

分类号: TP242.

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330133



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题目 基于扩展移相的双有源桥
DC-DC 变换器控制策略研究

论 文 作 者 戴前程

校 内 导 师 张春（教授）

校 外 导 师 陈林

专业学位类别 电子信息（085400）

研究方向（领域） 控制工程与自动化技术

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TP242.6

单位代码：10363

密 级：公 开

学 号:2210330133

题目 基于扩展移相的双有源桥 DC-DC 变换器控制策略研究

题目 RESEARCH ON CONTROL STRATEGY OF DUAL ACTIVE
BRIDGE DC-DC CONVERTER BASED ON EXTENDED
PHASE SHIFT

学生姓名： 戴前程

校内导师： 张春

校外导师： 陈林

专 业： 电子信息

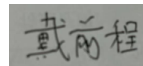
研究方向： 控制工程与自动化技术

论文答辩日期： 2024.5.24

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：



日期：2024年5月31日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

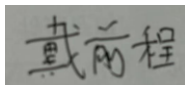
学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 ___ 年解密后适用本版权书。

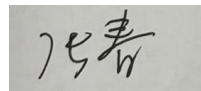
本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：



指导教师签名：



日期：2024 年 5 月 31 日

日期：2024 年 5 月 31 日

基于扩展移相的双有源桥 DC-DC 变换器控制策略研究

摘要

作为储能装置接入微电网的重要元件，DC/DC 变换器的使用越来越引起关注，相较于传统 DC/DC 变换器效率损失严重、响应时间长、可靠性差，双有源桥（Dual Active Bridge, DAB）变换器因其体积小、能量密度高、双向能量流动等优点，可以在直流微电网系统中提供更灵活、高效和可靠的能量管理。但当双有源桥变换器采用传统单移相控制策略时，控制方式只有一个自由度，难以实现灵活控制，并会产生电流逆流，使器件的功耗增加，降低使用寿命。为减小电力电子变压器（Power Electronic Transformer, PET）副边侧母线的扰动而影响变压器其他端口的性能，本课题提出了一种改进扩展移相（Extend Phase Shift, EPS）控制策略。为此，分析了变换器在改进扩展移相控制下的工作模式和回流功率，设计了控制区域内零回流功率控制点，并以系统功率平衡为目的，研究了系统功率平衡控制策略，该策略将逆变器的输出功率引入变换器，以减小变换器副边侧电压波动。仿真结果表明，基于改进扩展移相控制的双有源桥变换器功率平衡控制策略能有效抑制变压器副边侧母线电压波动，逆变器输出电压和电流的动态性能与稳态性能良好。

本课题主要内容如下：

首先，分析了双有源桥变换器的拓扑结构，并对传统单移相控制下变换器的工作模式、工作状态进行分析。研究单移相控制的正反向功率传输工况下的功率传输特性。

其次，介绍了改进扩展移相控制的基本原理，变换器根据可行控制域的不同，可分为两种工作模式。本课题分析在两种工作模式

下变换器的功率传输特性、回流功率、软开关特性以及电流应力，并通过仿真实验对比传统单移相控制与改进扩展移相控制下变换器的稳态性能与动态性能。仿真结果表明，相较于传统单移相控制，改进扩展移相控制有着优越的动态性能，能有效地降低电流应力，实现零回流功率。

再次，根据改进扩展移相控制设计了控制区域内零回流功率控制点。以系统功率平衡为目的，研究系统功率平衡控制策略，该策略将逆变器的输出功率引入双有源桥变换器，以减小双有源桥变换器副边侧电压波动。仿真结果表明，基于改进扩展移相控制的双有源桥变换器功率平衡控制策略能有效抑制副边侧母线电压波动。

最后，进行系统设计，对相关器件进行选型与参数计算。主电路设计包括电源电路、电压采样电路和电流采样电路设计、驱动电路设计等。同时进行了系统主程序及中断程序的初步设计。最后在实验样机上验证控制电路的可行性。

关键词：双有源桥变换器，改进扩展移相控制，回流功率，功率平衡，零回流功率控制点

RESEARCH ON CONTROL STRATEGY OF DUAL ACTIVE BRIDGE DC-DC CONVERTER BASED ON EXTENDED PHASE SHIFT

ABSTRACT

As a crucial component in the integration of energy storage devices into microgrids, the utilization of DC/DC converters has garnered increasing attention. The Dual Active Bridge (DAB) converter, despite its advantages such as compact size, high energy density, and bidirectional energy flow, suffers from significant efficiency loss, prolonged response time, and poor reliability. It holds potential for delivering more flexible, efficient, and reliable energy management within DC microgrid systems. However, when employing the traditional single phase shift control strategy in the dual active bridge converter, it is constrained by a lack of flexibility in control and may generate current countercurrents leading to increased power consumption and reduced lifespan. To mitigate disturbances on the side bus of power electronic transformers (PET) and their impact on transformer performance at other ports an improved Extend Phase Shift (ESP) control strategy is proposed herein. A zero backflow power control point is designed to analyze operation modes and backflow power under improved extended phase shift control while also designing a zero backflow power control point within the control area. Furthermore, a system power balance control strategy is investigated with the aim of introducing inverter output power to reduce voltage fluctuations on the secondary side of the converter. Simulation results demonstrate that this power balance control strategy based on improved extended phase shift can effectively suppress voltage fluctuations at transformer side buses while

ensuring good dynamic and steady performance for inverter output voltage and current.

The main content of this project is as follows:

Firstly, the topology structure of DAB was analyzed, this includes its operational mode and principle under the traditional single-phase shift control strategy. In the context of control methodology, the analysis encompassed the forward transmission power and reverse transmission power under traditional single-phase shift control. Ultimately, the examination focused on the transmission power characteristics.

Secondly, we presented the fundamental concept of extended phase shift control. By considering various internal and external phase shift angles, the converter can be categorized into two operational modes. We conducted an analysis of power transmission characteristics, reverse power, soft-switching features, and optimized current stress in these two modes. By conducting simulation experiments, we juxtaposed the steady state and dynamic performance of the converter under single-phase shift (SPS) control and extended phase shift (ESP) control. The simulation results reveal that EPS control surpasses SPS control in dynamic performance and efficiently alleviates current stress, thereby eliminating return power.

Based on the size of the internal and external phase-shifting angles of the extended phase-shifting control, the control domain of the converter was further classified, and a zero-return power control point was designed within the control region. With the aim of system power balance, a system power balance control strategy is studied, which introduces the power of the inverter into the DAB converter to reduce voltage fluctuations on the secondary side of the DAB. According to the simulation findings, the bidirectional DC-DC power balance control strategy relying on extended phase shifting demonstrates adeptness in curtailing voltage fluctuations on

the PET secondary side bus, the inverter's output voltage and current exhibit commendable dynamic and steady-state performance.

Finally, the DAB system was designed, including the selection and calculation of related components such as main circuit parameter design, power switch transistor design, and inductor design.

KEY WORDS: Double active bridge converter, enhanced extended phase-shift control, backflow power, power balance, zero backflow power control point

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 双向 DC-DC 变换器研究现状	2
1.2.1 双向 DC-DC 变换器拓扑研究现状	2
1.2.2 双有源桥变换器控制方法研究现状.....	4
1.3 主要内容及工作安排.....	6
第 2 章 双有源桥变换器基本工作原理.....	8
2.1 拓扑结构.....	8
2.2 基本工作原理.....	8
2.3 传统单移相控制.....	9
2.4 传统单移相控制工作模式	10
2.4.1 正向功率传输工况	10
2.4.2 反向功率传输工况.....	12
2.5 功率传输特性.....	14
2.6 本章小结.....	16
第 3 章 改进扩展移相控制策略分析.....	18
3.1 基本工作原理.....	18
3.2 改进扩展移相控制的基本特性	22
3.2.1 功率传输特性	22
3.2.2 回流功率特性	25
3.2.3 电流应力特性	27
3.2.4 软开关特性	30
3.3 改进扩展移相与单移相控制特性比较.....	31
3.3.1 电流应力比较	31
3.3.2 回流功率比较	31
3.4 仿真实验	32
3.4.1 系统仿真模型	32

3.4.2 仿真分析	32
3.5 本章小结	38
第 4 章 基于改进扩展移相控制的功率平衡控制策略	39
4.1 三级式电力电子变压器电路结构	39
4.2 基于改进扩展移相控制的功率平衡控制	39
4.2.1 零回流功率控制区	39
4.2.2 功率平衡控制策略	41
4.2.3 双闭环控制策略	43
4.2.4 系统结构	43
4.3 参数设计	44
4.4 仿真实验	45
4.5 本章小结	49
第 5 章 系统设计	50
5.1 硬件电路设计	50
5.1.1 主电路参数	50
5.1.2 变压器设计	50
5.1.3 功率开关管设计	52
5.2 控制电路与采样电路设计	52
5.2.1 控制电路	52
5.2.2 电压采样电路	52
5.2.3 电流采样电路	52
5.3 电源电路	53
5.4 驱动电路	54
5.5 系统软件	54
5.6 实验验证	55
5.6.1 实验样机	55
5.6.2 驱动波形	56
5.7 本章小结	57
第 6 章 总结与展望	58

6.1 总结.....	58
6.2 展望.....	59
参考文献.....	60
攻读硕士期间的研究成果.....	63
致谢.....	64

第 1 章 绪论

1.1 研究背景与意义

随着经济社会的高速发展，能源使用的日益增加，导致化石能源的过度开采与储量不足已成为人们不得不考虑的问题^[1-2]；另一方面，化石能源在使用过程中会排出废水以及温室气体，对土地与气候造成严重的影响^[3-4]。相较于传统火电、水电等能源，人们愈发重视可再生能源的研究，风电、光伏和水能等可再生能源，因相对环保，对有限资源的依赖有限等特性，有助于减缓气候变化和降低对环境的负面影响，深受人们青睐，并且随着我国提出“双碳”目标，可再生能源将成为未来能源电力发展的主导方向^[5-7]。这一战略性转变不仅将促使我国在降低碳排放、保护生态环境方面迈出坚实步伐^[8]，同时也为可再生能源在国家能源结构中的占比提供巨大的增长空间。在未来，可再生能源在我国电力的发展道路上将会有不可动摇的地位，同时也会是构建清洁、可持续发展能源未来的必要路径^[9]。

然而，可再生能源存在能源密度较低、存储难、高投资以及不稳定性和间歇性的缺点^[10]。为解决可再生能源效率低以及分布式电源大量接入电网时带来的安全稳定问题，由分布式电源、能源存储系统、电力转换设备、智能电网控制系统以及负载组成的微电网系统被广泛应用^[11]。可再生能源和储能装置通常输出直流电或采用直流技术^[12]。如果将这些装置或设备接入到交流微电网中，就需要引入相应的能量变换器，包括将直流转换为交流的逆变器（DC-AC）、将交流转换为直流的整流器（AC-DC），以及直流到直流的变换器（DC-DC）^[13]。能量变换器是为了适应微电网系统内部或外部负载的电力需求，确保能源的有效利用和传递。因此，将其接入直流微电网将能显著减少中间环节，从而实现成本的降低^[14]。直流微电网相较于交流微电网能更直接地适应设备的电能特性，减少能量变换的损失，提高系统的整体效率^[15]。如图 1-1 所示，双向 DC-DC 变换器因体积小、能量密度高以及在直流微电网系统应用中可以提供更灵活、高效和可靠的能量管理，是母线与储能装置连接的桥梁^[16]，而双向 DC-DC 变换器中，双有源桥变换器因响应速度优越、效率高、适应性强等优点，从而备受欢迎。

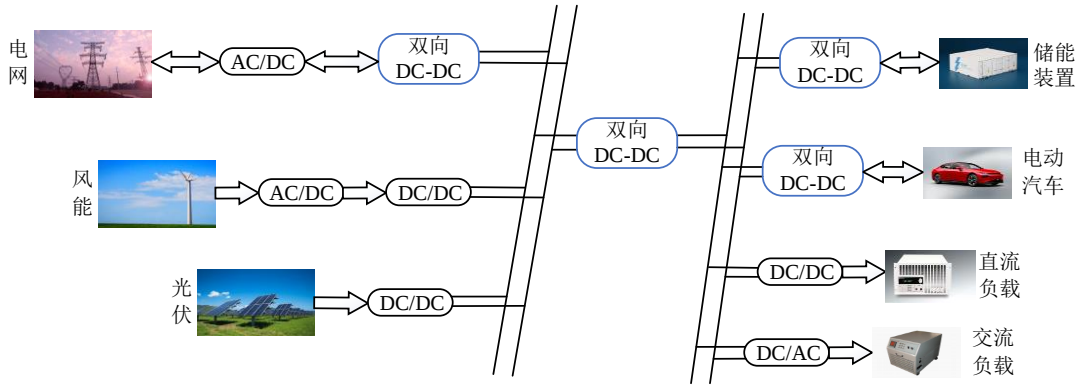


图 1-1 微电网储能系统

由双向 DC-DC 变换器组成的固态变压器如图 1-2 所示。典型的架构包括 AC-DC 变换器、双向 DC-DC 变换器以及 DC-AC 变换器。

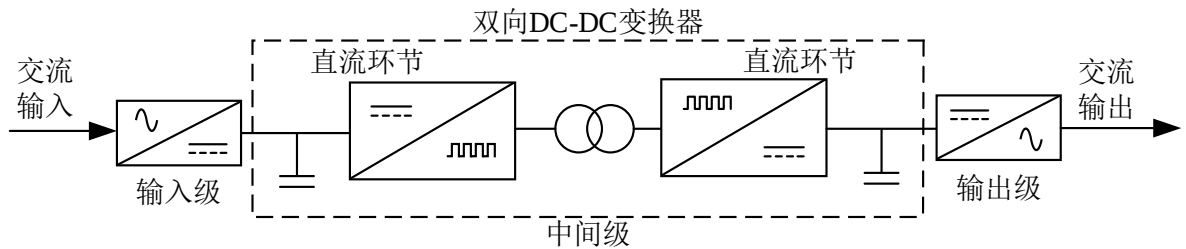


图 1-2 固态变压器

1.2 双向 DC-DC 变换器研究现状

1.2.1 双向 DC-DC 变换器拓扑研究现状

传统的 DC-DC 变换器最基本的拓扑结构为 Buck 变换器和 Boost 变换器^[18]。根据上述两种拓扑，进一步推导出另外四种变换器拓扑，如 Buck-Boost、Cuk、Sepic 和 Zeta。由于拓扑结构的缺陷，这四种变换器均只能实现功率单向传输。若将拓扑结构对称变换或使用具备双向导通的开关管，即可构成双向 DC-DC 变换器^[19]。如图 1-3 所示，双向 DC-DC 变换器能够实现直流电能两个方向之间的转换，即可以将电能从一个直流电源转移到另一个直流负载，同时也可以反向转换。该变换器因体积小、效率高、动态性能优越等优点在生活中广泛应用^[20]。

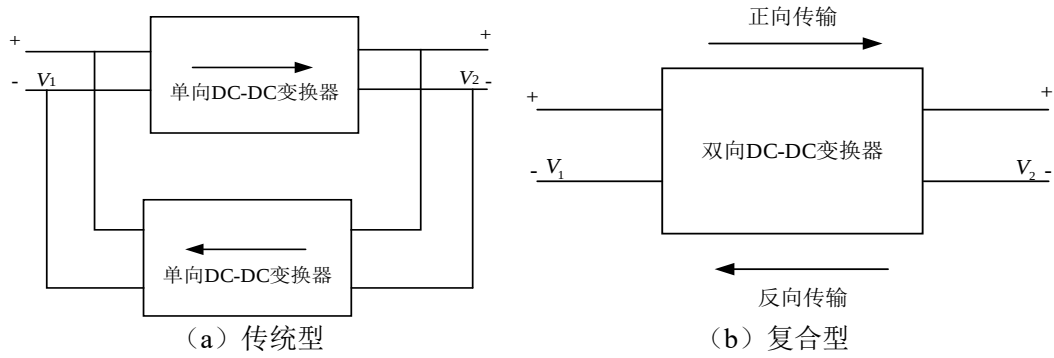


图 1-3 双向 DC-DC 变换器

双向 DC-DC 变换器根据拓扑结构分为隔离型和非隔离型。图 1-4 为四种非隔离型双向 DC-DC 变换器，其中 Buck/Boost 双向 DC-DC 变换器因使用简单，效率高，被广泛应用^[21]，但其功率输出小，精度低，通常使用在小功率场合。Buck-Boost 双向 DC-DC 变换器有宽输入输出范围以及快速的动态响应，与 Buck/Boost 相比，在传输过程中能同时起到升降压的作用，但因输入输出端缺少电感，电流纹波较大^[22]。Cuk 双向 DC-DC 变换器相较于前者，输入输出端增加了电容，但因缺乏前馈通道，同时电路复杂程度增加，传输效率较低^[23]。双向 Zeta-Sepic 变换器具有 Zeta 变换器与 Sepic 变换器的优点，但能量传送过程需经多次变换，拓扑结构相对复杂，通常应用于低功率场合^[24]。综上所述，非隔离型双向 DC-DC 变换器只能在低功率场合使用，并且没有磁性隔离元件，无法实现电气隔离。

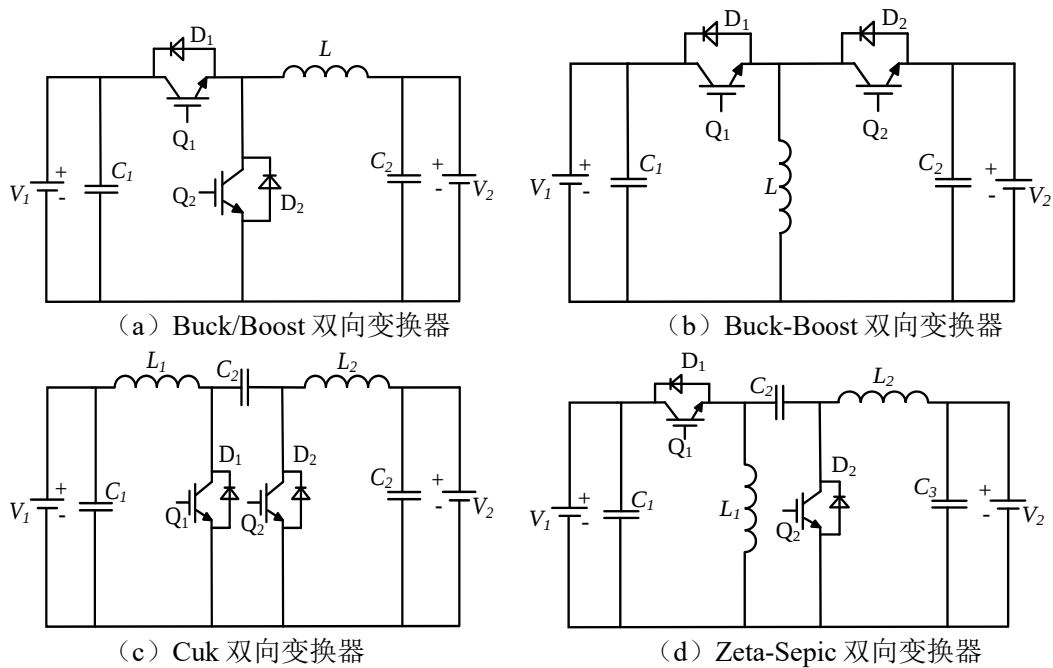


图 1-4 非隔离型双向 DC-DC 变换器

隔离型双向 DC-DC 变换器在原边侧与副边侧中存在高频变压器，当前后级电压不匹配时，可调节变压器的匝数来调节电压大小，而其中的磁芯可以实现原边侧和副边侧的电气隔离。隔离型双向 DC-DC 变换器根据拓扑结构可分为：正激（Forward）变换器、反激（Flyback）变换器、双向推挽（Push-Pull）变换器、半桥（Half-Bridge）和全桥（Full-Bridge）变换器等^[25]。如图 1-5 所示，双向正激变换器拓扑简单，但利用率低，多应用于低功率场合^[26]。双向反激变换器成本低，能实现能量双向流动，变压器能进行电气隔离，但瞬态控制特性较差，且漏感电流与电容之间发生共振，容易产生电压尖峰^[27]。双向推挽变换器的漏感以及铜阻损耗都较小，应用于中小功率场合，但在输入输出电压较大时，电压调节范围有限，需要额外设计电路扩展电压调节范围^[28]。半桥双向 DC-DC 变换器结构原副边均为半桥，易实现移相控制，适用于中低型功耗场合，但对电容要求较高，开关管耐压较低^[29]。

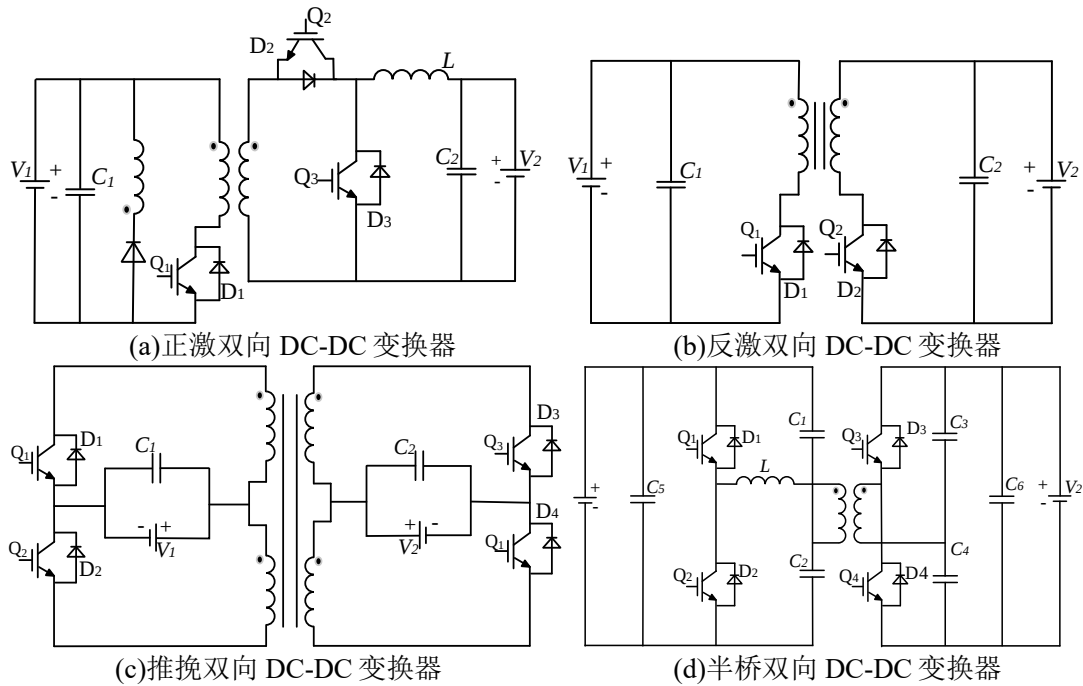


图 1-5 隔离型双向 DC-DC 变换器

1.2.2 双有源桥变换器控制方法研究现状

双有源桥变换器是高效、灵活的直流转直流的电力转换拓扑，可分为两种拓扑结构，即双有源全桥 DC-DC 变换器和双有源半桥 DC-DC 变换器^[30-33]。与半桥拓扑比较，全桥拓扑能够支持更广泛的电压范围，功率处理能力更强，更适用于大功率场合。作为电力电子变压器中的重要环节，双有源桥变换器以其

对称的拓扑结构以及电气隔离和能量的双向流动等优点已成为 DC-DC 变换器的首选，在电力系统调度和储能、电动汽车充电系统、航空航天领域等场合^[34-37]大量使用。

近年来，一些学者针对双有源桥变换器的控制策略进行了研究。传统的单移相控制仅通过改变两侧 H 桥之间的外移相角大小来控制系统的输出，有着控制方式简单、容易实现的优点，但也存在着自由度低、电流应力和回流功率较大等缺点，在全功率范围内难以保证所有开关管实现零电压导通，造成运行效率较低^[38]。由于单移相控制的局限性，文献[39]提出了具有两控制变量的双重移相控制，在单移相控制的基础上增加了两侧 H 桥内的内移相角。并将双重移相控制与单移相控制进行对比。实验结果表明，双重移相控制降低了双有源桥变换器的回流功率与电流应力，提高了系统的工作效率。文献[40]提出了具有三控制变量的三重移相控制，在双重移相控制的基础上，使两侧 H 桥内的内移相角大小互不相同。虽然使用三重移相控制的变换器控制灵活性得到了提升，但多个移相变量的存在，使系统控制难度增加，且变换器性能的提升却微乎其微，普适性较差。文献[41]提出了扩展移相控制，相较于双重移相控制，扩展移相控制仅在原边侧增加了内移相角，扩展移相控制不仅扩大了功率传输的调节范围，提升了系统灵活性，并降低了电流应力，提高了变换器工作效率。为提高运行效率，文献[42]对扩展移相控制、双重移相控制和三重移相控制性能进行对比分析，相比于单移相控制运行效率低下和双重移相控制、三重移相控制方法过于复杂，扩展移相控制效率高，控制方法简单。文献[43]为降低电流应力采用扩展移相控制，实验结果证明扩展移相控制相较于单移相控制更能达到控制效果。文献[44]将扩展移相控制与双重移相控制进行对比，提出在某些控制域内扩展移相控制功率传输的能力优于双重移相控制。文献[45]基于扩展移相控制提出一种效率最优的控制策略，对变换器的回流功率进行抑制，提高控制性能。以上文献都表明扩展移相控制相较于单移相控制、双重移相控制以及三重移相控制更具有优势，但并未对扩展移相控制作进一步优化。随后相关文献从抑制副边侧母线电压波动的角度进行研究，以提高变换器的工作效率。

文献[46]通过在高频变压器侧增加电容对直流偏置电流进行抑制，虽然增大电容能有效地对母线电压波动进行抑制，但将增加额外的成本。文献[47]提

出一种改进型抑制副边侧纹波电压的控制策略，在双有源桥变换器传统双闭环控制中，电流内环加入 PID 控制器，同时在原边侧加入前级的纹波电流，达到抑制副边侧纹波电压的目的。文献[48]提出一种基于功率平衡关系的直流母线前馈控制方法，需要在副边侧直流母线上增加一个电流传感器，虽能达到控制要求，但增加了成本。文献[49]提出两种用于整流器和双有源桥的前馈控制方案，用以实现负载变化过程中的快速动态响应，但同样至少需要一个电流传感器。文献[50]针对双有源桥变换器和整流控制器提出能量前馈方案和直接前馈方案，以提高两种直流母线电压的动态性能，并且不需要额外的电流传感器，节约了成本。文献[51]基于相移的前馈和反馈控制，提出一种新型混合控制器，可以更加容易对 PI 参数进行选择。文献[52]提出一种 $d-q$ 矢量共同占空比的方法，基于电压前馈和反馈的双有源桥变换器，对母线电压和功率进行平衡。

综上所述，现有的研究虽然取得巨大的成果，但仍有不足需要完善。为此，本课题以双有源桥变换器为对象，研究单移相控制与改进扩展移相控制下的基本工作原理。在改进扩展移相控制下，设计了控制区域内零回流功率控制点。以系统功率平衡为目的，研究系统功率平衡控制策略，提出一种基于系统功率平衡的控制策略，该策略将逆变器的输出功率引入双有源桥变换器，以减小双有源桥变换器副边侧电压波动。

1.3 主要内容及工作安排

本课题的主要研究内容是分析单移相控制与改进扩展移相控制下的双有源桥变换器工作原理与工作模态，以及在改进扩展移相控制下，以减小副边侧母线电压为目的，对系统功率平衡策略进行研究，同时对双有源桥变换器进行相关参数计算以及硬件电路和软件设计。具体内容如下：

第 1 章介绍本课题的研究背景与意义，根据拓扑结构对双向 DC-DC 变换器进行分类与归纳总结，并介绍研究现状，明确本课题的研究内容。

第 2 章对双有源桥变换器基本工作原理进行分析，说明在单移相控制下双有源桥变换器的工作模式，研究正反向功率传输时工作模态，分析功率传输特性，为进一步研究奠定基础。

第 3 章介绍了改进扩展移相控制下的双有源桥变换器的基本工作原理，对两种模式下变换器开关周期内的工作状态进行研究，建立功率传输特性、回流

功率特性以及最优电流应力的数学模型，并通过仿真实验对比传统单移相控制与改进扩展移相控制下系统动态和静态特性。

第 4 章分析在改进扩展移相控制下双有源桥变换器控制区域内的零回流功率控制点。以系统功率平衡为目的，研究系统功率平衡控制策略，该策略将逆变器的输出功率引入双有源桥变换器，以减小双有源桥变换器副边侧电压波动。通过仿真实验，验证系统在空载、轻载和额定负载情况下以及在负载突变和双有源桥变换器原边侧电压扰动时，系统的稳态性能和动态性能依旧良好。

第 5 章主要对系统进行设计，包括双有源桥变换器器件选取和参数的计算，同时对电源模块、采样电路和驱动电路以及软件进行了初步设计。

第 6 章对论文的研究内容进行总结，指出当前工作的不足，同时对未来工作提出展望。

第 2 章 双有源桥变换器基本工作原理

本章对双有源桥变换器基本工作原理进行分析，说明在单移相控制下双有源桥变换器的工作模式，研究正反向功率传输时工作模态，分析功率传输特性。

2.1 拓扑结构

图 2-1 为左右开关管对称的双有源桥变换器拓扑结构，主要由原副边两个 H 桥电路、高频隔离变压器组成。其中 V_1 和 V_2 分别为原副边母线电压； C_1 与 C_2 分别为原边副边侧电容，起到稳压和续流的作用； U_1 与 U_2 分别为双有源桥变换器原副边两侧 H 桥的输出交流电压。

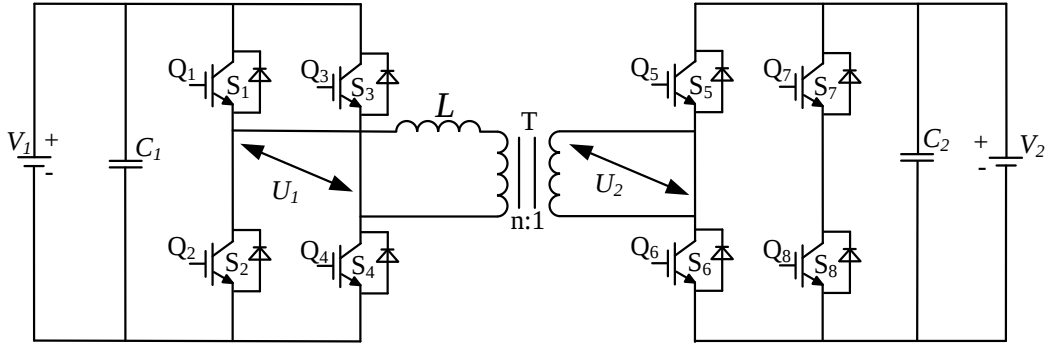


图 2-1 双有源桥变换器拓扑结构

原边侧 H 桥由开关管 Q_1 - Q_4 和二极管 S_1 - S_4 反并联组成，副边侧 H 桥由开关管 Q_5 - Q_8 和二极管 S_5 - S_8 反并联组成，为方便分析，本课题进行如下定义：
 f_s 为开关频率， T 为开关周期， T_{hs} 为半个开关周期，变压器变比为 $n:1$ 。

2.2 基本工作原理

双有源桥变换器高频腔简化模型如图 2-2 所示。变换器的功率传输方向可对原边侧方波电压 U_1 和副边侧方波电压 U_2 的相位差调节实现。变换器通过相位角超前侧向相位角滞后侧传输能量，当 U_1 的相位超前 U_2 一侧时，变换器处于输入到输出的流向状态。当 U_2 的相位超前 U_1 一侧时，变换器从副边侧流向原边侧。通过调整变换器全桥中交流方波电压的幅值和相位差，调节变换器的

输出功率。

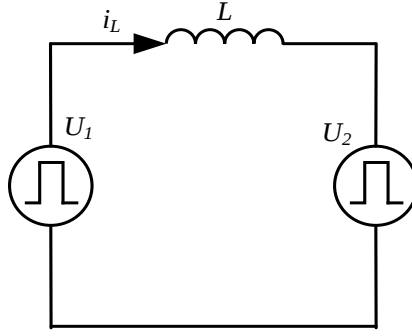
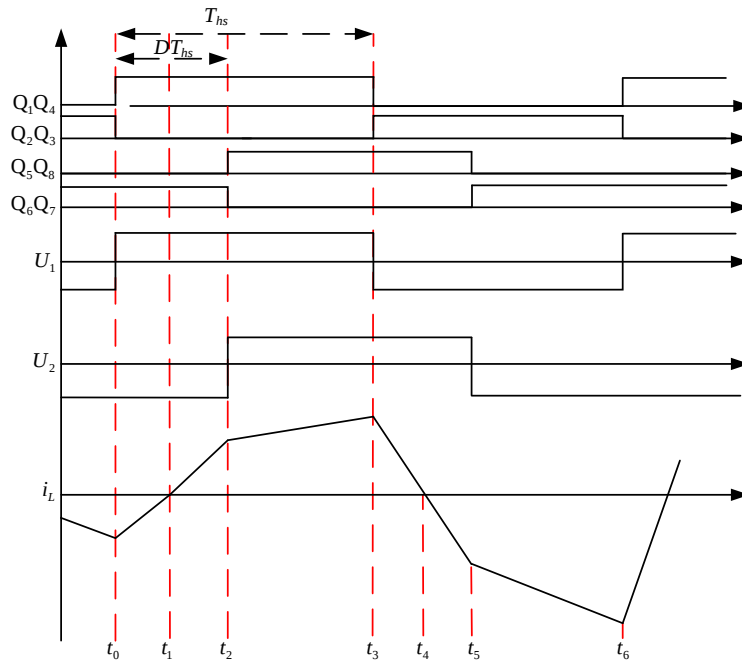


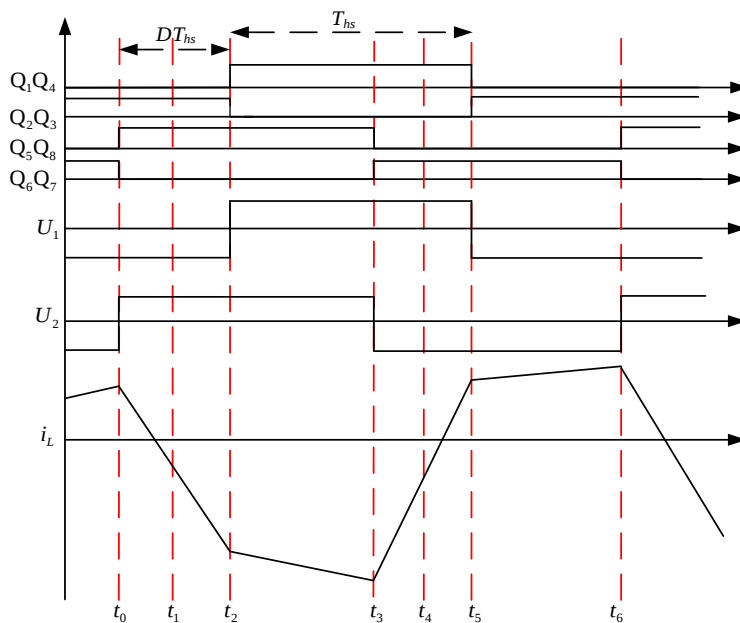
图 2-2 双有源桥变换器高频腔简化模型

2.3 传统单移相控制

传统单移相控制需要八个脉冲信号控制八个开关管。两侧全桥电路中，对角的开关管接收相同的脉冲信号，而同桥臂开关管驱动脉冲互补，驱动信号占空比为 0.5。在原边侧 H 桥开关管和副边侧 H 桥开关管脉冲信号之间存在移相角 D 。通过控制开关管的驱动脉冲，使变换器两侧产生不同的方波电压，移相时间为 DT_{hs} ，电压总是由相位高的一侧流向低的一侧。图 2-3（a）为双有源桥变换器原边侧母线电压超前于副边侧母线电压情况下开关管正向导通时的电压电流波形图。图 2-3（b）为双有源桥变换器原边侧母线电压滞后于副边侧母线电压情况下开关管反向导通时的电压电流波形图。



（a）正向功率传输工况



(b) 反向功率传输工况

图 2-3 传统单移相控制工作波形图

2.4 传统单移相控制工作模式

2.4.1 正向功率传输工况

根据图 2-3 (a)，单移相控制下的变换器可将一个周期内的工作模式分为六个阶段，双有源桥变换器在正向功率传输时的工作状态如图 2-4 所示。

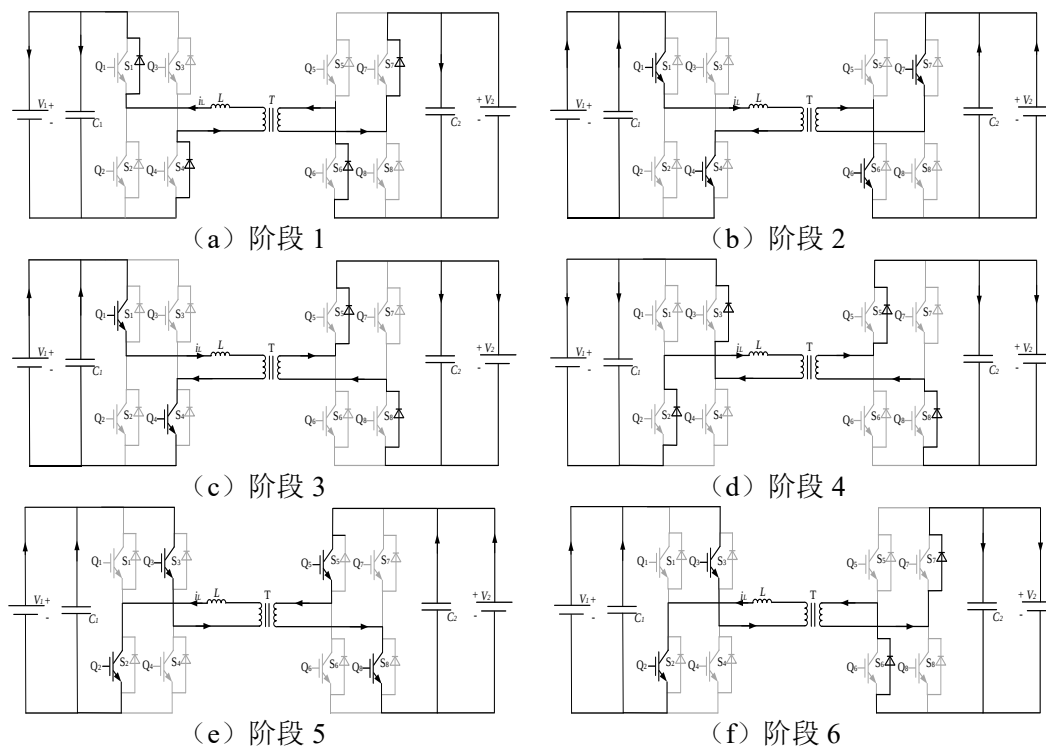


图 2-4 正向功率传输时的工作状态

从图 2-4 (a) 可知, 阶段 1 在 $t_0—t_1$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_0 之前, Q_1 与 Q_4 导通。在 t_0 之后, 变换器原边侧 Q_1 、 Q_4 关断, 副边侧 Q_6 、 Q_7 导通, Q_5 、 Q_8 关断, 电感电流 i_L 反向流动。由于 i_L 为负值, 原边侧全桥电路电流流经 S_1 与 S_4 续流, 副边侧全桥电路电流流经 S_6 与 S_7 续流。因此 Q_2 与 Q_3 的关断属于硬关断, S_1 与 S_4 续流属于硬导通。此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 , 副边侧 H 桥输出电压为 $-V_2$, 该阶段电感上所加的电压为 V_1+nV_2 , i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_0) \quad (2-1)$$

式中, $i_L(t_0)$ 为 t_0 时刻的电感电流。

从图 2-4 (b) 可知, 阶段 2 在 $t_1—t_2$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_1 时刻, i_L 从负变正, 此时原边侧全桥电路电流从 S_1 与 S_4 流向 Q_1 与 Q_4 , 副边侧全桥电路电流从 S_6 与 S_7 流向 Q_6 与 Q_7 。 S_1 与 S_4 属于零电流的关断, 而 Q_1 、 Q_4 、 Q_6 、 Q_7 属于零电压的导通。此时原边侧与副边侧 H 桥输出电压保持不变, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_1) \quad (2-2)$$

式中, $i_L(t_1)$ 为 t_1 时刻的电感电流。

从图 2-4 (c) 可知, 阶段 3 在 $t_2—t_3$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_2 时刻, 副边侧 Q_6 与 Q_7 关断, Q_5 与 Q_8 导通, 电感电流正向传输, 逐渐增大, 原边侧全桥电路保持不变, 副边侧全桥电路电流从 Q_6 与 Q_7 流向 S_5 与 S_8 。此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 , 副边侧 H 桥输出电压为 V_2 , 该阶段电感上所加的电压为 V_1-nV_2 , i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_2) \quad (2-3)$$

式中, $i_L(t_2)$ 为 t_2 时刻的电感电流。

从图 2-4 (d) 可知, 阶段 4 在 $t_3—t_4$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_3 时刻, 原边侧 Q_1 与 Q_4 关断, Q_2 与 Q_3 导通, 电感电流正向流动, 逐渐减小至 0, 变换器电流从 Q_1 与 Q_4 流向 S_2 与 S_3 , 副边侧全桥电路保持不变。 Q_1 与 Q_4 关断属于硬关断, S_2 与 S_3 导通属于硬导通。此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$, 副边侧 H 桥输出电压为 V_2 , 该阶段电感上所加的电压为 $-V_1-nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_3) \quad (2-4)$$

式中, $i_L(t_3)$ 为 t_3 时刻的电感电流。

从图 2-4 (e) 可知, 阶段 5 在 $t_4—t_5$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_4 时刻，变换器原边侧全桥电路电流从 S_2 与 S_3 流向 Q_2 与 Q_3 ，副边侧电流从 S_5 与 S_8 流向 Q_5 与 Q_8 。因此， Q_2 与 Q_3 以及 Q_5 与 Q_8 属于零电压导通， S_2 与 S_3 以及 S_5 与 S_8 属于零电流关断。此时原边侧与副边侧 H 桥输出电压保持不变， i_L 为：

$$i_L(t) = i_L(t_4) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_4) \quad (2-5)$$

式中， $i_L(t_4)$ 为 t_4 时刻的电感电流。

从图 2-4 (f) 可知，阶段 6 在 t_5 — t_6 的工作状态为：

双有源桥变换器在 t_5 时刻， Q_6 与 Q_7 导通， Q_5 与 Q_8 关断。电感电流反向流动，逐渐增大，原边侧开关状态保持不变，副边侧电流从 Q_5 与 Q_8 流向 S_6 与 S_7 ，因此， Q_5 与 Q_8 属于硬关断， S_6 与 S_7 属于硬导通。此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$ ，副边侧 H 桥输出电压为 V_2 ，该阶段电感上所加的电压为 $-V_1 - nV_2$ ， i_L 为：

$$i_L(t) = i_L(t_5) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_5) \quad (2-6)$$

式中， $i_L(t_5)$ 为 t_5 时刻的电感电流。

2.4.2 反向功率传输工况

根据图 2-3 (b)，单移相控制下的变换器可将一个周期内工作模式分为六个阶段，双有源桥变换器在反向功率传输时的工作状态如图 2-5 所示。

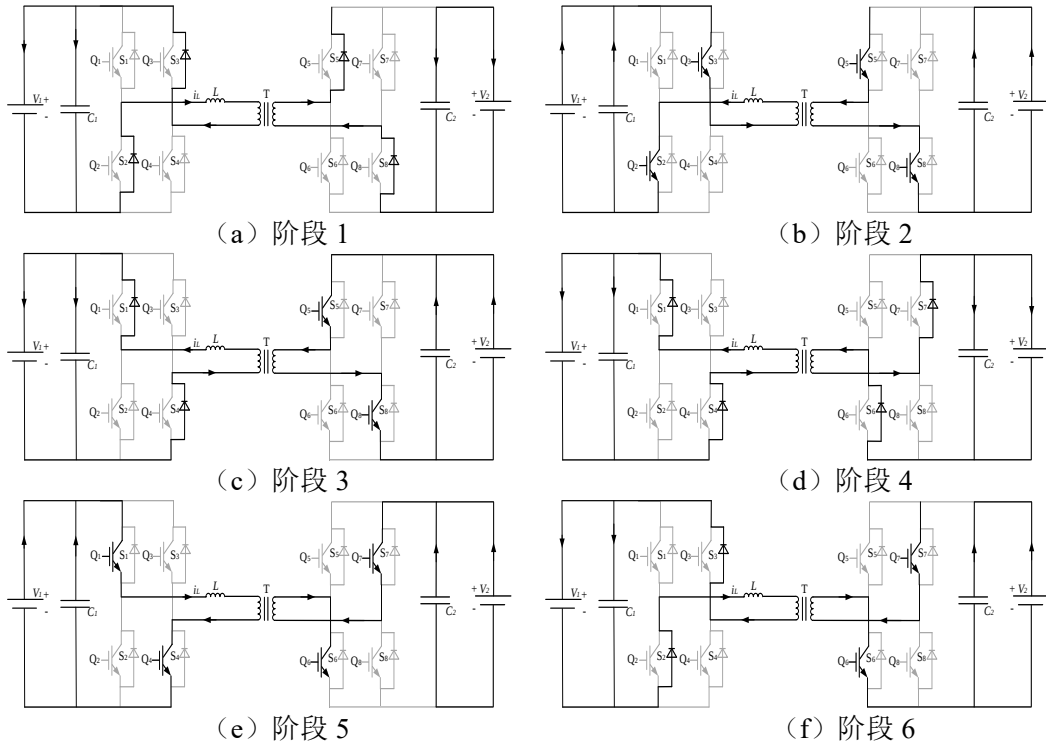


图 2-5 反向功率传输时的工作状态

从图 2-5 (a) 可知, 阶段 1 在 $t_0 - t_1$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_0 时刻之前, Q_6 与 Q_7 导通。在 t_0 之后, 变换器副边侧 Q_5 、 Q_8 导通, Q_6 、 Q_7 关断。原边侧全桥电路电流流经 S_5 与 S_8 导通。此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$, 副边侧 H 桥输出电压为 V_2 , 该阶段电感上所加的电压为 $-V_1 - nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_0) \quad (2-7)$$

式中, $i_L(t_0)$ 为 t_0 时刻的电感电流。

从图 2-5 (b) 可知, 阶段 2 在 $t_1 - t_2$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_1 时刻, i_L 从正变负, 电流逐渐减小, 此时电流从原边侧 S_2 与 S_3 流向 Q_2 与 Q_3 , 副边侧电流从 S_5 与 S_8 流向 Q_5 与 Q_8 。此时原边侧与副边侧输出电压保持不变, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_1) \quad (2-8)$$

式中, $i_L(t_1)$ 为 t_1 时刻的电感电流。

从图 2-5 (c) 可知, 阶段 3 在 $t_2 - t_3$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_2 时刻, 原边侧 Q_1 与 Q_4 导通, Q_2 与 Q_3 关断, 电感电流反向流动, 变换器原边侧全桥电路电流从 Q_2 与 Q_3 流向 S_1 与 S_4 , 副边侧开关管的开关状态保持不变。此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 , 副边侧 H 桥输出电压为 V_2 , 该阶段电感上所加的电压为 $V_1 - nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_2) \quad (2-9)$$

式中, $i_L(t_2)$ 为 t_2 时刻的电感电流。

从图 2-5 (d) 可知, 阶段 4 在 $t_3 - t_4$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_3 时刻, 原边侧全桥电路保持不变, 副边侧 H 桥电流从 Q_5 与 Q_8 流向 S_6 与 S_7 。此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 , 副边侧 H 桥输出电压为 $-V_2$ 。该阶段电感上所加的电压为 $V_1 + nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_3) \quad (2-10)$$

式中, $i_L(t_3)$ 为电流在 t_3 时刻的电感电流。

从图 2-5 (e) 可知, 阶段 5 在 $t_4—t_5$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_4 时刻, 电感电流反向流动, 变换器原边侧全桥电路电流从 S_1 与 S_4 流向 Q_1 与 Q_4 , 副边侧电流从 S_6 与 S_7 流向 Q_6 与 Q_7 。因此, Q_1 与 Q_4 、 Q_6 与 Q_7 属于零电压导通, S_1 与 S_4 、 S_6 与 S_7 属于零电流关断。此时原边侧与副边侧输出电压保持不变, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_4) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_4) \quad (2-11)$$

式中, $i_L(t_4)$ 为 t_4 时刻的电感电流。

从图 2-5 (f) 可知, 阶段 6 在 $t_5—t_6$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_5 时刻, 变换器原边侧全桥电路电流从 Q_1 与 Q_4 流向 S_2 与 S_3 , 副边侧开关状态保持不变。因此 Q_1 与 Q_4 属于硬关断, S_1 与 S_4 属于硬导通。此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$, 副边侧 H 桥输出电压为 $-V_2$ 。该阶段电感上所加的电压为 $-V_1 + nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_5) + \frac{-V_1 + nV_2}{L}(t - t_5) \quad (2-12)$$

式中, $i_L(t_5)$ 为 t_5 时刻的电感电流。

2.5 功率传输特性

由图 2-3 (a) 可知, 在正向功率传输时, 在 $t_1—t_2$ 和 $t_3—t_4$ 时间段内, i_L 与 U_1 相位相反。由图 2-3 (b) 可知, 在反向功率传送时, 在 $t_1—t_2$ 和 $t_4—t_6$ 时间段内, i_L 传输方向与变换器副边侧电压 U_2 相反。此时, 功率传输的极性与总平均功率相反, 一部分功率回流到电源。

2.4 节详细分析了双有源桥变换器在单移相控制下的换流时刻, 求得不同时刻的 i_L , 则可得一个周期内 i_L 的表达式。

设 $t_0=0$ ，各个时刻可依次表示为： $t_2=DT_{hs}$ ， $t_3=T_{hs}$ ， $t_5=(1+D)T_{hs}$ ， $t_6=2T_{hs}$ 。结合式 (2-1) - (2-6) 可得 i_L 在一个周期内的表达式为：

$$\begin{cases} i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_0) & t \in (t_0, t_2) \\ i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_2) & t \in (t_2, t_3) \\ i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_3) & t \in (t_3, t_5) \\ i_L(t) = i_L(t_5) + \frac{-V_1 + nV_2}{L}(t - t_5) & t \in (t_5, t_6) \end{cases} \quad (2-13)$$

根据 i_L 的对称性，在 T 时间内， i_L 平均值为 0，故 $i_L(t_0) = -i_L(t_3)$ ， $i_L(t_2) = -i_L(t_5)$ ，可得各个时刻 i_L 表达式为：

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nV_2}{4f_s L}(1 - 2D - k) \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4f_s L}(1 - k(1 - 2D)) \\ i_L(t_3) = -\frac{nV_2}{4f_s L}(1 - 2D - k) \\ i_L(t_5) = \frac{nV_2}{4f_s L}(1 - k(1 - 2D)) \end{cases} \quad (2-14)$$

式中 $k = \frac{V_1}{nV_2}$ ，定义为电压传输比，本课题设 $k \geq 1$ 。

因此输入电流的平均值可以表示为：

$$I_a = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} i_L(t) dt = \frac{nV_2}{2f_s L} D(1 - D) \quad (2-15)$$

结合式 (2-1) - 式 (2-11) 以及图 2-3 单移相控制工作波形图，对应的半个周期功率传输可以表示为：

$$P = V_1 * I_a = \frac{nV_1V_2}{2f_s L} D(1 - D) \quad (2-16)$$

对应的半个周期的回流功率可以表示为：

$$P_b = \frac{nV_1V_2[k + 2D - 1]^2}{16f_s L(k + 1)} \quad (2-17)$$

上式中 D 为一个周期内的占空比，取值范围为 $[0, 1]$ 。由式 (2-16) 可

得，变换器的功率传输方向以及大小受开关频率、等效电感、变压器变比、占空比等的影响。为便于简化计算和对计算结果进行分析，取功率传输最大时为基准值：

$$P_b = \frac{nV_1V_2}{8f_sL} \quad (2-18)$$

则输出功率的标么值为：

$$P^* = 4D(1-D) \quad (2-19)$$

由式（2-19）可得变换器的功率传输特性曲线，如图 2-6 所示。由图可知，当 D 在 $[0, 0.5]$ 区间增加时，功率也随之增加，当功率达到最大值后，功率随着占空比的增加而减小。在占空比的取值范围内，双有源桥变换器的输出功率关于中心轴 $D=0.5$ 对称，取得最大值。当占空比等于 0 或 1 时，功率传输取得最小值。在实际控制中为使控制系统稳定，占空比一般控制在 $[0, 0.5]$ 区间。

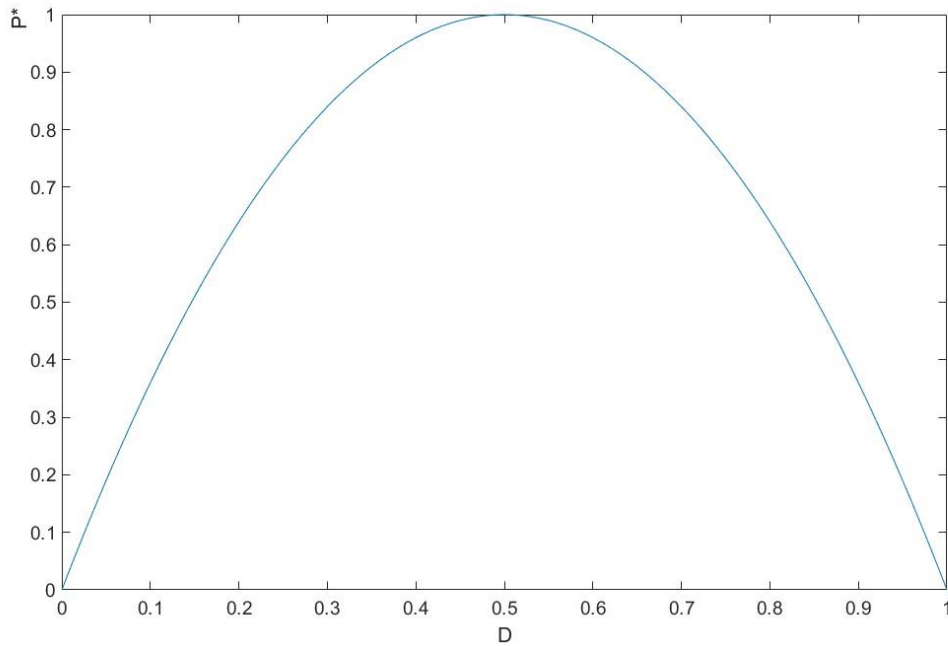


图 2-6 功率传输特性曲线

2.6 本章小结

本章介绍了双有源桥变换器的拓扑结构和工作原理，分析变换器使用单移相控制时的工作状态，得出了变换器在正向功率传输与反向功率传输时的工作特性，并根据电感电流对称性求得各个时刻电流的表达式，推导了输出功率的

数学表达式，从分析可知占空比的大小会影响输出功率的大小和功率传输的方向。当功率传输相同时，为保证系统稳定，占空比一般控制在 $[0, 0.5]$ 区间。

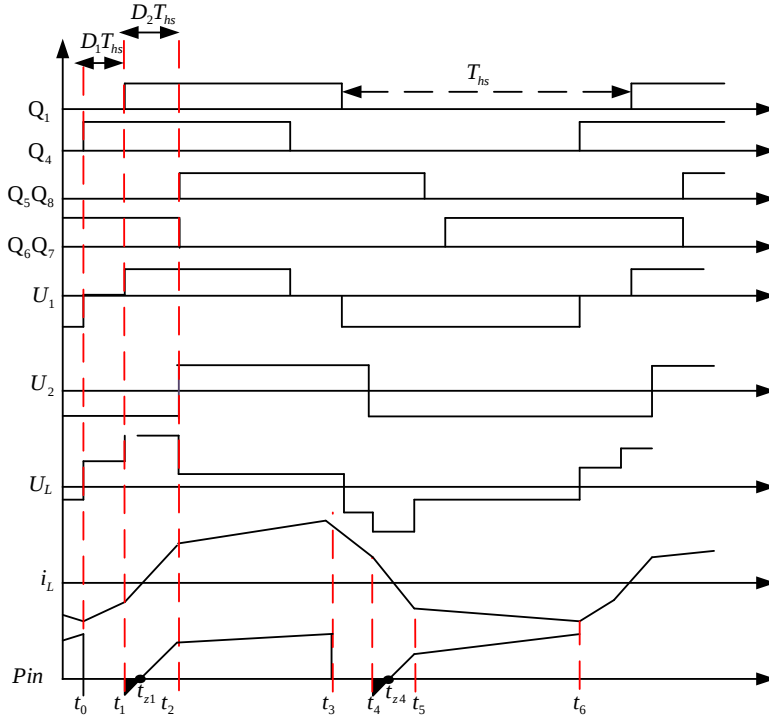
第 3 章 改进扩展移相控制策略分析

第 2 章介绍了在传统单移相控制下双有源桥变换器的基本工作原理，针对单移相控制灵活度低的缺点，本章研究了改进扩展移相控制，即在原边侧引入内移相角，从而增加扩展移相控制灵活性，并在传统扩展移相控制的基础上，对变换器可行控制域进一步划分。本章基于改进扩展移相控制下的双有源桥变换器的工作原理与状态进行研究，建立改进扩展移相控制的回流功率、电流应力与软开关特性随功率传输变化关系式，最后通过仿真实验验证理论分析。

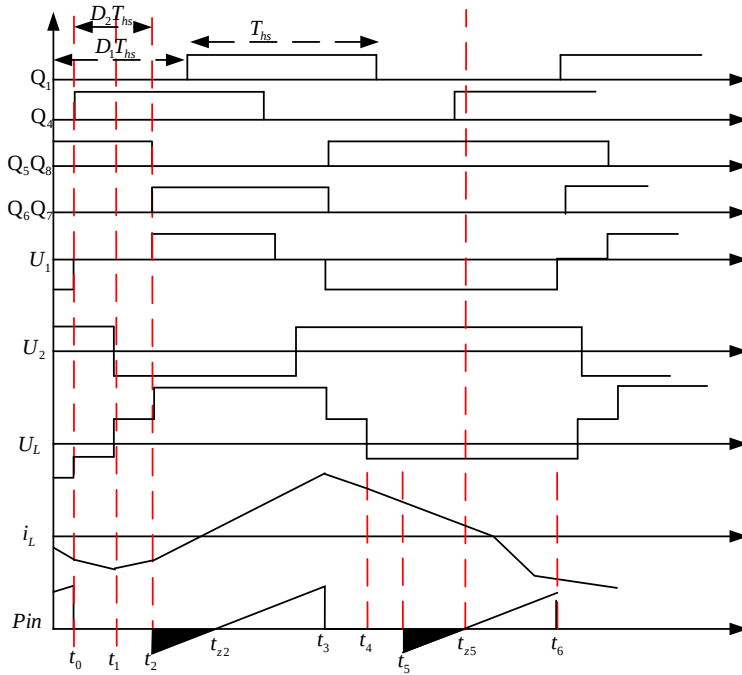
3.1 基本工作原理

如图 2-1 所示，双有源桥变换器原边侧 H 桥内两个桥臂之间存在内移相角，原边侧和副边侧 H 桥间存在外移相角。定义开关管 Q_1 和 Q_4 之间的移相角为内移相角 D_1 ， Q_1 和 Q_5 之间的移相角为外移相角 D_2 。原边侧开关管 Q_4 的驱动信号滞后于对角开关管 Q_1 ，开关管 Q_3 的驱动信号滞后于开关管 Q_2 ，从两电平方波变成三电平方波。副边侧开关管 Q_5 和 Q_8 的驱动脉冲相同，副边侧 H 桥的输出电平仍为两电平。

传统扩展移相控制仅对内移相角 D_1 与外移相角 D_2 相对大小进行限制，即 $0 < D_1 < D_2 < 1$ 或 $0 < D_2 < D_1 < 1$ 。而本课题所提改进扩展移相控制对变换器可行控制域进行进一步划分，即 $D_1 + D_2 \leq 1$ 或 $D_1 + D_2 > 1$ ，进一步明确最优移相角范围。根据移相角相位关系可分为四种情况讨论。模式一： $D_1 + D_2 \leq 1$ ， $0 < D_1 < D_2 < 1$ 。模式二： $D_1 + D_2 \leq 1$ ， $0 < D_2 < D_1 < 1$ 。模式三： $D_1 + D_2 > 1$ ， $0 < D_1 < D_2 < 1$ 。模式四： $D_1 + D_2 > 1$ ， $0 < D_2 < D_1 < 1$ 。其中当 $D_1 + D_2 > 1$ 时，超过了本课题所讨论扩展移相控制范围，故不再讨论。图 3-1 (a) 为变换器工作在模式一时的工作波形图，图 3-2 (b) 为变换器工作在模式二的工作波形图。



(a) 模式一



(b) 模式二

图 3-1 改进扩展移相控制工作状态波形图

根据图 3-1 (a)，因移相角 D_1 与 D_2 的存在，各开关管的脉冲存在一定的不同，本课题将开关管的工作周期分为八个阶段，进行分析。而图 3.1 (b) 与图 3.1 (a) 分析方法相似，本课题不再赘述。

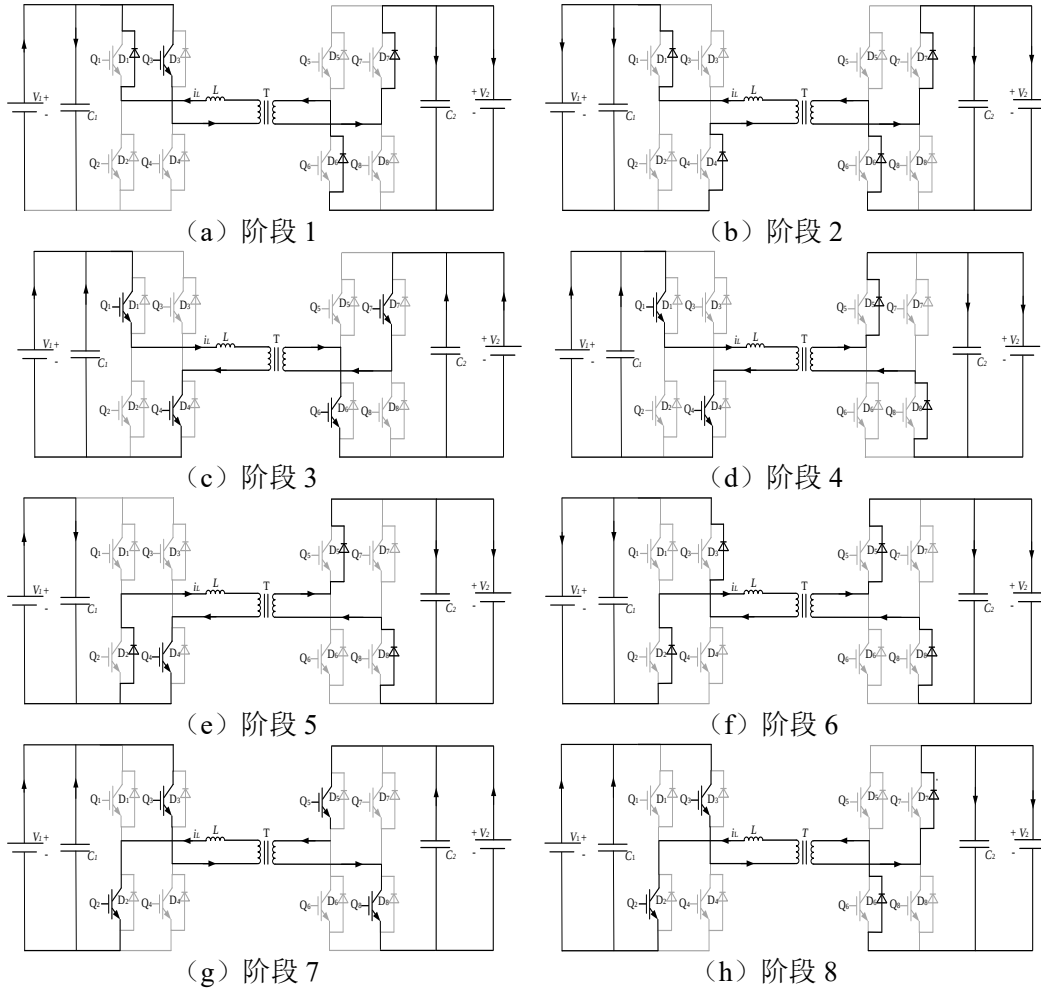


图 3-2 扩展移相控制控制下变换器工作模式

从图 3-2 (a) 可知, 阶段 1 在 $t_0 - t_1$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_0 时刻前, 原边侧 Q_2 、 Q_3 导通, 副边侧 s_6 、 s_7 导通。在 t_1 时刻, Q_2 关断, Q_1 、 Q_4 导通, 将开关管电压钳位为零, 由于 Q_1 、 Q_4 零电压导通, 副边侧电流流向 s_6 与 s_7 , 此时原边侧 H 桥输出电压为 0, 副边侧 H 桥输出电压为 $-V_2$ 。该段电感上所加的电压为 nV_2 , i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{nV_2}{L}(t - t_0) \quad (3-1)$$

式中, $i_L(t_0)$ 为 t_0 时刻的电感电流。

从图 3-2 (b) 可知, 阶段 2 在 $t_1 - t_2$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_1 时刻前, 原边侧 Q_3 关断, Q_4 导通, 电流反向流动, 原边侧全桥电路电流流经 s_1 与 s_4 续流, 副边侧全桥电路电流流经 s_6 与 s_7 续流。

此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 ，副边侧 H 桥输出电压不变。该阶段电感上所加的电压为 $V_1 + nV_2$ ， i_L 为：

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_1) \quad (3-2)$$

式中， $i_L(t_1)$ 为 t_1 时刻的电感电流。

从图 3-2 (c) 可知，阶段 3 在 $t_2 — t_3$ 的工作状态为：

双有源桥变换器在 t_2 时刻，原边侧全桥电路电流流经 Q_1 、 Q_4 形成回路，副边侧全桥电路电流流经 Q_6 、 Q_7 。此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 ，副边侧 H 桥输出电压不变。该阶段电感上所加的电压为 $V_1 + nV_2$ ， i_L 为：

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_2) \quad (3-3)$$

式中， $i_L(t_2)$ 为 t_2 时刻的电感电流。

从图 3-2 (d) 可知，阶段 4 在 $t_3 — t_4$ 的工作状态为：

双有源桥变换器在 t_3 时刻，电流正向传输，原边侧开关管导通情况不变，副边侧全桥电路电流从 Q_6 与 Q_7 流向 Q_5 与 Q_8 ，此时原边侧 H 桥输出电压为 V_1 ，副边侧 H 桥输出电压为 V_2 。该阶段电感上所加的电压为 $V_1 - nV_2$ ， i_L 为：

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_3) \quad (3-4)$$

式中， $i_L(t_3)$ 为 t_3 时刻的电感电流。

从图 3-2 (e) 可知，阶段 5 在 $t_4 — t_5$ 的工作状态为：

双有源桥变换器在 t_4 时刻，此时电流正向流通，原边侧电流从 Q_1 流向 S_2 ， Q_4 保持导通。此时原边侧 H 桥输出电压为 0，副边侧 H 桥输出电压为 V_2 。该阶段电感上所加的电压为 $-nV_2$ ， i_L 为：

$$i_L(t) = i_L(t_4) + \frac{-nV_2}{L}(t - t_4) \quad (3-5)$$

式中， $i_L(t_4)$ 为 t_4 时刻的电感电流。

从图 3-2 (f) 可知, 阶段 6 在 $t_5—t_6$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_5 时刻, 电流正向流通, 原边侧电流从 Q_4 流向 S_3 , S_3 仍旧保持导通。由于原边侧 S_2 与 S_3 同时导通, 此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$, 副边侧 H 桥输出电压仍为 V_2 。该阶段电感上所加的电压为 $-V_1-nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_5) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_5) \quad (3-6)$$

式中, $i_L(t_5)$ 为 t_5 时刻的电感电流。

从图 3-2 (g) 可知, 阶段 7 在 $t_6—t_7$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_6 时刻, 此时电流反向流动, 电流由正变副。原边侧电流从 S_2 与 S_3 流向 Q_2 与 Q_3 , 副边侧电流从 S_5 与 S_8 流向 Q_5 与 Q_8 。此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$, 副边侧 H 桥输出电压仍为 V_2 。该阶段电感上所加的电压为 $-V_1-nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_6) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_6) \quad (3-7)$$

式中, $i_L(t_6)$ 为电流在 t_6 时刻的电感电流。

从图 3-2 (h) 可知, 阶段 8 在 $t_7—t_8$ 的工作状态为:

双有源桥变换器在 t_7 时刻, 此时电流反向流动, 原边侧开关管导通情况保持不变, 副边侧电流从 Q_5 与 Q_8 流向 S_6 与 S_7 续流, 输出电压保持不变, 此时原边侧 H 桥输出电压为 $-V_1$, 副边侧 H 桥输出电压为 $-V_2$ 。该阶段电感上所加的电压为 $-V_1+nV_2$, i_L 为:

$$i_L(t) = i_L(t_6) + \frac{-V_1 - nV_2}{L}(t - t_6) \quad (3-8)$$

式中, $i_L(t_7)$ 为 t_7 时刻的电感电流。

3.2 改进扩展移相控制的基本特性

3.2.1 功率传输特性

因移相角 D_1 与 D_2 取值范围不同, 变换器在不同的工作模式下的功率传输也不同, 现进行分析。

(1) 模式一:

根据上文对变换器的工作模式分析可知, 在改进扩展移相控制模式一下, 变换器的电感电流 i_L 的前半周期电流波形与后半周期电感电流波形对称, 即: $i_L(t_0) = -i_L(t_3)$, $i_L(t_2) = -i_L(t_5)$ 。令 $t_0 = 0$, 则 $t_1 = D_1 T_{hs}$, $t_3 = D_2 T_{hs}$, $t_4 = T_{hs}$, $t_5 = (1 + D_1) T_{hs}$, $t_8 = 2T_{hs}$, 结合式 (3-1) - 式 (3-8) 可解得模式一在不同时刻电感电流 i_L 为:

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) - 2D_2 + 1] \\ i_L(t_1) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) + 2D_1 - 2D_2 + 1] \\ i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(2D_2 - D_1 - 1) + 1] \\ i_L(t_4) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(1 - D_1) - 1 + 2D_2] \end{cases} \quad (3-9)$$

由图 3-1 (a) 可知在改进扩展移相控制模式一的电感电流峰值 i_{Lmax} 在 t_3 时刻表达式为:

$$i_{Lmax} = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k + 2D_2 - kD_1 - 1] \quad (3-10)$$

现对电感电流峰值进行标么化处理, 可得:

$$i_{Lmax}^* = 2k + 4D_2 - kD_1 - 1 \quad (3-11)$$

由式 (3-1) - 式 (3-9) 以及图 3-1 改进扩展移相控制工作状态波形图, 结合电感电流伏秒平衡特性, 则有对应的半个周期的功率传输为:

$$P_{EPS} = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{t_0+T_{hs}} i_L(t) dt = \frac{nV_1V_2}{4Lf_s} (2D_1D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 - D_1 + 2D_2) \quad (3-12)$$

为便于简化计算和对计算结果进行分析, 将功率传输的最大值作为基准值:

$$P_N = \frac{V_1V_2}{8Lf_s} \quad (3-13)$$

将实际功率除以基准值，即可得在改进扩展移相控制下 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 时的功率传输标么值：

$$P_{EPS}^* = \frac{P_{EPS}}{P_N} = 2(2D_1D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 - D_1 + 2D_2) \quad (3-14)$$

(2) 模式二：

如图 3-3 (b) 所示，当 $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ 时，令 $t_0 = 0$ ，则 $t_1 = D_2T_{hs}$ ， $t_2 = D_1T_{hs}$ ， $t_4 = T_{hs}$ ， $t_5 = (1 + D_2)T_{hs}$ ， $t_6 = (1 + D_1)T_{hs}$ ， $t_8 = 2T_{hs}$ ，同理可得模式二不同时刻电感电流 i_L 为：

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) - 2D_2 + 1] \\ i_L(t_1) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) + 1] \\ i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) - 2D_1 + 2D_2 + 1] \\ i_L(t_4) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(1 - D_1) - 1 + 2D_2] \end{cases} \quad (3-15)$$

由图 3-1 (b) 可知在改进扩展移相控制模式二下，电感电流 i_L 在 t_1 时刻或 t_3 时刻取得电感电流峰值 i_{LMax} ，表达式为：

$$i_{Lmax} = \left\{ \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) + 1], \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) - 2D_1 + 2D_2 + 1] \right\} \quad (3-16)$$

现对电感电流峰值进行标么化，可得：

$$i_{Lmax}^* = \{2 - 2k + 2kD_1, 2k + 4D_2 - 2kD_1 - 1\} \quad (3-17)$$

同样可得功率传输为：

$$P_{EPS} = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{t_0+T_{hs}} i_L(t) dt = \frac{nV_1V_2}{4Lf_s} (D_1^2 - D_1 - 2D_1D_2 + 2D_2) \quad (3-18)$$

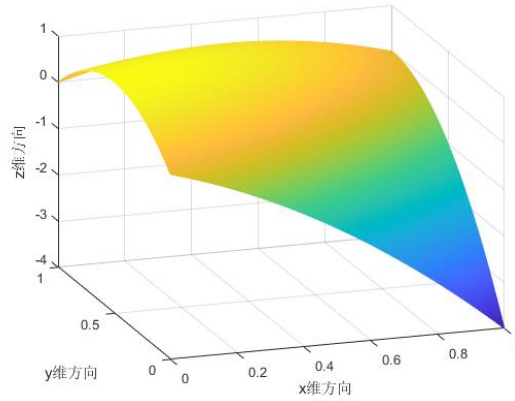
对功率传输标么化可得：

$$P_{EPS}^* = \frac{P_{EPS}}{P_N} = 2(D_1^2 - D_1 - 2D_1D_2 + 2D_2) \quad (3-19)$$

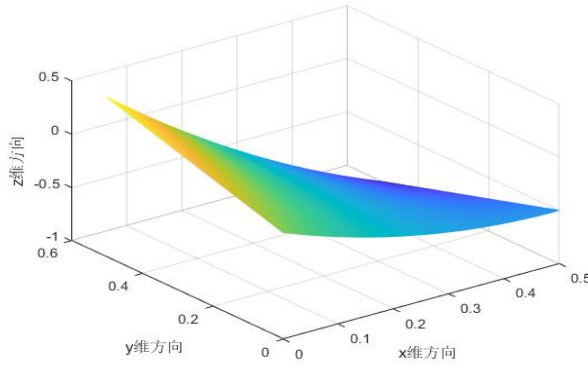
由式 (3-14) 及式 (3-19) 可得扩展移相控制下功率传输标么值为：

$$P_{EPS}^* = \begin{cases} 2(2D_1D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 - D_1 + 2D_2) & 0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1 \\ 2(D_1^2 - D_1 - 2D_1D_2 + 2D_2) & 0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1 \end{cases} \quad (3-20)$$

图 3-3 为变换器运行在两种工作模式下的功率传输特性图。在功率传输相同时，存在多个移相比组合。模式一的传输范围为 $[0, 1]$ ，而模式二的传输范围仅为 $[0, 0.5]$ ，但变换器工作在模式二时，功率能实现反向传输。相较于单移相控制，内移相角 D_2 的引入拓宽了变换器的输出范围，增加了变换器控制的灵活性。



(a) $D_1 + D_2 \leq 1$ 且 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$



(b) $D_1 + D_2 \leq 1$ 且 $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$

图 3-3 变换器功率传输特性三维图

3.2.2 回流功率特性

在改进扩展移相控制下的变换器回流功率同样具有半周期正负对称性，只
在半周期内分析即可求得扩展移相调制下的回流功率。工作于模式一时，由式
(3-9) 可知 $i_L(t_2)=0$ 时，有：

$$t_2 - t_1 = -\frac{V_1(D_1 - 1) + nV_2(2D_1 - 2D_2 + 1)}{4f_s(V_1 + nV_2)} \quad (3-21)$$

可得回流功率 Q_{EPS} 为：

$$Q_{EPS} = V_1 \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_1}^{t_2} |i_L(t)| dt = \frac{nV_1V_2[k(D_1 - 1) + 2D_1 - 2D_2 + 1]^2}{16Lf_s(k + 1)} \quad (3-22)$$

对其标么化处理可得：

$$Q_{EPS}^* = \frac{Q_{EPS}}{P_N} = \frac{[k + 2D_1 - kD_2 - 2D_2 - 1]^2}{2(k + 1)} \quad (3-23)$$

同理，工作于模式二时 $i_L(t_3) = 0$ ，则：

$$t_3 - t_2 = -\frac{V_1(D_1 - 1) + nV_2(-2D_1 + 2D_2 + 1)}{4f_s(V_1 - nV_2)} \quad (3-24)$$

可得回流功率 Q_{EPS} 为：

$$Q_{EPS} = V_1 \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_2}^{t_3} |i_L(t)| dt = \frac{nV_1V_2[k(D_1 - 1) + 2D_1 - 2D_2 + 1]^2}{16Lf_s(k - 1)} \quad (3-25)$$

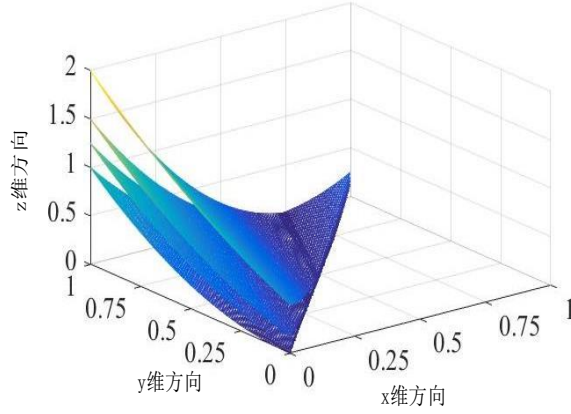
对其标么化处理，可得：

$$Q_{EPS}^* = \frac{Q_{EPS}}{P_N} = \frac{[k - 2D_1 - kD_2 + 2D_2 - 1]^2}{2(k - 1)} \quad (3-26)$$

由式（3-22）和（3-26）可得不同工作模式下的回流功率标么值为：

$$Q_{EPS}^* = \begin{cases} \frac{[k + 2D_1 - kD_2 - 2D_2 - 1]^2}{2(k + 1)} & 0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1 \\ \frac{[k - 2D_1 - kD_2 + 2D_2 - 1]^2}{2(k - 1)} & 0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1 \end{cases} \quad (3-27)$$

相较于模式二，模式一的功率传输范围更大，变换器控制更加灵活，现对模式一的回流功率进行分析。由式（3-22）可知，回流功率大小与 D_1 、 D_2 有关，且受电压变换比 k 影响。由图 3-4 可知，回流功率标么值与 D_1 、 D_2 与 k 之间的关系，当 D_1 与 D_2 相同时，当变换器的变比增大时，回流功率相应增大。


 图 3-4 改进扩展移相控制在不同 k 时的回流功率

3.2.3 电流应力特性

由节 3.2.1 可知，模式一在 $i_L(t_3)$ 时电感电流为最大值，将式 (3-11) 代入式 (3-12) 可得变换器工作在模式一时电流应力最小的移相角为：

$$\begin{cases} D_1 = (k-1)\sqrt{\frac{1-P}{k^2-2k+2}} \\ D_2 = \frac{1}{2} + \frac{k-2}{2}\sqrt{\frac{1-P}{k^2-2k+2}} \end{cases} \quad (3-28)$$

因模式一是工作在 $0 < D_1 < D_2 < 1$ 与 $D_1 + D_2 \leq 1$ 条件下，则可求得：

$$\frac{2k-2}{k^2} < P < 1 \quad (3-29)$$

将模式一电流应力最小的移相比组合代入模式一电感电流峰值表达式，可得峰值电感电流 i_{Lmax} 与功率传输 P 的表达式为：

$$i_{Lmax} = 2k - 2\sqrt{(k^2 - 2k + 2)(1 - P)} \quad (3-30)$$

由于模式二存在电感电流 i_L 在不同时刻取得最大值的情况，模式一的电感电流最大值在 t_3 时刻，现先分析 i_L 在 t_3 时刻取得最大值的情况，此时电感电流最大值为：

$$i_{Lmax} = 2(k + 2D_2 - kD_1 - 1) \quad (3-31)$$

将式 (3-17) 代入式 (3-18) 可得变换器工作在模式二时电流应力最小的移相角为：

$$\begin{cases} D_1 = 1 - \sqrt{\frac{P}{2k-2}} \\ D_2 = \frac{1}{2} + \frac{k-2}{2} \sqrt{\frac{P}{2k-2}} \end{cases} \quad (3-32)$$

因模式二工作在 $0 < D_2 < D_1 < 1$ 条件下，则可求得：

$$0 < P < \frac{2k-2}{k^2} \quad (3-33)$$

由于此时 $i_L(t_3) > i_L(t_1)$ ，可得在电流应力最小时，功率传输与变压比的表达式为：

$$P > \frac{2k-2}{(3k-2)^2} \quad (3-34)$$

结合式 (3-33) 和式 (3-34)，可得此时变换器工作的功率范围为：

$$\frac{2k-2}{(3k-2)^2} < P < \frac{2k-2}{k^2} \quad (3-35)$$

结合模式一的功率范围，可知电感电流 i_L 峰值在 t_3 时刻，此时变换器的功率传输范围为：

$$\frac{2k-2}{(3k-2)^2} < P < 1 \quad (3-36)$$

由式 (3-36) 可知，变换器不能在满功率范围内工作。现分析变换器在模式二下 t_1 时刻功率的传输范围。此时峰值电流表达式为：

$$i_{Lmax} = 2(-k + kD_1 + 1) \quad (3-37)$$

由式 (3-37) 可得，电感电流最大值仅与 k 和 D_1 有关，结合 $i_L(t_1)$ 与 $i_L(t_3)$ 表达式可知：当 D_1 减小时， $i_L(t_3)$ 增大；当 D_1 增大时， $i_L(t_1)$ 增大，两者相互冲突，因此仅对 $i_L(t_1) = i_L(t_3)$ 时进行分析，可得：

$$1 - k + kD_1 = k + 2D_2 - kD_1 - 1 \quad (3-38)$$

同理可得，电感电流在 t_1 与 t_3 时刻相同时，移相角为：

$$\begin{cases} D_1 = \frac{4k-3-k\sqrt{1-(4k-2)P}}{4k-2} \\ D_2 = \frac{3k-2-k\sqrt{1-(4k-2)P}}{4k-2} \end{cases} \quad (3-39)$$

此时变换器功率传输范围为：

$$0 < P < \frac{2k-2}{(3k-2)^2} \quad (3-40)$$

综上所述，变换器在工作模式二时移相角的组合为：

$$\begin{cases} \begin{cases} D_1 = 1 - \sqrt{\frac{P}{2k-2}} \\ D_2 = \frac{1}{2} + \frac{k-2}{2} \sqrt{\frac{P}{2k-2}} \end{cases} & i_L(t_3) > i_L(t_1) \\ \begin{cases} D_1 = \frac{4k-3-k\sqrt{1-(4k-2)P}}{4k-2} \\ D_2 = \frac{3k-2-k\sqrt{1-(4k-2)P}}{4k-2} \end{cases} & i_L(t_3) = i_L(t_1) \end{cases} \quad (3-41)$$

在工作模式二下，当电感电流 $i_L(t_1) < i_L(t_3)$ 时，将式 (3-41) 代入式 (3-37)，可得功率传输与电感电流的关系为：

$$i_{Lmax} = 2\sqrt{(2k-2)P} \quad (3-42)$$

当 $i_L(t_1) = i_L(t_3)$ 时，将式 (3-40) 代入式 (3-37)，可得功率传输与电感电流的关系为：

$$i_{Lmax} = \frac{3k-2-k\sqrt{1-(4k-2)P}}{2k-1} \quad (3-43)$$

由上述可得不同模式下，电感电流峰值与功率传输表达式为：

$$i_{LMax} = \begin{cases} 2k-2\sqrt{(k^2-2k+2)(1-P)} & \text{模式一} \\ \begin{cases} 2\sqrt{(2k-2)P} & i_L(t_3) > i_L(t_1) \\ \frac{3k-2-k\sqrt{1-(4k-2)P}}{2k-1} & i_L(t_3) = i_L(t_1) \end{cases} & \text{模式二} \end{cases} \quad (3-44)$$

如图 3-5 为变换器在改进扩展移相控制下电感电流最大值 i_{Lmax} 与功率传输 P 关系图。随着电压传输比 k 的增加以及功率传输 P 的增加，电感电流最大值 i_{Lmax} 逐渐增加。

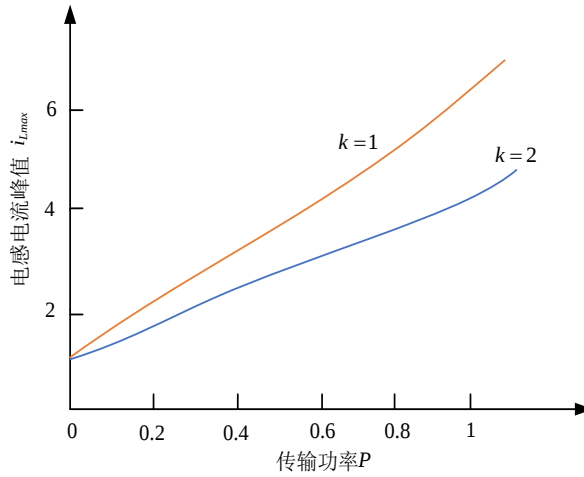


图 3-5 改进扩展移相控制下电感电流峰值与功率传输关系

3.2.4 软开关特性

为减小双有源桥变换器在开关过程中的损耗，本课题引入 ZVS 导通（零电压导通）技术，但在改进扩展移相控制中，开关管的 ZVS 导通需要在一定条件下才能实现。当工作在模式一时，要实现原边侧全桥各开关管的软开关，以开关管 Q_1 为例， Q_1 开通时，电感电流 $i_L < 0$ ，电感电流从二极管 S_1 流过，此时二极管 S_1 以及开关管 Q_1 上的电压接近 0 伏，因此开关管 Q_1 可以实现 ZVS。同理原边侧开关管 Q_2 、 Q_3 实现 ZVS 时，要求 $i_L > 0$ ， Q_4 实现 ZVS 时，要求 $i_L < 0$ 。由于副边侧不存在内移相角，由电感电流的对称性可知变换器副边侧开关管实现 ZVS 条件相同，从而可知副边侧开关管实现 ZVS 前提为：流经 Q_5 、 Q_8 的电感电流 $i_L > 0$ ，流经 Q_6 、 Q_7 的电感电流 $i_L < 0$ 。

由式（3-9）可得在改进扩展移相控制下模式一实现 ZVS 的条件为：

$$\begin{cases} kD_1 + 2D_1 + 1 - k - 2D_2 < 0 \\ -kD_1 + 2kD_2 + 1 - k > 0 \end{cases} \quad (3-45)$$

将式（3-45）代入式（3-12）可得功率传输范围为：

$$\frac{2k-2}{k^2} < P < 1 \quad (3-46)$$

由式（3-46）可知模式一的功率传输与 ZVS 条件下的功率传输相同，可知变换器工作在模式一时，开关管均可实现 ZVS。

对于模式二，分析方法与模式一相同。通过图 3-1 可知，模式二中 Q_3 导通时电感电流 $i_L < 0$ ，与 ZVS 条件下 $i_L > 0$ 矛盾，模式二的开关管无法全部实现 ZVS。

3.3 改进扩展移相与单移相控制特性比较

3.3.1 电流应力比较

图 3-6 所示为在单移相控制与改进扩展移相控制下，双有源桥变换器功率传输 P 与电感电流峰值 i_{Lmax} 关系对比图。从图 3-6 可知， i_{Lmax} 随着 P 的增加而增加，最后趋于接近。但在 k 相同的情况下，在扩展移相控制下，电流应力相较于单移相控制更小。

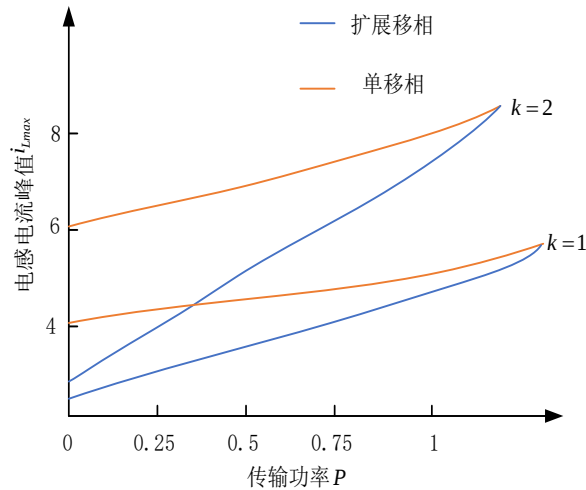


图 3-6 电感电流峰值与功率传输对比关系

3.3.2 回流功率比较

如图 3-7 所示为单移相控制与改进扩展移相控制下，回流功率与功率传输关系图。从图 3-7 可知，在功率传输相等的情况下，回流功率随着 k 的增加而增加；当 k 值相同时，回流功率随着功率传输的增加而增加，但扩展移相控制下的双有源桥变换器具有更小的回流功率，在功率传输较低时，扩展移相控制具有零回流功率特性。

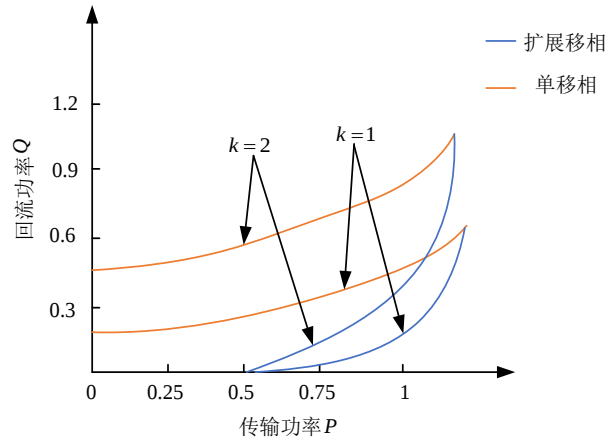


图 3-7 回流功率与功率传输对比关系

3.4 仿真实验

3.4.1 系统仿真模型

为研究双有源桥变换器单移相控制与改进扩展移相控制策略的动态性能与稳态性能，本课题基于 Matlab（2022a）建立双有源桥变换器仿真模型如图 3-8 所示。

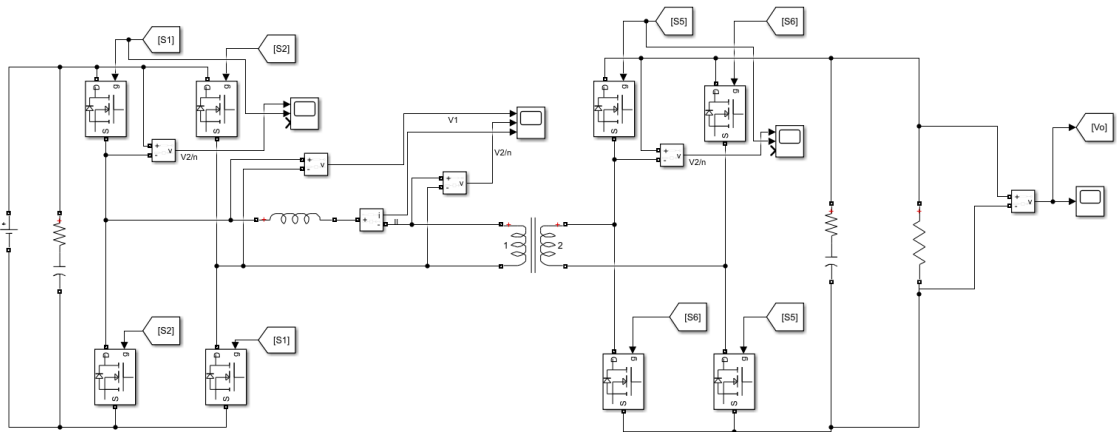
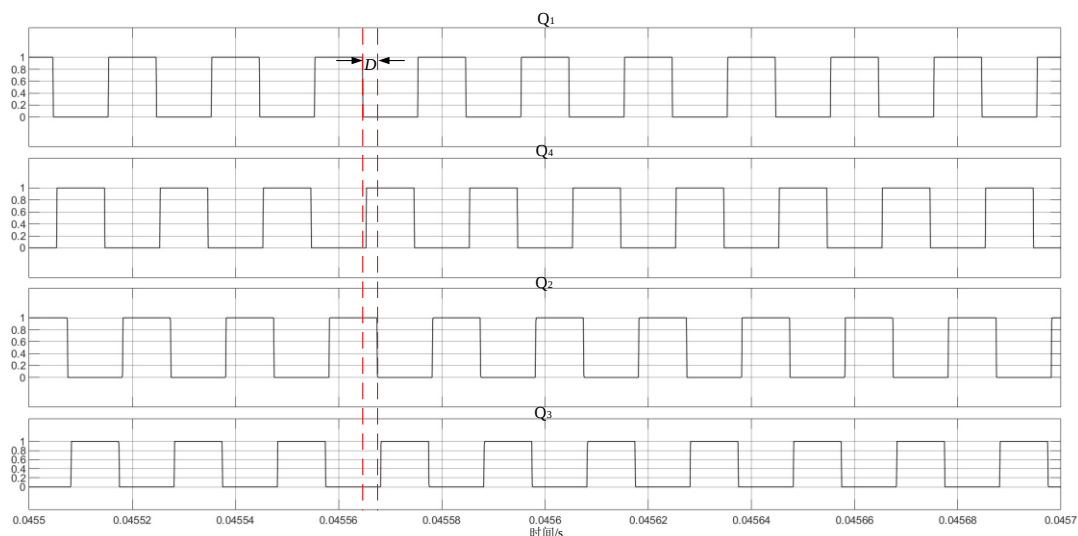


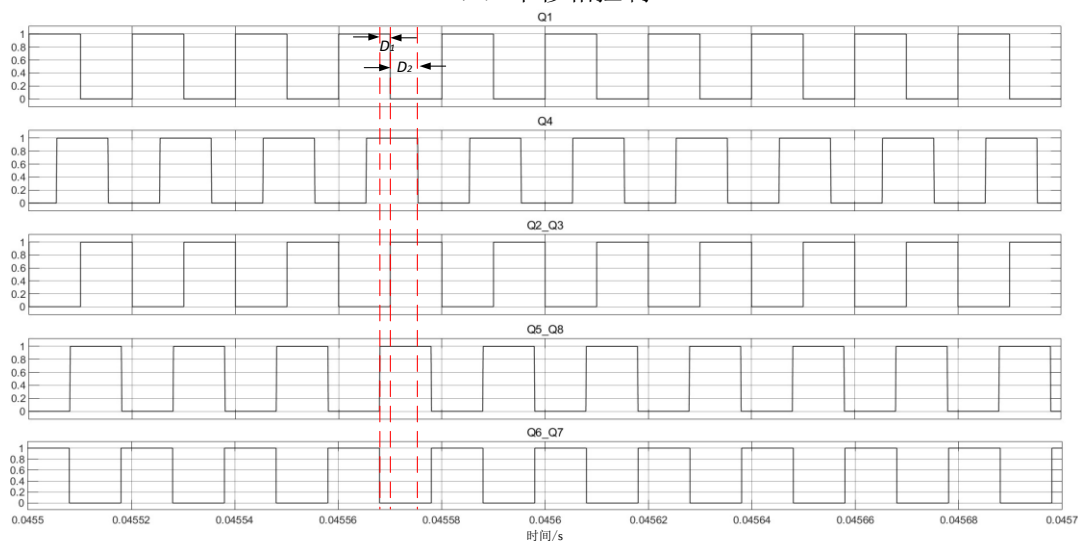
图 3-8 双有源桥变换器仿真模型

3.4.2 仿真分析

图 3-9 为采用单移相控制与改进扩展移相控制时开关管 $Q_1 - Q_8$ 的驱动脉冲波形图。由图 3-9 可知，当采用扩展移相控制时，此时最优移相比满足 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。



(a) 单移相控制

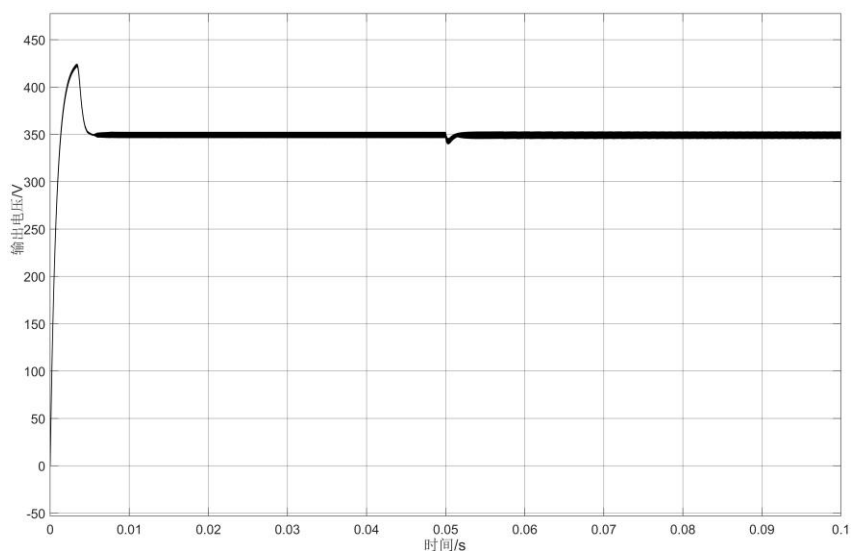


(b) 改进扩展移相控制

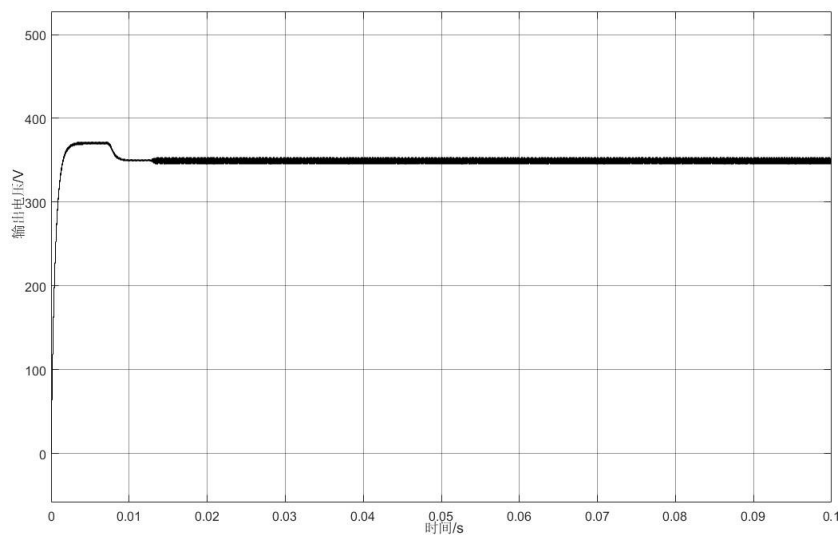
图 3-9 变换器开关管驱动脉冲波形图

3.4.2.1 负载突变时系统动态响应研究

图 3-10 所示为双有源桥变换器在输出电压为 350V, $t=0.05s$ 时, 负载由 10Ω 突变至 5Ω 时系统动态响应曲线。由图可知, 采用单移相控制时, 输出电压 V_2 波动明显, 最大变化为 10V, 达到稳态过渡时间为 5ms。而采用扩展移相控制时, V_2 基本无变化。



(a) 单移相控制



(b) 改进扩展移相控制

图 3-10 负载突变时系统的输出电压波形

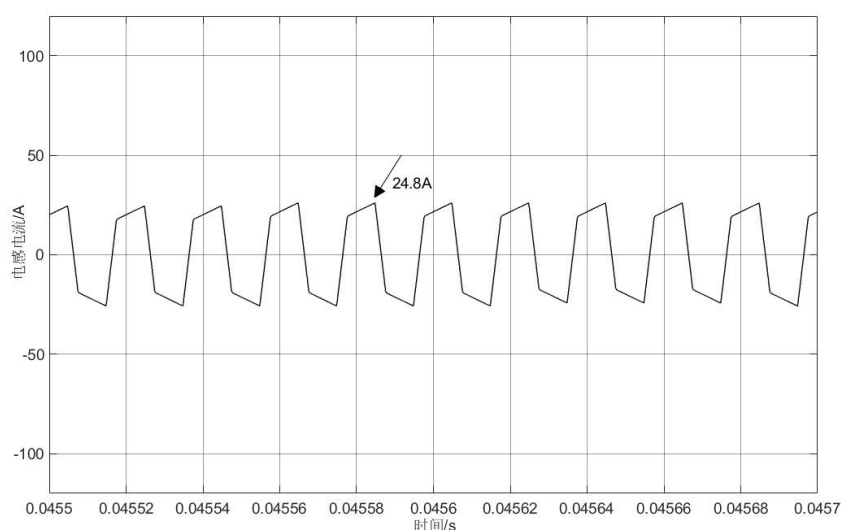
如表 3-1 为单移相控制与改进扩展移相控制动态响应性能对比。

表 3-1 单移相控制与改进扩展移相对比

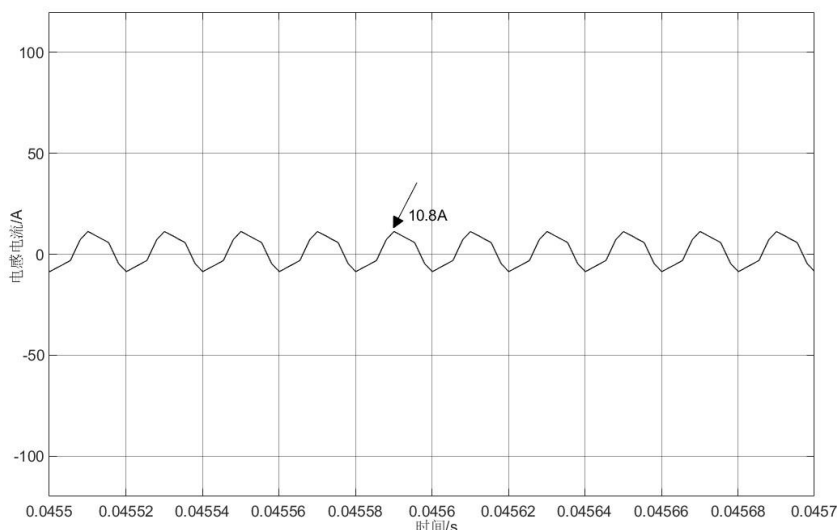
控制策略	超调量大小	稳态过渡时间	电压最大变化
单移相控制	20%	5ms	10V
改进扩展移相控制	5.7%	0ms	0V

3.4.2.2 电流应力特性研究

如图 3-11 (a) (b)所示为单移相控制与改进扩展移相控制下, 负载为 5Ω , 输出电压为 350V 时系统的稳态响应。若采用单移相控制, 电感电流峰值约为 24.8A 。在相同条件下, 改进扩展移相控制下的电感电流峰值仅为 10.8A 。如图 3-11 (c) (d) 为单移相控制与扩展移相控制时负载为 10Ω , 输出电压为 350V 时系统的稳态响应。此时变换器在两种控制方式下的电感电流峰值相较于负载为 5Ω 时均有提升, 单移相控制下电感电流最大值为 25.6A , 而改进扩展移相控制下的电感电流最大值为 11.5A 。综上所述, 当负载相同时, 改进扩展移相具有更小的电感电流, 改进扩展移相控制有效地减小了电流应力。



(a) 负载为 5Ω 时采用单移相控制的电感电流波形



(b) 负载为 5Ω 时采用改进扩展移相控制的电感电流波形

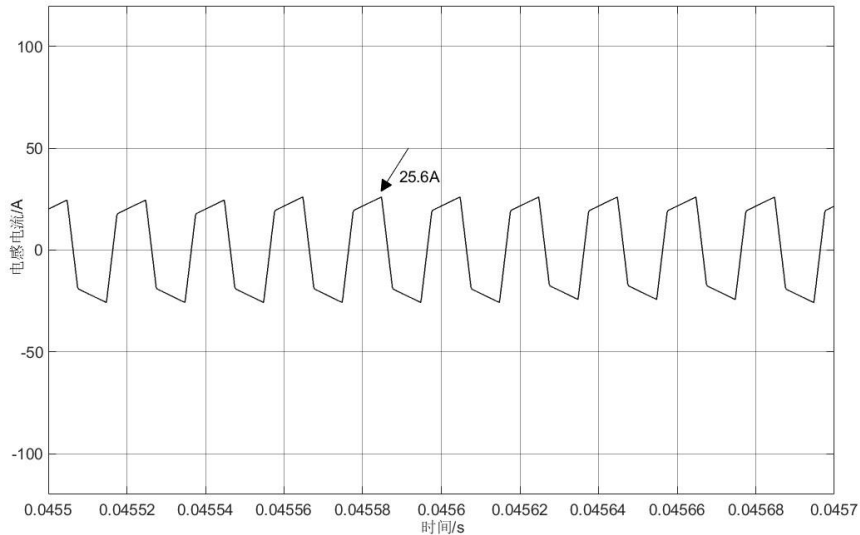
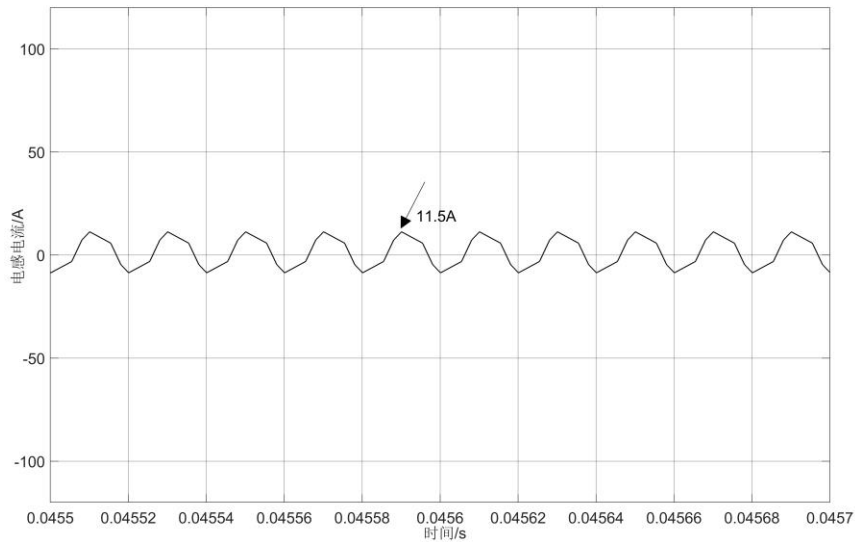
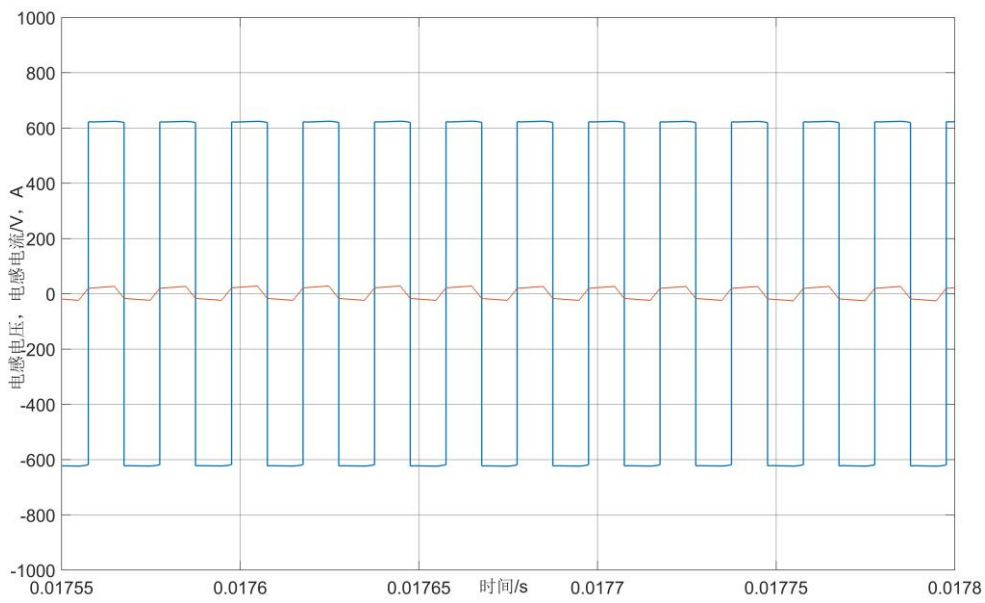
(c) 负载为 10Ω 时采用单移相控制的电感电流波形(d) 负载为 10Ω 时采用改进扩展移相控制的电感电流波形

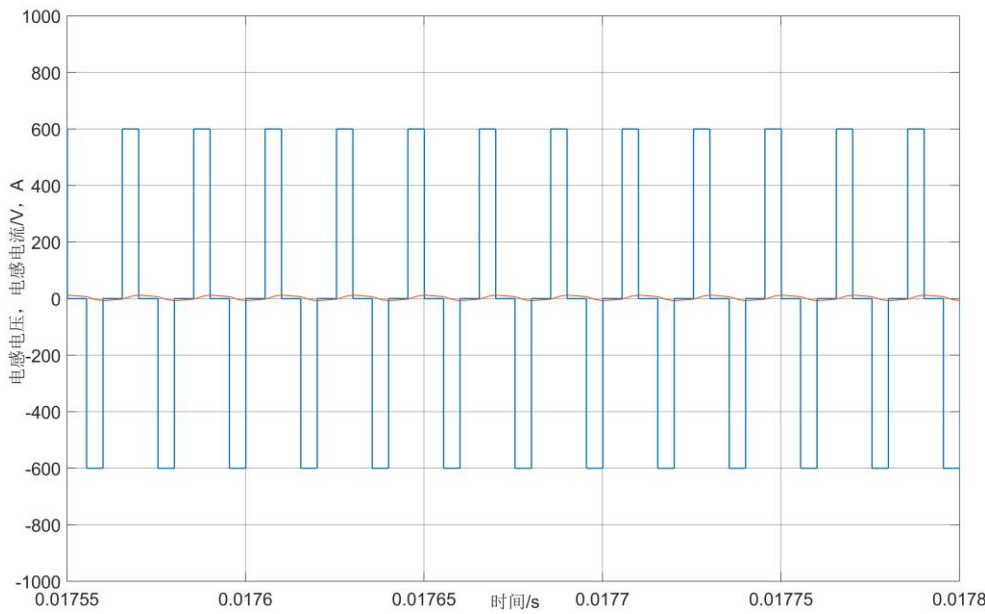
图 3-11 不同负载下电感电流仿真波形

3.4.2.3 回流功率特性研究

如图 3-12 为双有源桥变换器在单移相控制与改进扩展移相控制下的电感电压和电感电流。由于电感电压与电感电流瞬时性的乘积为变换器的瞬时功率。从图 3-12 可知，采用单移相控制时，电感电压与电感电流存在一正一负的情况，此时变换器功率传输为负，即产生了回流功率。而由图 3-12 (b) 可知，使用扩展移相控制，变换器的瞬时功率恒大于或等于 0，即无回流功率的产生。



(a) 单移相控制



(b) 改进扩展移相控制

图 3-12 电感电压与电感电流仿真波形

3.5 本章小结

本章介绍了改进扩展移相控制方式的工作原理、可行控制域，分析了变换器工作在工作模式一时的工作状态。同时建立改进扩展移相控制下功率传输、电流应力以及回流功率的数学模型进行分析，并研究变换器的 ZVS 导通条件。最后进行单移相控制与改进扩展移相控制的对比仿真实验。

第 4 章 基于改进扩展移相控制的功率平衡控制策略

本章主要进行双有源桥变换器基于改进扩展移相控制区域内功率平衡控制策略研究，该策略将逆变器的输出功率引入双有源桥变换器的控制中，以减小双有源桥变换器副边侧电压波动。通过仿真实验，验证了系统在空载、轻载和额定负载情况下以及在负载突变和双有源桥变换器原边侧电压扰动时系统的稳态性能和动态性能。

4.1 三级式电力电子变压器电路结构

图 4-1 是一种经典的三级式电力电子变压器拓扑，由输入级、隔离级和输出级组成。输入级为三相桥式全控整流电路，每个整流桥并联一个电容，可以防止每个开关管承受的电压过高，使变压器能够承受较大的输入电压。隔离级的核心是双有源桥变换器，由单相全桥逆变器、高频变压器和单相全桥整流器组成。HFT 两侧装有隔离电容 C_d 。输出级由三相全桥逆变器和 LC 滤波器组成。

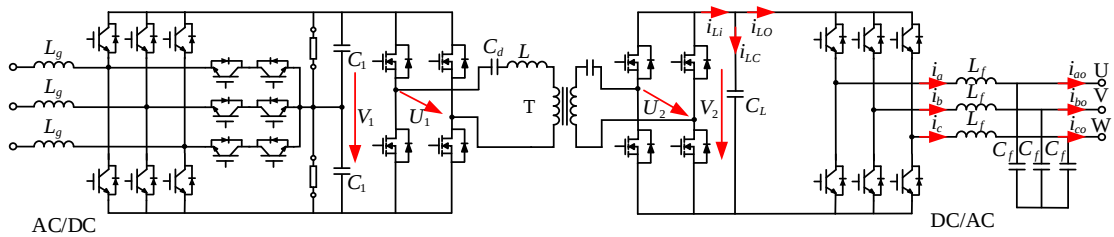


图 4-1 三级式电力电子变压器拓扑

4.2 基于改进扩展移相控制的功率平衡控制

4.2.1 零回流功率控制区

由图 3-1 (a) 中 $[t_1-t_{z1}]$ 与 $[t_4-t_{z4}]$ 区间中原边侧输出电压 U_1 和电感电流 $i_L(t)$ 变化可以看出，在区间 $[t_1-t_{z1}]$ ， U_1 为正， $i_L(t)$ 为负，此时变换器功率传输为负，在此阶段由负载侧向电源侧所回传的平均功率为负。假设 $k=1$ ，当变换器运行在模式一时，双有源桥变换器回流功率 Q_{EPS^*} 为：

$$Q_{EPS^*} = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_1}^{t_{z1}} U_1 i_L(t) dt = \frac{V_1 V_2}{16 f_s L} [3D_1 - 2D_2]^2 \quad (4-1)$$

当 $D_1 + D_2 \leq 1$ 时, 由第 3 章分析可知, $i_L(t)$ 为正是变换器工作在零回流功率区域的前提条件。令 $f(D_1, D_2) = 3D_1 - 2D_2$, 由式 (4-1) 可知, Q_{EPS^*} 函数单调性与函数 $f(D_1, D_2)$ 一致。为简化 Q_{EPS^*} 特性分析, 只需对函数 $f(D_1, D_2)$ 进行分析。

函数 $f(D_1, D_2)$ 与 D_2 的二维特性图如图 4-2 所示。可将 $D_1 = 0$ 、 $D_1 = 1 - D_2$ 时 $f(D_1, D_2)$ 直线与纵坐标包围区域 OMN 分为区域①和区域②两个部分。当 $f(D_1, D_2) = 0$ 时, 且 $D_1 + D_2 = 1$ 时, 函数 $f(D_1, D_2)$ 与 D_2 轴相交于 a 点, 可求得 a 点处 D_1 与 D_2 关系式如式 (4-2) 所示:

$$D_{a1} = \frac{2}{5}, D_{a2} = \frac{3}{5} \quad (4-2)$$

以 a 点为分界, 在区域①中函数 $f(D_1, D_2) > 0$, 并且 $i_L(t) < 0$, 可知该区域中任意一点均存在回流功率。区域②中函数 $f(D_1, D_2) < 0$, 并且 $i_L(t) > 0$, 可知该区域中任意一点均不存在回流功率。定义 d 点为 OC 线段上任意一点, 由图 4-2 可知直线 ON 上 f 点、直线 MN 上 e 点与 d 点横坐标相同, 且 d 点处 $f(D_1, D_2) = 0$, 此时 $D_{d1} = D_2$ 。由图 4-2 可知, 当 D_1 一定时, 随着 D_2 增加, Q_{EPS^*} 单调递增, 如图 4-2 中 f 点至 g 点的变化; 当 D_2 一定时, 随着 D_1 增加, $f(D_1, D_2)$ 单调递减, 如图 4-2 中 f 点至 e 点的变化。若 D_1 从 0 增加至 D_2 , 变换器内均存在回流功率, 如图 4-2 中 f 点至 d 点的变化。若继续增加 D_1 , 则回流功率消失, 如图 4-2 中 d 点至 e 点的变化。根据上述对回流功率的分析, 可得出在 $D_1 + D_2 \leq 1$ 区域内零回流功率区为:

$$0 \leq D_2 \leq \frac{3}{5}, D_1 \leq D_2 \quad (4-3)$$



当 $D_1 + D_2 \leq 1$ 时, 双有源桥变换器的功率传输为:

式中, i_{li} 为副边侧母线输入电流。

$$i_{Li} = \frac{V_1}{2f_s L} [D_2(1-D_2) + 0.5D_1(1-D_1-2D_2)] \quad (4-5)$$

由基尔霍夫电流定律可得电容电流 i_{Lc} 为:

式中, i_{l_0} 为双有源桥变换器副边侧直流母线输出电流。

假设逆变器变换效率为 η ，且 $\eta \in (0,1)$ ，则：

$$P_L = \frac{L_f}{2T_s} [(i_a(n))^2 + (i_b(n))^2 + (i_c(n))^2 - (i_a(n-1))^2 - (i_b(n-1))^2 - (i_c(n-1))^2] \quad (4-8)$$

41

样值。

由式 (4-6)、式 (4-7) 可得：

$$C_L \frac{dV_2}{dt} = \frac{V_1}{2f_s L} [D_2(1-D_2) + 0.5D_1(1-D_1-2D_2)] - \frac{P_{inv}}{\eta V_2} \quad (4-9)$$

由式 (4-9) 可知，双有源桥变换器副边侧母线电压 V_2 受原边侧母线电压 V_1 和逆变器瞬时功率 P_{inv} 的影响。为此，本课题提出一种基于改进扩展移相的功率平衡控制策略，该策略在控制器中将后级逆变器的功率传输引入前级双有源桥变换器，减小双有源桥变换器副边侧电压波动。

假设双有源桥变换器至逆变器功率变换效率为 η' ，根据变换前后功率平衡可得：

$$P_{EPS} = \frac{V_1 V_2}{2f_s L} [D_2(1-D_2) + 0.5D_1(1-D_1-2D_2)] = \frac{1}{\eta'} P_{inv} \quad (4-10)$$

由式 (4-10) 可知功率传输受 D_1 与 D_2 影响，一般通过 D_2 来确定 D_1 的大小，从而保证最大功率传输 $P_{max}^{[53]}$ 。其关系为：

$$P_{max} = \frac{U_L^2}{8f_s L} \left[1 - \frac{(1-2D_2)^2}{2} \right] \quad (4-11)$$

令：

$$\lambda_u = \frac{U_L^2}{8f_s L} \quad (4-12)$$

则：

$$P_{max} = \lambda_u \left[1 - \frac{(1-2D_2)^2}{2} \right] \quad (4-13)$$

令：

$$D_2 = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{\frac{8P_{max}}{\lambda_u}}}{4}, & D_2 \in [0, 0.5] \\ \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{\frac{8P_{max}}{\lambda_u}}}{4}, & D_2 \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (4-14)$$

则：

$$D_1 = \begin{cases} \frac{1-2D_2}{2}, D_2 \in [0, 0.5] \\ 0, D_2 \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (4-15)$$

D_1 与 $P_{\max}$ 、 λ_u 关系为:

$$D_1 = \begin{cases} \frac{\sqrt{\frac{8P_{\max}}{\lambda_u}}}{2}, D_2 \in [0, 0.5] \\ 0, D_2 \in [0.5, 1] \end{cases} \quad (4-16)$$

4.2.3 双闭环控制策略

逆变器控制策略框图如图 4-3 所示, 采用电压外环、电流内环的双闭环解耦控制策略。其中电压外环将采集到的反馈值与参考值比较得到偏差, 经 PI 控制器调节后, 将得到的结果作为电流内环的输入, 再通过坐标变换得到 d 轴和 q 轴的分量, 与给定值比较得到偏差。为使结果稳定, 采用前馈补偿控制解除 dq 轴之间的电流耦合以及扰动量, 最后利用 PWM 控制技术得到驱动信号。

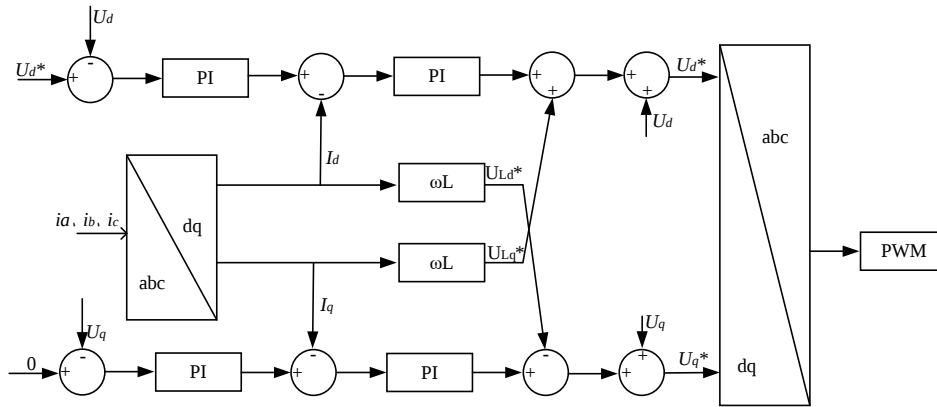


图 4-3 逆变器控制框图

4.2.4 系统结构

基于功率平衡的双有源桥变换器和逆变器控制的系统结构如图 4-4 所示。其中输出级逆变器采用双环控制策略, 通过 PWM 控制逆变电路开关器件通断, θ 为 d 轴与相位参考轴的夹角参考值, U_m^* 为输出电压参考值。在双有源桥变换器中, 先通过式 (4-7) 和式 (4-8) 计算出瞬时功率 P_{inv} 有效值, 并由 PI 控制器对副边侧母线电压进行调节, 再根据式 (4-14) 和式 (4-16) 计算 D_1 、 D_2 , 得到

扩展移相控制信号，实现对双有源桥变换器的控制。

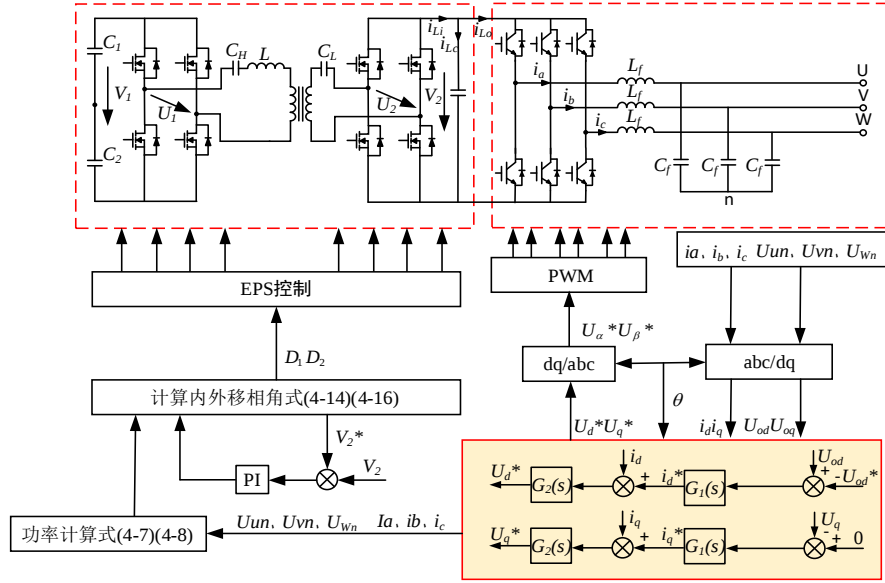


图 4-4 双有源桥变换器和逆变器控制策略示意图

4.3 参数设计

为提高变换器运行效率，减少器件损耗，使系统工作在零回流工作区域，对 HFT 中漏感 L 进行设计。现对式 (4-10) 进行分析。

令：

$$C = P_{DAB} \frac{2f_s L}{V_1 V_2} \quad (4-17)$$

得：

$$C = [D_2(1-D_2) + 0.5D_1(1-D_1-2D_2)] \quad (4-18)$$

$$D_2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(\sqrt{1-D_1^2-4C}) - \frac{1}{2}D_1 \quad (4-19)$$

$$D_2 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(\sqrt{1-D_1^2-4C}) - \frac{1}{2}D_1 \quad (4-20)$$

通过式 (4-20) 以及式 $D_1 + D_2 \leq 1$ 得：

$$1 - D_1^2 - 4C \geq 0 \quad (4-21)$$

$$D_2 \geq \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(\sqrt{-D_1^2 + 2D_2 - 4C} + D_2 - 1) \quad (4-22)$$

$$D_2 \leq \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(\sqrt{-D_1^2 + 2D_2 - 4C} + D_2 - 1) \quad (4-23)$$

式 (4-4) 代入可得：

$$\frac{1}{18} \leq C = P_{EPS} \frac{2f_s L}{V_1 V_2} \leq \frac{5}{36} \quad (4-24)$$

若 $P_{EPS}=10\text{kW}$ ， $V_1=V_2=750\text{V}$ ， $f_s=20\text{kHz}$ ，则：

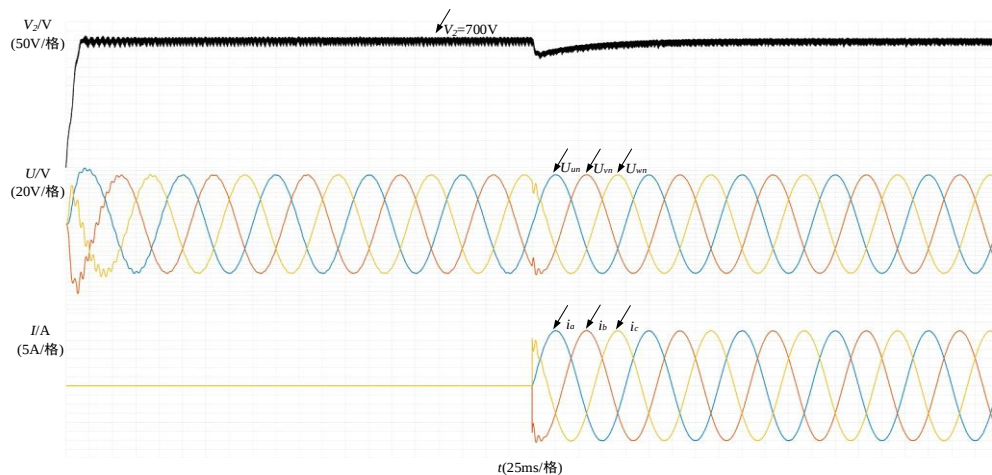
$$6.8 \times 10^{-5} \text{H} \leq L \leq 1.7 \times 10^{-4} \text{H} \quad (4-25)$$

则由式 (4-25) 可取 $L=1 \times 10^{-4} \text{H}$

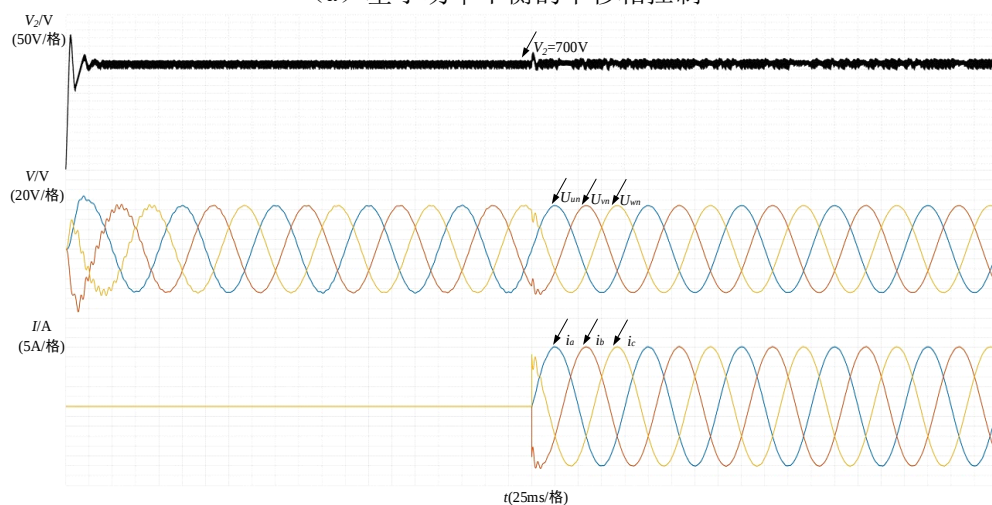
4.4 仿真实验

本课题基于 Matlab/simulink (2022a) 建立系统仿真模型，研究在空载、轻载和额定负载情况下以及负载突变、变换器原边侧母线电压扰动时系统稳态响应和动态响应。通过对比基于功率平衡的单移相控制以及文献[50]所提扩展移相控制下的 PQ 控制，验证本课题改进扩展移相控制策略的优越性。其中文献[50]为达到无功功率与有功功率的解耦控制而对 PQ 控制进行改进。为减少器件损耗，必须使变换器工作在零回流功率区间内。在改进扩展移相控制策略下，根据式 (4-9)，当 $D_1=0.15$ ， $D_2=0.4$ 时，变换器将会处于回流功率为零功率传输区。

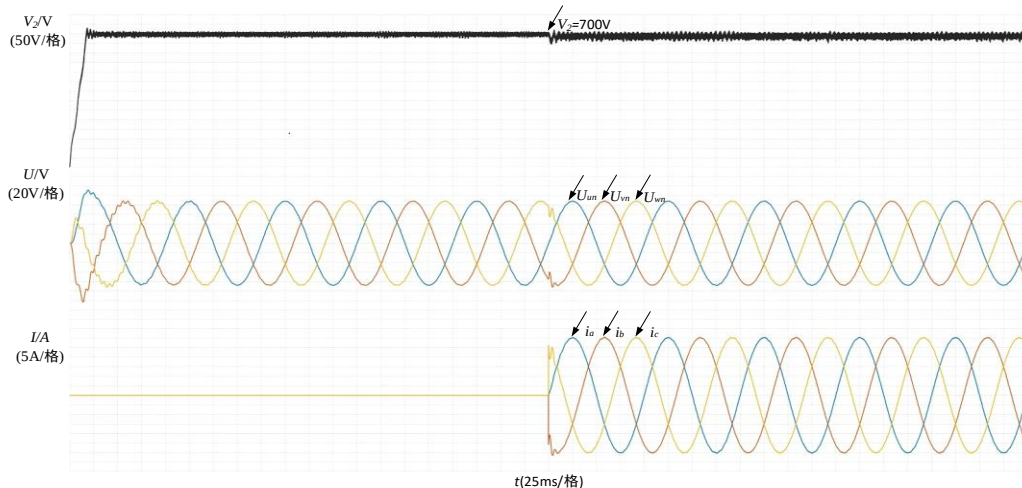
图 4-5 为逆变器负载突变时系统的动态响应过程。由图 4-5 可知当负载从 0kW 突变至 15kW 时，若采用单移相控制， V_2 波动明显，最大变化达到 80V，达到稳态过渡时间约需 90ms。采用扩展移相控制下的 PQ 控制， V_2 最大变化达到 60V，且达到稳态过渡时间约需 10ms。而采用改进扩展移相控制时， V_2 存在轻微波动，最大变化约为 30V，达到稳态过渡时间约需 10ms。



(a) 基于功率平衡的单移相控制



(b) 扩展移相控制下的 PQ 控制

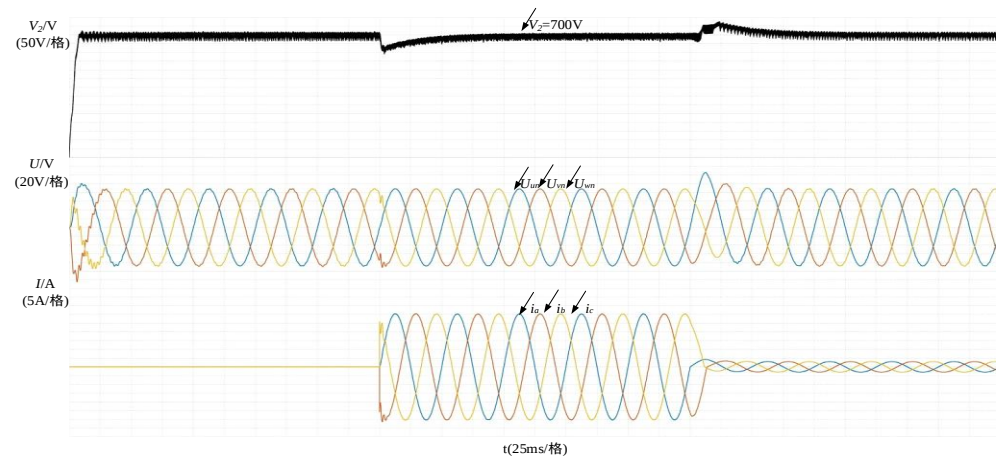


(c) 基于功率平衡的改进扩展移相控制

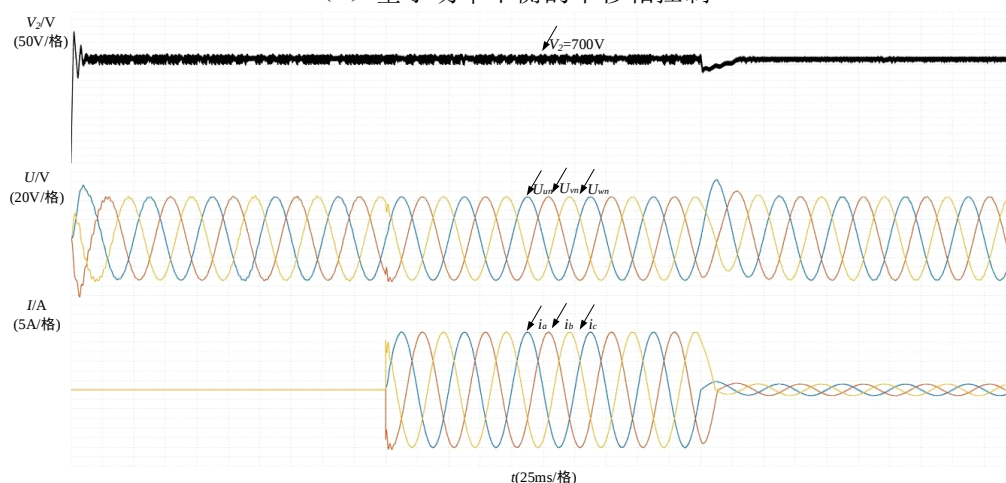
图 4-5 负载从 0kW 突变至 15kW 时系统动态响应

图 4-6 为逆变器负载从额定负载 15kW 突变至轻载 1kW 时系统动态响应。由图可知，当负载功率从 15kW 突变到 1kW 时，若采用单移相控制， V_2 波动明显，最大变化达到 80V，且达到稳态过渡时间约需 80ms。采用基于扩展移相控

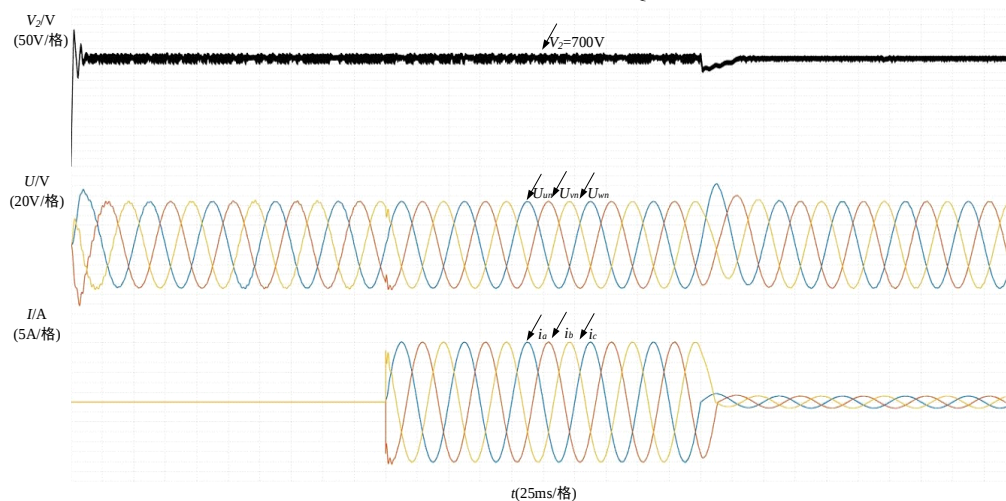
制 PQ 控制时, V_2 最大变化约为 70V, 且达到稳态过渡时间约需 30ms。而采用本课题所提改进扩展移相控制时, V_2 基本无变化。此外, 系统运行在 1kW 轻载时, 具有良好的稳定性。



(a) 基于功率平衡的单移相控制



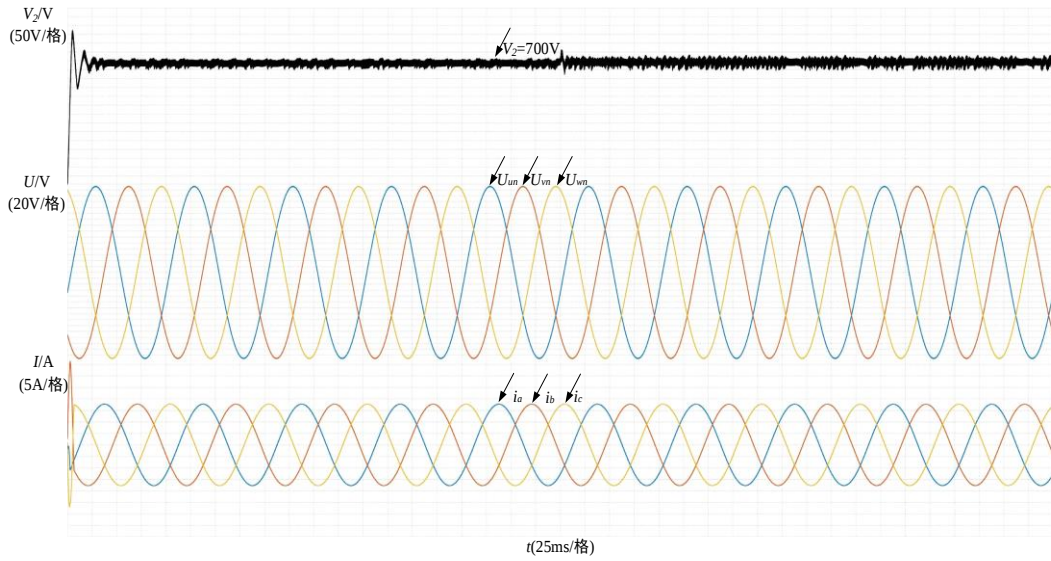
(b) 扩展移相控制下的 PQ 控制



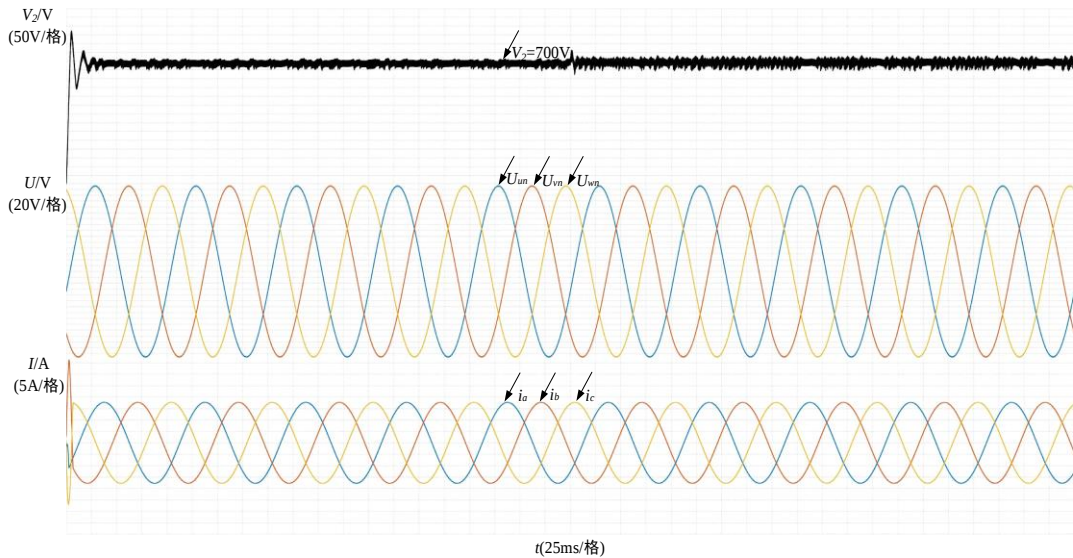
(c) 基于功率平衡的改进扩展移相控制

图 4-6 负载从 15kW 突变至 1kW 时系统动态响应

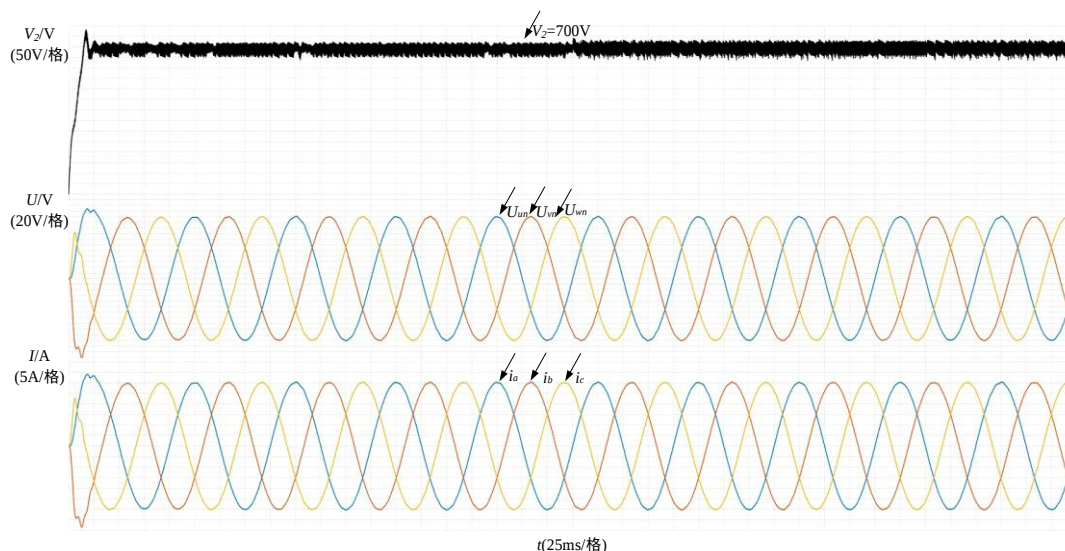
图 4-7 为逆变器负载功率为 15kW， V_1 发生突变时系统的动态响应过程。由图 4-7 可知当 V_1 上升或是下降时，若采用单移相控制， V_2 波动明显，最大变化约为 50V，且达到稳态过渡时间约需 75ms。而采用扩展移相控制下的 PQ 控制， V_2 最大变化约为 30V，达到稳态过渡时间约需 5ms。而采用本课题所提改进扩展移相控制时， V_2 无明显波动。上述实验结果表明，当原边侧母线电压 V_1 发生扰动时，本课题所提改进控制策略对副边侧母线电压 V_2 波动具有良好的抑制作用。但在基于功率平衡的单移相控制、扩展移相控制下的 PQ 控制和基于功率平衡的改进扩展移相控制下，逆变器的输出电压与电流均无明显波动。



(a) 基于功率平衡的单移相控制



(b) 扩展移相控制下的 PQ 控制



(c) 基于功率平衡的改进扩展移相控制
图 4-7 原边侧直流母线电压扰动时系统响应曲线

4.5 本章小结

电力电子变压器中双有源桥变换器副边侧母线电压不仅受原边侧母线电压波动影响，而且受逆变器输出级负载突变的影响，为此，本章分析了变换器在改进扩展移相控制方式下的工作模式和回流功率特性，设计了改进扩展移相控制区域内零回流功率控制点，分析了该改进方式下变换器功率传输和逆变器的输入功率之间的关系，研究了回流功率控制区，并以系统的功率平衡为目的，研究系统功率平衡控制策略，对系统控制点进行了设计，系统在空载、轻载和额定负载情况，以及在负载突变和变换器原边侧电压扰动时稳态性能和动态性能良好。

第 5 章 系统设计

本章对变压器和功率开关管的参数进行设计。在控制电路方面，首先根据各个模块的需求设计电源电路，再选择合适的采样电路，最后设计控制电路的驱动电路。在软件方面，主要对系统主程序和中断程序进行了设计。同时，实现了实验样机的搭建，进行了相关实验验证。

5.1 硬件电路设计

5.1.1 主电路参数

系统主电路主要参数为：

- (1) 原边侧电压： $V_1 = 430V$
- (2) 副边侧电压： $V_2 = 240V$
- (3) 开关频率： $f_s = 20kHz$
- (4) 额定功率： $P = 1kW$
- (5) 变压器变比：1：2

5.1.2 变压器设计

高频变压器作为双有源桥变换器中实现能量双向传递和电气隔离的重要元件，在设计时需考虑的因素很多，变压器的匝数比、磁芯结构、磁性材料、效率等。

(1) 变压器磁性材料

磁性材料包括：硅钢片、铁氧体、铜铝合金、铁氧体复合材料等。其中硅钢片具有较高的磁导率，但只适用于低频变压器。铜铝合金材料具有硬度大、耐腐蚀等优点，但存在价格高、受热易膨胀等问题，容易造成电路短路。而铁氧体材料价格低，样式多，具有高温稳定性，高频特性卓越，磁感应强度低。因此，选择铁氧体为变压器材料。

(2) 变压器磁芯类型选择

现使用面积积分法（ A_p 法）确定最佳的磁芯材质、磁芯形状和磁芯大

小，以提升变压器的性能。计算方法如下：

$$A_p = A_w A_E = \left[\frac{P_t \times 10^4}{B_m K_f K_u f J} \right]^{\frac{1}{1+x}} \quad (5-1)$$

式中：

A_p 为变压器磁芯面积乘积（ cm^4 ）；

A_w 为变压器磁芯面积（ cm^2 ）；

A_E 为变压器磁芯横截面积（ cm^2 ）；

P_t 为变压器视在功率（W）；

B_m 为变压器磁感应强度；

K_f 为波形系数， $K_f = 4$ ；

K_u 为窗口利用系数， $K_u = 0.4$ ；

f 为开关频率， $f = 20\text{kHz}$ ；

J 为电流密度系数， $J = 300\text{A}/\text{cm}^2$ ；

x 为磁芯形状参数， $x = 0.12$ 。

其中视在功率为 P_t ：

$$P_t = P_m + P_u \quad (5-2)$$

式中： P_t 为变压器输入总功率； P_m 为负载功率。

设定变压器功率传输为 1kW，效率为 0.95，可得：

$$P_t = 1000 / 0.95 + 1000 = 2053\text{W} \quad (5-3)$$

将式（5-3）代入（5-1）得： $A_p = 2.0182\text{cm}^4$ 。综上所述，选取 EE20 型号为变压器磁芯。

（3）变压器原副边匝数

由法拉第定律，副边匝数表达式为：

$$N_2 = \frac{V_2 \times 10^4}{K_f B_m A_e f} \quad (5-4)$$

式中： V_2 为变压器副边电压，为 240V，代入式（5-4）可得： N_2

=274.3，取 274。因为变压器的匝数比为 1:2，可得 $N_1=137$ 。

5.1.3 功率开关管设计

目前主流开关管为 IGBT 与 MOSFET 管。其中 IGBT 因其可靠性，适用于几十 kHz 频率范围内。考虑到本课题开关管的开关频率为 20kHz 以及输入输出电压分别为 430V，240V。考虑一定的裕量，本课题选取安森美公司的 FGH40N60SMD 作为主开关管，其承受最大的电压为 600V，栅极-发射极的启动电压为 4.5V。

5.2 控制电路与采样电路设计

5.2.1 控制电路

双有源桥变换器共有八个开关管，需要八路驱动信号控制开关管。本课题使用 TMS320F28335 为控制核心，在 Code Composer Studio 集成开发环境上编写 DSP 程序。该芯片集成了丰富的外设和功能模块，最多能实现 18 路的 PWM 输出，适用于要求高性能、实时控制和信号处理的应用场景。

5.2.2 电压采样电路

为保证输出电压的稳定，现对输入输出电压进行采样，从而获得电压实际值。电压采样方法主要有差分电路采样、直接采样、光耦合隔离等方式。本课题采用直接采样，电压采样电路如图 5-1 所示。其中运算放大器采用 OPA2350UA，其工作电压为 2.7V-5.5V，在电路中充当电压跟随器的作用。在后级电路中采用型号为 BAT54SLT1G 肖特基二极管实现整流。

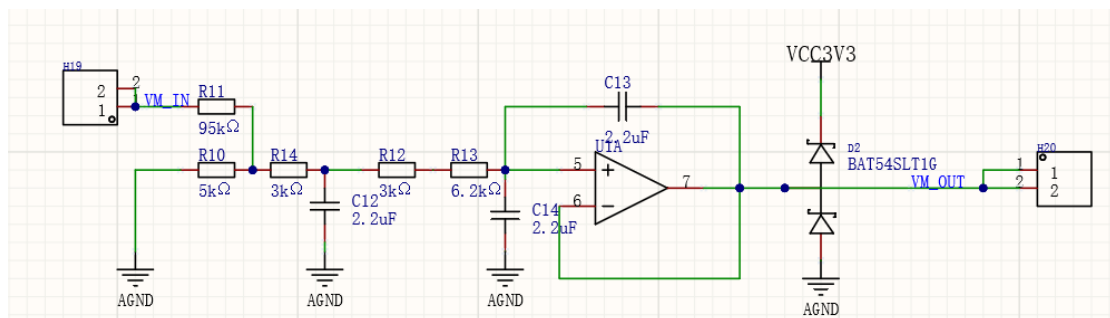
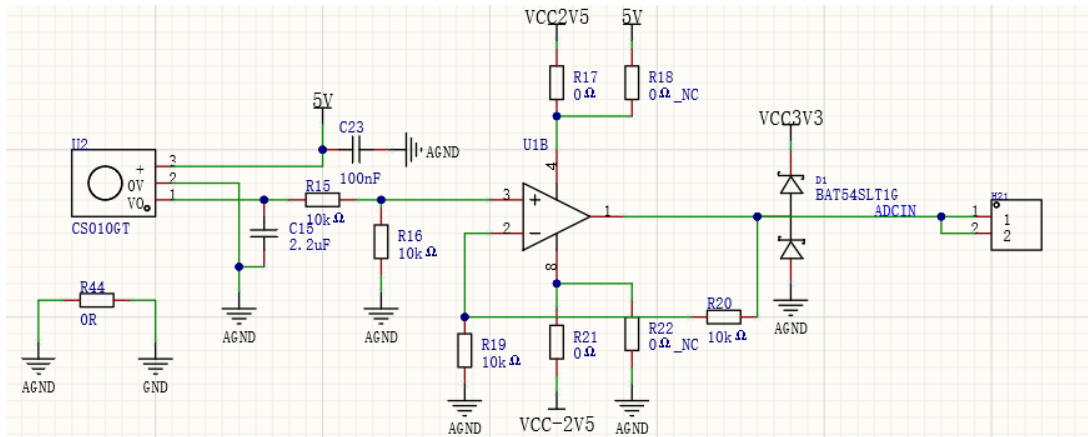


图 5-1 电压采样电路

5.2.3 电流采样电路

如图 5-2 为电流采样电路。电流采样电路使用型号为 CS010GT 线性霍尔传感器。其额定输入电流为 20A，电流检测范围为 0-40A，具有精度高、响应快、过载能力强等优点。其额定输出电压为 1.5V-3.5V，由于 DSP 内核供电为 1.8V，可供 DSP 在 120M 主频运行，而如果在 150M 满频运行，内核则需提高到 1.9V，但由于电压需供给 I/O 口等外设，需要 3.3V，超出 DSP 所能承受电压的范围，故本课题设计调理电路，使霍尔传感器输出电压缩小为原先的 0.6 倍，满足 DSP 供电电压需求。



5.4 驱动电路

如图 5-4 为驱动电路。该驱动电路的驱动芯片采用英飞凌公司 IR2136SPBF。该芯片能提供欠压保护与过压保护。为保证开关管的导通，使用自举电路将电源电压与自举电容电压叠加，起到升压的作用。驱动电路中共八路开关管，由 TMS320F28335 中 ePWM 产生驱动信号，驱动开关管工作。

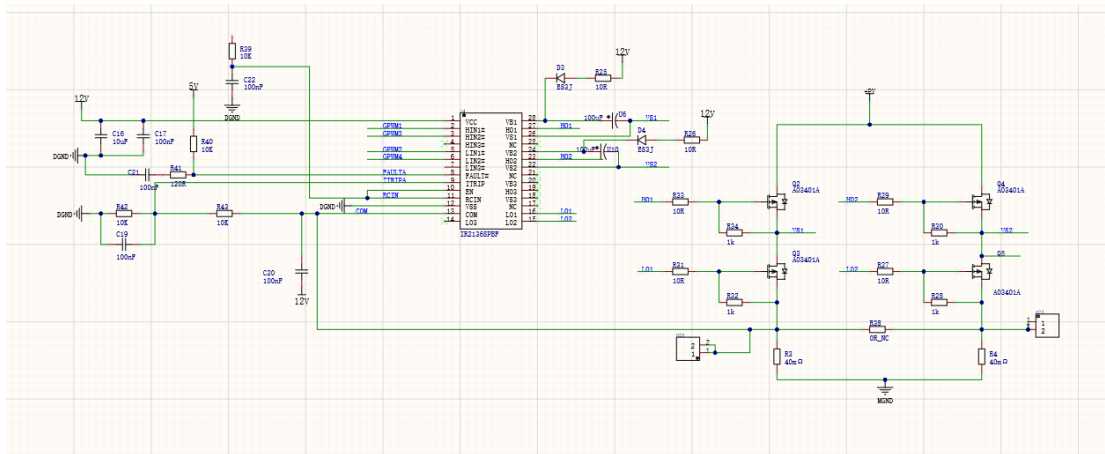


图 5-4 驱动电路

5.5 系统软件

图 5-5 为主程序流程图。在控制系统主程序前，需对系统进行初始化，包括时钟和时钟源设置、引脚配置、中断配置、模块初始化、时序设置等，在完成上述初始化工作后，系统进入中断服务程序，判断是否进入中断服务程序，执行完毕后，系统进入主程序循环。

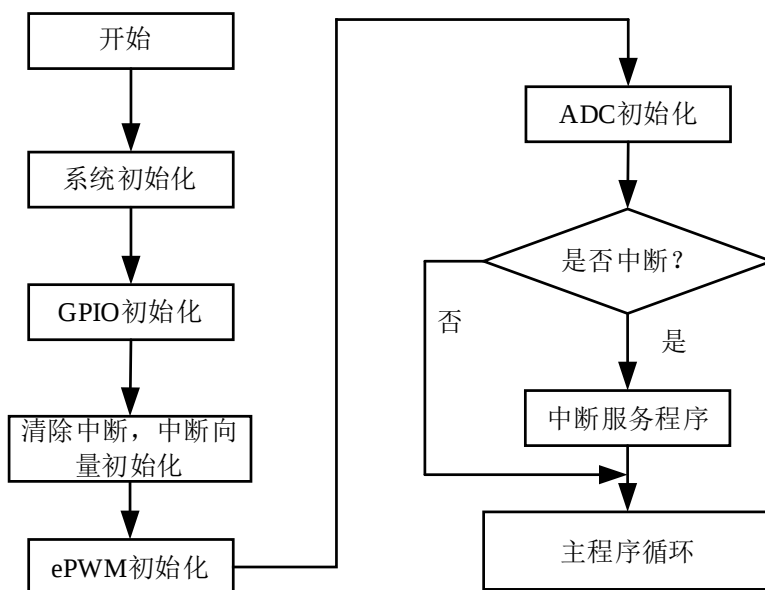


图 5-5 主程序流程图

图 5-6 为中断程序流程图，当系统进入中断后，先读取采样电路采集的电压与电流，判断电压与电流是否超出上限，若是，则 DSP 启动保护，封锁 PWM 输出。若否，则 DSP 中断正常工作，先计算输出功率，根据功率平衡控制策略，计算出此时的移相角，再控制 ePWM 模块输出相应的 PWM 信号。

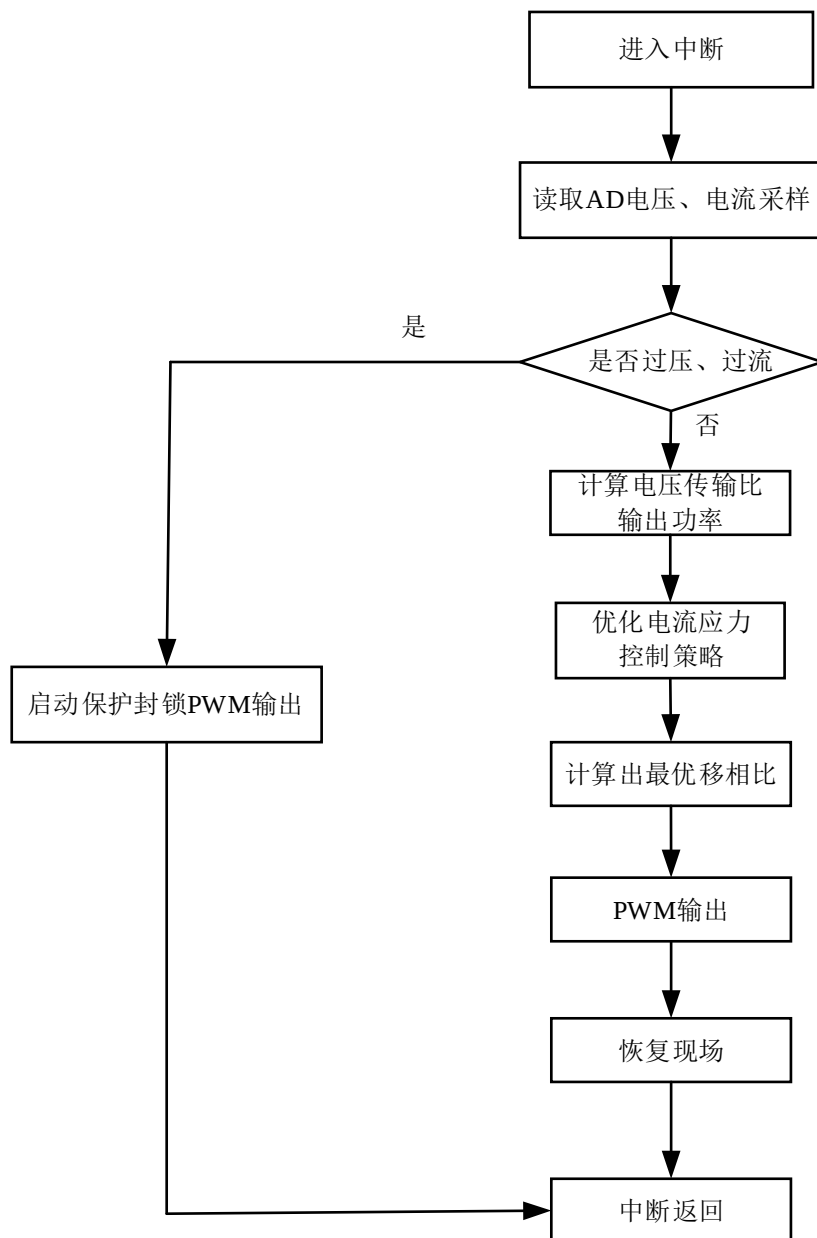


图 5-6 中断程序流程图

5.6 实验验证

5.6.1 实验样机

如图 5-7 为开发的试验样机。双有源桥变换器的硬件电路主要包括电源、电压电流采样电路、驱动电路等。首先通过采样电路对双有源桥变换器的电压与电流实时采样，然后通过 A/D 转换芯片进行模数转换，使 DSP 读取数字量，再配置 PWM 模块生成脉冲信号，将信号传递至驱动电路，由驱动电路生成驱动信号对开关管进行控制。

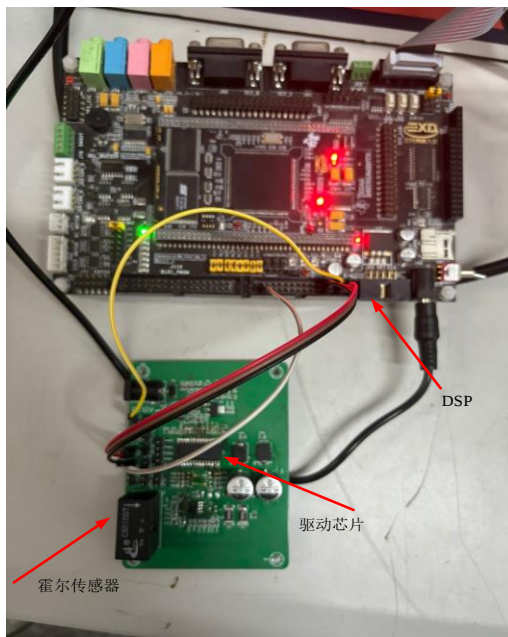


图 5-7 实验样机

5.6.2 驱动波形

图 5-8 为双有源桥变换器采用单移相控制时的驱动波形。由图 5-8 可知原边侧 Q_1 和 Q_4 与副边侧桥臂上 Q_2 和 Q_3 脉冲信号互补，同时原边侧 Q_5 和 Q_8 与副边侧 Q_6 和 Q_7 互补，且 Q_6 和 Q_7 滞后于 Q_2 和 Q_3 ，满足要求。

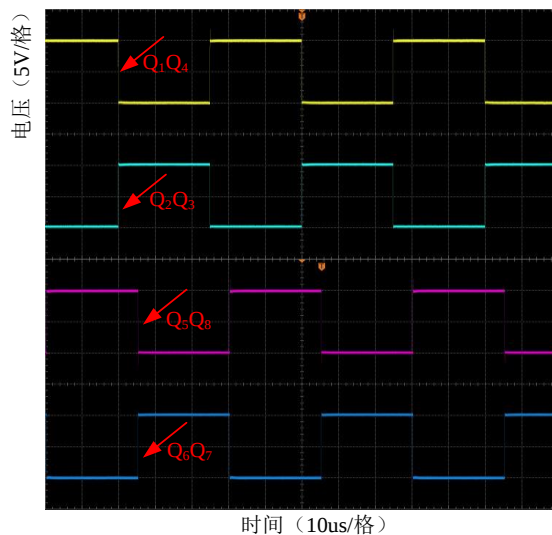


图 5-8 单移相控制驱动波形

图 5-9 为双有源桥变换器采用扩展移相控制时的驱动波形。由图 5-9 可知原边侧 Q_4 脉冲信号滞后于 Q_1 ，副边侧 Q_5 和 Q_6 互补且滞后于 Q_1 和 Q_4 ，满足要求。

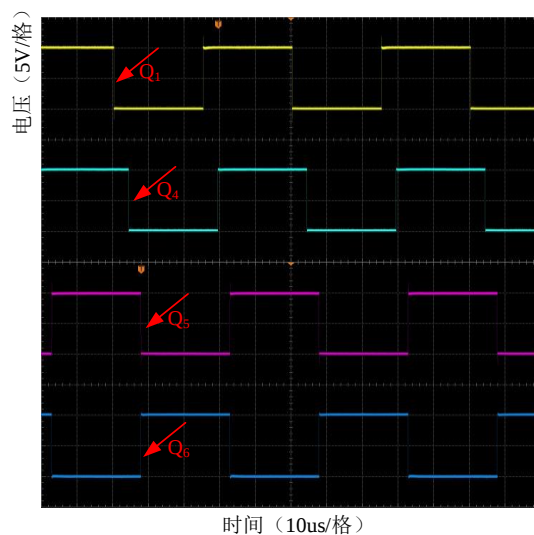


图 5-9 扩展移相控制驱动波形

5.7 本章小结

本章首先对双有源桥变换器主电路的参数与变压器的参数进行了计算与设计，然后对采样电路与驱动电路进行设计，确定采样电路的采样方式与驱动电路的主控芯片，再根据各元器件的启动电压，设计电源。最后完成软件程序的设计，实现实验样机的搭建。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

为解决可再生能源的不稳定性和分布式电源接入电网的安全稳定运行，双有源桥变换器因其高度灵活、效率高、适应性强等优点，成为储能装置接入到微电网的重要环节。本课题的主要研究内容是研究双有源桥变换器在传统单移相控制以及扩展移相控制下，对比系统的工作原理、工作模式、电流应力、回流功率等，提出了改进扩展移相控制策略，并基于此策略以系统功率平衡和减小副边侧母线电压波动为目的，对系统功率平衡控制策略进行研究，同时对双有源桥变换器进行相关参数设计以及软件设计。本课题的主要工作内容如下：

（1）介绍双有源桥变换器的拓扑结构，分析在单移相控制下的工作原理与工作模式，其中工作模式分为正向功率传输与反向功率传输，并以此为基础研究双有源桥变换器的传输特性。

（2）针对双有源桥变换器在传统单移相控制下存在单移相角的限制，只有一个自由度难以实现灵活控制，分析改进扩展移相控制在不同控制域内的工作原理与工作模式，分析功率传输与电流应力与回流功率之间的关系以及实现 ZVS 导通的条件。通过仿真实验，对比传统单移相控制与改进扩展移相控制下变换器的静态特性与稳态特性，验证了改进扩展移相控制下的电流应力相较于传统单移相控制有所降低，而在回流功率方面，改进扩展移相控制可以实现零回流功率。

（3）在改进扩展移相控制下进一步划分控制域。以减小副边侧母线电压的扰动为目标，分析双有源桥变换器在改进扩展移相控制下的工作模式和回流功率，设计了控制区域内零回流功率控制点。以系统功率平衡为目的，研究系统功率平衡控制策略，该策略将逆变器的输出功率引入双有源桥变换器，以减小变换器副边侧电压波动。仿真结果表明，基于改进扩展移相控制的双有源桥变换器功率平衡控制策略能有效抑制副边侧母线电压波动，逆变器输出电压和电流的动态性能与稳态性能良好。

（4）搭建双有源桥变换器实验平台，对主电路参数与变压器的参数进行了

计算与设计，然后对采样电路与驱动电路进行设计，确定采样电路的采样方式与驱动电路的主控芯片，再根据各元器件的启动电压，设计电源。最后完成软件程序的设计，实现实验样机的搭建。

6.2 展望

由于本人的学术水平有限、时间仓促，课题研究还不够全面深入，本课题还有一些问题需要加以深入研究。

(1) 本课题仅仅只对单移相控制与扩展移相控制进行研究，而三移相控制的移相角有三个自由度，控制更加灵活，在变换器控制方面可能有着更加好的表现，但建模困难，下一步将会对三移相控制深入研究，实现三移相控制策略在功率平衡控制策略上的应用。

(2) 在改进扩展移相控制下的功率平衡中，只讨论了 $k=1$ 情况，而未给出普适性分析，未考虑变换器是否工作在 ZVS 条件下。后续研究将进一步分析开关管的 ZVS 条件，研究 DAB 工作在 ZVS 区域同时回流功率最优。

(3) 在实验样机方面因能力与条件有限，并未完整地搭建实验平台，只完成了控制电路的设计和初步的软件设计，在未来将会继续开展实验样机的研制，实现本课题所改进控制策略在实验样机上的应用。

参考文献

- [1]苏铭.“双碳”目标下能源转型发展研究[J].中国能源,2022,44(04):13-20.
- [2]许拯瑞.“双碳目标”下传统化石能源与新能源发展趋势[J].石化技术,2022,29(9):88-90.
- [3]周守为,朱军龙.助力“碳达峰、碳中和”战略的路径探索[J].天然气工业,2021,41(12):1-8.
- [4]回俊龙,许成哲.新能源发展的电网规划关键技术研究[J].冶金管理,2021,(11):60-61.
- [5]张忠华,胡杰,邵羽函.“双碳”目标下东北区域新能源高质量发展的相关思考[J].中外能源,2022,27(02):17-23.
- [6]张希良,黄晓丹,张达.碳中和目标下的能源经济转型路径与政策研究[J].管理世界,2022,38(01):35-66.
- [7]任晨星,任清洁,高翔.“双碳”背景下我国低碳电力发展研究[J].热力发电,2024,53(02):1-7.
- [8]李晖,刘栋,姚丹阳.面向碳达峰碳中和目标的我国电力系统发展研判[J].中国电机工程学报,2021,41(18),6245-6259.
- [9]康重庆,姚良忠.高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架[J].电力系统自动化,2017,41(09):2-11.
- [10]Heidari N, Pearce J M. A review of greenhouse gas emission liabilities as the value of renewable energy for mitigating lawsuits for climate change related damages[J].Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 55:899-908.
- [11]Chandak, S.Bhowmik.Load shedding strategy coordinated with storage device and D-STATCOM to enhance the microgrid stability[J]. Protection and Control of Modern Power Systems,2019,4(22):1-19.
- [12]Nie H, Yun W L.Communication-free Power Management Strategy for the Multiple DAB-Based Energy Storage System in Islanded DC Microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(4):4828-4838.
- [13]Esteban F D, Serra F M, De Angelo C H. Control of a DC-DC dual active bridge converter in DC microgrids applications[J]. IEEE Latin America Transactions,2021,19(11):1261-1269.
- [14]Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua. Next-generation multifunctional modular intelligent UPS system for smart grid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(9):3602-3618.
- [15]Wang Kaixuan, Liu Wenkai, Wu Fengjiang. Topology-level power decoupling three-port isolated current-fed resonant DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2022,69(5):4859-4868.
- [16]谷泓杰. 隔离型双向全桥 DC-DC 变换器研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
- [17]刘康.固态变压器拓扑与参数设计方法研究[J].电气开关,2023,61(04):41-44.
- [18]方军涛,罗龙刚.DC/DC 直流开关电源的研究与设计[J].通信电源技术,2020,37(09):63-66
- [19]童亦斌,吴岭,金新民.双向 DC/DC 变换器的拓扑研究[J].中国电机工程学报,2007,34(13):81-86.
- [20]JAFARI A, NIKOO M S, KARAKAYA F.Enhanced DAB for efficiency transformer [J]. Proceedings of the CSE,2021,41(1):288-298.

- [21]孙孝峰,刘飞龙,申彦峰.单 Buck/Boost 集成三端口双向 DC/DC 变换器研究[J]. 太阳能学报,2016,37(01):24-31.
- [22]涂春鸣,管亮,肖凡.双有源桥 DC-DC 变换器的模态分析方法[J]. 中国电机工程学报,2019,39(18): 5468-5479.
- [23]张方华,朱成花,严仰光.双向 DC-DC 变换器的控制模型[J].中国电机工程学报,2005,14(11):46-49.
- [24]Fan Shengwen, Li Yanpeng, Yuan Yiqin. Comparative analysis of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter based on EPS and DPS[C]. International Conference on Electrical with Machines and Systems (ICE-MS),2019,14(4):1-6.
- [25]陈亚爱,梁新宇,周京华.双向 DC-DC 变换器拓扑结构综述[J].电气自动化,2017,39(06):1-6.
- [26]李洪珠,刘歆侯,李洪璠.正激变换器磁集成分析与设计准则[J].中国电机工程学报,2019,39(12):3667-3676.
- [27]李伟,吴靖,郑伟彦.基于双向反激变换器的电池均衡电路研究[J].电源技术,2022,46(01):85-88.
- [28]张纯江,乔玉玺,谢季芳等.三电平电流型推挽双向 DC/DC 变换器及工作特性分析[J].电工电能新技术,2023,42(03):1-12.
- [29]黄登,蒋俊.双半桥双向DC/DC变换器分析和控制[J].电工技术,2020,14(17):47-77.
- [30]H. Shi Zhang Z. Minimum-Backflow-Power Scheme of DAB-Based Solid-State Transformer With Extended-Phase-Shift Control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2018,54(4):3483-3496.
- [31]Song Q, Zhao B, Li J. An improved DC solid state transformer based on switched capacitor and multiple-phase-shift shoot-through modulation for integration of LVDC energy storage system and MVDC distribution grid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic-s,2018,65(8):6719-6729.
- [32]Shao S, Jiang M, Zhang J. A capacitor voltage balancing method for a modular multilevel DC transformer for DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018, 33(4): 3002-3011.
- [33]Nie H, Yun W L. Communication-free Power Management Strategy for the Multiple DAB-Based Energy Storage System in Islanded DC Microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(4):4828-4838.
- [34]周兵凯, 杨晓峰, 张智.能量路由器中双有源桥直流变换器多目标优化控制策略[J]. 电工技术学报,2020,35(14):3030-3040.
- [35]Wang C S, Zhang S H, Wang Y F. Isolated High Voltage Conversion Ratio Bidirectional CLTC Resonant DC-DC Converter With Wide Gain Range and High Efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,16(14):1821-1829.
- [36]黎浩庭,王学梅.基于高斯混合分布的混合储能电动汽车 DC-DC 变换器的优化设计[J].电工电能新技术,2021,40(06):1-10.
- [37]张豪,张传雷,韩馥桢.电力电子变压器研究综述[J].电工技术,2023,30(17):183-185.
- [38]Bai H, Nie Z. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(6):1444-1449.
- [39]H. Bai, C. Mi. Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-

- Shift Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(6):2905-2914.
- [40]K. Wu, C. W.Stability Analysis of Isolated Bidirectional Dual Active Full-Bridge DC-DC Converter with Triple Phase-Shift Control. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(04):2007-2017.
- [41]Zhao B, Yu Q.Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc-dc converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2012,27(11):4667-4680.
- [42]谷庆, 袁立强, 赵争鸣.基于三重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器性能综合优化[J]. 清华大学学报(自然科学版),2019,59(10):785-795.
- [43]张勋, 王广柱, 王婷.双向全桥 DC-DC 变换器基于电感电流应力的双重移相优化控制[J]. 电工技术学报,2016,31(22):100-106.
- [44]Zhao B, Song Q, Liu W, and Sun Y. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Trans. Power Electronics,2014,29(08):4091-4106.
- [45]侯旭, 曾正, 冉立.基于扩展移相控制的双向有源桥变换器回流功率优化[J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):7004-7014.
- [46]Sun J N, Yuan L Q, Li K, et al. Analysis and suppressing method of magnetizing bias on high frequency transformer in electric energy router[C].IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ,2018,30(11):2612-2618.
- [47]许加柱,韦杰,潘宏杰.基于双主动桥输入输出电流协调控制的二次纹波电压抑制策略[J].电力自动化设备,2019,39(04):70-77.
- [48]Wang X, Lin H. DC-link current estimation for load-side converter of brushless doubly-fed generator in the current feedforward control[J]. IET Power Electronics,2016,9(8):1703-1710.
- [49]Zian Qin, Zhan Shen, Frede Blaabjerg, Pavol Bauer, Transformer Current Ringing in Dual Active Bridge Converters[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2021,68(12):12130-12140.
- [50]Kai Li, Wusong Wen, Zhengming Zhao.Design and Implementation of Four-Port Megawatt-Level High-Frequency-Bus Based Power Electronic Transformer [J] .IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(6):6429-6442.
- [51]Hua Bai, Chunting Mi, Chongwu Wang and S. Gargies. The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter[C].2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Elect-ronics,2008,25(5):2840-2845.
- [52]J. Shi, W. Gou, H. Yuan.Research on Voltage and Power Balance Control of Cascaded Modular Solid State Transformers[J].IEEE Power Electronics Journal,2011,26(4):1154-1166.
- [53]赵雅琳,柴华,钱阳.基于扩展移相控制的双向 DC/DC 变换器控制策略[J].电工技术,2022,563(05):18-28.
- [54]陈少东.基于 PQ 控制的微网逆变器控制的研究[D].天津:天津科技大学,2019.

攻读硕士期间的研究成果

- [1]戴前程,张春.基于改进扩展移相的双向 DC-DC 变换器功率平衡控制策略[J].四川轻化工大学: 自然科学版,已录用.

致谢

感谢帮助过我的所有人，谢谢你们。

作者：

戴前程

2024 年 5 月 30 日

尚德敏学 唯实惟新

