

Research on the Isolated Triple Half Bridge Bi-directional DC/DC Converter for Hybrid Energy Storage System

Abstract

In recent years, application of battery & supercapacitor hybrid energy storage system in the electrical vehicle and distributed renewable energy system, has attracted wide attention. At present, for the purpose of making the hybrid energy storage application, main power supply and load interconnected, in most cases, multiple single-input DC/DC converters are used as the interface circuits. However, the integrated power converter having multiple interfacing ports (defined as multi-port DC/DC converter, or multi-input DC/DC converter), could be used to replace the individual single-input DC/DC converters, achieving the effective link among the various renewable power generating units, energy storage elements and load by only one power electronic converter. It has become the hot research topic in recent years.

To date limited research at home and abroad has been conducted on multi-port DC/DC converter, but almost all the circuit topologies proposed in those literatures have the following disadvantages: unidirectional power flow, no electric isolation, hard switching, numerous switching devices, low efficiency, complicated control structure, etc., which limit the applications. Aiming at the application problem of multi-port converter in the hybrid energy storage elements, this paper chooses the triple half bridge (THB) bi-directional DC/DC converter as the interfacing circuit of battery & supercapacitor hybrid energy storage system, based on the comprehensive comparison between the advantages and disadvantages of those multi-port converter topologies.

According to the application of the triple half bridge (THB) bi-directional DC/DC converter in the fuel cell electrical vehicle energy management system, theoretical analysis of the operating principle, commutation process, steady state output characteristic, and soft switching conditions of this converter topology in the Boost and Buck operating mode, have been made in the paper, and the steady operation conditions and soft switching characteristic of the circuit in those two operating mode, are validated by the saber 2007 simulation software.

This paper is also devoted to research the mathematical modeling and control system design of triple half bridge DC/DC converter. Simplified and order reduced state space average model and linear small signal model of the converter are built by introducing the switching function. Based on this small signal model, dual close loop control structure of the converter is constructed, and current inner loop &

voltage outer loop control systems are designed and optimized through Bode diagram. Due to the mutual interference between two inputs of the current inner loop system, decoupling network is designed in this paper to achieve the independent control of two input inductor currents. Favorable dynamic performance and steady precision of designed converter control system are validated by simulation of Matlab/simulink software.

At last, hardware circuit and digital control system of triple half bridge DC/DC converter are designed in this paper, and an experimental converter prototype of 2kW, which adopts TMS320LF2407A DSP as the control core, is built. Based on DSP software programming, digital phase shift modulation scheme is proposed. Experimental verification is carried out on this prototype, and the results have proved that the hardware circuit has favorable steady working performance in every mode, and power switches could realize ZVS, showing that the DSP based digital phase shift control method is fully feasible. The works above make way for deeply researching the battery & supercapacitor hybrid energy storage system and its application in the fuel cell electrical vehicle energy management system.

Key words: multi-port DC/DC converter; phase shift; hybrid energy storage system; small signal model; digital control

插图清单

图 1.1	带有混合储能装置的电动汽车驱动系统结构图	4
图 1.2	混合储能独立光伏发电系统结构图	5
图 1.3	风力发电随机电能进路管理系统(SESAM)的结构示意图	6
图 1.4	多级电源系统的常规结构	7
图 1.5	多级电源系统的多端口结构	7
图 1.6	双向 DC/DC 变换器结构	8
图 1.7	多端口 DC/DC 变换器各种连接的结构图解: (a)DVI 型, (b)MVI 型, (c)DCI 型, (d)MCI 型, (e)DVI+DCI+MCCI 型	10
图 1.8	Buck-Boost 双向 DC/DC 变换器拓扑单元	10
图 1.9	隔离型双向 DC/DC 变换器的基本拓扑单元	11
图 1.10	用来构造多端口双向 DC/DC 变换器的基本拓扑单元	12
图 1.11	(a)移相控制方式原理图; (b)电压电流关系示意图	13
图 1.12	PWM 加移相控制方式的等效简化电路和电压电流波形图	13
图 2.1	三输入 DCI Buck-boost DC/DC 变换器	17
图 2.2	两输入 DVI buck-buck /boost DC/DC 变换器	17
图 2.3	两输入 DVI buck-buck DC/DC 变换器	18
图 2.4	两输入 DVI buck /boost-buck /boost DC/DC 变换器	18
图 2.5	两输入 MCVI 反激式 DC/DC 变换器	18
图 2.6	变换器开关管 S_1 和 S_2 在三种模式下的驱动信号波形(a)模式 I, (b) 模式 II, (c)模式 III	18
图 2.7	两输入 MCCI 电流型全桥 DC/DC 变换器	19
图 2.8	使用移相 PWM 控制的 MOSFETs $S_1 \sim S_8$ 的驱动信号	19
图 2.9	两输入 MCCI 电压型全桥 DC/DC 变换器	20
图 2.10	通过移相加占空比控制在变压器各个绕组上生成的方波电压波形	20
图 2.11	混合式可再生能源发电系统	21
图 2.12	两输入 DVI+DCI+MCCI 双半桥 DC/DC 变换器	22
图 2.13	两输入 DCI+MCCI 型三半桥 DC/DC 变换器	23
图 2.14	功率开关管 $S_1 \sim S_6$ 的驱动信号	23
图 2.15	通过移相 PWM 控制生成的不对称方波电压和电流波形	24
图 2.16	三端口三相 DCI+MCCI 型双向 DC/DC 变换器	24
图 2.17	MCCI 三端口三半桥 DC/DC 变换器	25
图 3.1	燃料电池电动汽车能量管理系统框图	26
图 3.2	隔离型三半桥 DC/DC 变换器主电路拓扑	28
图 3.3(a)	输入电源 V_{in1} 或 V_{in2} 与负载之间进行能量交换时, 变换器的等效 电路	29
(b)	电源 V_{in1} 与 V_{in2} 之间进行能量交换时, 变换器的等效电路	29
图 3.4 (a)	三绕组变压器等效电路	30
(b)	三半桥(THB)DC/DC 变换器的简化电路模型 (其中变压器分别用“Y” 形和“ Δ ”形模型表示)	30
图 3.5	三半桥(THB)DC/DC 变换器以原边为参考的等效电路	31
图 3.6	以原边为参考时, 变压器两侧的理想电压和电流波形	32
图 3.7	正向 Boost 模式下的电压电流工作波形以及开关时序	33

图 3.8	Boost 工作模式下的一个开关周期中各模态换流分析	38
图 3.9	反向 Buck 模式下的电压电流工作波形以及开关时序	39
图 3.10	输出功率 P_o 与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{15} 之间函数关系的三维曲线图	42
图 3.11	输出功率 P_o 与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} ，以及变压器漏感之间的关系曲面	43
图 3.12	高压侧开关管 S_3 、 S_4 的电流应力与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 之间函数关系三维曲面图	44
图 3.13	软开关条件与控制变量 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 之间函数关系的三维曲面图	46
图 3.14	三半桥 DC/DC 变换器在 Boost 模式的稳态工作仿真波形	47
图 3.15	三半桥 DC/DC 变换器在 Buck 模式的稳态工作仿真波形	48
图 3.16	变换器在 Boost 和 Buck 两种模式下的软开关仿真波形	49
图 4.1	开关函数 S_p 、 S_q 和 S_s 的工作波形	51
图 4.2	三半桥 DC/DC 变换器六种模式下的简化及等效电路	53
图 4.3	三半桥 DC/DC 变换器小信号模型等效电路	60
图 4.4	输入方波电源 V_{r12} 、 V_{r56} 与输出电源 V_{r34} 之间能量交换的三种模式	61
图 4.5	三半桥 DC/DC 变换器的双闭环控制系统框图(其中 G 是变换器...65 控制-输出的传递函数矩阵, H 表示电流内环解耦网络传递函数矩阵).....65	65
图 4.6	电流开环耦合控制系统	66
图 4.7	电流内环解耦控制系统示意图	67
图 4.8	i_{d1} 电流内环未加补偿时的开环波特图	68
图 4.9	i_{d1} 电流内环加积分环节后的开环对数幅频渐进特性曲线	69
图 4.10	经过 PID 调节器补偿的电流内环等效回路增益函数波特图	70
图 4.11	i_{d2} 电流内环系统未补偿和 PID 校正后的开环波特图	70
图 4.12	电流内环解耦控制系统 Matlab/simulink 仿真框图	71
图 4.13	电感电流 i_{d1} 对给定阶跃信号的响应: (a)给定电流信号在 70s 由 64A 阶跃上升到 68A; (b)给定电流信号在 71s 由 64A 阶跃下降到 60A。 ..71	71
图 4.14	电感电流 i_{d2} 对给定阶跃信号的响应: (a)给定电流信号在 70s 由 12A 阶跃上升到 16A; (b)给定电流信号在 71s 由 12A 阶跃下降到 8A。 ..71	71
图 4.15 (a)	i_{d1} 电流环系统在不同调节器控制参数作用下, 对阶跃给定信号的 响应	72
(b)	i_{d2} 电流环系统在不同调节器控制参数作用下, 对阶跃给定参考信号的响 应	72
图 4.16	未加解耦网络的 i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环控制系统	73
图 4.17 (a)	i_{d1} 电流内环系统在补偿前后的开环波特图; (b) i_{d2} 电流内环系统 在补偿前后的开环波特图	73
图 4.18(a)	i_{d1} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 64A 阶跃变化到 68A, i_{d2} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。	74
(b)	i_{d2} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 12A 阶跃变化到 16A, i_{d1} 给定信 号保持不变时, 系统输出量的响应情况。	74

图 4.19(a) i_{d1} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 64A 阶跃变化到 68A, i_{d2} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。	74
(b) i_{d2} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 12A 阶跃变化到 16A, i_{d1} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。	74
图 4.20 简化后的电压环等效结构图	75
图 4.21 电压外环未补偿和 PI 校正后的开环波特图	76
图 4.22 电流内环+电压外环系统 Matlab/simulink 仿真框图	77
图 4.23 (a)负载电阻由 107 Ω 突变到 85 Ω 时, 输出电压 V_{34} 的响应。	77
(b) 负载电阻由 107 Ω 突变到 135 Ω 时, 输出电压 V_{34} 的响应。	77
图 4.24 (a)输入电源电压 V_{in1} 、 V_{in2} 分别在 99s 和 100s 由 20V 突升到 23V 时, 输出电压 V_{34} 的响应。	78
(b)输入电源电压 V_{in1} 、 V_{in2} 分别在 99s 和 100s 由 20V 突降到 17V 时, 输出电压 V_{34} 的响应。	78
图 4.25 使用 THB 变换器的燃料电池电动汽车能量管理系统示意图	79
图 4.26 电动汽车动力系统各种工作模式的仿真分析图, 其中 P_o 为负载功率, I_{d1} 、 I_{d2} 为蓄电池和超级电容器的输出电流, V_{34} 为高压侧输出电压	81
图 5.1 铁硅铝磁导率随直流偏磁的变化曲线	83
图 5.2 三绕组变压器绕组结构	84
图 5.3 HCPL-3120 光耦隔离芯片驱动电路图	87
图 5.4 三半桥 DC/DC 变换器系统控制电路总体框图	88
图 5.5 直流电压采样调理电路	89
图 5.7 主程序流程框图	90
图 5.8 定时器下溢中断服务程序流程框图	91
图 5.9 基于 DSP 的直接移相脉冲生成方法示意图	92
图 5.10 移相 PWM 调制程序流程图	93
图 5.11 三半桥 DC/DC 变换器在正向 Boost 模式下, $\phi_{13} = 0.20\pi$, $\phi_{33} = 0.08\pi$ 时的稳态工作实验波形	94
图 5.12 三半桥 DC/DC 变换器在正向 Boost 模式下, $\phi_{13} = \phi_{33} = 0.20\pi$ 时的稳态工作实验波形	94
图 5.13 $\phi_{13} = 0.20\pi$, $\phi_{33} = 0.08\pi$ 时, 蓄电池和超级电容器放电电流 I_{d1} 、 I_{d2} 的波形	95
图 5.14 三半桥 DC/DC 变换器在正向 Boost 模式下, $\phi_{31} = 0.16\pi$, $\phi_{35} = 0.10\pi$ 时的稳态工作实验波形	95
图 5.15 三半桥 DC/DC 变换器在正向 Boost 模式下, $\phi_{31} = 0.20\pi$, $\phi_{35} = 0.24\pi$ 时的稳态工作实验波形	95
图 5.16 (a)低压侧开关管 S_1 的漏源电压波形和驱动信号波形	96
(b) 高压侧开关管 S_3 的漏源电压波形和驱动信号波形	96

表格清单

表 1.1	储能元件的特征比较	2
表 1.2	蓄电池与超级电容的性能比较	3
表 3.1	燃料电池电动汽车驱动牵引系统的工作模式表	27
表 3.2	三半桥 DC/DC 变换器各种模态下的变压器漏感电流	41
表 3.3	三半桥 DC/DC 变换器仿真参数设置	47
表 4.1	开关函数与模式的对应关系表	51
表 4.2	三半桥 DC/DC 变换器小信号模型等效电路相关参数表达式	60
表 5.1	低压侧 MOSFET 的主要参数表	86
表 5.2	高压侧 MOSFET 的主要参数表	86

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得合肥工业大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：王成悦 签字日期：09年4月15日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解合肥工业大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权合肥工业大学可以将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、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：王成悦

导师签名：张兴

签字日期：09年4月15日

签字日期：09年4月14日

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：

电话：

通讯地址：

邮编：

致 谢

值此论文脱稿之际，衷心地感谢我的导师张兴教授。在两年多的硕士研究生学习和课题研究过程中，自始至终得到了张老师无微不至的关怀和悉心指导。导师严谨求实的科研态度、谦虚朴实的人品、广博的理论知识、忘我的工作精神和务实的工作作风，使我敬佩不已、终生难忘。张老师认真负责的培育，潜移默化的熏陶，不但使我的知识水平和科研能力有了很大的提高，更重要的是使我接受了全新的思想观念，掌握了通用的研究方法，而且还明白了许多待人接物和为人处事的道理。在此，谨向张老师表示由衷的感谢和诚挚的敬意！

几年来，在我的整个课题研究和实践过程中，还得到了谢震、杨淑英两位老师的指导和帮助，在此表示深深的谢意。感谢合肥阳光电源有限公司在本人实验平台建设过程中所给予的大力支持。同时还要一并感谢实验室的汪令祥博士、谢军博士、刘淳博士、郝欣博士对我的关心和帮助。

在两年多的硕士生活中，众多同学和师兄师姐师弟师妹陪我度过了许多难忘的时光，大家相互关心，共同进步，组成了一个朝气蓬勃，积极奋发，团结互助的优秀科研团队，特别是在我遇到生活和学习上的困难时，各位同学对我的真诚帮助和鼓励，使我深深地感受到集体的温暖，他们是：唐杰、刘芳、郭栋、苑春明、魏冬冬、田新全、王鸿山、张龙云、陈玲、邵文昌、纪明伟、王江、曹伟、孙龙林、孙荣丙、汪永智，童诚，廖军，黎芹，蒲道杰，戚振彪，谭理华，李少林，朱波，江涛，曾凡超等，在研究生学习时光即将画上句号之际，在此向各位曾经朝夕相处的同学表示诚挚的谢意，祝大家在新的工作岗位上再创佳绩，继续谱写人生的辉煌！

最后，我还要特别感谢我的父母以及其他所有的亲朋好友。他们对我深深的爱，以及坚定的支持和关心，是我不断进步的源泉，在此我要向他们表示由衷的敬意和真心的祝福！

作者：王成悦

2009年3月20日

第一章 绪论

1.1 课题背景和意义

当今世界，环境和能源问题成为世界各国关心的热点问题。随着环境污染和能源危机的日益严重，世界各国采取了提高能源利用率、改善能源结构、探索新能源、发展可再生能源等措施，以实现能源的可持续发展与和谐发展。我国是能源消耗大国，随着中国经济的快速发展，能源需求也在快速增长。能源供应不足的“瓶颈”问题出现，成为社会各界关注的焦点问题。快速发展可再生能源发电，是缓解电能紧张的有效方法。2006年开始实施的国家“十一五规划”，以及《可再生能源法》，把能源作为国家发展战略的重点，将可再生能源发电提高到战略高度，并从国家立法的角度为其发展和应用提供支持和保障。

1.1.1 储能技术在可再生能源发电系统中的作用

可再生能源是指除常规化石能源和大中型水力发电、核裂变发电之外的太阳能、风能、地热能以及氢能等能源。这些能源资源丰富、可以再生、清洁干净，是最有前景的替代能源^[1]。根据专家预测，到本世纪中叶，新能源与可再生能源将在整个社会能源构成中占 50%。近年来，随着可再生能源发电系统，例如燃料电池、光伏(PV)发电、风力发电，在中国和世界范围内的迅速发展，由于各种发电设备在工作过程中存在一定的缺陷，带来了一些难题和挑战，如燃料电池的响应速度比较慢，输出功率不能及时地跟踪负荷的变化；而风力发电和光伏发电要受到风速、风向、日照强度、环境温度等自然条件变化的影响而不能持续地、稳定地输出电能，导致系统稳定性问题的增加。在系统中连接和配置一定容量的储能装置，对可再生能源发电系统具有非常重要的作用。储能装置能够起到能量和功率的支撑作用，及时补充系统的短时峰值功率，并回收剩余功率，保证供电的连续性和可靠性，提高电能的利用效率，并且使发电设备在输出功率或负荷功率波动较大时，仍然能够保持较好的稳定性^[2]。

鉴于可再生能源发电系统的特点和储能的作用，对储能装置的性能特点具有较为独特的要求。概括起来，包括，能量密度大，能够以较小的体积重量提供较大的能量；功率密度大，能够提供系统功率突变时所需的补偿功率，具有较快的响应速度；储能效率高；高低温性能好，能够适应一些特殊环境；以及环境友好等。

1.1.2 储能技术发展简介

目前可行的储能技术包括蓄电池储能、超级电容器储能、飞轮储能和超导磁储能系统(SMES)。评价储能系统特性的两个重要性能指标是功率密度和能量密度。不同储能元件的功率/能量范围和其它特征的比较，参看表 1.1^[3]。

表 1.1 储能元件的特征比较

储能元件	蓄电池	超级电容器	飞轮	SMES
效率	70-90%	90%	90%	95%
功率范围(W)	5kW-10MW	5-100kW	1kW-10MW	300kW-1000MW
能量范围(J)	0.1-600MJ	1kJ-10MJ	1-15MJ	1-500MJ
循环寿命(小时)	2,000	100,000	10,000	10,000
充电时间	数小时	数秒	数分钟	数分钟—数小时
成本(\$/kW)	100-200	500	300	700-1000

一、蓄电池储能及其特点

可再充电的电化学蓄电池是电力储能单元的最成熟的形式，现在仍被广泛使用。蓄电池通过串联或并联来实现较高的输出电流或较大的电压。它是一个复杂的电化学系统，主要包括铅酸(Lead-acid)电池、镍镉(Ni-Cd)电池、镍锌(Ni-Zn)电池、镍氢(Ni-MH)电池、钠硫(NaS)电池和锂离子(Li-Ion)电池等。蓄电池的主要优点包括：能量特性好，能量密度高，循环效率高，使用寿命长，初始成本低^[4]。由于电池内部存在电化学反应过程，反应产生的热量会造成电池容量衰减，因此蓄电池不能长时间以高电流放电。此外，较快的深度充放电也会导致蓄电池的过早失效。此外，环境污染也是制约蓄电池应用的一个重要问题。蓄电池储能的典型用途之一是不间断电源系统(UPS)，该系统可以在短时间的电源故障期间，向负载供电。

二、超级电容器储能

超级电容器，也被称为是双电层电容器(EDLC)，是通过在被电介质隔离的正负电极上积聚电荷来存储电能。储能电压要受到电介质耐压强度的限制。与蓄电池相似，超级电容器可以被堆叠起来，组成具有较高电压或电流的模块。由于超级电容器的静电特性，不需要电化学反应过程，因此，与蓄电池相比较，它具有快速充放电，充放电效率高，循环寿命长，易于维护，对环境友好等优点。但是，超级电容器的能量密度较低，它仅限于中小功率范围内的工业电力应用，例如电子类消费产品或电机驱动^[5]。

三、超高速飞轮储能

飞轮储能装置利用高速旋转的飞轮可以储存大量的动能。所存储的能量取决于飞轮的转动惯量以及转速的平方。因此，可以通过增加飞轮惯量和转速来实现较高的储能容量。飞轮储能系统的主要优点是储能容量大、功率密度高。寿命长、无污染、适合短时间大电流充放电等^[6]。缺点在于其功率和控制系统复杂，并且存在灾难性故障的潜在危险。目前，飞轮储能主要用于电力系统中，包括改善电能质量，提高系统的稳定性^[7]。但就目前的发展状况而言，飞轮储能技术还远未达到替代其他成熟储能技术的水平。

四、超导磁储能

电感储能技术始于 20 世纪 50 年代后期，主要分为常规电感储能和超导电

感储能两种形式。60 年代实用超导体的出现，80 年代初工频超导线的研制成功 和 80 年代后期高临界温度超导体的发现，开辟了超导磁储能(SMES)的新时代。 SMES 装置不是以动能或化学能的形式存储能量，而是把能量存储在电磁场中， 该电磁场是由无阻抗超导线圈中通过的环流产生的。由于所存储的电能量取决于 电流的平方，剩余的电能量可以被准确测量出来。此外，SMES 可以被用来存储 大功率的电能量，并且充放电的速率和效率较高。SMES 的主要问题是它的制造 和维护成本很高。20 世纪 90 年代以来，SMES 的研究更热衷于将其应用于提高 电力系统的稳定性、可靠性以及改善用户的电能质量^[8]。

1.1.3 混合储能系统及其相关技术

在现阶段，无论超高速飞轮、超导电感、各类燃料电池和电化学蓄电池， 还是超级电容器都不能完全兼顾安全性、高比功率、高比能量、长使用寿命、 技术成熟以及工作温度范围宽等多方面的要求。一般说来，比能量高的储能装 置其比功率不会太高；同样，一个储能装置的比功率比较高，其比能量就不一 定很高^[9]。在对现有能源进行技术创新，大力开发新型能源的同时，现阶段通 过将不同的储能单元结合起来混合使用，组成混合储能系统，可以实现下列优 势^[10]：

- 使不同储能元件的优点得以充分发挥，同时也加大了储能元件自身优势的 增长空间；
- 可以实现对储能系统在能量和功率等方面的多重要求；
- 按储能元件各自的优势进行使用，可以显著延长储能元件的循环寿命。

蓄电池与超级电容器在技术性能上具有较强的互补性。蓄电池的能量密度 大，但功率密度小，充放电效率低，循环寿命短，大功率充放电和频繁充放电 的适应性不强。而超级电容器则相反，其功率密度大，充放电效率高，循环寿 命长，非常适应于大功率充放电和循环充放电的场合，但能量密度与蓄电池相 比偏低。

表 1.2 蓄电池与超级电容的性能比较

	铅酸蓄电池	超级电容器
额定能量密度(Wh/kg)	10~100	1~10
额定功率密度(W/kg)	<1,000	<10,000
循环寿命	1,000	500,000
充/放电效率	70~85%	85~98%
最快充电时间	1~5h	0.3~30sec
放电时间	0.3~3h	0.3~30s

表 1.2 对超级电容器和蓄电池的各种性能进行了对比^[11]。如果将超级电容器 与蓄电池混合使用，使蓄电池能量密度大和超级电容器功率密度大、循环寿命 长等特点相结合，无疑会大大提高储能装置的性能。

1.1.4 混合储能系统的研究及应用状况

超级电容器与蓄电池的混合储能能在燃料电池电动汽车以及光伏发电，风力发电系统中的应用，近年来引起了广泛关注。

图 1.1 中显示了意大利 ROMA TRE 大学在 2002 年提出的一种混合电动汽车 (HEV) 动力系统结构图，它包括燃料电池，超级电容器和蓄电池组。燃料电池是动力系统的主电源^{[12]~[15]}。由于燃料电池在轻载的情况下效率很低，在这种情况下就需要由蓄电池储能装置来提供牵引功率。燃料电池发电系统通过设定可以提供 80% 的最大行驶功率，而另外 20% 的最大行驶功率就是由蓄电池储能装置提供。但是燃料电池发电系统既不能回收功率，又不具有较好的动态响应条件。为了提高电能利用效率和减少排放，就需要辅助储能装置来快速提供汽车启动/加速时的功率输出和减速制动时的能量回馈。然而在蓄电池单独作为辅助储能元件的情况下，当驱动大功率脉动负载时，由于蓄电池需要补偿瞬时的峰值功率需求，这会造成损耗的增加和温度的升高，降低蓄电池的寿命。超级电容器由于充放电速度快，效率高，在瞬时储能方面要优于蓄电池，将蓄电池与超级电容器结合，应用到汽车动力系统中，通过超级电容器的充放电来满足加速和减速瞬间的功率需求，可以提高功率特性和效率，降低成本，延长蓄电池使用寿命，缩小储能装置的体积和重量。

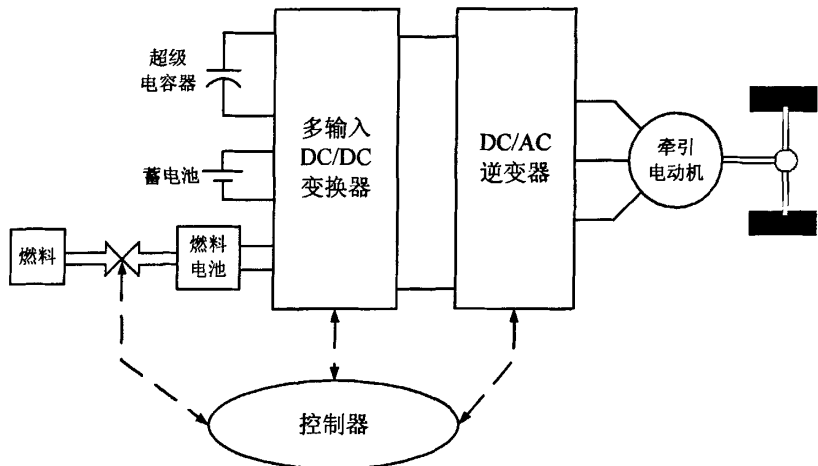


图 1.1 带有混合储能装置的电动汽车驱动系统结构图

图 1.2 是采用混合储能的独立光伏发电系统结构示意图^[11]。该系统包括太阳能光伏电池板，DC/DC 功率变换器，储能系统和负载。由于光伏发电受光照条件影响很大，输出功率具有随机性的特点，因此，需要配置储能缓冲装置来确保供电的连续性和可靠性。为了提高发电利用率，光伏系统常常工作于 MPPT 方式，这种因环境因素变化而引起的发电功率波动就更明显了，主要表现为输出电流的脉动。在这种情况下，通过使用蓄电池/超级电容器混合储能系统，在正常条件下通过蓄电池来提供较低的连续功率，而在出现大电流的负荷脉动时，通过超级电容器来提供瞬时峰值功率，从而大幅度提升储能系统的性能^{[16]~[17]}。

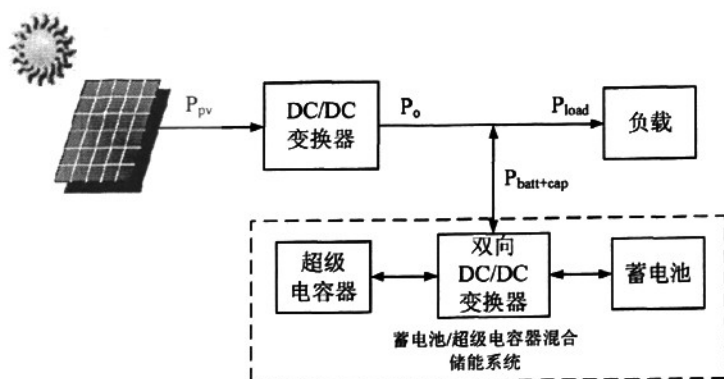


图1.2 混合储能独立光伏发电系统结构图

与光伏发电类似，风力发电也受到风速，风向等气候条件的影响，输出功率具有随机性，需要将储能装置与风力发电设备结合起来，从而起到平滑功率输出的作用。图 1.3 是风力发电随机电能进路管理系统(SESAM)的示意图^[18]。该系统是由通过直流母线互连的四个主模块组成。随机电源模块包含输出随机功率的风力发电设备。随机电源模块的功率输出是随时间而变化的。电网接口模块包括电力电子变流器(主要是电压型逆变器)和变压器。长期进路储能模块起到能量存储的作用，能够根据承诺和用户需求向电网输出功率。模块中储能元件的储存电量要足够大，以便于根据季节变化，提供时间范围为数分钟到数月的需求电能。蓄电池和相关的功率变换装置就是很好的选择。短期进路储能模块是用来在负荷功率需求发生脉动时提供瞬时的功率需求量。通过该模块可以实现快速的调节控制，避免来自随机电源的短期功率波动传送到电网中。超级电容器是实现短时快速功率传送的理想储能元件。因此，蓄电池和超级电容器储能元件在该系统中可以有机地结合起来，通过发挥各自的优势来改善风力发电设备的供电可靠性，提高对电网的供电质量。

然而，如何选择和设计一种合适的电力电子变换器，使混合储能装置（蓄电池和超级电容器），主电源（如燃料电池、风力发电和光伏发电设备）与负载之间有效地结合起来，成为一个尚待解决的难题。

1.1.5 多端口 DC/DC 变换器的提出

为了实现发电设备和多个储能元件的有效结合，就需要用到多输入功率变换系统。一种理想的多输入功率变换系统要能够适用于多种不同的电源，并且使它们的优势结合起来。通过使用多个输入端来连接不同的发电设备和储能装置，组成新型的多级电源系统，实现可再生能源发电设备与储能装置之间的有效结合，从而提高可再生能源发电的可靠性和电能利用效率。

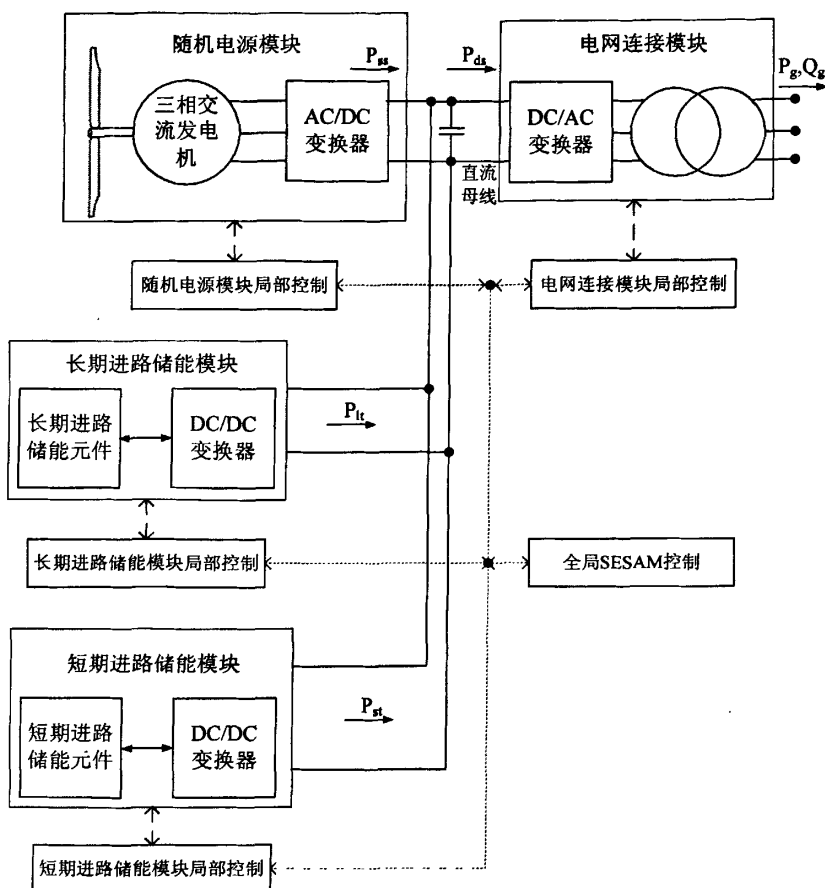


图1.3 风力发电随机电能进路管理系统(SESAM)的结构示意图

这种多级电源系统主要有两种结构。图 1.4 中显示了常规的结构。为了实现多个电源之间的互连，系统中通常要有共用的高压或低压直流母线。每一个输入端的可再生能源发电设备通过相应的 DC/DC 功率变换器以直流的形式输出，并汇流到系统的直流母线，直流母线可以通过 DC/AC 变换器给交流负载供电，还可以通过双向 DC/DC 变换器与储能元件之间进行能量交换。这些功率变换器都共同连接在直流总线上，并且要受到单独控制。此外，在某些系统中，还可能包含通讯总线，以便于在各个输入电源之间交换信息和进行能量管理。目前国外文献提出了许多种用于可再生能源发电系统前端的 DC/DC 变换器，例如级联 boost 变换器^[19]，电流型推挽变换器^[20]，移相全桥变换器^[21]等。此外，也有许多文献对用来连接储能装置的双向 DC/DC 变换器进行了研究^{[22]~[24]}。但是这种系统结构包含多个 DC/DC 变换器，并且在许多场合还需要在各个变换器之间安装通讯装置，不仅使系统变得非常复杂，而且使成本大大增加。

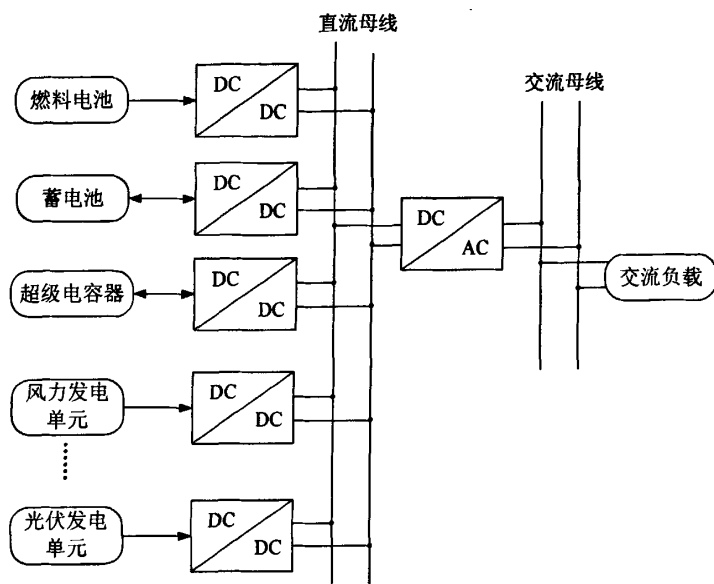


图1.4 多级电源系统的常规结构

文献[25]和[26]针对常规结构的弊端，提出了一种多端口的系统结构，如图1.5所示。与常规结构相比较，该系统仅使用一个多端口DC/DC变换器就实现了多个电源的结合。该变换器输出电压或电流的调节以及电源能量的管理是由一个功能强大的控制器来统一完成的，例如数字信号处理器(DSP)。多端口DC/DC变换器拓扑的具体特点将在下文中做详细介绍。

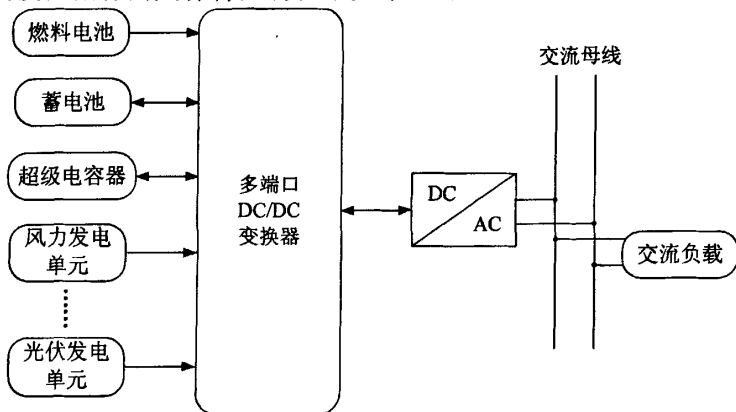


图1.5 多级电源系统的多端口结构

多端口结构与常规结构相比较，具有以下优势：(1)由于功率开关器件数目和相关的辅助电路较少，电路拓扑相对简单，成本得到降低；(2)功率密度高；(3)实现了功率变换级数的最小化，提高了系统效率；(4)由于布置紧凑，装置的可靠性得到增强；(5)易于实现集中控制和进行有效能量管理。

当前国内外对多端口DC/DC变换器的研究主要集中在应用于分布式可再生能源发电系统中的非双向拓扑。这些拓扑的第一种类型是将不同的直流电源串联以构成多输入DC/DC变换器^{[27][28]}。另一种电路类型是将多个电源通过耦合

变压器^[29]或多绕组变压器并联^[30]。这些变换器所存在的共同问题就是电能只能单向流动。由于储能元件在光伏发电，风力发电系统，不间断电源(UPS)系统以及燃料电池电动汽车等领域中发挥着越来越重要的作用，这些应用场合都需要能量双向传输的 DC/DC 变换器，实现与储能单元之间的能量交换。因此，多端口双向 DC/DC 变换器在这些领域有着很大的应用前景，不过目前对此进行研究的文献很少。

1.2 多端口 DC/DC 变换器概述

1.2.1 双向 DC/DC 变换器的原理介绍

双向 DC/DC 变换器是指在保持变换器两端的直流电压极性不变的情况下，能够根据需要调节能量传递方向，实现电能双向流动的直流变换器^[31]。如图 1.6 所示。

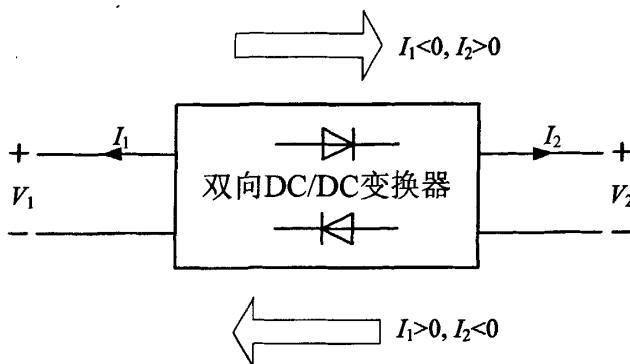


图 1.6 双向 DC/DC 变换器结构

双向 DC/DC 变换器置于电源 V_1 和 V_2 之间，控制其间的能量传递。 I_1 和 I_2 分别是 V_1 和 V_2 的平均输入电流。根据实际需要，可以通过双向 DC/DC 变换器的控制器控制功率流向：使能量从 V_1 传输到 V_2 ，称为正向工作模式，此时 I_1 为负， I_2 为正；使能量从 V_2 传输到 V_1 ，称为反向工作模式，此时 I_1 为正， I_2 为负。

双向 DC/DC 变换器实现了能量的双向传输，在功能上相当于两个单向 DC-DC 变换器，是典型的“一机两用”设备。在需要双向能量流动的应用场合可以大幅度减轻系统的体积重量及成本，极具研究价值，现已被广泛应用于 UPS 系统、航天电源系统、电动汽车驱动及蓄电池充放电维护等场合。一般来说，双向 DC/DC 变换器可分为隔离式和非隔离式 2 种^[32]。其中隔离式的双向 DC/DC 变换器应用较多，电路拓扑有多种变化形式，前人在这一领域也做了不少研究工作。

1.2.2 多端口 DC/DC 变换器的拓扑连接形式

如上文所述，多端口双向 DC/DC 变换器使多个电源互连，实现了多级电源之间多个方向的能量传输。到目前为止，国内外已经对这种多输入 DC/DC 变换器进行了有限的研究，提出了多种形式的拓扑。这些变换器拓扑结构的共同

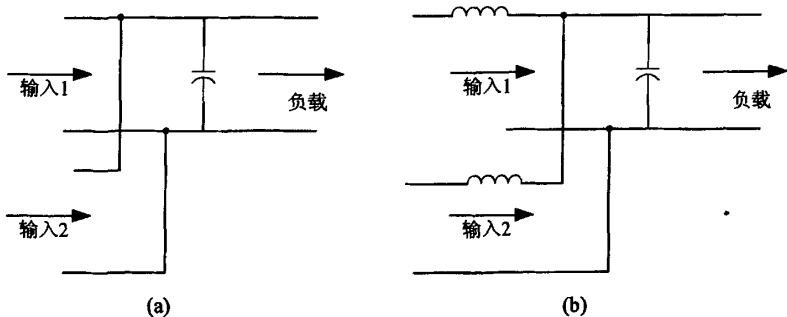
特征是通过对称的拓扑单元把不同的功率元件结合起来。根据电源与变换器连接方式的不同，可以分为直流母线连接法(DI)和磁耦合连接法(MCI)。

直流母线连接(DI)法是将多个电源通过基本拓扑单元直接与共用直流母线连接在一起，其中拓扑单元的具体分类和介绍将在下一节说明。DI 型多输入 DC/DC 变换器拓扑结构简单，通过拓扑单元中的有源开关能够实现各个端口中电能的双向流动，并且很容易通过扩展连接两个以上的电源。但是，这种直流母线连接方式不能够应对变化范围较大的电源电压。因此，与 DI 型变换器连接的各个电源电压值应该比较接近，以避免较大的升降压转换比。此外，DI 型 DC/DC 变换器主要是非隔离式拓扑，在独立光伏发电，燃料电池发电，电动汽车等场合一般输入输出要求有电气隔离并且输入输出电压比或电流比很大，所以非隔离型拓扑不能满足要求。

磁耦合连接法(MCI)是通过多绕组隔离式变压器使不同的电源结合。变压器利用磁耦合实现具有电气绝缘的电能量变换，由于变压器原边和副边各个绕组线圈的匝比可以设计，合理选取匝比就能够实现电压值有较大不同的多个电源之间的互连。MCI 型多输入 DC/DC 变换器属于隔离型拓扑，应用范围较广。

针对上述两种连接方式的优势和不足，文献[26]中提出了一种多端口 DC/DC 变换器的一般拓扑，该电路拓扑将直流母线连接(DI)与磁耦合连接(MCI)两种方式组合起来。电源与变换器系统的结合方式是直流母线连接还是磁耦合，取决于电气隔离的要求和工作电压的大小。工作电压接近的电源可以通过开关拓扑单元连接在同一根直流母线上，而工作电压等级差别较大的电源是通过变压器的磁耦合连接，从而实现了多个具有相近或不同电压等级的电源之间的互连。

在直流母线连接法(DI)和磁耦合连接法(MCI)中，根据能量传递元件特征的不同，又可以分为电流型连接(CI)和电压型连接(VI)。电流型(CI)多输入变换器利用直流侧的串联电感和变压器各个绕组的漏感，在不同的功率级之间进行能量存储和传递。而电压型(VI)多输入变换器的能量传递不借助电感。根据以上分类方式的组合，国内外所提出的多输入电路拓扑可以被划分以下五类：直流母线电流型连接(DCI 型)，直流母线电压型连接(DVI 型)，磁耦合电流型连接(MCCI 型)，磁耦合电压型连接(MCVI 型)，以及 DVI, DCI 和 MCCI 的组合(DVI+DCI+MCCI 型)，如图 1.7(a)~(e)所示。



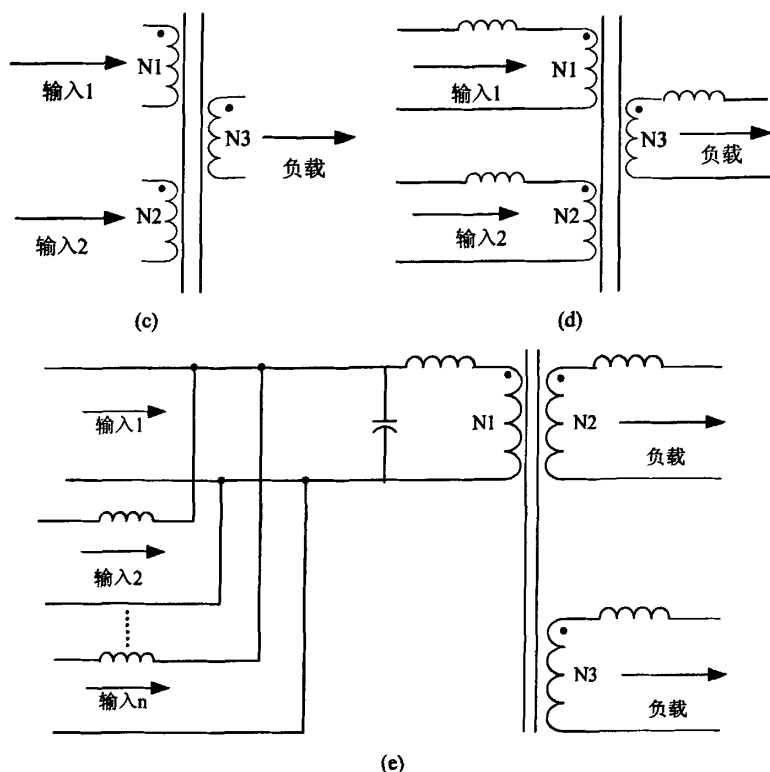


图1.7 多端口DC/DC变换器各种连接的结构图解: (a)DVI型, (b) DCI型, (c) MCVI型, (d)MCCI型, (e)DVI+DCI+MCCI型

1.2.3 多端口 DC/DC 变换器的拓扑构成

多端口双向 DC/DC 变换器是单输入双向 DC/DC 变换器的拓展。根据上一节中拓扑连接的介绍, 多端口双向 DC/DC 变换器在本质上也是分为非隔离式和隔离式两种拓扑结构。用来构成一般的非隔离式和隔离式双向 DC/DC 变换器的拓扑单元, 完全适用于多端口 DC/DC 变换器。

非隔离的双向 DC/DC 变换器可以通过将基本的直流变换器, 如 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk 等中的无源开关替换为有源开关来构成, Buck-Boost 双向 DC/DC 变换器是最具代表性非隔离式双向 DC/DC 变换器, 其拓扑单元如图 1.8 所示。

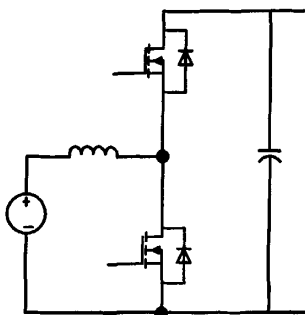
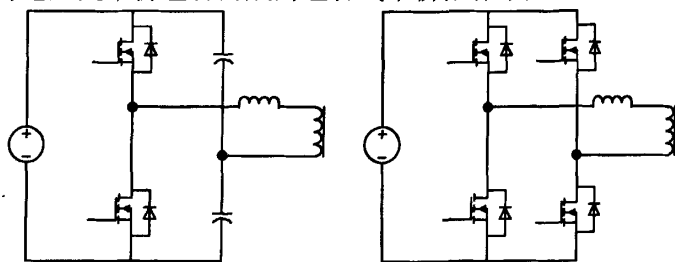
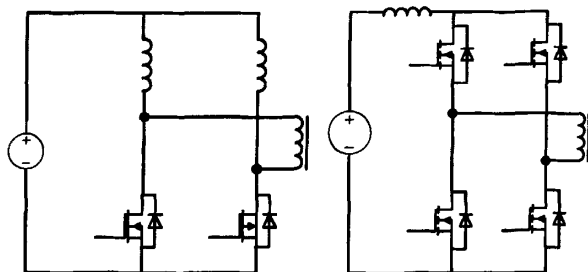


图1.8 Buck-Boost双向DC/DC变换器拓扑单元

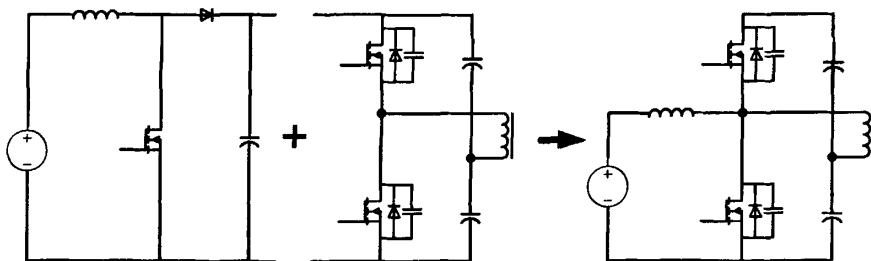
隔离型双向 DC/DC 变换器主要是由电压型单元、电流型单元、组合式单元等基本拓扑单元组合而成。电压型半桥和电压型全桥拓扑单元如图 1.9(a)所示，电压型单元属于 Buck 型拓扑，适用于降压场合；电流型拓扑属于 Boost 型拓扑，图 1.9(b)为电流型半桥和电流型全桥单元，同样还有推挽、正激、反激等其他电流和电压型拓扑单元。组合式拓扑是由两种拓扑组合而成，如图 1.9(c)所示，为 Boost 电路与电压型半桥组合而成的组合式半桥拓扑单元。



(a)电压型半桥和全桥拓扑单元



(b)电流型半桥和全桥拓扑单元



(c)Boost 电路与电压型半桥组成的组合式升压半桥拓扑单元

图 1.9 隔离型双向 DC/DC 变换器的基本拓扑单元

DI 型非隔离式多输入 DC/DC 变换器一般是由多个电源通过 Buck、Boost、Buck-boost 等拓扑单元与共用直流母线连接而构成的，而 MCI 型与 DI+MCI 组合型多输入 DC/DC 变换器都属于隔离式拓扑，是多个电源通过两个以上的电压或电流型拓扑单元，与多绕组变压器和直流母线连接而构成。多端口双向 DC/DC 变换器能够实现与多个输入电源之间的双向能量交换，近年来成为研究热点。根据目前多端口 DC/DC 变换器拓扑的研究情况，Buck/boost 拓扑、组合式升压半桥、电压型半桥和电压型全桥是构成多端口双向 DC/DC 变换器的基本拓扑单元，如图 1.10 所示^[26]。在第二章中将对迄今为止国内外所提出的各种多端口

DC/DC 变换器的工作原理和特征做出介绍。

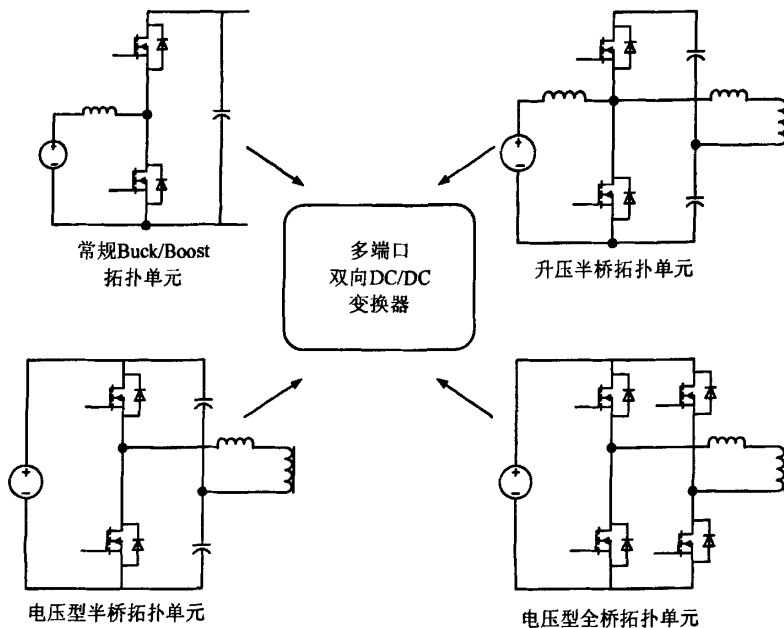


图1.10 用来构造多端口双向DC/DC变换器的基本拓扑单元

1.2.4 多端口 DC/DC 变换器的控制方式

1. 占空比(PWM)控制

DI 型非隔离式多输入 DC/DC 变换器一般都采用 PWM 控制来调节与各个输入级中开关的导通时间，从而控制电源与负载，以及各个电源之间的能量传递，此外，通过 PWM 控制来调整各个开关的通断顺序，也能实现多个输入电源单独或同时向负载供电。占空比控制也会应用到某些 MCI 型隔离式多输入 DC/DC 变换器中，例如文献[39]中的 MCVI 反激式 DC/DC 变换器，由于变压器绕组上有箝位电压，该变换器的两个输入电源只能单独向负载供电，需要通过 PWM 控制使输入级的两个开关管在每个周期的通断遵守时间均分(time-sharing)的原则。

2. 移相控制

文献[33]、[34]中提出了相移控制，如图 1.11 所示，在变压器两边的两个单元各产生两个频率相同但相位不同的对称方波电压源，通过控制两个方波电压源之间的相位来控制漏感电流从而控制传输功率的大小和方向。这一方式可实现变换器开关器件的软开关，降低损耗，因此得到较为广泛的应用，采用变压器磁耦合方式连接(MCI)型多输入 DC/DC 变换器基本上都采用这种控制方式。本文主要讨论移相控制方式，该控制方式下的功率流向示意图以及电压电流关系图如图 1.11(a)、(b)所示。

理论分析表明，当 $\phi_1 > \phi_2$ 即 V_{AB} 相位超前 V_{CD} 时， $P_1 < 0$ ， $P_2 > 0$ 即功率从

V_{AB} 流向 V_{CD} ; 当 $\phi_1 < \phi_2$ 即 V_{AB} 相位滞后 V_{CD} 时, $P_1 > 0$, $P_2 < 0$ 即功率从 V_{CD} 流向 V_{AB} 。文献[34][63]中分析了有关传输功率与移相角的定量关系。

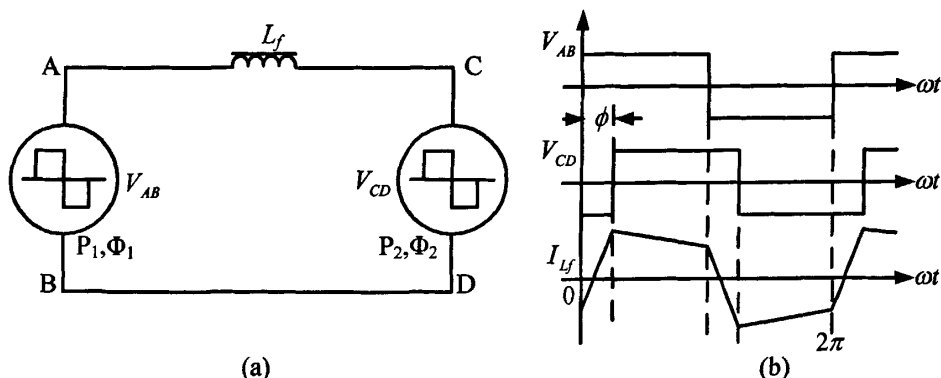


图 1.11 (a)移相控制方式原理图; (b)电压电流关系示意图

3. 移相 PWM 控制

由于相移控制当输入输出电压幅值不匹配时, 变换器的电流应力和有效值会大大增加, 其效率会受到输入电压和输出电压变化的影响, 文献[35]提出了 PWM 加移相复合控制的单输入不对称半桥双向 DC/DC 变换器, 其等效简化电路以及电压电流波形图如图 1.12 所示, 通过占空比的 PWM 控制相当于在等效输入电压 V_{AB} 和等效输出电压 V_{CD} 之间加入了一个电子变压器, 使 V_{AB} 和 V_{CD} 幅值始终匹配, 并通过移相角的控制来调节传输功率大小和方向。该控制方式作为移相控制的改进方式, 在 MCI 型多输入 DC/DC 变换器中也得到应用, 通过该方式控制开关管的通断, 可以降低电流应力 and 通态损耗, 并且在某一端输入电压变化范围较大时, 拓展软开关的工作范围[36][55]。

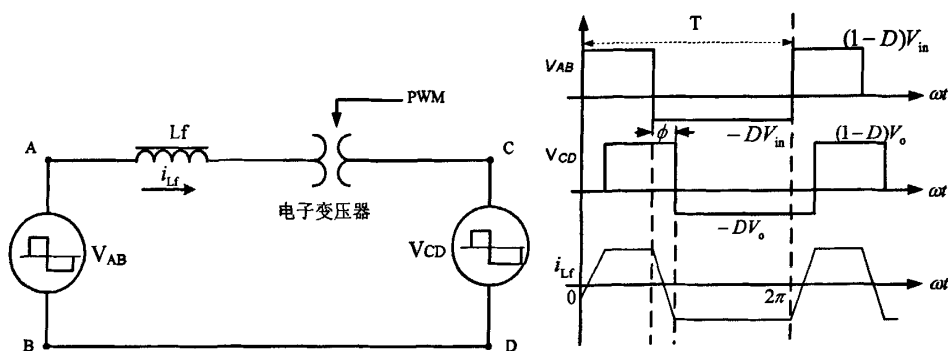


图 1.12 PWM 加移相控制方式的等效简化电路和电压电流波形图

1.3 本文研究的意义和主要工作

1.3.1 本文研究的主要意义

超级电容器与蓄电池的混合储能在电动汽车和分布式可再生能源发电系统中的应用, 近年来引起了广泛关注。然而, 如何选择和设计一种合适的电力电子变换器, 使混合储能装置 (蓄电池和超级电容器), 主电源 (如燃料电池、风

力发电和光伏发电设备)与负载之间有效地结合起来,成为一个尚待解决的难题。

目前,在大多数情况下都是使用多个单输入的 DC/DC 变换器来连接主电源和蓄电池和超级电容器混合储能装置,然而使用具有多个连接端口的集成功率变换器(被定义为多端口 DC/DC 变换器,或多输入 DC/DC 变换器)来取代原来的单输入 DC-DC 变换器,仅通过一个电力电子变换器就实现了各种可再生能源发电设备,储能装置与负载之间的有效结合,在以燃料电池、光伏发电和风力发电为代表的可再生能源发电系统中有很好的应用前景,近年来在国外成为研究热点,而国内对其开展的研究很少。

到现在为止,国内外已经对多端口变换器进行了有限的研究,但是所提出的相关拓扑都具有功率流动单向,无电气隔离,硬开关,元器件数目多,效率低以及控制结构复杂等缺点,应用受到限制。

文献[57]中提出了一种新型的三端口三半桥(THB)双向 DC/DC 变换器,它通过磁耦合将不同的电源结合在一起,通过移相控制实现同时或单独向负载供电。该变换器拓扑所具有的优势,例如,低压/高电流的输入特性,双向功率流动,不用辅助电路就能实现软开关,使它成为蓄电池-超级电容器混合储能装置中的理想候选接口电路。不过文献[57]中只是对该变换器的工作原理和输出特性进行了简单介绍,对于换流过程和软开关实现条件的分析较少,本文选择三半桥 DC/DC 变换器作为研究对象,将着重在这两个方面对变换器进行深入分析。

多端口 DC/DC 变换器作为开关变换器的一种形式,对其开关调节系统在负载突变和输入电源扰动情况下的动态性能进行研究和分析是非常有必要的。不过目前针对多端口变换器所进行的大多数研究都只考虑开环工作。这是因为多端口变换器中所包含的 L、C 元件比较多,数学建模的过程非常繁琐,并且其控制系统是多输入—多输出(MIMO)的非线性系统,包含若干个相互作用的变量,每个输出变量都可能会受到两个或两个以上控制变量(取决于输入端的数目)的影响,因此必须要注意控制变量之间的相互干扰,它们也使控制系统设计的复杂程度大大增加。目前,还没有文献对多端口 DC/DC 变换器的数学建模和控制系统设计、优化问题进行全面的分析。

由于隔离式多端口 DC/DC 变换器都是采用移相控制,通过改变变换器两侧的移相角来控制输出功率。虽然模拟控制器 UCC3875 和 UCC3895 可以被用于移相控制,但是基于 DSP 的数字控制与传统的模拟相比较,在可靠性,灵活性和适用性上具有更大的优势,因此在复杂的、高性能的控制中数字方式得到了更为广泛的应用。由于 DSP 硬件中没有移相控制器,因而需要提出以软件为基础的移相调制方案,以便于实现移相控制。本文采用 TMS320LF2407A 型 DSP 芯片来实现数字 PWM(DPWM)调制,编程方便,便于和外界通讯,很容易实现各种控制算法及高速的实时采样,为了改善系统的动态品质,并减小系统的

静差，采用比例积分（PI）调节的闭环控制来实现对整个系统的电压和电流闭环。

1.3.2 本文的主要研究内容

本文以数字移相控制隔离型三半桥双向 DC/DC 变换器拓扑作为研究对象，对该变换器的工作原理和数学建模进行了详细而深入的理论分析和仿真研究，并且在此基础上，搭建了 2kW 的三半桥 DC/DC 变换器硬件电路平台，进行了实验研究。本文的主要内容可以总结如下：

- (1) 根据绪论中提出的变换器拓扑连接分类方式，对国内外迄今为止所提出的各种多端口 DC/DC 变换器的应用背景和工作原理进行了简要回顾和介绍，并且针对多端口变换器在混合储能系统的应用问题，在对这些变换器拓扑的优缺点进行综合比较的基础上，选择使用三半桥(THB)DC/DC 变换器来作为蓄电池-超级电容器混合储能的接口电路。
- (2) 结合三半桥(THB)DC/DC 变换器在燃料电池电动汽车动力系统中的应用问题，从正向(Boost)和反向(Buck)两种模式对三半桥变换器的工作原理、换流过程和软开关条件进行了详细的理论分析；通过数学表达式介绍了该变换器的输出特性；分析了移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 对变换器软开关范围的影响；最后通过仿真验证了三半桥 DC/DC 变换器的稳态工作特性和软开关条件。
- (3) 引入高低压侧开关管的开关函数建立三半桥双向 DC/DC 变换器的简化、降阶型状态空间平均数学模型和线性小信号模型，并且以该小信号模型为基础，构建了变换器的双闭环系统控制结构，推导出以电感电流和电容电压为对象的控制-输出传递函数，以这些传递函数为基础，通过波特图进行电流内环和电压外环控制系统的设计和优化。由于电流内环系统两个输入端之间存在相互干扰，本文将进行解耦网络的设计以实现两个输入电感电流的独立控制。本文还利用 Matlab/simulink 软件，对电流内环、电压外环补偿网络和解耦网络的设计效果进行仿真验证，最后通过仿真对三半桥 DC/DC 变换器控制系统在燃料电池电动汽车能量管理系统各种模式下的响应情况进行验证。
- (4) 进行三半桥 DC/DC 变换器硬件电路设计，研制出以 TMS320LF2407A 型 DSP 芯片为控制内核，功率为 2kW 的数字移相控制三半桥 DC/DC 变换器实验平台，对变换器系统进行实验研究。
- (5) 对全文内容进行归纳总结，进行下一步工作的展望。

第二章 多端口 DC/DC 变换器研究状况回顾

多端口 DC/DC 变换器作为一种新型的电力电子变换器,在以燃料电池、光伏发电和风力发电为代表的可再生能源发电系统中有很好的应用前景。它实现了各种可再生能源发电设备,储能装置与负载之间的有效结合,能够更好地克服可再生能源发电系统的自身缺陷与不足,实现各种发电设备的优势互补,同时更大限度地发挥储能装置在发电系统中的作用,提高电能的利用率,向负载输出稳定且可调的直流电压,世界各国的科技工作者都已经开展了对多端口直流变换器,特别是能实现电能双向流动的多端口双向 DC/DC 变换器的研究,提出了许多新型电路拓扑,本章将根据上一章中的拓扑连接分类方式,对这些多输入 DC/DC 变换器拓扑的应用背景,工作原理和主要特征进行简要介绍,最后在对这些变换器拓扑的优缺点进行综合比较的基础上,介绍了一种应用于蓄电池-超级电容器混合储能系统的新型三端口三半桥(THB)双向 DC/DC 变换器,该电路拓扑将是本文的主要研究对象。

2.1 非隔离式 DI 型 DC/DC 变换器拓扑

2.1.1 三输入 DCI Buck-boost DC/DC 变换器

意大利罗马大学的机械工业工程学院与电气工程学院在 2002 年提出了一种用于混合电动汽车(HEV)的 DCI 型多输入 DC-DC 变换器,如图 2.1 所示^{[12][13][41]}。该变换器拓扑是三个输入电源通过双向 Buck-boost 功率变换器拓扑单元与公用直流母线连接,将这些电源输出的电能传送到负载。输入电源包括主电源燃料电池(FC),以及超级电容器组(UC)和蓄电池混合储能元件。多输入双向 Buck-boost 变换器有升压(step-up)与降压(step-down)两种工作模式。在升压模式中,来自各个电源的电能经过 boost 变换,被传送到直流母线侧,而降压模式是用来向超级电容器和蓄电池充电,并且回收制动能量。由于各个 Buck-boost 拓扑单元中的开关器件都是直接并联在一起的,因此可以采用标准的集成功率开关模块(例如,智能功率模块 IPM),从而使变换器装置的体积和重量大大降低。但是,该电路也存在一些不足。首先,它缺少电气隔离。其次,该变换器在电动汽车中如果要驱动电动机运转,需要向逆变器直流母线侧输出 400V 左右的电压。由于非隔离式 Buck-boost 变换器变比的范围较小,输入侧的蓄电池或超级电容器端电压必须要很高,这不仅会增加储能系统的成本和重量,而且由于现阶段单体超级电容器电压较低,在由多个单体电容器串联组合成的超级电容器组中,漏电流可能会导致出现电压的不平衡,而对于高压超级电容器组,该问题会变得更加严重。

2.1.2 两输入 DVI DC/DC 变换器

中国台湾 Chung Cheng 大学电气工程学院电力电子应用研究实验室在 2003

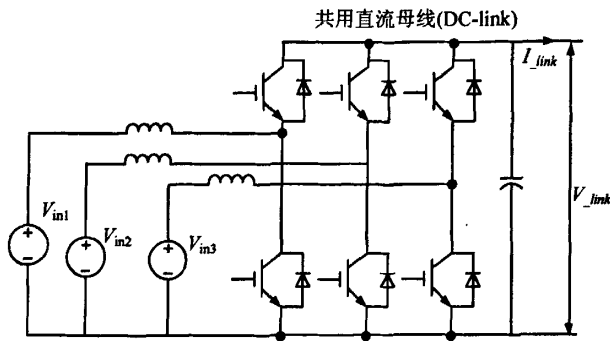


图2.1 三输入DCI Buck-boost DC/DC变换器

年提出了一种两输入 DVI buck-buck /boost DC/DC 变换器^{[37][41]}，如图 2.2 所示，该变换器包含两个输入电压源，即高压电源 V_1 和低压电源 V_2 。输入电源可以是蓄电池，超级电容器，或其它输出直流电能的可再生能源发电单元。这两个电源通过 buck 与 buck/boost 拓扑单元与直流母线连接，并且共用一个电感 L ，从而组成了两输入 DVI buck-buck/boost DC/DC 变换器。功率开关管 S_1 和 S_2 分别与高低压电源串联。当开关管关断时，二极管 D_1 和 D_2 为电感电流提供续流通路。通过应用 PWM 控制功率开关管的通断，该变换器既可以单独从其中一个电源吸收电能，又可以从两个电源同时吸收电能。

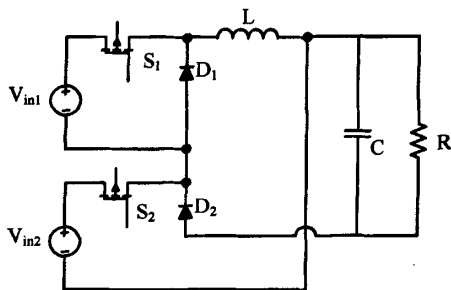


图2.2 两输入DVI buck-buck /boost DC/DC变换器

美国密苏里州Rolla大学的电力电子与电力传动实验室在上述拓扑的基础上做出了改进，分别提出了两输入 DVI buck-buck DC/DC 变换器，如图 2.3 所示，以及两输入 buck /boost-buck /boost DC/DC 变换器，如图 2.4 所示^[38]。前者是两个输入电源通过与两个 buck 拓扑单元连接组成，而后者是输入电源与两个 buck /boost 拓扑单元的连接。

两输入 buck-buck DC/DC 变换器的工作原理与上述的 buck-buck /boost 变换器相似，也是通过 PWM 控制功率开关管的通断，从而实现两个电源单独或同时向负载供电，而在两输入 buck /boost-buck /boost DC/DC 变换器中，由于两个功率开关管不允许同时导通，每个输入电源只能单独向负载供电，或者通过另一个电源在电感中存储的电能来补充能量。

这三种两输入 DVI DC/DC 变换器均是通过直流母线连接使两种输入电源结

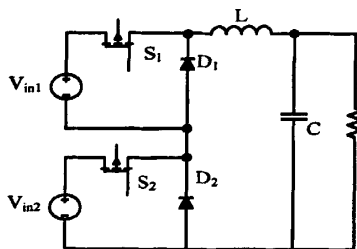


图2.3 两输入DVI buck-buck DC/DC变换器

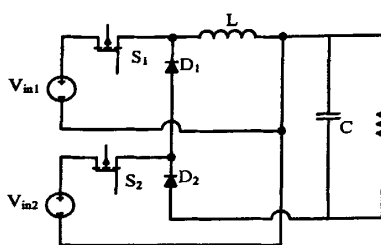


图2.4 两输入DVI buck /boost-buck /boost DC/DC变换器

合在一起，并且可以拓展到两种以上的电源，并且实现了电能的双向流动，因此在可再生能源发电系统，特别是燃料电池电动汽车动力系统中，这些变换器可以用来与蓄电池和超级电容器等辅助储能元件连接，它们的具体工作模式和波形分析可以参看文献。但是，这些多输入 DVI DC/DC 变换器也具有缺少电气隔离，和需要高压储能装置等缺点。此外，由于电压型输入端的电流纹波较高，对储能装置的使用寿命有不利影响。

2.2 隔离式 MCI 型 DC/DC 变换器拓扑

2.2.1 两输入 MCVI 反激式 DC/DC 变换器

日本长崎大学科学技术研究所的 H. Mausuo 等人在 2003 年提出了一种 MCVI 型两输入 DC/DC 变换器^{[29][39]}，其电路结构如图 2.5 所示，该变换器是由两个反激式变换器通过变压器磁耦合连接而构成的。图 2.6(a)~(c)中显示了两个开关管 S_1 和 S_2 驱动信号的波形，这些驱动型号与变换器的三种工作模式相对应。

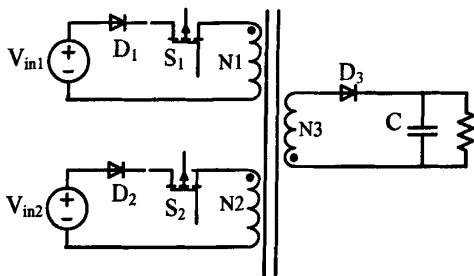


图2.5 两输入MCVI 反激式DC/DC变换器

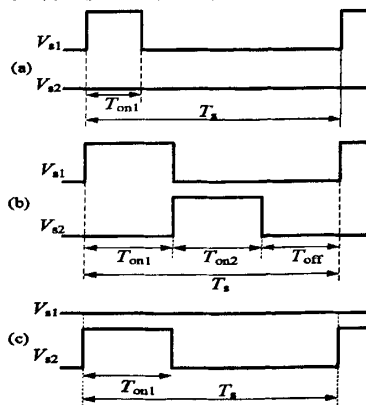


图2.6 变换器开关管 S_1 和 S_2 在三种模式下的驱动信号波形(a)模式I, (b)模式II, (c)模式III

在模式 I 和 III 中，该变换器的工作方式与常规的单输入反激式变换器相同，而在模式 II 中，输入电源 V_{in1} 在一个开关周期 T_s 的 T_{on1} 期间向负载传送电能，而电源 V_{in2} 是在 T_{on2} 期间传送电能。在输入电源是太阳能光伏阵列和商业交流电源线的情况下，可以在追踪光伏阵列最大功率点的同时，通过交流电线来实现对输出电压的调节。但是，该变换器的两个输入电源只能单独向负载供电，

这是因为在变压器绕组上有箝位电压, 开关管 S_1 和 S_2 在每个周期的通断必须以时间均分(time-sharing)的概念为基础。反激式变换器中的漏感电流较高, 不适合用于大功率的场合。此外, 该变换器无法实现能量的双向流动, 不能用来连接储能装置。

2.2.2 两输入 MCCI 电流型全桥 DC/DC 变换器

针对多输入 DC/DC 变换器在可再生能源发电系统中的应用, 中国台湾 Chung Cheng 大学电气工程学院电力电子应用研究实验室在 2002 年提出了一种 MCCI 型多输入 DC/DC 变换器^{[40][41]}, 如图 2.7 所示, 用于连接两种或两种以上不同类型和电压等级的可再生能源发电单元。该变换器由两个电流型全桥输入级拓扑单元, 一个三绕组变压器, 以及输出级的二极管整流单元构成。输入级全桥电路中的每一个开关管都应串联一个反向阻断二极管, 该二极管可以调整电流方向, 并且对其它输入直流电源通过变压器绕组耦合和开关管体二极管传送的反向功率流起到阻断作用, 从而使各个直流电源可以通过输入级电路单独或同时向输出级负载电路供电, 相互之间没有影响。为了实现两个输入电源同时向负载供电, 以及避免电流型全桥拓扑单元中的两对开关重叠导通所引起的零电压箝位的问题, 采用一种移相 PWM 控制方案, 如图 2.8 所示。

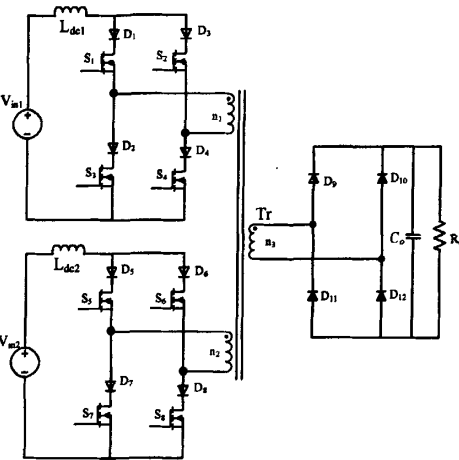


图2.7 两输入MCCI电流型全桥DC/DC变换器

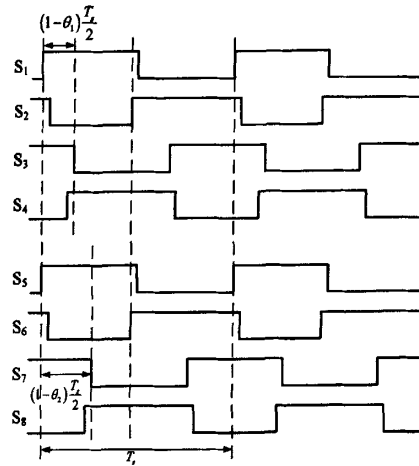


图2.8 使用移相PWM控制的MOSFETs S1~S8的驱动信号

该电路拓扑具有诸如功率同时传递, 电气隔离, 以及能够实现开关管零电压开通(ZVS)和零电流关断(ZCS)等优点。但是, 由于该拓扑所需要的功率开关管较多, 相关的驱动和控制电路复杂, 从而使该变换器的成本较高, 体积较大。此外, 由于输入级电路存在阻断二极管, 功率仅能实现从电源到负载的单向流动, 因此只能用于没有能量储存功能的可再生能源发电单元, 不能用来连接储能元件。

2.2.3 两输入 MCCI 电压型全桥 DC/DC 变换器

荷兰艾恩德霍芬科技大学电机与电力电子研究组的 M.Michon, J.L.Duarte

等人在 2004 年提出了另一种 MCCI 型三端口三有源桥(TAB)DC/DC 变换器^[42], 如图 2.9 所示, 主要用于燃料电池/蓄电池混合动力系统, 两个电源输入端分别用来连接燃料电池和辅助储能元件。由于燃料电池的响应速度比较慢, 需要借助蓄电池储能装置来及时补偿或吸收负荷功率的不足或剩余部分, 不过与蓄电池相比较, 超级电容器功率密度大, 循环寿命长, 可以替代蓄电池以更好地发挥储能作用^{[43][44]}。文献[45][46]中也提出了一种相似的电路拓扑, 用于不间断电源(UPS)系统。该变换器是通过输入级和输出级电压型全桥拓扑单元与三绕组变压器连接而构成, 是文献[47]中双有源桥 DC/DC 变换器的拓展。每个电压型全桥单元都在相应的变压器绕组上生成一个高频方波电压, 通过调节方波电压之间的移相角大小和正负, 可以控制三个不同的端口之间传送功率的大小, 并且能够实现各个端口之间的双向功率流动。TAB DC/DC 变换器的主要优点在于: 通过合理选择变压器绕组的匝数, 能够匹配各种电压等级不同的电源; 变压器漏感成为电路的主要组成部分, 在各个连接端口之间起到能量存储和传递的作用; 在各个端口电压保持恒定的情况下, 电路中的开关管能够实现零电压开关(ZVS)。但是, 如果某个端口电源电压变化范围较大, 例如超级电容器, 软开关的工作范围将会减小^{[47][48]}。为了改善这一状况, 文献[43]中提出了一种占空比控制法, 通过根据超级电容器端电压变化, 使其所连接的全桥拓扑单元开关管上的栅极驱动信号移位, 从而在相应的变压器绕组上生成由占空比控制的矩形脉冲电压, 替代了原来的方波电压, 如图 2.10 所示, 通过这种方法, 可以在超级电容器端电压发生大范围变化时, 使所有的开关管都能实现 ZVS。该变换器还可以扩展到四个或四个以上的端口, 从而实现更多个电源的互连。文献[49]中针对单独的光伏或风力发电因为自然条件的变化而不能持续、稳定地输出电能, 提出了一种混合式可再生能源发电系统, 如图 2.11 所示, 它是通过四端口 MCCI 电压型全桥 DC/DC 变换器, 将风力发电、光伏发电系统, 储能装置与负载结合起来, 实现风力与光伏发电的优势互补, 提高供电的可靠性。

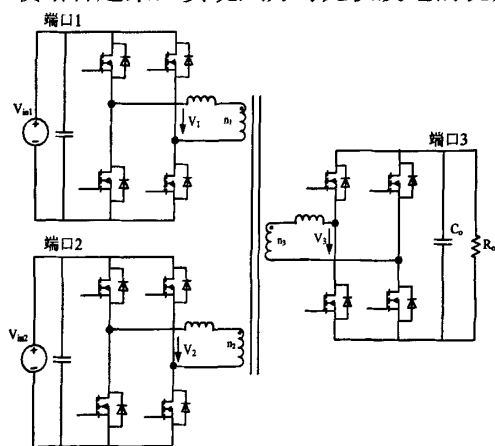


图2.9 两输入MCCI 电压型全桥DC/DC 变换器

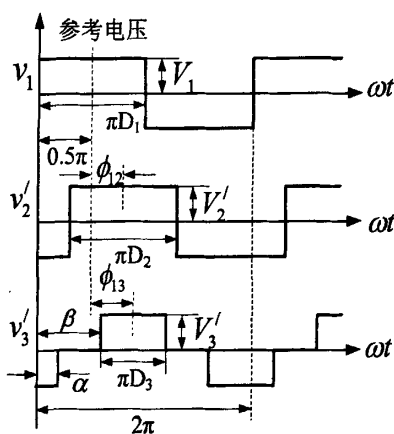


图2.10 通过移相加占空比控制在变压器各个绕组上生成的方波电压波形

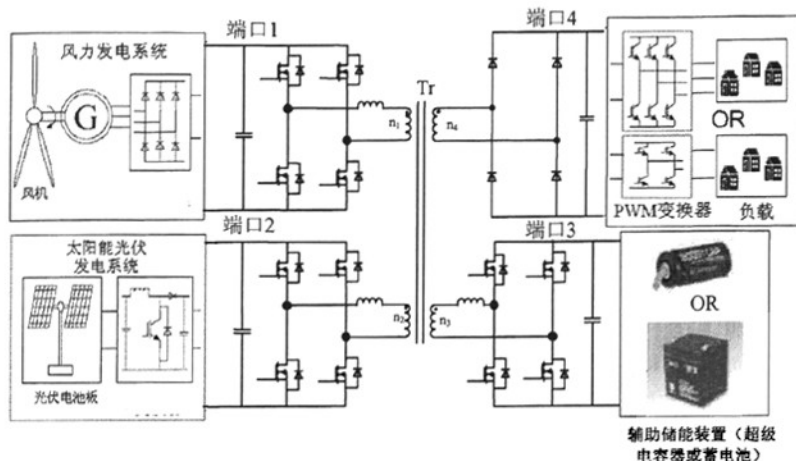


图2.11 混合式可再生能源发电系统

该变换器拓扑的主要缺点是开关器件数目较多，造成成本增加和效率降低。此外，由于输入端的电压型拓扑单元电流纹波较高，不符合储能装置的应用需要。

2.3 隔离式 DI+MCI 型 DC/DC 变换器拓扑

2.3.1 两输入 DVI+DCI+MCCI 双半桥 DC/DC 变换器

美国学者 G. J. Su 和彭方正在 2005 年提出了一种用于电动汽车的三电压母线(TVB)式 DC/DC 变换器^[50]。现代汽车工业中，在 14V 母线完全过渡到 42V 母线之前，14V 母线还得继续再应用一段时间，目前大多数汽车都要求使用 14V/42V 的双电压等级系统^[51]。因此，需要一种双向 DC/DC 变换器来连接两种电压网络。此外，在有 42V 交流发电机的混合动力汽车(HEV)中，通过 42V 母线供电的 DC/DC 变换器可以用来对高压(HV)母线上的蓄电池进行充电。另一方面，如果发电机是与高压(HV)母线连接，那么就需要通过 DC/DC 变换器对 14V 和/或 42V 母线上的蓄电池充电。图 2.12 中所示的变换器拓扑是用于具有三个电压母线，即 14V，42V 以及高压(200~500V)母线的混合动力汽车(HEV)或燃料电池电动汽车(FCV)。其中 14V/42V 母线与高压(HV)母线是通过变压器磁耦合(MCI)连接的，而 14V 母线与 42V 母线的结合方式是直流母线电压型(DVI)和电流型(DCI)连接，因此该变换器拓扑是 DVI、DCI 与 MCI 三种连接方式的组合。

该变换器是文献[24]中提出的双半桥(DHB)DC/DC 变换器的一种修正形式，是由输入级的组合式升压半桥拓扑单元与输出级的电压型半桥拓扑单元构成的，它通过利用缓冲电容器与变压器漏感之间的谐振就可以实现功率开关管的零电压(ZVS)和/或零电流(ZCS)开关，不需要借助附加的有源开关或无源谐振元件，并且元器件数目少，功率密度高。14V/42V 母线与高压(HV)母线之间的功率流动是通过变压器两侧开关管驱动信号之间的移相角来控制的。由于不同等级的电压母线 14V/42V 是直接连接的，需要通过占空比控制来调节输入端两种母线之间的能量流动，以保持输入直流电感的电荷平衡。为了扩大该变换器的

应用功率范围，可以将两个或两个以上的 TVB 式双半桥 DC/DC 变换器通过共用输入级电容桥臂的方式级联起来^[52]。

该 TVB 式双半桥 DC/DC 变换器还可以应用于其它的可再生能源发电系统，例如文献[53]中的高频无极灯独立光伏照明系统。不过该变换器输入端两种母线所连接的电源电压变化范围较小，如果用来连接超级电容器储能装置，由于其储存电能是与端电压的平方成正比的，就会造成超级电容器储能量得不到充分利用。另外，该变换器的 42V 母线输入端是电压型输入，电流纹波较高。

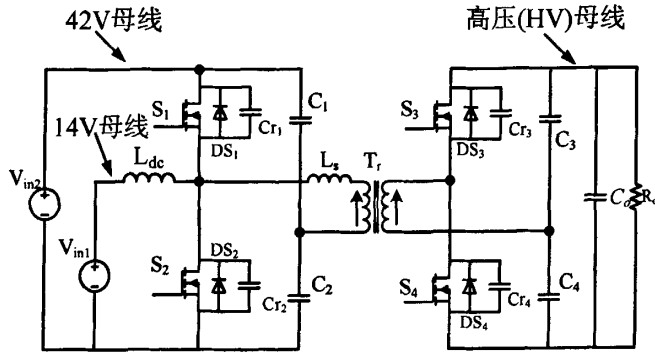


图2.12 两输入DVI+DCI+MCCI双半桥DC/DC变换器

2.3.2 两输入 DCI+MCCI 型三半桥 DC/DC 变换器

荷兰艾恩德霍芬科技大学电气工程学院的 Haimin Tao, A. Kotsopoulos 等人在 2005 年提出了一种新型的多输入变换器^[54]。如图 2.13 所示，该变换器拓扑的输入级包括组合式升压半桥拓扑单元(HB2)和双向 Buck-boost 半桥拓扑单元(HB1)，而输出级(HB3)是电压型半桥拓扑单元。输入电源 V_{in1} 与 V_{in2} 通过 HB1 和 HB2 与共用直流母线连接，而输入电源 V_{in1} 与负载是通过 HB2 和 HB3，以隔离变压器磁耦合的方式连接在一起，并且通过变压器漏感来传递电能，因此连接方式属于 MCCI，与 TVB 式双半桥 DC/DC 变换器相似，该变换器拓扑也是直流母线连接(DI)与磁耦合连接(MCI)两种方式的组合。

两输入三半桥 DC/DC 变换器也可以被看作是双半桥(DHB)DC/DC 变换器的一种拓展形式。其中，HB2 与 HB3 中的 MOSFET $S_3 \sim S_6$ 占空比均为 50%，并且它们的栅极驱动信号之间相差一个移相角，电源 V_{in1} 与负载之间所传递功率的大小和方向都是通过移相角来控制，而 HB1 工作在 buck-boost 模式下，其中的开关管 S_1 、 S_2 采用 PWM 控制方式，占空比与电源 V_{in2} 的端电压有关，不过 HB1 与 HB2 中的 PWM 载波信号需要相差 180° ，使 HB1 与 HB2 能够交替工作，实现了直流侧电容 C_1 、 C_2 电流纹波的最小化，开关管 $S_1 \sim S_6$ 的驱动信号如图 2.14 所示。电源 V_{in1} 是变换器系统中的主电源（如燃料电池），它直接向负载提供功率，而 V_{in2} 是辅助储能装置（如超级电容器），通过补偿或吸收功率来满足瞬时的功率需求。该变换器实现了电源 V_{in1} 、 V_{in2} 与负载之间的双向功率流动，并且由于两个输入端均为电流源结构，使输入电源的电流纹波得到降低。

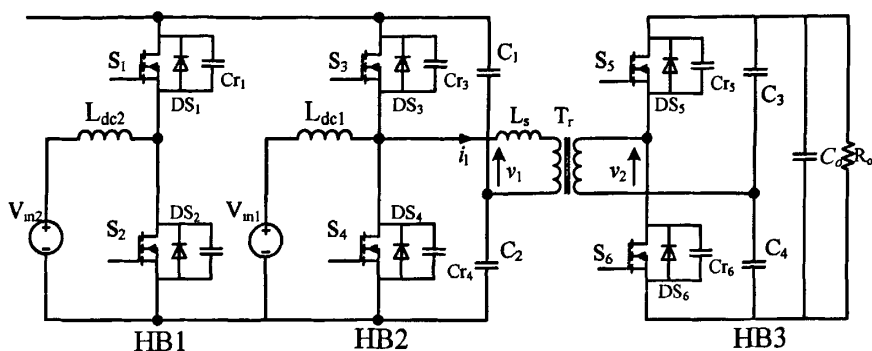


图2.13 两输入DCI+MCCI型三半桥DC/DC变换器

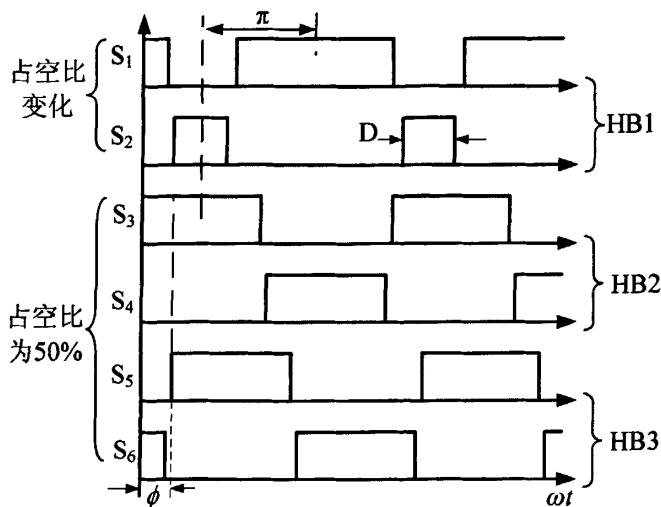


图2.14 功率开关管 $S_1 \sim S_6$ 的驱动信号

由于 HB2 与 HB3 组成了双半桥(DHB)DC/DC 变换器,在电源 V_{in1} 电压保持恒定时,根据文献[24],开关管 $S_3 \sim S_6$ 能够在不借助辅助电路的情况下实现软开关工作,但是如果电源 V_{in1} 输出特性较软,电压变化范围大,例如燃料电池,开关管 $S_3 \sim S_6$ 的软开关工作范围就会受到影响。为了解决这种问题,文献[55]中提出针对 HB2 与 HB3 的半桥结构,采用移相 PWM 控制方式,通过对 HB2 与 HB3 中开关管占空比的 PWM 调节来适应电源 V_{in1} 的电压变化,由于半桥拓扑中两个电容电压会随着占空比的变化而相对偏移(自动伏秒平衡),从而在变压器两侧绕组上生成不对称的高频方波电压,如图 2.15 所示。通过 PWM 加相移控制,可以使折算到原边的变压器两侧方波电压正负幅值分别匹配,从而降低了 HB2 与 HB3 的电流应力和通态损耗,并且在移相角可调范围内都能实现软开关工作。由于该变换器低压侧的电流较高,会引起较大的电流损耗从而降低效率,文献[56]中针对该问题,提出将多个两输入 DCI+MCCI 型三半桥 DC/DC 变换器级联以组成三相多输入电路拓扑,如图 2.16 所示,以提高输入端的额定电流,降低电流损耗。

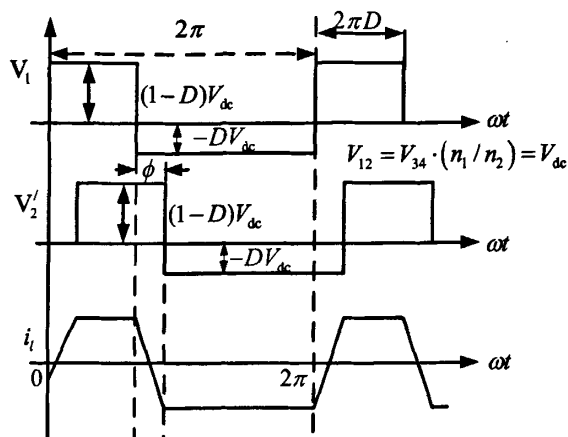


图2.15 通过移相PWM控制生成的不对称方波电压和电流波形

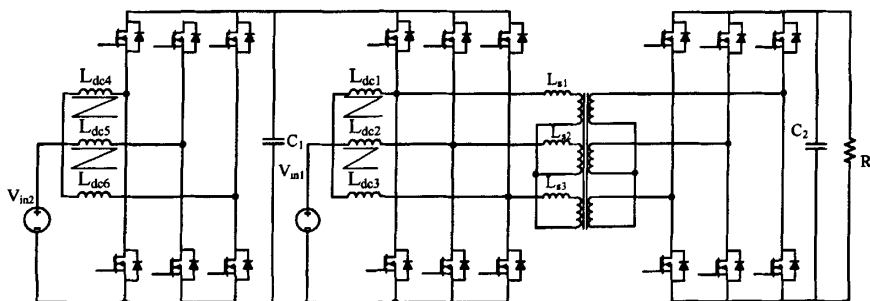


图2.16 三端口三相DCI+MCCI型双向DC/DC变换器

该变换器的缺点是：首先，HB1 并不总是满足软开关条件，一旦电源 V_{in3} 的输出电流超过某个范围，就会发生硬开关，需要通过添加辅助电路来实现 S_1 、 S_2 的软开关工作。其次，该拓扑本质上是不对称的。电源 V_{s1} 是借助移相控制，通过 DHB 变换器来向负载提供电能，而电源 V_{s2} 是通过 PWM 控制，通过双向 buck-boost 拓扑单元来补偿或吸收电能。在 HB1 和 HB3 之间没有双向的连接，这可能会使控制器设计复杂化。

2.4 一种新型的两输入 MCCI 三端口三半桥(THB)DC/DC 变换器

根据电源与变换器的结合方式以及能量传递元件的特征，目前国内外所提出的多端口 DC/DC 变换器电路拓扑可以被划分以下五类：DCI、DVI、MCCI、MCVI 以及 DVI，DCI 和 MCCI 的组合(DVI+DCI+MCCI 型)。在上文中对每一类多输入 DC/DC 变换器的工作原理和特征进行了回顾。DCI 与 DVI 型多端口变换器都属于非隔离式 DC/DC 变换器，具有电能双向流动的特点，适合连接储能元件，但是具有缺少电气隔离和需要高压储能装置等缺点，因此实用性较小。隔离式 MCVI 反激式 DC/DC 变换器与 MCCI 电流型全桥 DC/DC 变换器均无法实现双向的功率传送，而 MCCI 电压型全桥 DC/DC 变换器与 DI+MCI TVB 双半桥 DC/DC 变换器输入端电流纹波较高，DI+MCI 三半桥 DC/DC 变换器也具有电路结构不对称，控制复杂等缺点。

本文需要一种能够用来连接蓄电池-超级电容器混合储能装置的多端口 DC/DC 变换器，该变换器要满足以下特征要求：

- 能够连接多个输入电源，并且各个电源通过该变换器可以单独或同时，并且双向地传送电能。
- 电流型输入，输入端电流纹波较小。
- 有电气隔离，并且具有较大的输入/输出电压或电流比，输入与输出的不同电压等级可以通过调整多绕组变压器的相应匝数来匹配。
- 在不借助辅助谐振电路的情况下，就可以实现所有开关器件较大范围的软开关工作。
- 元器件数目较少，易于控制。

文献[57]中提出了一种 MCCI 型隔离式三端口三半桥(THB)双向 DC/DC 变换器，其主电路拓扑如图 2.17 所示。该电路是由三个半桥拓扑与一个三绕组隔离变压器构成的，其中两个输入端都是组合式升压半桥拓扑单元，而输出端是电压型半桥拓扑单元。该电路具备上文中所提到的全部特征要求，适合通过与多个储能元件连接应用于大功率场合。本文将针对该变换器与蓄电池-超级电容器结合，在燃料电池电动汽车动力系统中的应用问题进行研究和探讨，在以后的章节中将会详细介绍三半桥(THB)DC/DC 变换器的工作原理，数学建模，控制系统设计和硬件电路实现。

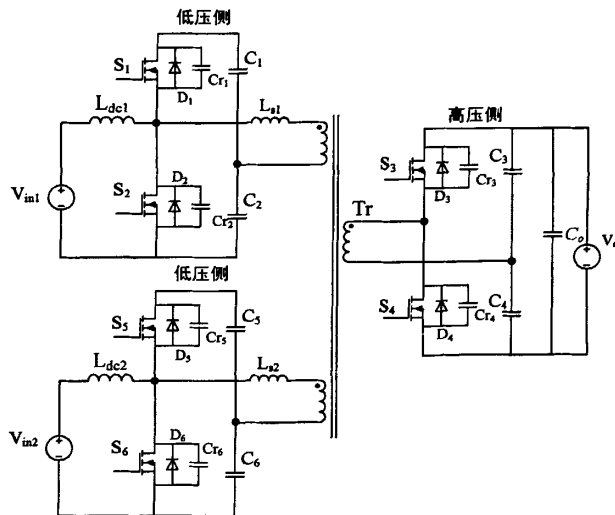


图2.17 MCCI三端口三半桥DC/DC变换器

2.5 本章小结

本章根据绪论中提出的变换器拓扑连接分类方式，对国内外迄今为止所提出的各种多端口 DC/DC 变换器的应用背景、工作原理和优缺点进行了简要回顾和介绍，并且针对多端口变换器在混合储能系统的应用问题，在对这些变换器拓扑进行综合比较的基础上，选择使用三半桥(THB)DC/DC 变换器来作为蓄电池-超级电容器混合储能的接口电路。

第三章 三端口三半桥 DC/DC 变换器的工作原理和软开关条件

本章首先结合燃料电池电动汽车电源管理系统, 说明了三端口三半桥(THB) DC/DC 变换器在其中所起的作用, 然后在对三半桥双向 DC/DC 变换器的电路拓扑结构进行介绍的基础上, 重点说明了三半桥 DC/DC 变换器在正向(Boost)和反向(Buck)两种工作模式下的换流过程, 稳态分析和软开关条件。

3.1 燃料电池电动汽车概述

1886 年 1 月 29 日, 德国的卡尔·奔驰将一辆装有内燃机的汽车申请了专利, 从此汽车诞生了。经过了一个多世纪的不断发 展, 汽车现在已经成为人们不可缺少的交通工具, 汽车工业成为世界各国国民经济的支柱产业, 是衡量一个国家工业化水平的重要标志。但是, 汽车工业的不断发 展也带来两个负面影响: (1)石油资源需求的急剧增加; (2)日益严重的环境污染。

为了解决这些问题, 研究开发清洁、高效、智能的交通车辆就成了必然的选择。燃料电池电动车由于清洁无污染, 被认为是 21 世纪最理想的电动汽车^[58]。

3.1.1 燃料电池电动汽车能量管理系统介绍

图 3.1 为燃料电池电动汽车能量管理系统结构框图。如图所示, 在燃料电池系统中含有一个压缩机电机(CMEU), 正常运转情况下, 该压缩机的控制器可由燃料电池输出电压供电, 但在电动汽车启动时, 燃料电池电压尚未建立起来, 需要辅助电源来供电, 提供压缩机电机的驱动能量, 给燃料电池创造启动条件。辅助电源有两个作用: ①在燃料电池启动前, 提供直流母线的电压; ②当汽车制动时, 能够回收制动能量并将其储存起来, 减少电能浪费, 并且在汽车瞬时加速时, 通过快速输出电能以应对负荷峰值功率需求, 弥补燃料电池响应速度慢, 输出功率不足的缺点。针对蓄电池功率密度小, 大功率放电能力不足, 循环寿命短的缺点, 图中采用蓄电池和超级电容器的混合储能装置作为辅助储能电源。近年来国内外的研究表明, 将超级电容器与蓄电池混合使用, 能够使蓄电池能量密度大和超级电容器功率密度大、循环寿命长等特点相结合, 显著提高功率特性和电能利用效率, 降低成本, 避免蓄电池大电流充放电, 延长蓄电池使用寿命, 缩小储能装置的体积和重量。

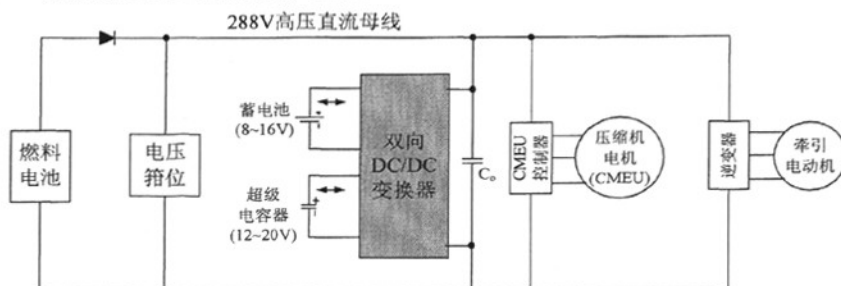


图 3.1 燃料电池电动汽车能量管理系统框图

与辅助储能装置连接的双向 DC/DC 变换器是此能量管理系统中的重要组成部分之一。通过双向 DC/DC 变换器可以满足这两个方面的要求：(1)蓄电池供电时，双向 DC/DC 变换器工作在升压放电(Boost)模式，在输入电池电压波动的情况下，使输出直流母线电压稳定在 288V，实现燃料电池的快速启动，并提高牵引电动机的驱动性能；在汽车刹车制动时，双向 DC/DC 变换器工作在降压充电(Buck)模式，将由机械能转化而来的电能回馈给蓄电池。

要使混合储能装置（蓄电池和超级电容器），主电源（燃料电池）与负载之间有效地结合起来，需要一种合适的多端口双向 DC/DC 变换器。第二章在对以往国内外所提出的各种多输入 DC/DC 变换器拓扑的优缺点进行综合分析和比较的基础上，选择三端口三半桥(THB)DC/DC 变换器来作为蓄电池和超级电容器的接口电路。

3.1.2 使用混合储能装置的电动汽车动力系统工作模式分析

采用蓄电池-超级电容器混合储能装置的燃料电池电动汽车驱动牵引系统根据汽车行驶过程中的不同状态，有以下三种工作模式：

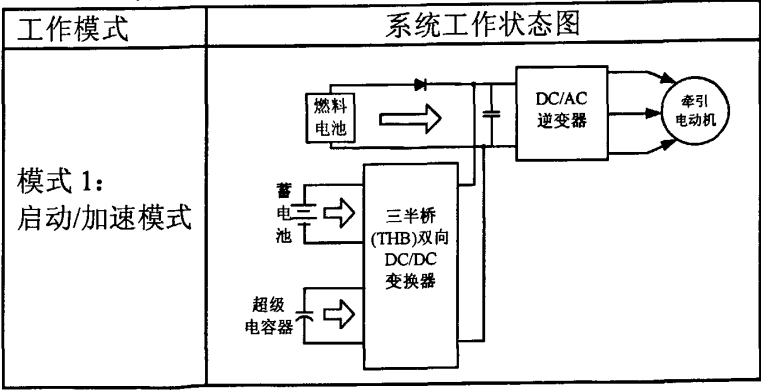
工作模式 1：在汽车启动和加速时，燃料电池所发出的功率小于电机负载所需要的功率，此时燃料电池和储能元件蓄电池、超级电容器同时向负载供电；

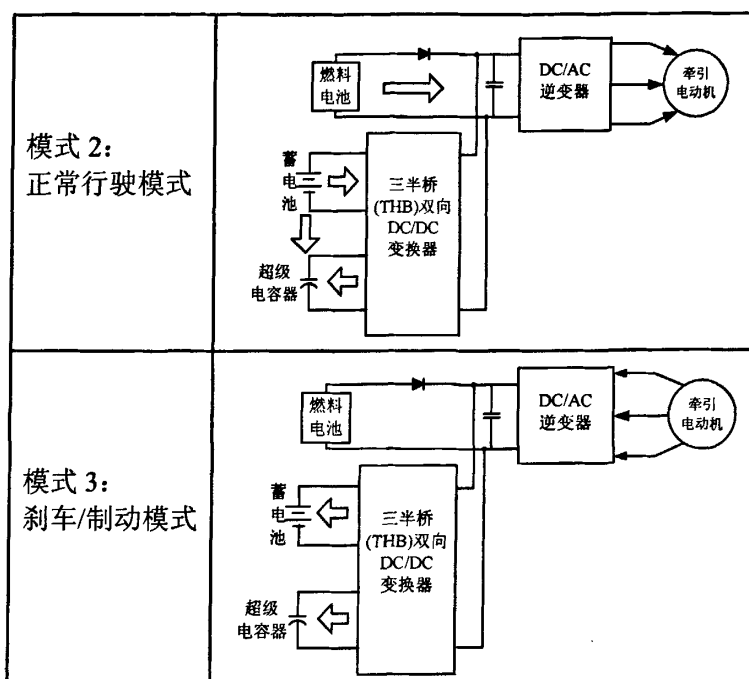
工作模式 2：当汽车行驶速度稳定时，超级电容器停止放电，燃料电池和蓄电池不但要保证给牵引电机供电，同时还要将超级电容器充电到合理状态，以备加速/爬坡时能提供瞬时功率输出，或者回收制动能量；

工作模式 3：在刹车制动阶段，燃料电池停止供电，牵引电机工作在发电机状态，此时将制动能量回馈给储能装置，同时向蓄电池和超级电容器充电。

表 3.1 中显示了各种工作模式下，系统的能量流动方向。其中在模式 1 中，蓄电池和超级电容器都处于放电状态，此时三半桥 DC/DC 变换器工作在正向 Boost 升压模式，使电能由低压侧流向高压侧时，高压侧电压达到预期值并保持恒定；而在模式 3 中，三半桥 DC/DC 变换器工作在反向 Buck 降压模式，通过回收制动能量向混合储能装置充电；在模式 2 中，三半桥变换器的工作状态实

表 3.1 燃料电池电动汽车驱动牵引系统的工作模式表





际上是 Boost 和 Buck 模式的过渡阶段。为了实现高效的电动功率分配和制动能量回馈，三半桥 DC/DC 变换器需要采用合理的控制方式，根据不同的负载情况来决定能量的流动方向，从而确定双向变换器的工作状况。本文将对三半桥 DC/DC 变换器在 Boost 和 Buck 两种基本模式下的工作原理进行讨论。

3.2 三半桥(THB) DC/DC 变换器主电路工作原理分析

3.2.1 主电路拓扑结构分析

隔离型三半桥(THB)DC/DC 变换器的主电路拓扑如图 3.1 所示。

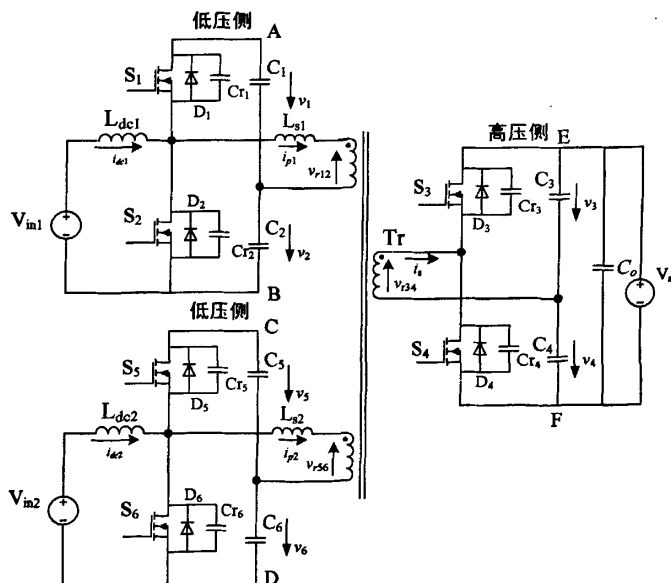
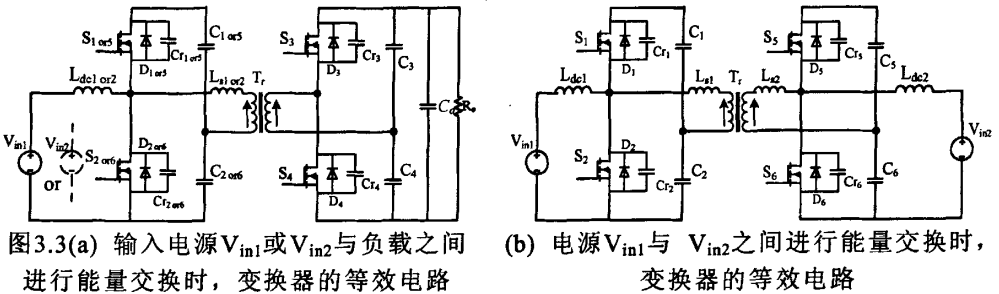


图3.2 隔离型三半桥DC/DC变换器主电路拓扑

该电路包含两个输入级组合式升压半桥电路，一个三绕组的高频变压器，以及一个输出级电压型半桥电路。在燃料电池(FC)电动汽车中，被用来使下列三个端口结合起来：低压侧(LVS)的两个储能元件，即蓄电池，超级电容器和高压侧(HVS)的负载。负载要通过逆变器连接到牵引电动机驱动，高压侧(HVS)的直流母线电压将高达 288V~400V。该变换器实现了每个输入端与输出端之间的双向功率流动，并且与第二章中所提到的其它多端口直流变换器相比较，具有下列优势：(1)元器件数目少；(2)在没有辅助器件和谐振电路的情况下，能够在较大的负载范围内实现软开关；(3)控制简单。此外，三半桥(THB)DC/DC 变换器的另一个重要优势体现在其电流型输入端上，可以提供连续的输入电流，从而适合于连接蓄电池、超级电容器等储能元件。通过对输入电感电流的控制，也可以很容易实现每个输入端之间的功率分配。

三半桥 DC/DC 变换器采用移相控制，其中与电源 V_{in1} 、 V_{in2} 连接的两个组合式半桥拓扑单元与输出侧电压型半桥拓扑单元驱动信号之间的移相角分别为 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} ，而两个组合式半桥电路之间的移相角 $\phi_{15}(=\phi_{13}-\phi_{33})$ 。以下的理论分析表明，通过控制变压器两侧的变换单元之间的驱动信号的移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 和 ϕ_{15} ，可以改变输入电源之间以及电源与负载之间所传送功率的大小和方向，并且可以实现两个输入电源单独或同时向负载提供功率。

当输入电源 V_{in1} 或 V_{in2} 与负载之间通过控制 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 进行能量交换时，变换器的等效电路如图 3.3(a)所示，当输入电源 V_{in1} 与 V_{in2} 之间通过控制 ϕ_{15} 进行能量交换时，变换器的等效电路如图 3.3(b)所示^[59]。



在第一章绪论中已经提到，该变换器输入级的组合式升压半桥拓扑单元是一个 Boost 升压电路与一个电压型半桥电路的复合。在这里以与输入电源 V_{in1} 相连接的组合式升压半桥为例，在 Boost 电路中， S_2 的导通使得电感 L_{dc1} 充电，导通时间的长短决定了 L_{dc1} 中存储能量的大小，也决定了 AB 两点间的电压高低。半桥电路中的 S_1 与 S_2 互补导通，使得加在变压器原边上的电压正负幅值分别等于电容 C_1 和 C_2 上的直流电压，形成了高频交流方波电压，导通的占空比决定了该交流方波电压的宽度，变压器副边高压侧是一个电压型半桥拓扑单元，利用 S_3 和 S_4 的反并联二极管，把变压器上的脉冲交流电压整流成直流电，并对电容 C_3 和 C_4 充电，从而实现了输入电源 V_{in1} 与高压侧负载之间通过隔离变压

器的电能传递。而输入电源 V_{in2} 与负载之间，以及 V_{in1} 与 V_{in2} 之间的能量传递与上述过程是完全相同的。

在下文中将对变换器在各种工作模式下的换流过程进行详细分析。

3.2.2 变换器等效电路

多绕组变压器在该变换器电路拓扑中扮演着非常重要的角色，所起的作用包括以下三个方面：(1)通过磁耦合的形式使不同的直流输入电源结合起来；(2)提供储能元件与负载（逆变器）之间的电气隔离；(3)从低压侧(LVS)到高压侧(HVS)的升压。变压器漏感在这里被用作输入和输出负载之间的能量传递元件。图 3.4(a)中显示了文献[60]~[61]中提出的三绕组变压器等效电路模型，其中 L_{m1} 和 L_{m2} 分别为变压器的等效激磁电感， L_{r12} ， L'_{r34} 和 L_{r56} 分别表示原副边各个绕组的漏感，在忽略激磁电感的情况下，可以得到图 3.4(b)所示的三半桥 DC/DC 变换器的简化电路模型，其中每个半桥电路都被等效电压源替代，而三绕组变压器是用“Y”形和“ Δ ”形电路模型来表示。

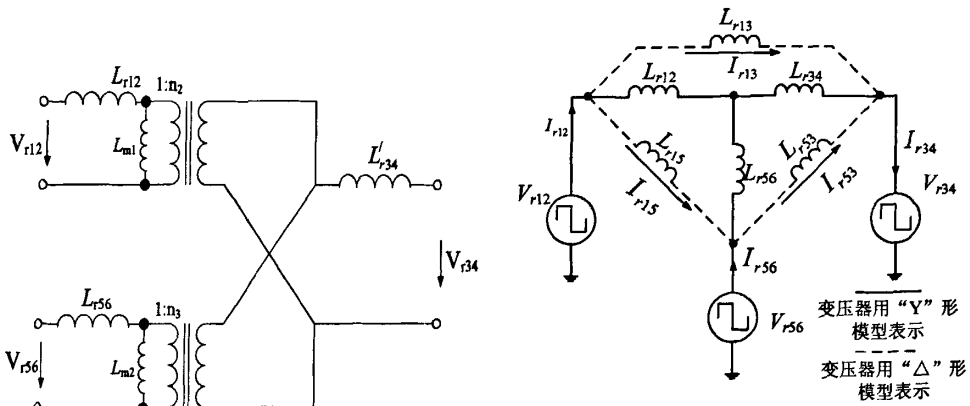


图3.4 (a)三绕组变压器等效电路

(b) 三半桥(THB)DC/DC变换器的简化电路模型（其中变压器分别用“Y”形和“ Δ ”形模型表示）

在变压器的“Y”形模型中，各绕组的漏感均是以原边为参考的等效漏感，应用“Y- Δ ”转换，可以得到变压器的“ Δ ”形模型，其中 L_{r13} ， L_{r53} 和 L_{r15} 分别表示各绕组之间的漏感，它们与“Y”形模型中的漏感之间满足下列转换关系：

$$L_{r13} = \frac{L_{r12} * L_{r34} + L_{r34} * L_{r56} + L_{r56} * L_{r12}}{L_{r56}}, \quad L_{r53} = \frac{L_{r12} * L_{r34} + L_{r34} * L_{r56} + L_{r56} * L_{r12}}{L_{r12}},$$

$$L_{r15} = \frac{L_{r12} * L_{r34} + L_{r34} * L_{r56} + L_{r56} * L_{r12}}{L_{r34}}$$

其中“ Δ ”形模型适用于变换器的数学建模，而“Y”形模型适合于进行换流和软开关条件分析。该变换器从概念上可以被看作一个由方波电压源驱动的电感网络，其中电压源是由彼此之间的相移来控制。

根据变压器的“Y”形模型，可以重新绘制出三半桥(THB)DC/DC变换器以原边为参考的等效电路，如图 3.5 所示。 i_{r12} 和 i_{r56} 是原边的电流， i_{r34} 是副边的电流， v_3 、 v_4 是折算到原边的电容电压。由于变换器工作过程中是以变压器 Tr 漏感作为低压侧和高压侧能量传递元件，因此在进行电路简化分析时，可以用漏感来代替变压器。

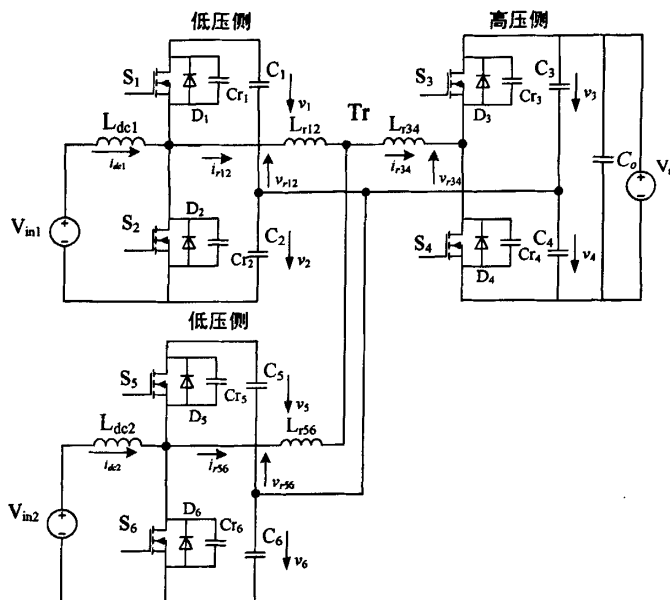


图3.5 三半桥(THB)DC/DC变换器以原边为参考的等效电路

图 3.6 中显示了以原边为参考时，变压器两侧的理想电压与电流波形，从图中可以看出该变换器的能量传递原理。低压侧(LVS)的半桥电路分别在变压器原边生成了两个方波电压(v_{r12} 和 v_{r56})，而高压侧(HVS)的半桥电路在变压器副边生成了一个方波电压(v_{r34})。变压器两侧所传递的能量大小由方波电压之间的移相角来决定。而电流波形是由移相角以及(V_1 , V_3 和 V_5)与(V_2 , V_4 和 V_6)之间的电压关系来共同确定的，在下文中将进行详细论证。

3.2.3 变换器换流分析

在分析该变换器的工作原理和换流过程之前，先作如下假设：

1. 变换器已达到稳态工作；
2. 所有开关管、二极管均为理想器件；
3. D_n 为与开关管 S_n ($n=1\sim6$) 相对应的寄生二极管， C_{rn} 为开关管 S_n 的对应结电容和外并电容之和；
4. 输入电感 L_{dci} ($i=1,2$) 足够大，使得其中通过的电感电流 i_{dci} 保持连续和恒

定，纹波电流很小；

5. 变压器 T_r 的激磁电感足够大，激磁电流较小，对功率流动的影响可以忽略不计；
6. 两侧的均压电容 $C_1 \sim C_6$ 以及输出滤波电容 C_o 足够大，使 $v_1 \sim v_6$ 保持恒定；
 L_{r12} 、 L_{r34} 、 L_{r56} 为外接串联小电感和变压器漏感之和。

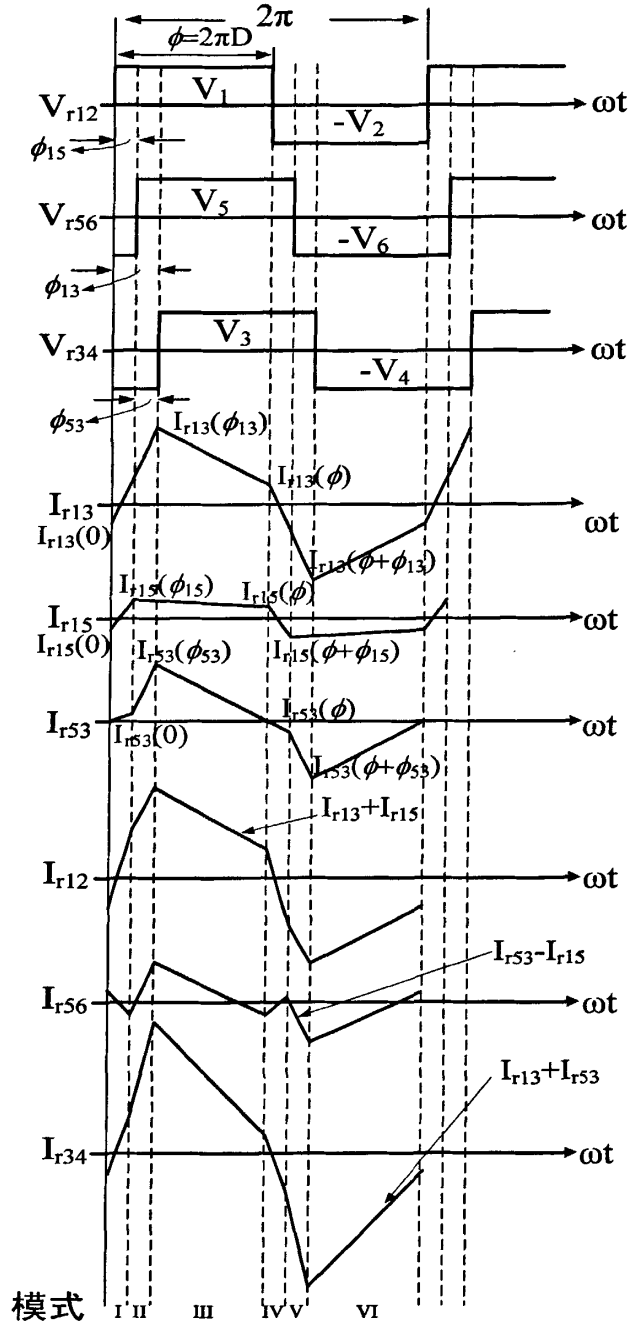


图3.6 以原边为参考时，变压器两侧的理想电压和电流波形

(1) 正向(Boost)工作模式分析

在 Boost 模式下，隔离式三半桥 DC/DC 变换器变压器原副边在一个开关周期的电压电流波形以及开关时序如图 3.7 所示。每个开关周期所对应的变换器工作模态都是相同的。一个完整的开关周期根据状态的不同可以划分成 $t_0 \sim t_{18}$ 共 19 个工作区间。这里假设 t_1 时刻之前的稳态对应于开关管 S_1 导通，开关管 S_5 和 S_3 的反并联二极管 D_5 、 D_3 因正向偏置而导通。

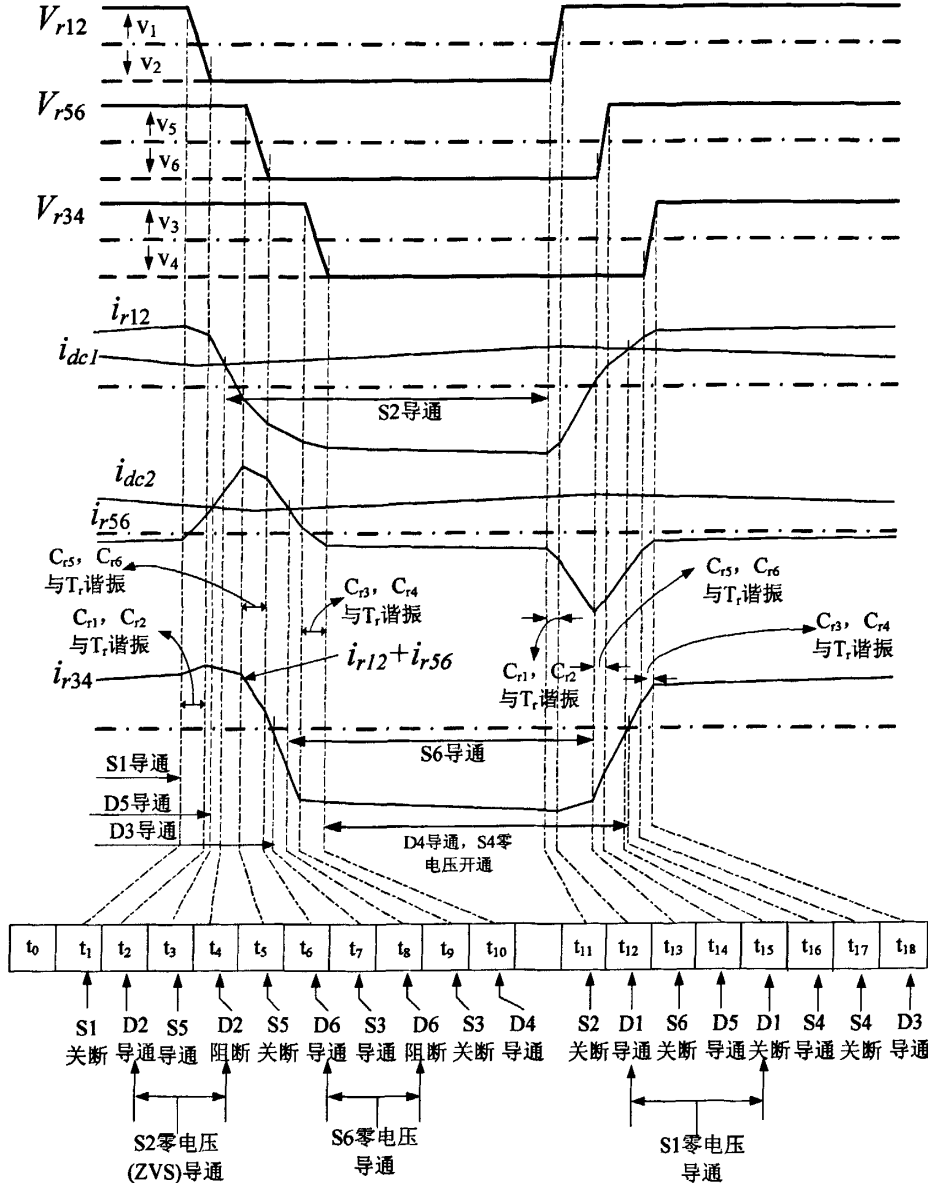


图 3.7 正向 Boost 模式下的电压电流工作波形以及开关时序

在模态分析中，有两个概念说明如下^[62]：

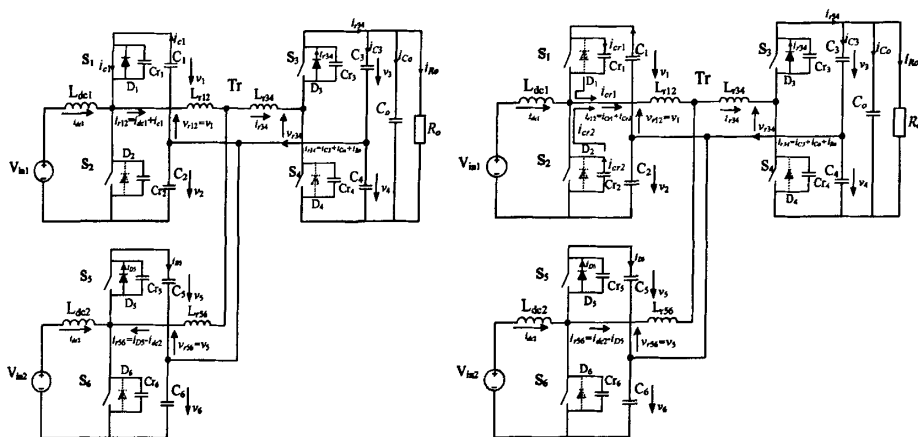
零电压(ZVS)开通：指的是工作电流从开关管的反并联二极管流过，在此期

间，向开关管加驱动信号的状态。

开关管导通：指的是开关管在已施加正向驱动信号的状态下工作电流从反并联二极管转移到开关管的状态。

为了便于理解和分析，在图 3.8 中分别给出了与每个模态相对应的等效电路图，并且对各个模态做出简要说明。

模态 1($t_0 \sim t_1$): 在 t_1 时刻之前，电路达到稳态， S_1 、 D_5 和 D_3 导通， $V_{cr2} = v_1 + v_2$ ，电感 L_{dc1} 、 L_{dc2} 均在释放能量，两个输入端的电感电流均在线性下降。此阶段电容 C_1 经 S_1 放电， C_2 充电，电容 C_5 经二极管 D_5 充电， C_6 放电，原边所提供的功率除传递给负载外，同时给电容 C_3 充电。



(a) 模态 1($t_0 \sim t_1$): S_1 、 D_5 和 D_3 导通， S_5 和 S_3 可以零电压开通。
(b) 模态 2($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻 S_1 关断， C_{r1} 、 C_{r2} 与变压器 Tr 漏感谐振，直至 t_2 时刻 D_2 自然导通。

模态 2($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻 S_1 关断， C_{r1} 、 C_{r2} 与 T_r 谐振， C_{r1} 充电， C_{r2} 放电， V_{cr2} 从 $V_{cr2} = v_1 + v_2$ 开始降低， $V_{r12} = V_{cr2} - v_2$ 也因此降低，电容 C_{r1} 、 C_{r2} 的电压变化率

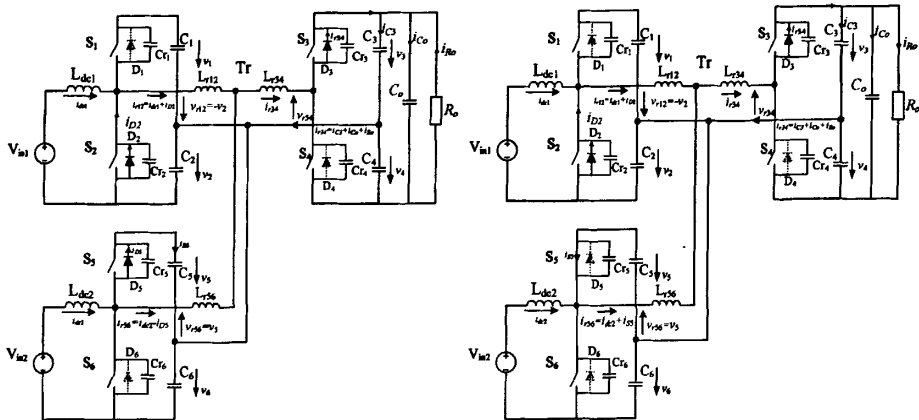
$$\text{为 } \frac{I_{S_1}(t_1)}{2C_r}, V_{C_{r1}} = \frac{I_{S_1}(t_1)}{2C_r}(t - t_1), V_{C_{r2}} = (v_1 + v_2) - V_{C_{r1}}, t_2 \text{ 时刻 } V_{cr2} \text{ 由 0 开始变负}$$

时， D_2 开始因正偏而导通。原边电流 i_{r56} 在正向电压作用下线性增加，并且由负变正。

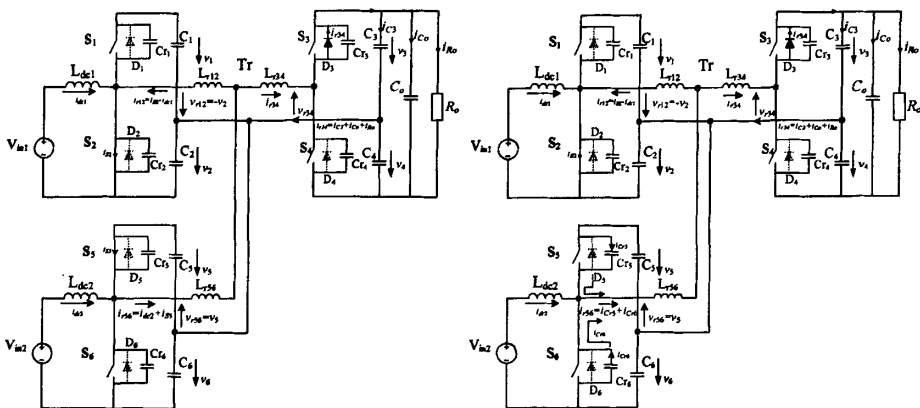
模态 3($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻 D_2 导通，将 S_2 的端电压箝位在 0，此模式下任一时刻内给 S_2 加驱动信号，即可实现 S_2 的零电压(ZVS)开通。原边电流 i_{r12} 线性降低， i_{r56} 继续增加直至 t_3 时刻 $i_{r56} = i_{dc2}$ 。

模态 4($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻当原边电流 i_{r56} 大于输入电感电流 i_{dc2} 时，开关管 S_5 导通，原边电流 i_{r56} 继续增加，而 i_{r12} 则继续降低，直到 t_4 时刻 $i_{r12} = i_{dc1}$ 。

模态 5($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻当原边电流 i_{r12} 小于输入电感电流 i_{dc1} 时，开关管 S_2 导通。在这一阶段， i_{r12} 继续下降至反向变负。



(c) 模式 3(t2~t3): t2 时刻 D_2 导通, S_2 ZVS 开通, 但不能导通, 在负电压作用下原边电流 i_{r12} 线性降低。
(d) 模式 4(t3~t4): t3 时刻当原边电流 i_{r56} 大于输入电感电流 i_{dc2} 时, 开关管 S_5 导通。

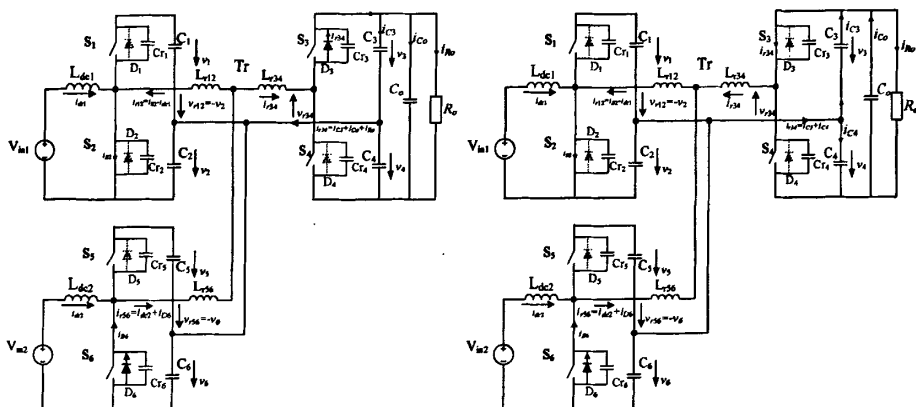


(e) 模式 5(t4~t5): t4 时刻当原边电流 i_{r12} 小于输入电感电流 i_{dc1} 时, 开关管 S_2 导通。
(f) 模式 6(t5~t6): t5 时刻 S_5 关断, C_{r5} , C_{r6} 与变压器 Tr 漏感谐振, 电流 i_{r34} 线性下降。

模式 6(t5~t6): t5 时刻 S_5 关断, C_{r5} 、 C_{r6} 与变压器 Tr 漏感谐振, C_{r5} 充电其电压不断升高, C_{r6} 放电其电压不断降低, 电压变化率主要与 t5 时刻原边电流值 $i_{r56}(t5)$ 有关。t6 时刻 V_{cr6} 由 0 开始变负时, D_6 开始因正偏而导通。原边电流 i_{r12} 继续下降, i_{r56} 在负电压作用下开始降低, 副边电流 $i_{r34} = i_{r12} + i_{r56}$ 也因此而线性下降。

模式 7(t6~t7): t6 时刻 D_6 导通, 将 S_6 的端电压箝位在 0, 此模式下任一时刻内给 S_6 加驱动信号, 即可实现 S_6 的零电压(ZVS)开通。副边电流 i_{r34} 继续降低。

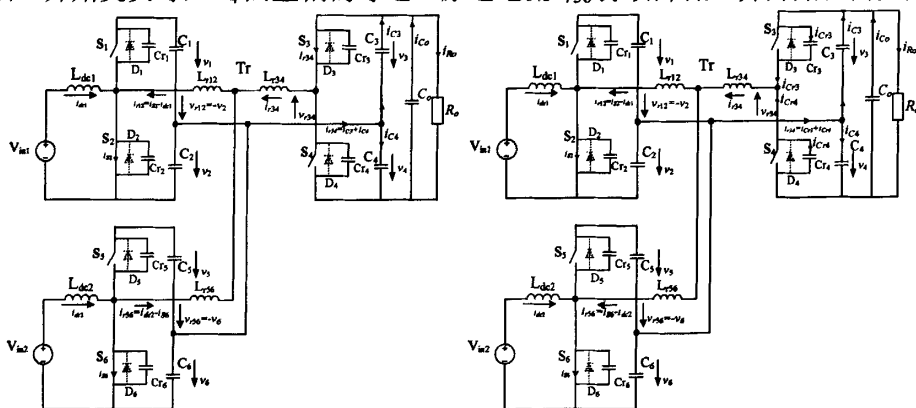
模式 8(t7~t8): t7 时刻副边电流 i_{r34} 反向为负, 电流由 D_3 换流到 S_3 中, D_3 阻断, S_3 导通。原边电流 i_{r56} 继续降低, 直到 t8 时刻 $i_{r56} = i_{dc2}$ 。



(g)模式 7($t_6 \sim t_7$): t_6 时刻, 当 C_{r6} 端电压过 0 时, D_6 正偏导通, S_6 ZVS 导通。 (h)模式 8($t_7 \sim t_8$): t_7 时刻副边电流 i_{r34} 反向为负, D_3 阻断, S_3 导通。

模式 9($t_8 \sim t_9$): t_8 时刻当原边电流 i_{r56} 小于输入电感电流 i_{dc2} 时, 开关管 S_6 导通。

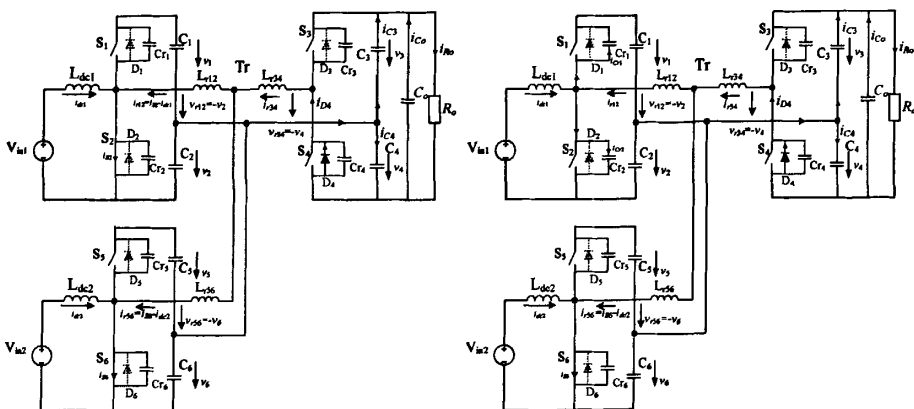
模式 10($t_9 \sim t_{10}$): t_9 时刻 S_3 关断, C_{r3} 、 C_{r4} 与变压器 Tr 漏感谐振, C_{r3} 充电, C_{r4} 放电, 充放电电压变化率与 t_9 时刻的副边电流值 $i_{r34}(t_9)$ 有关。 t_{10} 时刻 V_{cr4} 由 0 开始变负时, D_4 因正偏而导通。原边电流 i_{r56} 持续降低, 并开始反向变负。



(i)模式 9($t_8 \sim t_9$): t_8 时刻当原边电流 i_{r56} 小于输入电感电流 i_{dc2} 时, 开关管 S_6 导通。 (j)模式 10($t_9 \sim t_{10}$): t_9 时刻 S_3 关断, C_{r3} 、 C_{r4} 与变压器 Tr 漏感谐振。

模式 11($t_{10} \sim t_{11}$): t_{10} 时刻 D_4 导通, 将 S_4 的端电压箝位在 0, 此模式下任一时刻内给 S_4 加驱动信号, 即可实现 S_4 的零电压(ZVS)开通。

模式 12($t_{11} \sim t_{12}$): t_{11} 时刻 S_2 关断, C_{r1} 、 C_{r2} 与变压器 Tr 漏感谐振, C_{r2} 充电其电压不断升高, C_{r1} 放电其电压不断降低, 电压变化率主要与 t_{11} 时刻原边电流值 $i_{r12}(t_{11})$ 有关。 t_{12} 时刻 V_{cr1} 由 0 开始变负时, D_1 开始因正偏而导通。

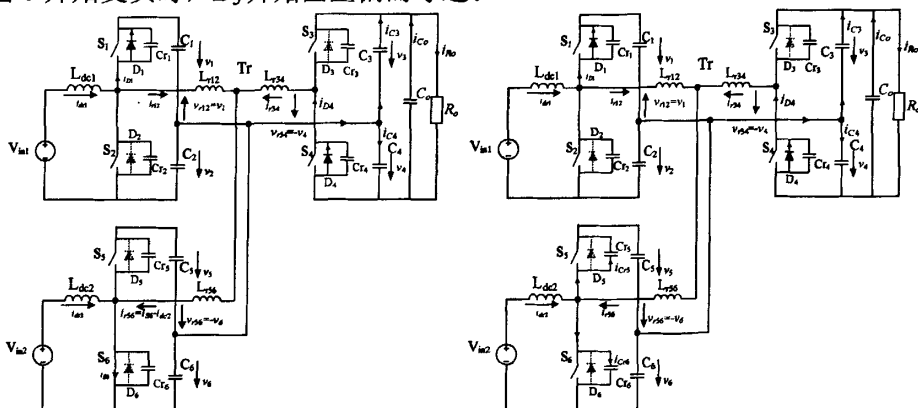


(k) 模式 11($t_{10} \sim t_{11}$): 当 C_{r4} 端电压过 0 时, D_4 正偏导通, S_4 ZVS 开通。

(l) 模式 12($t_{11} \sim t_{12}$): t_{11} 时刻 S_2 关断, C_{r1} 、 C_{r2} 与变压器 Tr 漏感谐振。

模式 13($t_{12} \sim t_{13}$): t_{12} 时刻 D_1 导通, 将 S_1 的端电压箝位在 0, 此模式下任一时刻内给 S_1 加驱动信号, 即可实现 S_1 的 ZVS 开通。原边电流 i_{r12} 在正向电压的作用下线性增长, 并开始由负过 0 变正。

模式 14($t_{13} \sim t_{14}$): t_{13} 时刻 S_6 关断, C_{r5} 、 C_{r6} 与变压器 Tr 漏感谐振, C_{r6} 充电, C_{r5} 放电, 电压变化率主要与 t_{13} 时刻原边电流值 $i_{r56}(t_{13})$ 有关。 t_{14} 时刻 V_{cr5} 由 0 开始变负时, D_5 开始因正偏而导通。

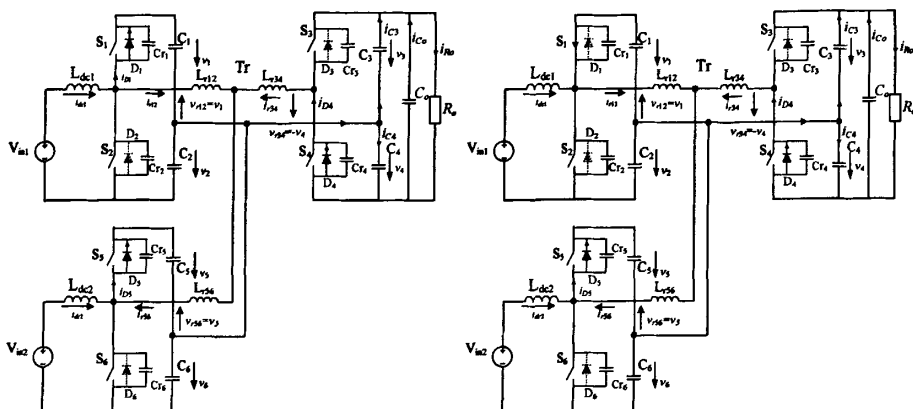


(m) 模式 13($t_{12} \sim t_{13}$): t_{12} 时刻 C_{r1} 端电压过零时, D_1 正偏而导通。

(n) 模式 14($t_{13} \sim t_{14}$): t_{11} 时刻 S_6 关断, C_{r5} 、 C_{r6} 与变压器 Tr 漏感谐振。

模式 15($t_{14} \sim t_{15}$): t_{14} 时刻 $V_{cr5}=0$, D_5 正偏导通, 将 S_5 端电压箝位在 0。原边电流 i_{r12} 继续线性增加直至 t_{15} 时刻 $i_{r12}=i_{dc1}$, i_{r56} 在正电压的作用下也在线性增长, 副边电流 $i_{r34}=i_{r12}+i_{r56}$ 也因此而线性增加。此模式下任一时刻内给 S_5 加驱动信号, 即可实现 S_5 的零电压(ZVS)开通。

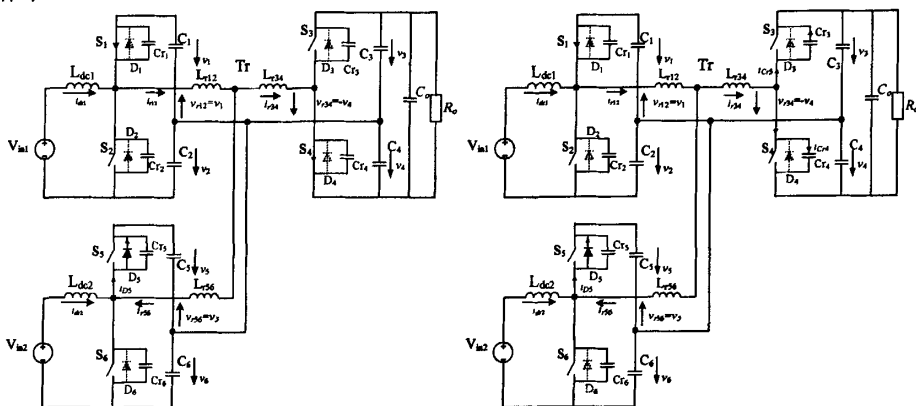
模式 16($t_{15} \sim t_{16}$): t_{15} 时刻当原边电流 i_{r12} 大于输入电感电流 i_{dc1} 时, 开关管 S_1 导通。副边电流 i_{r34} 线性增加直至 t_{16} 时刻 $i_{r34}=0$ 。



(o)模式 15($t_{14} \sim t_{15}$): t_{14} 时刻 C_{r5} 端电压过零, D_3 正偏而导通。
(p)模式 16($t_{15} \sim t_{16}$): t_{15} 时刻当原边电流 i_{r12} 大于输入电感电流 i_{dc1} 时, 开关管 S_1 导通。

模式 17($t_{16} \sim t_{17}$): t_{16} 时刻当副边电流 i_{r34} 由负过 0 时, 电流由 D_4 换流到 S_4 中, S_4 导通。

模式 18($t_{17} \sim t_{18}$): t_{17} 时刻 S_4 关断, C_{r3} 、 C_{r4} 与变压器 Tr 漏感谐振, C_{r4} 充电其电压不断升高, C_{r3} 放电其电压不断降低, 电压变化率主要与 t_{17} 时刻副边电流值 $i_{r34}(t_{17})$ 有关。当 t_{18} 时刻 C_{r3} 端电压过 0 变负时, D_3 自然导通, 在 $t_{17} \sim t_{18}$ 期间 S_3 可以零电压开通。此后, 又回到模式 1, 电路又开始了下一周期的模式循环。



(q)模式 17($t_{16} \sim t_{17}$): t_{16} 时刻当副边电流 i_{r34} 大于 0 时, S_4 导通。
(r)模式 18($t_{17} \sim t_{18}$): t_{17} 时刻, S_4 关断, C_{r3} 、 C_{r4} 与漏感谐振, 到 t_{18} 时刻 C_{r3} 端电压降为 0 时, D_3 自然导通, 此后, 又回到模式 1。

图 3.8 Boost 工作模式下的一个开关周期中各模式换流分析

(2) 反向(Buck)工作模式分析

由于三半桥 DC/DC 变换器两侧半桥拓扑结构的对称性, 反向(Buck)模式的工作原理与正向(Boost)模式是相似的。图 3.9 中显示了 Buck 工作模式下, 变压器原副边在一个开关周期的电压电流波形以及开关时序。由于电能流动的方向是相反的, 电压 V_{r34} 的相角要超前于 V_{r12} 和 V_{r56} 。此外, 输入电感电流 i_{dc1} 和 i_{dc2} 也要反向流动。Buck 工作模式的开关周期也可以被划分为 19 个区间。每个区间

的工作过程和换流分析都与正向(Boost)模式完全相似，在本文中将不再论述。

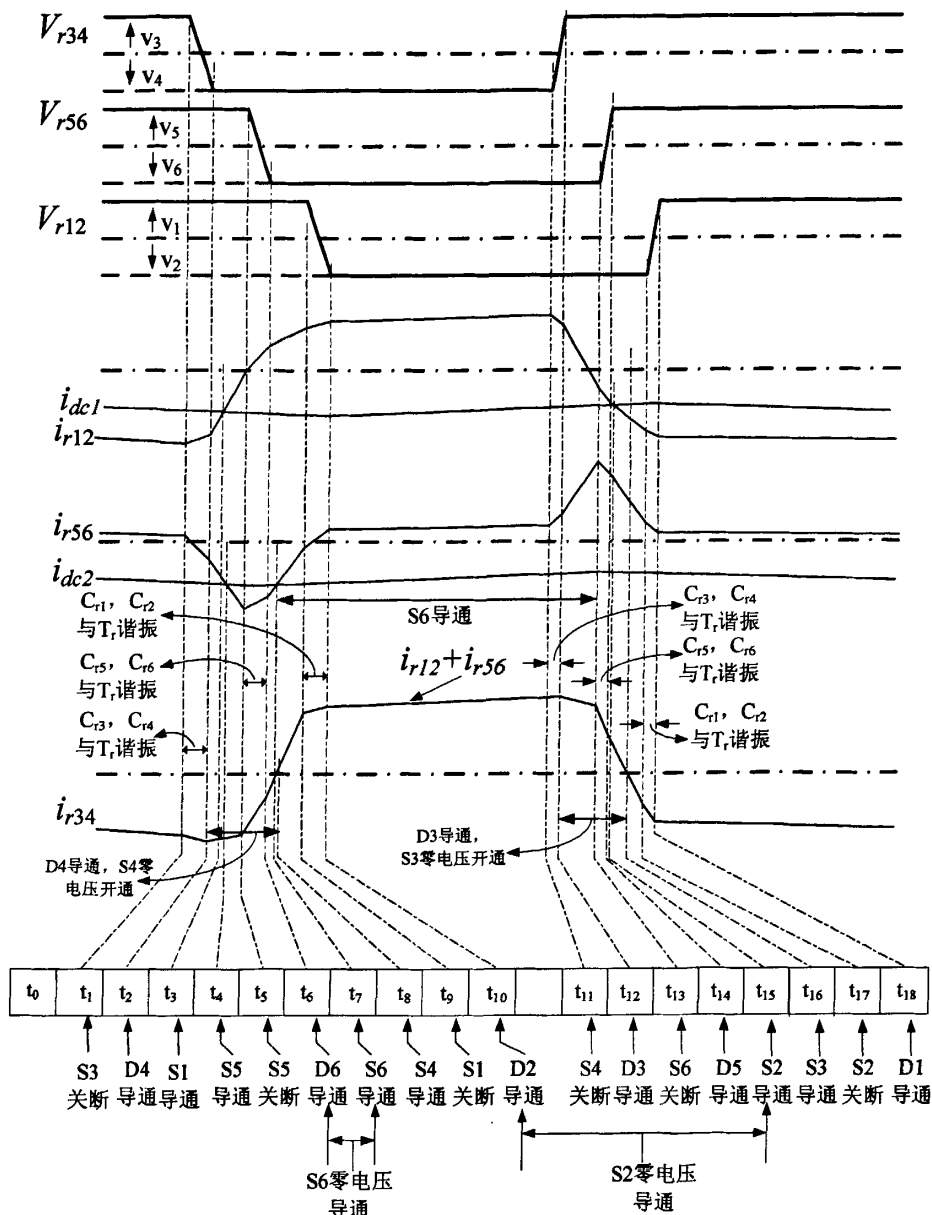


图3.9 反向Buck模式下的电压电流工作波形以及开关时序

3.2.4 两种模式下的软开关条件

三半桥双向 DC/DC 变换器在正方向模式下的工作原理和换流过程与单输入 ZVS 双半桥双向 DC/DC 变换器是相似的^[24]，即开关器件关断时，会将其中通过的电流转移到相应的箝位电容中，从而使箝位电容与变压器漏感谐振，与同一桥臂上两个开关管并联的箝位电容分别进行充电和放电，电压线性上升和下降，从而实现零电压关断，而零电压开通的实现是通过使已施加正向驱动信号的开关管在反并联二极管导通时开通。

在 Boost 模式下开关管 S1~S6 的零电压开关(ZVS)的实现与开关管关断前时刻的原副边电流的状态有关, 不同时刻的电流要求如式(3-1):

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{r12}(t1) > i_{dc1}(t1) \\ i_{r56}(t5) > i_{dc2}(t5) \\ i_{r34}(t9) < 0 \\ i_{r12}(t11) < i_{dc1}(t11) \\ i_{r56}(t13) < i_{dc2}(t13) \\ i_{r34}(t17) > 0 \end{array} \right. \quad (3-1) \quad \left\{ \begin{array}{l} i_{r34}(t1) < 0 \\ i_{r56}(t5) > i_{dc2}(t5) \\ i_{r12}(t9) > i_{dc1}(t9) \\ i_{r34}(t11) > 0 \\ i_{r56}(t13) < i_{dc2}(t13) \\ i_{r12}(t17) < i_{dc1}(t17) \end{array} \right. \quad (3-2)$$

对于 Buck 模式, 由于电路结构的对称性及功率流向的反向关系, 各模态以及各开关管的零电压开关(ZVS)条件与 Boost 模式相同, 即式(3-2)。

3.3 变换器稳态特性分析和设计指导

3.3.1 变换器输出特性分析

对三半桥 DC/DC 变换器输出稳态特性的分析是以图 3.3 所示的以原边为参考的等效电路和图 3.4 所示的变压器理想电压电流波形为基础的^{[63][64]}。

从图 3.4 中可以看出, 在一个开关周期内, 变换器有六种模态 I~VI。变压器电流 I_{r13} , I_{r53} 和 I_{r15} 都是 $\theta(=\omega t)$ 的函数, 其中 $\omega = 2\pi f$, f 为开关频率。当占空比为 D 时, 一个周期内正半周的方波长度为 $\phi = 2\pi D$ 。表 3.2 中列举了每一个工作模态下, 变压器漏感电流 I_{r13} , I_{r53} 和 I_{r15} 的表达式。

一个周期内变压器正负半周的伏秒值应平衡, 即变压器电流 I_{r13} 初始条件应满足以下边界条件

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r13}(0) = -I_{r13}(\phi) \\ I_{r13}(\phi_{13}) = -I_{r13}(\phi + \phi_{13}) \end{array} \right. \quad (3-3)$$

由表 3.2 中的模式 II、III、V 表达式得: $I_{r13}(\phi_{13}) = \frac{V_1 + V_4}{\omega L_{r13}} \phi_{13} + I_{r13}(0)$,

$$I_{r13}(\phi_{13}) = \frac{V_1 - V_3}{\omega L_{r13}} (\phi - \phi_{13}) + I_{r13}(\phi_{13}), \quad I_{r13}(\phi + \phi_{13}) = \frac{-V_2 - V_3}{\omega L_{r13}} \phi_{13} + I_{r13}(\phi)$$

上述三式结合边界条件式(3-3), 可得 I_{r13} 的初始条件:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r13}(0) = \frac{V_3 - V_1}{2\omega L_{r13}} (\phi - \phi_{13}) - \frac{V_1 + V_4}{2\omega L_{r13}} \phi_{13} \\ I_{r13}(\phi_{13}) = \frac{V_1 + V_4}{2\omega L_{r13}} \phi_{13} + \frac{V_3 - V_1}{2\omega L_{r13}} (\phi - \phi_{13}) \\ I_{r13}(\phi) = -I_{r13}(0) \\ I_{r13}(\phi + \phi_{13}) = -I_{r13}(\phi_{13}) \end{array} \right. \quad (3-4)$$

表 3.2 三半桥 DC/DC 变换器各种模式下的变压器漏感电流

变换器工作模式	三绕组变压器漏感电流		
	$I_{r13}(\theta)$	$I_{r53}(\theta)$	$I_{r15}(\theta)$
模式 I ($0 < \theta \leq \phi_{15}$)	$\frac{V_1+V_4}{\omega L_{r13}}\theta + I_{r13}(0)$	$\frac{-V_6+V_4}{\omega L_{r53}}(\theta - \phi - \phi_{13})$ $+ I_{r53}(\phi + \phi_{53})$	$\frac{V_1+V_6}{\omega L_{r15}}\theta + I_{r15}(0)$
模式 II ($\phi_{15} < \theta \leq \phi_{13}$)	$\frac{V_1+V_4}{\omega L_{r13}}\theta + I_{r13}(0)$	$\frac{V_5+V_4}{\omega L_{r53}}(\theta - \phi_{15}) + I_{r53}(0)$	$\frac{V_1-V_5}{\omega L_{r15}}(\theta - \phi_{15}) + I_{r15}(\phi_{15})$
模式 III ($\phi_{13} < \theta \leq \phi$)	$\frac{V_1-V_3}{\omega L_{r13}}(\theta - \phi_{13}) + I_{r13}(\phi_{13})$	$\frac{V_5-V_3}{\omega L_{r53}}(\theta - \phi_{13}) + I_{r53}(\phi_{53})$	$\frac{V_1-V_5}{\omega L_{r15}}(\theta - \phi_{15}) + I_{r15}(\phi_{15})$
模式 IV ($\phi < \theta \leq \phi + \phi_{15}$)	$\frac{-V_2-V_3}{\omega L_{r13}}(\theta - \phi) + I_{r13}(\phi)$	$\frac{V_5-V_3}{\omega L_{r53}}(\theta - \phi_{13}) + I_{r53}(\phi_{53})$	$\frac{-V_2-V_5}{\omega L_{r15}}(\theta - \phi) + I_{r15}(\phi)$
模式 V ($\phi + \phi_{15} < \theta \leq \phi + \phi_{13}$)	$\frac{-V_2-V_3}{\omega L_{r13}}(\theta - \phi) + I_{r13}(\phi)$	$\frac{-V_6-V_3}{\omega L_{r53}}(\theta - \phi - \phi_{15})$ $+ I_{r53}(\phi)$	$\frac{-V_2+V_6}{\omega L_{r15}}(\theta - \phi - \phi_{15})$ $+ I_{r15}(\phi + \phi_{15})$
模式 VI ($\phi + \phi_{13} < \theta \leq 2\pi$)	$\frac{-V_2+V_4}{\omega L_{r13}}(\theta - \phi - \phi_{13})$ $+ I_{r13}(\phi + \phi_{13})$	$\frac{-V_6+V_4}{\omega L_{r53}}(\theta - \phi - \phi_{13})$ $+ I_{r53}(\phi + \phi_{53})$	$\frac{-V_2+V_6}{\omega L_{r15}}(\theta - \phi - \phi_{15})$ $+ I_{r15}(\phi + \phi_{15})$

同理可得 I_{r15} 与 I_{r53} 的初始条件:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r15}(0) = \frac{V_5-V_1}{2\omega L_{r15}}(\phi - \phi_{15}) - \frac{V_1+V_6}{2\omega L_{r15}}\phi_{15} \\ I_{r15}(\phi_{15}) = \frac{V_1+V_6}{2\omega L_{r15}}\phi_{15} + \frac{V_5-V_1}{2\omega L_{r15}}(\phi - \phi_{15})(3-5) \\ I_{r15}(\phi) = -I_{r15}(0) \\ I_{r15}(\phi + \phi_{15}) = -I_{r13}(\phi_{15}) \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} I_{r53}(0) = \frac{V_3-V_5}{2\omega L_{r53}}(\phi - \phi_{53}) - \frac{V_5+V_4}{2\omega L_{r53}}\phi_{53} \\ I_{r53}(\phi_{53}) = \frac{V_5+V_4}{2\omega L_{r53}}\phi_{53} + \frac{V_3-V_5}{2\omega L_{r53}}(\phi - \phi_{53})(3-6) \\ I_{r53}(\phi) = -I_{r53}(0) \\ I_{r53}(\phi + \phi_{53}) = -I_{r53}(\phi_{53}) \end{array} \right.$$

式(3-4)~(3-6)表明, 流经漏感的电流 I_{r13} , I_{r53} 和 I_{r15} 与电容电压 $V_1 \sim V_6$ 线性相关。

通过 I_{r13} 和 I_{r15} 的表达式, 可以得到来自输入电源 V_{in1} 的输出功率:

$$P_1 = \frac{\int_0^{2\pi} I_{r12}(\theta) V_{r12}(\theta) d\theta}{2\pi} = \frac{\int_0^{2\pi} I_{r13}(\theta) V_{r12}(\theta) d\theta}{2\pi} + \frac{\int_0^{2\pi} I_{r15}(\theta) V_{r12}(\theta) d\theta}{2\pi}$$

$$\text{其中 } V_{r12}(\theta) \text{ 为(3-7)式所示的分段函数: } V_{r12}(\theta) = \begin{cases} V_1 & 0 < \theta < \phi \\ -V_2 & \phi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (3-7)$$

而且满足条件:

$$\begin{cases} V_1 \cdot D = V_2 \cdot (1-D) \\ V_1 + V_2 = V_{in1} / D \end{cases} \quad (3-8)$$

由式(3-4)~式(3-8), 可得电源 V_{in1} 的输出功率:

$$P_1 = \frac{\phi_{13} [4\pi D(1-D) - |\phi_{13}|]}{4\pi\omega L_{r13}} V_{12} V_{34} + \frac{\phi_{15} [4\pi D(1-D) - |\phi_{15}|]}{4\pi\omega L_{r15}} V_{12} V_{56} \quad (3-9)$$

同理可以推导出来自输入电源 V_{in2} 的输出功率:

$$P_2 = \frac{\phi_{53} [4\pi D(1-D) - |\phi_{53}|]}{4\pi\omega L_{r53}} V_{56} V_{34} - \frac{\phi_{15} [4\pi D(1-D) - |\phi_{15}|]}{4\pi\omega L_{r15}} V_{56} V_{12} \quad (3-10)$$

根据式(3-9)和式(3-10)可以推导出变换器输出功率的表达式:

$$P_o = P_1 + P_2 = \frac{\phi_{13} [4\pi D(1-D) - |\phi_{13}|]}{4\pi\omega L_{r13}} V_{12} V_{34} + \frac{\phi_{53} [4\pi D(1-D) - |\phi_{53}|]}{4\pi\omega L_{r53}} V_{56} V_{34} \quad (3-11)$$

由式(3-11)可见, 其中 $\omega = 2\pi f$, 三半桥 DC/DC 变换器的输出功率可通过改变移相角 ϕ_{13} 与 ϕ_{53} , 或占空比 D , 或开关频率 f 进行调节。

如果占空比 $D=50\%$, 则输出功率 P_o 的表达式(3-11)可以进一步简化为如下形式:

$$P_o = \frac{\phi_{13} (\pi - |\phi_{13}|)}{4\pi\omega L_{r13}} V_{12} V_{34} + \frac{\phi_{53} (\pi - |\phi_{53}|)}{4\pi\omega L_{r53}} V_{56} V_{34} \quad (3-12)$$

图 3.10 中显示了当占空比 D 和开关频率固定时, 输出功率 P_o 与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 之间函数关系的三维曲线图, 其中 ϕ_{13} 与 ϕ_{53} 的范围都定义在 $[0, \pi]$, 从图中可以看出, 当 $\phi_{13} = \phi_{53} = \pi/2$ 时, 输出功率 P_o 取最大值。

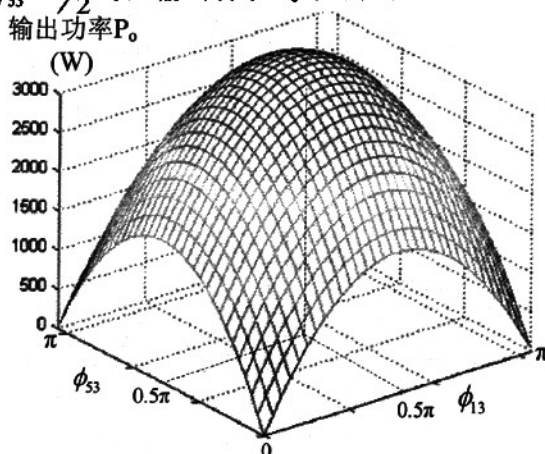


图 3.10 输出功率 P_o 与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 之间函数关系的三维曲线图

根据式(3-12)，还可以推导出输出电压 V_{34} 与输入电感电流 I_{dc1} 、 I_{dc2} 的表达式：

$$V_{34} = \frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)R_o}{4\pi\omega L_{r13}}V_{12} + \frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)R_o}{4\pi\omega L_{r53}}V_{56} \quad (3-13)$$

$$I_{d1} = \frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)}{2\pi\omega L_{r13}}V_{34} + \frac{\phi_{15}(\pi - |\phi_{15}|)}{2\pi\omega L_{r15}}V_{56}, \quad I_{d2} = \frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)}{2\pi\omega L_{r53}}V_{34} + \frac{\phi_{51}(\pi - |\phi_{51}|)}{2\pi\omega L_{r51}}V_{12} \quad (3-14)$$

3.3.2 变换器设计指导

(1) 变压器漏感选择

根据等式(3-12)，当变换器输入电源电压，占空比和开关频率固定时，输出功率与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 和变压器漏感有关，在这里假设 $L_{r13} = L_{r53}$ 。

图 3.11 中显示了 $L_{r13} = L_{r53} = 1.5\mu H$ ，以及 $L_{r13} = L_{r53} = 3.6\mu H$ 时的输出功率 P_o 曲面图。从图中可以看出，在输出功率 P_o 相同的情况下，所选择的漏感大小不同，所对应的移相角也发生变化。如果漏感较小，所对应的移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 也会较小。因此，在输出功率固定为额定值的情况下，为可以根据预期的移相角数值来选择和设计变压器的漏感大小。

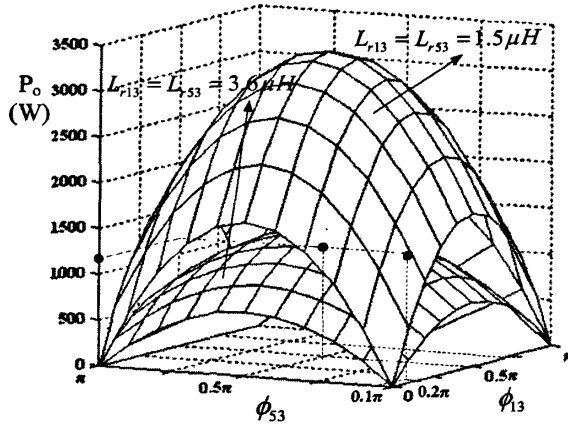


图3.11 输出功率 P_o 与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} ，以及变压器漏感之间的关系曲面

由式(3-12)，可以得到：
$$L_{r13} = L_{r53} = \frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)V_{in1}^2 + \phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)V_{in2}^2}{\pi\omega P_o}。$$

(2) 开关应力分析

变换器开关管上的电压和电流应力是硬件电路开关器件选择中必须要考虑的因素。三半桥 DC/DC 变换器稳态工作时，低压侧两个组合式半桥拓扑单元中的开关管 S_1 、 S_2 、 S_5 和 S_6 的电压应力均为输入电源电压的两倍，即 $V_{S1peak} = V_{S2peak} = 2 \cdot V_{in1}$ ， $V_{S5peak} = V_{S6peak} = 2 \cdot V_{in2}$ ，由于低压侧输入电源电压较低，所以低压侧开关管的电压应力也相应地较低。而高压侧半桥拓扑单元中的开关管 S_3 、 S_4 电压

应力均为输出电容电压，即 $V_{S3,peak} = V_{S4,peak} = V_{34}$ 。

电流应力包括开关元件和二极管的电流有效值 $I_{SW,rms}$ 和电流峰值 $I_{SW,peak}$ 。电流的有效值决定了元器件的导通损耗，而电流的峰值则决定了元器件的电流额定值。通过图 3.7 和 3.9 可以看出，在变换器工作时，通过低压侧开关管的电流有效值分别为： $I_{S1,2,rms} = |I_{d1} - I_{r12}|$ ， $I_{S5,6,rms} = |I_{d2} - I_{r56}|$ ，而通过高压侧开关管的电流有效值为： $I_{S3,4,rms} = |I_{r34}|$ 。

在三半桥 DC/DC 变换器的正向 Boost 工作模式，通过图 3.6 可以观察到，在 t_{11} 和 t_{13} 时刻，通过低压侧开关管 S_1 、 S_2 和 S_5 、 S_6 的电流分别达到最大值，这两个时刻分别对应 S_2 和 S_6 的关断时刻，而在 S_3 关断时刻，即 t_9 时刻通过高压侧开关管 S_3 、 S_4 的电流达到最大值。

参照图 3.5，可以推出变换器低压侧和高压侧开关管的电流峰值分别为：

$$\begin{cases} I_{S1,2,peak} = |I_{d1} - I_{r12}(0)| = |I_{d1} - I_{r13}(0) - I_{r15}(0)| \\ I_{S3,4,peak} = |I_{r34}(\pi + \phi_{13})| = |I_{r13}(\pi + \phi_{13}) + I_{r53}(\pi + \phi_{13})| \\ I_{S5,6,peak} = |I_{d2} - I_{r56}(0)| = |I_{d2} - I_{r53}(0) + I_{r15}(0)| \end{cases}$$

通过等式(3-4)~(3-6)可以知道，低压侧和高压侧开关管的电流应力都是移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 的二元函数。图 3.12 中显示了高压侧开关管 S_3 、 S_4 的电流应力与 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 之间函数关系的三维曲面图。从图中可以看出，开关管 S_3 、 S_4 的电流应力与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 是二元线性关系。如果在输出功率相同的情况下，同时降低 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} ，或者使其中一个移相角降低， S_3 、 S_4 的电流应力都会相应地减少。由于开关管的导通损耗是软开关功率变换器的主要损耗，因此合理选取移相角，实现开关管电流应力的最优化，对于变换器效率的提高是非常重要的。

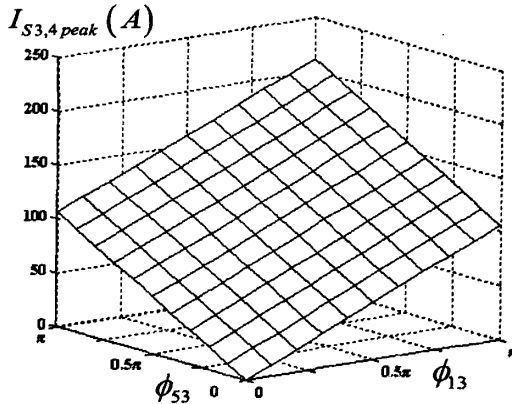


图3.12 高压侧开关管 S_3 、 S_4 的电流应力与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 之间函数关系三维曲面图

反向 Buck 工作模式中的开关应力情况与 Boost 模式相似，在这里不再讨论。

(3) 输入电感(L_{dc1} 、 L_{dc2})的设计

该变换器两个输入端的平均电流为：

$$I_{dc1} = \frac{P_1}{V_{in1}}, \quad I_{dc2} = \frac{P_2}{V_{in2}}$$

在已知输入电感电流纹波(ΔI_1 、 ΔI_2)的情况下, 电感值 L_{dc1} 、 L_{dc2} 可以通过下式来计算：

$$L_{dc1} = \frac{V_{in1} \cdot \Delta t}{\Delta I_1}, \quad L_{dc2} = \frac{V_{in2} \cdot \Delta t}{\Delta I_2}。$$

其中 $\Delta t = D \cdot T_s$, T_s 为变换器的开关周期。因此, 根据变换器两个输入电源的功率输出以及电流纹波值, 可以选择输入电感(L_{dc1} 、 L_{dc2})的值。

3.3.3 软开关范围分析

在上文中已经对三半桥 DC/DC 变换器在 Boost 和 Buck 两种模式下的软开关条件进行了讨论, 虽然软开关的实现原理与单输入双半桥 DC/DC 变换器相同, 但是由于两个输入级电路之间的相互干扰, 使得软开关实现条件变得比较复杂。本节将就两个输入级与输出级之间的相移 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 对软开关条件和范围的影响进行分析。

软开关条件(3-1)可以通过参照图 3.6 写成如下形式：

$$\begin{cases} f_1 = I_{r12}(\pi) - I_{dc1} > 0 \\ f_2 = I_{r56}(\pi + \phi_{15}) - I_{dc2} > 0 \\ f_3 = I_{r34}(\pi + \phi_{13}) < 0 \\ f_4 = I_{dc1} - I_{r12}(0) > 0 \\ f_5 = I_{dc2} - I_{r56}(\phi_{15}) > 0 \\ f_6 = I_{r34}(\phi_{13}) > 0 \end{cases} \quad (3-15)$$

其中函数 f_1 到 f_6 分别表示开关管 S_2 、 S_6 、 S_4 、 S_1 、 S_5 和 S_3 的软开关条件。根据等式(3-4)~(3-6), 它们都可以绘制成与控制变量 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 之间函数关系的三维曲面图, 如图 3.13(a)~(f)所示。移相角的可调范围是 $[-\pi, \pi]$, 由于在 $[-\pi, 0]$ 范围内的工作情况与 $[0, \pi]$ 是对称的, 所以在这里只考虑 $[0, \pi]$ 内的情况。从图 3.12(a)~(b)和(d)~(e)中可以看出, 低压侧开关管 S_1 、 S_2 和 S_5 、 S_6 的软开关条件受到 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 范围的限制, 当 ϕ_{13} 取值较大, ϕ_{33} 取值较小, 或者两者同时都取较大值时, $f_{1,2,4,5} > 0$ 的条件就容易得到满足, 这就意味着三半桥 DC/DC 变换器一个输入级电路开关管的软开关条件要受到另一个输入级中控制变量的影响。从图(c)和(e)中可以看到, $f_3 < 0$ 和 $f_6 > 0$ 的条件总是满足的, 与移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 的取值范围无关, 这就意味着高压侧开关管 S_3 、 S_4 在变换器输出功率整个可调范围内都能实现软开关。在实际工作中, 为了对变换器所传输的无功功率进行限制, ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 的可调范围都被限定在 $[-\pi/4, \pi/4]$ 的范围内^[36]。因此, 要根据变换器两个输入级电路控制变量之间的相互影响, 合理选取移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 的值。

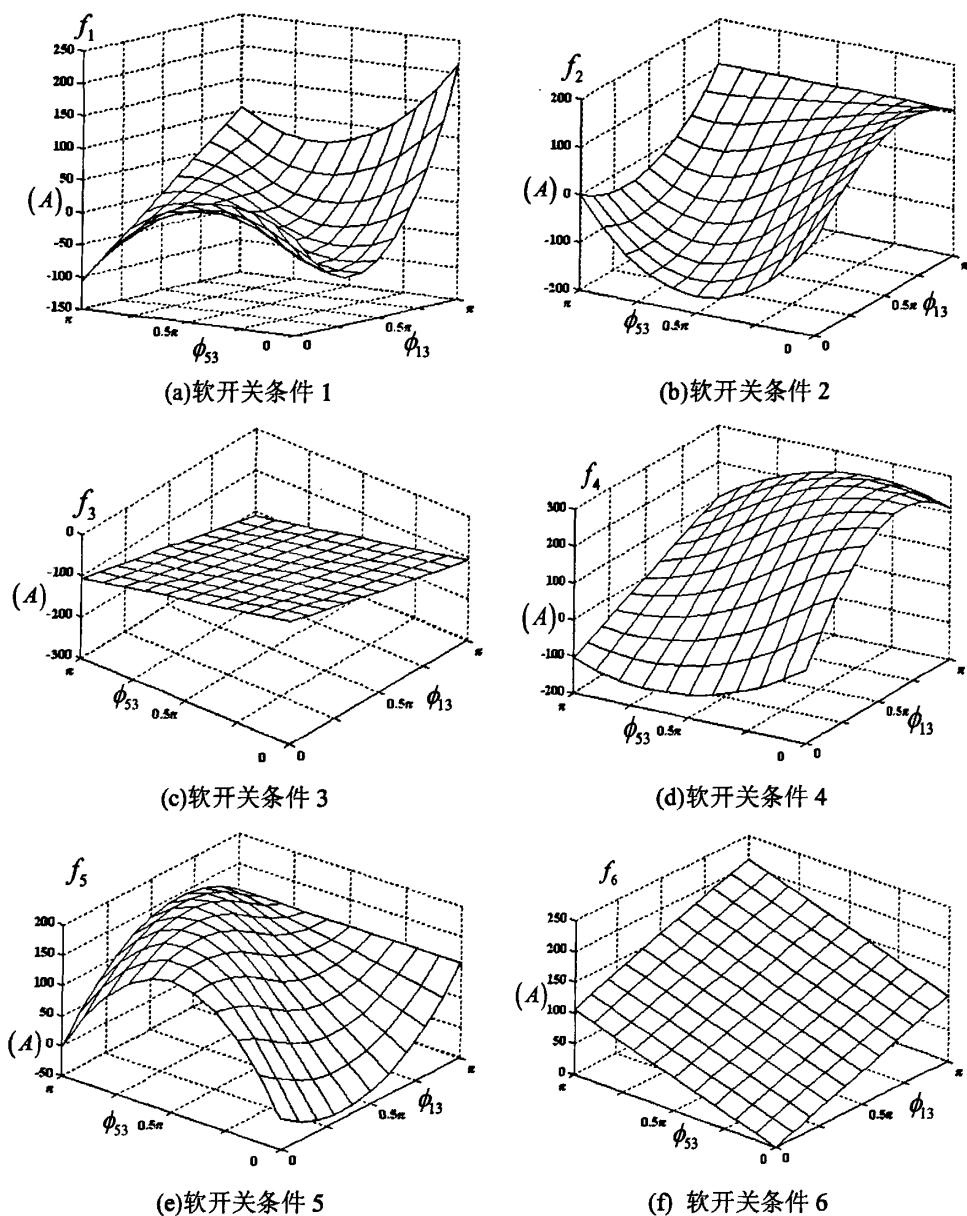


图3.13 软开关条件与控制变量 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 之间函数关系的三维曲面图

3.4 仿真验证

本节将通过 *saber2007* 软件, 对上文中三半桥 DC/DC 变换器在 Boost 和 Buck 两种工作模式下的稳态工作性能和软开关条件进行仿真验证, 表 3.3 中列出了变换器相关的仿真参数。

图 3.14 中显示了三半桥 DC/DC 变换器在正向 Boost 模式下, 电感电流 i_{dc1} , i_{dc2} , 变压器两侧电压 V_{r12} , V_{r34} 和 V_{r56} , 以及变压器漏感电流 i_{r12} , i_{r34} 和 i_{r56} 的稳态工作仿真波形, 其中输入电压 $V_{in1} = V_{in2} = 20V$, 输出电压 $V_{34} = 400V$, 负载电

阻 $R_o=100\Omega$ ，功率 $P_o=1600W$ ，移相角 $\phi_{13}=0.20\pi$ ， $\phi_{33}=0.08\pi$ 。

表 3.3 三半桥 DC/DC 变换器仿真参数设置

输入电感 L_{dc1}	25 μ H
输入电感 L_{dc2}	25 μ H
低压侧分压电容 C_1, C_2, C_5, C_6	4mF
高压侧分压电容 C_3, C_4	300 μ F
输出稳压电容 C_o	600 μ F
变压器匝数比 $n1:n2:n3$	2: 2: 20
变压器漏感 L_{r12}	0.5 μ H
L_{r56}	0.5 μ H
L_{r34}	25 μ H
低压侧谐振电容 $C_{r1}, C_{r2}, C_{r5}, C_{r6}$	1 μ F
低压侧谐振电容 C_{r3}, C_{r4}	0.1 μ F



图 3.14 三半桥 DC/DC 变换器在 Boost 模式的稳态工作仿真波形

从图 3.14 中可以看出，三半桥 DC/DC 变换器低压侧的两个组合式半桥电路和高压侧的电压型半桥电路分别在变压器原副边生成了三个方波电压 V_{r12} ， V_{r34} 和 V_{r56} 。原边电压 V_{r12} 、 V_{r56} 相位超前于副边电压 V_{r34} ，蓄电池和超级电容器处于放电状态，电感电流 I_{dc1} ， $I_{dc2}>0$ 。通过改变高低压侧方波电压之间的移相角大小，可以改变变换器所传输的能量大小。

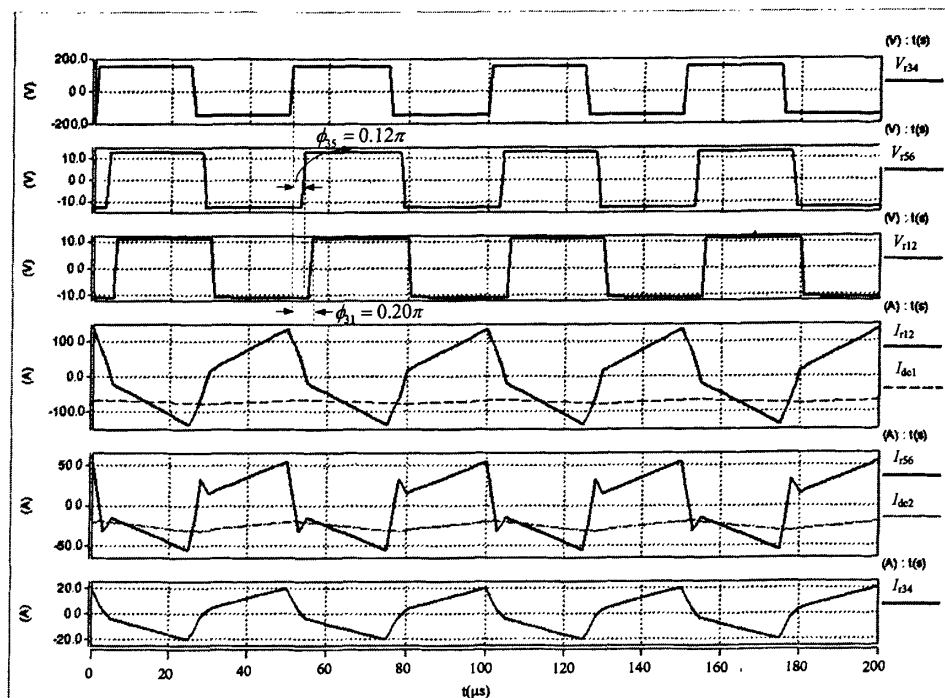
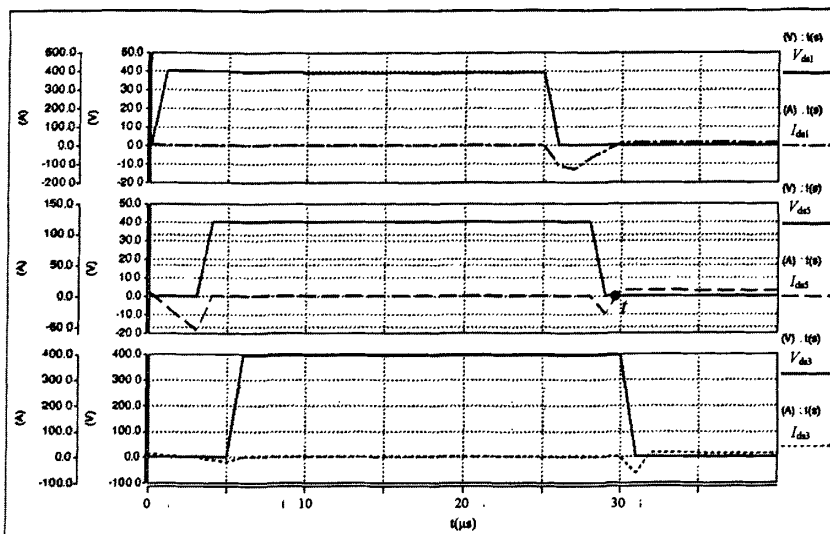


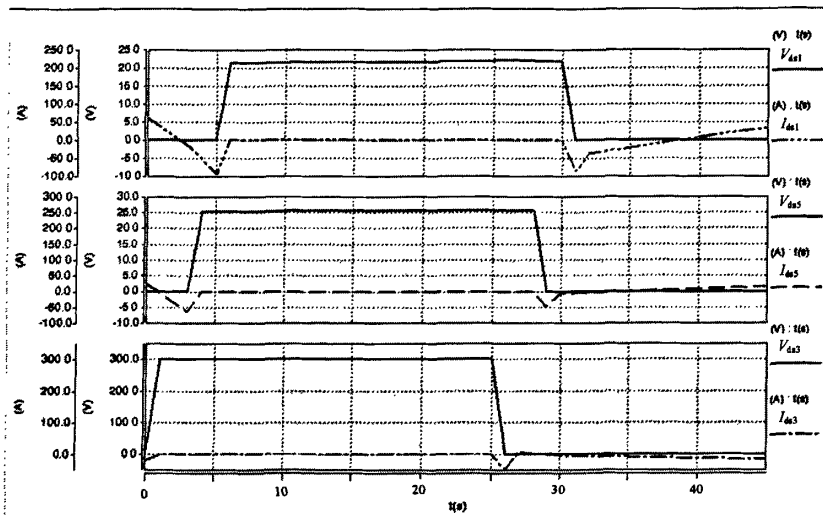
图3.15 三半桥DC/DC变换器在Buck模式的稳态工作仿真波形

图 3.15 中显示了三半桥 DC/DC 变换器在反向 Buck 模式下，电感电流 i_{dc1} ， i_{dc2} ，变压器两侧电压 V_{r12} ， V_{r34} 和 V_{r56} ，以及变压器漏感电流 i_{r12} ， i_{r34} 和 i_{r56} 的稳态工作仿真波形，其中反向输入电压 $V_{34} = 300V$ ，输出电压 $V_{in1} = 11V$ ， $V_{in2} = 13V$ 电阻 $R_{b1} = 0.15\Omega$ ， $R_{b2} = 0.5\Omega$ ，功率 $P_1 = 807W$ ， $P_2 = 338W$ ，移相角 $\phi_{31} = 0.20\pi$ ， $\phi_{35} = 0.12\pi$ 。从图中可以看到，副边电压 V_{r34} 相位超前于原边电压 V_{r12} 、 V_{r56} ，蓄电池和超级电容器处于充电状态，电感电流 I_{dc1} ， $I_{dc2} < 0$ 。

图 3.16(a)、(b)中分别显示了三半桥 DC/DC 变换器在 Boost 和 Buck 两种工作模式下，低压侧和高压侧开关管电压和电流仿真波形。以 Boost 模式下低压侧开关管 S_5 为例，在 S_5 关断前，漏感电流 I_{r56} 达到正向最大值并且大于 I_{dc2} ， $I_{ds5} < 0$ ， S_5 反并联二极管导通， S_5 关断时 $V_{ds5} = 0$ ，实现了零电压关断，而在 S_5 导通前， I_{ds5} 反向小于 0，通过开关管的反并联二极管续流，并且在 t 时刻， I_{ds5} 从二极管换流到开关管 S_5 中，实现了 S_5 的零电压导通。同理，在 Boost 和 Buck 两种工作模式下，低压侧开关管 S_1 、 S_2 、 S_5 、 S_6 和高压侧开关管 S_3 、 S_4 均能实现零电压导通和关断(ZVS)。



(a) Boost 工作模式



(b) Buck 工作模式

图3.16 变换器在Boost和Buck两种模式下的软开关仿真波形

3.5 本章小结

本章结合三半桥(THB)DC/DC 变换器在燃料电池电动汽车动力系统中的应用问题，分别对三半桥变换器在正向(Boost)和反向(Buck)两种模式下的工作原理、换流过程和软开关条件进行了详细的理论分析；通过数学表达式介绍了该变换器的稳态特性；分析了移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} 对变换器软开关范围的影响；最后通过仿真验证了三半桥 DC/DC 变换器在两种工作模式下的稳态工作特性和软开关条件。

第四章 三半桥 DC/DC 变换器的建模与控制

对电力电子电路进行分析与控制,其前提是对它的拓扑进行建模。多端口隔离式三半桥 DC/DC 变换器是典型的多输入-多输出(MIMO)的非线性系统,其数学模型包含若干个相互作用的输入变量,此外,每个输出变量都可能会受到两个或两个以上控制变量(取决于输入端的数目)的影响,这就使得三半桥(THB)DC/DC 变换器的建模过程非常复杂。本章将致力于研究三半桥变换器的数学建模和控制系统设计,首先通过引入开关函数,建立隔离式三半桥 DC/DC 变换器的简化、降阶型平均状态空间数学模型,并在状态空间平均模型的基础上推导出其线性小信号模型和相应的等效电路,然后以小信号模型为基础,进行控制系统的设计和优化(包括电压外环和电流内环)。由于两个输入端之间存在相互干扰,本文将进行解耦网络的设计以实现两个输入电感电流的自治控制。最后将针对三半桥 DC/DC 变换器在燃料电池电动汽车中的应用,通过仿真对变换器系统在各种模式下的工作情况进行验证。

4.1 电力电子电路建模概述

针对电力电子电路的非线性时变特性和网络拓扑结构的复杂性,使得对它的建模成为一个困难的问题。美国学者 R. D. Middlebrook 在 1976 年提出的状态空间平均法是目前应用最广泛的方法之一。其主要思想是:根据线性 RLC 元件、独立电源和周期性开关组成的原始网络,引入状态变量等定义,按照功率开关器件的开关状态,将各个电路状态的影响用其在整个周期的平均值来描述。这样可以得到在一个低频周期里,电路的平均特性的状态方程描述。使用状态空间平均法,物理概念清晰,模型较为简捷,因为是平均模型,所以不存在收敛问题。因此,状态空间平均法是电力电子电路分析、建模的普遍方法^[65]。

建立隔离式三半桥 DC/DC 变换器的平均模型,有以下作用:(1)通过平均模型来进行变换器系统动态性能的仿真,可以在不影响准确性的情况下大大节省仿真的时间;(2)在平均模型的基础上推导出线性小信号模型,是分析和设计变换器控制系统的有力数学工具。

4.2 隔离式三半桥 DC/DC 变换器的状态空间平均法建模

在第三章中已经提到,在一个开关周期内,三半桥 DC/DC 变换器有六种模式 I~VI,因此可以用 3 个开关函数变量 S_p , S_q 和 S_s 来表示,其中 S_p 对应低压侧桥臂 S_1 、 S_2 的驱动信号, S_q 对应低压侧桥臂 S_5 、 S_6 的驱动信号, S_s 对应高压侧桥臂 S_3 、 S_4 的驱动信号,高电平取为 1,低电平取为 0。 S_2 、 S_4 、 S_6 的驱动信号分别与 S_1 、 S_3 、 S_5 互补,并有一定的死区。开关函数 S_p , S_q 和 S_s 的工作波形如图 4.1 所示。

由图 3.4 可得到表 4.1 所示的开关函数与模式的对应关系表。

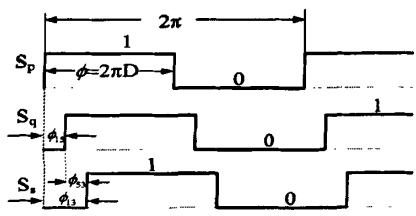
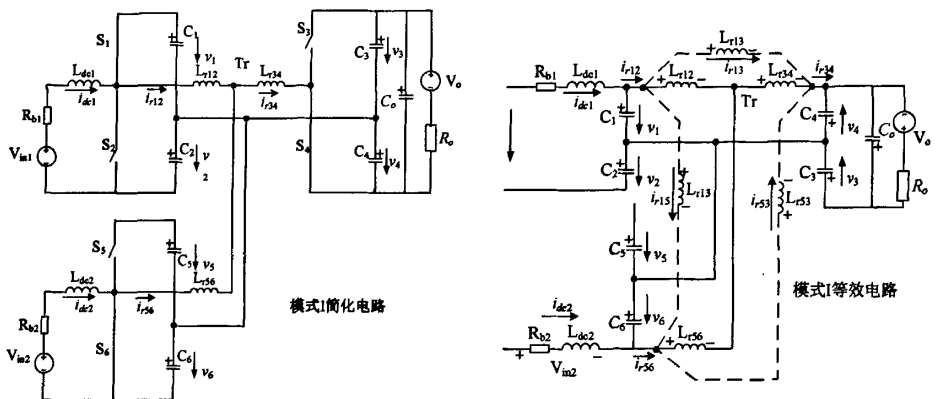


图4.1 开关函数 S_p , S_q 和 S_s 的工作波形

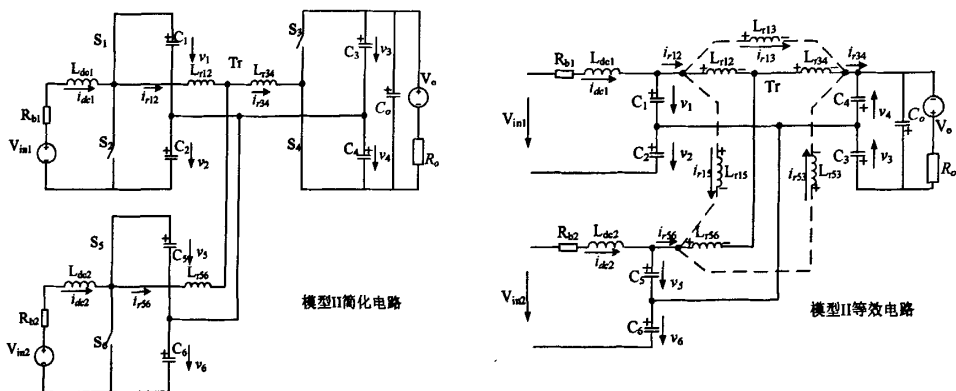
表 4.1 开关函数与模式的对应关系表

S_p	S_q	S_s	模式
1	0	0	I
1	1	0	II
1	1	1	III
0	1	1	IV
0	0	1	V
0	0	0	VI

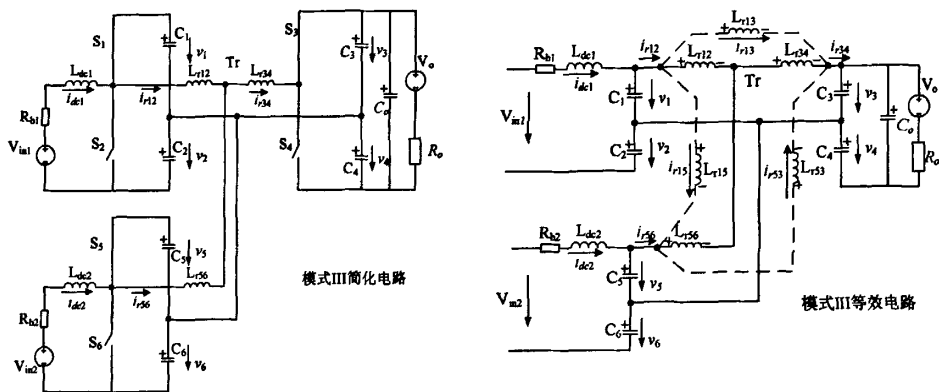
根据第3章中的图3.5, 图3.6, 可以得到如图4.2所示的变换器六种模式的简化电路以及等效电路, 其中等效电路中的虚线部分为变压器的“ Δ ”形模型。



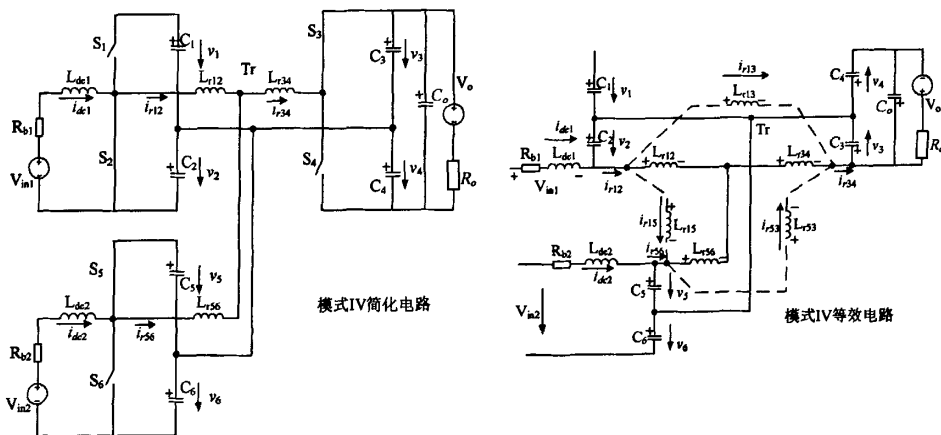
(a)模式 I 简化及等效电路



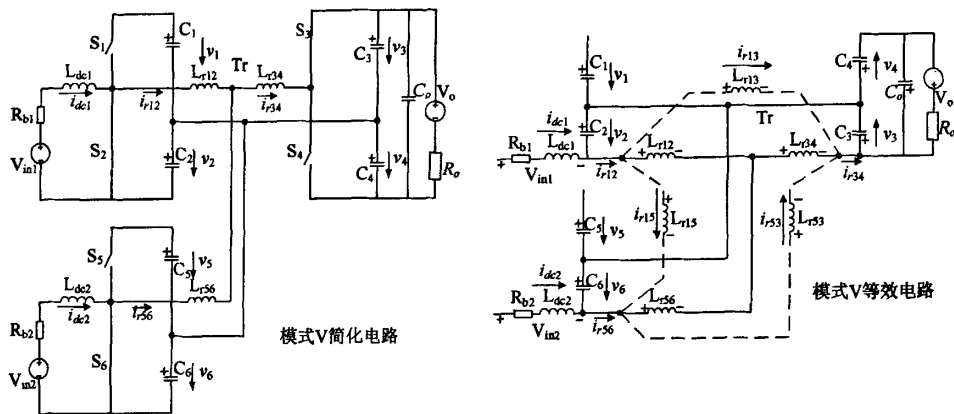
(b)模式 II 简化及等效电路



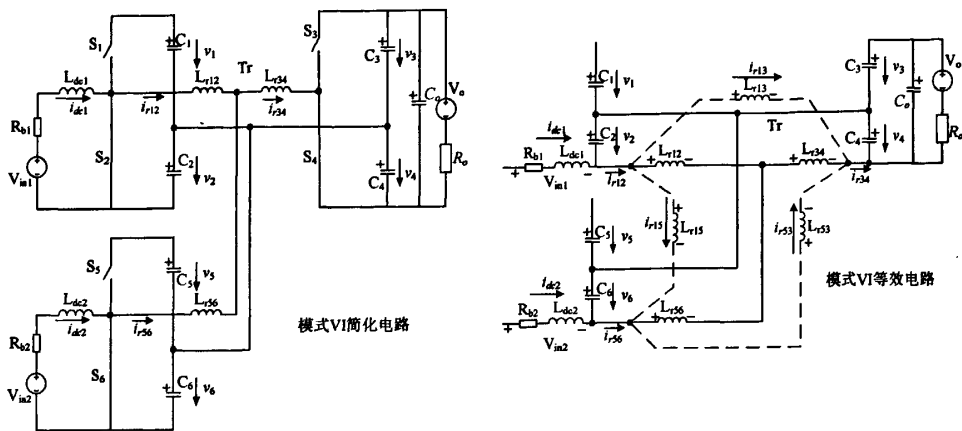
(c) 模式 III 简化及等效电路



(d) 模式 IV 简化及等效电路



(e) 模式 V 简化及等效电路



(f) 模式 VI 简化及等效电路

图 4.2 三半桥 DC/DC 变换器六种模式下的简化及等效电路

假设开关过程瞬间完成，状态变量取为输入电感电流 i_{dc1} 、 i_{dc2} ，变压器漏感电流 i_{r13} 、 i_{r53} 和 i_{r15} ，以及原副边的电容电压 v_1 、 v_2 、 v_3 、 v_4 、 v_5 和 v_6 。根据变换器在各种模式下的简化及等效电路，可以得到相应的矩阵形式的状态方程。

由模式 I 的等效电路可得：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dc1} \\ \dot{i}_{dc2} \\ \dot{i}_{r13} \\ \dot{i}_{r53} \\ \dot{i}_{r15} \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dot{v}_3 \\ \dot{v}_4 \\ \dot{v}_5 \\ \dot{v}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{b1}}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc1}} & -\frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{b2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r13}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r13}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r53}} & 0 & -\frac{1}{L_{r53}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r15}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r15}} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_3} & -\frac{1}{R_o C_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_4} & -\frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_4} & -\frac{1}{R_o C_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_6} & -\frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc1} \\ i_{dc2} \\ i_{r13} \\ i_{r53} \\ i_{r15} \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{in} \\ v_o \end{bmatrix}$$

由模式 II 的等效电路可得：

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ i_{dc1} \\ \cdot \\ i_{dc2} \\ \cdot \\ i_{r13} \\ \cdot \\ i_{r53} \\ \cdot \\ i_{r15} \\ \cdot \\ v_1 \\ \cdot \\ v_2 \\ \cdot \\ v_3 \\ \cdot \\ v_4 \\ \cdot \\ v_5 \\ \cdot \\ v_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{b1}}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc1}} & -\frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{b2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc2}} & -\frac{1}{L_{dc2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r13}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r13}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r53}} & \frac{1}{L_{r53}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r15}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{r15}} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_3} & -\frac{1}{R_o C_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_4} & -\frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_4} & -\frac{1}{R_o C_4} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & -\frac{1}{C_5} & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc1} \\ i_{dc2} \\ i_{r13} \\ i_{r53} \\ i_{r15} \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in1} \\ v_{in2} \\ v_o \end{bmatrix}$$

由模式 III 的等效电路可得:

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ i_{dc1} \\ \cdot \\ i_{dc2} \\ \cdot \\ i_{r13} \\ \cdot \\ i_{r53} \\ \cdot \\ i_{r15} \\ \cdot \\ v_1 \\ \cdot \\ v_2 \\ \cdot \\ v_3 \\ \cdot \\ v_4 \\ \cdot \\ v_5 \\ \cdot \\ v_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{b1}}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc1}} & -\frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{b2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc2}} & -\frac{1}{L_{dc2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r13}} & 0 & -\frac{1}{L_{r13}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{r53}} & 0 & \frac{1}{L_{r53}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r15}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{r15}} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_3} & -\frac{1}{R_o C_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_4} & -\frac{1}{R_o C_4} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & -\frac{1}{C_5} & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc1} \\ i_{dc2} \\ i_{r13} \\ i_{r53} \\ i_{r15} \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{in} \\ v_o \end{bmatrix}$$

由模式 IV 的等效电路可得:

由模式 V 的等效电路可得:

由模式 VI 的等效电路可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dc1} \\ \dot{i}_{dc2} \\ \dot{i}_{r13} \\ \dot{i}_{r53} \\ \dot{i}_{r15} \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{b1}}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{b2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{r13}} & 0 & \frac{1}{L_{r13}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r53}} & 0 & -\frac{1}{L_{r53}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{r15}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{r15}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_3} & -\frac{1}{R_o C_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_4} & -\frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_4} & -\frac{1}{R_o C_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_6} & -\frac{1}{C_6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc1} \\ i_{dc2} \\ i_{r13} \\ i_{r53} \\ i_{r15} \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in1} \\ v_{in2} \\ v_o \end{bmatrix}$$

在本拓扑中，由于均压电容 $C_1 \sim C_6$ 较大， $v_1 \sim v_6$ 随时间变化较小，对于低压电流源侧，由于电感较大， i_{dc1} 和 i_{dc2} 随时间的变化量较小，电容电压 $v_1 \sim v_6$ 以及输入电感电流 i_{dc1} 和 i_{dc2} 这八个状态变量可看成是不变的直流量，而变压器漏感电流 i_{r13} ， i_{r53} 和 i_{r15} 是快速交变的，随开关管的通断，以开关频率做周期性的变化。因此，所分析的系统包括三个快速变化的状态变量和八个慢速变化的状态变量，后者可以看成是一个慢速变化的子系统。在建立系统的平均状态空间模型时，可以将惯性大变化慢的子系统看成是一个非线性时不变的子系统，只有快速变化的状态变量才会对慢速变化的状态变量有影响^[66]。变压器漏感电流 i_{r13} ， i_{r53} 和 i_{r15} 在一个开关周期内的平均值等于 0，而且与电容电压 $v_1 \sim v_6$ 线性相关。如果将快速变化的状态变量 i_{r13} ， i_{r53} 和 i_{r15} 代入到变化慢的子系统，就可以得到降阶的状态空间平均模型。

将模式 I~VI 的状态方程展开成一阶线性微分方程，并结合开关函数 S_p ， S_q 和 S_s ，则对六个不同的模式，可以用统一的状态方程组来表示：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{dc1}) = \frac{v_{in1} - i_{dc1}R_{b1} - S_p(v_1 + v_2)}{L_{dc1}}, \frac{d}{dt}(i_{dc2}) = \frac{v_{in2} - i_{dc2}R_{b2} - S_q(v_5 + v_6)}{L_{dc2}} \\ \frac{d}{dt}(v_1) = \frac{S_p(i_{dc1} - i_{r13} - i_{r15})}{C_1}, \frac{d}{dt}(v_2) = \frac{S_p i_{dc1} + (1 - S_p)(i_{r13} + i_{r15})}{C_2} \\ \frac{d}{dt}(v_3) = \frac{1}{C_3} \left[-\frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o}(1 - S_s) + \left(i_{r13} + i_{r53} - \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} \right) S_s \right] \\ \frac{d}{dt}(v_4) = \frac{1}{C_4} \left[-\left(i_{r13} + i_{r53} + \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} \right) (1 - S_s) - \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} S_s \right] \\ \frac{d}{dt}(v_5) = \frac{S_q(i_{dc2} - i_{r53} + i_{r15})}{C_5}, \frac{d}{dt}(v_6) = \frac{S_q i_{dc2} + (1 - S_q)(i_{r53} - i_{r15})}{C_6} \end{cases} \quad (4-1)$$

按表 1 取不同模式下开关函数的值，并取一个开关周期内的各状态变量的平均值作为新的状态变量，占空比 D 取为 0.5，其中

$$\begin{cases} 0 \leq \theta \leq \pi & S_p = 1 & \pi \leq \theta \leq 2\pi & S_p = 0 \\ \phi_{15} \leq \theta \leq \phi_{15} + \pi & S_q = 1 & 0 \leq \theta \leq \phi_{15}, \phi_{15} + \pi \leq \theta \leq 2\pi & S_q = 0, \\ \phi_{13} \leq \theta \leq \phi_{13} + \pi & S_s = 1 & 0 \leq \theta \leq \phi_{13}, \phi_{13} + \pi \leq \theta \leq 2\pi & S_s = 0 \end{cases}$$

将开关函数的值代入到式(4-1)中，可得

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{dc1avg}) = \frac{1}{L_{dc1}} \left[v_{in1} - i_{dc1avg} \cdot R_{b1} - \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (v_1 + v_2) d\theta \right] = \frac{1}{L_{dc1}} \left[v_{in1} - i_{dc1avg} \cdot R_{b1} - \frac{v_{1avg}}{2} - \frac{v_{2avg}}{2} \right] \\ \frac{d}{dt}(i_{dc2avg}) = \frac{1}{L_{dc2}} \left[v_{in2} - i_{dc2avg} \cdot R_{b2} - \frac{1}{2\pi} \int_{\phi_{15}}^{\phi_{15}+\pi} (v_5 + v_6) d\theta \right] = \frac{1}{L_{dc2}} \left[v_{in2} - i_{dc2avg} \cdot R_{b2} - \frac{v_{5avg}}{2} - \frac{v_{6avg}}{2} \right] \\ \frac{d}{dt}(v_{1avg}) = \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^\pi i_{dc1} d\theta - \left[\int_0^\pi (i_{r13} + i_{r15}) d\theta \right] \right\} \\ \frac{d}{dt}(v_{2avg}) = \frac{1}{C_2} \cdot \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^\pi i_{dc1} d\theta + \left[\int_\pi^{2\pi} (i_{r13} + i_{r15}) d\theta \right] \right\} \\ \frac{d}{dt}(v_{3avg}) = \frac{1}{C_3} \cdot \frac{1}{2\pi} \left[-\int_0^{\phi_{13}} \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} d\theta - \int_{\phi_{13}+\pi}^{2\pi} \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} d\theta + \int_{\phi_{13}}^{\phi_{13}+\pi} (i_{r13} + i_{r53}) d\theta - \int_{\phi_{13}}^{\phi_{13}+\pi} \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} d\theta \right] \\ \frac{d}{dt}(v_{4avg}) = \frac{1}{C_4} \cdot \frac{1}{2\pi} \left[-\int_0^{\phi_{13}} \left(i_{r13} + i_{r53} + \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} \right) d\theta - \int_{\phi_{13}+\pi}^{2\pi} \left(i_{r13} + i_{r53} + \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} \right) d\theta - \int_{\phi_{13}}^{\phi_{13}+\pi} \frac{v_3 + v_4 - v_o}{R_o} d\theta \right] \\ \frac{d}{dt}(v_{5avg}) = \frac{1}{C_5} \cdot \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\phi_{15}}^{\phi_{15}+\pi} i_{dc2} d\theta - \left[\int_{\phi_{15}}^{\phi_{15}+\pi} (i_{r53} - i_{r15}) d\theta \right] \right\} \\ \frac{d}{dt}(v_{6avg}) = \frac{1}{C_6} \cdot \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\phi_{15}}^{\phi_{15}+\pi} i_{dc2} d\theta + \left[\int_0^{\phi_{15}} (i_{r53} - i_{r15}) d\theta + \int_{\phi_{15}+\pi}^{2\pi} (i_{r53} - i_{r15}) d\theta \right] \right\} \end{cases} \quad (4-2)$$

当把式(3-4)~(3-6)，以及式(3-14)代入到式(4-2)中，可得到三半桥 DC/DC 变换器消去快速变化状态变量 i_{r13} 、 i_{r53} 和 i_{r15} 的状态空间平均模型，参看附录一。

事实上，由于占空比 $D=0.5$ ，当均压电容 $C_1 \sim C_6$ 足够大时，有 $v_{1avg} = v_{2avg}$ ，

$v_{3avg} = v_{4avg}$ 以及 $v_{5avg} = v_{6avg}$ ，因此可以取电容 C_1 、 C_2 的电压之和 v_{12avg} ，电容 C_3 、 C_4 的电压之和 v_{34avg} ，电容 C_5 、 C_6 的电压之和 v_{56avg} ，以及输入电感电流 i_{dc1avg} 、 i_{dc2avg} 为状态空间平均模型下的状态变量^{[67]~[68]}，其中

$v_{12avg} = v_{1avg} + v_{2avg}$ ， $v_{34avg} = v_{3avg} + v_{4avg}$ ， $v_{56avg} = v_{5avg} + v_{6avg}$ 。因此附录一中的状态空间平均方程可以简化为如下形式：

$$\begin{cases} \dot{i}_{dc1avg} = -\frac{R_{b1}}{L_{dc1}} i_{dc1avg} + \frac{v_{in1}}{L_{dc1}} - \frac{1}{2L_{dc1}} v_{12avg} \\ \dot{i}_{dc2avg} = -\frac{R_{b2}}{L_{dc2}} i_{dc2avg} + \frac{v_{in2}}{L_{dc2}} - \frac{1}{2L_{dc2}} v_{56avg} \\ \dot{v}_{12avg} = \frac{1}{C_p} i_{dc1avg} - \frac{2}{C_p} \left(\frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)}{\cos\phi_{13}} v_{34avg} + \frac{\phi_{15}(\pi - |\phi_{15}|)}{\cos\phi_{15}} v_{56avg} \right) \\ \dot{v}_{34avg} = \frac{2}{C_i} \left(\frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)}{\cos\phi_{13}} v_{12avg} + \frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)}{\cos\phi_{53}} v_{56avg} \right) - \frac{2}{C_i R_o} v_{34avg} + \frac{2}{C_i R_o} v_o \\ \dot{v}_{56avg} = \frac{1}{C_p} i_{dc2avg} - \frac{2}{C_p} \left(\frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)}{\cos\phi_{53}} v_{34avg} - \frac{\phi_{15}(\pi - |\phi_{15}|)}{\cos\phi_{15}} v_{12avg} \right) \end{cases} \quad (4-3)$$

其中 $\cos\phi_{13} = \cos\phi_{31} = 4\pi\omega L_{r13}$ ， $\cos\phi_{53} = \cos\phi_{35} = 4\pi\omega L_{r53}$ ， $\cos\phi_{15} = \cos\phi_{51} = 4\pi\omega L_{r15}$ ，原边电容 $C_1 = C_2 = C_5 = C_6 = C_p$ ，副边电容 $C_3 = C_4 = C_s$ ， $C_i = C_s + 2C_o$ 。

方程 (4-3) 是变换器在各种工作模式下的通用平均模型。其中在与电动汽车加速工作模式相对应的正向(Boost)模式中， $v_o = 0$ ， R_o 是负载电阻， R_{b1} 与 R_{b2} 为零或为输入电源 v_{in1} 、 v_{in2} 的内阻，而移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} 为正；在与电动汽车的刹车制动模式相对应的反向(Buck)模式下， v_{in1} 、 $v_{in2} = 0$ ， R_{b1} 与 R_{b2} 是负载电阻，移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} 为负。

当考虑稳态工况时，令 $i_{dc1avg} = i_{dc2avg} = 0$ ， $v_{12avg} = 0$ ， $v_{34avg} = 0$ ， $v_{in1} = V_{in1}$ ， $v_{in2} = V_{in2}$ ， $\phi_{13} = \Phi_{13}$ ， $\phi_{15} = \Phi_{15}$ ， $\phi_{53} = \Phi_{53}$ ， $R_{b1} = R_{b2} = 0$ ， $v_o = 0$ ，则稳态值为：

$$\begin{cases} I_{dc1avg} = \frac{2\Phi_{13}(\pi - |\Phi_{13}|)}{4\pi\omega L_{r13}} V_{34avg} + \frac{2\Phi_{15}(\pi - |\Phi_{15}|)}{4\pi\omega L_{r15}} V_{56avg} \\ I_{dc2avg} = \frac{2\Phi_{53}(\pi - |\Phi_{53}|)}{4\pi\omega L_{r53}} V_{34avg} + \frac{2\Phi_{51}(\pi - |\Phi_{51}|)}{4\pi\omega L_{r15}} V_{12avg} \\ V_{34avg} = \frac{\Phi_{13}(\pi - |\Phi_{13}|) R_o}{4\pi\omega L_{r13}} V_{12avg} + \frac{\Phi_{53}(\pi - |\Phi_{53}|) R_o}{4\pi\omega L_{r53}} V_{56avg} \\ V_{12avg} = 2V_{in1} \\ V_{12avg} = 2V_{in2} \end{cases} \quad (4-4)$$

由式(4-4)也可以计算稳态输出功率

$$P_o = \frac{V_{34}^2}{R_o} = \frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)}{4\pi\omega L_{r13}} V_{12avg} V_{34avg} + \frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)}{4\pi\omega L_{r53}} V_{56avg} V_{34avg}$$

这一结果与第二章中通过电路分析所得到的公式(3-12)完全相同,也因此验证了上述分析过程的正确性。

4.3 基于简化模型的三半桥 DC/DC 变换器小信号模型

4.3.1 变换器小信号状态方程的推导和等效电路模型的建立

三半桥双向 DC/DC 变换器是通过各个半桥拓扑单元之间的移相角来调节功率流动的方向和大小,其控制电路也是通过调节移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} ($\phi_{15} = \phi_{13} - \phi_{53}$) 来实现输出电压或电流的闭环控制,在这种情况下,移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} 就是开关电路的一个随时间变化的输入变量。此外,电路典型工作状态中输入电压 V_{in1} 和 V_{in2} 以及负载 R_o 都有一定的允许变化范围,当考虑上述三个随时间而变化的因素,状态空间平均模型将不再线性的,而是非线性的,这表现在状态变量和控制量之间存在耦合,即乘积项。在进行系统的分析和设计时,有必要先对系统在某个工作点附近进行局部线性化,使系统实现解耦,这样就可以得到系统的小信号模型。此后就可以在小信号模型的基础上建立小信号等效电路,并推导出相关的控制-输出开环传递函数,并通过传递函数对系统的性能进行分析和设计^[69]。

当考虑稳态工作点处的小信号扰动时,状态变量及输入控制量的瞬时值等于某一工作点处的稳态分量(X)和扰动分量(\hat{x})之和,即

$$\begin{aligned} v_{in1} &= V_{in1} + \hat{v}_{in1}, \quad v_{in2} = V_{in2} + \hat{v}_{in2}, \quad v_o = V_o + \hat{v}_o, \quad \phi_{13} = \Phi_{13} + \hat{\phi}_{13}, \quad \phi_{15} = \Phi_{15} + \hat{\phi}_{15}, \\ \phi_{53} &= \Phi_{53} + \hat{\phi}_{53}, \quad v_{12} = V_{12} + \hat{v}_{12}, \quad v_{34} = V_{34} + \hat{v}_{34}, \quad v_{56} = V_{56} + \hat{v}_{56}, \quad i_{dc1} = I_{dc1} + \hat{i}_{dc1}, \\ i_{dc2} &= I_{dc2} + \hat{i}_{dc2}, \end{aligned}$$

其中假定扰动量远小于稳态值。

将相应的瞬时值代入式(4-3),若不考虑稳态分量,且忽略一次以上的高次扰动量乘积项,当状态变量取为 \hat{i}_{dc1} 、 \hat{i}_{dc2} 、 \hat{v}_{12} 、 \hat{v}_{34} 和 \hat{v}_{56} , 而输入控制变量取为移相角 $\hat{\phi}_{13}$ 、 $\hat{\phi}_{53}$ 、 $\hat{\phi}_{15}$, 以及输入电压 \hat{v}_{in1} 、 \hat{v}_{in2} (正向 Boost 模式)或 \hat{v}_o (反向 Buck 模式)时,可分别得到两种模式下标量形式的小信号状态方程^{[70][71]}:

(1) Boost 模式下的小信号状态方程:

$$\begin{cases} L_{dc1} \frac{d}{dt}(\hat{i}_{dc1}) = \hat{v}_{in1} - R_{b1} \cdot \hat{i}_{dc1} - \frac{1}{2} \cdot \hat{v}_{12} \\ L_{dc2} \frac{d}{dt}(\hat{i}_{dc2}) = \hat{v}_{in2} - R_{b2} \cdot \hat{i}_{dc2} - \frac{1}{2} \cdot \hat{v}_{56} \\ \frac{C_p}{2} \frac{d}{dt}(\hat{v}_{12}) = \frac{1}{2} \cdot \hat{i}_{dc1} - \left(\frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)}{\cos\phi_{13}} \hat{v}_{34} + \frac{\phi_{15}(\pi - |\phi_{15}|)}{\cos\phi_{15}} \hat{v}_{56} \right) - \left(\frac{(\pi - 2|\phi_{13}|)}{\cos\phi_{13}} \hat{\phi}_{13} \cdot V_{34} + \frac{(\pi - 2|\phi_{15}|)}{\cos\phi_{15}} \hat{\phi}_{15} \cdot V_{56} \right) \\ \frac{C_i}{2} \frac{d}{dt}(\hat{v}_{34}) = -\frac{1}{R_o} \hat{v}_{34} + \left(\frac{\phi_{13}(\pi - |\phi_{13}|)}{\cos\phi_{13}} \hat{v}_{12} + \frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)}{\cos\phi_{53}} \hat{v}_{56} \right) + \left(\frac{(\pi - 2|\phi_{13}|)}{\cos\phi_{13}} \hat{\phi}_{13} \cdot V_{12} + \frac{(\pi - 2|\phi_{53}|)}{\cos\phi_{53}} \hat{\phi}_{53} \cdot V_{56} \right) \\ \frac{C_p}{2} \frac{d}{dt}(\hat{v}_{56}) = \frac{1}{2} \cdot \hat{i}_{dc2} - \left(\frac{\phi_{53}(\pi - |\phi_{53}|)}{\cos\phi_{53}} \hat{v}_{34} + \frac{\phi_{15}(\pi - |\phi_{15}|)}{\cos\phi_{15}} \hat{v}_{12} \right) - \left(\frac{(\pi - 2|\phi_{53}|)}{\cos\phi_{53}} \hat{\phi}_{53} \cdot V_{34} + \frac{(\pi - 2|\phi_{15}|)}{\cos\phi_{15}} \hat{\phi}_{15} \cdot V_{12} \right) \end{cases} \quad (4-5)$$

(2) Buck 模式下的小信号状态方程:

$$\begin{cases}
L_{dk1} \frac{d}{dt}(\hat{i}_{dk1}) = -R_{b1} \cdot \hat{i}_{dk1} - \frac{1}{2} \hat{v}_{12} \\
L_{dk2} \frac{d}{dt}(\hat{i}_{dk2}) = -R_{b2} \cdot \hat{i}_{dk2} - \frac{1}{2} \hat{v}_{56} \\
\frac{C_p}{2} \frac{d}{dt}(\hat{v}_{12}) = \frac{1}{2} \hat{i}_{dk1} + \left(\frac{\phi_{31}(\pi - |\phi_{31}|)}{\cos \theta_{13}} \hat{v}_{34} + \frac{\phi_{51}(\pi - |\phi_{51}|)}{\cos \theta_{15}} \hat{v}_{56} \right) + \left(\frac{(\pi - 2|\phi_{31}|)}{\cos \theta_{13}} \hat{\phi}_{31} \cdot \hat{v}_{34} + \frac{(\pi - 2|\phi_{51}|)}{\cos \theta_{15}} \hat{\phi}_{51} \cdot \hat{v}_{56} \right) \\
\frac{C_l}{2} \frac{d}{dt}(\hat{v}_{34}) = \frac{1}{R_o} (\hat{v}_o - \hat{v}_{34}) - \left(\frac{\phi_{31}(\pi - |\phi_{31}|)}{\cos \theta_{31}} \hat{v}_{12} + \frac{\phi_{35}(\pi - |\phi_{35}|)}{\cos \theta_{35}} \hat{v}_{56} \right) - \left(\frac{(\pi - 2|\phi_{31}|)}{\cos \theta_{31}} \hat{\phi}_{31} \cdot \hat{v}_{12} + \frac{(\pi - 2|\phi_{35}|)}{\cos \theta_{35}} \hat{\phi}_{35} \cdot \hat{v}_{56} \right) \\
\frac{C_p}{2} \frac{d}{dt}(\hat{v}_{56}) = \frac{1}{2} \hat{i}_{dk2} + \left(\frac{\phi_{35}(\pi - |\phi_{35}|)}{\cos \theta_{33}} \hat{v}_{34} + \frac{\phi_{55}(\pi - |\phi_{55}|)}{\cos \theta_{31}} \hat{v}_{12} \right) + \left(\frac{(\pi - 2|\phi_{35}|)}{\cos \theta_{33}} \hat{\phi}_{35} \cdot \hat{v}_{34} + \frac{(\pi - 2|\phi_{55}|)}{\cos \theta_{31}} \hat{\phi}_{55} \cdot \hat{v}_{12} \right)
\end{cases} \quad (4-6)$$

其中 $\cos \theta_{13} = \cos \theta_{31} = 4\pi\omega L_{r13}$, $\cos \theta_{33} = \cos \theta_{55} = 4\pi\omega L_{r53}$, $\cos \theta_{15} = \cos \theta_{51} = 4\pi\omega L_{r15}$, 原边电容 $C_1 = C_2 = C_5 = C_6 = C_p$, 副边电容 $C_3 = C_4 = C_s$, $C_l = C_s + 2C_o$ 。

根据以上小信号状态方程, 可以绘制出相应的小信号等效电路, 如图 4.3 所示, 表 4.2 中列举了其中相关参数的表达式。

通过图中小信号等效电路可以分析:

当运行于 Boost 工作模式时: K_1 、 K_3 、 K_5 闭合, K_2 、 K_4 、 K_6 断开, 电源 V_{in1} 与 V_{in2} 共同向负载 R_o 提供能量。

当运行于 Buck 工作模式时: K_2 、 K_4 、 K_6 闭合, K_1 、 K_3 、 K_5 断开, 电源 V_o 向负载 R_{b1} 和 R_{b2} 回馈能量。

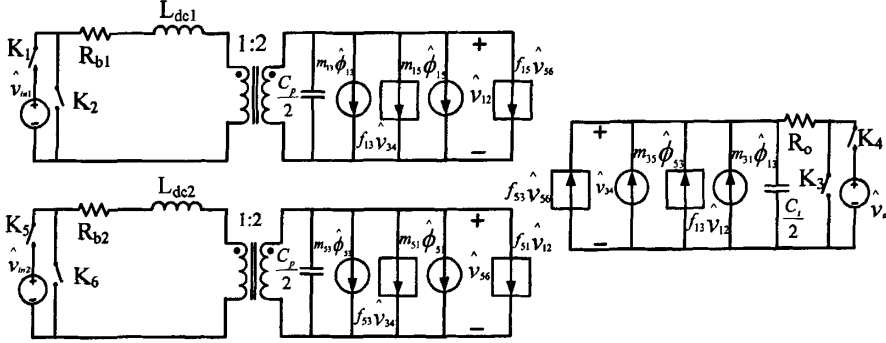


图 4.3 三半桥 DC/DC 变换器小信号模型等效电路

表 4.2 三半桥 DC/DC 变换器小信号模型等效电路相关参数表达式

m_{13}	m_{15}	m_{51}
$V_{34}(\pi - 2 \phi_{31})/4\pi\omega L_{r13}$	$V_{56}(\pi - 2 \phi_{51})/4\pi\omega L_{r15}$	$V_{12}(\pi - 2 \phi_{51})/4\pi\omega L_{r15}$
m_{33}	m_{35}	m_{31}
$V_{34}(\pi - 2 \phi_{35})/4\pi\omega L_{r53}$	$V_{56}(\pi - 2 \phi_{35})/4\pi\omega L_{r53}$	$V_{12}(\pi - 2 \phi_{31})/4\pi\omega L_{r13}$
$f_{13}(=-f_{31})$	$f_{15}(=-f_{51})$	$f_{53}(=-f_{35})$
$\phi_{13}(\pi - \phi_{13})/4\pi\omega L_{r13}$	$\phi_{15}(\pi - \phi_{15})/4\pi\omega L_{r15}$	$\phi_{33}(\pi - \phi_{33})/4\pi\omega L_{r53}$

通过该等效电路模型, 可以直观地反映三半桥 DC/DC 变换器的直流电压变换作用、小信号在变换器中的传递过程以及变换器的低频特性^[72]。

在第三章中将使用三半桥 DC/DC 变换器的燃料电池电动汽车能量管理系统

划分为三种工作模式，这三种模式根据移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} 的正负情况，分别与图4.4中的模式I~III相对应，其中三半桥DC/DC变换器的输入级和输出级电路均用高频方波电压源来表示。

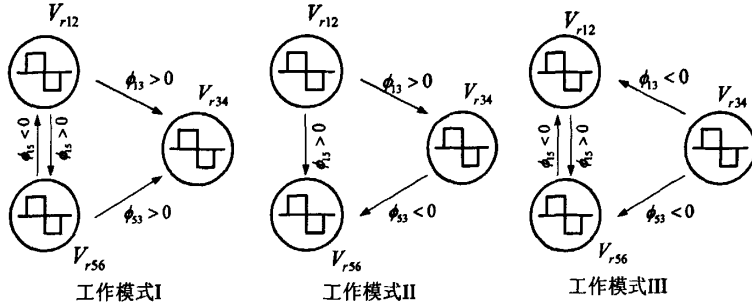


图4.4 输入方波电源 V_{r12} 、 V_{r56} 与输出电源 V_{r34} 之间能量交换的三种模式

模式I是典型的升压(Boost)模式，三半桥变换器两个输入端的电源同时向负载供电，而模式III是典型的降压(Buck)模式，两个输入电源反向回收来自负载的电，在这种模式中，两个输入电源根据移相角 ϕ_{13} 的正负情况，也在进行着能量交换。模式II实质上是模式I、II到达稳态工作之前的中间模式。由于三半桥DC/DC变换器电路结构的对称性，各种模式除了移相角极性不同以外，其它工作原理都是相同的，所以本文对变换器的动态性能分析和控制系统设计主要是针对模式I(Boost模式)，而具体的分析和设计过程也很容易拓展到其它工作模式。

4.3.2 小信号传递函数分析

将正向Boost模式下的的小信号状态方程(4-5)与标准形式，即

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A \cdot \hat{x} + B \cdot \hat{u} & (4-7) \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} & (4-8) \end{cases} \text{相比较, 可得到:}$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{dc1} \\ \hat{i}_{dc2} \\ \hat{v}_{12} \\ \hat{v}_{34} \\ \hat{v}_{56} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{b1}}{L_{dc1}} & 0 & -\frac{1}{2L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{b2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{2L_{dc2}} \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & -\frac{2 \cdot f_{13}}{C_p} & -\frac{2 \cdot f_{15}}{C_p} \\ 0 & 0 & -\frac{2 \cdot f_{13}}{C_t} & \frac{-2}{C_t \cdot R_o} & -\frac{2 \cdot f_{35}}{C_t} \\ 0 & \frac{1}{C_p} & -\frac{2 \cdot f_{51}}{C_p} & -\frac{2 \cdot f_{53}}{C_p} & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{u} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{in1} \\ \hat{v}_{in2} \\ \hat{\phi}_{13} \\ \hat{\phi}_{53} \\ \hat{\phi}_{15} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{2m_{13}}{C_p} & 0 & -\frac{2m_{15}}{C_p} \\ 0 & 0 & \frac{2m_{31}}{C_i} & \frac{2m_{35}}{C_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{2m_{53}}{C_p} & -\frac{2m_{51}}{C_p} \end{bmatrix}.$$

设各状态变量的初始值均为零，将式(4-7)做拉氏变换，并代入到式(4-8)中，可以得到输入向量 \hat{u} 到输出 \hat{y} 的传递函数矩阵：

$$\text{输出电压 } \hat{v}_{34}(s) = C_1(sI - A)^{-1} B \hat{u}(s), \quad C_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \quad (4-9)$$

$$\text{输入电感电流 } \hat{i}_{dc1}(s) = C_2(sI - A)^{-1} B \hat{u}(s), \quad C_2 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (4-10)$$

$$\text{输入电感电流 } \hat{i}_{dc2}(s) = C_3(sI - A)^{-1} B \hat{u}(s), \quad C_3 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (4-11)$$

式中， I 为单位矩阵。

根据表达式(4-9)~(4-11)，可以得到下列关系式：

$$\begin{cases} \hat{v}_{34}(s) = [G_{v/\phi13} \ G_{v/\phi53}] \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{13} \\ \hat{\phi}_{53} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4-12)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dc1}(s) \\ \hat{i}_{dc2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{i1/\phi13} & G_{i1/\phi53} \\ G_{i2/\phi13} & G_{i2/\phi53} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{13} \\ \hat{\phi}_{53} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4-13)$$

显然，以上两式分别表征了移相角的变化对输出电压 V_{34} 和输入电感电流 I_{dc1} 、 I_{dc2} 的影响。

在上文中已经提到，三半桥 DC/DC 变换器的控制电路是通过调节输入级与输出级之间的移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 来实现输出电压或电流的闭环控制，在这种情况下，移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} 就是开关电路的输入控制变量。由于 $\hat{\phi}_{15} = \hat{\phi}_{13} - \hat{\phi}_{53}$ ，所以移相角 ϕ_{15} 的变化对输出变量的影响可以通过 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 来体现。而三端口三半桥 DC/DC 变换器低压侧的两个输入端与储能元件(蓄电池、超级电容器)连接，通过与储能装置的能量交换来稳定直流侧的母线电压，因此需要对储能元件的充放电电流和直流母线电压进行控制，变换器的两个输入电感电流 I_{dc1} 、 I_{dc2} 和输出电压 V_{34} 成为系统的控制对象。变换器控制系统可以被看作是一个两输入(ϕ_{13} ， ϕ_{53})和三输出(I_{dc1} ， I_{dc2} ， V_{34})的系统。

为了设计三半桥 DC/DC 变换器的控制器参数，首先需要把输入控制量到输出向量之间的传递函数矩阵推导出来。通过关系式(4-12)~(4-13)，可以得到变

换器在 Boost 方向上控制-输出的各项开环传递函数, 其中当移相角 ϕ_{13} 和 ϕ_{53} 单独起控制作用时, 输出电容电压 v_{34} 对移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 的传递函数分别为:

$$G_{v/\phi_{13}}(s) = \frac{\hat{v}_{34}(s)}{\hat{\phi}_{13}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{m1}(s)=0, \hat{v}_{m2}(s)=0, \hat{\phi}_{53}(s)=0} = \frac{M_1(s) \cdot (m_{13} + m_{15}) - M_2(s) \cdot m_{51} + M_3(s) \cdot m_{31}}{\left(\frac{C_t}{2}s + \frac{1}{R_o}\right) \cdot M_3(s) - M_1(s) \cdot f_{13} + M_2(s) \cdot f_{35}} \quad (4-14)$$

$$G_{v/\phi_{53}}(s) = \frac{\hat{v}_{34}(s)}{\hat{\phi}_{53}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{m1}(s)=0, \hat{v}_{m2}(s)=0, \hat{\phi}_{13}(s)=0} = \frac{M_2(s) \cdot (m_{53} + m_{51}) - M_1(s) \cdot m_{15} + M_3(s) \cdot m_{35}}{\left(\frac{C_t}{2}s + \frac{1}{R_o}\right) \cdot M_3(s) - M_1(s) \cdot f_{13} + M_2(s) \cdot f_{35}} \quad (4-15)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } M_1(s) &= -2C_p \cdot f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot L_{dc2} \cdot s^3 + 4f_{15} \cdot f_{35} \cdot L_{dc1} \cdot L_{dc2} \cdot s^2 - f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot s, \quad M_2(s) \\ &= 2C_p \cdot f_{35} \cdot L_{dc1} \cdot L_{dc2} \cdot s^3 + 4f_{13} \cdot f_{15} \cdot L_{dc1} \cdot L_{dc2} \cdot s^2 + f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s, \quad M_3(s) = \\ &\left(L_{dc1} \cdot C_p \cdot s^2 + \frac{1}{2}\right) \left(L_{dc2} \cdot C_p \cdot s^2 + \frac{1}{2}\right) + 4L_{dc1} \cdot L_{dc2} \cdot f_{15}^2 \cdot s^2. \end{aligned}$$

输入电感电流 i_{dc1} 、 i_{dc2} 对输入控制变量移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{53} 的传递函数分别为:

$$G_{i1/\phi_{13}}(s) = \frac{\hat{i}_{dc1}(s)}{\hat{\phi}_{13}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{m1}(s)=0, \hat{v}_{m2}(s)=0, \hat{\phi}_{53}(s)=0} = \frac{\left[M_3(s) \left(\frac{C_t}{2}s + \frac{1}{R_o}\right) - 2f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s \cdot N_1(s)\right] E_1(s) + 2f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s \cdot N_2(s) \cdot E_3(s)}{B(s)} \quad (4-16)$$

$$G_{i1/\phi_{53}}(s) = \frac{\hat{i}_{dc1}(s)}{\hat{\phi}_{53}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{m1}(s)=0, \hat{v}_{m2}(s)=0, \hat{\phi}_{13}(s)=0} = \frac{\left[M_3(s) \left(\frac{C_t}{2}s + \frac{1}{R_o}\right) - 2f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s \cdot N_1(s)\right] E_2(s) + 2f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s \cdot N_2(s) \cdot E_4(s)}{B(s)} \quad (4-17)$$

$$G_{i2/\phi_{13}}(s) = \frac{\hat{i}_{dc2}(s)}{\hat{\phi}_{13}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{m1}(s)=0, \hat{v}_{m2}(s)=0, \hat{\phi}_{53}(s)=0} = \frac{\left[M_3(s) \left(\frac{C_t}{2}s + \frac{1}{R_o}\right) + 2f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot s \cdot N_2(s)\right] E_3(s) - 2f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot s \cdot N_1(s) \cdot E_1(s)}{B(s)} \quad (4-18)$$

$$G_{i2/\phi_{53}}(s) = \frac{\hat{i}_{dc2}(s)}{\hat{\phi}_{53}(s)} \bigg|_{\hat{v}_{m1}(s)=0, \hat{v}_{m2}(s)=0, \hat{\phi}_{13}(s)=0} = \frac{\left[M_3(s) \left(\frac{C_t}{2}s + \frac{1}{R_o}\right) + 2f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot s \cdot N_2(s)\right] E_4(s) - 2f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot s \cdot N_1(s) \cdot E_2(s)}{B(s)} \quad (4-19)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } N_1(s) &= -L_{dc1} \cdot f_{35} \cdot C_p \cdot s^2 + 2L_{dc1} \cdot f_{13} \cdot f_{15} \cdot s - \frac{1}{2} \cdot f_{35}, \quad N_2(s) = L_{dc2} \cdot f_{13} \cdot C_p \cdot s^2 + \\ &2L_{dc2} \cdot f_{15} \cdot f_{35} \cdot s + \frac{1}{2} \cdot f_{13}, \end{aligned}$$

$$E_1(s) = \left(\frac{C_i}{2} \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) \left[(m_{13} + m_{15}) \cdot C_p \cdot L_{dc2} \cdot s^2 + 2m_{51} \cdot f_{15} \cdot L_{dc2} \cdot s + \frac{1}{2} \cdot (m_{13} + m_{15}) \right] + \\ C_p \cdot m_{31} \cdot f_{13} \cdot L_{dc2} \cdot s^2 + 2m_{31} \cdot f_{15} \cdot f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s + \frac{1}{2} \cdot f_{13} \cdot m_{31}$$

$$E_2(s) = - \left(\frac{C_i}{2} \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) \left[m_{15} \cdot C_p \cdot L_{dc2} \cdot s^2 + 2(m_{53} + m_{51}) \cdot f_{15} \cdot L_{dc2} \cdot s + \frac{1}{2} \cdot m_{15} \right] + \\ C_p \cdot m_{35} \cdot f_{13} \cdot L_{dc2} \cdot s^2 + 2m_{35} \cdot f_{15} \cdot f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s + \frac{1}{2} \cdot f_{13} \cdot m_{35}$$

$$E_3(s) = \left(\frac{C_i}{2} \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) \left[-m_{51} \cdot C_p \cdot L_{dc1} \cdot s^2 + 2(m_{13} + m_{15}) \cdot f_{15} \cdot L_{dc1} \cdot s - \frac{1}{2} \cdot m_{51} \right] - \\ C_p \cdot m_{31} \cdot f_{35} \cdot L_{dc1} \cdot s^2 + 2m_{31} \cdot f_{13} \cdot f_{15} \cdot L_{dc1} \cdot s - \frac{1}{2} \cdot f_{35} \cdot m_{31}$$

$$E_4(s) = \left(\frac{C_i}{2} \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) \left[(m_{53} + m_{51}) \cdot C_p \cdot L_{dc1} \cdot s^2 - 2m_{15} \cdot f_{15} \cdot L_{dc1} \cdot s + \frac{1}{2} \cdot (m_{53} + m_{51}) \right] - \\ C_p \cdot m_{35} \cdot f_{35} \cdot L_{dc1} \cdot s^2 + 2m_{35} \cdot f_{13} \cdot f_{15} \cdot L_{dc1} \cdot s - \frac{1}{2} \cdot f_{35} \cdot m_{35}$$

$$B(s) = \left[M_3(s) \left(\frac{C_i}{2} \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) + 2f_{13} \cdot L_{dc1} \cdot s \cdot N_2(s) \right] \left[M_3(s) \left(\frac{C_i}{2} \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) - 2f_{35} \cdot L_{dc2} \cdot s \cdot N_1(s) \right] + \\ 4f_{13} \cdot f_{35} \cdot L_{dc1} \cdot L_{dc2} \cdot s^2 \cdot N_1(s) \cdot N_2(s)$$

第三章中已提到按实际研究的三半桥 DC/DC 变换器电路参数如下: $V_{in1} = V_{in2} = 20V$, $R_{b1} = R_{b2} = 0$, $P_o = 1500W$, $R_o = 1.07\Omega$, $F_{13} = 0.16p$, $F_{53} = 0.10p$, 开关频率 $f = 20kHz$, $L_{dc1} = L_{dc2} = 25\mu H$, 变压器漏感 $L_{r13} = L_{r15} = L_{r53} = 1.5\mu H$, $C_p = 4mF$, $C_s = 30mF$, $C_o = 60mF$, 其中这些参数都是折算到低压侧的等效值。把参数代入到式(4-16)~(4-19)中, 并把各个传递函数都化为零极点增益形式, 可以得到:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{v/\phi 13}(s) = \frac{481.0013(s^2 - 859.7s + 5 \times 10^6)(s^2 - 25.33s + 5 \times 10^6)}{(s + 12.45)(s^2 + 5 \times 10^6)^2} \quad (4-20) \\ G_{v/\phi 53}(s) = \frac{565.884(s^2 + 604.7s + 5 \times 10^6)(s^2 + 97s + 5 \times 10^6)}{(s + 12.45)(s^2 + 5 \times 10^6)^2} \quad (4-21) \\ G_{i1/\phi 13}(s) = \frac{827605000(s + 15.72)(s^2 + 66.28s + 5 \times 10^6)}{(s + 12.45)(s^2 + 5 \times 10^6)^2} \quad (4-22) \\ G_{i1/\phi 53}(s) = \frac{-466854000(s + 5.674)(s^2 + 224.3s + 5 \times 10^6)}{(s + 12.45)(s^2 + 5 \times 10^6)^2} \quad (4-23) \\ G_{i2/\phi 13}(s) = \frac{-466854000(s + 16.3)(s^2 - 599.4s + 5 \times 10^6)}{(s + 12.45)(s^2 + 5 \times 10^6)^2} \quad (4-24) \\ G_{i2/\phi 53}(s) = \frac{891267000(s + 10.11)(s^2 + 1296s + 5 \times 10^6)}{(s + 12.45)(s^2 + 5 \times 10^6)^2} \quad (4-25) \end{array} \right.$$

4.4 控制系统设计

在三半桥 DC/DC 变换器与蓄电池、超级电容器储能元件连接, 用于燃料电池电动汽车驱动系统的情况下, 当汽车启动和加速时, 三半桥 DC/DC 变换器工作在 boost 升压模式, 蓄电池和超级电容器将电能传送到高压侧, 向牵引电机供电, 此时, 而在刹车和再生制动阶段, 三半桥 DC/DC 变换器均为 buck 降压模式, 制动能量回馈给蓄电池或超级电容器, 或者二者同时充电。在上述的几种模式中, 都要进行电压控制, 以使高压侧直流母线电压在有外部扰动的情况下保持恒定, 并且为了防止储能元件过充和过放电, 对每个储能元件的充/放电能进行管理, 并实现过流保护, 需要进行电流控制。由于三半桥变换器两个输入端均有直流电感, 很容易实现对输入直流电流的控制, 因此该变换器采用平均电流控制方式^{[73][74]}, 即外环控制输出直流母线电压, 电流内环控制来自两个输入端的电感电流, 电路系统的电压电流双闭环控制框图如图 4.5 所示^[75]。

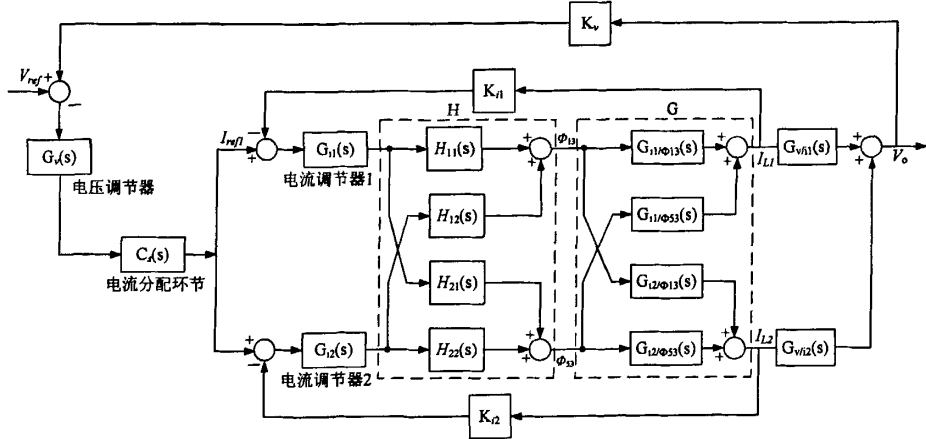


图4.5 三半桥DC/DC变换器的双闭环控制系统框图(其中G是变换器控制-输出的传递函数矩阵, H表示电流内环解耦网络传递函数矩阵)

在本文中, 为了讨论问题的方便, 图 4.5 中的反馈系数都取为 1。在第 4.3 节已经推导出了三半桥 DC/DC 变换器以输出电容电压和输入电感电流为控制对象的控制-输出传递函数, 根据这些传递函数, 可以很方便地进行电压外环和电流内环的设计。在设计调节器时, 为了获得较好的调节性能, 电流环的带宽一般设置为开关频率的 1/5~1/10, 而电压环带宽则设置为电流环带宽的 1/5~1/10^[62]。由于三半桥 DC/DC 变换器的开关频率为 20kHz, 所以电感电流 i_{d1} 内环的截止频率取为 1200Hz, i_{d2} 内环截止频率取为 1300Hz, 而输出电容电压 V_{34} 外环的截止频率取为 120Hz。

4.4.1 电流内环设计

1. 解耦的定义

由于三半桥 DC/DC 变换器的控制系统是一个多输入-多输出(MIMO)系统, 特别是在电流开环控制系统中, 电感电流与移相角之间的开环传递函数矩阵不是对角阵, 每一个输入量将影响所有输出量, 而每一个输出量也都会受到所有

输入量的影响，如图 4.6 所示，这种系统称为耦合系统。

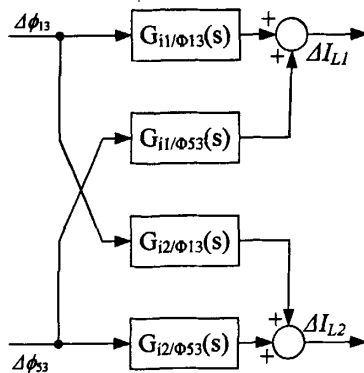


图 4.6 电流开环耦合控制系统

对一个耦合系统进行控制是复杂的，工程中通常希望寻求适当的控制率，使输入输出相互关联的多变量系统实现每一个输出仅受相应的一个输入控制，每一个输入也仅能控制相应的一个输出，也就是实现一对一控制，从而解除输入与输出之间的耦合，这种控制方式称为解耦控制，相应的系统称为解耦系统。通过解耦可以将原来的多变量系统分解为多个独立的单输入单输出系统。系统的解耦问题是一个相当复杂的问题，研究解耦问题的人很多，解耦的方法也很多。在线性定常连续系统中，通常有两种实现解耦控制的方法，一种是串联补偿器解耦，另一种是前馈补偿器解耦^{[76][77]}。本文采用串联补偿器解耦。

2. 解耦网络设计

$$\text{由图 4.5 可知，电感电流向量 } I_L = [I_{L1} \ I_{L2}]^T = G \cdot [\phi_{13} \ \phi_{53}]^T = G \cdot \Phi \quad (4-26)$$

G 是控制-输出的开环传递函数矩阵，而 F 是输入控制向量，在这里被定义为 $\Phi = H \cdot U$ ，其中 H 是本节要设计的解耦网络传递函数矩阵，而 U 是电流补偿环节所生成的控制变量，即 $U = G_i \cdot (I_{ref} - I_L)$ ， $G_i = [G_{i1}(s) \ G_{i2}(s)]^T$ 是电流调节器向量。因此，表达式(4-26)又可以写成下列形式：

$$I_L = G \cdot H \cdot G_i (I_{ref} - I_L)$$

在上文中已经提到，要想使多变量系统成为解耦系统，需要使其传递函数矩阵对角化，也就是通过选择和设计串联补偿器—解耦网络 H ，使矩阵 G 和 H 的乘积为对角阵^[46]，即 $X = G \cdot H = \text{diag}[x1, x2]$ ，所以可以推导出解耦网络的传递函数矩阵：

$$\begin{aligned} H &= \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = G^{-1} X = \begin{bmatrix} G_{11/\phi13} & G_{11/\phi53} \\ G_{12/\phi13} & G_{12/\phi53} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x1 & 0 \\ 0 & x2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{G_{11/\phi13} \cdot G_{12/\phi53} - G_{11/\phi53} \cdot G_{12/\phi13}} \begin{bmatrix} G_{12/\phi53} \cdot x1 & -G_{11/\phi53} \cdot x2 \\ -G_{12/\phi13} \cdot x1 & G_{11/\phi13} \cdot x2 \end{bmatrix} \quad (4-27) \end{aligned}$$

将该传递矩阵的对角元素化为 1，又可以进一步简化为如下形式：

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -G_{i1/\phi 53} / G_{i1/\phi 13} \\ -G_{i2/\phi 13} / G_{i2/\phi 53} & 1 \end{bmatrix}$$

通过解耦网络 H 的设计，可以将原来的电流多变量耦合系统转化为解耦系统，该系统实现解耦后，可被看作为一组相互独立的单变量控制系统，从而可实现对输入电感电流 i_{d1} 、 i_{d2} 的自治控制，如图 4.7 所示，其中

$$G_A = G_{i1/\phi 13} - \frac{G_{i1/\phi 53} \cdot G_{i2/\phi 13}}{G_{i2/\phi 53}}, \quad G_B = G_{i2/\phi 53} - \frac{G_{i1/\phi 53} \cdot G_{i2/\phi 13}}{G_{i1/\phi 13}} \quad (4-28)$$

分别为电流解耦系统中，电感电流 i_{d1} 、 i_{d2} 的等效闭环系统中的开环传递函数，通过这两个传递函数，可以根据变换器系统的静态和动态技术指标，分别对 i_{d1} 、 i_{d2} 控制回路的电流调节器进行设计。

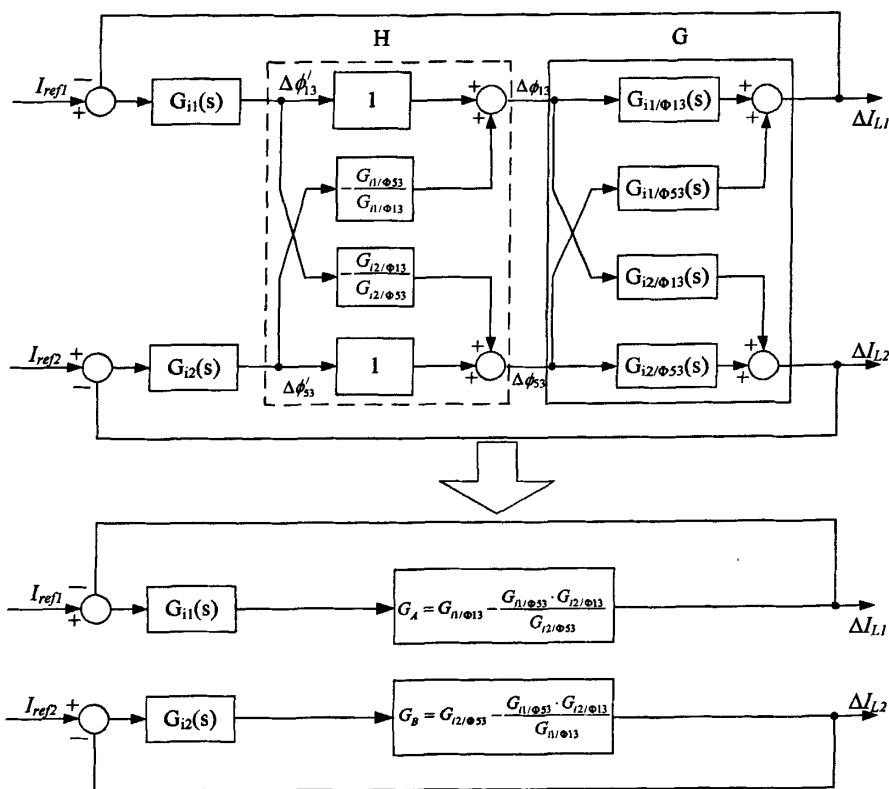


图4.7 电流内环解耦控制系统示意图

3. 电流调节器设计

把式(4-22)~(4-25)分别代入到式(4-28)中，可以计算出传递函数 G_A 和 G_B 的表达式：

$$G_A(s) = \frac{583062503.4013(s+14.95)(s^2+2002s+5 \times 10^6)}{(s+10.11)(s^2+1296s+5 \times 10^6)(s^2+5 \times 10^6)} \quad (4-29)$$

$$G_B(s) = \frac{627913519.3951(s+14.95)(s^2+2002s+5 \times 10^6)}{(s+15.72)(s^2+66.28s+5 \times 10^6)(s^2+5 \times 10^6)} \quad (4-30)$$

在设计校正装置时，主要的研究工具是波特图(Bode Diagram)，即开环对数频率特性曲线。它的绘制方法简便，可以确切地提供稳定性和稳定裕度的信息，还能大致衡量闭环系统稳态和动态的性能。正因为如此，波特图是开关变换器调节系统设计和应用中普遍使用的方法^[78]。

首先对电感电流 i_{d1} 的内环进行分析和设计。根据传递函数(4-29)，可以绘制出未加补偿网络 $G_{i1}(s)$ 时， i_{d1} 内环等效回路增益函数 G_A 的波特图，如图 4.8 所示。从图中观察，此系统的幅值裕度为-91.4dB，相角裕度为-1.68deg，显然系统是不稳定的。

传递函数(4-29)可以表示为如下形式：

$$G_A(s) = K \frac{(1+T_2 \cdot s) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\xi_1}{\omega_0} s + 1 \right)}{(1+T_1 \cdot s) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\xi_2}{\omega_0} s + 1 \right) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 \right)}$$

其中： $K=172.439$ ， $T_1=0.0989$ ， $T_2=0.0669$ ， $\omega_0=2236\text{rad/s}$ ， $\xi_1=0.4476$ ， $\xi_2=0.2898$ 。

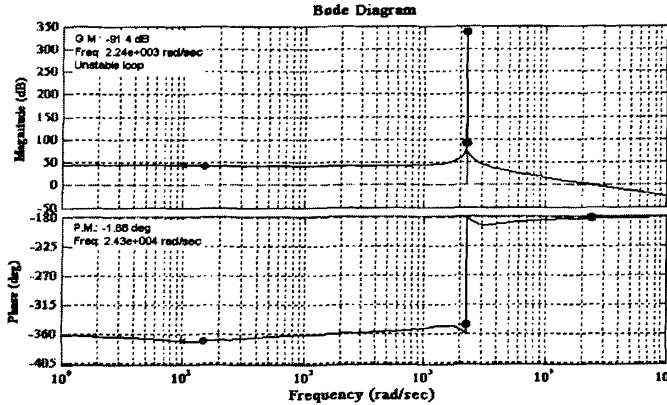


图4.8 i_{d1} 电流内环未加补偿时的开环波特图

由于实际系统中要求电流环具有较好的跟随性和稳态精度^[78]，调节器中需要有一个积分环节，用来提高系统的型别，消除或减少稳态误差。但积分控制使信号产生 90° 的相角滞后，于系统的稳定性不利，系统加上积分环节后的开环对数幅频渐进特性曲线如图 4.9 所示。

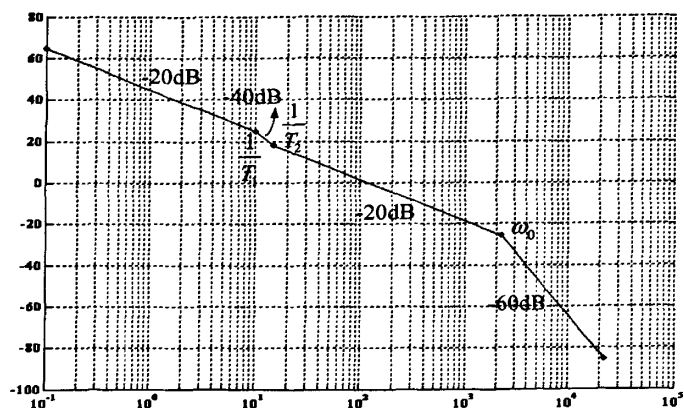


图4.9 i_{d1} 电流内环加积分环节后的开环对数幅频渐进特性曲线

从图中可以看出，为了保证系统具有较高的稳定裕度，使其开环对数幅频特性在高频段截止频率 ω_{c11} 处的斜率为-20dB，需要使用有两个微分环节的 PID 调节器，其传递函数为：

$$G_{11}(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{\tau s}$$

为了使校正后的系统对数幅频特性以-20dB/dec 的斜率穿越 0dB 线，并且有足够的中频带宽， $1/t_1$ 和 $1/t_2$ 均要小于 ω_{c11} 。在这里令 $t_1 = T_1 = 0.0989$ ，可以对消掉控制对象中的大惯性环节，提高开环的截止频率，加快动态响应，同时，也能实现系统的降阶和简化。经过 PID 调节器补偿的系统回路增益函数为：

$$G_{11}(s) \cdot G_A(s) = K \frac{(1 + \tau_2 \cdot s)(1 + T_2 \cdot s) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\xi_1}{\omega_0} s + 1 \right)}{\tau s \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\xi_2}{\omega_0} s + 1 \right) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 \right)} \quad (4-31)$$

$$\text{相角裕度 } \gamma = \arctg \omega_{c11} \tau_2 + \arctg \omega_{c11} T_2 + \arctg \left(\frac{2 \xi_1 \frac{\omega_{c11}}{\omega_0}}{1 - \frac{\omega_{c11}^2}{\omega_0^2}} \right) - \arctg \left(\frac{2 \xi_2 \frac{\omega_{c11}}{\omega_0}}{1 - \frac{\omega_{c11}^2}{\omega_0^2}} \right) - 90^\circ \quad (4-32)$$

为了使系统具有良好的过渡过程，通常要求相角裕度达到 $45^\circ \sim 70^\circ$ ，这里取 $\gamma = 49^\circ$ 。上文中已提到，电流环截止频率为 1200Hz，即 $\omega_{c11} = 7540 \text{ rad/s}$ ，根据式(4-32)可以计算出 $\tau_2 = 1.871 \times 10^{-4}$ ，满足 $1/\tau_2 < \omega_{c11}$ 。

根据 $|G_{11}(j\omega_{c11}) \cdot G_A(j\omega_{c11})| = 1$ ，可以计算出 $\tau = 1.9873$ 。

即电流调节器 $G_{11}(s)$ 的传递函数为：

$$G_{11}(s) = \frac{9.3117 \times 10^{-6} (s + 10.11)(s + 5345)}{s}$$

i_{d1} 电流内环等效回路增益函数 $G_{11}(s) \cdot G_A(s)$ 的波特图如图 4.10 所示。

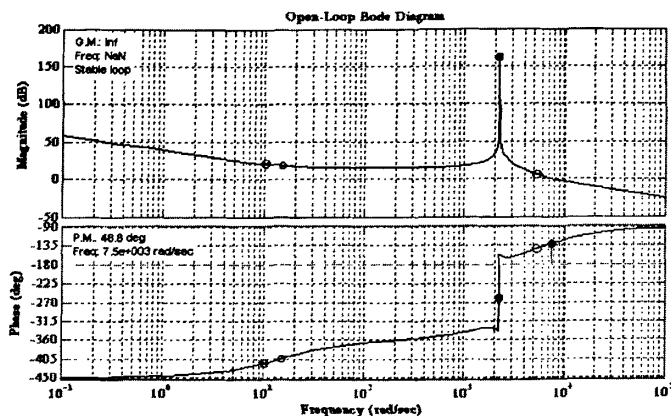


图4.10 经过PID调节器补偿的电流内环等效回路增益函数波特图

然后再进行 i_{d2} 电流内环补偿环节 $G_{i2}(s)$ 的设计。由于 i_{d2} 内环系统的截止频率为 1300Hz，相角裕度在本文中取为 42° ，按照与上文中相同的方法和步骤，可以设计出 $G_{i2}(s)$ 的传递函数为：

$$G_{i2}(s) = \frac{9.72 \times 10^{-6} (s + 15.72)(s + 5483)}{s}$$

具体设计过程在这里不再详述。 i_{d2} 电流内环系统在经过 PID 调节器 $G_{i2}(s)$ 补偿前后的开环波特图如图 4.11 所示。

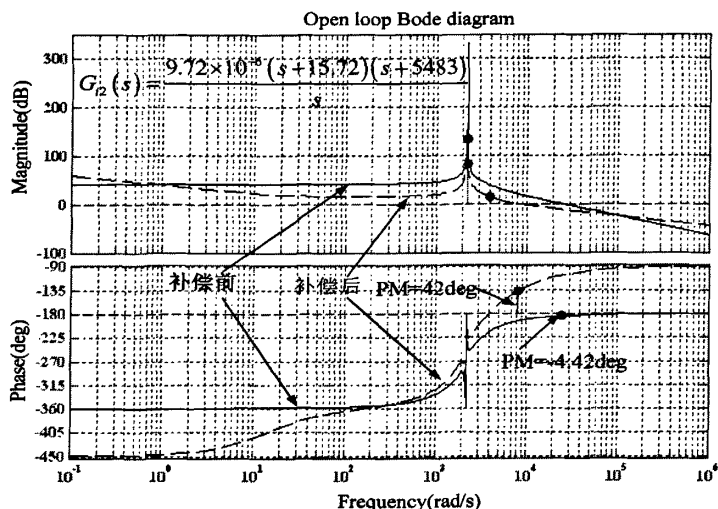


图4.11 i_{d2} 电流内环系统未补偿和PID校正后的开环波特图

4. 电流环设计仿真研究

根据式(4-3)，使用 Matlab/simulink 搭建三半桥 DC/DC 变换器状态空间平均数学模型，对上文中 i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环补偿网络以及解耦网络设计方案进行仿真验证。电流内环解耦控制系统的仿真框图如图 4.12 所示，其中状态空间平均数学模型仿真框图参看附录二。

(1) 电流内环动态性能的仿真

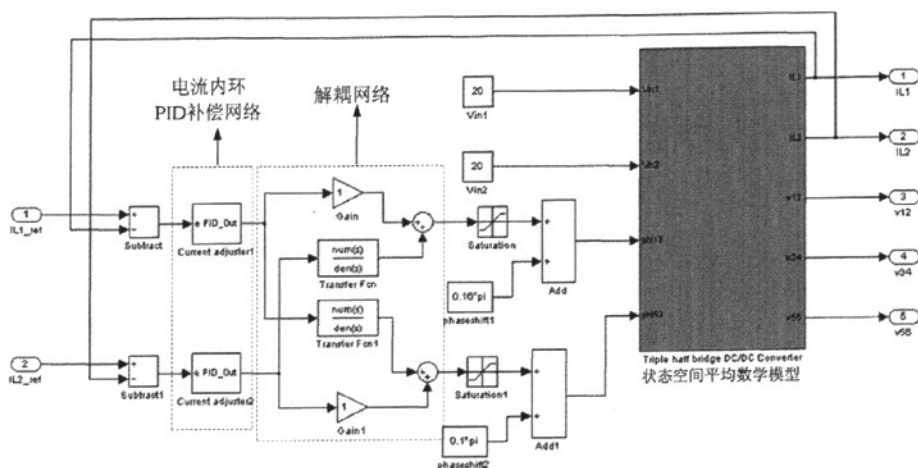


图4.12 电流内环解耦控制系统Matlab/simulink仿真框图

自动控制系统的动态性能指标包括对给定输入信号的跟随性能指标和扰动输入信号的抗扰性能指标。

在给定信号或参考输入信号的作用下，控制系统输出量的变化情况可用跟随性能指标来描述。当给定信号变化方式不同时，输出响应也不一样。一般认为，阶跃输入对系统来说是最严峻的工作状态，如果系统在阶跃函数作用下的动态性能满足要求，那么系统在其它形式的函数作用下，其动态性能也是令人满意的。在这里通过仿真观察变电感电流 i_{d1} 、 i_{d2} 在给定参考信号阶跃变化下的跟随过程，就可以验证所设计的电流内环系统是否有较好的动态性能。

根据上文中的设计结果， i_{d1} 电流环系统 PID 补偿环节的比例、积分和微分系数分别设为 0.04986，0.5032 和 9.3117×10^{-6} ， i_{d2} 电流环补偿环节的比例、积分和微分系数分别设为 0.05345，0.8378 和 9.72×10^{-6} 。当给定参考电流信号在某一时刻发生阶跃上升和下降时，输出信号的仿真结果如图 4.13 和图 4.14 所示。

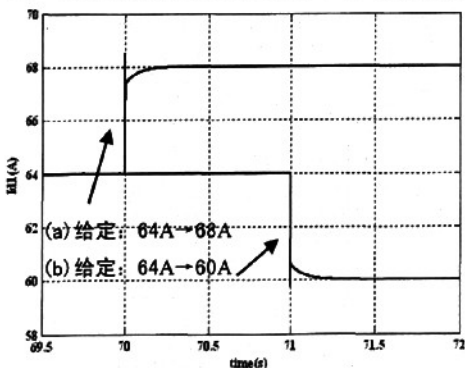


图4.13 电感电流 i_{d1} 对给定阶跃信号的响应：(a)给定电流信号在70s由64A阶跃上升到68A；(b)给定电流信号在71s由64A阶跃下降到60A。

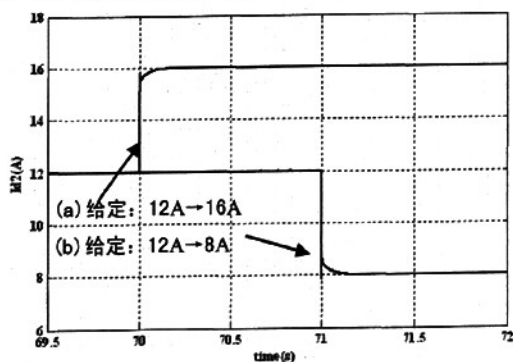


图4.14 电感电流 i_{d2} 对给定阶跃信号的响应：(a)给定电流信号在70s由12A阶跃上升到16A；(b)给定电流信号在71s由12A阶跃下降到8A。

通过图 4.13 和图 4.14 中的仿真结果可以看出， i_{d1} 和 i_{d2} 对给定参考信号的

阶跃变化具有快速的跟随性，调节时间较短，超调量较小，无稳态误差，证明了所设计的电流内环系统具有较好的动态和稳态性能。

图 4.15(a)、(b)中显示出 i_{d1} 、 i_{d2} 电流环系统在不同的调节器控制参数作用下，对阶跃给定参考信号响应过程的差别。其中在图 4.15(a)中，补偿环节②和③的传递函数增益分别是①的 80.5%和 59%，而在图 4.15(b)中，补偿环节②和③的传递函数增益分别是①的 72%和 56.7%，这就相当于把电流环系统的开环波特图向下移动，截止频率降低，系统对给定阶跃信号的响应速度降低。同时，随着波特图的下移，相角裕度减小，系统输出量的超调量增加。

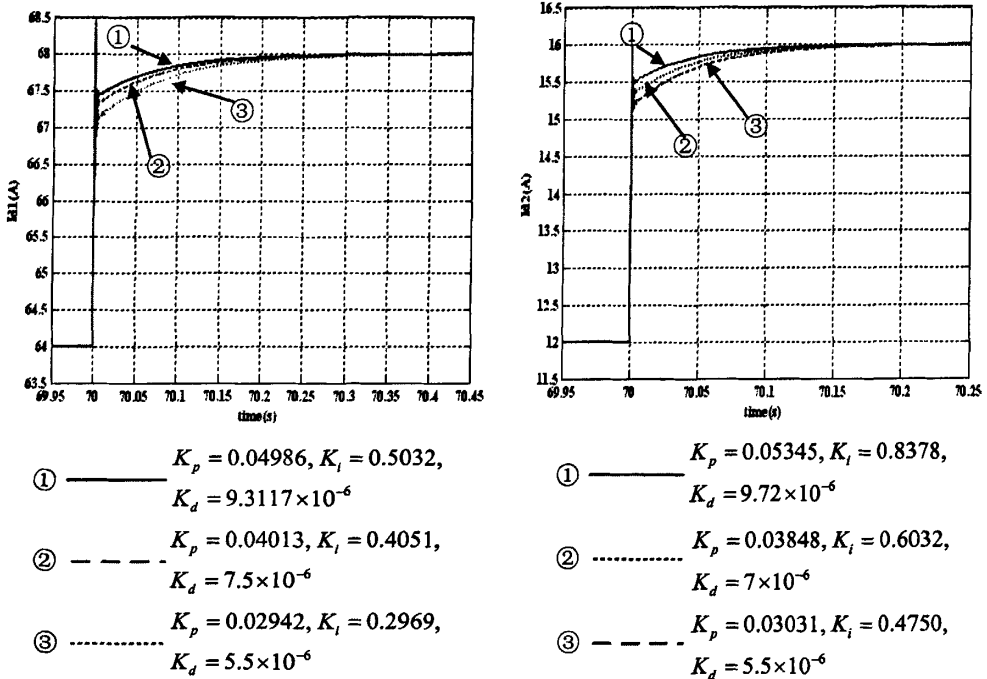


图4.15 (a) i_{d1} 电流环系统在不同调节器控制参数作用下，对阶跃给定信号的响应

(b) i_{d2} 电流环系统在不同调节器控制参数作用下，对阶跃给定参考信号的响应

(2) 电流内环耦合和解耦系统的仿真

上文中已经提到，三半桥 DC/DC 变换器的电流内环控制系统通过解耦网络 $H(s)$ 的设计，可以将原来的电流多变量耦合系统转化为解耦系统，将原来的多变量系统分解为两个独立的单变量系统，消除输入量之间的干扰问题。本文将对电流环耦合控制系统和添加过解耦网络的解耦控制系统分别进行仿真分析和对比，从而验证解耦网络 $H(s)$ 的设计效果。

首先分析未添加解耦网络的电流环耦合控制系统，由于该系统的输入输出相互关联，无法实现一对一控制，本文在这里根据传递函数(4-22)和(4-25)来进行 i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环补偿网络的设计，系统控制框图如图 4.16 所示。

在图 4.16 中所示的控制系统中， i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环在经过调节器 $G_{i1}(s)$ 、 $G_{i2}(s)$

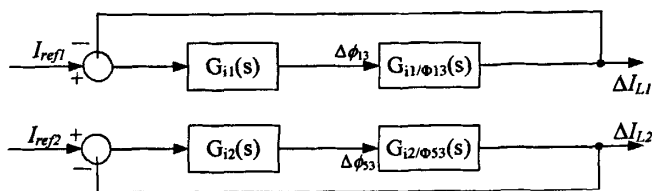
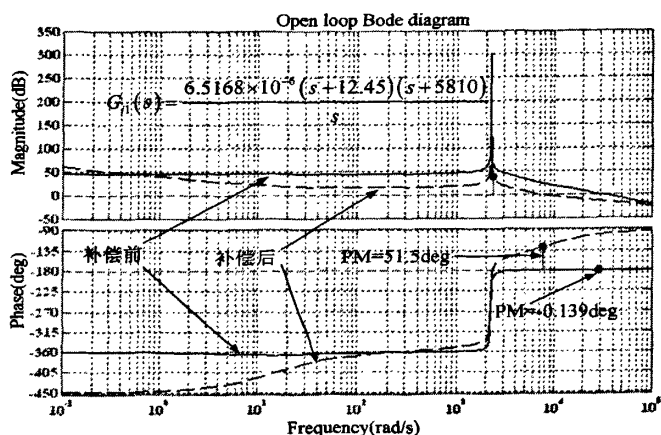
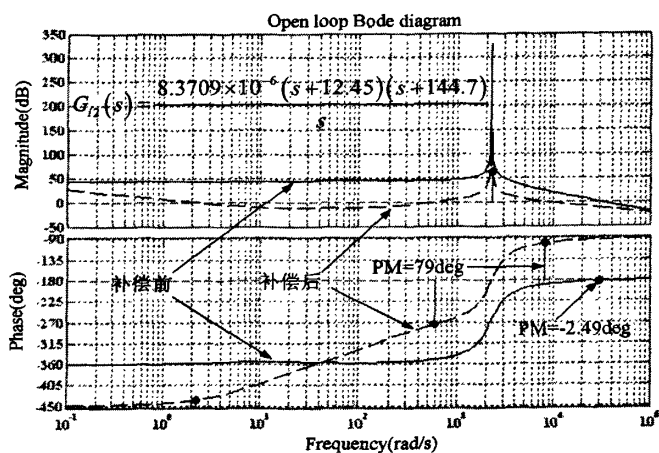


图4.16 未加解耦网络的 i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环控制系统

补偿前后的开环波特图如图 4.17(a)、(b)所示，其中上述两个内环系统的截止频率分别取为 1200Hz 和 1300Hz。



(a)



(b)

图4.17 (a) i_{d1} 电流内环系统在补偿前后的开环波特图；(b) i_{d2} 电流内环系统在补偿前后的开环波特图

i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环耦合系统的仿真结果如图 4.18(a)、(b)所示。从图 4.18(a)中可以看出，当 i_{d1} 电流环系统的输出量由于给定参考信号在某一时刻发生阶跃变化而做出响应时， i_{d2} 电流环的输出量在给定信号不变的情况下会受到冲击和扰动。同样，如图 4.18(b)所示，当 i_{d2} 电流环系统的给定信号发生阶跃变化时， i_{d1} 电流环的输出量在相应时刻也会受到扰动。

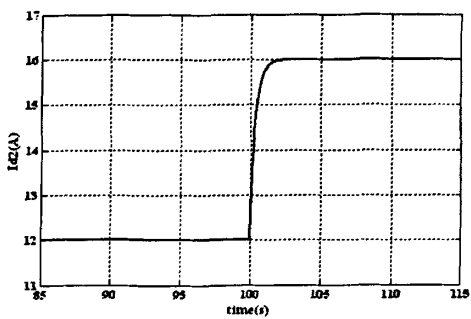
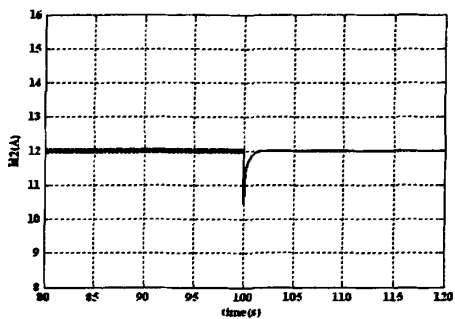
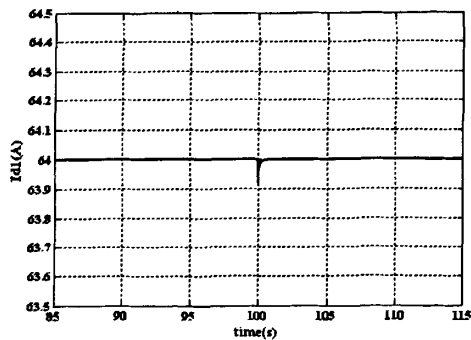
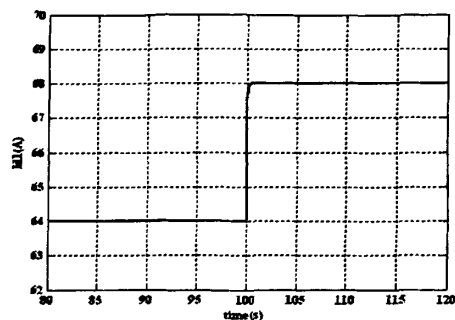


图4.18(a) i_{d1} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 64A 阶跃变化到 68A, i_{d2} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。

(b) i_{d2} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 12A 阶跃变化到 16A, i_{d1} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。

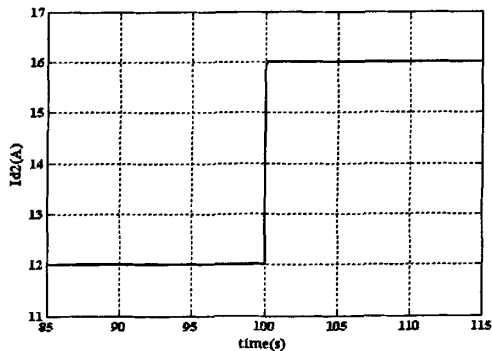
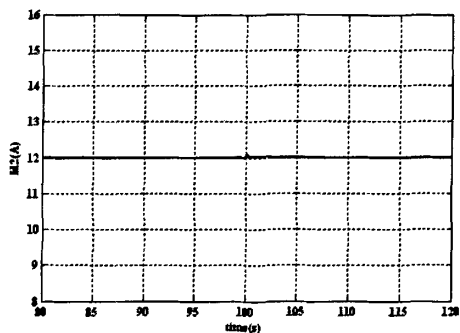
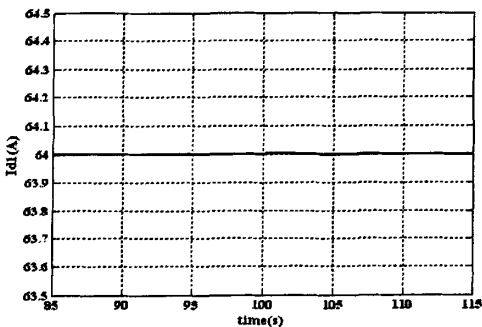
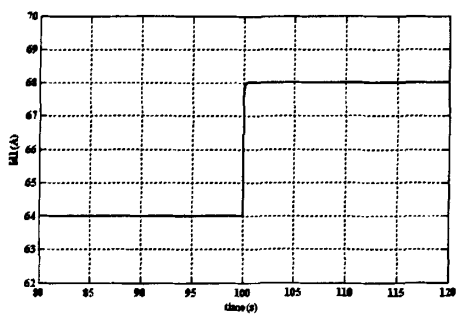


图4.19(a) i_{d1} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 64A 阶跃变化到 68A, i_{d2} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。

(b) i_{d2} 电流环系统的给定信号在 100s 时由 12A 阶跃变化到 16A, i_{d1} 给定信号保持不变时, 系统输出量的响应情况。

而在相同的情况下, 运用图 4.12 所示的电流环解耦控制系统来进行仿真,

仿真结果如图 4.19(a)、(b)所示。 i_{d1} 、 i_{d2} 电流环系统给定信号在某一时刻发生阶跃变化时，对另一个电流环系统输出的影响与图 4.18 相比，已经得到较大改善。虽然从理论上说，在电流环系统中加入解耦网络 $H(s)$ 后，可被看作为一组相互独立的单变量控制系统，输入量之间应该不存在任何干扰，不过由于三半桥 DC/DC 变换器的开关调节系统是一个高阶-非线性、时变的病态控制系统，所涉及到的电感电流、电容电压变量较多，相关的数学模型推导和控制器参数设计过程非常复杂，在实际分析的过程中，需要对原先的高阶系统进行降阶和简化，在此基础上设计的解耦环节作用于实际变换器系统，不可避免地存在着偏差。从图中可以看出，在解耦网络 $H(s)$ 的作用下，两个电流内环之间的相互干扰变得非常小，基本上实现了对输入电感电流 i_{d1} 、 i_{d2} 的自治控制。

4.4.2 电压外环设计

1. 电压调节器设计

上一节中，在解耦网络 $H(s)$ 作用下， i_{d1} 电流环等效系统经过 PID 调节器 $G_{i1}(s)$ 校正后的闭环传函为：

$$G_{ilc}(s) = \frac{G_{i1}(s) \cdot G_A(s)}{1 + G_{i1}(s) \cdot G_A(s) \cdot K_{i1}} = \frac{K \cdot (1 + \tau_2 \cdot s) \cdot (1 + T_2 \cdot s) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \cdot \frac{\xi_1}{\omega_0} \cdot s + 1 \right)}{Q(s)} \quad (4-33)$$

$$\text{其中 } Q(s) = \frac{\tau}{\omega_0^4} \cdot s^5 + \left(\frac{K \cdot K_{i1} \cdot \tau_2 \cdot T_2}{\omega_0^2} + \frac{2 \cdot \tau \cdot \xi_2}{\omega_0^3} \right) \cdot s^4 + \left[2 \cdot \frac{\tau}{\omega_0^2} + \frac{2 \cdot K \cdot K_{i1} \cdot \tau_2 \cdot T_2 \cdot \xi_1}{\omega_0} + \frac{K \cdot K_{i1} \cdot (\tau_2 + T_2)}{\omega_0^2} \right] \cdot s^3 + \left[\frac{K \cdot K_{i1}}{\omega_0^2} + \frac{2 \cdot K \cdot K_{i1} \cdot (T_2 \cdot \xi_1 + \tau_2 \cdot \xi_1)}{\omega_0} + \frac{2 \cdot \tau \cdot \xi_2}{\omega_0} + K \cdot K_{i1} \cdot \tau_2 \cdot T_2 \right] \cdot s^2 + \left[K \cdot K_{i1} \cdot (\tau_2 + T_2) + 2 \cdot \frac{K \cdot K_{i1} \cdot \xi_1}{\omega_0} + \tau + K \cdot K_{i1} \cdot T_2 \right] \cdot s + K \cdot K_{i1}$$

式(4-33)表明，由于其开环传递函数有四个零点，使幅频特性展宽，开环截止频率较大，使得电流内环具有快速的电流跟随特性，且能实现稳态无差控制。电流环的截止频率及其时间常数相对于电压环而言可以忽略，因此 i_{d1} 电流环可以等效为一个比例环节 $1/K_{i1}$ ^[79]。同理， i_{d2} 电流环系统也可以等效为一个比例环节 $1/K_{i2}$ 。简化后的电压环等效结构图如图 4.20 所示。

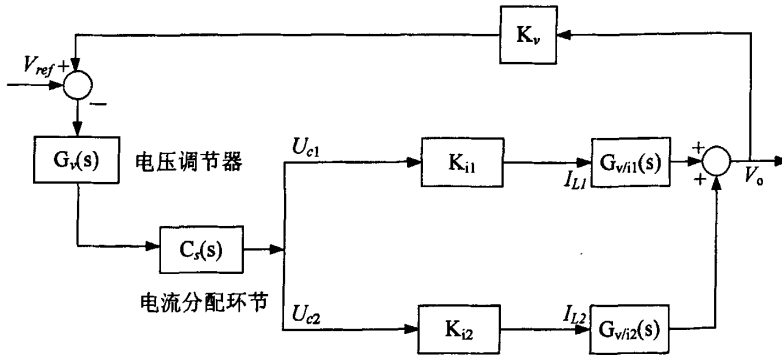


图4.20 简化后的电压环等效结构图

图中的电流分配环节 $G_s(s)$ 是用来对电压调节器 $G_v(s)$ 的输出进行限幅，同

时根据实际应用场合, 为 i_{d1} 、 i_{d2} 电流内环系统分别提供电流参考值。

根据式(4-20)~(4-21), 可以推出:

$$G_{v/i1}(s) = \frac{5.812 \times 10^{-7} (s^2 - 859.7s + 5 \times 10^6) (s^2 - 25.33s + 5 \times 10^6)}{(s + 15.72) (s^2 + 66.28s + 5 \times 10^6)}$$

$$G_{v/i2}(s) = \frac{6.3492 \times 10^{-7} (s^2 + 604.7s + 5 \times 10^6) (s^2 + 97s + 5 \times 10^6)}{(s + 10.11) (s^2 + 1296s + 5 \times 10^6)}$$

图 4.20 中的电压外环等效回路等效增益函数为 $G_{v/i1}(s) + G_{v/i2}(s)$, 其开环波特图如图 4.21 实线部分所示。

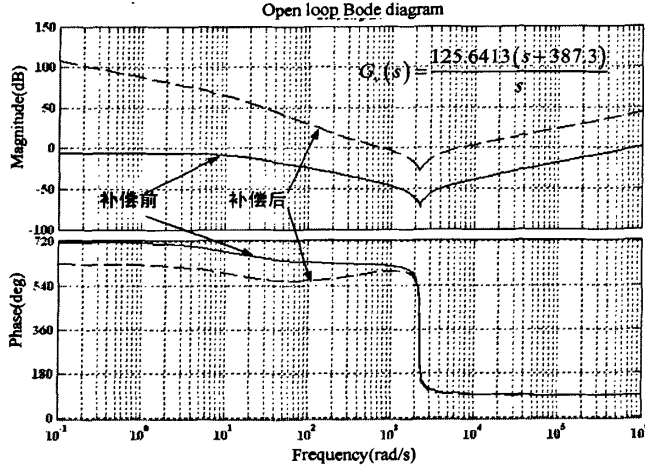


图 4.21 电压外环未补偿和PI校正后的开环波特图

通过波特图可以看出, 电压外环系统虽然是稳定的, 但是截止频率太高, 且相角裕度为 -89.9° , 因此需要利用串联滞后补偿网络来降低截止频率, 以使系统获得足够的相角裕度。本文采用 PI 调节器, 其传递函数可表示为:

$$G_v(s) = k_{pv} + k_{iv}/s = \frac{k_{iv}(1 + \tau_v s)}{s} \quad (\tau_v = k_{pv}/k_{iv})$$

利用 Matlab 软件中的 “sisotool” 工具设计 PI 控制器^[80], 得到经过 PI 校正后的系统波特图, 如图 4.21 中虚线部分。此时 $k_{pv}=125.64$, $k_{pi}=4.866 \times 10^4$, 系统的截止频率为 $\omega_{c2}=120\text{Hz}$, 幅值裕度为 23.7dB , 相角裕度为 56.5° , 符合设计要求, 系统具有较好的稳定性。

2. 电压外环设计仿真研究

将 4.4.2 节中经过解耦网络和 PID 补偿网络校正的电流内环与电压外环相结合, 搭建双闭环控制系统的仿真模型, 如图 4.22 所示。

对于电压外环系统, 最重要的动态性能是抗扰性能, 主要是抗负载扰动和抗输入电源电压扰动的性能^[78]。本文将对三半桥 DC/DC 变换器电压外环系统对这两种扰动的抗扰性能进行仿真研究。

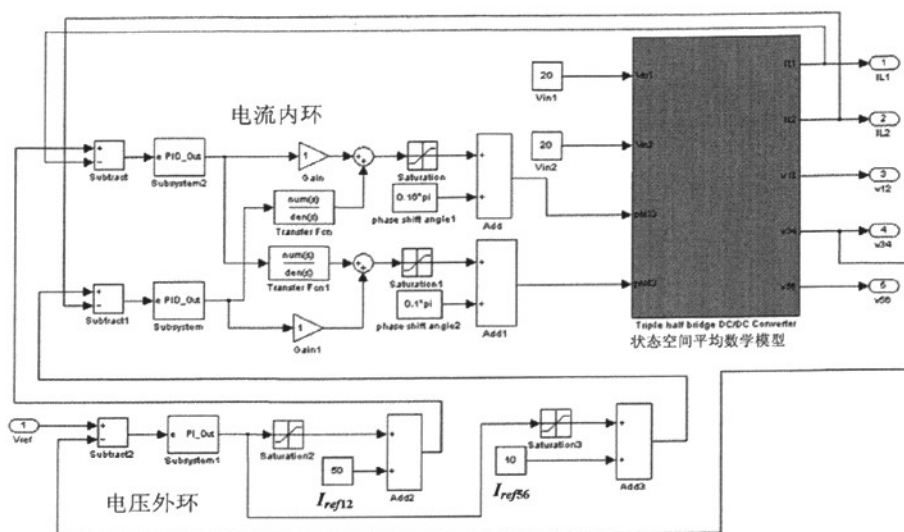


图4.22 电流内环+电压外环系统Matlab/simulink仿真框图

首先仿真验证电压外环系统在负载突变(表现为负载电流 I_o 的变化)的情况下的动态性能, 仿真结果如图 4.23(a)、(b)所示。

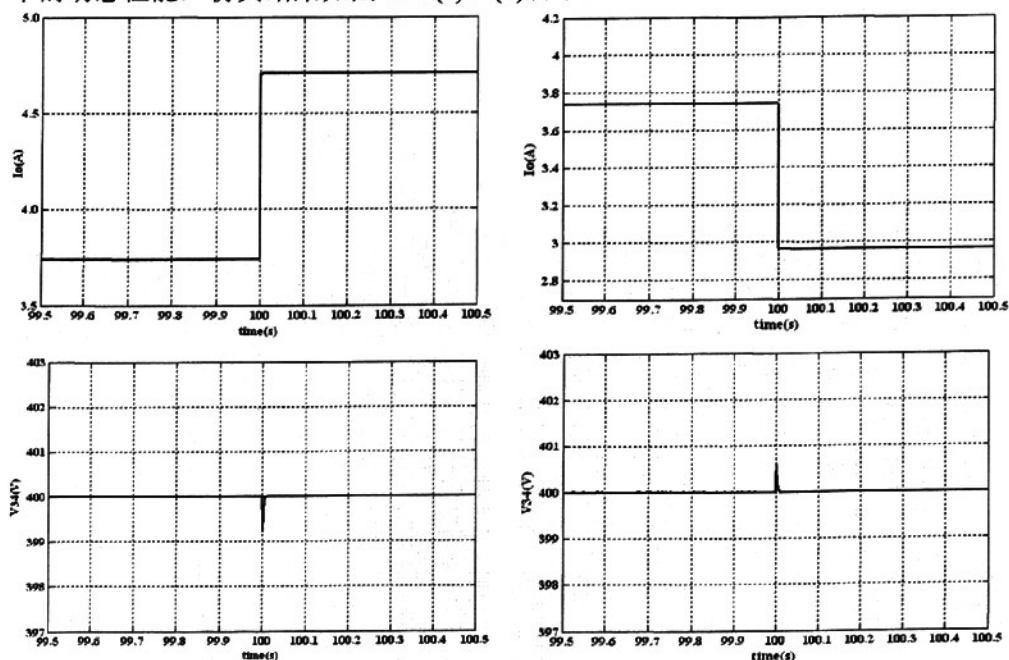


图4.23 (a)负载电阻由1070突变到850时, (b) 负载电阻由1070突变到1350时, 输出电压 V_{34} 的响应。

从图中可以看出, 当负载电阻发生突增或突减时, 输出电压 V_{34} 在发生小幅度的跌落或上升后, 很快随着输出电流的上升或下降而恢复到参考值 400V。

输入电源侧的扰动主要表现为电源电压的突升或突降。三半桥 DC/DC 变换器有两个输入电源 V_{in1} 、 V_{in2} , 电源电压扰动可以分为多种情况, 可能其中一个

电源发生扰动，也可能两个电源都发生扰动。本文在这里只考虑 V_{in1} 、 V_{in2} 都发生突升和突降时，输出负载侧的响应情况，仿真结果如图 4.24(a)、(b)所示。

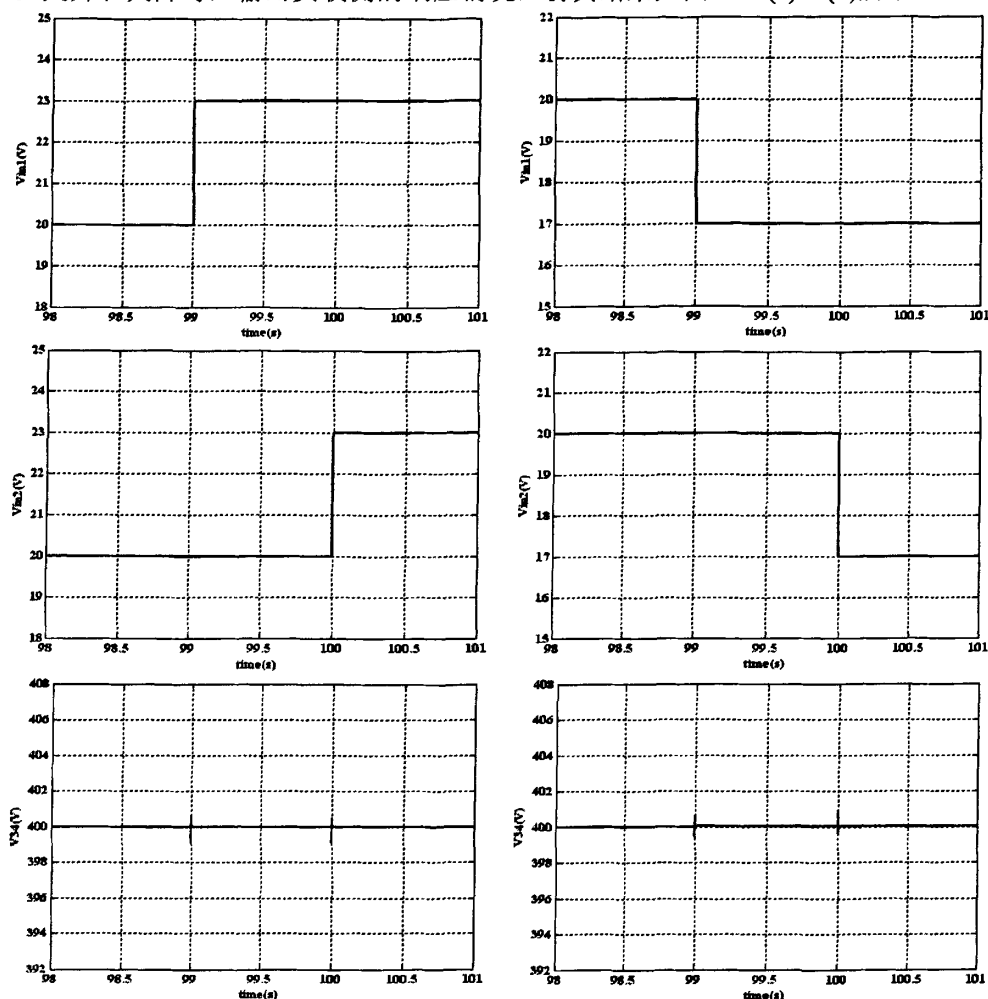


图4.24 (a)输入电源电压 V_{in1} 、 V_{in2} 分别在 99s和100s由20V突升到23V时，输出电压 V_{34} 的响应。

(b)输入电源电压 V_{in1} 、 V_{in2} 分别在 99s和100s由20V突降到17V时，输出电压 V_{34} 的响应。

从仿真结果可以看出，两个输入端的电源电压 V_{in1} 、 V_{in2} 在发生突升和突降的情况下，输出电压在经过较小的动态降落后，很快恢复稳定，并保持为 400V 不变。

通过上述仿真结果，证明了所设计的电压外环控制系统具有良好的抗扰性能。

4.5 燃料电池电动汽车能量管理仿真研究

本文第三章中已经提到，三半桥(THB)DC/DC 变换器可以通过与蓄电池和超级电容器混合储能装置连接，用于燃料电池电动汽车牵引动力系统，针对燃料电池响应速度慢，输出功率不足的弱点，在汽车启动/加速时，三半桥 DC/DC

变换器工作在 Boost 升压模式，通过储能元件快速提供电能以应对负荷峰值功率需求；在汽车刹车制动时，DC/DC 变换器工作在降压充电(Buck)模式，将由机械能转化而来的电能回馈给储能装置。图 4.25 中显示了使用 THB 变换器来连接混合储能装置的电动汽车能量管理系统。

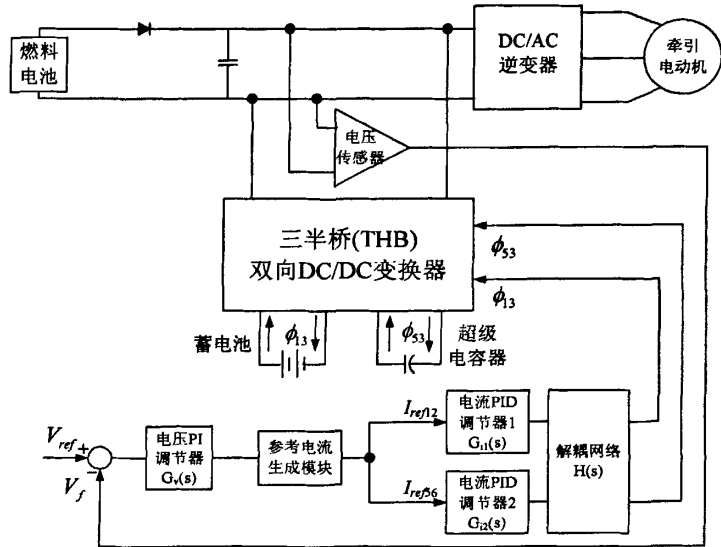
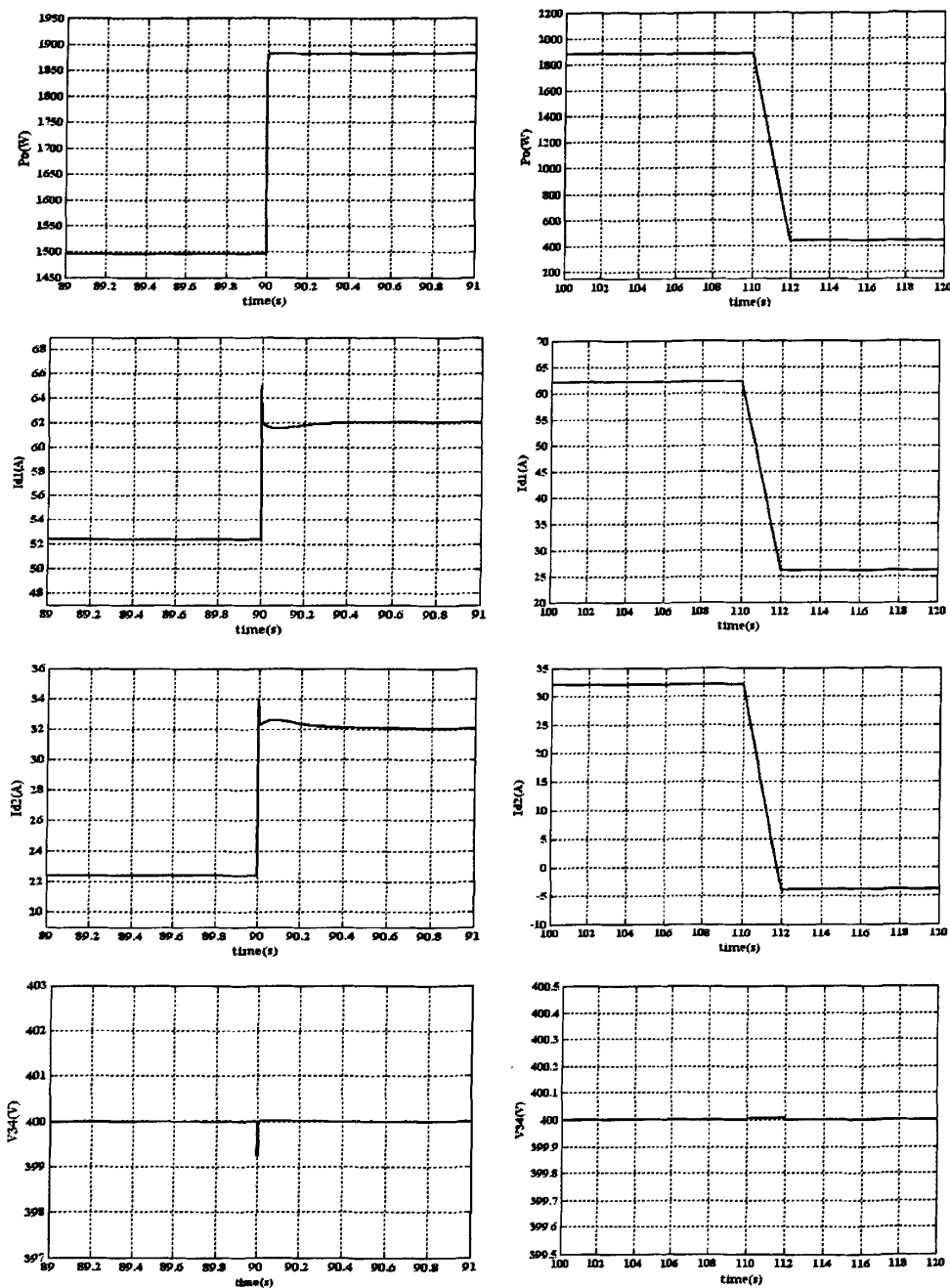


图 4.25 使用 THB 变换器的燃料电池电动汽车能量管理系统示意图

在上文中已对三半桥 DC/DC 变换器双闭环开关调节系统进行了设计和优化。为了验证变换器控制系统能否在燃料电池电动汽车动力系统的三种模式下稳定工作，并且根据不同的负载情况，及时改变变换器的工况，实现各种模式的自动切换，通过上一节中搭建的变换器双闭环控制系统模型，对电动汽车动力系统在三种模式下的工作状况进行仿真模拟，仿真结果如图 4.26(a)~(c)所示。

在图 4.26(a)中，在 90s 负载功率 P_o 由 1500W 阶跃增大至 1882W，此时电动汽车动力系统进入模式 1 即加速模式，蓄电池和超级电容器的输出电流 I_{d1} 、 I_{d2} 迅速增加以补偿燃料电池输出功率与负载需求功率之间的差值。在这种情况下，如果仅采用蓄电池作为备用储能装置，为了满足负载的峰值功率需求，必然会造成蓄电池放电电流过大，内部损耗和发热量大，影响蓄电池的寿命。而将具有功率密度大，充放电速度快等优势超级电容器通过三半桥变换器与蓄电池混合使用，可以降低负载脉动时对蓄电池的峰值功率需求，改善蓄电池的工作状况。

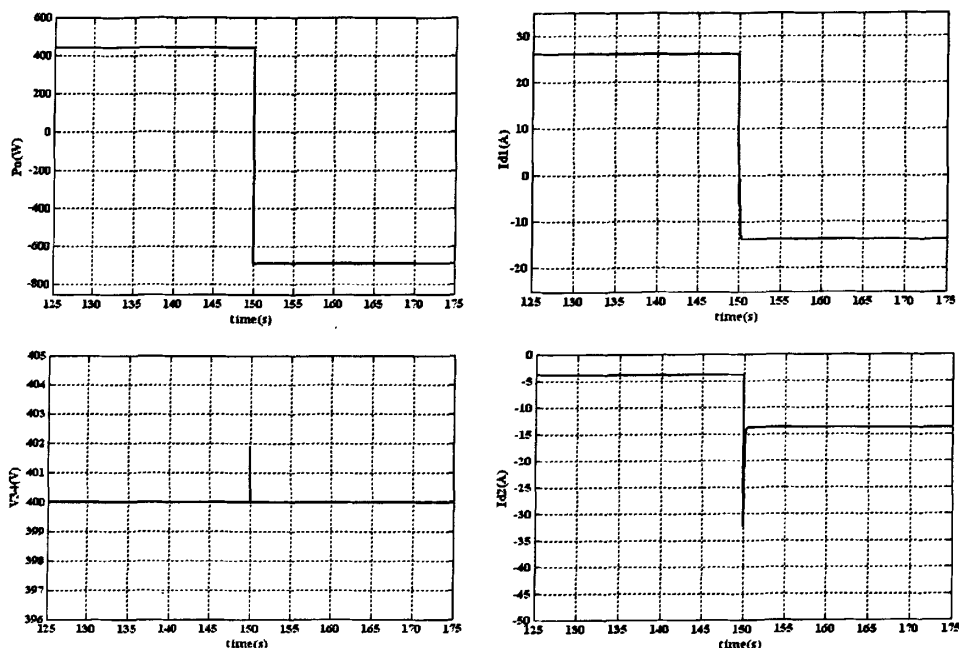
在汽车的行驶速度逐渐稳定的过程中，负载功率 P_o 降低，此过程与图 4.26(b) 中 P_o 在 110s 和 112s 之间由 1882W 斜坡下降到 442W 的时段相对应。超级电容器输出电流 I_{d2} 平稳地过渡到反向充电状态，此时 $\phi_{s3} < 0$ ，蓄电池的输出电流 I_{d1} 逐渐降低，在继续满足负载需求的同时，向超级电容器充电，燃料电池在这一阶段也通过高压侧向超级电容器回馈电能。



(a)模式一负载功率阶跃增大时的仿真波形

(b)模式二负载功率斜坡降低时的仿真波形

当汽车在某一时刻突然刹车和制动时，牵引电机工作在发电机状态， $P_o < 0$ ，此时将制动能量回馈给储能装置，此时刻与图 4.26(c)中的 150s 相对应，负载功率由原来汽车稳态行驶时的 442W 阶跃下降到 -691W，蓄电池输出电流 I_{d1} 下降到小于零，开始转入充电状态，超级电容器继续上一模式下的充电状态，充电电流 I_{d2} 与模式二相比有所增加，此时 ϕ_{i3} 、 ϕ_{s3} 均小于 0。



(c)模式三负载功率回馈时的仿真波形

图4.26 电动汽车动力系统各种工作模式的仿真分析图，其中 P_o 为负载功率， I_{d1} 、 I_{d2} 为蓄电池和超级电容器的输出电流， V_{34} 为高压侧输出电压

通过图 4.26 所示的仿真结果可以看出,使用三半桥(THB)变换器的电动汽车动力系统能够根据负载功率在汽车行驶过程中的变化情况,通过控制移相角 ϕ_{13} 、 ϕ_{33} ,在三种模式间自动切换,系统在各种状态之间平稳过渡,输出电压稳定地保持在 400V。通过将蓄电池与超级电容器组成混合储能装置,有很好的负载适应能力,在启动/加速场合发生负载功率脉动时,显著降低对蓄电池的峰值功率需求;在汽车正常行驶时对超级电容器充电,以应对可能出现的瞬时大功率输出;在刹车制动时,回馈能量同时被储存到蓄电池和超级电容器中,充分利用了蓄电池能量密度大,和超级电容器功率密度大,充放电循环寿命长等优势,显著提高了电能利用效率和功率特性。在系统实际的工作中,要根据工作模式和蓄电池、超级电容器的荷电状态(SOC),向电流内环系统提供合理的电流参考值 I_{ref12} 和 I_{ref56} ,一方面对每个储能元件的充/放电状态能进行管理,另一方面使储能元件的充放电电流限定在一定范围内,避免过充和过放电。

4.6 本章小结

本章引入高低压侧开关管的开关函数建立三半桥双向 DC/DC 变换器的简化、降阶型状态空间平均数学模型和线性小信号模型,并且以该小信号模型为基础,构建了变换器的双闭环系统控制结构,分别进行了电流内环和电压外环的解耦和补偿网络设计,实现了变换器的较好动态性能和输出精度。最后针对三半桥 DC/DC 变换器在燃料电池电动汽车能量管理中的应用,通过仿真对所设计的变换器系统在各种模式下的响应情况进行验证。

第五章 样机参数设计和实验结果

本文研究的主要内容是移相控制的隔离式三半桥 DC/DC 变换器, 前面各章对主电路的工作原理, 数学建模和控制系统设计做了详细的理论与仿真分析。为了验证理论与仿真分析的正确性, 在实际中搭建了一台 2kW 的三半桥双向直流变换器装置, 具体的技术要求和参数设置如下:

高压侧母线额定电压: 380V, 变化范围 $380V \pm 10\%$

低压侧两个输入端额定电压 V_{in1} 、 V_{in2} : 20V, 20V, 变化范围均为 $20V \pm 20\%$

额定功率: 2kW, 开关频率 f : 20kHz

输入电感 L_{dc1} , L_{dc2} : 电感量均为 25 μ H, 铁硅铝粉芯(A60-778), 使用线径为 4.5mm 的漆包圆线绕 30 匝

三绕组变压器: 匝数比为 2: 2: 23, 采用 EE85/44/26-Lp3 铁氧体磁芯

低压侧分压电容 C_1 , C_2 , C_5 , C_6 : nichicon 公司的 LS 系列铝电解电容器, 参数为: 2200 μ F/100VDC

高压侧分压电容 C_3 , C_4 以及输出滤波电容 C_0 : Rubycon 公司的 USR 系列铝电解电容器, 参数为: 330 μ F/450VDC

低压侧开关管 S_1 , S_2 , S_5 , S_6 : MOSFET FQA160N08

高压侧开关管 S_3 , S_4 : MOSFET IRFP460

文献[81]~[83]中研究了开关变换器电路中器件的选择, 磁性元件的设计等相关内容, 结合所研究的拓扑要求, 可以确定上述相关参数。本章前两节将就变换器系统的硬件电路设计和数字控制系统的软件实现进行详细论述。最后, 在第三节中将给出实验结果。

5.1 变换器硬件电路主要元器件设计

5.1.1 直流 Boost 升压电感器设计

直流 Boost 升压电感器是根据输入电流峰值和所要求电感量来设计的。此外, 所设计的电感器在最大峰值功率充放电的情况下不能饱和。输入电感 L_{dc1} , L_{dc2} 的电感量在这里都被选为 25 μ H。

铁硅铝粉芯(Kool M μ Cores)也叫 Sendust 粉芯, 是一种有分布气隙的环形金属磁粉芯, 适用于以能量存储为目的的滤波电感中, 具有高达 10, 500Gs 的饱和磁通密度, 与相同尺寸及有效磁导率的均匀气隙铁氧体磁芯相比, 具有更高的能量存储能力; 与铁粉磁芯相比, 在交流磁通密度相同的情况下, 磁芯损耗却更小, 对于相同规格的应用, 铁硅铝粉芯能达到更小的尺寸^[84]。

在本文所设计的三半桥 DC/DC 变换器硬件电路中, 选用铁硅铝粉芯来绕制直流 Boost 电感器。首先根据 AP 法: $AP = \frac{LI^2}{B_w JK_0}$, 选择磁芯型号为 A60-778。

然后根据以下步骤来计算绕组匝数:

①从北京七星飞行电子有限公司的产品技术数据^[85]中得到磁芯的 A_L 值为 73nH/N², 根据所需电感量计算起始匝数 $n=18$ 匝。

②计算直流偏磁 $H_{dc} = \frac{0.4\pi \cdot n \cdot I}{l_c}$ (Oe), 其中 n 为①中计算的起始匝数, I 为

输入直流电流(A), l_c 为铁心磁路长度(cm)。在铁硅铝粉芯技术数据中可以查到 $l_c=20\text{cm}$, 由于低压侧储能元件的平均放电电流为 $I_{L1} = I_{L2} = P_o / 2V_{in1} = 50\text{A}$, 纹

波电流 $\Delta I = \frac{v_{in1,2} \cdot \Delta t}{L_{dc1,2}} = \frac{20 \cdot 25\mu s}{25\mu H} = 20\text{A}$, 电流 I 取峰值: $(50+20/2=60)\text{A}$,

由此可计算出 $H_{dc}=67.858\text{Oe}$ 。

③根据图 5.1 所示的磁导率与直流偏磁的关系曲线^[85], 确定上面所计算的直流偏磁下的磁导率与初始磁导率之比(%)为 60%。

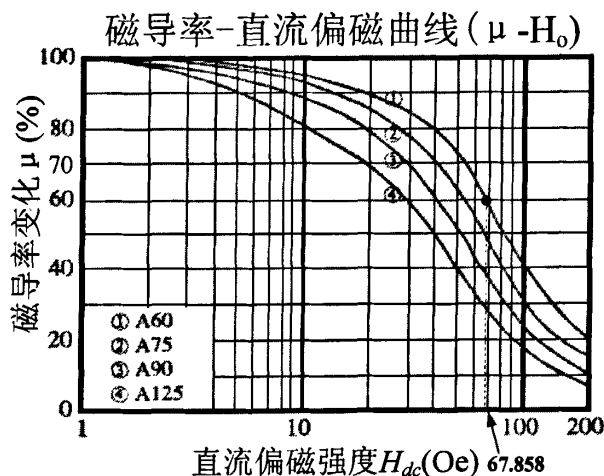


图5.1 铁硅铝磁导率随直流偏磁的变化曲线

④用①中所求得绕组起始匝数 n 除以磁导率与初始磁导率之比, 计算出最终所需要的匝数: $18 \div 0.6(60\%) \sim 30$ (匝)。

⑤根据峰值电流和电流密度 J 确定绕组导线尺寸和规格。电流密度与绕组铜损耗和允许温升有关, 电流密度大, 要求的导线直径小, 电阻增大, 铜损耗增大, 温升增加, 这里取 $J=3.75\text{A/mm}^2$ 。由于电感绕组中通过的最大峰值电流为 60A , 所需绕组截面积为 $S = \frac{60\text{A}}{3.75\text{A/mm}^2} = 16\text{mm}^2$, 选取线径为 4.5mm 的漆包圆线来绕制电感线圈。

5.1.2 三绕组变压器设计

在三半桥 DC/DC 变换器实验平台的搭建中, 三绕组隔离变压器设计是非常重要的一个环节。理想的变压器应该具有较高的功率密度, 效率和开关工作频率。在变压器设计中, 要着重考虑到磁芯材料和规格的选择, 以及绕组几何形状, 使得高频工作条件下铜耗和磁芯铁耗尽可能降低。此外, 由于变压器绕组与功率开关器件相连接, 当开关器件关断时, 绕组漏感中所储存的磁能释放而使开关器件的电应力增大, 影响开关器件工作的可靠性, 并导致开关器件关断

时的电压尖峰。因此,在选择铁心结构和绕制绕组时,还应尽可能减少漏感^[86]。

1.磁芯材料和型号选择

软磁铁氧体是一种坚硬、易碎、化学成分稳定的铁磁性材料。这种材料在一定的温度(居里温度 T_c)下,表现出优良的磁性能,而且很容易被磁化,其本身的电阻率很高,可以工作在很高的频率下。近年来广泛采用软磁铁氧体来制作开关电源中的电感和变压器。本文的变压器设计选用 Philips 公司的 E 形铁氧体铁心,并且应用面积乘积(AP)法来选择铁芯型号。

$$AP = A_c A_w \approx \frac{2P_o \cdot T_{on}}{\Delta B \cdot \eta \cdot K_u \cdot J}$$

其中 A_c 为变压器铁心的截面积, A_w 为铁心的窗口面积,当变压器传输双向矩形波电压时, $\Delta B = 2B_m$, $T_{on} = \frac{DT}{2} = \frac{D}{2f}$, 其中, $0 \leq D \leq 1$, 取 $D=1$, 变压器

输出功率 $P_o=2\text{kW}$, $f=20\text{kHz}$, $B_m=0.15\text{T}$ ($<B_s=0.45\text{T}$), 变压器效率 η 取 0.95, 电流密度 J 取 3A/mm^2 , 填充系数 $K_u=0.4$, 计算得 $A_c A_w=29.24\text{cm}^4$ 。同时,考虑到散热和绕组的空间流有余量,将理论计算值进行适当的扩大,选用 EE85/44/26 为铁心形状($A_c A_w=57.76\text{cm}^4$)。

2.绕组结构

所设计的绕组结构和相关参数如图 5.2 所示。为了有效地降低漏感,采用原副边绕组分层交替绕制的次级-初级-次级的“三明治”结构来绕制变压器。

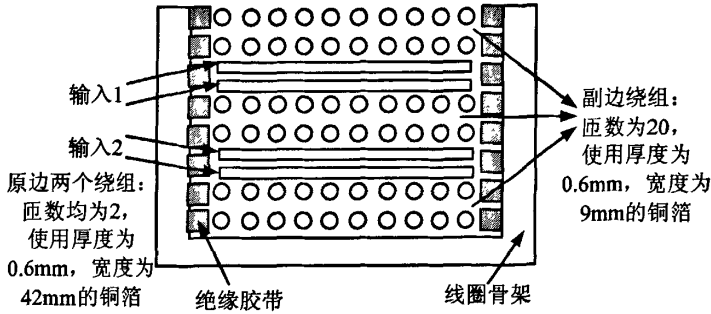


图 5.2 三绕组变压器绕组结构

3.绕组匝数选择

匝数比的选择主要取决于变压器原副边电压在蓄电池, 超级电容器和负载侧电压的变化范围内的匹配能力。由于低压侧用于连接蓄电池和超级电容器的两个输入端额定电压相等, 三绕组变压器原边两个绕组的匝数 n_1 、 n_2 在这里被规定为是相同的, 可根据式(5-1)来计算。即

$$n_1 = n_2 = \frac{U_i \cdot T_{on}}{2B_m \cdot A_c} \quad (5-1)$$

其中 U_i 为原边电压的幅值, 在这里取为 20V , $T_{on} = \frac{1}{2f} = 25 \times 10^{-6}\text{s}$,

$B_m=0.15\text{T}$, $A_c=7.04\text{cm}^2$, 计算得原边低压侧绕组匝数 $n_1=n_2\sim 2$ 匝。

根据(5-1)式也可以计算出高压侧绕组的匝数, 根据高压负载侧输出电压的额定值和变化范围, 取副边绕组的电压幅值为 200V, 可计算出副边绕组匝数 $n_3\sim 23$ 匝。

由于变压器的工作频率为 20kHz, 还需要考虑集肤效应的影响, 铜的穿透深度为 $\delta = \frac{66.1}{\sqrt{f}} \text{mm} \approx 0.4674\text{mm}$, 如果用铜箔来绕制变压器绕组, 铜箔厚度要小于

2δ 即 0.9348mm 。在本文中原副边绕组均采用厚度为 0.6mm 的铜箔。

分别将其中两个绕组短路, 测得三个绕组的漏感分别为 $0.5\mu\text{H}$, $0.5\mu\text{H}$ 和 $45\mu\text{H}$ 。

5.1.3 电容器选择

选择电容器时, 主要考虑等效串联电阻(ESR)值, 额定波纹电流和尺寸。由于变换器低压侧分压电容在大功率工况下要通过很大的电流, 所以优选 ESR 较小的电解电容。为了进一步降低电容的等效阻抗, 提高电容的高频性能, 可以将两个同容量的电解电容并联使用。

低压侧直流分压电容 C_1 、 C_2 、 C_5 、 C_6 均选用 nichicon 公司的 LS 系列铝电解电容器, 参数为: $2200\mu\text{F}/100\text{VDC}$, 尺寸 $D\times L(\text{mm})22\times 45$, ESR 值为 0.355Ω , 频率为 20kHz 时的最大纹波电流为 $4.57\text{A}(\text{rms})$ 。高压侧直流分压电容 C_3 、 C_4 和输出稳压电容 C_o 均选用 Rubycon 公司的 USR 系列铝电解电容器, 参数为: $330\mu\text{F}/450\text{VDC}$, 尺寸 $D\times L(\text{mm})30\times 45$, ESR 值为 0.764Ω , 频率为 20kHz 时的最大纹波电流为 $2.22\text{A}(\text{rms})$ 。

5.1.4 功率开关管选择

三半桥 DC/DC 变换器的低压侧和高压侧的开关管均选择使用 MOSFET。由于占空比 $D=50\%$, 稳态时低压侧开关管上的电压应力是输入电源电压的两倍。由于三半桥变换器的软开关特性, 在开关瞬间引起的过电压较小。因此, 标称电压为 40V 的 MOSFET 就可以满足要求。考虑到额外的安全裕度, 功率开关管的漏极电压 V_{DS} 取为 80V。

当两个输入级电路之间的移相角 $\phi_{15}=0$, 并且两个输入电源提供的功率相同, 即 $P_1=P_2=1000\text{W}$ 时, 根据式(3-12)有:

$$P_o = \frac{2\phi_{13}(\pi - \phi_{13})}{\pi\omega L_{r13}} V_{in1}^2, \text{ 则在额定参数下对应的移相角为: } \phi_{13} = \phi_{53} = 0.184\pi = 33^\circ.$$

由式(3-4)~(3-6)可得能量传输电感的电流峰值为:

$$I_{r12}(0) = \frac{V_3 - V_1}{2\omega L_{r13}} (\pi - \phi_{13}) - \frac{V_1 + V_4}{2\omega L_{r13}} \phi_{13} = -\frac{2 \cdot 20 \cdot 0.184\pi}{2 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 1.5 \times 10^{-2}} = -61.3\text{A}$$

$$I_{r56}(0) = \frac{V_3 - V_5}{2\omega L_{r53}}(\pi - \phi_{53}) - \frac{V_5 + V_4}{2\omega L_{r53}}\phi_{53} = -\frac{2 \cdot 20 \cdot 0.184\pi}{2 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 1.5 \times 10^{-2}} = -61.3A$$

因此开关管 S1、S2、S5、S6 所承受的电流峰值均为： $I_{S1,2,5,6_peak} = 50A + 61.3A = 111.3A$ 。仿真和分析显示，在电路启动时刻通过开关管的电流峰值可能会超过 200A，因此需要将低压侧的 MOSFET 并联以应对可能的大电流冲击。由于电力 MOSFET 的通态电阻具有正温度系数，这一点对器件并联时的均流有利。

另一个要注意的问题就是 MOSFET 的通态电阻，由于低压侧的电流很大，导通损耗也就比较大。因此，所选择的 MOSFET 通态电阻应该尽可能小。此外，在温度超过 25℃ 时，通态电阻会随着温度的升高而增加。

在本文的电路硬件设计中，低压侧开关管选用的 MOSFET 型号为 FQA160N08，这是因为该器件具有开关速度快，通态电阻低，额定电流大以及易于封装等特点。相关的参数如表 5.1 所示。

表 5.1 低压侧 MOSFET 的主要参数表

型号	V_{ds}	I_D	$R_{DS}@25^\circ C$	输入电容
FQA160N08	80V	160A	0.007O	7900pF

由于变换器输出电压范围为 350V 到 420V，高压侧开关管的标称电压值可以取为 500V。由于功率开关管 S3、S4 所承受的电流峰值为：

$$I_{S3,4_peak} = I_{r34}(\phi_{13}) = I_{r13}(\phi_{13}) + I_{r53}(\phi_{13}) = 2 \cdot \frac{V_1 + V_4}{2\omega L_{r13}}\phi_{13} = 122.6A, 122.6A/10 \sim 12.26A。$$

因此，高压侧的开关管的标称电流值可以取为 20A。

本文硬件电路低压侧开关管选用的 MOSFET 型号为 IRFP460，其相关的参数如表 5.2 所示。

表 5.2 高压侧 MOSFET 的主要参数表

型号	V_{ds}	I_D	$R_{DS}@25^\circ C$	输入电容
IRFP460	500V	20A	=0.27O	3000pF

5.1.5 MOSFET 驱动电路设计

由于 DSP 的 PWM 口输出功率小，输出不能直接驱动开关管，需要外加功率放大驱动电路。本文硬件电路中的开关管 S1-S6 均采用 HCPL-3120 光耦隔离驱动芯片驱动。如图 5.3 所示，来自 DSP2407 的六路 PWM 输出经电平转换和信号放大后接光耦输入端，然后通过 HCPL-3120 输出高低电平分别为 15V 和 0V 的 PWM 信号，驱动 MOSFETS 的开通和关断。驱动芯片需要外接±15V 的电源。

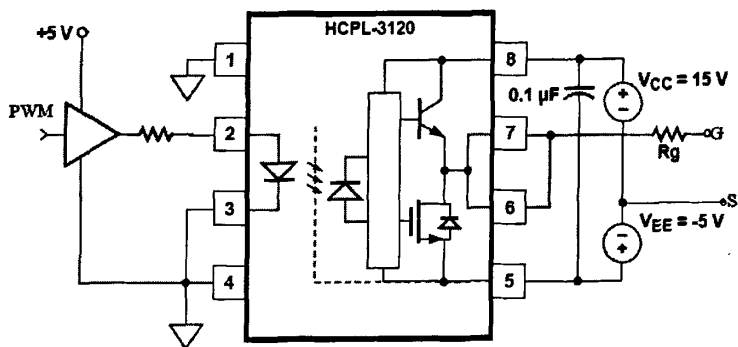


图5.3 HCPL-3120光耦隔离芯片驱动电路图

5.2 变换器控制系统硬软件设计

5.2.1 控制系统硬件设计

1. 系统控制电路总体框图

模拟控制技术因动态响应快,较易观测和调试,无量化误差、价格低廉而被广泛采用。数字控制技术因其成本和技术方面的考虑,主要用于电机驱动系统和高级不间断电源 UPS 系统等。数字控制技术能显著降低控制系统的硬件设计,减少分立元件数量,改善系统可靠性,降低系统硬件成本,同时数字电路不存在温漂和参数漂移问题。另外采用数字控制技术可设计统一的硬件平台,适应不同变换器控制系统,通过软件版本改变系统功能,灵活实现复杂的控制算法。随着微处理器价格的降低和技术的成熟,数字控制技术在大功率、高性能、智能化变换器中得到了广泛应用。

三半桥双向 DC/DC 变换器的整个控制系统,包含了电压和电流的采样、移相 PWM 驱动信号发生、实时数据处理、检测控制运算等各种运算,因此对核心处理器件的要求非常高。为了满足大运算量、高运算速度的要求,本文采用了德州仪器 (TI) 公司生产的 TMS320LF2407(A)芯片,其控制算法通过软件编程实现使得系统升级方便,也便于用户根据各自的需要灵活地选择不同的控制功能。另外,DSP also 具有良好的与外界通讯功能,能够很方便地实现与系统的其它部分通讯。

TMS320LF2407A DSP 处理数据的能力很强,可以高速完成各项复杂工作。TMS320LF2407A 几乎所有的指令都可在 25ns 的单周期内完成,配合其强大的指令运算功能,很容易实现各种控制算法及高速的实时采样,为了改善系统的动态品质,并减小系统的静差,采用比例积分 (PI) 数字控制器来实现对整个系统的电流闭环和电压外环控制。

三半桥 DC/DC 变换器的控制电路整体原理图如图 5.4 所示,控制电路采用 TMS320LF2407A 中集成的 16 路 ADC 转换电路实现对输入电感电流,以及输出直流侧电容电压的实时采样。其中检测量经过传感器后变成了弱电信号,经过信号处理电路后变成 DSP 输入要求的 0~3.3V 信号,

在 DSP 中通过 ADC 模块转换为数字量以后,与给定量相比较,通过 PI 数字控制器输出相应的控制量,通过调整定时器中周期寄存器和比较寄存器的值来设定输出 PWM 波的周期和占空比,实现对超前、滞后臂之间 PWM 驱动波形移相角的调节,并且 DSP 发出的驱动信号经电平转换电路进行电平转换后,送到驱动芯片 HCPL-3120 形成最终的 MOSFET 驱动信号,驱动主电路功率开关,从而达到闭环电压、电流输出的目的,得到所需的电压电流量。DSP 还实时监测蓄电池、超级电容器的端电压、电感电流以及输出负载电流等信号,在故障发生时给出故障信号并从软件上置 PWM 为无效方式,硬件上立即封锁 MOSFET 驱动,使双向 DC/DC 变换器停止工作,保护整个系统的安全。

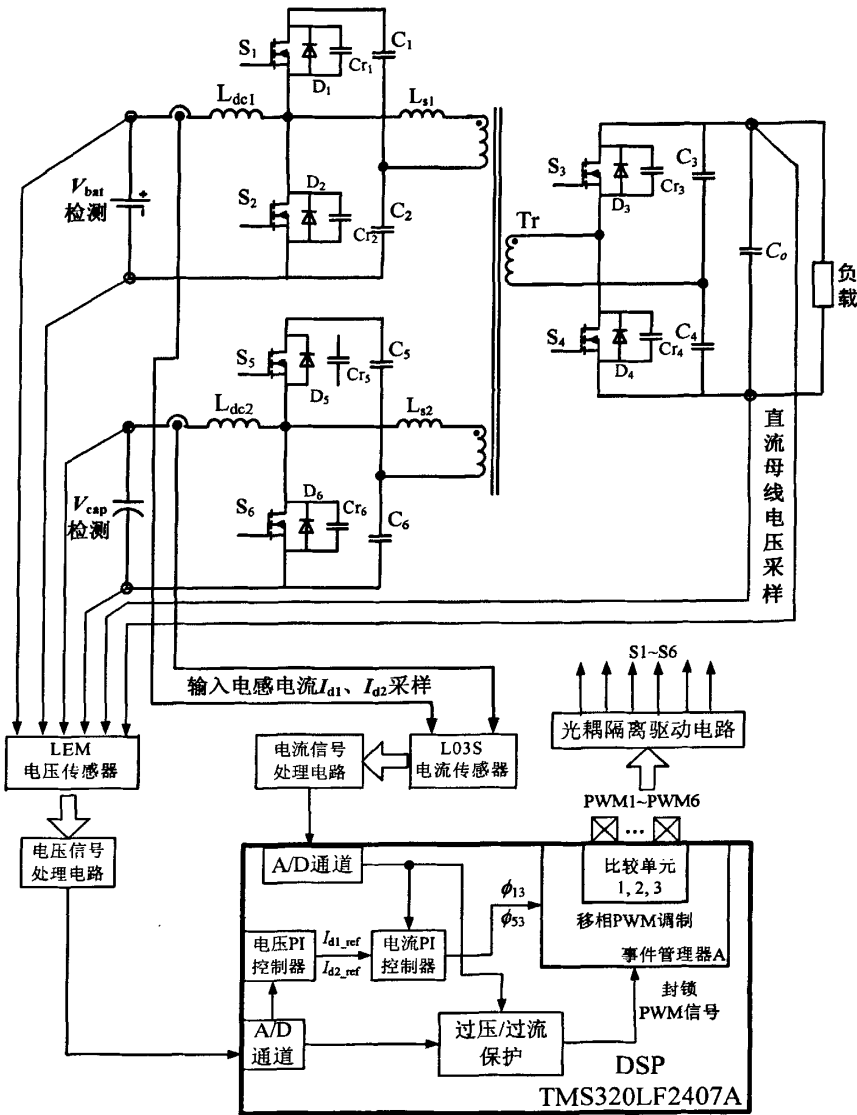


图5.4 三半桥DC/DC变换器系统控制电路总体框图

2. 采样电路设计

为了对系统进行控制，就需要对一些电气参数进行采样处理，这就需要对采样电路进行设计。

(1) 直流电压采样电路：直流侧电容电压的测量用于电压的过压保护以及直流侧电压外环的闭环反馈，为了对直流电压进行测量，本系统采用了 LEM 公司的 LV-25P 电压传感器，设计的调理电路如图 5.5 所示。

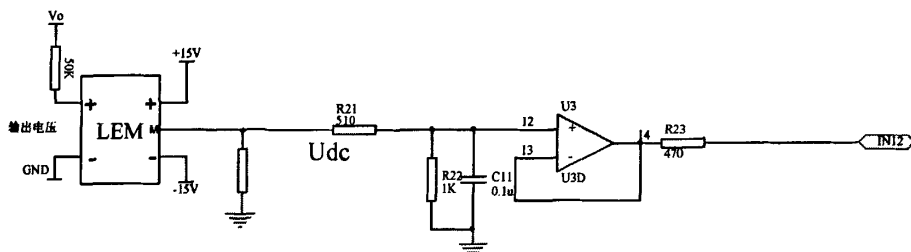


图 5.5 直流电压采样调理电路

(2) 电流采样电路：电流的检测是用于电流环控制以及过流保护等。本系统采用 Tamura 公司的电流传感器，型号为 L03S050D15。在本系统中，需要检测的电流有负载电流和电感电流，都是双向流动的，即电流大小有正负之分，因此，经电流传感器检测到的信号也将正在正负之间变化。但对于 TMS320LF2407A DSP 而言，其 A/D 转换通道只能转换范围在 0~3.3V 以内的电压信号。因此，为了准确地检测直流电流，并且实现检测值随待检电流在 0~3.3V 范围内线性变化，采用如图 5.6 所示的采样调理电路。

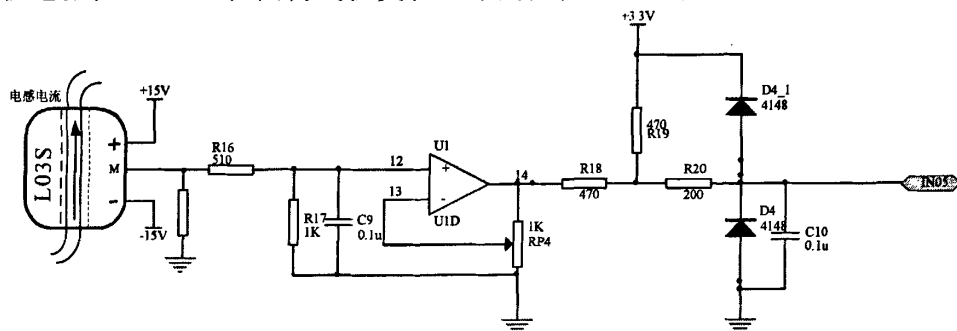


图 5.6 电流采样调理电路

5.2.2 控制系统软件设计

系统软件设计主要是对控制算法的数字实现，实验系统是在固定开关频率的情况下，通过控制移相角的方式来调节输出功率，并且通过电流内环和电压外环来控制电感电流和电容电压，因此在软件中设置定时中断来产生移相 PWM 信号，并且进行电压和电流的采样和计算。系统软件主要分成两大部分：主程序模块和 PWM 定时中断服务程序模块。主程序主要完成对 DSP 芯片的初始化，以及片内外设控制寄存器的初始化和特殊变量的初始化等；PWM 定时中断服务程序主要完成输入电感电流和输出电

容电压信号的 AD 采样，移相 PWM 波形的生成，电流内环和电压外环调节算法以及各种系统保护等。

1.主程序设计

主程序主要完成系统运行前的一些初始化与准备工作，主程序的功能包括 DSP 核心控制器的初始化，变量初始化，通用 I/O 口的初始化，事务管理器 A 的初始化等，主程序流程框图如图 5.7 所示。

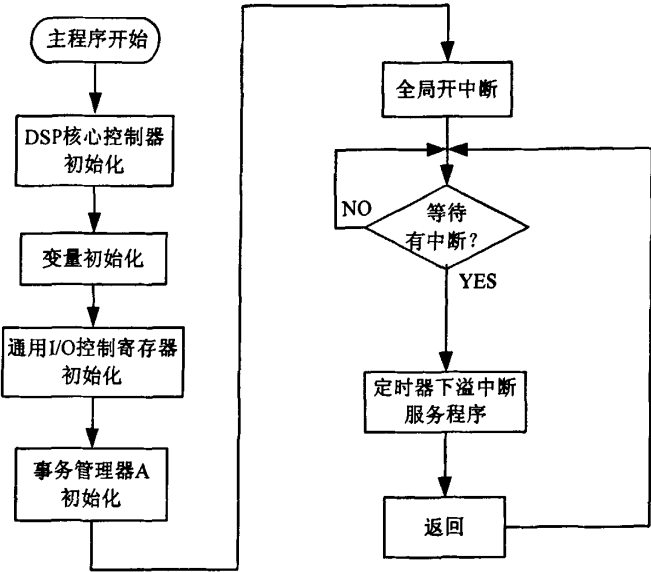


图5.7 主程序流程框图

2.中断服务程序设计

三半桥变换器系统软件设计的重要部分是定时器下溢中断服务程序的设计，因为电压电流信号的采样、移相调制信号的发生、PI 控制器的计算，以及出现故障时的保护都是在中断服务程序中完成的。程序的编写主要注意以下几个方面：进入中断服务程序要保护现场以避免数据丢失；由于移相 PWM 方波信号的频率为 20kHz，因此每次响应中断的时间只有 50 微秒，软件的编写要求十分讲求效率。定时器下溢中断服务程序流程框图如图 5.8 所示。

3.基于 DSP 的直接移相脉冲生成方法

本文所讨论的三半桥 DC/DC 变换器是采用移相控制，传送功率的方向和大小都是有变压器两侧方波电压之间的移相角来决定。移相驱动波形的产生有模拟方式和数字方式两种。文献[87][88]中提出利用专用的模拟控制器，例如 UCC3875 和 UCC3895 来产生移相波形，模拟方式虽然成本较低但调试较麻烦，且硬件电路不具备通用性，基于 DSP 的数字控制与传统的模拟控制相比较，在可靠性，灵活性和适用性上具有更大的优势，因此在复杂的、高性能的控制中，数字方式得到了更为广泛的应用。

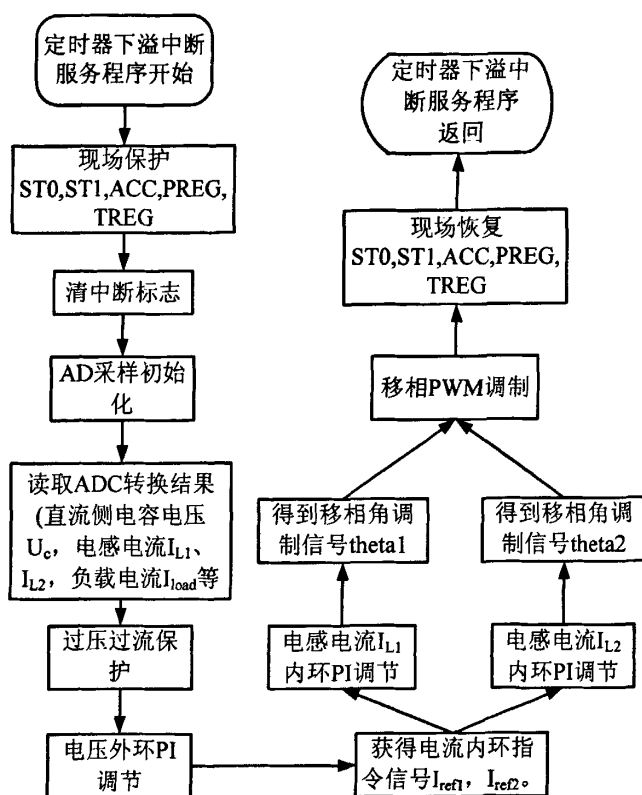


图 5.8 定时器下溢中断服务程序流程框图

由于现有的 TMS320LF2407A DSP 芯片中没有移相控制器，不具备直接生成移相 PWM 驱动信号的功能，因而需要提出以软件为基础的移相调制方案，以便于实现移相控制。

(1) 数字移相 PWM 的 DSP 实现

TMS320LF2407A DSP 中的事件管理器设计了使用定时器周期寄存器的周期值和比较器的比较值来实现产生 PWM 波的方法。周期值用于产生 PWM 波的频率(或周期)，比较值主要用于产生 PWM 波的脉宽。根据使用比较器的不同，有两种产生 PWM 波的方法：一种是使用定时器比较寄存器；另一种是使用比较单元，其中后者可以在 PWM1~PWM6 引脚上输出 6 个带有死区的 PWM 控制信号^[89]。本文中的系统就是通过使用比较单元来产生 PWM 波。

由于比较单元中的比较寄存器 $CMPR_X(X=1, 2, 3)$ 是带有影子寄存器的。在一个周期中的任一时刻一个新的值都可以写到这个影子寄存器中去，当 COMCONA 寄存器所规定的某一个特定定时器事件发生时，影子寄存器的内容被加载到工作的比较寄存器上，从而改变下一个周期的 PWM 脉冲宽度。应用这个原理，可以通过在每半个定时器周期内，根据移相角值(PS1, PS2)来调整比较寄存器的比较值，从而实现移相驱动信号，该方法的原理图如图 5.9 所示。

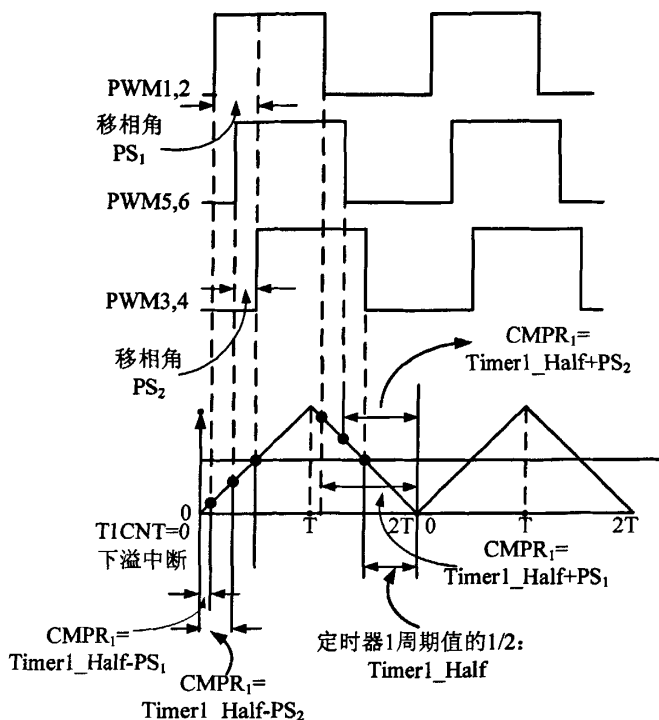


图5.9 基于DSP的直接移相脉冲生成方法示意图

从移相的基本原理来看，是滞后臂相对于超前臂之间的驱动的一个周期性延时，其延时角即为移相角。从图中可以看出，定时器1的计数方式为连续增/减模式。比较寄存器 CMPR2 的比较值为定时器1周期值的一半并保持不变，从而使输出的 PWM3、PWM4 为占空比为 0.5 的方波信号，作为参考信号用来驱动开关管 S3、S4，在计数器 T1CNT=0 时，使 CMPR1、CMPR3 的比较值为 $T1PR/2 - PS_X (X=1,2)$ ，而在 T1CNT=T1PR 时分别更新 CMPR1 和 CMPR3 的比较值，使其等于 $T1PR/2 + PS_X (X=1,2)$ ，这一过程可以在定时器1下溢中断中完成，比较单元1和3所生成的 PWM1,2 和 PWM5,6 方波分别用作开关管 S1、S2 和 S5、S6 的驱动信号，它们相对于参考信号有一段超前时间，超前时间所对应的计数器值就是移相角 $PS_X (X=1,2)$ ，它们是根据电压和电流的采样信号，在软件程序中通过 PI 数字控制器计算得到，在每个采样周期中都要作出更新和调整。

(2) 数字移相 PWM 程序流程图

基于 DSP 的移相 PWM 调制程序流程图如图 5.10 所示。实验证明：这种移相脉冲生成方法只需用到 DSP 的一个事件管理器 A，无需外加硬件来进一步合成脉冲，同时可以利用死区设置寄存器可编程地直接设置同桥臂开关管驱动信号的死区，因此非常灵活方便，简单可靠。

本文中 2407A DSP 的晶振为 40MHz 有源晶振，单指令周期最短为 25ns。由于三半桥 DC/DC 变换器开关频率为 20kHz，对应的定时器 T1 周

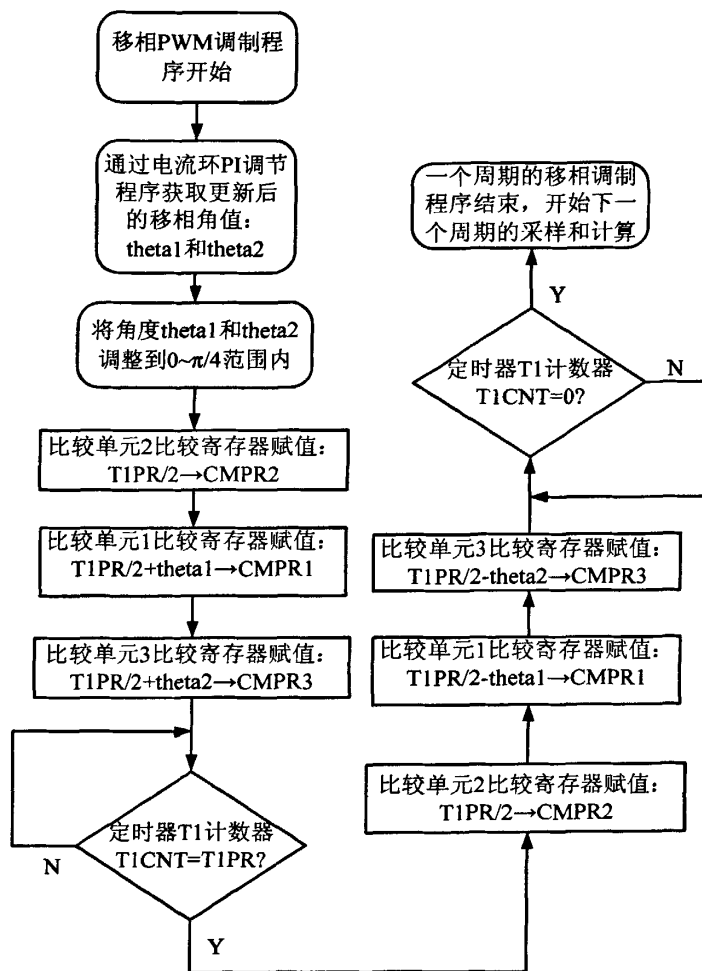


图5.10 移相PWM调制程序流程图

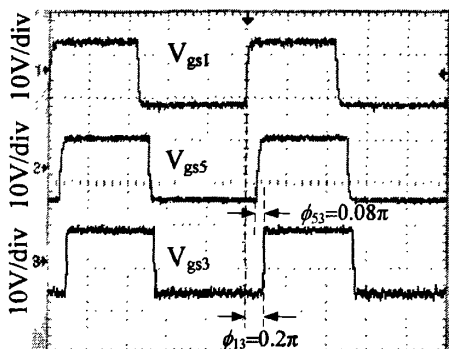
期寄存器值为 250, 最大移相角为 90° , 对应的数据延迟量为 125, 则移相精度为: $\phi_{\min} = 90^\circ / 125 = 0.72^\circ$, 满足工程上的需要。

另一方面由于移相精度与计数器计数周期成反比, 因此可选用速度更快的 DSP 来提高移相控制精度。

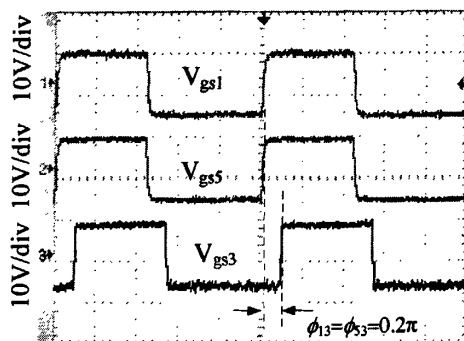
5.3 实验结果

为了验证所搭建的三半桥双向 DC/DC 变换器硬件电路平台在正向(Boost)和反向(Buck)两种模式下能否稳定工作, 以及低压侧和高压侧的开关管能否实现零电压开通和关断, 分别进行了相应的实验验证, 实验波形采用 Tektronix 公司的 TPS 2014 型四通道数字示波器测量得到。

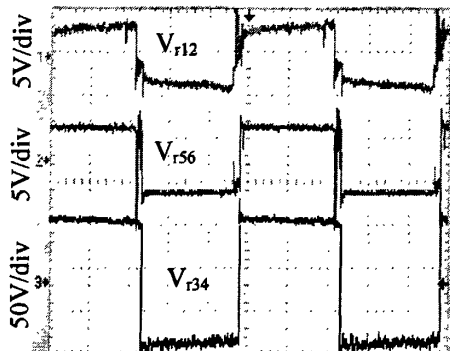
图 5.11 和 5.12 均为三半桥 DC/DC 变换器在正向(Boost)模式下的稳态工作实验波形, 在该模式中, 蓄电池和超级电容器均处在放电阶段, 通过变换器向高压侧负载供电, V_{r12} 、 V_{r56} 相位超前于 V_{r34} , 其中在图 5.11 中, $V_{in1} = V_{in2} = 8V$, $\phi_{13} = 0.20\pi$, $\phi_{33} = 0.08\pi$, 输出电压 $V_{out} = 160V$, 负载电阻



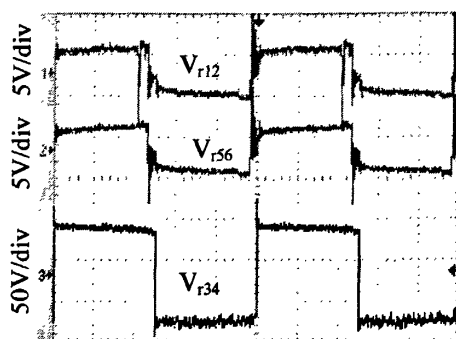
(a)低压侧和高压侧开关管的驱动电压波形



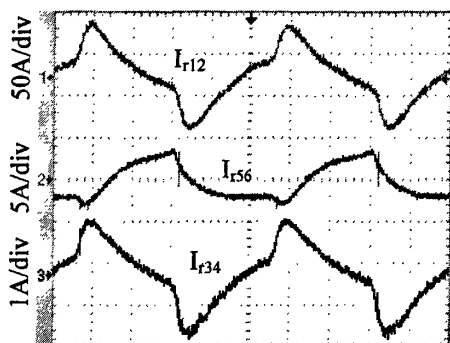
(a)低压侧和高压侧开关管的驱动电压波形



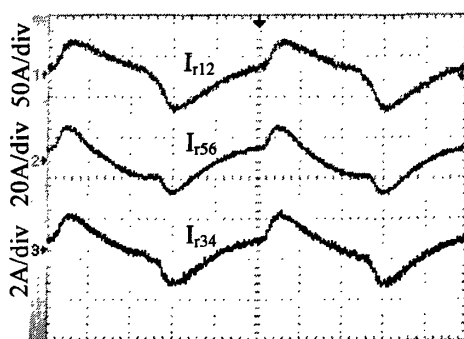
(b)变压器两侧的绕组电压波形



(b)变压器两侧电压波形



(c)变压器漏感电流波形



(c)变压器漏感电流波形

图5.11 三半桥DC/DC变换器在正向

图5.12 三半桥DC/DC变换器在正向

Boost模式下, $\phi_{13} = 0.20\pi$, $\phi_{53} = 0.08\pi$ Boost模式下, $\phi_{13} = \phi_{53} = 0.20\pi$ 时的稳态

时的稳态工作实验波形

工作实验波形

$R_o = 1250$, 由于 $\phi_{15} = \phi_{13} - \phi_{53} = 0.12\pi$, 蓄电池在通过放电给负载供电的同时, 也在给超级电容器充电。在图 5.12 中, $V_{in1} = 6.5V$, $V_{in2} = 5V$, $\phi_{13} = \phi_{53} = 0.20\pi$, 输出电压 $V_{out} = 125V$, $R_o = 1000$, $\phi_{15} = 0$, 蓄电池与超级电容器之间没有能量传递。图 5.13 中显示了当 $\phi_{13} = 0.20\pi$, $\phi_{53} = 0.08\pi$ 时, 蓄电池和超级电容器放电电流 I_{d1} 、 I_{d2} 的波形。

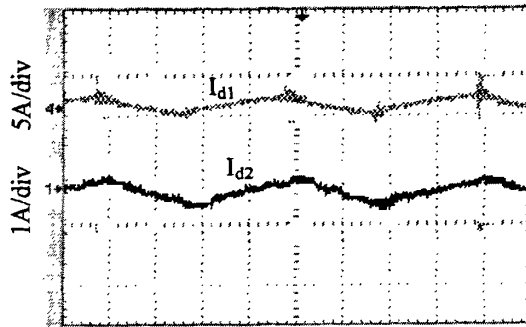
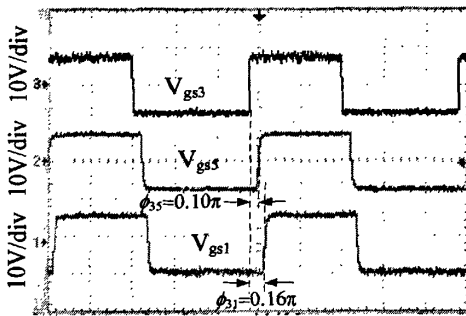
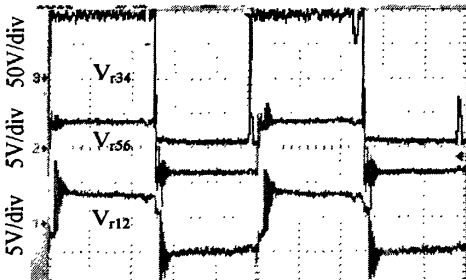


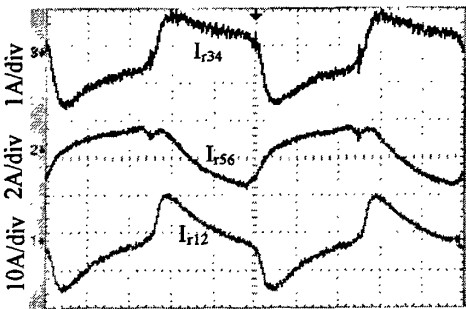
图5.13 $\phi_{13}=0.20\pi$, $\phi_{53}=0.08\pi$ 时, 蓄电池和超级电容器放电电流 I_{d1} 、 I_{d2} 的波形



(a)高压侧和低压侧开关管的驱动电压波形



(b)变压器两侧的绕组电压波形

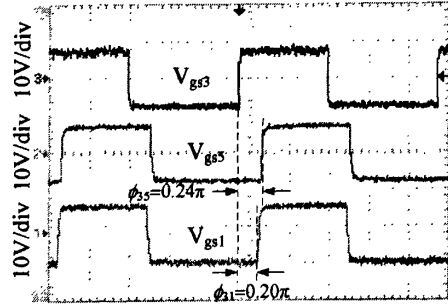


(c)变压器漏感电流波形

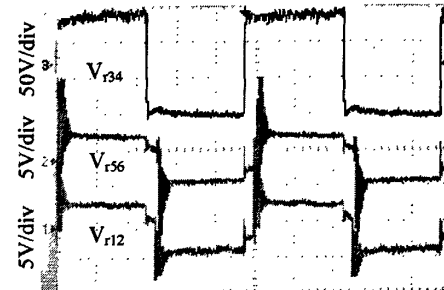
图5.14 三半桥DC/DC变换器在正向

Boost模式下, $\phi_{31}=0.16\pi$, $\phi_{53}=0.10\pi$ 时

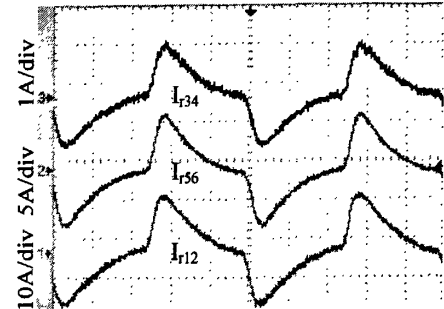
的稳态工作实验波形



(a)高压侧和低压侧开关管的驱动电压波形



(b)变压器两侧的绕组电压波形



(c)变压器漏感电流波形

图5.15 三半桥DC/DC变换器在正向

Boost模式下, $\phi_{31}=0.20\pi$, $\phi_{53}=0.24\pi$ 时

的稳态工作实验波形

图 5.14 和 5.15 均为三半桥 DC/DC 变换器在反向(Buck)模式下的稳态工作实验波形,在该模式中,蓄电池和超级电容器均处在充电阶段, V_{r12} 、 V_{r56} 相位滞后于 V_{r34} , 其中在图 5.14 中, 高压侧 $V_{34}=200V$, $\phi_{31}=0.16\pi$, $\phi_{35}=0.10\pi$, $R_{b1}=R_{b2}=0.5\Omega$, 此时 $V_{in1}=10.5V$, $V_{in2}=9.2V$ 。在图 5.15 中, $V_{34}=150V$, $\phi_{31}=0.20\pi$, $\phi_{35}=0.24\pi$, $R_{b1}=0.5\Omega$, $R_{b2}=1\Omega$, $V_{in1}=6.5V$, $V_{in2}=7.2V$ 。

图 5.16(a)、(b)中分别显示了三半桥 DC/DC 变换器在正向 Boost 模式下, 当 $\phi_{31}=0.20\pi$, $\phi_{35}=0.08\pi$ 时, 低压侧和高压侧开关管 S_1 、 S_3 的驱动信号波形 V_{gs1} 、 V_{gs3} , 和漏源电压波形 V_{ds1} 、 V_{ds3} 。从图中可以看出, 当 S_1 、 S_3 的驱动信号由 0V 变到 15V 驱动开关管导通时, 开关管的漏源电压已经降为 0, S_1 、 S_3 实现了零电压导通; 而当 S_1 、 S_3 的驱动信号由 15V 变到 0V 使开关管关断时, 开关管两端电压也是为 0, S_1 、 S_3 均实现了软关断。

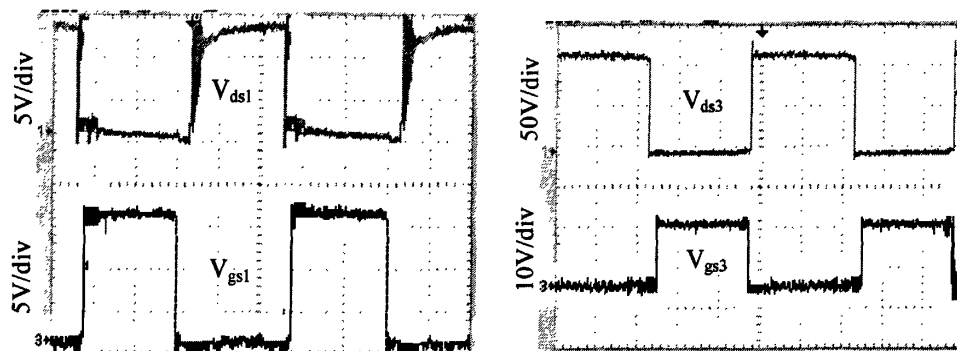


图5.16 (a)低压侧开关管 S_1 的漏源电压波形和驱动信号波形

(b) 高压侧开关管 S_3 的漏源电压波形和驱动信号波形

5.4 本章小结

本章通过进行三半桥 DC/DC 变换器硬件电路设计和电力电子器件选择, 研制出以 TMS320LF2407A 型 DSP 芯片为控制内核, 功率为 2kW 的数字移相控制三半桥 DC/DC 变换器实验平台, 在对变换器控制系统进行硬件和软件设计的基础上, 对变换器硬件平台在正向 Boost 和反向 Buck 两种模式下的工况进行了实验研究。实验结果验证了前面章节所做的理论分析, 也表明基于 DSP 的数字移相控制方案是完全可行的。

第六章 总结与展望

6.1 全文总结

本文以新型的多端口双向 DC/DC 变换器为研究对象。以蓄电池-超级电容器混合储能技术的应用为背景,介绍了多端口 DC/DC 变换器的拓扑连接分类,构成方法和研究现状,进而引出全文要研究的对象:三端口三半桥(THB)隔离式双向 DC/DC 变换器。本论文主要做了以下几个方面的工作:

(1) 对国内外迄今为止所提出的各种多端口 DC/DC 变换器拓扑进行了简要回顾和分类介绍,并且针对多端口变换器在混合储能系统的应用问题,在对这些变换器的优缺点进行综合比较的基础上,选择使用三半桥(THB)DC/DC 变换器来作为蓄电池-超级电容器混合储能的接口电路,并且将该变换器拓扑作为本文的研究对象。

(2) 结合三半桥(THB)DC/DC 变换器在燃料电池电动汽车能量管理系统中的应用问题,从正向(Boost)和反向(Buck)两种模式对该变换器的工作原理、换流过程和软开关条件进行了系统的理论分析;通过数学表达式介绍了该变换器的输出特性;分析了移相角 ϕ_1 、 ϕ_3 对变换器软开关范围的影响;最后通过仿真验证了三半桥 DC/DC 变换器在两种模式下的稳态工况和零电压开关(ZVS)特性。

(3)在三半桥 DC/DC 变换器一个开关周期六种模态简化等效电路的基础上,通过引入高低压侧开关管的开关函数建立该变换器的简化、降阶型状态空间平均数学模型和线性小信号模型,并且以该小信号模型为基础,构建了变换器的双闭环系统控制结构,推导出以电感电流和电容电压为对象的控制-输出传递函数。通过波特图进行电流内环和电压外环控制系统的设计和优化。由于电流内环系统两个输入端之间存在相互干扰,文中通过在电流环中插入解耦网络以实现两个输入电感电流的独立控制。Matlab/simulink 仿真结果表明,通过本文的补偿网络和解耦网络设计,电流内环和电压外环系统具有较好的动态性能和稳态精度,电流内环两个输入端之间的干扰和耦合问题也得到有效地解决。文中还通过所设计的变换器开关调节系统,对电动汽车能量管理系统在三种模式下的工作状况进行仿真模拟,结果表明,系统能够根据负载功率的变化情况,在三种模式间自动切换和平稳过渡,稳定性良好。

(4) 进行三半桥 DC/DC 变换器硬件电路和数字控制系统设计,研制出以 TMS320LF2407A 型 DSP 芯片为控制内核,功率为 2kW 的三半桥 DC/DC 变换器实验样机,提出基于 DSP 软件编程的数字移相调制方法,在此基础上对样机进行了实验验证,实验结果证明了主电路在各种模式下都具有良好的稳态工作特性,功率开关管能够实现 ZVS,也表明基于 DSP 的数字移相控制方案是完全可行的。

6.2 进一步展望

由于时间紧迫,加之作者水平有限,还有一些问题需要进一步地研究和解决。

(1)本文在三半桥 DC/DC 变换器开关调节系统的设计和优化方面虽然做了不少研究和探讨,但都只是在理论和仿真层面的工作,文中电流内环、电压外环中的补偿环节和解耦网络的设计效果,还需要结合数字控制,在实际电路硬件平台上加以实现和验证;

(2)文中在针对三半桥变换器在蓄电池-超级电容器混合储能系统和燃料电池能量管理系统中的应用问题,进行控制系统设计和稳态分析的过程中,都是将两个输入电源看作是恒定的电压源。事实上,各种储能元件,特别是超级电容器的充放电过程中,其端电压是根据自身储存能量的状况而不断变化的。由于没有对燃料电池、蓄电池和超级电容器电路模型进行系统分析,也没有考虑到各种储能元件的 V-I 充放电特性,文中对于电动汽车能量管理的分析是一种简化的情况。在实际应用中,还应该通过综合考虑蓄电池、超级电容器的荷电状态(SOC)、系统总体效率和负载需求,合理设定变换器电流内环的给定参考值 I_{ref12} 、 I_{ref56} ,并且根据主电源燃料电池的工作状况,对系统工作模式和控制策略进行更为深入的研究和探讨;

(3)为了实现多端口 DC/DC 变换器的高功率密度,降低体积和重量,一种重要途径就是提高变换器的开关频率。本文中三半桥 DC/DC 变换器硬件电路的开关频率为 20kHz,由于采用 TMS320LF2407A 型 DSP 芯片为控制内核,开关频率受到数字移相控制精度的限制,如果采用计数速度更快和 PWM 输出精度更高的 DSP 芯片(例如: TMS320LF2808 型 DSP),就可以将变换器的开关频率提高到 100kHz;

(4)目前国内外对于多端口 DC/DC 变换器的研究还只集中在三端口变换器的层面。由于单独的光伏或风力发电就会因为自然条件的变化而不能持续、稳定地输出电能,混合可再生能源发电系统在近年来引起了广泛关注。通过将 MCI 型多端口 DC/DC 变换器拓展为四端口变换器,如图 2.11 所示,可以将风力发电、光伏发电系统,储能装置与负载有效结合起来,实现风力与光伏发电的优势互补,同时更好地发挥储能元件的作用,提高供电的可靠性,具有很好的应用前景。

参考文献

- [1]. 张丽香. 可再生能源发电的发展现状及前景[J]. 电力学报. 2008.2, pp:29-33
- [2]. 严俊, 赵立飞. 储能技术在分布式发电中的应用[J]. 华北电力技术. 2006. 10, pp:16-19
- [3]. A.V. Jouanne, P.N. Enjeti, B. Banerjee. Assessment of ride-through alternatives for adjustable-speed drives [J]. IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 35, 1999.7/8, pp: 908-916
- [4]. J. McDowall. Conventional battery technologies—Present and future. Proc. PES'00, vol.3, 2000.7, pp:1538-1540
- [5]. L. Zubieta, R. Bonert. Characterization of double-layer capacitor for power electronics application [J]. IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 36, 2000.1/2, pp: 199-205
- [6]. 蒋书运, 卫海岗, 沈祖培. 飞轮储能技术研究的发展现状[J]. 太阳能学报. 2000.10, pp:427-433
- [7]. R. S. Weissbach, G. G. Karady, and R. G. Farmer. Dynamic voltage compensation on distribution feeders using flywheel energy storage [J]. IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 14, 1999.4, pp: 465-471
- [8]. D. Netter, J. Leveque, A. Rezzoug, J. P. Caron, and F. M. Sargos. Analytical design of a Superconducting Magnetic Energy Storage for pulsed power peak [J]. IEEE Transaction on Magnetics, vol. 32, 1996, pp: 5139-5141
- [9]. David Evans, etc. Improved Capacitor Using Amorphous RuO₂. The Battery Man, 2006.6, pp:218-222
- [10]. 陈清泉, 孙逢春. 现代电动汽车技术. 北京理工大学出版社, 2002
- [11]. M. E. Glavin, Paul K. W. Chan, S. Armstrong, and W. G Hurley. A stand-alone photovoltaic supercapacitor Battery hybrid energy storage system. IEEE, 2008, pp: 1688-1695
- [12]. A. Di Napoli, F. Crescimbini, S. Rodo, and L. Solero. Multiple input DC-DC power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles. IEEE, 2002, pp:1685-1690
- [13]. A. Di Napoli, F. Crescimbini, S. Rodo, L. Solero, and F. Caricchi. Multiple-input DC-DC power converter for power-flow management in hybrid vehicles. IEEE, 2002, pp: 1578-1585
- [14]. Luca Solero, Alessandro Lidozzi. Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 20, 2005.9, pp: 1007-1016
- [15]. A. Di Napoli, F. Crescimbini, F. Giullii Capponi, and L. Solero. Control strategy for multiple input DC-DC power converters devoted to hybrid vehicle propulsion systems. IEEE, 2002, pp: 1036-1041
- [16]. M. E. Glavin, W. G. Hurley. Ultracapacitor/battery hybrid for solar energy storage. IEEE, 2007, pp: 791-795
- [17]. 唐西胜, 武鑫, 齐智平. 超级电容器蓄电池混合储能独立光伏系统研究[J].

太阳能学报, vol.28, 2007.2, pp: 178-183

- [18]. K. Strunz, E.K. Brock. Hybrid plant of renewable stochastic source and multilevel storage for emission-free deterministic power generation. in Proc, PES'03, vol.3, 2003.7, pp: 214-218
- [19]. Xudong Huang, Xiaoyan Wang, Troy Hergaard, etc. Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved boost converters [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, vol.19, 2004.9, pp: 1341-1352
- [20]. Rajesh Gopinath, Sangsun Kim, Jae-Hong Hahn, etc. Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, vol.19, 2004.9, pp: 1256-1262
- [21]. Haiping Xu, Li Kong, and Xuhui Wen. Fuel cell power system and high power DC-DC converter[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, vol.19, 2004.9, pp: 1250-1255
- [22]. K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, etc. Bi-directional DC to DC converters for Fuel Cell systems. Proc. IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation, 1998.10, pp: 47-51
- [23]. Shigenori Inoue, and Hirofumi Akagi. A Bidirectional DC-DC converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, vol.22, 2007.11, pp: 2299-2306
- [24]. Fang Z. Peng, Hui Li, Gui-Jia Su. A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.19, 2004.1, pp:54-65
- [25]. Bryan G. Dobbs and Patrick L. Chapman. A Multiple-Input DC-DC Converter Topology [J]. IEEE power electronics letters, vol.1, 2003.3, pp: 6-9
- [26]. H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L.Duarte. Family of multiport bidirectional DC-DC converters [J]. IEE Proc, Electr. Power Appl, vol.153, 2006.5, pp:451-458
- [27]. Luca Solero, Federico Caricchi, Fabio Crescimbeni, etc. Performance of a 10 kW power electronic interface for combined wind/PV isolated generating systems. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 1996.6, pp: 1027-1032
- [28]. F. Caricchi, F. Crescimbeni, A. Di Napoli, etc. Testing of a new DC-DC converter topology for integrated wind-photovoltaic generating systems. The European Power Electronics Association, 1993, pp:83-88
- [29]. Hirofumi Matsuo, Kimiyoshi Kobayashi, etc. Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC-DC converter. IEEE, 1998, pp: 797-802
- [30]. Huang-Jen Chiu, Hsiu-Ming Huang, Li-Wei Lin, etc. A Multiple-Input DC-DC Converter for Renewable Energy Systems. IEEE, 2005, pp:1304-1308
- [31]. 严仰光. 双向直流变换器. 南京: 江苏科学技术出版社, 2004
- [32]. 童亦斌, 吴峰, 金新民, 陈瑶. 双向DC/DC变换器的拓扑研究[J]. 中国电机工程学报. vol.27, 2007.5, pp: 81-86
- [33]. Chan. H. L., Cheng. K. W. E. Bidirectional phase-shifted DC-DC converter [J]. IEEE Electronics Letters 1st, 1999, pp: 523-524
- [34]. Gang Chen, Dehong Xu, and Yim-shu Lee. A new family of soft-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters. IEEE, 2001, pp: 859-865
- [35]. 赵川红, 徐德鸿, 范海峰, 陈刚. PWM加相移控制的双向DC/DC变换器[J]. 中

国电机工程学报. vol.23, 2003.10, pp: 72-77

- [36]. Haimin Tao, Jorge L. Duarte, and Marcel A. M. Hendrix. Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.23, 2008.3, pp: 782-792
- [37]. Yaow-Ming Chen, Yuan-Chuan Liu, and Sheng-Hsien Lin. Double-input PWM DC/DC converter for high/low voltage sources. IEEE, 2003.10, pp: 27-32
- [38]. Krishna P. Yalamanchili, Mehdi Ferdowsi, and Keith Corzine. New Double Input DC-DC Converters for Automotive Applications. VPPC '06, IEEE, 2006.9, pp: 1-6
- [39]. H. Matsuo, T. Shigemizu, F. Kurokawa, and N. Watanabe. Characteristics of the multiple-input DC-DC converter [J]. IEEE transactions on industrial electronics, vol.51, 2004.6, pp: 625-631
- [40]. Yaow-Ming Chen, Yuan-Chuan Liu, and Feng-Yu Wu. Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications [J]. IEEE transactions on industry applications, vol.38, 2002.7/8, pp:1096-1104
- [41]. Krishna P. Yalamanchili and Mehdi Ferdowsi. Review of Multiple Input DC-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles. IEEE, 2005, pp: 552-555
- [42]. M. Michono, J.L. Duarte, M. Hendrix, etc. A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Germany, 2004, pp:4736-4742
- [43]. H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix. A soft-switched three-port bidirectional converter for fuel cell and supercapacitor applications. IEEE, 2005, pp:2487-2493
- [44]. H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix. Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.23, 2008.3, pp: 771-781
- [45]. Chuanhong Zhao, and Johann W. Kolar. A novel three-phase three-port UPS employing a single high-frequency isolation transformer. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Germany, 2004, pp: 4135-4141
- [46]. Chuanhong Zhao, Simon D. Round, and Johann W. Kolar. An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter with Decoupled Power Flow Management [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.23, 2008.9, pp: 2443-2453
- [47]. R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala. A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications [J]. IEEE transactions on industry applications, vol.27, 1991.1/2, pp: 63-73
- [48]. Mustansir H. Kheraluwala, Randal W. Gascoigne, and Eric D. Baumann. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter [J]. IEEE transactions on industry applications, vol.28, 1992.11/12, pp:1294-1301
- [49]. Mei Qiang, Xu Zhenlin, and Wu Weiyang. A novel multi-port DC-DC converter for hybrid renewable energy distributed generation systems connected to power

- grid. IEEE International Conference, 2008.4, pp: 1-5
- [50]. Gui-Jia Su, Fang Z. Peng. A low cost, triple-voltage bus DC/DC converter for automotive application. Proc. IEEE APEC'05, 2005, pp: 1015-1021
- [51]. Kaushik Rajashekara. 42 V architecture for automobiles. IEEE, 2003, pp: 431-434
- [52]. Gui-Jia Su, Lixin Tang. A Bidirectional, Triple-Voltage DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Vehicle Power Systems. IEEE, 2007, pp: 1043-1049
- [53]. 张兴, 唐杰. 高频无极灯独立光伏照明系统设计[J]. 太阳能学报, vol.30, 2009.2, pp: 211-216
- [54]. H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix. Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems. IEEE, 2005, pp: 2021-2028
- [55]. Haimin Tao, Jorge. L. Duarte and Marcel. A. M. Hendrix. Novel Zero-Voltage Switching Control Methods for a Multiple-Input Converter Interfacing a Fuel Cell and Supercapacitor. IEEE, 2006, pp: 2341-2346
- [56]. Danwei Liu, Hui Li. A Three-Port Three-Phase DC-DC Converter for Hybrid Low Voltage Fuel Cell and Ultracapacitor. IEEE, 2006, pp: 2558-2563
- [57]. Danwei Liu, Hui Li. A ZVS Bi-Directional DC-DC Converter for Multiple Energy Storage Elements [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.21, 2006.9, pp: 1513-1517
- [58]. 陈全世, 仇斌, 谢起成. 燃料电池电动汽车. 清华大学出版社, 2005
- [59]. 马 桐, 瞿文龙, 刘圆圆. 一种新型双向软开关DC/DC变换器及其软开关条件[J]. 电工技术学报. vol.21, 2006.7, pp: 15-20
- [60]. A. G. GANZ. A Simple, Exact Equivalent Circuit for the Three-Winding Transformer [J]. IEEE transactions on component parts, 1962.6, pp: 212-213
- [61]. Jian Wang, Arthur F. Witulski, Jeff L. Vollin, etc. Derivation, calculation and measurement of parameters for a multi-winding transformer electrical model. IEEE, 1999, pp: 220-226
- [62]. 马学军. 数字移相控制隔离型半桥双向DC/DC变换器研究. 华中科技大学博士学位论文. 武汉: 华中科技大学, 2005.10
- [63]. Hui Li, Fang Zheng Peng, and J. S. Lawler. A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices [J]. IEEE transactions on industry applications, vol.39, 2003.3/4, pp: 525-535
- [64]. Danwei Liu, Hui Li. A novel multiple-input ZVS bidirectional DC-DC converter. IEEE, 2005, pp: 579-584
- [65]. 许颇. 基于Z源型逆变器的光伏并网发电系统的研究. 合肥工业大学博士学位论文. 合肥工业大学, 2006年5月
- [66]. Brad Lehman, and Richard M. Bass. Extensions of Averaging Theory for Power Electronic Systems [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.11, 1996.7, pp: 542-553
- [67]. Hui Li, Fang Zheng Peng, and Jack Lawler. Modeling, simulation, and experimental verification of soft-switched bi-directional DC-DC converter. IEEE, 2001, pp: 736-742
- [68]. Hui Li, Fang Z. Peng. Modeling of a new ZVS bi-directional DC-DC converter

- [J]. IEEE transactions on aerospace and electronic systems, vol.40, 2004.1, pp: 272-283
- [69]. 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [70]. Hui Li, Danwei Liu, F.Z.Peng, and Gui-Jia Su. Small Signal Analysis of A Dual Half Bridge Isolated ZVS Bi-directional DC-DC converter for Electrical Vehicle Applications. IEEE, 2005, pp: 2777-2782
- [71]. Danwei Liu, Hui Li. Dynamic modeling and control design for bi-directional DC-DC converter for fuel cell vehicles with battery as energy storage element. IEEE, 2005, pp: 1632-1635
- [72]. 张卫平. 开关变换器的建模与控制. 北京: 中国电力出版社, 2006
- [73]. Philip Cooke. Modeling Average Current Mode Control. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000, Fifteenth Annual IEEE, vol.1, 2000.2, pp: 256-262
- [74]. Wei Tang, Fred C. Lee, and Raymond B. Ridley. Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control [J]. IEEE transactions on power electronics, vol.8, 1993.4, pp: 112-119
- [75]. Hui Li, Danwei Liu. Design and implementation of a DSP based digital controller for a dual half bridge isolated bi-directional dc-dc converter. IEEE, 2006, pp: 695-699
- [76]. 胡寿松. 自动控制原理 (第四版). 北京: 科学出版社, 2004
- [77]. [美] Katsuhiko Ogata 著, 卢伯英, 于海勋等译. 现代控制工程 (第四版). 北京: 电子工业出版社, 2007
- [78]. 陈伯时. 电力拖动自动控制系统-运动控制系统 (第3版). 北京: 机械工业出版社, 2007
- [79]. 许海平, 温旭辉, 孔力. 全数字化双向DC/DC变换器的分析与设计[J]. 电力电子技术, vol.37, 2003.11, pp: 13-17
- [80]. 吴晓燕, 张双选. MATLAB在自动控制中的应用. 西安电子科技大学出版社, 2006
- [81]. 王聪. 软开关功率变换器及其应用. 北京: 科学出版社, 2000
- [82]. 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计 (修订版). 北京: 电子工业出版社, 2006
- [83]. 杨玉岗. 现代电力电子的磁技术. 北京: 科学出版社, 2003
- [84]. 胡炎申, 谢运祥. 铁硅铝磁心Boost电感的工程设计[J]. 电气应用, vol.25, 2006, pp: 83-86
- [85]. <http://www.798.com.cn/sev0608/download0/sendust.pdf>
- [86]. 刘燕, 王京梅, 兰中文. 高频开关电源功率变压器的漏感[J]. 磁性材料及器件, vol.37, 2006.10, pp: 54-55
- [87]. 张哲, 张纯江, 沈虹. 新型移相控制器UCC3895的应用研究[J]. 电力电子技术, vol.39, 2005.6, pp: 64-65
- [88]. Mark Dennis. A comparison between the Bicomos UCC3895 Phase shift controller and the UCC3875 [Z]. Texas Instruments, Application Report, No. SLUA246
- [89]. 刘和平. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用. 北京航空航天大学出版社, 2006

附录一 三半桥双向 DC/DC 变换器未经简化的

状态空间平均数学模型

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dc1avg} \\ \dot{i}_{dc2avg} \\ v_{1avg} \\ v_{2avg} \\ v_{3avg} \\ v_{4avg} \\ v_{5avg} \\ v_{6avg} \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} i_{dc1avg} \\ i_{dc2avg} \\ v_{1avg} \\ v_{2avg} \\ v_{3avg} \\ v_{4avg} \\ v_{5avg} \\ v_{6avg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in1} \\ v_{in2} \\ v_o \end{bmatrix}, \text{ 其中:}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ds1}}{L_{dc1}} & 0 & -\frac{1}{2L_{dc1}} & -\frac{1}{2L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{ds2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2L_{dc2}} & \frac{1}{2L_{dc2}} \\ \frac{1}{2C_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos\phi_{13}} & -\frac{\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos\phi_{13}} & -\frac{\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos\phi_{13}} & -\frac{\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos\phi_{13}} \\ \frac{1}{2C_2} & 0 & \left(\frac{\phi_{13}^2 + (\pi-\phi_{13})^2}{C_2 \cdot \cos\phi_{13}} \right) & \left(\frac{-\phi_{13}^2 - (\pi-\phi_{13})^2}{C_2 \cdot \cos\phi_{13}} \right) & -\frac{\phi_{13}^2 - \pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos\phi_{13}} & \frac{3\phi_{13}^2 - 3\pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos\phi_{13}} & -\frac{\phi_{13}^2 - \pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos\phi_{13}} & \frac{3\phi_{13}^2 - 3\pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos\phi_{13}} \\ 0 & 0 & \frac{-\phi_{13}^2 + 2\pi\phi_{13}}{C_3 \cdot \cos\phi_{31}} & \frac{-\phi_{13}^2}{C_3 \cdot \cos\phi_{31}} & \frac{\pi \cdot \phi_{13}}{C_3 \cdot \cos\phi_{31}} - \frac{\pi \cdot \phi_{33}}{C_3 \cdot \cos\phi_{35}} - \frac{1}{C_3 \cdot R_o} & \frac{\pi \cdot \phi_{13}}{C_3 \cdot \cos\phi_{31}} + \frac{\pi \cdot \phi_{33}}{C_3 \cdot \cos\phi_{35}} - \frac{1}{C_3 \cdot R_o} & \frac{-\phi_{33}^2 + 2\pi\phi_{33}}{C_3 \cdot \cos\phi_{35}} & \frac{-\phi_{33}^2}{C_3 \cdot \cos\phi_{35}} \\ 0 & 0 & \frac{(\phi_{13}-\pi)(\pi-3\phi_{13})}{C_4 \cdot \cos\phi_{31}} & \frac{(\pi-\phi_{13})^2}{C_4 \cdot \cos\phi_{31}} & \left(\frac{(\phi_{13}-\pi)(2\phi_{13}-\pi)}{C_4 \cdot \cos\phi_{31}} \right) & \left(\frac{(\phi_{13}-\pi)(2\phi_{13}-\pi)}{C_4 \cdot \cos\phi_{31}} \right) & \frac{(\phi_{33}-\pi)(\pi-3\phi_{33})}{C_4 \cdot \cos\phi_{35}} & \frac{(\pi-\phi_{33})^2}{C_4 \cdot \cos\phi_{35}} \\ 0 & \frac{1}{2C_5} & \frac{-\phi_{15}^2 + 2\pi\phi_{15}}{C_5 \cdot \cos\phi_{51}} & \frac{-\phi_{15}^2}{C_5 \cdot \cos\phi_{51}} & \frac{-\phi_{33}(\pi-\phi_{33})}{C_5 \cdot \cos\phi_{53}} & \frac{-\phi_{33}(\pi-\phi_{33})}{C_5 \cdot \cos\phi_{53}} & \frac{\pi \cdot \phi_{15}}{C_5 \cdot \cos\phi_{51}} & \frac{\pi \cdot \phi_{15}}{C_5 \cdot \cos\phi_{51}} \\ 0 & \frac{1}{2C_6} & \frac{(\phi_{15}-\pi)(\pi-3\phi_{15})}{C_6 \cdot \cos\phi_{51}} & \frac{(\pi-\phi_{15})^2}{C_6 \cdot \cos\phi_{51}} & -\frac{\phi_{33}^2 - \pi \cdot \phi_{33} + \pi^2}{C_6 \cdot \cos\phi_{53}} & \frac{3\phi_{33}^2 - 3\pi \cdot \phi_{33} + \pi^2}{C_6 \cdot \cos\phi_{53}} & \left(\frac{\phi_{33}^2 + (\pi-\phi_{33})^2}{C_6 \cdot \cos\phi_{53}} \right) & \left(\frac{-\phi_{33}^2 + (\pi-\phi_{33})^2}{C_6 \cdot \cos\phi_{53}} \right) \end{bmatrix}$$

$$\cos\phi_{13} = \cos\phi_{31} = 4\pi\omega L_{r13}, \quad \cos\phi_{53} = \cos\phi_{35} = 4\pi\omega L_{r53}, \quad \cos\phi_{15} = \cos\phi_{51} = 4\pi\omega L_{r15}.$$

当考虑到输出稳压电容 C_o 时, 变换器的状态空间平均数学模型将转变为如下形式:

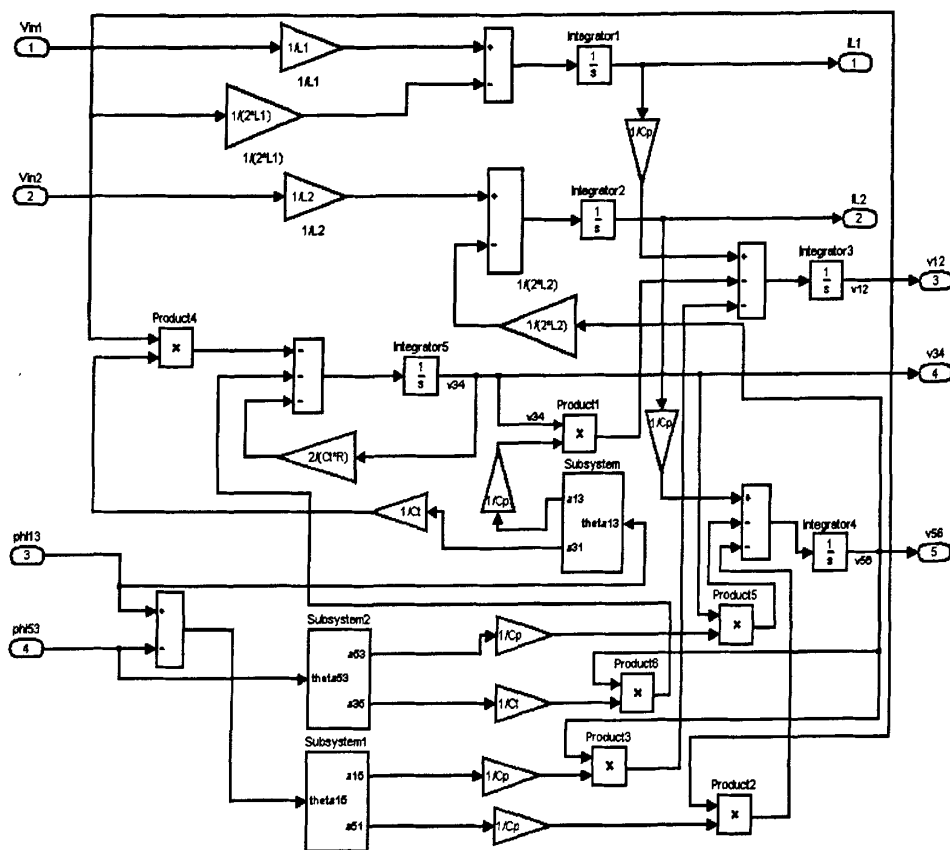
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dc1avg} \\ \dot{i}_{dc2avg} \\ v_{1avg} \\ v_{2avg} \\ v_{3avg} \\ v_{4avg} \\ v_{5avg} \\ v_{6avg} \end{bmatrix} = B \cdot \begin{bmatrix} i_{dc1avg} \\ i_{dc2avg} \\ v_{1avg} \\ v_{2avg} \\ v_{3avg} \\ v_{4avg} \\ v_{5avg} \\ v_{6avg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_t} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o C_t} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in1} \\ v_{in2} \\ v_o \end{bmatrix}, \text{ 其中:}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{R_{d1}}{L_{dc1}} & 0 & \frac{1}{2L_{dc1}} & -\frac{1}{2L_{dc1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{d2}}{L_{dc2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2L_{dc2}} & -\frac{1}{2L_{dc2}} \\ \frac{1}{2C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{-\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos_{13}} & \frac{-\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos_{13}} & \frac{-\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos_{15}} & \frac{-\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos_{15}} \\ \frac{1}{2C_2} & 0 & \left(\frac{\phi_{13}^2 + (\pi-\phi_{13})^2}{C_2 \cdot \cos_{13}} \right) & \left(\frac{-\phi_{13}^2 - (\pi-\phi_{13})^2}{C_2 \cdot \cos_{13}} \right) & \frac{-\phi_{13}^2 - \pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos_{13}} & \frac{3\phi_{13}^2 - 3\pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos_{13}} & \frac{-\phi_{13}^2 - \pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos_{15}} & \frac{3\phi_{13}^2 - 3\pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_2 \cdot \cos_{15}} \\ 0 & 0 & \left(\frac{-\phi_{13}^2 + 2\pi\phi_{13}}{C_1 \cdot \cos_{11}} \right) & \left(\frac{-\phi_{13}^2}{C_1 \cdot \cos_{11}} \right) & \left(\frac{-\phi_{13}^2 + (\pi-\phi_{13})^2}{C_1 \cdot C_3 \cdot \cos_{11}} \right) C_o & \left(\frac{-\phi_{13}^2 + (\pi-\phi_{13})^2}{C_1 \cdot C_3 \cdot \cos_{11}} \right) C_o & \left(\frac{-\phi_{13}^2 + 2\pi\phi_{13}}{C_1 \cdot \cos_{15}} \right) & \left(\frac{-\phi_{13}^2}{C_1 \cdot \cos_{15}} \right) \\ 0 & 0 & \left(\frac{(\phi_{13}-\pi)(\pi-3\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos_{11}} \right) & \left(\frac{(\pi-\phi_{13})^2}{C_1 \cdot \cos_{11}} \right) & \left(\frac{(\phi_{13}-\pi)(2\phi_{13}-\pi)}{C_1 \cdot C_4 \cdot \cos_{11}} \right) & \left(\frac{(\phi_{13}-\pi)(2\phi_{13}-\pi)}{C_1 \cdot C_4 \cdot \cos_{11}} \right) & \left(\frac{(\phi_{13}-\pi)(\pi-3\phi_{13})}{C_1 \cdot \cos_{15}} \right) & \left(\frac{(\pi-\phi_{13})^2}{C_1 \cdot \cos_{15}} \right) \\ 0 & \frac{1}{2C_3} & \frac{-\phi_{13}^2 + 2\pi\phi_{13}}{C_3 \cdot \cos_{11}} & \frac{-\phi_{13}^2}{C_3 \cdot \cos_{11}} & \frac{-\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_3 \cdot \cos_{13}} & \frac{-\phi_{13}(\pi-\phi_{13})}{C_3 \cdot \cos_{13}} & \frac{-\phi_{13}^2}{C_3 \cdot \cos_{15}} & \frac{\pi \cdot \phi_{13}}{C_3 \cdot \cos_{15}} \\ 0 & \frac{1}{2C_4} & \frac{(\phi_{13}-\pi)(\pi-3\phi_{13})}{C_4 \cdot \cos_{11}} & \frac{(\pi-\phi_{13})^2}{C_4 \cdot \cos_{11}} & \frac{\phi_{13}^2 - \pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_4 \cdot \cos_{13}} & \frac{3\phi_{13}^2 - 3\pi \cdot \phi_{13} + \pi^2}{C_4 \cdot \cos_{13}} & \left(\frac{\phi_{13}^2 + (\pi-\phi_{13})^2}{C_4 \cdot \cos_{15}} \right) & \left(\frac{-\phi_{13}^2 + (\pi-\phi_{13})^2}{C_4 \cdot \cos_{15}} \right) \end{bmatrix}$$

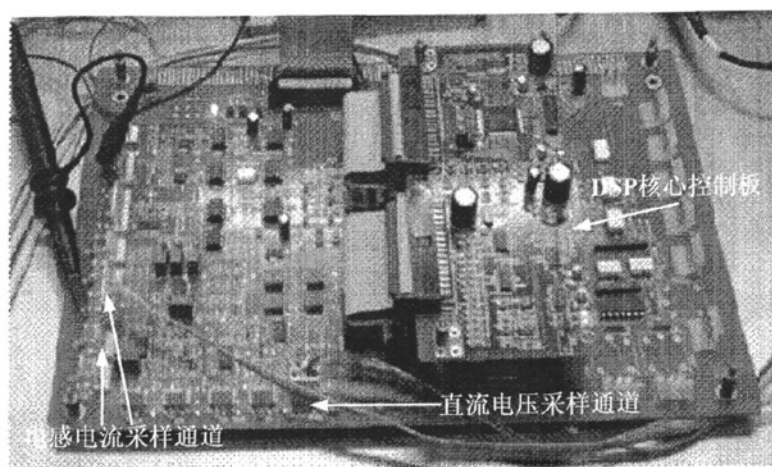
$$\cos_{13} = \cos_{31} = 4\pi\omega L_{r13}, \quad \cos_{53} = \cos_{35} = 4\pi\omega L_{r53}, \quad \cos_{15} = \cos_{51} = 4\pi\omega L_{r15}.$$

附录二 三半桥双向 DC/DC 变换器的状态空间平均模型

Matlab/simulink 仿真框图



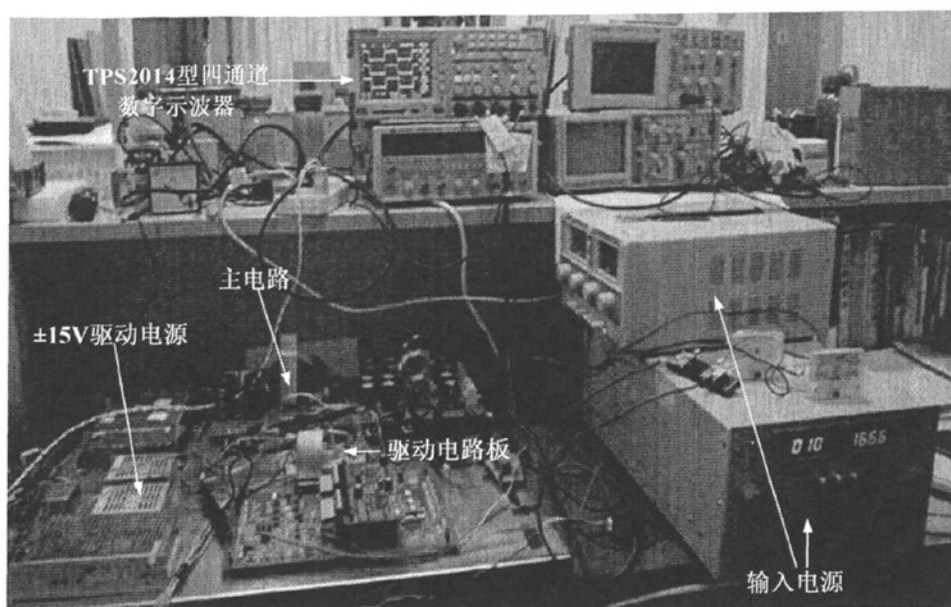
附录三 实验平台



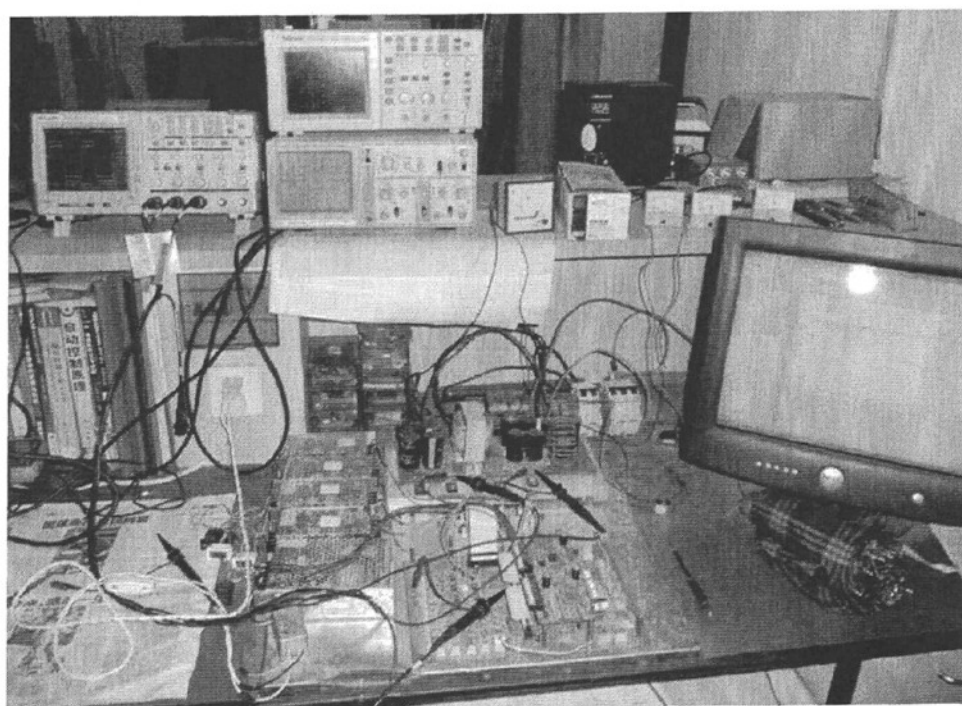
TMS320LF2407 DSP 核心控制板和转接板



三半桥(THB)双向 DC/DC 变换器主电路 PCB 板



2kW 三半桥(THB)双向 DC/DC 变换器实验平台



1kW 双半桥(DHB)双向 DC/DC 变换器实验平台

攻读硕士学位期间发表的论文

[1]王成悦, 张兴, 杨淑英, 谢震. 电动汽车对称半桥 DC/DC 变换器的建模与控制, 电力电子技术, 2008 年第 10 期