

西安石油大学

硕士学位论文

感应加热电源及功率因数补偿和谐波治理技术的发展研究

姓名：唐媛芬

申请学位级别：硕士

专业：检测技术与自动化装置

指导教师：李宏

20110520



论文题目：感应加热电源及功率因数补偿和谐波治理技术的发展研究

专 业：检测技术与自动化装置

硕 士 生：唐媛芬(签名) 唐媛芬

指导教师：李 宏(签名) 李宏

摘 要

今天，以节能高效、优质合理使用电能为特点的电力电子装置得到了前所未有的发展。它极大地推动了感应加热电源、功率因数补偿、谐波治理等技术的飞速发展。全控型电力电子器件的出现为固态超音频、高频感应加热电源的研制提供了坚实的基础，感应加热装置的面貌发生了日新月异的变化。然而，电力电子技术在给人们的生活带来方便的同时，也引发了新问题。大量谐波电流和无功电流注入电网，对电网和设备产生了严重的威胁，谐波的检测和抑制技术受到越来越多的关注，因此对谐波及无功电流进行滤波和补偿是电力电子技术领域的重要研究课题。

本文首先描述了国内外感应加热电源的发展现状，对电压型和电流型逆变器进行了比较，介绍了感应加热电源负载匹配方法、静电耦合法和电磁耦合法，预测了未来感应加热电源的发展趋势；其次描述了功率因数、无功补偿的概念，介绍了 PFC、APFC 技术；最后描述了国内外谐波问题的现状，介绍了 LC 滤波装置和有源电力滤波器的发展过程，介绍了傅里叶变换、瞬时无功功率理论、自适应控制理论、基于模拟滤波器理论、小波变换理论等谐波电流检测方法，并预测了谐波抑制技术未来的发展方向。

关键词：感应加热电源；功率因数校正；电力系统谐波

论文类型：应用技术趋势研究

Subject : Study on induction heating power and power factor compensation and harmonic treatment technology

Name: Tang Yuanfen(signature) Tang Yuanfen

Instructor: Li Hong (signature) Li Hong

ABSTRACT

Today, the characteristics of power electronic devices are energy saving, high quality reasonable use, power electronics device is under unprecedented development. It greatly promoted the induction heating power, power factor compensation and harmonic management technology rapid development. All-controlling power electronics device provide the solid foundation for research of solid super audio and high-frequency induction heating power, the induction heating device have taken place in the changing. However, power electronic technology bring convenience to people's life at the same time, it led to new problems. Lots of harmonic current and reactive current to inject grid, grid and equipment receive serious threat . The harmonic detection and suppression technique has been paid more attention. Therefore harmonic and reactive current filtering and compensation is the important power electronic technology research.

This paper firstly describes the development of domestic and foreign induction heating power, compared to the voltage type and current type inverter, introduces the induction heating power load matching method, electrostatic coupling method and electromagnetic coupling method, forecast the future development trend of inductive heating power; Secondly, describes the power factor, the concept of reactive power compensation, introduces the PFC and APFC technology; Finally, describes the present situation of domestic and foreign harmonic problem, introduces the development process of *LC* filtering device and the active power filter, introduced some harmonic current detection method of Fourier transform, instantaneous reactive power theory, adaptive control theory, based on simulated filter theory, wavelet transform theory, and forecast the development direction of harmonic control technology in the future.

Keywords: Induction Heating Power; Power Factor Correction; Power system harmonic

Thesis: Research for applied technology trend

第一章 绪论

1.1 研究背景

电力电子技术是介于电力、电子和控制三者间的一门边缘学科，它通过使用电力电子器件对电压、电流、频率、相位、相数等的变换，进而实现对电能的变换和控制。其中电力电子器件是基础，控制技术是手段，而实现电力电子变换是目的。电力电子技术更新换代的关键因素是电力电子器件以及微电子半导体器件的快速发展。随着电力电子技术的蓬勃发展，电力电子技术的应用领域不断扩大，几乎覆盖了所有电工及电气学科，占领了工业生产的各个领域，大至兆瓦级的直流输电，小至家用电器的节能灯，无不渗透着电力电子技术，因而电力电子技术的发展成为当今世界各国技术竞争的一个重点领域，受到世界各国政府的高度重视。

电力电子技术的发展必然带动像感应加热电源、功率因数补偿、谐波治理等技术的发展，感应加热电源、功率因数补偿、谐波治理技术的发展与电力电子技术的发展密切相关。20 世纪 50 年代随着晶闸管的出现，晶闸管中频感应加热电源取代了中频发电机组，20 世纪 80 年代大批全控型电力电子器件为固态超音频、高频感应加热电源的研制提供了坚实的基础，感应加热装置的面貌发生了日新月异的变化。由于感应加热具有加热速度快、热效率高、加热均匀、无污染、可控性好等优点，现已成为电力电子技术研究的热点。于此同时，电力电子技术的发展使大量非线性电荷引入电网，电网谐波的危害日益严重，谐波的检测和抑制技术受到越来越多的关注，功率因数校正技术成为抑制谐波电流、提高电网输入端功率的有效手段。

1.2 国内外研究现状

自从 1957 年美国通用电器公司研制出第一只晶闸管 SCR 后，电力电子技术开始登上历史的舞台。20 世纪 70 年代后，晶闸管已经从低压小电流过渡到高压大电流，同时晶体管 GTR 出现，并得到广泛应用。GTR 的开关速度相比晶闸管有了很大的提高，但是存在二次击穿、不易并联扩容和开关频率不够高等问题。后来出现了场效应晶体管 MOSFET，它的开关频率高、损耗低、阻抗高、容易驱动。20 世纪 80 年代后期，绝缘栅双极型晶体管 IGBT 研制成功，IGBT 兼容了 MOSFET 和 GTR 的优点，是一种更为理想的高频、高压、大电流器件。目前，我国最大的 SCR 中频电源 24 脉的容量为 20000kW，单机中频电源功率为 14000kW，最大感应炉可达 50t，最大保温炉可达 70t；在高频电源，使用 IGBT 器件实现如此高的工作频率是比较困难的，必须采用新的拓扑结构和控制技术，如多桥分时控制（欧洲 EFD 公司）或倍频电路等，所以目前研制大功率高频固态感

应加热电源的首选器件主要以模块化、大容量化的功率 MOSFET 器件为主。德国在 1989 年研制的电流型 MOSFET 感应加热电源水平达 480kW/50~200kHz；比利时 Inducto Elphiac 公司生产的电流型 MOSFET 感应加热电源水平可达 1000kW/15~600kHz；西班牙采用 MOSFET 的电流型感应加热电源制造水平达到 600kW/400kHz；美国 Thermatool Corp. 公司的电流型 MOSFET 感应加热电源则达到 800kW/100~800kHz。应用于高频电源的另一功率器件为静电感应晶体管 SIT，电源制造水平在 20 世纪 80 年代末达到了 1000kW/200kHz、100kW/400kHz。SIT 器件的开关速度比 MOSFET 慢，同时它存在很大的通态损耗，随着 MOSFET 和 IGBT 器件性能的不断提高，SIT 将逐渐失去它存在的价值。国内目前 MOSFET 固态高频感应加热电源制造水平约为 600kW/400kHz，与国外的研发水平有一定的差距。

1.3 研究意义

随着电力电子技术的不断进步，感应加热电源主要应用于有色金属熔炼和热处理工艺，其加热效率高、速度快、可控性好、易于实现高温和局部加热，还可应用于电解、电镀、激光加工、非金属材料加工等领域，感应加热电源已经成为冶金、机械加工、轻工、石油化工、电子、金属材料等领域不可缺少的技术手段。无论频率高低、功率大小，固态感应加热电源具有加热深度和区域精度高、加热速度快、效率高、耗能小的优点，因此在国民生产和社会生活中有着广泛的应用前景。

电力电子技术的发展促使电力系统中引入了大量非线性负荷，使得电网含有大量谐波成分，造成电压、电流产生畸变，功率因数低等问题，电力谐波对电力系统的安全可靠运行构成了威胁，使电能的使用和传输效率降低，缩短设备使用寿命，产生噪音。谐波的污染成为阻碍电力电子技术发展的屏障；“绿色电网”成为人们普遍的共识，因此功率因数补偿和电力谐波的研究具有重大的理论价值和现实意义。

1.4 课题目标及任务

该论文主要研究感应加热电源、功率因数补偿、谐波治理的国内外发展历史、现状，介绍了目前出现的新技术，新结构，探讨了它们的发展方向及趋势，针对上述研究结果，提出我校电力电子学科的发展战略与研究方向。

1.5 论文的组织框架

论文对感应加热电源、功率因数补偿和谐波治理技术的发展进行了深入、细致的研究，全文章节组织如下：

第一章：绪论，综述电力电子技术发展背景，介绍了感应加热电源、功率因数补偿和谐波治理技术的研究背景，电力电子技术的国内外研究现状，阐述了本论文研究的目

标、任务、意义和组织框架。

第二章：主要对感应加热电源进行详细论述。包括：感应加热技术、感应加热电源技术分析、国内外感应加热电源发展历史及现状、感应加热电源负载匹配、新型感应加热电源研究以及未来感应加热电源的发展趋势等。

第三章：主要对功率因数补偿进行详细论述。包括：功率因数概念、功率因数校正技术、有源功率因数校正技术、无功补偿技术等。

第四章：主要对谐波治理技术进行详细论述。包括：谐波的概念、国内外谐波治理研究现状、谐波检测方法以及滤波器未来发展趋势等。

第五章：总结和展望。对本论文中所研究的内容逐一总结，并对以后工作进行展望。

第二章 感应加热电源的发展研究

本章首先介绍感应加热的基本原理以及感应加热的特点,然后介绍了国外感应加热电源的发展情况和产品及技术特点,国内介绍了对感应加热电源研究比较多的高校和研究所的成果。接着分析和比较了感应加热电源的技术,介绍了感应加热电源的负载匹配方法。最后,根据对感应加热技术的研究现状给出了未来感应加热电源的发展趋势以及高频感应加热电源未来的发展趋势。

2.1 感应加热概述

2.1.1 感应加热技术发展历史

1831 年法国科学家 Michael Faraday 在前人研究成果的基础上,通过实验提出了著名的电磁感应定律。在此基础上,人类通过艰辛的探索逐步踏进了利用电能的新时代。感应加热技术就是电磁感应定律在金属热处理方面的具体应用,它利用涡流产生热量进而达到对工件加热的目的。由于感应加热技术具有加热速度快、热效率高、加热均匀、无污染、可控性好等优点,使它在世界许多国家中得到广泛的应用。

随着人们对感应加热现象认识的不断加深,新的感应加热应用不断出现。1916 年美国的 J.R.Wyart 发明了闭槽有芯感应炉,并于 1917 年用于熔炼黄铜;1921 年美国人 E.F.Norhturp 又发明了无心感应炉,采用中频发电机组作为供电电源;1924 年开始采用中频无芯感应炉熔炼黄铜,1927 年开始用中频无芯炉炼钢;同年英国的 Elecrti Furnnaec ComPany(EFCO)生产出第一台中频感应炉产品。在这期间,感应加热理论逐步系统化,并不断积累实际的应用技术,同时在广播通讯领域内广泛应用的电子真空三极管也被引进感应加热领域,以其构成的高频电子管电源在淬火等热处理工艺中得到应用。

20 世纪 50 年代末,晶闸管的出现在电力电子学中具有十分重要的意义,它标志着电力电子技术的诞生。由于以电力电子器件为基础的固态电力电子装置具有一系列优点,因此晶闸管发明后,欧美各国先后开始研制晶闸管中频电源。1966 年瑞士、西德研制成功晶闸管中频装置,从此打破了中频发电机组在中频无芯炉中的垄断地位,到 20 世纪 70 年代后期,晶闸管中频装置已逐渐取代了中频发电机组,成为中频感应加热领域的主导产品。

自 20 世纪 80 年代开始,一系列新型全控电力电子器件如 GTR、MOSFET、IGBT、SIT 等的出现,使电力电子技术向高频化发展,在感应加热领域也出现了同样的高频化趋势。

感应加热电源可以完成绝大多数工业热处理产品的要求,从透热、熔炼、铸造、轧

钢、淬火、回火、焊接、烘干等一些特殊的应用，如：容器封口和光纤拉晶等，对国民经济有很大的推动作用。因此对感应加热技术的研究正日益受到人们重视。感应加热电源技术的研究方向主要集中在：电路拓扑、调功方式、控制方式、谐振回路结构、如何提高功率和频率、感应线圈设计和故障保护等方面。感应加热技术从诞生至今，经过了一百多年的发展，取得了令人瞩目的成果。尤其是在 20 世纪 60 年代以来，在应用电力电子器件和电力电子技术的基础上，感应加热技术逐步应用到现代化工业的许多方面，如透热、熔炼、热处理和焊接等已成为冶金、国防、机械加工等部门和船舶、飞机制造业中不可缺少的一部分，对工业生产和国民经济起着很大的推动作用。随着电力电子器件技术的逐步成熟，以电力电子器件为主要元件的固态电源将不断完善其性能，进而扩展感应加热电源研究的广度与深度^[1]。

2.1.2 感应加热的基本原理

早在 19 世纪科学家就发现了电磁感应现象：1831 年 Michael Faraday 提出了电磁感应定律；1840 年焦耳-楞茨确定了电阻发热的关系；1868 年福考特（Foucault）提出涡流理论；这些都是感应加热的理论基础。

感应加热的原理如图 2-1 所示：

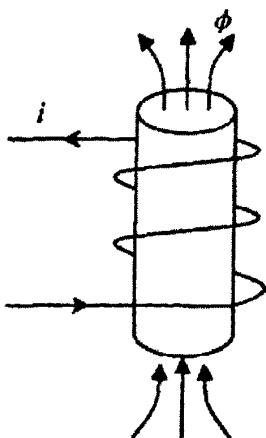


图 2-1 感应加热原理图

如上图所示，当感应线圈通过交变的电流 i 时，线圈内部会产生交变磁通 ϕ ，且它们具有相同的频率，交变磁通 ϕ 又会产生感应电势 ε 。感应电动势的大小可以根据麦克斯韦电磁方程得出：

$$\varepsilon = -N \frac{d\psi}{dt} \quad (2-1)$$

式中： N —线圈匝数。

负号是因为感应电势总是力图阻止磁通的变化。感应电势有产生感应电流的倾向，以感应电流产生的新磁通来补偿原磁通量的变化。如果处于交变磁通中的物体为金属，金属可视为一短路的导体，于是在感应电势 ε 的作用下，金属内产生电流 i ，电流 i 称为

感应电流或涡流。根据焦耳-楞次定律，涡流在金属内流动会产生热量 J 使金属变热。由此可见，感应加热是通过感应加热线圈将电能以磁场的形式传递给被加热物体，然后在被加热物体内部转化为热能。感应加热线圈与被加热物体不需要直接接触，能量是通过电磁感应传递的。感应加热的原理与一般电气设备中涡流发热的原理是相同的，不同的是涡流在一般电气设备中是有害的，而在感应加热中恰恰利用了涡流进行加热。

实现感应加热必须具备两个条件：一是感应加热线圈中通过的电流必须是交变电流；二是被加热材料必须是导电的，或用导电体作为发热体，利用导体发出的热量去间接加热非导电材料。如果被加热物体是导磁的金属，则金属内部还存在磁滞现象，导磁金属被交变磁场反复磁化还会因磁滞损耗而发热，只是磁滞损耗相对于涡流损耗而言，磁滞损耗很小，可以忽略不计。

2.1.3 感应加热的电磁效应

(1) 集肤效应

集肤效应(skin effect)又叫表皮效应，集肤效应是电磁学、涡流学（涡旋电流）的术语。在直流电路中，均匀导线的横截面上的电流密度是均匀的，而当交变电流通过导线时，由于交变磁场的作用，在导线横截面上各处电流分布不均匀，中心电流密度小，而越靠近表面处电流密度越大，这种电流分布不均匀的现象称为集肤效应。因为当交变电流流过导线时，导线内部产生了与电流方向相反的电动势。在导线中心处产生的电动势比在导线表面产生的电动势大。电流只在导线表面流动，中心没有电流流过。频率越高，趋肤效用越显著。

考虑到交流电的集肤效应，发电厂通常将大电流母线做成槽形或菱形，以便充分地利用材料，便于散热；在高压输、配电线路中，可以用钢芯铝绞线代替铝绞线，或者也可以采用空心导线代替实心导线。此外，为了削弱趋肤效应，在高频电路中也往往使用多股相互绝缘细导线编织成束来代替同样截面积的粗导线，这种多股线束称为辫线。

集肤效应对高频信号传输非常不利，但它也有可以利用的一面。工业上利用高频电流集中在导体表面的特点，对金属构件进行表面淬火处理，以减小金属内部的脆性，增加金属表面的硬度等。

电磁场的集肤效应引出了透入深度的概念。我们通常规定，当导体电流密度由表面向里面衰减到数值等于表面电流密度的 0.368 倍时，该处到表面的距离 δ 称为电流透入深度。电流密度是从表面向里面衰减，大致呈指数规律变化。因此可以认为导体中的热量大部分集中在电流透入深度内。

下式表示了透入深度 δ ：

$$\delta = 5030 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (2-2)$$

式中： ρ —导体的电阻率($\Omega \cdot \text{cm}$)；

μ_r —导体的相对磁导率；

f —电流频率 (Hz)。

分析式(2-2)，当导体的电阻率 ρ 、相对磁导率 μ_r 确定以后，透入深度 δ 只与频率的平方根成反比，因此可以通过改变频率来控制工件的透入深度。频率越高，工作的透热厚度就越薄，这种特性在金属热处理中得到了广泛的运用，如淬火、热处理等。

(2) 邻近效应

邻近效应是指当相邻导线流过高频电流时，电流由于磁电作用偏向一边的特性。如相邻的两根导线 a 和 b，当在 a、b 中流过反向电流 I_a 和 I_b 时，导线 b 中的电流 I_b 会在 I_a 产生的磁场作用下靠近导线 a 流动，同理，而导线 a 中的电流 I_a 会在 I_b 产生的磁场作用下靠近导线 b 流动。当一些导线被缠绕成一层或几层线匝时，磁动势会随着绕组的层数增加，产生涡流，使电流集中在绕组交界面间流动。因此，邻近效应影响远比集肤效应影响大。磁动势大的地方，邻近效应越明显。如果能减小磁动势，就能相应地减小邻近效应。

通过理论分析和实践证明，对高频变压器的设计不能按照设计工频变压器时使用的简单方法。在设计工频变压器时，应尽可能使用直径大的导线来绕制变压器。而在高频变压器设计中，如果使用直径太大的导线，就会导致层数增加，叠加和弯曲的次数也增多了，因而大大加深了邻近效应。因此太大的线径和太小的线径一样低效。显然由于邻近效应和趋肤效应的缘故，绕制高频电源变压器用的导线或簿铜片有个最佳值。

(3) 圆环效应

当交变电流通过圆环形线圈时，最大电流密度出现在线圈导体的内侧，这种现象即是圆环效应。磁力线在环内较密集，环外分散，因此，外侧电流线较内侧穿透较多的磁通，反电势大，所以，外侧的总电势和电流密度较内侧小。圆环效应对圆柱体坯料外表面加热时起有利作用。这也是为什么坯料在螺线管感应器内加热不必加导磁体的原因。而对于内孔加热或平面加热时，圆环效应对加热是不利的，这时可利用导磁体改变磁力线状态，把电流由内侧驱赶到外侧。

(4) 端部效应

端部效应分为两部分：坯料和感应线圈。

前面介绍了集肤效应的特点，它描述了在坯料横截面上磁场的分布情况，而端部效应是指坯料和感应线圈端部的磁场分布。它描述了沿坯料轴向的功率分布及坯料加热温度的分布情况。对纵向磁场中的非磁性坯料来说，由于坯料的端部效应，使得坯料端部吸收的功率增加，而对于磁性坯料，其吸收的功率是增加还是降低还要取决于坯料的特性、材料半径、频率和磁场强度。

因此，感应加热是以上四种效应的共同作用，感应器线圈系统的作用表现为圆环效应，坯料系统表现为集肤效应，两者之间是邻近效应和端部效应。

2.1.4 国内外感应加热的发展进程

我国感应加热技术的应用起源于 20 世纪 50 年代, 当时的感应加热电源主要有工频感应炉、电磁倍频器、中频发电机组和电子管振荡器。这些设备效率较低, 热惯性大、可调工作频率小。随着晶闸管 (SCR) 的出现, 晶闸管中频感应加热电源取代了中频发电机组。额定电流达 300A 的快速晶闸管 SCR 使提供 SCR 中频感应加热电源成为可能。现代感应加热电源是以 MOSFET、IGBT 这类晶体管为功率器件的感应加热电源, 也称之为 (全) 固态感应加热电源。它具有电源体积小、损耗低、逆变器转换效率高、容易操作控制, 安全性好等优点。这些器件极大地推动了现代电力电子技术的发展, 为固态超音频、高频感应加热电源的研制提供了坚实的基础。

低频感应加热的特点是透热深度深、径向温差小, 工件变形小, 比较适合大型工件的整体透热以及大容量炉的保温和熔炼。日前, 工频感应炉是低频感应加热场合中较普遍的设备。国外工频感应加热装置的容量可达数百兆瓦, 可对数十吨的大型工件进行透热, 给数百吨的钢水保温。在今后一段时间内, 尽管固态器件构成的低频感应加热电源在效率、体积和性能方面均优于工频炉感应炉, 但在功率容量、价格和可靠性方面还难以与其竞争。

在中频 (频率低于 10kHz 以下) 范围内, 传统的中频发电机组和电磁倍频器因为恒频输出、效率低和饱和变压器的饱和深度难以控制, 后来被晶闸管感应加热电源完全取代。目前, 我国最大的 SCR 中频电源 24 脉的容量为 20000kW, 单机中频电源功率为 14000kW, 最大感应炉可达 50t, 最大保温炉可达 70t。国外装置容量已达数十兆瓦。散热器、熔断器、电抗器以及控制板等晶闸管中频电源的配套件已经可以批量化生产, 更加标准化、系列化。中频电源中三相全控整流桥的触发器件现多为集脉冲形成、保护、功率放大、整形于一体的板块结构。中频电源技术的起动方式已从撞击式起动、零压起动、内外桥转换起动过渡到扫频起动, 其控制技术已从电压或者电流闭环调节进入到恒功率控制, 从而中频电源的控制效果更好, 提高了用户使用的效率。国产中频电源大多采用并联谐振型逆变器结构。

普传科技股份有限公司根据冶金和石油行业的特殊用途, 开发生产了新一代数字化控制高性能特殊电源——PI7800MF 中频感应加热电源, 主要应用于: 金属熔炼、透热、钎焊、晶体生长、稀有金属加工及石油工业的感应电加热采油、石油集输管道的感应加热。PI7800MF 控制电路采用高性能专用 32 位 DSP 及大规模数字专用集成电路, IGBT/IPM 功率器件, 整流控制、逆变控制、功率调节、操作接口、保护等部分均集成在一块控制板上, 调试、维护方便, 可靠性提高, 节能效果好。由于中频电源涡流感应加强, 导致集肤效应更强, 漏磁减少, 因此电加热效果大大好于工频电源, 大大降低了采油生产能源的消耗。

在超音频 (频率在 10~100kHz 之间) 范围内, 在晶闸管出现之前基本是空白, 当晶

闸管出现以后,基本上采用晶闸管和倍频电路构成超音频电源。我国在超音频领域的研究工作从 20 世纪 80 年代已经开始。浙江大学采用晶闸管倍频电路研制了 50kW/50kHz 的超音频电源,采用时间分隔电路研制了 30kHz 的晶闸管超音频电源。20 世纪 90 年代初期,日本就采用 IGBT 研制出了 1200kW/50kHz 的电流型感应加热电源,从 20 世纪 90 年代开始,国内采用 IGBT 研制超音频电源。1995 年浙江大学研制完成了 50kW/50kHz 的 IGBT 超音频电源已经通过浙江省技术鉴定。1996 年北京有色金属研究总院和本溪高中频电源设备总厂共同研制完成了 100kW/25kHz 的 IGBT 超音频电源产品,是国内较早的超音频感应加热电源产品。1998 年我国进口日本的 3200kW/80kHz 感应加热电源在上海运行,是国际上最先进的电源之一。2003 年浙江大学三伊公司研制成功 100kW/100kHz 的 IGBT 固态电源。总的来说,国内目前的超音频电源研制水平与国外相比还有一定的差距。

在高频(频率高于 100kHz)领域,由于欧美和日本公司的资金和技术方面的优势,使得这些公司的高频感应加热电源产品代表了感应加热电源发展的最高水平。Inductorheat Inc、Radyne Corp、Banyard、Elphiac、Ameritherm、Neweleo 等公司是现阶段国外主要感应加热厂商。

Inductorheat 公司,是生产感应固态电源的著名厂家之一,是一个由 22 家感应和接触加热方面的专业公司组成的国际工业集团,是世界上最大的感应熔炼和保温电炉的制造厂商。其产品广泛地用于黑色和有色金属工业领域,还生产自动浇铸设备和计算机控制系统,是世界上最大感应加热设备、系统的设计者和制造商。相应的电源产品包括:晶闸管、IGBT、晶体管和 MOSFET 电源和电子管电源,覆盖了从中频、超音频、高频直至射频的频率范围,完全替代了传统的中频发电机和老式电子管技术。功率从 2.5kW 到 8MW,频率从 200Hz 到 400kHz。它的 STATITRON 型号 MOSFET 电源达到 400kHz,最大功率 2MW,代表了高频大功率应用的发展方向。

美国的 Ameritherm 公司的产品集中在高频和超高频方面,其产品功率从 1kW 到 150kW,频率从 5kHz 到 60MHz。该公司的 Nova Star 高频电源频率可以达到 485kHz,功率达到 20kW,电源和感应圈之间的距离最长达到 60 米,可在 0.1 秒内从 1%电压加到满电压,还可通过 RS-485 等通信协议使用计算机进行远端控制,有很宽的频率调节范围,低电压的感应线圈能够良好和地绝缘。代表了高频电源在轻便、灵活等方面的发展趋势。

欧美公司的产品系列基本覆盖了金属热处理的各个方面,而且相关的生产线设备比较完善。但在固态高频电源方面只有几家公司有相关的产品,工作频率从 200kHz 到 400kHz 之间,功率从 10kW 到 100kW 左右,电源功率随频率增加而递减。由于采用电力电子器件和先进的技术保障,这一部分电源具有重量轻、体积小、灵活处理不同负载、动态响应好等特点,因此欧美国家的高频感应加热电源代表了高频感应加热电源的发展方向。

由于日本的静电感应晶体管 SIT 技术比较先进,它的高频感应加热电源充分利用这一优势。SIT 是 20 世纪 50 年代由日本渡边和西泽润一教授提出,在 20 世纪 70 年代研究成功了场控电力电子器件。1982 年由富士电波工机株式会社研制成功 14kW/100kHz 的全晶体管高频电源。但研究热潮集中在 20 世纪 90 年代初,其后只有较少成果见诸于文章中。日本系列化的电子管振荡器的水平为 5~1200kW/100~500kHz,而其采用 SIT 的固态高频感应加热电源的水平可达 400kW/400kHz,并且在 1987 年就已开始研制 1200kW/200kHz 的 SIT 电源。以 1996 年日本兴业公司为例,频率上限为 200kHz、功率上限为 300kW。日本应用其它功率器件研制的感应加热电源也处于世界领先地位。因此尽管日本的 SIT 感应加热电源已经发展到较高水平,但是高频感应加热发展的主流仍然是采用 Power MOSFET 和 IGBT 器件为主。

我国在高频电源方面,SIT 电源和 MOSFET 电源是取代电子管高频电源的主要方向。通过引进技术国内已有 SIT 电源产品问世,20 世纪 90 年代初辽宁电子设备厂研制成功 80kW/150kHz 的 SIT 高频感应加热电源产品,1996 年天津高频设备厂研制的 75kW/200kHz 的 SIT 高频感应加热电源产品代表了国内 SIT 电源的最高水平。由于 MOSFET 的容量较小,提高高频电源的容量需要多个 MOSFET 并联或者逆变器并联,需要相应的电力电子技术和控制技术作为基础,研究成果多集中于国内院校,如浙江大学研制的 20kW/300kHz 的 MOSFET 高频电源样机,江南大学研制的 1kW/2MHz 的 MOSFET 超高频电源样机等。国内现阶段的 MOSFET 电源总体上仍处于研究阶段。

兆赫级超高频感应加热电源在金属表面热处理与加热工艺中具有独特的优点和良好的应用前景,但目前该频段的加热电源仍以电子管振荡器为主。国内外现阶段的兆赫级感应加热电源总体上处于研究阶段,实际应用的不多。兆赫级超高频感应加热需要重点解决杂散分布参数引起的电压电流过冲和器件开关损耗大的问题。目前兆赫级高频感应加热电源功率都在 2kW 以下,都是采用 MOSFET 做为开关管^[2]。

国内感应加热的市场发展前景看好,据调查,西安的几个大的感应炉公司,在 2006 年、2007 年的年产值均在几千万至一个亿之间,而且产值逐年度快速递增。其中电炉所、海意公司、机电所、动化公司等有多台感应炉出口第三世界国家。据证实,仅海意公司一家 2006 年就向俄罗斯,哈萨克斯坦等国出口 2t、3t 感应炉 7 台套。

感应熔炼方面,近 10 年发展特别快。10 年前,5t 以上无心感应熔炼炉很少见,基本上都配的是工频电源。中频炉因电源功率小,所配炉子大多数都在 2t 以下。现在已生产出的无心感应炉有 5t, 7t, 10t, 15t, 20t, 25t, 30t, 35t, 40t 熔炼炉, 10t 熔铝炉(相当于 30t 熔铁炉体积), 70t 铜保温炉,如图 2-2 所示。这些无心感应炉所配电源,少数电源功率器件是 IGBT,其余基本上都采用的晶闸管功率器件。利用管子的串并联技术,电源装机容量已接近 20MW,利用多个电源联合能使输出功率更大。

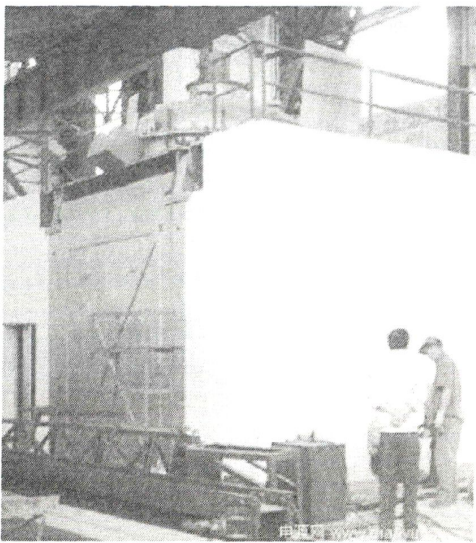


图 2-2 国内最大的 70t 感应保温炉

为适应熔炼炉工艺中熔炼和保温工艺的同时需要，国内还开发出了双供电变频电源：一台电源同时输出功率到两台炉体线圈上，这样可使一台变频电源的功率能灵活的分配给两台炉体，即把一台电源的大功率分配给熔炼炉，余下小功率分配给保温炉。两台炉的功率可自由互补的调整，整体不超过电源输出总功率，也可以同时将小功率输出到两台炉体用以保温。市场上称这种电源为 DX 中频电源，俗称“一拖二”中频电源。“一拖二”电源尽管市场需求量不大，但很有卖点，是代表感应电炉公司电源开发能力的标志。

2.2 感应加热电源技术与比较

感应加热电源是感应加热最关键的设备，因此，感应加热电源与电力电子技术的发展密不可分。目前，感应加热电源随着电力电子技术的不断发展，拓扑结构也渐渐完善，形成了 AC/DC/AC 的变换形式，基本结构如图 2-3 所示，包括整流器、滤波器和逆变器三大部分，另外还有一些相应的控制电路和保护电路。工作时，三相或单相的工频交流电经整流器整流，再经滤波器滤波后成为平滑的直流电，送入逆变器中，逆变器采用电力电子器件作为开关器件，把直流变为所需频率的交流电供给负载。

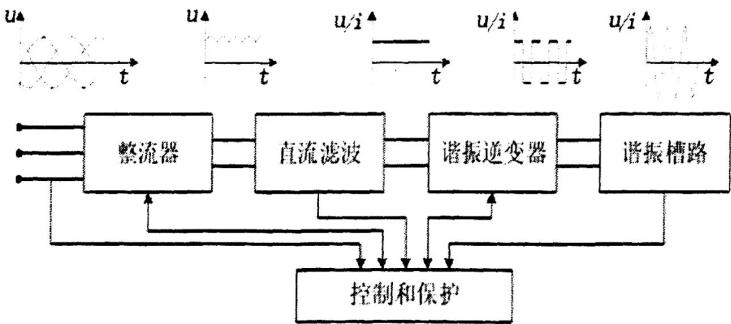


图 2-3 感应加热电源基本组成框图

交流电经过整流之后，虽然大小不同，但方向一致。尽管是这样，这种脉动直流一

般是不能直接用来供电的。要想把脉动直流变成平滑的直流，仍需要再做一项工作，这便是滤波。也就是说滤波的任务是尽量减小波动，使输出更接近于直流。

常用的滤波电路有无源滤波和有源滤波两大类。一般采用电容或电感这类无源元件，利用其对电压、电流的储能特性达到滤波的目的。对于电容器，当电源电压升高时，并联的电容器 C 把部分能量储存起来，而当电源电压降低时，把能量释放出来，使负载电压比较平稳，因此电容器 C 具有平波的作用；电感 L 与负载串联，当电源电流增加时，它把能量储存起来，而当电流减小时，又把能量释放出来，使负载电流比较平滑，电感 L 也有平波的作用^[3]。

有源滤波主要是有源 RC 滤波，也被称作电子滤波器。它的功能是让一定频率范围内的信号通过，而抑制或急剧衰减该频率范围以外的信号。可用在数据传输、信息处理、抑制干扰等方面，但因受到运算放大器频带限制，这类滤波器主要用于低频范围。根据对频率范围的不同，滤波器可分为：低通(LPF)、高通(HPF)、带通(BPF)和带阻(BEF)。低通是指可以让低频信号通过，抑制或衰减高频信号；高通是指可以让高频信号通过，抑制或衰减低频信号；带通是指可以让一定频率的信号通过，抑制或衰减其他频率的信号；带阻是指阻止一定频率的信号通过。

把直流电能转变为交流电能的过程就叫逆变，逆变是相对整流而言的。逆变电路是通用变频器的核心部件之一，起着非常重要的作用。它的基本作用是在控制电路的控制下将中间直流电路输出的直流电源转换为频率和电压都任意可调的交流电源。

为了满足不同用电设备对交流电源性能参数的不同要求，发展了多种逆变电路，分别为：有源逆变电路和无源逆变电路、电压型逆变电路和电流型逆变电路、全控型逆变电路和半控型逆变电路、正弦逆变电路和非正弦逆变电路、单相逆变电路和多相逆变电路^[4]。

2.2.1 电压型逆变器与电流型逆变器比较分析

感应加热电源有串联型逆变感应加热电源和并联型逆变感应加热电源。串联逆变的振荡电路由 R 、 L 、 C 串联组成，如图 2-4 所示。并联逆变的振荡电路由 R 、 L 和 C 并联振荡，如图 2-5 所示。两种逆变器的性能比较见表 2-1。

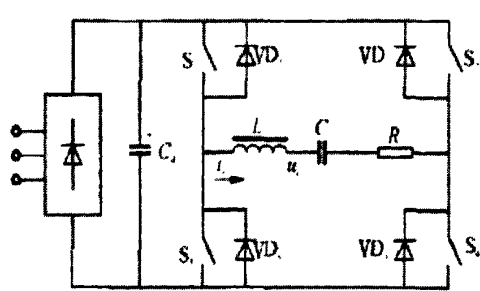


图 2-4 串联逆变振荡电路

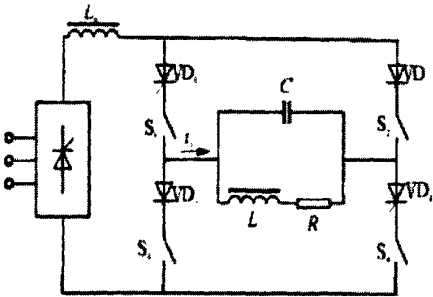


图 2-5 并联逆变振荡电路

表 2-1 串、并联逆变器比较

串联逆变器	并联逆变器
输出电压为矩形波，输出电流为正弦波	输出电压为正弦波，输出电流为方波
在任意功率下，电源的功率因数皆为 0.95 以上	只有使用功率达到额定功率的 70% 以上时，其功率因数才能达到 0.9 以上
整流部分采用全导通的控制方式，对电网的谐波干扰小	整流部分的输出电压需要调节，对电网的谐波干扰大
对电源呈现低阻抗，可自激也可他激，并机扩容困难，保护困难	对电源呈现高阻抗，负载适应性强，运行可靠，过流保护容易，工作在自激状态，可实现多机并联扩容，易于模块化、大容量化
启动容易	启动困难

还有一种是串并联混合式的感应加热电源，如图 2-6 所示。串联电容 C_1 补偿一部分，补偿后仍为感性，再用并联电容 C_2 补偿另外一部分。

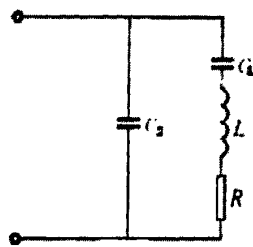


图 2-6 串并联混合式振荡电路

从电路的角度考虑感应加热电源的大容量化，可将该技术分为两大类：一类是器件的串、并联；另一类是多桥或多台电源串、并联的组合。对于器件的串、并联，必须考虑由此而引起的均压、均流问题，另外由于各种器件在制造工艺和参数上的离散性，使得串、并联数越多，装置的可靠性越差。对于多台电源的串、并联技术，是在器件串、并联技术基础上大容量化的有效手段，借助于这种技术，可简单地通过电源的串、并联得到大容量的装置^[5]。

2.2.2 串联谐振逆变器逆变调功

感应加热并联谐振电源只能采用直流侧功率调节方式，调功方式的研究是指单相桥式感应加热串联谐振电路的功率调节方式。串联谐振逆变器的功率调节方法有逆变调功和直流调功两种。逆变调功则是通过调节输出电压的频率来调节负载功率因数，或调节输出电压的有效值的大小来实现功率调节的。逆变调功的优点是可以不用可控整流，使控制电路大大简化，调节输出功率的速度比用可控整流要快^[6]。逆变调功主要有：脉冲频率调制法(PFM)、脉冲密度调制法(PDM)、脉冲宽度调制法(PWM)。

脉冲频率调制法(PFM)是通过改变逆变器开关频率来改变输入阻抗从而达到调节输

出功率的目的。调功方式简单,但负载品质因数低时,开关频率变化大,针对这一点,可将调节谐振回路阻抗和调节输出电压幅值相结合的移相调功方式。移相调功方式在调功范围大时,开关关断电流还是比较大,开关损耗也大。PFM 调功方式属于频率开环调节,是逆变调功中最简单的。

脉冲密度调制法(PDM)是通过控制向负载馈送能量的时间来控制输出功率。它的优点是:输出频率基本不变,开关损耗相对较小,易于实现数字化控制,比较适合于开环工作场合。缺点是:工作稳定性较差,功率调节特性不理想,呈有级调功方式。

目前一般逆变器的移相 PWM 方法的工作频率是固定的,不需要考虑负载在不同工作频率下的特性。而在感应加热电源中的移相 PWM 要求工作频率必须能跟踪负载的谐振频率。这种控制方法通常要求使某一桥臂的驱动脉冲与输出电流的相位保持一致。而另外一个桥臂的驱动脉冲与输出电流的相位可以调节。

2.2.3 串联谐振逆变器直流调功

直流调功通常采用直流斩波或相控整流来改变逆变器的输入直流电压的大小,从而将逆变器的功率调节转化为对直流电压的调节。直流调功在大功率场合应用较多。

(1) 直流斩波调功

直流侧斩波调功的目的是改变直流端电压,调节输出到负载的能量,此方法控制简单方便,且工作频率与谐振频率可以同步,功率因数高,无功损耗小。

(2) 相控整流

通过调整晶闸管的导通角,从而调整整流电路输出电压(或电流)的大小来调整负载功率,直流调功可以大范围调节功率,而且功率调节的线性度比较好。然而,对晶闸管初始相位角的调节直接影响到网侧功率因数,尤其在深调压的情况下,感应加热电源的输入电流波形质量极差,网侧功率因数极低,对电网形成了较大的污染。晶闸管整流调压电路的 EMI 非常大,对周边的电气设备以及自身的控制电路将产生较大干扰。此外,相控整流换流过程会影响到电网电压的稳定性,由于晶闸管整流存在的固有延时,故采用闭环系统调节时其响应的快速性较差。

三相桥式全控整流电路工作原理如图 2-7:

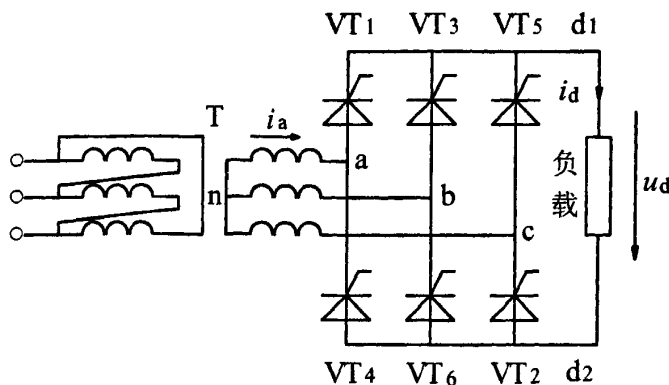


图 2-7 三相桥式全控整流电路原理图

三相桥式全控整流电路的输出电压为：

$$U_d = 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (2-3)$$

式中： U_d —输出直流电压平均值；

U_2 —电网相电压；

α —触发移相角。

2.3 感应加热电源负载匹配

所谓负载匹配就是采取使负载阻抗等于电源额定阻抗的方法使电源输出额定功率，大部分感应加热电源设备须经过负载阻抗匹配后才能正常工作。无论是中频、超音频还是高频电源的输出阻抗都要与外接负载阻抗相匹配，这样不但可以使设备输出达到额定功率，保证设备正常运行，减少故障，而且可以提高加热效率。换句话说就是，当感应加热电源与负载匹配时，可使输出电压、电流同时达到额定值，而且可以满功率输出，另外感应加热电源的电效率和利用率也达到最高，其运行稳定性和安全性也大大提高；如果感应加热电源与负载不匹配，不仅效率降低、电源容量得不到充分利用，而且感应加热电源的运行安全性和稳定性也随之变差^[7]。

2.3.1 感应加热电源负载匹配方法

常规的感应加热电源负载匹配有电磁耦合负载匹配法和静电耦合负载匹配法，电磁耦合负载匹配法是改变匹配变压器的变比（串联型）、改变谐振槽路参数（并联型），而静电耦合负载匹配法是利用多个储能元件的不同组合，根据它们在谐振时的等效电阻不同对负载进行匹配的一种方法。

常用的感应加热电源静电耦合负载匹配方法有两种，分别是 LLC 型和 CCL 型。对于 LLC 型负载匹配电路，国内外研究较多，对 CCL 型负载匹配研究较少，有人曾提出一种不连续电流模式方法，使流过逆变器器件的电流很小，而负载得到很大的电流，实现了对负载的匹配^[8]。

2.3.2 静电耦合匹配法

静电耦合法相对于电磁耦合法的优点是：效率高，成本低，设计和生产工艺简单。另外，利用电子手段也可以实现负载匹配。接下来分别讨论串、并联谐振电路负载匹配方法。

并联谐振电路等效阻抗 $Z_D=L/RC$ ，改变等效电路中电容、电感或者电阻的任一值都能改变阻抗，这个特点使并联谐振电路的阻抗匹配更加灵活。

(1) 匹配电容元件

加入电容元件的位置可以分为以下三种，如图 2-8 所示。图 2-8 的等效阻抗 $Z_D=L/RC$ ，其中 $C=C_1+C_2+C_3$ ，通过开关的开、合可以改变电容值，从而改变负载电路的等效阻抗，这种方法简单易行，是常用方法之一，但要求调节时断电。另外， C 的变化会引起电路谐振频率发生变化，当频率超出范围时应配合匹配电感的方法来抵消频率的变化。

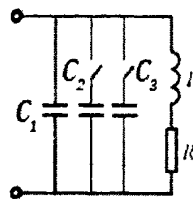


图 2-8 匹配电容之一

图 2-9 的等效阻抗 $Z_D=LC_2/(RC(C+C_2))$ ，加入 C_2 后，可使原来的等效阻抗变小，适用于阻抗相对电源来说高的负载。

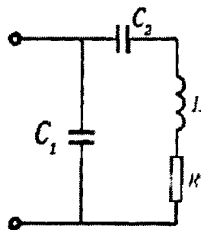


图 2-9 匹配电容之二

图 2-10 是串并联负载电路，电路仍工作在并联谐振状态，工作情况与并联谐振电路类似， C 的加入使容性阻抗增加。该电路优点是启动容易，通常作为晶闸管感应加热电源的起动电路，单纯作为负载匹配措施则较少使用。

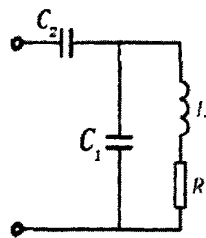


图 2-10 匹配电容之二

(2) 匹配电感元件

分为两种情况，如图 2-11、2-12 所示。为了得到等效的阻抗值，可以通过增加可变电抗器，改变支路电感。图 2-11 增加了感应器支路的电感，图 2-12 可以调节支路电感，既可以增大也可以减小。

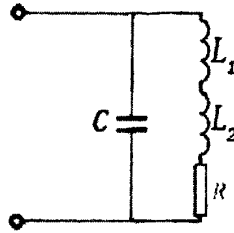


图 2-11 匹配电感方法一

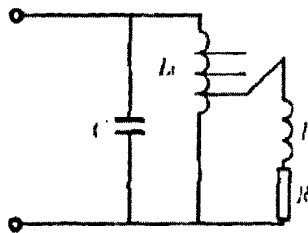


图 2-12 匹配电感方法二

(3) 匹配电阻元件

在电路中加入电阻可方便地使负载阻抗与电源相匹配，但装置的损耗增加，加热效率降低，没有根本解决问题，不是可行的负载匹配方法。

(4) 匹配变压器

在感应加热中非常普遍的负载匹配是利用电磁耦合进行的，它利用的是变压器的变阻抗特性实现的，采用的电路形式主要有两种，如图 2-13 及图 2-14 所示。

变压器变阻抗特性以图 2-13 为例说明如下：变压器副边电路工作在谐振状态，等效阻抗 $Z_D = L/RC$ ，通过变比为 $n:1$ 的变压器后，变压器原边的等效阻抗 $Z_D = n^2 L/RC$ ，阻抗成 n^2 倍变化。

图 2-13 中，并联电容器提供了感应器支路的无功容量。图 2-14 中，电路通常采用空心变压器，匹配变压器中既有有功功率又有无功功率。

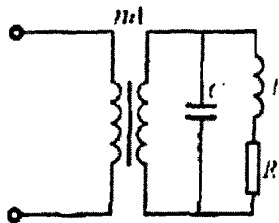


图 2-13 匹配变压器方法一

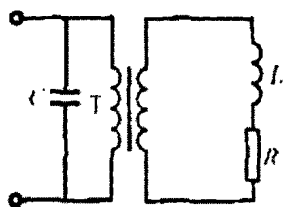


图 2-14 匹配变压器方法二

通过对串联谐振电路负载特性的分析可知，串联谐振电路等效阻抗只与等效电阻 R 有关，改变等效电路中电容和电感值不会影响等效阻抗，这一特性大大限制了串联谐振电路的负载匹配措施。

- (1) 改变感应器与工件的耦合
- (2) 负载串联

当负载阻抗小时，将几个完全相同的感应线圈和被加热工件串联起来可以增大负载等效阻抗。

- (3) 匹配电容元件

图 2-15 (a) 的匹配电路工作于串联谐振状态，谐振时并联部分相当于感性负载，图 2-15 (b) 为图 2-15 (a) 等效电路。

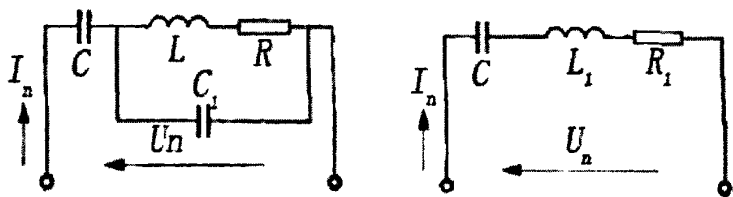


图 2-15 (a) 匹配电容元件匹配电路 (b) 匹配电容元件等效电路

加入 C 可以影响串联谐振电路的等效阻抗。在一定频率下负载的感性无功功率一定，工作在谐振状态的容性无功功率等于感性无功功率，所以要求补偿的容性无功功率容量也是一定的， C 的加入只是分担了一部分容性无功功率，不会因增加无功功率容量而增加成本。

- (4) 匹配变压器

由于串联谐振电路受其电路形式的限制，匹配方法单一，故在实际应用中，串联谐振电路一般利用匹配变压器实现负载匹配。与并联谐振电路不同的是：串联谐振属于电压谐振，匹配变压器位置不同所承受的电压亦不同。图 2-16 所示电路中匹配变压器原边为谐振电压，对匹配变压器绝缘要求较高。

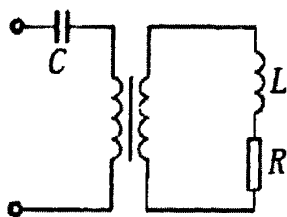


图 2-16 匹配变压器之三

而图 2-17 所示电路中匹配变压器承受电源电压，可以降低绝缘要求。

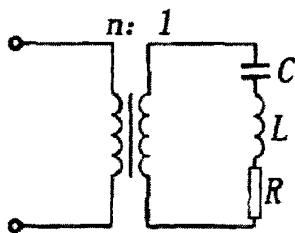


图 2-17 匹配变压器之四

串联谐振电路的特性决定了改变等效电容和电感值不能改变谐振状态的等效阻抗，静电耦合负载阻抗匹配方案中许多不适用于串联谐振电路，串联谐振电路一般采用匹配变压器进行负载匹配。并联谐振电路可用电磁耦合和静电耦合进行负载阻抗匹配，这是并联谐振型逆变电源广泛应用的原因之一。

2.3.3 电磁耦合匹配法

电磁耦合负载匹配法是通过变压器的变阻抗特性实现的，采用的电路形式主要有三种，如图 2-18 (a)、(b)、(c) 所示。

以图 2-18 (a) 为例说明变压器变阻抗特性，变压器副边电路工作在谐振状态，等效阻抗 $Z_D = L/RC$ ，通过变比为 $n:1$ 的变压器后，变压器原边的等效阻抗 $Z_D = n^2 L/RC$ (忽略变压器漏抗的影响)，可见阻抗成 n^2 倍变化。

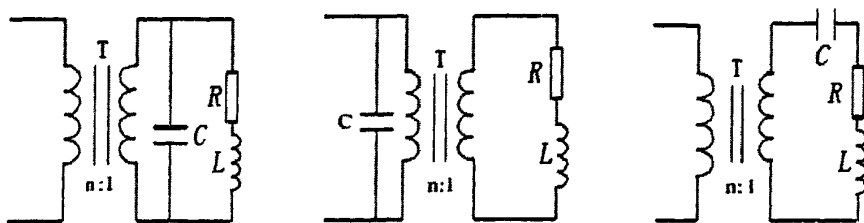


图 2-18 匹配变压器匹配方案

(a) 变压器匹配方法一 (b) 变压器匹配方法二 (c) 变压器匹配方法三

图 2-18(a) 电路中感应器支路所需无功容量由并联电容器提供，负载电路工作在准谐振状态，匹配变压器通过少量无功功率，所需容量较小，匹配变压器原边流过电源电流，

损耗不大。图 2-18(b)电路中,匹配变压器中既通过有功功率又通过无功功率,所需变压器容量较大,匹配变压器原边流过谐振电流,损耗较大。图 2-18(c)中匹配变压器通过少量无功功率,所需容量较小,匹配变压器原边流过电源电流,损耗不大。因为串联谐振槽路主要应用在高频感应加热电源中,铁芯变压器太大,空心变压器的效率又很低,所以采用磁芯变压器。

2.3.4 脉冲屏蔽法负载匹配

前面两种负载匹配方法不能实现连续调节、在线调节,并且结构复杂,造价较高。这里再介绍一种脉冲屏蔽法负载匹配。它使感应加热电源自动在线调节匹配状态,使电源始终保持在额定状态。动态匹配是在保持输入的直流电压不变的条件下,通过改变逆变器的输出电压,从而可以改变逆变器的输出电流,因此可以改变直流电流的平均值,使直流电流始终保持在设备的额定状态,达到负载动态匹配的目的。

动态负载匹配是靠脉冲屏蔽技术来实现的,脉冲屏蔽技术主要适用于负载过重的情况。脉冲屏蔽技术调节负载匹配是靠逆变器在正常的逆变工作状态下经过一定的谐振周期,在下一个谐振周期到来时改变触发脉冲的发出顺序使得逆变器导通顺序发生改变,即可以使逆变器的输出电压在这一个谐振周期内保持为零,在这个周期内谐振槽路储存的能量以槽路固有的频率自由衰减振荡。这样从直流电源侧等效出来的直流电流的平均值发生了改变。

2.4 新型感应加热电源的研究及未来感应加热电源发展趋势

2.4.1 新型智能感应加热电源的研究

随着机械制造业的不断发展,变频电源得到了广泛应用,像采用分立元件模拟控制的变频电源的传统控制系统存在参数时变性、结构非线性等因素,很难获得精确的数学模型,因此已不能满足机械零件的加工要求。模糊控制器是近年来发展起来的一种新型控制器,这种新型控制器不要求被控对象的精确数学模型,仅仅需要根据人工控制规则组织控制决策表就可以完成,它不但具有控制灵活、适应性强的特点,又比传统的 PD 控制精度高^{[9][10]}。

模糊控制系统的理论基础是模糊理论,控制手段是容错。模糊控制系统采用以晶闸管为主功率器件的并联谐振式感应加热电源,采取电源电压闭环调节,使输出电压值在负载和空载状态下都非常恒定。系统使用两套单片机,一个用来控制整流脉冲的同步触发,另一个用来控制逆变跟踪频率脉冲,既有过流、过压又有截流、截压的保护功能。

电压变化为输入语言变量值,导通角为控制输出量。整流控制电路的任务是根据各种输入信号,如给定、反馈、故障等的综合信号发出相位合适的脉冲,以便输出适当的

直流电压。

常规 PD 控制下,启动慢,鲁棒性较差,系统工作不稳定,换流期间 di/dt 幅值较大,容易造成晶闸管正向击穿,相比较模糊 PD 控制的启动迅速,鲁棒性好,系统工作稳定。

2.4.2 未来感应加热电源的发展趋势

(1) 高功率因数、低谐波

目前,高功率因数与低谐波感应加热电源功率因数最好时能达到 0.95,很多时候是在 0.85~0.9 之间,这远低于新国标大于 0.95 的要求。另外运行中还有不可避免的谐波,对电网构成了一定的污染,电源功率越大,这种问题越突出。新一代电源必须是高功率因数、低谐波的电源,这一领域的研究极为迫切。

(2) 高频化

目前,感应加热电源在中频频段主要采用晶闸管,超音频频段主要采用 IGBT,而高频频段,由于 SIT 存在高导通损耗等缺陷,主要发展以 MOSFET 为主功率器件的电源。感应加热电源谐振逆变器中采用的功率器件利于实现软开关,但是,感应加热电源通常功率较大,对功率器件、无源器件、电缆、布线、接地、屏蔽等均有许多特殊要求,尤其是高频电源。因此,实现感应加热电源高频化仍有许多应用基础技术需进一步探讨,特别是新型高频大功率器件(如 IGCT、SIC、PIC 功率器件)的不断完善和扩大容量将进一步促进高频感应加热电源的发展^{[11][12][13]}。

(3) 大容量化

由于单只电力电子器件容量有限,感应加热电源的大容量化只能依靠多个电力电子器件的串、并联或多台电源的串、并联,随之带来了串联器件的均压问题、并联器件的均流问题以及由于器件制造工艺引起的不同器件本身性能的差异等,使装置的可靠性大大降低,因此,合理可靠地实现感应加热电源的大容量化存在很大的困难^[14]。现在工业现场运行的 1MW 至 10MW 的感应电源大多采用的是功率器件的串、并联技术。

(4) 复合化、模块化

近年来,电力电子器件的方向趋势是复合化、模块化和功率集成。发展方向将是提高容量和工作频率,降低通态压降,减小驱动功率,改善动态参数和多功能化。IGBT 的发展方向是:提高耐压能力、开关频率、降低损耗。SIT 的发展方向是:多管并联使用。新型半导体材料如砷化镓(GaAs)、碳化硅(SiC)、磷化铟(InP)和锗化硅(SiGe)等提高了在结温、频率、动态参数方面的性能^[15]。

(5) 数字化、智能化控制

为了使感应加热电源运行起来更可靠、运行性能更好,故障自诊断等是感应加热电源发展的必然方向。虽然国内电源的控制电路已基本数字化,但要实现电源控制的全数字化、智能化,使电源稳定可靠的工作仍需进一步研究^[16]。

最早应用于感应加热电源的数字化器件是单片机，它主要应用于功率控制及频率跟踪部分。能够简化硬件结构，提高性能，方便操作。数字信号处理器（DSP）是三总线结构，软件实现算法，数据处理能力好，但和单片机一样处理速度较慢。复杂可编程逻辑器件（CPLD）集成度高、保密性强，最大的优点是速度快。PFC 技术在国内缺乏实际应用。

作为一个完整的高频感应加热电源控制电路，它主要包括高频驱动电路、功率调节电路、频率跟踪电路这三大部分以及必要的保护电路等。

感应加热电源在加热过程中，为了实现逆变器件的零电流或零电压开关，有必要设计频率跟踪电路。随着频率的提高，频率跟踪电路对快速性和准确性的要求也相应提高。频率跟踪最早使用的是 CD4046 锁相环，采用模拟电路控制。随后又出现了单片机、DSP 等数字化控制，还出现了数字锁相环。但在高频频段，主要还是采用模拟控制技术^[17]。

（6）最佳负载匹配

感应加热电源多用于工业现场，其运行情况比较复杂，而对于大部分负载来说，感应加热电源设备须经过负载阻抗匹配后才能正常工作。这样，不但可以使设备输出达到额定功率，减少故障，而且提高了效率，减少了能量损耗。然而，目前只有华北电力大学和西安理工大学等少数高校做负载匹配的理论研究，因此，加热效率的提高，也是匹配中需解决的问题^[18]。

2.4.3 高频感应加热电源的发展趋势

可以预见，随着高频电力电子技术的迅速发展，当固态高频感应加热电源的性能、价格能够和电子管电源相比时，固态高频电源必将全面取代电子管电源成为未来高频感应加热电源发展的主流。

由于固态感应加热电源的以下特点决定了它在工业方面有非常广阔的应用前景。

- （1）加热温度高、速度快、温度容易控制；
- （2）体积小、质量轻、材料消耗少；
- （3）功率转换效率高，整机效率可以达到 90%左右；
- （4）无机械运动、噪声小、负载匹配容易、可以根据负载特性改变工作频率；
- （5）启动停止方便，频率能够自动跟踪以保证最佳的运行状态；
- （6）安装和维修方便，不需要特殊的基础。

高频感应加热电源在特种钢加工、管材加工、晶体加工、超导体热加工等方面都有很广泛的应用。但现阶段国内高频感应加热电源多采用真空电子管振荡器电源，其它工业发达国家以往也多采用电子管振荡电源实现高频大功率的应用。由于电子管电源需要工频升压变压器，电源效率低(60%~70%)，电子管使用寿命短，在使用前需要预热等缺点，使得随着电力电子技术和固态高频器件 SIT、IGBT 和 Power MOSFET 的发展，电

子管电源逐步被固态感应加热电源所取代成为可能。

固态高频感应加热电源效率高, 器件使用寿命长开关损耗和通态损耗小, 同时无噪声, 启动方便等优点使得在研究领域受到重视。但由于 SIT 电源价格偏高, 器件本身的导通损耗较大, 以及现阶段 MOSFET 电源的容量限制, 使得国内使用高频设备的厂家大多数仍使用电子管振荡器电源。尽管电子管感应加热电源需要特别的输入升压变压器, 电源整体效率比较低, 经济效益不高, 但更换国外先进设备一次性投资很大, 很多厂家也只能接受这个现实。

在固态高频感应加热电源中, 由于工作频率较高, 固态器件的开关损耗逐渐增大, 受线路寄生参数影响较严重, 对驱动的要求比较严格, 因此结合控制方式对开关的动态过程研究成为现在的热点之一。在 Power MOSFET 高频电源提高电源容量通常采用器件并联或者逆变器并联等方案。在电力电子技术中模块并联的重点之一是如何解决均流问题, 而高频感应加热电源由于工作频率较高, 控制系统的设计难度较大。因此对固态高频感应加热电源的研究对提高电源容量, 降低开关损耗使系统稳定工作有重要的指导作用。

第三章 功率因数补偿的发展研究

近年来,电力电子装置的大量应用给电力系统注入了越来越多的谐波,谐波污染已经严重影响到用户使用的安全性和供电质量。传统的整流电路因为谐波远远超标而面临前所未有的挑战。随着对电能质量要求的提高,功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)技术得到了人们的关注,成为电力电子技术研究的一个非常重要的部分。

3.1 功率因数概述

3.1.1 功率因数的概念

在电力生产中,发电机的输出功率分为有功功率和无功功率。有功功率是指在交流电能输送和使用过程中,用于转换成机械能、热能、光能等的那部分能量。无功功率是指用于电路内电场与磁场交换的那部分能量。所谓的“无功”并不是“无用”的电功率,只不过它的功率并不转化为机械能、热能而已,因此在供用电系统中除了需要有功电源外,还需要无功电源,两者缺一不可。

所谓功率因数 PF ,就是指交流输入有功功率 P 与视在功率 S 的比值,即:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{U \times I} \quad (3-1)$$

式中: U —电网电压有效值;

I —电网电流有效值。

也就是说,在交流电路中,电压与电流之间的相位差(φ)的余弦叫做功率因数,用符号 $\cos\varphi$ 表示。因此在单相交流电路里,一个周期内功率的平均值 $P=UI\cos\varphi$,无功功率 $Q=UI\sin\varphi$,视在功率是有功功率和无功功率的合成量,即 $S=UI$;在三相交流电路里, $S=\sqrt{3}UI$, $P=\sqrt{3}UI\cos\varphi$, $Q=\sqrt{3}UI\sin\varphi$, S 、 P 、 Q 三者的关系为: $S=\sqrt{P^2+Q^2}$ 。在数值上,功率因数是有功功率和视在功率的比值,即 $\cos\varphi=P/S$ 。

功率因数越低,说明电路用于交变磁场转换的无功功率大,从而降低了设备的利用率,增加了线路供电损失。功率因数越高,有用功与总功率的比率越高,系统运行则更有效率。

3.1.2 功率因数补偿

电感性负荷如变压器、电动机、日光灯、电弧炉等设备在运行过程中,造成电压波形畸变、电压波动闪变和三相不平衡等问题,电能质量降低,不但吸收有功功率,还要吸收无功功率。并联电容器后可以提供无功功率,降低变压器及母线的电能损耗,我们

称之为功率因数补偿。

为了改善整流器网侧电流谐波畸变率,提高网侧输入端功率因数,可以在普通交-直-交电压型逆变器的三相输入端或直流母线上串接电抗器,由于受电抗器体积和成本的限制,电感量一般较小,对功率因数的改善也有限;或者运用多重化技术,使用多绕组移相变压器将电压进行移相后进行多相整流,可以在变压器原边获得较低的谐波电流,适用于大容量应用场合;也可以采用功率因数校正装置控制功率因数;还可以在谐波负载的网侧加装功率因数和谐波补偿装置,甚至采用有源滤波装置,这样会大大增加系统成本。

功率因数是反映电气设备效率高低的指标。功率因数越高说明系统运行更有效;功率因数越低说明用来转换的无功功率大,设备的利用率低^{[19][20][21]}。

3.1.3 改善功率因数的方法

改善网侧功率因数最根本的办法是改造整流装置本身。对于中小容量电力电子装置,采用 PWM 控制的整流器,使其对电网不产生谐波且基本上不消耗无功功率,这是技术发展的必然趋势和提高产品竞争力的要求。

目前广泛使用的改善功率因数的方法主要有以下两种:无源滤波法和有源功率因数校正法^[22]。

(1) 无源滤波法

无源滤波技术是将电阻、电容、电感和二极管等无源元件进行组合,来增加整流二极管的导通时间,平滑输入电流,降低其幅值,达到抑制输入电流畸变,提高功率因数的目的。一般可在电路的整流器和电容之间串联一个滤波电感(LC 滤波),或在交流侧接入谐振滤波器(RC 滤波)。无源滤波法优点是简单、成本低、可靠性高。缺点是:对于 LC 滤波而言,很难得到高功率因数,尺寸、重量大,工作性能与频率、负载变化及输入电压有关,电感和电容间有大的充放电电流等。对于 RC 滤波而言,由于功率损耗的原因,一般用于 200W 以下。综合来看,由于无源滤波法结构简单,目前还常使用。

(2) 有源功率因数校正法

有源功率因数校正法是在整流桥和负载之间接入一个 DC/DC 变换器,应用电流反馈技术使输入端电流跟踪交流输入的正弦电压波形,功率因数可提高到 0.99 以上。由于采用了有源器件如 MOSFET 等,因而称之为有源功率因数校正。这种方法的优点是体积小、重量轻、可以得到高的功率因数、负载适应性高、输入电压适应性高。缺点是:电路复杂、MTBF(平均无故障时间)下降,成本高、效率低。随着电力电子器件成本、体积的降低,制造工艺水平的不断提高,有源功率因数校正技术正被越来越广泛的应用在 AC/DC 开关电源、交流不间断电源(UPS)等领域。

3.2 PFC 技术

3.2.1 PFC 技术的发展和前景

功率因数是表征交流电压和电流的相位差的参数,这个相位差取决于负载的特性。根据有功功率的定义可知,通过校正输入交流电压和电流的相位,可以最大化有功功率,这就是所谓的功率因数校正(PFC)。功率因数校正技术的本质,就是要使用电设备的输入端对输入电网呈现“纯阻性”,也就是要使输入电流和输入电压之间的相位相同。另一方面,从能量传输的角度来讲,功率因数校正技术就是要使用电设备的输入端只从输入电网中汲取能量,而不要将能量重新反馈回输入电网。

最早功率因数校正技术在研究感性负载时,通常在感性负载两端并联移相电容,用容性无功功率补偿感性无功功率。

进入 20 世纪 80 年代以来,由于非线性负载的大量使用,给 PFC 技术提出了新的问题,最初采用电感器和电容器构成无源网络进行功率因数校正,能使 PF 值提高到约 0.9。随着功率半导体器件的发展,有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)技术应运而生。在此期间研究工作主要是基于 Boost 变换器,工作方式围绕连续导电模式或不连续导电模式的理论研究。

进入 20 世纪 90 年代以后, PFC 技术取得了长足的进展。自 1992 年起不断有新颖的功率因数校正原理、拓扑结构及控制方法出现。APFC 控制器由分立电路发展到集成电路, PFC 技术由理论研究也逐渐发展到实用化,已有部分商业化产品出现。

我国尽管 PFC 技术研究起步较晚,目前仍取得不少进展。小功率带 PFC 的开关电源也开始进入了实用阶段,个别单位开始小批量生产,其 PF 值达到 0.99。

随着我国现代化建设的不断推进和信息技术的不断发展,以及市场竞争的日益加剧 APFC 技术产品肯定会越来越受到重视并变得必不可少。

3.2.2 常用 PFC 技术

对开关整流电路而言, AC/DC 前端通常由桥式整流器和大容量滤波器组成,如图 3-1 所示。在这种电路中,只有当线路的峰值电压大于滤波电容两端的电压时,整流元件才有电流流过,如图 3-2 所示。图中 i 为输入电流, u 为输入电压。输入电流 i 呈尖脉冲形式,且产生一系列奇次谐波,如图 3-3 所示,致使功率因数降低为 0.6~0.7。整流电路后面的滤波电容使输出电压平滑,却使输入电流变为尖脉冲,所以对开关整流电路而言,不良功率因数主要源于电流波形的畸变。

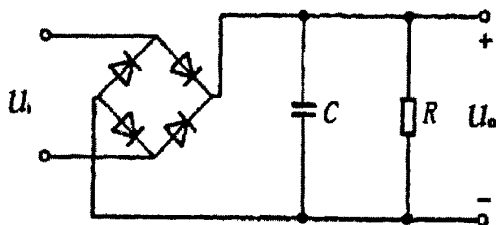


图 3-1 AC/DC 前端电路

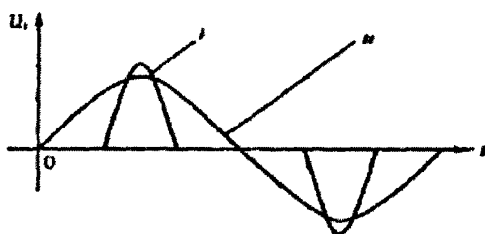


图 3-2 输入电压与电流波形

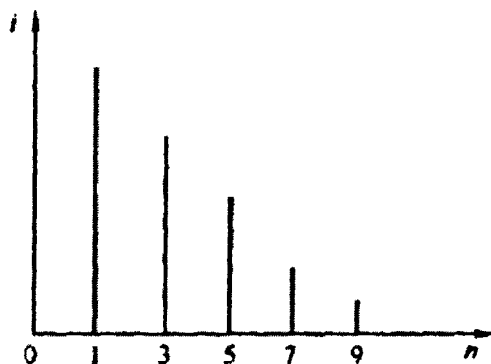


图 3-3 输入谐波分量

因此必须通过电路方法抑制输入电流中的谐波分量，将输入电流波形校正为正弦波或使其无限接近正弦波，并保持与输入电压同相，从而实现功率因数校正的目的。其基本思想是将整流电路与滤波电容隔开，使整流电路由电容性负载变为电阻性负载。

功率因数校正技术可以分为无源 PFC (Passive PFC) 技术和有源 APFC (Active PFC) 技术。

无源 PFC 技术是利用电感和电容构成 LC 滤波网络来消除高次谐波。它的特点是电路简单，成本低，可靠性高，但是体积大，难以达到高的功率因数，由于无源 PFC 采用电感和电容进行输入滤波，工作性能与输入电压频率、负载变化及输入电压变化有关等，因此它比较适用于功率较小、对体积和重量要求不高的场合。下面主要介绍有源 APFC 技术。

目前 APFC 技术大多在整流器与负载之间串联接入 DC/DC 开关变换器，应用电流反馈技术，使得输入端电流的波形跟踪交流输入正弦电压波形，从而控制电源电流接近正弦并与电源电压同相，使功率因数接近 1.0，而且具有稳定的直流输出电压。APFC 技

术体积小，重量轻，功率因数高。目前研究的热点是新拓扑的提出。APFC 技术还分为串联型 APFC 和并联型 APFC。并联型 APFC 用于较高频率电源系统的交直流变换设备。利用并联接入电网电源与输出负载之间的逆变器输出负载补偿电流，构成并联型 APFC，使得输入端电流的波形跟踪输入正弦电压波形^[23]。

3.2.3 APFC 的控制策略

20 世纪 80 年代中期，APFC 技术的研究集中在变换器工作在电流连续模式的“乘法器”型，它的优点是功率因数高，流过开关管的电流有效值小，因此广泛应用在中大功率场合。缺点是需要检测输入电压的瞬时值、电感电流和输出电压，控制电路中需要乘法器，采用电压电流双环控制，控制复杂，成本高。

目前国际学术界对 APFC 技术的探讨已经取得了令人瞩目的成果。它可以适用于众多型号的控制用专用集成电路，摆脱了早期采用分立元件造成的开发周期长、线路复杂、可靠性低的弊端，取得了可观的社会效益和经济效益。目前，人们对实现 APFC 的具体电路拓扑基本形成共识，即采用 Boost 电路。采用 Boost 电路输入电流连续，电流波形失真少，电路简化，单台输出功率大^{[24][25]}。

以 Boost 变换器为例，根据电感电流是否连续，APFC 可分为不连续导电模式(DCM)和连续导电模式(CCM)。

(1) DCM 控制模式

DCM 控制模式又称为电压跟随方式，主要有恒频、变频方式等。

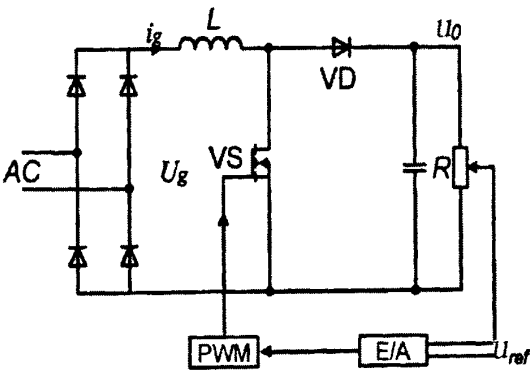


图 3-4 DCM 控制原理图

图 3-4 给出了 Boost 电路的 DCM 控制原理图，电压调节器 E/A 的频带宽度取 10~20Hz，确保稳态时输出占空比在半个工频周期内保持不变。恒频控制时开关周期恒定，电感电流不连续。电感电流在一个开关周期内的平均值为：

$$I_{avg} = \frac{U_g T_{on} (T_{on} + T_{don})}{2LT_s} \tag{3-2}$$

式中：U_g—整流后电压；

T_{on} —VS 导通时间;

T_{don} —VD 续流时间;

T_s —开关周期。

实际上, T_{don} 恒定, DC/DC 变换器输入侧等效为阻性负载, 整流器交流侧电压电流同相位, T_{on} 在半个工频周期内并不恒定, 导致输入平均电流有一定程度的畸变。输出电压与输入电压峰值的比值越大, 输入电流畸变程度越小。

若 $T_s = T_{on} + T_{don}$, 则输入平均电流只与导通时间有关, 保持 T_{on} 恒定, 输入电流理论上无畸变, 这就是变频控制原理。变频控制方式下电流工作于临界 DCM 状态, 集成控制器 UC3852 可实现上述功能。

DCM 控制模式的特点是: 输入电流自动跟随电压且保持较小的电流畸变, 功率管实现零电流开通且不受二极管的反向恢复电流, 输入输出电流纹波较大, 对滤波电路要求高, 峰值电流远高于平均电流, 器件承受较大的应力, 单相 PFC 功率一般小于 200W。

(2) CCM 控制模式

CCM 模式相对于 DCM 模式而言, 有以下优点: 输入输出电流纹波小, 器件导通损耗小, 适用于中大功率场合。

CCM 模式下的电流控制是目前应用最多的控制方式。它是将输入电压信号与输出电压误差信号相乘后作为电流控制器的电流给定信号, 电流控制器控制输入电流按给定信号变化。CCM 模式根据反馈哪个电流, 由此产生了三种常用的控制方法: 峰值电流控制 (PCMC)、平均电流控制 (ACMC) 和滞环电流控制 (HCC)。

PFC 中峰值电流控制原理如图 3-5 所示, 实现较为容易。图 3-8(a) 给出了半个工频周期内的电感电流波形。峰值电流控制的缺点: ① 电流峰值和平均值之间存在误差, 无法满足 THD 很小的要求; ② 电流峰值对噪声敏感; ③ 占空比大于 0.5 时产生次谐波振荡; ④ 需要在比较器输入端加谐波补偿。在 PFC 中, 这种控制方法趋于被淘汰。

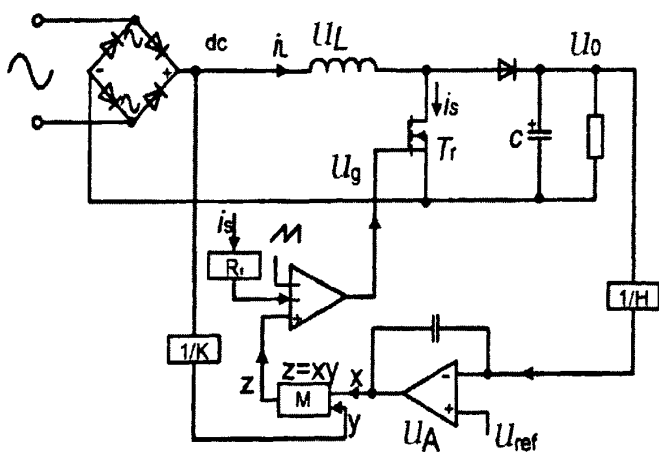


图 3-5 PFC 峰值电流控制原理图

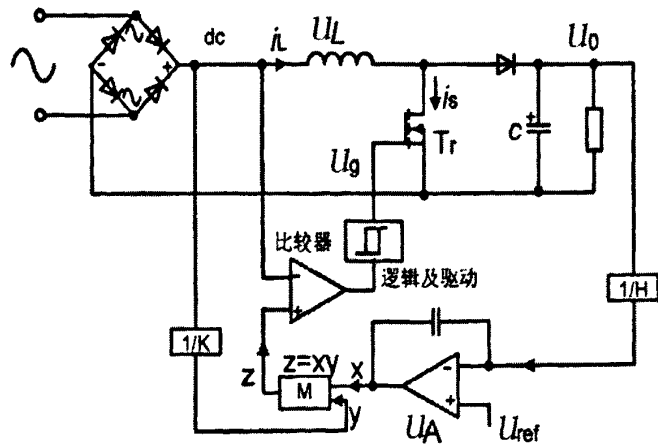


图 3-6 PFC 滞环电流控制原理图

滞环电流控制对于 Boost 电路而言,是最简单的电流控制方式,其原理如图 3-6,电感电流波形如图 3-8(b)。滞环控制中没有外加的调制信号,电流反馈和调制集于一体,可以获得很宽的电流频带。其特点是:①控制简单、电流动态响应快、具有内在的电流限制能力;②开关频率在一个工频周期内不恒定、引起 EMI 和电流过零点的死区;③负载对开关频率影响很大滤波器只能按最低频率设计,不可能得到体积和重量最小的设计;④滞环宽度对开关频率和系统性能影响很大。

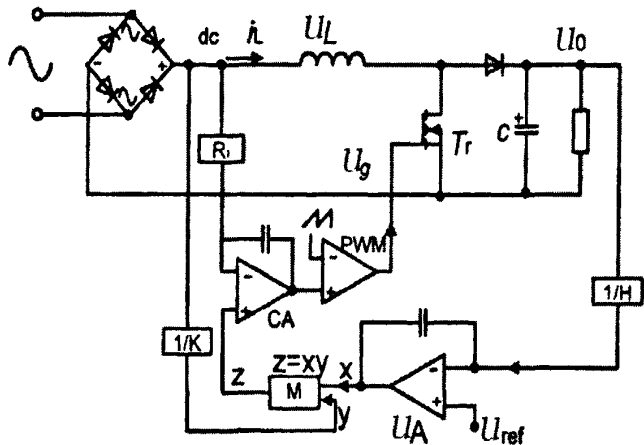


图 3-7 PFC 平均电流控制原理图

平均电流控制的原理如图 3-7,它是用电流误差放大器 CA 代替图 3-5 和图 3-6 中的电流比较器。以输入整流电压和输出电压误差放大信号的乘积作为电流基准;并且电流环调节输入电流平均值,使其与输入电压同相位,并接近正弦。输入电流信号被直接检测,与基准电流比较后,其高频分量的变化通过电流误差放大器被平均化处理。放大后的平均电流误差与锯齿波比较后,给开关 T_r 驱动信号,并决定了其应有的占空比。于是电流误差被迅速而精确地校正。由于电流环具有较高的增益带宽,使跟踪误差小、瞬态特性好。平均电流控制时的电感电流波形如图 3-8(c)。

平均电流控制的特点是：THD 和 EMI 小，对噪声不敏感，开关频率固定，电感电流峰值和平均值之间的误差小，原则上可检测任意拓扑、任意支路的电流，适用于大中功率场合，是目前 PFC 中应用最多的一种控制方式。采用平均电流控制的 IC 主要有 UC3854、UC3855、TK83854、ML4821。

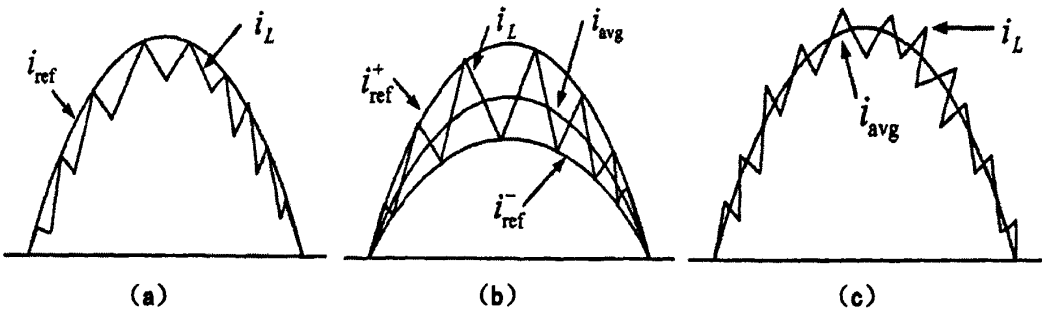


图 3-8 CCM 模式下三种常用方法控制时电感电流波形

(a) 峰值电流控制下的电感电流波形 (b) 滞环电流控制下的电感电流波形

(c) 平均电流控制下的电感电流波形

以上三种 PFC 控制方法的基本特点如表 3-1。

表 3-1 常用的三种 PFC 控制方法

控制方法	检测电流	频率	工作模式	对噪声	适用拓扑	备注
峰值电流	电感电流	恒定	CCM	敏感	Boost	需斜率补偿
滞环电流	电感电流	变频	CCM	敏感	Boost	需逻辑控制
平均电流	电感电流	恒定	任意	不敏感	任意	需电流误差放大

3.2.4 APFC 技术的分类

APFC 技术的分类方法有多种，其中最基本的分类方式为以下四种：

(1) 按不同电路拓扑结构来分类。理论上各种 DC/DC 变换器的拓扑形式都可以用来作为 APFC 的主电路，但根据不同的拓扑形式，其用于 APFC 电路的特点不同，典型的 APFC 主电路拓扑主要有升压型(Boost)、降压型(Buck)和反激式(Flyback)三种。

(2) 按电网供电方式不同来分类，可分为单相 APFC 和三相 APFC。

(3) 按电路结构不同来分类，可分为两级 APFC 和单级 APFC。

(4) 按照工作原理不同来分类，一般可分为乘法器型 APFC 和电压跟随器型 APFC。

除了以上四种基本的分类方式之外，常用的还有以下的一些分类方式。

根据电路软开关特性的不同，APFC 技术可分为两类，即零电流开关(Zero Current Switch, ZCS)APFC 技术和零电压开关(Zero Voltage Switch, ZVS) APFC 技术。如按实现软开关的具体方法，每一种 APFC 技术还可以进一步划分为并联谐振型、串联谐振型以及准谐振型。

按照控制方式的不同，APFC 技术一般可分为电压跟踪控制和直接电流控制两大类，其中，直接电流控制是目前应用最为广泛、技术最为成熟的 APFC 控制技术。近几年，随着 APFC 技术的快速发展，各种新型控制方式层出不穷，如单周期控制、空间矢量调

制、无差拍控制、滑膜变结构控制等，已陆续地应用于 APFC 技术中，并取得了一定的效果。

另外，还有磁放大 APFC 技术、三电平 APFC 技术、和不连续电容电压模式 APFC 技术等。

3.2.5 APFC 两种电路结构

APFC 技术有很多种分类方法，从电路结构上划分，APFC 可分为两级 PFC 电路和单级 PFC 电路。

两级 PFC 电路经过大量研究，相对比较成熟。如图 3-9 所示。它由两个相互独立的变换器分别实现输入电流整形和输出电压调节。前级为 PFC 级，通常采用 Boost 变换器实现输入电流整形，其输出电压为储能电容 C_B 的电压 U_B 。 U_B 再通过 DC/DC 变换器实现隔离和变换，得到直流输出电压。DC/DC 变换器实现对输出电压的快速调节。

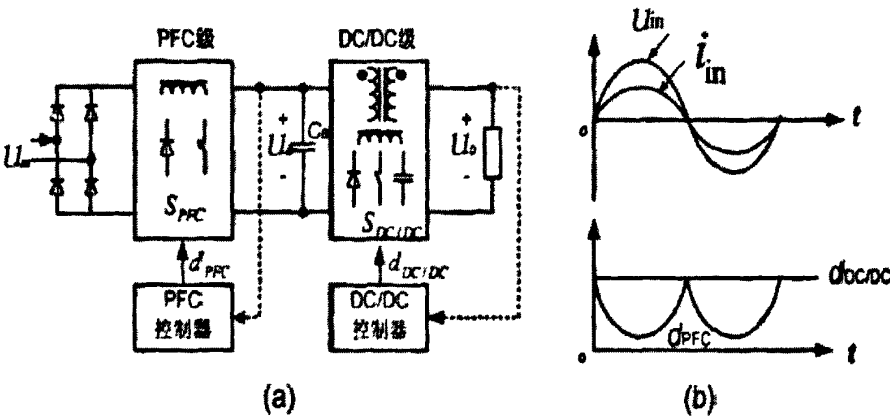


图 3-9 (a) 有源两级 PFC 电路图 (b) 输入交流电压、电流与占空比

PFC 的占空比在半个交流周期内随输入电压变化，最大可为 1，使输入电流跟随输入交流正弦电压波形，可以使输入电流接近正弦。稳态工作时，由于 DC/DC 变换器输入输出电压恒定，所以 DC/DC 变换器的占空比是恒定的。两级 PFC 电路的优点是：PFC 级输出电压恒定、保持时间久、输入电压范围宽、应用于各种功率应用范围等。缺点是：至少需要两个开关管和两套控制电路，增加了成本，电路复杂，体积大，不适合于低功率应用。

单级 PFC 电路是把 PFC 级和 DC/DC 级组合在一起，只用一个开关管和一套控制电路，同时实现输入电流整形和输出电压的快速调节。如图 3-10 (a) 所。输入交流电压 U_{in} 、电流 I_{in} 与占空比波形如图 3-10 (b) 所示。储能电容 C_B 用来平衡 PFC 级和 DC/DC 级之间瞬时不相等的能量。实际上，控制电路只对输出电压进行快速调节。因此单级 PFC 变换器工作在稳定状态时，在半个交流周期里占空比基本不变。因此，在固定占空比下，要求电感能够自动实现输入电流整形。总的来说，单级 PFC 的性能比无源方案要好，但

不如两级 PFC 方案^{[26][27]}。

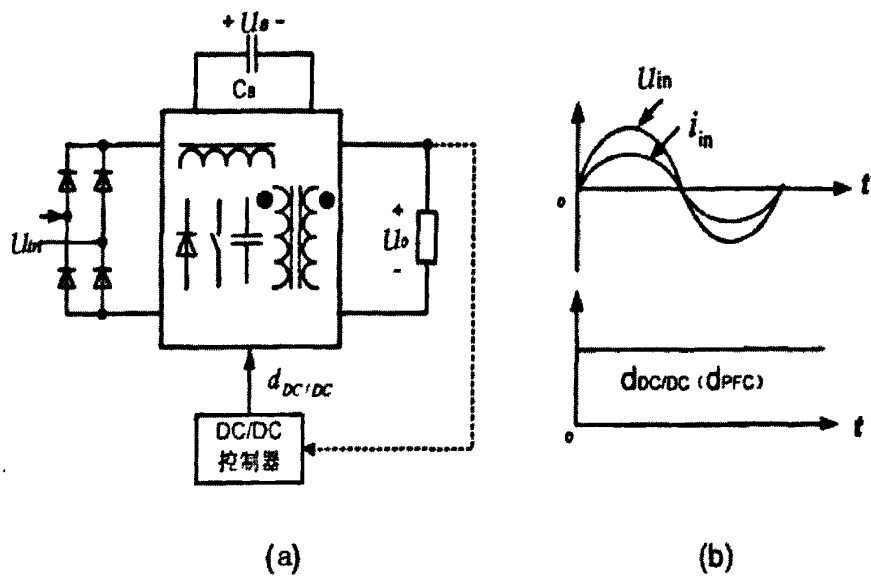


图 3-10 单级 PFC 电路图

(a) 有源单级 PFC 电路图 (b) 输入交流电压、电流与占空比

很多单级 PFC 拓扑可以直接从两级 PFC 拓扑经过简单的组合得到，在所有的 PFC 变换器中，瞬时输入功率在一个交流周期里都是脉动的，而后接的 DC/DC 变换器的输出功率是恒定的。因此，任何 PFC 电路都必须有一个储能电容存储这些不平衡的能量。然而不同于两级 PFC 变换器，在单级 PFC 变换器里，控制器只调节输出电压，不调节储能电容上的电压 u_B ，所以 u_B 不是一个恒定值， u_B 随着输入电压和负载的变化而变化。电压变化范围大，影响了变换器的性能，同时为了满足保持时间的要求，需要大容量和高耐压的电解电容。电解电容的价格和尺寸随容量增长，因此要在价格、减少开关管和控制器的成本和电容增加的体积、成本之间折衷。

表 3-2 三种 PFC 电路性能比较

	无源 PFC	有源两级 PFC	有源单级 PFC
总谐波含量 (THD)	高	低	中
功率因数 (PF)	低	高	中
效率	高	中	低
体积	中	大	小
重量	重	轻	轻
储能电容电压	变化	恒定	变化
控制	简单	复杂	简单
器件数量	很少	多	中
功率范围	$\leq 200 \sim 300W$	不限	$\leq 200 \sim 300W$
设计难度	简单	中	复杂

经过对三种 PFC 电路在效率、体积、重量、储能电容电压、控制电路、器件数量、功率范围和设计难度上的比较得出无源 PFC 适用于要求成本低、对体积没太大限制的小功率应用场合，有源两级 PFC 适用于对性能要求高、价格不敏感、中大功率应用场合，有源单级 PFC 相当于两者之间的折中方案，要求体积小、结构简单、性能较好的应用场合^{[28][29]}。

3.2.6 PFC 技术的发展方向

近年来，PFC 技术的研究热点主要集中在以下几个方面：

(1) 软开关技术的应用。为了减小变换器体积，提高开关频率，降低开关损耗，将 DC/DC 变换器中的软开关技术应用到 PFC 变换器中。此举还可以减小开关管和二极管高频开关导致的 EMI；

(2) 新的控制方法。针对 PFC 变换器提出的一些新的控制方法，如单周期控制、滑模控制、非线性载波控制等等。可以简化控制过程，提高控制性能。数字控制的发展和应用，可以简化 PFC 变换器的检测，如无传感器 PFC 技术。

(3) 新型功率器件的应用。Cool MOS 的导通电阻较低，可以减小 PFC 变换器的导通损耗。SIC 二极管的反向恢复电流很小，可以减小 CCM Boost 变换器二极管反向恢复电流导致的开关损耗。

(4) 三相 PFC 的拓扑和控制方式的研究。主要集中在如何简化三相 PFC 变换器的主电路，各相之间的解耦控制，以及控制方式的简化。

总之，成本低、结构简单、容易实现，并且具有高输入功率因数、高效率、低 EMI 的 PFC 变换器是研究人员追求的最终目标。因此，研究基于 Boost 的 PFC 变换器符合 PFC 技术的发展方向，具有很好的研究意义。

3.3 无功补偿

3.3.1 动态无功补偿技术的发展历程和应用现状

动态无功补偿技术的应用经历了半个多世纪的发展历程，动态无功补偿装置也大致经历了同步调相机、SVC 和 STATCOM 的发展阶段。机械投切式或晶闸管投切式的无源补偿装置尽管使电容器、电抗器或者它们之间的某种组合可以在投入和切除两种运行状态之间动态的变化，但由于其阻抗固定，对无功功率的补偿是断续的不能快速地跟踪负荷无功需求的变化，因此我们将其视为一种静态的无功补偿装置。

同步调相机是早期电力系统中动态无功补偿装置的典型代表。它实际上是空载运行的同步电动机，在过励磁或欠励磁运行情况下，可以分别发出连续的容性或感性无功功率。同步调相机不仅能补偿固定的无功功率，对变化的无功功率也能进行动态补偿。在

过去的几十年中,同步调相机在电力系统无功功率控制中一度发挥着主要的作用,然而同步调相机的损耗和噪音都比较大,运行维护复杂,而且响应速度也比较慢。尽管随着控制技术的进步,同步调相机的控制性能有所改善,但是从总体上说这种补偿手段已显陈旧,在很多情况下难以满足快速动态无功功率控制的要求,近年来已逐渐退出电网运行。

随着电力电子技术的发展及其在电力系统中的成功应用,自20世纪70年代起,基于晶闸管的SVC开始登上电力系统动态无功补偿的舞台,应用于输电系统用以提高系统稳定性,应用于配电系统及工业用户用以改善电网电能质量。SVC是一种并联型的静止无功发生器,通过在感性范围和容性范围内调节其输出电流以维持或控制电力系统的特定参数,一般为母线电压。在世界范围内,SVC因其优良的性能而使其市场一直在迅速而稳定地增长,逐渐取代了在电力系统动态无功补偿中曾经一度发挥主要作用的同步调相机,已占据了静止动态无功补偿装置的主导地位。

早期的静止无功补偿装置是饱和电抗器型的,1967年,英国GEC公司制成了世界上第一批饱和电抗器型静止无功补偿装置,并在输电系统中投入商业运行。随着大功率晶闸管的诞生和在电力系统中的应用,从20世纪70年代中期开始,GE公司、BBC公司等先后开发出一系列基于晶闸管投切或控制的SVC,如TSC、TSR、TCR以及它们之间的某种组合,并逐渐开始应用于工业用户和输配电系统。进入20世纪90年代后,随着电力电子技术的不断发展和控制技术的不断提高,全数字化大容量TCR型SVC装置进入了实用化阶段,装置的可靠性和无功补偿的效果得到了明显提高,SVC在工业领域和输配电领域得到了前所未有的高速发展和更广泛的应用。

我国在20世纪80年代初期开始研究SVC技术及其应用,由原机械部和电力部联合引进了BBC公司的TCR型SVC动态无功补偿技术,并完成了第一套国内自行设计的SVC系统,在湖北大冶钢厂投入使用,用以改善炼钢过程中产生的电压波动、闪变以及三相不平衡度等电能质量指标。但由于其控制器和调节器采用的是模拟技术,冷却系统采用半封闭开放式手动方式,自动化程度和装置的可靠性较低,因此没有得到广泛使用。20世纪90年代中期,我国又引进了乌克兰的TCR型SVC动态无功补偿技术,其价格较低,在一定时期内赢得了市场,但其控制器和调节器以分立元件为主,采用脉冲变压器隔离的电磁触发方式,通过风冷式热管散热,在补偿容量较大时晶闸管的结温较水冷却散热方式高 30° 以上,装置故障率较高,也限制了其应用范围。

进口SVC存在价格昂贵、售后服务不及时、备品备件昂贵且供给不便等诸多不利因素。自20世纪80年代以来,中国电力科学研究院一直致力于研究和开发具备完全自主知识产权的国产化SVC,并于2001年推出了6~35kV等级的TCR型SVC新平台,采用全数字化控制、封闭式循环纯水冷却、综合自动化、光电触发等一系列新技术,并成功应用到工业用户治理工程及电网变电站的无功电压控制中。

近年来, SVC 以其技术成熟、造价相对低廉、运行维护方便的优点, 在世界范围内其市场一直在迅速而稳定地增长, 已经占据了动态无功补偿装置的主导地位。在国内还将继续有广阔而持久的发展空间。

我国最近几年在静止同步补偿器的工程应用方面已取得了突破性的进展。2005 年 4 月, 由清华大学、上海电力公司、许继集团公司等单位共同研制的上海电网黄渡分区士 50Mvar 链式 STATCOM 通过国家电网公司的验收, 该项目拥有自主知识产权和五项国家发明专利, 核心技术达到了国际领先水平。2006 年 2 月, 该 STATCOM 在上海黄渡分区西郊变电站成功并网试运行。

3.3.2 无功功率研究所采用的方法

目前有关无功功率理论的研究所采用的方法主要包括: 频域法、时域法和向量法三种。

基于频域分析的非正弦电路无功功率理论最早是由 C.I.Budeanu 在 1927 提出的, 它建立在傅立叶级数分解的基础之上, 其基本思路是将非正弦周期的电压和电流分解成无数个不同频率的正弦波, 然后把正弦情况下的功率定义扩展到非正弦情况下。频域定义保留了各频谱分量的信息, 使其在实现时计算量很大, 无法实时测量, 对于补偿也显得无能为力。

基于时域分析的非正弦电路无功功率理论最早是由 S.Fryze 于 1932 年提出的。该定义直接通过视在功率和有功功率来计算无功功率, 不需要单独的无功功率表即可实现理论上的完全补偿, 并且由于没有进行傅立叶展开, 因而容易测量, 在实际中也容易得到应用。时域功率定义在实际应用中可以实现对补偿电流的实时计算, 但它也丢掉了信号的各次频率分量的信息, 无法实现对于信号的分解和能量现象的进一步分析及电网中谐波源的确定等依据信号频谱来识别的研究。

基于矢量分析的三相电路瞬时无功功率理论是由 H.Akagi、Y.Kanazawa 和 A.Nabae 于 1983 年提出的。该定义完全是从补偿的角度出发的, 解决了谐波和无功功率的瞬时检测及不用储能元件实现谐波和无功补偿等问题, 对谐波和无功补偿装置的研究和开发起到了很大的推动作用。但这一理论的物理意义比较模糊, 与传统理论的关系不够明确, 无法解决谐波和无功功率的辨识以及监测、管理和收费等问题。

第四章 谐波治理技术的发展研究

今天,以高效节能、优质合理使用电能为特点的电力电子装置得到了前所未有的发展。然而,电力电子技术在给人们的生活带来方便的同时,也引发了新问题,即对电网的污染问题。大量谐波电流和无功电流注入电网,对电网和设备产生了严重的威胁,不控或相控整流电路的谐波污染和功率因数低下形成了人们常说的电力公害,其中尤以谐波污染为甚。因此对谐波及无功电流进行滤波和补偿是电力电子技术领域的重要研究课题。

4.1 谐波的研究现状

4.1.1 国外状况

早在 20 世纪 20 年代,德国由于在电力拖动、电化学和电冶金方面使用汞弧整流器而造成电压、电流波形的畸变,由此对电力系统谐波的研究达到了第一个高潮。20 世纪 50 年代高压直流输电技术(HVDC)的发展,大功率的变流器产生了大量的电力谐波,促进了谐波研究的第二时期。

美国海军早在 20 世纪 70 年代就发现了谐波的影响并第一个制定谐波标准 USMIL-STD-461,目前该标准经过修订后仍然被美国军方广泛使用。1982 年国际电工委员会(International Electrotechnical Commission IEC)第一次制定通用电器设备产生谐波的限制标准 IEC-55,被世界许多国家承认和接受,并在欧、美等发达国家强制执行。

早期的谐波检测是采用模拟滤波器来实现的,利用带通滤波器将基波和谐波信号分离开来。该方法具有电路结构简单、造价低、输出阻抗低和品质因数易于控制的优点。但也有许多缺点,如滤波器的中心频率对元件参数十分敏感、受外界影响较大和难以获得理想的幅频、相频特性。目前该方法已不使用。基于傅立叶变换的谐波检测方法是当今应用较广泛的一种方法。目前仍有大量的改进方法不断出现,如单峰检测、双峰检测、加窗、插值和非均匀采样等。

1982 年世界上第一台 GTO 有源电力滤波器在日本投入运行,最大的一台容量达到 20MVA。日本作为电力电子技术最发达的国家之一,APF 已经到了普及应用阶段。1984 年,H.Akagi 等人提出了三相电路瞬时无功功率理论,为 APF 奠定了坚实的理论基础,极大地促进了其快速发展,并使之走向工业实用化,在美国、日本、德国等发达工业国家已广泛用于国民经济的各个生产部门。

4.1.2 国内状况

与国外相比,我国的有源滤波技术起步较晚,还处于研究阶段。1982年,我国第一次谐波学术会议在石家庄召开,当时主要针对石太铁路电气化后出现的谐波问题以及由此引起的电力电容器损坏展开了基本认识和普及性的讨论,从此广泛展开了我国谐波研究的工作。最早有关谐波的著作是吴竟昌等人在1988年出版的《电力系统谐波》一书,之后还有1994年出版的《高压直流电力系统的谐波分析及滤波》和1998年出版的《谐波抑制和无功功率补偿》,这些在当时都是比较有影响力的著作。对APF的研究还在起步阶段,研究最成熟的是并联型。1991年北方交通大学王良博士研制出3kVA的有源无功及谐波综合补偿器RHCC实验装置,并对三相不平衡系统无功与高次谐波补偿的理论和方法进行了较为系统的研究。1991年12月初,由华北电力科学研究所和冶金自动化研究所联合研制的33kVA双极型晶体管(BJT)电压型APF在北京木材厂中心变电站投入工业试运行,补偿90kW晶闸管直流电机传动系统,抑制奇次谐波电流,各次谐波电流的畸变率小于5%。1993年,华北电力学院纪延超博士用大规模集成电路完成3kVA新型APF实验控制系统。1995年,华北电力大学的李庚银博士对6kVA的无功及谐波综合补偿装置进行了实验研究。1996年,首次将瞬时无功功率理论用于单相电路谐波与无功电流检测,1997年首次将小波理论用于谐波检测,将神经网络用于APF来实现谐波自适应检测。此外,重庆大学、合肥工业大学、西安交通大学及浙江大学等高校的研究人员,也对APF或RHCC进行了理论研究或实验研究,工业应用中只有少数几台投入运行。

2005年3月投入运行的上海追日电气有限公司的380V/100A并联有源滤波装置,总谐波电压失真率降到4%以下,各次谐波电流均达到国标GB14549-93标准要求,这使我国在有源滤波技术产品方面达到了国际先进水平。由中国南车集团株洲电力机车研究所国家变流技术工程研究中心研发的10kV电力系统三相有源滤波装置,经怀化肖家变电站10kV电网8个月的连续运行考验,取得满意结果。该成果填补了国内中高压直接并联型有源滤波装置的空白。

4.2 谐波概述

4.2.1 谐波的基本概念

国际上公认的谐波定义是:谐波是一个周期电气量的正弦波分量,它的频率为基波频率的整数倍^[30]。

N次谐波电压含有率以 HRU_n 表示。

$$HRU_n = \frac{U_n}{U_1} \times 100\% \quad (4-1)$$

式中 U_n —第 N 次谐波电压的有效值(均方根值);

U_1 —基波电压有效值。

N 次谐波电流含有率以 HRI_n 表示。

$$HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100\% \quad (4-2)$$

式中 I_n —第 N 次谐波电流有效值(均方根值);

I_1 —基波电流有效值。

谐波电压含量 U_N 和谐波电流含量 I_N 分别定义为:

$$U_N = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} \quad (4-3)$$

$$I_N = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (4-4)$$

也就是说,任何周期畸变波形是由不同频率的正弦波形组成的,包括一个频率等于基本频率的基波分量和若干频率为基本频率整数倍的谐波分量。谐波具有对称性、相序性、独立性。谐波可分为:奇次谐波和偶次谐波,奇次谐波比偶次谐波危害大。谐波成分的多少反映了电压和电流实际波形偏离理想波形的畸变程度。电力谐波是反映动力系统电能质量好坏的一个重要指标。

4.2.2 谐波的危害

谐波的危害表现在以下几个方面:

(1) 引起供电电压畸变。高次谐波能使电网的电压与电流波形发生畸变,另外相同频率的谐波电压和谐波电流要产生同次谐波的有功功率和无功功率,从而降低电网电压,浪费电网容量。

(2) 谐波会降低系统功率因数,增加电力设施负荷,降低发电、输电及用电设备的有效容量和效率。

(3) 引起电力线路和设备发热增加,造成设备浪费、线路浪费和电能损失,影响设备使用寿命。

(4) 增加变压器损耗。谐波使变压器铜耗增大,其中包括电阻损耗、导体中的涡流损耗和导体外部的杂散损耗,同时也使铁耗增加。另外,三的倍数次零序电流会在三角形接法的绕组内产生环流,这一额外的环流可能会使电流超过额定值。对于带不对称负载的变压器来说,如果负载电流中含有直流分量,会引起变压器磁路饱和,从而大大增

加交流励磁电流的谐波分量。

(5) 对电容器的影响。谐波对电容器的影响非常大,谐波电压产生的电流会使电容器熔丝熔断,电容器与电源电感一起构成并联谐振电路,在谐振情况下电压远远超过额定电压值,甚至导致电容器损坏或熔丝熔断,使变压器的铜损耗增加,振动、噪音增大,影响使用寿命。反过来,电容器会对谐波产生放大作用,产生严重的电压和电流畸变。

(6) 造成继电保护、自动装置工作紊乱。谐波改变继电器的工作特性,这与继电器的设计特点和原理有关。当有谐波畸变时,依靠采样数据或过零工作的数字继电器容易产生误差。谐波对过电流、欠电压、频率继电器等均会引起误动、拒动、保护装置失灵或动作不稳定。

(7) 增加感应电动机的损耗,使电动机过热。另外,当电动机的谐波电流频率接近某零件固有频率时,会使电动机产生机械振动,发出噪声。

(8) 造成换流装置不能正常工作。当换流装置的容量达到电网短路容量的 $1/3 \sim 1/2$ 或以上时,或者虽未达到此值而电网参数易引起较低次谐波次数的谐波谐振时,交流电网电压畸变可能引起常规控制角的触发脉冲间隔不等,并通过正反馈而放大系统的电压畸变,使整流器工作不稳定,对逆变器可能发生连续的换相失败而无法工作。

(9) 引起电力计量误差。用户为线性用户时,谐波潮流主要由系统注入线性用户,电能表计量的是该用户吸收的基波电能和部分或全部谐波电能,计量值大于基波电能,线性用户不但要多交电费,还要受到谐波破坏。用户为非线性用户时,用户除了自身消耗部分谐波,还向电网输送谐波,电能表计量电能时基波电能和扣除这部分谐波电能的部分和或全部和,计量值小于基波电能。因此,非线性用户不仅污染电网,还少交了电费。

4.2.3 谐波的产生

人们知道谐波问题是从采用交流电作为电能输送时才开始的。由于越来越多的非线性设备投入使用,才使得谐波问题越来越突出。非线性设备是指在正弦供电电流下产生非正弦电压或在正弦供电电压下产生非正弦电流的设备。非线性设备包括变压器、旋转电机、静止无功补偿器、荧光灯、电弧炉、电子控制装置和开关、电源、逆变器、变频器、高压直流输电设备等。非线性设备使电压、电流发生畸变,不但含有与电源频率相同的基波,还含有除基波以外的高次谐波。

变压器:变压器的谐波电流是由其励磁回路的非线性引起的,励磁电流的谐波含量和其所加的电压有关。正常情况下,所加电压为额定电压,铁心基本工作在线性范围内,谐波电流含量不大。但在轻载时电压升高,铁心工作在饱和区,谐波电流含量就会大大增加。另外,在变压器投入运行过程、暂态扰动、负载剧烈变化及非正常状态运行时,都会产生大量的谐波。

旋转电机：旋转电机的线圈被嵌入线槽中，由于这些线槽不可能严格按正弦形分布，从而使得产生的磁动势是畸变的。但与其他谐波源产生的谐波相比，可忽略不计。

静止无功补偿器：是一种平衡的三相设备，产生非正弦的斩波电流，晶闸管用来控制并联电容器或并联电抗器每半个周波中的导通时间，以便将电压维持在一个定值。

荧光灯：荧光灯每隔半个周期建立起电压，直到荧光灯被点亮，状态呈负电阻特性，因电流由非线性镇流器来限制，因此电流是畸变的。

电弧炉：电弧炉是电力系统中产生分数谐波的主要来源之一。它可以产生整数次谐波、分数谐波和间谐波。电弧炉在工作的时候反复开路 and 短路，电弧不稳定，负载不平衡。熔炼初期，偶次谐波和奇次谐波都很大，熔解期偶次谐波减少，精炼期偶次谐波和奇次谐波都很少。熔炼期的谐波主要是三次谐波。

4.2.4 谐波抑制措施

抑制谐波的目的是消除高次谐波或将高次谐波降低到允许值以下。因此，抑制和减小谐波问题主要从两方面入手。一方面是从产生谐波的装置本身着手，合理的选择器件、设计电路，减少谐波的注入，使得输入电流和输入电压同相。如更换电容器的安装位置，可以改变电源到电容器之间的感性电抗；三角形连接变压器隔断了零序 3 倍数谐波的流通；通过选择合适的相位移动，由低脉波数变流器构成的高脉波数变流器可以消除谐波，另外还可以采取多相整流、脉宽调制、限定变流装置的容量等技术，但这种方式不可能完全抑制高次谐波；另一方面是利用可关断电力电子器件产生与负荷电流的谐波分量大小相等、相位相反的电流来消除谐波。如在电源和谐波源之间串联补偿装置或在谐波源的两端并联补偿装置。目前应用最多的治理措施主要有无源滤波器 PPF、有源电力滤波器 APF 及 HAPF 几种。

PPF 又称 LC 滤波器，是目前使用广泛的谐波治理措施，它利用电容、电感的谐振特性，在阻抗分流回路中形成低阻抗支路，从而减小流向电网的谐波电流。对于 PPF 参数的设计问题，传统方法一般是根据工程经验或简单的技术经济指标来进行参数的选择，没有进行优化设计。近几年来，此方面的研究多集中在如何在保证 PPF 基本滤波性能的基础上，对 PPF 的参数进行优化设计，以达到初期投资成本最小、滤波后电流总的畸变率最小及无功功率补偿最大等目。

PPF 电路结构简单、运行费用低，但也存在以下缺点：

(1) 滤波受电网结构的影响较大，只能抑制规定的谐波，当高次谐波较多时，还要增加滤波电路，电源频率发生变化时，滤波效果差；

(2) 过载能力小。谐波电流超量会造成滤波器过载；

(3) 适应性差。滤波特性受系统参数的影响较大，当系统阻抗和频率变化时，滤波效果会受到影响；

(4) 稳定性差。当系统阻抗和频率发生变化时，可能会与电网阻抗之间发生串、并联谐振现象，不仅无法抑制谐波，反而会对谐波起放大作用，引起滤波器过压过流，甚至损坏，严重影响了电网的稳定性；

(5) 协调性差。滤波要求和无功补偿、调压要求有时难以协调；

(6) 装置笨重，体积大，有效材料消耗多。

由于无源滤波器的缺点，促使人们开始对有源滤波器进行研究。从目前的情况来看，尽管它的结构复杂、设备费用高，但有源滤波器将成为今后发展的趋势^[31]。

APF 具有明显的优越性，具体表现在：

(1) 不仅能补偿各次谐波，还可以同时补偿无功功率、抑制闪变、调节三相不平衡电压等；

(2) 滤波特性不受系统阻抗和频率的影响，可消除与电网阻抗发生串、并联谐振的危险，且对外电路的谐振具有阻尼作用；

(3) 具有自适应能力，能对变化的谐波进行迅速的动态跟踪补偿；

(4) 不存在过载问题，当负载谐波电流较大时，控制电路易实现限流保护以提高系统的安全性。

APF 作为综合治理电网污染、提高电网稳定性和改善电能质量的一项关键技术在各工业中得到了广泛的应用，成为研究热点。但由于 APF 的初期投资比较高，限制了其进一步应用与发展。

将 PPF 和 APF 相结合构成的 HAPF，取两者之长，补其之短，具有成本低、滤波效果好等诸多优点，越来越得到人们的重视，是有源滤波技术的一个重要发展趋势。HAPF 的种类很多，大致可分为与 PPF 的混合、与其它变流器的混合等两类。

4.3 有源电力滤波器及分类

有源电力滤波器 (APF) 是一种用于动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置，它能够对大小和频率都变化的谐波以及变化的无功进行补偿，之所以称为有源，顾名思义该装置需要提供电源。有源 APF 可以克服 LC 滤波器等传统谐波抑制和无功补偿的缺点，实现了动态跟踪补偿，而且可以既补偿谐波又补偿无功。原理如图 4-1 所示。

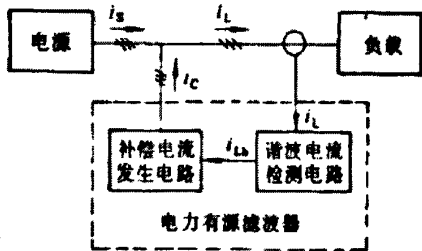


图 4-1 有源 APF 滤波原理图

先从负载电流中检测出谐波电流 i_{LH} ，再由补偿电流发生电路产生补偿电流 i_c ，使 $i_c=i_{LH}$ ，也就是说负载的谐波电流由电力有源滤波器提供。

APF 种类繁多，其分类方法也多种多样。根据 APF 逆变电路储能元件的不同，可将其分为电压型和电流型两种，其电路结构分别如图 4-2a)与 4-2b)所示。电压型 APF 效率高、初期投资小，可任意并联扩容，易于单机小型化，经济性较好。目前实用装置中 90% 以上为电压型 APF，技术相对成熟、完善。电流型滤波装置作为非正弦电流源来满足非线性负载的谐波电流要求，其结构简单、性能可靠，但损耗较大，不适用于大容量系统。

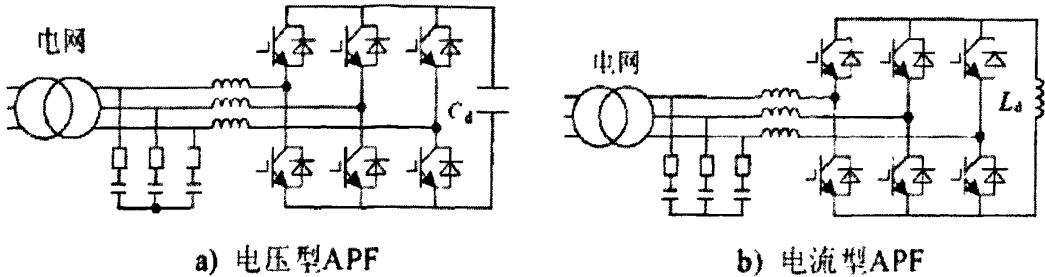


图 4-2 有源电力滤波器逆变电路结构图

根据与电网连接方式来分，APF 又可分为并联型、串联型两大类，这是目前比较具有应用价值的分类方法。并联型 APF 如图 4-2a)所示，其主要功能是消除负载引起的谐波电流，也可以补偿无功功率和平衡三相电流。并联型 APF 的优点是它只流过补偿电流和小部分基波有功电流，另外并联型 APF 可以并联使用以提供大的补偿电流，所以可以适用于多种容量场合的应用。串联型 APF 如图 4-2b)所示，通过向电网电压中加上或减去一个瞬时电压，能补偿电网谐波电压和三相不平衡电压，使负载侧电压维持一个理想正弦波，对电压敏感性负载尤为适用。其主要缺点是流过很高的负载电流，使得连接变压器的额定参数上升、体积变大。目前，应用装置中并联型 APF 占了大多数。

根据场合不同可以分为直流和交流 APF，直流 APF 的研究和应用都比较少，主要消除高压直流输电系统换流站直流侧的谐波；交流 APF 研究较多，主要用于交流电力系统。根据连接方式不同可分为并联型、串联型、串并联型和混合型。

4.3.1 有源电力滤波器的发展历史

20 世纪 60 年代后，各国的研究者开始较深入地研究有源电力滤波器 (APF)。1969 年 Bird 和 Marsh 等人提出通过向交流电网注入三次谐波来减少电源电流中的谐波，从而改善电源电流的波形，这实际上是 APF 思想的萌芽。1971 年，H.Sasaki 等首次完整地描述了 APF 的基本原理，但由于当时是采用线性放大的方法产生补偿电流，损耗大、成本高，仅在实验室进行了研究，未能实用化。1976 年，L.Gyugyi 等提出了 APF 的基本电路，其论文 Active AC Power Filters 的发表，使 APF 的概念正式确立。在这篇论文中，根据电路的构成将 APF 分为两类：与负载并联接入的并联型 APF 和串入系统的串联型

APF。L.Gyugyi 等人实验用的 APF 的主回路是用大功率晶体管构成的 PWM 逆变器。限于当时的电力电子水平,大功率晶体管构成的 APF 很难实用化。1977 年, Mohan 等人为了抑制直流输电晶闸管变换器产生的高次谐波,提出了用晶闸管作为主回路的电路方式,但缺点是产生的高次谐波很大。用 APF 对电力系统谐波进行动态治理真正进入实用化阶段还是在 20 世纪 80 年代。此后,由于功率开关器件的成熟以及新的高速开关器件的出现, APF 实用化的研究再度活跃,取得了很大进步。

4.3.2 提高有源电力滤波器容量的方法

提高有源电力滤波器的容量的方法主要可以分为以下几种类型。

(1) 相同容量的有源电力滤波器并联

采用相同容量的有源电力滤波器并联可以提高滤波器的容量,该方法可以在现有功率器件水平下提高 APF 的容量和功率等级,而且便于实现模块化。其中所并联的 APF 均工作在相同的开关频率。

(2) 不同容量的有源电力滤波器并联

相同容量的 APF 并联运行,能够成倍的增加容量,但在大功率场合,需要并联的 APF 数量也成倍增加。采用 IGBT 逆变器与 GTO 逆变器分别来实现不同容量的 APF,使其并联运行。GTO 实现 APF 补偿负载电流中的大部分谐波分量,IGBT 实现 APF 补偿 GTO 未补偿完的谐波分量。该方案充分利用现有器件水平,采用可以输出大功率的低频功率器件来处理较大功率,而采用较高开关频率的器件对补偿后仍然存在的谐波分量再次进行补偿。

无论是相同容量的 APF 并联运行,还是不同容量的 APF 并联运行,其基本思想都是将需要补偿的电流采用多个变换器并联来分别承担,因此其本质是属于变换器的并联运行。变换器的并联运行中一个非常重要的问题就是所并联变换器之间容易产生环流,会使并联的变换器过载而产生故障。

(3) 多电平结构的有源电力滤波器

前述两种方案主要是采用多个变换器并联运行来分担电流应力,而多电平结构的有源电力滤波器则是采用多个变换器单元来分别承受电压应力。与多电平变换器的结构相类似,多电平结构的有源电力滤波器主要有采用相同容量相同开关频率的变换器级联的多电平结构,不同容量的变换器级联的混合多电平结构、以及电容钳位、二极管钳位等中点钳位式多电平结构。

4.3.3 有源电力滤波器的控制技术综述

控制策略是有源电力滤波技术的核心问题,对 APF 的控制包括对直流侧电容电压的控制和对 APF 输出电流的跟踪控制。

现有的 APF 主要是基于电压型逆变器,其直流侧电容电压的稳定性直接决定着 APF 补偿性能的好坏。通常,对直流侧电容电压都采用 PI 控制策略,但是 PI 控制依赖于系统的精确数学模型,鲁棒性差,容易引起电压超调和电流冲击,导致系统过压、过流保护,严重时会导致 IGBT 等器件的过流击穿,阻碍了 APF 的进一步发展。模糊控制不依赖于被控对象的精确数学模型,能够克服非线性因素的影响,鲁棒性强,近年来在 APF 中得到了广泛应用。近年来,不断有新的控制策略应用到此直流侧电容电压控制环节中,如自抗扰控制等,但是由于随着控制器性能的提高,其复杂性也相应提高,所以其实用性还有待于进一步提高。

APF 输出电流跟踪控制环节对于整个系统的性能有着至关重要的影响,直接决定了谐波补偿性能的好坏,此控制环节既要具有较快的动态响应速度,又要具有较好的稳态精度。常用的电流控制方法有:

(1) PI 控制:它是工业控制中最常用的方法,包含积分环节的控制器能够使系统输出无差地跟踪给定信号,但常规积分器只能保证参考信号为直流信号时系统无稳态误差,而当参考信号为周期性信号时,常规积分器就无能为力了。

(2) 滞环控制:将指令电流和检测电流的差值送至滞环比较器,由此直接产生开关动作信号。滞环控制具有实现简单、鲁棒性好、跟踪误差小、动态响应特性灵敏的优点,但是它也存在开关频率不固定、线路电流相互影响等缺点。

(3) 内模控制:通过在控制器的开环传递函数中包含一个能产生输入参考信号的数学模型,就可以实现被控对象无稳态误差地跟踪所给参考信号。

(4) 重复控制:是从内模控制发展而来的。它通过在控制器内部嵌入一个误差周期信号发生器,从而能消除周期性的跟踪误差以及其它不确定性因素的影响,使逆变器的电流稳态跟踪误差为零。这种控制对具有低频扰动的系统非常有效,鲁棒性强。

(5) 单周控制:该技术同时具有调制和控制的双重性,其基本思想是:控制开关占空比,使每个周期内开关变量的平均值与控制参考信号相等或成一定比例,从而消除稳态和瞬态误差。其优点是开关频率固定、控制电路结构简单、抗电源干扰能力强、鲁棒性好。

(6) 滑模变结构控制:它的运动过程可分为两部分:正常运动段和滑动模态段,过渡过程的品质决定于这两段的运动品质。滑模变结构控制具有很强的鲁棒性,对系统的变化和外部干扰不敏感,并且控制简单、动态响应快。但它对开关频率要求较高,而且比较容易发生抖振现象。

另外还有神经网络的电流控制、基于无差拍的电流控制、基于无源性电流控制等。

4.4 谐波的检测

谐波检测是谐波研究中的一项重要内容,是进行功率因数无功补偿的依据。谐波检

测有负载电流检测、电源电流检测、电源电压检测等方法。一般以负载电流检测方法为主。负载电流由基波有功分量、基波无功分量和谐波分量三部分组成，基波无功分量和谐波分量构成畸变电流，只要检测出有功分量，就可求出畸变电流。在负载变动比较频繁的场所，要求谐波检测有良好的动态特性。

谐波电流检测有频域和时域两类，频域检测法主要有带阻选频法和快速傅里叶法等，准确性和实时性较差；时域检测法延时较大、精度不高、缺乏自适应能力^[32]。

下面介绍目前谐波电流检测的一些方法，如傅里叶变换、瞬时无功功率理论、自适应控制理论、基于模拟滤波器理论、小波变换理论以及神经网络理论^[33]。

4.4.1 傅里叶变换的谐波测量方法

采用无功功率理论的谐波检测理论可以得到谐波信号的瞬时分量，更容易补偿谐波分量，而构造显示谐波参数更多采用基于快速傅里叶变换理论的方法，所用仪器以MSP430 系列单片机为核心进行软硬件设计，包括基波与各次谐波、功率因数、有功无功、无功功率的计算及显示功能^[34]。

首先将信号转换为在频域和时域都是离散的数字信号。离散傅里叶级数满足在频域和时域都是周期函数，并且是无限长的，取 1 个周期，经过快速傅里叶变换(FFT)理论的分组、码位倒序等步骤计算出相应的谐波分量及其参数。硬件电路设计及信号采集处理环节如图 4-3、4-4 所示。

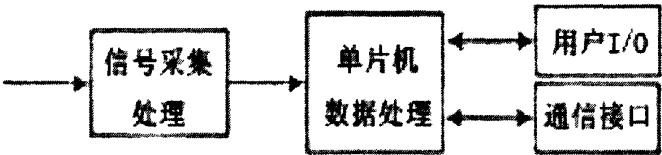


图 4-3 硬件电路结构



图 4-4 信号采集处理环节

用 HCT210A 电流互感器进行电流采集，并转换为对应的电压信号，再用放大电路分压，LM324 芯片放大电路通过 3 路信号，其中高频分量容易超过 A/D 转换芯片的工作频率，造成干扰，需要加上一个电容滤波器 MAX293 来消除高频影响。电路如图 4-5 所示。

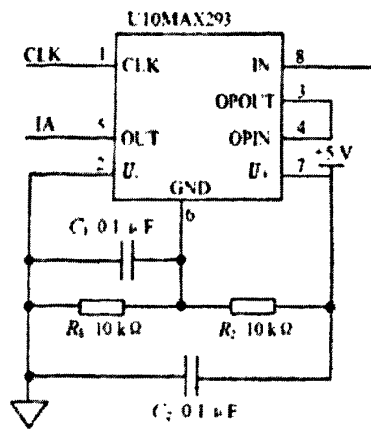


图 4-5 抗混叠滤波电路

这里采用 MSP43014X 系列单片机和单独的 A/D 转换芯片进行 A/D 转换和数据处理两部分。在 A/D 转换过程中先采集 A、B 相电压和电流信号，再采集 C 相电压和电流信号。在 A/D 转换部分设置 1 个三选一的开关可同时检测三相电路的谐波信号。用 C 语言编写软件部分。软件结构流程图如图 4-6 所示。

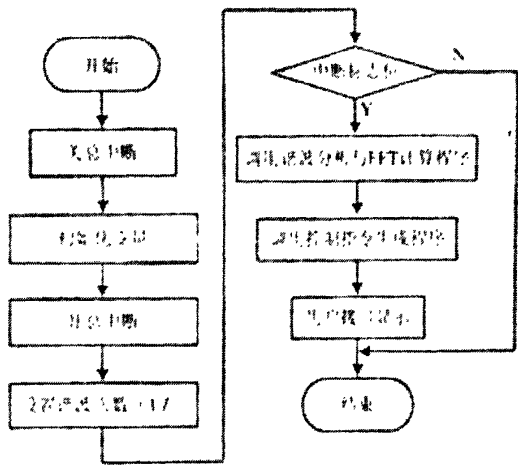


图 4-6 系统软件流程

4.4.2 基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法

最早提出“瞬时无功功率理论”是 1983 年由日本学者提出来的。采用瞬时无功功率理论，可以顺利解决谐波电流检测问题。目前基于瞬时无功功率理论的三相电流谐波检测方法被广泛应用，设三相电路为三相三线制，三相电路瞬时有功电流为 i_p ，三相电路瞬时无功电流为 i_q ，瞬时有功功率为 p ，瞬时无功功率为 q 。

$$\left. \begin{aligned} p &= ei_p \\ q &= ei_q \end{aligned} \right\} \tag{4-5}$$

用 p 、 q 运算方式可以检测谐波电流。根据定义可以计算出 p 、 q 值，经 LPF 滤波得到 p 、 q 的直流分量 \bar{p} 、 \bar{q} 。电源电压无畸变时， \bar{p} 是基波有功电流与电压产生的， \bar{q} 是基波无功电流与电压产生的，可计算出检测电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波分量为 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ，两个量相减，就可以得到 i_a 、 i_b 、 i_c 的谐波分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。

用 i_p 、 i_q 也可以检测谐波电流。用一个锁相环和一个正、余弦发生电路得到正弦信号 $\sin\omega t$ 和余弦信号 $-\cos\omega t$ ，它们与 i_a 、 i_b 、 i_c 可以计算出 i_p 、 i_q ，经 LPF 滤波得出 i_p 、 i_q 的直流分量 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 。由 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 可以计算出 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ，从而得到谐波分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。

因此，可以得出结论，当电源电压无畸变时，以上两种方法均能准确地检测出谐波电流，当电源电压畸变较大时， i_p 、 i_q 方法可以准确检测出谐波电流，而 p 、 q 方法检测结果误差比较明显。

4.4.3 基于自适应滤波器的谐波检测

自适应滤波技术已经广泛应用于通信、自动控制、雷达等系统辨识及信号处理领域，在谐波检测方面的应用可归结为自适应噪声对消(adaptive noise cancelling, ANC)技术和自适应有限脉冲响应(FIR)预测滤波器。

(1) ANC 技术

ANC 技术是一种基于自适应滤波器的信号检测方法，它能够把一个信号 S 从加性噪声 n_0 中分离出来，检测原理如图 4-7 所示。自适应干扰对消原理检测方法以电压作为参考输入，实时跟踪电网频率的波动。但是电压波形畸变时，不利于检测电流信号的基波。而且在检测负载变动的谐波电流时，一般要在负载变化后一个基波周期以后才行。

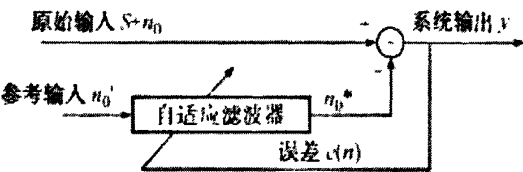


图 4-7 ANC 法原理框图

采用 ANC 法进行谐波电流检测时，取负载电流 i_L 作为原始输入信号，将其中的基波电流 i_{Lf} 作为噪声干扰信号，而将谐波电流 i_{Lh} 作为需要检测的信号，则可取基波正弦信号 $\sin\omega t$ 和余弦信号 $\cos\omega t$ 作为参考输入，易知它们与基波电流相关，而与谐波电流不相关。因此，可以通过自适应滤波器得到噪声干扰信号 i_{Lf} 及需要检测信号 i_{Lh} 在最小均方(LMS)意义下的逼近值。不过，ANC 法只能实时检测谐波电流，不具备提前预测能力。

(2) 自适应 FIR 预测滤波器

基于 FIR 结构和 LMS 算法的自适应滤波器原理如图 4-8 所示。

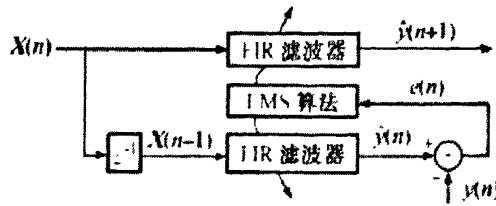


图 4-8 改进自适应 FIR 预测滤波器原理框图

采用自适应 FIR 预测滤波器能够提前 1 个采样周期预测谐波电流信号，但是目前已有的算法计算量都太大，难以在现有的控制器硬件条件下实现。

4.4.4 模拟滤波器谐波检测方法

早期的谐波检测都是基于频域理论，即模拟滤波器原理。模拟滤波器分为两种：一种是滤除基波电流分量，剩下的就是谐波电流分量；第二种是通过带通滤波器得出基波分量，与被检测电流相减，从而得到谐波电流分量。模拟滤波器的原理和电路简单，造价低，对一些固有频率的谐波能起到较好地滤除效果，但缺点是误差大，实时性差，对参数十分敏感，当电网频率发生微弱变化时，测量精度会受到影响。随着谐波检测要求的不断提高，该方法不再优先选用。

4.4.5 小波变换理论谐波检测方法

小波变换是指时间和频率在局域变换，小波变换克服了傅里叶变换在频域完全局部化而在时域完全无局部化的缺点，能有效地从信号中提取有用的信息，再通过伸缩和平移等运算功能对函数或信号进行多尺度细化分析。小波变换能将高次谐波变换投影到不同的尺度上，会明显地表现出高频、奇异高次谐波信号的特性，特别是小波包具有将频率空间进一步细分的特性，从而为谐波分析提供了可靠依据，因此有“数字显微镜”的美誉。

对含有谐波的电流信号进行正交小波分解，可以分析电流信号的各个尺度的分解结果，利用多分辨的概念将低频段上的结果看作不含谐波的基波分量。利用软件构成谐波检测环节，能快速跟踪谐波的变化。小波变换不但适用于稳态信号，还适用于时变信号。尤其对波动的谐波有很大的优越性^[35]。

4.4.6 基于神经网络谐波检测法

近年来，神经网络(Neural Network, NN)发展迅速，它在计算能力、逼近能力和动态网络的稳定性分析等方面取得了一定的成果。神经网络主要应用于对谐波源进行辨别，对电力系统谐波进行预测和测量。目前，神经网络一方面是基于多层前馈网络 NN 的电力系统谐波检测，通过构造特殊的多层前馈神经网络，建立相应的谐波测量电路，另一

方面是将 Adaline 神经网络和自适应对消噪声技术相结合进行谐波检测, 将 ADLINE 矩阵作为输入, 建立测量电路, 利用 Delta 算法调节权值和阈值, 自适应能力较强。

NN 谐波检测方法的优点是计算量小, 精度高, 实时性好抗, 干扰性好, 不仅对周期性变化的电流具有很好的跟踪性能, 还对非周期性变化的电流也能快速跟踪, 另外, 对高频随机干扰有良好的识别能力, 但是 NN 在工程应用上还存在很多问题, 比如没有规范的 NN 构造方法, 需要大量的训练样本。因此, 很少在工程应用中使用。

4.4.7 基于补偿电流最小原理的谐波电流检测方法

基于补偿电流最小原理的谐波电流检测方法,是利用人工神经网络来实现的检测法。在此基础上构成的 APF 具有自适应功能。不仅对周期变化的畸变电流有很好的补偿特性,而且对突变电流能快速跟踪,不仅适用于单相,而且适用于三相电路。

图 4-9 给出了一种 CMAPF 的电路结构图。图中 PWM 主电路是由功率半导体开关元件(如 IGBT 等)组成的双向桥式变流器, 根据期望补偿电流信号产生实际补偿电流 i_{a1} 有功电流检测网络 N 根据补偿电流最小原理检测补偿电流信号 i_{a1} 。构成网络 N 的方法很多, 比如可直接由硬件电路和负反馈控制电路等构成。本文考虑用人工神经网络(ANN)来实现, 这是由于 ANN 具有自学习自适应能力, 在优化计算和自适应控制方面已有成功的应用。

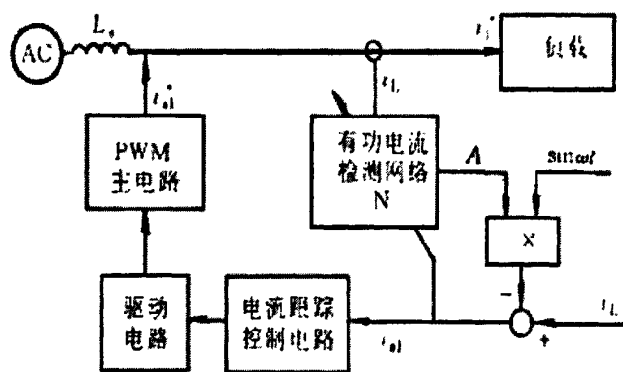


图 4-9 CMAPF 电路结构图

能实现网络 N 功能的 ANN 模型很多,从精度和实时性方面考虑,本文选用前向三层人工神经网络,结构如图 4-10 所示。图中输入层(缓冲层)节点数为 n ,隐层节点数为 m ,激活函数采用 S 型函数,输出层节点数为 1,激活函数是线性函数。

通过采用误差反转和最速下降法导出了 ANN 的权值调整公式。经过试验, 这种方案不仅对周期性变化的电流具有很好的跟踪性能, 还对非周期性变化的电流也能进行快速跟踪, 对高频随机干扰有良好的识别能力。

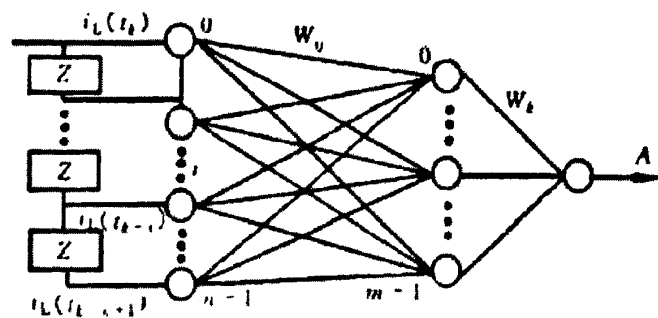


图 4-10 三层人工神经网络

4.4.8 单相电路谐波及无功电流的检测方法

电力有源滤波器是一种新型电力电子装置，其作用主要是抑制电网谐波，并可同时补偿电网无功功率。为得到理想的补偿效果，必须迅速准确地检测出电网谐波及无功电流。

以往的检测方法中，以 Fryze 功率定义为基础的检测方法，是建立在平均功率基础上的，至少延时一个周期，且只能同时检测出谐波及无功电流。

20 世纪 80 年代以来，Czarnecki 等重新定义了功率量，对电流进行了新的分解，但仍是以前平均功率为基础检测谐波和无功电流。

用傅里叶分解的方法检测时，需要一个周期的电流值，加之计算量较大，延时也在一个周期以上。

1984 年赤木泰文提出的三相电路瞬时无功功率理论成功应用在检测三相电路谐波及无功电流中。此后多位学者对该理论进行过讨论，但未能使其适用于单相电路。本节在该理论的基础上，对单相电路电流进行分解，提出一种单相电路谐波及无功电流检测的方法。

在三相电路中，各相电压、电流波形相同，相位相差 120° ，如能构造一个与单相电路的电压、电流类似的三相系统或两相系统，就可使用三相电路瞬时无功功率理论。基于这个构想，提出以下三种方法：

- (1) 由单相构造时，三相电流需变换至两相，若单相电流发生变化，要过 240° 才能在三相中反映出来，即构造方法有 240° 的延时。
- (2) 单相构造两相电流，可准确得出各电流量，延时缩短为 90° 。
- (3) 三相三线制电路中，两个电流是独立的，可算出另一个电流，这样构造三相的延时进一步缩短为 60°

4.4.9 基于加窗插值 FFT 谐波的检测方法

传统的谐波测量方法是用快速傅里叶变换（FFT）处理离散化的信号，取得信号各

次谐波的频率、幅值和相位。如果测量时间严格是信号周期的整数倍，就可以获得高的测量精度。但是，电网频率是不断波动的，被测信号中还含有非整数次的谐波，采用了跟踪锁相技术后很难实现同步采样，容易产生泄漏误差。加窗插值 FFT 理论正是在这个背景下提出的，包括加窗和插值算法两部分。

提高频谱分析精度的关键就在于如何尽可能减小长范围泄漏和短范围泄露。通常长范围泄漏可通过采用性能优良的窗函数或增加测量时间来解决，而短范围泄漏则采取插值的方法加以克服。

在信号测量中应用较多的窗函数主要有三种：第一种窗具有旁瓣幅值衰减最快的特点；第二种窗在旁瓣幅值一定时具有最小的主瓣宽度；第三种则是上述两种窗的折衷。

一般电网信号主要含有整数次谐波，我们重点研究一类基于余弦窗的组合窗。这类窗的特点是选取观测时间只要是信号周期的整数倍，频谱在各次整数倍谐波频率处幅值为零，即使信号频率作小范围波动，泄漏误差也较小^[36]。

4.5 滤波器未来发展趋势

目前国内市场上主要以无源滤波为主；国际上以 ABB、ABLEREX（爱普瑞斯）、诺基亚、施耐德（梅兰日兰）、西门子为代表，国内以山大华天，哈工大、西安赛博、南京亚派为代表，另外清华大学电机系研制的 CleanPower 系列有源电力滤波器在自适应能力，稳定性以及对各种延时的最优补偿方面有了长足的进展，成为了最先进的产品之一。随着电力电子技术的进步，有源电力滤波器以其巨大的技术优势、强大功能、逐渐下降的价格，必将最终取代传统的电容型无功补偿装置，占据市场主流。

APF 在未来的发展趋势如下：

（1）通过采用 PWM 和可提高开关器件等效开关频率的多重化技术，实现对高次谐波的有效补偿。当 APF 的容量小于 2MVA 时，通常采用 IGBT 及 PWM 技术进行谐波补偿。当容量大于 5MVA 时，通常采用 GTO 及多重化技术进行谐波补偿。

（2）大功率滤波装置从经济上考虑，可以采用 APF 与 LC 无源滤波器并联使用的混合型有源滤波系统，以减小 APF 的容量，达到降低成本、提高效率的目的。其中 LC 无源滤波器用来消除高次谐波分量，APF 用来补偿低次谐波分量。

（3）从长远角度看，随着大量换流器用于变频调速系统，其价格必然下降。同时，随着半导体器件制造水平的迅速发展，尤其是 IGBT 的广泛应用，混合型有源滤波系统低成本的优势将逐渐消失，而串-并联 APF 由于其功能强大、性价比高，将是一种很有发展前途的有源滤波装置。

（4）可以通过单节点单装置的装设，达到多节点谐波电压的综合治理。APF 的出现，使电力系统谐波治理朝着动态、智能、经济效益好的方向发展。

第五章 总结与展望

5.1 总结

本文从电力电子技术的研究背景、国内外研究现状和研究意义开始，详细叙述了感应加热电源、功率因数补偿、谐波治理技术的发展现状，目前所采用的技术以及将来的发展趋势，并主要完成了以下几个方面的工作：

➤ 描述了国内外感应加热电源的发展历史和现状，介绍了感应加热的基本原理，比较了电压型逆变器和电流型逆变器的性能，研究了目前感应加热电源的拓扑结构，对感应加热电源技术进行了分析，介绍了感应加热电源负载匹配方法中的静电耦合法、电磁耦合法和脉冲屏蔽法，介绍了新型感应加热电源的研究，预测了未来感应加热电源的发展趋势。

➤ 概括了功率因数、无功补偿的概念，介绍了改善功率因数的方法，详细介绍了 PFC 技术的发展和前景，常用 PFC 技术，介绍了 APFC 技术，APFC 的分类，APFC 的控制策略，APFC 的两级和单级电路结构，PFC 技术未来的发展趋势以及无功补偿的研究方向。

➤ 描述了国内外谐波问题的现状，介绍了谐波的基本概念，谐波的危害、产生，谐波抑制的措施，介绍了 LC 滤波装置和有源电力滤波器的发展过程，介绍了有源电力滤波器的控制技术，介绍了傅里叶变换、瞬时无功功率理论、自适应控制理论、基于模拟滤波器理论、小波变换理论等谐波电流检测方法，并预测了谐波抑制技术未来的发展方向。

在进行本次毕业设计（论文）的过程中，需要归纳、总结的内容比较繁杂，比如串联谐振逆变器常用功率调节法、感应加热电源负载匹配法、无功优化算法、谐波抑制方法、谐波检测的方法等，这些内容不仅需要花费大量的时间和精力去了解和掌握，而且还要在这个基础上预测今后发展趋势，因此进行毕业设计（论文）的过程中一定有总结不到或者不当的地方；本次论文我还掌握了 PFC 和 APFC 技术的原理、结构和控制方法；在谐波检测的过程中，对傅里叶变换的谐波测量方法有了更进一步的了解，谐波检测过程中的方法有：瞬时无功功率理论、自适应理论、模拟滤波理论、小波变换理论、神经网络理论、基于加窗插值 FFT 谐波检测方法等，在对大量资料进行整理的过程中，我学习到了很多的专业知识，这些都为今后从事这个领域的教学、研究积累了宝贵的经验。

5.2 展望

随着电力电子技术的不断发展，感应加热电源将朝着高功率因数、低谐波、高频化、

大容量化、数字化、智能化控制、最佳负载匹配的方向发展，从早期的低频率、低容量到现在各类高频率、大容量电力电子器件的广泛应用，使得感应加热电源技术成为一个热门研究领域。今后感应加热电源的发展前景十分广阔，应用领域将不断拓宽。APFC 技术凭借其体积小，重量轻，功率因数高等优势，将会成为未来功率因数校正技术的研究方向。有源电力滤波器（APF）是一种用于动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置，它能够对大小和频率都变化的谐波以及变化的无功进行补偿，尽管它的结构复杂、设备费用高，但有源滤波器将成为今后发展的趋势。谐波检测技术会随着电力电子技术的发展不断进步，通过采用多重化技术，实现对高次谐波的有效补偿。大功率滤波装置从经济上考虑，可以采用 APF 与 LC 无源滤波器并联使用的混合型有源滤波系统，以减小 APF 的容量，达到降低成本、提高效率的目的。从长远角度看，APF 的出现，使电力系统谐波治理朝着动态、智能、经济效益好的方向发展。

我校这方面发展处于刚刚起步阶段，学科水平较低，承担重大科研项目非常少，缺乏有一定影响的学术带头人，经费方面也存在不足，可以说已经晚于同行。在进行毕业论文的过程中，我个人认为电力电子技术的发展前景广阔，与其密切相关的感应加热电源、功率因数补偿、谐波治理技术将会在未来几年迅速发展，得到越来越多的关注，并取得日新月异的变化。我校应该引进和吸纳一部分从事这方面研究工作的优秀人才，通过设立与之相关的机构，建立起一支研究方向明确、学历层次稳定的科研团队，通过定期指派专人到国内、国外进修，不断接触新知识，并通过专题立项等形式将先进的理念和技术运用到实际的研究工作中来。建议研究方向可以从感应加热电源拓扑结构、负载匹配、PFC 软开关技术和拓扑结构、串-并联 APF 入手，努力提高我校在电力电子技术方面的研究。

致 谢

在学业即将完成之际，首先我要感谢我的指导老师李宏教授，感谢他三年来对我的指导和帮助，由于我的本科专业是计算机科学与技术，研究生考取的是检测技术与自动化装置专业，因此在毕业设计（论文）题目及内容的选择上，李老师花费了大量的心思，给予了我很多的支持与鼓励，在写论文的过程中，李老师主动地帮我收集了一些资料，不厌其烦地修改我的目录和论文，细心的审核论文的整体结构，最终才使我比较顺利的完成了毕业论文。李宏老师严谨的治学态度和广博的学识使我终生受益，在此表示衷心的感谢！

在论文的写作工程中，我也得到了杨宏亮同学很大的帮助，他对本论文提出了许多积极的意见，他严谨、踏实的作风，以及解决问题、分析问题的能力是我今后学习的榜样，他乐于助人的精神也让我深深感动，在此对他表示感谢！

感谢电子工程学院所有同事和前辈们的指导，感谢我实验室的同学们，感谢西安石油大学对我的培养与教育！今后，我会用勤奋的工作态度和积极的进取精神来报答母校对我的培育之恩。

最后感谢我的爱人及家人在生活上给予我的大力支持和鼓励！谢谢！

参考文献

- [1] 俞勇祥, 陈辉明. 感应加热电源的发展[J]. 金属热处理. 2000, (8), 28~31.
- [2] 田志明, 杨哲, 胡彩娥. 感应加热变频电源综述[J]. 变频技术应用. 2008, (6), 3~6.
- [3] 冯玉生, 李宏. 电力电子变流装置典型应用实例[M]. 北京: 机械工业出版社. 2008: 31~32, 124~125.
- [4] 张志娟, 侯立群. 电力电子技术在感应加热电源中的应用[J]. 应用能源技术. 2000, (5): 41~43.
- [5] 吴兆麟, 林刚, 兰奎. 串联逆变式高频感应加热电源[J]. 电力电子技术. 1994, (1): 18~22.
- [6] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社. 2000. 161~192.
- [7] 高迎慧, 彭咏龙. 感应加热电源的负载匹配方案[J]. 电源技术应用. 2005: 1~19.
- [8] 吴兆麟, 袁俊国, 等. 高频感应加热装置的负载匹配方法[J]. 电力电子技术. 1999. (4): 29~32.
- [9] 王建, 王宏, 等. 感应加热用 IGBT 超音频电源[J]. 热加工工艺. 2001, (4): 68~69.
- [10] Loveless Rudnev Alert Dyer, 周大振, 等. 领先的感应加热处理设备[J]. 国外金属处理. 2000, 21(1): 33~36.
- [11] 韩越. MOS 感应加热高频电源的状态保护设计[J]. 冶金设备. 2002, (4): 67~43.
- [12] 王生德, 翟玉. MOSFET 高频感应加热电源的研究[J]. 郑州大学学报(自然科学版). 2001, (03): 45~49.
- [13] 白平. 超高频感应加热电源的研究[D]. 四川大学. 2005.
- [14] 沈锦飞, 惠晶, 吴雷. 2MH/1kW 超高频感应加热电源[J]. 电力电子技术. 2002, (6): 13~15.
- [15] 饶益花, 朱荣辉, 赵立宏. 全固态高频感应电源的研究[J]. 南华大学学报. 2003. (4): 60~64.
- [16] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M]. 电子工业出版社. 2001.
- [17] 胡刚, 陈为. IGBT 高频感应加热电源的研制[J]. 青岛科技大学学报. 2003.
- [18] 陈维, 李敏远. IR2110 的功能及其在高频感应加热电源中的应用[J]. 常德师范学院学报. 2000, (1): 57~64.
- [19] 王兆安, 刘进军. 电力电子装置谐波抑制和无功功率补偿的进展[J]. 电力电子技术. 1997, 31(1): 100~104.
- [20] IEC.D, 60555, Sturbances in Supply System Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment, International Electrotechnical Commission Publication, 1982.
- [21] IEEE, 60519, ANSI/IEEE Standard Recommended Practices and Requirements for

Harmonics Control in Electrical Power System, 1992.

- [22]刘兆荣.载波相移级联型多电平变流器及其在 APF 中的应用.[硕士学位论文].杭州.浙江大学.2005.
- [23]林雯, 齐长远.有源功率因数校正技术[J].电源技术应用.1998, (2): 53~55.
- [24]王广柱.并联型有源电力滤波器电流控制的等效原理[J].中国电机工程学报.2006, 26(15): 40~45.
- [25]Abraham J. Visser, Johan H. R. Transformerless Series Sag Compensation With a Cascaded Multilevel Inverter, IEEE Transaction on IE. 2002, 49(4): 824~831.
- [26]刘霞.单相有源功率因数校正电路研究.[硕士学位论文].成都.西南交通大学.2005.
- [27]贺蓓.单相级联逆变器的控制技术研究.[硕士学位论文].南京.南京航空航天大学.2006.
- [28]丁凯, 陈允平, 王晓峰, 等.并联型有源电力滤波器直流侧电压的相关问题探讨[J].电工技术杂志.2002, 10(10): 27~29.
- [29]王兆安, 杨军, 刘进军.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京: 机械工业出版社.1998: 167~258.
- [30]林海雪.电力系统中的间谐波问题.供用电.2001, 18(3): 6~9.
- [31]George J. Wakileh 著, 徐政译.电力系统谐波-基波原理、分析方法和滤波器设计[M].北京: 机械工业出版社.2003, 23~59.
- [32]王广柱.有源电力滤波器谐波及无功电流检测的不必要性(一)[J].电工技术学报.2007, 22(1): 137~141.
- [33]肖雁鸿, 毛筱, 周靖林, 等.电力系统谐波测量方法综述[J].电网技术.2002, 26(6): 61~64.
- [34]Chu R F, Burns J J. Impact of cycloconverter harmonics. IEEE Transaction on Industry. 1989, 25(3): 427~435.
- [35]薛慧, 杨仁刚, 罗红.利用小波包变换实现电力系统谐波分析[J].电网技术.2004, 28(5): 41~45.
- [36]祁才君, 王小海.基于插值 FFT 算法的间谐波参数估计[J].电工技术学报.2003, 18(1): 92~95.

攻读硕士学位期间发表的论文与著作

- [1] 唐媛芬, 李宏, 杨宏亮. 电力电子技术的发展给感应加热电源带来的机遇与挑战[J]. 工业加热. 2010, 6~9.
- [2] 李宏, 唐媛芬. 常用晶闸管触发器集成电路及应用[M]. 北京: 科学技术出版社. 2010, 12. 第4章.
- [3] 李宏, 唐媛芬. MOSFET、IGBT 驱动集成电路及应用[M]. 北京: 科学技术出版社. (待出版). 第2章.