

天津大学硕士学位论文

电动汽车双向 DC/DC 变换器的研究

Study on Bidirectional DC/DC Converter in the Electric Vehicle

(申请硕士学位)

专 业: 控制理论与控制工程

研 究 生: 郭 熠

指导教师: 夏超英 教授

天津大学电气与自动化工程学院

二零零四年十二月

中文摘要

随着能源、环保等问题的日益突出，电动汽车成为近年来发展迅速的一种新型汽车，是 21 世纪最具有发展前途的绿色清洁汽车。电动汽车是用电池替代传统的汽油作为车载能源的，然而在现有的技术条件下，动力电池的性能是电动汽车发展的主要瓶颈。双向 DC/DC 变换器可以优化电动机控制、提高电动汽车整体的效率和性能。

论文针对应用于电动汽车上双向 DC/DC 变换器的设计问题进行了研究。在参阅国内外相关文献的基础上，论文首先分析了单向 DC/DC 变换器的拓扑结构，列举了四种不隔离双向 DC/DC 变换器的拓扑结构，通过对它们的分析、比较，决定采用双向半桥变换器作为本次设计的双向 DC/DC 变换器的拓扑结构。论文对双向半桥变换器的运行模式进行了详细分析，根据双向 DC/DC 变换器的设计要求，确定了双向半桥变换器的元器件参数，使用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立了双向 DC/DC 变换器的仿真模型，仿真结果证明了理论分析和计算的正确性。在此基础上，讨论了双向 DC/DC 变换器在实际系统中的实现，主要包括了硬件设计和软件设计两部分。论文的最后分析了双向 DC/DC 变换器损耗的主要组成，每部分损耗的分析及其计算，并讨论了变换器的总体效率以及影响变换器效率的主要因素。

关键词：电动汽车 双向 直流/直流 变换器 拓扑 效率 损耗

ABSTRACT

Electric Vehicle (EV) becomes a kind of new, fast-developing vehicle in the last years, which has the best future as a green vehicle, as the problems of energy and environment are becoming more and more serious in the 21st century. The energy in EV is provided by storage batteries instead of traditional gasoline, and the development of EV are limited by the capacity of its storage batteries with current technologies. It can improve the performance of the storage batteries and the working efficiency of driving systems by using bidirectional DC/DC converter in Electric Vehicle at present.

The aim of this thesis is to do some research on the design of the bidirectional DC/DC converter used in EV. The topologies of single directional DC/DC converter are analyzed at the first part of this thesis, and four topologies of non-isolated bidirectional DC/DC converter are listed. Through detailed analysis and compare of these four topologies, the topology of the bidirectional Half-Bridge Converter is selected as the topology of bidirectional DC/DC converter. The working modes of the bidirectional Half-Bridge Converter are analyzed in detail at the second part of this thesis. According to the design demands of the bidirectional DC/DC Converter, the parameters of the converter are computed. The simulation models of the converter are established using the software MATLAB/Simulink, and the results of the simulation testify the analysis and computation. Then the implementation of the converter is introduced. At the last part of this thesis, the main losses of the converter, the methods of the analysis and computation of each kind of losses are analyzed in detail. At last the efficiency and the main factors impacting the efficiency are discussed.

Key words: Electric Vehicle (EV), Bidirectional, DC/DC, Converter, Topology, Efficiency, Loss

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和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，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 天津大学 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了谢意。

学位论文作者签名：

签字日期：2005 年 1 月 13 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 天津大学 有关保留、使用学位论文的规定。特授权 天津大学 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，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：2005 年 1 月 13 日

签字日期：2005 年 1 月 13 日

第一章 绪论

1.1 课题的提出^[1]

本课题的研究内容来源于国家科技部“十五”863计划电动汽车重大专项—XL纯电动轿车电动机及其控制系统。

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,全世界汽车总数已经突破了8亿辆。美国麻省理工学院曾经出版过一本名为“改变世界的机器(The Machine that Change the World)”的书,充分论述了汽车的出现对社会经济、科技、文化产生的巨大影响。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。

为了解决这些现实问题,研究开发清洁、高效、智能的交通车辆就成了必然的选择。电动汽车正是近年来发展迅速的一种新型汽车。电动汽车以车载电池作为动力源,按照其动力能源可以分为四种类型:

- (1) 电池电动汽车(BEV);
- (2) 混合动力电动汽车(HEV);
- (3) 燃料电池电动汽车(FCEV);
- (4) 太阳能电动汽车(SCEV)。

电动汽车可以实现零排放的理想状况,是21世纪最具有发展前途的绿色清洁汽车。然而,电动汽车要取代传统的燃油汽车必须具备以下几个基本条件:

- (1) 较长的行驶里程;
- (2) 优异的加减速性能;
- (3) 较低的成本。

其中,行驶里程短一直是困扰电动汽车发展的一个显著难题。目前,人们主要从以下几个方面寻找解决问题的办法:

- (1) 提高电动汽车车载电池的性能;
- (2) 提高驱动电机和功率电子器件的效率;
- (3) 采用回馈制动,回收再生制动能量。

1.2 电动汽车车载电池的种类以及性能比较^[1]

目前,电动汽车研制和开发的关键技术主要有动力电池、电动机、电动机控制、车身和底盘设计和能量管理技术等,其中动力电池的性能是电动汽车发展的关键。

评价电动汽车动力电池的技术指标主要有:

(1) 比能量,又称为质量比能量,用 Wh/kg 表示,它标志着一次充电能行驶多少里程,代表每公斤质量的电池能够提供多少能量;

(2) 能量密度,又称为体积比能量,用 Wh/L 表示,它标志着蓄电池占据车内多少空间,代表每公升容积的电池能够提供多少能量;

(3) 比功率,又称为质量比功率,用 W/kg 表示,它标志着汽车的加速性能和最高车速,代表每公斤质量的电池能够提供多大的功率;

(4) 功率密度,又称为体积比功率,用 W/L 表示,它标志着提供一定功率的电池所占据的车内空间,代表每公升容积的电池能够提供多大的功率;

(5) 寿命,用工作时间或总行驶里程表示,它标志着使用的经济性、方便性;

(6) 快速充电性能,用充满 50%、80%或 100%能量所需的时间表示;

(7) 价格,用总计购入价格表示,它标志着使用经济性,代表按里程计算的使用成本因素。

目前,电动汽车采用的各类动力电池主要有:

铅酸蓄电池(LAB)、镉镍蓄电池(Cd-Ni)、铁镍蓄电池(Fe-Ni)、金属氢氧化物镍蓄电池(MH-Ni)、锂离子蓄电池(Li-ion)、锌空气蓄电池、铝空气蓄电池、质子交换膜燃料电池(PEMFC)、超容量电容器(SC)。

但是目前并没有哪一种动力电池可以完全满足电动汽车对于动力电池提出的各种要求。到目前为止,还没有一种电池能在能量密度、功率密度、使用寿命、制造成本几方面同时满足电动汽车提出的要求,对其中任何一方面性能的改善必然导致其他方面性能的下降。

1.3 双向 DC/DC 变换器在电动汽车上的应用^{[2]~[9]}

电动汽车中的电动机是典型的有源负载,电动机根据驾驶员的不同指令既可以工作在电动状态又可以工作在再生发电状态,既可以吸收电池组电能将其转换成机械能输出,也可以将机械能转换成电能反馈给电池组。由于电动汽车中的电动机的转速范围很宽,行驶过程中频繁加速、减速,而且在电动汽车运行过程中蓄电池电压的变化范围也是很大的,在这样的条件下如果用蓄电池组直接驱动电动机运转,会造成电动机驱动性能的恶化,使用直流/直流(DC/DC)变换器可以将蓄电池组的电压在一定的负载范围内稳定在一个相对较高的电压值,从而可

以明显提高电动机的驱动性能。另一方面，DC/DC 变换器又可以将电动机制动刹车时由机械能转化而来的电能回馈给蓄电池组，以可控的方式对蓄电池组进行充电，这对于电池电动汽车有着非常重要的意义，尤其是在电动汽车需要较频繁的启动和制动的城市工况运行条件下，有效地回收制动能量，可使电动汽车的行驶里程大大增加。电动汽车采用 DC/DC 变换器可以优化电动机控制、提高电动汽车整体的效率和性能，同时还可以避免出现反向制动无法控制和变换器输出端出现浪涌电压的不利情况。

目前，大多数 DC/DC 变换器是单向工作的，即通过变换器的能量流动的方向只能是单向的。然而，对于需要能量双向流动的场所，例如大容量电容器在电动汽车中的应用，如果仍然使用单向 DC/DC 变换器，则需要将两个单向 DC/DC 变换器反方向并联使用，这样的做法虽然可以达到能量双向流动的目的，但是总体电路会变得非常复杂，双向 DC/DC 变换器就是可以完成这种功能的直流变换器。

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，根据实际需要完成能量双向传输的直流变换器。双向 DC/DC 变换器可以非常方便地实现能量的双向传输，使用的电力电子器件数目少，具有效率高、体积小和成本低等优势。

由于双向 DC/DC 变换器具有以上优点，使其在电动汽车的发展过程中得到了广泛的应用：

(一) 在电动汽车发展的初期，由于直流电动机结构简单，技术比较成熟，具有优良的电磁转矩特性，所以直流电动机得到了广泛的应用。对于采用直流电动机的电动汽车而言，图 1-1 所示为常见的利用双向 DC/DC 变换器的驱动系统结构图。

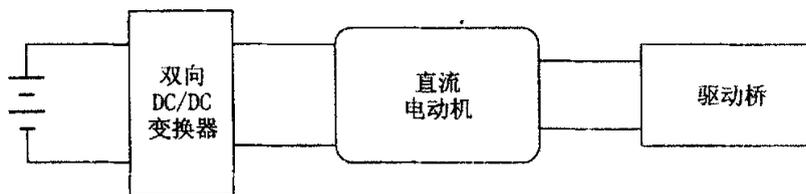


图 1-1 采用直流电动机的电动汽车驱动系统结构图

(二) 由于直流电动机存在价格高、体积和质量大，维护困难等缺点，目前，电动汽车用电动机正在逐渐由直流向交流发展，直流电动机基本上已经被交流电动机、永磁电动机所取代。在这些应用场合，双向 DC/DC 变换器可以调节逆变器的输入电压，并且可以实现再生回馈制动。图 1-2 为这种驱动系统的结构图。

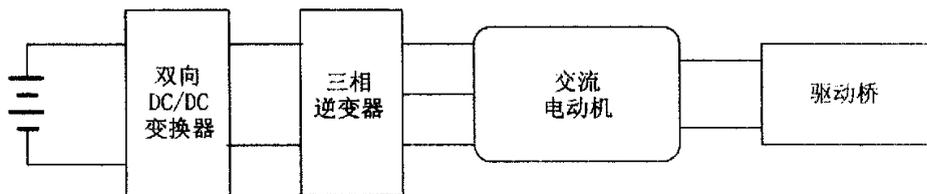


图 1-2 采用交流电动机的电动汽车驱动系统结构图

参考文献[7]、[8]中电动汽车用电动机是一些具有较低输入感抗的交流电动机，由于它具有高功率密度、低转动惯量、转动平滑以及低成本等优点，因此得到了越来越多的应用。对于这种交流电动机如果仍然采用通常的固定直流母线电压脉宽调制的驱动方式，较低的输入感抗必然会导致电动机电流波形中出现较大的纹波，同时会造成很大的铁损耗和开关损耗，使用双向 DC/DC 变换器就可以很好地解决这个问题。当采用这类电动机直接驱动电动汽车车轮时，由于电动机电流波形的纹波是与加在电动机输入端子上电压的瞬时值和电动机反电动势之间的电压差值成正比的，因此利用双向 DC/DC 变换器可以根据电动机的转速来不断调整逆变器的直流侧输入电压，从而减小电动机电流波形的纹波。另外，通过控制反向制动电流，双向 DC/DC 变换器可以将机械能回馈到蓄电池组或是一个附加的超容量电容器中，从而达到提高整车效率的目的。

参考文献[14]中电动汽车车载电动机是无刷直流电动机（BDCM），在基速之上为了实现恒功率运行可以采用弱磁控制方式，然而弱磁控制会导致电动机效率的下降以及增加电动机转子设计的复杂性。文献中提出在基速之上可以通过直流升压变换器将蓄电池组的直流电压升高以扩大无刷直流电动机的速度范围。电动机的电压升高，电流随之下降，恒功率运行方式得以实现。由于回馈制动的需要，因此也必须采用双向 DC/DC 变换器。

（三）由于单一的动力电池难以满足电动汽车对于电池提出的各项要求，因此，人们开始探索将几种电池组合使用，以发挥它们各自性能上的优势。铅酸蓄电池由于其技术比较成熟、价格比较便宜，长期以来一直作为电动汽车的主要能源，并且改进型的铅酸蓄电池也在不断推出之中。参考文献[2][3][4][5]提出了在以铅酸蓄电池为主电源的基础上附加高功率密度的超容量电容器作为辅助电源的电源结构，由铅酸蓄电池提供电动汽车正常运行过程中所需要的能量，由超容量电容器提供或吸收电动汽车加速或减速过程中的附加能量，这样一方面利用了超容量电容器功率密度大的优点，减少了对蓄电池峰值功率的要求；另一方面弥补了超容量电容器单一电源能量密度低的缺点，增加了电动汽车的行驶里程，也延长了蓄电池的使用寿命，降低了成本。在这样的电源结构中，由于超容量电容器的能量流动方向是双向的，因此，需要在超容量电容器与直流母线间接入双向

DC/DC 变换器。当电容器输出能量时，DC/DC 变换器正向升压工作，将超容量电容器的电压升高到较高的直流母线电压；当电容器吸收能量时，DC/DC 变换器反向降压工作，将母线电压降低以恒流的方式对电容器充电。

参考文献[15][16]指出在现有各种蓄电池中，燃料电池（FC）以其优越的性能和良好的开发前景，被广泛认为是未来电动汽车车载电池的最佳选择。燃料电池相比传统的铅酸蓄电池具有以下几方面的优势：一是发电效率高，FC 的理想效率为 82.9%，而火力发电的最大效率不会超过 50%；二是污染小、噪声低，是理想的清洁能源；三是比功率高，占用空间小，使用寿命长；四是适应能力强，可以应用于很多场合，对负载响应速度快。燃料电池平时将燃料和氧化剂分别作为电池两极的活性物质保存在电池的本体之外，当工作时，燃料连续通入电池体内，使电池放电。燃料电池所需维修少、保养费用低、启动时间短，图 1-3 给出了燃料电池的电流-电压特性曲线。

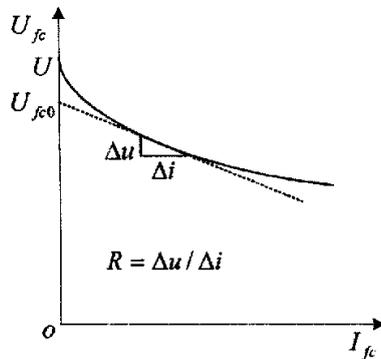


图 1-3 燃料电池的电流—电压特性曲线

从图 1-3 可以清楚地看出燃料电池的特性，在燃料电池加载的起始阶段，其电压 U_{fc} 下降较快；在起始阶段之后，当负载电流增加时，其电压下降率仍比普通电池大得多，因此燃料电池的输出特性相对较软。此外，燃料电池的特点及结构决定了如果其输出功率波动较大，将会导致其效率下降。若以燃料电池作为直接驱动电源，因其输出特性偏软，必须在燃料电池之后接入输出特性较硬的 DC/DC 变换器，即由燃料电池和 DC/DC 变换器组成一个统一电源，由其负责对整车供电。为了提高峰值功率，改善燃料电池输出功率的瞬态特性，在燃料电池电动汽车电源中多加入超容量电容器。超容量电容器主要有三个作用：

(1) 在燃料电池发电前通过双向 DC/DC 变换器升高电压，提供较高的总线电压能量，保持电源输出功率的稳定；

(2) 当汽车加速时，超容量电容器通过双向 DC/DC 变换器，可以提供所需的峰值功率；

(3) 当汽车制动时, 逆变器和双向 DC/DC 变换器将再生制动的能量存储到超容量电容器中。

通过加入超容量电容器和双向 DC/DC 变换器, 提高了电动汽车的加速和减速性能。图 1-4 为燃料电池电动汽车的驱动系统结构图。

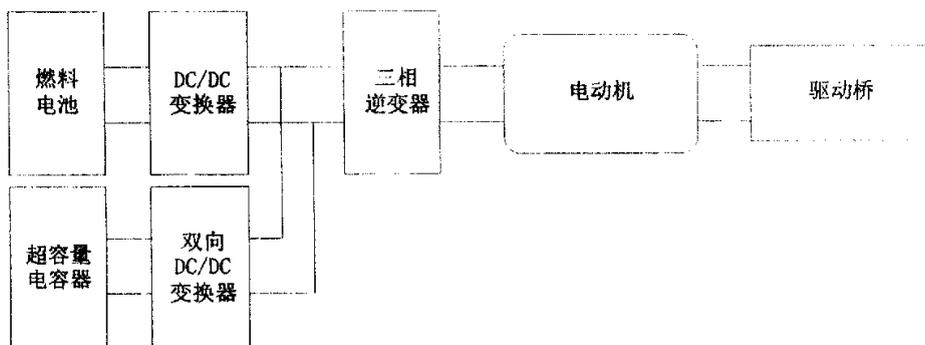


图 1-4 燃料电池电动汽车的驱动系统结构图

1.4 DC/DC 变换器的控制方法^{[10]~[14]}

传统的 DC/DC 变换器的控制方法是模拟控制方法, 它是由 Middlebrook 和 Slobodn.Cuk 提出的状态空间平均法的基础上得到变换器额定工作点的线性小信号模型, 然后利用频域分析法设计变换器的控制系统。这种方法的优点是比较简单, 但是它很难保证系统的大信号稳定性。近年来研究人员不断提出一些数字控制方法, 如模糊控制、自适应控制等。相对于模拟控制, 数字控制具有以下优点:

- (1) 数字控制可以实现复杂的非线性控制策略, 提高控制系统的性能;
- (2) 数字控制具有很强的抗干扰能力;
- (3) 数字控制系统具有更好的灵活性。

数字控制的这些优点大大提高了变换器的整体性能, 使得功率变换器成为具有高精度、高可靠性、高效率的设备。

在各种数字控制方法中, PID 控制是一种比较成熟, 应用广泛的控制方法。比例环节可以减少系统的稳态误差, 提高控制精度; 微分环节可以增加系统的稳定性; 积分环节可以提高系统的无差度, 从而使系统的稳定性提高。因此, PID 控制在实际工程中得到了广泛的应用。

1.5 主要研究工作

本次毕业设计中，完成的主要研究工作有：

1. 确定变换器的拓扑结构

通过对几种双向 DC/DC 变换器拓扑结构的详细比较，指出各种拓扑结构各自的优点和缺点，采用图形的方式绘出了电路中元件所承受的电压、电流应力，根据电动汽车对双向 DC/DC 变换器的要求，确定了变换器的拓扑结构和元件参数。

2. 变换器的仿真分析

使用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立双向 DC/DC 变换器的仿真模型，对变换器的正、反向工作过程进行了仿真，详细分析了仿真结果。

3. 基于 DSP 控制器的控制系统实现

选用 TI 公司的 TMS320LF2407 DSP 作为主控制器件开发数字控制系统，讨论了变换器的输入、输出通道设计以及变换器的保护电路，在试验平台上测试控制器的性能，并分析试验结果。

4. 分析变换器的各种损耗

详细分析了变换器中的各种损耗，给出了损耗的近似计算公式，初步讨论了降低变换器损耗的方法。

1.6 本章小结

数字化双向 DC/DC 变换器的应用研究，是电动汽车电源技术中一项十分重要的内容，有着很强的应用价值。本论文在变换器的拓扑结构、数字控制方法领域进行了一定的尝试，同时选用 TI 公司高性能的数字信号处理器 TMS320LF2407 设计了控制模块，该模块具有较高的性价比和很好的应用前景。

第二章 双向 DC/DC 变换器电路拓扑结构

2.1 引言

双向 DC/DC 变换器在电动汽车的电动机驱动系统中起着举足轻重的作用，可以根据系统的要求完成相应的功能。例如，在由电池组供电的电动机驱动系统中，DC/DC 变换器可以根据转矩参考指令和转速来调整电动机的输入电压；在电动机需要将机械能反馈回电池组的再生制动过程中，DC/DC 变换器可以实现能量的反向流动。

2.2 双向 DC/DC 变换器的设计要求

由于本次设计的双向 DC/DC 变化器具有十分明确的应用目的，因此根据电动汽车的实际情况，对本次设计的双向 DC/DC 变换器提出了以下的设计要求：

1. 双向 DC/DC 变换器在电动汽车车体中的安装体积十分有限，在输出功率一定的条件下要求变换器具有很高的功率体积比。
2. 电动汽车车载电池的输出功率受到车体体积的限制不可能设计得十分宽裕，在一定的负载范围内要求双向 DC/DC 变换器必须具有很高的效率。
3. 由于车载电池在电动汽车的运行过程中电池电压变化很大，要求双向 DC/DC 变换器具有稳定输出电压的功能，再生制动的过程中具有控制回馈电流的功能，将机械能安全地回馈给电池组。

表 2-1 总结了本次双向 DC/DC 变换器的设计要求。

当输入电压为额定值 150V 时，变换器的额定输入电流为 6.67A；当输入电压为最小值 75V 时，变换器的输入电流为最大值 13.33A，开关频率由所选择的 IGBT 的最大开关速度决定为 20kHz。

表 2-1 双向 DC/DC 变换器的设计要求

参数	数值
最大输出功率, P_o	1kW
额定输出电压, V_o	300V
输入直流电压范围, V_i	75-150V
最大输出电压波纹, ΔV_o	5 %
最大输入电压波纹, ΔV_i	5 %
最大储能电感电流纹率, r_L	30 %
最大传递电容电压纹率, r_C	30 %
开关频率, f_{sw}	20 kHz

2.3 双向 DC/DC 变换器的拓扑结构^{[15][16][17]}

2.3.1 单向 DC/DC 变换器的拓扑结构

单向 DC/DC 变换器按输入与输出间是否有电气隔离可分为两类：没有电气隔离的称为不隔离的直流变换器，有电气隔离的称为有隔离的直流变换器。有隔离的直流变换器可以实现输入与输出间的电气隔离，通常采用变压器实现电气隔离。现在以不隔离的基本升压 DC/DC 变换器（图 2-1）和隔离的半桥直流变换器（图 2-2）加以比较，来说明两类拓扑结构的不同。

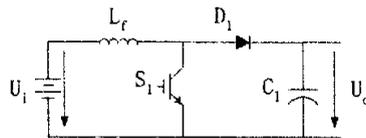


图 2-1 不隔离的基本升压直流变换器

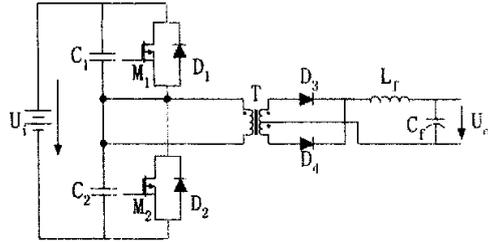


图 2-2 隔离的半桥直流变换器

(1) 从两个拓扑结构很容易看出，图 2-2 的直流变换器结构复杂，所用的元器件数量和种类都比较多，相比较而言，图 2-1 结构简单，所用的元器件数量和种类都比较少。

(2) 由于受到变换器体积的限制，图 2-2 中必须采用高频变压器，因此相应的开关管只能采用功率 MOS 管。图 2-1 则可以采用 IGBT 管，IGBT 管兼备了 MOS 管和 BJT 管两者的优点，具有驱动简单、速度快、通态压降低、耐压高和可以承受大电流等优点，因此在大功率的工业应用场合得到了广泛的应用。

(3) MOS 管导通压降高于 IGBT 管，在图 2-2 中 MOS 管的导通损耗将高于图 2-1 中 IGBT 管的导通损耗，而且图 2-2 中还有 2 个整流二极管的导通损耗。

(4) 为了实现双向能量变换功能，图 2-1 可以很容易地通过与其他开关元器件相配合采用一套 DC/DC 变换器来实现，而图 2-2 则难以采用一套变换器实现，采用两套变换器会使得整个变换器装置体积增大。

通过对以上两种拓扑结构的比较分析，本次设计中采用了不隔离的变换器拓扑结构。

2.3.2 双向 DC/DC 变换器的拓扑结构

双向 DC/DC 变换器的拓扑结构多是在已有的单向 DC/DC 变换器的基础上，通过为电路中的开关元件和二极管分别并联反向二极管和开关元件从而实现能量的双向流动的，下面列出了四种不隔离双向 DC/DC 变换器的拓扑结构。这四种电路拓扑结构分别是双向 Buck/Boost 变换器（图 2-3）、双向半桥变换器（图 2-4）、双向 Cuk 变换器（图 2-5）以及双向 SEPIC 变换器（图 2-6）。这四种电路拓扑结构都可以满足表 2-1 的设计要求，并且相对于隔离的变换器拓扑而言电路比较简单，采用的元器件相对较少，可以满足电动汽车对于安装体积和成本的要求。

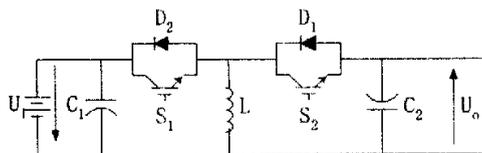


图 2-3 双向 Buck/Boost 变换器

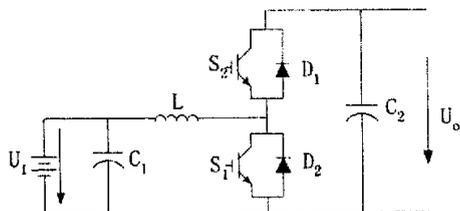


图 2-4 双向半桥变换器

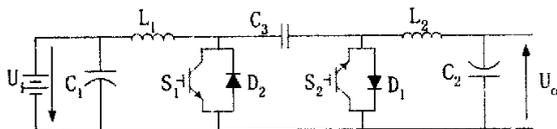


图 2-5 双向 Cuk 变换器

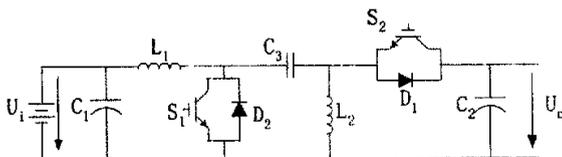


图 2-6 双向 SEPIC 变换器

图 2-3、2-4、2-5、2-6 所示的双向变换器，IGBT S_1 和 S_2 不允许同时导通，正向工作的时候 S_2 总是处于截止状态，而反向工作的时候 S_1 总是处于截止状态。

2.4 双向 DC/DC 变换器的工作原理

2.4.1 双向 Buck/Boost 变换器

图 2-7a 和图 2-7b 分别绘出了 Buck/Boost 变换器正向电动工作时的电路图，此时开关管 S_1 开关工作， S_2 截止。当 S_1 处于导通状态时，电池组和输出电容 C_2 分别对电感 L 和负载供电；当 S_1 处于关断状态时，二极管 D_1 正向偏置导通，电感 L 对输出电容 C_2 和负载供电。因此通过改变 S_1 的占空比即可以调整变换器的输出电压 U_o 。

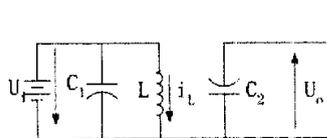
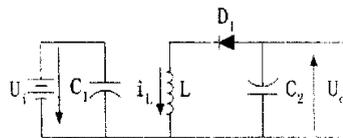
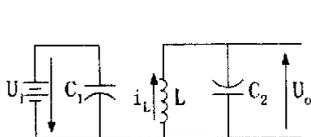
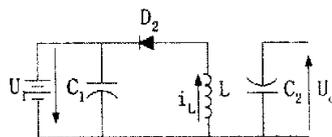
图 2-7a S_1 导通图 2-7b S_1 关断

图 2-8a 和图 2-8b 分别给出了 Buck/Boost 变换器反向工作时的电路图。变换器反向工作时，开关管 S_1 截止，经过一个固定的死区时间后，开关管 S_2 开关工作，能量反向流动，实现对电池组充电。通过改变 S_2 的占空比可以控制充电电流，使其限制在最大反向电流。当 S_2 导通时，电容 C_1 对电池组充电，能量将存储在电感 L 中；当 S_2 关断时，二极管 D_2 正向偏置导通，电感 L 对电池组和电容 C_1 充电。

图 2-8a S_2 导通图 2-8b S_2 关断

2.4.2 双向半桥变换器

双向半桥变换器正向工作时，开关管 S_1 开关工作， S_2 截止，此时电路即为 Boost 升压变换电路（如图 2-9a）；反向工作时，开关管 S_2 开关工作， S_1 截止，此时电路即为 Buck 降压变换电路（如图 2-9b）。从图 2-7a~图 2-9b 中，可以看出双向 Buck/Boost 变换器和双向半桥变换器两者的一个共同点：他们都是通过电感实现能量的储存和传输的。因此，他们属于电感储能式变换器。

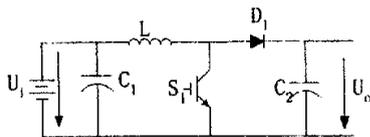


图 2-9a 正向升压变换电路

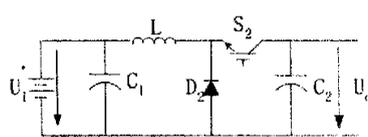


图 2-9b 反向降压变换电路

2.4.3 双向 Cuk 变换器

图 2-10a 和图 2-10b 绘出了双向 Cuk 变换器正向电动工作时的电路图。此时

开关管 S_1 开关工作，Cuk 变换器中的电容 C_3 的容量要求很大，变换器稳态工作时， C_3 的电压基本保持恒定。当 S_1 导通时，电池组向电感 L_1 充电，电容 C_3 经负载和电感 L_2 放电；当 S_1 关断时，电池组和电感 L_1 向电容 C_3 充电，电感 L_2 向负载供电。

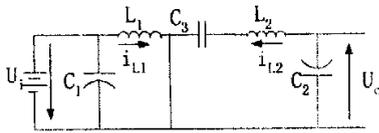


图 2-10a S_1 导通

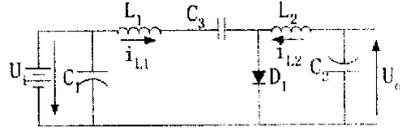


图 2-10b S_1 关断

图 2-11a 和图 2-11b 绘出了 Cuk 变换器反向工作时的电路图。开关管 S_1 截止，而 S_2 开关工作。当 S_2 导通时，负载向电感 L_2 充电，电容 C_3 经电池组和电感 L_1 放电；当 S_2 截止时，负载和电感 L_2 向电容 C_3 充电，电感 L_1 向电池组供电。

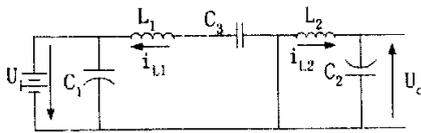


图 2-11a S_1 导通

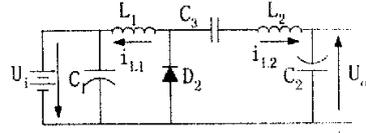


图 2-11b S_1 关断

2.4.4 双向 SEPIC 变换器

双向 SEPIC 变换器正向工作时，开关管 S_1 开关工作， S_2 截止，电路如图 2-12 所示。当 S_1 导通时，电池组向电感 L_1 充电，电容 C_3 向电感 L_2 充电，输出电容 C_2 向负载供电。当 S_1 关断时，电池组和电感 L_1 共同向电容 C_3 和负载供电，电感 L_2 通过二极管 D_1 也向负载供电。

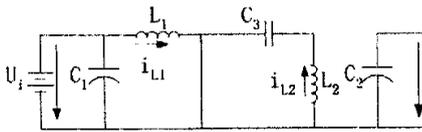


图 2-12a S_1 导通

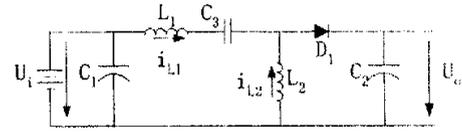
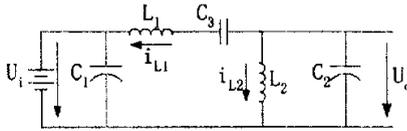
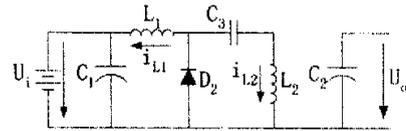


图 2-12b S_1 关断

反向工作时，开关管 S_2 开关工作， S_1 截止，此时电路即为 Zeta 变换器，如图 2-13 所示。当 S_2 导通时，负载向电感 L_2 充电，同时，负载和电容 C_3 共同向电感 L_1 和电池组充电。当 S_2 关断时，电感 L_2 通过二极管 D_2 向电容 C_3 充电，电感 L_1 向电池组充电。双向 SEPIC 变换器可以看作是正向 SEPIC 变换器和反向 Zeta 变换器的组合。

图 2-13a S_2 导通图 2-13b S_2 关断

从图 2-10a~图 2-13b 中, 可以看出双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器的一个共同点: 他们都是通过电容实现能量的储存和传输的。因此, 他们属于电容储能式变换器。

2.5 双向 DC/DC 变换器的比较^{[17][18]}

为了对这四种双向 DC/DC 变换器拓扑结构进行比较, 下面对电路中有源和无源元器件所承受的电流、电压应力进行比较, 根据不同的电流、电压应力, 决定电路中元器件的选择。由于车载电池的电压在电动汽车的运行过程中会在较大的范围内波动, 因此双向 DC/DC 变换器的设计中必须考虑到由于输入输出电压比 (V_o/V_i) 的变化造成电路中有源和无源元器件所承受的最大电压、电流应力。

2.5.1 元器件承受的电压应力

表 2-2 四种变换器电路中元器件承受的电压应力

	传递电容电压额定值 V_c	IGBT 电压额定值 V_s	二极管电压额定值 V_d
双向 Buck/Boost 电路	--	$V_i + V_o$	$V_i + V_o$
双向半桥电路	--	V_o	V_o
双向 Cuk 电路	$V_i + V_o$	$V_i + V_o$	$V_i + V_o$
双向 SEPIC 电路	V_i	$V_i + V_o$	$V_i + V_o$

从表 2-2 中可以看出, 双向 Buck/Boost 变换器和双向半桥变换器由于是通过电感传递能量的, 因此相比较双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器可以节省一个大容量高额定电压的传递电容。通过对 IGBT 和二极管的电压应力的比较可以看出, 在四种变换器中, 双向半桥变换器的开关元件和二极管的电压应力最小。因此在相同的条件下, 双向半桥变换器可以选择电压额定值较小的器件。

2.5.2 元器件承受的电流应力

对四种变换器拓扑结构中元器件电流应力的比较分析，主要是通过将电流量表示成电压变比 (V_o/V_i) 的函数，然后将变量以图形的方式直观地表现出来。双向 DC/DC 变换器降压操作时，能量从直流母线侧流向电池组一侧，电压比的范围是 0.25 到 1；升压操作时，能量从电池组一侧流向直流母线侧，电压比的范围是 1 到 4。

在下面的分析中，采用 D_b 、 D_h 、 D_c 、 D_s 分别代表了双向 Buck/Boost 变换器、双向半桥变换器、双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器中工作开关管的占空比，将四种变换器中开关管的占空比表示成电压变比 (V_o/V_i) 的函数如下：

$$\begin{cases} D_b = \frac{V_o/V_i}{1+V_o/V_i} \\ D_h = 1 - \frac{1}{V_o/V_i} (\text{Boost}); D_h = \frac{V_o}{V_i} (\text{Buck}) \\ D_c = \frac{V_o/V_i}{1+V_o/V_i} \\ D_s = \frac{V_o/V_i}{1+V_o/V_i} \end{cases} \quad (2-1)$$

图 2-14 画出了四种电路开关元件的占空比，从图中可以发现当电路升压工作的时候，对于相同的电压比，双向半桥变换器的占空比最小；相反，当电路降压工作的时候，对于相同的电压比，双向半桥变换器的占空比最大。

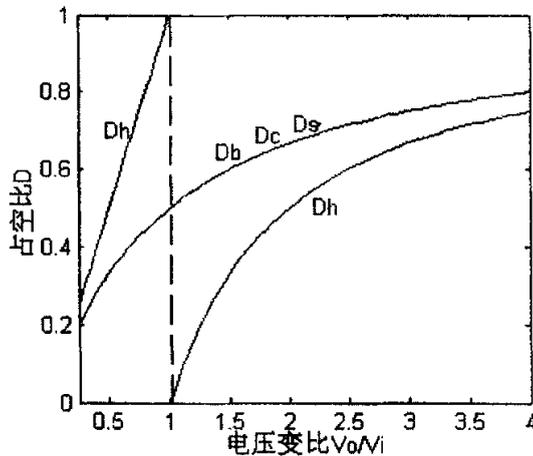


图 2-14 占空比

对于变换器中电感参数的选择应该考虑平均电感电流 $I_{L,DC}$ ， $I_{L,DC}$ 的大小决定了电感绕制导线的选择，而且 $I_{L,DC}$ 与最大负载电流 I_o 相关。用 $I_{L,b}$ 、 $I_{L,h}$ 、 $I_{L,c}$ 、 $I_{L,s}$ 分别代表了双向 Buck/Boost 变换器、双向半桥变换器、双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器的平均电感电流，将平均电感电流表示成电压变比 (V_o/V_i) 的函数如下：

$$\begin{cases} I_{L,b} = \frac{I_o}{1-D_b} \\ I_{L,h} = \frac{I_o}{1-D_h} \text{ (Boost)}; I_{L,h} = \frac{I_o}{D_h} \text{ (Buck)} \\ I_{L,c1} = \frac{D_c}{1-D_c} I_o; I_{L,c2} = I_o \\ I_{L,s1} = \frac{D_s}{1-D_s} I_o; I_{L,s2} = I_o \text{ (Boost)}; I_{L,s1} = \frac{1-D_s}{D_s} I_o; I_{L,s2} = I_o \text{ (Buck)} \end{cases} \quad (2-2)$$

图 2-15 绘出了四种变换器电路中平均电感电流值，从图中可以发现，双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器中电感 L_2 的电流有效值几乎就是一个常值，而电感 L_1 和双向 Buck/Boost 变换器、双向半桥变换器中的电感 L 当电压变比 V_o/V_i 趋于最大值的时候，电感电流有效值也趋于最大值。因此，电感 L_1 的导通损耗要比电感 L_2 的大。双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器的一大缺点是这两个电路都需要两个电感量比较大的滤波电感，而双向 Buck/Boost 变换器和双向半桥变换器都只需要一个相对较小的电感。

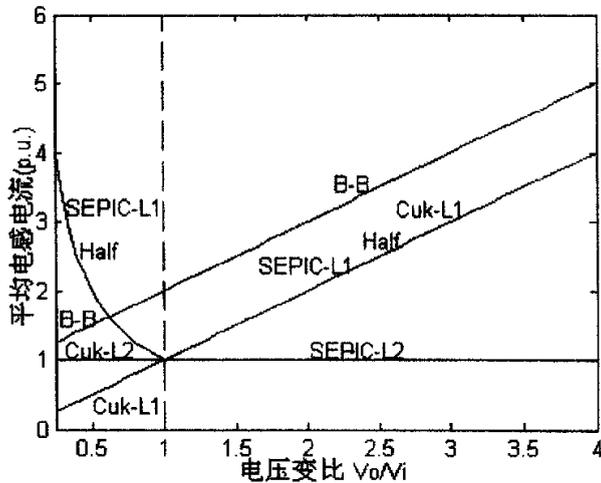


图 2-15 平均电感电流

电流应力包括开关元件和二极管的电流有效值 $I_{SW,rms}$ 和 $I_{D,rms}$ ，以及开关元件和二极管的电流峰值 $I_{SW,peak}$ 和 $I_{D,peak}$ 。电流的有效值决定了元器件的导通损耗，而电流的峰值决定了元器件的电流额定值。用 $I_{SW,peak,b}$ 、 $I_{SW,peak,h}$ 、 $I_{SW,peak,c}$ 、 $I_{SW,peak,s}$ 分别代表了双向 Buck/Boost 变换器、双向半桥变换器、双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器中流过开关管的电流最大值，将其表示成电压变比 (V_o/V_i) 的函数如下：

$$\begin{cases} I_{SW,peak,b} = \frac{I_o}{1-D_b} \left(1 + \frac{r_L}{2}\right) \\ I_{SW,peak,h} = \frac{I_o}{1-D_h} \left(1 + \frac{r_L}{2}\right) (Boost); I_{SW,peak,h} = \frac{I_o}{D_h} \left(1 + \frac{r_L}{2}\right) (Buck) \\ I_{SW,peak,c} = \frac{I_o}{1-D_c} \left(1 + \frac{r_{L1}}{2} + \frac{r_{L2}}{2}\right) \\ I_{SW,peak,s} = \frac{I_o}{1-D_s} \left(1 + \frac{r_{L1}}{2} + \frac{r_{L2}}{2}\right) (Boost); I_{SW,peak,s} = \frac{I_o}{D_s} \left(1 + \frac{r_{L1}}{2} + \frac{r_{L2}}{2}\right) (Buck) \end{cases} \quad (2-3)$$

图 2-16 画出了四种电路中流过开关元件的电流最大值，从图中可以发现，双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器中开关元件的电流最大值相比双向 Buck/Boost 变换器和双向半桥变换器中开关元件的电流最大值要大。因此，在相同的条件下，双向 Cuk 变换器和双向 SEPIC 变换器的另一缺点是这两个电路中需要电流额定值更大的开关元件。而双向半桥变换器在电压变比的很大范围内其开关元件的电流应力最小，因此，可以采用电流额定值更小的元器件。

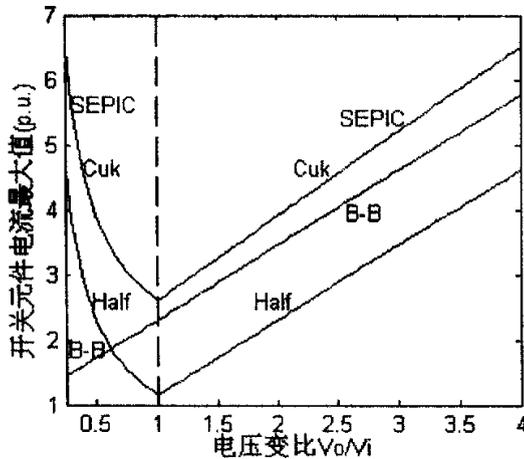


图 2-16 开关元件电流最大值

下面用 $I_{SW,rms,b}$ 、 $I_{SW,rms,h}$ 、 $I_{SW,rms,c}$ 、 $I_{SW,rms,s}$ 分别代表了双向 Buck/Boost 变

换器、双向半桥变换器、双向Cuk变换器和双向SEPIC变换器中流过开关管的电流有效值，将其表示成电压变比（ V_o/V_i ）的函数如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{SW,rms,b} = \frac{I_o}{1-D_b} \sqrt{D_b} \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} \\ I_{SW,rms,h} = \frac{I_o}{1-D_h} \sqrt{D_h} \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} (Boost); I_{SW,rms,h} = \frac{I_o}{D_h} \sqrt{D_h} \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} (Buck) \\ I_{SW,rms,c} = \frac{I_o}{1-D_c} \sqrt{D_c} \sqrt{1 + \frac{(r_{L1} + r_{L2})^2}{12}} \\ I_{SW,rms,s} = \frac{I_o}{1-D_s} \sqrt{D_s} \sqrt{1 + \frac{(r_{L1} + r_{L2})^2}{12}} (Boost); \\ I_{SW,rms,s} = \frac{I_o}{D_s} \sqrt{D_s} \sqrt{1 + \frac{(r_{L1} + r_{L2})^2}{12}} (Buck) \end{array} \right. \quad (2-4)$$

用 $I_{D,rms,b}$ 、 $I_{D,rms,h}$ 、 $I_{D,rms,c}$ 、 $I_{D,rms,s}$ 分别代表了双向Buck/Boost变换器、双向半桥变换器、双向Cuk变换器和双向SEPIC变换器中流过二极管的电流有效值，将其表示成电压变比（ V_o/V_i ）的函数如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{D,rms,b} = \frac{I_o}{1-D_b} \sqrt{1-D_b} \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} \\ I_{D,rms,h} = \frac{I_o}{1-D_h} \sqrt{1-D_h} \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} (Boost); I_{D,rms,h} = \frac{I_o}{D_h} \sqrt{1-D_h} \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} (Buck) \\ I_{D,rms,c} = \frac{I_o}{1-D_c} \sqrt{1-D_c} \sqrt{1 + \frac{(r_{L1} + r_{L2})^2}{12}} \\ I_{D,rms,s} = \frac{I_o}{1-D_s} \sqrt{1-D_s} \sqrt{1 + \frac{(r_{L1} + r_{L2})^2}{12}} (Boost); \\ I_{D,rms,s} = \frac{I_o}{D_s} \sqrt{1-D_s} \sqrt{1 + \frac{(r_{L1} + r_{L2})^2}{12}} (Buck) \end{array} \right. \quad (2-5)$$

图2-17和图2-18分别绘出了四种变换器电路中流过开关元件和二极管的电流有效值，从图中可以发现，双向半桥变换器中开关元件和二极管的电流有效值比其它三种变换器的电流有效值要小。因为有源元件的电流有效值决定了导通损耗，所以双向半桥变换器中有源元件的导通损耗要小于其他的变换器，在一定程度上可以提高变换器的整体效率。

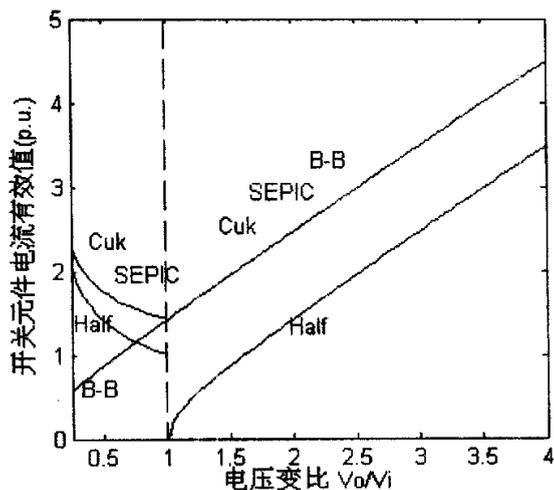


图 2-17 开关元件的电流有效值

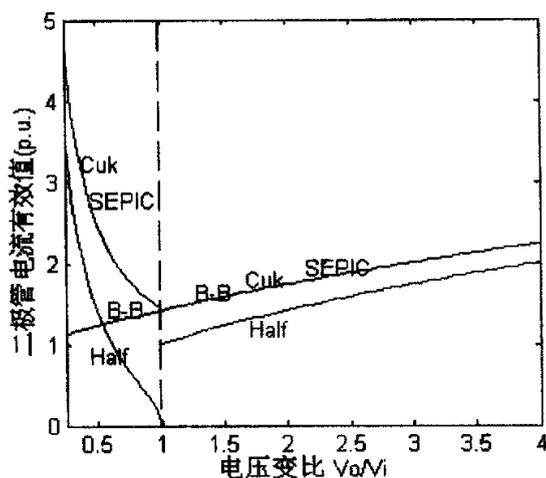


图 2-18 二极管的电流有效值

通过以上对四种双向 DC/DC 变换器的分析,可以得出结论双向半桥变换器较其他的变换器具有以下优点:

- 1、变换器中利用电感传递能量,可以节省一只大容量的传递电容;
 - 2、变换器中开关元件和二极管的电压应力最小;
 - 3、变换器中开关元件和二极管的电流应力最小;
 - 4、变换器中有源元器件的导通损耗最小,较其他变换器的效率更高。
- 因此,本次设计中变换器的拓扑结构选择了双向半桥变换器。

2.6 本章小结

本章首先提出了本次双向 DC/DC 变换器的设计要求，通过对不隔离的直流变换器与隔离的直流变换器的比较分析，考虑到设计要求并且尽量降低成本，决定选择不隔离的直流变换器。然后，提出了四种不隔离的双向 DC/DC 变换器的拓扑结构，通过对这四种拓扑结构的详细分析、比较，最终决定采用双向半桥变换器的拓扑结构。

第三章 双向 DC/DC 变换器模型参数的确定

3.1 引言

在第二章中,通过详细的分析和对比,最终确定了采用双向半桥变换器作为本次双向 DC/DC 变换器的拓扑结构。本章首先对双向半桥变换器的运行模式加以分析,然后根据表 2-1 中双向 DC/DC 变换器的设计要求,通过计算确定了双向半桥变换器的元器件参数和缓冲电路的类型。

3.2 双向半桥变换器拓扑结构的分析

双向 DC/DC 变换器的拓扑结构如图 3-1 所示。当电池组向电动机供电时,双向 DC/DC 变换器成为 Boost 变换器,将电池组的电压升高以提供给逆变器一个稳定的直流电压,并且降低了电动机的电流纹波;当电动机处在再生制动状态时,双向 DC/DC 变换器成为 Buck 变换器,将逆变器侧的直流电压降压以对电池组安全充电。

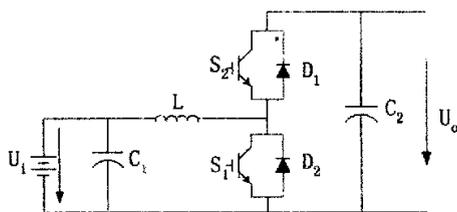


图 3-1 双向半桥变换器

在正常的工作过程中,双向半桥变换器的两个功率器件中,每一时刻只有一个开关工作。当工作在升压变换器模式时,功率开关 S_1 工作, S_2 截止;当工作在降压变换器模式时,功率开关 S_2 工作, S_1 截止。为了保证变换器在两个工作状态间顺利的交替,两个功率开关器件的驱动信号必须保证在一个开关完全关断后,另一个开关才能导通。

3.2.1 升压变换器模式

在这种模式下,功率开关 S_1 以恒定的开关频率,采用 PWM 的方式工作,这种模式下的工作电路如图 3-2 所示:

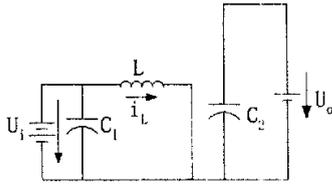


图 3-2a S_1 导通

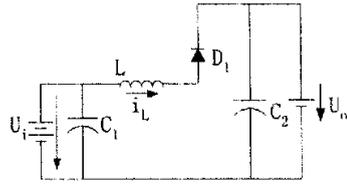


图 3-2b S_1 关断

当 S_1 导通时 (如图 3-2a 所示), 电池组电压 U_1 全部加到电感 L 上, 电感电流 i_L 线性增长, 电能以磁场能的形式存储在电感 L 中。二极管 D_1 截止, 负载由输出电容 C_2 供电。当 S_1 关断时 (如图 3-2b 所示), 电感电流 i_L 通过二极管 D_1 向输出侧流动, 电池组和电感 L 的储能向负载和输出电容 C_2 转移, 从而给输出电容 C_2 充电。此时加在电感 L 上的电压为 $U_1 - U_o$, 因为 $U_1 < U_o$, 故 i_L 线性减小。因此, 通过调整 S_1 的占空比, 可以改变输出电压的大小。

3.2.2 降压变换器模式

在这种模式下, 功率开关 S_2 以恒定的开关频率, 采用 PWM 的方式工作, 这种模式下的工作电路如图 3-3 所示:

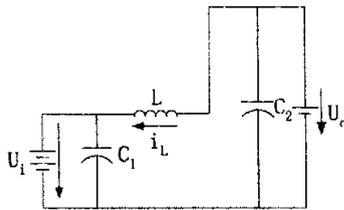


图 3-3a S_2 导通

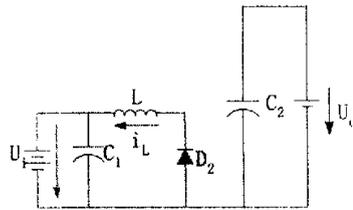


图 3-3b S_2 关断

当 S_2 导通时 (如图 3-3a 所示), 输出电压 U_o 加到二极管 D_2 和电感 L 、输入电容 C_1 上, 故二极管 D_2 截止。由于输入电容电压保持不变, 因此加在电感 L 上的电压为 $U_o - U_1$ 。因为 $U_o > U_1$, 故电感电流 i_L 线性增长, 由电动机的机械能转换得到的电能以磁场能的形式存储在电感 L 中, 并同时给电池组充电。当 S_2 关断时 (如图 3-3b 所示), 电感电流 i_L 通过二极管 D_2 续流, 此时加在电感 L 上的电压为 $-U_1$, 电感电流 i_L 线性减小, 电感 L 的储能向电池组转移。因此, 通过调整 S_2 的占空比, 可以改变电压 U_1 和电感电流 i_L 的大小。这样的控制方法一方面可以很好地控制电池组的充电电流; 另一方面可以很好地控制电动机的制动深度。

3.3 双向半桥变换器电路参数的设计^{[19]~[24]}

第二章中的表 2-1 总结了本次双向 DC/DC 变换器的设计要求, 额定功率, 1kW; 75-150V 的电池组电压; 300V 的变换器输出电压。变换器电路参数包括: 功率器件的选择, 开关元件的开关频率, 储能电感 L 的电感值以及电感线圈磁芯和绕制导线的选择, 输入、输出滤波电容的电容值, 缓冲电路的确定。

3.3.1 开关元件的开关频率

开关元件开关频率选择的主要依据:

(1) 开关频率 f_{sw} 的提高, 可以降低变换器的体积和重量, 对于变换器的小型化非常重要。

(2) 当变换器处于稳态工作时, 由于开关元件每次开关过程中的能量损耗是一定的, 因此开关频率的提高, 必然导致变换器的损耗增加, 对于散热器件的散热要求也更加严格。

(3) 普通 IGBT 的开关频率最大值是 20kHz。

(4) 为了降低变换器的工作噪声, 应当尽量提高开关元件的开关频率。

基于以上原则, 考虑到所采用的 IGBT 器件的实际开关频率, 因此开关元件的开关频率选择在 20kHz。

3.3.2 储能电感 L 的设计

3.3.2.1 电感量的计算

电感量的计算依据式 3-1:

$$L = \frac{U_i * D}{f_{sw} * I_{f,max}} \quad (3-1)$$

按照设计要求的电感电流纹率 r_L , 电感纹电流等于 2A, 计算电感量如下:

$$L = \frac{150 * 0.5}{20 * 10^3 * 2} \approx 1.86mH$$

因此电感的设计值为 1.86mH/30A。

3.3.2.2 磁芯和导线的选择

在选择磁芯时, 主要应当考虑工作频率和品质因数 Q 的要求。一般工作频率在 1MHz 以下时, 应采用锰锌铁氧体材料制作的磁芯; 工作频率高于 1MHz 时,

则应选用镍锌铁氧体材料制作的磁芯。在要求高 Q 值而工作频率较低条件下，应选用大尺寸的磁芯。考虑到本次设计中储能电感的电感量以及开关元件的开关频率，因此选择了大尺寸的 PM 型铁氧体磁芯 PM87*70，这种磁芯两侧有较大的缺口，因此散热性能比较好，引线十分方便，主要应用于大功率电源变压器、直流变换器中。磁芯的示意图如图 3-4 所示。

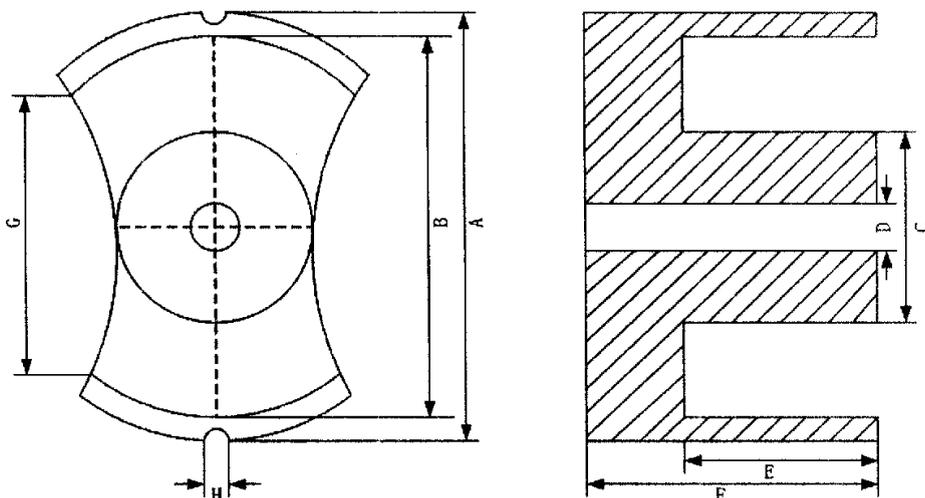


图 3-4 PM87*70 磁芯示意图

图中， $A=87\text{mm}$ ， $B=67.1\text{mm}$ ， $C=31.7\text{mm}$ ， $D=8.5\text{mm}$ ， $E=24\text{mm}$ ， $F=35\text{mm}$ ， $G=39.4\text{mm}$ ， $H=5\text{mm}$ 。

选择绕制线圈的导线时，主要与工作频率有关。在工作频率较低时，可以选用线径较粗的单股导线；当工作频率在 1MHz 以上而电感又很小时，仍然可以使用单股的较粗漆包线绕制；当工作频率为数百千赫兹时，则应当采用多股丝漆包线。

3.3.2.3 电感匝数的测定

带磁芯线圈的电感量，由于和磁芯的种类及形状有关，计算结果和实际相差较大。因此，常常采用简便的计算方法。

根据理论推导，当线圈的尺寸及所选用的磁芯确定后，则其相应的参数就可以认为是一个确定值，可以把它看成是一个常数。此时线圈的电感量仅和线圈匝数的平方成正比，因此可以列出磁芯线圈电感的计算式，即

$$L = KN^2 \quad (3-2)$$

式中： N 为线圈的匝数； K 是系数，它与线圈的尺寸及磁性材料有关。

一般 K 值的大小是由试验确定的。当要绕制的线圈电感量为某一值 L_m 时, 可以先在骨架上缠绕 10 匝, 然后测出其电感量 L_0 , 再用下面的公式求出 K 值:

$$K = L_0 / N_0^2 \quad (3-3)$$

式中 N_0 为试验所绕匝数。

因此根据 L_m 和 K 值便可以求出线圈应绕的圈数。

3.3.3 输入、输出电容的电容量计算

输入、输出电容量的计算依据式 3-4:

$$C \geq \frac{U_o T_{off}' T}{8L\Delta U_{o(p-p)}} = \frac{U_o T_{off}}{8Lf\Delta U_{o(p-p)}} \quad (3-4)$$

根据设计要求输出电压纹波应小于 5%,

$$C \geq \frac{U_o T_{off}}{8Lf\Delta U_{o(p-p)}} = \frac{300 * 40 * 10^{-6}}{8 * 1.86 * 10^{-3} * 20 * 10^3 * 15} \approx 3 \mu F$$

考虑到实际中变换器的负载变化情况, 最终选择额定值为 1000uF/450VDC 的电解电容作为输入、输出电容。

3.3.4 功率开关元件的选择

功率开关元件的电压额定值: 根据表 2-2 可知双向半桥变换器电路中开关元件承受的电压应力等于变换器的输出电压值。为了保护功率开关元件, 其电压额定值应该是其所承受的最高电压的两倍。考虑到本次设计中变换器的输出电压为 300VDC, 因此功率开关元件的电压额定值选择为 600VDC。

功率开关元件的电流额定值: 当输入电压为最低值 75VDC 时, 流过开关元件的电流为 13.33A。由于开关元件的峰值电流发生在开关导通或是关断的时候, 因此为了保证器件的安全运行, 开关元件的电流额定值选择在 40A。

反并联二极管: 功率开关的反并联二极管保证了电流可以在两个方向上通过功率开关, 因此其电压、电流额定值都与功率开关的相同。

在本次设计中选择了三菱公司的 IPM PM400DVA060, 这样可以尽量减少分立元器件的个数, 提高整个系统的集成度。

3.3.5 缓冲电路的选择^{[29][30]}

在实际的电路连线中, 电路的输入回路至开关管 IGBT 的集电极和发射极之

间的导线上存在一定的杂散电感，当开关管关断期间，电流将迅速减小至零，产生很大的 di/dt ，因此，在杂散电感上会产生很高的电压，这个电压加在 IGBT 的集电极和发射极上，导致集电极和发射极间的电压 U_{CE} 会上升到很高的电压值；当 IGBT 导通时，IGBT 的反并联二极管的反向恢复电流会导致通过 IGBT 的电流产生较大的浪涌电流。这种情况会造成 IGBT 开关功率损耗过大，引起整个芯片过热，甚至导致 IGBT 的损坏。在输入电流一定的情况下，开关管的开关速度越快，或者开关管的开关速度一定的情况下，输入电流越大，电压的这种尖峰也越大。

因此，缓冲电路对于 IGBT 的正常使用，起到了非常大的作用，缓冲电路可以吸收和抑制开关过程中的过电压。缓冲电路的结构有多种，图 3-5 所示为 3 种通用的 IGBT 缓冲电路。

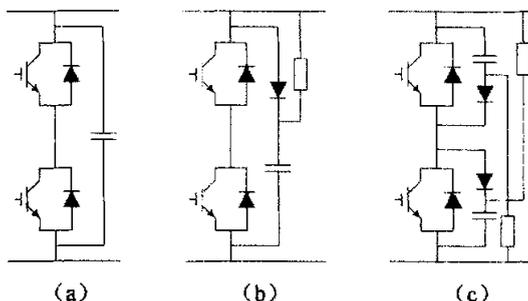


图 3-5 通用的 IGBT 缓冲电路

图 3-5a 所示的缓冲电路由一个无感电容并联在 IGBT 模块的 C_1 和 E_2 之间。无感电容的电容值越大，对电压尖峰的抑制效果越明显。考虑到成本问题，无感电容的电容值也不是越大越好，电容值一般可以通过实验来选取，应当选择高频特性好的无感电容。这种缓冲电路适用于小功率的应用场合，对于抑制瞬时的高电压十分有效并且成本比较低。然而随着功率的增加，这种缓冲电路可能会与直流母线寄生电感产生振荡。缓冲电路图 3-5b 可以避免这种情况，这种缓冲电路中的快速恢复二极管可以对瞬时的高电压产生箝位的作用，抑制了谐振的发生。这种电路中同样应当选择高频特性好的无感电阻和无感电容，二极管选择快速恢复二极管。这种缓冲电路的 RC 时间常数 τ 应当设为开关周期的 1/3 左右。随着功率等级的进一步增大，图 3-5b 中缓冲电路的回路寄生电感会变大，以至于不能有效地控制瞬时电压。这时可以采用图 3-5c 中的缓冲电路，该缓冲电路一方面有效地抑制振荡，另一方面回路寄生电感小，但是缺点是成本高。

考虑到本次设计中变换器的功率比较小，故采用图 3-5a 所示的缓冲电路，电容 C 选择为 1 μ F 的无感电容。

3.4 本章小结

本章首先对双向半桥变换器的运行模式加以详细的分析，然后根据双向 DC/DC 变换器的设计要求，通过计算确定了双向半桥变换器的元器件参数，并通过对三种通用的 IGBT 缓冲电路的比较，确定了缓冲电路的类型和元器件的参数。

第四章 双向 DC/DC 变换器的仿真分析

4.1 引言

在第二章中通过对几种双向 DC/DC 变换器拓扑结构的比较分析,确定了采用双向半桥变换器的拓扑结构,在第三章中通过计算确定了双向半桥变换器的元器件参数,本章首先使用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立了双向 DC/DC 变换器的仿真模型,分析仿真结果证明了理论分析和计算的正确性。

4.2 MATLAB/Simulink 软件的简介^[26]

计算机仿真是伴随着计算机性能的不断而逐渐发展起来的一种有效的分析设计工具。它利用计算机软件画出电路原理图,由计算机中的原理图编辑器自动地将原理图转化为程序清单,即电路的网单文件,通过计算,将仿真结果以直观的形式表现出来,以供设计人员参考使用。

计算机仿真可以取代人工的计算分析,将设计人员从重复性的计算劳动中解脱出来。由于计算机性能的不断而提高,计算机仿真的分析速度、分析精度和分析广度都大大提高了,一些实验中无法直接测量的数据在仿真中都可以轻易地获得。计算机仿真还可以节约资金、缩短开发过程,提高产品的质量。

目前,在电力电子方面的仿真软件很多,此次设计中采用了 MATLAB/Simulink 仿真软件。MATLAB 是美国 Math Work 公司自上个世纪八十年代开始推出的一种使用简单的工程计算语言,目前最新的版本是 MATLAB 7.0,它是以矩阵运算为基础,把计算、可视化、程序设计融合到了一个交互的集成工作环境中。在这个环境中可以实现工程计算、算法研究、建模和仿真分析、数据分析及可视化、科学和工程制图、应用程序开发等功能,广泛地应用于自动控制、信号处理、图像处理等若干领域。经过十几年的不断发展, MATLAB 已经成为国际上最流行的科学与工程计算的软件工具和具有广泛应用前景的计算机高级编程语言。MATLAB 语言以复数矩阵作为基本编程单元,具有强大的数值计算功能、图形表达功能及可视化的仿真环境,并且简单易学、具有可扩展性。另外, MATLAB 还提供了图形用户界面设计与开发功能。应用 MATLAB 编写的程序还可以经过编译,形成独立的可执行程序。

Simulink 是在 MATLAB 环境下用于动态建模和仿真应用的软件组件之一。它支持连续、离散及两者混合的线性和非线性系统,也支持具有多种采样速率的多

速率系统。现在, Simulink 的版本已经发展到了 5.0, 功能更加强大, 使用更加方便。从 2.0 版本开始, Simulink 增加了电力系统模块 SimPowerSystems, 在电力系统的仿真中显示了极大的优越性。SimPowerSystems 采用变步长积分算法, 可以对非线性、刚性和非连续系统进行非常精确的仿真, 能够很精确地检测出断点和开关发生的时刻, 因此, SimPowerSystems 是对电路包括电力电子装置进行仿真的方便工具。SimPowerSystems 是与 MATLAB 和 Simulink 兼容的, 可以利用 Simulink 中的模块搭建控制系统, 也可以利用 MATLAB 中提供的数字设计和分析工具。

4.3 仿真模型的建立

根据图 3-1 双向半桥变换器的拓扑结构可以建立仿真模型如图 4-1 所示。

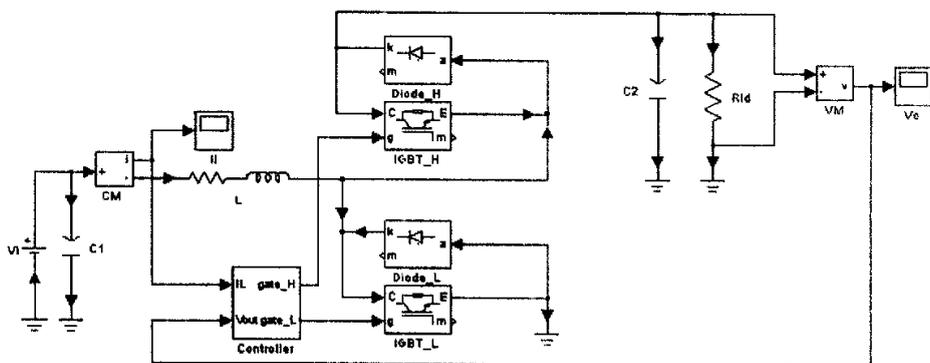


图 4-1 双向半桥变换器的仿真模型

为了实现对电力系统和电力驱动的仿真, SimPowerSystems 提供了七类模块, 其中包括: 联接模块、电源、线性和非线性无源元件、电动机和电力电子模块和测量模块等。图 4-1 仿真模型中的二极管和 IGBT 取自电力电子模块, 输入的直流电压源取自电源模块, 电容、电阻和电感元件取自无源元件模块, 而其中的电流测量模块和电压测量模块均取自测量模块。电流测量模块和电压测量模块用于测量电路中电气元件和支路的瞬时电流和电压, 输出的信号为 Simulink 信号。因此, 测量模块可以作为由 SimPowerSystems 模块到 Simulink 模块的接口, 其输出信号是可以被其他的 Simulink 模块所使用的。

通过电流测量模块和电压测量模块分别得到变换器的输出电压信号和电感电流信号, 将这两种信号输入 Controller 子系统模块, Controller 子系统模块根据输入信号计算得到 IGBT 开关元件的占空比信号。Controller 子系统的仿真模型如图 4-2 所示。

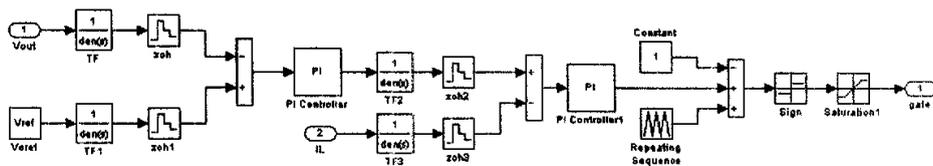


图 4-2 Controller 子系统的仿真模型

Controller 子系统是一个双闭环的控制系统，其中外环是电压控制环，采样得到的输出电压与电压给定值相减，根据电压误差信号进行电压环 PI 运算，输出得到电感电流的给定信号；内环是电流控制环，采样得到的电感电流与电感电流给定值相减，根据电流误差信号进行电流环 PI 运算，输出得到开关元件的占空比信号，并输出给变换器主回路中的 IGBT 开关元件。

4.4 仿真参数的设置

变换器主回路中元件的参数可以依据第三章中通过理论计算得出的元件参数来分别设置。在 SimPowerSystems 中的半导体器件是非线性的电流源，是通过端点间的电压来驱动的，不能与其他的半导体模型或电流源支路直接串联，必须有一个节点用来给电流源的支路提供瞬时电流差的流通回路。因此，这些器件需要通过与缓冲电路并联来完成这一任务。

在 SimPowerSystems 中含有单独的半导体器件（如 IGBT 模块）的电路是不能够离散化的。为了对这种电路进行仿真必须选择一种刚性的积分算法来对电路进行仿真，在仿真的过程中通过对几种积分算法的比较，考虑到满足仿真精度和仿真时间的这两方面的要求，最终选择了 Ode23tb 这种变步长的刚性积分算法。在设计中 IGBT 开关元件的开关频率为 20KHz，一个开关周期的时间为 50us，为了能够完整地得到元件在整个开关周期内的电压、电流波形，仿真试验中最大仿真步长设置为 1us，其他的仿真参数均可以设置成系统的默认参数即可。

4.5 仿真试验结果及其分析

4.5.1 双向 DC/DC 变换器正向工作时的仿真结果及其分析

4.5.1.1 电感元件的电压、电流波形

变换器正向工作时，电感元件承受的电压、电流波形如图 4-3 所示。

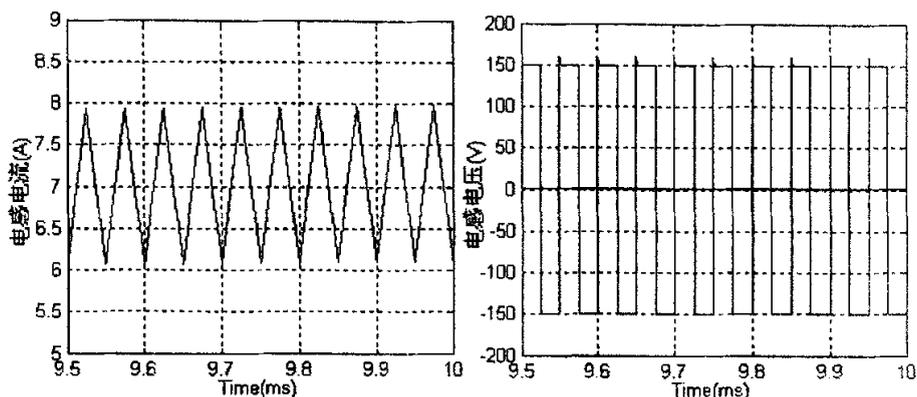


图 4-3a 电感电流波形

图 4-3b 电感电压波形

从图 4-3a 和图 4-3b 中可以看出当开关元件导通时,电感承受 150V 的正向输入电源电压,电感电流以恒定的斜率上升;当开关元件关断时,电感承受输出电压与输入电压的差为 150V 的反向电压,电感电流以恒定的斜率下降。由于电感电流的变化率与电感两端所承受的电压成正比,因此,仿真试验中电感电流的上升率与下降率相同。

4.5.1.2 IGBT 元件的电压、电流波形

IGBT 元件承受的电压、电流波形如图 4-4 所示。

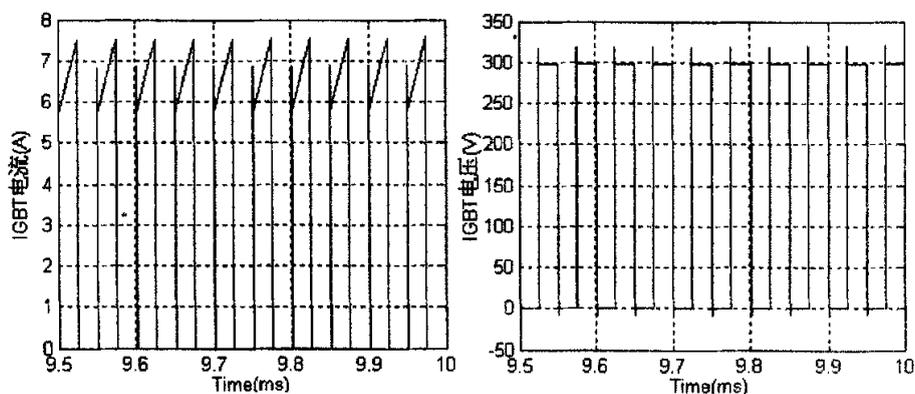


图 4-4a IGBT 电流波形

图 4-4b IGBT 电压波形

从图 4-4a 和图 4-4b 中可以看出当开关元件导通时,IGBT 两端的电压降约为零,电感电流流过 IGBT 元件,因此,流过 IGBT 的电流也以恒定的斜率上升;当开关元件关断时,IGBT 两端承受的电压为输出电压,电感电流流过续流二极管,因此,流过 IGBT 的电流为零。

4.5.1.3 二极管的电压、电流波形

二极管承受的电压、电流波形如图 4-5 所示。

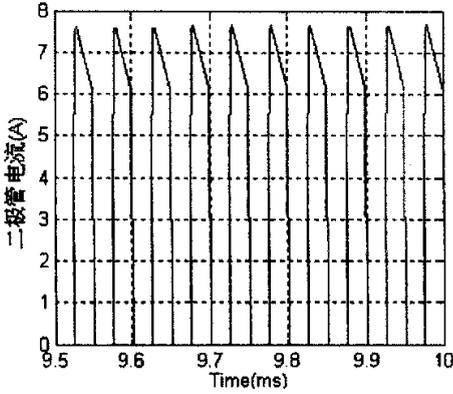


图 4-5a 二极管电流波形

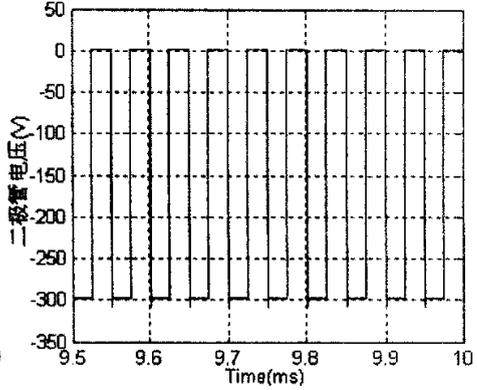


图 4-5b 二极管电压波形

从图 4-5a 和图 4-5b 中可以看出当开关元件导通时，二极管因承受反向的输出电压而关断，因此，流过二极管的电流为零；当开关元件关断时，电感电流流过续流二极管，因此，流过二极管的电流也以恒定的斜率下降，而二极管两端的压降约为零。

4.5.1.4 变换器的输出电压、输出电流波形

变换器的输出电压、输出电流波形如图 4-6 所示。

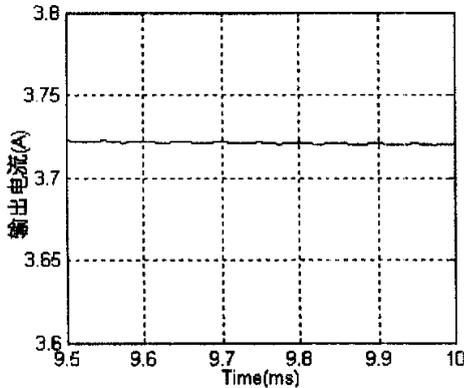


图 4-6a 输出电流波形

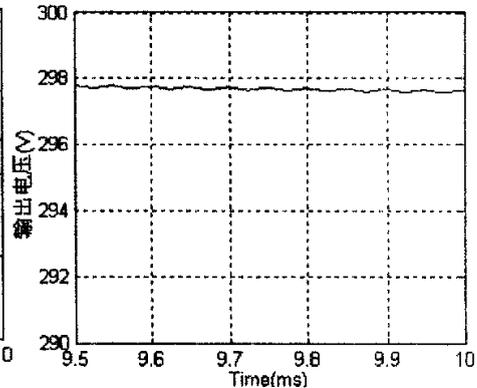


图 4-6b 输出电压波形

从图 4-6a 和图 4-6b 中可以看出当开关元件导通时，由输出电容向负载供电，输出电容的电压下降，因此，输出电压和输出电流均下降；当开关元件关断

时，输入电源和电感共同向负载和输出电容供电，输出电容的电压增加，因此，输出电压和输出电流均上升。由于输出电容的滤波作用，因此，输出电压和输出电流的纹波都比较小。

4.5.2 双向 DC/DC 变换器反向工作时的仿真结果及其分析

4.5.2.1 电感元件的电压、电流波形

变换器反向工作时，电感元件承受的电压、电流波形如图 4-7 所示。

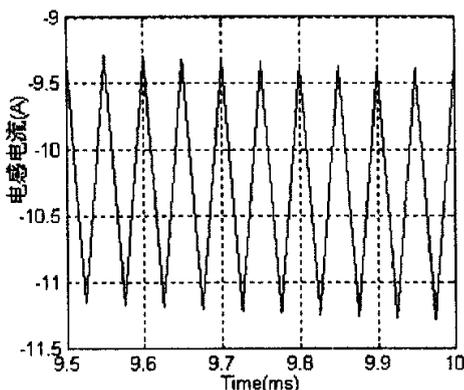


图 4-7a 电感电流波形

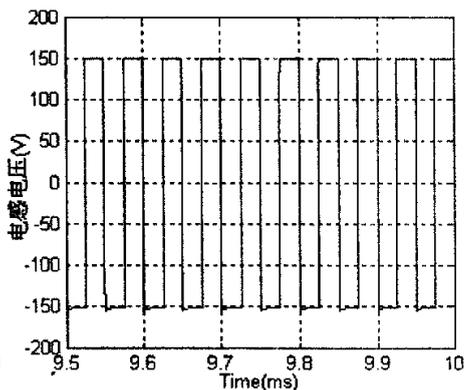


图 4-7b 电感电压波形

从图 4-7a 和图 4-7b 中可以看出当开关元件导通时，电感承受输入电压与输出电压的差为 150V 的反向电压，电感电流以恒定的斜率下降；当开关元件关断时，电感承受输出电压为 150V 的正向电压，电感电流以恒定的斜率上升。由于电感电流的变化率与电感两端所承受的电压成正比，因此，仿真试验中电感电流的上升率与下降率相同。

4.5.2.2 IGBT 元件的电压、电流波形

IGBT 元件承受的电压、电流波形如图 4-8 所示。

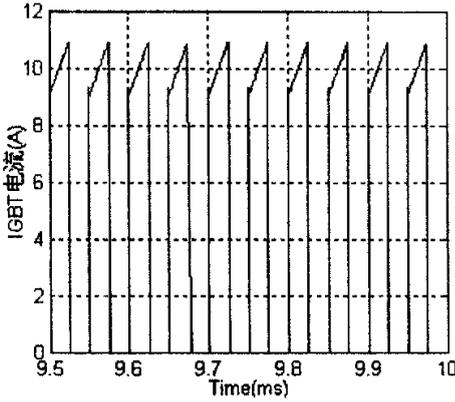


图 4-8a IGBT 电流波形

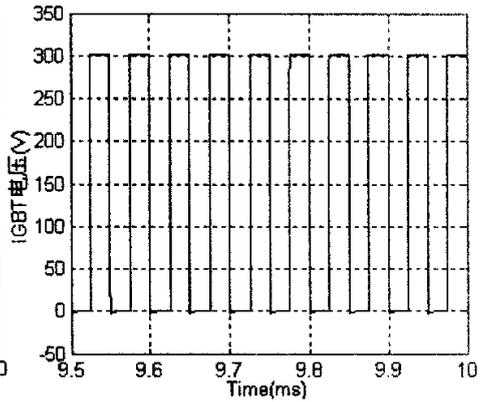


图 4-8b IGBT 电压波形

从图 4-8a 和图 4-8b 中可以看出当开关元件导通时, IGBT 两端的电压降约为零, 二极管反向偏置而关断, 流过 IGBT 元件的电流就是流过电感的电流。因此, 流过 IGBT 的电流以恒定的斜率上升; 当开关元件关断时, IGBT 两端的电压为输入电压, 电感电流流过续流二极管, 因此, 流过 IGBT 的电流为零。

4.5.2.3 二极管的电压、电流波形

二极管承受的电压、电流波形如图 4-9 所示。

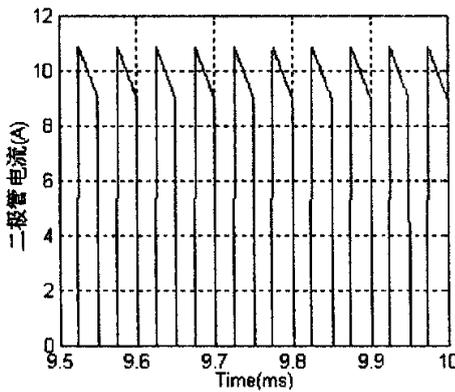


图 4-9a 二极管电流波形

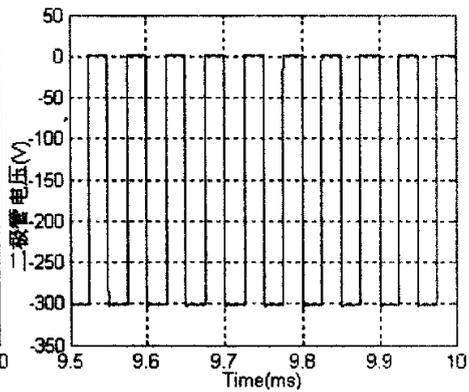


图 4-9b 二极管电压波形

从图 4-9a 和图 4-9b 中可以看出当开关元件导通时, 二极管承受反向电压而关断, 因此, 流过二极管的电流为零; 当开关元件关断时, 电感电流流过续流二极管, 因此, 流过二极管的电流也以恒定的斜率下降, 二极管两端的压降约为零。

4.5.2.4 变换器的输出电压、输出电流波形

变换器的输出电压、输出电流波形如图 4-10 所示。

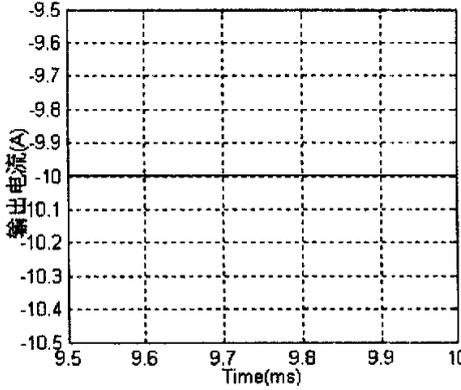


图 4-10a 输出电流波形

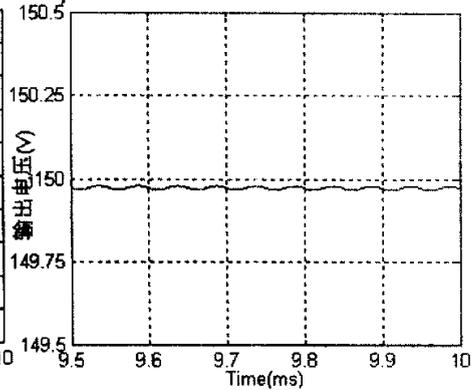


图 4-10b 输出电压波形

从图 4-10a 和图 4-10b 中可以看出变换器反向工作时，输出电流经过电感和输出电容的滤波后，输出的电压、电流波形基本上是恒定的电压、电流了。

通过对仿真结果的分析，可以看出仿真结果与前面两章理论分析的结果基本上是一致的，说明了理论计算的正确性。仿真作为一种有效的分析工具，对理论分析，起到了辅助的作用。

4.6 本章小结

在前面几章理论分析的基础上，本章使用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立了双向 DC/DC 变换器的仿真模型，对变换器的正、反向工作过程进行了仿真，仿真结果证明了理论分析和计算的正确性。

第五章 双向 DC/DC 变换器的实现

5.1 引言

本章主要在前面几章理论分析的基础上,讨论了双向 DC/DC 变换器在实际系统中的实现,主要包括了硬件设计和软件设计两部分。本次设计中的控制器采用了先进的数字信号处理器 (DSP), DSP 是一种特殊结构的微处理器, DSP 采用了程序和数据分离的哈佛结构,具有专门的硬件乘法器,采用流水线操作,提供特殊的 DSP 指令。这些特点使其可以用来快速实现各种数字信号处理算法。近年来功率电子学成为 DSP 的一个全新的应用领域,如在电机控制、不间断电源 (UPS) 控制中, DSP 都得到了广泛的应用。本章选择 TI 公司 TMS320LF2407A DSP 为核心控制器件开发数字控制模块。模块的输入量为变换器的输出电压、电感电流;模块的输出量为功率器件 IGBT 的 PWM 驱动信号。同时该模块还可以实现变换器的保护、上下位机通讯等功能。

5.2 系统硬件设计

5.2.1 控制电路^[25]

硬件系统的控制电路示意图如图 5-1 所示,主控制器采用了 TI 公司的 TMS320LF2407A DSP,构成了控制电路的核心,控制系统如下:

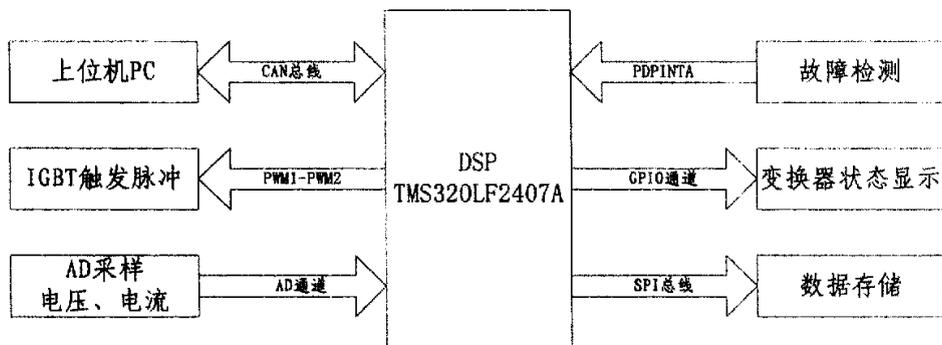


图 5-1 控制系统结构原理图

这款 DSP 的设计主要是为了满足交流电动机和功率器件的控制而设计的,其具有高度集成的 DSP 控制器内核,并且内部集成了很多的外围设备。2407 DSP

具有 16 位定点 DSP 内核和指令集，指令周期 33ns；单周期 16 位乘法指令，可以产生 32 位的乘法结果；相互独立的数据总线和地址总线，支持同时对数据和程序存储空间的寻址。2407 DSP 包括了两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个事件管理器模块包括：两个 16 位通用定时器，4 种计数模式：停止/保持，连续增计数模式，定向增/减计数模式，连续增/减计数模式；8 个 16 位的脉宽调制(PWM)通道，能够实现：PWM 的对称和非对称波形；当外部引脚 $\overline{PDPINTx}$ 出现低电平时快速关闭 PWM 通道；可编程的 PWM 死区控制可以防止上下桥臂同时输出触发脉冲，避免了功率器件的意外损坏。

图 5-1 中的 PWM1 和 PWM2 是 IGBT 的触发脉冲，由事件管理器模块产生。为了产生对称的 PWM 波形，需要将事件管理器的通用定时器的计数模式设置为连续增/减模式，根据开关器件的开关频率 f_{sw} ，周期设置为 50us (20KHz 的开关频率)，根据程序计算出开关元件的占空比之后，填写相应的比较寄存器 CMPRx。由于事件管理器的比较单元具有比较方式控制寄存器 ACTRx，因此程序可以设置当比较匹配事件发生时，PWM 引脚上的输出方式。2407 DSP 自带可以编程的死区控制发生器，通过设置相应的死区控制寄存器 DBTCON 就可以使能相应的死区单元。

5.2.2 模数转换电路

实现控制算法需要对模拟量进行 AD 采样，2407 DSP 具有很高的运算速度，使得在线计算、实时控制得以实现。对变换器电感电流和输出电压的采样利用了 2407 DSP 的模数转换模块，该模块为带有内置的采样和保持器的 10 位模数转换器，共有 16 个模拟输入通道，一次可以执行最多 16 个通道的“自动转换”，可以通过编程来选择每次转换的通道；模数转换时间包括采样保持和转换时间；转换结果保存在结果寄存器 (RESULTx)；软件、事件管理器和外部引脚等多个触发源可以启动 AD 转换。本次设计中选择定时器 1 的周期中断启动 AD 转换，采用启动/停止模式工作，在定时器 1 的下溢中断服务子程序中读取结果寄存器中的转换结果。采用霍尔元件用于检测电感电流和输出电压，然后送至采样电路采样。电感电流的采样电路如图 5-2 所示：

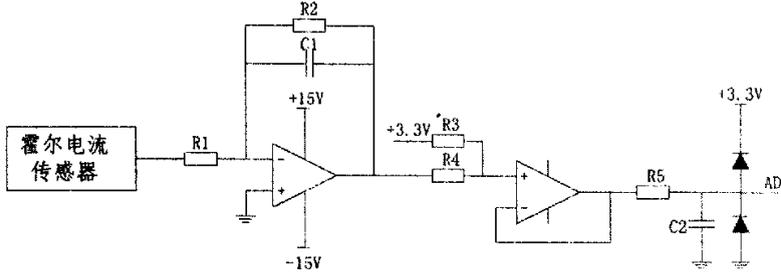


图 5-2 电流采样电路

电路中的霍尔元件检测电流，首先将被检测的电流信号转换成相应的电压信号输出，经过集成运放的电压偏置电路后，变为 0~3.3V 范围，滤波消除高频噪声的影响后经过限幅的信号送至 DSP 的采样通道采样。

5.2.3 电源电路

电源电路如图 5-3 所示，主要用于产生 DSP 控制模块中所需的各种电平值。

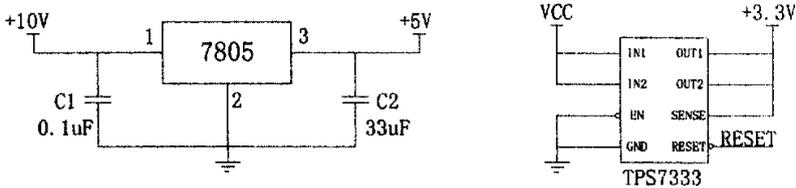


图 5-3 电源电路

DSP 芯片需要的供电电压为 3.3V，集成运放需要的供电电压为 +15V、-15V，电源电路如图 5-3 所示。采用芯片 7805、7815、7915 分别产生 +5V、+15V 和 -15V 的供电电压，芯片 TPS7333 将 +5V 的电压转换为 +3.3V 给 DSP 芯片供电，同时该电压还为采样电路等提供限幅电压。

5.2.4 通讯电路

现场总线是现代工业自动化发展的需要，CAN (Controller Area Network) 便是现场总线的一种，CAN 总线属于总线型串行通讯网络，与一般的通讯总线相比，具有下列优点：

(1) 多主工作方式，网络上的任何节点可以在任意时刻主动向网络上其它节点发送信息，不分主从。当多个节点同时向总线发送信息时，优先级较低的节点会主动退出发送，等待总线空闲时再发。采用非破坏性的总线仲裁技术，节省了总线仲裁时间。

(2) 只需通过报文滤波即可实现点对点，一点对多点及全局广播等几种方式收发数据，无须专门的调度。直接通讯最远距离可以达到 10Km (5Kbps)，通讯速率最高可以达到 1Mbps (40m)。节点数可达 110 个，通信介质可以是双绞线、同轴电缆或光导纤维。

(3) 采用短帧结构，每帧字节数最多为 8 个，传输时间短。因此具有很好的检错和出错重发功能，出错率极低。

(4) 在严重出错的情况下，节点具有自动关闭功能，以使总线上的其它节点的工作不受影响。

由于以上的特点，CAN 总线在汽车工业中得到了广泛的应用。因此，双向 DC/DC 变换器利用 CAN 总线与系统的其它部分相互连接，变换器定时通过 CAN 总线向上位机发送变换器的状态信息，同时也通过 CAN 总线接收上位机的指令信息。

5.2.5 保护电路

为了保证系统安全可靠的工作，2407 DSP 提供了一个 $\overline{PDPINTx}$ 引脚，当该引脚被拉成低电平的时候，DSP 内部定时器立即停止计数，所有的 PWM 输出引脚全部呈现高阻态，同时产生故障中断信号，通知 DSP 有异常情况发生。整个过程不需要程序干预自动完成。控制模块具有多种硬件故障检测和保护电路，可以实现电流保护和电压保护，其中过电压保护电路，如图 5-4 所示：

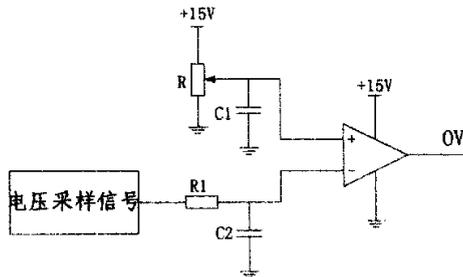


图 5-4 过电压保护电路

通过调整可变电阻的滑动端可以改变电压比较器同向端的参考电压值，当采样信号的电压值高于电压比较器的同向端的参考值时，输出端的 OV 信号变低，通过与其他故障信号相与后，得到 $\overline{PDPINTx}$ 信号，事件管理器模块根据 $\overline{PDPINTx}$ 信号决定是否打开 PWM 的输出通道。

5.3 系统软件设计

5.3.1 系统程序结构

2407 DSP 的执行速度达到了 30MIPS, 几乎所有的指令都可以在 33ns 的单周期内完成, 与指令运算功能相配合, 很容易实现各种控制算法。由于系统集成了很多外围设备, 大大降低了系统的生产成本, 提高了系统的工作效率。

系统的软件主要包括两部分: 主程序和中断子程序。主程序主要负责:

1. 系统的初始化。初始化的过程主要包括对程序中定义的各种变量的初始赋值和对系统中各种外围设备的初始化, 包括 DSP 核心、输入输出口、模数转换模块、CAN 通讯模块和定时器模块。

DSP 核心的初始化中需要设置 DSP 的时钟锁相环倍频系数, 使能相应的中断。程序中主要使能了两个中断, 包括定时器的下溢中断和功率器件的保护中断。由于 2407 DSP 的输入输出引脚大多数都是基本功能和一般 I/O 复用引脚, 因此在输入输出口的初始化过程中需要按照功能对其分别进行初始化。模数转换根据需要选择了两路模拟采样通道, 采用启动/停止模式, 分别负责采样输出电压和电感电流。CAN 通讯模块按照协议的约定选择邮箱 0、1 负责接收上位机的指令信息, 邮箱 5 负责向上位机发送变换器的状态信息。定时器模块的初始化负责使能相应的 PWM 比较操作和比较输出, 设置 PWM 的调制频率为 20kHz, 并由定时器的周期中断标志启动 AD 采样操作。

2. 向上位机发送变换器的状态信息。主程序的另一个功能就是通过 CAN 总线, 将变换器的状态信息发送给上位机, 这其中包括变换器的运行状态、电感电流值、输出电压值以及可能发生的各种错误, 使得上位机可以实时地监控变换器的运行状态。

中断子程序包括定时器中断子程序和故障中断子程序。

定时器中断子程序负责:

1. 程序中各种事件的定时操作。由于 PWM 的调制频率为 20kHz, 因此定时器的中断周期为 50us, 通过对定时器中断操作的计数可以实现程序中其它事件的定时操作。

2. 接收上位机发送的控制信息。上位机根据需要实时地向变换器发出控制指令, 定时器中断子程序通过读取相应寄存器中的状态位以确定是否收到了上位机的控制信息, 并对控制指令加以响应。

3. 读取采样值, 根据算法计算开关元件的占空比。定时器中断子程序中读取电压、电流的 AD 采样值, 经过数字滤波后, 进行 PID 运算, 并将经过限幅后的占空比信号, 输出给开关元件。

故障中断子程序负责判断故障的种类, 并通过点亮发光二极管来显示变换器

的故障。

5.3.2 信号采样点的选择

控制模块根据输出电压的设定值、输出电压的采样值和电感电流的采样值计算出开关管的导通时间。但是电压采样信号和电流采样信号通常在开关导通和关断的时候会有高频振荡出现，这些高频振荡会影响到 AD 转换的精确度，从而影响系统的稳定性。因此在实际信号采样的时候需要避免振荡，以保证采样的精度和控制的稳定性。

为了避免开关噪声的影响，以下的两个条件需要得到满足：

1. 在开关导通或关断的振荡时间内不能有采样点，只有当开关噪声为零时才可以采样。
2. 在采样保持时间内没有开关动作。在此时间内任何开关的动作都将影响采样结果。

因此，选择在定时器的周期中断启动 AD 转换，这样满足了以上的两个必要条件，保证了采样结果的正确性。

5.4 试验装置和试验结果

5.4.1 试验装置

图 5-5 是所设计的变换器控制板、功率模块 IPM 及其电源板。

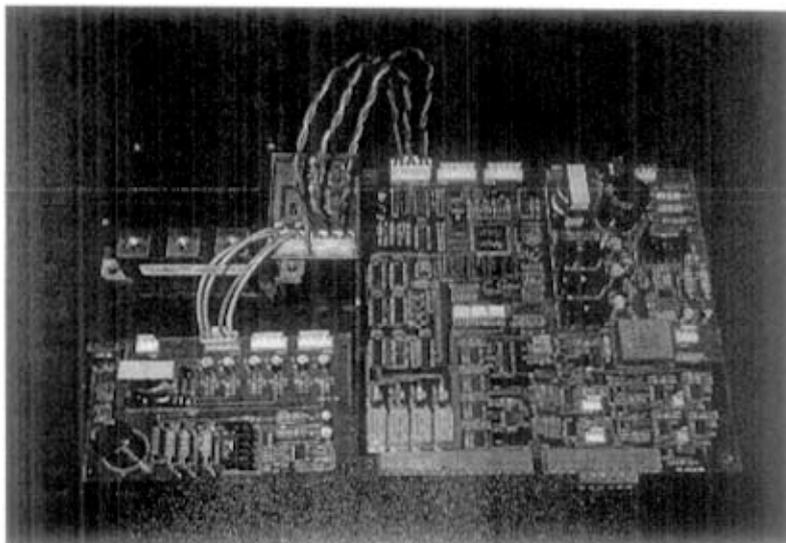


图 5-5 变换器控制板、IPM 及其电源板

控制板是变换器的控制核心，经过计算后得到的 IGBT 的 PWM 信号，通过信号线传递给功率模块 IPM。

图 5-6 是所设计的储能电感。

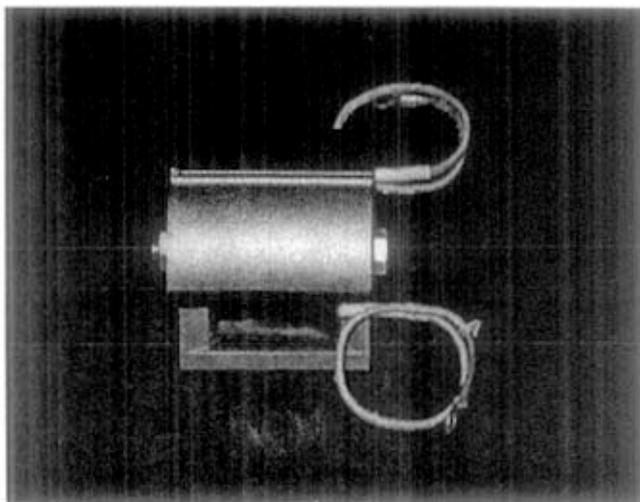


图 5-6 储能电感

由于双向半桥变换器属于电感储能式变换器，因此，主回路中电感的设计对于变换器的正常工作起到非常重要的作用。

5.4.2 试验结果

变换器额定工作点处的试验波形如下。图中电压的测量均是经过电压探头 10 倍衰减后，得到的测量值。图 5-7 是输出电压、输出电流的检测波形。

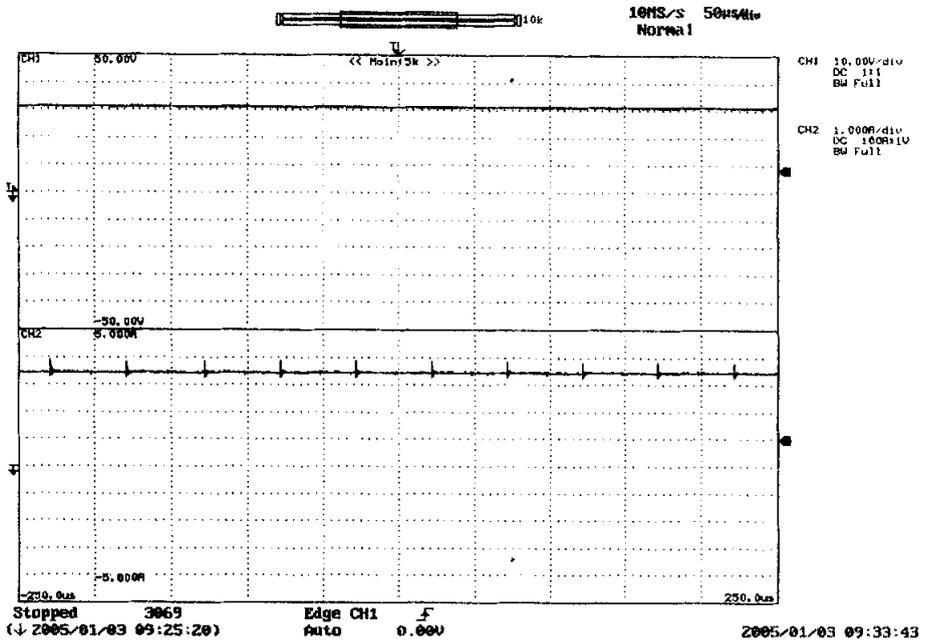


图 5-7 输出电压、输出电流波形

图 5-8 是电感的电压、电流检测波形。

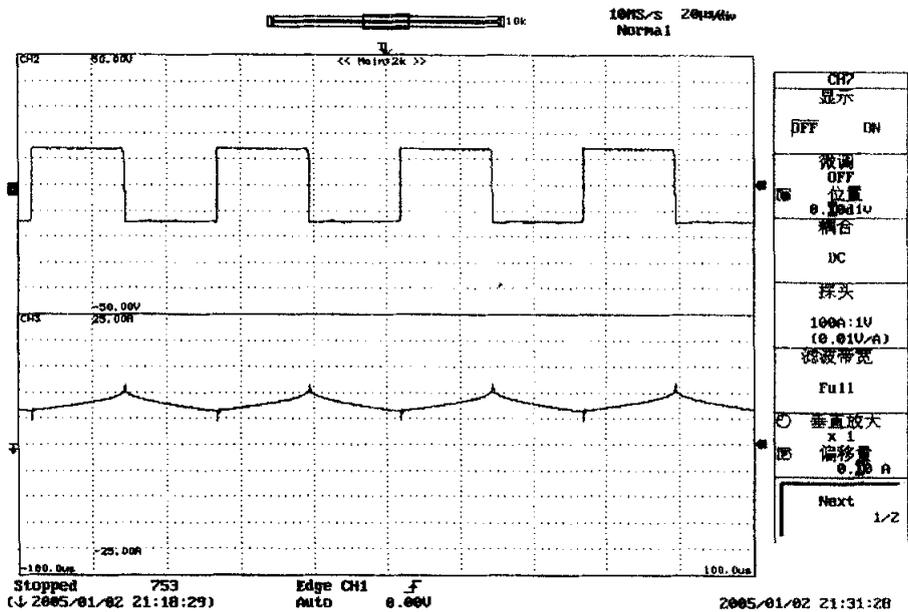


图 5-8 电感电压、电流波形

图 5-9 是功率元件 IGBT 的电压波形。

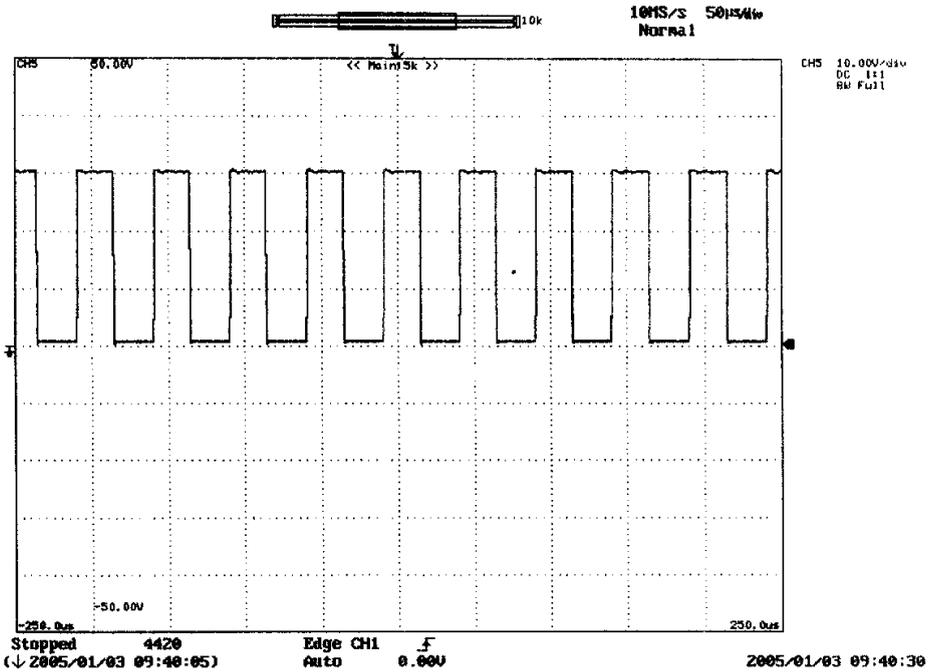
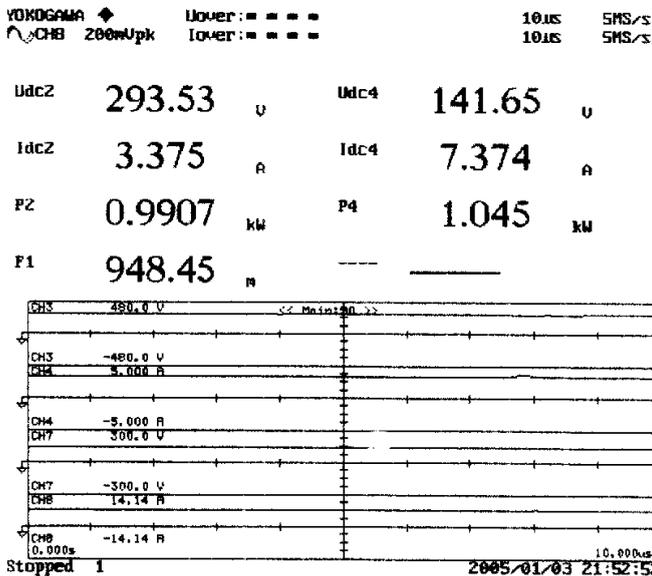


图 5-9 IGBT 的电压波形

图 5-10 是通过功率分析仪测得的额定工作点的电压、电流以及效率。



5.5 软件流程图

主程序的流程图如下：

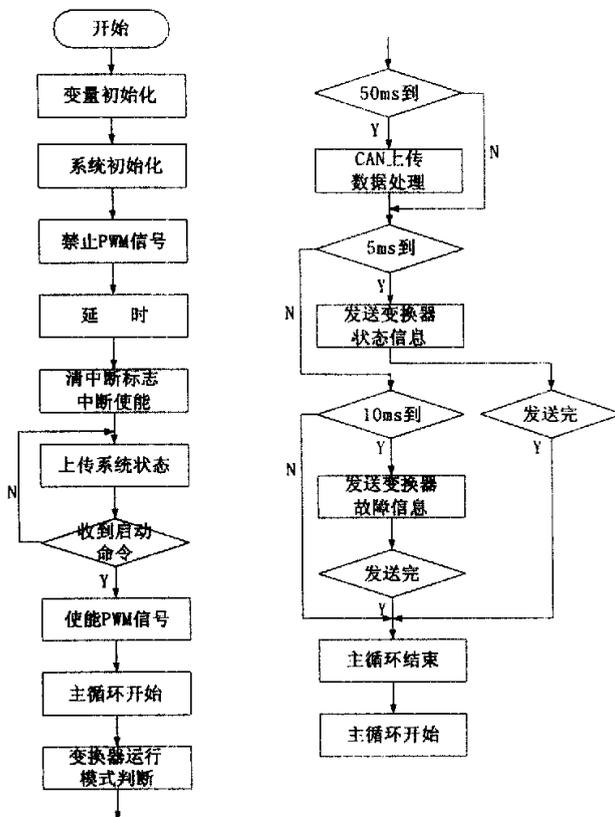


图 5-11 主程序流程图

中断程序的流程图如下：

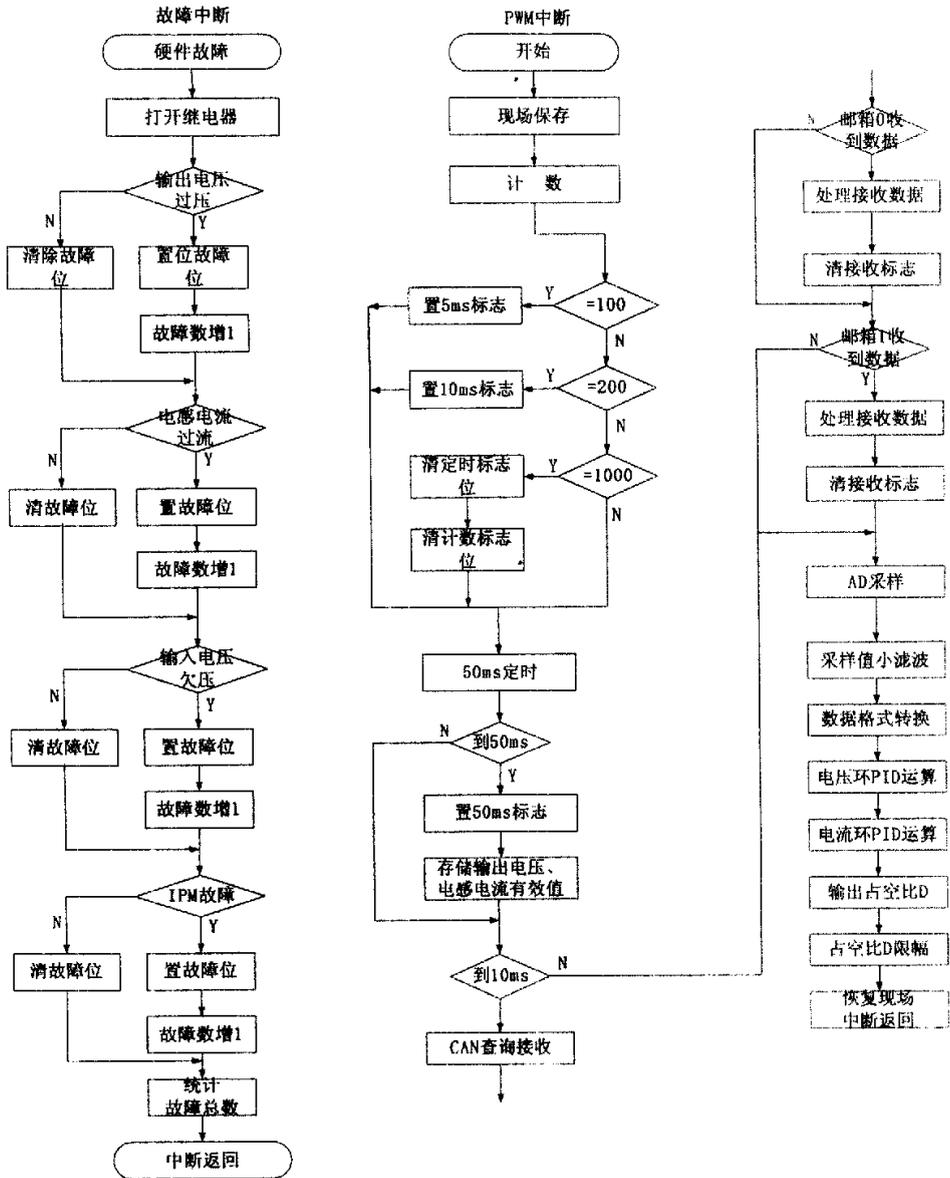


图 5-12 中断程序流程图

5.6 本章小结

本章主要讨论了双向 DC/DC 变换器的实现，首先对硬件设计作了简要的介绍，对电流的采样、过电压的保护电路等作了分析；讨论了信号采样点的选择。最后，给出了试验装置以及试验结果和软件流程图。

第六章 双向 DC/DC 变换器的损耗、效率分析

6.1 引言

本章首先分析了双向 DC/DC 变换器损耗的主要组成,每部分损耗的分析及其计算,然后讨论了变换器的总体效率,以及影响变换器效率的主要因素,最后初步分析了提高变换器效率的主要手段和方法。

6.2 双向 DC/DC 变换器的主要损耗^{[27][28]}

为了分析和提高双向 DC/DC 变换器的效率,首先需要分辨和粗略估算各种损耗。双向 DC/DC 变换器内部的损耗可以大致分为三个方面:开关损耗、导通损耗和电阻损耗。这些损耗通常会在元器件中同时出现,下面将对各种损耗分别加以讨论。

6.2.1 功率开关元件 IGBT 的损耗

功率开关元件 IGBT 是变换器内部的主要损耗源之一。IGBT 的损耗基本上可以分为两个部分:导通损耗和开关损耗。导通损耗是指当 IGBT 已经开通后,并且驱动和开关波形已经稳定以后,IGBT 处于导通状态时的损耗;开关损耗是出现在 IGBT 从一个工作状态进入另一个新的工作状态,驱动和开关波形处于过渡过程中的损耗。在开关工作的过程中,IGBT 元件的电压、电流波形如图 6-1 所示。

导通损耗可以通过 IGBT 两端电压和电流波形的乘积得出。电压、电流波形都是近似线性,导通期间的功率损耗由式 6-1 给出。

$$P_{\text{conduct}} = V_{\text{sat}} I_{\text{sat}} \quad (6-1)$$

降低导通损耗的典型方法是使 IGBT 导通期间的电压降最小。要达到这个目的,必须使功率开关工作在饱和状态。因此,可以通过对 IGBT 基极的过电流驱动,从而确保功率器件工作在饱和状态。

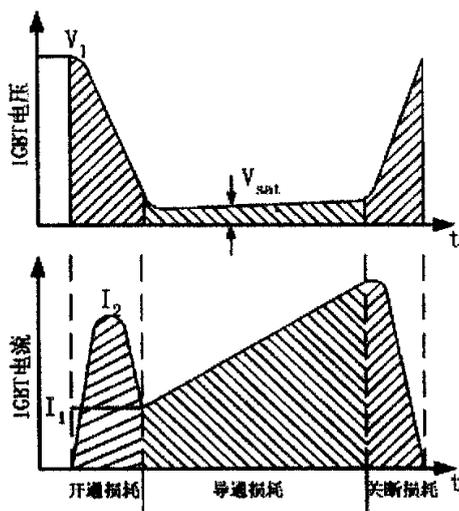


图 6-1 IGBT 的电压、电流波形

开关损耗相比就比较复杂了，既有功率器件本身的因素，也有相关元器件的影响。IGBT 的开关损耗的计算，一方面可以通过示波器观察得到开关过程中的电压、电流波形，然后粗略的计算出两条曲线所包围的面积，从而求得 IGBT 的开关损耗。另一方面，如果 IGBT 的使用手册中给出了 IGBT 开关损耗的曲线，那么也可以直接从开关损耗的曲线上读出开通损耗 $E_{SW(on)}$ 和关断损耗 $E_{SW(off)}$ 的数值，然后根据式 6-2 计算得出 IGBT 的开关损耗值。

$$P_{SW} = (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \times f_{SW} \quad (6-2)$$

式中 f_{SW} 为开关变换器的开关频率。

6.2.2 续流二极管的损耗

续流二极管的损耗是变换器内部的另一个主要损耗源。续流二极管的损耗同样也可以分成：开关损耗和导通损耗。在变换器的工作过程中，续流二极管的电压、电流波形如图 6-2 所示。

二极管的导通损耗是在二极管正向导通并且当电流、电压波形稳定时的损耗。降低导通损耗可以通过选择流过一定电流时正向压降较小的二极管来实现。普通的二极管具有比较平坦的正向电压—电流特性，然而它的电压降却比较高（0.7—1.1V）；肖特基二极管的电压降比较低（0.3—0.6V），但是它的正向电压—电流特性却比普通二极管的要陡一些，因此，随着电流的增大，肖特基二极管的正向电压的增加要比普通二极管更大些。

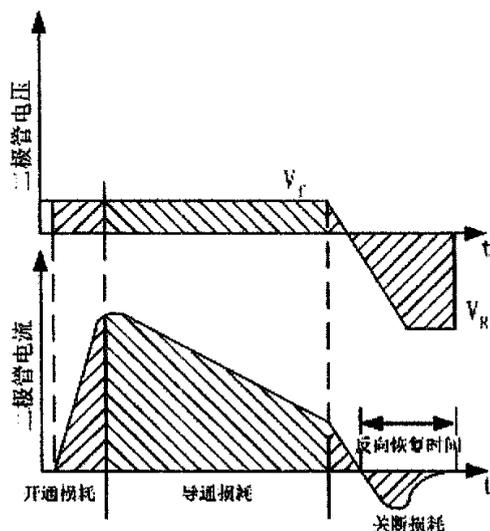


图 6-2 二极管的电压、电流波形

二极管的开关损耗的分析同样比较复杂。二极管的开通损耗是指二极管两端加上正向电压到二极管电流达到稳定值,在这一过程中二极管的损耗。开通损耗一般不是很大。二极管的关断损耗主要是由于二极管的反向恢复电流造成的损耗。当反向电压加在二极管的两端时,二极管的反向恢复特性由 PN 结内的载流子决定,这些迁移率受限的载流子需要从原来进入 PN 结的反方向出去,从而形成了流过二极管的反向电流。反向电流同时还会增加功率开关 IGBT 的损耗,从图 6-1 中可以明显地看到 IGBT 开通期间的电流峰值。根据图 6-2 二极管的电压、电流波形,通过近似处理,则关断损耗 $P_{D(off)}$ 的一般计算公式为:

$$P_{D(off)} = \frac{1}{4} f_{sw} I_{D(RM)} K_f V_R t_r \quad (6-3)$$

式中 $I_{D(RM)}$ — 二极管的反向恢复电流的最大值; K_f — 二极管反向恢复电流 $I_{D(RM)}$ 的温度系数,当二极管结温为 100°C , $K_f = 1.1$; t_r — 二极管的反向恢复时间。

6.2.3 滤波电容的损耗

输入、输出滤波电容并不是变换器的主要损耗源,滤波电容的损耗主要是由电容器的寄生元件造成的。每个电容器都有与电容相串联的小电阻和电感。等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL) 是由电容器的结构所导致的寄生元件,它们都会阻碍外部信号加在内部电容上。因此,电容器在直流工作时性能最好,在变换器的开关频率下的性能就要差一些了。

输入、输出滤波电容会产生或吸收变换器中的高频电流,因此通过观察变换

器的电流波形便可以合理地确定出流过电容的电流。这个电流会在电容内部产生热量，选择滤波电容应当确保电容内部的发热量足够低，以保证电容的寿命。式 6-4 给出了电容的等效串联电阻的功率损耗计算公式：

$$P_{ESR} = I_C^2 R_{ESR} \quad (6-4)$$

6.2.4 电感的损耗

电感的损耗主要有三种：磁滞损耗、涡流损耗和电阻损耗。磁滞损耗与绕组的匝数和驱动方式有关。该损耗由式 6-5 给出：

$$P_{hyst} \approx k_h V_c f_{sw} B_{max}^2 \quad (6-5)$$

式中 k_h — 材料的磁滞损耗常数； V_c — 磁芯体积，单位为 cm^3 ； f_{sw} — 开关频率，单位为 Hz； B_{max} — 工作磁通密度的最大偏移值，单位为 G。从公式可以看出，磁滞损耗是与工作频率和最大工作磁通密度的二次方成正比的。

涡流损耗比磁滞损耗小得多，也是随着工作频率的提高而迅速增加，该损耗由式 6-6 给出：

$$P_{eddy} \approx k_e V_c f_{sw}^2 B_{max}^2 \quad (6-6)$$

式中 k_e — 材料的涡流损耗常数。

电阻损耗是电感内部绕组的电阻产生的损耗。一般有两种形式的电阻损耗：直流电阻损耗和集肤效应电阻损耗。直流电阻损耗由绕组导线的电阻与流过的电流有效值二次方的乘积所决定。集肤效应是由于在导线内强交流电磁场作用下，导线中心的电流被推向导线表面而使导线的电阻实际增加所致，电流在更小的截面中流动使导线的有效直径变小了。

6.3 双向 DC/DC 变换器的损耗和效率计算

从上节的分析中，可以看出双向 DC/DC 变换器内部的损耗源是较多的，然而在这些损耗当中开关元件 IGBT 和续流二极管的损耗，以及电感的直流电阻损耗又占到了损耗的大部分。下面通过计算变换器在额定工作点的损耗，来讨论变换器的总体效率。

1. IGBT 和续流二极管的导通损耗

通过 IGBT 和续流二极管的饱和电压—电流曲线，可以查到在额定工作点上 IGBT 和续流二极管的饱和压降分别为 1.25V 和 1V，因此，两者的导通损耗约为

$$P_{conduct} = V_{sat} I_{sat} \approx 1.25 \times 7.5 = 9.375W$$

2. IGBT 的开关损耗

通过 IGBT 的开关损耗曲线，可以查到在额定工作点上 IGBT 的开通损耗 $E_{SW(on)}$ 约为 0.3mJ/pulse，IGBT 的关断损耗 $E_{SW(off)}$ 约为 0.6mJ/pulse，因此，IGBT 的开关损耗约为

$$P_{SW} = (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \times f_{SW} = (0.3mJ / pulse + 0.6mJ / pulse) \times 20KHz = 18W$$

3. 续流二极管的关断损耗

通过续流二极管的关断曲线，可以查到二极管的反向恢复电流的最大值 $I_{D(RM)}$ 约为 30A，反向恢复时间 t_{rr} 约为 0.5 μ s，因此，二极管的关断损耗约为

$$P_{D(off)} = \frac{1}{4} f_{SW} I_{D(RM)} K_f V_R t_{rr} = \frac{1}{4} \times 20KHz \times 30A \times 1.1 \times 300V \times 0.5\mu s \approx 24.75W$$

4. 电感的直流电阻损耗

通过试验可以确定电感的直流电阻约为 25.5m Ω ，因此，电感的直流电阻损耗约为

$$P_{L(DC)} = I_L^2 r_L \approx (7.5A)^2 \times 0.0255\Omega = 1.434W$$

变换器的总体效率约为

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{P_{conduct} + P_{SW} + P_{D(off)} + P_{L(DC)}}{1000} \times 100\% \\ &= 1 - \frac{9.375 + 18 + 24.75 + 1.434}{1000} \times 100\% \approx 94.6\% \end{aligned}$$

根据计算结果可知，本次设计的双向 DC/DC 变换器的整体效率大于 90%，完全满足设计要求。

6.4 本章小结

本章分析了双向 DC/DC 变换器损耗的主要组成，每部分损耗的分析及其计算方法，讨论了变换器的总体效率，以及影响变换器效率的主要因素，初步分析了提高变换器效率的主要手段和方法。

结束语

本次毕业设计的主要内容是关于应用于电动汽车电源部分的双向 DC/DC 变换器。在现有的技术条件下,电动汽车动力电池的性能成为困扰电动汽车发展的一个显著难题,因此,双向 DC/DC 变换器在电动汽车上得到了广泛的应用。本论文首先分析了双向 DC/DC 变换器在电动汽车不同发展阶段的应用,特别指出目前发展非常迅速的超容量电容器和燃料电池与双向 DC/DC 变换器组成的统一电源对于提高电动汽车的驱动性能有着显著的作用。

论文分析了单向 DC/DC 变换器的拓扑结构,通过对不隔离的直流变换器与有隔离的直流变换器拓扑结构的比较分析,决定采用不隔离的拓扑结构。论文提出了四种不隔离的双向 DC/DC 变换器的拓扑结构,通过对这四种拓扑结构的详细分析比较,决定采用双向半桥变换器的拓扑结构。根据设计要求,通过计算确定了双向半桥变换器的元器件参数,并确定了缓冲电路的类型。

使用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立了变换器的仿真模型,对变换器的正、反向工作过程进行了仿真,仿真结果证明了理论分析和计算的正确性。设计采用了 DSP 芯片用来实现双向 DC/DC 变换器,对硬件设计作了简要的介绍,对其中的 AD 采样、保护电路等作了分析;给出了系统软件设计的完整流程图,并讨论了信号采样点的选择。

论文最后分析了双向 DC/DC 变换器损耗的主要组成,每部分损耗的分析及其计算方法,讨论了变换器的总体效率,以及影响变换器效率的主要因素,最后初步分析了提高变换器效率的主要手段和方法。

当然,双向 DC/DC 变换器还有很多值得研究的方面本次毕业设计中并没有设计到,例如,变换器的软开关技术、全桥变换器的移相控制方法等等,都是本课题今后的研究方向。

参考文献

- [1] 田玉冬、朱新坚、曹广益. 电动汽车的动力电池技术. 移动电源与车辆, No. 3, 2003: 36-41
- [2] A. F. Burke, J. E. Hardin, and E. J. Dowgiallo. Application of ultracapacitors in electric vehicle propulsion system. Proceedings of the 34th International Power Sources Symposium, 25-28 June 1990, Cherry Hill, NJ, USA
- [3] A. F. Burke. Electric/hybrid super car design using ultracapacitors. IECEC, 1995, the 30th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 30 July - 4 Aug. 1995, Orlando, FL, USA
- [4] P. A. Gath and J. Falt. Compact capacitor bank improves electric vehicle drive performance. PCIM, June 1996
- [5] P. Chapoulie, S. Astier. Modeling of an electric drive including ultracapacitors with SABER. EVS-15, Brussels, 29 Sep. - 3 Oct. 1998
- [6] 陈刚. 软开关双向 DC-DC 变换器的研究: [博士学位论文], 浙江: 浙江大学, 2001
- [7] F. Caricchi, F. Crescimbin, G. Noia, D. Pirolo. Experimental Study of A Bidirectional DC-DC Converter for The DC Link Voltage Control And The Regenerative Braking In PM Motor Drives Devoted to Electrical Vehicle. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual, 13-17 Feb. 1994 Pages: 381-386 vol. 1
- [8] F. Caricchi, F. Crescimbin, A. Di Napoli. 20 KW Water-Cooled Prototype Of A Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter For Electrical Vehicle Motor Drives. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual, Issue: 0, 5-9 March 1995
- [9] 李瑛, 王林山. 燃料电池. 北京: 冶金工业出版社, 2000
- [10] 吴爱国, 李际涛. DC-DC 变换器控制方法研究现状. 电力电子技术. No. 4, 1999: 75-78
- [11] C. E. Lau, M. H. Pong. Comparison of three approaches on DSP based digital controlled 2-wheeler forward converter. Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology. 1994: 164-168
- [12] G. Gateau, P. Maussion, J. Faucher. Fuzzy controller based on optimal control commutation principle for a DC/DC converter in current mode. Proceeding of the 20th International Conference of IECON. 1994: 1320-1324
- [13] Sira-Ramirez. Dynamical adaptive pulse-width-modulation control of DC-to-DC power converters. International Journal of Control. No. 9, 1996: 205-222
- [14] Xingxiang Yan, Dean Patterson. Improvement of drive range, acceleration and deceleration performance in an electric vehicle population system. Proc. of

- PESC'94, pp. 922-928
- [15] 张洁萍, 张逸成等. 燃料电池电动汽车用 DC/DC 变换器方案. 低压电器. No. 5, 2002: 51-53
- [16] 任恒良, 姚勇涛等. 电动汽车用直一直变换器及控制方法. 同济大学学报. Vol. 31 No. 5, 2003: 591-594
- [17] R. M. Schupbach, J. C. Balda. Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles. Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Volume: 3, 1-4 June 2003
- [18] F. Caricchi, F. Crescimbeni, F. G. Capponi, L. Solero. Study of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies for Application in Electrical Vehicle Motor Drives. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual, Volume: 1, 15-19 Feb. 1998, Pages:287-293 vol. 1
- [19] Haiping Xu, Gang Ma, Changfu Sun, Xuhui Wen, Li Kong. Implementation of a Bi-directional DC-DC Converter in FCEV. Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conference, Volume: 1, 9-11 Nov. 2003, Pages: 375-378 vol. 1
- [20] 许海平, 温旭辉, 孔力. 全数字化双向 DC/DC 变换器的分析和设计. 电力电子技术. Vol. 37, No. 6, Nov. 2003: 13-16
- [21] 贾贵玺, 徐欣东. IGBT 缓冲电路的设计. 电气传动. Vol. 28, No. 3, 1998: 54-55
- [22] 杨岳峰, 张奕黄. IGBT 的瞬态保护和缓冲电路. 电机电器技术. No. 3, 2003: 10-11
- [23] 《最新电子元器件产品大全》编委会. 最新电子元器件产品大全 (第四册) 电阻器、电容器、电感器及有关元器件. 北京: 电子工业出版社, 1996
- [24] 黄继昌, 郭继忠, 张海贵等. 电子元器件应用手册. 北京: 人民邮电出版社, 2004
- [25] 刘和平, 严利平, 张学峰, 卓清峰. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002
- [26] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB / Simulink 的系统仿真技术与应用. 北京: 清华大学出版社, 2002
- [27] Marty Brown. 开关电源设计指南. 北京: 机械工业出版社, 2004
- [28] 曹建安, 王兆安. BOOST PFC 电路中开关器件的损耗分析与计算. 电工电能新技术. Vol. 21, No. 1, 2002: 132-136
- [29] 贾贵玺, 徐欣东. IGBT 缓冲电路的设计. 电气传动. Vol. 28, No. 3, 1998: 54-55
- [30] 杨世彦, 韩明武, 孔治国. 大功率 BUCK 变换器电压电流尖峰的分析及抑制措施. 电子器件. Vol. 27, No. 2, 2004: 257-259

发表论文和参加科研情况说明

参加科研项目：

参与国家科技部“十五”863 电动汽车重大专项“XL 纯电动轿车”电机及控制系统的开发调试工作；

发表论文：

“电动汽车永磁同步电动机转子位置自检测算法” 《组合机床与自动化加工技术》已录用。

致 谢

本论文的工作是在我的导师夏超英教授的悉心指导下完成的,夏超英教授严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。在此衷心感谢三年来夏超英老师对我的关心和指导。

夏超英教授悉心指导我们完成了实验室的科研工作,在学习上和生活上都给予了我很大的关心和帮助,在此向夏超英老师表示衷心的感谢。

在实验室工作及撰写论文期间,詹大为、鞠大亮、王庆利同学、朱兵、许晓萍、刘奎、孙善辉、余慧峰师弟对我论文的研究工作给予了热情帮助,在此向他们表达我的感激之情。

另外也感谢我的家人,他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。