

摘 要

近年来,随着变频器的频率不断提升,功率不断增大,通用变频器在一些应用场合中逐渐暴露出它的弊端,比较突出的有两个方面:一是网侧功率因数低;二是开关器件损耗过大。针对上述缺点本文提出了一种新型的电路拓扑,将功率因数校正(PFC)和软开关技术有机地结合起来,既提高了功率因数又降低了开关损耗。

本文分别对三相 PFC 技术和软开关逆变技术的原理、拓扑结构进行了详细地分析与比较。主电路的前端的功率因数校正部分使用的是三相双开关 PFC 电路,增加了两个辅助开关,电路拓扑结构简单,采用电流内环和电压外环的双闭环控制,电路工作在电流连续模式(CCM)下,网侧功率因数高,为后端提供稳定的直流电压;后端软开关部分使用的是直流谐振 PWM 逆变电路,结构上增加了三个辅助开关以及谐振电感 L_r 和电容 C_r ,使用空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)技术,从空间矢量的角度研究了逆变桥的零电压过渡过程,控制电路可以满足不同的 PWM 调制策略,辅助开关的动作也都是在软开关条件下进行的。

根据理论分析,进行了仿真以及实验验证。通过仿真软件 Matlab 中的 Simulink 进行建模仿真,验证系统的兼容性、稳定性以及带载能力(拖动电机的能力)。仿真结果说明前后端的系统相互独立,干扰小;网侧功率因数接近 1,THD 为 10.42%;输出三相电压波形平滑,电机调速性能稳定。同时,搭建了以 TI 公司的 DSP2407 为控制核心的实验平台,由于采用数字化的控制方式,硬件部分有采样电路以及驱动电路,其余工作都由软件完成。实验结果说明交流侧功率因数高,直流母线电压可控,电压和电流的波形较为平滑且畸变小。整个系统有效地降低了谐波污染和开关损耗,提高了系统的效率。

关键词: 变频器, 功率因数校正, 软开关, MATLAB 仿真

Abstract

In recent years, with the rising of frequency and power, the traditional inverter shows some defects at two aspects, which is low power factor and high energy loss. The paper presents a novel main circuit which is composed of power factor correction and soft switching technology. It can not only improve the grid pollution but also reduce the energy loss.

The paper analyzes in detail the principle, circuit structure, work process and control of the chosen circuit. Power factor correction in main circuit is used of three phase two switch PFC circuit, which is added with two switches. The structure is simple and is working in double close-loop control, which is current loop and voltage loop. It improves the power factor of the grid under control of CCM mode and provides a stable voltage for the back-end as well. Soft switching is used of resonant DC link PWM inverter which is composed of three subswitches and resonant inductance and capacitance. The paper discusses the ZVT process of inverter bridge in the point of SVPWM. The main switch is turned on under the condition of ZVS through resonance. The characteristics of circuit is easy to control and is satisfied with different kinds of PWM mode. In addition, all the switch is working under the condition of soft switching.

On the basis of theoretical analysis, the paper presents simulation and experiment to improve its feasibility. Simulating is in order to improve the compatibility, stability and loading capacity. The result strongly improves the conclusion: The system is independent with each other and EMI is low. The power factor is close to 1 and THD is 10.42%. In addition, the paper also states the control that which is controlled by DSP2407, including hardware and software. The strong ability has been proved to test with inductive loads through soft simulation. Researching on the result of the experiment, the circuit provide high power factor and the direct current generatrix voltage can be controlled. The waveforms of current and voltage are smooth and the aberrance is small. The whole system effectively reduces the harmonic pollution, energy loss and improves the efficiency as well.

Keywords: Inverter; Power factor correction; Soft switching; MATLAB simulation

目 录

摘 要	I
Abstract	II
第一章 绪论	1
1.1 变频器的发展现状	1
1.1.1 国外变频器的现状	1
1.1.2 国内变频器的现状	1
1.2 变频器的控制方式	2
1.3 有源功率因数校正技术和软开关技术的发展趋势	2
1.3.1 有源功率因数校正的发展趋势	2
1.3.2 软开关技术的发展趋势	2
1.4 选题意义和主要工作	3
1.4.1 选题意义	3
1.4.2 课题的主要工作	4
第二章 系统总体方案选择	5
2.1 系统总体架构	5
2.2 三相功率因数校正电路的分析与选择	5
2.2.1 功率因数校正技术的原理	6
2.2.2 三相功率因数校正技术的电路拓扑	6
2.2.3 三相功率因数校正电路的选择	8
2.3 软开关逆变器的分析与选择	9
2.3.1 软开关技术的原理	9
2.3.2 软开关逆变器的电路拓扑	10
2.3.3 软开关逆变电路的选择	14
2.4 异步电机电压空间矢量控制以及矢量控制的分析	15
2.4.1 空间矢量的定义	15
2.4.2 坐标变换	16
2.4.3 三相异步电机在 dq 坐标系上的数学模型	17
2.4.4 矢量控制的算法实现	19
2.5 本章小结	20
第三章 系统主电路分析与设计	21
3.1 主电路结构	21
3.2 三相双开关 PFC 电路的分析与设计	21
3.2.1 三相双开关 PFC 电路的工作原理	21
3.2.2 三相双开关 PFC 电路的控制分析	24
3.2.3 元件参数计算	26

3.3 直流谐振 PWM 软开关电路的分析与设计	28
3.3.1 直流谐振 PWM 软开关电路的工作原理	28
3.3.2 直流谐振 PWM 软开关电路的控制分析	31
3.3.3 元件参数计算	33
3.4 本章小结	34
第四章 基于 DSP 系统控制电路设计	35
4.1 DSP 系统控制框图	35
4.2 驱动电路	35
4.3 直流母线电压采集电路	36
4.4 带通滤波放大电路	36
4.5 SVPWM 的程序流程	37
4.6 本章小结	39
第五章 仿真实验及结论	41
5.1 三相双开关 PFC 模块设计和仿真结果	41
5.1.1 仿真模块设计	41
5.1.2 仿真结果	42
5.2 直流谐振软开关逆变模块设计和仿真结果	44
5.2.1 仿真模块设计	44
5.2.3 仿真结果	45
5.3 实验结果	48
5.4 本章小结	49
第六章 全文总结	51
致 谢	53
参考文献	55
附 录	59
附录 A 相关电路图	59
附录 B 作者在攻读硕士学位期间发表的论文	61

第一章 绪论

1.1 变频器的发展现状

1.1.1 国外变频器的现状

变频器也叫变频电源,是针对交流电机调速而产生的,能实现对交流异步电机的软起动、变频调速、提高运转精度、改变功率因素等功能^{[1][2]}。由于国外变频器的产销量非常大,整体技术水平比较先进,并具备生产大功率器件的能力,因此作为一种新兴的高技术产品,国外品牌一开始就占据了绝大部分市场。目前国产变频器的生存空间非常狭小,而美国、日本和欧洲的厂商占领了绝大部分市场,占有率高达90%,比如日本的三菱重工、富士、东芝、日立、松下以及施耐德、西门子、ABB等是变频器产品的主要来源。据统计,在我国活跃的变频器品牌约有90多个,这当中国内品牌约有70%。其中日本的公司相对能够推出符合我国国情的产品,因为日本企业进入中国比较早,在变频器市场做过了充分的调查和研究,因此市场占有率是最高的,超过了40%。而欧美企业虽然进驻国内时间较晚,但是产品有档次、容量大,却也能占有30%左右的市场;另外,台湾也占据了10%的市场份额^[3]。

1.1.2 国内变频器的现状

由于大量外国变频器的涌入,加深了我国对变频器认识,推动了我国变频器市场的快速启动。资料显示,最近几年,我国的变频器市场一直保持着12%~15%的增长率,预计在今后5年内,变频器市场需求仍然会保持10%以上的增长率。保守估计而在10年以后,变频器市场才能饱和。

据中国工业电器协会变频器分会统计,近年来,我国变频器市场每年需求大约形成100亿元的市场空间。而且,随着用户需求的多样化,国内变频器产品的功能在不断完善和增加,集成度和系统化程度也越来越高,并且已经出现某些专用变频器产品,这都为我国变频器市场的进一步扩大奠定了基础。2005年,高压变频器市场规模大约为10.9亿元,而2008年已经达到34亿元。由于高压变频器确有显著节能效果。在不更换主机设备的情况下,仅改变速度就可取得平均节电30%的效果,由此可见,在低碳经济势在必行驱使下,未来中国高压变频器的增长速度可以预料。

尽管国内变频器生产厂商日渐增多,但由于在整机工艺、微处理器以及大功率器件上开发生产水平的落后,使我国的整体水平与发达国家还有一定差距。这表现在多个方面。如主要研发和生产集中在低压,中、小功率范围;缺乏大规模的生产企业,大多是小规模的民营企业;高端技术人才短缺,在理论研究方面无法深入等。作为工控产品中的重中之重,仅靠为数不多的民营企业来支撑是远远不够的,这既不利于研究水平的深入发展,又不利于行业的良性竞争。国家应该大力倡导行业的发展,加大研究经费的投入,树立国内品牌形象,才能从根本上改变国内变频器的发展现状^{[4][5]}。

1.2 变频器的控制方式

变频器有着丰富的软体结构,其控制方式经历了以下四代:

(1)V/F 控制。这是感应电机最基本的控制策略,由于其算法简单、易于实现,在通用变频器中得到了广泛的应用,适用于风机、水泵等负载。但是,由于这种控制方式是建立在电机的稳态数学模型的基础上,所以其动态过程不理想,只适用于动态性能要求不高的调速场合。该算法不能很好的控制电流,为此必须另外进行过流保护^{[6][7]}。

(2)电压空间矢量控制(SVPWM)。作为 PWM 的特例存在,概括来讲就是通过提高开关频率把空间矢量的扇区不断细化,使其磁场逐渐接近一个圆形磁场,具体的原理以及算法将在正文中说明^{[8][9]}。

(3)直接转矩控制(DTC)。和矢量控制不同,直接转矩控制摒弃了解耦的思想,取消了旋转坐标变换,简单的通过电机定子电压和电流,借助瞬时空间矢量理论计算电机的磁链和转矩,并通过与给定值的比较所得差值,实现磁链和转矩的直接控制。目前,该技术已成功地应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。目前,对直接转矩控制的研究主要集中在提高其低速性能上。在许多 bang-bang 控制器的基础上提出改进方案,如对磁链偏差和转矩偏差的细化,对电压空间矢量的无差拍调制,对开关状态的预测控制、只能控制,单独对转矩或磁链进行预测跟踪控制等^{[10][11]}。

(4)矩阵式交-交变频。传统变频器使用的交-直-交的电路结构,而交-交变频省去了中间的直流变换环节,这样做的好处是降低了成本和体积。它通过斩波等形式改变电压频率,但改变频率范围比较窄,一般只能到 20%~50%。目前该技术的应用领域主要在大功率、低速交流传动系统如轧钢机、矿井提升机、造纸、炼金等^{[12][13]}。

1.3 有源功率因数校正技术和软开关技术的发展趋势

1.3.1 有源功率因数校正的发展趋势

早期的有源功率因数校正(APFC)电路是晶闸管电路。上世纪 80 年代是现代有源功率因数校正技术发展的初期阶段,这一时期提出的一些基本技术为 APFC 技术打下了坚实的基础,并为今后的发展指明了方向。从 90 年代至现在,有源功率因数校正技术取得了长足的进步。目前,单相功率因数校正技术在电路拓扑和控制方面已日趋成熟,而三相功率因数校正技术正处于研究阶段。国外在 APFC 方面起步比较早,研究的也比较深入,而我国在这方面技术比较落后,近 20 年来才出现一些关于 APFC 的文献^[14]。从文献上看,近年来 APFC 的发展趋势主要表现在:电路结构的不断创新;控制理论的不断深入;适用范围越来越广。

1.3.2 软开关技术的发展趋势

自上世纪70年代以来,国内外电力电子和电源技术领域不断研制开发高频软开关技术,到目前为止,已提出了多种不同的软开关拓扑结构,实际应用也取得了一系列成功。软开关技术先后经历了串联或并联谐振技术、准谐振或多谐振技术、ZCS-PWM或ZVS—PWM技术、移相全桥ZVS-PWM技术、ZCT-PWM或ZVT-PWM 技术、全桥移相

ZVZCS-PWM技术等发展阶段。

如今,软开关变换器都应用了谐振原理,在电路中并联或串联谐振网络,势必产生谐振损耗,并使电路受到固有问题的影响。为此,人们提出了组合软开关功率变换器的理论。组合软开关技术结合了无损耗吸收技术与谐振式零电压技术、零电流技术的优点,电路中既可以存在零电压开通,也可以存在零电流关断,同时既可以包含零电流开通,也可以包含零电压关断,是这四种状态的任意组合^[15]。

逆变器是电子电路中最常见的电路,自从上世纪 80 年代末美国威斯康星大学的 Divan 博士提出谐振直流环节逆变器后,软开关在逆变器中得到了长足的发展,之后出现了各种软开关逆变器拓扑结构。应用较为广泛的软开关逆变器有两种:直流谐振(DC Resonant)和极谐振(Pole Resonant)。除次之外,还有负载谐振型(Load Resonant)逆变器、谐振交流环节型(Resonant AC Link)逆变器和无源缓冲型(Passive Subber)逆变器等有意义的拓扑得到了研究人员的关注^[16]。

1.4 选题意义和主要工作

1.4.1 选题意义

近年来,随着控制技术和微电子技术的不断发展,交流调速在性能上逐渐取代了直流调速,变频器在工业生产的低位无可替代。但是,变频器在节能、改善人类生活环境、提高产品质量以及提高工业自动化程度方面做出巨大贡献的同时也产生了一些负面效应,比较突出的有以下两个方面:

(1)功率因数低。变频器通常使用交-直-交的变换模式,由于交直交变频器中含有整流电路,可控硅元件的导通与关断同样会因其非线性产生谐波,从设备流出的谐波因变流器回路的种类及其运转状态、系统条件等不同产生不同的影响。输入电流谐波严重且功率因数低,在很多应用领域,这些都是不能接受的技术缺陷。

为了缓解电网压力降低谐波,通常在变频器与电网之间串接交流电抗器,这样做虽然改善了功率因数,但交流电抗器价格不菲,并且电抗器体积较大,增加了投入成本。近年来,随着有源功率因数校正技术的发展和日益成熟,单相功率因数校正技术已经取得了很大的成功,三相功率因数校正技术正在研究中。将功率因数校正技术和变频器相结合,在中、小功率范围内其性能将明显高于变频器和交流电抗器的组合。

(2)功率损耗大。变频器的损耗由三部分组成,整流损耗约占 41%,逆变损耗约占 50%,控制回路损耗占 10%。前两项损耗是随着变频器的开关频率、负荷、拓扑结构的不同而变化,而控制回路损耗不随变频器容量、负荷而变化。常用变频器的调速范围在 50Hz~400Hz,而在一些特殊行业如轴承加工等,变频器的最大频率需要达到几千赫兹,此时逆变侧的开关频率至少要提高 5~10 倍,如此高的开关频率使逆变损耗更加严重,传统硬开关已经不能满足要求,必须使用软开关技术。软开关逆变器这一概念的提出有效的解决了逆变器开关频率提高带来的功率损耗、开关应力和电磁干扰 EMI(Electro Magnetic interference)的问题。

1.4.2 课题的主要工作

本文在传统变频器主电路的基础上提出了一种基于三相 PFC 和直流谐振软开关技术的变频拓扑结构,详细分析了主电路各部分的工作原理以及工作过程,提出了相应的控制策略并通过指标参数计算各元器件的选型。在理论分析的基础上,本文搭建了基于 DSP2407 的控制系统,并在 MATLAB 中进行了建模和仿真试验,最后通过硬件调试有效的验证了该电路是可行性和实用性。在查阅国内外大量相关文献,对课题背景进行详细调研的基础上,本文主要做了以下几方面工作:

- 1、通过阅读国内外大量参考文献,阐述了通用变频器的在国内外市场的基本状况、变频器的控制理论、发展趋势以及有源功率因数校正和软开关技术的发展趋势。
- 2、分析不同电路的特点和性能,提出系统的总体设计方案和选择依据。
- 3、对主电路的工作原理和控制策略进行了详细的分析和研究,包括工作过程、控制过程以及元器件参数计算。
- 4、以 DSP2407 芯片为核心搭建整个系统的控制电路,硬件中包括采样电路、驱动电路等;软件中深入地研究了 SVPWM 算法。
- 5、使用 Matlab/Simulink 仿真软件进行建模和仿真试验,并最终通过硬件实验平台验证系统的可行性和实用性。

本文的创新点在于对传统变频器的主电路结构进行改进,通过三相电压的中性点将电路分成完全独立的两部分,三相双开关 PFC 电路工作在连续导通模式下,前端的三相电感的感量较小,降低了系统的体积,功率因数为接近 1;后端的软开关逆变电路采用直流环节谐振方式,虽然增加了三个辅助开关,但降低了控制难度,母线零电压凹槽的位置和长度可以灵活控制。该电路的提出符合变频器的发展趋势,即降低污染,减少能耗,对于促进变频技术的进步有一定的实用意义。

第二章 系统总体方案选择

2.1 系统总体架构

变频器是运动控制系统中的功率变换器。当今的运动控制系统包含多种学科的技术领域，总的发展趋势是：驱动的交流化，功率变换器的高频化，控制的数字化、智能化和网络化。因此，变频器作为系统的重要功率变换部件，提供可控的高性能变压变频的交流电源而得到迅猛发展。随着新型电力电子器件和高性能微处理器的应用以及控制技术的发展，变频器的性能价格比越来越高，频率范围越来越广，体积越来越小，而生产厂商仍在为实现变频器的进一步小型轻量化、高性能化、多功能化以及无公害化而做着新的努力。变频器性能的优劣，主要由以下三点判定：一要看其输出交流电压的谐波对电机的影响；二要看对电网的谐波污染和输入功率因数；三要看本身的能量损耗如何。

由于变频器有着丰富的软体结构，近年来对变频器的研究更多集中在控制理论和算法上，其硬件结构逐渐成为一种定式，推陈出新较少，针对这一点，本文提出一种新型的电路拓扑，将三相功率因数校正和软开关技术与变频器主电路结合，系统的总体方案如图 2-1 所示。

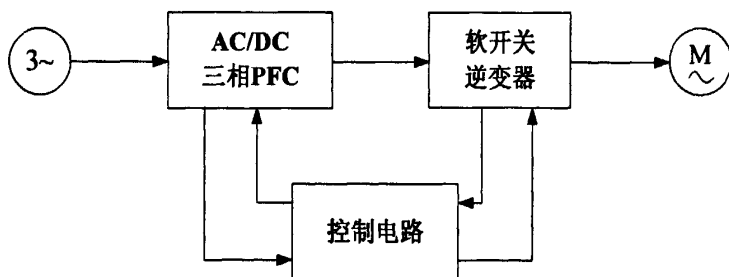


图 2-1 主电路框图

Fig. 2-1 Main circuit chart

该电路的提出在理论上是切实可行的，符合变频器的发展趋势。从图中可以该方案主要由不控整流桥、三相功率因数校正、直流谐振软开关和 IGBT 逆变桥组成，通过功率因数校正和软开关的合理结合极大地改善了传统变频器在效率、能耗以及污染之间的失衡。随着集成 IC 芯片、电力电子器件的投入成本以及市场价格不断降低，变频器的未来势必朝着集成化、无污染、低能耗的方向发展。本章将从三相 PFC 和软开关两种技术的原理入手，具体分析不同拓扑的工作过程和特点，通过分析比较选择适当的电路结构。

2.2 三相功率因数校正电路的分析与选择

功率因数校正(Power Factor)通常有两大类：一类是无源 PFC 技术，另一类是有源 PFC 技术。无源 PFC 技术是用电容、电感、功率二极管等无源器件组成，主要是通过提高整流导通角的方法来减小高次谐波。它虽然控制简单，成本低，可靠性高，然而体积庞大，难以得到较高的功率因数。有源 PFC 技术是在整流输出和滤波电容之间加入辅助电路，通过控制辅助开关来实现功率因数校正。这种方法虽然控制复杂，成本高，但

体积较小^{[17][18]}。

2.2.1 功率因数校正技术的原理

电工学对功率因数(Power Factor)的定义为有功功率和视在功率的比值,表达式如下:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos \Phi_1}{U_1 I_R} = \frac{I_1 \cos \Phi_1}{I_R} = \gamma \cos \Phi_1 \quad (2.1)$$

式中 I_1 是输入电流基波有效值; I_R 为电网电流有效值, $I_R = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$, 其中 $I_1, I_2 \dots I_n$ 为输入电流各次谐波有效值; U_1 为输入电压基波的有效值; γ 为输入电流的波形畸变因数; $\cos \Phi_1$ 为基波电压和基波电流的位移因数^[19]。

变频器功率因数较低的主要原因是整流电路谐波严重,首先需要明确的是不仅变频器产生谐波电流,任何交直流整流电路都会产生谐波,整流电路产生的谐波与整流电路的形式有关。功率因数校正要做的就是将电流和电压的相位差控制为零,即完全同相,如图 2-2 所示。

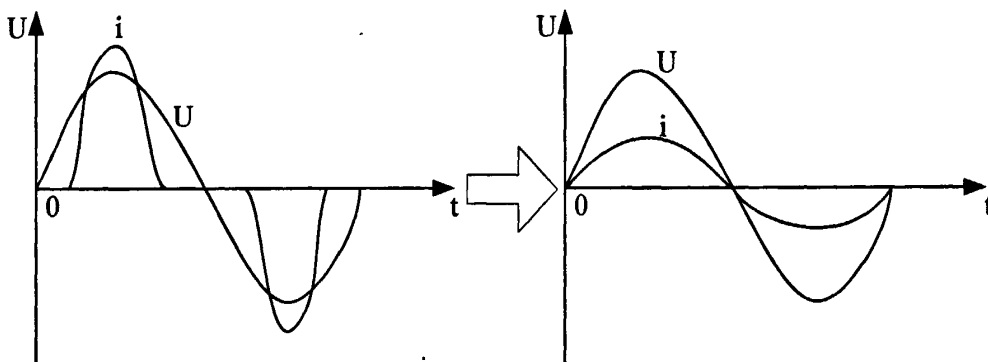


图 2-2 输入电压与电流波形

Fig. 2-2 the Waveforms of Input Voltage and Current

2.2.2 三相功率因数校正技术的电路拓扑

根据电路输入电压的不同, PFC 电路主要分单相和三相两大类。目前单相 PFC 电路在拓扑结构和控制方面已经相当成熟,这里不多作介绍,三相 PFC 电路由于应用广泛、工作机理比较复杂而成为近年来研究热点。与单相 PFC 相比,三相 PFC 具有许多优点,如输入功率更高;输出电容小;输出电压动态调节更快。但是,三相 PFC 最大问题是相间耦合,针对如何解耦、提高功率因数校正效果,出现了一些不同的电路拓扑。

(1) 三相单开关 PFC 电路

三相单开关 PFC 电路是最典型的不解耦三相 PFC 电路,电路结构如图 2-3 所示^{[20][21]}。总体来说,电路结构简单、成本较低并且控制容易,有较广的适用范围。但是,由于三相电压的耦合,一个开关的开通与关断会影响到整个系统,无法对每一相实现最优控制,为了保证输入电感上的电流断续又能得到最大的输出功率,电感的设计比较困难。在开关开通和关断的瞬间,电感上的电压和电流关系呈非线性变化,会产生谐波,因此输入电流纹波较大,对 EMI 滤波器的要求较高。

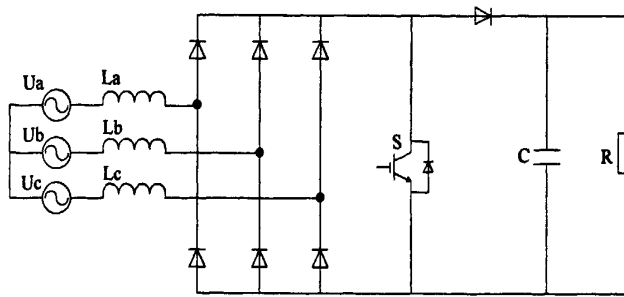


图 2-3 三相单开关 PFC 电路

Fig. 2-3 Three Phase Single Switch PFC circuit

(2) 三相三开关 PFC 电路

如图 2-4 所示, 开关 S1、S2、S3 是双向开关(在正向和反向工作时都具有开和关的两种状态)^{[22][23]}。三个辅助开关在相电压上, 由于中性点与电网中点的电位近似相等, 三个开关可以分别控制各相上的电流, 实现了三相电压的解耦。当开关闭合时, 对应桥臂上的二极管被短路, 电流幅值增大; 开关关断时, 变成标准的不控整流电路。其控制方法可以采用开环控制, 保持触发角为恒定角度就可以实现功率因数校正。该电路控制简单, 但是 THD 比较大, 前端的储能电感的体积比较大。

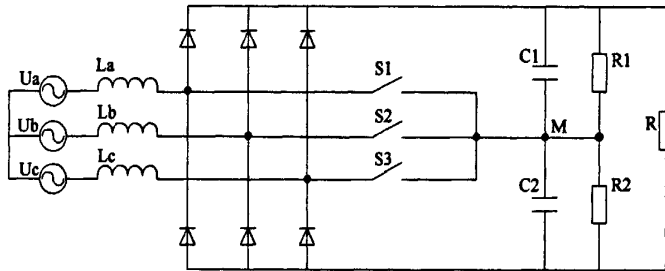


图 2-4 三相三开关 PFC 电路

Fig. 2-4 Three Phase Three Switch PFC circuit

(3) 三相四开关 PFC 电路

电路如图 2-5 所示^{[24][25]}。该电路增加了一个桥臂(由图中 S4 和 D4 组成), 并且整流桥下方用三个 IGBT 代替二极管, 并且在输入侧用三组 LR 电路够成中性点。电路的控制思路是: 在电压的正半周通过控制 S1、S2、S3 的通断来实现能量的转换, 而在负半周期通过增加的桥臂 S4 来控制。该电路的缺点是由于电流的正负半波不对称, 电路中有偶次谐波流过。

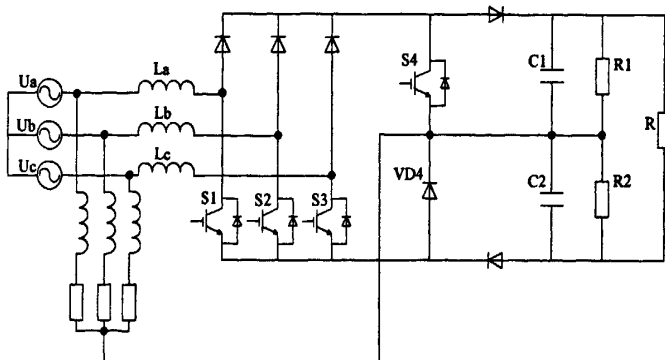


图 2-5 三相四开关 PFC 电路

Fig. 2-5 Three Phase four Switch PFC circuit

(4) 三相六开关 PFC 电路

电路如图 2-6 所示, 该电路最大的特点是整流桥不再使用二极管或是晶闸管, 而是使用全控制器件来代替, 以 PWM 控制方式代替不控整流或相控整流^[26]。PWM 整流器在完成基本的 AC/DC 变换、稳定电压的同时, 还能够实现能量的双向流动, 并使交流侧电网的电流接近正弦波。该电路前端输入 THD 小, 功率因数高, 并可以实现能量的双向流动, 适用范围广泛。但缺点是由于开关数量较多, 使控制变得极其复杂, 在物质成本和人力成本方面消耗都比较大。随着对电能质量要求的日益提高和电力电子器件技术的发展, PWM 整流器将广泛应用于变频调速、无功补偿、有源滤波、可再生能源并网发电等领域中。

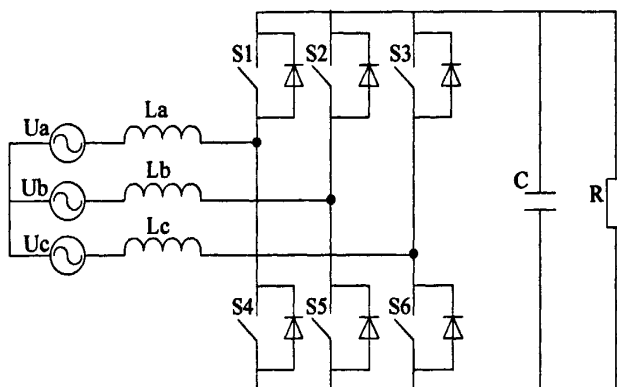


图 2-6 三相六开关 PFC 电路

Fig.2-6 Three Phase Six Switch PFC circuit

2.2.3 三相功率因数校正电路的选择

由上述分析可知, 三相 PFC 的拓扑有很多, 各种拓扑的性能指标各有差异。全解耦的三相 PFC, 如六开关 PFC 电路, 具有优越的性能, 但是控制算法复杂、成本高。单开关的三相 boost 升压型 PFC 电路工作在 DCM 模式下, 由于成本低、控制容易而得到广泛应用, 但是开关器件电压应力大, 只适用于小功率场合。因此, 本文所使用的是部分解耦的三相四线双开关 PFC 电路, 如图 2-7 所示。

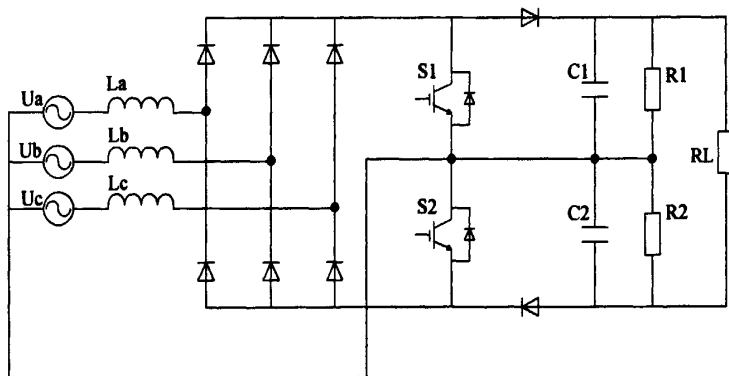


图 2-7 三相双开关 PFC 电路

Fig.2-7 Three Phase Two Switch PFC circuit

电路的最大特点是由于中性点的存在使电路的上、下半桥相互独立, 达到了部分解耦的目的。电路的不足之处是工作在 DCM 模式下, THD 仍然较大。因此, 本文使用

CCM 的控制方式, CCM 的优势在于: 输入输出电流纹波小、THD 和 EMI 小; 器件导通损耗小; 可适用大功率输出。综上所述, 三相双开关 PFC 电路结合 CCM 控制具有如下四点优势: (1) 较高的功率因数; (2) 开关少, 控制简单; (3) 由于中性点的存在, 开关器件的耐压值只有原来的一半; (4) 可以适用中、大功率场合。

2.3 软开关逆变器的分析与选择

“软开关”这一概念的提出是相对“硬开关”而言的, 对于这两个概念一般的理解是: 硬开关是通过突变的开关过程来中断功率流动变化, 必然导致开关的能量损耗; 而软开关则是通过电感 L 和电容 C 的谐振, 使开关器件上的电压和电流基本上呈现正弦变化, 通过采样过零点来实现零电流关断、零电压导通。开关器件在零电压或零电流的条件下完成导通或关断, 将使开关的功率损耗在理论上为零^[27]。软开关技术自 80 年代提出以来迅速发展进步, 在 DC/DC 变换、DC/AC 变换以及 FPC 等诸多领域应用十分广泛。

2.3.1 软开关技术的原理

由于实际开关器件并不是理想器件, 在硬开关状态下开通开关管, 其两端的电压不会马上下降到零, 而是需要一定的时间, 同时它的电流也不会立即上升到负载电流, 而是需要一定的上升时间。在这段时间里, 电流和电压有一个重叠区, 这样就产生了损耗, 我们称之为“开通损耗”。同理, “关断损耗”就是在开关管在关断的过程中, 由于电压不能突降为零、电流不能突升至负载电流, 产生的电压和电流的重叠区域, 如图 2-8 所示。

在一定条件下, 开关管在每个开关周期中的开关损耗是恒定的, 变换器总的开关损耗与开关频率成正比, 即开关频率越高, 损耗就越大, 效率就越低。所以, 开关损耗的存在限制了变换器开关频率的提高, 从而限制了变换器的小型化和轻量化。此外, 在硬开关状态下还会产生较高的 di/dt 和 dv/dt , 从而产生大的电磁干扰, 这在工业生产中也要尽量避免。

由于变换器的体积和重量不断减小, 必须实现高频化。基于此, 研究人员逐步提出了一些减少开关损耗的方法, 这就形成软开关的雏形。

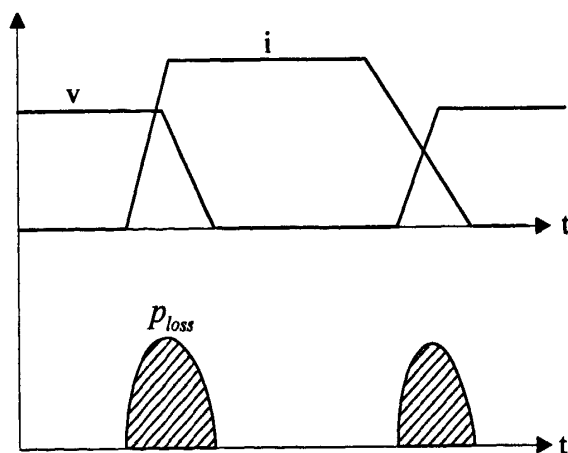


图 2-8 开关管动作时的电压和电流波形

Fig. 2-8 the Waveforms of Voltage and Current When Switch is working

零电流(电压)开通: 在开关管开通前, 使其电流减小到零或限制其上升率, 从而减小电流和电压的交叠区, 这就是所谓的零电流(电压)开通。

零电流(电压)关断: 在开关管关断前, 使其电流减小到零或限制电流的上升率, 从而减小电流和电压的交叠区, 这就是所谓的零电流(电压)关断。

为了实现开关管的软开关提出了准谐振变换器的概念, 即在原电路中加入一个谐振电感 L_r 和电容 C_r , 通过谐振来实现软开关。常用的零电流(电压)谐振开关的电路有两种方式: L型和M型。如图2-9、2-10所示, 其工作原理是一样的。

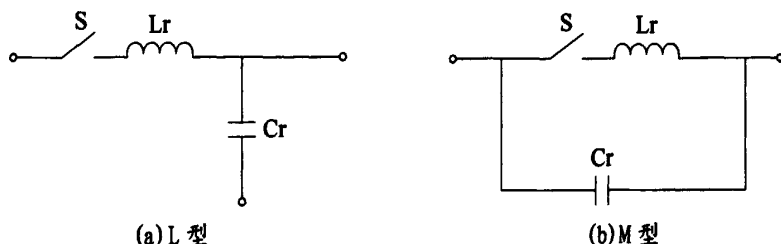


图 2-9 零电流谐振开关

Fig. 2-9 Zero Current Resonant Switching

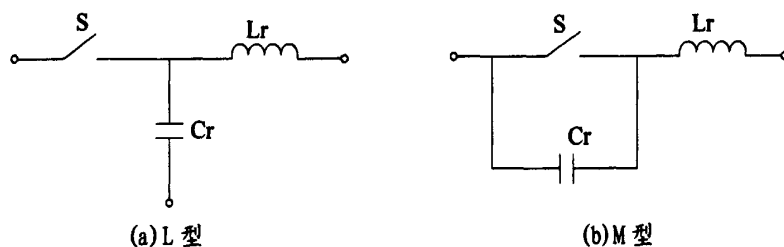


图 2-10 零电压谐振开关

Fig. 2-10 Zero Voltage Resonant Switching

但是这类变换器的缺点是要采用频率调制方案, 变化的开关频率使得变换器的难度设计增大, 不易控制。为了能够优化设计, 必须使用恒定频率控制, 即PWM控制, 在准谐振变换器中加入一个或几个辅助开关, 可以更灵活的控制谐振的起始时间, 满足主开关的不同需求^[28]。

2.3.2 软开关逆变器的电路拓扑

软开关逆变器的概念在上世纪八十年代一经提出, 就引起了广泛重视, 软开关逆变器被用来解决逆变侧开关频率过高带来的开关损耗以及由此产生的开关应力过大, 电磁干扰严重等一系列问题^[29]。但是软开关逆变器在不断发展中又带来了许多新的问题, 如控制复杂, 开关管应力大, 辅助谐振回路的损耗反而使逆变器效率下降。十多年来针对这些问题, 各国学者在简化谐振网络、减小应力、应用 PWM 控制等方面做了大量工作, 提出了许多拓扑, 各有优缺点。

1、直流环节谐振逆变器

直流环节谐振型逆变电路是 Divan 博士在 1986 年提出的, 这种新颖的电路结构一经提出就受到广泛的关注, 其主要思想是在直流侧加入谐振回路以达到软开关的目的。

(1) 谐振直流环节型逆变器(RDCLI)

谐振直流环节型逆变器(Resonant DC Link Inverter)在所有的 DC 谐振型逆变器中是

最简单的,仅需要增加一个电感和电容,就可以使原开关频率提高一个数量级,十多年来一直备受关注,在其基础上衍生出了许多各具特点的拓扑结构,但 RDCLI 仍然是最具吸引力的软开关逆变电路之一^[30]。电路如图 2-11 所示,LC 网络构成谐振回路,使电压变成离散的脉冲波形,为主开关零电压开开通创造条件。电路实现软开关的关键是谐振电感的预充电,由于电路的谐振是自然发生的,所以电感和电容的选型非常重要,要充分保证电压能够回零。

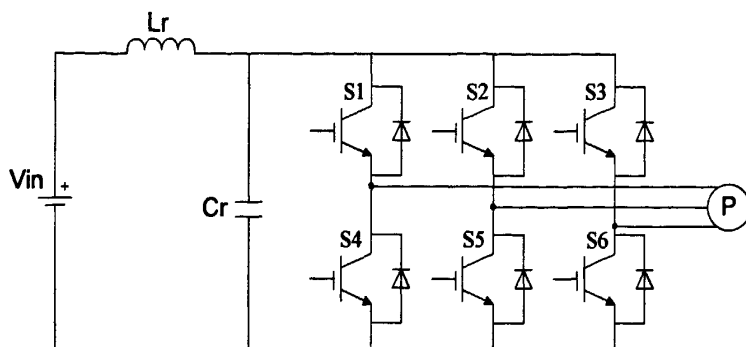


图 2-11 谐振直流环节逆变器

Fig. 2-11 Resonant DC Link Inverter

但是该电路有两个缺点:一是由于直流母线谐振,电压的峰值较高为平时的 2~3 倍,这使逆变桥的开关器件在选型上要有更高的耐压值而导致整个装置的体积以及成本的增加;二是逆变侧的开关不仅由某种调制策略决定,还要 DC 环节电压是否已谐振到零点。也就是说直流输出电压变成了一系列脉冲,因而在 PWM 调制时会存在一定的时间误差,这使输出电压中带有大量的低于 DC 环节谐振频率的频谱成分。

(2) 有源箝位谐振直流环节逆变器 (ACRLI)

该逆变器主要针对 RDCLI 谐振直流电压峰值较高的缺点而提出的,从原来的 2~3 倍通过有源箝位的方法使电压限制在 1.2~1.4 倍,从而降低了逆变开关的电压应力,如图 2-12 所示^[31]。

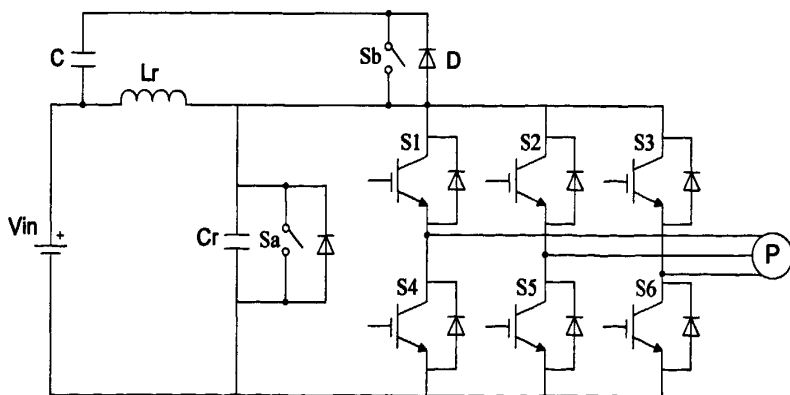


图 2-12 有源箝位谐振直流环节逆变器

Fig. 2-12 Active Clamp Resonant DC Link Inverter

该电路的工作原理是:LC 谐振电路开始工作之前,电容 C 上要预充电到一定的电压值,该电压值与直流母线电压之后即为谐振电压的箝位值。假定电路的初始 $v_C(t)=0$,此时开通 Sa,电感电流线性上升,当增加到预充电的阈值时关断 Sa,LC 开始谐振,当

v_{Cr} 上升到箝位值时, 二极管 D 自然导通, 由于电容 C 的存在, 谐振电压被限制在箝位值上。在随后的过程中开通 Sb, 电容 Cr 开始放电, 放电结束关断 Sb, 从而完成一个工作周期。

(3) 直流环节并联谐振逆变器 (PRDCLI)

该电路的结构比较复杂, 它的提出解决了 RDCLI 最主要的两个缺点, 使谐振电压进一步降低, 被限制到直流供电电压, 开关的动作可以在任何时刻。唯一需要做的是在逆变开关动作之前, 通过谐振环节使 DC 电压降为零, 从而实现 ZVS, 电路如图 2-13 所示^[32]。

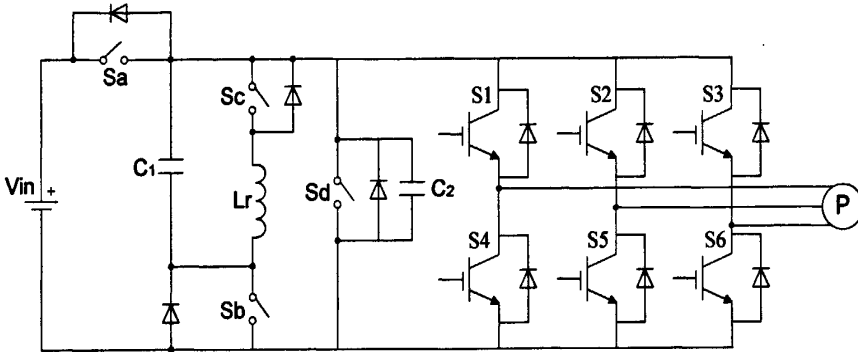


图 2-13 直流环节并联谐振逆变器

Fig. 2-13 Parallel Resonant DC Link Inverter

其初始状态为: 开关 Sa、Sb 处于导通状态, Sc、Sd 处于关断状态, 直流母线电压为 V_{in} , 首先导通 S3, 电流 i_{Lr} 开始线性增加, 当 i_{Lr} 达到电流阈值时, 关断 Sa, L_r 和 C_1 、 C_2 发生谐振, 使直流电压降为零, 然后开通 Sd, 关断 Sb, 直流电压被箝位在零值, 开通主开关为零电压开通。

2、极谐振型逆变器

与直流环节谐振不同, 极谐振型逆变器把谐振回路从逆变桥前移到了逆变桥后, 对于三相逆变器而言, 辅助谐振回路由一组变成三组, 使每相的极点电压产生谐振, 为开关创造零电压导通的条件。

(1) 准谐振电流模式逆变器 (QRCMI)

图 2-14 所示就是一种典型的极谐振型逆变器, 称为准谐振电流模式逆变器 (Quasi Resonant Current Mode Inverter)。电路图中的 $C_1 \sim C_6$ 为谐振电容, $C_{11} \sim C_{33}$ 为滤波电容, $L_1 \sim L_3$ 为滤波和谐振电感。当逆变开关动作时, 回路开始谐振, 为主开关零电压导通提供条件。由于谐振环节在后端, 直流侧输入没有影响, 相互独立。该电路的缺点是主开关的电流应力大, 开关器件容易损坏。电感的充放电要预留足够的时间, 以防止电压不能拉到真正的零点^[33]。

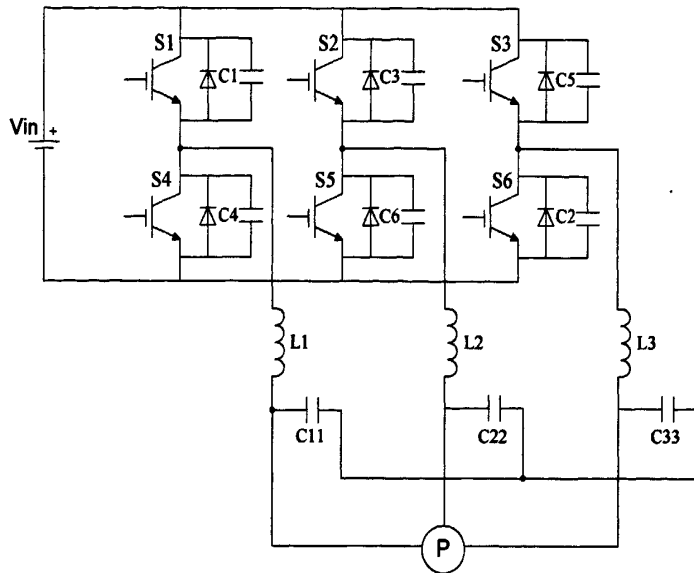


图 2-14 准谐振电流模式逆变器

Fig. 2-14 Quasi Resonant Current Mode Inverter

作为极谐振型逆变器的典型电路，它采用电流控制模式，这种控制方法与直流环节谐振逆变器采用的离散 PWM 调制不一样，虽然每相的极电压仍是一系列的 PWM，但是经过 LC 滤波后就变成连续平滑的波形。另外，由于采用每极谐振的方式就使逆变器的每一相工作完全独立于其他两相，而这一点也正是 DC 谐振逆变器所无法做到的。

(2) 辅助二极管谐振极 PWM 逆变器 (ADRP)

ADRP 是继 QRCMI 之后提出的又一种新型的极谐振型逆变器，电路如图 2-15 所示^[34]。在第一组桥臂上增加了续流二极管 D_{fw} 和箝位二极管 D_c 分别和 C_1 、 C_2 并联连接，电容 C_{c1} 和 C_{c2} 的作用是作为开关管的无损耗关断的缓冲电容，不参与谐振。该电路的主要作用有两个，一是要形成使功率开关管和整流二极管零电压导通的波形，二是要通过合适的安排以及适当的开关次序消除电路中所有主要寄生成分的影响。

其开关顺序是 $D_1 \rightarrow S_1 \rightarrow D_2 \rightarrow S_2$ ，在 S_1 、 S_2 导通的过程中，可通过带有零电压检测的基极驱动电路检测开关器件两端的电压，以保证二极管停止导电后， S_1 、 S_2 迅速自然导通，这样可以消除开关的导通损耗。

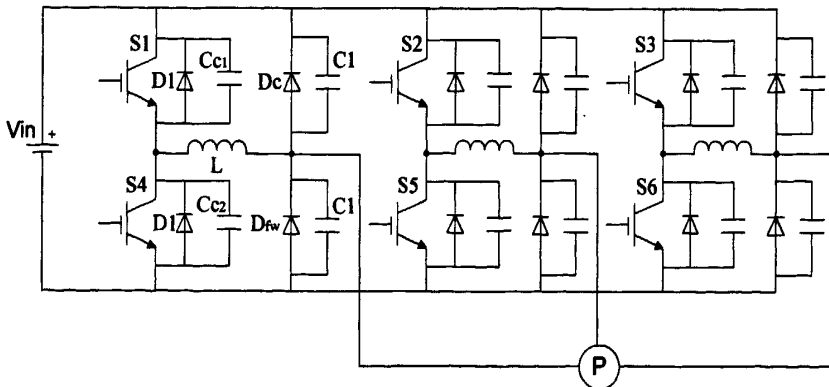


图 2-15 辅助二极管谐振极 PWM 逆变器

Fig. 2-14 Auxiliary Diode Resonant Pole Inverter

(3) 辅助谐振变换极 PWM 逆变器 (ARCP)

电路如图 2-16 所示^[35]。在一条桥臂上主开关 S1、S4 两端并联电容 C_{r1} 和 C_{r2} ，一方面作为关断主开关的缓冲电容，使其零电压关断，另一方面与谐振电感 L_r 共同构成谐振回路，需要注意的是： L_r 和两个辅助开关是串联连接构成一条与负载相并联的支路。该电路的主要作用有两个：一是当变换桥臂的电流需要从续流二极管切换到主开关时，辅助谐振电路工作使这一过程在零电压条件下完成。二是当电流需要从主开关换流到续流二极管时，由于负载电流较小，不足以完成这一换流，辅助谐振电路将启动实现软开关换流过程。辅助开关 Sa、Sb 的导通使电路发生谐振，当变换桥臂换流过程结束后，Sa、Sb 随之关断，它的导通和关断都是在零电流条件下完成的，使用同样的三条桥臂就可以构成三相交流逆变器。

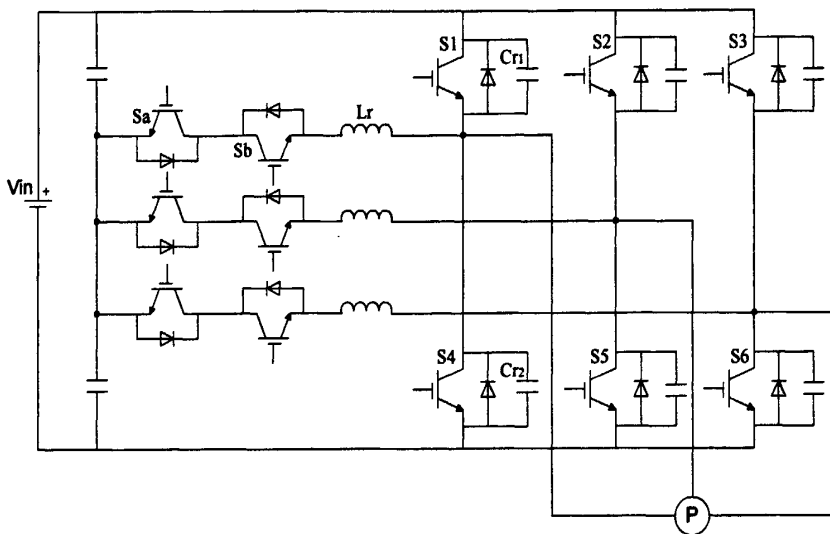


图 2-16 辅助谐振变换极 PWM 逆变器

Fig.2-16 Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter

2.3.3 软开关逆变电路的选择

研究人员通过对软开关逆变器的不断研究，出现了许多各有特色的电路结构。总体来说，直流环节谐振型逆变器结构较简单，但是由于直流环节发生谐振影响了直流侧的波形，因而一相开关的动作会影响其他相之间的电压波形。而极谐振型逆变器由于谐振发生在逆变输出端，对直流侧没有影响，但是由于谐振回路较多，结构复杂，控制的难度也相应增加了。除此之外，还有许多不同类型的逆变器都各具特点。

考虑到变频器本身的硬件结构不能过于复杂以及整个系统的稳定性，本文所使用的直流谐振 PWM 软开关逆变电路属于直流环节谐振型逆变器的一种，结构如图 2-17 示。该电路增加了三个辅助开关，通过电感和电容之间的自然谐振为主开关零电压开通创造条件。谐振过程所用的时间较短，母线零电压凹槽的位置和长短可以灵活地控制，控制逻辑简单。该电路弥补了常用直流谐振电路的不足，其优点在于：(1)所有开关都是 ZVS 或 ZCS；(2)功率要求较小，可实现电机的四象限运行；(3)谐振自然发生，不需要设定阈值；(4)可以实现 PWM 和 SVM 调制技术。

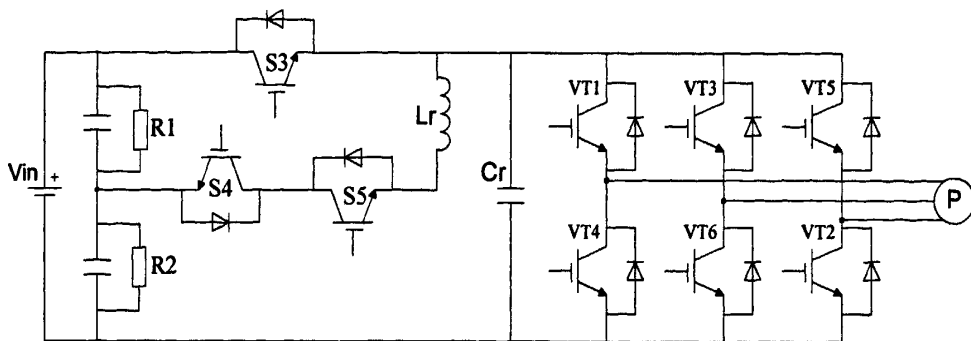


图 2-17 直流谐振 PWM 逆变器

Fig. 2-17 Resonant DC Link PWM Inverter

2.4 异步电机电压空间矢量控制以及矢量控制的分析

矢量控制的概念是西门子工程师 F.Blaschke 在上世纪 70 年代提出的, 通过异步电机矢量控制理论来解决交流电机转矩控制问题。而电压空间矢量脉宽调制技术(SVPWM)又叫磁链跟踪控制技术。电压空间矢量脉宽调制技术将逆变器和电机看成一个整体, 从电动机的角度出发, 着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场, 即正弦磁通。用逆变器不同的开关模式产生的实际磁通去逼近基准磁通, 从而达到较高的控制性能^[36]。矢量控制和电压空间矢量控制并不是一个概念, 矢量控制是关于异步电机参数的解耦控制, 而电压空间矢量控制是 PWM 调制的一种特例。

2.4.1 空间矢量的定义

在传统变频调速系统中, 异步电机由三相 PWM 逆变器供电, 如图 2-18 所示。空间矢量就是由 S1~S6 六个开关的不同组合构成在时间和空间上的大小、方向各异的矢量。为了使交流电机正常工作, 在同一时刻内, 只能有处于不同桥臂的三个开关导通, 其余开关关断; 同一桥臂上下开关同时导通时必须禁止的。由六个开关的开通和关断共可以形成八组状态, 分别用 1 表示上桥臂导通, 0 表示下桥臂关断, 则这八种状态为: 000、001、010、011、100、101、110、111。显然, 逆变器正常工作时, 中间 6 种状态是有意义的, 而 000 和 111 是无意义的矢量状态^[37]。

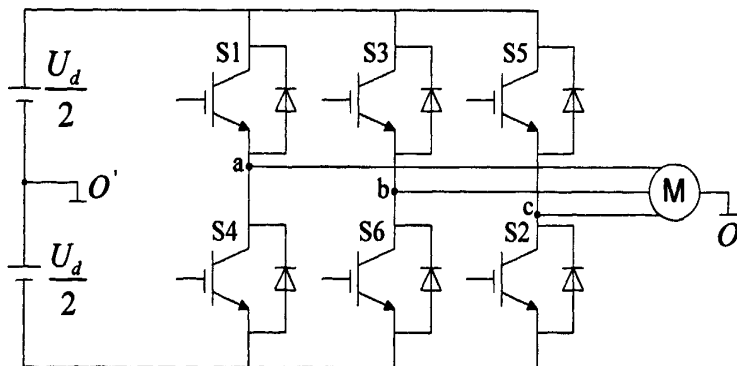


图 2-18 三相 PWM 逆变器

Fig. 2-18 Three Phase PWM Inverter

根据上述分析, 用开关状态 S(0 或 1)来表示相电压输出, 这种状态下逆变器的输出端相对于 0 点的电压分别为 U_a 、 U_b 、 U_c , 表示如下

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_d \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

(2.2)

式中 U_d 为直流母线电压。

根据上式可得相电压和线电压如下表所示：

表 2-1 相电压和线电压的关系

Fig. 2-1 Relation between Phase Voltage and Line-line Voltage

电压	U(000)	U(001)	U(010)	U(011)	U(100)	U(101)	U(110)	U(111)
Ua	0	-Ud/3	-Ud/3	-2Ud/3	2Ud/3	Ud/3	Ud/3	0
Ub	0	-Ud/3	2Ud/3	Ud/3	-Ud/3	-2Ud/3	Ud/3	0
Uc	0	2Ud/3	-Ud/3	Ud/3	-Ud/3	Ud/3	-2Ud/3	0
Uab	0	0	-Ud	-Ud	Ud	Ud	0	0
Ubc	0	-Ud	Ud	0	0	-Ud	Ud	0
Uac	0	-Ud	0	-Ud	Ud	0	Ud	0

可看出除了两个零矢量外，其余六个非零矢量的模都是 $2/3U_d$ ，在空间上相位差为 $\pi/3$ ，对于六拍阶梯波的逆变器，在其输出的每个周期中 6 种有效的工作状态各出现一次。逆变器每隔 $2\pi/6=\pi/3$ 时刻就切换一次工作状态(即换相)，而在这 $\pi/3$ 时刻内保持不变，基本空间矢量如图 2-19 所示。

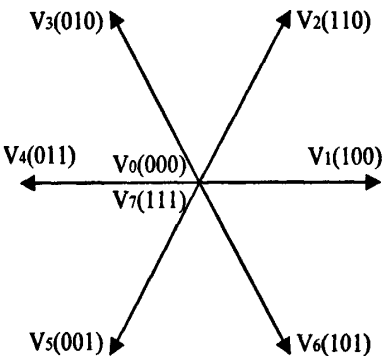


图 2-19 空间矢量

Fig. 2-19 Space Vector

设工作周期从 100 状态开始，这时 VT_6 、 VT_1 、 VT_2 导通，电动机定子 A 点的电位为正，B 和 C 为负，它们对直流电源中点 O' 的电压都是幅值为 $|U_d/2|$ 的直流电压，而三相电压空间矢量的相位分别处于 A、B、C 三根轴线上。如图所示，和成了空间矢量 u_1 ，其幅值等于 U_d ，方向沿 A 轴。经过 60° 以后，工作状态转为 110，和上面的分析相似，合成了空间矢量 u_2 ，它在空间上滞后 u_1 的相位为 60° ，存在时间也是 60° ，以此类推这 6 个矢量按照一定的次序作用，就可以形成一个正六边形。

2.4.2 坐标变换

在矢量控制中，坐标变换是非常重要的一环，感应电机的数学模型是个多阶模型，为了使模型降阶，通常把三相电磁量变换成两相电磁量，即把三相坐标系中的电磁量变

换到两相坐标系中进行计算,所以定义了三相坐标系,两相坐标系和两相同步旋转坐标系。各种坐标系之间进行坐标变换的原则是:电机在不同的坐标系中所产生的旋转磁动势力相同,以及变换前后功率不变。

当在交流电动机三相定子绕组 A、B、C 中,通以三相平衡的正弦电流时,所产生的合成磁动势 F ,在空间为正弦分布,方向沿着三相绕组的旋转,形成旋转磁场。但是,旋转磁动势 F 可以有多种合成方式,除了三相绕组,还可以是单相、两相、甚至更多。这其中两相合成是最为简便的。等效的标准是两相绕组产生的磁动势 F 在大小和方向上与三相绕组产生的磁动势相等。

根据三相静止坐标 ABC、两相静止的坐标 $\alpha\beta$,同理可以推导出两相同步旋转坐标系 dq ,由静止的三相坐标 ABC 到两相静止坐标 $\alpha\beta$ 之间的变换成为 3s/2s 变换,又称克拉克变换。其转换关系为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

反变换此处不在列出,由两相静止坐标 $\alpha\beta$ 到两相旋转坐标 dq 之间的变换为 2s/2r 变换,又叫派克变换。其转换关系为:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

式中 φ 为 α 轴与 β 轴之间的夹角。

2.4.3 三相异步电机在 dq 坐标系上的数学模型

两相坐标系可以是静止的,也可以是任意旋转的,其中以任意旋转的坐标系为最一般的情况,设两相坐标 d 轴与三相坐标 A 轴的夹角为 θ ,而 $p\theta = \omega_{dq}$ 为 dq 坐标系相对于定子的角速度, ω_{dqr} 为 dq 坐标系相对于转子的角速度, p 表示微分算子 d/dt 。

由电压和磁链空间矢量的关系式

$$\begin{cases} U_A = i_A R_s + \frac{d\psi_A}{dt} \\ U_B = i_B R_s + \frac{d\psi_B}{dt} \\ U_C = i_C R_s + \frac{d\psi_C}{dt} \end{cases} \quad (2.5)$$

对电压进行 3s/2r 变换关系式

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta-120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta+120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

先看 A 相，将上式展开有

$$U_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (U_{sd} \cos \theta - U_{sq} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{2}} U_{s0}) \quad (2.7)$$

同样可以得到 A 相电流和磁链的变换方程

$$i_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{sd} \cos \theta - i_{sq} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{s0}) \quad (2.8)$$

$$\psi_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (\psi_{sd} \cos \theta - \psi_{sq} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{2}} \psi_{s0}) \quad (2.9)$$

将上面的式子代入公式(2.5)中的 A 相电压方程，用 p 表示微分算子 d/dt ，可得

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2}{3}} (U_{sd} \cos \theta - U_{sq} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{2}} U_{s0}) &= R_s \times \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{sd} \cos \theta - i_{sq} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{s0}) \\ &+ p \sqrt{\frac{2}{3}} (\psi_{sd} \cos \theta - \psi_{sq} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{2}} \psi_{s0}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

化简后有

$$\begin{aligned} (U_{sd} - R_s i_{sd} - p \psi_{sd} + \psi_{sq} p \theta) \cos \theta - (U_{sq} - R_s i_{sq} - p \psi_{sq} - \psi_{sd} p \theta) \sin \theta \\ + \frac{1}{\sqrt{2}} (U_{s0} - R_s i_{s0} - p \psi_{s0}) = 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

由于对于任意的 θ 上式都成立，所以各项必然分别为 0，即

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + p \psi_{sd} - \psi_{sq} p \theta = R_s i_{sd} + p \psi_{sd} - \omega_{dq} \psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + p \psi_{sq} + \psi_{sd} p \theta = R_s i_{sq} + p \psi_{sq} + \omega_{dq} \psi_{sd} \\ U_{s0} = R_s i_{s0} + p \psi_{s0} \end{cases} \quad (2.12)$$

同理也可以解出转子电压方程

$$\begin{cases} U_{rd} = R_r i_{rd} + p \psi_{rd} - \omega_{dqr} \psi_{rq} \\ U_{rq} = R_r i_{rq} + p \psi_{rq} + \omega_{dqr} \psi_{rd} \\ U_{r0} = R_r i_{r0} + p \psi_{r0} \end{cases} \quad (2.13)$$

其中 ω_{dqr} 为 dq 坐标系相对于转子的角速度。

B 相和 C 相的方程和 A 相相同，0 轴分量对于 dq 坐标没有影响，在今后的计算中不考虑。

磁链的方程推导过程比较复杂，可参考。此处直接列出

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

或写成

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (2.15)$$

式中 L_m 为 dq 坐标系定子与转子同轴等效绕组间的互感, $L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$;

L_s 为 dq 坐标系定子等效两相绕组的自感, $L_s = \frac{3}{2} L_{ms} + L_{ls} = L_m + L_{ls}$;

L_r 为 dq 坐标系转子等效两相绕组的自感, $L_r = \frac{3}{2} L_{ms} + L_{lr} = L_m + L_{lr}$;

转矩和运动方程在 dq 坐标系上的关系式为

$$T_e = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.16)$$

运动方程和坐标变换无关, 所以转矩仍然为

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.17)$$

式中, $\omega = \omega_{dqs} - \omega_{dqr}$ 为电机转子角速度, ω_{dqr} 为 dq 坐标系相对于转子的角速度, ω_{dqs} 为 dq 坐标系相对于转子的角速度。

2.4.4 矢量控制的算法实现

将三相交流绕组等效成两相静止绕组, 虽然合成磁链相等, 但 $\alpha\beta$ 轴上的磁链仍然是交变的, 如果让该坐标系以 ω 同步角速度旋转, 此时投射在 dq 轴上磁链分量将变为直流, 根据这样的思路可以将 d 轴和转子磁链同轴旋转, 那么磁链在 d 轴上的投影就是磁链本身, 称之为 M 轴, 而磁链在 q 轴上的投影为 0, 称之为 T 轴, 两坐标轴的磁链分别用 ψ_{rd} 和 ψ_{rq} 表示, 由此可得

$$\psi_{rd} = \psi_r, \quad \psi_{rq} = 0 \quad (2.18)$$

由式(2.15)可得两个坐标轴相对转子的电流为

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd} - L_m i_{sd}}{L_r} \quad (2.19)$$

$$i_{rq} = \frac{-L_m i_{sq}}{L_r} \quad (2.20)$$

将上面两个式子代入, 通过化简并用 M/T 坐标代替 dq 坐标可得, 转子磁链表达式为

$$\psi_m = \frac{L_m}{1+T_r p} i_{sm} \quad (2.21)$$

转差公式表示为

$$\omega_s = \omega_1 - \omega = \frac{L_m i_{st}}{T_r \psi_m} \quad (2.22)$$

式中 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, 表示转子电磁时间常数; $\omega_1 = \omega_{dq}$, 转子的转速是 ω ; i_{st} 为电流转矩分量。

转矩通过化简可得

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{st} \psi_m \quad (2.23)$$

从上面两个式子, 可以得到以下信息:

(1) 转子磁链仅由定子电流励磁分量产生, 与转矩分量无关。也就是说定子电流的励磁分量与转矩分量是解耦的。

(2) 电磁转矩公式为转子磁链和定子电流转矩分量的点积, 因此 T_e 同时受到 i_{st} 和 ψ_m 的影响, 仍旧是藕合的。

因此, 只要做到两点, 一是保持转子磁链 ψ_m 恒定, 这个可以通过电机的励磁电流 i_{sm} 设定来保证, 另一点是根据转速要求求出对应的转矩电流 i_{st} , 这样就可以实现矢量控制。

2.5 本章小结

三相 PFC 电路和软开关逆变电路作为两种比较成熟的技术, 在各个领域的应用越来越广泛。本章主要分析并比较了两类电路的特性和适用范围, 在了解了各电路的优缺点之后, 分别采用三相双开关 FPC 电路和直流软开关 PWM 逆变电路作为系统的主电路组成。为了更好的理解异步电机的工作原理, 本章还对异步电机的经典控制理论——矢量控制进行了理论分析和公式推导, 矢量控制的核心思想是将交流电机等效成直流电机来处理, 这样可以简化控制量, 实现高效的调速性能。

第三章 系统主电路分析与设计

3.1 主电路结构

根据前一章所述方案的分析与选择，本文研究的高功率因数软开关中频变频器的主电路如图 3-1 所示。

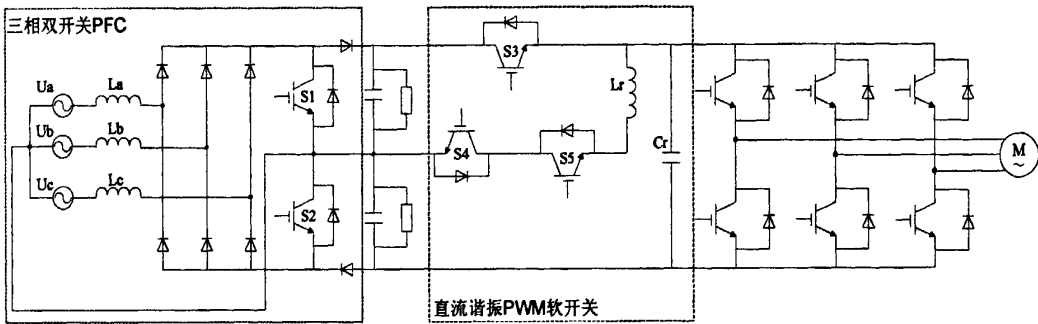


图 3-1 主电路图

Fig. 3-1 Main circuit

主电路的整流环节仍然使用的是三相不控整流，整流后使用三相双开关 PFC 电路，它的作用一是校正电网侧的电流和电压相位，提高功率因数，二是为后端提供直流稳压源，中性点将电源等分成两部分，为软开关电路的谐振提供回路；软开关使用的是直流谐振 PWM 逆变器，增加的三个辅助开关、谐振电感 L_r 和电容 C_r ，辅助开关根据主开关动作，为主开关零电压开通创造条件，虽然结构看似复杂，控制却较为简单，电路的安全性和可靠性都有所提高。本章将重点分析各电路的工作原理和控制策略。

3.2 三相双开关 PFC 电路的分析与设计

3.2.1 三相双开关 PFC 电路的工作原理

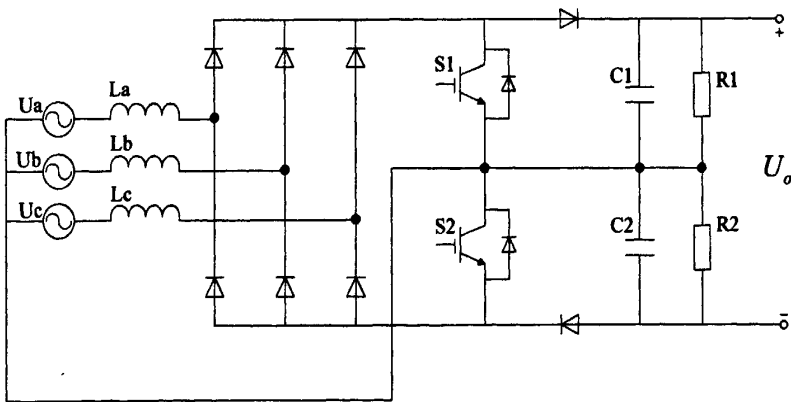


图 3-2 三相双开关 PFC 电路

Fig. 3-2 Three Phase Two Switch PFC circuit

如图 3-2 所示。电路结构为：三相交流电输入经三相电感连接不控整流，三相电压的中性点与两个辅助开关管 S_1 、 S_2 的中点连接构成三电平（正、负电压和零电压）结构，两开关分别并联电容 C_1 、 C_2 ，电容分别并联平衡电阻 R_1 和 R_2 ，其作用是使上、下半

桥作用于电容 $C1$ 和 $C2$ 的输出电压相等，直流母线上的两个二极管是为了防止电路承受反压，如图 3-2 所示。这样连接的好处是：(1) 由于中性线的存在，上下半桥相互独立且工作原理相同，简化了分析过程；(2) 开关器件承受的电压只有输出电压的一半，降低了对开关管的选型要求。

由于上、下半桥独立，上半桥的电路与三相半波不控整流电路类似，只多了一个短路开关。由三相电压的对称特性，波形如图 3-3 所示，在任意时刻，最多只能有两相电压为正，而上路开关 $S1$ 只控制正压，所以该电路可以等效成两电压源并联的 boost 电路。以上半桥为例，分析半个周期内 a 相的电流变化，推导其平均电流表达式，电路的工作状态可以分成三个阶段。

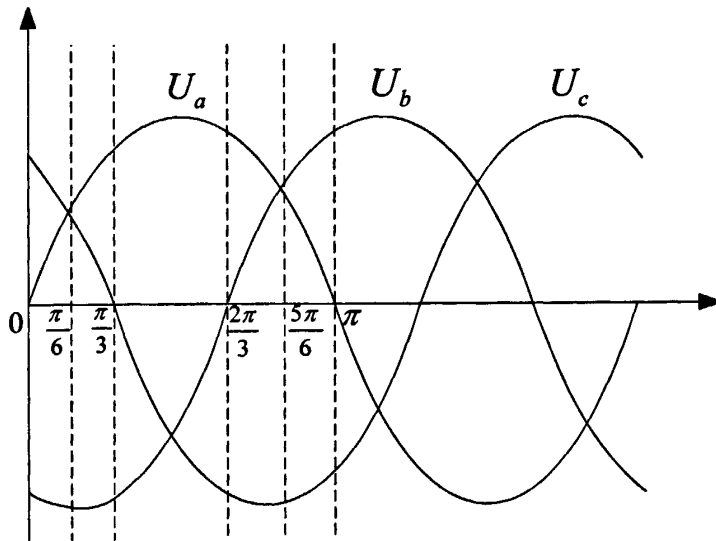


图 3-3 三相电压波形

Fig. 3-3 the Waveforms of Three Phase Voltage

第一阶段 $0 \sim \pi/6$ ：由于 $U_c > U_a > 0$ ，只须考虑 a 、 c 相电压，等效电路如图 3-4 所示，图 3-5 是该电路的工作过程。在 t_0 时刻开通 $S1$ ， U_a 和 U_c 通过各自电感短接到地，此时 L_a 和 L_c 同时充电，导通时间 t_{on} ，由于开关器件载波频率远大于工频，因此对于 $S1$ 开关周期的电路分析可以将三相电源等效为对应的直流电压源。基于此假设可知，载波频率越高，电流波形越接近推理结果。此时的 a 相和 c 相的瞬时电流为：

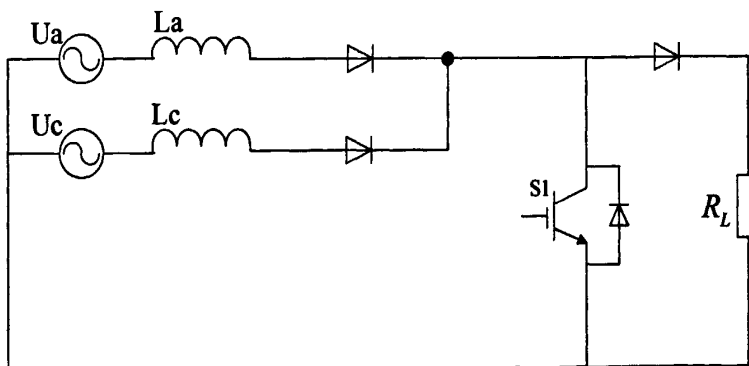


图 3-4 开关 $S1$ 动作时的等效电路

Fig. 3-4 Equivalent Circuit when Switch One is Working

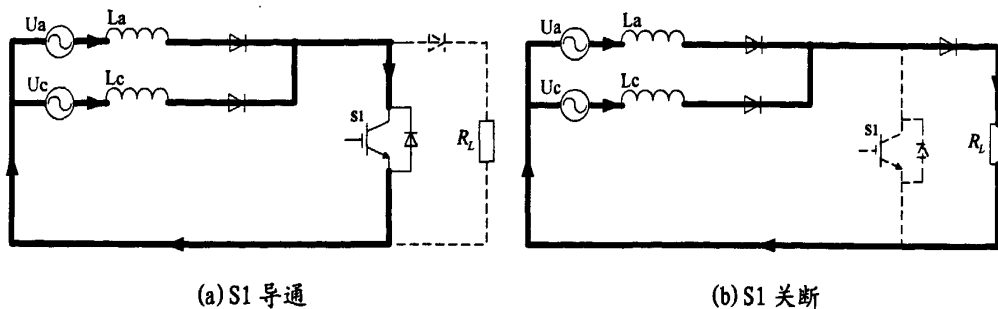


图 3-5 工作过程等效电路

Fig. 3-5 Equivalent circuit of work process

$$i_{La}(t) = I_{La}(t_0) + \frac{1}{L_a} \int_{t_0}^t U_a dt = I_{La}(t_0) + \frac{U_a}{L_a} (t - t_0) \quad (3.1)$$

$$i_{Lc}(t) = I_{Lc}(t_0) + \frac{U_c}{L_c} (t - t_0) \quad (3.2)$$

其中 $I_{La}(t_0)$ 和 $I_{Lc}(t_0)$ 分别为 a 相和 c 相电流初值。

而在 t_1 时刻关断 S1，电压源和储能电感共同向负载提供能量，此时 a 相和 c 相电感电流为

$$i_{La}(t) = I_{La}(t_1) + \frac{1}{L_a} \int_{t_1}^t (U_a - U_{o1}) dt = I_{La}(t_1) + \frac{(U_{o1} - U_a)}{L_a} (t - t_1) \quad (3.3)$$

$$i_{Lc}(t) = I_{Lc}(t_1) + \frac{1}{L_c} (U_{o1} - U_c) (t - t_1) \quad (3.4)$$

其中 $I_{Lc}(t_1)$ 为 c 相电流初值， $I_{La}(t_1)$ 为 a 相电流初值， U_{o1} 为上半桥输出电压。

由于 $U_c > U_a$ ，在相同时间内， i_{La} 下降的斜率大于 i_{Lc} ，即在 t_2 时刻， i_{La} 下降为 0， i_{Lc} 却不为 0，从图 3-6 中可以可得 i_{Lc} 处于电流连续模式，而 i_{La} 处于电流临界断续模式。由于 A 相电感电流工作在连续模式，c 相电感放电阶段不会回零，且变化斜率由相电压幅值决定。单相电路等效为 Boost 电路，如果忽略变换器的损耗，当电路运行在 CCM 模式，占空比 $D = T_{on} / T_s$ ，升压比 M 的表示为

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.5)$$

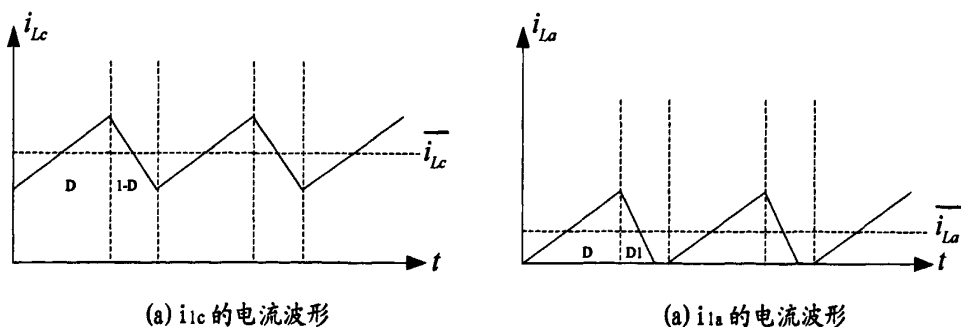


图 3-6 电流波形

Fig. 3-6 the Waveforms of Current

化简可得

$$D = \frac{U_{o1} - U_c}{U_{o1}} \quad (3.6)$$

而 i_{La} 工作在 DCM 模式下有

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (3.7)$$

化简可得

$$D_1 = \frac{U_a}{U_o - U_a} D \quad (3.8)$$

设 $\overline{i_{La}(t)}$ 为 L_a 在一个开关周期 T_s 内的平均电流, $\overline{i_{Lc}(t)}$ 为 L_c 在一个开关周期 T_s 内的平均电流, 则

$$\overline{i_{La}(t)} = \frac{1}{2} I_{Lc\max} (D + D_1) = \frac{1}{2} (D + D_1) \times DT_s \times \frac{U_c}{L_c} \quad (3.9)$$

将上述两式代入, 可得

$$\overline{i_{La}(t)} = \frac{U_a}{2L_a} \times DT_s \times (D + \frac{U_a}{U_o - U_a} D) = \frac{U_a}{2L_a} \times DT_s \times \frac{U_o - U_c}{U_o - U_a} \quad (3.10)$$

而 L_c 在电流连续模式下

$$\overline{i_{Lc}(t)} = \frac{1}{1-D} I_o = \frac{U_o}{U_c} I_o = \frac{U_o^2}{U_c R_L} \quad (3.11)$$

其中, R_L 为等效负载。

可以看出, c 相的平均电流只与 U_c 有关, 而 a 相的平均电流不但与 U_a 且受到 U_c 影响。

第二阶段 $\pi/6 - 5\pi/6$: 显然 U_a 是最大的, 根据上面的分析, 在开关关断时, i_{La} 下降率在三相电压里是最慢的, 所以始终处于电流连续模式, 其平均电流表示为

$$\overline{i_{La}(t)} = \frac{1}{1-D} I_o = \frac{U_o}{U_a} I_o = \frac{U_o^2}{U_a R_L} \quad (3.12)$$

第三阶段 $5\pi/3 - \pi$: 过程与第一阶段类似, 不同的是 a、b 相电压为正, 将 U_c 用 U_b 代替可得 a 相的平均电流为

$$\overline{i_{La}(t)} = \frac{U_a}{2L_a} \times DT_s \times \frac{U_o - U_b}{U_o - U_a} \quad (3.13)$$

通过上面的分析可知, a 相电流只有在 $(\pi/6 - 5\pi/6)$ 里处于连续模式, 并且受控于自身相电压, 在其余的两个区间内, 都工作在断续模式, 不但受到自身相电压控制, 还受到相邻相的电压影响^[38]。

3.2.2 三相双开关 PFC 电路的控制分析

三相双开关 PFC 电路使用的是电压外环、电流内环的双闭环控制, 其设计规则一般是由内环设计开始, 逐渐向外扩展, 因此首先从电流内环设计开始, 设计好电流调节器再把整个电流环看作为电压环的一个环节设计电压环。

电路的控制原理同样采用双闭环控制策略，即电压外环和电流内环相结合。控制框图如 3-7 所示，电流内环的作用是采样实时电流作为控制对象，电压外环的作用是稳定输出电压以及校正网侧电流相位。具体的控制过程是实际输出电压与采样电压经过电压比较器得到输出信号，与电压采样信号经过乘法器送至积分器这样控制的好处是：在最大程度上($2\pi/3$ 的区间里)对每相进行最优控制，控制算法简单，采用数字化的控制方法，成本低，性价比高。

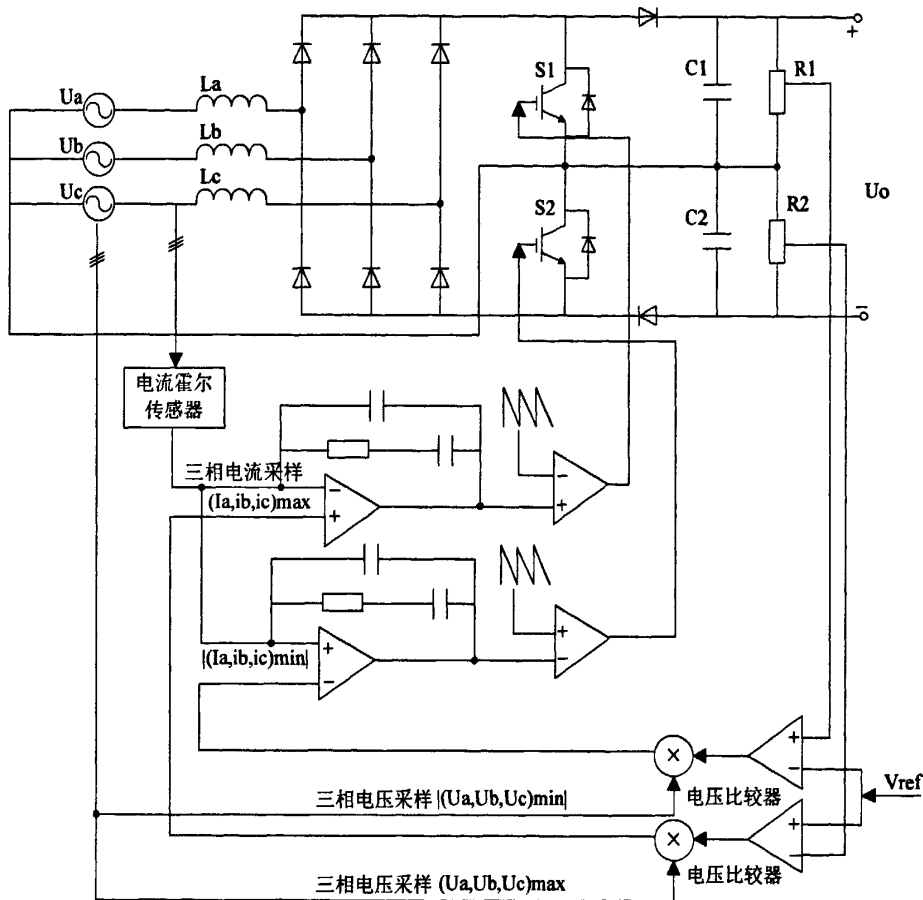


图 3-7 三相双开关 PFC 控制框图

Fig. 3-7 the Control Chart of Three Phase Two Switch PFC

(1) 电流内环设计

以 a 相电感电流正半周 ($\pi/6-5\pi/6$) 为例，假设输出电压完全跟踪输入电压变化，在一个开关周期内，a 相电感两端的电压为

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = V_{in_max} \quad (\text{S 导通}) \quad (3.14)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = V_{in_max} - V_o \quad (\text{S 关断}) \quad (3.15)$$

按照平均值状态方程的求法，可得 a 相电感电流两端的电压为

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = DV_{in_max} - (1-D)(V_{in_max} - V_o) = V_{in_max} - (1-D)V_o \quad (3.16)$$

由于开关频率较高，可以认为在一个开关周期内输入电压保持不变，当输入小信号

时, 常量可以忽略, 得到如下公式

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = (1-D)V_o \quad (3.17)$$

传递函数为

$$G(s) = \frac{i_{Lr}(t)}{1-D} = \frac{V_o}{sL} \quad (3.18)$$

(2) 电压外环设计

电压环中使用输出电压和输入电流的乘积作为电流给定, 与输入电流比较触发脉冲信号, 假设 PFC 的输入电压和输入电流已经为同相位的理想波形, 输入功率表示为

$$P_m = V_{in} I_m = V_s \sin \omega t \cdot I_s \sin \omega t = \frac{V_s I_s}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (3.19)$$

其中 V_s 、 I_s 表示输入电压和电流的峰值, ω 表示角频率。

输出功率表示为

$$P_{out} = V_{out} I_{out} \quad (3.20)$$

由于能量守恒, 假设开关为理想开关, 输入功率等于输出功率, 所以有

$$I_{out} = \frac{V_s I_s}{V_{out}} (1 - \cos 2\omega t) \quad (3.21)$$

从三相电压的波形图可知, 在 $(\pi/6-5\pi/6)$ 既然 a 相电压最大且控制量只有 U_a , 那么只需采样 a 相电压作为相位反馈量就能很好的控制 a 相的电流, 但是由于三相电压在时间上的重叠, 这段区间里 b 相和 c 相电流如何处理又成为新的难题。按照上述方法控制, 如果 i_{La} 的相位叫做主动校正, 那么暂且把 i_{Lb} 和 i_{Lc} 称为被动校正, 也就是说, 并没有单独处理 b 相或 c 相的电流相位, 只是在校正 a 相的同时顺带校正 b 相或 c 相的电流。在 i_{La} 处于主动校正状态 (即 i_{La} 可控) 时电流工作在连续模式, 而在 i_{La} 处于被动校正状态时电流可能工作在临界模式甚至断续模式。

显然, 这种控制方式保证了 a 相电流的最优控制, 但对 b、c 相来说并不是最优的控制策略。虽然在控制上仍然受到相间耦合的干扰, 但是这种控制思路十分简单, 容易实现。从整体来看, 投入的成本较低, 功率因数接近 1, 该方案可以接受。

3.2.3 元件参数计算

搭建好了仿真模型、做好总体布局之后, 要计算各个元器件的选值, 这也是十分重要的一环。仿真的目的是为了验证电路的可行性, 预判可能出现的不良问题, 偏离实际的仿真没有多大意义, 所以要根据生产需求和标准切实的设计每个元件的参数。该电路主要的技术指标如下:

输入电压: 三相 AC 380V

输出电压: DC 650V

输出电流平均值: 15.4A

输出功率: 10kW

网侧功率因数: >95%

(1) 开关频率选择

开关频率的选择对系统来说至关重要,一般来说,开关频率越高,储能元件的体积就越小,成本越低。但是,开关频率过高,超过系统负荷,也可能导致开关损耗的增加以及储能元件的电磁干扰。考虑到通用 IGBT 的频率可以达到 10-30kHz,这里选择开关频率 $f_s = 10\text{kHz}$ 。

(2) 储能电感的选择

该 PFC 电路等效为两路三相单开关 boost 升压电路,当电路工作在 CCM 模式下,在一个开关周期内升压比为

$$M = \frac{650}{\sqrt{3} \times 220\sqrt{2}} = 1.2 \quad (3.22)$$

由于载波频率较高,在一个开关周期内电感电流的呈线性变化,占空比为

$$D' = \frac{M-1}{M} = \frac{0.2}{1.2} = 0.167 \quad (3.23)$$

由上分析可知,在电流相位被动校正的区间里,电流波形可能出现断续,所以占空比无法达到最大值,取最大值的 90%。

$$D = 0.9D' = 0.15 \quad (3.24)$$

输出功率的表达式为

$$P_o = U_o \times I_o = \frac{U_o^2}{2Lf_s} D(1-D)^2 = 10\text{kW} \quad (3.25)$$

通过上公式解出 $L = 228.94\mu\text{H}$,为了使主动校正过程中电流能够连续 L 比计算值取得偏大一些,取 $L = 250\mu\text{H}$ 。

(3) 输出电容的选择

输出电容的主要作用是滤除杂波以及稳定输出电压,由于在一个市电周期内输入的功率恒定,开关频率较高,因此其输出滤波电容比相应功率级的单相电路要小。

$$C = \frac{2P_o \Delta t}{V_o^2 - V_{omm}^2} \quad (3.26)$$

式中 Δt --- 保持时间;

V_o --- 直流输出电压;

V_{omm} --- 要求电网断电后,在保持时间内电容电压的最小值^[39]。

由此可计算电容 $C = 500\mu\text{F}$,电容在耐压的选择上应该留有一定余量,使用两个 $1000\mu\text{F}/450\text{V}$ 的电容并联而成。

(4) 开关管选择

开关管两端的电压为负载电压 325V,一般情况下器件的耐压值为实际电压的 2 倍左右,可以使用 600V 电压等级的 IGBT;流过电流峰值为:

$$i_{L\text{peak}} = \frac{U_{\text{peak}}}{L} T_s D = \frac{220\sqrt{2}}{250 \times 10^{-6}} \times 10^{-4} \times 0.15 = 18.7\text{A} \quad (3.27)$$

考虑到导通瞬间有较大的电流冲击,IGBT 的耐流值约为峰值电流的 2 倍,可以使用

50A 的电流标准。所以选择 EUPEC 公司的 IGBT，型号为 FP50R06KE3G。

3.3 直流谐振 PWM 软开关电路的分析与设计

3.3.1 直流谐振 PWM 软开关电路的工作原理

电路结构为：增加了三个辅助开关 S3、S4 和 S5，谐振电感 L_r 和电容 C_r 构成谐振回路，等效电路如图 3-8 所示。由于逆变 IGBT 的缓冲电容的容量不足，需要外接 C_r 既起到使主开关零电压关断的作用，又与 L_r 构成谐振回路。逆变侧以一个 IGBT 和反并二极管等效替换，可以简化电路结构，便于分析。

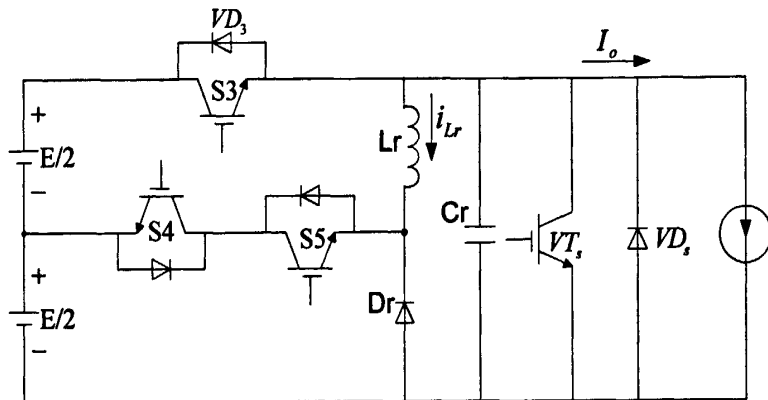


图 3-8 零电压导通等效电路

Fig. 3-8 Equivalent circuit of ZVS Circuit

在讨论之前，需做如下假设：

- (1) 所有元器件都是理想的；
- (2) 负载电感足够大，故在一个开关周期中负载可用其值等于该时刻输出电流 I_o 代替；

- (3) 电容 C_r 足够大，它两端的电压在开关过程中能够始终保持 $E/2$ 不变。

该电路在一次零电压过程中可以分成六个工作状态，状态转换图如图 3-9 所示，规定图中所示的 i_{Lr} 方向为正。

状态 $t_1 \sim t_2$ ：稳态过程在 t_1 时刻，S3 处于开通状态，S4 和 S5 关断， $i_{Lr}(t)=0$ ， $u_{Cr}(t)=E$ ，直流电源提供负载电流 I_o 。

状态 $t_2 \sim t_3$ ： t_2 时刻关断 S3 (ZVS)，开通 S4 (ZCS)， L_r 和 C_r 将发生第一次谐振，由于 C_r 的电势高于 $E/2$ ，电流流向为 $C_r \rightarrow L_r \rightarrow S4 \rightarrow E/2 \rightarrow C_r$ ，谐振之后在零电流条件下关断 S4 (ZVS)。电流和电压方程如下，注意电容放电过程中其电压和电流的参考方向是相反的。

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + \frac{1}{2}E = u_{Cr}(t) \\ I_o + i_{Lr}(t) = -C_r \frac{du_{Cr}(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.28)$$

其中初态为 $i_{Lr}(t_1)=0$ ， $u_{Cr}(t_1)=E$ 。

代入可得

$$d'u_{cr}(t) + \frac{1}{L_r C_r} u_{cr}(t) = \frac{E}{2} \frac{1}{L_r C_r} \quad (3.29)$$

通过求解二阶微分方程可得 $u_{cr}(t)$ 的解的形式为

$$u_{cr}(t) = C_1 \sin \omega_r(t-t_1) + C_2 \cos \omega_r(t-t_1) + \frac{E}{2} \quad (3.30)$$

当 $t=t_1$ 时, $u_{cr}(t_1) = C_2 + \frac{E}{2} = E$, 解得 $C_2 = \frac{E}{2}$ 。

再将 $u_{cr}(t)$ 代入上式

$$i_{Lr}(t) = -I_o - C_r \frac{du_{cr}(t)}{dt} = -I_o - C_1 \omega_r C_r \cos \omega_r(t-t_1) + \frac{E}{2} \omega_r C_r \sin \omega_r(t-t_1) \quad (3.31)$$

当 $t=t_1$ 时, $i_{Lr}(t_1) = -I_o - C_1 \omega_r C_r = 0$, 解得 $C_1 = -\frac{I_o}{\omega_r C_r}$, 把 C_1 、 C_2 代入可得

$$u_{cr}(t) = -\frac{I_o}{\omega_r C_r} \sin \omega_r(t-t_1) + \frac{E}{2} \cos \omega_r(t-t_1) + \frac{E}{2} \quad (3.32)$$

$$i_{Lr}(t) = -I_o + \frac{E}{2} \omega_r C_r \sin \omega_r(t-t_1) + I_o \cos \omega_r(t-t_1)$$

经过整理可得

$$\begin{aligned} u_{cr}(t) &= \frac{E}{2} - \sqrt{\frac{I_o^2}{\omega_r^2 C_r^2} + \frac{E^2}{4}} \sin[\omega_r(t-t_1) - \arctan \frac{E \omega_r C_r}{2I_o}] \\ i_{Lr}(t) &= -I_o + \sqrt{\frac{E^2}{4} \omega_r^2 C_r^2 + I_o^2} \sin[\omega_r(t-t_1) + \arctan \frac{2I_o}{E \omega_r C_r}] \end{aligned} \quad (3.33)$$

其中 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。

由电压和电流的解析式(3.33)可知, 当 $u_{cr}(t_2)=0$ 时, $i_{Lr}(t)=0$ 。实际该谐振过程可以分成两个部分, 当 Cr 的电压高于 $E/2$ 时, u_{cr} 逐渐减小, i_{Lr} 逐渐增加; 当 $u_{cr} = E/2$ 时, $di_{Lr}/dt=0$, 即电流此时达到最大值; 当 Cr 的电压低于 $E/2$ 时, 电感上承受反电动势, 但由于电感的续流作用, 使 i_{Lr} 沿原方向减小直到为零, 停止谐振。

状态 $t_3 \sim t_4$: 母线电压维持在零点, 可以改变逆变侧的主开关状态, VT_s 实现零电压开通(ZVS)。

状态 $t_4 \sim t_5$: 保持其他开关状态不变, 开通 S5(ZCS), 由于 VT_s 导通, 电源向 Lr 充电, i_{Lr} 线性增加, 当 i_{Lr} 和负载电流 I_o 相等时状态结束。

状态 $t_5 \sim t_6$: 在 t_5 时刻, Lr 和 Cr 自然谐振, 此时电流方向为: $E/2 \rightarrow S4 \rightarrow Lr \rightarrow Cr \rightarrow E/2$, 电源以及 Lr 的能量转移到 Cr 中, 给电容充电。电流和电压方程如下

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + u_{cr}(t) = \frac{E}{2} \\ i_{Lr}(t) = I_o + C_r \frac{du_{cr}(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.34)$$

其中初态为 $i_{Lr}(t_4) = I_o$, $u_{cr}(t_4) = 0$ 。

解得电压和电流的表达式为

$$\begin{aligned} u_{cr}(t) &= \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cos \omega_r(t-t_4) \\ i_{Lr}(t) &= I_o + \frac{E}{2} \omega_r C_r \sin \omega_r(t-t_4) \end{aligned} \quad (3.35)$$

从 $u_{cr}(t)$ 的解的形式可以看出, 当谐振停止时 $i_{Lr}(t_5) = I_o$, $u_{cr}(t_5) = E$, 此时关断 S5 (ZCS), 开通 S3 (ZVS), 回复初始状态。

状态 $t_6 \sim t_7$: t_6 时刻电容 Cr 充电停止, 二极管 VD_3 自然导通, L_r 中残余的能量反馈给电源, 在 i_{Lr} 降为零之前开通 S3 (ZVS)。

状态 $t > t_7$: t_7 时刻 $i_{Lr} = 0$, 二极管 VD_3 关断, 负载电流完全由 E 提供, 系统回复初始状态。

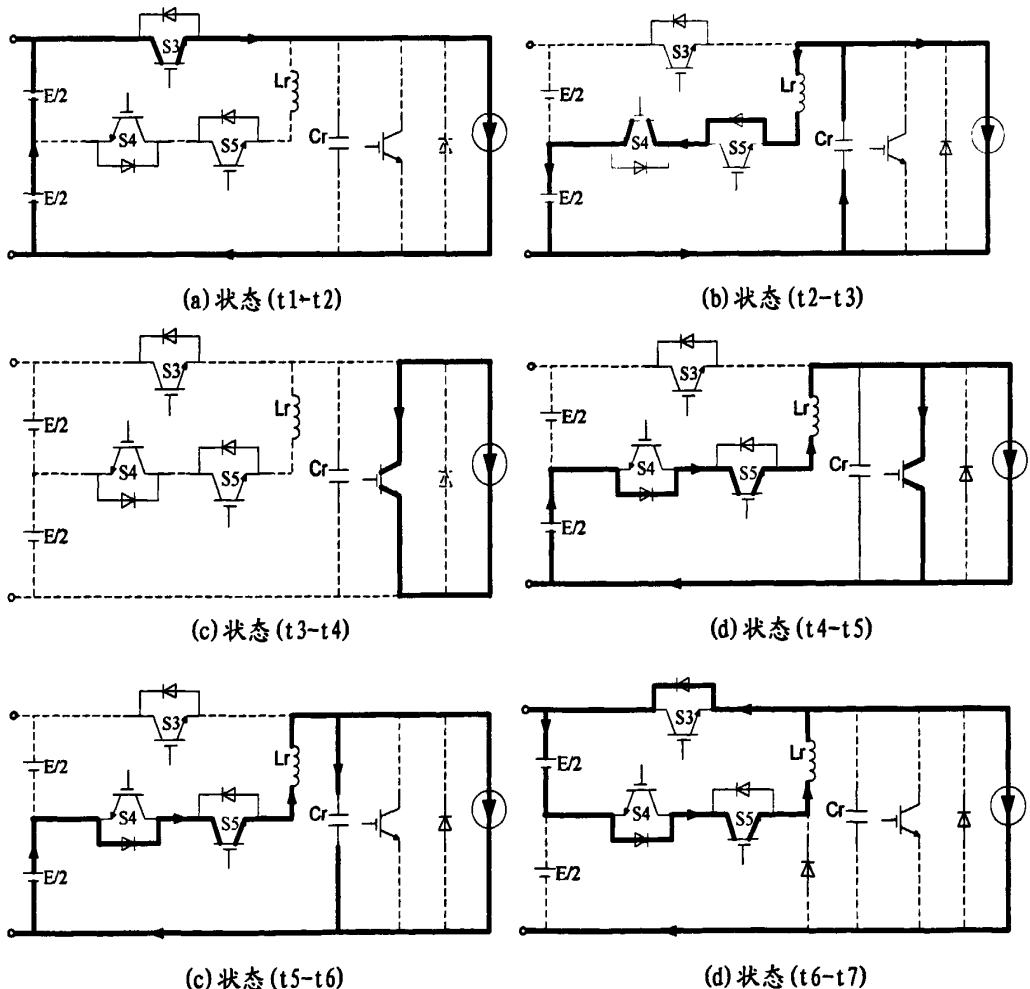


图 3-9 工作过程等效电路

Fig. 3-9 Equivalent circuit of Work Process

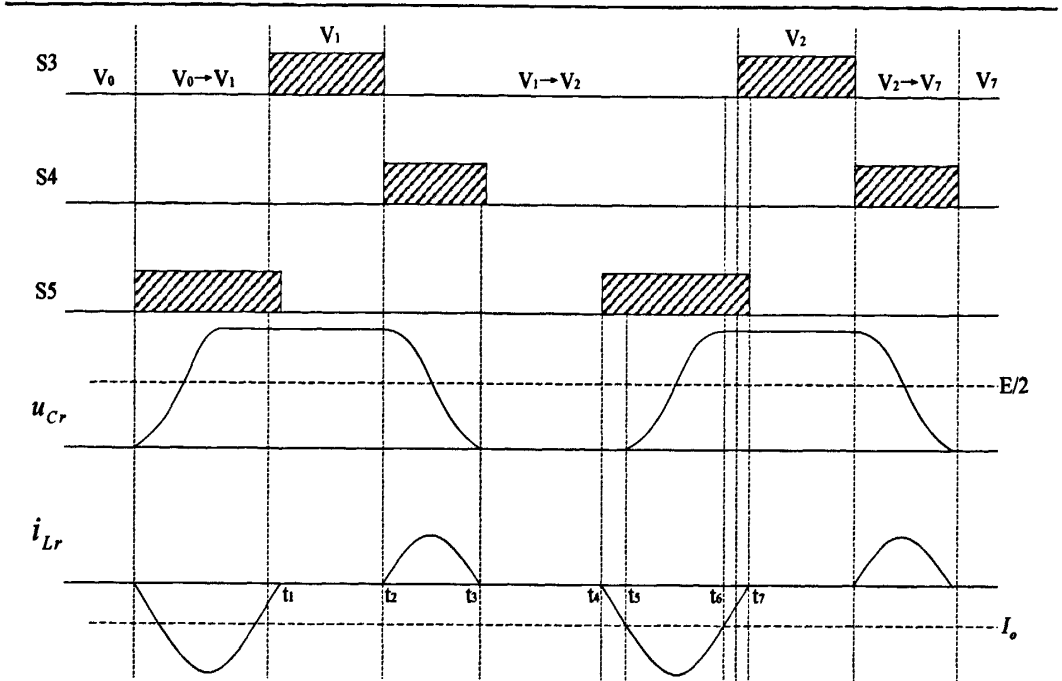


图 3-10 工作过程波形
Fig. 3-10 Waveforms of Work Process

3.3.2 直流谐振 PWM 软开关电路的控制分析

通过上述分析可知,该电路的控制关键是使母线电压的变化跟随逆变 IGBT 的变化,控制流程图如 3-11 所示。

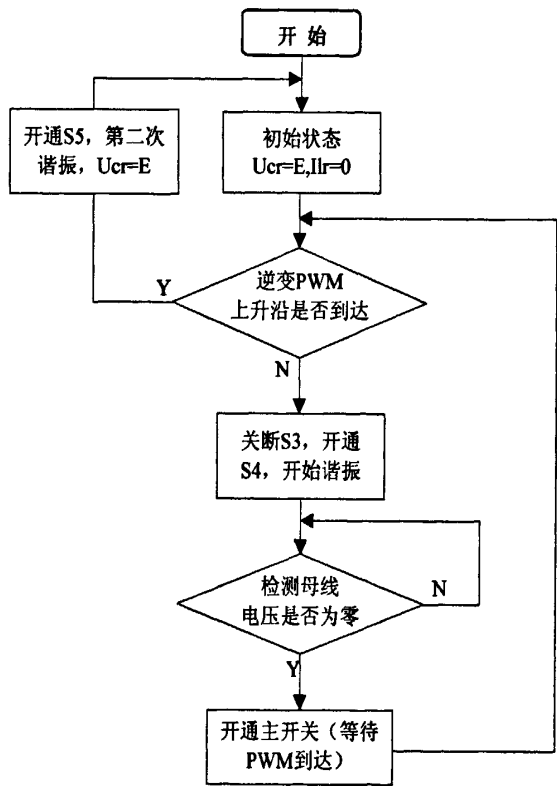


图 3-11 控制框图
Fig. 3-11 the Control Chart

需要说明的是,电机在矢量控制下,逆变桥的输入脉冲的起始时间是固定的,这就使辅助开关的动作变得有据可依,即在主开关要开通之前,通知辅助开关动作,使母线电压降为零,然后主开关开通,就可以实现零电压导通,控制回路实现起来较为简单,不需要增加电流传感器,辅助开关触发信号的产生与逆变侧使用的调制方法无关,可以满足不同类型的 PWM 控制。

由于辅助开关的变化取决于主开关的变化,所以只要在 SVPWM 控制算法中加入辅助开关的控制就可以实现软开关。由于在逆变桥交流侧的一个输出周期内,空间电压矢量的工作模式是循环对称的,因此只需要分析其中的一个 60° 扇区即可,这里以 $V_1 \sim V_2$ 的扇区为例,即图 3-12 中阴影部分所示。此时 a 相的电流为正, b、c 相的电流均为负,逆变开关 S1 和 S2 一直处于导通状态,而 S6 将进行状态转换,矢量变化的顺序是 $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7$, 已知逆变桥的三相电流之和始终为零,可得 I_o 的变化顺序为 $0 \rightarrow i_a \rightarrow -i_c \rightarrow 0$ 。

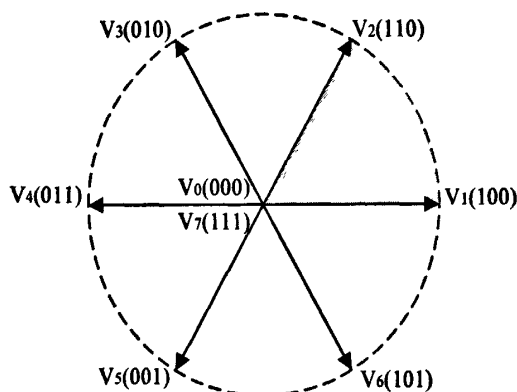


图 3-12 空间电压矢量

Fig. 3-12 Space Voltage Vector

结合该电路的工作过程分析其控制过程,工作过程在上一小节已有介绍,这里主要说明开关的动作情况,同样参考图 3-10。

V0 矢量保持: 三个辅助开关均关断, 逆变开关 S1、S3、S5 关断, S2、S4、S6 导通, u_{Cr} 和 i_{Lr} 均为零。

V0 向 V1 矢量过渡: 在 t_0 时刻关断 S4(ZVS)、开通 S1(ZVS), 完成了 V0 到 V1 的零电压过渡。开通 S5(ZCS), 通过谐振对电容充电, 使直流母线电压达到预设值。

V1 矢量保持: 在 t_1 时刻开通 S3(ZVS)、关断 S5(ZCS)。

V1 向 V2 矢量过渡: 在 t_2 时刻关断 S3(ZVS), 开通 S4, 电容谐振放电, 母线电压降为零, 在 $t_3 \sim t_4$ 之间关断 S6(ZVS), 完成电压矢量转换。

V2 矢量保持: 过程同 V1 矢量保持。

V2 向 V7 矢量过渡: 辅助开关动作同 V1 向 V2 矢量过渡, 主开关 S2 关断、S5 开通(ZVS)。

V7 矢量保持: 系统回到初始状态。

综上所述, 由于 S4 和 S5 的存在, 使电容放电和充电的起始时间能够人为的控制,

即母线电压为零的时间长短变得可控,这大大增加了控制的灵活度。由于谐振频率较高,这样完成一次谐振的时间较短,为逆变 IGBT 的开通预留了足够的时间。此外,由于逆变 IGBT 在零电压导通,即使上、下桥臂直通,回路中电压仍然为零,理论上是不需考虑死区效应和死区补偿的,对于算法编写来说降低了难度。但由于输出电流 I_o 与负载有关,而电机转动的过程中,其等效负载在不断的变化,没办法通过谐振来控制输出电流,所以该电路无法实现主开关的零电流关断,这是需要改进的地方。

3.3.3 元件参数计算

该电路在谐振过程中属于并联谐振电路,关键是计算谐振电感 L_r 和电容的 C_r 的值,技术指标如下

输入直流电压: DC 650V (PFC 电路输出电压)

逆变桥输出电压: AC 380V

异步电机额定功率: 10kW

变频器输出频率范围预设: 50Hz~1kHz

载波频率: 10kHz

(1) L_r 和 C_r 的确定

假设逆变桥无功率损耗,那么输入和输出功率应该守恒,可得定子额定电流为

$$I_o = \frac{10000}{\sqrt{3} \times 380} = 15.19A \quad (3.36)$$

为了减少谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 在谐振时对 PWM 控制产生影响,应尽量减少谐振工作的时间,即提高谐振频率 f_r ,定义谐振频率和开关频率的关系是

$$f_r = N \cdot f_s \quad (N \text{ 的取值为 } 4 \sim 10) \quad (3.37)$$

所以谐振频率选为 100kHz,电路发生谐振的条件如下

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 100kHz \quad (3.38)$$

电路的品质因数一般为 2~3,品质因数越大,电容两端电压的峰值就越大,考虑到后端 IGBT 的耐压因素,这里取 $Q=2$,其表示如下

$$Q = 2\pi \frac{W_s}{W_R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2 \quad (3.39)$$

式中 R 为负载等效电阻,由

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{650^2}{10000} = 42.25\Omega \quad (3.40)$$

通过求解公式 (3.39) 和 (3.40) 可得 $L_r = 134\mu H$, $C_r = 28nF$ 。

(2) 开关管的选择

逆变桥 IGBT 的耐压值选择应为负载电压的 2 倍左右,使用 1200V 的电压等级;耐流值为 $2 \times \sqrt{2} \times I_o = 42.95A$,使用 100A 的电流等级;辅助开关 S3 处于直流母线上,指标与逆变桥相同,都使用 EUPEC 公司的 IGBT,型号为 FF100R12KS4。根据用户手册

可得, 缓冲电容值仅为 0.42nF , 不足以达到谐振电容的容量, 所以要外部并联 C_r 来辅助谐振。

辅助开关 S_4 和 S_5 由于在支路上, 选择耐压值为 600V , 考虑到谐振频率较高, 应使用开关更快的 IGBT, 使用型号 BSM50GP60, $600\text{V}/50\text{A}$ 。

3.4 本章小结

主电路实际上是两个独立的部分, 由中间电源隔离, 前后系统无干扰。在分析过程中, 本章分别对前、后端电路的工作原理、控制策略进行了公式推理及计算。由于在电力电子行业, 硬件结构的创新较少, 本文尝试在控制理论上进行创新, 在三相 PFC 电路中使用电感电流连续控制模式(CCM), 在软开关 PWM 逆变电路中使用了 SVPWM 控制。本章为软件仿真环境设定了技术指标, 并计算出各元器件的参数选值, 为后文的软件仿真建模打下基础。

第四章 基于DSP系统控制电路设计

通过上一章节对其工作原理和控制策略的分析,本章设计了基于 DSP2407^[40]的数字控制系统。近年来,数字化控制在工业生产中已成为一种趋势,它具有易于实现智能控制、稳定可靠、节省成本与体积等诸多优点。本文采用的数字化控制并辅助先进的控制理论,使系统在变频调速的同时,更具备改善电网、降低能耗的功效。

4.1 DSP 系统控制框图

由于 DSP 具有运算速度快,处理数据能力强等诸多优点,被广泛应用于工业控制、图像以及音频处理中。采用数字控制的方法的一大优势是节省硬件资源,由于 DSP 强大的运算功能和超强的数据处理能力,本文所使用的控制算法都是在 DSP 中完成的。外部硬件只需检测电压、电流等信号,由于需要采集的信号比较多,DSP 的 I/O 接口有限,根据实验要求本文使用两个 DSP 芯片。系统的控制框图如 4-1 所示,可见 DSP 作为这个系统的核心,软件编写的工作量非常大,但采用 DSP 所需的硬件电路较少,节省资源,降低成本,使系统的维护和修改变得十分便利,灵活度高。

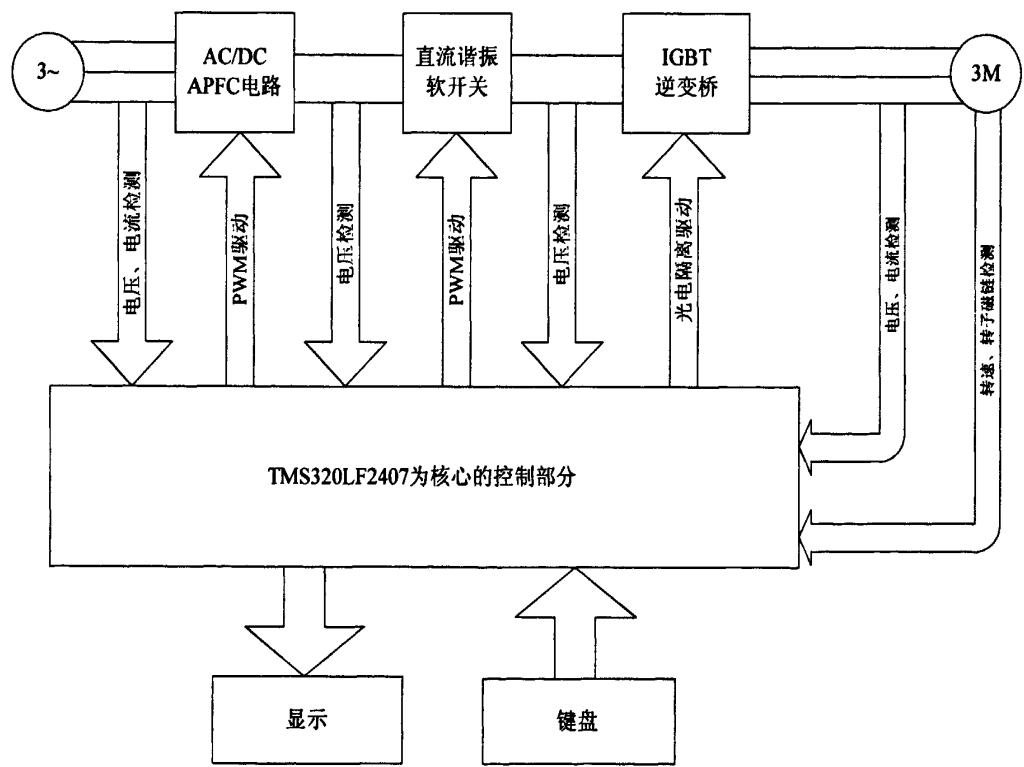


图 4-1 DSP 控制框图

Fig. 4-1 the Control Chart on the Basis of DSP

4.2 驱动电路

驱动芯片使用的是较为常用的 M57962L,它内部集成有可在输入与输出之间实现良好电气隔离的光电隔离器以及过流保护电路和过流保护输出端子,可以直接驱动 600V/200A、1200V/100A 的 IGBT 模块,驱动电路如图 4-2 所示。

当检测到输入电压超过 7V 时，模块短路，通过光耦关断输出信号，从而使 5 脚输出低电平，将 IGBT 的栅极和发射极两端置负向偏置，使 IGBT 可靠关断。同时，输出故障信号使故障输出端 8 脚为低电平，从而驱动外接的保护电路。延迟 2-3 秒后，若检测到 13 脚为高电平，则芯片恢复工作。稳压管 ZD1 的作用是防止 VD1 击穿而损坏芯片；R_g 为限流电阻；ZD2 和 ZD3 起限幅作用，用来确保 IGBT 可靠的关断，而不被误导通或击穿。

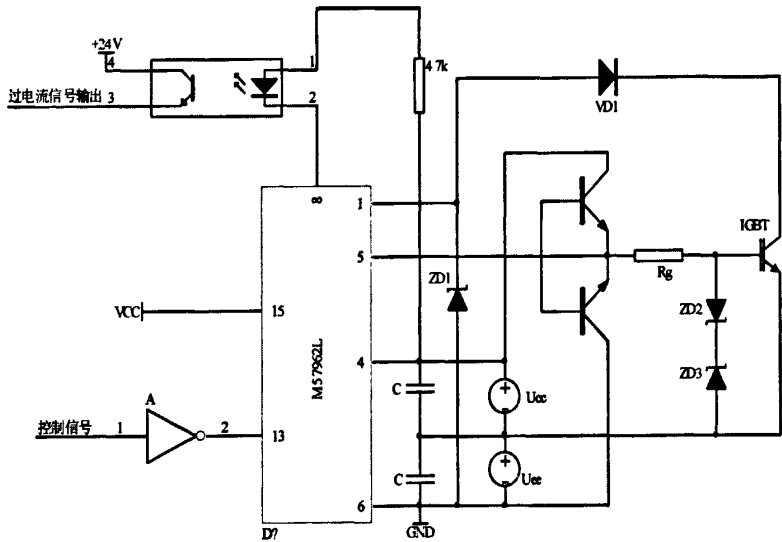


图 4-2 驱动电路

Fig. 4-2 the Drive Circuit

4.3 直流母线电压采集电路

直流输出电压的采样电路如图 4-3 所示，电压传感器检测过来的信号首先经过积分器变为平稳的直流，再通过信号放大输入到 DSP 的 AD 采样口。考虑到 DSP 数字处理器所能接受的采样信号幅值只能在 0~3V 的范围之内，否则过高的电压信号进入 DSP 的信号采样引脚，将会烧坏芯片，所以输出上通过两个二极管来嵌位电压。

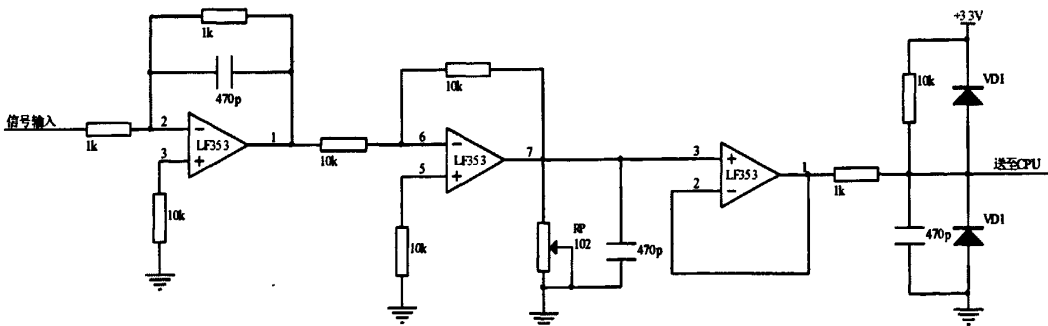


图 4-3 直流母线电压采样电路

Fig 4-3 DC voltage sampling circuit

4.4 带通滤波放大电路

带通滤波放大电路由运放和带通滤波电路组成，如图 4-4 所示。输入电压首先经过运放，通过 RP 调节适当的电压匹配值，经过带通滤波电路滤掉高频以及低频分量，送到 DSP 中进行处理。直流母线电压采样电路也可以使用本电路，将带通滤波改成低通

滤波即可。

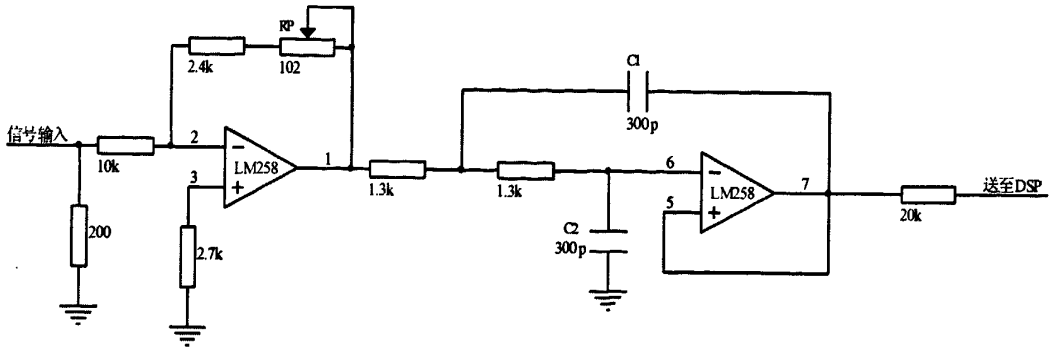


图 4-4 带通滤波放大电路

Fig. 4-4 Bandpass Filter and Amplifier

4.5 SVPWM 的程序流程

利用 TI 公司的 DSP2407 可以较为容易地实现 SVPWM 控制，有两种方法：软件和硬件实现。软件是通过定时器加上大量数学计算的方式来实现，硬件则是利用其特有的寄存器(置位 COMCONA 的第 12 位，可以直接发出 SVPWM)，可见硬件 SVPWM 的控制方式可以简化程序，但也存在一些缺点，比如模式僵硬，灵活性差，五段式模式在低速时不够稳定。

综合考虑，本文使用软件 SVPWM 控制方式，对每一个电压空间矢量 PWM 波的零矢量波的分割方法不同，以及对非零矢量 U_x 的选择不同会产生多种多样的电压空间矢量波形。选择的原则是：(1)尽可能使功率开关管的开关次数最少；(2)任意一次电压空间矢量的变化只能有一个桥臂的开关管动作；(3)程序尽可能的简便。

由于逆变器在一个工作周期内电压空间矢量被划分为六个扇区，实现 PWM 空间矢量控制的方法就是把每一个扇区再分为若干个对应于时间 T (脉冲周期)的小区间，在这个区间内插入若干个线性组合的电压空间矢量，则将获得优于正六边形的多边形旋转磁场。目前，在每个扇区中应用较多的控制方式是七段式控制，即三段零矢量和四段非零矢量组成，零向量与非零向量交替出现^[41]。

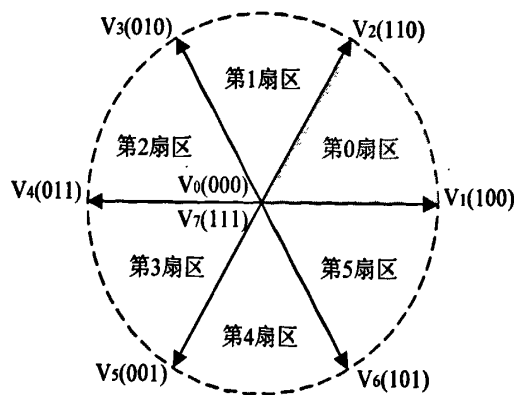


图 4-5 空间电压矢量

Fig. 4-5 Space Voltage Vector

以图 4-5 空间矢量第 0 扇区为例，中间向量为 V_7 ，朝两边依次为 V_2 、 V_1 以及 V_0 ，如

图 4-6 所示。程序由主程序和定时器下溢中断子程序组成。主程序的工作是初始化并将外部输入的频率调节比转换成角频率，根据 U/f 确定参考电压幅值。中断程序是在每个 PWM 周期里计算出下一个 PWM 周期里根据电压矢量角计算出 T_0 , T_1 和 T_2 的值，并且根据其所占的比例分别计算出三个比较寄存器 $CMPR1$, $CMPR2$, $CMPR3$ 的比较值，设定比较匹配时进入中断，中断子程序流程图见 4-7。三相 SVPWM 波由 DSP 的 PWM1~6 脚输出，其中 1、3、5 脚设置高有效，2、4、6 脚设置低有效。

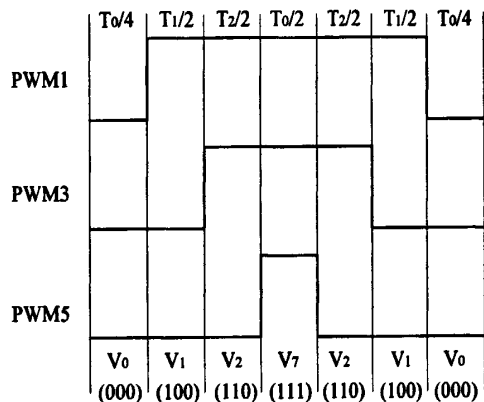


图 4-6 七段式空间电压矢量第 0 扇区

Fig. 4-6 the Zero area of Seven Part Space Volatge Vector

通过电流传感器测量逆变输出的定子电流 i_A 、 i_B ，由于三相电流和为零，只需检测其中两相即可，经过 A/D 转换成数字量送至 DSP，然后进行克拉克变换以及帕克变换成旋转坐标中的 i_M 和 i_T 作为负反馈，再用编码器测量电机的机械角位移转换成转速 n 作为反馈量。由电流反馈量以及角位移经过帕克变换得到 V_α 和 V_β ，又已知其所在扇区，就可以利用 SVPWM 的算法实现异步电机矢量控制。

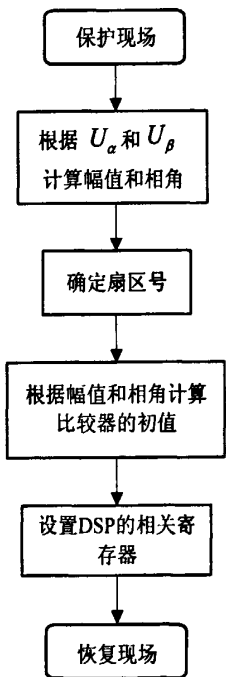


图 4-7 SVPWM 中断子程序流程图

Fig. 4-7 the Flow Chart of SVPWM Interrupt Subprogram

4.6 本章小结

在控制系统中,数字化控制由于外围结构简单,体积小等优点,比模拟控制应用更为广泛。而在众多微处理芯片中,DSP 的运算速度快,处理数据的能力强,成为数字控制的首选芯片。在本系统中,外围只需要匹配驱动电路、采样电路等就能够满足硬件要求。但软件工作量较大,由于采样信号个数较多,需要使用两个控制芯片。此外,逆变器使用的 SVPWM 算法,由于需要增加辅助开关的控制,已经做了相应的修改。但总体上还是遵循了电压空间矢量的控制方式。

第五章 仿真实验及结论

仿真是实验的前提,通过仿真可以初步判断系统的各方面特性。在控制系统以及电路仿真中,Mathworks 公司的 Matlab/simulink 软件使用最为方便;Pspice 是专用的电路仿真软件,功能强大,还有 Protous 等不仅能仿真电路,还能进行单片机的仿真。本文使用 Matlab/simulink 进行建模并对仿真参数进行计算^[42]。

需要说明的是 Simulink 中的 S 函数,Simulink 中的许多模块所包含的算法都是由 S 函数编写的,用户也可以自己编写 S 函数,封装之后就得到具有特定功能的定制模块。S 函数是系统函数的简称,是指采用非图形化的方式描述的一个功能模块。用户可以采用 Matlab 代码, C, C++ 或 Fortran 等语言来编写。

在动态的仿真中用户通过 User-Defined Functions(本文使用 Matlab7.1 版本)中的 S-Function 模块来编写 S 函数,该模块是一个单输入单输出的系统模块,如果有多个输入和输出信号可以使用 Mux 和 Demux 对信号进行组合和分离操作。在编写 S 函数时,Simulink 为我们提供了很多现成的模板和例子,用户只要根据自己的需要修改相应的模板和例子即可^[43]。本文在 Matlab 仿真中的 PI 函数就是用 S 函数编写的。

5.1 三相双开关 PFC 模块设计和仿真结果

主要使用 Simulink 建模,电力电子器件的模型在 Simpowersystem 库中,由于主电路结构的前后部分相互独立,可以分开处理,三相双开关 PFC 电路的主要作用是校正电网侧输入电流和电压的相位,并且为后端提供稳定的直流电源,完整的 Matlab 仿真模块参考附录 A-1。

5.1.1 仿真模块设计

三相双开关 PFC 的控制电路需要采样输出电压和三相电流、电压的最大(最小)值,通过比例积分等环节就可以实现电流相位校正。在 Simulink 里建模是十分容易的,因为 Simulink 里有很多现成的数学模型。输入三相电源模块有效值为 380V,频率 50Hz,电源内阻为 0.001 欧,整流桥使用二极管不控整流,两个辅助开关使用 IGBT 带反并二极管,其余参数默认。上桥臂的控制模块的仿真电路如图 5-2 所示。

在搭建仿真模块时,需要注意的是:采样三相电压的瞬时值作为给定一般在整流后,但是由于电感电容的存在,使整流后的波形并不是标准的馒头波,所以这里采整流前端的三相电压作为给定;三角载波模块取自 plects 工具箱,只能设置为双极性载波,频率 10kHz,也可以通过 Simulink 库中的 Repeating Sequence 模块进行设置;使用加减模块和滞环模块组合,通过设置环宽为 0,可以实现电压(电流)比较器的功能;下桥臂的电压给定取自负半桥的最小电压的绝对值(不是最大电压)。

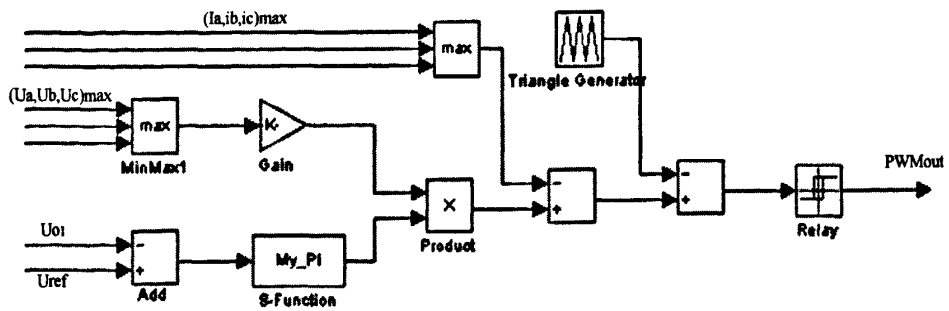


图 5-2 上半桥控制模块

Fig. 5-2 Control Model of above bridge

5.1.2 仿真结果

图 5-3 为三相双开关 FPC 中 a 相五个周期内的电流和电压波形。可见，电流基本跟随了电压相位。

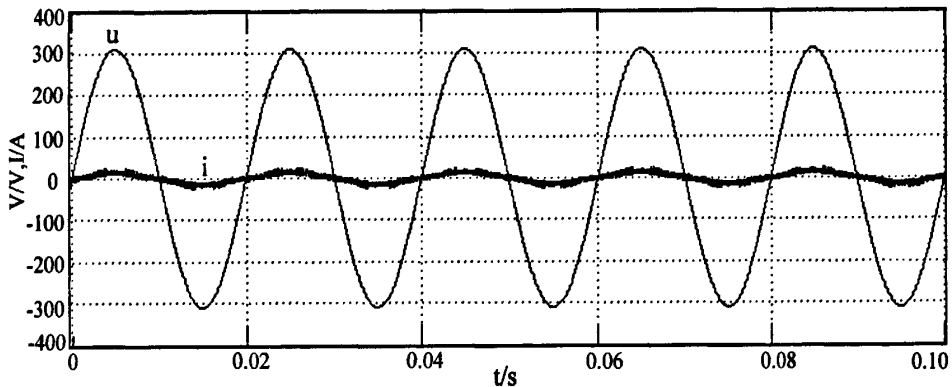


图 5-3 a 相电压和电流波形

Fig. 5-3 Current and voltage waveforms of phase-A

a 相电流的谐波率参考图 5-4，总的 THD=10.42%，基波幅值为 14.09，这是由于中性线的存在，有 3 次谐波流过，5 次和 7 次谐波也比较突出，最严重的是 3 次谐波分量达到基波的 8.39%，可以考虑使用谐波注入法来消除 3 次与 5 次谐波^[44]，谐波注入法在许多 PFC 电路拓扑中都有应用^[45]。

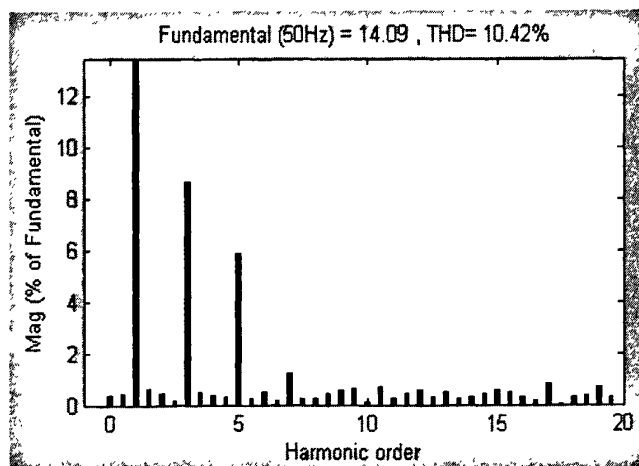


图 5-4 a 相电流的 THD

Fig. 5-4 THD of phase-A

图 5-5 比较了 a 相和 c 相的电流波形，可以看出每相电流在中间的 $2/3\pi$ 的区间里波形正弦化较高，谐波少，但是在零点附近的波形相对平坦，相位补偿的效果较差，这在前文的分析中已经提到，导致这种现象的根源是三相双开关 PFC 电路是部分解耦的 PFC 电路，在每一时刻只能对一相电流进行校正。

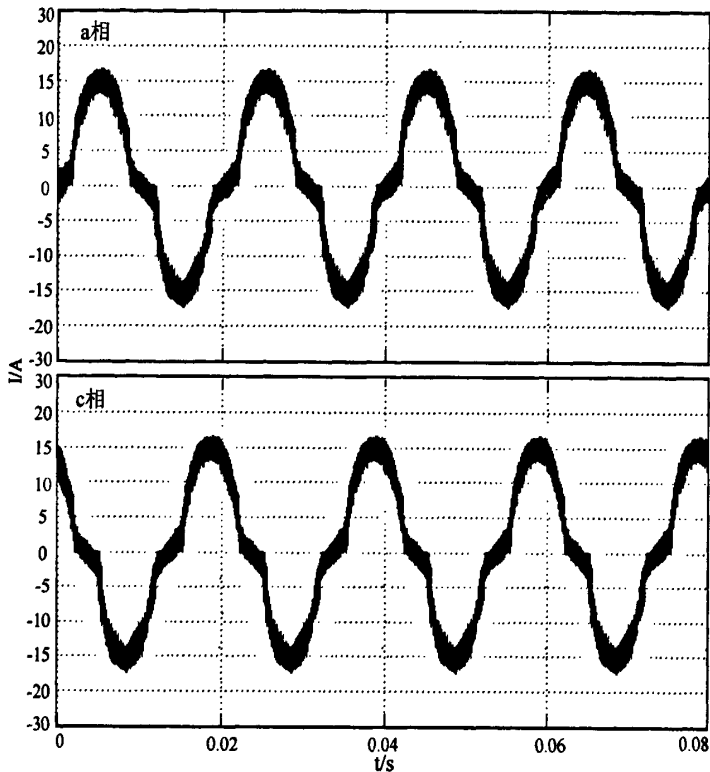
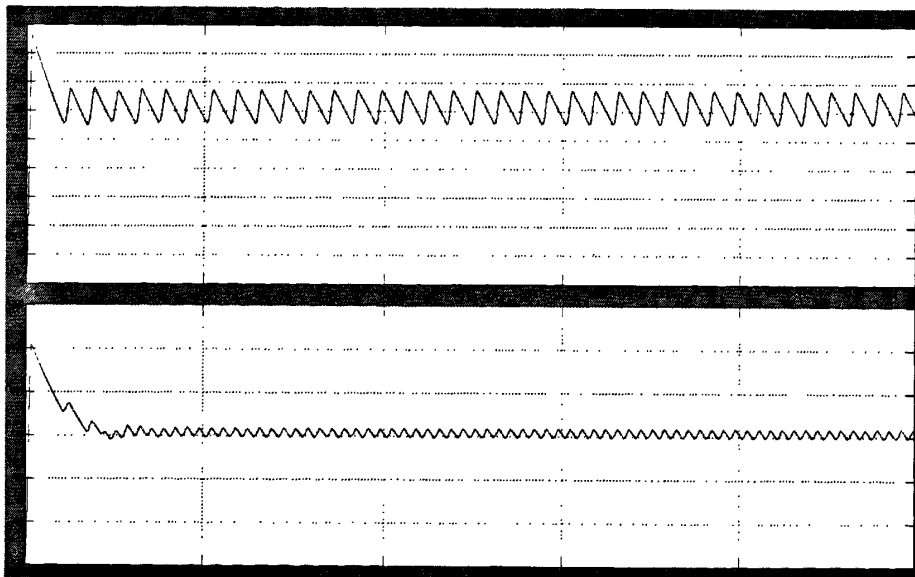


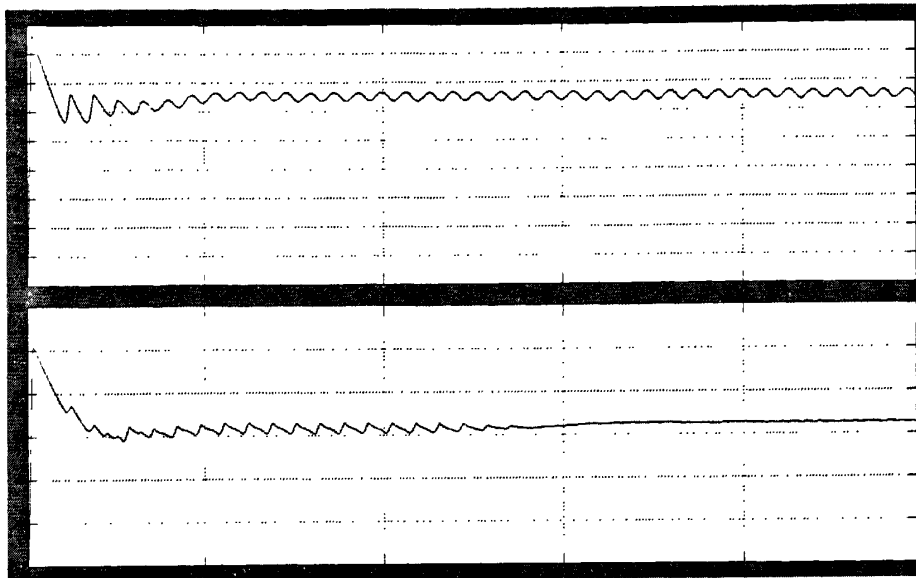
图 5-5 a 相和 c 相电流波形

Fig. 5-5 Current waveforms of phase-A and phase-C

图 5-6(a) 为三相 PFC 辅助开关不控时的电压波形，可以看出由于前端储能电感的存在，该电路本身具有升压作用，电压幅值达到 610V，高于三相不控整流的电压幅值；图 5-6(b) 为三相 PFC 全桥输出电压 650V 和半桥电压 325V，波形平稳且超调小。



(a) S 不控时输出电压



(b) S 可控时输出电压

图 5-6 三相 PFC 全桥输出电压波形

Fig. 5-6 Output voltage waveforms of three-phase PFC

从仿真的结果来看,基本上符合电路的技术指标,本文在研究过程中曾试图使用分时控制的方式进行仿真,即在零点附近使用 DCM 控制,在 $2\pi/3$ 的区间中使用 CCM 控制,通过两种控制方式的结合得到更理想的电流波形。但由于建模上的一些困难而无法完成仿真,在今后的研究中将继续从这一思路着手。

5.2 直流谐振软开关逆变模块设计和仿真结果

软开关模块的供电部分与三相 PFC 的双电源直接相连,在三个辅助开关的作用下实现直流母线零电压的开关切换,辅助开关动作根据逆变侧 IGBT 的 SVPWM 同步变化,需要采样的变量只有输出电压,通过输出电压的变化来控制辅助开关。

5.2.1 仿真模块设计

在之前的分析中已经提到,电路的控制完全以逆变 IGBT 的 PWM 为基准,就是在 PWM 到来之前,把直流电压降为零,等待主开关导通,之后再电压拉升到标准值,主开关一个零电压的开关的全过程。为了验证电路的功能,先以较为简单的单相逆变电路为例,仿真模型如图 5-7 所示。其中 $E/2$ 为 325V; PWM 发生器使用 Simulink 自带的模块,设置成两桥臂,载波根据指标要求设置为 10kHz; Triggered Subsystem 模块可以通过检测 PWM 的上升沿控制辅助开关。

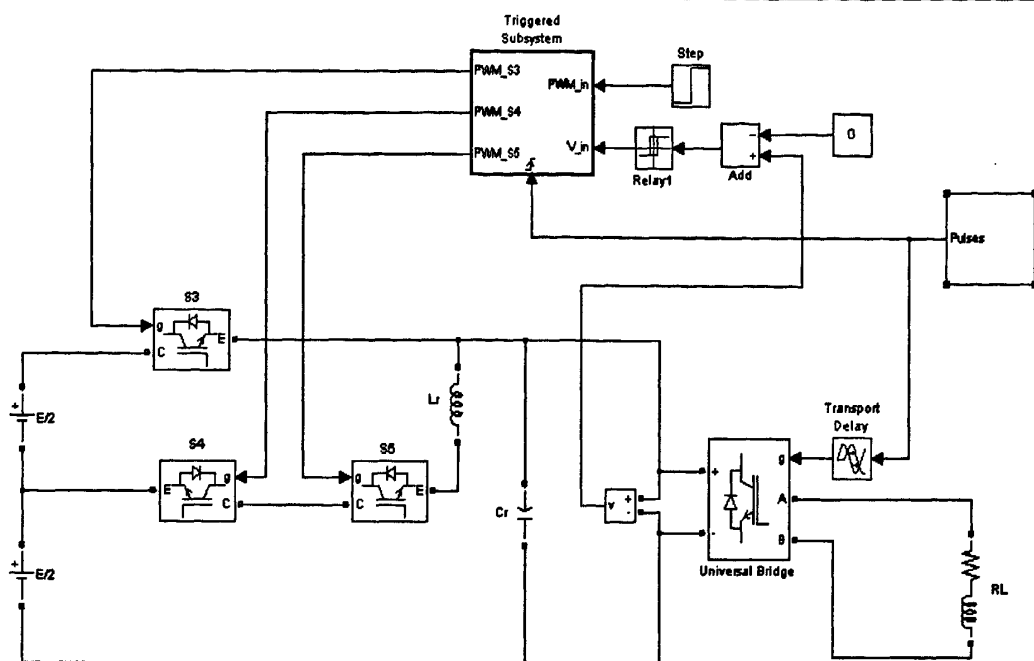


图 5-7 单相逆变软开关仿真模型

Fig. 5-7 Output voltage waveforms of three-phase PFC

5.2.3 仿真结果

单相逆变软开关仿真中三个辅助开关的动作情况和母线电压如图 5-8 所示, 可得在 S3 关断后立即打开 S4, Cr 和 Lr 进入第一次谐振, 使 U_{cr} 降到零点, 开通 S5 之后, 母线电压立即上升, 通过第二次谐振使 U_{cr} 达到 650V, 零电压的凹槽的位置由 S4 决定, 而长度由 S5 决定。a 相桥臂上主开关的导通情况如图 5-9 所示, 可见通过合理的控制主开关器件完全可以实现软开关。在此基础上本文进一步验证了系统的拖动电机负载的特性, Matlab 仿真模块参考附录 A-2。按照试验指标要求, 本次仿真使用的电机的额定功率是 10kW, 额定电压 380V, 定子电阻 0.21Ω, 转子电阻 0.22Ω, 定子漏感 1mH, 转子漏感 1mH, 互感 64mH, 极对数为 2; 计算可得额定电流 20A, 启动电流一般为额定电流的 7 倍; 额定负载转矩为 65.88 N·m, 启动转矩为额定转矩 1.4 倍; 又已知磁链给定值为 0.9, 转速给定值为 100。

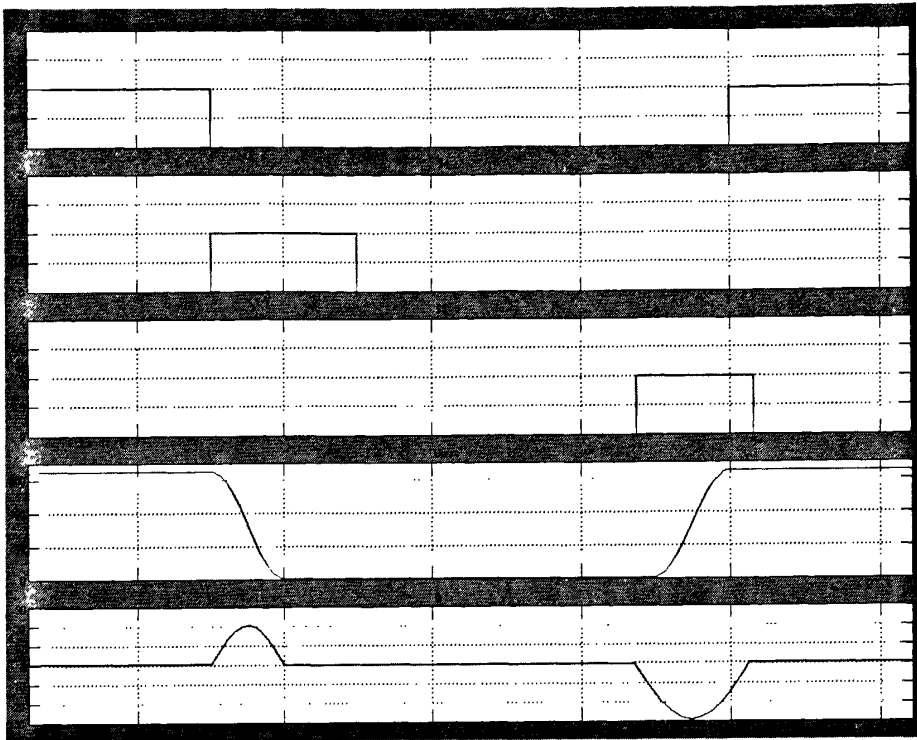


图 5-8 ZVS 中辅助开关动作及母线电压波形

Fig. 5-8 Action of three sub-switches and voltage of direct current generatrix

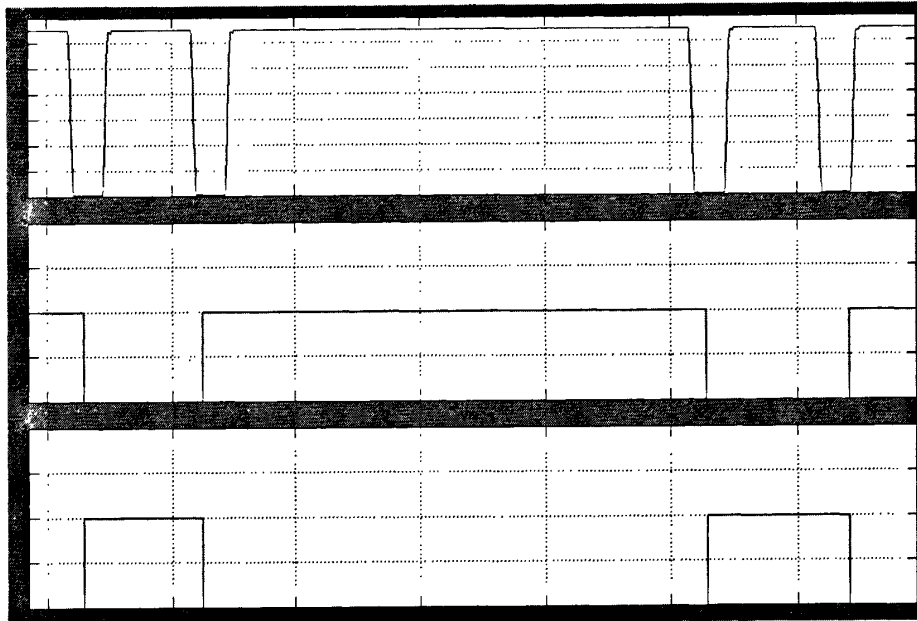


图 5-9 一组桥臂主开关动作及母线电压波形

Fig. 5-9 Action of one Bridge and voltage of generatrix

图 5-10 所示为异步电机在硬开关下的矢量控制波形，从上到下依次为 ab 间的线电压、定子电流、转速以及转矩。可见，在 1.8s 突加额定负载转矩，转速变化平稳，充分说明矢量控制其优越的动态性能和抗干扰性能。图 5-11 为异步电机在软开关下的矢量控制波形，在软开关作用下，电机的转速有了明显的下降，转矩的波形在电机升速以及降速过程中抖动比较严重，电压和电流的波形都出了不同程度的失真。

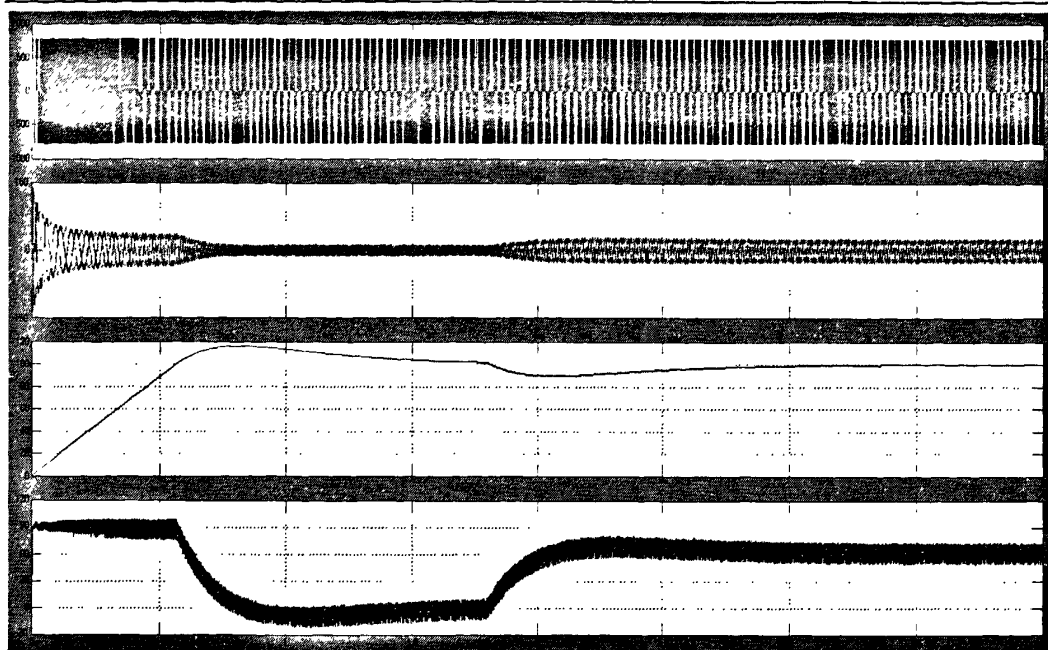


图 5-10 异步电机硬开关下的矢量控制

Fig. 5-10 Vector Control of Asynchronous Machine under Hard Switching

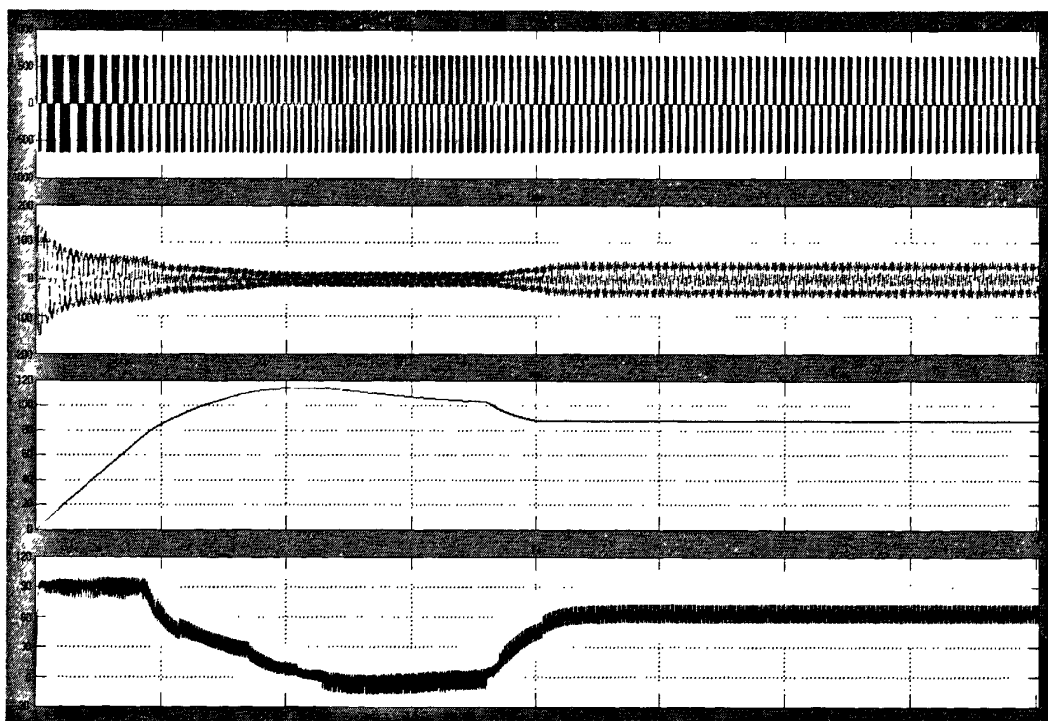
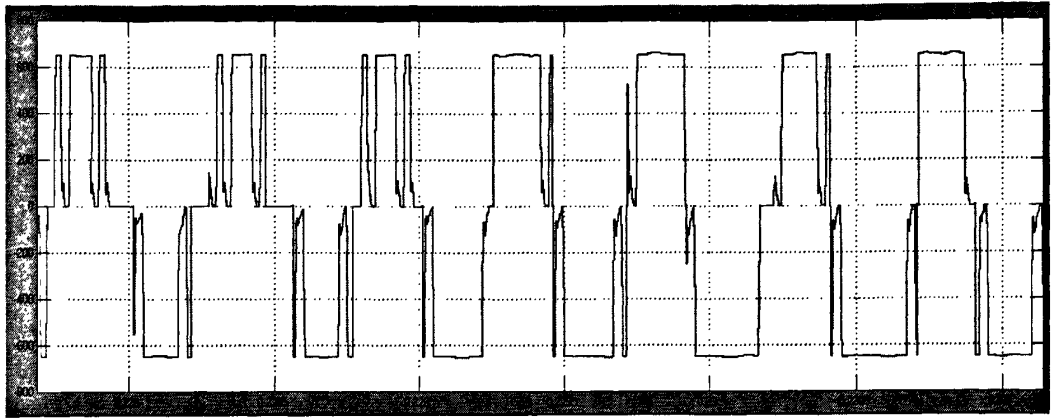


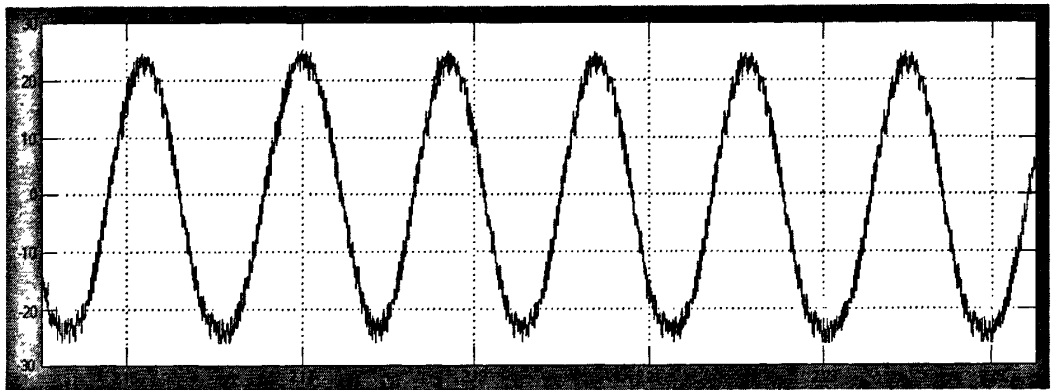
图 5-11 异步电机软开关下的矢量控制

Fig. 5-11 Vector Control of Asynchronous Machine under Soft Switching

图 5-12 为输出电压和电流的波形, 比较两图可见由于软开关的作用, 母线电压不断的拉升、回零使电压、电流以及转矩的波形中出现了谐波干扰, 在电机起动以及突加载状态下尤为明显。同样, 转速由于母线电压均值降低, 使稳态转速低于预设值。总的来说, 电压波形较平稳, 并没有出现尖峰脉冲, 电流波形基本呈现正弦化, 失真在一定范围内可以接受。



(a) 一相输入电压波形



(b) 一相定子电流波形

图 5-12 异步电机软开关下的电压和电流波形

Fig. 5-12 Voltage and Current Waveforms of Asynchronous Machine under Soft Switching

5.3 实验结果

本文在理论分析设计的基础上，对课题做了相关实验。图 5-13(a) 为网侧 a 相电流，图 5-13(b) 为三相双开关 PFC 输出电压波形，可见电压和电流的谐波有所增加，但是整体效果还是比较理想的，并没有大幅度的失真。图 5-14 为直流谐振软开关的母线电压波形，可见即便工作在软开关状态下，电压和电流波形依然平滑，畸变很小。

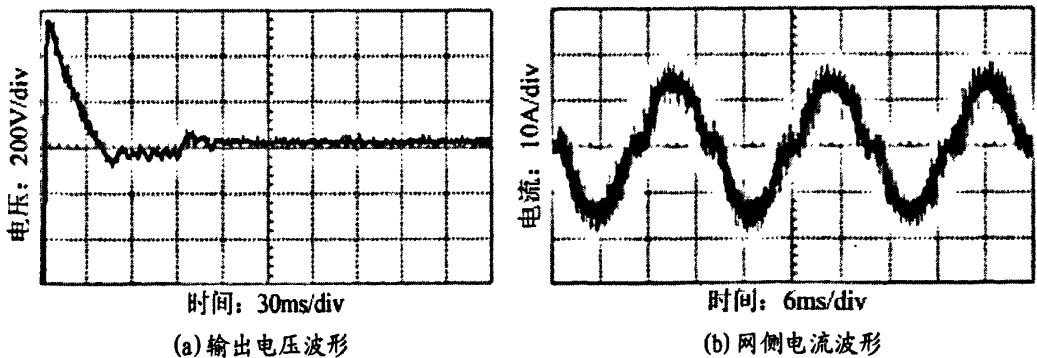


图 5-13 三相双开关 PFC 的实验波形

Fig. 5-13 Output voltage waveforms of three-phase PFC

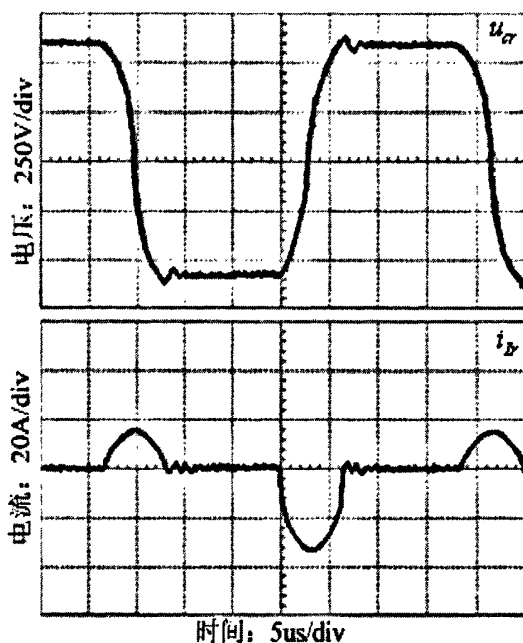


图 5-14 直流谐振 PWM 软开关的电压电流波形

Fig. 5-14 Voltage and Current Waveforms of Resonant DC Link PWM

5.4 本章小结

在理论分析的基础上本章进行了仿真和实验验证,分别在 Simulink 中建立了三相双开关 PFC 和软开关逆变器的电路模型。Simulink 库中的元件非常齐全,可以通过它的帮助文件来查看各模型的功能。从仿真以及试验的结果来看,系统设计基本达到了预期要求。从图 5-13 和图 5-14 中可以看出交流侧功率因数高,直流母线电压可控,电压和电流的波形较为平滑且畸变小。实验结果表明,本文的理论分析是正确的,该电路是切实可行的。

第六章 全文总结

本文针对传统变频器的弊端,提出了一种新颖的主电路结构,围绕这一课题,本文做了如下工作:

1、通过阅读国内外大量参考文献,阐述了通用变频器的在国内外市场的基本状况、变频器的控制理论、发展趋势以及有源功率因数校正和软开关技术的发展趋势。

2、提出了系统的总体设计方案,通过对两种技术的分析与比较,确定在功率因数校正中选择部分解耦三相双开关 PFC 电路;在软开关中选择的是控制简便的直流谐振 PWM 逆变电路。

3、对主电路的工作原理和控制策略进行了详细的分析和研究,包括工作过程、控制过程以及元器件参数计算。

4、基于 DSP2407 芯片搭建了整个系统的控制电路,硬件中包括采样电路、驱动电路等;软件中深入地研究了 SVPWM 算法。

5、使用 Matlab/Simulink 仿真软件进行建模和仿真试验,并最终通过硬件实验平台验证系统的可行性和实用性。

本文通过对论文课题的原理分析、系统设计以及实验,可以得到以下结论:

1、三相 PFC 电路由于前端储能电感的存在普遍具有升压的特点,这对开关器件的耐压有了更高的要求,三相双开关 PFC 由于其特殊的电路结构使开关器件的耐压值减半,从实际应用的角度来看具有很大的优势。此外,从成本、控制等方面的低投入来看,三相双开关 PFC 电路属于性价比较高的一种。

2、直流谐振 PWM 软开关逆变器在三个辅助开关的控制取决于逆变桥 IGBT 的导通信号,辅助开关的状态随主开关的变化而变化。由于软开关作用使电机的启动电流和稳态转速都有所下降,在实际设计中应该考虑。

由于本人水平和能力有限,在课题的研究过程中难免有考虑欠妥的地方以及一些无法解决的难题。比如,三相 PFC 在控制策略上进一步改善;软开关在硬件实验中只验证了阻性负载,没有带样机;对 SVPWM 程序进一步优化,使其具有更好的灵活性和更高的效率。这些都值得进一步的研究和完善。

致 谢

转眼又是一个春秋，新的一年即将到来，我的读研究生涯也将划上句号。在说再见的时候，我的内心是不舍的、感激的、充实的！

在校风严谨、学风踏实的江南大学，我的学习生活紧张而忙碌，充实而快乐。从上半学期紧锣密鼓的课程选修到下半学期实验室中的刻苦专研，从硕士学位论文的选题、调研直到最后撰写完成，我从中学会了如何使用科学、合理的方法去学习、去研究。在此期间，得到了导师的无私帮助，您一直以来对我学习和研究的悉心指导和谆谆教诲令我终身受益。在您的指导下，我在各方面的能力都得到了相应的提高，是您使我对工控行业有了更深的理解和认识。您的睿智、对知识孜孜不倦的追求、对教育科学研究的热爱、严谨的治学态度让我学到了如何做事，您在生活中的踏实、宽容、豁达教会了我如何做人。值此论文完成之际，谨向导师表示我崇高的敬意和衷心的感谢，并诚挚地祝愿导师工作顺利，身体安康，阖家幸福！

在我求学期间，我还得到实验室其他老师在学习上对我的指导和点拨，在我生活上遇到困难和疑惑的时候，他们也给出了宝贵的建议和真诚的帮助。同时，我也非常感谢我的可爱的、热情的同学们，不管是学习上还是生活上，在我需要帮助的时候，你们也及时地伸出了援助之手，给予了无私的帮助和关怀，我将终生感激！

此外，我还要感谢含辛茹苦生我养我，在我走到家门口的时候，总是为我亮着一盏灯的父母，没有你们的默默奉献和日夜操劳，就没有我的今天！

谨向所有在攻读硕士学位期间曾经关心和帮助过本人的老师和同学表示最诚挚的谢意！

最后，向在百忙中抽出时间对本文进行评审并提出宝贵意见的各位专家表示衷心的感谢！

参考文献

1. 韩安荣.通用变频器及应用[M].北京:机械工业出版社,2009.5
2. 变频器世界.<http://www.inverterworld.hk>
3. 李方圆.国外变频器应用和市场的动向[J].变频器世界,2004,(12):4-7
4. 吴加林,张锦荣.国产变频器的未来发展趋势[J].电器工业,2006,(6):20-22
5. 张荣旺.我国变频器市场分析[J].电气时代,2003,(11):34-38
6. 张兴华.空间矢量脉宽调制恒压频比控制的数字实现[J].电气传动,2004,34(2):12-15
7. Tsuji, M., Xiaodan Zhao, He Zhang, Hamasaki, S.-I., Shuo Chen. Steady-state and transient characteristics of a novel V/f controlled induction motor. Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on. Tokyo(Japan), 2009:1-6
8. 孙鹏飞,冯晓云.基于 DSP 异步电动机矢量控制系统的设计与实现[J].电力电子技术,2010,44(7):40-41
9. Deshpande, V. Chaudhari, J.G Jagtap, P.P. Development and Simulation of SPWM and SVPWM Control Induction Motor Drive. Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2009 2nd International Conference on. Nagpur(India), Pages:748-752
10. 何萍,郭军,丁佐琳,郭李艳.基于 DSP 的异步电机直接转矩控制实现[J].微电机,2009,42(12):84-86
11. Mythili, S. Thyagarajah, K. Direct Torque Control (DTC) of Multi-phase Induction Motor using TMS320F2407 Digital Signal Processor. Power Electronics and Drives Systems, PEDS 2005. International Conference on. Pages:1024-1029
12. 彭建飞,王树锦,徐丽荣,刘晓龙.基于 DSP 的单相无环流交交变频控制系统研制[J].电力电子技术,2009,43(5):54-56
13. Keping You Rahman, M.F. Application of General Space Vector Modulation Approach of AC-AC Matrix Converter Theory to A New Bidirectional Converter for ISA 42 V System. Industry Applications Conference, 2006.41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE. Pages:2480-2487
14. 胡雪梅,孙旭松.有源功率因数校正技术及发展[J].电源技术应用,2006,(4):116-118
15. 王星云,王平,陈莲华.软开关技术发展现状的研究[J].装备制造技术,2008,(10):102-103
16. 郑连清,王青峰,朱军,王腾.逆变器软开关技术的发展和现状[J].低压电器,2007,(3):21-24
17. 杨成林,陈敏,徐德鸿.三相功率因数校正(PFC)技术的综述(1)[J].电源技术应用,2002,5(8):412-417

18. 杨成林,陈敏,徐德鸿.三相功率因数校正(PFC)技术的综述(2)[J].电源技术应用,2002,5(9):410-415
19. 周志敏,周纪海,纪爱华.开关电源功率因数校正电路设计与应用[M].北京:人民邮电出版社,2004
20. 邓超平,凌志斌,郑益慧,叶麟生.单开关 Cuk 型三相功率因数校正电路设计[J].上海交通大学学报,2005,39(3):421-425
21. Ismail E.H., Al-Saffar M.A., Sabzali, A.J. Single-stage single-switch PFC converter with extreme step-down voltage conversion ratio. Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on,Taipei(China),Pages:543-549
22. 张厚升.单周控制的三相三开关高功率因数整流器[J].电工技术学报,2007,22(4):113-117
23. Huang-Jen Chiu, Tai-Hung Wang, Li-Wei Lin, Yu-Kang Lo. Current Imbalance Elimination for a Three-Phase Three-Switch PFC Converter. Power Electronics, IEEE Transactions on,Volume:23,Taipei(China),Pages:1020-1022
24. 高曾辉,毛鸿.三相四开关 PWM 整流器的数学模型与控制策略[J].四川师范大学学报,2001,24(5):478-481
25. Vitor Fernaldo Pires, Silva J.F. Three-phase single-stage four-switch PFC buck-boost-type rectifier. Industrial Electronics, IEEE Transactions on,Volume:52,Pages:444-453
26. 张厚升.单周控制三相六开关高功率因数整流器的研究[J].低压电器,2010,(11):41-44
27. 阮新波,严仰光.直流开关电源的软开关技术[M].北京:科学出版社,2003
28. Nakamura, M. Fujii, Y. Shiraishi, K. Hiraki, E. Nakaoka, M. A pulse current regenerative auxiliary resonant bridge leg link snubber-assisted three-phase soft switching PWM inverter. Industrial Electronics Society, The 29th Annual Conference of the IEEE. Volume:1, 2003:742-745
29. 王聪.软开关功率变换器及其应用[M].北京:科学出版社,2000
30. Hu Ping, Xie Shun-yi, Yang Ying-hua. Software Realization of a Novel Parallel Resonant DC Link Inverter Control Strategy. Intelligent Computation Technology and Automation, 2009. ICICTA '09. Second International Conference on. Pages:891-893
31. Xiaolei Qi, Xinbo Ruan. A Novel Two-Amplitude Control Strategy for the Active Clamped Resonant DC Link Inverter. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, Jeju(Korea),Pages:1-5
32. 屈彦钢,赖向东,朱忠尼,许小兵.基于 DSP 的三相并联直流谐振开关逆变器研究[J].通信电源技术,2008,25 (1):4-8
33. Ogiwara, H. Nishimura, T. Nakaoka, M. New efficient high-frequency load resonant-tank inverter with quasi-current resonant mode sub-circuits using static induction

- transistors/thyristors and its phase-shifted power regulation scheme. Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, Toledo(Spain), Pages:327-333
34. Man Zhang, Yunping Zou, Ae Zhang, Jiangang Hu. Investigation of auxiliary diode resonant pole inverter. Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on, Volume:2, Wuhan(China), Pages:643-646
35. Canders, W.-R. Lescow, N. Hinrichsen, F. Three phase current source auxiliary resonant commutated pole inverter using IGBTs. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. Aalborg(Denmark), Pages:1-11
36. 罗伟.基于 DSP 的异步电动机 SVPWM 变频调速系统的研究[D]: [硕士学位论文].辽宁.辽宁工程技术大学,2006
37. 陈伯时.电力拖动自动控制系统(第三版)[M].北京:机械工业出版社,2007.2
38. David M.Xu, C Yang, J.H.Kong, Zhaoming.Qian. Quasi soft-switching partly decoupled three-phase PFC with approximate unity power factor [J].IEEE,APEC'98,pp:953-957
39. 刘胜利.现代高频开关电源实用技术[M].北京:电子工业出版社,2001
40. 刘和平,王维俊,江渝等.TMS320LF240x DSP 结构原理及应用[M].北京:北京航空航天大学出版社,2003:1-14
41. 王晓明.电动机的 DSP 控制(第二版) [M].北京:北京航空航天大学出版社,2009:129-150
42. 林飞,杜欣.电力电子应用技术的 MATLAB 仿真[M].北京:中国电力出版社,2009
43. 姚俊,马松辉.Simulink 建模与仿真[M].西安:西安电子科技大学出版社,2002
44. 高文锋,李永富.三相双开关 PFC 的谐波注入方案[J].电源技术应用,2007,10(7):25-29
45. 邓甫华,谢少军.基于谐波注入法的高功率因数三相整流器[J].中国电机工程学报,2008,28(18):30-35

附录

附录 A 相关电路图

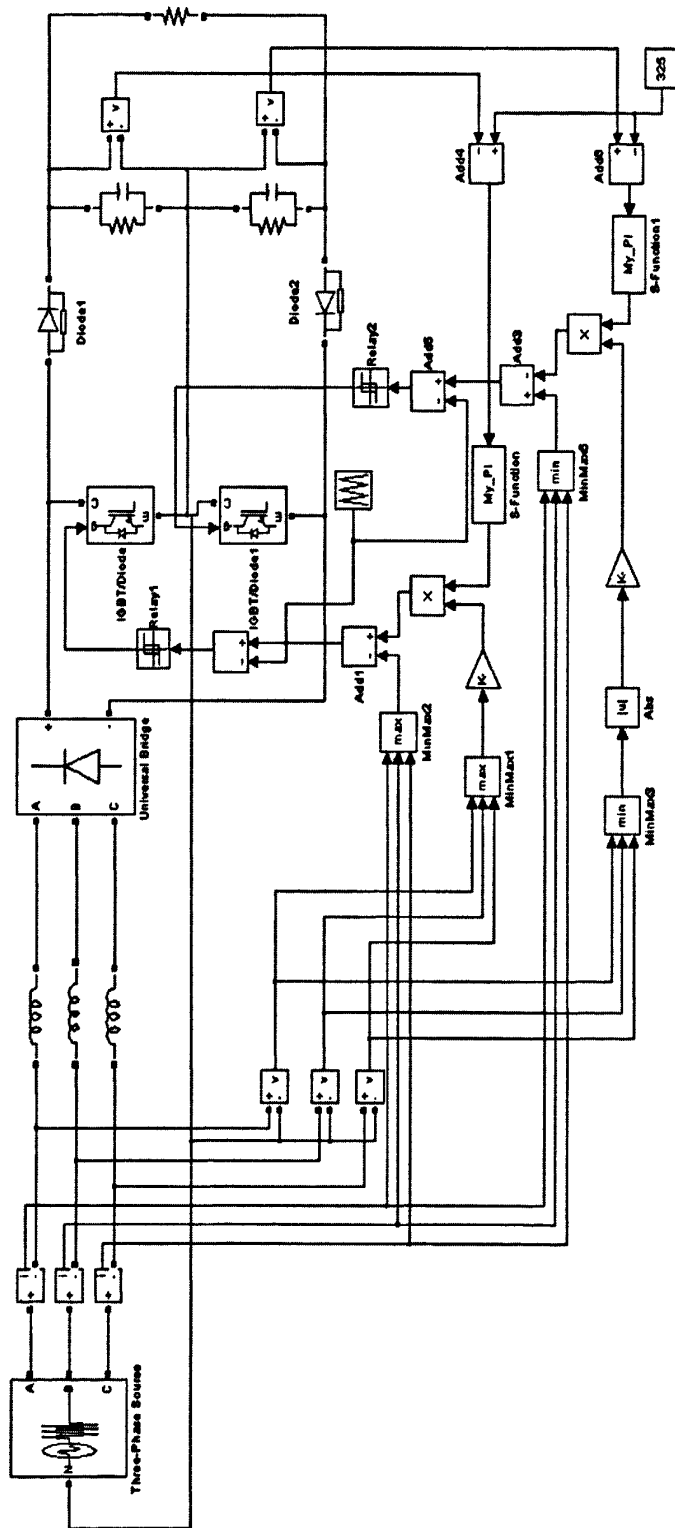


图 A-1 三相双开关 PFC 电路 Matlab 仿真

Fig.A-1 Simulation of Three Phase Two Switch PFC

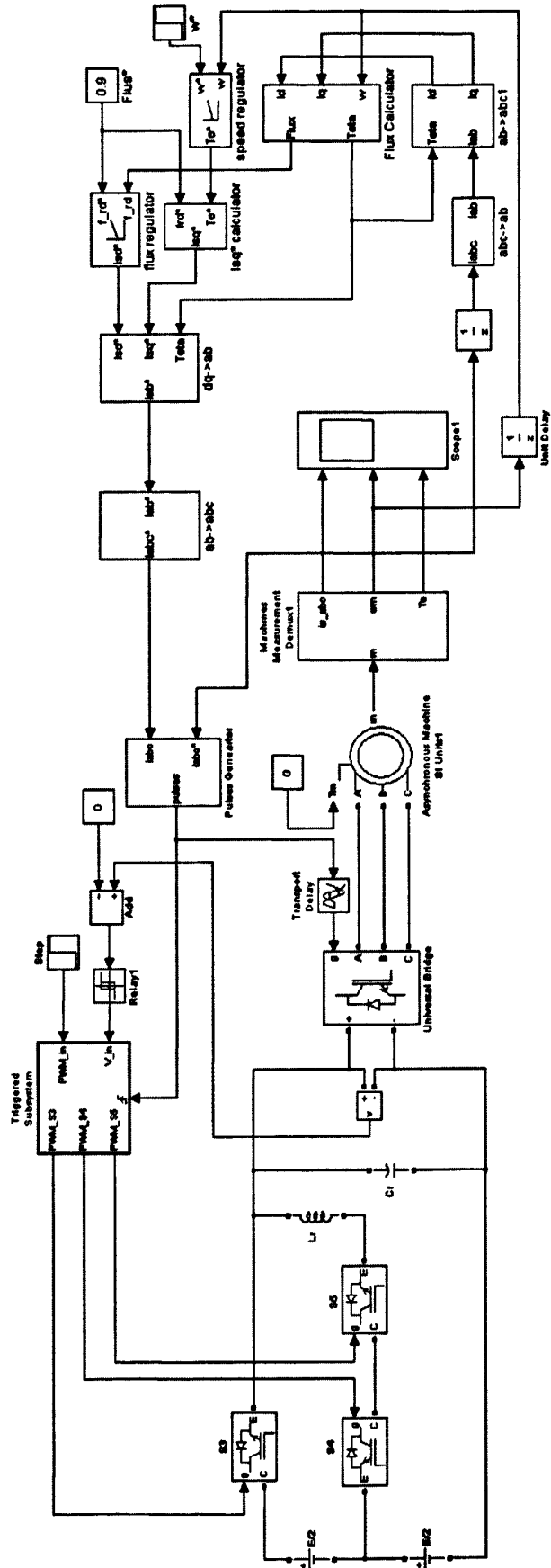


图 A-2 异步电机软开关控制 Matlab 仿真

Fig.A-2 Simulation of Asynchronous Machine under soft switching

附录 B 作者在攻读硕士学位期间发表的论文

发表论文:

- 1.丁杨,沈锦飞.三相双开关四线 PFC 电路 CCM 控制策略的研究[J].现代电子技术,2010,(10):190-193
- 2.沈锦飞,丁杨.三相 PFC 和软开关技术在变频器中的应用[J].电力系统及其自动化学报,2010.(已录用)

