

清华大学

综合论文训练

题目：能量路由器控制策略理论与仿真分析

系别：自动化系

专业：自动化

姓名：郝传统

指导教师：曹军威研究员

2016年6月6日

关于学位论文使用授权的说明

本人完全了解清华大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留学位论文的复印件，允许该论文被查阅和借阅；学校可以公布该论文的全部或部分内 容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存该论文。

(涉密的学位论文在解密后应遵守此规定)

签名：____ 导师签名：_____ 日期：_____

中文摘要

能量路由器是能源互联网的核心部分。本文从架构、路由决策、核心技术与核心器件等四个方面详细阐述了能量路由器国内外发展状况与研究进展。对低压能量路由器样机的控制策略设计展开了研究。为增加系统控制的灵活性，将能量路由器中整流模块与逆变模块分开控制，分别建立数学模型与进行控制策略的设计。为验证所提出控制策略的有效性，利用 PSCAD 仿真软件搭建了独立与综合的仿真模型。仿真结果表明，所提出控制策略能够实现低压能量路由器样机能量传输、多接口协同工作等基本功能。

关键词：能源互联网；能量路由器；整流器；逆变器；PSCAD 仿真

ABSTRACT

Energy router is the core part of the energy Internet. In this paper, the development status and research progress of energy router at home and abroad are discussed in detail from four aspects: architecture, routing decision, core technology and core components. The control strategy design of the prototype of the low voltage energy router is studied. In order to increase the flexibility of system control, the rectifier module and inverter module are separately controlled, and the mathematical model and the design of control strategy are established respectively. In order to verify the effectiveness of the proposed control strategy, an independent and integrated simulation model is built by using PSCAD simulation software. The simulation results show that the proposed control strategy can achieve the basic functions of the low voltage energy router.

Keywords: Energy Internet; energy router; rectifier; inverter; PSCAD simulation

目录

第 1 章 引言	1
1.1 课题背景	1
1.2 能量路由器研究进展	2
1.2.1 路由器架构	2
1.2.2 路由决策	8
1.2.3 物理层核心技术	9
1.2.4 路由器核心器件	12
1.3 本文研究内容	15
第 2 章 低压能量路由器样机电路分析	16
2.1 三相 PWM 整流器模块	16
2.2 三相 PWM 逆变器模块	18
第 3 章 低压能量路由器样机控制系统设计	20
3.1 三相 PWM 整流器控制系统	20
3.1.1 三相 PWM 整流器电路模型	20
3.1.2 三相 PWM 整流器电路控制策略	26
3.1.3 三相 PWM 整流器控制器设计	28
3.2 三相 PWM 逆变器控制系统	30
3.2.1 三相 PWM 逆变器电路模型	30
3.2.2 三相 PWM 逆变器电路控制策略	32
3.2.3 三相 PWM 逆变器控制器设计	33
第 4 章 仿真实验结果及分析	35
4.1 仿真实验模型	35
4.2 模块分立仿真	38
4.2.1 三相 PWM 整流器模块	38
4.2.2 三相 PWM 逆变器模块	45
4.3 多端口综合仿真	49
4.3.1 单端口输电多端口配电模式	49
4.3.2 多端口输电单端口配电模式	49
4.3.3 多端口输电多端口配电模式	52

第 5 章 总结与展望	54
5.1 本文工作总结	54
5.2 未来工作展望	54
插图索引	55
表格索引	58
参考文献	59
致谢 63	
声明 64	
附录 A 外文资料的书面翻译	65

第1章 引言

1.1 课题背景

自 1995 年以来，每年一度的世界气候大会围绕气候变化与环境治理等主题，制定各国需遵守的公约与制度。2015 年巴黎气候大会针对如何应对气候变化、提升经济绿色水平，实现人类可持续发展，提出了引领全球进入低碳时代的目标。要实现这个目标，能源转型显得尤为重要。在全球范围内，以光伏发电、风电和生物质发电等为主的新能源技术与产业正被迅速推广开来，在二次能源中的比例稳步提升。随着信息与互联网技术的发展成熟，科学家们通过把新能源与互联网技术融合起来，找到了实现低碳、绿色能源消费的有效途径。在能源领域，能源互联网是一个新开创的理论，最早在《The Third Industrial Revolution》中提出。作者 Jeremy Rifkin 认为，它将为人们提供绿色、低碳、高效与共享的能源新理念。能源基础设施与信息高度融合是能源互联网的一个主要的特征。能源互联网的基础设施呈现分层分级的特点，如图 1.1 所示，微网、城市网与广义的 Internet 是能源互联网自下而上的网络层级。不同于传统电网的能量管理技术，能源互联网架构下的能量具有双向流动、交易自由和新能源自主接入等新特点。能量路由器技术适应了能源互联网对能量管理的新需求，发展能量路由器技术是能源互联网时代的必然要求，具有重要的理论意义与应用价值。

能量路由器的概念源于能源互联网。将近 10 年前，西方科学家们已经在探索微小型能源互联网络的实现机制。美国、欧洲和日本等国研究人员先后提出了各自的能源互联网概念及能量路由器的定义，下面列出比较明确给出“能量路由器”定义的研究。

包括上述能量路由器表述在内，表 1.1 给出了全球范围内能量路由器的主要案例与概念。

随着分布式能源、微网等技术的发展，大量供能或耗能设备需要连接到能量传输网络中，传统输电网无法满足各类能源广泛接入的需求。参考互联网中网关设备的原理及作用，为使能源网络能够高效联合沟通、能源共享和智能控制，该领域的研究人员对“能量路由器”展开了理论与应用研究。

表1.1 能量路由器原型案例与定义

项目或研究主体	时间	定义名称	核心特征
美国国家科学基金项目“未来可再生电力能源传输与管理系统”	2008年	Energy Router ^[1]	固态变压器的应用
加利福尼亚大学伯克利分校	2011年	智能电源开关 (IPS)	以信息为中心
Stem	2012年	智能电池	从储能的角度实现路由功能
德国联邦经济技术部与环境部	2008年	E-Energy	信息通信技术+分布式新能源
瑞士联邦理工学院	2008年	Energy Hub	一个信息中心+超短期负荷预测
日本 VPEC 公司	2013年	电力路由器 ^[2]	基于“IP地址”识别技术

能量路由器是能源生产、分配形式升级的必然产物，是能源互联网必不可少的组成部分，其在能源互联网中的应用效果如图 1.2 所示。与路由设备在互联网中的功能类似，能量路由器是能量转发、缓存、交易的节点，同时也能对电能质量进行有效的控制。针对分布式能源的特点，能量路由器需要做到即插即用，具备高度的可扩展性，有助于实现能源互联网“开放、互联、对等、分享”的理念。

1.2 能量路由器研究进展

1.2.1 路由器架构

能量路由器需要控制能量的传输，为方便不同功率参数的分布式能源的合理接入，连接主体网络和局域网中的大量终端，电力电子功率变换是必不可少的功能。作为能量路由器的基础，电力电子功率变换大大增强了能量传输的可控性，同时为不同类型的交直流电力设备提供相应的电气接口^[3]。相关研究人员在功率变换架构方面取得了大量的进展。

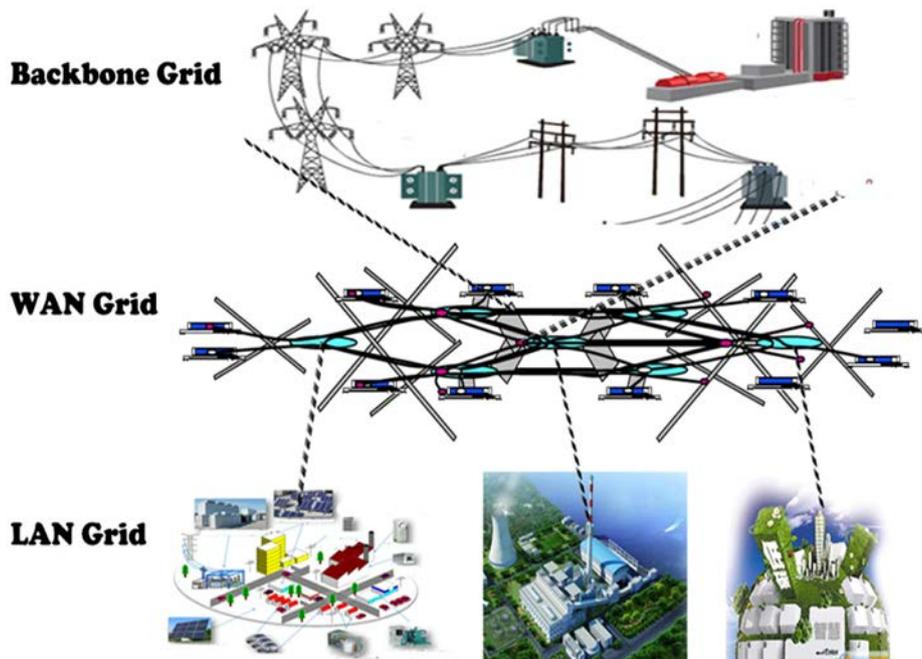


图1.1 能源互联网架构图

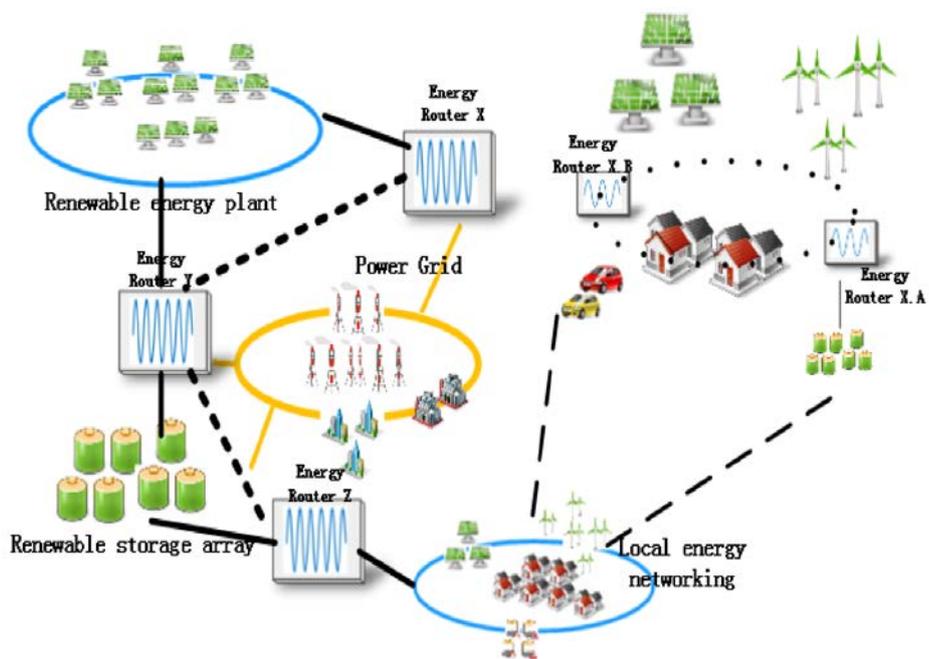


图1.2 能量路由器应用效果图

图 1.3^[4,5]所示的结构为欧洲 UNIFLEX-PM 系统使用的背靠背多电平变换器单相结构^[4,5]。该系统可以容许功率多向流动、也能在很大程度上调节电能质量，

但是该结构没有直流母线输出，在可再生能源及分布式储能装置的接入方面存在一定的困难。

美国电科院(EPRI)研制了 IUT 结构变压器^[6,7]，以替代传统变压器。隔离部分的 DC-DC 变换使用谐振变换器，并采用碳化硅二极管整流电路，输出部分用全桥逆变电路，得到交流电信号。IUT 结构变压器能快速转换高、低压，可同时接入直流模块或交流模块，可以实现能量路由器的基本功能，存储适当的能量。然而，该结构中整流电路采用二极管实现，能量只能单向传输，使能量路由器的灵活性大大降低。

在文献[8]中，作者提出了包含电力电子变换器和高频变压器的更完备的架构。前者进行能量转换、功率保护和控制；后者用来实现电气隔离和转换电压水平。核心模块的电路拓扑主要有 DC-DC 和 DC-AC-DC 两种连接形式。这种结构可以实现功率因数的调节，隔离部分的存在防止谐波的双向流动。但由于没有实时通讯，该架构对更复杂的情况难以做出有效地反应，还存在较大的改进空间。

针对近年来高速发展的微网技术，文献[9]为我们展现了一种基于交直流混合微网的能量路由器架构，由交直流母线、逆变器以及功率变换器构成。这种构架具有诸多优点：双向交直流变换器与储能模块能协同工作，使分布式发电设备的不稳定输出对输电网的伤害大大降低；该架构能使负载使用可再生能源供能的限度发挥到最大，除此之外，合理使用储能模块也能使能量潮流得到控制；分布式能源及储能模块的并联输出控制难题因为直流母线的存在得到了解决；交直流母线间的 DC-AC 变换或 AC-DC 变换可凭借一个双向交直流变换装置完成，在维持母线电压稳定的同时也规避了环流带来的风险。该架构能充分接入各类分布式能源或储能模块，而且物理上容易实现，不失为家庭用能量路由器的一个合适的解决方案。

文献[10]针对电力能源提出了一种能量路由器架构的设想。该架构主要有三个部分，分别为 SST、通讯平台与控制中心，如图 1.4^[10]所示。该架构通过电压调节保证能量分配的平衡，并完全依靠通讯网络实现路由器间的协同。通讯平台使用 UART 串行通道向控制中心传递信息并接收后者发出的指令；控制中心的存在使不论单个微网内还是不同的微网之间的能源传输都得到了保障；控制中心将指令发送至 SST 进行控制，SST 通过调节各级交直流电压控制模块间的电流按需传送，合理配送电能；研究人员还开发了专门的通信协议 DNP3，使能量路由器间相互呼应，协同作用，增强对能量流的控制。

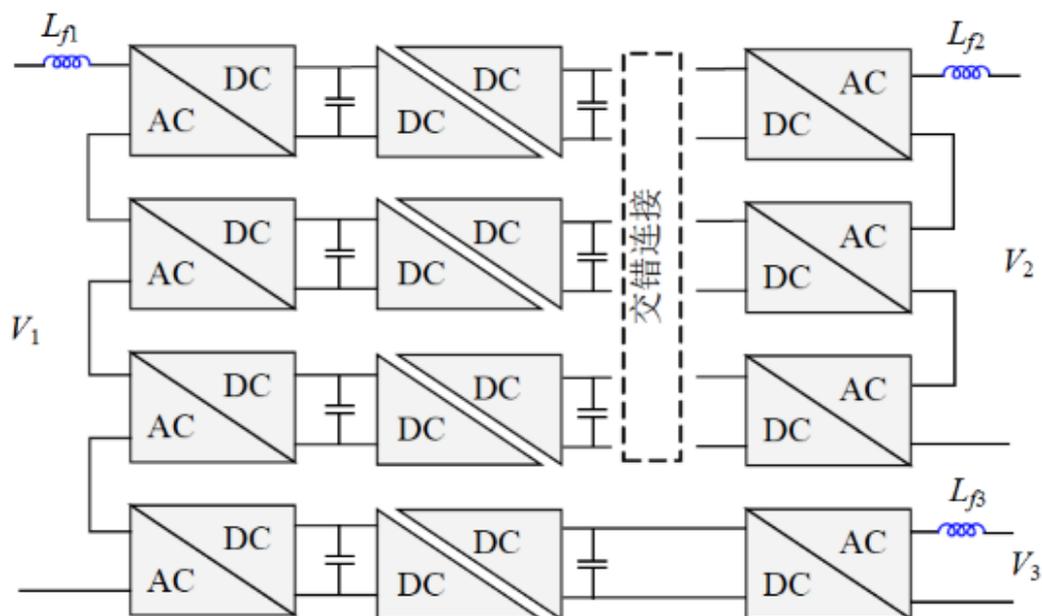


图1.3 多电平变流器单相结构图

文献[1]全面总结了当前能源环境下能量路由器需要具备的功能，包括：可以进行基本功率转换和完善的电能质量管理，能提供双向功率流，配备辅助电源供应结构，有多个确定的即插即用的接口与总线，具有高度开放性，实时汇报信息给终端用户等。为实现上述功能，作者提出了由系统控制器，网络自适应模型，直流母线和多个接口标准的插座和断路器构成的体系结构，如图 1.5^[1]所示。该架构模型能够进行高质量的电源转换，具有即插即用的 MIMO 接口以及整体定制操作系统。能量路由器连接到网络中，与高压传感器、直流整流器、直流变换器、辅助电源系统等，组成一个能进行 DC-AC AC-DC 转换的自适应网络模块，既能为独立设备供电，也能提供与不同的路由器的接口。此方案中，为监测和控制能量实时的转换和用户的调度，能量路由器和最终用户的架构设计严重依赖于它们之间的通信架构。这大大增加了通信架构的复杂性，不仅需要支持实时监控和控制电力运营时间的操作系统，也需要与相联系的用户终端进行实时通讯。

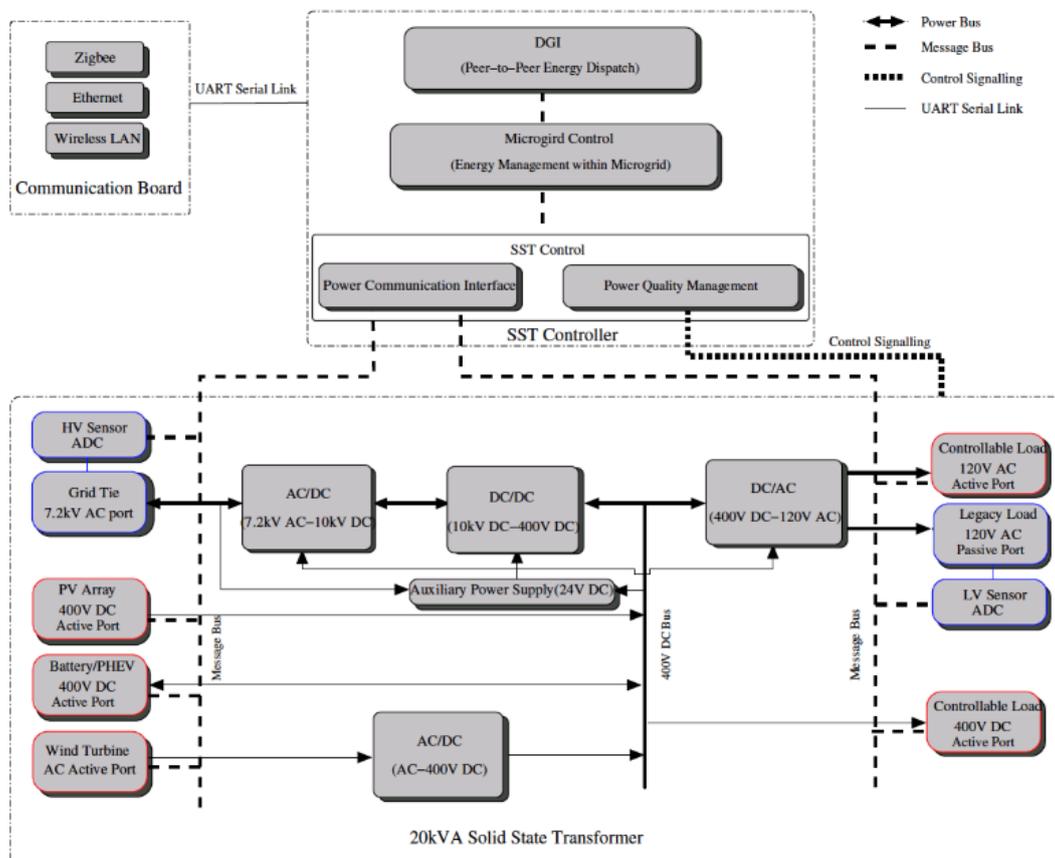


图1.4 基于20kVA固态变压器的能量路由器架构设计图

为使系统更具有鲁棒性，电网系统中部署了很多分配组织与保护的模块，这些模块之间的通信协议是元件级的，来协调模块间的工作。前述两种能量路由器过于依赖通讯架构，如果该架构不能与分配组织及保护的模块协同工作，能源网络会有不可忽略的安全漏洞。针对这个问题，文献[11]提出一个有效的解决方案，即在加强通讯部分的支撑性能的同时，增强保护模块的兼容性。在该文献中，作者把能量路由器的架构规划成两层，如图 1.6^[11]所示。信息支撑层为底层，向上层传递必要的信息，同时兼容底层器件组成保护模块，也提供 Ethernet, AdHoc, CCN, SDN 等通讯接口及协议，保证通信协议兼容和通信方式可靠；功能层能对能源进行控制，并使能量的传送得到优化，也能令整体架构得到必要的保护。能源控制层为上层，在此层结构中接入能源，调节电能质量及改进能源交易模式等。除此之外还有能量控制模块及电力存储模块。该架构不仅能有效的对能源进行控

制，也兼顾了信息模型的优化，保证了各种信息流的高效流动，与此同时，也具备定制化需求管理与网络运行管理等诸多功能。

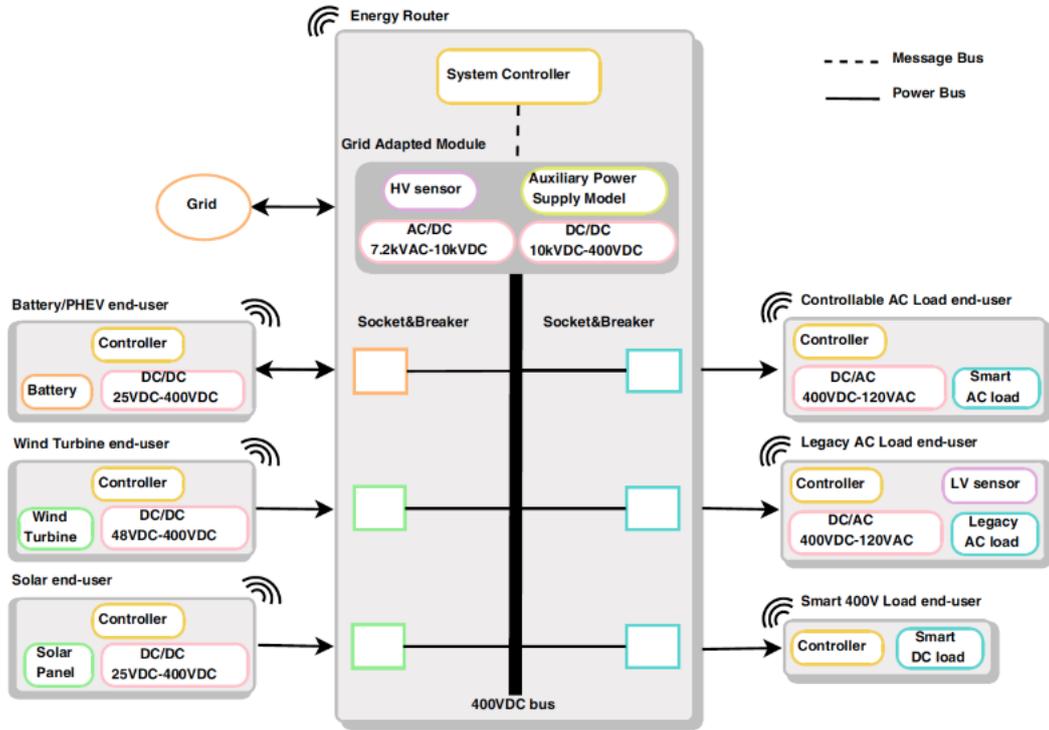


图1.5 能量路由器与用户终端架构图

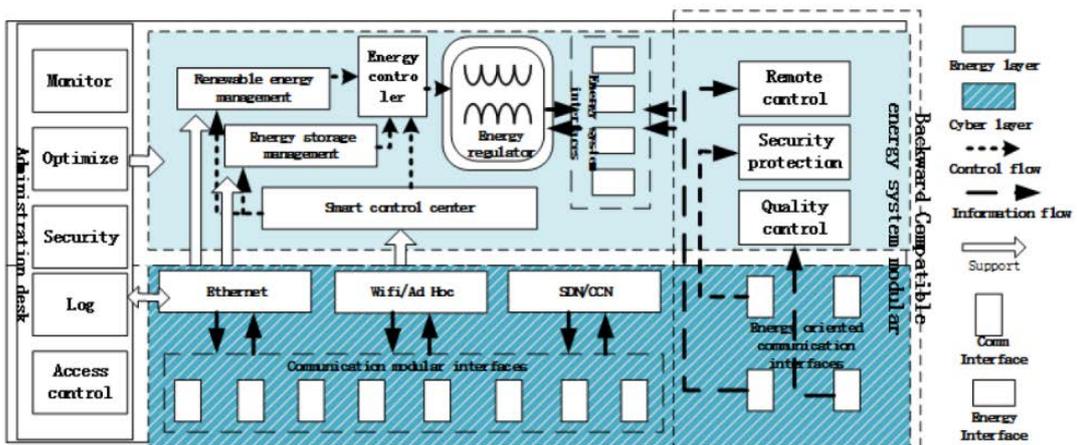


图1.6 能量路由器架构设计图

1.2.2 路由决策

传统的 Internet 的路由效率受多个方面的控制，包括互联网架构、信息传输带宽以及路由器工作模式等。影响能源互联网路由效率的因素更广泛，比如能量储存水平、IGBT 的性能、电能输配送能力等。当前研究水平下的路由策略不能涵盖上述所有条件，默认不同路由器之间是没有差别的，分析研究仅仅在能源互联网架构特性下的路由策略，可以突出重点的研究问题。在能源互联网中，能量以能量信息流(Energy Information Flow, EIF)的形式传输，并可实现传输设备复用与高效化；不再考虑能源互联网中能源形势多样性的影响，仅仅关注电力能源，在能量路由器内储存在能量路由器间传输。

能源互联网中，针对能量传输的拥塞问题，使用最广泛的是最短路径路由策略(Shortest Path Strategy, SPS)^[12]。核心位置的能源路由器会限制能源互联网传送 EIF 的效率，产生“能量传输拥塞”，应用于大电网中，很可能会使处于转换枢纽的能量路由器遭受不可恢复的损坏，甚至会波及电力系统，引发危险。为避免这样的损坏，文献[13]提出了有效路径路由策略(Efficient Path Strategy, EPS)，将原来只存在于枢纽位置的能量路由器上的 EIF 分摊到那些“不繁忙”的路由器上进行分发。SPS 与 EPS 都是面向枢纽位置的能量路由器的路由控制策略，但不可否认，电网中输配电通道的情况也会给 EIF 的转发效率带来影响。文献[14]针对能源互联网的拓扑性能，发表了一种基于边权的路由策略(Edge Weight Strategy, EWS)，对电能在传输过程中遇到的拥堵问题具有积极地意义。

网络中最优通路上的“枢纽位置”会面临相对更繁重的传输任务。“枢纽位置”的能量路由器如果能被充分利用，可以大大提升转发效率。如此则需要对整个能量传输网络中的路由器的实时工作情况有一定的了解，根据这些信息调整某些位置处能量路由器的工作状态，最终得到整体的最优解。文献[14]在只考虑了电能负载均衡的情况下，及时读取附近能量路由器的工作状态信息，提出以相邻路由器负载情况为基础的路由策略(Adjacent Node Load Strategy, ANL)。在解决了上述两种互联网中常见路由策略问题之后，该文献也提出一种基于边权与节点电能负载的综合的路由选路策略(United Routing Strategy, URS)，旨在控制能量流通拥塞问题的同时也能将传输压力适当的分担，提高在能源互联网中的电能传送的效率。

除了上述与传统互联网中应用类似的路由算法之外，针对能源互联网的路由决策研究也有成果可观的进展。文献[15]提出在能量传输网络中，在分布式能源与储能装置跟大电网的连接处接入能量路由器，并采用多媒介方法，对能量传输

网络中的能量路由器传输功能进行规划，实现各控制区域协调运行。并参考运筹学领域中的最小费用流提出了 SPR (Scaling Push-Relabel) 控制策略，来满足适应用户能源的要求、减少能源互联网传输消耗、错峰输配电等多目标的控制要求。

总体来看，有关能源互联网路由决策研究的成果还并不是很丰富，还存在着较大的研究空间。

1.2.3 物理层核心技术

(1) 统一潮流控制器 (UPFC)

UPFC 将静止同步补偿器 (STATCOM) 和静止同步串联补偿器 (SSSC) 的直流侧相连，可以同时或者分别控制电网的电压、阻抗以及相位角等影响输电线路电力潮流的参数。

一般地，UPFC 结构如图 1.7 所示。在正常工作状态下，串联补偿部分 SSSC 的有功功率是从同一线路本身经并联补偿部分 STATCOM 获得的，STATCOM 借助无功功率的控制来实现电压的控制。

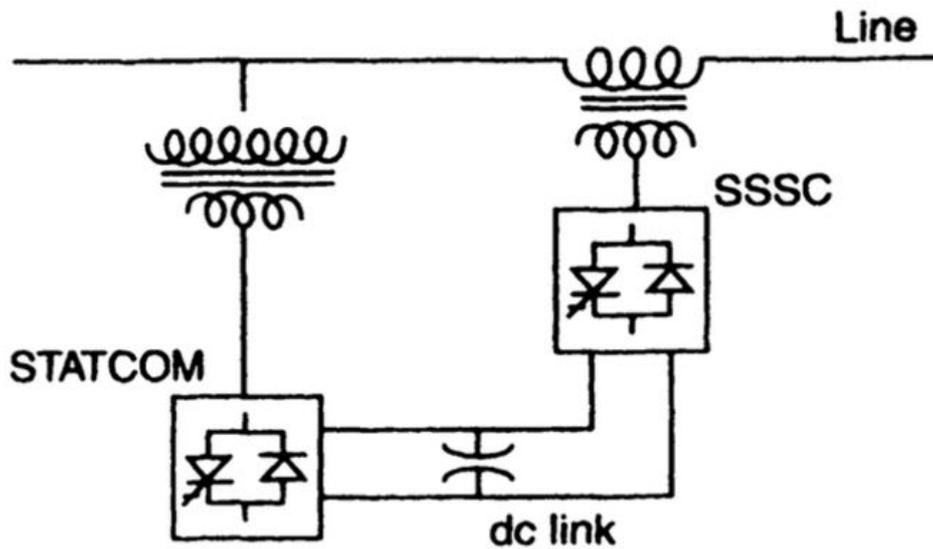


图1.7 统一潮流控制器结构

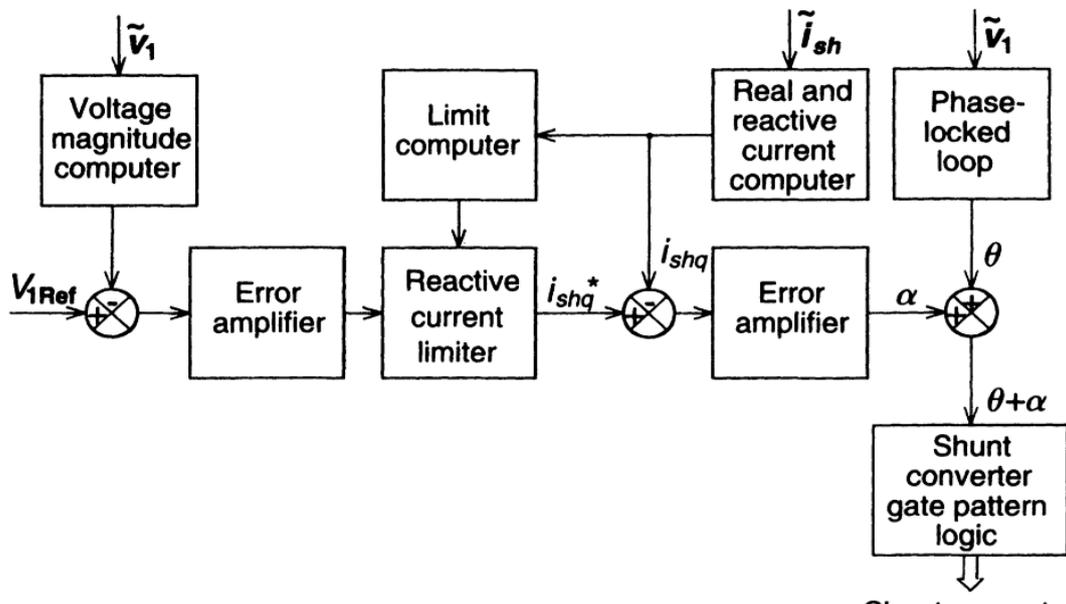


图1.8 UPFC基本的潮流控制框图

UPFC 在柔性交流输电系统等能量传输网络中取得了广泛的应用。通过应用 UPFC，不仅能减少输电时的能量损失以提高输电线路的极限传输容量^[16]，更能对有功功率、无功功率和线路电压进行完全的控制。在葡萄牙的电能传输网络中，研究人员验证了解耦有功无功功率控制器、实时脉宽调制和直流侧电容电压的双平衡对多级 UPFC 直流链在线路故障时电压稳定性的影响，含 UPFC 的输电线路故障分析新型模式识别方法也被提出^[17,18]。模块化多电平换流器（MMC）与统一潮流控制器在电网中的联合应用也体现出了优越的性能。

UPFC 是一种完全控制器，他的控制方法复杂且多样。图 1.8 所示为 UPFC 基本的潮流控制框图。框图中省略了变流器保护部分、运行模式转换、启动和关闭等顺序流程，这在完整的控制系统中都是不可或缺的。

为减少孤岛变电站和多回路配电系统的电路环流以降低它们的线路损耗，文献[19]提出了一种新型 UPFC 控制策略；文献[20]提出了 UPFC 的平滑启动和平滑停运策略，通过控制串联变压器旁路开关在“零电流”开断，使其对换流器的影响最小，同时对交流系统基本没有影响；文献[21]提出了 UPFC 多目标协调控制策略，并采用模糊逻辑设计了附加控制器以实现多目标控制等。

随着能源互联网的发展，传统的统一潮流控制器难以满足更复杂情况的要求，研究人员针对 UPFC 的结构进行了大胆的改进。如对限流式 UPFC 进行了改进，将基于 IGCT 的桥式限流器与 UPFC 结合起来；提出具有短路限流功能的新型

UPFC, 可在电网发生短路故障时保护 UPFC; 传统的 UPFC 必须在串联侧和并联侧分别通过庞大笨重的曲折变压器与电网进行连接, 通过变压器连接不仅造价昂贵, 能量损失大, 占用大量的空间, 易发生故障, 而且响应速度过慢, 针对这些问题提出基于级联式多电平逆变器的新型无变压器 UPFC 拓扑, 结构高度模块化, 重量更轻, 损耗更低, 可靠性和效率更高, 动态响应速度更快, 针对这一新型无变压器 UPFC 的控制策略也有大量成果出现^[22,23]。

(2) 高压直流输电 (HVDC)

高压直流输电 (HVDC) 是另一种属于物理层的能量路由器关键技术, 它抓住了稳定直流电压没有阻抗的特点而进行电力传输。HVDC 含有直流线路, 该直流线路既是整流器的输出, 又是逆变器的输入。HVDC 相对传统的交流输电方式成本更低, 多用于远距离输电。但是, HVDC 作为以直流输电线路为主体的结构, 很难连接支路部分, 因而更适用于点对点输配电^[24]。

研究高压直流输电特性有助于工程人员合理运用该技术, 提高输电效率。针对无源网络供电的双端柔性直流输电系统的小信号稳定性, 文献[25]的作者们经过大量研究, 建立了不受交流系统短路容量限制的整体小信号结构模型, 文献[26]针对通过柔性直流输电系统接入大量可再生能源的交直流联合电力系统, 进行了高级混合暂态和电磁暂态稳定性模拟, 得到了比传统模拟更准确的结果。

在高压直流输电系统控制方面的文献还不是很丰富, 存在着较大的研究空间。文献[27]针对现有的直流电压斜率法和直流电压偏差法两种控制直流电压的方法存在的缺陷, 提出了一种直流电压混合控制策略, 使得直流电压的切换过程更平缓, 并能精确控制电力网络中的有功潮流。文献[28]针对柔性直流输电系统存在的直流电流故障问题, 提出了一种不使用直流断路器的直流故障清除的控制方法。

近年来面向 HVDC 的改进和优化涌现出大量的研究成果: 适用于柔性直流输电电网的新型快速混合式直流断路器能满足其快速切除故障电流的需求, 大大改善了输电网的性能; 针对具有两端非同步测量和非确定性参数的柔性直流输电线路, 基于伯杰龙线性模型的方法能进行时域故障定位; 仅利用单端电流的新型全线路快速保护策略能改善现有的柔性直流输电系统保护系统的低可靠性和低灵敏性^[29-32]。

模块化多电平换流器 (MMC) 是最近兴起的一种电压源性换流器技术, 它将子模块串联起来, 能在高压线路中发挥重要的作用^[33,34]。MMC 在 HVDC 中也有着广泛的应用。

1.2.4 路由器核心器件

固态变压器(Solid State Transformer, SST)也称为电力电子变压器(Power Electronic Transformer, PET)。SST 双边电压、电流以及功率均能被控制;具备自我保护机制,面对突现的电流峰能立刻使器件开路,不需要复杂的继电保护装置。

固态变压器的发展经历了比较长的历史。上世纪七十年代, W.McMurray 首先提出了通过提高频率接入的 AC-AC 结构, 逐渐完善、发展为固态变压器的雏形^[35]。受此结构启发, 八十年代美国发明了基于 AC-AC 变换的 SST。Koosuke Harada 等人在九十年代又设计了新型的结构, 在减小 SST 体积的同时, 也能保持电压电流恒定, 同时可以进行功率因数校正等功能。随后, Moonshik Kang 和 Enjeti 研制出能直接进行直流变换的 SST, 这种结构着眼于提高变压器工作效率。M.D.Manjrekar 和 R.Kieferndorf 等人在 buck-boost 变换器的基础上提出了一种直接 AC/AC 变换结构的 SST^[36]。Ronan 和 Sudhoff 随后设计了一种包括输入级、隔离级和输出级三个模块的 SST^[37], 这是固态变压器领域首次尝试三级拓扑, 能针对降压变压器原、副边对电流电压不同的要求做出调整。上述方案受当时种种因素的局限性, 都没能进入实用阶段^[38]。

美国北卡州立大学的 FREEDM (the Future Renewable Electric Energy Delivery and Management System) 中心研制的第一代固态变压器(solid state transformer, SST)结构^[39], 如图 1.9^[39]所示。该结构采用的元件支持性较差, 导致开关频率较低, 因而搭建的模型体积质量大, 动态特性差。

为了改善性能、提高效率, 该机构研制了基于碳化硅 MOSFET 的新一代固态变压器^[40], 如图 1.10^[40]所示。该结构在第一代的基础上做了全面的升级, 并且预留出了交直流母线, 方便各类能源或储能装置接入。此外, 在能量灵活传送, 电能质量调节等方面, 该架构更能满足能量路由器的设计要求^[41,42]。

类似的, 为适应能源传送网络对路由器容量的要求, Swiss Federal Institute of Technology Zurich 研制出大容量固态变压器^[43], 结构拓扑见图 1.11^[43]。在第一代固态变压器的基础上, 简化了整体结构, 同时提升了输入部分的抗高压水平。

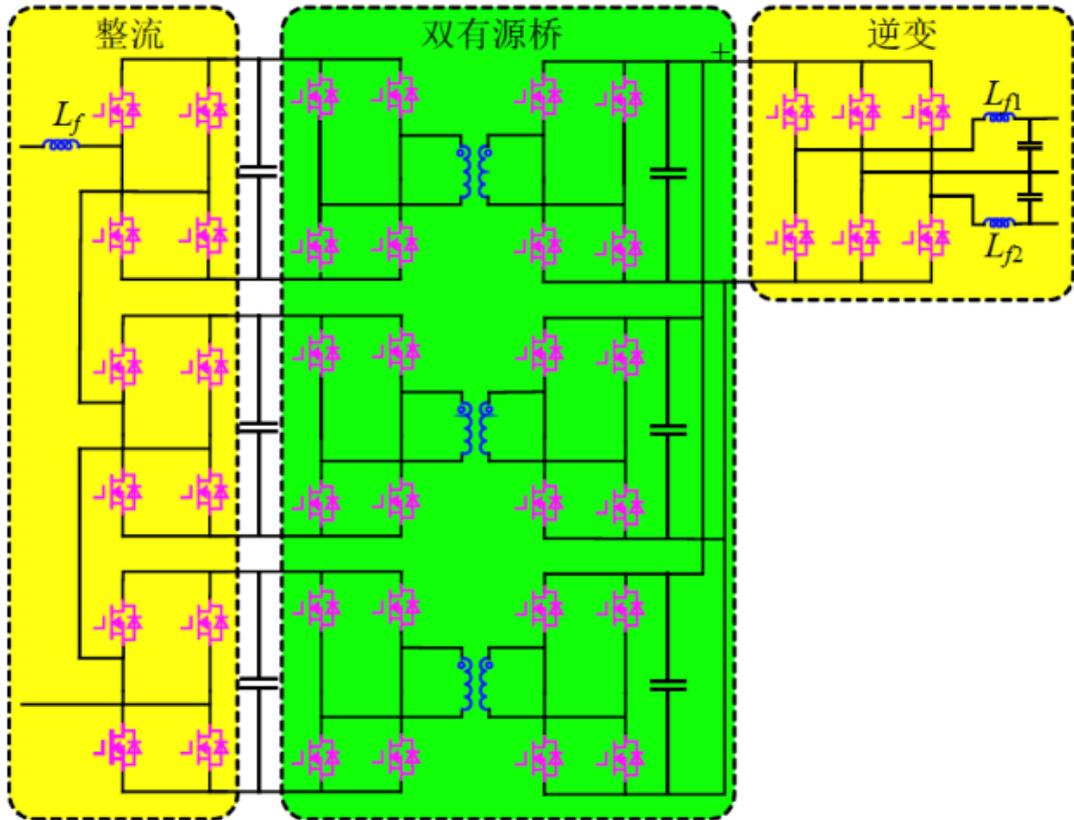


图1.9 第一代固态变压器拓扑图

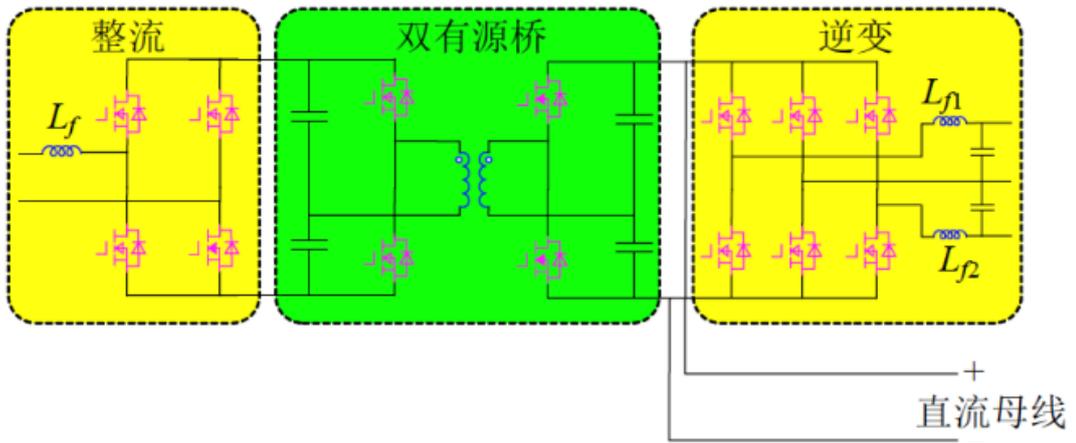


图1.10 第二代固态变压器拓扑图

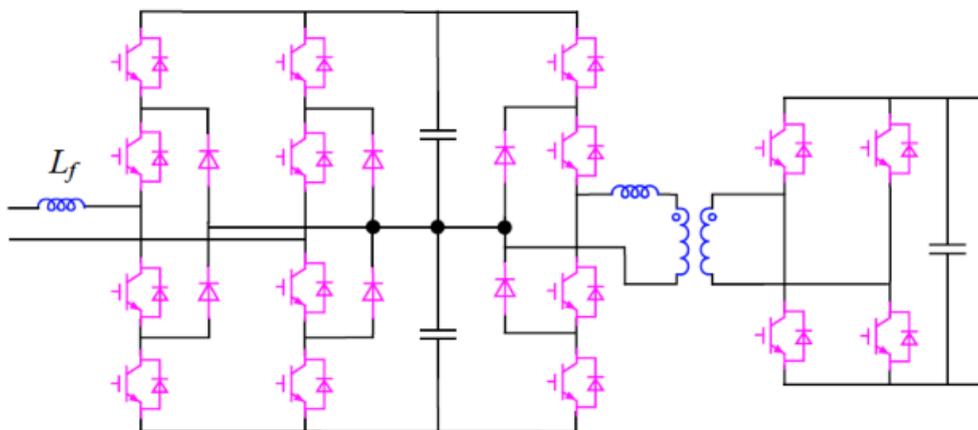


图1.11 1MVA固态变压器拓扑图

近些年，中国才开始对固态变压器进行研究。文献[44]首先将 FREEDM 概念引入，探讨了应用于新型智能微网 FREEDM 的 SST 的拓扑结构、工作原理和控制策略。此外，该文献也从器件选取和连接方式等方面提出了适应国内配电电压等级的可行的改进方法。FREEDM 也被视作一张能源网络，而 SST 作为智能能量管理的关键部分在其中扮演着类似于传统互联网中路由器的角色，将 FREEDM 网络中的分布式可再生能源和储能单元连接起来。

为适应复杂多样的工况，研究人员设计出了多种 SST 结构。为加强输配电网络的可控性和稳定性，解决传统的级联型固态变压器存在级联单元间直流母线电压间不平衡的问题，接入自适应传感器的 SST^[45]和具有电压自平衡能力的级联型 SST 研究^[46]也取得了重大进展。

研究人员发现在相应的控制模式下，SST 可改善电力系统中负载不对称运行下的工况^[47,48]。面对能源网络中的各种扰动，对 SST 采用恰当的控制策略能取得理想的后果。将能量前馈和直接前馈进行结合的新型控制策略，能够极大的提高固态变压器两个直流侧母线电压的动态性能；将电压偏差反馈调节与动态虚拟阻抗控制进行配合不仅能抑制 SST 间环流，同时还提升了 SST 输出电压的稳定性；电压能量平衡控制策略可以实现三相电网电流和每个模块上的直流电压同步平衡^[49-51]。除此之外，SST 在能量传输网络的无功电压优化控制、提高电能质量方面体现出优越性，杜绝了负载冲击对电网的影响^[52]。

SST 在微网中的应用也取得了大量成果。基于混合微电网中高级组件的高频链双向交流固态变压器的实用解决方案，能实现固态变压器在两种运行模式间的

无缝切换的分层电源管理策略，能够充分利用直流微网系统中每个模块且仅依靠自身信息的分布式能量控制策略都大大推动了微网技术的发展^[53-55]。

1.3 本文研究内容

第 1 章，先介绍课题背景，主要介绍了能源互联网的发展历史及现状，阐述了能量路由器研究的意义。接下来，从路由器架构、路由决策、物理层核心技术（UPFC 及 HVDC）与路由器核心器件四方面，对能量路由器的研制进展进行了综述。着重介绍了固态变压器的拓扑结构，并对多种 SST 控制策略进行了介绍。

第 2 章，对低压能量路由器样机各个模块的结构和功能进行了详细的分析，主要分析了三相 PWM 整流器模块和三相 PWM 逆变器模块的工作原理及拓扑结构，并建立相应的电路模型。

第 3 章，对低压能量路由器样机的三相 PWM 整流器模块和三相 PWM 逆变器模块的控制策略进行了详细的分析和讨论。从建立小信号数学模型，到根据数学模型抽象成等效电路提出控制策略，最后进行了控制器的设计，内容涵盖了帕克变换与克拉克变换、解耦控制、PI 控制等。

第 4 章，使用 PSCAD 软件，先对能量路由器电路整流模块和逆变模块进行仿真，再按多端口输电单端口配电、单端口输电多端口配电、多端口输电多端口配电的顺序对整体部分进行仿真，对仿真结果进行了比较详细的分析。

第 5 章，对本论文所做的研究情况进行了总结与展望。

第2章 低压能量路由器样机电路分析

低压能量路由器样机主要由多个三相 PWM 整流器模块、三相 PWM 逆变器模块构成，其特点包括：所有接口都支持热插拔，实现即插即用和能量双向流动；能解决无功谐波电压跌落等电能质量问题；支持并网、离网、电网无功支撑、谐波补偿等模式，低电压穿越；支持新能源接入，支持电网调峰填谷。

2.1 三相 PWM 整流器模块

传统的整流电路结构简单，成本低，相关的研究也已经很成熟，但是能量只能单向流动，而且电网侧与用户侧直接相连，电压波动的影响较大，功率因数也很难提升。目前，三相桥式全控整流电路的应用最广泛。同时对脉冲的宽度进行调制，往往能使电能的控制更加方便。低压能量路由器样机的三相 PWM 整流器模块就是综合考虑了电网中的应用而设计的，电路结构如图 2.1 所示。

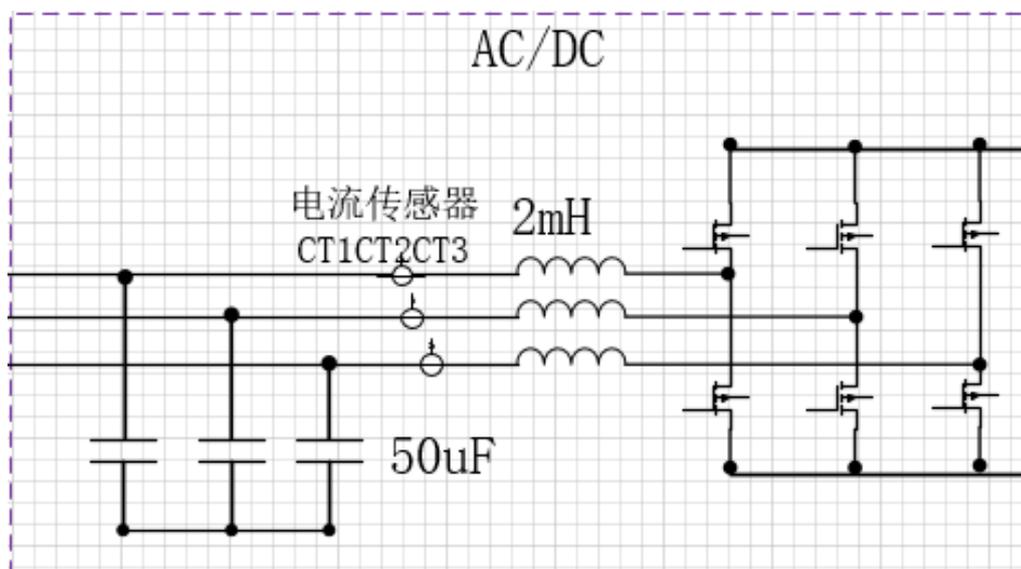


图2.1 三相PWM整流器模块电路结构图

六个 IGBT 根据阳极或阴极的连接方式分为共阳极组(VT2 、VT4 、VT6)和共阴极组(VT1 、VT3 、VT5)，每组中的三个 IGBT 分别与三相电源的 a、b、c 三端口相连。任意时刻，在两组上下桥臂中各有一个 IGBT 处于导通状态，此时负载（理想负载）上的电压为对应相的输入电压。此时波形如图 2.2^[56]所示。

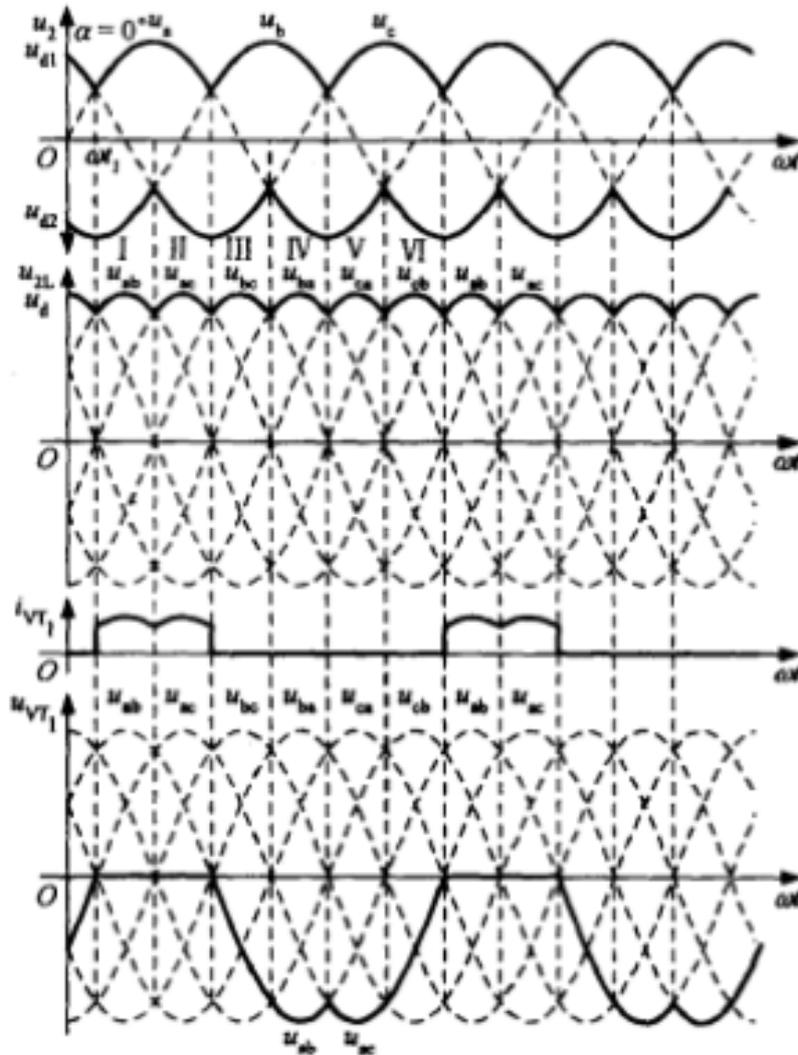


图2.2 三相全控整流电路波形图

把一个周期等分为六部分。则输出电压情况与各个 IGBT 导通情况的关系汇总如表 2.1 所示。可以看到，每个时间段均有两个 IGBT 同时导通，连接成回路向负载供电。两个 IGBT 分属共阴极组和共阳极组，且不为同相的 IGBT^[56]。

表2.1 IGBT输出

时间段	1	2	3	4	5	6
共阴极组中 导通的 IGBT	VT1	VT1	VT3	VT3	VT5	VT5
共阴极组中 导通的 IGBT	VT6	VT2	VT2	VT4	VT4	VT6
输出电压 U_d	$u_a - u_b$	$u_a - u_c$	$u_b - u_c$	$u_b - u_a$	$u_c - u_a$	$u_c - u_b$

2.2 三相 PWM 逆变器模块

能量路由器样机中的三相 PWM 逆变器模块输入与输出对调，将直流电压信号转化为三相交流电，其拓扑结构如图 2.3 所示。

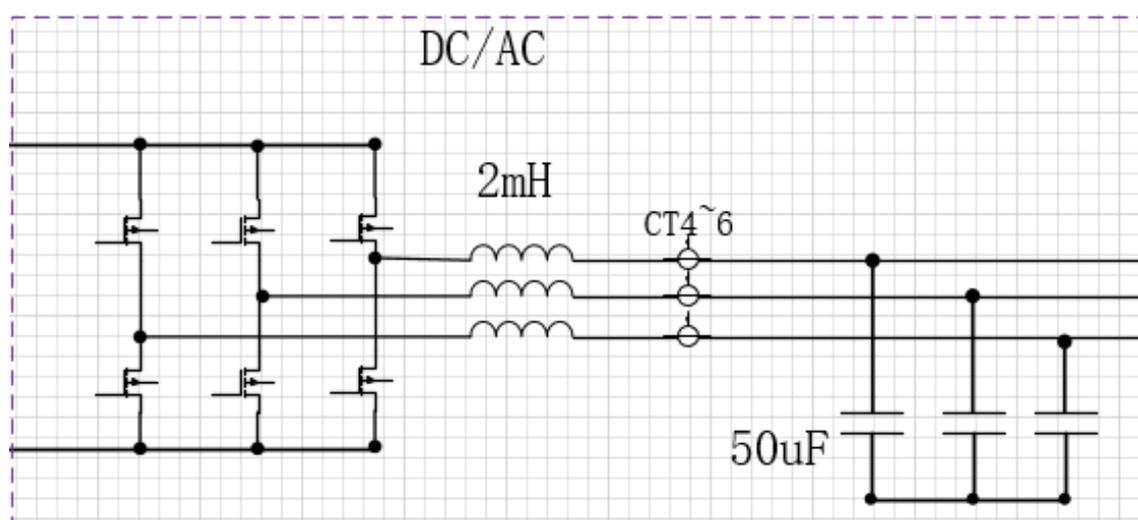


图2.3 三相PWM逆变器模块电路结构图

引入直流侧的假想中点 N' ，关注 U 相输出，桥臂 1 开通时，输出电压与参考中点间的电势差为 $U_d/2$ ，桥臂 4 开通时，此电压为 $-U_d/2$ ，所以电压 u_{UN} 是幅值为 $U_d/2$ 的矩形波。V 相与 W 相的分析过程类似，输出相位依次延后 120 度。三相输出的波形图如图 2.4^[56]所示。

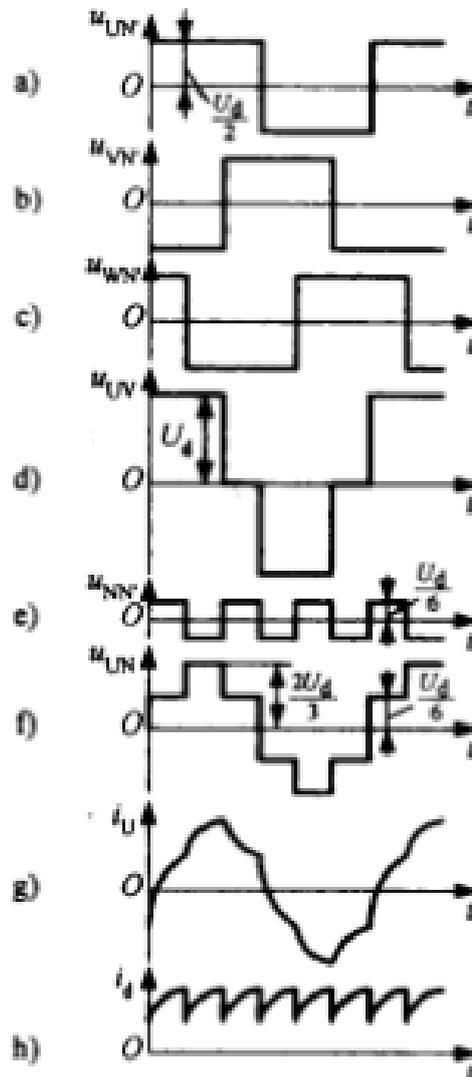


图2.4 逆变器输出波形图

在能量路由器样机中，三相 PWM 逆变器模块的输出可接至负载或三相交流电源，为满足实验需要，该接口可连接至永磁同步发电机模拟装置。

第3章 低压能量路由器样机控制系统设计

本章主要针对低压能量路由器样机的三相 PWM 整流器模块及三相 PWM 逆变器模块的电路模型进行分析，抽象成数学模型，并进行合理的变换，最终得到传递函数。设计相应的控制器，采用电压电流双闭环的控制策略，对两个模块进行控制。本章通过详细的理论推导，设计出适用于两个模块的控制方法。

3.1 三相 PWM 整流器控制系统

3.1.1 三相 PWM 整流器电路模型

整流模块采用三相桥式整流结构，除去滤波电感等，将整流部分的电气原理图抽象为如图 3.1 所示拓扑。

在该拓扑中， u_a 、 u_b 、 u_c 为输入的三相交流电相电压， i_a 、 i_b 、 i_c 为对应的相电流， u_{dc} 和 i_{dc} 分别为输出直流母线电压和电流， R 为后端电路的等效阻抗。

任意时刻上下半桥中各有一个 IGBT 导通，但同一相相连的两个 IGBT 有且仅有一个导通。记 s_1 、 s_2 、 s_3 分别为 a、b、c 相上桥臂的导通状态， $s_i = 1$ ($i = a、b、c$) 表示第 i 相上桥臂导通。

引入输入电压的参考中点 U_N ，则有：

$$U_N = -\frac{u_{dc}}{3}(s_1 + s_2 + s_3)(3-1)$$

对输出直流母线电流，有：

$$i_{dc} = s_1 i_a + s_2 i_b + s_3 i_c(3-2)$$

根据基尔霍夫定律，对每相列写方程，得到静止坐标系下的三相 PWM 整流模块的数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + ri_a = u_a - s_1 u_{dc} - U_N \\ L \frac{di_b}{dt} + ri_b = u_b - s_2 u_{dc} - U_N \\ L \frac{di_c}{dt} + ri_c = u_c - s_3 u_{dc} - U_N \end{cases} (3-3)$$

$$i_{dc} = C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R} (3-4)$$

将其整理成矩阵形式，则有：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \frac{u_{dc}}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (s_1 | s_2 | s_3) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R} \end{cases} (3-5)$$

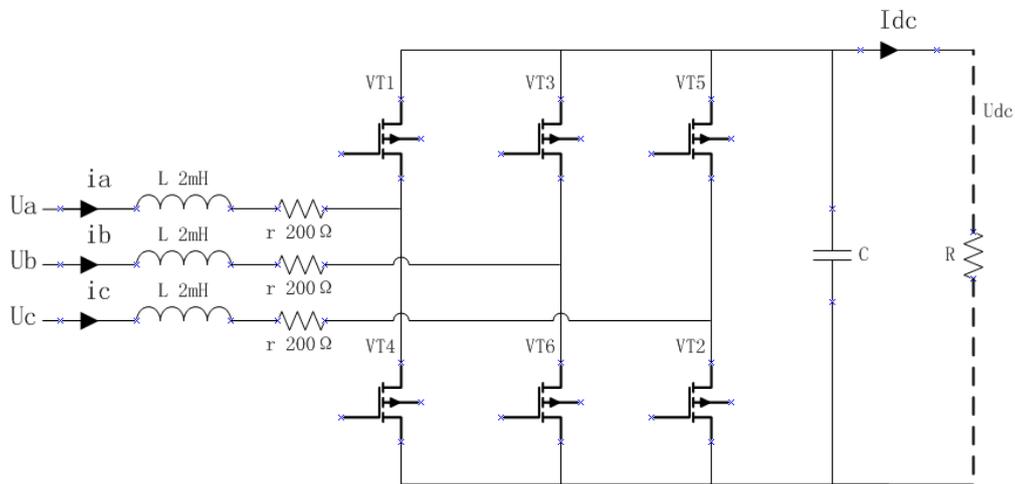


图3.1 三相PWM整流器电路拓扑图

能量路由器对电能质量的要求较高，需要使输入电流保持较高的正弦度，这就需要对输入电流进行闭环控制。如果采用传统的PI控制器，对直流量的增益无穷大，但对工频电压的增益有限而且有静差，难以符合设计要求。可以通过DQ变换，来解决这个问题。

DQ 变换可分解为两步空间变换。第一步是 Clarke 变换，是 3s 与 2s 坐标系之间的变换。用 x_a 、 x_b 、 x_c 表示三相静止坐标系中的物理量（电流、电压等），对应应在两相静止坐标系中用 x_α 、 x_β 表示，其对应关系为：

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

变换系数为：

$$C_{3s/2s} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

第二步变换为 Park 变换，是 2s 与 2r 之间的变换。用 x_d 、 x_q 表示对应到两相旋转坐标系中的物理量，则有

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

其中， $\varphi = \omega t$ 。变换系数为：

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

综合两步坐标变换，对应关系为：

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\varphi & -\sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

DQ 坐标系中，D 轴为有功分量，Q 轴为无功分量。根据上述变换得到在 DQ 坐标系下的能量路由器样机三相 PWM 整流模块的数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - u_{dc} \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r & -\omega L \\ \omega L & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (s_d | s_q) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R} \end{cases} \quad (3-12)$$

根据数学关系，画出模型的等效电路，如图 3.2 所示：

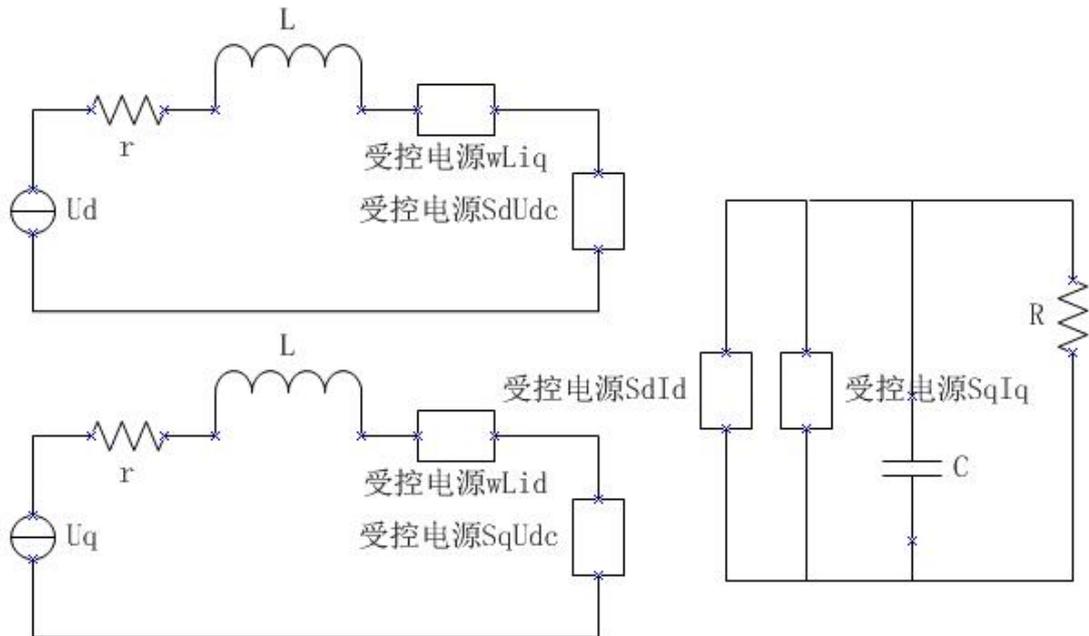


图3.2 DQ变换后的整流模块模型等效电路

实际下电路中传输的信号存在直流分量与小信号扰动分量，小信号模型反映了三相 PWM 整流模块在静态工作点附近的动态特性，是控制系统设计的关键。下面求静态工作点及小信号模型。

先求静态工作点，输入电压电流的相位与频率均相同，因而没有无功分量，即 $u_d = 0$ ， $i_q = 0$ ，此时得到静态时的关系为：

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} + r \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \\ \frac{U_{dc}}{R} = (S_d | S_q) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-13)$$

求出静态工作点：

$$\begin{cases} S_d = \frac{U_d}{U_{dc}} \\ I_d = \frac{U_{dc}}{RS_d} \end{cases} \quad (3-14)$$

在静态工作点方程中带入扰动量，求出交流的小信号模型为：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - U_{dc} \begin{bmatrix} \hat{s}_d \\ \hat{s}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r & -\omega L \\ \omega L & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - u_{dc} \begin{bmatrix} \hat{S}_d \\ \hat{S}_q \end{bmatrix} \\ C \frac{d\hat{u}_{dc}}{dt} = (S_d | S_q) \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + (I_d | I_q) \begin{bmatrix} \hat{S}_d \\ \hat{S}_q \end{bmatrix} - \frac{\hat{u}_{dc}}{R} \end{cases} \quad (3-15)$$

其等效电路图如图 3.3 所示。

根据小信号模型，可以看到在 D 轴和 Q 轴上存在着交叉耦合的受控源，不利于进行闭环控制，需要先对电流信号解耦。采取的方式为，在电流内环的控制输出中加入对应的 $\frac{\omega L i_d}{U_{dc}}$ 和 $\frac{\omega L i_q}{U_{dc}}$ 信号，抵消耦合项的影响，解耦部分控制框图如图 3.4 所示。

解耦之后的三相 PWM 整流模块交流小信号模型为：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - U_{dc} \begin{bmatrix} \hat{s}_d \\ \hat{s}_q \end{bmatrix} - u_{dc} \begin{bmatrix} \hat{S}_d \\ \hat{S}_q \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \\ C \frac{d\hat{u}_{dc}}{dt} = (S_d | S_q) \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + (I_d | I_q) \begin{bmatrix} \hat{S}_d \\ \hat{S}_q \end{bmatrix} - \frac{\hat{u}_{dc}}{R} \end{cases} \quad (3-16)$$

其等效电路如图 3.5 所示。

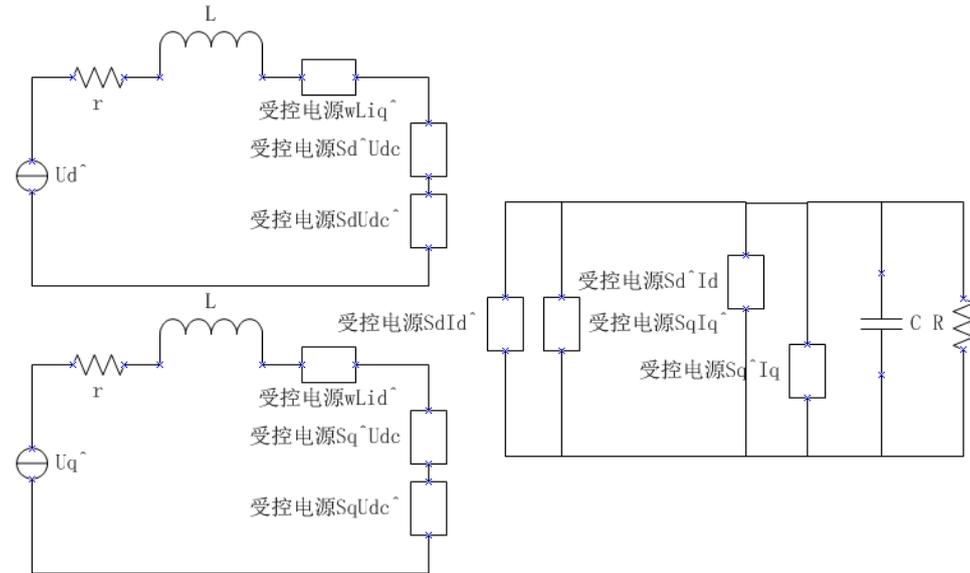


图3.3 DQ变换后的整流模块小信号模型等效电路

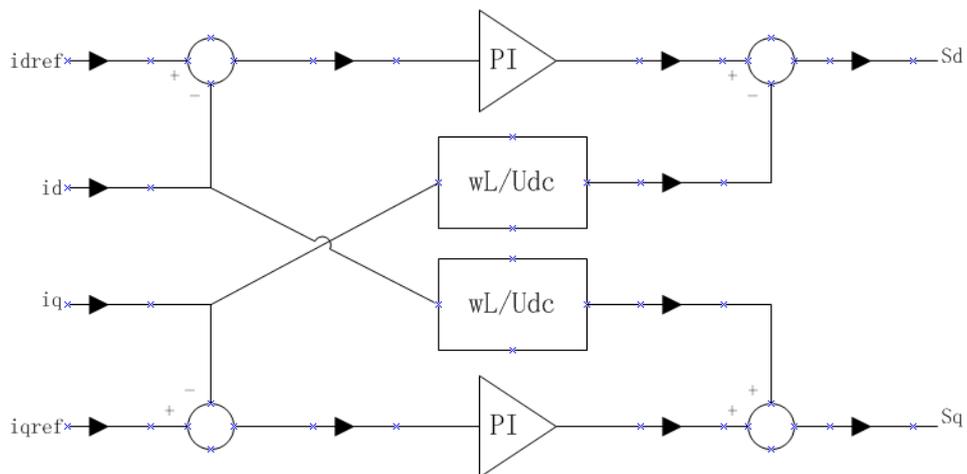


图3.4 解耦控制框图

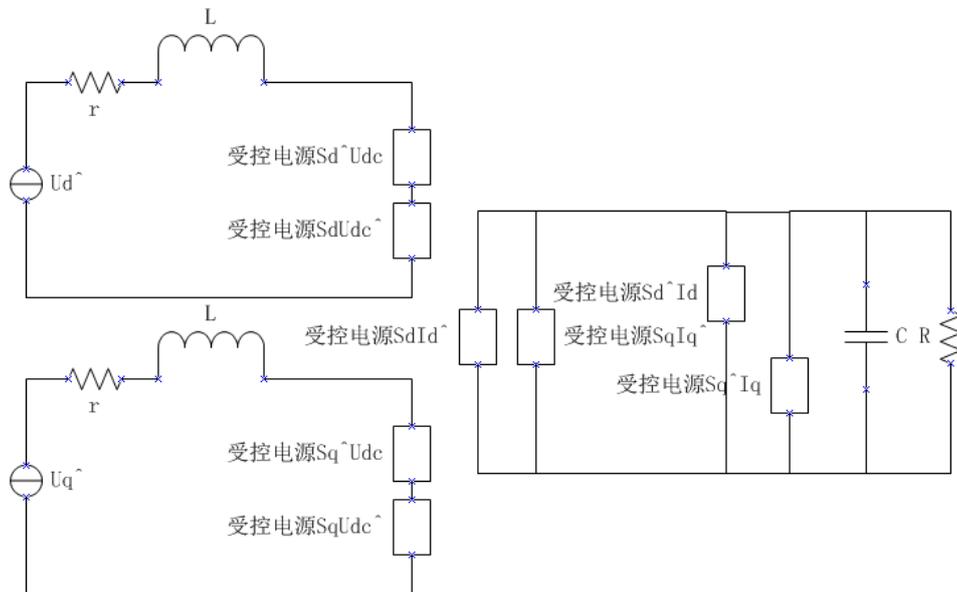


图3.5 解耦后的整流模块小信号模型等效电路

3.1.2 三相 PWM 整流器电路控制策略

在小信号模型中，有 $u_{dc}^{\wedge} = 0$ 。根据解耦后的小信号模型，将各个量进行拉普拉斯变换，整理成电流与占空比信号的关系，得到电流环被控部分的传递函数为：

$$G_{is} = -\frac{i_d^{\wedge}(s)}{s_d^{\wedge}(s)} = -\frac{U_{dc}}{Ls+r} \quad (3-17)$$

同样，由于直流电压外环的惯性作用很大，将 $S_d i_d^{\wedge} / C$ 看作电压扰动，得到电压外环被控部分的传递函数：

$$G_{ui} = -\frac{u_{dc}^{\wedge}(s)}{i_d^{\wedge}(s)} = \frac{R S_d}{RCs+1} \quad (3-18)$$

图 3.6 为电流内环的控制框图。

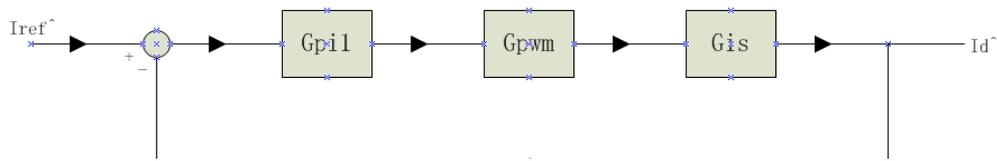


图3.6 电流内环控制框图

图中 G_{is} 为受控对象；PWM 调制模块的传递函数为：

$$G_{pwm} = \frac{K_{pwm}}{Ts+1} \quad (3-19)$$

电流内环控制器选用 PI 控制器：

$$G_{PI1} = K_{i1} + \frac{K_{i2}}{s} = \frac{K_{i1}s + K_{i2}}{s} \quad (3-20)$$

将采样反馈视为单位反馈。可得除控制器之外的电流环开环传递函数为：

$$G_{io} = \frac{K_{pwm} U_{dc}}{(Ts+1)(Ls+r)} \quad (3-21)$$

图 3.7 为电压外环的控制框图。

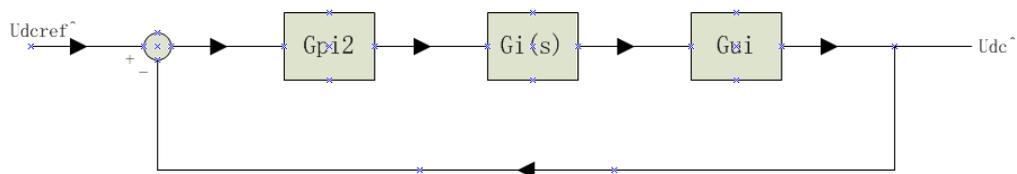


图3.7 电压外环控制框图

控制器 G_{PI2} 同样选择 PI 控制器。后两个框图依次为电流内环的闭环传递函数 $G_i(s)$ 和输出电压与电流间的传递函数 G_{ui} 。

3.1.3 三相 PWM 整流器控制器设计

首先推导电流环控制器的参数。对电流环的控制首先要求没有静差，除此之外在电力系统中对电流的超调要求很严格。在双闭环的控制结构中，可以忍受电流环在抗扰性能上的不足。

电流环按照一型系统来设计。其开环传递函数为：

$$G_i(s) = G_{PI1} G_{pwm} G_{is} = \frac{K_{pwm} K_{i1} U_{dc}}{TL} \cdot \frac{s + \frac{K_{i2}}{K_{i1}}}{s(s + \frac{1}{T})(s + \frac{r}{L})} \quad (3-22)$$

用根轨迹法进行校正，为抵消远离虚轴的零点，不妨取：

$$\frac{K_{i2}}{K_{i1}} = \frac{r}{L} \quad (3-23)$$

则有

$$G_i(s) = G_{PI1} G_{pwm} G_{is} = \frac{K_{pwm} K_{i1} U_{dc}}{TL} \cdot \frac{1}{s(s + \frac{1}{T})} \quad (3-24)$$

根据开环传递函数列出特征方程：

$$1 + G_i(s) = 0 \quad (3-25)$$

$$TLs^2 + Ls + K_{pwm} K_{i1} U_{dc} = 0 \quad (3-26)$$

根据特征方程，有

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{TK_{pwm} K_{i1} U_{dc}}} \quad (3-27)$$

选定阻尼系数 $\xi = 0.707$ ，得到电流环控制器的参数：

$$\begin{cases} K_{i1} = \frac{L}{2TK_{pwm} U_{dc}} \\ K_{i2} = \frac{r}{2TK_{pwm} U_{dc}} \end{cases} \quad (3-28)$$

电流环的控制实现了对电压信号与电流信号的跟踪控制及功率因数校正的功能。

下面推导电压外环的控制器参数。在实际应用时开关频率很大，电流采样周期 T 很小，电流闭环传递函数：

$$G_{i \text{ 闭}}(s) = \frac{G_i(s)}{1+G_i(s)} = \frac{1}{2T^2s^2+2Ts+1} \quad (3-29)$$

可以等效为一阶惯性环节，则有：

$$G_{i \text{ 闭}}(s) = \frac{1}{2Ts+1} \quad (3-30)$$

控制器同样选择 PI 控制器：

$$G_{PI2} = K_{u1} + \frac{K_{u2}}{s} = \frac{K_{u1}s+K_{u2}}{s} \quad (3-31)$$

电压外环的输出就是整个整流模块输出，连接到 730V 的直流母线上，需要稳定的输出值，对系统的抗扰性能要求较高。电气参数的设计使 $\omega_c \gg 1/R$ ， T_2 很大，近似为二阶系统来设计。电压环开环传递函数为

$$G_u(s) = G_{PI2}G_{i \text{ 闭}}(s)G_{ui} = \frac{K(T_0s+1)}{s(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (3-32)$$

其中

$$\begin{cases} K = K_{u2}S_d R \\ T_0 = \frac{K_{u1}}{K_{u2}} \\ T_1 = 2T \\ T_2 = RC \end{cases} \quad (3-33)$$

根据电路参数及实验环境对电压环动态性能的具体要求即可确定出控制器参数。

3.2 三相 PWM 逆变器控制系统

3.2.1 三相 PWM 逆变器电路模型

图 3.8 为三相 PWM 逆变器的电路拓扑，分析该模型时认为直流母线电压没有波动，为理想的直流电压源。

在该拓扑中， u_c 为直流母线电压，任意时刻上下半桥中各有一个 IGBT 导通，但同一相相连的两个 IGBT 有且仅有一个导通。记 s_{ab} 、 s_{bc} 、 s_{ca} 分别为 a、b、c 相上桥臂的导通状态， $s_{ij}=1$ ($i, j = a, b, c$) 表示第 i 相上桥臂与第 j 相下桥臂导通。输出采用 Δ 型连接方式， u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 分别为三相对应电阻与稳压电容两端电压，亦即输出三相电压。 i_{ab} 、 i_{bc} 、 i_{ca} 为对应支路的电流， L 为输出侧滤波电感， r 为输出侧等效串联电阻。

一组 IGBT 导通时，不妨设 a 相上桥臂与 b 相下桥臂导通，则 $s_{ab} = 1$ ，此时输出 $u_{ab} = u_c$ 。考虑一个周期内的平均等效模型，根据基尔霍夫定律，则有：

$$C \frac{du_{ab}}{dt} = i_{ab} - \frac{u_{ab}}{R} \quad (3-34)$$

$$L \frac{di_{ab}}{dt} = u_c s_{ab} - r i_{ab} - u_{ab} \quad (3-35)$$

对每一相列写方程并整理成矩阵形式，则有：

$$\begin{cases} C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} - \frac{1}{R} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \\ L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = u_c \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-36)$$

对各物理量进行 DQ 变换。在二维的旋转坐标系中数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = u_c \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r & -\omega L \\ \omega L & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{R} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-37)$$

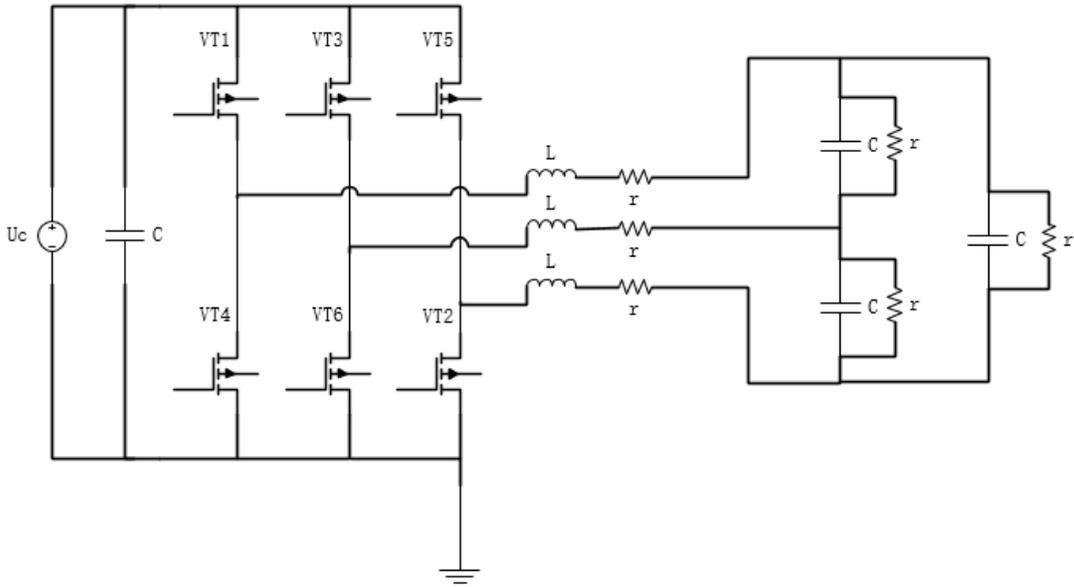


图3.8 三相PWM逆变器电路拓扑图

在三相 PWM 逆变器模块中，直流工作点及小信号交流模型的求取方法及交叉耦合项的解耦方式与三相 PWM 整流器模块相同，其过程不再赘述。交流小信号模型为：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = u_c \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} + U_c \begin{bmatrix} \hat{s}_d \\ \hat{s}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r & -\omega L \\ \omega L & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \\ C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{R} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-38)$$

解耦后的交流小信号模型为：

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = u_c \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} + U_c \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \\ C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{R} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-39)$$

根据基尔霍夫定律加入输入电流 i_c 的小信号关系式:

$$\hat{i}_c = (S_d | S_q) \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + (s_d | s_q) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

直流工作点为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} + r \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_d S_d \\ I_q S_q \end{bmatrix} = \frac{1}{R} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-41)$$

在直流工作点附近, 设输入的直流电压没有波动, 即 $u_c \hat{=} 0$, 有:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \\ C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{R} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-42)$$

其等效电路如图 3.9 所示。

3.2.2 三相 PWM 逆变器电路控制策略

根据小信号模型中, 将数学模型中各个量进行拉普拉斯变换, 整理成电流与占空比信号的关系, 得到电流环被控部分的传递函数为:

$$G_{is} = \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{s}_d(s)} = \frac{U_c}{Ls+r} \quad (3-43)$$

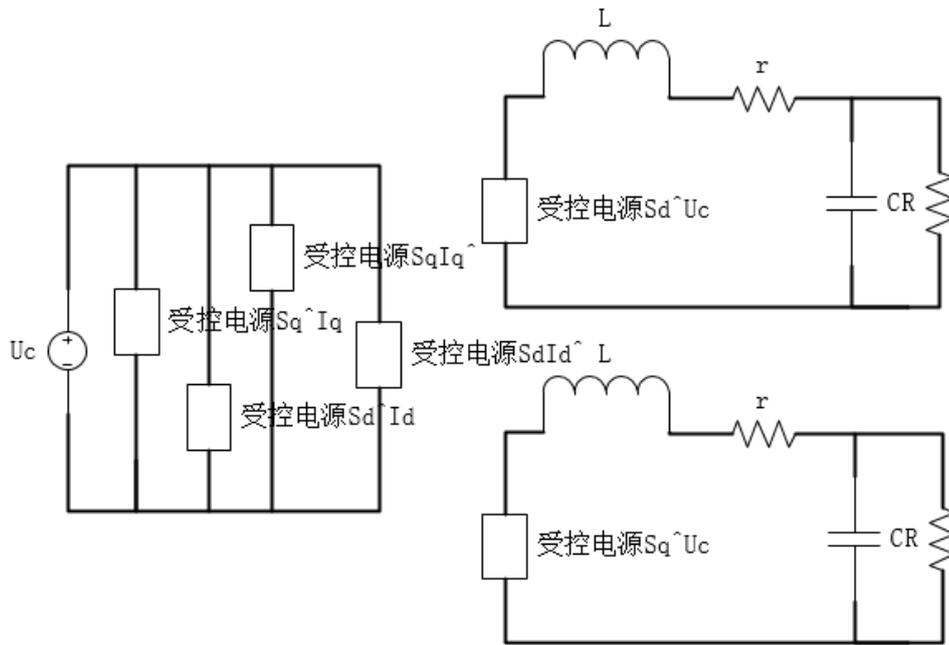


图3.9 逆变器小信号模型等效电路

电压外环被控对象的传递函数为：

$$G_{ui} = -\frac{u_c^{\wedge}(s)}{i_d^{\wedge}(s)} = \frac{R s_d}{R C s + 1} \quad (3-44)$$

图 3.10 为三相 PWM 逆变器电路的控制框图。

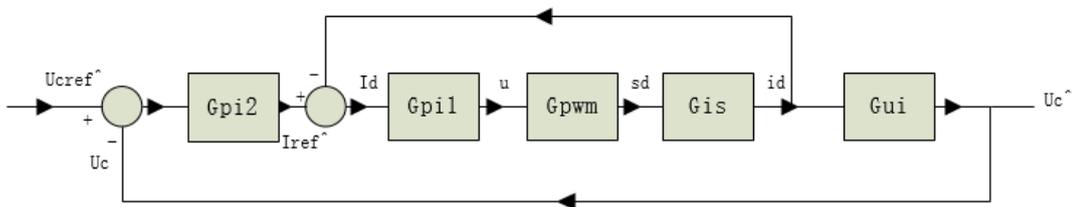


图3.10 逆变器双闭环控制框图

3.2.3 三相 PWM 逆变器控制器设计

电流环按照一型系统来设计。其开环传递函数为：

$$G_i(s) = G_{PI1} G_{pwm} G_{is} = \frac{K_{pwm} K_{i1} U_{dc}}{TL} \cdot \frac{s + \frac{K_{i2}}{K_{i1}}}{s(s + \frac{1}{T})(s + \frac{1}{L})} \quad (3-45)$$

用根轨迹法进行校正，抵消掉远离虚轴的零点，根据开环传递函数列出特征方程。再据此选定阻尼系数 $\xi = 0.707$ ，得到电流环控制器的参数：

$$\begin{cases} K_{i1} = \frac{L}{2TK_{pwm} U_{dc}} \\ K_{i2} = \frac{r}{2TK_{pwm} U_{dc}} \end{cases} \quad (3-46)$$

电压环的开环传递函数为：

$$G_u(s) = G_{PI2} G_{1/ff}(s) G_{ui} = \frac{K(T_0 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (3-47)$$

其中：

$$\begin{cases} K = K_{u2} s_d R \\ T_0 = \frac{K_{u1}}{K_{u2}} \\ T_1 = 2T \\ T_2 = RC \end{cases} \quad (3-48)$$

根据对静态速度误差

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G_u(s) = K_{u2} s_d R \quad (3-49)$$

的要求等，即可确定完整的控制器参数。

第4章 仿真实验结果及分析

仿真实验使用 PSCAD 软件进行，PSCAD 图形界面简洁，电力系统元件模型充足，操作简单，能高度模拟能源互联网络中的电力模型。本章先介绍了仿真实验电路中几个重要的模型模块；然后分别对三相 PWM 整流器模块和三相 PWM 逆变器模块进行分立的仿真，验证了第三章所述的控制方法的可行性；随后又将多个整流和逆变模块集成到同一电路网络中，以验证提出的控制策略在多端口模型中的作用。

4.1 仿真实验模型

能量路由器要求具有多个功能端口，提供多种能量接入方式。如图所示的模型为能量路由器接口（以三个接口为例，具备可扩展性）模型，其中“1”、“2”、“3”为三相 PWM 整流器模块或三相 PWM 逆变器模块，“route”为连接各个接口的直流母线，其内部连接方式如图所示，三个接口的输出端与地线分别相连。

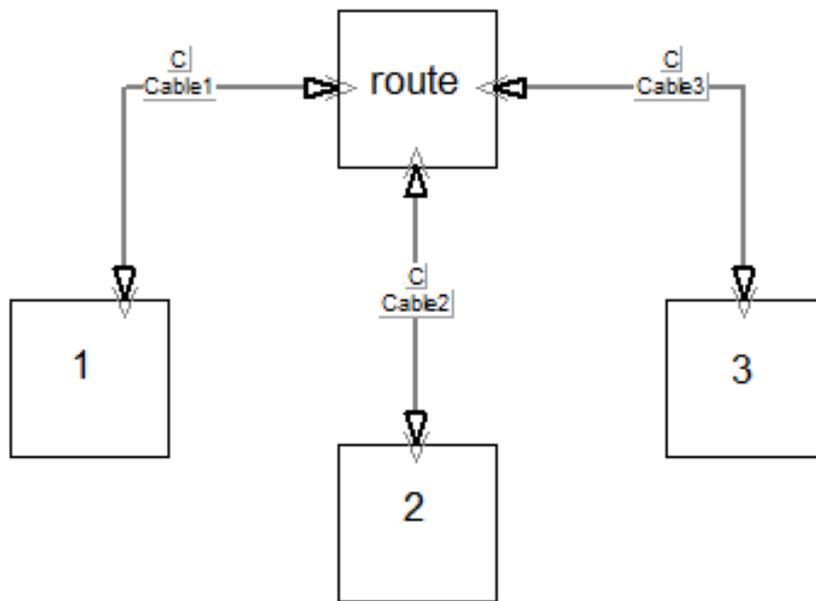


图4.1 能量路由器接口示意图

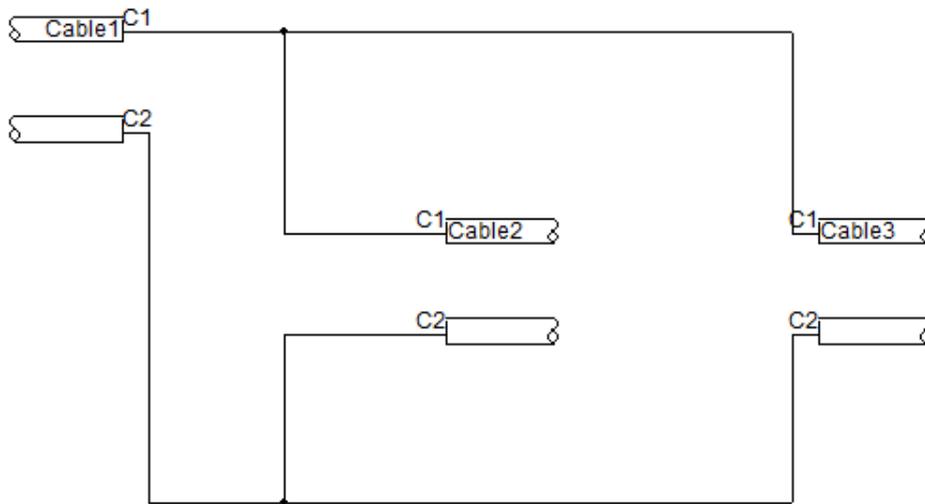


图4.2 直流母线连接图

对每个接口单独进行控制，以“1”接口为例。受控模型如图 4.3 所示。左端为直流侧，自左向右依次为整流桥（或逆变桥）、故障保护电路、三相交流电源（支持充放电）。整流模块与逆变模块在结构上是相同的，当该模型从直流母线吸收能量时，三相电源储能，能量自左向右传输，该系统为逆变器；该模型向直流母线输送能量时，三相电源处于发电状态，能量自右向左传输，系统为整流器。

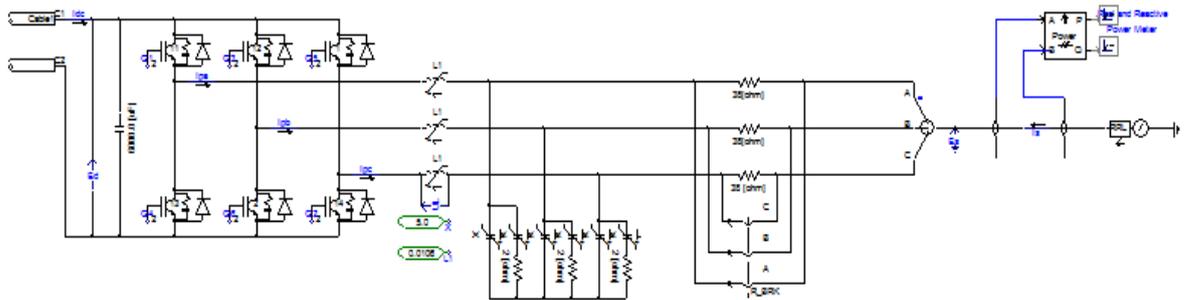


图4.3 受控部分模型

实现控制功能的部分模型如图 4.4 所示，根据直流母线参考电压及对母线电流的指令，信号经变换得到三相交流电流。该信号经过比例放大器和移位寄存器生成三角信号波，再与三角载波叠加，转化为 PWM 控制信号，如图 4.5 所示，对整流桥（逆变桥）中的六个 IGBT 进行控制。

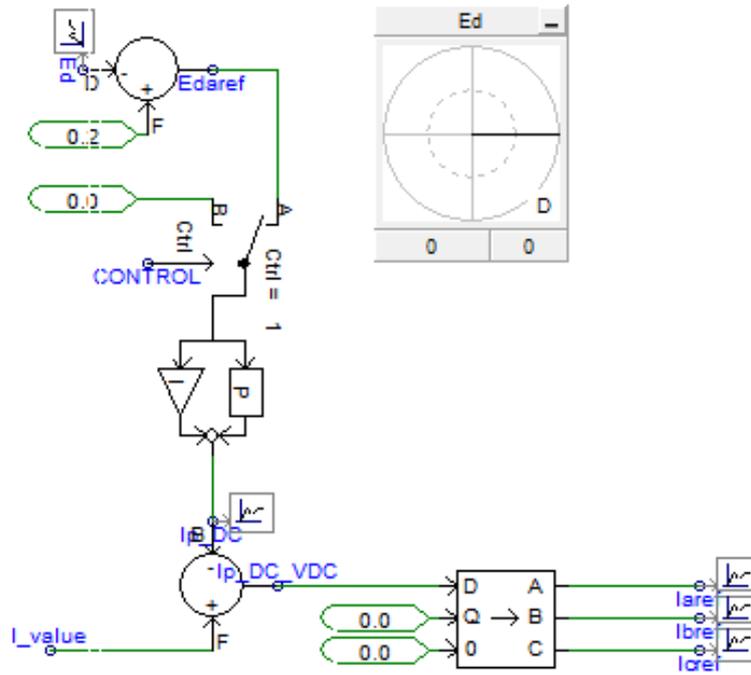


图4.4 控制部分实现

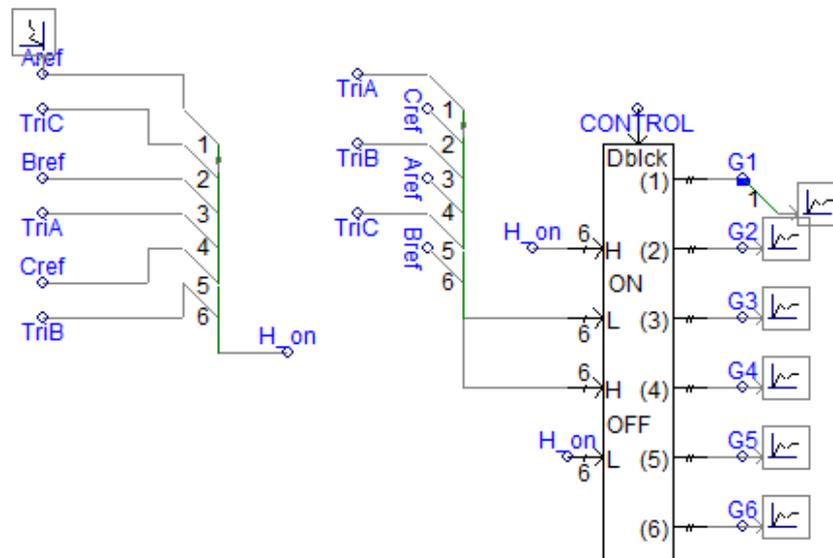


图4.5 PWM控制信号生成

4.2 模块分立仿真

4.2.1 三相 PWM 整流器模块

在接入固定负载和负载突变时对系统进行仿真，分别验证系统的稳定性和抗扰特性。

(1) 固定负载

验证三相 PWM 整流模块控制器的功能，阻性负载固定为 50Ω ，整流器从三相电机向直流母线输送能量。如图 4.6 及图 4.7 所示，系统开始运行时母线上有微小的漏电流，直流上也有小电压。由于电路中储能器件的作用，系统在约 3.3s 后达到稳态，电流与母线电压均为恒值。

如图 4.8 所示，控制器也在 3.3s 后开始作用。图 4.9 及图 4.10 所示为控制模块中各输出信号与参考信号的情况，与理论推导结果相同。整个控制系统进入稳态后，输出六路 PWM 控制信号，如图 4.11 至图 4.16 所示，分别作用在整流桥的六个 IGBT 上，达到控制目的。

(2) 负载突变

本实验通过使用定时器与断路器模拟负载突然改变的情况，观察输出直流电压的变化来检测系统的抗扰特性。

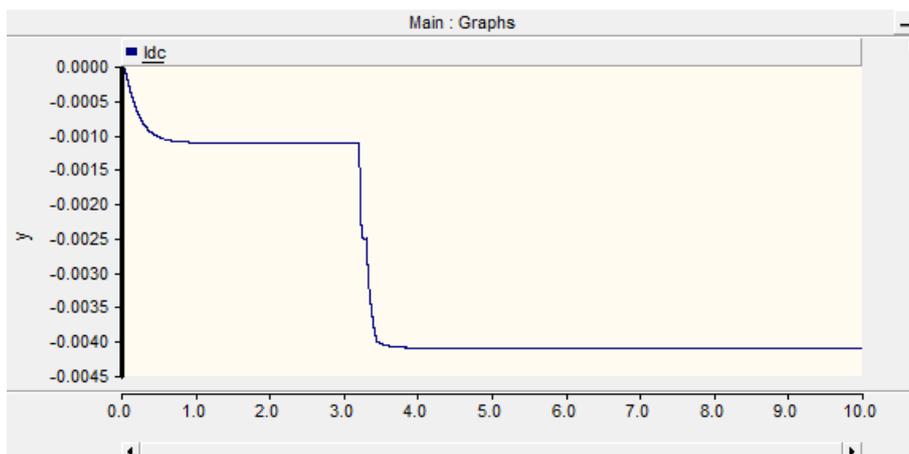


图4.6 整流器固定负载输出电流波形

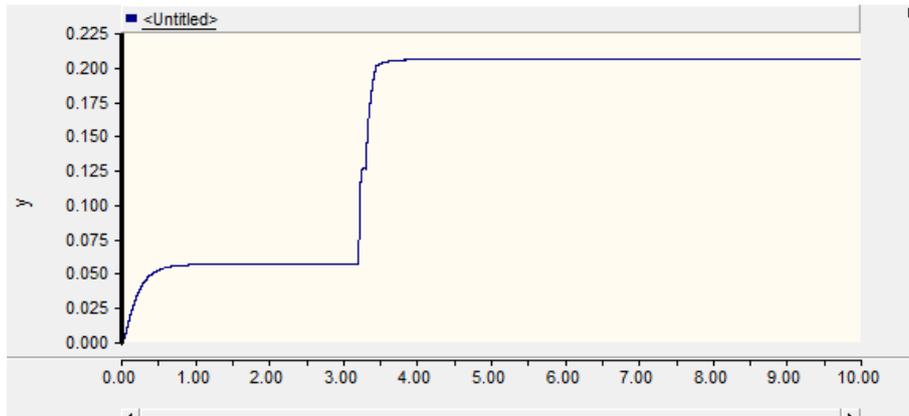


图4.7 整流器固定负载母线电压波形

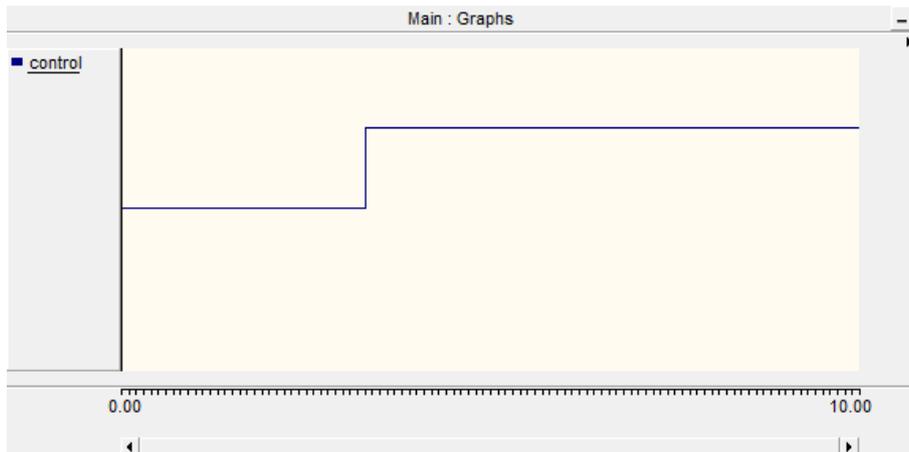


图4.8 控制器初始信号

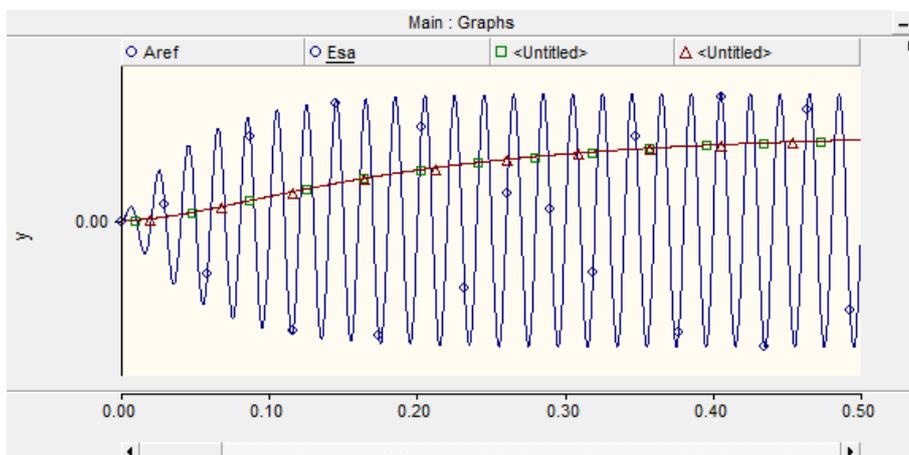


图4.9 控制模块中间值

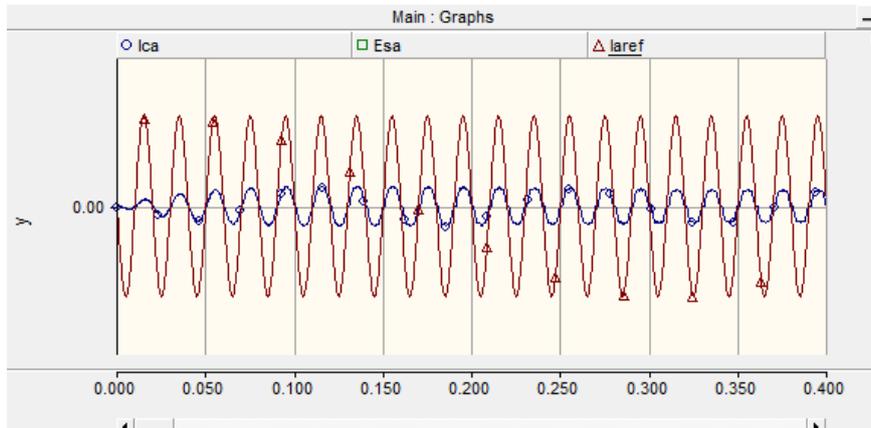


图4.10 控制模块参考信号

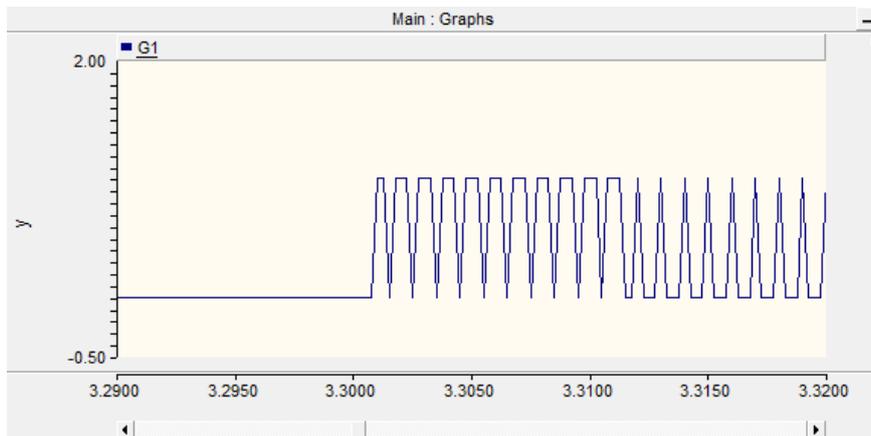


图4.11 PWM控制信号1

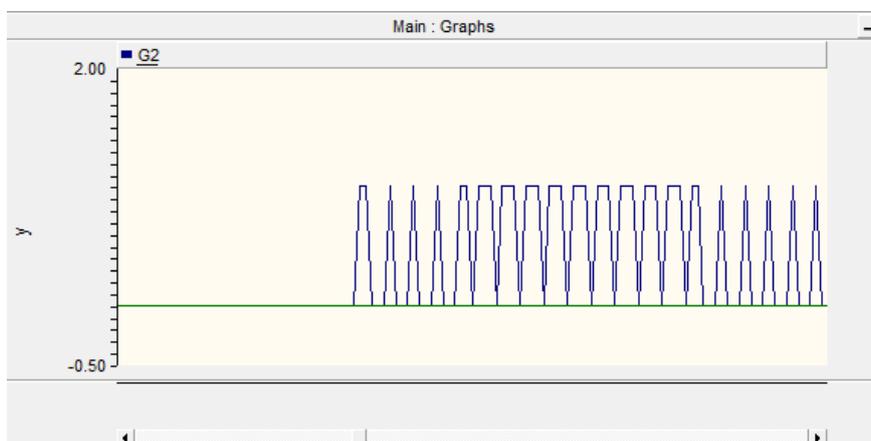


图4.12 PWM控制信号2

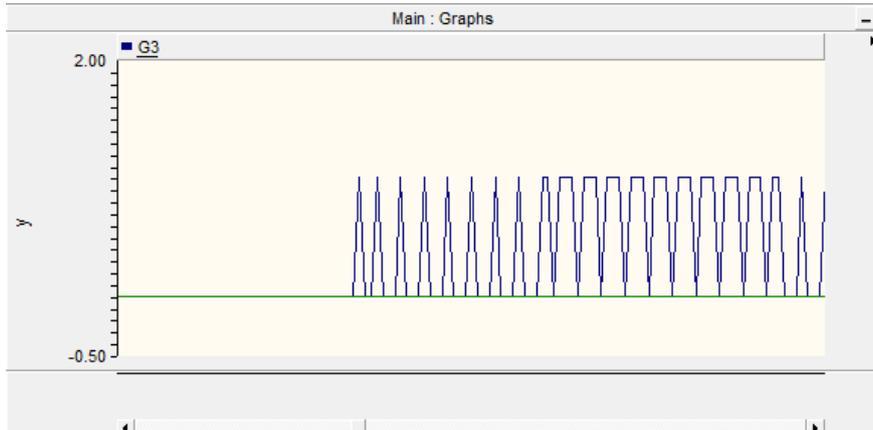


图4.13 PWM控制信号3

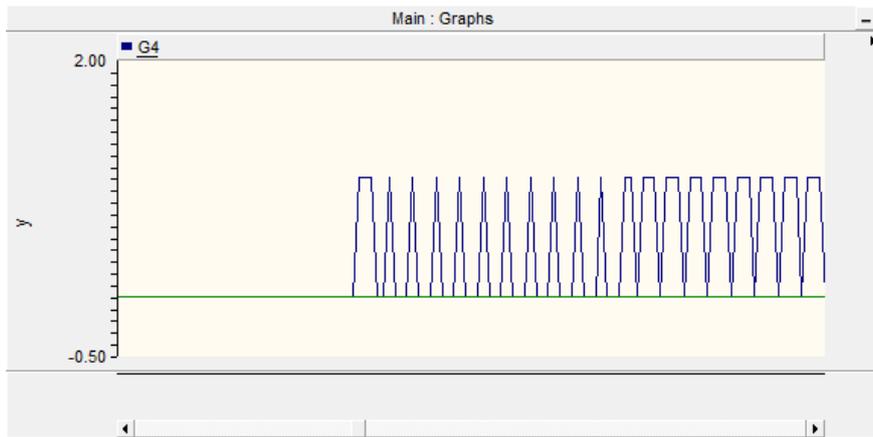


图4.14 PWM控制信号4

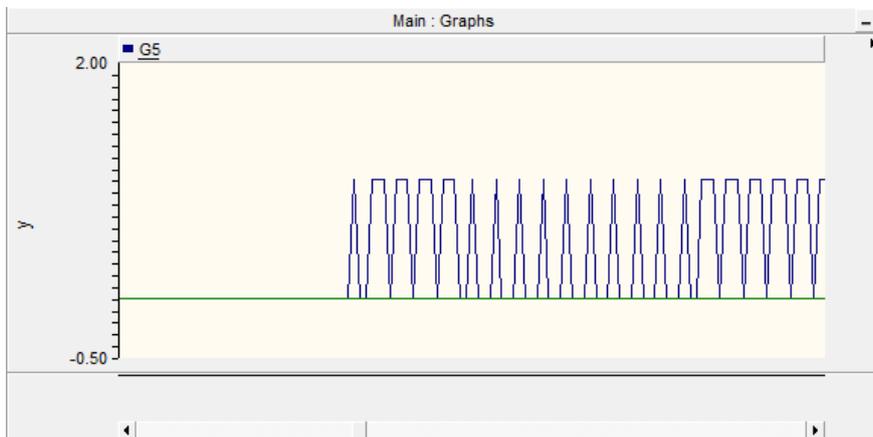


图4.15 PWM控制信号5

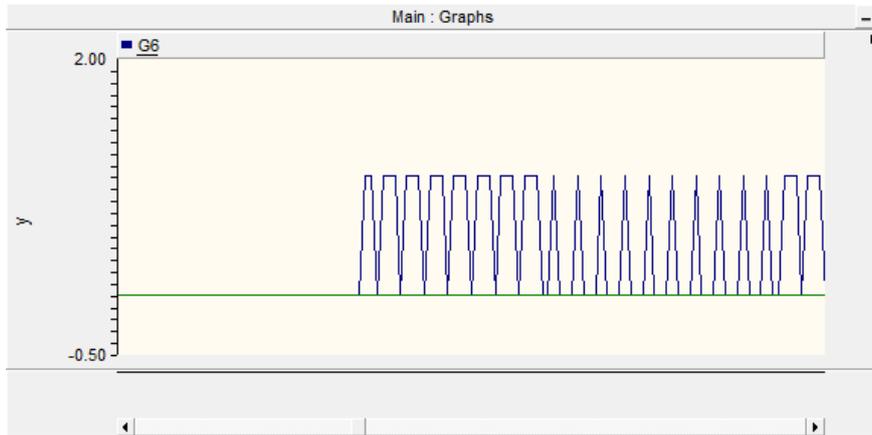


图4.16 PWM控制信号6

初始情况下负载依然为 50Ω ，在第 5s 时负载突变为 100Ω ，此过程输出电流与母线电压的变化情况如图 4.17 及图 4.18 所示。

可以看到，当负载突增时，输出电流突然降低，再次进入稳态后的电流值低于原稳态；输出电压突然升高，再次稳定后的母线电压值高于原电压值。对于突变负载，系统依然稳定，但是存在静差，如果没有外加操作势必会对系统造成损害。

在第 7.5s 时将负载恢复到 50Ω ，系统的电流电压响应分别如图 4.19 和图 4.20 所示。负载突变时电流会出现较大的超调，负载恢复原值时输出电流与初始稳定状态时相同；电压改变时没有超调，最终母线电压也能恢复到初始状态。

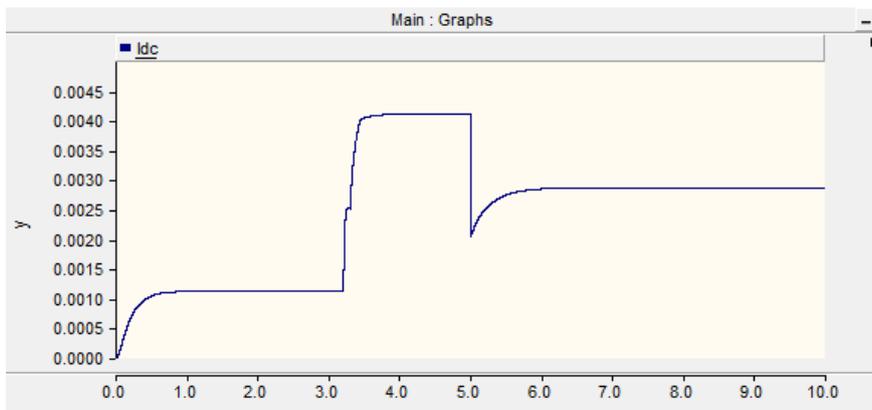


图4.17 负载突增时电流变化情况

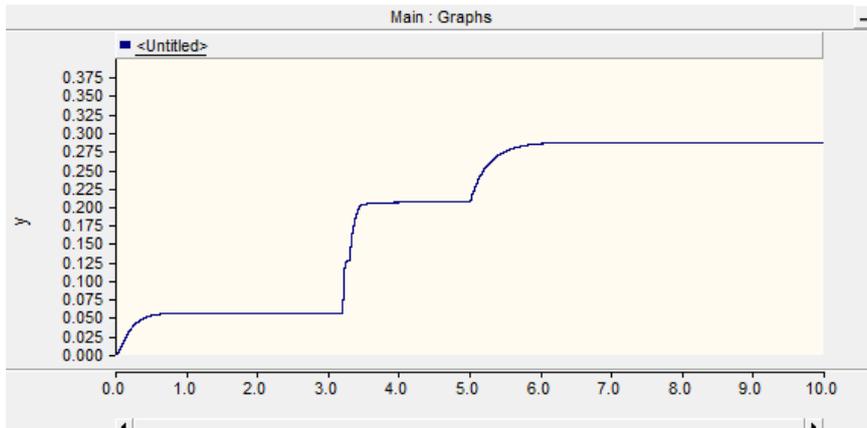


图4.18 负载突增时电压变化情况

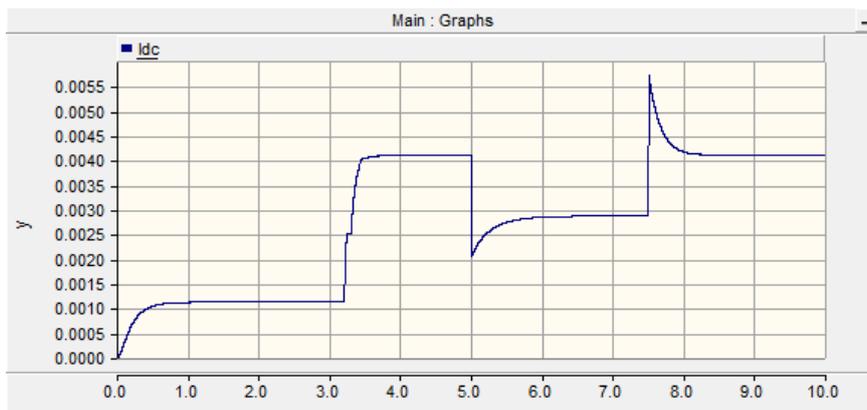


图4.19 负载突增后恢复电流变化情况

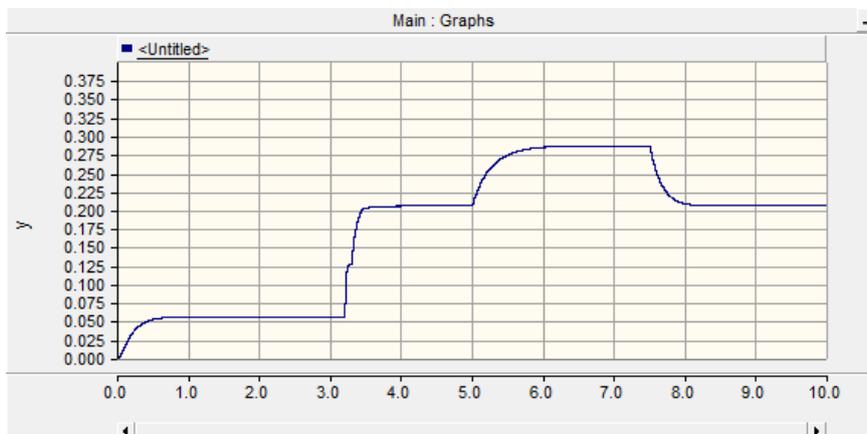


图4.20 负载突增后恢复电压变化情况

下面模拟负载突降时的情况。在第 5s 时负载突然从 50Ω 降低为 25Ω 。输出电流与母线电压的变化情况如图 4.21 及图 4.22 所示。

通过图像分析，负载突然降低时，输出电流突然升高且有较大超调，再次进入稳态后的电流值高于原稳态；母线电压突然降低但无超调，再次稳定后的低于原电压值。

在第 7.5s 时将负载恢复到 50Ω ，系统的电流电压响应分别如图 4.23 和图 4.24 所示。负载恢复时输出电流与母线电压均能恢复到初始状态。

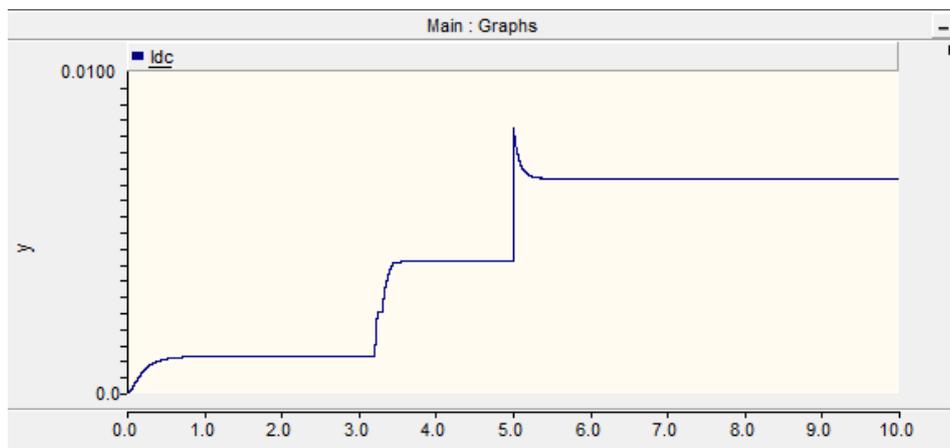


图4.21 负载突降时电流变化情况

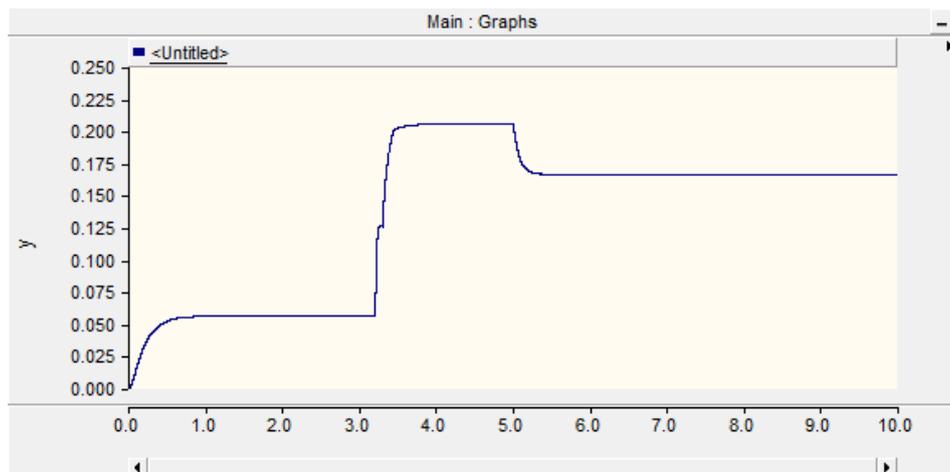


图4.22 负载突降时电压变化情况

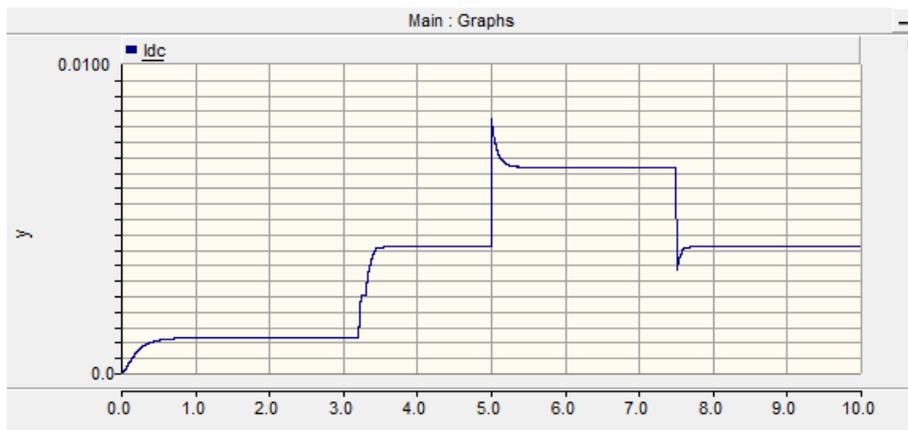


图4.23 负载突降后恢复电流变化情况

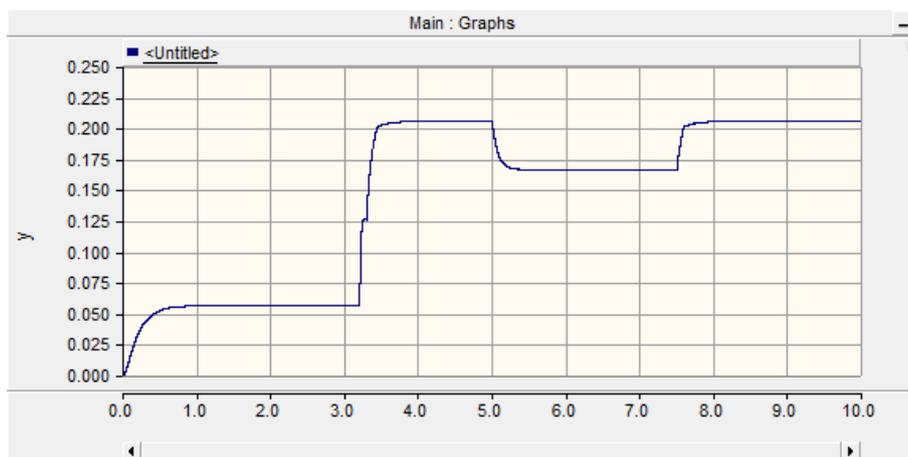


图4.24 负载突降后恢复电压变化情况

针对此种的情况，使用负载电流前馈是一种有效的消除静态误差的方法。将在后续工作中实现。

4.2.2 三相 PWM 逆变器模块

将三相 PWM 整流器与三相 PWM 逆变器镜像连接，将整流器的输出作为逆变器的输入，以模拟在能量路由器中的状态。调整整流器参数，使整流器输出母线电压恒定，分别在开环和闭环的情况下对输出的三相交流电进行分析。

(1) 开环状态

负载“Y”型连接，在 $t=1s$ 后系统达到稳态。图 4.25 与图 4.26 分别为三相 PWM 逆变模块的输入电流与输入（母线）电压变化情况。启动时电压与电流波动较大，随后进入稳态。

逆变系统开环时，输出电压为三相交错的三角波，如图 4.27 所示，与期望波形相去甚远。图 4.28 为输出电压的谐波分析图。不难看出，逆变器输出电压的谐波含量很高，严重失真。

(2) 电压电流双闭环

为提高系统的稳定性及输出电能质量，采用了电压电流双闭环的控制策略。图 4.29 与图 4.30 所示分别为逆变器输出电流与逆变器输出电压，不难看出电压电流双闭环条件下逆变器输出为正弦性较好的交流电。

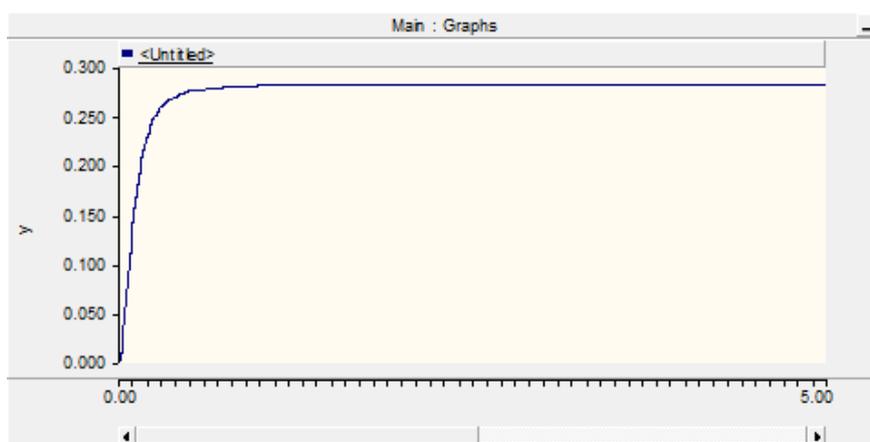


图4.25 逆变器输入电压

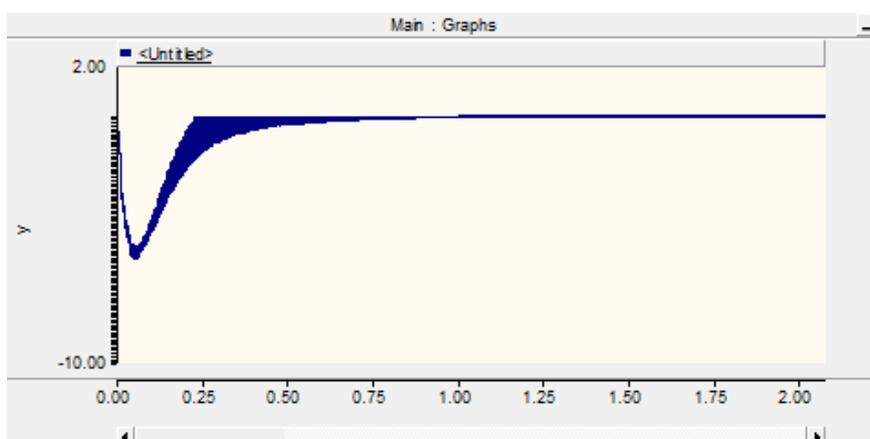


图4.26 逆变器输入电流

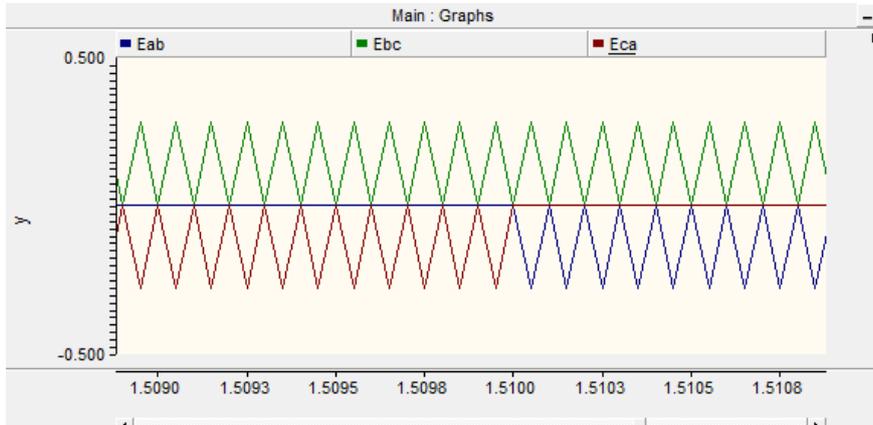


图4.27 开环状态下输出电压波形

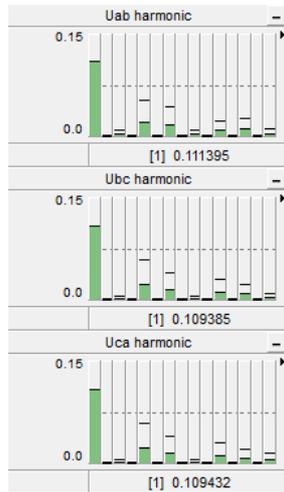


图4.28 开环状态下输出电压频谱

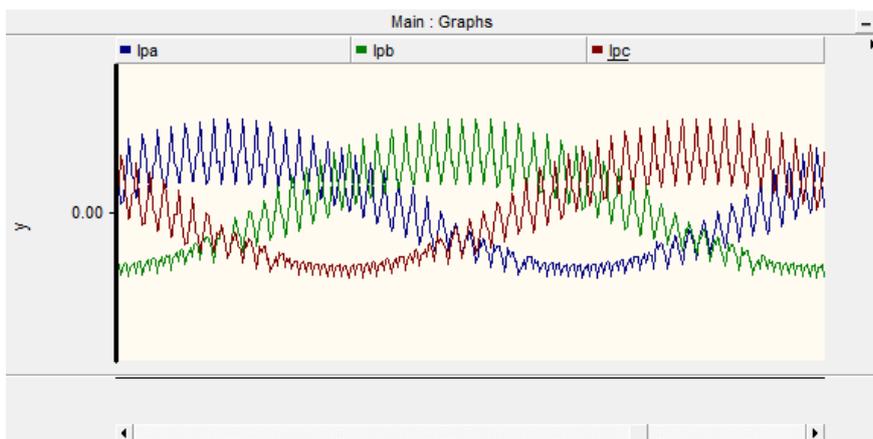


图4.29 逆变器输出线电流波形

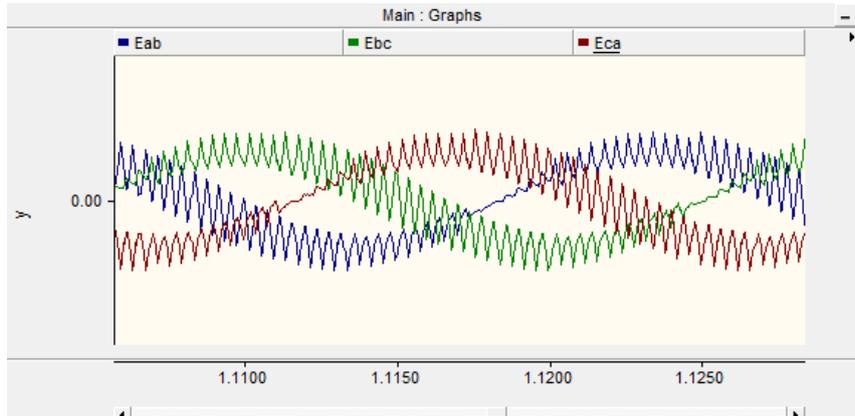


图4.30 逆变器输出线电压波形

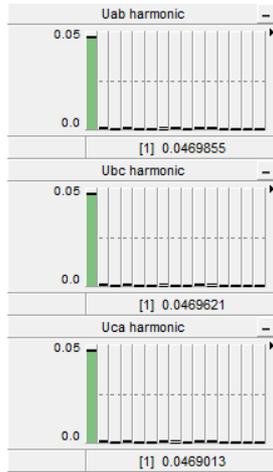


图4.31 输出电压谐波分析



图4.32 输出电流谐波分析

对输出信号的谐波情况进行分析，结果如图 4.31 和图 4.32 所示。可以看出，不论输出电压还是电流，谐波含量都非常低。可见电压电流双闭环的控制策略对带阻性负载情况下的控制具有很好的效果。

4.3 多端口综合仿真

能量路由器具有多路接口，支持不同能量的接入。本节中，实验模型为四个端口通过直流母线相连，对多个端口协同运行的情况进行了仿真，模拟了三种不同的工作模式，来验证第三章所述控制策略能量路由器的作用。

4.3.1 单端口输电多端口配电模式

四个模块中，一个模块工作在整流状态向直流母线供电，其余三个模块工作在逆变状态，从直流母线吸收能量转化为三相交流电供给负载。暂不考虑模块的突然接入或断开对系统参数造成的影响，这里只分析多端口协同工作在稳态时直流母线电压的变化情况及逆变器输出电压电流的谐波情况。

单端口输电时直流母线的电压波形情况如图 4.33 所示，3.3s 前为系统充电过程，在大概 3.5s 后，输出母线电压稳定不变。

第一个逆变器的输出波形如图 4.34 所示，不论负载电压还是电流，正弦度均非常好。图 4.35 为电压和电流的频谱图，可以看出基波含量非常高，各次谐波占比重较少。不足之处在于，电压与电流间相角较大，功率因数较低，电能质量还有很大的提升空间。

图 4.36 和图 4.37 分别为剩余两路逆变器的输出波形及频谱图，其性质与第一个逆变器输出相同，此处不再赘述。

4.3.2 多端口输电单端口配电模式

本节研究三个模块工作在整流状态向直流母线供电，第四个模块工作在逆变状态时的响应。

图 4.38 为系统在多端口输电单端口配电工作模式下的直流母线波形情况。在约 9s 后电压达到稳定，与单端口输电多端口配电工作模式时的母线电压情况相比，稳定电压有了很大的变化且过渡过程时间较长。说明当前的控制策略不能对工作模式改变后的母线电压进行无静差控制，输电端口过多可能会造成电压飙升。这也是接下来的工作中需要重点关注的问题。

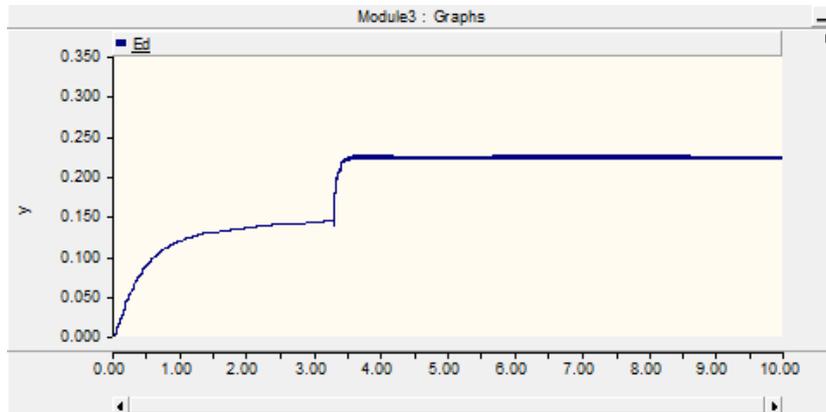


图4.33 直流母线电压波形

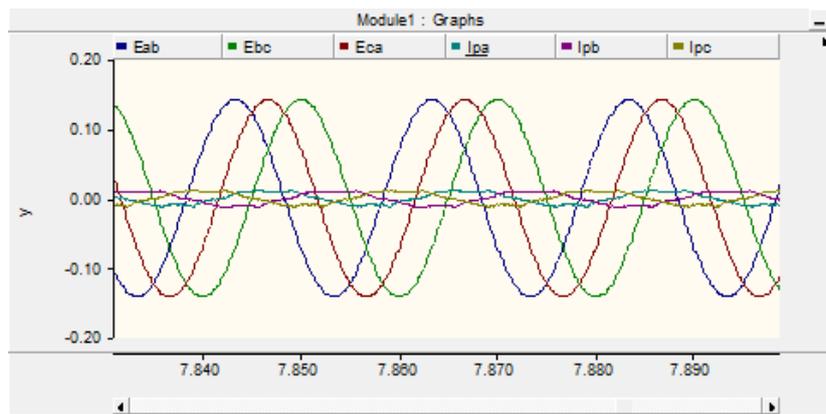


图4.34 逆变器1输出波形

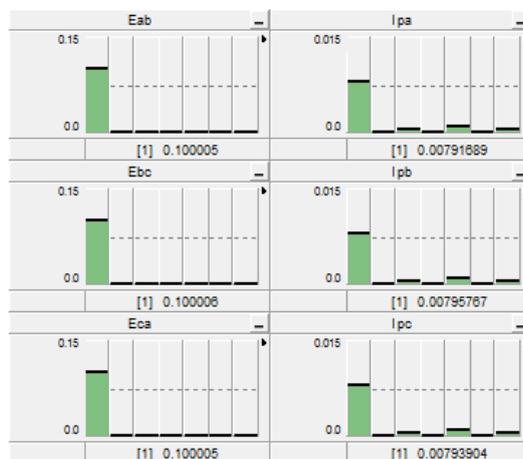


图4.35 逆变器1输出频谱

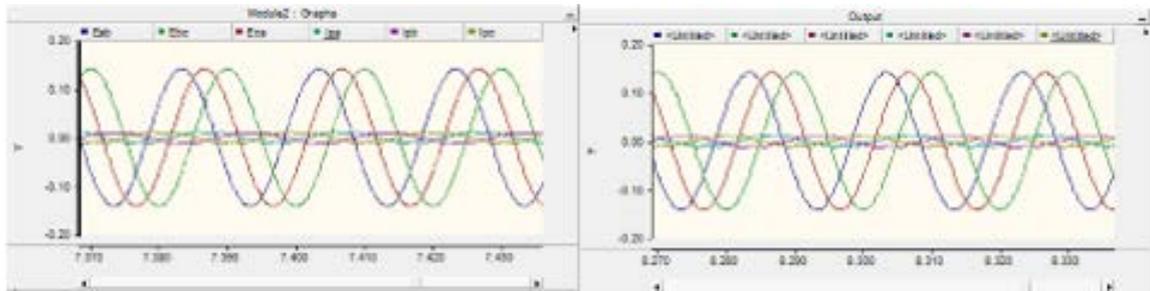


图4.36 剩余两路逆变器输出波形

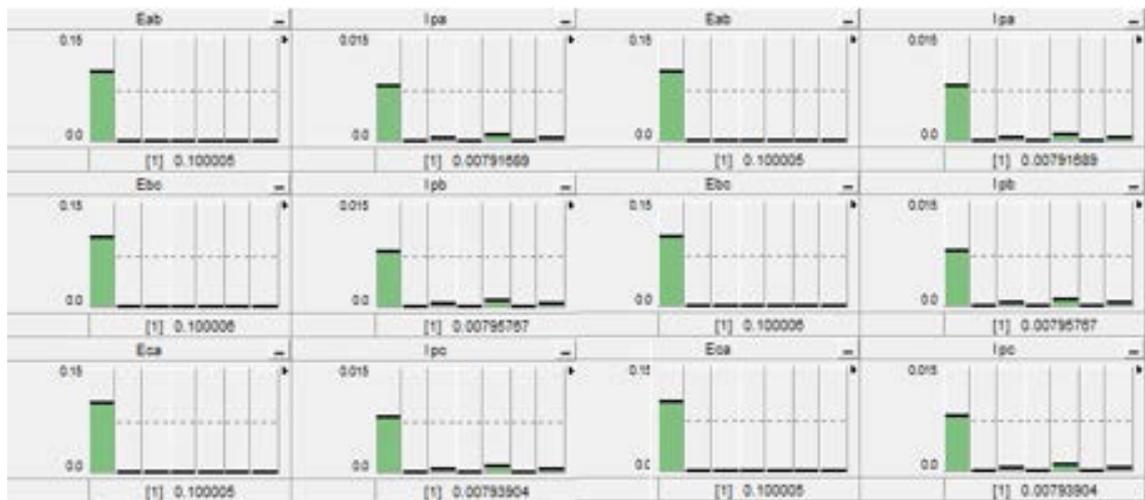


图4.37 剩余两路逆变器输出频谱

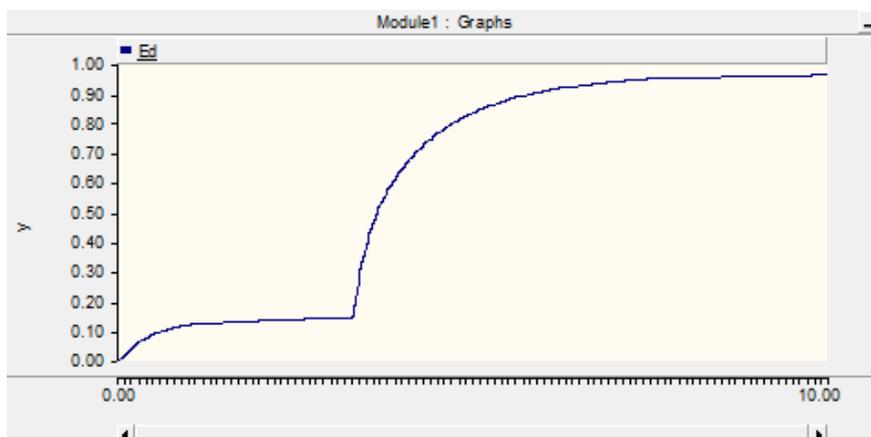


图4.38 直流母线电压波形

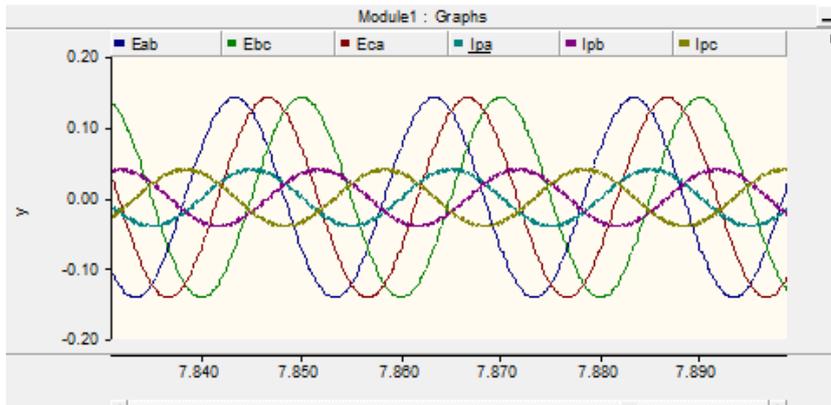


图4.39 逆变器输出波形

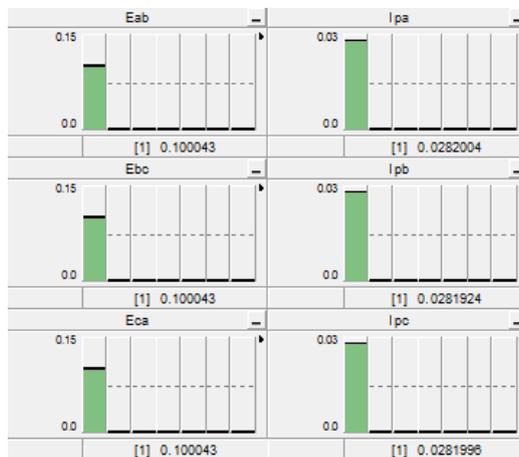


图4.40 逆变器输出频谱

图 4.39 和图 4.40 分别为逆变器模块的输出电压电流波形和输出的频谱情况。输出电压及电流不仅正弦度好、谐波含量少，电流与电压所夹相位角也比较小，电能质量基本符合要求。

4.3.3 多端口输电多端口配电模式

当前工作模式下，两个模块工作在整流状态向直流母线供电，其余两个模块工作在逆变状态。

图 4.41 为直流母线电压变化情况，上电后，系统能快速进入稳定状态，过渡时间短，且稳态时母线电压与单端口输电多端口配电工作模式时的稳定母线电压相近。

图 4.42 和图 4.43 分别为两路逆变器输出电流与电压的波形图和频谱。可以看出，输出信号的正弦度较好，但功率因数较低，电能质量还有很高的提升空间。

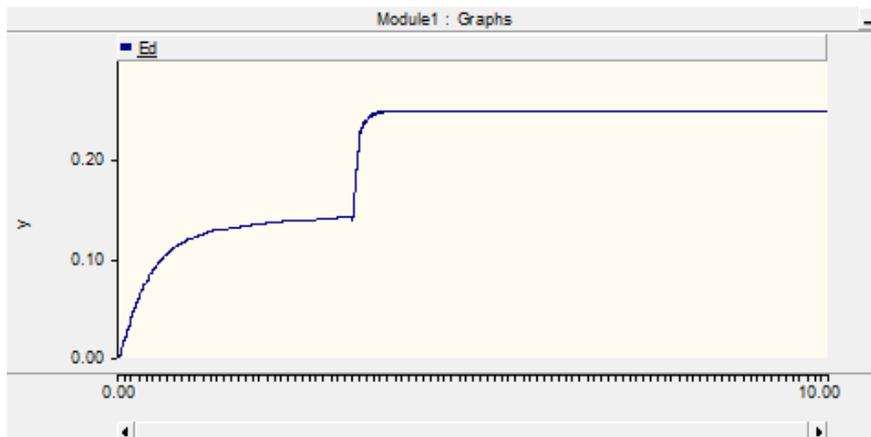


图4.41 直流母线电压

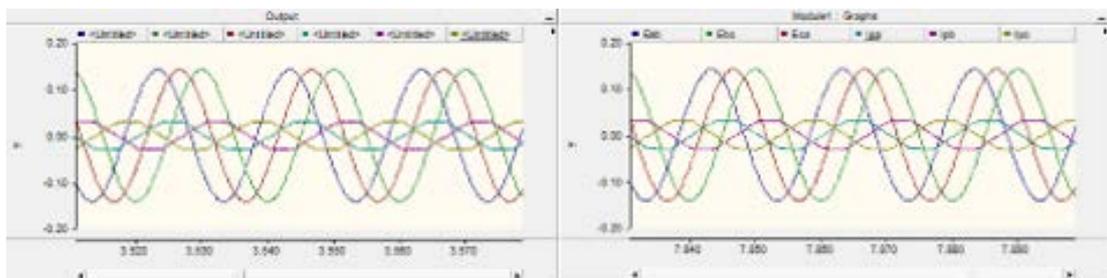


图4.42 逆变器输出波形

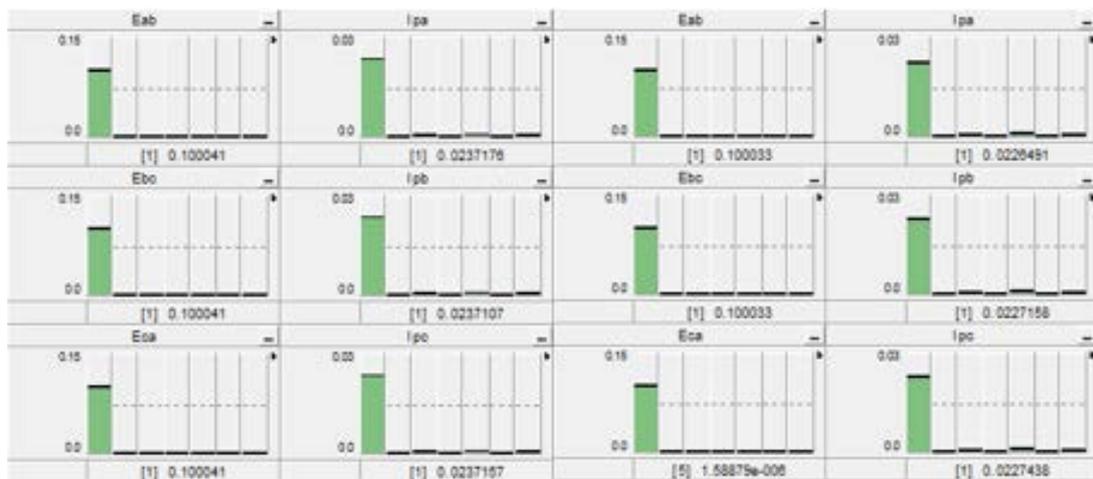


图4.43 逆变器输出频谱

第5章 总结与展望

5.1 本文工作总结

能量路由器是能源互联网的关键技术之一。本文回顾了能量路由器的发展过程，研究了其样机模型和电路拓扑，依据控制模型提出了相应的控制策略并基于 PSCAD 平台进行了仿真验证。主要的工作包括如下几个方面。

(1) 综述了能量路由器发展过程中被提出和被实现的物理架构，对传统互联网中适用于能源互联网领域的路由决策进行了介绍。此外，从柔性交流输电技术和高压直流输电技术角度分别介绍了能源互联网物理层的关键技术。特别地，详细地介绍了核心器件固态变压器。

(2) 分析了三相 PWM 整流模块与三相 PWM 逆变模块在能量路由器中的应用，介绍了其工作原理。

(3) 基于三相 PWM 整流模块和逆变模块的数学模型，采用电压电流双闭环的策略对这两个模块进行控制。

(4) 采用 PSCAD 软件搭建了能量路由器实验模型。基于试验模型，首先对整流器模块与逆变器模块进行分立仿真，验证了所应用的控制策略在提升系统稳定性与抗扰性能等方面的作用。然后，综合多个、多种端口，模拟能量路由器复杂工作状态，进行了多端口联合仿真，并对仿真结果进行了分析。

5.2 未来工作展望

(1) 针对三相 PWM 整流模块输出直流电压有静差的问题，引入负载电流前馈，以消除负载改变带来的电压波动。此外采取适当的措施减小负载突变时电流的超调。

(2) 寻求适当的控制策略解决多个模块协同工作时带来的母线电压不稳定问题，减小过渡过程时间。

(3) 将能量路由器连接不同形式的负载，设置多种接口，以适应分布式能源的变化。

(4) 实现信息物理融合，引入复杂的控制指令，针对能源互联网中复杂的情形能做出快速准确的响应。

插图索引

图 1.1	能源互联网架构图	3
图 1.2	能量路由器应用效果图	3
图 1.3	多电平变流器单相结构图	5
图 1.4	基于 20kVA 固态变压器的能量路由器架构设计图	6
图 1.5	能量路由器与用户终端架构图	7
图 1.6	能量路由器架构设计图	7
图 1.7	统一潮流控制器结构	9
图 1.8	UPFC 基本的潮流控制框图	10
图 1.9	第一代固态变压器拓扑图	13
图 1.10	第二代固态变压器拓扑图	13
图 1.11	1MVA 固态变压器拓扑图	14
图 2.1	三相 PWM 整流器模块电路结构图	16
图 2.2	三相全控整流电路波形图	17
图 2.3	三相 PWM 逆变器模块电路结构图	18
图 2.4	逆变器输出波形图	19
图 3.1	三相 PWM 整流器电路拓扑图	21
图 3.2	DQ 变换后的整流模块模型等效电路	23
图 3.3	DQ 变换后的整流模块小信号模型等效电路	25
图 3.4	解耦控制框图	25
图 3.5	解耦后的整流模块小信号模型等效电路	26
图 3.6	电流内环控制框图	27
图 3.7	电压外环控制框图	27

图 3.8	三相 PWM 逆变器电路拓扑图.....	31
图 3.9	逆变器小信号模型等效电路.....	33
图 3.10	逆变器双闭环控制框图.....	33
图 4.1	能量路由器接口示意图.....	35
图 4.2	直流母线连接图.....	36
图 4.3	受控部分模型.....	36
图 4.4	控制部分实现.....	37
图 4.5	PWM 控制信号生成.....	37
图 4.6	整流器固定负载输出电流波形.....	38
图 4.7	整流器固定负载母线电压波形.....	39
图 4.8	控制器初始信号.....	39
图 4.9	控制模块中间值.....	39
图 4.10	控制模块参考信号.....	40
图 4.11	PWM 控制信号 1.....	40
图 4.12	PWM 控制信号 2.....	40
图 4.13	PWM 控制信号 3.....	41
图 4.14	PWM 控制信号 4.....	41
图 4.15	PWM 控制信号 5.....	41
图 4.16	PWM 控制信号 6.....	42
图 4.17	负载突增时电流变化情况.....	42
图 4.18	负载突增时电压变化情况.....	43
图 4.19	负载突增后恢复电流变化情况.....	43
图 4.20	负载突增后恢复电压变化情况.....	43
图 4.21	负载突降时电流变化情况.....	44

图 4.22 负载突降时电压变化情况	44
图 4.23 负载突降后恢复电流变化情况	45
图 4.24 负载突降后恢复电压变化情况	45
图 4.25 逆变器输入电压	46
图 4.26 逆变器输入电流	46
图 4.27 开环状态下输出电压波形	47
图 4.28 开环状态下输出电压频谱	47
图 4.29 逆变器输出线电流波形	47
图 4.30 逆变器输出线电压波形	48
图 4.31 输出电压谐波分析	48
图 4.32 输出电流谐波分析	48
图 4.33 直流母线电压波形	50
图 4.34 逆变器 1 输出波形	50
图 4.35 逆变器 1 输出频谱	50
图 4.36 剩余两路逆变器输出波形	51
图 4.37 剩余两路逆变器输出频谱	51
图 4.38 直流母线电压波形	51
图 4.39 逆变器输出波形	52
图 4.40 逆变器输出频谱	52
图 4.41 直流母线电压	53
图 4.42 逆变器输出波形	53
图 4.43 逆变器输出频谱	53

表格索引

表 1.1	能量路由器原型案例与定义	2
表 2.1	IGBT 输出	18

参考文献

- [1] Xu Y, Zhang J, Wang W, et al. Energy Router: Architectures and Functionalities toward Energy Internet[C]// Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2011 IEEE International Conference on. IEEE, 2011:31-36.
- [2] Boyd J. An internet-inspired electricity grid[J]. IEEE Spectrum, 2013, 50(1):12-14.
- [3] 宗升, 何湘宁, 吴建德,等. 基于电力电子变换的电能路由器研究现状与发展[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(18):4559-4570.
- [4] Bifaretti S, Zanchetta P, Watson A, et al. Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, 2(2):231-243.
- [5] Watson A J, Dang H Q S, Mondal G, et al. Experimental implementation of a multilevel converter for power system integration[C]// Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. Ecce. 2009:2232-2238.
- [6] Lai J S, Maitra A, Mansoor A, et al. Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications[C]// Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society). 2005:1893-1899 Vol. 3.
- [7] Maitra A, Sundaram A, Gandhi M, et al. Intelligent Universal Transformer design and applications[J]. 2009(CP 550):1-7.
- [8] Duan Q, Ma C, Sheng W, et al. Research on power quality control in distribution grid based on energy router[C]// Power System Technology (POWERCON), 2014 International Conference on. IEEE, 2014:2115-2121.
- [9] 曹军威, 孟坤, 王继业,等. 能源互联网与能源路由器[J]. 中国科学:信息科学, 2014, 44(6):714-727.
- [10] Liu Y, Chuan M A. The Power Router Based on Hybrid AC/DC Microgrid Framework[J]. Modern Electric Power, 2015.
- [11] Zhang J, Wang W, Bhattacharya S. Architecture of solid state transformer-based energy router and models of energy traffic[C]// IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference. IEEE Computer Society, 2012:1-8.
- [12] Spyropoulos T, Psounis K, Raghavendra C S. Spray and Wait: Efficient Routing in Intermittently Connected Mobile Networks: The Multiple Copy Case[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2008, 16(1):77-90.

- [13] Bird C G. On cost allocation for a spanning tree: A game theoretic approach[J]. Networks, 1976, 6(4):335-350.
- [14] Wang J, Yang J, Yu K, et al. Locality-constrained Linear Coding for image classification[J]. 2010, 119(5):3360-3367.
- [15] Nguyen P H, Kling W L, Georgiadis G, et al. Distributed routing algorithms to manage power flow in agent-based active distribution network[C]// Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe. IEEE, 2010:1-7.
- [16] Rajabi-Ghahnavieh A, Fotuhi-Firuzabad M, Othman M. Optimal unified power flow controller application to enhance total transfer capability[J]. Iet Generation Transmission & Distribution, 2015, 9(4):358-368.
- [17] Moravej, Z, Pazoki, M, Khederzadeh, M. New Pattern-Recognition Method for Fault Analysis in Transmission Line With UPFC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3):1231-1242.
- [18] Santos N M R, Silva J F, Verwekken J, et al. Enhancing the Ride-Through Capability of DC-Link Voltage in NPC Multilevel Unified Power-Flow Controllers[J]. Power Delivery IEEE Transactions on, 2014, 29(4):1542-1550.
- [19] Sayed M /, Takeshita T. Line Loss Minimization in Isolated Substations and Multiple Loop Distribution Systems Using the UPFC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11):5813-5822.
- [20] 潘磊, 李继红, 田杰,等. 统一潮流控制器的平滑启动和停运策略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12).
- [21] 张曼, 张春朋, 姜齐荣,等. 统一潮流控制器多目标协调控制策略研究[J]. 电网技术, 2014, 38(4):1008-1013.
- [22] Zheng F, Zhang S, Yang S, et al. Transformer-less unified power flow controller using the cascade multilevel inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4):1077-1084.
- [23] Thuy P T T, Lee Y K, Lee S. Modulation and Control of Transformer-less UPFC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2):1-1.
- [24] Tang G, LIU Zehong. A Review of CIGRE'2010 on HVDC Transmission and Power Electronic Technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011.
- [25] 杨洁, 刘开培, 王东旭,等. 向无源网络供电的双端柔性直流输电系统小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10):2400-2408.
- [26] /A/. V D M A, Gibescu M, van der Meijden, Mart /A/. M. M, et al. Advanced Hybrid Transient Stability and EMT Simulation for VSC-HVDC Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3):1057-1066.
- [27] 吴金龙, 刘欣和, 王先为,等. 多端柔性直流输电系统直流电压混合控制策略[J]. 电网技术, 2014, 39(6):1593-1599.

- [28] Yousefpoor N, Narwal A, Bhattacharya S. Control of DC-Fault-Resilient Voltage Source Converter Based HVDC Transmission System under DC Fault Operating Condition[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(6):1-1.
- [29] 宋国兵, 李德坤, 靳东晖,等. 利用行波电压分布特征的柔性直流输电线路单端故障定位[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15):83-88.
- [30] 梁少华, 田杰, 曹冬明,等. 柔性直流输电系统控制保护方案[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15):59-65.
- [31] Gao S P, Chu X, Shen Q Y, et al. A New Whole-Line Quick-Action Protection Principle for HVDC Transmission Lines Using One-End Current[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2):599-607.
- [32] Liang Y, Wang G, Li H. Time-Domain Fault-Location Method on HVDC Transmission Lines Under Unsynchronized Two-End Measurement and Uncertain Line Parameters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3):1031-1038.
- [33] 许斌, 李程昊, 向往,等. MMC 模块化串并联扩容方法及在能源互联网中的应用[J]. 电力建设, 2015, 36(10):20-26.
- [34] 管敏渊, 徐政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12):9-14.
- [35] McMurray W. POWER CONVERTER CIRCUITS HAVING A HIGH FREQUENCY LINK:, US3517300[P]. 1970.
- [36] M. D. Manjrekar, Kieferndorf R, G. Venkataramanan. Power electronic transformers for utility applications[C]// 2000:2496-2502 vol.4.
- [37] Ronan E R, Sudhoff S D, Glover S F, et al. Application of power electronics to the distribution transformer[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE. IEEE, 2000:861-867 vol.2.
- [38] 毛承雄, 范澍, 黄贻煜,等. 电力电子变压器的理论及其应用(II)[J]. 高电压技术, 2003, 29(10):4-6.
- [39] Zhao T, Wang G, Bhattacharya S, et al. Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4):1523-1532.
- [40] Zhao T. Design and Control of a Cascaded H-Bridge Converter based Solid State Transformer (SST)[J]. Dissertations & Theses - Gradworks, 2010.
- [41] 查亚兵, 张涛, 黄卓,等. 能源互联网关键技术分析[J]. 中国科学:信息科学, 2014, 44(6):702-713.
- [42] Wang G, She X, Wang F, et al. Comparisons of different control strategies for 20kVA solid state transformer[C]// Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2011:3173-3178.

- [43] Huber J E, Kolar J W. Common-mode currents in multi-cell Solid-State Transformers[C]// International Power Electronics Conference - Ecce Asia. 2014:766-773.
- [44] 刘金辉, 张明锐, 金鑫. 应用于新型微网 FREEDM 的固态变压器研究[J]. 电气自动化, 2010, 32(6):48-50.
- [45] Fan H, Li H. High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(26):3599-3608.
- [46] 葛俊杰, 赵争鸣. 级联型电压自平衡固态变压器[J]. 清华大学学报:自然科学版, 2013(4):459-464.
- [47] Hwang, Seon-Hwan, Liu, et al. Distributed Digital Control of Modular-Based Solid-State Transformer;Using DSP plus FPGA[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2):670-680.
- [48] 陈芬. 基于电子电力变压器的最优潮流控制[D]. 华中科技大学, 2011.
- [49] Wang D, Mao C X, Ji-Ming L U, et al. Simulation research on imbalance loads of electronic power transformer in distribution system[J]. Electric Power, 2005.
- [50] Wang D, Mao C X, Lu I M. Parallel Operation of Electronic Power Transformer(EPT)[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005.
- [51] Liu H, Mao C, Jiming L U, et al. Parallel Technology of Electronic Power Transformer and Conventional Power Transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008.
- [52] Shah D G, Crow M L. Online Volt-Var Control for Distribution Systems With Solid State Transformers[J]. 2016.
- [53] Zhao B, Song Q, Liu W. A Practical Solution of High-Frequency-Link Bidirectional Solid-State Transformer Based on Advanced Components in Hybrid Microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(7):1-1.
- [54] 张明锐, 林显琦, 孙华. 孤岛微网中固态变压器间环流抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2014(31):5563-5570.
- [55] Wang L, Zhang D, Wang Y, et al. Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-phase Solid State Transformer Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(4):1-1.
- [56] 王兆安,刘进军. 电力电子技术. 第五版. 北京: 机械工业出版社, 2009.

致谢

本论文是在曹军威老师的悉心指导下完成的。曹老师在整个毕设过程中都给予我耐心的指导和帮助。作为我即将到来的硕士阶段的导师，曹老师在工作态度和科研精神等方面也给我带来积极的影响。值此毕业论文完成之际，谨向导师致以诚挚的感谢和崇高的敬意！

在毕业设计研究过程中，我还得到了师兄与师姐们的热心帮助。感谢杨洁师姐在论文选题与控制理论学习方面给我的建议和启发，感谢任光博士在能量路由器综述部分给我的支持，感谢杨刚师兄在仿真实验方面对我的帮助，感谢胡俊峰师兄在电力系统方面对我的指导，也感谢赵兵兵师兄的指引帮助我迅速融入能源互联网研究小组。

朋辈相长，毕设的圆满完成离不开好友间的相互鼓励与支持。借此机会感谢李然明、董龙禹、刘紫阳、徐福常、毕涛、唐昕迪、陈星晔等在这一学期以来给予我的帮助与鼓舞，也祝愿他们顺利毕业，在下一阶段的学习或工作中一切顺利。

最后，感谢父母一直以来对我的支持和默默的付出。

声明

本人郑重声明：本学位论文是在导师的指导下，本人独立调研、研究、实验得到的。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

签名：_____ 日期：_____

附录 A 外文资料的书面翻译

A.1 电力电子在配电变压器中的应用

摘要:

本文描述了一种新型固态变压器的设计和原形构建。用固态设备替代配电变压器能对波形和输出电压进行控制因而解决很多电能质量问题。一个 10kVA 的原型已经构建出来,能把 7200V 单相电变换到 240V 或 120V 而且一半的设计电压已经测试完成。

A.1.1 介绍

在交流电力系统发展早期配电变压器的优秀特质已经众所周知。这些特质包括低消耗,高可靠性,和高效率。同时他们也有一些不受欢迎的特性。后者包括负载电压降,难以减轻“闪烁”,对谐波敏感,对于矿物油等环境方面的考虑,直流偏置负载不平衡时的性能局限,和在变压器内部或外部出现问题时对主系统保护的需求[1]。对公共用户来说,电能质量是一个越来越重要的问题,这一事实使得今天的这些问题比一二十年前更严重。

这篇文章中介绍了一种基于电力电子变压器的结构。这种新变压器对谐波不敏感,能阻止谐波传输(双向),无需校准,防止负载干扰和故障影响到主系统,可以向负载提供直流偏置,不使用液体介质。这个结构用于 10kVA, 7.2kV 到 240/120 V 的配电变压器设计中。性能的设计是建立在使用计算机仿真和硬件验证的基础上。尽管当前的设计相对于传统的配电变压器更昂贵而且效率更低,半导体成本的下降和性能的提升将使新系统未来更经济,尤其与传统变压器相比增强的性能。

“固态变压器”的想法已经被讨论了很长时间。大约二十年前,海军的研究人员提出了一种电力电子变换器,包括一个交流/交流降压变换器,配置为将输入电压降到更低。这个项目被电力科学研究院赞助跟进。这两个项目都取得了模型方面的成果,但他们的初级电压和功率数量级低于典型的效用分布水平。

A.1.2 拓扑结构

一些原因导致以前在设计方面的努力不能应用于实用程序中。在这些原因中,最严峻的是被 Kassakian 描述为“压力因素”的高水平数量。由于降压变换器的开关受原边高电压和副边大电流的影响,半导体的成本会非常高。另外一个困难在于原副边缺少磁通。而且降压变压器不能为了提升谐波性能而被配置。

最近,另一个在高功率交/交转换方面的工作包含了电力电子变换器交流波形调制高频方波,然后通过一个小变压器,并在其低压侧同步解调。这个概念避免了应激因子和隔离问题,但也没能在功率因素的改善和控制方面作出改进。固态变压器设计的提出如图 1 所示。可以看到,这是一个由三部分组成的设计,包含输入、隔离和输出。进一步,输入和隔离自身被分为几个输入和隔离模块。

所有的模块的双向直流输出连接在平行输出部分。这个串并联部分提供了变压器的电压降。输出阶段产生的双向直流转换成应用级单相交流电,包括可接地的中心抽头。

所述三级拓扑有许多吸引人的特性。首先,由于单个模块的电压降低避免了使用串联半导体器件,串联设备并非必要。其次,因为三级拓扑和每个部分的独特功能,对一个交交降压变压器来说总的负荷低于一般状态。特别是,输入级设备遇到高电压低电流,但是输出级遇到高电流低电压。对一个 7200V 至 240/120 V 的变压器来说,一个典型的设计会占交交降压转换器约百分之十五的负荷。

第三,多元化的输入模块可以用来实现一个有效的切换频率,能对多次实际切换频率产生影响,能使输入部分的切换损失几乎可以忽略。同样,隔离部分的频率以及工作周期能改变以减少不同负载带来的损失。第四,不像一些固态变压器,原副边的磁隔离已经实现。

其他没有纳入这个设计的优点,包括这里所描述的简单的修改设计,可从单相功率源获得三相电压,而且能从一个中间的可用性低压直流总线添加储能。

这个设计相比传统对手有很多优势,包括输出正弦电压,无论输入电能质量或输出电流波形。这使输出级控制及积极抑制电压谐波成为可能。相反,适当的控制输入部分提供正弦输入电流功率因数统一,无论功率因数还是输出电流的波形。此外,在输出和输入阶段限流很容易杜绝次生断层传播通过变压器。

设计的输入电压是 7.2 kV,输出电压 240/120 V,这两个典型的程序实用于美国的分销系统,利用了十二个输入隔离模块。每个输入隔离模块直流连接,设计运行在 1000 V,每个隔离模块的输出设定在 550 V。在这一点上,变压器的每个部分的设计都将被考虑。

A. 输入部分设计

每个输入级模块包含一个统一的功率因数有源整流[6],还包含一个交流提高转换器。这个配置如图 2 所示。

控制系统的输入部分结构见图 3。电压调节器的输出直流电压与所需的水平相比较,其结果得到输入电流大小命令(I_{mag})。这被传递给当前命令合成器,由电压监测构成。

输入电压的监测提取输入波形的基本组成部分。该部分由三个信号构成:输入电压波形的基本组成部分中的估计瞬时绝对值,记作 v_r 。 v_r 的时间导数,记作 p_v ,以及在一个周期中电压 v_r 的峰值 V_{rpk} 。

当前命令合成器利用这三个信号,除了电压调节器的电流强度信号(I_{mag})还会向周期合成器传递所需的电流形成信息。当前指令和它的导数计算为:

占空比输出合成器制定控制每个相对时间开关的频宽比命令是封闭的,以确保整流电流等于当前命令。输入级的特性之一是,输入级模块之间的切换是交错,这样有效的切换频率是实际的切换频率的 N 倍,其中 N 是模块的数量。因此,输入级的切换损失很小。分压是由压敏电阻放在每个模块的输入的协助下完成的。这些设备只是活跃在可能发生的重大电压失衡时,例如启动时刻。

B. 隔离部分设计

每个模块的直流电压是由相应的全桥变换器隔离阶段模块发出,如图 4 所示。这个转换器为一种小型风冷变压器提供了高频方波电压,提供所需隔离的同时减小了大约一半的电压。变压器的小铁芯和线圈,以及相对的低工作电流产生低磁滞和传导损失。变压器二次(中心抽头)之后整合了双极直流供电。串并联连接的隔离阶段提供了大部分的电压降。

隔离阶段控制有两个不同的部分,如图 5 所示。首先,占空比控制调节方波电压占空比以达到期望的输出电压 v_{dcout} ,开关频率控制慢慢地改变开关频率作为负载的函数,以优化的隔离阶段的效率。

这种控制的精妙之处在于,因为隔离阶段控制是基于调节 V_{dcout} ;独立直流干路电压没有被调节。然而,通过电压设置点的适当选择,独立直流干路电压的一个重要不平衡电压可以容忍而没有不利影响。

C. 输出部分设计

隔离模块的平行双极直流入一个单模块输出阶段,如图 6 所示。这一阶段包括两个匹配的“腿”分别产生 v_{out+} 和 v_{out-} 。两个转换器及其控制独立运作。地线或者中心抽头,是从隔离模块的中点引出,并且用于每条腿的控制系统。

输出阶段的控制是通过负载电流前馈完成,成比例的电压误差反馈算法如图 7 所示。(每条腿有相同的控制)。其中,“ x ”可以被“ $out+$ ”或“ $out-$ ”取代。

虽然只使用比例反馈,存在的负载电流前馈补偿使电压波形误差最小。当前命令对于控制电流来说也是有限的。这个算法的最终输出是滞环电流控制命令 I^* 。电流控制强制实际电流在指令水平的 h 安培。(使 h 任意小会导致开关频率和切换损失上升)。

A.1.3 仿真性能

为评估固态变压器(SST)的预期性能,设计模拟预测稳态和暂态行为。仿真语言选择 ACSL[7],这是一个通用的基于状态变量的模拟器。所有开关和二极管以及被动元器件都包含在仿真模型中,构成了一个第 122 条指令的系统。主要参数的描述和值由表 1 规定。

图 8 显示了几个重要的在额定电压的稳态仿真波形记录,额定输出负载和滞后负载功率因数为 0.8。从图中很明显,输入电压(a)和电流(b)同相位而且电流是正弦的。输入级模块的电压输出,和相应的隔离模块输入电压 v_{in1} (c)是直流的而且等于设定值 1000V。同样,对这种平衡负载,隔离级模块的电压输出为双极形常数,而且在它的设定值正负 275V 很稳定。隔离模块输出电流,如(f)所示,是单相电源供电的直流系统的典型脉冲波形。输出电压和电流分别在 (g)和(h)中显示。

在故障条件下的固态变压器的性能也进行了仿真,通过连接在两条腿上的一个近乎断裂的螺旋栓,然后在 0.15 秒(9 个周期)后被清除。输入电压和电流如图 9 (a) (b) 所示,输出的痕迹见 (c) (d)。很明显的是,固态变压器的输出出现一个故障不会导致输入电流浪涌。在故障期间所观察到的少量的初级电流,将需要去为故障阻抗提供能量,并提供变压器的损失。输出电流已被限制在一个水平,使半导体可以安全地运行,在这种情况下,约为两倍,而输出电压几乎为零,与预期相符。

响应的负载,其中包括大量的直流偏移,通过半波整流器的模拟,在这种情况下,在一半额定电压(一半额定电压,包括输入和命令,被用来提供一个对比来匹配这篇文章中即将出现的一个结果)。隔离级模块的输出电压被转移,但控制系统保持调节而且隔离变压器不经历任何直流偏移。

在设计的效率方面,仿真研究表明,输入级的效率应该是非常高的(约 99%)而且功率电平相对“平坦”。这是一个预期的工作在低电流,高电压和低开关率条件下的系统。隔离级效率偏低,四分之一负荷时效率值为 97%满负荷接近 98%。输出级是效率最低的,只有满负荷时达到 96%。因此,这里所描述的固态变压器的综合效率应该能够超过 90%。为了实现固态变压器更高的效率,软开关可以用

来减少隔离和输出阶段的开关损耗。使用（新）高压碳化硅（SiC）肖特基二极管也会显著降低开关损耗和传导损耗。

A.1.4 测量性能

图 11 所示为演示的固态变压器系统的原型。在这个原型中，布局已经展开以方便设计修改，并允许广泛的测量。该变压器已作为在半额定电压下的一个集成的系统。高水平的电磁干扰（EMI）排除全电压下早期原型可能存在的操作，即使所有组件已单独测试水平。在图 12 中显示了二分之一额定电压下测试原型的波形，0.9 以及 0.4 个单位电流。

降低电压的操作引起系统比模拟预测有了很大的失真，但从图 12 与图 8 的比较来看，基本的相似性是显而易见的。在这两种情况下，尽管负载功率因数滞后，初级电流（b）与主电压（a）同相位。在这两种情况下，输出电压是正弦的，而中间电压（未记录在这个“已测得”测试）几乎是恒定的。输入电压的高频噪声水平更大有很多产生的原因。首先，EMI 的存在导致整个系统开关时间不稳定。同时，该系统是由一个与 AC 高漏电感和防浪涌电阻连接的 10 伏安配电变压器供电（反接）。其结果是一个几百伏的电压降与（开关）输入阶段的电流浪涌叠加。这些问题是一个原型构建和测试方式的结果。解决方案已经确定，并被纳入第二代原型。

原型的测试表明在模拟中发现了相同的特性。一个测试表明了大幅度的直流偏移量影响负载时 SST 的性能。

在传统的变压器中，产生的直流预计将很快达到饱和值并使变压器过载。在固态变压器的情况下，所绘制的直流负载很容易被隔离阶段吸收，不受输入影响。（1/4 的工作电压和非常低的功率放大了输入电流失真。）

A.1.5. 结论和未来的工作

细节模拟及工作原型已经证实本文所描述的电力电子变压器可以提供目前配电变压器没有的理想功能。这些特点有，自我保护，在输入和输出端极好的电能质量，功率因数校正，并避免使用石油作为电介质和冷却剂。目前，二代电磁干扰设计正在进行中。有趣的任务仍然包括提高效率的调查方法（特别是在输出阶段，技术是可用的）。

随着设计的成熟，一个有趣的问题是，高带宽的负载恒定功率的负载是否会导致负阻抗不稳定，如通常在直流系统[8]中所见，偶尔在以电力电子设备为基础的交流系统中[9]。这些不稳定性的类型往往是最好使用导纳空间技术[10] [11] 研究。如果这确实是有问题的，它应该有可能使用技术来消除不稳定[11]。

A.2 电力电子变压器的实际应用

摘要:

一种变压器拥有电压转换、隔离、噪声解耦等功能，是电力系统中不可缺少的组成部分。然而，在低工作频率状态下，它是配电系统中最重和最昂贵的设备之一。实现一个小尺寸的“固态”变压器的概念已经被讨论了一段时间。一个相当简单的方法来完成一个在变压器输入减少的一个常规的整流逆变器系统引入一个隔离直流直流转换器中的直流环节，通过高频变压器隔离。此外，已在文献报道的一些拓扑结构，采用交流交流转换器连接一个高频变压器的初级和次级侧，以减少磁芯的尺寸和重量。这样的交流转换器需要有双向阻断电压和电流承载能力的开关，如双栅极关断器件如绝缘栅双极晶体管（IGBT）。本文探讨了采用交流交流开关模式功率转换器与反应元件相结合的可能性，实现斩波交流环节，从而降低了所需的电压转换和隔离的磁芯尺寸。这种方法的一个主要优点是，静态功率转换器只需要六个设备来实现三相电子变压器，这使得它的解决方案很经济。工作原理，磁性设计和其他实际问题被讨论。详细的计算机模拟与实验验证在本篇文章中呈现。

A.2.1 介绍

自上个世纪之交被建立以来[1]，变压器已广泛用于电力转换系统。变压器的主要功能是电压转换和隔离。由于组合物中有笨重的铁芯和铜绕组，变压器在配电系统中是一个最重，最昂贵的部分。变压器的尺寸和重量主要是一个核心材料的饱和磁通密度和最大允许的核心和绕组温度上升的函数[2]。频率与功率吞吐量密度是成反比的，从而增加的频率允许钢磁芯更高的利用率同时减少变压器的大小[3]，[4]。

本文的下列部分介绍了实现固态变压器时技术状态的简要调查。第3节介绍了来自交流-交流-降压-升压转换器的电力电子变压器（PET）的概念。在第四节中，相对于现有的方法，在所提出的PET技术中使用的硅和磁性元件的相对比例特性进行了比较。在第五节提出，仿真和实验结果验证了所提出的方法的性能特点。第六节综述了本文总结的结果。

A.2.2 固态转换状态

一种来介绍高频链路可能的方法是使用交流的交流频率转换器的初级和次级侧励磁变压器同步[5]。图1说明了三相变压器实现这种方法的一个简化的示意图。

从图 1 可以看出，低频输入正弦波电压（60 赫兹）首先由初级侧转换器转换为一个高频交流链路（通常为几千赫），然后磁耦合到二次侧。所用的二次侧功率变换器将所分离的高频电压展开为低频（60 赫兹）的波形。此操作需要静态转换器的原边和副边同时来工作，通过调制一个 50% 占空比的高频率的方波。由于变压器是纯粹的能量转换装置而且瞬时功率的双端口输入端与双端口输出端是等价的。由于变压器的电压只包含高频交流元件，与专为 60 赫兹的设计相比，作所得到的核心更加小。

静态的 AC-AC 转换器的拓扑结构采用双向开关，由绝缘栅双极晶体管(IGBT)实现串联连接(图 1)。因此，需要总共二十四个设备来实现三相固态电子变压器，从而使它成为一个相当麻烦的解决方案。

作为一种替代，[3]提出了一种方法，它采用了一个高频率的链接，通过一个额外的直流-直流转换部分。图 2 中给出该方法的示意图。图 2 所示的拓扑结构是从[4]中调整的，以便提供双向功率流特性和三相操作。需要指出的是，在整流阶段如果不需要双向功率流，功率器件可以只使用二极管。

从原理图来看，在直流链路的方法中的功率转换的阶段的数量是显而易见的，这导致了整体效率的降低和高层次的复杂性。

本文中所涉及的权衡设计和实现这两者的方法是更进一步的研究。

A.2.3 电力电子变压器

本文研究采用交流-交流开关模式功率转换器的组合与反应元件，实现微小的交流环节，从而降低所需的磁芯尺寸的电压转换和隔离的可能性。文献中研究了几种交流-直流-直流转换器拓扑结构的解决方案，以提高相关的电能质量，并为自定义电源提供解决方案[6][14]。这些降压-升压转换器将在本文中被进一步研究以作为一个固态变压器的应用。一个有代表性的交流-交流-降压-升压转换器的简化功率原理图如图 3 所示。正如可以观察到的，这个转换器需要六个设备来完成三相功率转换。输出电压与输入电压通过开关器件的占空比相关。该开关是根据脉冲宽度调制（脉宽调制）策略得到一个占空比 D 。如果 V_i 和 V_o 被定义为三维向量表示输入输出电压，该降压-升压转换器的转换特性可以表示为:如果能量存储装置被认为很小。

该变换器的工作原理与相应的降压升压直流变换器的工作原理相同。输入电压 (V_i) 被施加在能量存储电感器 (L_F) 当标记为 X 的开关被打开。可以通过占空比控制增加或减少输出电压的幅度 [13], [14]。电感和电容器形成一个二阶滤波器以抑制输入电流中的谐波在源中流动。

建议的电力电子变压器（PET）是用一个高频耦合电感更换交流-交流降压-升压转换器中的能量存储电感器。一种简化的功率电路原理图如图 4 所示。在主和次级侧绕组的匝数比可改变，使确定传递特性时具有附加的自由度。这种拓扑结构的直流版本通常被称为反激式转换器。

A.2.4 设计考虑

半导体和电力电子变压器的反应元件的设计遵循的经典技术被用于直流降压-升压或反激式转换器的设计中[14]。

另一方面，直流母线为基础的方法需要 2 两套直流母线电容器，它必须通过切换矩阵把供应的不连续电流输入到链路。因此，平衡来看，所有的三个转换器的电容滤波的要求预计将相同数量级。

研究固态交流变压器的三种不同方法的主要磁性元件缩放特性说明了它们之间的重要区别。电感的大小直接关系到电感的能量存储容量。对他们规模的估计可能在区域产品的方法上发展[15]。该区域产品代表了核心的横截面面积和绕组的窗口面积的产品。该地区产品依赖于电感的能量存储容量。导体的核心和载流电容的饱和磁通密度确定的了几何参数，最终导致装置在一个特定的大小。电感器的区域积的一般表达式被定为：

其中 K 是核心因子叠加的产物绕组的填充因子， B 是饱和磁通密度， J_{max} 是在导体中的电流密度。电感的值取决于电感的允许纹波大小。对于一个工作在一个占空比为 0.5 的降压-升压转换器，电感值的值可能会决定使用：

其中 V_{in} 为输入电压， F 是开关频率， ΔI 是纹波电流。结合方程（2）和（3）得：

如果 $\Delta I / I_P$ 被定义为每单位纹波系数 δ ， P 是功率变换器的容量，面积积可以表示为

在这种情况下 2 的因子消失，因为电感电流的幅度是降压-升压转换器的输入电流的两倍。方程（5）可以在一个紧凑的方式估计在降压-升压功率转换器中电感的物理尺寸，给出其额定值和开关频率。对于升压和降压转换器，电感器的区域产品可能是来自类似的方式：

变压器的区域产品与他们的额定值有关，而且工作频率是众所周知的，由[15]给出

基于上述表达式，三种不同的方法的磁性元件所需的总面积的产品可能会被比较。基于直流母线的方法每一个相位和一个变压器的需要两个电感器。降压-

升压转换器为基础的方法每一个阶段需要一个耦合电感。基于交流链路的方法需要一个变压器。

构成转换器的第二个重要元素是交换矩阵。转换器的硅需求可以通过取的电压阻断要求和在转换器使用的各种半导体器件电流导通的要求产物的总和进行比较。然而，每个开关只控制一个半周期的交流线路电流。因此，总开关伏安额定值恰好为电力电子变压器在占空比为 0.5 的标称：

用于高频链接变压器的方法，开关的电压额定值至少等于所述线到线电压的输入。每个开关的额定电流是当前链接的三分之一。因此，对于开关的 VA 额定值可被计算为

以类似的方式，对基于直流链路转化的方法，对开关的 VA 额定值可被计算为图 5 示出总开关的 VA 额定值的变化有三种不同的方法来作为输出功率的函数。涉及的三种方法的权衡从图中来看很清楚。从电路拓扑方式，读者可以看到从对直流线路基础的转换方法到降压-升压型转换进展，复杂性逐渐增加。在低功率水平，由于硅的复杂性和成本低的缘故，选择电力电子变压器需要考虑更大尺寸的磁性元件带来的不便。然而，由于功率电平增加时磁性元件的影响变得足够大，一个高频链接变压器为基础的方法变得更有吸引力。在非常高的功率水平，由直流链路基础的方法所提供的压力和模块化的分布变得更有吸引力，即使关于磁性设备的需求增加。还应当注意，在不需要双向功率流的情况下，基于直流环节转化方法所述整流桥的可控开关可以被消除。

三种方法变压器铁芯磁通轨迹也是值得研究的。以直流链路基础的方法，变压器被高频率的方波激励，如图 6 所示，磁通曲线是对称的，而且 BH 曲线沿着经典的单回路。以交流链路为基础的方法，线电流通过交流周期中，BH 曲线的偏移仍是对称的，但磁通偏移的幅度沿着 60Hz 的交流波形（图 7）。

在 PET 的耦合电感中，高频磁通轨迹跟随子环路，而子环路的中心横穿 60 赫兹低频的交流波的轨迹，如图 8 中模型所示。复杂的激励下磁芯损耗的模型并不普及。然而，在直流环节的转换损失可以被认为最高，其次是交流链路的方法，与具有磁芯损耗最低量的 PET 的方法。

A.2.5 仿真和实验结果

基于 AC 和 DC 链路的固态变压器已被实验证明，并且正在研究各种应用 [3]-[5]。然而，在过去的研究中基于电力电子变压器的降压-升压转换器尚未明确。因此，转换器的操作通过模拟和使用实验室样机验证。该转换器的详细的计算机模型用 MATLAB 的建立。在模拟中使用的转换器的参数为： $L_f = 120\mu\text{H}$ ， $C_o =$

360 μ F 的，负载电阻= 15 欧姆。输入和输出电压是三相 230 伏特线路有效值。变压器的匝数比是固定的。

各种操作条件下的模拟已被广泛执行来验证转换器的操作。在 50% 的占空比操作下输入电压，输出电压和电感通量波形分别示于图 9-11。

图 9 和图 10 可以观察到的输入和输出电压之间有一个小的压降。这是电源频率跨过能量转移电感器有限电抗的电压降。对一个 dc-dc 变换器，电感两端的直流平均电压为零。对 AC-AC 转换器，电感器两端具有有限的（反应）电压降，工频无功电流电容器也一样。变压器磁通波形的傅立叶光谱示于图 12 中，表现出了磁通在高频激励的优势。

额定功率为 10 千瓦的实验原型转换器的建立是为了验证方法的可行性。该转换器采用工作在 5 kHz 开关频率的 IGBT 模块。耦合电感用相对磁导率为 33 的环形电源铁芯来实现。初级和次级绕组组成 25 圈双股绕绞合线。双线绕组被用于耦合电感器的次级和初级绕组之间以减少漏抗。控制器使用一个 TI 320C240 数字信号处理系统，用于产生栅极驱动信号。

输出电压，变压器电压和电感电流的波形如图 13 所示。一种用于切换的切换算法正在设备上实施，消除了转换过程中的死区时间。调节闭环稳压器变化的线路和负载条件下保持输出电压恒定也正在研究。

图 14 中示出的电感电流（包括二次侧电流向原边的反射）的频谱图。从图中来看高频激励下核心的优势是显而易见的。进一步刻画测量的效率，在不同的负载条件下的操作正在进行。

转换器的动态模型可以基于扩展的状态空间技术针对通过的周期性波形激发系统进行改进，而且将在未来进行报告。这些问题正在被研究，结果将被展开并提交。

A.2.6 结论

本文提出了一种基于交流-交流-降压-升压型电力电子转换器的固态变压器。该拓扑是一个反激式直流-直流转换器直接扩展的三个相交流系统。与其他拓扑结构，如直流链路和交流链路转换方法，在应用程序中所涉及的权衡已经提出。所提出的转换器是对低功率应用中，如超过其他问题的至关重要的电源电路的简单容纳，诸如磁元件和功率半导体元件的优化，是有竞争力的候选。电源转换器拓扑结构的操作已被仿真和实验验证。

无频率变化的交流交流电源转换是电力电子系统应用的一个重要领域。这种电力转换和控制应用程序的电力公用事业电力系统的骨干。本文提出了一种功率转换器，可用于开发中的交流-交流电源转换中的应用。

不涉及频率变化的 AC-AC 电源转换领域是电力电子系统应用的一个重要领域。这样的功率转换和控制应用形成公用电力系统的骨干。本文提出了交流-交流功率转换应用中可开发的一个电源转换器。

原文索引

- [1]Ronan E R, Sudhoff S D, Glover S F, et al. Application of power electronics to the distribution transformer[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE. IEEE, 2000:861-867 vol.2.
- [2]M. D. Manjrekar, Kieferndorf R, G. Venkataramanan. Power electronic transformers for utility applications[C]// 2000:2496-2502 vol.4.