线、数据总线或多条总线分别进行访问。这种内部总线并行技术，即相立独立的总线允许在一个机器指令周期内同时进行程序读出（来自程序存储器）和数据存取（来自数据存储器）而互不干扰。改进哈佛结构的程序存储器和数据存储器之间可以进行数据的传送，从而更有效地提高效率。

2、采用流水线技术

计算机在执行一条指令时，总要经过取指令、译码、访问操作数、执行等几个步骤，需要若干个机器周期才能完成。DSP 的流水线结构是指它的这几个阶段在执行过程中是重叠的：第一条指令取指后译码时，第二条指令取指；第一条指令访问数据时，第二条指令译码，第三条指令取指；……；即在任意给定的周期内，可能有 1~4 条不同的指令是激活的，每一条指令都处于不同的阶段。也就是说在执行本条指令时，下面的 3 条指令已依次完成了取操作数、译码、取指令的操作。尽管每一条指令的执行时间仍然是几个机器周期，但由于指令的流水作业，使得每一条指令基本上都是单周期指令。

3、硬件乘法器

在 DSP 中备有硬件连线逻辑的高速“与或”运算器（乘法器和累加器），取两个操作数到乘法器中进行乘法运算，并将乘积加到累加器中。这些操作都可以在单个周期内完成。在数字信号处理算法中，乘法和累加是基本的大量的运算。硬件乘法器可以使这些运算的速度大大提高，是 DSP 实现快速运算的重要保障。

4、多处理单元

DSP 内部一般都包括多个处理单元，如硬件乘法器（MUL）、累加器（ACC）、算术逻辑单元（ALU）、辅助算术单元（ARAU）。它们都可以在单周期内执行完各自的任务。例如：当完成一个乘法和累加的同时，辅助算术单元已经完成了下一个地址的寻址工作，为下一次的运算作好了充分的准备，因此 DSP 可以完成连续的乘加运算，而每一次的运算都是单周期的。这些都为数据的采集、高速度的处理以及实时控制提供了完备的硬件基础。

5、强大的外设配置

为了配合模拟电路和整个系统工作，新一代 DSP 内置了强大的外设功能，嵌入了如通信口（SCI）、主机接口（HPI）、事件管理器（EV）、定时器、A/D 转换器等外设器件。DSP 的强大外设使得 DSP 芯片功能更强大、专用，基于 DSP 的工业控制系统更易于设计。

2.3.2 TMS320F2812 芯片概述

TM320F2812 芯片是 TI 公司主推的定点型 T12000 系列 DSP 芯片，特别适合于精密仪器、伺服系统、电源系统、电机系统的控制，其具有以下一些结构特点^[32]：

- 采用高性能的静态 CMOS 技术
 - 主频 150MHz，机器周期为 6.67nS，处理速度极快
 - 低功耗低电压，内核供电只需 1.8V，外部 I/O 供电只需 3.3V
- 高性能的 32 位 CPU
 - 可以进行双 16×16 位乘法/累加（MAC）操作和 32×32 位 MAC 操作

- 内部采用改进型哈佛结构，效率极高
 - 能够快速的响应和处理中断
 - 代码高效化，可以应用 C/C++、汇编语言对 DSP 进行编程
 - 完全和 TM320F24x/LF240x 兼容
 - 存储资源丰富
 - 片内置有 128K 字 Flash 存储器，分成 4 个 8K 字和 6 个 16K 区间
 - 片内置有 128k 字 ROM 存储器和 1K 字的 OTP ROM
 - 片内置有 L0 和 L1：两个 4K 字 SARAM, H0：一个 8K 字 SARAM, M0 和 M1：两个 SARAM
 - 片外多达 1M 的寻址空间，且支持软件等待状态
 - 时钟系统、控制系统和中断系统
 - 支持同步 PLL 整数倍频，改变系统和外设的应用频率
 - 片内晶振，给系统的时钟电路设计带来方便
 - 内置了看门狗定时器模块
 - 中断达到 96 个，包含三个可屏蔽外部中断，外设产生的 45 个中断等
 - 内置 3 个 32 位 CPU 定时器（CPU-timer）
 - 强大功能的外设资源
 - 内置两个电机控制专用的事件管理器（EVA、EVB）。包含 16 个脉宽调制（PWM）通道，其中 9 个相互独立；3 个 16 位全比较单元，有死区功能；4 个捕获单元，其中两个有正交编码器脉冲接口功能
 - 内置 12 位 16 通道模拟/数字转换器（ADC），可以配制成两个 8 通道输入，最快转换率为 80nS，转换电压范围为 0~3V
 - 外设串口丰富，包含外设串行端口（SPI）、两个串行通信端口（SCI）、增强型 CAN 总线（eCAN）等
 - 片上通用输入输出端口（GPIO）多达 54 个
 - 工作温度环境宽泛，以 PGF 封装为例，其温度范围达到 -40°C~125°C
- TMS320F2812 的结构如图 2.4 所示。

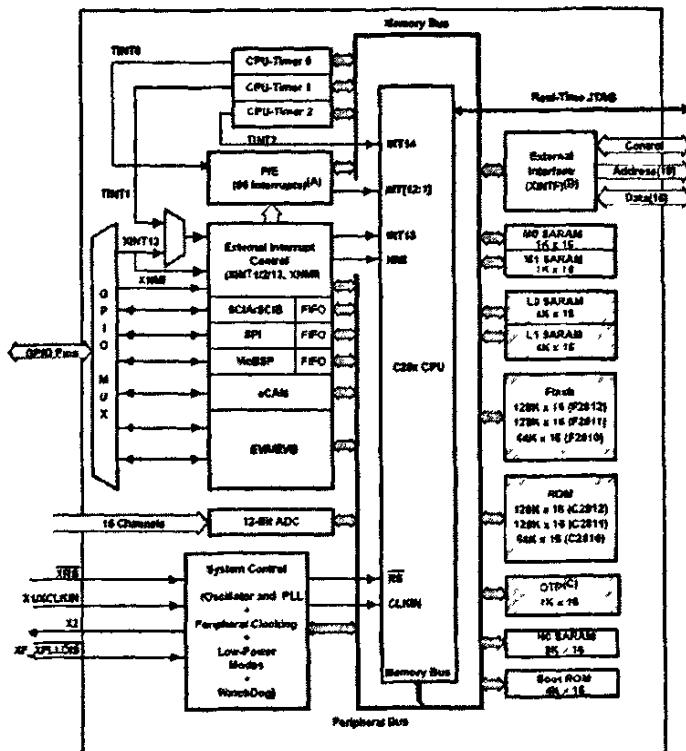


图 2.4 TMS320F2812 的结构图

通过对芯片的介绍，可以看出，其 CPU 的处理速度、强功能大的运算功能、丰富的外设资源、适当的工作环境范围十分有利于论文中逆变电源的控制电路研制，理论上，应用此款 DSP 的逆变电源在其载频和开关频率达到 75KHz 时，其 PWM 分辨率则达到 0.1%，其电压电流 ADC 转换精度达到 0.1%。通过和其他 DSP 芯片的比较，本文最终选用了此款芯片作为逆变电源的控制电路。

2.4 本章小结

本章主要介绍了电流源交流环节高频链结构逆变电源的总体构成，重点介绍了交流环节高频链逆变的拓扑结构，对其工作原理、工作控制过程进行了讨论和说明。本章最后概括介绍了基于 DSP 的逆变电源控制电路，主要阐述了 DSP 芯片的基本特点，及本文所应用 TMS320F2812 芯片的结构特点。

第3章 交流环节高频链结构实现 SPWM

当今逆变电源控制广泛地采用了 SPWM (Sinusoidal PWM) 正弦脉宽调制法。然而 SPWM 按其调制方式和输出波形特点可以分成多种形式，本文应用交流环节高频链结构选择并实现一种 SPWM 波，使逆变电源输出的谐波分量尽可能地降低，效率尽可能提高。

3.1 SPWM 正弦脉宽调制法

SPWM 正弦脉宽调制法 (Sinusoidal PWM) 是调制波为正弦波、载波为三角波或锯齿波的一种脉宽调制法，由于三角波或锯齿波的上下宽度是线性变化的波形，因此它与调制波相交时，就可以得到一组幅值相等，而宽度正比于调制波函数值的矩形脉冲序列用来等效调制波，用开关量取代模拟量，并通过对逆变器开关管的通断控制，把直流电变成交流电，这种技术就叫做 SPWM 技术。它是 1964 年由 A.Schonung 和 H.Stemmler 把通信系统的调制技术应用到逆变器而产生的，后来由 Bristol 大学的 S.R.Bower 等于 1975 年对该技术正式进行了推广应用。这相技术原理简单，通用型强，控制和调节性能好，具有消除谐波、调节和稳定输出电压的多种功能，是一种比较好的波形改善法，它的出现为中小型逆变器的发展起到了重要的推动作用。

SPWM 正弦脉宽调制法按输出电压在一个周期内的电平数（阶数），分成双极性的二阶式和三阶式。产生两种形式的 SPWM 都可以应用全桥式变换电路，其主电路如图 2.2 中高频逆变部分。

1、载波为全波三角波的二阶双极性 SPWM

SPWM 波形如图 3.1 (a) 所示，其中正弦波 $u_s(\omega_s)$ 为调制波，全波三角波 $u_c(\omega_c)$ 为载波。正弦波大于三角波的部分，功率开关管 S1，S4 导通，S2，S4 截止，产生二阶 SPWM 波形中的正脉冲；在正弦波小于三角波的部分，开关管 S2，S3 导通，S1，S4 截止，逆变器输出产生负脉冲。其开关频率和载波三角波的频率相同。

2、载波为半波三角波的三阶单极性 SPWM

SPWM 波形如图 3.1 (b) 所示，其中正弦波 $u_s(\omega_s)$ 为调制波，半波三角波 $u_c(\omega_c)$ 为载波。应用全桥拓扑产生这种 SPWM 波形，传统逆变器把功率开关管按调制正弦波正负两个半周期分开控制。正半周期时，S2, S3 始终截止，S1, S4 仅当正弦波大于三角波时导通，正弦波小于三角波时截止；负半周期时，S1, S4 始终截止，S2, S3 仅当正弦波大于三角波时导通，正弦波小于三角波时截止。其开关频率和载波三角波的频率相同。

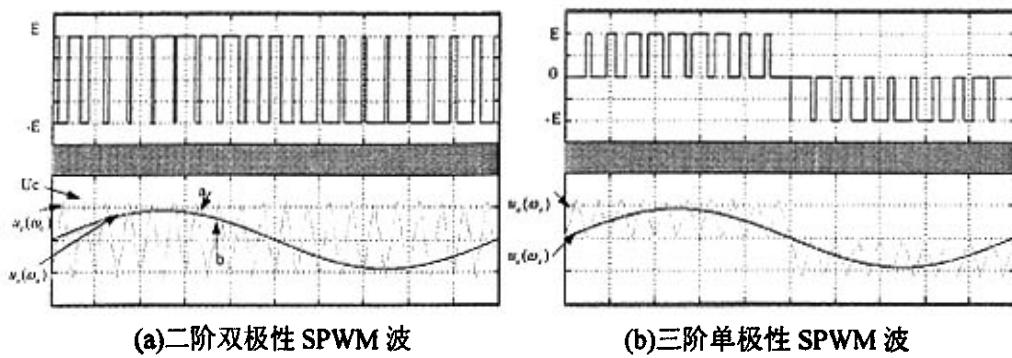


图 3.1 两种 SPWM 正弦脉宽调制波

3.2 两种 SPWM 调制谐波量的推导及 SPWM 方案的选择

为了能获得谐波分量更低、效率更高、输出波形更好的逆变电源，必须对上面两种 SPWM 调制的谐波分量进行推导，对其方案进行选择。

1、二阶双极性 SPWM 谐波的推导

把三角波用两个线性函数来表示，它们的斜率为 $\pm 2U_c/\pi$ ，初始值为 $+U_c$ 和 $-U_c$ ，三角波函数 u_c 的数学方程式为：

$$u_c = \begin{cases} -(\omega_c t - 2\pi k - \pi) \frac{2U_c}{\pi} + U_c, & 2k\pi + \pi \leq \omega_c t \leq 2\pi k + 2\pi \\ (\omega_c t - 2\pi k) \frac{2U_c}{\pi}, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq 2\pi k + \pi \end{cases}$$

$k = 0, 1, 2, \dots$

正弦波调制方程为： $u_s = U_s \sin(\omega_s t - \varphi)$

令 $\frac{U_s}{U_c} = M \leq 1$, M 为调制率; $\frac{\omega_c}{\omega_s} = N \gg 1$, N 为载波比, 为任意正整数。

如果采样点在正弦波和三角波的交点处, 图 3-1 (a) 所示, 则有 $u_s = u_c$ 。

对于采样点 a: $U_s \sin(\omega_c t - \varphi) = -(\omega_c t - 2\pi k - \pi) \frac{2U_c}{\pi} + U_c$,

令 $X = \omega_c t$, $Y = \omega_c t - \varphi$, 则 $X = 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y)$,

对于采样点 b: $X = 2\pi k + \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y)$,

那么二阶 SPWM 的时间函数 u_L 为:

$$u_L = \begin{cases} E, & X \begin{cases} \geq 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) \\ < 2\pi k + \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) \end{cases} \\ -E, & X \begin{cases} \geq 2\pi k + \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) \\ < 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) \end{cases} \end{cases}$$

$k = 0, 1, 2, \dots$

其中 E 为直流电源输入电压。

假设 m 为相对载波的谐波次数, n 为相对调制波的谐波系数, 则 u_L 的双重傅立叶级数表达式为:

$$u_L = \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos nY + B_{0n} \sin nY) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mX + B_{m0} \sin mX) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [A_{mn} \cos(mX + nY) + B_{mn} \sin(mX + nY)] \quad (3-1)$$

式中: $A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2}{(2\pi)^2} \int_x^T \int_x^T u_L e^{j(mX + nY)} dXdY$,

带入 3-1 式得到:

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{2E}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi(k-\frac{1}{2})}^{2\pi(k+1)-\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)} e^{j(mX+nY)} dXdY \\
 &\quad + \frac{2E}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi(k+1)-\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)}^{2\pi k+\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)} e^{j(mX+nY)} dXdY \\
 &\quad - \frac{2E}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi k+\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)}^{2\pi(k+\frac{1}{2})} e^{j(mX+nY)} dXdY
 \end{aligned} \tag{3-2}$$

注意到 $e^{jm2\pi k} = e^{jm2\pi(k+1)} = 1$ 时，则

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{E}{jm2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \{2e^{jm[2\pi k+\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)]} - 2e^{jm[2\pi(k+1)-\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)]}\} e^{jnY} dY \\
 &= -\frac{jE}{m\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \{e^{jm\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)} - e^{-jm\frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)}\} e^{jnY} dY
 \end{aligned}$$

由 Bessel 理论及 $(-1)^2 = e^{jn\pi}$ 得：

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= -\frac{j2E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) ((-1)^n e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}}) \\
 &= -\frac{j2E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) (e^{jn\pi} e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jn\pi} e^{-jm\frac{\pi}{2}}) \\
 &= \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) (\cos\frac{n\pi}{2} + j \sin\frac{n\pi}{2})
 \end{aligned} \tag{3-3}$$

当 $m=0, n=0$ 时， $A_{00} + jB_{00} = 0$ ；

对于基波和基波的谐波， $m=0$ ，带入 3-2 式有：

$$\begin{aligned}
 A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{E}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} 2\pi M \sin Y e^{jnY} dY = \frac{ME}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin Y (\cos nY + j \sin nY) dY \\
 &= \frac{jME}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin Y \cdot \sin nY dY
 \end{aligned}$$

对于基波， $n=1$ ， $A_{01} + jB_{01} = jME$ ， $B_{01} = ME$ ， $A_{01} = 0$ ；

对于基波的谐波， $n \neq 1$ ， $A_{0n} + jB_{0n} = 0$ ，说明不存在基波的谐波分量；

对于载波和载波的谐波， $n=0$ ，带入式 3-3 中有：

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m}{2}\pi\right),$$

$$B_{m0} = 0,$$

$$A_{m0} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m}{2}\pi\right)$$

当 m 为偶数时， $A_{m0} = 0$ ，说明不存在谐波分量；

$$\text{当 } m \text{ 为奇数时, } A_{m0} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m}{2}\pi\right);$$

对于载波及载波 m 次谐波的上下边频, 由式 3-2 得:

$$A_{mn} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos\frac{n\pi}{2}$$

$$B_{mn} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \sin\frac{n\pi}{2}$$

当 $m=1,3,5\dots$ 和 $n=\pm 2,\pm 4,\pm 6\dots$ 时,

$$A_{mn} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos\frac{n\pi}{2},$$

当 $m \neq 1,3,5\dots$ 和 $n \neq \pm 2,\pm 4,\pm 6\dots$ 时,

$$A_{mn} = 0, \quad B_{mn} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \sin\frac{n\pi}{2}$$

把 A_{00} 、 B_{00} 、 A_{0n} 、 A_{m0} 、 B_{0n} 、 B_{m0} 等带入式 3-1 中, 得到 SPWM 表达式为:

$$u_L = ME \sin(\omega_s t - \varphi) + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin \frac{m\pi}{2} \cos(mN\omega_s t) \\ + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 2,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos\left[(mN+n)\omega_s t - n\varphi - \frac{n\pi}{2}\right] \quad (3-4)$$

由式 3-4 可知, 载波为全波三角波的双极性二阶 SPWM 逆变器的输出电压包括, 基波、载波、载波的奇次谐波及 m 次谐波上下边频谐波。谐波的分布和调制比 M 有关, 也与载波比 N 有关, 调制比 M 可以改变载波的大小, 载波比 N 可以改变谐波的频率, 当 N 很大时, 谐波频率很高, 滤波实现很容易。

2、三阶单极性 SPWM 谐波的推导

把三角波用两个线性函数来表示, 它们的斜率为 $\pm 2U_c/\pi$, 初始值为 $+U_c$ 和 $-U_c$ 。三角波函数 u_c 的数学方程式为:

$$u_c = \begin{cases} -(\omega_c t - 2\pi k) \frac{U_c}{\pi} + U_c, & 2\pi k \leq \omega_c t \leq 2\pi k + \pi \\ (\omega_c t - 2\pi k - \pi) \frac{U_c}{\pi}, & 2\pi k + \pi \leq \omega_c t \leq 2\pi k + 2\pi \end{cases}$$

正弦波调制方程为: $u_s = U_s \sin(\omega_s t - \varphi)$

令 $\frac{U_s}{U_c} = M \leq 1$, M 为调制率; $\frac{\omega_c}{\omega_s} = N \gg 1$, N 为载波比, 为任意正整数。

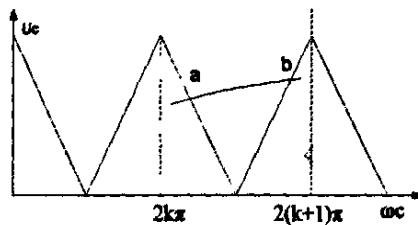


图 3.2 半波三角波三阶 SPWM 示意图

如果采样点在正弦波和三角波的交点处, 图 3.2 所示, 则有 $u_s = u_c$ 。

对于采样点 a: 令 $X = \omega_c t$, $Y = \omega_s t - \varphi$, 则 $X = 2\pi k + \pi - \pi M \sin Y$

对于采样点 b: $X = 2\pi k + \pi + \pi M \sin Y$

那么在 $2k\pi$ 到 $2(k+1)\pi$ 的区间上, a, b 之间得正脉冲, 故得三阶 SPWM 波的时间函数 u_L 为:

$$u_L = \begin{cases} 0, X \begin{cases} < 2\pi k + \pi - \pi M \sin Y \\ \geq 2\pi k + \pi + \pi M \sin Y \end{cases} \\ E, X \begin{cases} < 2\pi k + \pi + \pi M \sin Y \\ \geq 2\pi k + \pi - \pi M \sin Y \end{cases} \end{cases}$$

其中 E 为直流电源输入电压。

假设 m 为相对载波的谐波次数, n 为相对调制波的谐波系数, 则 u_L 的双重傅立叶级数表达式为式 3-1, 其中

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{E}{\pi^2} \int_0^\pi \int_{2\pi k + \pi - \pi M \sin Y}^{2\pi k + \pi + \pi M \sin Y} e^{j(mX + nY)} dX dY \\ &= \frac{E}{jm\pi^2} \int_0^\pi [e^{jm(2\pi k + \pi + \pi M \sin Y)} - e^{jm(2\pi k + \pi - \pi M \sin Y)}] e^{jnY} dY \\ &= \frac{E}{jm\pi} \int_0^\pi \frac{1}{\pi} e^{jm\pi} [e^{jmM\pi \sin Y} - e^{-jmM\pi \sin Y}] e^{jnY} dY \end{aligned}$$

由 Bessel 理论

$$\frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{jnm\pi \sin Y} e^{jnY} dY = J_n(mM\pi) \frac{e^{jm\pi} - 1}{2},$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{-jnm\pi \sin Y} e^{jnY} dY = J_n(mM\pi) \frac{1 - e^{jm\pi}}{2}$$

$$\text{得到 } A_{mn} + jB_{mn} = \frac{jE}{m\pi} J_n(mM\pi) e^{jm\pi} (1 - e^{jm\pi})$$

当 n 为 0 或偶数时, $1 - e^{jm\pi} = 0$, $A_{mn} + jB_{mn} = 0$;

当 n 为奇数时,

$$1 - e^{jm\pi} = 2, \text{ 且 } \sin(m\pi) = 0, \quad A_{mn} + jB_{mn} = \frac{jE}{m\pi} J_n(mM\pi) \cos(m\pi),$$

$$\text{则 } A_{mn} = 0, \quad B_{mn} = \frac{E}{m\pi} J_n(mM\pi) \cos(m\pi);$$

当 $m = 0$ 时,

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{E}{\pi^2} \int_0^\pi \int_{2\pi k + \pi - nM\pi \sin Y}^{2\pi k + \pi + nM\pi \sin Y} e^{jnY} dX dY = \frac{jE}{\pi^2} \int_0^\pi 2\pi M \sin Y \sin nY dY$$

$$A_{0n} = 0;$$

当 $n = 1$ 时, $B_{0n} = ME$; 当 $n \neq 1$ 时, $B_{0n} = 0$;

把 A_{00} 、 B_{00} 、 A_{0n} 、 A_{m0} 、 B_{0n} 、 B_{m0} 等带入式 3-1 中, 得到 SPWM 表达式为:

$$u_L = ME \sin(\omega_s t - \varphi) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \cos(m\pi) J_n(mM\pi) \sin[(mN+n)\omega_s t - n\varphi] \quad (3-5)$$

可见基波正比与调制比 M , 谐波的分布和调制比 M 有关, 也与载波比 N 有关, 调制比 M 可以改变载波的大小, 载波比 N 可以改变谐波的频率, 当 N 很大时, 谐波频率很高, 滤波实现很容易。

3、应用 Matlab 仿真两种 SPWM 波的频谱

由两种 SPWM 波形的不同控制方法, 应用 Matlab/Simulink 对两种 SPWM 波形频谱进行仿真, 得到二阶双极性 SPWM 波形频谱如图 3.3 (a) 所示, 得到三阶单极性 SPWM 波形频谱如图 3.3 (b) 所示, 其中载波频率为 1000Hz, 调制波频率为 50Hz, 调制比为 0.8。

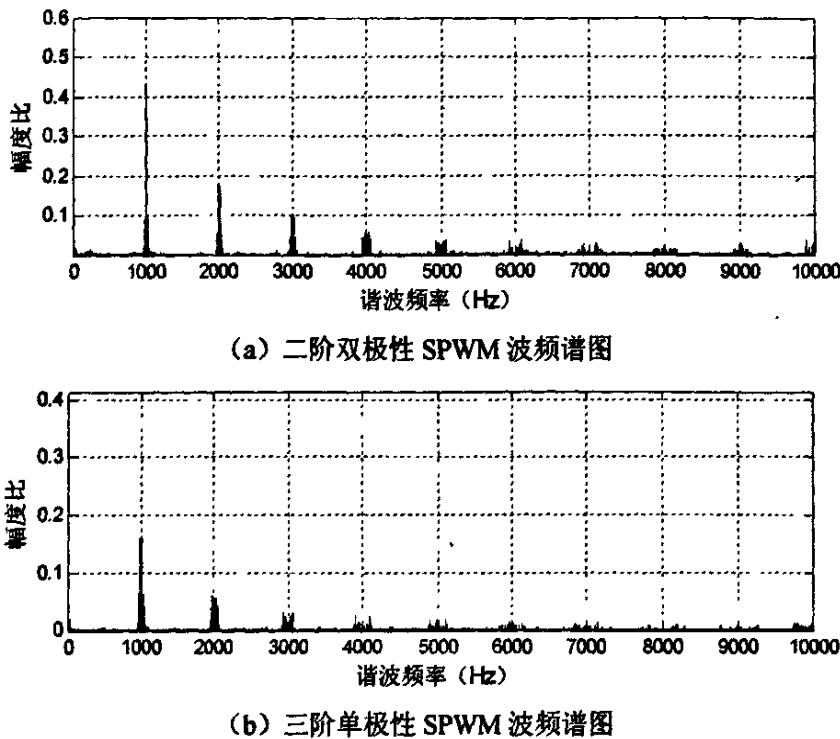


图 3.3 两种 SPWM 波形频谱图

对表达式 3-4 与表达式 3-5 的比较及对频谱图的比较可知，载波采用半三角波的单极性三阶 SPWM 波形的谐波含量比载波采用全波三角波的双极性三角波 SPWM 波形的谐波含量小得多，在相同的调制比 M 下，载波谐波的上下边频成分要小得多，因此半三角波的单极性三阶 SPWM 波形具有更好消除谐波的作用。

3.3 交流环节高频链逆变拓扑实现三阶单极性 SPWM

传统逆变器拓扑实现了半三角波的单极性三阶 SPWM 波，谐波分量较小，但是控制上仍采用单极性控制，不能应用高频变压器。交流环节高频链逆变拓扑在控制上，则是在高频逆变端产生包含正弦调制波信息的高频分量，后端通过周波变换器变换成单极性三阶 SPWM 波，而中间级则可以应用高频变压器。不但大大减小了电源的体积和重量，而且还从调制方式上有效的抑制了谐波分量。

为了使得交流环节高频链逆变系统输出产生三阶单极性 SPWM 波，要对

其主电路的高频逆变部分和周波变换器部分进行控制，其中高频逆变部分采用了移相控制方案，周波变换器采用交替互补的 50Hz 方波脉冲信号，控制方法是基于半波三角波 SPWM 调制，载波是整流半波三角波，调制波为经整流的正弦波。其控制时序如图 3.4 所示。

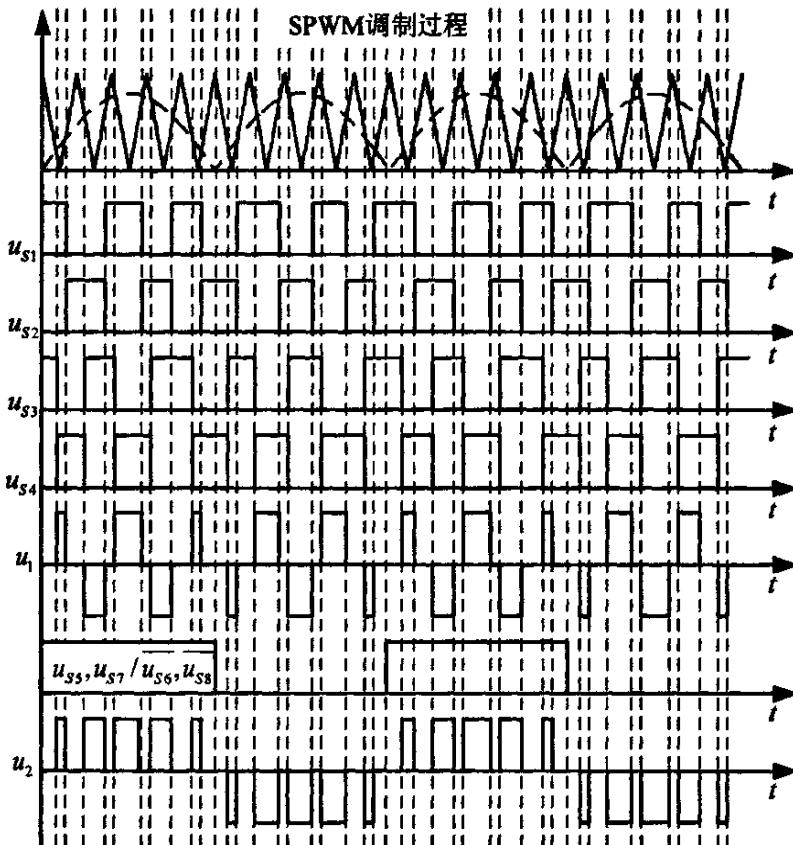


图 3.4 主电路的控制时序示意图

u_{S1} 、 u_{S2} 、 u_{S3} 、 u_{S4} 分别是全桥高频逆变器四个功率开关管 S1、S2、S3、S4 的控制信号，当控制信号为高电平时开关管导通，低电平时开关管截止。其中 u_{S1} 、 u_{S2} 交替互补且带有死区， u_{S3} 、 u_{S4} 交替互补且带有死区，死区（未画出）的作用是确保全桥变换器的上下臂功率开关管不能同时导通而产生逆变电源短路； u_i 是全桥高频逆变器经过控制后产生的脉冲波形； u_{S5} 、 u_{S6} 、 u_{S7} 、 u_{S8} 为周波变换器 S5、S6、S7、S8 控制信号，其中 u_{S5} 、 u_{S6} 和 u_{S7} 、 u_{S8} 分别交替互补，为 50Hz 方波脉冲信号，正弦波正周期时，将 u_i 的负脉冲转换成正脉冲，正弦波负周期时，将 u_i 的正脉冲转换成负脉冲，得到三阶单极性 SPWM 波 u_2 。

图中所示，高频逆变器的控制采用了移相控制方案，移相控制是近年来在全桥变换器电路拓扑中广泛应用的一种控制方式^[33-39]。移相控制的基本工作原理为，全桥变换器电路每一个桥臂的两个功率开关管互补导通，两个桥臂的开关管导通之间相差一个相位，即所谓的移相角。通过调节此移相角的大小，来调节输出电压脉冲宽度，达到调节相应的输出电压的目的。在具体电路中，当图 2.2 所示高频逆变器对角线功率开关管 S1 和 S4 共同导通时，即 u_{S1} 和 u_{S4} 控制信号重叠时，产生了相位角，即 u_i 的正脉冲波形，当逆变器对角线功率开关管 S2 和 S3 共同导通时，即 u_{S2} 和 u_{S3} 控制信号重叠时，产生了相位角，即 u_i 负脉冲波形。

移相控制方案产生三阶单极性 SPWM 的主要特点如下：开关管驱动信号频率恒定，但占空比不是恒定的，而是略有变化；两个桥臂开关的相位差按正弦规律变化；逆变器输出的交流电压幅值大小由 SPWM 波的调制比来决定。

3.4 软开关技术的实现及其工作状态过程

随着电力电子技术的不断发展，逆变电源的开关频率越来越高。但开关损耗随之增加，效率降低，发热严重，电磁干扰加剧。所以有效的降低开关损耗，抑制开关产生的电磁干扰，已成为电力电子研究的重要课题。

3.4.1 软开关技术

从功率开关器件的工作情况看，可将开关技术分为硬开关和软开关两大类^[40-43]。硬开关是指功率开关器件在触发导通和关断时，其两端的电压和电流不为零。由于功率开关器件并非理想开关，在导通和关断的过程中，电压电流都是逐渐变化的，如图 3.5 所示。开通时，电流逐渐上升，电压逐渐下降；关断时，则电压逐渐上升，电流逐渐下降，电压电流的重叠带来了开关损耗。当器件工作时的电压电流较大时，开关损耗会很严重。开关损耗是和工作频率成正比的，这限制了硬开关技术难以向高频化发展。另外，由于硬开关的开关管在关断过程中电压电流变化很快，带来的电磁干扰也比较严重。

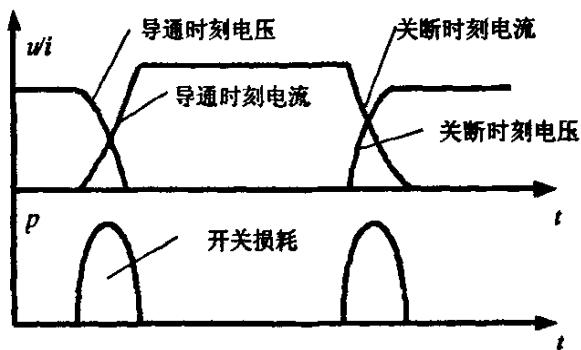


图 3.5 功率开关管开关过程示意图

软开关技术就是通过控制手段或改变拓扑结构，使功率开关管在导通或关断过程，两端的电压和流经的电流尽量不交叠。由于软开关技术效率高，能大幅度的提高工作频率，受到了广泛重和深入研究。多种多样的软开关电路拓扑被提出、研究和应用。目前流行的几种方法是利用 LC 谐振原理，使开关器件在开通和关断时，其两端的电压或流经的电流按正弦或准正弦规律变化，在功率管导通时，两端电压要先于电流导通变成零（零电压导通 ZVT）；当功率管关断时，流经电流要先于两端电压升压变成零（零电流关断 ZCS），从而实现零开关损耗。

3.4.2 基于移相控制的软开关技术

在移相控制的基础上，利用功率 MOSFET 管输出电容和谐振电感（包括了变压器的漏电感）作为谐振元件及 MOSFET 管的体二极管，使高频逆变部分全桥变换器的四个开关管依次在零电压条件下导通，实现 ZVT 软开关。其中四个功率开关管既是高频逆变器电路主开关又互为辅助开关管，功率主电路拓扑结构和控制方法几乎不变，电路拓扑如图 3.6 所示。

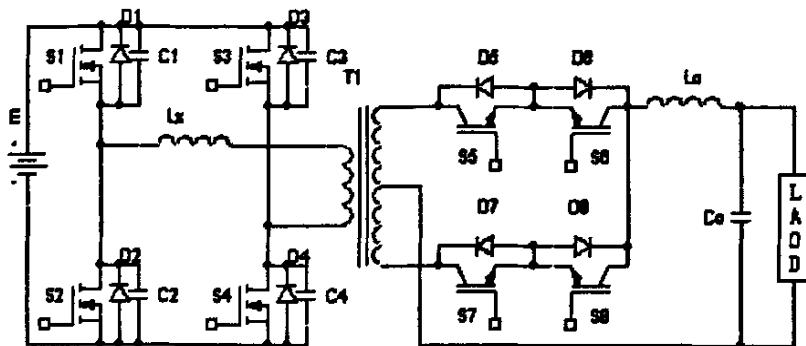


图 3.6 实现软开关的功率主电路

3.4.3 功率主电路的工作状态过程分析

假设如图 3.6 的功率主电路中，高频逆变器的四个功率开关管结电容都相等，且忽略线路的寄生电阻。在一个开关周期内，高频逆变器电路工作的波形如图 3.7 所示^{[44][45]}，其中 i_p 为变压器原边电流， V_{AB} 为逆变桥两桥臂的中点电压。

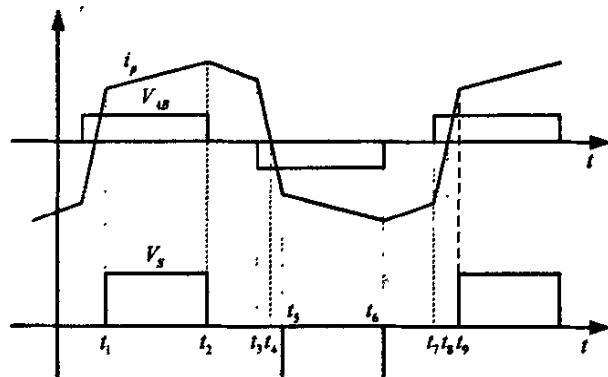


图 3.7 一个开关周期内的高频逆变器工作波形

对应高频逆变器的工作波形，在调制波正弦波正半周期的一个开关周期内，功率主电路工作状态过程如图 3.8 所示，图中 E 为输入端的直流母线电压， L_x 为谐振电感和变压器漏感之和；设 L_y 为副边电感折算到原边的电感值， V_0 为副边的输出电压， n 为变压器的匝数比。

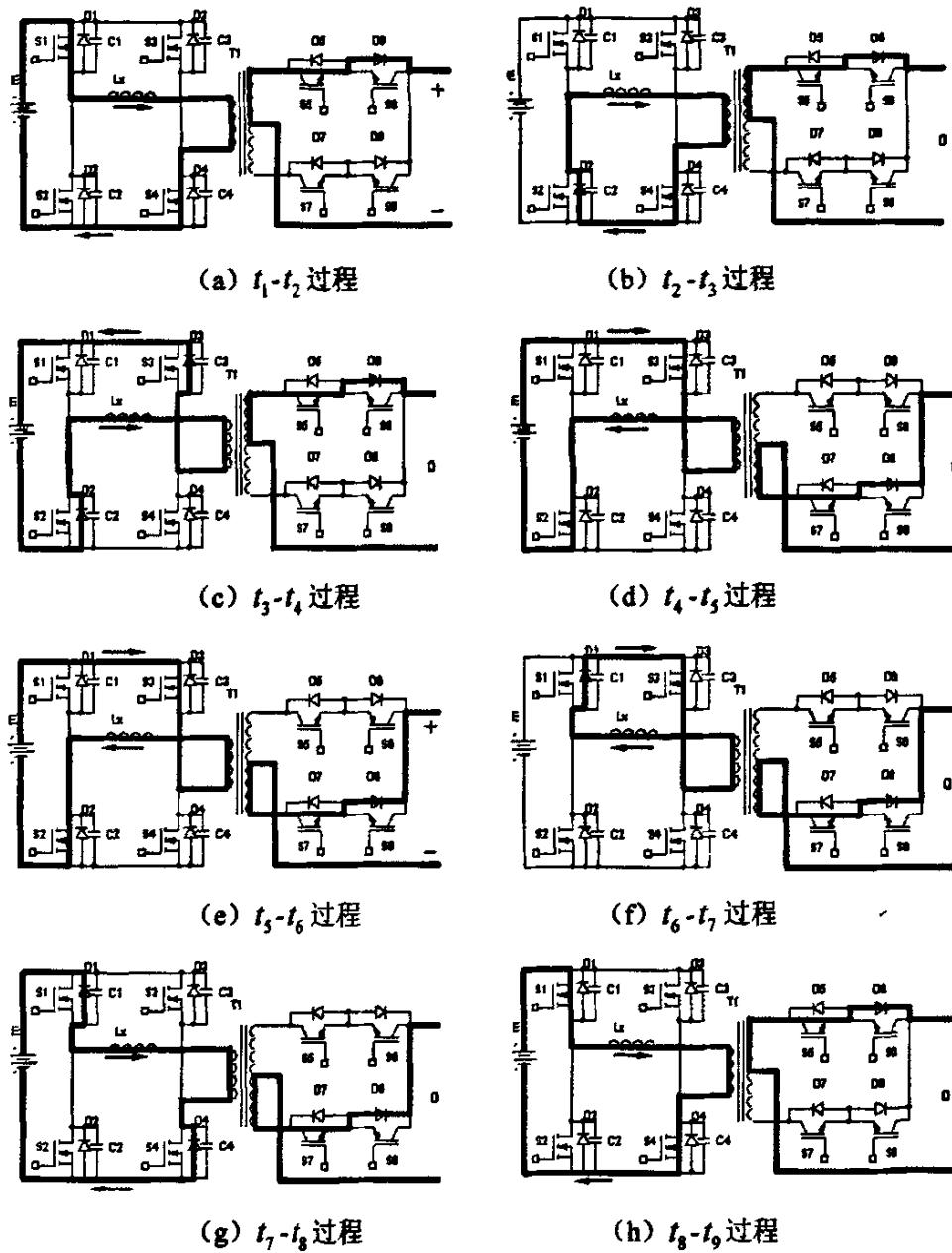


图 3.8 功率主电路的工作状态过程

(1) $t_1 - t_2$ 过程

此过程如图 3.8 (a) 所示为功率传输阶段，高频逆变器功率开关管 S1 和 S2 导通，直流电压加在 L_x 和变压器的原边电感上， i_p 以斜率 $\frac{E - V_o}{L_x + L_y}$ 上升，周波变换器开关管 S5 导通，输出电压为正。

(2) t_2-t_3 过程

如图 3.8 (b) 所示, 在 t_2 时刻, 关断 S1, 结电容 C1 被充电, L_x 和 L_y 释放能量使 C2 谐振放电到零, 体二极管 D2 导通续流, 形成了 S2 的 ZVT 条件, 经死区时间后, S2 触发导通, 过程中 S4 和 D2 间形成环流, 变压器停止传输功率。电流缓慢减小, 周波变换器开关管 S5 导通, 滤波电感向负载释放储能, 最终使得其输出为零。

(3) t_3-t_4 过程

如图 3.8 (c) 所示, 在 t_3 时刻, 关断 S4, 结电容 C4 被充电。此时由于 V_{AB} 极性变负, 副边的两个绕组处于急剧换流的状态, 副边电压被导通的二极管钳位到零, 因此原边只有 L_x 参与谐振。 L_x 释放能量使 C3 谐振放电到零, D3 导通续流, 形成了 S3 的 ZVT 条件, 经死区时间后, S3 触发导通。过程中 i_p 迅速线性下降, 斜率为 $-\frac{E}{L_x}$, 当 t_4 时刻到达为零。可见这一过程是 i_p 向直流电源端续流。

(4) t_4-t_5 过程

如图 3.8 (d) 所示, 在 S2 和 S3 分别导通, 过程中由于变压器漏感的存在, i_p 由零变负且继续迅速线性下降, 直至副边电流换流结束。导致了占空比损失, 周波变换器输出电压为零。

(5) t_5-t_6 过程

如图 3.8 (e) 所示, 高频逆变器功率开关管 S2 和 S3 导通, 直流电压加在 L_x 和变压器的原边电感上, i_p 以斜率 $-\frac{E-V_o}{L_x+L_y}$ 下降, 变压器输出为负, 周波变换器开关管 S7 导通, 输出电压为正。

(6) t_6-t_7 过程

如图 3.8 (f) 所示, 在 t_6 时刻, 关断 S2, 结电容 C2 被充电, L_x 和 L_y 释放能量使 C1 谐振放电到零, 体二极管 D1 导通续流, 形成了 S1 的 ZVT 条件, 经死区时间后, S1 触发导通, 过程中 S4 和 D2 间形成环流, 变压器停止传输功率。电流缓慢增加, 周波变换器开关管 S5 导通, 滤波电感向负载释放储能, 最终使得其输出为零。

(7) t_7-t_8 过程

如图 3.8 (g) 所示, 在 t_7 时刻, 关断 S3, 结电容 C3 被充电。此时由于 V_{AB} 极性变负, 副边的两个绕组处于急剧换流的状态, 副边电压被导通的二极管钳位到零, 因此原边只有 L_x 参与谐振。 L_x 释放能量使 C4 谐振放电到零, D4 导通续流, 形成了 S4 的 ZVT 条件, 经死区时间后, S4 触发导通。过程中 i_p 迅速线性上升, 斜率为 $\frac{E}{L_x}$, 当 t_8 时刻到达为零。可见这一过程是 i_p 向直流电源端续流。

(8) t_8-t_9 过程

如图 3.8 (h) 所示, 在 S1 和 S4 分别导通, 过程中由于变压器漏感的存在, i_p 由零变负且继续迅速线性上升, 直至副边电流换流结束。导致了占空比损失, 周波变换器输出电压为零。

由以上分析可知, 为了使得移相控制的高频逆变器四个功率开关管均工作在 ZVT 软开关的状态下, 谐振过程总是发生在死区时间内的, 即死区时间应该在谐振电容电压衰减到零和谐振电流衰减到零的时间之间, 如 t_3-t_4 过程; 其次作为谐振元件的变压器漏感和谐振电感是导致占空比损失的主要原因, 大的漏感及和谐振电感会导致逆变器输出严重失真, 本文没有外加谐振电感, 而利用了变压器的漏感作为谐振电感。

3.5 应用 DSP 产生移相控制的 SPWM

论文中, 由 DSP (TMS320F2812) 通过软件编程的方法产生控制逆变电源功率开关管的逻辑信号^[46], 这些逻辑信号使得逆变电源的周波变换器输出端产生移相控制 SPWM 波。根据论文逆变电源的结构, 把 DSP 产生的逻辑信号分成控制高频逆变器逻辑信号和控制周波变换器逻辑信号部分两部分。两部分逻辑信号按照正弦脉宽调制规律产生, 应用到 DSP 内置外设部分的事件管理器 A (EVA) 和 A/D 转换器 (ADC) 模块, 高频逆变器逻辑信号由内置外设事件管理器 A 中的 PWM1~PWM4 端口输出, 周波变换器逻辑信号由通用输入输出端口 (GPIO) 输出。

3.5.1 SPWM 的规则采样

SPWM 采样，即 SPWM 调制方式中调制正弦波的采样。通常把采样点设在调制正弦波与载波三角波相交的时刻，如图 3.1 (a) 所示，称之为自然采样法。这种方法输出的 SPWM 准确，对改善逆变电源输出波形有利，但是其采样点周期不固定，但给实时控制带来不便，不符合微机全数控等周期规则采样的规律，从而限制了数字化的直接应用。它只适合于模拟积分器和比较器的模拟控制方式。

为了满足数字化的需要文中采用规则采样法。所谓规则采样法就是载波的固定时刻对调制正弦波进行采样，而并不管此时是否发生正弦调制波与载波相交。由于规则采样法的正弦调制波上的采样点是预先选定的，当载波达到这些采样点的值时开关转换，也就是说采样点固定，开关点是变化的，这样就满足了数字化的需要。可以说，这种方法是对自然采样法的近似，在载波频率较高的条件下，输出波形的失真较小。

如图 3.9 所示，三阶单极性 SPWM 的采样在三角波的正峰值时刻，采样周期就是载波三角波的周期。

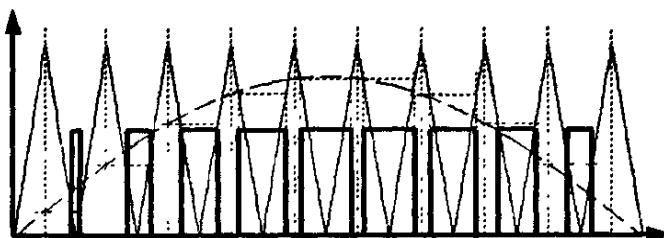


图 3.9 三阶单极性 SPWM 规则采样

3.5.2 应用 DSP 产生高频逆变器控制逻辑信号

控制高频逆变器移相 PWM 逻辑信号，由 DSP 外设 EVA 的完全比较单元（Full Compare）产生。TMS320F2812 的 EVA 中共有 3 个完全比较单元，每个单元都能独立产生一对互补且带有可编程死区的 PWM 输出，但是只有两个完全比较单元可以共用且同步一个通用定时器 1 (GP Timer 1)，因此产生 S1~S4 移相 PWM 逻辑信号，用到了 DSP 的 Compare 1、Compare 2，其中 Compare 1 产生 S1、S2 信号，Compare 2 产生 S3、S4 信号。

1) 产生载波三角波

载波三角波由 DSP 中 GP Timer1 产生。已知 TMS320F2812 芯片工作频率为 150MHz，一个周期定时器计数一个，则产生频率为 75KHz 的载波三角波，需要计数 $150000/75=2000$ 个，其中 PWM 分辨率为 0.1%。把 GP Timer1 设置为连续递增/递减计数模式，定时器周期（T1PR）为 2000，则定时器产生的三角波实际计数周期为 4000，由于三角波的对称性，此三角波可以看成是两个载波三角波的组合，即递增、递减计数周期分别产生了一个载波三角波周期。此方法的优点在于，充分利用此款 DSP 定时器、完全比较单元、中断功能，在一个定时计数器周期内，利用定时器上溢、下溢、匹配中断实现移相控制 PWM 信号。

2) 产生调制正弦波

可以用半周期正弦表格产生，已知调制正弦波频率为 50 Hz，载波三角波频率为 75 kHz，那么半个周期正弦波采样次数为 750 个，采用规则采样法，则把半周期正弦波 750 等分采样，当调制比为 0.8 时，那么第 k 个采样值为

$$y_k = 800 \sin\left(2\pi \times \frac{k}{1500}\right), k \in (0, 2, \dots, 749) \quad (3-6)$$

我们得到 750 个正弦采样值的表格。把这个表格存入到 Flash 内存中，再实时的进行查找、调用。

3) 产生移相控制的 PWM 信号

由完全比较单元的中断操作方法可知，在连续增/减计数的操作模式下，每周期产生 2 次比较匹配，分别匹配在递增计数期间和递减周期计数期间，为了方便的产生不对称的 SPWM 移相波形，GP Timer1 的周期是载波周期的 2 倍。一个定时器周期经历 3 次采样，有 4 个反转点，分别发生在载波的上升沿和下降沿。这相当于对载波分频，并且边沿触发。GP Timer1 的计数值、输出 PWMx 相位关系如图 3.10 所示。

当 GP Timer1 由 0 递增至 A 时，计数器的值与比较寄存器（T1CMR1）的值相等（即发生匹配），则完全比较单元 1 输出电平发生跳变，其中 PWM1 输出由低转高，PWM2 输出由高转低，它们分别代表 S2、S4 的控制信号。当 GPI 递增至 B 点，计数值与完全比较器 2 的 CMR2 值发生匹配，则完全比较器 2 输出电平发生跳变；其中 PWM3 输出由高转低，PWM4 输出由低转

高，它们分别代表 S1、S3 的控制信号。下一个载波周期的跳变时刻即 C、D 点，设置和 A、B 点类似。

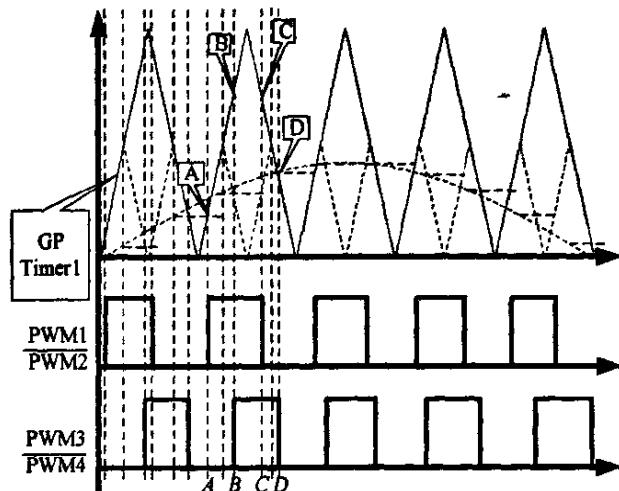


图 3.10 全比较单元产生 SPWM 移相信号

显然 S1~S4 控制信号为不对称的 PWM 波，因此 A, B, C, D 四点对应的完全比较单元的比较值也是不一样的。这些比较值的计算和修改是在 GP1 的下溢中断和匹配中断程序中进行的。根据调制波正弦表格，T1CMPR1 的值（设图中 A~D 点值）则可确定为：A 点值为 y_k ，B 点值为 $1000 - y_{k+1}$ ，C 点值为 $1000 - y_{k+1}$ ，D 点值为 y_{k+2} 。

3.5.3 应用 DSP 产生周波变换器控制逻辑信号

周波变换器控制逻辑信号，通过 GPIO 四个管角输出。将定时中断中加入计数变量，当此变量计数大于 1500 时，GPIO 口反转，即能得到 50Hz 固定频率的方波信号。

3.5.4 程序设计流程

应用 DSP 产生移相控制的 SPWM 的程序流程如图 3.11 所示。其中 (a) 图为 DSP 初始化、配置流程图；(b) 图为中断子程序流程图；(c) 为产生周波变换器控制逻辑信号的程序流程图。

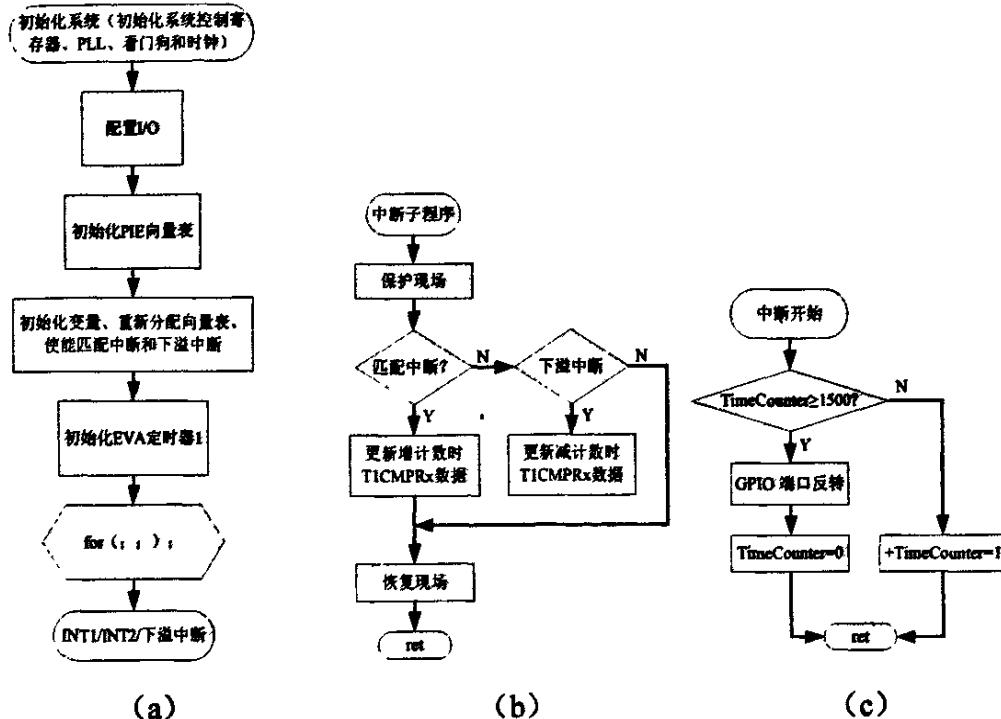


图3-11 应用DSP产生SPWM的程序流程图

3.6 本章小结

本章，首先介绍了两种 SPWM 波形，对两种波形的谐波量大小进行推导与仿真，比较说明了采用的 SPWM 波形方案的优越性；随后介绍了论文中逆变电源的控制方法，其中阐述了高频逆变器部分的移相控制方法，通过对工作状态过程的分析，定性地阐述了逆变电源应用移相方法实现软开关的过程；本章最后，介绍了应用 DSP 产生移相控制 SPWM 的方法，给出了软件设计流程图。

第4章 闭环控制系统

研究、实现逆变电源系统的另一重要内容是其控制系统。逆变电源控制系统的作用是通过调节一个或几个参考值来改变其输出，通常分为开环控制系统和闭环控制系统。由于开环系统的输出在电网电压和负载变化时，无稳定作用，控制效果不理想，一般只用于小功率、波形质量要求不高的场合，而现代逆变系统，对波形要求比较高，一般都采用闭环控制系统。

4.1 PID 控制算法

PID 控制算法^[47]是一种传统的算法，是目前为止应用最为广泛、最为成熟的一种控制技术，在模拟控制电源系统中得到了很好的应用。随着数字技术的不断发展，数字 PID 技术开始应用于电源控制系统中，新一代处理器改善了电源系统采样和计算延迟，从而使得其稳定性和动态性能得到提高。

PID 控制器即比例，积分，微分控制器。用输出量 $y(t)$ 和给定量 $r(t)$ 之间的误差的时间函数 $e(t)$ 比例，积分，微分的线性组合，构成控制量 $u(t)$ 。连续时间 PID 控制系统如图 4.1 所示：

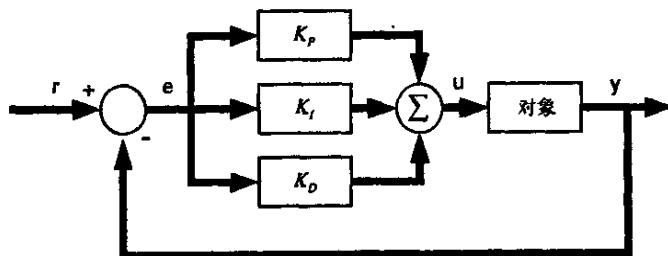


图 4.1 连续时间 PID 控制系统方框图

连续 PID 控制器传递函数为：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4-1)$$

式 4-1 中， $e(t) = r(t) - y(t)$ ； K_p 为比例放大系数； T_I 为积分时间； T_D 为微分时间。

算法包含了动态控制过程中过去、现在和将来的主要信息。比例控制代表了当前的信息，能迅速反应误差，从而减小稳态误差。但是，比例控制不能消除稳态误差。比例放大系数的加大，会引起系统的不稳定。积分控制代表了过去积累的信息，只要系统有误差存在，积分控制器就不断地积累，输出控制量，以消除误差。因而，只要有足够的时间，积分控制将能完全消除误差，使系统误差为零，从而消除稳态误差。积分作用太强会使系统超调加大，甚至使系统出现振荡。微分控制可以减小超调量，克服振荡，使系统的稳定性提高，同时加快系统的动态响应速度，减小调整时间，从而改善系统的动态性能。

4.2 数字 PID 控制算法

数字控制系统大多数是采样一数据控制系统。模拟量必须经过采样和量化，变成数字量，才能进入数字控制系统的存储器中，不论是积分还是微分，只能用数值计算去逼近。数字 PID 控制规律的实现，也必须用数值逼近的方法。当采样周期相当短时，用求和代替积分，用差商代替微商，使 PID 算法离散化，将描述连续-时间 PID 算法的微分方程变为描述离散-时间 PID 算法的差分方程。

4.2.1 位置式 PID 算法

考虑式 4-1，用矩形积分时，有

$$\frac{1}{T_s} \int_0^k e(\tau) d\tau = \frac{T_s}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) \quad (4-2)$$

用差分代替微分

$$T_d \frac{de(t)}{dt} = \frac{T_D}{T_s} [e(k) - e(k-1)] \quad (4-3)$$

将式 4-2、4-3 代入式 4-1，PID 算法变为

$$\begin{aligned}
 u(k) &= K_p \left[e(k) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{j=0}^k e(j) + \frac{T_D}{T_s} [e(k) - e(k-1)] \right] + u_0 \\
 &= K_p e(k) + K_I \sum_{j=0}^k e(j) + K_D [e(k) - e(k-1)] + u_0
 \end{aligned} \tag{4-4}$$

式中 u_0 为控制量的基值，即 $k=0$ 时的控制； $u(k)$ 为第 k 个采样时刻的控制； K_p 为比例放大系数； $K_I = \frac{K_p T_s}{T_I}$ 为积分放大系数； $K_D = \frac{K_p T_D}{T_s}$ 为微分放大系数； T_s 为采样周期。

式 4-4 是数字 PID 算法的非递推形式，称为全程算法。算法中，必须将系统偏差的全部过去值 $e(j)$ ($j=1, 2, 3, \dots, k$) 都存储起来。这种算法得出控制量的全量输出 $u(k)$ ，是控制量的绝对数值。在控制系统中，这种控制量确定了执行机构的位置，所以，将这种算法称为“位置算法”。

4.2.2 增量式 PID 算法

执行机构需要控制量的增量时，采用“增量算法”。

由式 4-4，进一步求出

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_I \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_D [e(k-1) - e(k-2)] + u_0$$

两式相减得到控制量的增量算法：

$$\begin{aligned}
 \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1) \\
 &= K_p \{e(k) - e(k-1) + \frac{T_s}{T_I} e(k) + \frac{T_D}{T_s} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]\}
 \end{aligned} \tag{4-5}$$

式 4-5 称增量式 PID 算法。

对增量式 PID 算法归并后，得

$$\Delta u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \tag{4-6}$$

式中

$$q_0 = K_p \left[1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right], \quad q_1 = -K_p \left[1 + 2 \frac{T_D}{T_s} \right], \quad q_2 = K_p \frac{T_D}{T_s}$$

由式 4-6 可知，增量式算法只输出控制量的增量，但系统输出却对应于控制量 $u(k)$ ，因此必须保留 $u(k-1)$ 对控制对象的作用。 $u(k)$ 是 t 从 0 到 T_I 时

刻各的 Δu 和，由积分环节来完成。因此在采用增量式算法的计算机控制系统中，要增加额外的积分装置，如步进电机、多圈电位器等。

4.2.3 数字 PID 算法参数的整定

确定数字 PID 控制器需要对参数进行整定，如 K_p 、 K_I 、 K_D 、 T_I 、 T_D 、 T_S 等。对于简单的线形系统，可以采用对控制系统建模并通过理论计算的方法确定这些参数，但是稍微复杂一些的离散系统，建模及理论计算就比较困难了。一般采用工程方法来整定参数，如实验拼凑法、衰减曲线法、临界比例度法和响应曲线法等。

文中逆变电源控制系统 PID 算法参数应用实验拼凑法来整定。实验凑试法是通过闭环运行观察系统的响应曲线，然后根据各参数对系统的影响，反复凑试参数，直至出现满意的响应，从而确定 PID 控制参数。实验凑试法的整定步骤为先比例，再积分，最后微分。

(1) 整定比例控制

将比例控制作用由小变到大，观察各次响应，直至得到反应快、超调小的响应曲线。

(2) 整定积分环节

若在比例控制下稳态误差不能满足要求，需加入积分控制。

先将步骤(1)中选择的比例系数减小为原来的 50%~80%，再将积分时间置一个较大值，观测响应曲线。然后减小积分时间，加大积分作用，并相应调整比例系数，反复试凑至得到较满意的响应，确定比例和积分的参数。

(3) 整定微分环节

若经过步骤(2)，PI 控制只能消除稳态误差，而动态过程不能令人满意，则应加入微分控制，构成 PID 控制。

先置微分时间 $T_D=0$ ， T_D 逐渐加大，同时相应地改变比例系数和积分时间，反复试凑至获得满意的控制效果和 PID 控制参数。

4.3 双闭环 PID 控制系统

双闭环 PID 控制系统是工业控制系统的经典结构，和单环 PID 控制系统相比，其动态响应速度更快，更有利于系统静态误差地消除，系统更加稳定、可靠。逆变电源的双闭环数字 PID 控制系统如图 4.2 所示。图中，逆变电源双闭环数字 PID 控制系统的输入量为数字化参考电压 V_{ref} 和参考电流 I_{ref} ；输出量是逆变电源负载两端电压 V_o 和滤波电流 i_L ；反馈量为 V_o 和 i_L 经 DSP 中 ADC 采样、量化的数字量；控制量为双闭环数字 PID 算法得到的数字化 SPWM 调制波，此数字化调制波近似于第三章介绍的数字化正弦调制波，用于控制逆变电源功率开关管。

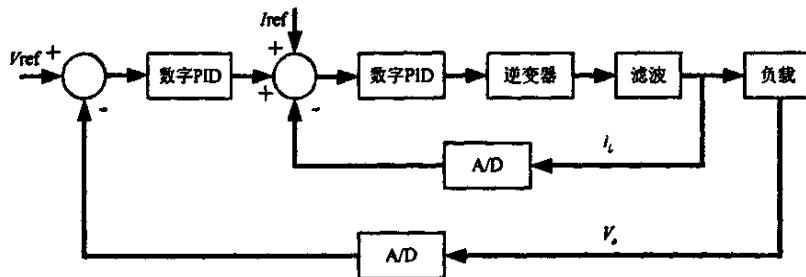


图 4.2 逆变电源的双闭环数字 PID 控制系统

4.4 基于 DSP 的逆变电源双闭环数字 PID 控制系统设计

文中，逆变电源的控制系统应用 DSP 通过编程的方法实现。为了省去额外的硬件积分装置，在 PID 算法上采用了位置式 PID 算法，并采用了性能优越的双闭环控制方案。由图 4-2 所示，DSP 在逆变电源控制系统上，主要完成以下任务：

(1) 逆变电源输出电压、电流 A/D 采样、量化

逆变电源输出电压、电流通过调理电路转化成 DSP 内置外设 ADC 输入电压 (0~3V) 范围内，经过 ADC 模块转化成数字量。TMS320F2812 芯片 ADC 模块为 12 位，最大转换频率为 25MHz；ADC 模块有 16 个输入通道，既可以进行 16 通道的单排序模式自动转换，又能进行两个独立的 8 通道双排序模式转换。文中采样输出电流和电压是同步的，因此设置 ADC 模块为双

通道模式，选择最大通道数量为 2，则得到采样、量化的输出 16 位数字量。转换数值储存在 ADC 缓冲寄存器 ADCRESULT0, ADCRESULT1 中，其中高 12 位为有效位，将其右移 4 位得到实际转换数值 y_{lk} 、 y_{vk} ，数字量 y_k 由式 4-8 得到。

$$y_k = 4095 \times \frac{x - ADCLO}{3} \quad (4-8)$$

式中， y_k 代表量化数值， x 代表 ADC 输入模拟量， $ADCLO$ 设为 0。

(2) 参考电压、电流数字化

理论上，逆变电源输出电压、电流通过调理电路应转化为 0.5V~2.5V 的正弦波，经 ADC 转换后得到的数字量为 16 进制 02AA~0D54 的正弦表格，因此数字化参考电压、电流设为 02AA~D54 的正弦表格，表格长度为 1500，那么第 k 个参考正弦数值为：

$$r_k = 2047 + 1365 \sin\left(2\pi \times \frac{k}{1500}\right), k \in (0, 2, \dots, 1499) \quad (4-9)$$

(3) 双闭环数字 PID 算法

逆变电源双闭环数字 PID 算法，要得到输出量与参考量的误差比例、积分、微分组合 u_k ，在线实时地改变占空比，起到稳定输出电压、电流的作用。双闭环 PID 控制系统的流程及 PID 算法软件设计流程如图 4.3 所示。图中，参数初始化部分包括：PID 参数 K_p 、 K_i 、 K_D ，变量 temp、temp1、temp2、ek、ek_1、uk、Ik、Max、Min 的初始化。程序设计中考虑到了相加溢出的现象，在图 4-3 (c) 所示的判断相加子程序中，通过变量符号其判断其溢出情况，用限幅的方式处理溢出数值，其中正数相加溢出时，相加值限制 Max，负数相加溢出时，相加值限制 Min。

(4) 在线调节调制波

论文中，逆变电源输出电压、电流的稳定，要通过占空比来调节，而占空比是通过在线调节调制波来确定的。由第三章可知，逆变电源的调制波为正半周期正弦表格 y_k ，设置计数变量 i 从 1~1500 循环计数，当 $i < 750$ 时，调制波经双闭环 PID 算法调节为 $y_k + u_k$ ，当 $i \geq 750$ 时，调制波调整为 $y_k - u_k$ 。

经双闭环 PID 调节的调制波表格数值范围应控制在 0~1000 内，因此当 $y_k + u_k$ 或 $y_k - u_k$ 小于 0 时，限制调制波表格幅度为 0，当 $y_k + u_k$ 或 $y_k - u_k$ 大于 1000 时，限制调制波表格幅度为 1000。

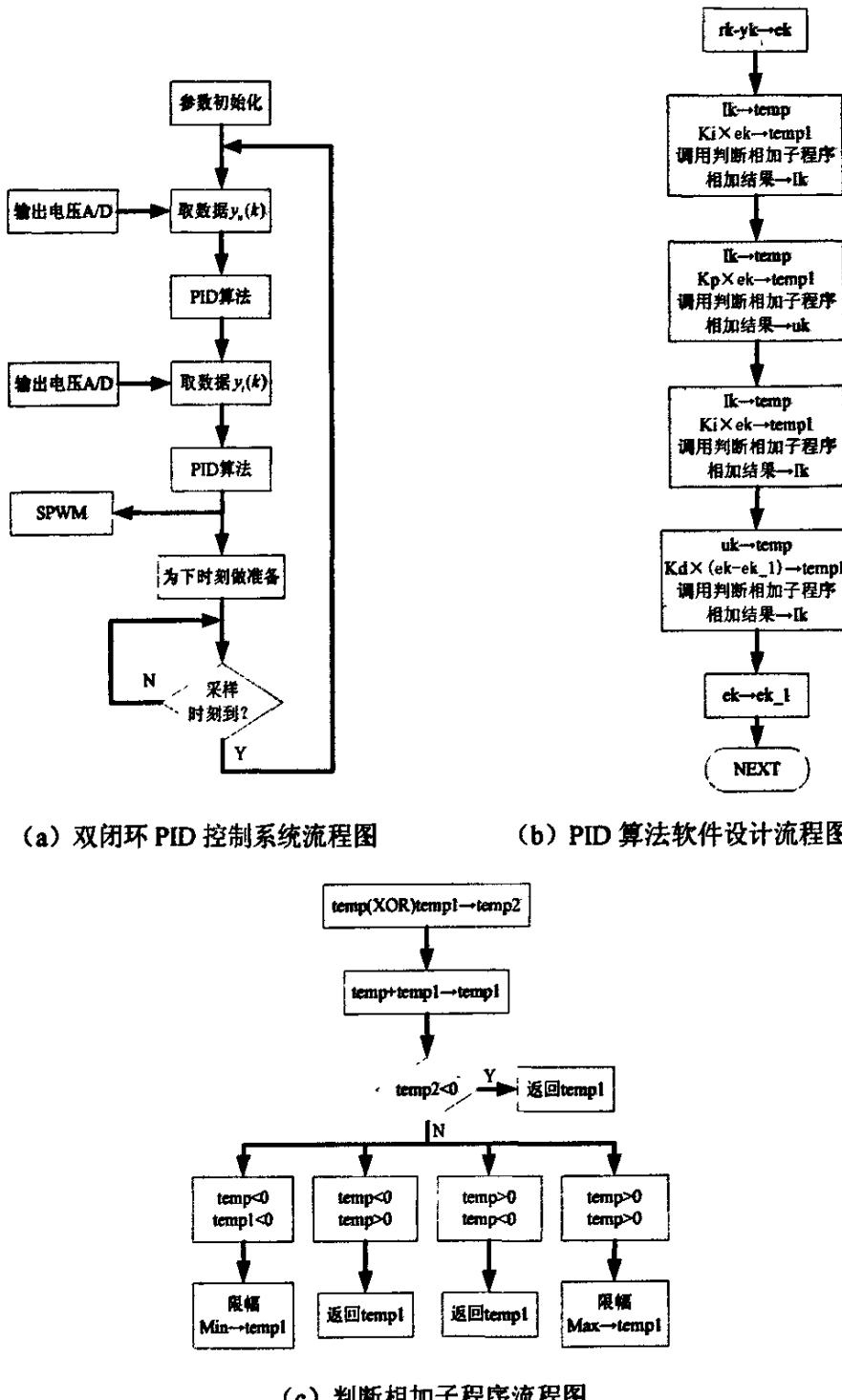


图 4.3 双闭环 PID 控制系统及 PID 算法软件设计流程图

4.5 本章小结

本章主要介绍了数字 PID 算法，电源的双闭环反馈控制，阐述了应用 DSP 实现双环数字化 PID 控制的方法，给出了软件设计流程图。

第 5 章 高频链逆变电源的 MATLAB 仿真

为了验证高频链逆变电源电路拓扑、控制方案、双闭环反馈 PID 控制系统的正确性，同时为了指导电源硬件、软件设计，需对电源功率主电路、控制系统进行仿真。

传统的电力电子仿真软件如 Pspice、Saber 能够在模拟电子元件的层次上准确的仿真逆变电源电路系统，不能方便快捷的仿真复杂的逻辑控制和闭环反馈控制。而应用当前流行的 MATLAB 软件，特别是其提供的电力系统工具箱（SimPowerSystems），几乎包含了所有电力电子的元件模型，能够方便快捷的仿真电力电子系统，对一些复杂的控制算法和逻辑运算只需要搭建模块连接对应接口便可控制可控元件，而且在仿真过程中，可以随时地观察仿真结果、调整和优化元件的参数，达到事半功倍的效果。

论文利用 MATLAB/SIMULINK 对移相控制的交流环节逆变电源进行仿真，利用直观的模块化连接对移相控制算法和闭环反馈算法进行仿真研究。

5.1 MATLAB 对电路系统的仿真简介

MATLAB 对电路仿真，是基于图形仿真软件 Simulink 环境下进行的。其中的 Power System Blockset (PSB) 含有在一定使用条件下的元件模型，包括电力系统网络元件、电机、电力电子器件、控制和测量环节以及三相元件库等，借助于其他模块库或工具箱，可以进行电力系统的仿真计算和实现复杂的控制方法仿真，同时可以观察仿真的执行过程。其特点如下：

- (1) 建立电子系统模型简单。SimPowerSystems 几乎包含所有电力电子元器件，且接口方便，只需把元器件具有电气性能的端口连接，即完成了元器件的连接。
- (2) 在电子元器件的层面上。Matlab/Simulink 可以改变电子元器件的相关参数，准确地仿真电子系统，方便于对路系统得设计。
- (3) 可以实现复杂的控制算法，在 SimPowerSystems 包含的电子可控元

器件中，具有特殊的控制端口，端口虽不具有电气性能，却可以和其他数据类型的控制模块进行连接，控制模块可以应用多个模块库和工具箱，使得其方便地仿真具有复杂控制算法的电力电子系统。

(4) 仿真结果分析的多样化。对电路分析仿真结果可以通过测量、波形显示等方式得出。在 PSB 中，还具有高级的 Powergui 分析工具，极其方便地提供了电力电子系统的分析平台，其功能是分析电力系统的各种仿真结果，如电力电子系统的谐波分量，系统各元器件电压、电流大小、波形等。

5.2 开环控制的高频链逆变电源仿真

下面将具体建模、仿真输入电压为 27V，调制比为 0.8，输出峰值电压为 115V，功率为 1000W 的交流环节高频链逆变电源，为了说明问题，载频设为 4000Hz。

根据交流环节高频链逆变电源的工作原理和控制方法，应用 MATLAB/SIMULINK，搭建其在开环控制下的主电路系统模型如图 5.1 所示。其中，移相 SPWM 控制部分、高频逆变器部分、高频变压器部分、周波变换器部分、LC 滤波部分在 MATLAB/SIMULINK 中以子系统的形式给出。

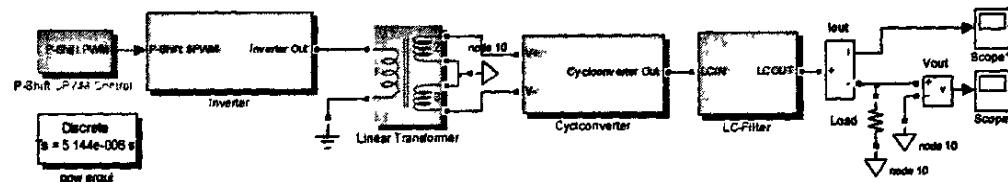


图 5.1 开环控制下的主电路系统模型

(1) 高频逆变器子系统

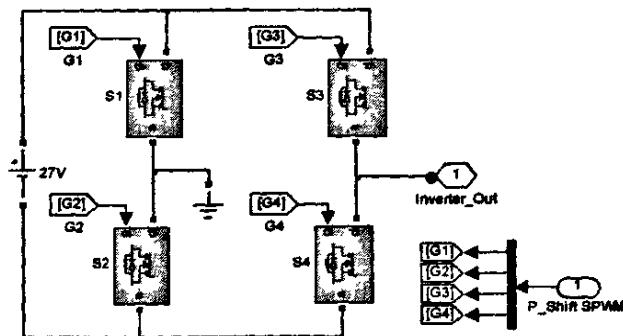


图 5.2 高频逆变器子系统

高频逆变器子系统如图 5.2 所示。系统用到了功率器件库中四个 MOSFET 功率开关器件组成全桥变换器，功率开关管控制信号来源于 P_Shift SPWM 端口，此端口信号是由移相 SPWM 控制子系统产生的，四个功率开关管控制信号分为 G1、G2、G3、G4。

(2) 移相 SPWM 控制子系统

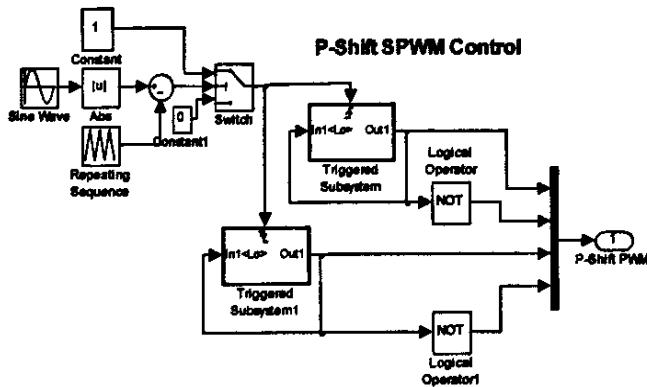


图 5.3 移相 SPWM 控制子系统

移相 SPWM 控制子系统如图 5.3 所示。系统产生了控制高频逆变器功率开关管的四个移相 SPWM 信号，应用输出端口为 P-Shift PWM 端口。其控制时序如图 3-4 所示，所采用的方法为当正弦调制波和三角波载波相交且三角波为上边沿时，输出 G1，G2 信号，当正弦调制波和三角波载波相交且三角波为下边沿时，输出 G3，G4 信号，其原理在第三章已经介绍。

(3) 周波变换器子系统

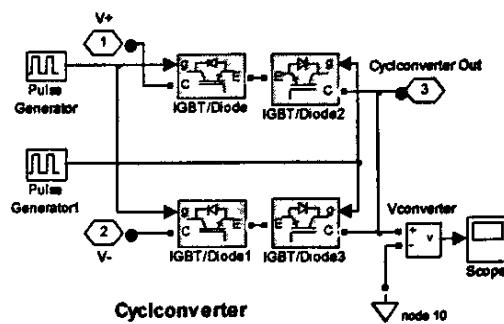


图 5.4 周波变换器子系统

周波变换器子系统如图 5.4 所示。系统应用了功率器件库中四个 IGBT 功率开关器件组成周波变换器，其控制信号由 50Hz 方波信号发生器产生，其输出信号连接到了 LC 滤波器中。

5.3 开环控制的高频链逆变电源仿真

功率开关管移相控制逻辑信号如图 5.5 所示；变压器次级的输出电压和频谱（FFT）在 Powergui 工具的 FFT 分析工具中波形图如 5.6 所示；周波变换器的输出电压波形和频谱（FFT）仿真结果如图 5.7 所示；输出电压波形如图 5.8 所示。

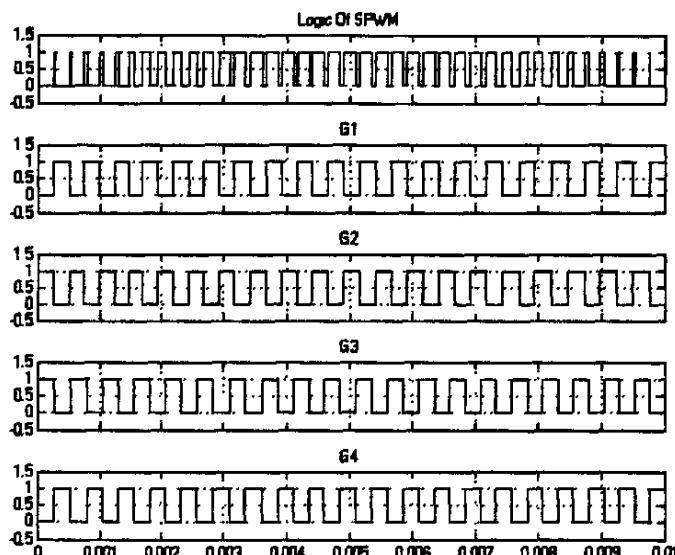


图 5.5 功率开关管移相控制逻辑信号

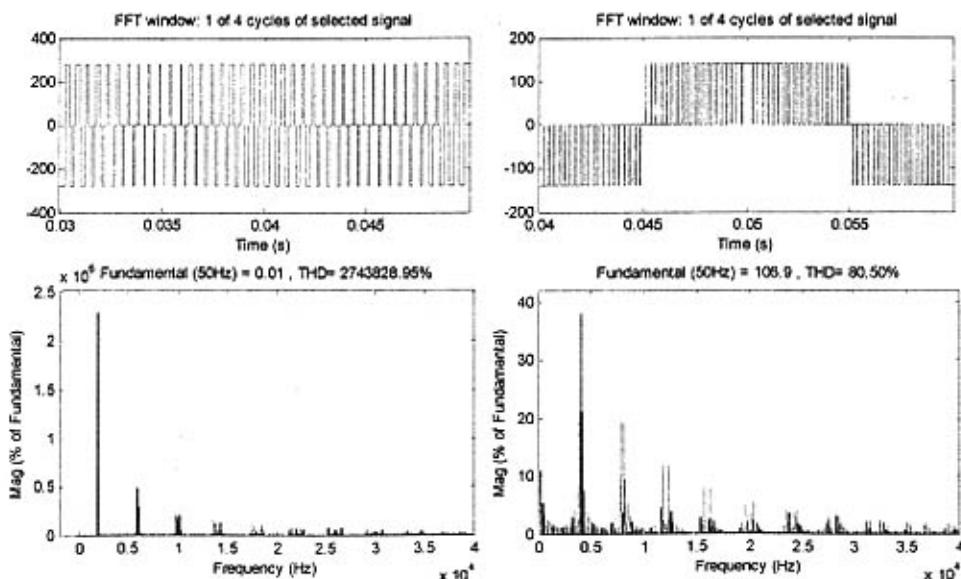


图 5-6 变压器次级电压及频谱波形图

图 5-7 周波变换器输出电压及频谱波形

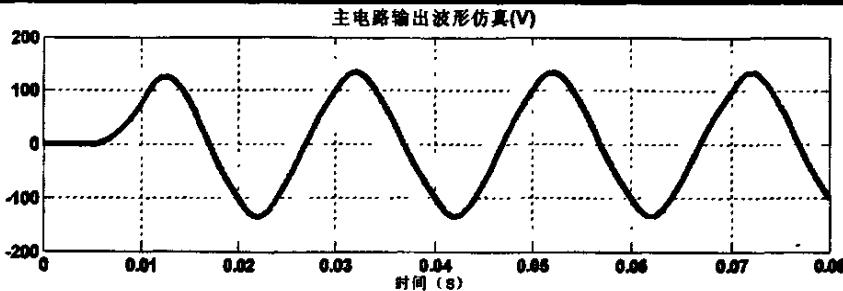


图 5.8 逆变电源输出电压波形仿真

5.4 电源双闭环反馈控制的仿真

在开环系统的基础上，加入电压环和电流环负反馈，并且应用经典的 PID 算法，使得输出稳定。Matlab 仿真控制系统方框图如图 5.9 所示，反馈控制子系统如图 5.10 所示。

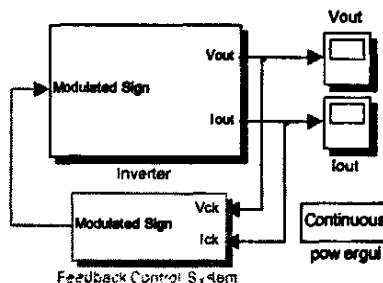


图 5.9 控制系统方框图

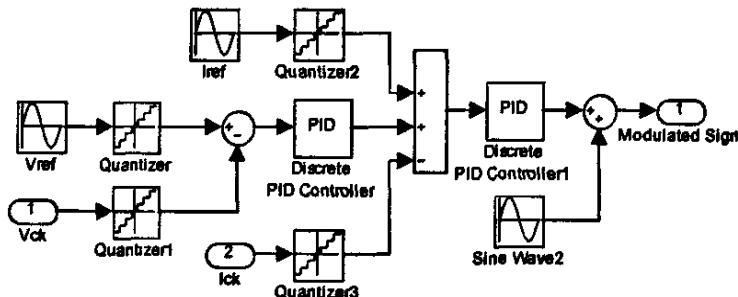


图 5.10 反馈控制子系统

5.5 双闭环反馈控制下的高频链逆变电源仿真结果

这里只给出逆变电源的输出电压与电流波形，如图 5.11 所示。

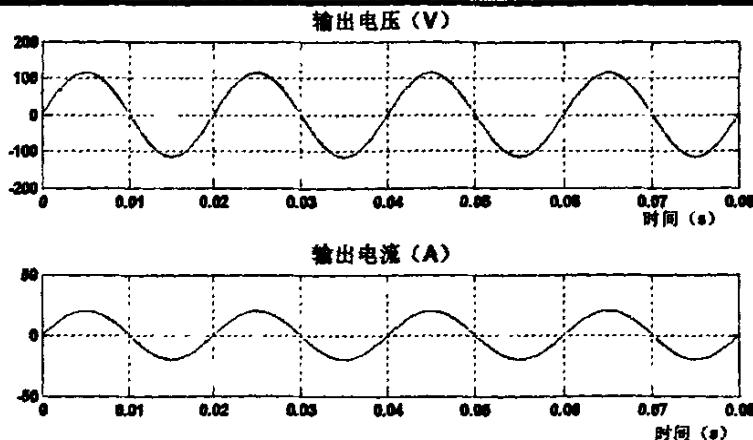


图 5.11 双闭环反馈控制下仿真结果

5.6 仿真结果分析

由仿真结果可知，电源系统最终产生波形正确。所产生的三阶单极性 SPWM 波，谐波分量较小，谐波频率较高，便于滤波。当加入双闭环反馈时，电源输出波形迅速稳定。验证了电源拓扑结构、控制方法、闭环反馈控制系统的正确性。

5.7 本章小结

本章，分别建模、仿真开环控制的电源系统及双闭环控制的电源系统，得到各环节的仿真波形、谐波频谱。验证了电源拓扑结构、控制方法、闭环反馈控制系统的正确性，有力地指导了电源的设计。

第 6 章 高频链逆变电源的硬件实现

电源硬件部分设计包括：功率主电路设计，驱动电路设计，调理电路及保护电路设计，控制电路设计几部分。本章将逐一分析这些电路的设计。

6.1 功率主电路硬件设计

6.1.1 功率器件的选取

(1) 高频逆变器部分开关管

论文中，逆变电源输入部分具有低压、大电流的特点。为提高其效率在高频逆变器部分中选用通态电压低，导通电阻小的 MOSFET 作为主开关器件。

高频逆变器为全桥变换器结构，且应用移相控制方案，要求开关管额定电压 $U_k > U_i / 0.8 = 30V$ ，最大峰值电流 $I_{max} > \sqrt{2}P_i / U_i = 30A$ 。经查手册选用 MOSFET 型号为 IRFZ44，其额定电压为 60V，额定电流为 35A。

(2) 周波变换器部分开关管

文中，逆变电源输出部分具有电压较高、电流较高的特点，及为了升级方便，周波变换器选用输入阻抗高、驱动电路简单、热温度性能好、载流量大、阻断电压高的 IGBT 管。

根据输出电压、电流得到 IGBT 管的参数，其中 IGBT 应耐压 $U_k > 1.25U_o / 0.8 = 330V$ ，耐流为 $I_{max} > \sqrt{2}P_o / U_o = 5A$ ，为了升级方便，选用型号为富士 1MBI30-060，其额定电压为 600V，额定电流为 30A。

6.1.2 高频变压器的设计

高频链变压器^{[48][49]}承担着隔离和传输功率的重任，是装置的核心部件，其性能的好坏直接决定了整个逆变器的性能。不合格的变压器将导致温升高、效率低、漏感严重、输出波形畸变大等问题，直接影响电路的可靠性和稳定

性，甚至会损坏功率半导体器件。高频变压器的工作频率比一般的工频电力变压器要高，达几十 KHz 甚至更高，因此其设计有自身的特点。

设计采用铁氧体磁性的高频链变压器。铁氧体软磁材料是合成氧化物烧结体，电阻率很高，其缺点是饱和磁密偏低，适合高频小功率使用，设计高频链变压器分两大步骤：先确定磁芯几何尺寸，再计算匝数、导线面积等参数，再核算设计的合理性。

(1) 铁芯尺寸的确定

确定磁芯几何尺寸常用方法有两种：面积乘积 (A_p) 法和几何参数 (K_g) 法。 A_p 法是先求出磁芯窗口面积 A_w 和磁芯有效截面积 A_e 的乘积 A_p ，然后根据 A_p 值查表找出所需磁芯材料的编号，从而确定磁芯几何尺寸。下面详细讨论用 A_p 法设计高频变压器。

设变压器原、副边匝数分别为 N_p 和 N_s ，原边输入电压为 V_1 ，由法拉第电磁感应定律，有：

$$V_1 = K_f f_s N_p B_w A_e \quad (6-1)$$

其中， K_f 为波形系数，即有效值和平均值之比，正弦波时为 4.44，方波为 4； f_s 为工作频率； B_w 为工作磁通密度。整理得：

$$N_p = V_1 / K_f f_s B_w A_e \quad (6-2)$$

磁芯窗口面积 A_w 乘上使用系数 K_0 为有效面积，该有效面积为原边绕组 N_p 占据的窗口面积 $N_p A_p$ 与副边绕组 N_s 占据的窗口面积 $N_s A_s$ 之和，即：

$$K_0 A_w = N_p A_p + N_s A_s \quad (6-3)$$

式中， K_0 为窗口使用系数 ($K_0 < 1$)， A_p 为原边绕组每匝占有面积； A_s 为副边绕组每匝所占用面积。

设原副边电流密度相等，为 J ，则：

$$A_p = I_1 / J, \quad A_s = I_2 / J \quad (6-4)$$

综合式 6-1, 6-2, 6-3 得

$$K_0 A_w = \frac{V_1 I_1 + V_2 I_2}{K_f f_s B_w A_e}$$

$$\text{即, } A_w A_e = \frac{V_1 I_1 + V_2 I_2}{K_0 K_f f_s B_w J} = \frac{P_T}{K_0 K_f f_s B_w J} \quad (6-5)$$

式中, P_T 为变压器的视在功率。当变换器为全桥变换器, 后端为全波形式滤波时, $P_T = (\frac{1}{\eta_T} + \sqrt{2})P_o$, 其中 η_T 为变压器效率, 文中, 设为 0.9, 则:

$$P_T = 500 \times (\frac{1}{0.9} + \sqrt{2}) = 1263W。$$

考虑到电流密度影响到升温, 亦影响到 $A_w A_e$, 可表示为:

$$J = K_j (A_w A_e)^X \quad (6-6)$$

式中, K_j 为电流密度系数, X 为温度常数

将式 6-6 代入式 6-5 中得到

$$A_p = A_w A_e = \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f K_j f_s B_w} \right)^{\frac{1}{1+X}} \quad (cm^4) \quad (6-7)$$

经查表, 当升温 25°C 时, $K_j = 323$, $X = -0.14$, 铁氧体的饱和磁通密度为 0.51T, 考虑到高温时饱和磁密会下降, 同时为防止合闸瞬间高频变压器进入饱和, 取饱和磁密的三分之一为变压器的工作磁密, 即 $B_w = 0.17T$ 。工作频率为 75KHz, 由式 6-7 可得:

$$A_p = \left(\frac{P_T}{K_0 K_f f_s B_w} \right)^{\frac{1}{1+X}} = \left(\frac{1263 \times 10^4}{0.4 \times 4 \times 75 \times 10^3 \times 0.17 \times 323} \right)^{0.714} = 1.6cm^4$$

选择磁芯 PQ35/35 铁氧体磁芯及其变压器骨架, 其参数为:

$A_p = 4.3238cm^4$, $A_e = 1.96cm^2$, $I_m = 8.79cm$ 等, 满足设计要求。

(2) 计算变压器匝数

1) 原边匝数 N_p

$$N_p = \frac{D_{max} V_1 \times 10^4}{K_f f_s B_w A_e} = \frac{0.9 \times 27 \times 10^4}{4 \times 75 \times 10^3 \times 0.17 \times 1.96} \approx 3 \text{ (匝)}$$

其中, D_{max} 为最大占空比, 设为 0.9

2) 副边匝数 N_s

$$N_s = \frac{V_2}{DV_1} N_p = \frac{162}{0.7 \times 27} \times 3 \approx 26 \text{ (匝)}$$

其中, D 为正弦波工作比, 设为 0.7

(3) 绕组导线设计

1) 初级绕组导线

$$\text{原边电流: } I_p = \frac{P_0}{V_1 \eta} = \frac{500}{27 \times 0.8} = 23A$$

$$\text{电流密度: } J = K_j (A_p)^x = 323 \times (4.32)^{-0.14} = 2.63 A/mm^2$$

$$\text{初级导线裸线面积为: } S_{m1} = \frac{I_p}{J} = \frac{23}{2.63} = 8.74 mm^2$$

采用 $0.12 \times 86mm$ 铜箔。

2) 次级绕组导线

$$\text{副边电流: } I_s = \frac{P_0}{V_2 \eta} = \frac{500}{115 \times 0.8} = 5.43A$$

$$\text{初级导线裸线面积为: } S_{m2} = \frac{I_p}{J} = \frac{5.43}{2.63} = 2.1 mm^2$$

$$\text{导线半径为: } d_2 = 1.13 \times \sqrt{2.1} = 1.64 mm$$

采用半径为 $0.56mm$ 导线，且 3 股并绕。绕 4 层，每层绕 7 匝

(3) 窗口核算

导线、铜箔占据窗口的高度为：

$h = 3 \times 0.15 \times 1.2 + 4 \times 1.2 \times 1.2 = 8.84 mm$ ，窗口高度为： $17.4mm$ ，说明设计合理。

6.1.3 滤波电路的设计

由高频链结构逆变电源原理可知，电源的谐波主要在开关频率附近，滤波电路的截止频率可以设得较高。

(1) 滤波电感的设计

设负载 $R_L = 200\Omega$ ，截止频率 $f_c = 10KHz$ ，则有滤波 L 为：

$$L = \frac{R_L}{2\pi f_c} = 2.54 mH$$

采用 PQ35/35 磁芯及骨架，匝数 N 为：

$$N = \frac{U_0 \times 10^4}{4.44 f_c B_w A_e} = \frac{115 \times 10^4}{4.44 \times 10 \times 10^3 \times 0.5 \times 1.96} = 25 \text{ (匝)}$$

空气隙长度 l_g 为：

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_e}{L \times 10^8} = \frac{0.4\pi \times 25^2 \times 1.96}{2.54 \times 10^{-3} \times 10^8} = 0.0061 \text{ cm}$$

在设计中，在预先计算数值的基础上，通过电感检测的方法反复验证，最终得到匝数为 36 匝，空气隙长度 l_g 为 0.1mm。

(2) 滤波电容的设计 $C = \frac{1}{2\pi f_c R_L} = 0.1 \mu F$ ，选用温度 100℃。耐压 500V

的 0.1 μF 电容作为输出电容。

6.2 驱动电路设计

驱动电路是控制电路和功率主电路之间的桥梁，它一方面使得控制电路中的高低电平信号达到驱动功率开关管的能力，另一方面它起到强电和弱点隔离的作用。驱动电路还应具备一定的抗干扰能力，避免出现误导通或者误关断的情况。驱动电路性能是否稳定可靠，直接关系到功率变换器的成败。

应用分立元件搭建的驱动电路，其性能指标受模拟元器件的限制，其驱动能力、速度、功能都有所欠缺。随着集成技术的发展，性能更优越的模块化驱动芯片应用越来越广泛。在驱动芯片内部，集成了隔离电路、驱动电路、保护电路，其体积小、功能强、速度快、效率高、可靠性高、开关时刻电平更加陡峭，简化了设计过程。文中在高频逆变器和周波变换器的功率开关管驱动设计上，应用了相应的专用模块化驱动芯片。

(1) MOSFET 驱动电路

在高频逆变器电路中，应用了 4 个 MOSFET 功率开关管，它们组成全桥变换器。根据此特点，应用了中电 15 所的 MOSFET 驱动模块芯片。此驱动芯片在 IR 公司生产的 MOSFET 管栅极集成驱动芯片 IR2110 基础上，集成了光电耦合器，使得其实现电气隔离。芯片的工作电压可达 500V，每片芯片可驱动两个 MOSFET 管，特别适合于桥式电路的驱动。MOSFET 驱动电路如图 6.1 所示。

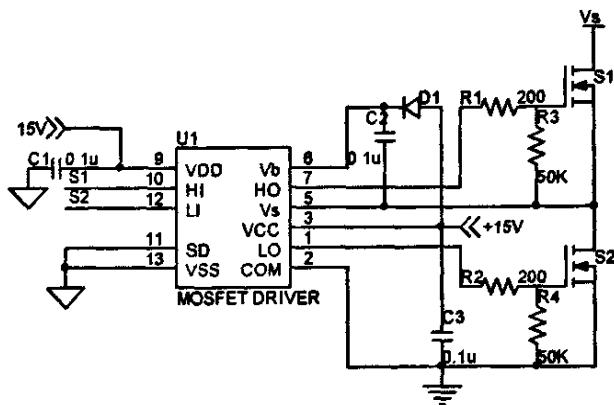


图 6.1 MOSFET 驱动电路

图中，MOSFET 驱动芯片管角分布和 IR2110 相同，其中 VDD 为逻辑及光电耦合器电路供电电源，HI 和 LI 为逻辑输入信号，HO 和 LO 为高低端门极驱动输出，SD 为芯片关断信号输入，VSS 为逻辑及光电耦合器电路地，Vb 为高端浮动电源，Vs 为高端浮动电源功率返回端，VCC 为低端供电电源，COM 为低端功率返回端。电路中输出端地为信号地，输出端地为功率地。

(2) IGBT 驱动电路

周波变换器包含 4 个 IGBT 功率开关管，采用富士 IGBT 专用混合驱动模块芯片 EXB850。此芯片能驱动高达 150A 的 600V IGBT，由于驱动电路的信号延迟 $<1\mu\text{s}$ ，所以此芯片适用于高达大约 10kHz 速度的开关操作。

EXB850 内部结构如图 6.2 所示，内部配有高压隔离高速光电耦合器及过流保护电路。其中管角 4 用于连接外部电容，以防止过流保护电路误动作，5 为过流保护输出，6 为集电极电压监视，15、14 为输入信号的输入端和接地端，2 为 20V 供电，3 为驱动输出，1 连接用于反向偏置电源的滤波电容，应用此芯片的 IGBT 驱动电路如图 6.3 所示。

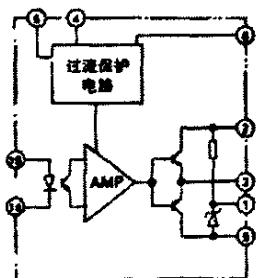


图 6.2 EXB850 内部结构

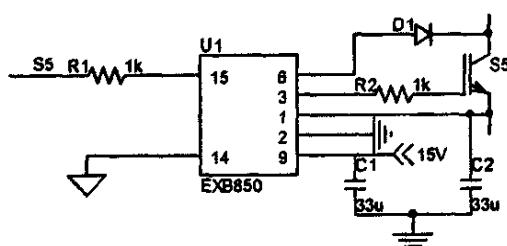


图 6.3 IGBT 驱动电路

6.3 调理电路和保护电路设计

(1) 调理电路

调理电路作用是把输出电压、电流转换成 DSP 芯片中 A/D 转换器允许的电压范围 (0~3V) 便于检测，并且使得输出隔离，文中应用了霍尔感应器件和运算放大电路器件。

1) 电压检测调理电路

文中在了电压检测上，采用了 29 所提供的霍尔电流传感器，其输入输出隔离，且输入电流和输出电流成正比，当输入电流达到额定值 10mA 时，输出 50mA，非线性度小于 0.1。当进行输出电压检测时，霍尔传感器串联电阻 R，使之变成有效量程范围内电流。

$$R = \frac{1.5V_{o\max}}{I_{\max}} = \frac{1.5 \times 163}{10} = 24.4k\Omega, \text{ 取 } 25k\Omega.$$

霍尔电流传感器输出连接电阻 R1，得到输出电压-2~2V，再连接运算电路，最终使得电压值调整到 0~3V。电压检测的调理电路如图 6.4 所示。图中，R3 为可变电阻器，微调 R3 使得比例放大器输出电压为 4V。

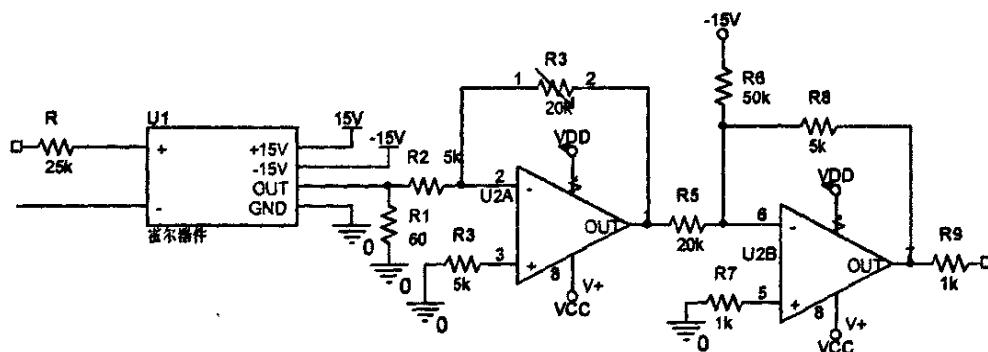


图 6.4 电压检测的调理电路

2) 电流检测调理电路

电流检测调理电路如图 6.5 所示。电阻 R1 为电流互感器次级的电流采样电阻，当电流互感器次级电流幅度为 0.01A 时，设 R1 为 200Ω，则进入比例放大器输入端电压为-2V~2V，此电压通过比例放大等运算电路输出为 0~3V。图中，R3 为可变电阻器，微调 R3 使得比例放大器输出电压为 4V。

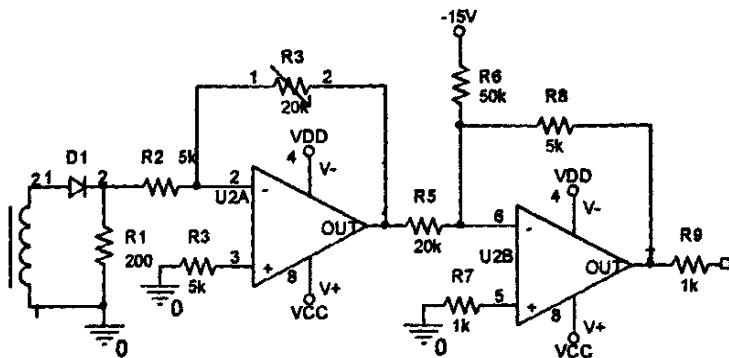


图 6.5 电流检测调理电路

(2) 保护电路

过流和过压保护电路如图 6.6 所示，电路连接电压、电流检测调理电路的反相比例放大器输出端。当过流或过压时，反相、放大的电压信号，通过 D1 半波整流，R1、R2 滤波输入到运放 U1 中进行比较，大于阈值电压时，输出为高电平信号。此高电平信号控制主电路开关管，使得其停止工作。其中稳压二极管 D2、R3、15V 提供阈值电压，D3 起到了锁存信号的作用。

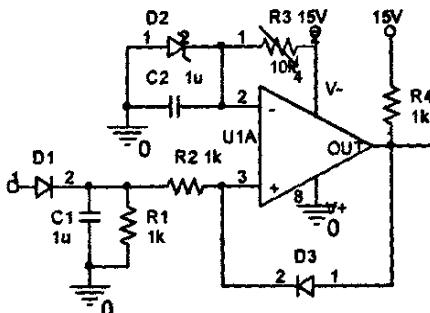


图 6.6 保护电路

6.4 基于 DSP 的控制电路设计

在论文中，逆变电源的控制电路以 TMS320F2812 为主控芯片，主要用到 DSP 芯片的事件管理器、A/D 转换器和部分 GPIO 端口。事件管理器 A 中的 2 组 PWM 输出端口用于产生逆变桥的 4 个功率开关管的 SPWM 逻辑驱动信号；A/D 转换器模块的两路端口用于采集逆变电源的输出电压、电流，将模拟量变成数字量，用于双闭环数字 PID 算法，并监测系统工作是否正常；

4个GPIO端口用来提供周波变换器的4个功率开关管的逻辑驱动信号，其余部分GPIO口、通信口、扩展口用于调试、电源指示、报警指示、通信、芯片扩展等。由于TMS320F2812芯片高度集成、内部资源丰富、存储空间较大，因此所设计的DSP控制电路为最小系统。基于DSP的控制电路如图6.7所示。

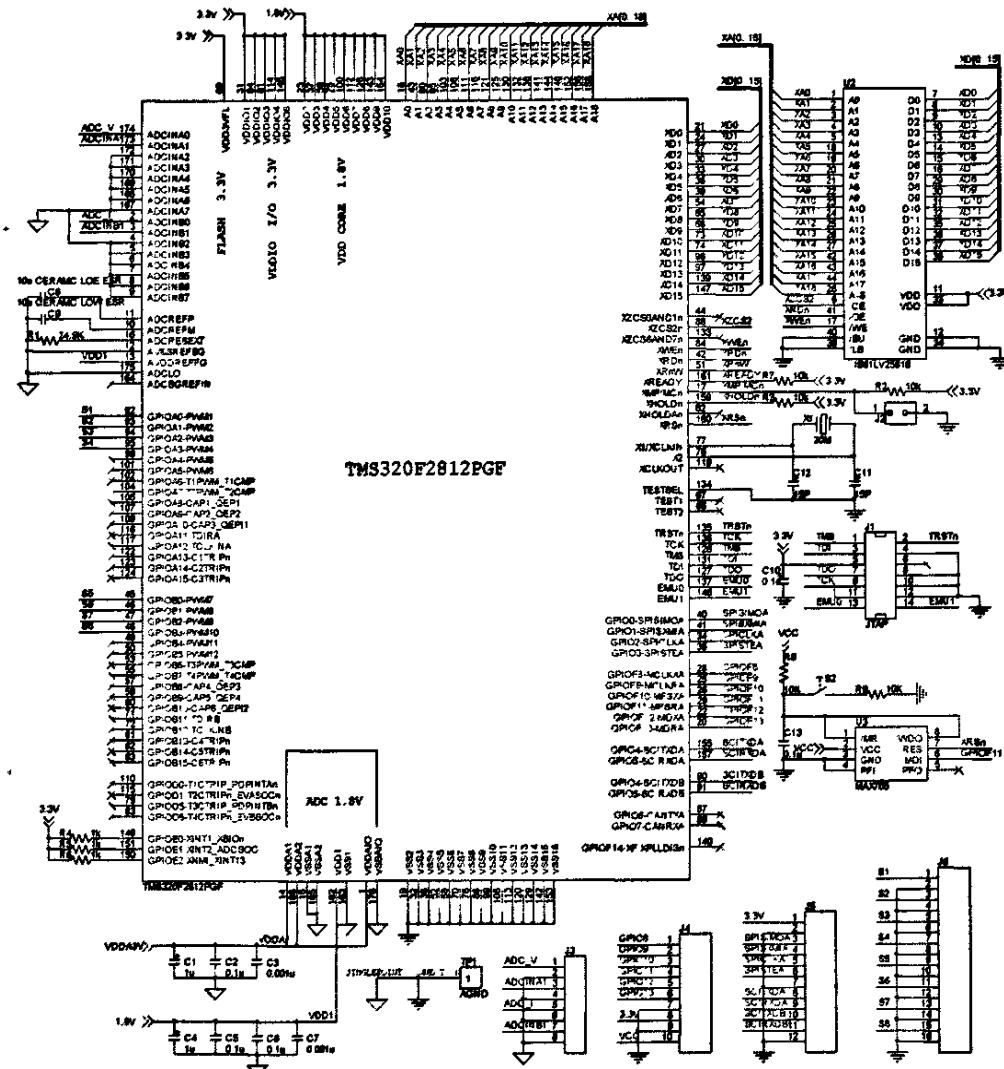


图 6.7 基于 DSP 的控制电路

图中，U1为TMS320F2812FPG芯片，其外围电路包括供电3.3V、1.8V，模拟地、数字地，滤波电容，X1、C11、C12晶振时钟电路，U2（IS61LV25616）等组成的SARAM扩展电路，U3（MAX705）等组成的复位电路等，其中模

拟地和数字地要单点连接。电路的输入、输出端口包括：J3，ADC 输入端口；J4，控制电路功能扩展、调试端口；J5，通信扩展端口；J6，功率开关管逻辑控制端口。

6.5 实验结果及分析

为了验证论文中逆变电源软件设计、硬件设计、控制方案的正确性，本章将给出主要的实验波形，并对实验结果进行分析。

(1) 实验条件

输入电压：直流 27V；

负载电阻：纯阻抗负载 200Ω ；

(2) 实验波形及分析

1) DSP 逻辑控制信号波形

图 6.8 所示为 DSP 输出的 S1、S2 控制逻辑信号，其中 Ch1 通道显示 S1 波形，Ch2 通道显示 S2 波形。S1 信号和 S2 信号互补交替，且带有死区，频率为 75KHz，电压大小为 3.3V。由实验波形图可知，由 DSP 输出的电平逻辑信号边沿陡峭，逻辑正确，死区时间设计合理，保证了高频全桥逆变电路稳定运行。

图 6.9 所示为 DSP 输出的 S1、S3 控制逻辑信号，其中 Ch1 通道显示 S3 波形，Ch2 通道显示 S1 波形。S1 信号与 S3 信号为移相 SPWM 算法产生，频率为 75KHz，电压大小为 3.3V。由实验波形图可知，由 DSP 输出的电平逻辑信号边沿陡峭，准确表达了 S1、S3 的移相交叠逻辑，实现了移相 SPWM 算法。

图 6.10 所示为 DSP 输出的 S5、S6 控制逻辑信号，其中 Ch1 通道显示 S5 波形，Ch2 通道显示 S6 波形。S5 信号和 S6 信号互补交替，且带有死区，频率为 50Hz。由实验波形图可知，由 DSP 输出的电平逻辑信号边沿陡峭，逻辑正确，死区时间设计合理，保证了周波变换器的稳定运行。

2) 功率主电路主要实验波形及分析

图 6.11 所示为高频变压器初级电压波形，其幅度为 27V，频率为 75KHz。由于功率器件因素，在开通瞬间存在振荡电压尖峰。由实验波形图可知，由

逻辑电平转换的驱动信号成功地控制了功率开关管的开关，高频逆变器部分实现了双极性脉冲信号。其波形的边沿陡峭，电压尖峰较小，证明了论文所设计的电流源高频链逆变电源开关应力小的优点。

图 6.12 所示为高频变压器次级电压波形，其幅度为 200V，频率为 75KHz，由实验波形图可知，高频变压器较好地将双极性脉冲信号升压；但由于变压器绕制时漏感的存在，存在振荡电压尖峰，波形的高低电平有所倾斜，以上缺点可通过 RC 吸收电路和耦合电容得到有效抑制。变压器输出波形边沿陡峭，效果较好，变压器体积小、重量轻，在运行过程中，发热较少，说明了高频变压器设计正确性及合理性。

图 6.13 所示为周波波变换器输出正周期部分形，电压幅度为 200V。由实验波形图可知，周波波变换器已将双极性波形转换成单极性波形，但由于功率器件因素和设计自身的缺陷，产生了一定程度的失真现象，在导通瞬间，边沿陡峭程度有所降低，但没有影响电源总体性能。

图 6.14 所示为逆变电源输出电压波形，幅度为 160V，频率为 50Hz。由实验波形图可知，波形逼近正弦波，失真很小，性能较高，达到了指标要求；滤波电感体积较小，运行过程中发热较少，较好地说明滤波电路设计的正确性及合理性。

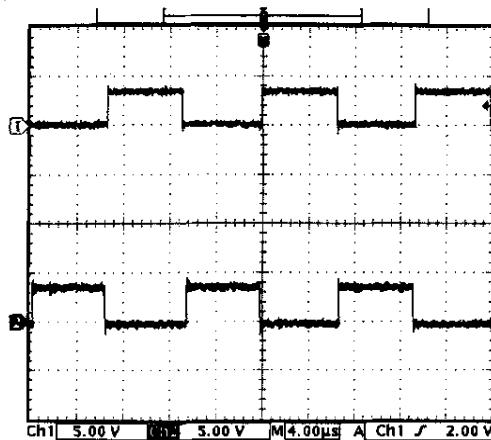


图 6.8 DSP 输出 S1、S2 逻辑信号

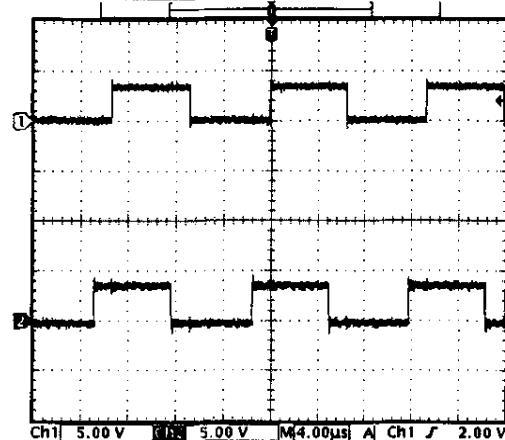


图 6.9 DSP 输出 S1、S3 逻辑信号

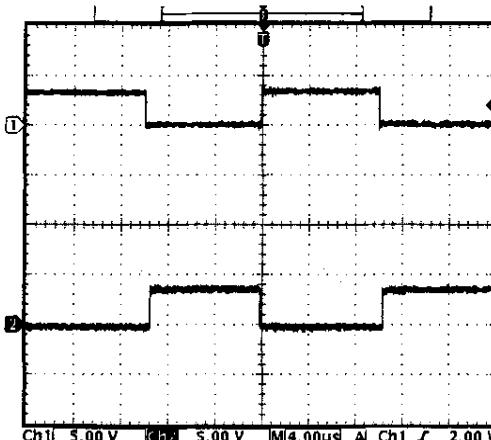


图 6.10 DSP 输出 S5、S6 逻辑信号

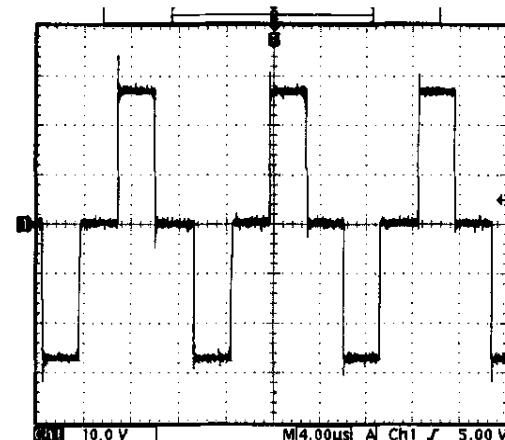


图 6.11 变压器初级电压波形

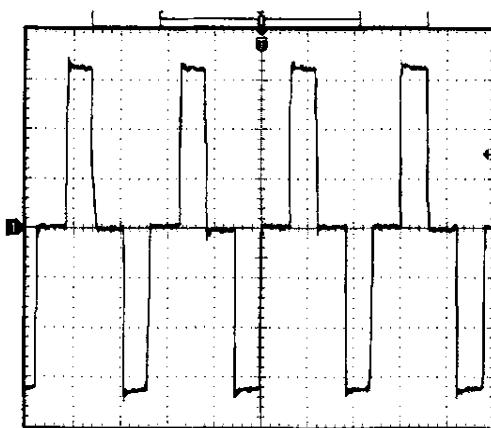


图 6.12 变压器次级输出电压波形

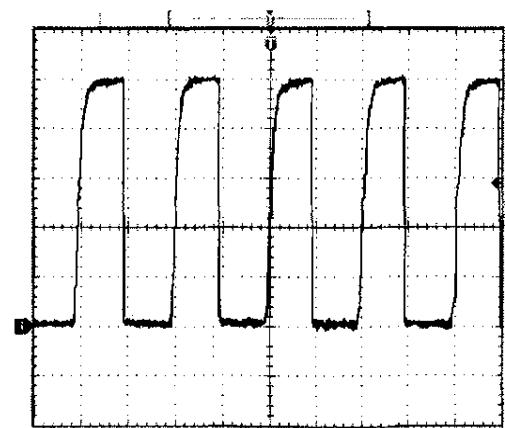


图 6.13 周波变换器输出电压波形

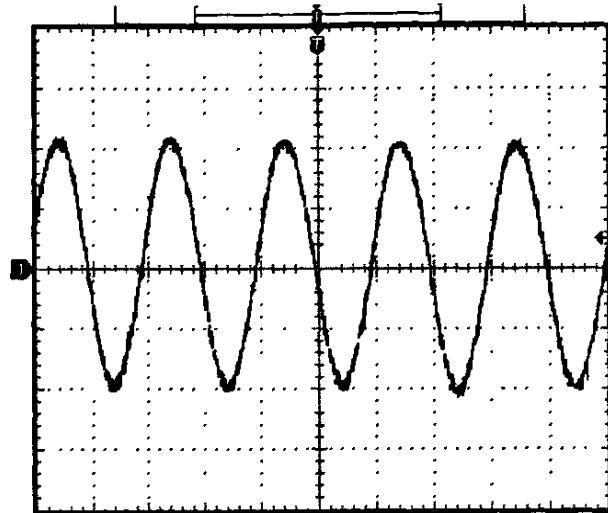


图 6.14 电源输出电压波形

6.7 本章小结

本章主要介绍电源功率主电路的设计，以 TMS320F2812DSP 为主控芯片的控制电路的设计，给出实验结果与结果分析，验证理论、方案、方法的正确性。

结 论

本论文介绍了交流环节高频结构逆变电源的工作原理、工作过程、控制方法和闭环控制系统，研究了基于 DSP 芯片控制的数字化交流环节高频链逆变电源，并完成了样机的设计制作工作。

一、论文结论

1、论文中设计的逆变电源开关频率达到 75KHz，变压器体积、重量大幅度减小，传统工频变压器的噪声问题得到解决。对比国内外应用微处理器控制逆变电源方案来说，此频率是一个提高和进步。

2、通过理论推导和软件仿真可知，采用三阶单极性 SPWM 控制方案，具有较小谐波分量，且谐波分量在载波的倍频处，易于滤波器的设计。

3、在高频逆变器部分中，采用全桥变换器结构，并采用移相控制方案，实现了开关管的零电压导通，减小了开关损耗，提高了电源的效率。

4、在控制环节上，采用了双闭环数字 PID 控制。电源的输出电压、电流经调理电路转换成 0~3V 电压，经 DSP 的内置 A/D 转换器采样、量化后得到反馈量。反馈量经过 DSP 应用双闭环数字 PID 算法在线计算，控制、调整调制正弦表格，从而改变 SPWM 波的调制比，达到了稳压与稳流的目的。

5、论文实现了交流环节高频链结构逆变电源的数字化控制。电源的核心控制电路基于 TMS320F2812DSP 控制芯片，软件实现了移相控制的 SPWM 逻辑信号、A/D 转换、双闭环数字 PID 控制等模块。逆变电源纯数字化控制电路与传统的模拟控制电路相比，省去了调制正弦波、载波三角波的发生、比较等电路，系统可靠性好、可移植性强。进一步提高了系统的集成度，减小了逆变器的尺寸。

二、论文展望

由于 TMS320F2812DSP 芯片速度、资源等局限，论文中逆变电源存在以下不足：

1、由于芯片运算速度有限，导致 PWM 分辨率较低，带来了大的量化误差，同时使得输出电压的调整范围降低。

2、由于芯片共用通用定时器的完全比较单元同步输出 PWM 有限，使得周波变换器的控制逻辑信号由通用 I/O 口以中断编程的方式产生，且只是简单的 50Hz 方波信号，没有实现功率的反向传输，因此逆变器负载只能为纯阻性。

3、论文介绍的移相控制方法只是实现了高频逆变器的零电压导通，在开关关断时，仍然存在开关损耗，因此只实现了部分软开关。

作者认为，随着数字化技术的发展，速度更快、资源更丰富、性能更高的处理器控制芯片将推动电力电子技术的发展，高频化、数字化将成为逆变电源业发展的主要趋势。

参考文献

- [1] 张友军. DC / AC逆变器技术及其应用综述. 电气开关, 2004, 42(6): 18-22
- [2] 孙向东, 钟彦儒. 高频链逆变技术发展综述. 电源技术应用, 2002, 5(11): 9-12
- [3] 张国娟, 张代润. 高频链技术综述. 电源世界, 2005, (8): 1-6
- [4] 马宪民, 陈全世. 高频软开关技术在电动汽车中的应用现状与发展. 电气传动, 2002, 32(1): 3-5
- [5] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用. 科学出版社, 北京, 2000: 5-6
- [6] 丁金刚. 一类具有高频链的数字式逆变电源的研究. 合肥工业大学硕士学位论文. 2006: 1-3
- [7] 孟永庆. 基于高频链技术的25Hz逆变电源的研制. 西安交通大学硕士学位论文. 2002: 1-5
- [8] Espelage, P.M., Bose, B.K. High Frequency Link Power Conversion. IEEE Transactions on Industry Applications, 1977: 388-394
- [9] 段峻, 张建荣. 高频链逆变电源的设计. 电源技术应用, 2003, 6(4): 36-39
- [10] 周志敏、周纪海、纪爱华. 逆变电源实用技术. 中国电力出版社, 北京, 2005: 144-145
- [11] Murai, Y., Lipo, T.A. High frequency series resonant DC link power conversion, Conference Record of the 1988 Industry Applications Society Annual Meeting, 1988, 1(1): 722-729
- [12] K.Wang, C.Y., Lin, L.Zhu, etc. Bi-Directional Dc-to-Dc Converters for FuelCell Systems. IEEE Trans. on PE, 1998, 11(2): 22-23
- [13] Muroyama, S., Aoki, T., Yotsumoto, K. A control method for a high frequency link inverter using cycloconverter techniques. Eleventh

- International Telecommunications Energy Conference, 1989, 2: 19-20
- [14] Tazume. K, Aoki. T, Yamashita. T. Novel method for controlling a high-frequency link inverter using cycloconverter techniques. Power Electronics Specialists Conference, 1998. 29th Annual IEEE, 1998, 1: 497 -502
- [15] Yamato. I, Tokunaga. N, Matsuda. Y, etc. New conversion system for UPS using high-frequency link. Power Electronics Specialists Conference, 1988. 19th Annual IEEE, 1988, 1: 658 -663
- [16] Muroyama. S, Aoki. T., Yotsumoto. K. A control method for a high-frequency link inverter using cycloconverter techniques. Telecommunications Energy Conference, 1989. Conference Proceedings, Eleventh International, 1989, 2: 191-196
- [17] Minchao Huang, Weixun Lin, Jianping Ying. Novel Current Mode Bi-directional High-frequency Link DC/AC Converter for UPS. IEEE PESC, 1998: 1867-1871
- [18] Minchao Huang, Jianping Ying, Dehong Xu, etc. Full-bridge current mode high-frequency link inverters. PEDS'99, 1999, 2: 961-965
- [19] 李伟, 龚春英, 严仰光. 采用平衡绕组的半桥电流源高频链逆变器. 电力电子技术, 2000, 34(5): 1-2
- [20] 陈兆岭, 陈道炼. 推挽式双向电流源高频链DC-AC功率变换器初析. 镇江市高等专科学校学报, 2000, 13(2): 49-52
- [21] 沙德尚, 孔力. 高频链逆变器的全数字化混合SPWM控制策略研究. 电工技术学报, 2005, 7: 5-6
- [22] 郑忠兴. 正弦波逆变电源的数字控制技术. 南昌大学信息工程学院硕士论文. 2006: 24-26
- [23] 李先祥, 李宏. 基于DSP控制的高频链逆变电源的设计. 仪表技术与传感器, 2006, 3: 43-45
- [24] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 逆变电源实用技术. 中国电力出版社, 北京, 2005
- [25] Minchao Huang, Weixun Lin, Jianpin Ying. Novel Current Mode Bi-

directional High-Frequency Link DC/AC Converter for UPS. IEEE PESC'98 RECORD, 1998: 1867- 1871

- [26] 黄敏超, 徐德鸿, 林渭勋. 全桥双向电流源高频链逆变器. 电力电子技术, 1999, 1: 5-7
- [27] 黄敏超, 徐德鸿, 应建平, 全桥电流源高频链逆变器, 第十三届全国电源技术年会论文集
- [28] 刘凤君. 正弦波逆变器. 科学出版社, 北京, 2002
- [29] 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片的原理与开发应用. 电子工业出版社, 北京, 2000
- [30] 何苏勤, 王忠勇. TMS320C2000 系列 DSP 原理及使用技术. 电子工业出版社, 北京, 2003
- [31] 苏奎峰, 吕强, 耿庆锋等, TMS320F2812 原理与开发, 电子工业出版社, 2005 年
- [32] TMS320F2812 Digital Signal Processors Data Manual, 2001, www.ti.com
- [33] Nagai, S., Yonemori, H., Nakaoka, M. Constant frequency phase-shift PWM high-frequency full-bridge inverter operating at load resonant ZCS and ZVS hybrid mode. Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers C-II, 1994: 351-4
- [34] Mollov, S.V., Theodoridis, M., Forsyth, A.J. High frequency voltage-fed inverter with phase-shift control for induction heating. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2004: 12-18
- [35] Kifune, H., Yamaguchi, T., Hatanaka, Y., etc. A novel type of series load resonant high frequency soft switching inverter with phase shift control scheme. Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, 2003: 1490-1497
- [36] Zhang, Chunjiang, Zhang, etc. A novel dual secondary winding and dual power bridge high frequency link inverter based on bipolar combined phase-shifted modulation. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics

- Conference and Exposition, 2006: 140-144
- [37] Kifune, M., Hatanaka, Y., Nakaoka, M. Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications. IEE Proceedings, Electric Power Applications, 2004: 19-25
- [38] Nagai, S., Savary, P., Nakaoka, M., etc. Phase-shifting PWM control-mode high-frequency inverter for induction-heating applications. Official Proceedings of the First International PCIM '88 (Power Conversion) Conference, 1988: 292-301
- [39] Youguang Li, Zaili Chen. Phase shifted ZVT-PWM high-frequency full-bridge inverter with auxiliary resonant nets for driving ultrasonic motor. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005, 3: 1847-50
- [40] Yonemori, H., Chibani, A., Nakaoka, M. New soft-switching phase-shifted PWM high-frequency inverter-linked cycloconverter incorporating voltage-clamped quasi-resonant technique. PESC '91 Record, 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991: 283-90
- [41] Yilei Gu, Lijun Hang, Shijie Chen, etc. Research on control type soft switching converters. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004, 2: 1470-5
- [42] Gu Yi-lei, Chen Shi-jie, Lu Zheng-yu, etc. Strategy for control type soft switching converters. Proceedings of the CSEE, 2005:55-59
- [43] Chen Li-min, Shi Li-sheng. Isolated soft switching bidirectional DC/DC converter. Qinghua Daxue Xuebao/Journal of Tsinghua University, 2006: 1657-1660
- [44] 刘胜利,严仰光. 软开关移相控制全桥变换器一周期十二个工作过程的详细分析. 第十三届全国电源技术年会论文集
- [45] 伶首峰. 移相全桥零电压 PWM 软开关变换器的研究, 第十三届全国电源技术年会论文集
- [46] 张玉明. 基于 DSP 的移相全桥高频链逆变器的研制. 中国科学院研

- 究生院硕士学位论文, 2002: 26-31
- [47] 吴麒, 自动控制原理, 清华大学出版社, 北京, 1995
- [48] 龙海峰, 吕道静, 郭世明. 高频链中高频变压器的分析与设计. 电源技术应用, 2004, 7(4): 197-199
- [49] 电子变压器专业委员会. 电子变压器手册. 沈阳科学技术出版社, 沈阳, 1998

攻读硕士学位期间发表的论文和取得的科研成果

王姜铂, 席志红. 基于 DSP 的 SPWM 数字移相技术. 应用科技, 2007, 34(2)

致 谢

论文课题来源于中电 29 研究所, 在课题研究和论文的撰写过程中, 学校、29 所、导师、指导老师及同学们给与了我巨大的支持和帮助, 在这里, 我要向他们表示最诚挚的谢意!

首先要感谢我的导师席志红教授。在两年半的工作学习和研究中, 席老师不仅在学业上给了我很大的关怀和指导, 而且在研究过程中鼓励我勇于实践和创新。她广博的学识、开阔的思路、严谨的治学态度以及和蔼可亲的为人给我留下了极其深刻的印象。

其次, 我要感谢 29 所的指导老师王斌老师、王凤岩老师。在课题进展过程中, 他们不厌其烦地指导我的课题设计工作, 从课题原理到课题实现, 他们一直给与我最大的技术支持。可以说, 课题的实现是和他们的指导分不开的。

再次, 我要感谢 29 所给我的支持与培养。论文课题大部分是在所内进行, 所里提供了先进的仪器设备, 在生活上还提供了住房、生活补贴、节假日补贴, 所领导也对研究生的培养工作非常重视, 组织了大量的学术活动。可以说 29 所不但给与了我最大的物质支持, 同时给与了我偌大的栽培与关怀。

最后, 我要感谢一直在身边支持我的同学们, 他们是: 刘利彬、许新利、隆仲莹、李萌、李荣军、金桂芳, 谢谢他们给与我的支持和帮助。

在课题的研究中, 信息与通信工程学院的各位领导和老师也给予我很大的帮助和鼓励, 感谢他们对我的毕业设计提出的宝贵意见。