

A Novel Soft-Switching Bi-Directional DC/DC Converter

Abstract

With the development of high power density, high efficiency and high frequency of the switching power supply, the bi-directional DC/DC converter has been widely used in the fields of battery energy storage systems, electric vehicle power supplies, DC uninterruptible power systems, aerospace power systems and so on.

Because of the environment protection and the lack of the energy sources, the bi-directional DC/DC converter will be promoted to be applied in the applications such as the independent solar energy photovoltaic system, wind energy generation system, hybrid energy electric vehicles, mobile generation system. A high efficiency and high reliability storage energy system is needed in these applications. The storage energy system usually is a battery device, so it needs a bi-directional DC /DC converter to control the flowing of the energy. In these applications, the voltage level between the high voltage side and the low voltage side is greatly different, so it is no longer fit to use the existing bi-directional DC /DC converter.

On the basis of researching the new topologies and the new control strategies of bi-directional DC /DC converter, this paper proposes a novel soft-switching bi-directional DC/DC converter by combining the cascade converter with the Push-pull/full-bridge converter. It uses phase-shifted full-bridge ZVZCS-PWM DC/DC converter when in buck mode. In boost mode, the Push-pull isolated Boost converter is used, which is cascaded by a boost converter and a push-pull converter, and is eliminated the redundancy components by a control strategy, a novel two-stage boost circuit topology is formed. Pointing to the step-up conversion, a novel method to achieve soft-switching by using a flyback coupled inductor is proposed, and the method has wide adaptability. The proposed converter is very capable of the application of bi-directional energy flowing when the voltage level between the high voltage side and the low voltage side is greatly different.

This paper analyzes the operation principle of the proposed bi-directional DC/DC converter in detail and designs the control circuit. The paper researches the reasons of magnetic bias of the proposed converter and the special methods to eliminate the magnetic bias. Meanwhile, the paper does elementary study on the EMC of the converter, preparing for it is applying in the high power application.

At the end, a prototype is designed, and the experiment results are in accord with the theoretical analysis.

Key Words: bi-directional DC/DC converter; soft-switching; Boost converter; Push-pull converter; EMC; magnetic bias; flyback coupled inductor

插图清单

图 1.1 直流/交流不停电电源系统	2
图 1.2 航空电源系统	2
图 1.3 太阳能光伏独立发电系统	2
图 1.4 交流/直流电机驱动系统	3
图 1.5 电动汽车电力驱动控制系统	3
图 1.6 超导电容加速系统	4
图 1.7 飞机高压直流电源系统	4
图 1.8 移动式发电系统	5
图 1.9 双向 DC/DC 变换器的原理	6
图 1.10 单向 DC/DC 基本变换单元	7
图 1.11 双向 DC/DC 基本变换单元	7
图 1.12 基本的双向 DC/DC 变换器	7
图 1.13 Buck/Boost 型双向变换器	8
图 1.14 隔离型双向 DC/DC 变换器	8
图 1.15 隔离型双向 DC/DC 变换器	9
图 1.16 一种软开关低通态损耗的双向 DC/DC 变换器	11
图 1.17 三电平 Buck/Boost 双向变换器	12
图 1.18 级联型 Buck/Boost 三电平双向变换器	12
图 1.19 正反激组合式双向 DC/DC 变换器	12
图 1.20 级联型双向 DC/DC 变换器	13
图 1.21 Buck 型交错并联双向变换器	14
图 1.22 三相 Buck/Boost 双向变换器	14
图 1.23 传统 Buck/Boost 双向变换器	15
图 1.24 无磁性元件开关型双向变换器	15
图 1.25 多输入端双向 DC/DC 变换器	15
图 1.26 推挽正激移相双向 DC/DC 变换器	16
图 1.27 一端稳压一端稳流型软开关双向 DC/DC 变换器	16
图 1.28 电流型/电压型全桥双向 DC/DC 变换器	17
图 1.29 电流型全桥双向变换器的简化电路模型	17
图 1.30 改进型全桥双向 DC/DC 变换器	18
图 2.1 新型软开关双向 DC/DC 变换器主电路拓扑	21
图 2.2 降压变换电路模型	22
图 2.3 升压变换电路模型	22
图 2.4 移相控制 FB-ZVS-PWM 变换器电路拓扑	23

图 2.5 PS-FB-ZVS-PWM 变换器工作波形	24
图 2.6 PS-FB-ZVS-PWM 变换器半周期等效工作电路	26
图 2.7 带饱和电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器	29
图 2.8 饱和电感移至副边	29
图 2.9 利用变压器激磁电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器	30
图 2.10 利用输出滤波电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器	30
图 2.11 利用辅助电路的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器	31
图 2.12 利用隔直电容和饱和电感的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器	31
图 2.13 带有源箝位电路的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器	32
图 2.14 几种全桥移相变换器占空比丢失示意图	32
图 2.15 推挽 DC/DC 变换器	33
图 2.16 开关管 S_1 的驱动和两端电压	33
图 2.17 软开关推挽式隔离型 Boost DC/DC 升压变换器	34
图 2.18 升压变换时的主要工作波形	35
图 2.19 升压时半个周期电路工作各个阶段等效电路	35
图 2.20 变压器磁化曲线	38
图 2.21 全桥 DC/DC 电路结构	38
图 2.22 隔直电容抑制偏磁	38
图 2.23 变压器原副边电流波形	41
图 2.24 推挽变换器	41
图 2.25 一簇耦合电感反激式 ZVT DC-DC 变换器	43
图 2.26 能量反馈至负载端 ZVT Boost 变换器	43
图 3.1 双向 DC/DC 变换器主电路	44
图 4.1 TL494 内部结构等效电路图	51
图 4.2 TL494 的脉宽调制控制原理各级工作波形图	52
图 4.3 升压变换控制电路	54
图 4.4 TLP250 的内部结构简图	57
图 4.5 升压开关管的驱动电路	57
图 4.6 电流检测电路	58
图 4.7 UC3875 的内部功能方框图	59
图 4.8 UC3875 外围电路图	62
图 4.9 降压驱动电路	62
图 4.10 降压变换电压电流反馈电路	63
图 5.1 电容性干扰	65
图 5.2 电容性干扰的屏蔽	65
图 5.3 电感性干扰	65

图 5.4	导体外接屏蔽体	65
图 5.5	变压器屏蔽	65
图 5.6	串联单点接地	66
图 5.7	并联单点接地	66
图 5.8	多点接地	66
图 5.9	浮接地	66
图 5.10	差模共模干扰	67
图 5.11	共模滤波器.....	67
图 5.12	差模滤波器	67
图 5.13	共模差模滤波器	67
图 5.14	变压器隔离	68
图 5.15	扼流圈隔离	68
图 5.16	光耦隔离	68
图 5.17	时间隔离	68
图 5.18	开关电源共模干扰	69
图 5.19	开关电源差模干扰	69
图 5.20	变压器等效模型	71
图 5.21	漏感引起 EMI 示意图	71
图 5.22	变压器漏感取不同值时的仿真波形	72
图 5.23	用原边匝间电容代替谐振电容等效电路	73
图 5.24	全桥变换器 di/dt 回路引起的 EMI.....	73
图 5.25	全桥变换器 du/dt 回路引起的 EMI.....	74
图 5.26	驱动信号不一致	74
图 5.27	高频变压器引起的 EMI	74
图 5.28	电路元件的高频特性	75
图 6.1	主要实验波形	78
图 6.2	变换器效率曲线	79
图 6.3	升压变换主要试验波形	80
图 6.4	变换器的效率曲线	80

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：陈中 签字日期：2007年5月26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：陈中

导师签名：朴少斌

签字日期：2007年5月26日

签字日期：07年5月26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

在本人攻读硕士学位期间，自始至终得到了导师杜少武教授的悉心指导和无微不至的关怀照顾，无论从课程学习、论文选题，还是到收集资料、论文成稿，都倾注了杜老师的大量心血。在学术上，杜老师渊博的知识、严谨的治学态度、求实的科学精神和精益求精的工作作风给我很大的影响，杜老师在科研学术上有着自己独到的见解和领悟力，开阔、敏捷的思维，不辞辛劳的谆谆教导，以及提出的许多建设性意见使我成长很快；生活中，杜老师豁达的人生态度，平易近人、诲人不倦的良师风范展示了为人的道德风尚，使我受益非浅。在此谨向恩师杜少武教授致以最诚挚的敬意和衷心的感谢！

在学习、科研和论文工作中，还得到了我的师兄方如举、蒋劲松等帮助，同时还要感谢我的那些可爱同学：张海云、丁莉、张炜、韩冰、郝欣、陆源，他们给我很大的关心和启发。

感谢我的家人，他们对我的关心和鼓励是对我最大的支持，我的任何成绩都应该归功于他们对我的教育和支持。

感谢所有的同学给予的帮助。

作者： 陈中

2007年5月

第一章 绪论

随着现代工业的快速发展,电力电子技术也取得了日新月异的进步。电力电子技术就是使用电力半导体器件和电子技术实现电能变换和控制的技术。电力电子技术、计算机技术和自动控制技术是现代工业发展的三大重要推动力量。自 20 世纪 60 年代以来,电力电子技术逐渐发展完善,研究内容非常广泛,包括电力半导体器件、磁性元件、集成电路、DC/DC 直流变换器、DC/AC 逆变器、AC/DC 整流器、AC/AC 交交变频装置、功率因数校正、电磁兼容、软开关技术、大功率开关电源的并联均流、电路拓扑的建模、控制方法的研究、级联多电平变换器、同步整流技术等诸多领域。电力电子技术已经被广泛应用于工业生产、社会生活和科学研究等各个方面,如感应加热、电子镇流器和照明系统、交直流传动、交直流不间断电源、电解电镀、电机控制、燃料电池、直流输配电、谐波抑制和无功补偿、电能变换等领域^[1]。半导体元器件的应用、控制技术和电能变换技术是电力电子研究的三个主要内容,其中电能变换技术是开关电源的研究基础,电子开关 DC/DC 变换器是开关电源的一个重要研究方向。由于工业生产和社会生活对于环境保护、节约能源等实际需求的日益突显,并且随着新的电力电子器件不断出现,新的开关电路拓扑不断被提出以及新的控制策略不断被采用,开关电源不断朝向高功率密度、高开关频率、高效率、高可靠性、低成本、小型化、智能化、模块化的方向发展。

随着工业生产技术的不断发展革新,社会生活需求的不断提高,以及发展新能源的要求日益紧迫,电力电子技术将继续快速发展。伴随着计算机技术、微电子技术和控制技术的不断革新和进步,电力电子技术将在今后的一段时期内致力于以下一些研究热点^{[2]-[6]}:新型半导体器件原材料的研究,高性能的功率开关器件、电力电子积木和集成电力电子模块,电磁兼容和谐波抑制,有源滤波和无功补偿,交流变频调速技术,软开关技术,基于数字信号处理的控制技术,高压直流输电和柔性交流输电,三相功率因数校正技术,开关电路拓扑及控制电路的建模分析,电力电子电路拓扑向量的研究,级联多电平变换器的研究,新能源的开发,电力电子变换器的组合等等。

DC/DC 直流变换器做为开关电源的一个重要组成部分,广泛应用于工业生产、家用电器、办公室计算机、航天卫星、军事科研等领域中,用于对电能进行转变、加工和调节。近年来,双向 DC/DC 变换器已经被广泛应用于蓄电池充放电、电动汽车车载电源、直流不停电电源系统、航空能源、太阳能光伏独立发电系统等领域中。因此,双向 DC/DC 变换器的研究倍受关注。随着软开关技术的发展,新颖电路拓扑的不断提出,新颖的控制方法的不断采用,同步整流技术的发展,双向 DC/DC 变换器也不断的朝向高功率密度、高效率、高可靠性的模块化开关电源方向发展。

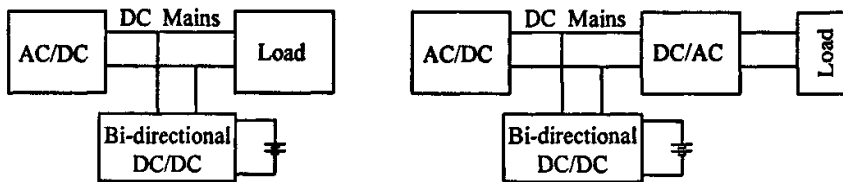
1.1 双向 DC/DC 变换器的应用^{[7]-[11]}

随着开关电源的低成本，小型化，高可靠性，高效率的要求不断提高，双向 DC/DC 变换器广泛应用于能量双向流动的场所：蓄电池充放电、直流不停电电源系统、航空能源、直流功率放大器等。由于环境保护和能源短缺等问题的提出，推动了双向 DC/DC 变换器在太阳能光伏独立发电系统、风能发电系统、混合动力汽车、节能型建筑等新领域的应用。

1.1.1 直流/交流不停电电源系统

在直流不停电电源系统中，一种常用的系统结构如图 1.1(a)所示，蓄电池通过双向 DC/DC 变换器并接到直流母线上，正常工作时，AC/DC 变换器调节稳定直流母线上的电压，对挂载在直流母线上的负载供电，同时通过双向 DC/DC 变换器对蓄电池进行充电，一旦外部交流电源掉电，双向 DC/DC 变换器迅速反应控制蓄电池放电以维持直流母线电压稳定。使用双向变换器的 DC-UPS 系统为负载提供了高品质，高可靠性的供电电源。

在交流不停电电源系统中，双向 DC/DC 变换器也被用来作为 AC-UPS 中间直流总线与蓄电池之间的变换环节，系统结构如图 1.1(b)所示。通过双向 DC/DC 单元易于优化蓄电池的充放电过程，有效延长蓄电池寿命和提高充电效率，在某些场合亦可以起到隔离作用。在市电故障时，使蓄电池给逆变器供电以提供负载能量。



(a) 双向 DC/DC 变换器应用于 DC-UPS (b) 双向 DC/DC 变换器应用于 AC-UPS

图 1.1 直流/交流不停电电源系统

1.1.2 航空电源系统

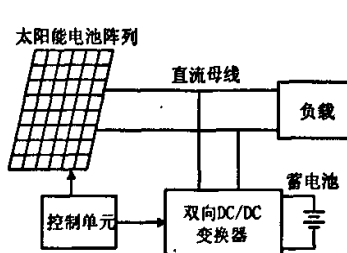


图 1.2 航空电源系统

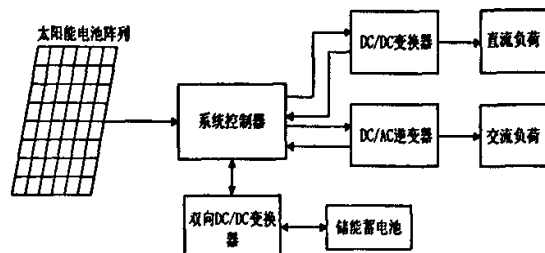


图 1.3 太阳能光伏独立发电系统

在航天飞机、卫星、航空空间站等航天电源系统中，其能源的提供主要来自于太阳能和蓄电池，高功率密度的双向 DC/DC 变换器是其电源系统中的重要环节，图 1.2 为一简化的航空电源系统结构图。在日光充足时，太阳能电池阵列

的应用。电动汽车中电机运转速度范围很宽，随着放电深度的增加蓄电池端电压变化范围很大，严重影响了电动机的驱动性能，使用双向DC/DC变换器取代单向变换器可以显著提高电机的驱动可靠性和稳定性。双向DC/DC变换器一方面可以将刹车制动时的动能转化为电能储存在蓄电池中，节约能源和优化电机性能；另一方面可以避免在使用单向DC/DC变换器时出现的反向制动无法控制和变换器输出端出现尖峰电压的情况。

图 1.4 所示为常用的直流/交流电动机驱动控制系统，对于直流电动机直接用双向 DC/DC 变换器作为中间的电能变换装置。对于交流电机、同步电机采用间接的驱动方式，在双向 DC/DC 变换器的后级串联一 DC/AC 逆变器给交流电机供电。双向 DC/DC 变换器通过调节逆变器的输入电压来调整交流电机的输入端电压，使得交流电机实现无级调速，运行稳定，效率较高；在回馈制动时，汽车动能转化为电能通过双向 DC/DC 变换器对蓄电池进行充电，回馈制动简单可靠。

以燃料电池为动力的电动汽车和混合能源电动汽车电力驱动系统如图 1.5 所示，燃料电池系统中一般含有一个压缩电机消耗单元，正常工作时，该压缩电机由燃料电池输出供电，但在电动汽车刚启动时，燃料电池电压尚未建立起来，不足以供电给压缩电机，需要辅助电源(一般为蓄电池)来供电，这就需要一台双向 DC/DC 变换器。在燃料电池发电前，蓄电池通过双向 DC/DC 变换器升压，提供高电压母线的能量，启动完毕，重新由燃料电池提供能量；当汽车制动时，逆变器通过双向 DC/DC 变换器将再生制动的能量储存到蓄电池中。

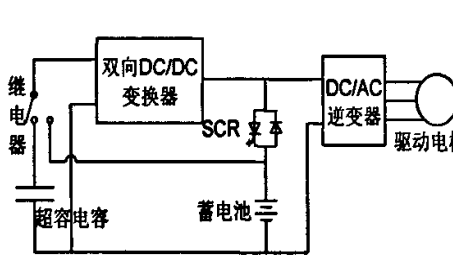


图 1.6 超导电容加速系统

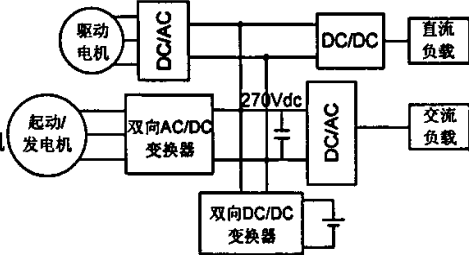


图 1.7 飞机高压直流电源系统

在电动汽车系统、舰船系统等领域中，蓄电池存在着瞬时输出功率有限的缺陷，可以通过双向 DC/DC 变换器和超电容组合来增大瞬时功率，从而提高汽车系统的加减速性能。超电容具有 90% 以上的充放电效率，充放电电流可达数百安培，使用寿命很长。图 1.6 所示为超电容加速系统，汽车快速加速时，超电容提供大的充电电流，减速时，迅速吸收制动能量。超电容和蓄电池混合电源系统减小了储能环节体积，提高了系统的效率和寿命，节约了成本。

1.1.5 飞机直流电源系统

飞机的高压直流电源系统要求体积小，重量轻，高效率，高可靠性。为了减小系统的体积和重量，双向 DC/DC 变换器将越来越多的应用于现代飞机的高

压直流输配电系统。图 1.7 为双向 DC/DC 变换器应用于飞机高压直流电源系统的结构图。在发电机正常工作以前，由蓄电池给起动/发电机供电。发电机正常工作以后，输出 270V 高压直流电给负载提供能量，同时通过双向 DC/DC 变换器给蓄电池充电储能。主电源出现故障时，蓄电池通过双向 DC/DC 变换器给重要负载供电。当直流母线电压抬高时，蓄电池可以作为并联负载通过双向 DC/DC 变换器吸收直流母线上过高的能量，抑制电压过高。在该系统中，双向 DC/DC 变换器的多重功能减小了系统的重量体积，提高了系统的供电效率和可靠性，容易实现不间断供电。

1.1.6 移动发电系统

在常用的发电系统中，柴油发动机以恒定的转速带动交流电动机转动，同步电机再将机械能转换为三相交流电能。当柴油发电机的负载不是额定值时，以恒转速运行的柴油发电机无法工作在最大效率点，一部分能量被损耗掉。为此，一种新型的移动式发电系统被提了出来，如图 1.8 所示。当负载发生变化时，柴油发电机的速度发生相应变化，保证系统工作在最大效率点处。双向 DC/DC 变换器在正常工作时对控制电源、辅助负载、蓄电池充电。当负载突变时，由于电动机的惯性，转速不能马上发生变化，整流器的输出能量不能突变。如果负载变小，可以通过双向 DC/DC 变换器将多余的能量继续给蓄电池充电；如果负载变大，蓄电池通过双向 DC/DC 变换器给负载提供部分能量。整个系统的响应速度和效率都是比较高的。

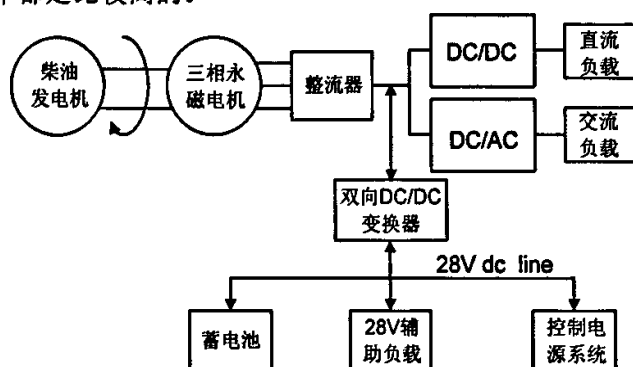


图 1.8 移动式发电系统

以上概述了几种双向 DC/DC 变换器已经取得广泛应用或者存在巨大应用潜力的场合。此外，双向 DC/DC 变换器还可以用于直流功率放大器、电网蓄电池能量储备系统、两级式 DC/AC 双向变换器等领域中。总之，随着环境保护和节约能源等的需求不断增加，双向 DC/DC 变换器因为能够减小系统的体积重量，降低成本，提高效率，将越来越多的被应用于工业生产和社会生活中。

1.2 双向 DC/DC 变换器的原理和基本拓扑

1.2.1 双向 DC/DC 变换器的原理^{[7]~[11]}

航空能源系统、太阳能光伏独立发电系统、燃料电池应用系统等领域都有一个共同特点，即正常工作时由太阳能电池、燃料电池或其它可再生能源发电(一次能源)为负载供电，同时需要通过一台 DC/DC 变换器为储能装置蓄电池充电，当一次能源不能满足负载工作要求时，蓄电池也需要通过一台 DC/DC 变换器将能量反送至直流母线为负载供电，这就意味着需要能量可以双向流动。

传统方案采用两台单向 DC/DC 变换器分别完成蓄电池充电和蓄电池放电过程，如图 1.9(a)所示。这是因为通常的单向 DC/DC 变换器在功率传输通路上存在着二极管这个环节，阻碍了电流双向流动。能量正向传递时，由单向 DC/DC 变换器 1 处理 V_1 到 V_2 的能量流动；能量反向流动时，由单向 DC/DC 变换器 2 控制 V_2 向 V_1 的能量流动。由于使用两台 DC/DC 变换器，变换装置的体积较大，利用率和性价比较低，由正向工作向反向工作的切换时间比较长。如果可以用一台 DC/DC 变换器同时完成蓄电池充电和蓄电池的能量反送过程，这将大大地减小装置体积，提高装置利用率和性价比，这就促使人们试图合并 DC/DC 变换器 1 和 2，并将双向 DC/DC 变换器应用到需要能量双向流动的场所。

改进的控制方案如图 1.9(b)所示，使用双向 DC/DC 变换器代替原来的两个分立的变换器，根据实际需要，实现从高压到低压的变换(蓄电池充电)和实现从低压到高压的变换(蓄电池能量反送)。简单的说，双向 DC/DC 变换器是在各种传统的变换器拓扑基础上，用双向开关取代了单向开关，即去除了阻碍功率双向流动的二极管。双向 DC/DC 变换器的输入输出端电压极性相同，但输入输出端的电流方向可以改变，是一个二象限运行的功率单元。双向 DC/DC 变换器在需要能量双向流动的场所，可以减小系统的体积重量，节约成本，提高效率和系统的动态响应速度。

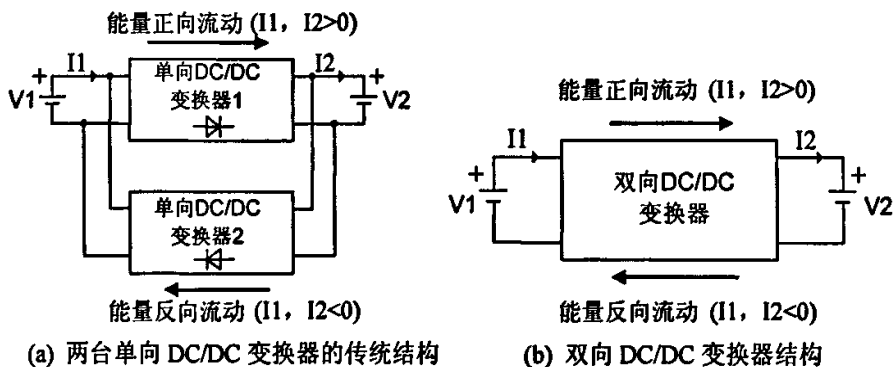


图 1.9 双向 DC/DC 变换器的原理

1.2.2 双向 DC/DC 变换器的基本拓扑

基本的单向 DC/DC 变换器拓扑有 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk、Sepic、

Zeta 六种变换器，其他类型的 DC/DC 变换器无论多么复杂，均可以看成由这六种基本变换器演变而来，如反激、半桥、推挽变换器。这六种基本单向 DC/DC 变换器从电路结构上都可以看作由一个有源开关和一个二极管组成的基本变换单元构成，如图 1.10 所示。由于二极管的单向导电性导致了变换器的功率只能单方向流动。如果用一个有源开关和反并联二极管代替图 1.10 中的二极管，则得到了图 1.11 所示的基本双向 DC/DC 变换单元，因为 S_2 可以通过双向的电流。用图 1.11 所示基本双向 DC/DC 变换单元替换六种基本 DC/DC 变换器中的单向 DC/DC 开关单元，可以得到六种基本的双向 DC/DC 变换器，如图 1.12 所示。

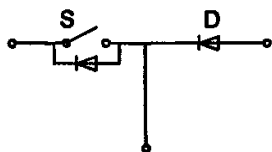


图 1.10 单向 DC/DC 基本变换单元

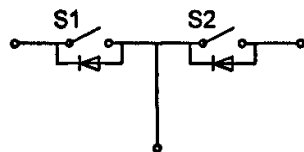
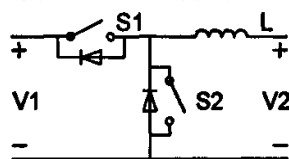
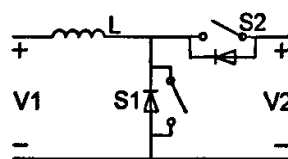


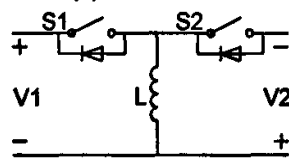
图 1.11 双向 DC/DC 基本变换单元



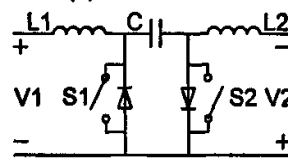
(a) Buck/Boost



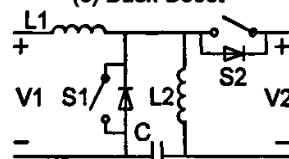
(b) Boost/Buck



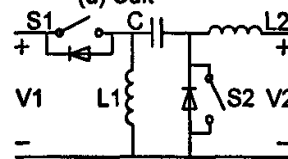
(c) Buck-Boost



(d) Cuk



(e) Sepic/Zeta



(f) Zeta/Spic

图 1.12 基本的双向 DC/DC 变换器

鉴于 Buck 等基本 DC/DC 变换器可以构成几乎所有其它类型的单向 DC/DC 变换器，同理可以推知，由图 1.12 所示六种基本双向 DC/DC 变换器单元可以通过级联组合、加入隔离变压器等手段演化出几乎所有的双向 DC/DC 变换器。图 1.13 给出了两种由基本 Buck/Boost 双向变换器构成的简单非隔离型双向变换器^{[7][9]}。

图(a)为由 Buck/Boost 级联而成的双向 DC/DC 变换器，升压变换时， Q_1 和 Q_2 构成的 Buck/Boost 变换器起作用；降压变换时， Q_3 和 Q_4 构成的 Buck/Boost 变换器起作用，从而使得输入输出端电压极性保持一致。图(b)为两相交错双向 DC/DC 变换器，其每一相是一个 Boost/Buck 双向 DC/DC 变换器，这种结构大大减小了变换器的体积和重量，提高了功率密度，提高了系统的稳定可靠性。

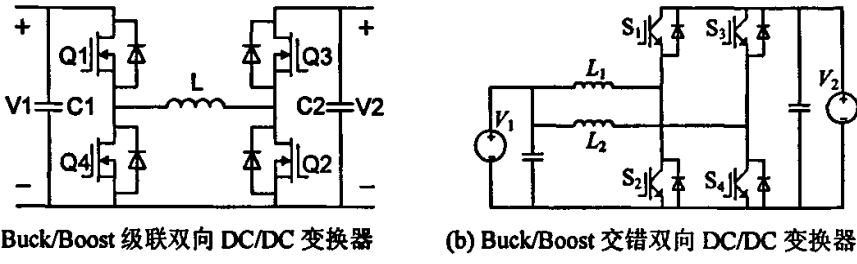


图 1.13 Buck/Boost 型双向变换器

1.2.3 隔离型的双向 DC/DC 变换器

在基本的双向 DC/DC 变换单元和非隔离型双向变换器中加入高频变压器便可以得到隔离型的双向 DC/DC 变换器。隔离型的双向 DC/DC 变换器主要有三种基本结构^{[9][11]}，如图 1.14 所示。图(a)表示高低压侧均为电压型电路单元的结构，图(b)表示低压侧为电流型电路单元，高压侧为电压型电路单元的结构，图(c)表示低压侧为电压型电路单元，高压侧为电流型电路单元的结构。高频变压器两侧的电路单元可以是反激式、推挽、半桥、全桥、推挽正激等电路拓扑。带变压器隔离的双向 DC/DC 变换器通常可以简化为 Buck/Boost、Buck/Buck、Buck-Boost 等最基本的双向变换单元。

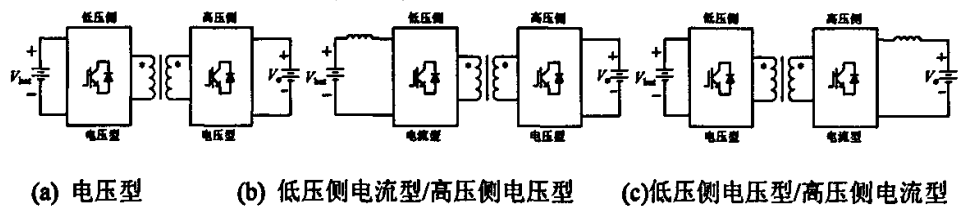


图 1.14 隔离型双向 DC/DC 变换器

带变压器隔离的双向 DC/DC 变换器拓扑有很多^{[13]-[21]}，图 1.15 列举了部分。图(a)为双反激式结构的变换器，并利用有源箝位电路实现软开关，该电路结构简单，成本低，因为利用耦合电感传输能量，故只适用于小功率应用场合。图(b)为双推挽结构的变换器，结构简单，传递功率比反激式要大，且推挽结构用作整流时易于实现同步整流。但由于变压器漏感引起开关尖峰电压，和推挽变压器的偏磁问题，该结构变换器只适用于低压中小功率场合。图(c)为双半桥结构，半桥式变换器开关管承受电压较低，因此适用于输入电压比较高的应用场合，结构也很简单。变压器只有原副边两个绕组，设计简单。双半桥式变换器适用于中功率高压场合。图(d)为半桥和推挽相结合的变换器，适用于低压大电流的应用场合。图(e)和(f)为双全桥结构的变换器，全桥电路比其它几种拓扑需要较多的元器件。全桥电路中功率开关器件承受的电压电流应力较小，变压器的利用率高，利用移相控制很容易实现软开关技术，因此是大功率应用场合的首选拓扑。图(e)为电压型的双向全桥 DC/DC 变换器，图(f)为电压型与电流型组合式的双向全桥变换器。图(g)和(h)为在基本的 Cuk、Sepic/Zeta 双向 DC/DC 单

元中加入隔离变压器构成的隔离型 Cuk 和 Sepic/Zeta 双向变换器，结构比较简单，但由于能量需经过多次变换才能从输入传递到输出，因此效率不高，只适用于中小功率应用场合。

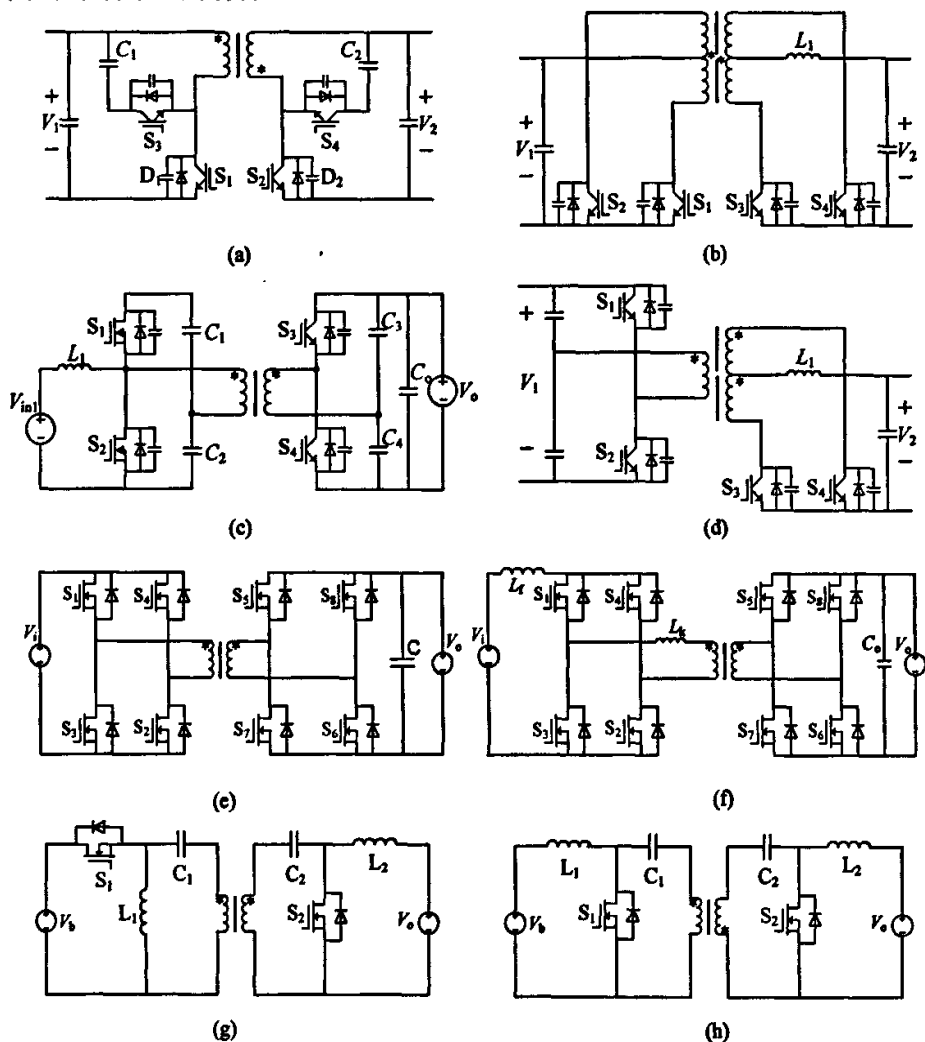


图 1.15 隔离型双向 DC/DC 变换器

1.3 双向 DC/DC 变换器的软开关技术^{[7]-[11]}

随着软开关技术在单向 DC/DC 变换器中的发展完善，对于双向 DC/DC 变换器软开关技术的研究应用也逐步成为一个热点内容。软开关技术对于降低开关损耗，改善开关管工作环境，提高开关频率，提高开关电源的功率密度、效率和可靠性都具有重要的意义。近年来，许多单向直流变换器的软开关技术被提了出来，在双向 DC/DC 变换器中不能简单的使用这些技术，因为在功率流动的方向发生改变以后，实现软开关的条件可能已经发生了改变，即很难实现双向功率变换的软开关。对于结构对称的双向 DC/DC 变换器而言，如全桥结构、

半桥结构、反激式等，一般可以应用单向直流变换器中的软开关技术实现双向变换的软开关。国内外提出了很多软开关双向 DC/DC 变换器拓扑，主要包括：

(1)谐振型双向 DC/DC 变换器，利用电感电容构成谐振电路给开关管创造零电压或零电流开通关断的条件。ZVS/ZCS 准谐振或多谐振软开关、ZVS-PWM 或 ZCS-PWM 软开关技术、ZVT-PWM 或 ZCT-PWM 软开关技术都属于谐振类。谐振类软开关变换器存在着开关器件电压电流应力较大，电路通态损耗较高，软开关的范围较窄，谐振电感电容增加了变换器体积和带来一定的噪声干扰。

(2)缓冲型双向 DC/DC 变换器，通过在主功率电路中增加缓冲电路，实现开关管在开关期间的软开关，而在非开关期间仍保持电路硬开关 PWM 的特性。缓冲型软开关技术主要包括有源缓冲电路和无源缓冲电路。有源缓冲技术是通过引入有源开关和辅助谐振网络，实现开关管的软开关工作状态，变换器基本保持 PWM 工作方式，器件电压应力小。无源缓冲技术是在电路中引入由电感、电容、二极管等组成的无源谐振网络，用以实现开关管的软开关工作状态。与有源型相比，不需要增加开关管，也就无需考虑辅助开关管的损耗和驱动。缓冲型软开关技术存在着辅助网络元件较多，控制较为复杂，当电路的工作条件发生变化时，软开关条件不够理想等问题。

(3)有源箝位型双向 DC/DC 变换器，通过有源箝位电路既可以实现开关管软开关，又可以箝位开关管关断后的端电压，抑制尖峰电压。变压器的漏感常常会引起开关管的尖峰电压，有源箝位是较好的方法。有源箝位电路通常由有源开关和箝位电容组成，与主开关管并联，通过箝位电容和开关结电容与漏感谐振实现软开关条件。有源箝位型存在着控制复杂缺点，且有源开关管通常为硬开关工作，若要实现软开关，则又要加入其它辅助元件。

(4)移相全桥型双向 DC/DC 软开关变换器，这一类变换器无需外加任何辅助器件，利用开关管的结电容和变压器漏感，通过移相控制就可以实现在功率的双向流动中开关管的零电压。移相全桥型具有控制简单，开关管电压电流应力较低的优点。

(5)组合型软开关双向 DC/DC 变换器，适用于单向变换器的软开关技术往往不能同时满足双向变换器在两个方向的软开关要求，因此在变换器的两个工作模式采用不同的软开关技术来实现软开关，该方式具有较高的通用性。

关于双向 DC/DC 变换器的软开关技术，在很多文献中都做了十分详细的介绍，这里不再进一步深入讨论。

1.4 双向 DC/DC 变换器拓扑的发展与研究

随着单向 DC/DC 变换器中各种技术的成熟完善，这些技术也被逐渐应用到双向 DC/DC 变换器中，得到很多新拓扑，包括：软开关技术、同步整流、交错并联、级联组合、三电平技术、磁元件集成技术等。这些技术的应用有利于提

高双向 DC/DC 变换器的高效率、高功率密度、高性能等的性能指标。下面介绍一些近年来双向 DC/DC 变换器的发展概况。

1.4.1 软开关低通态损耗的双向 DC/DC 变换器

文献^[22]提出了一种新型软开关双向 DC/DC 变换器拓扑，如图 1.16 所示。变压器高压侧为全桥结构，低压侧为有源箝位推挽结构，电感 L_1 为饱和电感。电感 L_{r1} 和 L_{r2} ，电容 C_{r1} 和 C_{r2} ，二极管 $VD_{r1} \sim VD_{r4}$ 组成无源谐振网络，用来实现全桥电路在放电模式时开关管的 ZVS，在轻载时使电路仍满足 ZVS 条件。

为了减小低压侧功率开关管上的电压过冲和振荡，加入有源箝位电路，主管和箝位辅助管都可以工作在 ZVS 方式。变换器中所有的 MOS 管均可在反向导通时工作于同步整流方式，从而降低了通态损耗。通过合理设计开关管的驱动信号可以减小变换器中的循环能量，提高效率。

该双向 DC/DC 变换器具有：应用同步整流技术减小了通态损耗；所有开关管工作于零电压状态；较宽的软开关范围；循环电流被抑制；有较快的动态响应；适用于低输出电压高输出电流的双向直流变换场合。但该双向 DC/DC 变换器元器件较多，控制相对比较复杂。

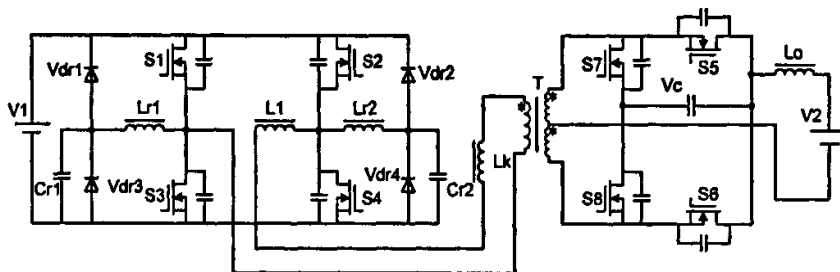


图 1.16 一种软开关低通态损耗的双向 DC/DC 变换器

1.4.2 三电平双向 DC/DC 变换器

Buck/Boost 双向变换器因为其结构简单而广泛应用于燃料电池供电系统，具有可靠性高和效率较高的特点。但该电路存在以下缺点：当输入电压较高时，开关管电压应力比较大；输出滤波电感较大，不利于提高系统的动态响应。

随着三电平技术被广泛应用到大功率高输入直流电压场合以及三相 PFC 功率因数校正场合，文献^{[23][24]}提出了一种新型的三电平 Buck/Boost 双向 DC/DC 变换器，如图 1.17 所示。该双向变换器具有：结构简单，输入输出共地，驱动容易控制；开关管电压应力仅为高电压端输入电压的一半；电感可以大大减小，提高变换器的动态响应；可以传输较大的功率。三电平 Buck/Boost 双向变换器实际上就是将三电平技术应用到基本的 Buck/Boost 双向变换器中而得到的，同理亦可以将三电平技术应用到其它五种基本双向 DC/DC 变换器中得到新的电路拓扑。

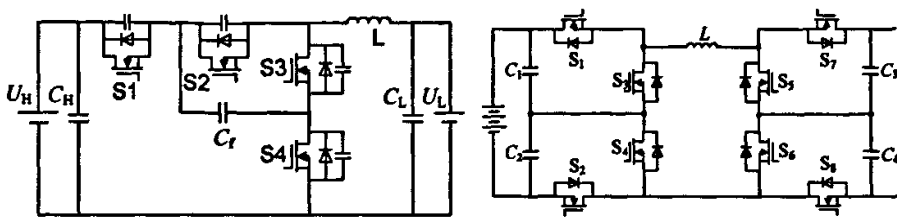


图 1.17 三电平 Buck/Boost 双向变换器 图 1.18 级联型 Buck/Boost 三电平双向变换器

文献^{[25][26]}将三电平技术应用于混合动力汽车电机驱动系统，提出了一新颖的三电平双向 DC/DC 变换器，如图 1.18 所示。该变换器实际上是用两个开关管代替传统级联型 Buck-Boost 双向变换器中的单个开关管得来的。汽车启动和低速运转时， S_1 和 S_2 工作在开关状态，其它开关管均关断，变换器等效为三电平 Buck 电路；加速运行时， S_1 和 S_2 始终导通， S_5 和 S_6 工作在开关状态，其余开关管均关断，变换器等效为三电平 Boost 电路。在能量从电机反馈回蓄电池时，工作情况类似。与传统的两电平级联 Buck-Boost 双向变换器相比，该变换器开关管应力减小一半，电感上电流纹波很小，电感可以取很小值。

1.4.3 正反激组合式双向 DC/DC 变换器^{[12][27]-[30]}

针对反激双向 DC/DC 变换器只适合于小功率的应用场合，文献^{[27][28]}提出了一种正反激组合式双向 DC/DC 变换器，如图 1.19 所示。该双向变换器是由正激和反激变换器组合而成，变压器绕组高压侧串联以减小半导体器件的电压应力，低压侧绕组并联以减小输出电流纹波。 S_2 和 C_{e1} 组成有源箝位电路， $N_{p1}/N_{s1} = N_{p2}/N_{s2}$ ， V_{bus} 为高压侧母线电压， V_{bat} 为低压侧蓄电池电压。

充电模式： V_{bus} 正常供电时，给负载 R_{L1} 提供能量，同时通过变换器给负载 R_{L2} 提供能量和对蓄电池充电。 S_1 和 S_2 工作在开关状态并实现了 ZVS， S_3 和 S_4 始终关断，利用它们的反并联二极管进行整流。

备份模式：当 V_{bus} 出现故障时，继电器 K_1 断开， K_2 闭合， V_{bat} 开始给负载 R_{L1} 和 R_{L2} 提供能量。开关管 S_2, S_3, S_4 工作在开关状态， S_2 主要用来对变压器绕组进行磁复位，利用 S_1 的体二极管作为整流管使用。

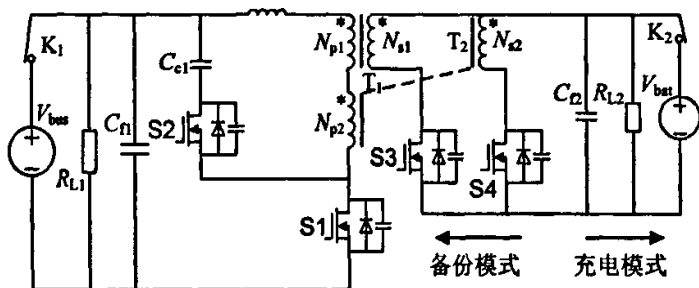


图 1.19 正反激组合式双向 DC/DC 变换器

正反激组合式双向变换器没有传统电压电流型双向 DC/DC 变换器的开关管电压尖峰问题和启动问题，利用正激变压器和耦合电感共同传输能量，减小

了反激变压器传递的功率，使其适用于较大功率的场合，但该变换器的变压器设计相对来说较为复杂。

1.4.4 级联式双向 DC/DC 变换器^{[31]-[32]}

在混合动力汽车系统中，低压侧蓄电池通常在 14V 左右，而高压侧直流母线电压通常需要在 0~420V 的范围变动。采用传统的变换器效率不高，变压器设计困难，文献^[32]针对混合动力汽车系统，提出了一新型的双向 DC/DC 变换器，如图 1.20 所示。该变换器由一 Buck/Boost 变换器级联一电流源型全桥变换器构成。全桥变换器以 50% 的固定占空比控制开关管工作，因此可看作一 DC/DC 电子调压变压器。

在正常降压工作模式，即高压侧传递能量给蓄电池，前级 Buck/Boost 变换器工作于 Buck 状态，全桥变换器开关占空比为 50%，Buck 变换器开关频率为后级全桥变换器两倍，输出电压的调节依靠控制开关管 S_1 ， S_2 始终关断作为二极管使用。降压过程包括 Buck 降压和高频变压器降压二个阶段。

在正常升压工作模式，即蓄电池将能量传递至高压侧直流母线，全桥变换器仍然工作于 50% 占空比，Buck/Boost 变换器作为 Boost 变换器使用，开关频率也是全桥变换器的两倍。输出电压的调节依靠控制开关管 S_2 ， S_1 始终关断作为二极管使用，同样是二次升压的过程。

在升压模式的启动过程中，高压侧电压尚未建立起来，Boost 电路由于输出端电压低于输入端电压是不可控的。此时， S_1 和 S_2 均关断，整个电路作为全桥变换器工作，占空比不再固定。启动过程结束，恢复为正常升压工作模式。

该双向变换器很适合应用于高低压侧电压等级相差较大，且高压侧电压波动范围很宽的场合，但是所用开关管元器件较多，只是两个变换器的简单级联，效率不会做的很高，此外开关管的控制电路较为复杂，动态响应较慢。

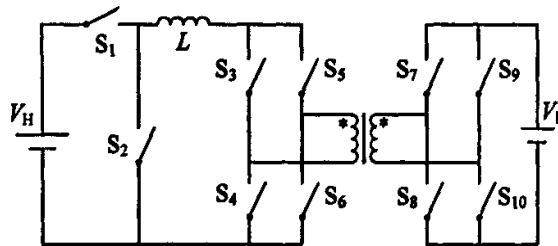


图 1.20 级联型双向 DC/DC 变换器

1.4.5 交错并联双向 DC/DC 变换器

交错并联技术是近年来开关电源的一个研究热点，如文献^{[33]-[37]}中。交错并联技术具有：大大减小滤波器件的尺寸，提高系统的动态响应速度；易于实现冗余性能，提高可靠性；便于进行功率管理和热分散处理。

文献^[38]将交错并联技术引入双向 DC/DC 变换器中，提出了一种交错并联 Buck 型双向 DC/DC 变换器，如图 1.21 所示。如果采用 N 相交错，则输出电压

的脉动频率为开关管频率的 N 倍，滤波电感、电容的尺寸大大减小，大大提高了系统动态性能。每一相只承担 $1/N$ 的功率，分散了功率器件的损耗，有时可以取消散热装置，降低了功率开关器件的电应力和热应力，适合大电流输出场合。由于元器件尺寸很小，便于采用表面贴片封装技术，从而提高了变换器的功率密度。文献^[39]基于 FPGA 设计了 16 相和 36 相交错型 Buck 双向变换器。随着开关电源高功率密度、小型化的要求不断增加，为研究其它结构的双向 DC/DC 变换器中采取交错技术提供了一种动力。

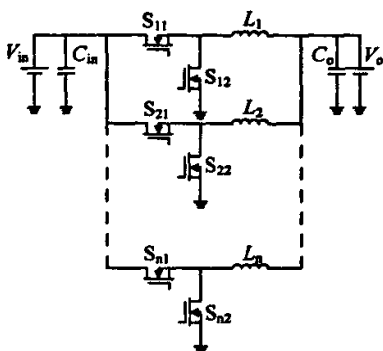


图 1.21 Buck 型交错并联双向变换器

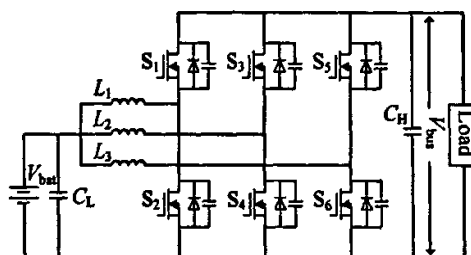


图 1.22 三相 Buck/Boost 双向变换器

将 Buck 与 Boost 变换器组合在一起，可以得到一典型的半桥式结构双向变换器。文献^[40]将三个这样的电路组合在一起，构成了一新颖的三相交错结构双向 DC/DC 变换器，实际上可看作是三个 Buck/Boost 变换器的组合，如图 1.22 所示。

三相交错电感电流使得电流纹波很小，因而输入滤波电感和输出滤波电容可以减小很多。总的负载功率由三相共同分担，即每一相流过三分之一的负载电流，因此该双向变换器很适合应用于大功率场合。文献中做了一台 100KW 的样机。

1.4.6 无磁性元件双向 DC/DC 变换器

文献^{[41][42]}提出了一些无磁性元件的易于集成封装的双向 DC/DC 变换器。在汽车工业应用中，传统的 Buck/Boost 变换器常常被采用在 14V/42V 的双向变换场合，如图 1.23 所示。在这种结构的变换器中，低压侧需要一个 LC 滤波环节。电感元件通常体积比较大，也不利于变换器的集成化封装。如果通过增加开关频率来减小磁性元件尺寸，又会导致开关损耗增加。针对上述问题，文献^[41]基于一般的多电平变换器拓扑结构，提出了一新型的无磁性元件的双向 DC/DC 变换器，如图 1.24 所示。由于去除了电感，因此减小了变换器体积，便于集成封装；不存在磁性元件损耗，开关频率可以较低使得开关管损耗较小；在高电压应用场合，可以选取较低耐压值功率开关管；具有高的效率和低的电磁干扰。但该变换器所用开关管较多，控制较为复杂。

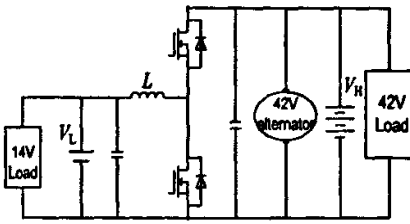


图 1.23 传统 Buck/Boost 双向变换器

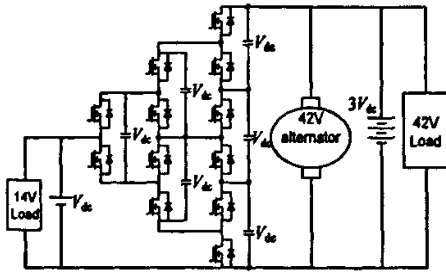


图 1.24 无磁性元件开关型双向变换器

1.4.7 多输入端双向 DC/DC 变换器^{[43]-[46]}

文献^[44]提出了一种多输入端子的双向 DC/DC 变换器，拓扑如图 1.25(a)所示。该变换器由三个半桥电路和一个三绕组变压器构成，低压侧的两个半桥可以分别接不同的能量储存元件，如蓄电池组和超级电容器，从而可以各自独立的与高压侧进行能量交换。该变换器采用半桥结构，元件较少，利用变压器漏感和缓冲电容，易于实现开关管的零电压开关。文献^[46]提出了另一种结构的多输入端子双向 DC/DC 变换器，如图 1.25(b)所示。

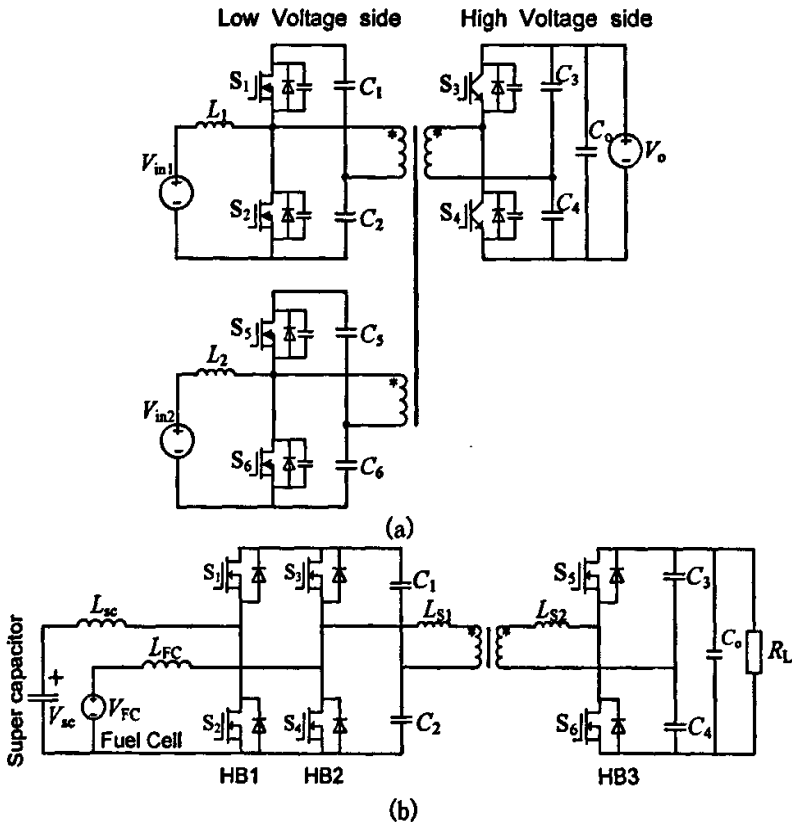


图 1.25 多输入端双向 DC/DC 变换器

1.4.8 推挽正激式双向 DC/DC 变换器

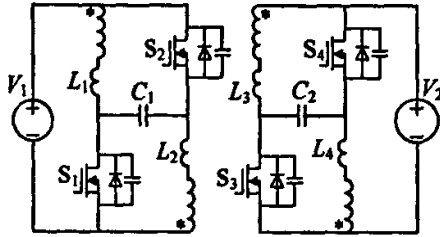


图 1.26 推挽正激移相双向 DC/DC 变换器

传统的移相式双向 DC/DC 变换器得到了广泛的应用, 在很多文献中都有所研究, 但其存在着电路环流能量大的缺陷。在文献^[47]中, 分析了移相双向 DC/DC 变换器调压的工作原理, 指出了功率传输的大小与输入输出电压变比和移相角有关, 当输入输出电压变比较大时, 电路无功环流能量大, 因此移相式双向变换器不适合于宽调压范围的应用。推挽正激变换器具有开关管电压有效箝位和抑制变压器偏磁问题。文献^[47]将推挽正激变换器结合移相控制思想, 提出了一推挽正激移相式双向 DC/DC 变换器, 如图 1.26 所示。该变换器结构简单, 保留了移相控制类型变换器易于实现软开关, 动态响应快的优点; 同时具有开关管尖峰电压小, 变压器磁芯利用率高, 偏磁小的优点, 适合于中等功率场合。

1.4.9 一端稳压一端稳流型软开关双向 DC/DC 变换器

为了解决电流/电压型双向 DC/DC 变换器拓扑固有的开关管电压尖峰和启动冲击电流问题, 文献^{[48]-[50]}提出了一端稳压一端稳流型软开关双向 DC/DC 变换器, 电路拓扑如图 1.27 所示。低压侧采用隔离型的 Boost 变换器, 由升压电感 L_1 、 L_2 , 开关管 S_1 、 S_2 构成交错双 Boost 结构。高压侧为由开关管 S_3 、 S_4 、 S_5 和 S_6 构成的桥式变换器。反激线圈 N_{F1} 、 N_{F2} (分别与电感 L_1 、 L_2 耦合) 和二极管理 VD_{F1} 、 VD_{F2} 组成启动电路。

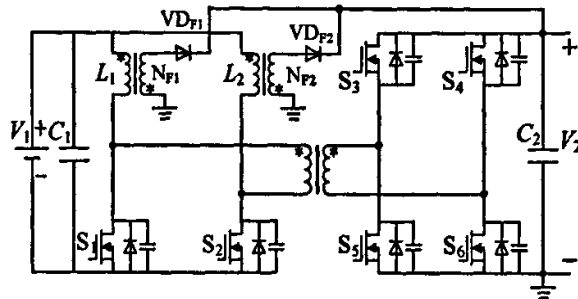


图 1.27 一端稳压一端稳流型软开关双向 DC/DC 变换器

通过合理设计电感和死区时间, 使电感电流工作在有正有负的电感电流连续状态, 从而可以实现所有开关管在双向功率流动过程中的软开关。软开关 Boost 变换器通过直接在开关管漏源端并联电容吸收变压器漏感能量, 可以抑制电流型电路的电压尖峰问题。通过将升压电感设计为反激变压器形式可以解决

升压变换器的启动冲击电流问题。在启动过程中，由反激线圈 N_{F1} 、 N_{F2} 将磁场储能通过二极管 VD_{F1} 、 VD_{F2} 输送到输出端， S_1 、 S_2 的占空比由 0 开始逐渐增大。当占空比大于 0.5，电感储能完全经变压器向 V_2 侧传递，电感的反激绕组停止工作。

1.4.10 改进的移相全桥式双向 DC/DC 变换器

基于全桥结构的双向 DC/DC 变换器通常可以分为两端电压型和电压/电流型。对于电压型结构，通常利用移相角来控制功率流向和大小，这种拓扑环流能量大，使用变压器漏感传递能量，降低了变换器效率，增加了功率变压器的设计成本，限制了输出功率。对于电压/电流型结构，开关管的尖峰电压以及启动冲击电流问题是电流型拓扑的固有的问题^[12]。

图 1.28 所示为传统的电流型/电压型结构的移相全桥双向 DC/DC 变换器。为便于分析，简化变压器模型，忽略励磁电流，把漏感折算至同一侧，得到电流型全桥双向变换器的简化电路模型如图 1.29(a)所示，即一 Buck/Boost 双向变换器。根据功率的不同流动方向分为 Buck 方向和 Boost 方向，如图 1.29(b)、(c)所示。漏感 L_k 是引起开关管电压尖峰的主要原因，在功率流动方向不同时，开关管上电压尖峰产生机理不同。

隔离型 Boost 变换器电压尖峰产生简化模型如图(c)所示，在开关管 S_{Boost} 关断后，电感 L_k 中电流不能突变，在 L_k 中电流达到输入升压电感电流之前，电流 $\Delta I = I_L - I_{Lk}$ 给开关并联电容 C_{Boost} 充电，形成电压尖峰；漏感电流以 $(V_{S_{Boost}} - V_o)/L_k$ 的斜率增大，直到等于 I_L 。因此，Boost 方向的开关电压尖峰是基于电流源对电容充电的原理，能量是有源的，比较大，抑制困难。

隔离型 Buck 电路电压尖峰产生简化模型如图(b)所示，在 S_{Buck} 关断后，由于 L_k 中的电流不能突变， L_k 和 S_{Buck} 的等效并联电容振荡产生电压尖峰。此振荡为无源振荡，能量有限，易于抑制。

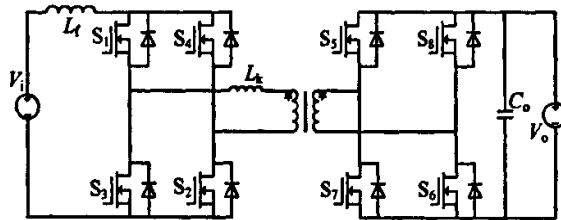
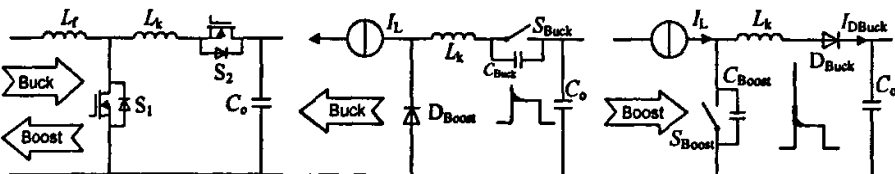


图 1.28 电流型/电压型全桥双向 DC/DC 变换器



(a) 等效模型

(b) Buck 方向模型

(c) Boost 方向模型

图 1.29 电流型全桥双向变换器的简化电路模型

在隔离型 Boost 变换过程中，变换器开始工作以前输出电压为零，在输出电压上升到等于输入电压以前，升压电感 L_f 一直处于单向励磁状态，需要采取措施给 Boost 电感复位，以免产生饱和，这就是升压启动问题。

为了解决电流型全桥双向变换器的电压尖峰和启动冲击电流问题，文献^[51]提出了一新型无源辅助网络的电流型全桥双向 DC/DC 变换器。文献^[52]提出了一带软启动电路的有源箝位型软开关全桥双向 DC/DC 变换器。如图 1.30(a)、(b) 所示。图(a)中利用无源缓冲电路有效减小了升压电感和变压器漏感中电流的不匹配，从而抑制了电压尖峰，且电路中的环流能量很小。图(b)中利用 S_C 、 C_C 组成的有源箝位电路实现了双向变换时的软开关，给升压电感 L_f 增加反激辅助绕组接到负载端，实现了软启动。

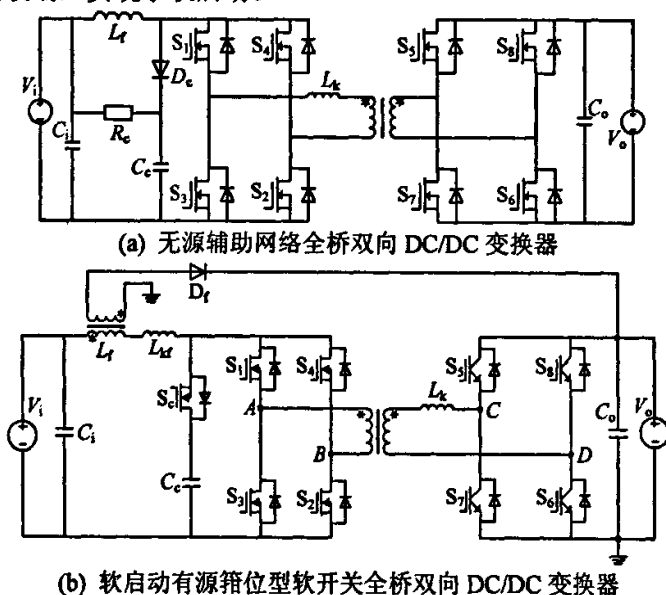


图 1.30 改进型全桥双向 DC/DC 变换器

1.5 双向 DC/DC 变换器的控制方式^{[8][9]}

双向 DC/DC 变换器的控制方式基本上与单向 DC/DC 变换器相同，主要包括电压模式控制和电流模式控制。电压模式控制通常为输出电压反馈的单环控制系统，系统的动态响应差，稳定性较低。电流模式控制是在电压环的基础上引入电流环从而构成双闭环控制系统。电流控制模式具有动态响应快，稳定性好，电流冲击小等优点。

控制系统的实现主要有模拟电路和数字电路两种途径。模拟控制电路主要利用专用的 PWM 芯片(如 TL494、UC3875、UC3842、UC3907)和一些逻辑芯片构成脉冲发生、驱动、保护电路，因此动态响应快，便于调试，误差小，成本较低。数字控制电路主要通过软件系统来实现，如单片机系统和 DSP 信号系统。数字控制电路可以降低系统硬件部分的设计，减少分立元件，从而提高可靠性，

可以通过控制算法编程实现复杂的电路功能。随着微处理器运算速度的提高,数字控制技术将是大功率、智能化、高性能开关电源的发展方向。

随着学科交叉发展的深入,现代控制理论中的很多技术被逐渐应用到开关变换器中来。这些技术也被研究应用到双向 DC/DC 变换器的控制系统中,如滑模变结构控制,模糊控制,神经网络控制等^{[53]-[57]}。

1.6 双向 DC/DC 变换器的建模研究^{[8][9]}

开关变换器为了达到动静态性能指标和满足输出要求,是一个反馈闭环控制系统。早期对开关 DC/DC 变换器的控制系统的设计分析主要采取的方法有频域法和根轨迹法,这需把 DC/DC 变换器看作一个线性系统。然而由于 DC/DC 变换器中含有开关管、二极管、电感等非线性因素,DC/DC 变换器实际上是一个非线性高阶离散时变系统,采用经典控制理论是不合适的,因此就需要采用新的方法来研究分析开关变换器。

随着电力电子技术和现代控制理论的发展,开关变换器的建模已成为分析其动静态性能指标的重要方法之一,建模对于开关变换器的控制系统设计、参数优化具有重要意义。

DC/DC 变换器的建模方法有:状态空间平均法、开关元件平均模型法、开关网络平均模型法、电路平均法、离散建模法等。常用状态空间平均法建立开关变换器小信号模型来分析变换器特性。

应用于单向 DC/DC 变换器的建模方法也可以用到双向变换器系统中,但又不是完全一样的,因为双向 DC/DC 变换器在两个功率变换方向上控制模型通常是不同的,这就需要为两个功率方向单独建模分析。因此研究双向 DC/DC 变换器的建模方法成为近年来的一个发展方向。

鉴于双向 DC/DC 变换器的广泛应用,已经有一些文献^{[58]-[61]}对双向 DC/DC 变换器的控制模型进行了研究。目前研究双向变换器的控制模型技术还不是很完善,有必要做进一步的研究。

1.7 新型软开关双向 DC/DC 变换器的研究意义

鉴于双向 DC/DC 变换器应用领域不断拓展,已经存在的大多数双向 DC/DC 变换器不能够完全满足实际需要。在太阳能风能独立发电系统中,升降压电压等级相差较大,采用现有的变换器拓扑很难同时满足高效率、高功率密度的要求,为此有必要设计出适合于该应用领域的双向 DC/DC 变换器。论文在研究了很多双向 DC/DC 变换器拓扑的基础上,提出了一种新型的双向 DC/DC 变换器,该变换器可以实现功率双向流动过程中的软开关,具有高的功率密度、高效率、高可靠性。同时论文分析了该变换器的直流偏磁问题和电磁兼容性设计,为该变换器的实际应用提供了一定的理论依据。

第二章 新型软开关双向 DC/DC 变换器

2.1 新型双向 DC/DC 变换器拓扑提出

随着电力电子技术和新能源利用技术的发展,双向 DC/DC 变换器在直流不停电电源系统、航空能源系统、太阳能光伏发电系统、燃料电池应用系统以及基于燃料电池和混合能源的电动汽车或船舶等领域具有广泛的应用前景,已经引起了国内外专家的广泛关注。由于环境保护和能源短缺的要求,对于太阳能光伏发电系统、风能发电系统和以太阳能电池为动力的混合电动汽车的研究成为一个热点内容。在这些应用领域中都需要一个高效率高可靠性的储能环节,通常为蓄电池装置,因此研究一种合理的双向 DC/DC 变换器对于这些系统高效、高功率密度、小型化、高可靠性的要求具有重要的意义。

绪论部分已经简要介绍了双向 DC/DC 变换器的不少电路拓扑,主要有:双向反激式变换器,正反激组合式双向 DC/DC 变换器,推挽正激移相式双向 DC/DC 变换器,移相全桥式双向 DC/DC 变换器,三电平双向 DC/DC 变换器,基于全桥/推挽结构的软开关低通态损耗的双向 DC/DC 变换器,级联型双向 DC/DC 变换器等。

以上每种拓扑结构各有优缺点,基于反激结构,结构简单,易于实现软开关,但只适用于小功率场合;移相全桥式双向 DC/DC 变换器是研究的比较多的一种,两边均采用移相控制的全桥结构,可用于大功率场合,开关管容易实现零电压开关,但当低压侧电压较低时,开关管的通态损耗造成变换效率降低,因此不适合用于高低压侧电压等级相差较大的场合;基于全桥/推挽结构的软开关低通态损耗的双向 DC/DC 变换器是高压侧为移相控制软开关全桥结构,低压侧为推挽结构,在低压侧引入有源钳位电路实现升压变换时的软开关,但电路中使用较多的电感、开关管等元件,电路结构相对较复杂,装置体积较大,功率密度低;级联型双向 DC/DC 变换器,是针对高压侧与低压侧电压等级相差较大的场合,由两级独立的变换器组成,文献^[31]提出的级联型双向变换器是一个 Buck/Boost 变换器与桥式双向 DC/DC 变换器组成,低压侧采用的是桥式变换器,当低压侧电压较低时,两个开关串联的管压降使得变换器效率下降,同时两个独立的变换器简单串联,使得整体效率不会太高。

太阳能光伏发电系统使用的双向 DC/DC 变换器的低压侧大多为 24V 的蓄电池,高压侧一般接高压直流母线,电压大多为 310V 或 540V。基于太阳能电池的混合动力汽车中使用的双向 DC/DC 变换器的低压侧大多为 24V 的蓄电池,高压侧接 270V 高压直流母线。由于高低压侧电压等级相差很大,且功率比较大,如果采用现有的双向 DC/DC 变换器拓扑,由上文分析很难做到高效率、高功率密度。采用全桥式双向 DC/DC 变换器,则低压侧有两个开关管或反并联二极管的通态压降,占输入(升压时)或输出(降压时)电压的比例较大,使得变换器效率

较低，因此低压侧采用全桥结构是不合适的。采用全桥/推挽结构的软开关的双向 DC/DC 变换器基本满足上面提出的要求，但电路中用到较多的电感等元件，电路复杂，功率密度较低。此外，采用大多数传统双向变换器结构存在一个共同的问题，由于完全依靠变压器实现降压和升压的变换，变压器原副边绕组匝比较大，绕组间耦合不佳，使得漏感较大。漏感大，引起电路较大的振荡，使得开关管上电压应力增大，电磁干扰增加，降低变换器效率；漏感还会引起较大的占空比丢失，使得变压器磁芯利用率降低，从而不利于变换器的优化设计。采用级联型的双向 DC/DC 变换器，虽然解决了变压器匝比过大的问题，但由于功率经过两次转换，同时降压时仍然有两个开关串联的管压降，变换器效率不高。综上所述，寻求一种适合在高、低压侧电压等级相差较大且功率较大场合应用的高效、高功率密度的双向 DC/DC 变换器的电路拓扑，对于太阳能、燃料电池等新能源技术的发展具有重要的意义。

论文结合了级联型电路结构与全桥/推挽型电路结构的优点，针对一电动汽车车载电源提出了一种新颖的双向 DC/DC 变换器，电路拓扑如图 2.1 所示。降压时采用移相控制 ZVZCS-PWM 全桥功率变换，输出利用低压侧推挽开关管的反并联二极管整流，技术成熟，控制简单，效率比较高。升压时采用带变压器隔离的 Boost 变换器，输出利用高压侧四个开关管的反并联二极管整流。带变压器隔离的 Boost 变换器是 Boost 变换器与推挽变换器的级联，通过一种控制策略，去掉了其中的冗余元件，使得两个独立的功率模块级联为一个整体结构，得到一种新颖的升压电路拓扑。这种升压变换器通过 Boost 和隔离变压器的两级升压，适合应用在原副边电压等级相差比较大的场合。升压时，通过引入耦合电感能量反馈辅助电路，实现了所有开关管的软开关。

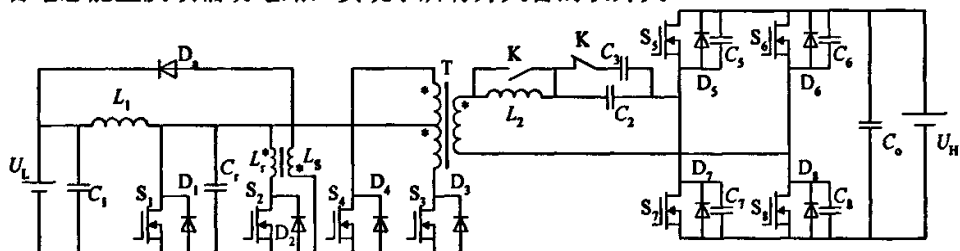


图 2.1 新型软开关双向 DC/DC 变换器主电路拓扑

所提出新型双向 DC/DC 变换器具有如下优点：

1、降压和升压时，开关管均为 PWM 控制方式，且 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 共发射极，因此它们的驱动电路无需隔离，控制电路简单可靠。

2、降压时 S_5 、 S_7 实现了 ZVS， S_6 、 S_8 实现了 ZCS，升压时， S_1 为 ZVT， S_3 、 S_4 为零电压开通与零电流关断， S_2 实现 ZCS 开通和近似 ZVS 关断，升、降压时变换效率均比较高。

3、 L_1 既可以作为升压时的储能电感，也可以作为降压时的滤波电感，同时

去除了常规 Boost 变换器中升压二极管、滤波电容，因此变换器的元器件较少，结构简单，整个装置的体积得到了有效减小。由于去除了冗余元件，使得原本独立的两个变换器级联为一个整体结构，功率只经过一次转换，变换器效率比较高。

4、升压时，任意时刻，开关管 S_1 、 S_3 、 S_4 只有一个导通， S_2 的工作时间很短忽略不计，因此，通态损耗较小。

5、降压时可实现低压侧两个推挽管的同步整流，进一步提高了效率。

2.2 新型双向 DC/DC 变换器的工作原理

2.2.1 降压变换工作过程

降压变换时，CPU 封锁低压侧开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 的驱动信号，K 不动作，使饱和电抗器 L_2 串入电路， C_2 和 C_3 并联(记作 $C_2//C_3$)作为阻断电容，等效的电路拓扑如图 2.2 所示。利用 UC3875 对高压侧桥式电路的四个开关管 $S_5\sim S_8$ 进行移相控制，输出由低压侧开关管 S_3 、 S_4 的反并联二极管 D_3 、 D_4 整流， L_1 作为滤波电感，从而实现了 270V 到 24V 的功率变换。图中 $C_5\sim C_8$ 为开关管的输出结电容，利用变压器的漏感和 C_5 、 C_7 的谐振，实现了超前桥臂 S_5 、 S_7 的 ZVS，通过串入饱和电抗器 L_2 和阻断电容 $C_2//C_3$ ，从而实现滞后桥臂 S_6 、 S_8 的 ZCS。同时，阻断电容 $C_2//C_3$ 对降压电路的偏磁具有抑制作用。

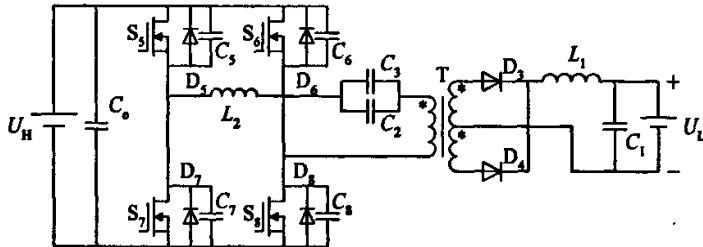


图 2.2 降压变换电路模型

2.2.2 升压变换工作过程

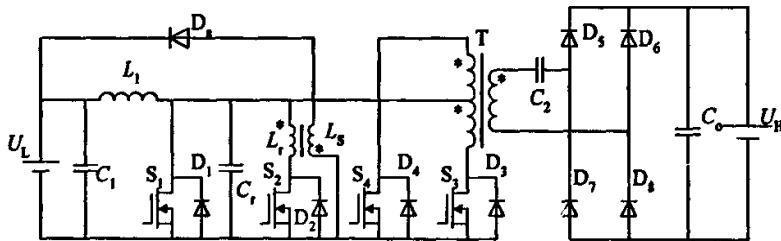


图 2.3 升压变换电路模型

升压变换时，CPU 封锁高压侧开关管 $S_5\sim S_8$ 的驱动信号，同时控制继电器 K 闭合，使饱和电感 L_2 、电容 C_3 从电路中分离，电容 C_2 用作抗偏磁仍保留在电路中，等效的电路拓扑如图 2.3 所示。为了简单，暂不考虑用来实现软开关的辅助电路，输入电压 U_L 先经过 S_1 、 L_1 构成的 Boost 电路初次升压到一定的数值，

再经过后级推挽变压器二次升压后，由 $S_5\sim S_8$ 的反并联二极管 $D_5\sim D_8$ 构成的桥式电路整流，从而实现了由 24V 到 270V 的升压功率变换。为了实现升压变换时开关管的软开关，在电路中接入辅助电路，由耦合电感 L_r/L_s 、辅助开关管 S_2 和反馈二极管 D_4 构成，实现了升压开关管 S_1 的 ZVT 和 $S_3、S_4$ 的零电压开通与零电流关断，同时辅助开关管 S_2 零电流开通和近似零电压关断。

2.3 移相全桥软开关 PWM 变换器工作原理^{[62]-[64]}

全桥变换器具有开关管电压电流应力较低，变压器磁芯双向磁化，磁芯利用率高，是一种适合于大功率、高电压应用场合的变换器。根据全桥 DC/DC 变换器供电方式的不同，可分为电压型变换器和电流型变换器。全桥变换器常用的控制方式有基本脉宽调制 PWM 技术，移相脉宽调制 PS-PWM 技术和有限双极性控制技术。

2.3.1 基本的移相控制全桥变换器

图 2.4 为基本的移相控制全桥软开关 DC/DC 变换器(PS-FB-ZVS-PWM)， V_i 为输入直流电压源， $S_1\sim S_4$ 为功率开关管， $D_1\sim D_4$ 为开关管的反并联二极管， $C_1\sim C_4$ 为开关管的输出结电容， L_k 为变压器的漏感， $D_5、D_6$ 构成全波整流电路。利用功率开关管的输出结电容和变压器的漏感谐振实现 $S_1\sim S_4$ 的 ZVS 开通，通过 $C_1\sim C_4$ 的缓冲作用实现 ZVS 关断。通过移相控制调节占空比来控制输出电压的大小。

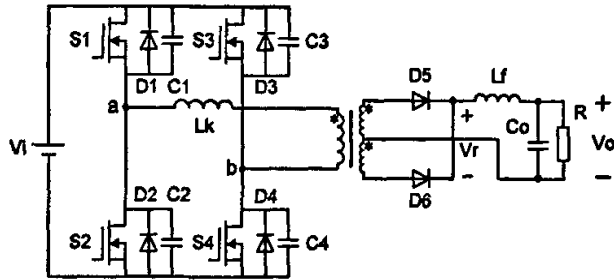


图 2.4 移相控制 FB-ZVS-PWM 变换器电路拓扑

2.3.2 PS-FB-ZVS-PWM 变换器工作原理

图 2.5 为 PS-FB-ZVS-PWM 变换器在一个开关周期中的主要工作波形， V_{ab} 为变压器原边电压波形， V_r 为副边整流电压， i_p 为原边电流波形。同一桥臂的两个开关管驱动信号处于互补工作状态，为了避免上下管同时导通，使二者驱动信号之间有一死区时间。

在分析工作原理之前，先作如下假设：所有功率开关管、二极管均为理想器件；所有电感电容均为理想器件；考虑功率管的输出结电容的非线性， $C_1=C_2=C_3=C_4=4/3C_{oss}$ ； $n^2L_r \gg L_k$ ， n 为变压器原副边匝比。在一个开关周期中，PS-FB-ZVS-PWM 变换器共有十二个工作过程。

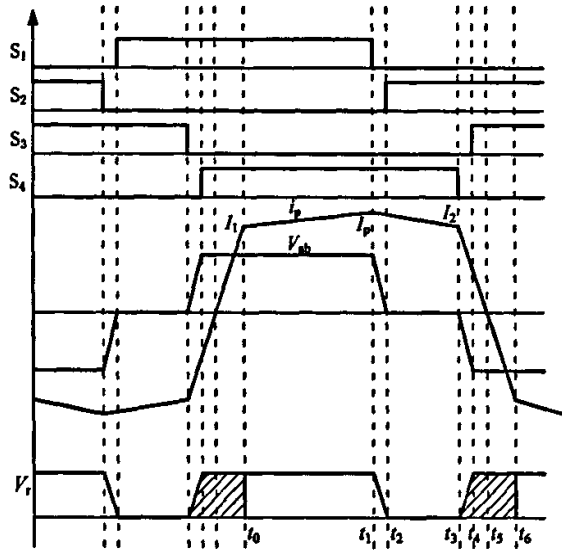


图 2.5 PS-FB-ZVS-PWM 变换器工作波形

1、 $t_0 \sim t_1$ 阶段

设在 t_0 时刻之前，开关管 S_1 和 S_4 处于导通状态，变压器原边电流 i_p 线性上升，副边二极管 D_5 和 D_6 均导通，处于换流过程。在 t_0 时刻，换流过程结束， D_6 关断。此时，令变压器原边电流 $i_p = I_1$ ，开关管 S_1 和 S_4 继续导通，能量由变压器原边传递给变压器副边。对应的等效电路如图 2.6(a)所示，在该阶段有：

$$L_x \frac{di_p}{dt} = V_i - nV_o$$

L_x 为变压器漏感与副边滤波电感折射到原边电感之和，初始条件 $i_p(0) = I_1$ 。

$$L_x = L_k + n^2 L_f$$

$$i_p = \frac{V_i - nV_o}{L_x} t + I_1$$

在 t_1 时刻，关断 S_1 ， i_p 上升到最大值 I_p 。该阶段持续时间为：

$$T_1 = \frac{I_p - I_1}{V_i - nV_o} L_x$$

2、 $t_1 \sim t_2$ 阶段

在 t_1 时刻，关断开关管 S_1 ，电路中的电感与电容 C_1 和 C_2 发生谐振，给电容 C_1 充电，给 C_2 放电，原边电流 i_p 从 S_1 转移到 C_1 和 C_2 中，电感由原边漏感和副边滤波电感串联而成。开关管 S_1 在电容 C_1 和 C_2 的缓冲作用下 ZVS 关断。由于 V_{ab} 仍然大于零，副边电压 V_r 也大于零， D_5 继续导通， D_6 保持关断。对应的等效电路如图 2.6(b)所示。在该阶段有：

$$C \frac{dv_{c2}}{dt} = -i_p, \quad L_x \frac{di_p}{dt} = v_{c2} - nV_o, \quad C = C_1 + C_2$$

假设输出滤波电感足够大，可近似认为原边电流 $i_p = I_p = I_o/n$ 恒定不变， V_{c2} 在原边电流 I_p 的作用下线性下降，可得：

$$v_{c2} = V_m - \frac{I_o}{nC}t$$

原边电压 V_{ab} 随着 V_{c2} 的下降也减小, 当 V_{ab} 减小到低于副边反射电压 nV_o 时, 变压器原边和滤波电感共同给负载提供能量。在 t_2 时刻, $V_{c2}=0$, S_2 的反并联二极管导通, 为 S_2 的 ZVS 开通提供了条件。

$$T_2 = \frac{nCV_m}{I_o}$$

3、 $t_2 \sim t_3$ 阶段

在 t_3 时刻, 原边电流 i_p 通过 S_4 和二极管 D_2 流通, 在输出反射电压 nV_o 作用下线性下降, 电路处于环流状态。由于 D_2 的导通, S_2 两端电压被箝位为零, 在此阶段开通 S_2 , 则可实现 ZVS。对应的等效电路如图 2.6(c) 所示, 该阶段有:

$$L_T \frac{di_p}{dt} = -nV_o, \quad i_p(0) \approx I_p, \quad i_p = \frac{-nV_o}{L_T}t + I_p,$$

原边电压 $v_p = nV_o \frac{L_k}{n^2L_f + L_k}$, 因为 $n^2L_f \gg L_k$, 所以 $v_p \approx 0$ 。

在 t_3 时刻, 关断 S_4 , 且令 i_p 下降到 I_2 , 则 $T_3 = \frac{I_p - I_2}{nV_o} L_T$ 。

4、 $t_3 \sim t_4$ 阶段

在 t_3 时刻关断 S_4 , S_4 在电容 C_3 、 C_4 的缓冲作用下零电压关断。此后, 由于原边电流 i_p 下降, 变压器副边电流 i_s 也随之下降。当 i_s 小于输出滤波电感的电流 i_{Lf} 时, 电感 L_f 中电流不能突变, 将使得 $i_{Lf} - i_s$ 部分通过 D_6 流动, 输出电流从 D_5 向 D_6 中转移。在换流过程中, 由于 D_5 、 D_6 同时导通, 变压器副边短路, 原边也相应短路, 输出滤波电感无法反射回原边, 仅仅有变压器的漏感与开关管结电容 C_3 、 C_4 谐振, C_4 充电, C_3 放电。等效电路如图 2.6(d) 所示, 该阶段有:

$$C \frac{dv_{c4}}{dt} = i_p, \quad L_k \frac{di_p}{dt} = -v_{c4},$$

$$V_{c4}(0)=0, \quad i_p(0)=I_2.$$

假设谐振开始时变压器的漏感储能足够大, 在 t_4 时刻, V_{c4} 谐振上升为 V_{in} , V_{c3} 下降到零, 则 D_3 自然导通, 变压器原边电压 $V_{ab} = V_{in}$ 。

$$T_4 = \sqrt{L_k C} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{I_2 Z_2},$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_k}{C}},$$

其中令 t_3 时刻, $i_p = I_3$ 。

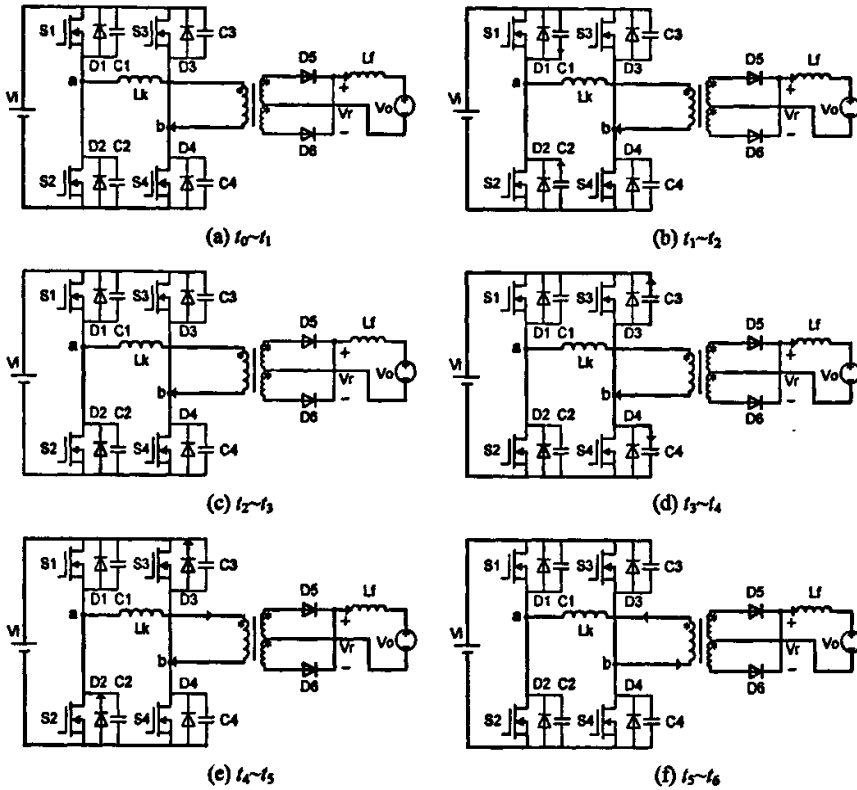


图 2.6 PS-FB-ZVS-PWM 变换器半周期等效工作电路

5、 $t_4 \sim t_5$ 阶段

在 t_4 时刻， D_3 自然导通，为开关管 S_3 零电压开通提供了条件。副边 D_5 和 D_6 继续同时导通，变压器原副边仍处于短路状态。原边电流 i_p 在输入电压源作用下继续下降，漏感中能量经过 D_2 、 D_3 反馈回电源端，等效电路如图 2.6(e)。

$$L_k \frac{di_p}{dt} = -V_{in}, \quad i_p = I_3 - \frac{V_{in}}{L_k} t,$$

在 t_5 时刻，原边电流 i_p 下降到零，二极管 D_2 、 D_3 自然关断。

6、 $t_5 \sim t_6$ 阶段

在 t_5 时刻，原边电流 i_p 下降到零，随着 D_2 、 D_3 的自然关断，开关管 S_2 、 S_3 导通。原边电流 i_p 在输入电压源的作用下，沿着 S_2 、 S_3 继续反方向由零线性上升。此时， i_p 由于数值较小，不足以为 L_f 提供全部的电流，所以 D_5 、 D_6 仍然共同导通，变压器副边仍然短路，等效电路如图 2.6(f) 所示。在 t_6 时刻， i_p 增加到等于 $-I_1$ ，即变压器副边电流等于滤波电感 L_f 中电流， D_5 中电流下降到零， D_6 中流过全部负载电流，换流过程结束。

由于电路的对称性，从 t_6 时刻开始下半个周期的工作过程，与上半个工作周期相似，也分为相应的六个阶段，在此省略。

2.3.3 PS-FB-ZVS-PWM 零电压开关的实现条件

由前述移相全桥软开关电路的分析可知, 开关管是在输出结电容或并联电容的缓冲作用下实现零电压关断, 只要谐振电容的充放电时间大于开关管的关断时间就可以保证开关管的 ZVS 关断。

实现开关管的 ZVS 开通则要满足以下条件:

(1) 有足够的能量用来抽走将要开通的开关管的结电容或并联电容中的电荷; 给同一桥臂的另一开关管的结电容或并联电容充电, 如果不忽略变压器原边绕组的匝间电容, 还要有部分能量抽走变压器原边绕组中寄生电容中的电荷。即满足下式:

$$E \geq \frac{1}{2}C_1V^2 + \frac{1}{2}C_2V^2 + \frac{1}{2}CV^2$$

C_1 为结电容或并联电容, V 为输入电压, C 为变压器寄生电容。

(2) 驱动信号必须在导通开关管结电容或并联电容完全放电后给出, 即同一桥臂的两开关管导通与关断信号之间的间隔必须大于相应电容的充放电时间。

在一个开关周期中, 超前桥臂 S_1 、 S_2 与滞后桥臂 S_3 、 S_4 的软开关实现条件是不完全一样的, 下面做具体分析。

对于超前桥臂而言, 很容易实现开关管的 ZVS 开通。在超前桥臂开关管 S_1 关断后形成的谐振电路中, 电感包括变压器漏感 L_k 和折射到原边的输出滤波电感 n^2L_f , 这里忽略了变压器的激磁电感 L_m 。反射到原边的输出滤波电感 n^2L_f 数值是很大的, 同时超前臂开关管关断时原边电流 i_p 达到最大值, 因此电感中储存的能量很容易完成电容 C_1 、 C_2 和寄生电容的充放电, 这就是超前桥臂容易实现 ZVS 的根本原因。由于 n^2L_f 很大, 在超前臂开关管关断的谐振过程中, 变压器原边电流可近似看作不变, 相当于一个恒流源给电容充放电。

只要超前臂的开关管导通与关断驱动信号时间间隔 $t_1 > T_2$ 即可满足 ZVS 条件, 即满足下式:

$$t_1 > \frac{2nC_1V_1}{I_{o\min}}$$

式中 $I_{o\min}$ 为可能的最小负载电流。

对于滞后桥臂而言, 实现开关管的 ZVS 是比较困难的。在滞后桥臂开关管 S_3 、 S_4 关断后形成的谐振回路中, 二极管 D_5 、 D_6 同时导通续流, 变压器原副边绕组短路, 谐振电感只有变压器漏感 L_k , 输出滤波电感由于没有通路反射不到原边。变压器漏感中的能量用来对开关管的结电容完成充放电, 来实现开关管的 ZVS。由于 L_k 数值比较小, 很难满足下式:

$$\frac{1}{2}L_kI_2^2 \geq \frac{1}{2}CV^2 + C_1V^2$$

漏感中存储的能量不足以完成电容的充放电, 因此滞后臂不能实现 ZVS。当负载电流比较小时, 更难实现滞后臂开关管的 ZVS。

当时间 t 等于 $1/4$ 谐振周期时, V_{c4} 达到最大值, 为了保证滞后臂开关管的 ZVS 开通, 滞后臂开关管的导通与关断信号时间间隔应满足下式:

$$t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_k(C_3 + C_4)}$$

由以上可知, 移相全桥变换器实现 ZVS 的关键在于滞后桥臂的 ZVS 实现。

2.3.4 PS-FB-ZVS-PWM 变换器占空比丢失

PS-FB-ZVS-PWM 变换器的原副边占空比是不同的, 变压器原边占空比 D_p 大于副边占空比 D_s , 其差值 $D_{\text{loss}} = D_p - D_s$ 即为占空比丢失。变压器原边占空比 D_p 是由两桥臂开关管驱动信号之间的移相角确定的。

$$D_p = D_s + D_{\text{loss}}$$

$$V_o = D_s V_i / n$$

副边占空比 D_s 又称有效占空比, 占空比丢失又称无效占空比, 是由于副边整流二极管换流造成的。

见图 2.5, 在时间段 $t_3 \sim t_6$ 中, 变压器原边电压 V_{ab} 上升到等于电源电压, 原边电流 i_p 从正向减小向负向变化, 由于其不足以提供全部的负载电流, 副边二极管 D_5 、 D_6 仍然共同导通续流, 副边电压被箝位在零, 造成了占空比丢失。阴影部分即为副边丢失的方波电压。在该时间段, 原边电流以斜率 V_i/L_k 线性下降, 斜率越大, 时间间隔越短, 占空比损失越小, 这就要求漏感很小。

$$D_{\text{loss}} \approx \frac{2L_k}{T_s V_i} (I_1 + I_2) \approx \frac{2L_k}{nT_s V_i} \left[2I_o - \frac{V_o}{L_f} (1 - D_p) \frac{T_s}{2} \right]$$

如果输出滤波电感足够大, 忽略电感电流纹波, 在一个开关周期中将滤波电感等效为一恒流源, 大小为负载电流 I_o , 则

$$D_{\text{loss}} \approx \frac{4L_k I_o}{nT_s V_i} \approx \frac{4L_k f_s I_o}{nV_i}$$

由上式可得, 在输入电压低, 负载电流大, 漏感大时, 占空比丢失严重。为了在输入电压低, 负载电流大时依然得到要求的输出电压, 必须减小匝比 n 。减小匝比 n 会使得原边电流变大, 增加开关管的电流应力和通态损耗, 同时增加副边整流二极管的电压应力。为了减小占空比丢失, 希望漏感越小越好, 这又增加了滞后臂开关管实现 ZVS 的难度。

2.4 移相控制全桥 ZVS-PWM 变换器的改进^{[62][64]}

由以上分析可得, 为了便于基本 PS-FB-ZVS-PWM 变换器滞后臂开关管软开关的实现, 一个最简单的方法就是在变压器的原边串联一个电感 L_r , 增加谐振电路的能量。但是串接谐振电感 L_r , 会使得电路环路能量大大增加, 变换器导通损耗增加; 进一步加剧了占空比丢失, 因为原边电流变化率 $V_i/L_k + L_r$ 变小了, 使得 $t_3 \sim t_6$ 的时间间隔变大了; 为了满足输出电压的调节, 需减小变压

器原副边匝比, 使得开关管电流应力加大, 整流二极管电压应力增加; 使得原边谐振电感与副边整流二极管结电容产生严重的寄生振荡, 电磁干扰增加。仅仅通过简单的串接大的谐振电感是不适合的, 因此研究适合于 PS-FB-ZVS-PWM 变换器软开关的改进方法具有重要的意义。

2.4.1 利用饱和电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

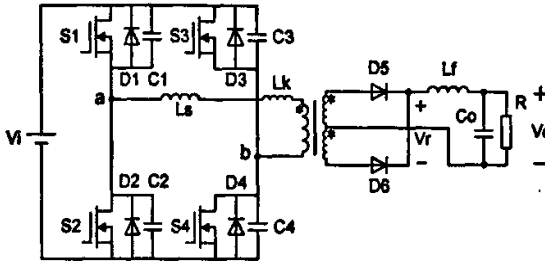


图 2.7 带饱和电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

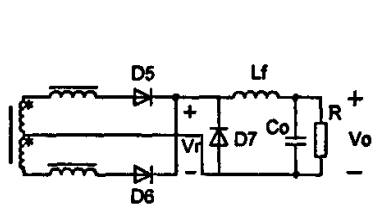


图 2.8 饱和电感移至副边

利用饱和电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器电路拓扑如图 2.7 所示。在基本移相全桥变换器的基础上串接一饱和电感 L_s 于变压器原边, 同时使得变压器的漏感 L_k 尽可能的小。对于理想饱和电感 L_s , 当其上通过电流小于临界饱和电流 I_b 时, 电感量为一恒定值 L_{s0} , 储存能量正比于流过电流的平方; 当流过电流大于 I_b 时, 电感量接近零值, 储能维持恒定不变。饱和电感的这种特性使得在滞后臂开关管关断时, 谐振电感的能量足够大, 满足 ZVS 的条件; 在原边电流从一个方向向相反方向变化时, 谐振电感值很小, 电流变化斜率很大, 从而减小了占空比丢失。通过合理的设计饱和电感的参数 L_{s0} 、 I_b , 使得 $I_b = I_{omin}/n$, $1/2L_{s0}I_c^2 = C_fV_f^2$, 可以在最小负载时有效实现滞后臂 ZVS, 同时减小了环流能量。由于饱和电感只在原边电流小于 I_b 时才起作用, 在饱和状态时几乎为零, 使原边电流 i_p 以几乎直线的斜率变化, 大大减小了 i_p 从一个方向向相反方向变化的时间, 减小了占空比的丢失。

在实际应用中, 图 2.7 所示电路中饱和电感以很高的频率在正负饱和值之间转换, 磁芯损耗较大, 温度较高。通常将两个饱和电感串接于副边两个整流二极管阳极, 在负载端并联一个续流二极管, 如图 2.8 所示。每个饱和电感的磁芯只工作在第一象限, 减小了损耗。

2.4.2 利用变压器激磁电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

基本的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器在滞后臂开关管关断后, 由于原副边短路, 使得变压器激磁电感 L_m 无法参与谐振。只有当激磁电流大于副边反射电流 I_p/n 时, L_m 才能参与谐振, 缺陷是远远增加了原边导通损耗。如果在滞后臂开关管关断时, 使变压器原副边处于开路状态, 激磁电感将与漏感串联参与谐振。基于这种思路, 提出了利用变压器激磁电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器, 电路如图 2.9 所示。在副边整流二极管阴极串联两个开关管 S_5 、 S_6 用来使

副边开路，增加一个二极管 D_7 使得副边开路后续流负载电流。合理选取激磁电感参数，使得 $1/2L_m I_m^2 > C_i V_i^2$ ，可以让 ZVS 零电压开关条件与负载无关。固定原边的占空比，通过控制副边开关管调节输出电压，可以加快系统的动态响应，简化控制电路，极大的减小了整流二极管的寄生振荡。

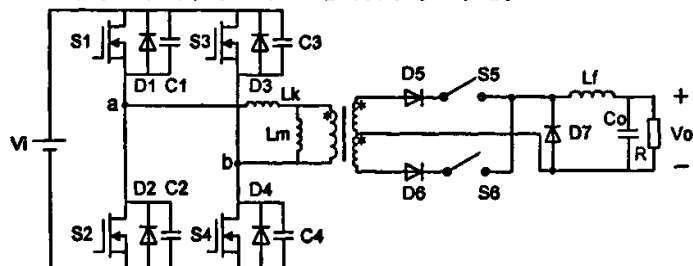


图 2.9 利用变压器激磁电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

2.4.3 利用输出滤波电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

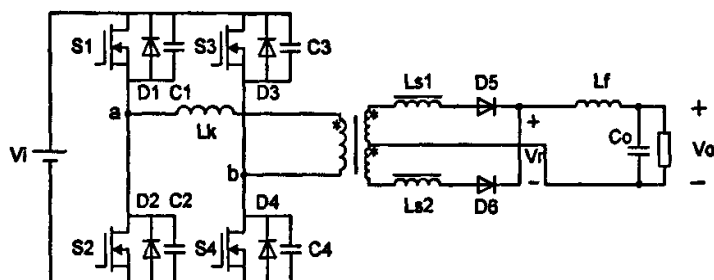


图 2.10 利用输出滤波电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

基本的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器在滞后臂开关管关断时，由于副边二极管同时导通使得原副边短路，输出滤波电感无法反射到原边。如果使副边整流二极管不能同时导通，则可以使输出滤波电感在滞后臂开关关断时仍能反射回原边。图 2.10 为利用输出滤波电感的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器，使用两个饱和电感 L_{s1} 、 L_{s2} 串联在输出整流二极管阳极，用作开关使副边二极管不能同时导通，滞后臂开关管关断后，滤波电感仍然参与谐振，ZVS 易于实现。在很大负载范围内，可实现 ZVS，占空比丢失小，由于饱和电感的作用，二极管寄生振荡很小。

2.4.4 利用辅助电路的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

通过给滞后臂增加辅助谐振电路提高滞后臂软开关的范围，可以得到零电压转换的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器，如图 2.11 所示。辅助谐振电路由 L_a 、 S_5 、 S_6 构成。在滞后臂开关管关断过程中，辅助谐振电感 L_a 和变压器漏感 L_k 共同对开关管的并联电容进行充放电，使得滞后臂容易实现软开关。利用辅助谐振电路的方法，不影响主电路的功率传输，不会增加电路环流能量，开关管的电压电流应力比较小。

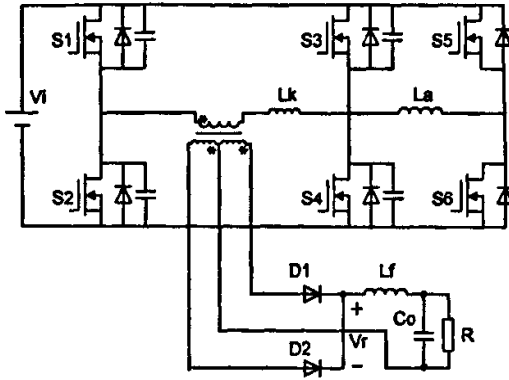


图 2.11 利用辅助电路的 PS-FB-ZVS-PWM 变换器

2.4.5 利用隔直电容和饱和电感的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器

PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器是使超前桥臂开关管实现 ZVS 开通关断，使滞后臂开关管实现 ZCS 开通关断，解决了滞后臂开关管实现 ZVS 的困难问题。

实现 ZCS 的思路是在变换器原边电压过零时，使得原边电流也变为零。

图 2.12 是在原边加隔直电容和饱和电感的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器原理图。超前臂开关管仍然利用并联电容实现 ZVS，滞后臂开关管利用 L_s 和 C_b 实现 ZCS，不再并联电容，以免开通损耗增加。图中 C_3 、 C_4 为开关管的寄生结电容。

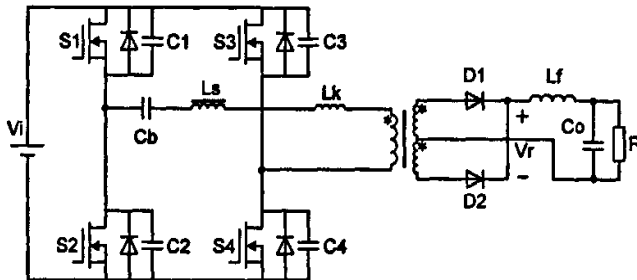


图 2.12 利用隔直电容和饱和电感的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器

变换器桥臂斜对角两只开关管同时导通时，原边电流对隔直电容 C_b 充电， V_{cb} 线性变化，饱和电感处于饱和状态。超前桥臂开关管关断后，原边处于续流过程中， V_{cb} 近似恒定，极性与原边电流相同，成为反向阻断电压源，从而原边电流迅速下降到零。这时饱和电感 L_s 退出饱和，电感不再为零，阻碍了电流进一步向相反方向变化，使电流维持在零，为滞后臂开关管提供了 ZCS 的条件。

2.4.6 利用有源箝位电路 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器

图 2.13 所示为副边加有源箝位电路的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器电路，开关管 S_5 和箝位电容 C_c 构成有源箝位电路。电容 C_c 值足够大，使得 V_{cc} 相当于一恒压源，在原边电流续流期间， V_{cc} 反射回原边对原边电流复位。变换器桥臂斜对角两只开关管同时导通时，能量从原边传递至副边，箝位电容 C_c 通

过开关管 S_5 的反并联二极管充电至副边整流电压 V_r 。在超前臂开关管关断后，原边电流续流时， S_5 开通， V_{cc} 反射到变压器原边，作为阻断电压源使原边电流迅速下降，为滞后臂开关管提供 ZCS 的条件。由于箝位电容和开关的作用，使得副边电压占空比大于原边，增加了变换器的效率。

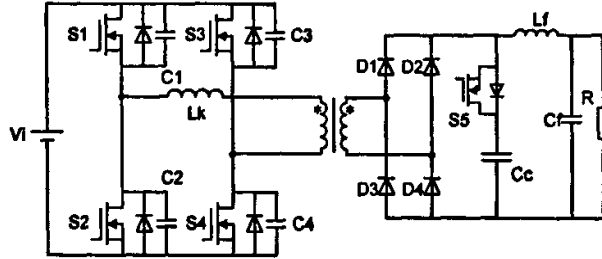


图 2.13 带有源箝位电路的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器

2.5 双向 DC/DC 变换器降压电路的选取

图 2.14 给出了几种移相控制软开关全桥变换器的占空比丢失比较示意图，可见原边串隔直电容和饱和电感的全桥变换器具有很小的占空比丢失。虽然有源箝位型具有更大的有效占空比，但其控制较复杂，箝位开关工作于硬开关状态。

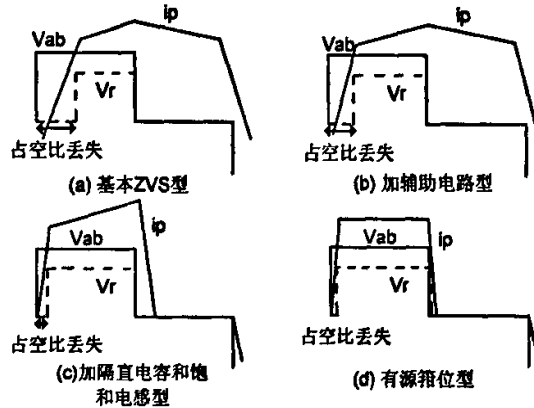


图 2.14 几种全桥移相变换器占空比丢失示意图

由以上分析，选取在变压器原边串隔直电容和饱和电感的 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器做为论文所提出双向 DC/DC 变换器的降压电路组成部分。采用这种电路结构，软开关的范围很宽，占空比丢失很小，环流能量很小，导通损耗很小，控制方式简单。

2.6 具有推挽结构的隔离型 Boost DC/DC 升压变换器

2.6.1 推挽式 DC/DC 变换器

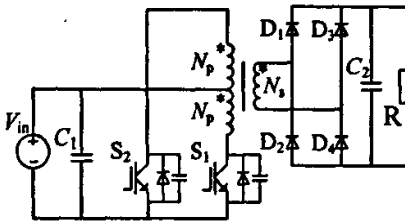


图 2.15 推挽 DC/DC 变换器

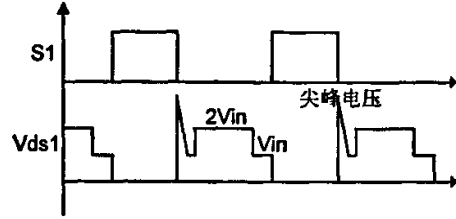


图 2.16 开关管 \$S_1\$ 的驱动和两端电压

推挽式变换器实际上是由两个正激式变换器组合而成，两个正激变换器工作相位相反。图 2.15 所示为推挽 DC/DC 变换器电路。开关管 \$S_1\$、\$S_2\$ 在每个周期各自导通半个周期，交替将能量传递给负载。推挽变换器首先将直流电压源转变为交变的方波电压，通过高频变压器改变幅值，在经过整流和滤波得到所需要的输出电压。可见推挽变换器属于直流—交流—直流结构变换器。输出整流电路通常有两种结构：全波整流电路和全桥整流电路。全波整流电路只有一个二极管的导通压降，因此适合于低电压输出场合，效率较高。桥式整流电路的整流二极管承受的电压应力只有全波电路的一半，因此适用于输出电压较高的场合。图 2.15 所示推挽电路输出采用桥式整流电路。推挽电路具有结构简单，开关管驱动控制无需电气隔离等的优点。

图 2.16 所示为推挽管 \$S_1\$ 的驱动信号和两端承受电压波形。开关管在导通时承受电压为零，在关断时，由于受到变压器上感应的电压，承受两倍的电源电压。在死区时间内，由于两个管子均不导通，绕组中没有电流，所以两个开关管均承受电源电压。在开关管关断的瞬间，由于变压器漏感中的电流与开关管的结电容发生振荡，会使得开关管瞬时承受很大的尖峰电压，有可能损坏开关管。因此需要采取措施来抑制开关管关断尖峰电压，通常采用无源缓冲电路来吸收变压器漏感中的能量。从电压尖峰产生的根源来说，是要设法减小变压器的漏感。

忽略开关管的通态压降和整流二极管的正向导通压降，可得：

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{2T_{on}}{T} V_m = 2DV_m \frac{N_s}{N_p}$$

当开关管导通占空比为 0.5 时，输入电压固定，由上式可得输出电压的大小仅仅与变压器匝比有关。在升压变换场合，如果仅仅依靠变压器来将电压提高到需要数值，则变压器原副边匝比比较大，绕组间耦合不佳，使得漏感较大。由上分析，漏感越大引起电路振荡越大，使得开关管关断时电压尖峰大，电磁干扰增加，降低变换器效率；漏感还会引起较大的占空比丢失，使得变压器磁芯利用率降低，从而不利于变换器的优化设计。如果采用推挽 DC/DC 变换器作

为论文所提出双向 DC/DC 变换器的升压变换电路，显然不是很适合。

2.6.2 推挽结构隔离型 Boost DC/DC 升压变换器

文献^{[31][32][65][66]}提出了一些级联型的 DC/DC 变换器，这些变换器的一个共同优点是适合于输入输出电压等级相差较大场合。将级联型变换器的思路应用于推挽式 DC/DC 变换器，论文提出了一种新颖的软开关推挽式隔离型 Boost DC/DC 升压变换器，如图 2.17 所示。推挽式隔离 Boost 变换器是由 Boost 变换器级联推挽变换器构成，通过一种控制策略，去掉了其中的冗余元件，使得两个独立的功率模块级联为一个整体结构，得到一种新颖的升压电路拓扑。耦合电感 L_r/L_s 、辅助开关管 S_2 和反馈二极管 D_a 构成辅助电路，实现了升压开关管 S_1 的 ZVT 和 S_3 、 S_4 的零电压开通与零电流关断，同时辅助开关管 S_2 零电流开通和近似零电压关断。为了简单，暂不考虑用来实现软开关的辅助电路，输入电压 U_L 先经过 S_1 、 L_1 构成的 Boost 电路初次升压到一定的数值，再经过后级推挽变压器二次升压后，由二极管 $D_5 \sim D_8$ 构成的桥式电路整流得到需要的输出电压。可见升压是由前级 Boost 电路和后级推挽变压器共同完成的，因此可以在一定程度上解决变压器匝比过大问题。

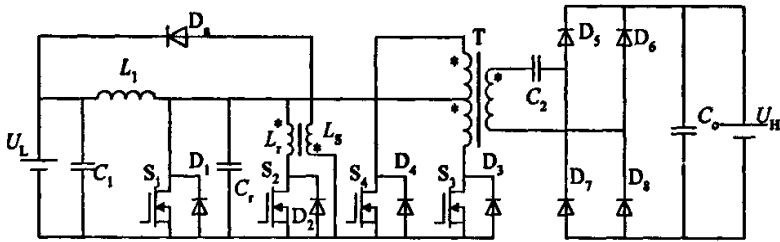


图 2.17 软开关推挽式隔离型 Boost DC/DC 升压变换器

采用图 2.17 所示推挽式隔离 Boost 变换器作为论文提出双向 DC/DC 变换器的升压变换部分基本上是合适的。推挽式隔离 Boost 变换器保留了推挽电路结构对称简单，驱动无需电气隔离的优点。开关管关断时承受两倍的输入电压是一个较大的缺陷，在所提出双向 DC/DC 变换器中，让推挽 Boost 结构位于低压侧，因此两倍的电压应力对于管子的选取不会造成太大的难度。

2.6.3 软开关推挽式隔离 Boost DC/DC 升压变换器工作原理^[67]

在工作原理分析之前，作如下假设：所有元器件都是理想的；忽略变压器的漏感；输入滤波电感足够大，可以忽略输入电流的波动；滤波电容 C_o 足够大，高压侧负载可等效为一恒压源 U_H 。电路在升压时的主要工作波形如图 2.18 所示，半个周期可分为 8 个阶段，各阶段等效电路如图 2.19 所示。

(1)阶段 1 $[t_0 \sim t_1]$ ：设 t_0 时刻之前， S_1 、 S_2 、 S_3 均处于关断状态， S_4 导通，Boost 电路储能电感中的电流流过 S_4 ，通过变压器将能量传递至高压侧，如图 2.19(a) 所示。 t_0 时刻，开通辅助开关管 S_2 ，由于电感 L_r 而 ZCS 开通。此后， S_4 中的电流 i_{S4} 向 L_r 中转移， i_{Lr} 在 U_H/n (n 为变压器 T 高、低压侧绕组匝比) 的作用下线

性上升, U_H/n 为变压器高压侧折射到低压侧的电压。在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到等于输入电感电流, i_{S4} 下降到零, S_4 实现了 ZCS 关断。等效电路如图 2.19(b) 所示。

(2) 阶段 $2[t_1 \sim t_2]$: t_1 时刻, C_r 、 L_r 发生谐振, 电感 L_r 中电流继续上升, 在 t_2 时刻 i_{Lr} 上升到最大值, u_{Cr} 下降到 0。等效电路如图 2.19(c) 所示。

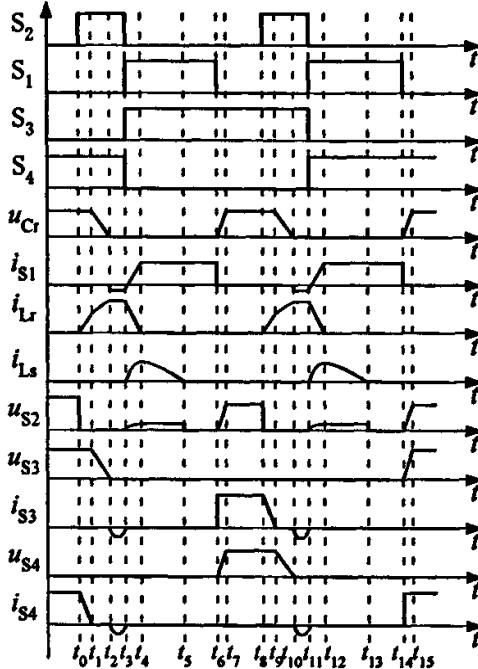


图 2.18 升压变换时的主要工作波形

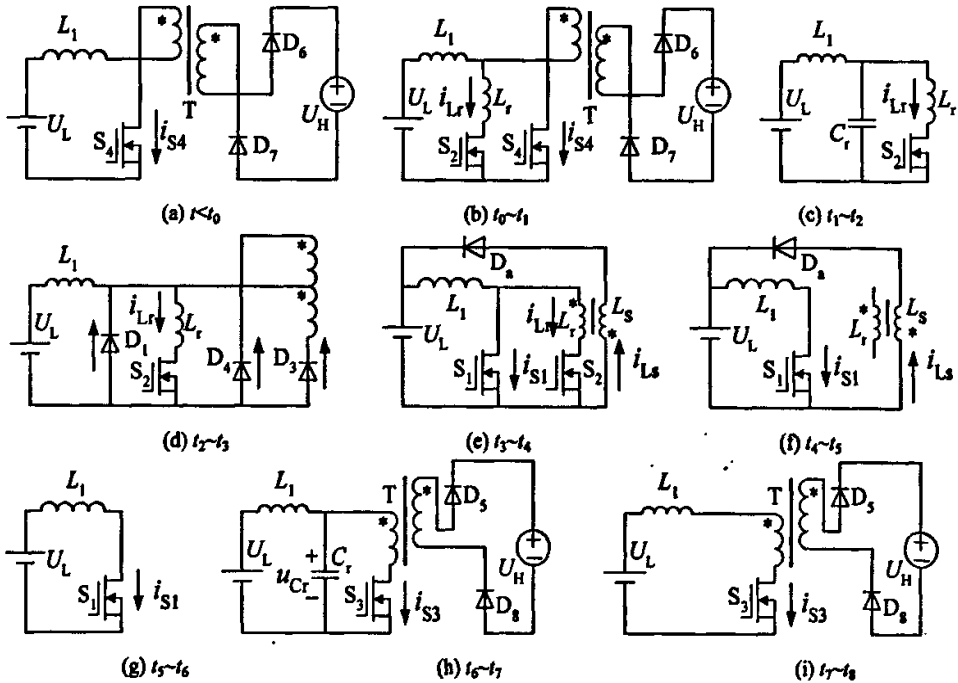


图 2.19 升压时半个周期电路工作各个阶段等效电路

(3)阶段 3 $[t_2\sim t_3]$: t_2 时刻, 谐振电路停止谐振, 由于 i_{Lr} 大于输入电感电流 i_{L1} , 所以 i_{Lr} 要通过 S_1 、 S_3 、 S_4 的反并联二极管进行续流。此时由于 D_1 的导通, u_{S1} 被箝位为零, 在此阶段开通 S_1 , 则实现了 S_1 的零电压开通。该阶段将持续到辅管 S_2 关断为止, 在此阶段中, 电感电流 i_{Lr} 保持恒定。等效电路如图 2.19(d)所示。

(4)阶段 4 $[t_3\sim t_4]$: 在 t_3 时刻, 关断 S_2 , 近似为零电压关断。 L_r 中电流不能突变, i_{Lr} 在 $t_3\sim t_4$ 的短暂期间迅速下降到零。在 i_{Lr} 减小时, 耦合电感构成的反激式变压器原边电压为上负下正, 所以副边 D_a 承受正压而导通, 副边电流 i_{La} 开始从零上升。由于 D_a 的导通使得副边电压被箝位在 U_L , 折算至原边的 $u_{Lr} = U_L/n_1$ (n_1 为耦合电感原、副边绕组匝比, 下同), 则 S_2 关断时承受的 u_{S2} 比较小, 所以 S_2 近似 ZVS 关断。在 t_4 时刻, L_r 中能量全部转移到 L_s 中, i_{Ls} 上升到最大值。等效电路如图 2.19(e)所示。

(5)阶段 5 $[t_4\sim t_5]$: 在该阶段, L_s 继续将能量反馈回电源端, 在 t_5 时刻完全反馈完。电路其他部分与普通 Boost 变换器在开关管导通时的工作情况相同。等效电路如图 2.19(f)所示。

(6)阶段 6 $[t_5\sim t_6]$: 在此阶段, 只有 S_1 导通, 因此电路工作模式完全与普通 Boost 电路在开关管导通时相同, 持续时间由电路的占空比决定。等效电路如图 2.19(g)所示。

(7)阶段 7 $[t_6\sim t_7]$: 在 t_6 时刻, 关断开关管 S_1 , 由于 C_r 的缓冲作用, S_1 实现了 ZVS 关断。电容 C_r 通过输入电流恒流充电, u_{Cr} 线性上升。在关断 S_1 之前, S_3 的两端电压一直被箝位在 0, 又由于 S_3 的驱动信号在 t_3 时刻就已经存在, 所以关断 S_1 时, S_3 零电压开通, 在 t_7 时刻, 输入电感电流通过 S_3 流动。等效电路如图 2.19(h)所示。

(8)阶段 8 $[t_7\sim t_8]$: 此阶段, 电路工作于 Boost 电路的能量传递过程, 以常规的 PWM 方式运行, 持续时间由变换器占空比所决定。等效电路如图 2.19(i)所示。

由于电路的对称性, 后半周期 S_1 、 S_2 、 S_4 的工作过程与前半个周期相似, 不再赘述。

2.6.4 推挽式隔离型 Boost DC/DC 升压变换器软开关实现条件

(1) C_r 的设计

谐振电容 C_r 用来使开关管 S_1 实现零电压关断, C_r 的选择应使 u_{S1} 上升的速度不要太快, 否则不易实现零电压关断。通常采用下式计算:

$$C_r = \frac{I_{i\max}}{U_H/n} (2\sim 3)t_f, \text{ 其中 } t_f \text{ 为开关管的关断时间。}$$

(2) L_r 的设计

为了不影响电路的近似 PWM 工作方式, 辅助电路的工作时间不易太长,

一般不超过 $0.1T$, T 为工作周期。 L_r 的选取满足下式:

$$\frac{L_r}{U_H/n} I_{1\max} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \leq 0.1T, \text{ 满足上式的 } L_r \text{ 即可实现 } S_1 \text{ 的 ZVT.}$$

(3) n_1 的设计

n_1 取较大值, 电流 i_{D_8} 较小, 则辅助电路传导损耗小, 由 D_8 反向恢复电流引起的 EMI 小。同时, u_{S2} 比较小, 关断 S_2 时可近似看作零电压关断。

综上所述, 将 PS-FB-ZVZCS-PWM 变换器用于降压功率变换, 将软开关推挽式隔离型 Boost DC/DC 变换器用作升压功率变换, 二者组合起来, 便得到了本文所提出的新型双向 DC/DC 变换器。

2.7 双向 DC/DC 变换器的变压器偏磁问题^{[68]-[74]}

在开关电源技术中, 功率变换器的变压器偏磁问题一直是影响其实际应用的重要问题。各种 PWM 开关型变换器都不同程度的存在着偏磁问题。偏磁是指变压器的磁芯工作磁滞回线中心偏离了坐标原点, 正反脉冲过程中磁工作状态不对称的现象。对于正激和反激式等单端开关变换器而言, 偏磁现象是不可避免的存在着。在正激变换器中, 变压器只承受单向的脉冲电压, 因此变压器单向磁化造成直流偏磁。反激式变换器如果不能在开关管关断期间将变压器能量全部释放, 也会导致直流偏磁现象。对于推挽、半桥、全桥等双极性变换器而言, 从理论分析应该不存在变压器偏磁问题, 但由于开关器件的特性差异, 控制的细小误差等原因, 变压器承受的正反方向的电压脉冲不可能完全一致, 从而造成了直流偏磁。偏磁使得变压器磁芯饱和, 变压器原边绕组电流过大, 引起温升和大的损耗。偏磁现象严重时, 会烧毁功率器件和变压器。

论文所提出双向 DC/DC 变换器由全桥结构和推挽结构组合而成, 也存在变压器偏磁问题, 如何抑制直流偏磁, 对于该变换器的实际应用具有重要的意义。

2.7.1 直流偏磁产生机理

变压器的偏磁本质原因即是变压器磁芯正反两个方向承受的伏-秒积是不同的, 磁通逐渐朝向某一方向增加, 导致磁芯磁感应强度饱和。伏-秒积的不等是由变压器原边通过直流分量引起的, 变压器原边等效阻抗对直流分量只表现为电阻特性, 原边绕组内阻很小, 只要很小的直流分量就可以在原边绕组中形成很大的直流磁势, 造成变压器磁芯工作的磁化曲线发生偏移。

将脉动的方波电压加到变压器原边绕组, 磁芯的磁通也近似线性的变化, 满足下式:

$$\frac{d\Phi}{dt} = u - IR$$

u 是方波电压的幅值, I 表示原边绕组电流, R 表示原边绕组内阻, Φ 表示磁通。

如果 u 是正负幅值对称的方波电压, 在变换器达到稳态时, 变压器的磁通

是对称的锯齿波，正负方向的磁通变化量相互抵消。

$$\text{正半周期的磁通变化量为: } \Delta\Phi_+ = \int_0^T (u_+ - IR) dt$$

$$\text{负半周期的磁通变化量为: } \Delta\Phi_- = \int_0^T (u_- - IR) dt$$

当 $\Delta\Phi_+ = \Delta\Phi_-$ ，正负磁通相抵消，磁芯工作磁滞曲线关于原点对称，正反向最大磁感应强度 B_{\max} 相等，不会产生偏磁，如图 2.20(a)所示。

如果 u 的正负幅值受到干扰而变得有所不同，或者正负脉冲宽度产生变化不再相等，由上式可知，变压器的正反方向磁通变化量不能够抵消，即变压器两个方向的伏-一秒积不再相等，磁化曲线便偏离了对称中心朝向某个方向逐渐增加，直至磁芯饱和。图 2.20(b)所示为电压方波宽度发生变化时，变压器偏磁示意图。正向脉冲增加 t ，负向脉冲减小 t ，变压器承受的正向电压比反向电压多 $2t$ 时间，则 $\Delta\Phi_+ > \Delta\Phi_-$ ，变压器绕组正反两个方向的伏-一秒积不再相等，如图中的阴影面积 $S_1 > S_2$ ，变压器磁通朝正方向增大。经过一个工作周期，变压器磁通的变化量为： $\Delta\Phi_+ - \Delta\Phi_- = 2ut$ 。

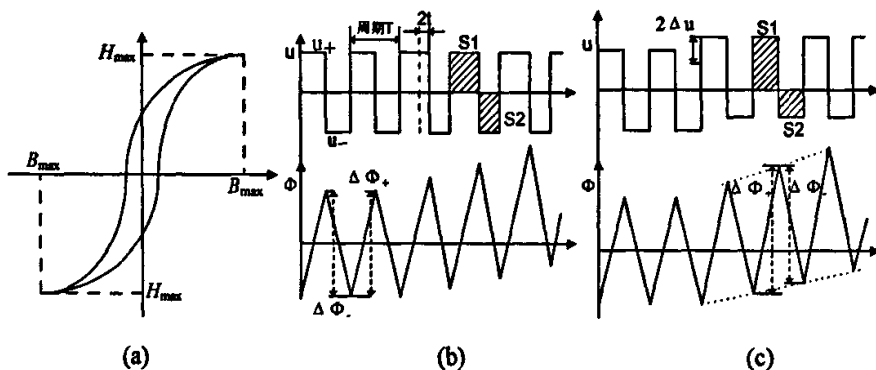


图 2.20 变压器磁化曲线

变压器绕组上的压降 IR 对于变换器建立新的平衡状态有一定的作用。当发生偏磁时，绕组中产生直流磁化电流 I_0 。如果 $I_0R = 2ut$ ，就达到新的平衡状态，但磁化曲线不再对称。由于磁化曲线是非线性的，偏磁严重时，磁芯很快进入饱和状态，新的平衡状态来不及建立，功率器件可能已经损坏。图 2.20(c)所示为方波电压的正负幅值发生变化时引起的偏磁原因。

2.7.2 全桥电路的偏磁问题

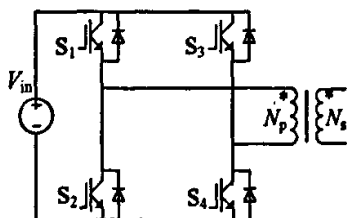


图 2.21 全桥 DC/DC 电路结构

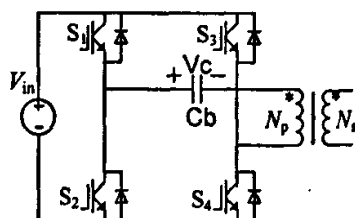


图 2.22 隔直电容抑制偏磁

全桥 DC/DC 变换器如图 2.21 所示，工作方式为：开关管 S_1 、 S_4 导通时，

S_2 、 S_3 截止，变压器原边绕组承受正向电压 V_{in} ；开关管 S_2 、 S_3 导通， S_1 、 S_4 截止时，变压器原边绕组承受反向电压 V_{in} 。假设变压器本身为理想的， $S_1 \sim S_4$ 的导通管压降分别为 $V_{ds1} \sim V_{ds4}$ ，则在 S_1 、 S_4 导通的 T_1 时间内，变压器原边绕组正向磁通变化为：

$$\Delta\Phi_1 = (V_{in} - V_{ds1} - V_{ds4})T_1$$

在 S_2 、 S_3 导通的 T_2 时间内，变压器原边绕组的反向磁通变化为：

$$\Delta\Phi_2 = (V_{in} - V_{ds2} - V_{ds3})T_2$$

如果开关管的通态压降相等， $V_{ds1} = V_{ds2} = V_{ds3} = V_{ds4}$ ；开关速度一致，即导通时间相等， $T_1 = T_2$ ；电路不受其它干扰。则可知，变压器正反两个方向的磁通变化相等 $\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2$ ，因此不存在偏磁问题。

然而在实际中，存在着以下一些非理想因素：

(1) 开关管的特性参数不可能保证完全一样，开关管的通态压降存在差异，开关速度也不可能一致。

(2) 控制电路输出的驱动脉冲宽度不可能完全相同，驱动信号的传输延迟时间存在差异。

(3) 开关电源是一个闭环系统，为了满足输出特性需求，需不断调整脉冲宽度，反馈回路也会引起调制的不对称性。

(4) 驱动信号可能会叠加一些干扰信号，造成细小的误差。

这些因素导致加在变压器原边绕组上的电压波形正负幅值不等或电压波形的正负脉宽不同，使得变压器原边绕组在两个方向上的伏-秒积不同，产生偏磁现象。

由上分析可见全桥电路的偏磁问题是不可避免的，偏磁造成变压器原边电流急剧增加，导致温升问题和损耗问题，严重时甚至会烧毁功率器件，因此必须采取措施抑制全桥电路的偏磁现象，才能提高系统的可靠性。

2.7.3 全桥电路的偏磁抑制措施

对于全桥电路的偏磁抑制措施有很多种，在不少文献中均有研究。

(1) 尽量选取动静态开关特性一致的功率器件，即管压降相同，开关速度一致。这就要求尽量选择同一批次，同一厂家的功率管。

(2) 使用 MOSFET 管可以在一定程度上抑制偏磁问题。因为 MOSFET 没有反向恢复时间，如果门极信号导通时间相同，则漏极导通时间也相同；同时 MOSFET 通态电阻具有正的温度系数，即温度升高时，通态电阻增加。导通电流大（或导通时间长）的 MOSFET 管上功耗大，则通态电阻增大，MOSFET 上压降增大，加在变压器上的电压值减少，从而降低伏秒值，在一定程度上抑制了偏磁现象的发生。

(3) 给变压器磁芯增加气隙，可在一定程度上避免磁芯的工作磁化曲线向磁

滞回线的转折部分移动，使曲线的转折弧度部分移动到更高的磁场强度，这样允许磁芯运行有较大的偏磁而不至于饱和。该方法只能解决磁芯的饱和问题，并不能从根本上解决直流偏磁和桥臂电流不平衡问题，此外变压器磁芯利用率不高，激磁电流增加，绕组损耗增加。因此这种方法只适用于功率较小，频率较低的场合。

(4) 在变压器原边回路中串联一隔直电容是一种较为常用的抑制偏磁的方法，如图 2.22 所示。隔直电容 C_b 能够自动消除因电压幅值不同引起的正反两个方向磁通量的差异。如果开关管 S_1 、 S_4 的通态压降比 S_2 、 S_3 的小，则变压器原边绕组在 S_1 、 S_4 开通期间承受的正向电压大于在 S_2 、 S_3 开通期间承受的反向电压，即在 S_1 、 S_4 开通期间变压器原边绕组的伏-一秒面积大于在 S_2 、 S_3 开通期间的伏-一秒积面积。这就使得电容 C_b 端电压 V_c 为左正右负。由于隔直电容的作用， S_1 、 S_4 导通时，变压器原边绕组承受的电压为 $(V_{in}-V_{ds1}-V_{ds4}-V_c)$ ，在 S_2 、 S_3 导通时，承受的电压为 $(V_{in}-V_{ds2}-V_{ds3}+V_c)$ ，直到两个方向达到新的平衡， V_c 变为稳定值。

隔直电容流过全部的原边电流，电容温升高，因此会带来一定的功率损耗，在大功率场合，电容体积也较大，成本较高。但是对于由于开关管的驱动脉冲宽度不同引起的偏磁现象，串入隔直电容只能在一定程度上抑制偏磁，不能完全消除。因为主变压器的工作状况还受到负载端的电流影响。通常开关变换器的输出滤波电感都是足够大的，可将其等效为一电流源 I_o ，则变压器副边电流为正负对称的平顶波形。如果开关管 S_1 、 S_4 的导通脉宽增加 d ，开关管 S_2 、 S_3 导通脉宽减小 d ，变压器原副边电流波形如图 2.23 所示。变压器原边电流是由负载电流折算至原边和原边激磁电流叠加而成的。串入隔直电容后，原边电流的平均值必须为零。由于折算至原边的负载电流 I_o/n 正负方向宽度不等，所以折算至原边的 I_o/n 的平均值不为零。要保证原边电流 i_p 平均值为零，只有原边的激磁电流 I_{mp} 平均值也不为零。用 I_{pav} 表示原边电流平均值， I_{onav} 表示负载电流平均值， I_{mpav} 表示原边激磁电流平均值， T 表示周期。

$$I_{pav} = I_{onav} + I_{mpav} = 0$$

$$I_{onav} = I_o/n * 2d/T$$

$$I_{mpav} = -I_o/n * 2d/T$$

由上式可得只要 d 不为零，就会存在直流磁化电流 I_{mpav} 不等于零，就会存在偏磁问题。

(5) 采用电流型的控制方案。通过检测变压器原副边的电流或开关管流过的电流值，反馈至控制电路的 PWM 信号产生电路，调整输出的 PWM 脉冲信号宽度，将变压器励磁电流控制在一定范围内，来达到防止偏磁的目的，这是最有效的措施。

文献^[72]中，通过检测变压器原边电流的正负幅值，将其转换为单向方波脉

冲，然后与 UC3875 原始的 PWM 锯齿波信号相叠加，叠加信号作为实际产生 PWM 驱动脉冲的基准锯齿波，再与输出电压反馈信号进行比较产生所需要的 PWM 驱动脉冲。如果存在偏磁，输出的两个前后 PWM 脉冲宽度将不相同，以此来调整原边绕组的伏-秒积相等，消除偏磁。同时该方法对变压器原边电流也有过流保护功能。

文献^[70]中，通过检测变压器原边电流对 PWM 脉冲宽度进行微调来实现抗偏磁。如果原边电流正、负峰值不等，电路输出偏磁信号，经 PID 控制器放大后送到脉冲宽度微调电路，对脉宽进行修正。该方法实际上仍是电压型控制，克服了电流型控制需要电流补偿、容易产生不稳定等缺点。

文献^{[68][69]}中，采用差动高阻积分电路直接检测变压器原边绕组电压中的直流分量，进行处理后送至控制电路，参与输出 PWM 脉宽调制，实现了实时偏磁校正。同时采用输出 LCC 滤波电路，既有防偏磁作用，又有很好的滤波效果。

文献^[73]中，利用电流型控制自动平衡变压器伏-秒积的特点，控制芯片采用电流型的 UC3846。当变压器未发生偏磁或偏磁不严重时，变换器工作在电压型 PWM 控制方式，当偏磁超过一定程度，检测到的原边电流参与调节输出脉宽，使变压器正、反向伏-秒积重新相等。

文献^[71]中，采用电流型控制模式，通过将原边检测电流送至移相控制芯片 UC3879 的电流端、锯齿波产生端和补偿端实现了在全负载范围内的抗偏磁措施。

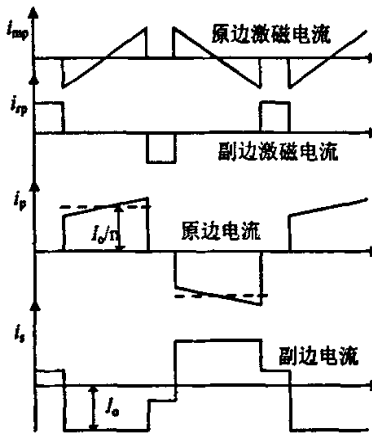


图 2.23 变压器原副边电流波形

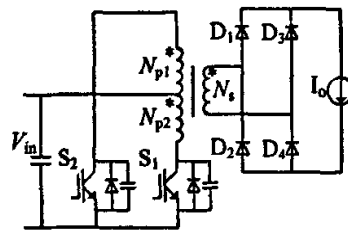


图 2.24 推挽变换器

2.7.4 推挽式隔离 Boost 变换器的偏磁抑制

推挽变换器不适用于大功率场合，一方面是因为其开关管承受两倍的输入电压应力，另一方面则是因为其更容易产生直流偏磁问题。如图 2.24 所示，推挽电路的变压器有三个绕组，如果绕制时不能保持良好的对称性，很容易产生变压器偏磁，磁芯饱和。因此对变压器的绕制提出了较高的要求。

设推挽变压器原边的两个绕组分别为 N_{p1} 、 N_{p2} ，则

$$d\Phi_1 = \frac{V_m}{N_{p1}} dt, \quad d\Phi_2 = \frac{V_m}{N_{p2}} dt$$

如果 $N_{p1}=N_{p2}$ ，不会产生偏磁；但是推挽变换器的两个绕组 N_{p1} 、 N_{p2} 很难完全相等，偏磁是必然的。

与全桥变换器相似，在推挽变换器中，推挽管 S_1 、 S_2 的导通压降的不同，开关速度的差异，由反馈控制误差和其它干扰引起开关管驱动信号的宽度不完全一致，都会造成变压器磁通正反方向不对称，磁芯磁化曲线偏离原点，产生偏磁。

推挽式隔离型Boost电路也存在着推挽电路容易偏磁的问题，如何有效抑制偏磁对其实用性很关键。

推挽式电路的偏磁抑制措施与全桥变换器相似，从主电路本身考虑，尽量选取开关参数特性一致的开关管；选择MOSFET作为功率开关器件，不存在反向恢复时间，而且随着温度的上升导通压降也增加；在磁芯中加入气隙，使磁芯虽有一定偏磁但不致饱和；在变压器副边串入一隔直电容；稍微增加原边绕组的电阻，绕线电阻的压降可以减轻伏一秒积的不平衡，电阻可位于功率管的集电极或发射极；在绕制变压器时尽量保持良好的对称性和耦合系数；合理分布PCB板上驱动线路。

当然，对推挽电路来说，采用电流型的控制方案解决偏磁措施是最佳选择之一。文献^[74]中，采用基于UC3846电流型控制芯片的直接电流峰值控制技术，及时准确的检测出变压器中的瞬态电流，形成逐个电流脉冲检测。只要给定或限制参考电流，就可以准确地限制流过变压器的最大电流，有效地抑制了变压器的偏磁现象，同时对变压器和开关管还有过流保护功能。

综上所述，对于论文所提出的新型双向变换器在降压和升压功率变换中，主要采用以下措施抑制偏磁：

- (1) 合理设计电路，选取特性一致的开关管，尽量使变压器绕制良好。
- (2) 串入隔直电容，合理设计两个功率流向所需的电容大小，以提高效率。
- (3) 通过霍尔器件检测变压器原边电流，送至控制电路，用以调整PWM脉冲宽度。

2.8 一族基于反激式耦合电感的 ZVT DC/DC 变换器^[75]

论文提出了利用一耦合电感构成的辅助电路实现变换器在升压功率变换时所有开关管的软开关。利用耦合电感实现开关管ZVT的技术已经在文献^{[76][77]}有过研究，在这些文献中，耦合电感均用作正激式变压器，所用元器件相对较多。论文将耦合电感用作反激式变压器，所用元器件很少。

论文所提出的反激式耦合电感ZVT软开关方法简单高效，具有比较广泛的适用性。在这里将它们应用于基本的DC-DC变换器拓扑，提出一族耦合电感反激式ZVT软开关DC-DC变换器，如图2.25所示。该方法亦可应用于一些隔离型

的变换器中。

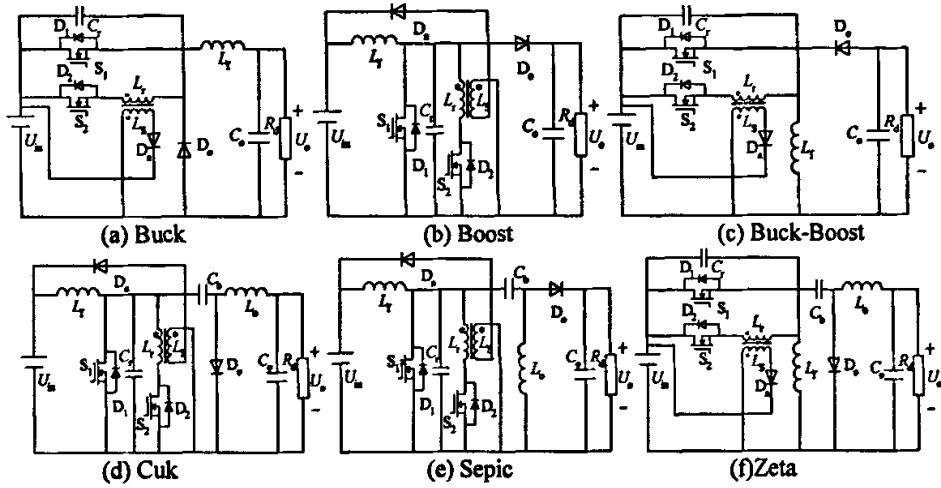


图 2.25 一簇耦合电感反激式 ZVT DC-DC 变换器

图2.25中耦合电感全部将能量反馈回电源端,实际上也可以将能量反馈回输出负载端。以Boost电路为例,图2.26是将能量反馈回负载端的ZVT Boost变换器。在带变压器隔离的单级功率因数校正Boost变换器中,通过耦合电感将能量馈送至变压器副边的负载端,可以方便的实现升压管的软开关,且不影响变压器原边的功率因数校正,因此所提出方法在带变压器隔离的单级PFC Boost变换器中将会得到较广的应用。

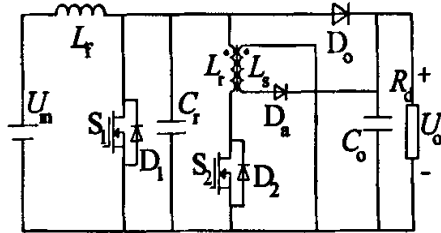


图 2.26 能量反馈至负载端 ZVT Boost 变换器

第三章 双向 DC/DC 变换器主电路设计

论文所设计的双向 DC/DC 变换器是用于一电动汽车车载电源系统的，主要电路参数为：

额定功率为 3KW；低压侧电压 24V，额定电流为 125A；高压侧电压 270V，额定电流为 11.2A；开关管 S_1 、 S_2 频率 100KHz， $S_3 \sim S_8$ 频率为 50KHz；双向功率传输效率 $\eta > 90\%$ 。

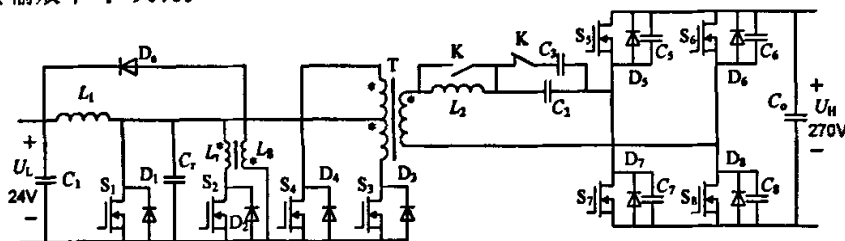


图 3.1 双向 DC/DC 变换器主电路

双向 DC/DC 变换器主电路如图 3.1 所示。主电路参数设计主要包括高频变压器、开关管选取、升压电感和隔直电容计算、辅助电路设计等。

3.1 高频变压器磁芯选择

高频变压器在电路中起着能量传输以及电压转变的作用，同时变压器还与功率半导体器件相连，因此变压器的设计很重要。这里采用常用的 A_p 面积乘法来设计高频变压器。

对于本设计中的双向 DC/DC 变换器，以降压变换全桥电路为主设计高频变压器的磁芯、匝比、导线型号等，同时通过验证来判断所设计变压器是否适合于升压变换时的推挽 Boost 电路。

在降压变换时，取开关管频率为 50KHz，变换器效率取为 0.9。该变换器的设计功率为：

$$A_p = \frac{P_T \times 10^6}{2\eta f_s B_m \delta K_m K_c} = \frac{3000 \times 10^6}{2 \times 0.9 \times 50 \times 10^3 \times 1500 \times 2 \times 0.5 \times 1} = 22.2 \quad (3.1)$$

其中 η 表示变换器效率， B_m 为最大磁感应强度，导线电流密度系数 δ 取为 $2.0A/mm^2$ ，窗口的铜填充系数 K_m 选取 0.5，铁芯填充系数 K_c 取 1。

选取 R2KB 铁氧体磁芯 EE85 作为变压器的铁芯，EE85 的功率容量乘积为：
 $A_e \times A_o = 7.67 \times 8.55 = 65.6 \quad (3.2)$

A_e 表示磁芯的中心柱截面积， A_o 表示磁芯窗口面积。

由上面两式可知，采用 EE85 做为本变换器的磁芯，功率容量是足够大的。

3.2 变压器匝比确定

考虑降压变换时，高压侧电压波动为 10%以内，则变压器原边绕组匝数为：

$$N_p = \frac{V_{inmax} \times 10^8}{K_f f_s B_m A_e} = \frac{270 \times 1.1 \times 10^8}{4 \times 50 \times 10^3 \times 1500 \times 7.67} = 13 \text{匝} \quad (3.3)$$

式中 K_f 表示波形系数，对于正弦波， K_f 为 4.44；对于方波， K_f 为 4。 f_s 为开关频率， B_m 为工作磁通密度， A_e 为磁芯中心柱截面积。

考虑到元器件损耗，取原边绕组匝数为 16 匝。

为了能在任意输入电压时得到所需要的输出电压，变压器的变比应该按最低输入电压 V_{inmin} 来选择。变压器原副边匝比在一定程度上取较大值，这样可以减小开关管的通态电流，降低整流管的反向电压，提高变压器的利用率。考虑到移相全桥变换器的副边占空比丢失问题，取副边最大占空比为 0.8。变压器副边输出所要求的最小电压值为：

$$V_{smin} = \frac{V_{o,max} + V_D + V_{Lf}}{D_{secmax}} = \frac{26.4 + 1 + 1}{0.8} = 35.5V \quad (3.4)$$

其中 V_D 为输出整流管正向压降， V_{Lf} 为输出滤波电感上直流压降， D_{secmax} 表示副边最大占空比。则变压器的匝比为：

$$n_1 = \frac{V_{pmin}}{V_{smin}} = \frac{V_{inmin} - \Delta V_1}{V_{smin}} = \frac{270 \times 0.9 - 20}{35.5} = 6.28 \quad (3.5)$$

式中 ΔV_1 表示原边开关管、隔直电容、饱和电感等总的压降。

可以算得变压器副边绕组匝数为：

$$N_s = \frac{N_p}{n_1} = \frac{16}{6.28} = 2.55 \text{匝} \quad (3.6)$$

取副边匝数为 3 匝，则变压器原边匝数调整为 18 匝，原副边匝比取为 $n_1=6$ 。

验证所选取变压器参数是否符合升压变换，升压变换时，变压器匝比为 1/6。对于推挽电路而言，其输入电压 V_{in1} 为 Boost 电路的输出电压，推挽管的最大占空比为 0.45。其输出电压 V_{o1} 满足下式：

$$V_{o1} = \frac{V_{in1}}{n_2} 2D_{max} \quad (3.7)$$

考虑升压变换时电路中管压降、隔直电容压降、绕组压降等为 $\Delta V_2=20V$ ，只要输入电压 V_{in1} 最小时，能得到所需输出电压就可以满足在任何情况下的升压变比关系。由式 3.7 可以推出 n_2 需满足：

$$n_2 \leq \frac{V_{in1min}}{V_{o1} + \Delta V_2} 2D_{max} \quad (3.8)$$

其中 V_{in1min} 为 Boost 电路的输出电压，只要满足

$$V_{in1min} \geq \frac{V_{o1} + \Delta V_2}{2D_{max}} n_2 = \frac{270 + 20}{2 \times 0.45} \times \frac{1}{6} = 54V \quad (3.9)$$

由式 3.9 可见，只要前级 Boost 变换器的输出电压大于 54V 时，按降压变换时设计的高频变压器匝比就可以满足升压变换。通过控制升压管 S_1 的导通时间，很容易得到 54V 的电压。

对于 Boost 电路，开关管的占空比在 0.5—0.7 之间，易于实现高频化和高效率。本设计中，Boost 电路输入 24V，输出 54V 左右，因此开关管的占空比为：

$$D = 1 - \frac{V_m}{V_o} = 1 - \frac{24}{54} = 0.56 \quad (3.10)$$

占空比为 0.56，可见控制上易于实现，又满足高频化和高效率的要求。

双向 DC/DC 变换器在降压时开关频率取 50KHz，升压时前级升压管开关频率取 100KHz，则后级推挽管开关管开关频率为 50KHz，保持了变压器在双向变换时的脉动频率一致，易于变压器参数优化设计。

3.3 原副边绕组线径

考虑绕组导线在高频时的集肤效应，导线的穿透深度计算如下：

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi f_s \mu\gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 58 \times 10^6}} = 2.96 \times 10^{-4} \text{ m} \quad (3.11)$$

式中 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 为磁导率， $\gamma = 58 \times 10^6 \text{ } \Omega \cdot \text{m}$ 为铜导线的电导率。绕组应选用直径小于 $2\Delta = 0.592 \text{ mm}$ 的铜线。

选取导线电流密度为 2 A/mm^2 ，则原边导线的截面积为：

$$S_p = \frac{P_o}{V_m \eta \delta} = \frac{3000}{270 \times 0.9 \times 2} = 6.173 (\text{mm}^2) \quad (3.12)$$

原边可以选用宽度 30mm，厚度 0.25mm 的铜条一股绕制。

变压器副边为双半波整流，变压器副边绕组流过的电流 I_s 为：

$$I_s = \frac{125}{\sqrt{2}} = 88.4 \text{ A} \quad (3.13)$$

副边导线截面积为：

$$S_s = \frac{I_s}{\delta} = \frac{88.4}{2} = 44.2 (\text{mm}^2) \quad (3.14)$$

副边可以选用宽度 30mm，厚度 0.5mm 的铜条三股并绕。

3.4 降压时开关管的选取

变换器在降压变换时，输入电压为 270V，超前臂开关管承受输入电压；滞后臂开关管电压应力为输入电压加上隔直电容的最高电压，其值大约为 1.1 倍的输入电压。考虑输入电压波动，取最大值 297V，电压裕量取 1.5~2 倍，则选取的开关管耐压值在 500V 以上即可。输出额定电流为 125A，考虑滤波电感有 10% 的波动，变压器副边最大电流为 137.5A，变压器原边开关管流过最大电流值约为 $137.5/6 = 23 \text{ A}$ ，电流裕量取 2 倍，则可选取额定电流为 45A 以上的开关管。超前桥臂实现零电压开关，选取 Infineon 公司的 MOS 管 SPW47N60S5，其额定电压为 600V，额定电流为 47A，导通电阻为 $0.07 \text{ } \Omega$ ，导通损耗较小。滞后桥臂实现零电流开关，选取 FUJI 公司的 IGBT 管 1MBH50D-060，额定电压为 600V，

额定电流为 50A。

为了简化电路，考虑利用开关管的反并联的二极管作为升压时的全桥整流电路的四个二极管使用。升压变换时，变压器副边是全桥整流电路，输出电压为 270V，输出电流为 11.2A。考虑到整流二极管在开通和关断时存在尖峰电压、电流，选取时需留有一定裕量。SPW47N60S5 的反并联二极管额定参数为 600V/47A，1MBH50D-060 的反并联二极管额定参数为 600V/50A。可见用所选开关管的反并联二极管代替整流管是可行的。

3.5 升压时的开关管选取

在升压变换时，Boost 电路的输出电压在 54V 左右，由于后级推挽变压器的作用，升压管 S_1 承受的最大应力电压 Boost 电路输出电压的两倍，在 100V 左右，取 1.5~2 倍的电压裕量。升压管流过的最大电流为最大输入电流：

$$I_{i\max} = \frac{P_o}{\eta V_{in}} = \frac{3000}{0.9 \times 24} = 138.8A \quad (3.15)$$

电流取 2 倍的裕量为 300A。选取 SKM180A020 作为升压管，额定值为 200V/180A，试验中可用两个管子并联使用。

对于推挽管 S_3 和 S_4 ，关断时承受的反向电压等于前级 Boost 输出电压的两倍，也为 100V 左右。由于变压器漏感会引起尖峰电压，加大了开关管所承受的电压峰值，因此在选择开关管的时候要考虑到漏感的影响，选取开关管的电压应大于 300V。推挽管的最大电流：

$$I_{p\max} = \frac{I_{i\max}}{\sqrt{2}} = \frac{138.8}{\sqrt{2}} = 98.2A \quad (3.16)$$

电流取 2 倍裕量为 200A。选取 2MBI200N-060 作为推挽管，额定值为 600V/200A，其封装为对管形式。

考虑利用推挽管的反并联二极管作为降压电路的整流二极管。对于降压电路，输出电路是双半波整流，整流二极管所承受的最大反向电压为：

$$V_{DR} = \frac{2V_{in\max}}{n_1} = \frac{2 \times 297}{6} = 99V \quad (3.17)$$

考虑整流管的尖峰电压，取 2 倍的电压裕量 200V。整流管流过电流的有效值为 $1/\sqrt{2}$ 倍的额定电流。额定电流为 125A，流过二极管的有效电流为 88.4A，峰值电流为 $125 \times 1.1 = 137.5A$ 。2MBI200N-060 反并联二极管额定值为 600V/200A，可以用来作为降压电路的整流管。

3.6 升压电感的计算

Boost 电路的储能电感大小决定了输入电流的纹波，输入电流的纹波一般取为电流峰值的 10%。当输出功率最大，输入电压最低，输入电流的纹波最大，所需要的电感值为最大。

输入电流的最大峰值为：

$$I_{i,max} = \frac{P_o}{\eta V_{in}} = \frac{3000}{0.9 \times 24} = 138.8A \quad (3.18)$$

由于输入电流较大，实际中取电流脉动值为 10%，则纹波电流为：

$$\Delta I_L = 0.1 I_{i,max} = 0.1 \times 138.8 = 13.9A \quad (3.19)$$

开关周期为 10 μ s，以 Boost 电路输出电压为 56V 计算，

$$L_1 = \frac{V_m}{\Delta I_L} DT_s = \frac{V_{in} V_o - V_{in}}{\Delta I_L V_o} T_s = \frac{24}{13.9} \times \frac{56 - 24}{56} \times 10\mu s = 9.87\mu H \quad (3.20)$$

由于升压电感在降压时还当作滤波电感使用，因此需计算在降压变换时的数值。降压输出电路为双半波整流，因此变压器副边频率为原边开关管的 2 倍，滤波电感电流脉动频率为 100KHz。输出额定电流为 125A，考虑电感纹波电流为输出电流的 10%时电流为连续状态，则输出滤波电感为：

$$\begin{aligned} L_f &= \frac{V_o}{2f_{s1}(0.1I_o)} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in,max}/n_1 - V_{if} - V_D} \right) \\ &= \frac{24}{2 \times 100 \times 10^3 \times 0.1 \times 125} \left(1 - \frac{24}{297/6 - 1 - 1} \right) = 4.75\mu H \end{aligned} \quad (3.21)$$

综合考虑，选取升压电感值为 10 μ H，可以同时满足升降压的需求。

3.7 饱和电感的设计

饱和电感是为了实现滞后桥臂的 ZCS，它的散热和高频损耗是降压变换时全桥电路的主要问题。由于饱和电抗的功耗较大，而且电感量易发生变化，设计时选用矩形度好、损耗小的铁芯材料。

在移相全桥 ZVZCS 变换器中，饱和电感只用作一磁开关，并非通过所储存的能量来实现滞后臂 ZCS，因此饱和电感的伏秒积无需设计过高，使得占空比损失比较小。饱和电感在滞后臂关断过程中，可分为两个工作阶段：(1) 在变压器原边电流下降为零到滞后臂开关管导通时间段 T_1 内，阻止由于 V_{cbp} 引起的电流反向流动；(2) 当电源电压加到饱和电感上，饱和电感进入饱和需要一短暂时间 T_2 ，使得原边电流不能立即上升。

第二阶段电感伏秒积在实际中通常取为固定值。

饱和电感的总伏秒积为两个时间段 T_1 和 T_2 伏秒积之和。则在时间段 T_1 内的伏秒积为：

$$ET_1 = V_{cbp} T_1 = V_{cbp} \left(\frac{T}{2} - \frac{DT}{2} - \Delta T \right) \quad (3.22)$$

$$V_{cbp} \approx \frac{nI_o DT}{4C_b} \quad (3.23)$$

$$\Delta T \approx \frac{nI_o L_k}{V_{cbp}} = \frac{4L_k C_b}{DT} \quad (3.24)$$

$$ET_1 = \frac{nI_o}{8C_s} (DT^2 - D^2T^2 - 8L_k C_s) \quad (3.25)$$

最终设计的饱和电感值只要满足下式即可：

$$\Phi_{LS} \geq V_{cbp} T_1 = \frac{nI_o}{8C_s} (DT^2 - D^2T^2 - 8L_k C_s) \quad (3.26)$$

3.8 滤波电容选取

在输出的整流电压中，包含有高频纹波，为了满足输出低纹波的要求需要合理设置滤波电容。一般输出电压交流纹波峰值 $\Delta V_p \leq 200\text{mV}$ 。考虑到功率开关管和整流二极管开关时造成的电压尖峰以及直流母线电压残留的 100Hz 纹波，取输出电压的交流纹波 $\Delta V_o = 50\text{mV}$ 。

(1) 降压变换时，输出为双半波整流，频率为 100KHz，则滤波电容大小为：

$$C_1 = \frac{V_o}{8L_1 f_{s1}^2 \Delta V_o} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in\max}/n_1 - V_M - V_D} \right) = 297\mu\text{F} \quad (3.27)$$

输出电压为 24V，选电容的耐压值为 35V，为了减小电解电容的寄生电阻电感，实际中用 4 个 2200uF/35V 的电容并联。

(2) 升压变换时，输出为全桥整流电路，输出仅仅通过滤波电容滤除纹波，省去了滤波电感。考虑电容上电流为输出电流值的 20%，则滤波电容大小可按下式计算：

$$C_o = \frac{0.2I_o T_s}{8\Delta V_o} = \frac{0.2 \times 11.2}{8 \times 50 \times 10^{-3}} \times 10\mu\text{s} = 56\mu\text{F} \quad (3.28)$$

输出电压为 270V，选取电容耐压值为 400V，实际中使用 4 个 220uF/400V 的电解电容并联。

3.9 抗偏磁电容选取

在功率的双向变换过程中，均采用隔直电容在一定程度上防止变压器偏磁，因为隔直电容上也会产生一定的压降和功率损耗，所以需分别计算升降压变换时的隔直电容大小，以提高变换器效率，优化设计。

(1) 降压变换时，变压器原边全桥电路中串入隔直电容，一方面用来实现滞后臂开关管的 ZCS，另一方面用来防止偏磁发生。可按下式计算：

$$I_{p\max} = \frac{I_o}{\sqrt{2}n_1} = \frac{125}{\sqrt{2} \times 6} = 14.73\text{A} \quad (3.29)$$

$$C_{b1} = \frac{I_{p\max} D}{4f_s V_{cb}} = \frac{14.73 \times 0.9}{4 \times 50 \times 10^3 \times 0.2 \times 270} = 1.23\mu\text{F} \quad (3.30)$$

式中 $V_{cb}=20\%V_{in}$ ，作为隔直电容上的峰值电压， I_{pmax} 为变压器原边电流峰值，取占空比 D 等于 0.9。实际中用 15 个 0.1uF/250V 的高频无感电容并联。

(2) 升压变换时，在变压器副边串联隔直电容，用来抑制偏磁。取变压器副边漏感 L_s 为 20uH，则电容 C_{b2} 为：

$$C_{b2} = \frac{1}{L_s \omega^2} = \frac{1}{L_s (2\pi f_s)^2} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times (2\pi \times 50 \times 10^3)^2} = 0.5\mu F \quad (3.31)$$

实际中选用 5 个 0.1uF/250V 的高频无感电容并联。

3.10 辅助电路参数设计

辅助电路是由反激式耦合电感 L_r/L_s 、开关管 S_2 和反馈二极管 D_s 构成的，用来实现变换器在升压时的软开关。辅助电路的参数设计如下：

(1) 谐振电容 C_r 的设计

谐振电容 C_r 是用来使升压管 S_1 实现零电压关断的，为了使开关管 S_1 关断时电压电流重叠很小， C_r 的选取应当使得 u_{s1} 上升的速度不能太快，否则不易实现零电压关断。通常按下式计算 C_r 的大小：

$$C_r = \frac{I_{imax}}{V_o/n} (2 \sim 3) t_f \quad (3.32)$$

式中 I_{imax} 为 Boost 电路的最大输入电流， t_f 表示开关管的关断时间，升压管选取 SKM180A020，取其关断时间为 900ns，取时间系数为 2.5。

$$C_r = \frac{138.8}{270/6} \times 2.5 \times 0.9\mu s = 6.9\mu F \quad (3.33)$$

(2) 谐振电感 L_r 的设计

L_r 是用来实现升压管的零电压开通的， L_r 要足够大，才能完全对谐振电容放电。同时为了不影响整个电路的近似 PWM 工作方式，辅助电路的工作时间不应当超过 $0.1T_s$ 。 L_r 的选取按下式计算：

$$\frac{L_r}{V_o/n} I_{imax} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \leq 0.1T_s \quad (3.34)$$

将 $I_{imax}=138.8A$ ， $C_r=11.6\mu F$ ， $T_s=10\mu s$ 带入上式可求得 $L_r=0.05\mu H$ 。

第四章 双向 DC/DC 变换器控制电路的设计

双向 DC/DC 变换器的硬件电路除了主电路参数设计之外,还包括控制电路的设计。控制电路设计主要包括: PWM 脉冲产生电路, 开关管驱动电路, 电压、电流采样电路, 主电路的保护电路。

4.1 升压功率变换控制电路设计

在升压功率变换电路中,合理的设计控制电路系统对于变换器的高效率、高可靠性有着重要的意义。升压控制电路系统主要应包括以下功能:

- (1)输出所有开关管需要的 PWM 脉冲信号;
- (2)能够稳定和调节输出电压大小;
- (3)能够有效的防止升压变换时推挽变压器的偏磁现象;
- (4)具有限流和过压保护功能。

为满足升压变换要求,选取脉宽调制控制芯片 TL494 做为升压控制电路的核心器件,用以产生基本 PWM 脉冲信号,并结合逻辑电路和门电路,通过分频、移相得到所需要的驱动脉冲。

4.1.1 TL494 芯片介绍^{[30][63]}

选择美国 Texas 公司生产的 PWM 发生器 TL494 作为控制芯片, TL494 芯片是一种固定频率脉宽调制型开关电源集成控制器,它的主要特点如下:

- (1)具有完整的脉宽调制控制电路;
- (2)片内含有两个误差放大器;
- (3)片内有 5V 的基准电压,精度高达 1%;
- (4)可控的死区时间调节;
- (5)两路独立 PWM 输出,适用于单端结构和推挽、半桥、全桥开关变换器。

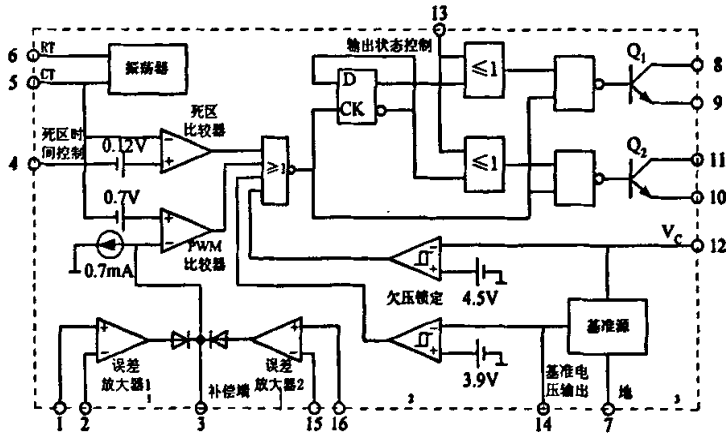


图 4.1 TL494 内部结构等效电路图

TL494 共有 16 个管脚, 双列直插封装, 主要包括基准电压、振荡器、误差放大器、PWM 比较器、死区比较器、双稳态触发器、PWM 输出等功能单元,

内部基本结构单元图如图 4.1 所示。

TL494 内部设置了线形锯齿波振荡器,5 脚和 6 脚分别外接电容和电阻元件来设定调节锯齿波的频率。振荡频率按式 $f=1.1/R_1C_1$ 计算。

TL494 的 1、2 和 16、15 脚分别为两个误差放大器的同相和反相输入端,两个误差放大器可构成电压反馈调节器和电流反馈调节器,分别控制输出电压的稳定和输出过流的保护,3 脚为两个放大器公共输出端,也称补偿端。使用时可以将反馈信号接入这些脚,通过调节每个脉冲占空比来稳定输出电压或进行各种保护。由于两个放大器的输出通过二极管之后才连接在公共补偿端 3 脚,因此两个放大器有一个优先问题,不能同时作为调节用,只能一个作为调节,一个作为保护。设置了 $5V\pm 1\%$ 的电压基准;它的死区时间可调节;输出形式可单端,也可以双端,一般是作为双端输出类型的脉宽调制器。

输出脉冲的宽度调制,是通过电容器 C_T 上的正极性锯齿波电压与其他两个控制信号电压进行比较来实现的。激励输出管 Q_1 和 Q_2 的“或非”门工作状态,是只有在双稳态触发器的时钟输入为低电平时才选通。这种情形只有在锯齿波电压大于控制信号期间里出现。因此,控制信号幅度的增大,将相应地使输出脉冲的宽度线性减小。有关波形的时间关系,如图 4.2 所示:

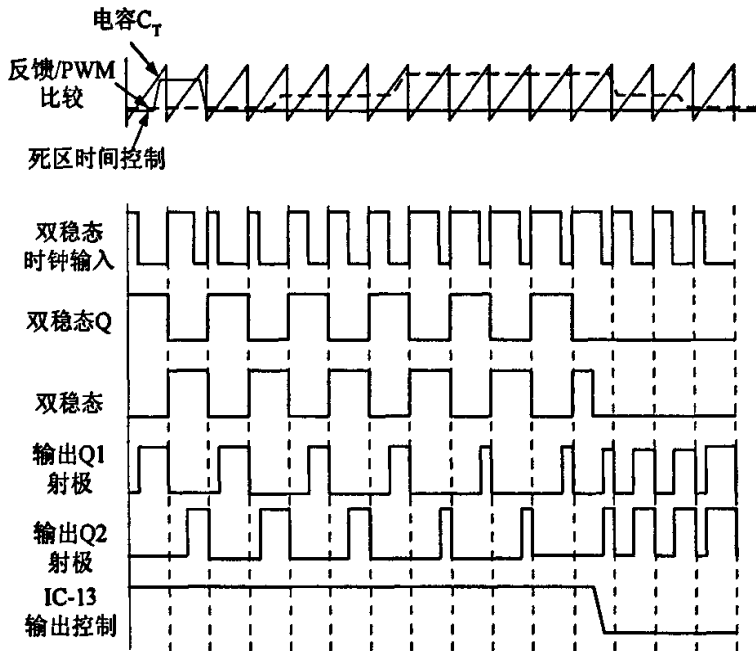


图 4.2 TL494 的脉宽调制控制原理各级工作波形图

控制信号由 IC 外部输入,一路送到死区时间比较器控制端,一路送到两误差放大器输出端,又称 PWM 比较器输入端。死区时间控制比较器具有 120mV 有效输入补偿电压,它限制最小输出死区时间近似等于锯齿波周期时间的 4%。在输出控制接地时,这将使最大占空系数为已知输出的 96%。而在输出接参考

电平时，占空比则是给定输出的48%。

当把死区时间控制输入端设置在一个固定的电压值时(范围0~3.3V之间)，就能在输出脉冲上产生附加的死区时间。脉宽调制比较器为误差放大器调节输出脉冲宽度提供了一条途径：例如当反馈电压从0.5V变到3.5V时，则输出脉宽从被死区时间控制输入端确定的最大导通时间里下降到零。

两个误差放大器具有从-0.3V到-2.0V的共模输入范围。误差放大器的输出端处于通常的高电平，它与脉宽调制比较器的反相输入端共同进行“或”运算。由于这种电路结构，只需最小输出的放大器即可支配控制回路。其输入与输出控制功能为：当13脚接地时在 Q_1 和 Q_2 单端PWM输出， $f_{out}/f=1$ ；当13脚接参考电压 V_{ref} 时，推挽工作， $f_{out}/f=0.5$ 。

当电容器 C_T 放电时，一个正脉冲出现在死区时间比较器的输出端，它对脉冲操纵式双稳态触发器进行计时，并且停止输出管 Q_1 与 Q_2 的工作。如果把输出控制端接到基准参考电压端，那么脉冲操纵式双稳态触发器，将把调制脉冲交替地送往工作在推挽状态的两只输出管基极。输出管工作频率等于振荡器频率的一半。当工作状态为单端，并且最大占空比小于50%时，也可从 Q_1 或 Q_2 得到输出激励脉冲。

在单端工作状态下，当需要有更高的输出电流时，可以把 Q_1 与 Q_2 并联使用，此时IC-13脚“输出状态控制”端必须接地，使双稳态触发器不起作用。在这种状态下，输出端的脉冲频率将等于振荡器的频率。

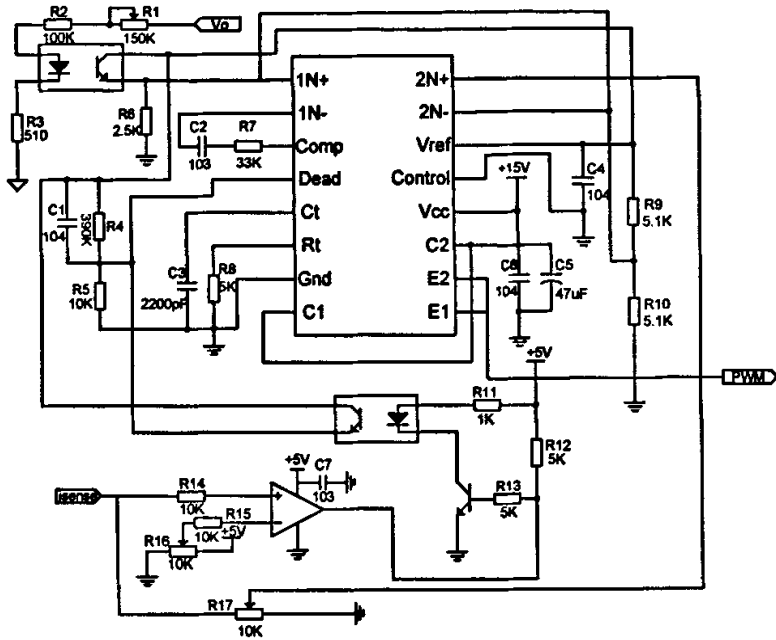
4.1.2 升压控制电路

升压控制电路如图4.3所示。其中图4.3(a)利用TL494芯片产生频率为100KHz的基本PWM方波电压，图4.3(b)将100KHz的PWM信号通过与非门、或门等逻辑芯片移相分频产生所需要的四个开关管的PWM驱动信号。在升压变换时，升压管 S_1 的开关频率为100KHz，辅助开关管 S_2 的开关频率为100KHz，推挽管 S_3 、 S_4 的开关频率为50KHz。

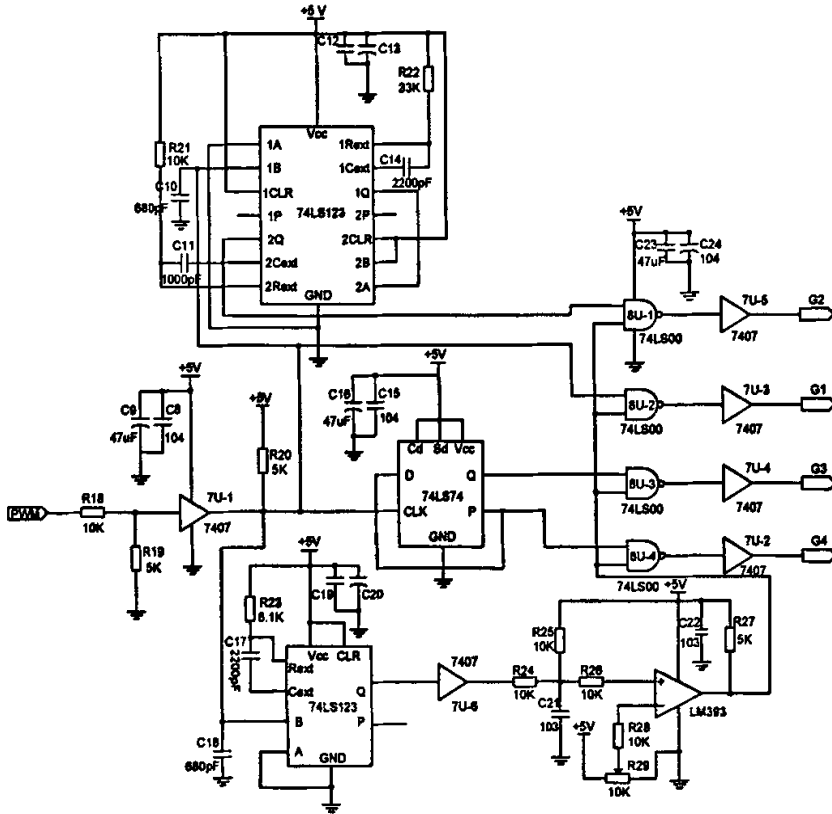
在TL494的管脚5和管脚6外接电容 C_3 和电阻 R_8 来设定锯齿波的振荡频率，因为管脚13输出状态控制端接地，TL494为单端PWM输出，输出脉冲的频率即为锯齿波的频率，因此振荡器的频率需设定为100KHz。TL494的工作频率按下式计算：

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_8 C_3}$$

取 $C_3=2200\text{pF}$ ， $f_{osc}=100\text{KHz}$ ，则可得 $R_8=5\text{K}$ 。



(a) 基于 TL494 产生基本 PWM 信号



(b) 四个驱动信号的产生电路

图 4.3 升压变换控制电路

在变换器刚启动时，主电路和控制电路中处于不稳定的动态过程中，如果

此时开关管的驱动信号一下子达到预定值，可能会造成电路中产生浪涌电流和尖峰电压，从而损坏开关管等器件，因此需设计软启动电路，使得开关管的驱动信号经过延时达到预定值，即功率经过一定时间达到额定最大值，减小了电路上电的瞬间冲击。

当4脚上所加电压高于3.3V时，TL494输出方波电压占空比为零。通过在TL494的死区控制4脚外接电阻 R_4 、 R_5 和电容 C_1 实现软启动功能。在刚上电时，电容 C_1 上电压为零，因此电阻 R_5 上电压为14脚输出的5V基准电压，则死区控制脚所加电压为5V，大于3.3V，所以TL494输出PWM脉冲的占空比为零。电容 C_1 在芯片基准电压源的充电作用下电压逐渐上升，电阻 R_5 上的电压逐渐下降，输出PWM脉冲的占空比由零逐渐变大，直到 R_5 上电压降为由 R_4 和 R_5 决定的死区控制电压为止，此时 C_1 充电完毕，输出PWM脉冲占空比达到最大值。在稳态时， R_4 和 R_5 设定的死区控制电压很低，所以软启动时间主要由 C_1 、 R_5 的充电时间常数决定：

$$t = R_5 C_1 = 10K \times 0.1\mu F = 1ms$$

TL494芯片内部的死区控制电路已经设定了4%的最小死区时间，由于推挽管为IGBT型，为了可靠防止推挽管 S_3 、 S_4 同时导通，通过 R_4 、 R_5 进一步增加了死区时间，增加 R_5/R_4 的比值，便可调整PWM输出死区时间。

输出电压经过分压电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 采样后，通过光耦TLP521电气隔离送至TL494误差放大器1的同相输入端，与反相端的给定信号比较后，误差放大器输出控制信号与锯齿波进行比较，调节输出PWM脉冲的宽度来实现对输出电压的调整控制。 R_7 、 C_2 构成误差放大器的输出补偿网络，提高系统的稳定性。

通过霍尔元件检测变压器原边电流，一路通过比较器LM393送至死区控制脚，当原边电流在较小程度上过流时，通过4脚进行微调；一路通过采样电阻 R_{17} 直接送TL494误差放大器2的同相输入端，与反相端给定信号相比较，过流严重时，立即封锁输出脉冲，起到过流保护作用。

TL494输出的100KHz方波信号一路经过D触发器74LS74二分频后得到两个 180° 互补的方波信号，工作频率变为50KHz，用来作为两个推挽管的驱动信号。一路经过可再触发双单稳多谐振荡器74LS123移相后得到一频率不变的窄脉冲，相位超前于输入的PWM信号 180° ，用来作为辅助管 S_2 的驱动信号。一路直接通过与非门74LS00作为升压管的驱动信号。

TL494输出的100KHz方波信号同时通过另外一个74LS123来实现对四个输出驱动信号的有效封锁。仅仅使用74LS123内的一个单稳态触发器，通过合理选择 R_{23} 和 C_{17} 的数值，可以使得TL494正常工作时，比较器LM393输出端一直为高电平，不影响驱动信号的宽度，当TL494输出封锁时，LM393输出端一直为低电平，从而使得四个驱动信号也可靠封锁。

4.1.3 升压驱动电路

IGBT 是 MOSFET 和双极晶体管的复合器件。它既有 MOSFET 易驱动的特点，又具有功率晶体管电压、电流和容量大的优点。其特性介于 MOSFET 和功率晶体管之间，可以正常工作在几十 kHz 的范围之内，故在较高频率的大、中功率应用中占据了主导地位。IGBT 是电压控制型器件，在它的栅—射极间施加十几伏直流电压时，只会有毫微安级的漏电流流过，基本上不消耗功率。但 IGBT 的栅—射极间存在着较大的电容量，在驱动脉冲电压的上升及下降沿需提供数安培的充放电电流，才能满足它开通和关断的动态要求，使得它的驱动电路也必须输出一定的峰值电流。IGBT 作为一种大功率的复合器件，存在着过流时可能发生锁定现象而造成损坏的问题，在过流时如采用一般的速度封锁栅极电压，会因过高的电流变化率引起过电压，从而需要软关断等特殊要求，因而掌握好 IGBT 的驱动和保护特性是使用好它的关键。只有在充分利用和满足其特点、要求的情况下，才能使 IGBT 展现出它的优点并获得较高的可靠性。

IGBT 是电压驱动型器件，无论采取何种驱动方式都必须满足以下两个条件：一是实现控制电路与被驱动 IGBT 栅极的电隔离；二是提供合适的栅极驱动脉冲。根据电路隔离方式，IGBT 驱动器可分为两大类，一类采用光电耦合器，另一类采用脉冲变压器，两者均可实现信号传输及电路隔离。光电耦合驱动装置的最大特点是双侧都是有源的，由它提供的正向脉冲及负向封锁脉冲的宽度可以不受限制，而且可以较容易地通过检测 IGBT 通态集电极电压，实现各种情况下的过流及短路保护，并对外送出过流信号。目前国内外都趋向于把这种驱动装置做成厚膜电路的形式，具有使用方便、一致性及稳定性较好的优点。

采用 TLP250 构成的 IGBT 驱动器由于体积小，价格较便宜，是不具备过流保护的 IGBT 驱动器中较理想的选择。

TLP250 的典型特征如下：

- (1) 输入阈值电流 (I_F): 5mA (最大);
- (2) 电源电流 (I_{CC}): 11mA (最大);
- (3) 电源电压 (V_{CC}): 10~35V;
- (4) 输出电流 (I_O): $\pm 0.5A$ (最小);
- (5) 开关时间 (t_{PLH}/t_{PHL}): 0.5 μs (最大);
- (6) 隔离电压: 2500Vpms (最小)。

图 4.4 给出了 TLP250 的内部结构简图，表 4.1 为 TLP250 工作时的真值表。在工作时管脚 2 或者管脚 3 均可以接 TLP250 输入信号。当管脚 2 接高电平时，管脚 3 输入信号，当管脚 3 接低电平时，2 端接输入信号。6 端和 7 端均可以作为输出端，在工作时常常把这两端连接起来。8 端接工作电压，5 端接地。

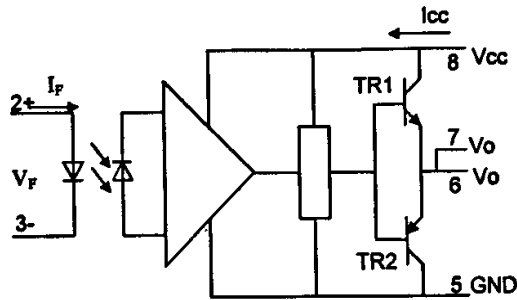


图 4.4 TLP250 的内部结构简图

表 4.1 TLP250 工作时的真值表

输入LED	TR1	TR2
通	通	断
断	断	通

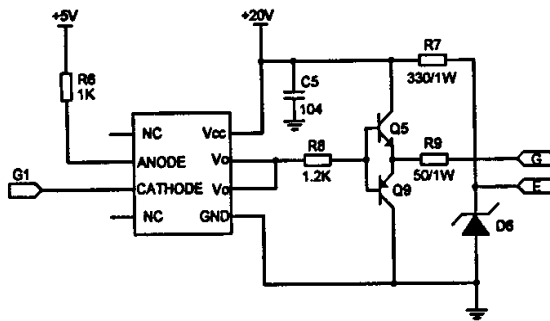


图 4.5 升压开关管的驱动电路

TLP250 内置光耦的隔离电压可达 2500V，上升和下降时间均小于 0.5 μ s 输出电流达 0.5A，可直接驱动 50A/1200V 以内的 IGBT 元件。当需要驱动电流容量更大的 IGBT 元件时，可以外加推挽放大电路来增加驱动能力。图 4.5 为采用 TLP250 构成的升压管驱动电路，其它开关管的驱动类似。G₁ 是从控制电路送来的开关管 PWM 信号，R₆ 为输入限流电阻。输出利用推挽电路增加驱动能力，利用 5.1V 稳压二极管 D₆ 为开关管关断时提供 -5V 的反向电压，保证可靠关断。

4.1.4 电流检测电路

为了减少变换器的元器件，该双向 DC/DC 变换器使用同一电路检测升降压时变压器低压侧的电流，使用霍尔电流传感器来检测升压变换时的输入电流，同时该霍尔电流传感器又可以检测降压变换时的输出电流。由于升降压变换时所检测电流方向相反，因此霍尔元件检测到的电流需经过一绝对值电路后才能够引入反馈电路以及保护电路中。由霍尔电流传感器构成的检测电路如图 4.6 所示。图中 TBC50LXH 为霍尔电流传感器，U₁ 和 U₂ 构成绝对值电路。TBC50LXH

为双环系列闭环电流传感器，该传感器初、次级之间是绝缘的，具有很强的抗干扰能力，可以检测直流、交流和脉动电流。TBC50LXH 共有 6 个引脚，其中管脚 5、6 接所检测的电流，管脚 2、3 接 $\pm 15\text{V}$ 工作电源，管脚 1 为输出，管脚 4 为输出地。TBC50LXH 额定输入电流为 50A，测量输入电流范围为 150A，内部线圈匝比为 1/3125。

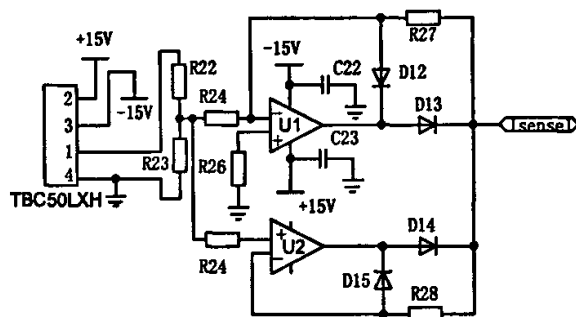


图 4.6 电流检测电路

4.2 降压变换的控制电路设计

双向 DC/DC 变换器在降压时为移相全桥电路，选用美国 Unitrode 公司生产的 UC3875 芯片作为 PWM 脉冲信号产生的基本控制元件。该芯片可以产生四路 PWM 输出，同时具有过欠压和过流保护功能。

4.2.1 UC3875 芯片简介^[63]

UC3875 的电气特性主要包括：可实现 0-100% 占空比控制，实用的开关频率可达 2MHz，两个半桥输出的导通延迟都可单独编程，欠压锁定功能，软启动控制功能，锁定后的过电流比较器在整个工作周期内均可重新启动，4 个 2A 图腾柱式输出级，10MHz 误差放大器，在欠压锁定期间输出自动变为低电平，启动电流只有 150 μA ，5V 基准电压可微调。

UC3875 芯片是 Unitrode 公司专门为桥式电路而开发的，采用恒频脉宽调制和谐振零电压软开关技术。UC3875 集成电路对全桥电路的两个桥臂进行移相控制，通过对开关管的结电容充放电实现零电压软开关。相位控制的特点体现在 UC3875 的 4 个输出端分别驱动的 A/B、C/D 两个桥臂，都能单独进行死区时间控制，在该死区时间里确保下一个导通管的输出电容放电完毕，为即将导通的开关管提供零电压条件。UC3875 结构功能框图如图 4.7 所示，主要包括以下功能：

(1) 基准电源

UC3875 在 1 脚 V_{ref} 提供一个 5.0V 基准电压源，可以为外部提供 60mA 的电流，并且设有短路保护电路。同时， V_{ref} 也有 UVLO（欠压锁定）功能，只有当 V_{ref} 达到 4.75V 时，芯片才正常工作。 V_{ref} 脚与信号地 GND 之间应当外接一

ESR 和 ESL 很小的电容，用来防止干扰。

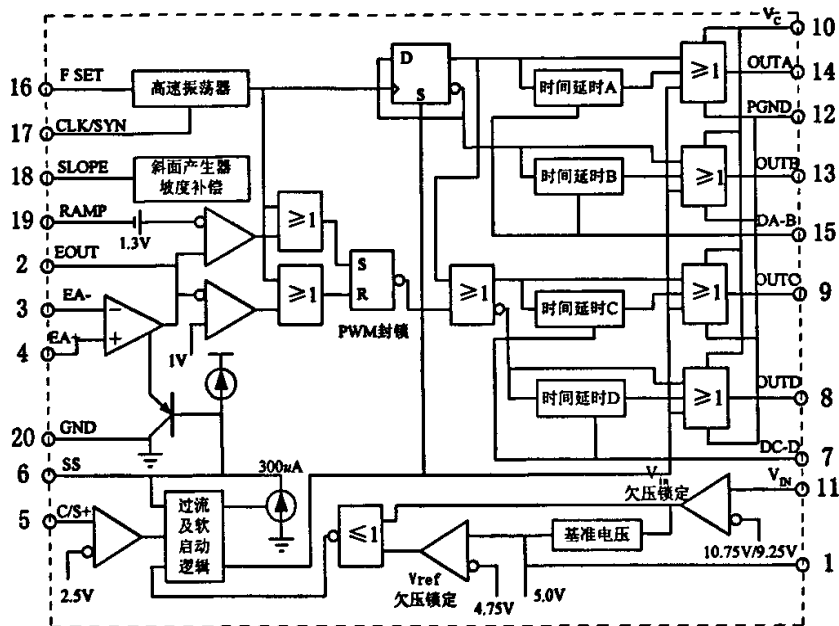


图 4.7 UC3875 的内部功能方框图

(2) 芯片工作电源

10 脚 V_c 是给输出驱动级和其偏压电路供电的。当 V_c 高于 3V 就可以正常工作，高于 12V 性能最好。 V_c 需通过低 ESR/ESL 的旁路电容接到功率地 PWR GND 12 脚。

11 脚 V_{in} 是给芯片逻辑电路和模拟电路供电，逻辑和模拟电路为输出功率级提供驱动信号。 V_{in} 具有 UVLO 功能，当 V_{in} 低于 UVLO 门槛电压，芯片将不工作。芯片的门槛电压为 10.75V， V_{in} 脚电压超过 12V 时，芯片才能可靠工作。 V_{in} 与 20 脚 GND 之间需要接低 ESR/ESL 旁路电容。

实际中一般取 V_c 和 V_{in} 为同一电源，把功率地和信号地连接在一起，这样有利于对噪音的抑制和降低直流压降。

(3) 频率设置

在 16 脚频率设定 FREQ SET 与 GND 之间接电容和电阻可以设置芯片的振荡频率，从而设置输出级的开关频率。振荡器振荡频率满足：

$$f = \frac{4}{R_{FREQ} \times C_{FREQ}}$$

当多个芯片并联工作时，需要 17 脚双向时钟/同步脚 CLOCK/SYNC 来控制。将每个芯片的 CLOCK/SYNC 脚连在一起，所有芯片都同步于频率最高的芯片。如果外部时钟信号的频率高于芯片的振荡频率，芯片也可同步于外部时钟信号。为了减小时钟脉冲宽度，该脚应接入一个电阻负载。

(4) 锯齿波产生

18 脚斜坡设置脚 SLOPE 通过电阻 R_{slope} 接芯片基准电压或工作电压, 为 19 脚锯齿波脚 RAMP 提供了一 V_x/R_{slope} 恒流充电源。

RAMP 脚为 PWM 比较器的输入端, 通过一电容 C_{Ramp} 接 GND, 就决定了锯齿波斜率:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_x}{R_{SLOPE} \times C_{RAMP}}$$

采用电流型控制时, 所需的外部元件很少, 在这种情况下, 该脚可提供斜坡补偿。在 RAMP 与 PWM 比较器之间有一个 1.3V 的补偿电压, 因此误差放大器输出电压不能超过斜坡峰值电压, 适当选择 R_{SLOPE} 和 C_{RAMP} 的值, 就很容易实现占空比箝位。

斜坡发生器有电压模式、电压前馈模式、平均电流模式、峰值电流模式等控制方式。

(5) 误差放大器

在采用电压型控制方式时, 误差放大器的反相端 E/A- 通常接到检测输出电压的分压电阻上, 同相端 E/A+ 一般接基准电压, 与 E/A- 的采样电压进行比较。误差放大器 E/A OUT 输出端电压低于 1V 时, 移相角为 0° , 因为误差放大器只能输出较小的驱动电流, 所以驱动低阻源时输出可能过载。E/A- 与 E/A OUT 之间接一个补偿网络, E/A OUT 接到 PWM 比较器的一端。

在采用电流模式作为闭环控制方式时, E/A+ 接电压外环调节器的输出误差电压, E/A- 接检测到的采样电流反馈信号。

(6) 软启动

软启动脚 SOFT START 与信号地之间接一只电容。 V_{in} 超过门限电压锁定时, SOFT START 端正常工作, 内部有一个 $9\mu A$ 的电流给外部电容充电, 软启动脚电压缓慢上升到 4.8V。软启动端在芯片内部与误差放大器输出相连。当误差放大器输出端的电压低于软启动端时, 误差放大器输出端的电压被钳位在软启动端的电压值。因此软启动工作时, 输出级的移相角从 0° 逐渐增大, 使全桥变换器的输出脉冲从零慢慢增大, 直到稳定工作, 这样可以减少主功率管的开通冲击。当发生过流故障, 软启动脚电位下降为零。

(7) 电流检测

电流比较器的同相输入端为 C/S+ 接检测电流, 反向端接 2.5V 的参考电压, 当电流检测端 C/S+ 电压超过 2.5V 时, 电流比较器输出高电平, 使输出级全部为低电平, 将软启动脚拉到低电位。当 C/S+ 电压低于 2.5V 后, 电流比较器输出低电平, 软启动电路工作, 输出级的移相角从 0° 慢慢增大。因此 C/S+ 可用来实现电路的过欠压、过流、温度保护电路。

(8) 死区时间

OUTA~OUTD 为输出的四个驱动信号, 均为图腾柱驱动方式, 可以提供 2A 的驱动能力。四个输出端分两组交替输出信号, 最大占空比为 50%。输出端

A 和 B 驱动一桥臂； 输出端 C 和 D 驱动另一桥臂，与 A、B 端输出信号有一定的开关相移。当驱动能力不够时，还可以外接放大电路，再接开关管。

通过设置死区时间来防止桥臂直通问题。UC3875 提供了两个脚：A-B 死区设置脚 DELAY SET A-B 和 C-D 死区设置脚 DELAY SET C-D。在死区设置脚与信号地之间并接一个电阻和一个电容，就可以分别为两对互补的输出信号 A-B，C-D 设置死区时间。

(9)移相控制信号发生电路

移相控制信号发生电路是 UC3875 的核心部分。振荡器产生的时钟信号经过 D 触发器 2 分频后，从 D 触发器的 Q 和 \bar{Q} 得到两个 180° 互补的方波信号。这两个方波信号从 OUTA 和 OUTB 输出，延时电路为这两个方波信号设置死区。误差放大器的 E/A+ 与 E/A- 比较后输出信号送至 PWM 比较器，与锯齿波信号比较后，输出一个方波信号，这个信号与时钟信号经过“或非门”后送到 RS 触发器的输出“ \bar{Q} ”和 D 触发器的“Q”运算后，得到两个 180° 互补方波信号。这两个方波信号从 OUTC 和 OUTD 输出，延时电路为这两个方波信号设置死区。OUTA 和 OUTB 分别超前于 OUTC 和 OUTD，之间相差一个移相角，移相角的大小决定于误差放大器的输出与锯齿波的比较结果。

4.2.2 降压控制电路的设计

采用 UC3875 的 PWM 控制电路如图 4.8 所示，其中， R_{11} 和 C_{16} 设置开关频率， R_9 和 C_{14} 设置 OUTA 和 OUTB 的死区时间， R_{10} 和 C_{15} 设置 OUTC 和 OUTD 的死区时间， R_4 和 C_9 和设置锯齿波的斜率和幅值， C_{12} 设置软启动的时间。 R_{27} 、 C_{10} 和 C_{11} 跨接在误差放大器的反向输入端和输出端作为补偿网络，构成比例积分调节器。

降压时变换器的开关频率设置为 50KHz，则 UC3875 振荡器的频率为 100KHz，选择 $C_{16}=1000\text{pF}$ ，则由：

$$f = \frac{4}{RC} \text{ , 可得 } R_{11} = \frac{4}{100 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-9}} = 40\text{K}$$

将开关变换器的死区时间设置为 $2\mu\text{s}$ ，死区设置电阻决定死区时间。由 UC3875 芯片资料可知：

$$I_{\text{delay}} = \frac{625 \times 10^{-12}}{t_{\text{delay}}} = \frac{625 \times 10^{-12}}{2 \times 10^{-6}} = 312.5 \mu\text{A}$$

$$R_{\text{delay}} = \frac{\text{延时设置电压}}{\text{延时电流}} = \frac{2.4}{I_{\text{delay}}} = \frac{2.4}{312.5 \times 10^{-6}} = 7.7\text{K}\Omega$$

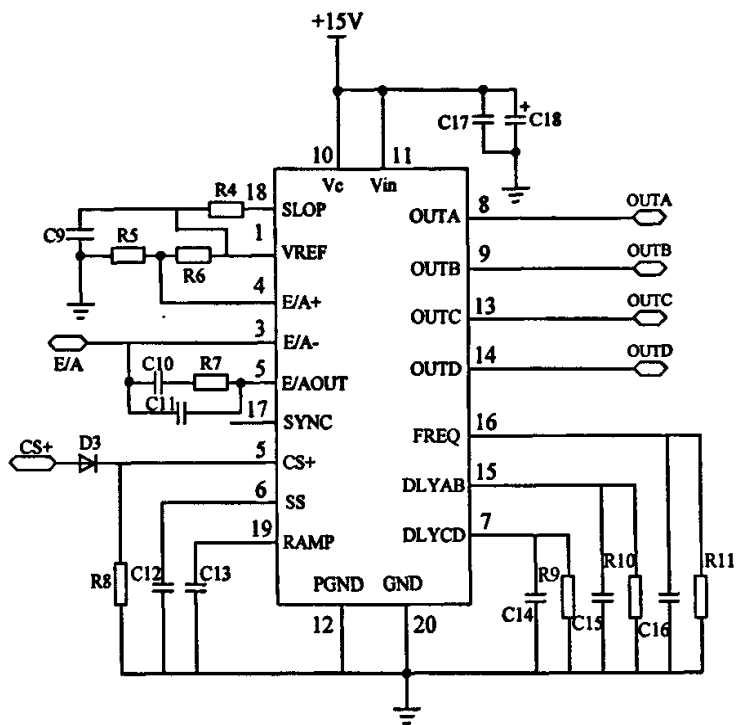


图 4.8 UC3875 外围电路图

4.2.3 降压驱动电路设计

降压变换时驱动电路设计需考虑：因为开关管功率容量较大，驱动电路需提供足够的电流；能向开关管提供正向栅压和反向栅压，提高开关管的开关时间；每个桥臂的两个开关管驱动信号要相互隔离。综上考虑，降压驱动电路采用脉冲变压器隔离驱动，如图 4.9 所示。该驱动电路具有驱动功率大，结构简单，具有负压关断的优点。图中 OUTA 和 OUTB 接到 UC3875 同名的引脚上，两个输出分别驱动同一桥臂的两个功率管 M_5 和 M_6 。另一桥臂的两个开关管 M_7 和 M_8 采用相同的驱动电路。

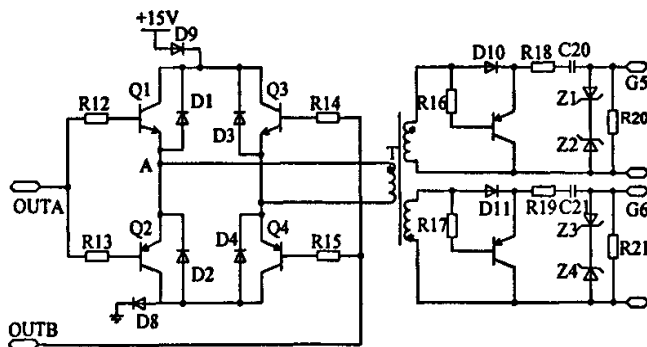


图 4.9 降压驱动电路

在图 4.9 中， $Q_1 \sim Q_4$ 采用高频小功率三极管。D₈ 和 D₉ 有利于 $Q_1 \sim Q_4$ 的安全

关断。如果没有 D_8 和 D_9 ，当 $OUTA$ 为高电平， $OUTB$ 为低电平时， Q_1 和 Q_4 导通；在死区时间内， $OUTA$ 和 $OUTB$ 均为低电平时，变压器漏感中能量通过 D_2 和 Q_4 进行续流，使 A 点电位降至 $-0.7V$ ，这样即使此时 $OUTA$ 为低电平， Q_1 仍能导通，从而使 Q_1 不能彻底关断。如果增加 D_8 ，A 点电位在 D_2 和 Q_4 续流时仍保持 $0V$ ，保证了 Q_1 或 Q_3 的可靠关断。同理 D_9 有利于 Q_2 和 Q_4 的关断。 Z_2 、 Z_4 为 $15V$ 的稳压管， Z_1 、 Z_3 为 $10V$ 的稳压管，从而保证驱动脉冲具有 $15V$ 的正向脉冲和 $10V$ 反向脉冲。

4.2.4 降压反馈电路的设计

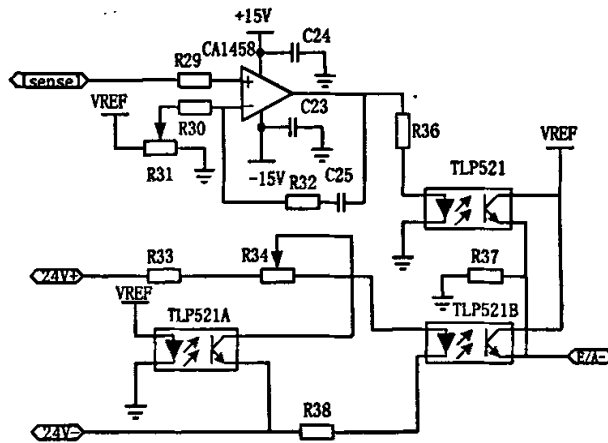


图 4.10 降压变换电压电流反馈电路

降压反馈电路如图所示。电压反馈信号通过一对光耦 TLP521 进行隔离，光耦 TLP521B 起隔离作用，光耦 TLP521A 有温度补偿作用，以减小温度的影响。如果不加 TLP521A，随着温度的升高，TLP521B 中晶体管的管压降增加，导致反馈电压减少，输出电压增大。加上 TLP521A 后，随着温度的升高，TLP521A 管压降增加，流过 TLP521A 中的电流减少，从而流过 TLP521B 中的电流增加，弥补了因温度增加而导致反馈电压的减少。图 4.10 的上半部分为电流反馈电路，其输入信号为霍尔传感器检测信号经过绝对值电路后的信号 I_{sense1} 。 V_{ref} 为 UC3875 的基准电压，其值经过电位器 R_{31} 分压后作为给定值；当检测电流信号 I_{sense1} 小于电流设定值时，放大器输出电压为负，光耦 TLP521 不导通，电流反馈不起作用，此时只有电压反馈起作用，电源表现为稳压特性。当检测电流信号 I_{sense1} 大于电流给定值时，放大器输出电压为正，光耦 TLP521 导通，其输出电流与光耦 TLP521B 的输出电流叠加，共同送至 UC3875 的 E/A-误差放大器的反向输入端，使该脚的电压增大，相当于电压反馈增强，使输出电压降低，由于放大器构成的电流调节器为 PI 调节器，最后使输出电流等于设定值，因此该电源具有稳压限流特性。升压变换同样使用霍尔传感器检测电流，经绝对值电路和反馈电路实现变换器的稳压限流特性。

第五章 双向 DC/DC 变换器的电磁兼容研究

随着电力电子技术和现代工业的快速发展,开关电源朝向高频化、高功率密度、小型化方向发展;一个或数个系统中相互关联的电子设备也越来越多。因此,电磁干扰问题日益突出。为了保证系统的可靠性工作,系统的电磁兼容设计是必不可少的。论文所设计双向 DC/DC 变换器是应用于大功率场合的,研究其电磁兼容性设计,对于提高其效率、安全有着重要的意义。

5.1 抑制电磁干扰的基本措施^{[78]-[81]}

构成电磁干扰有三个要素,即干扰源(噪声)、噪声的耦合途径、噪声接收设备。因此,电磁兼容的控制思路主要从以下三个方面着手:削弱干扰源的能量,隔离或减弱噪声耦合途径,提高设备对电磁干扰的抵抗能力。一是在噪声干扰源和耦合路径之间控制和降低电磁辐射干扰;二是在耦合路径与电子设备之间增加设备的抗干扰能力。

电磁噪声的耦合方式通常有传导和辐射两种。传导耦合是指电磁噪声能量以电压或电流的形式通过导线或其他元件耦合至被干扰设备。传导耦合又可分为电阻耦合、电容耦合、电抗耦合。辐射耦合是指电磁噪声的能量以电磁场的形式通过空间辐射传播,耦合到被干扰设备。辐射耦合又可分为近场耦合、远场耦合。

电磁兼容控制策略主要分为:传输通道抑制;空间分离;时间分离;频域划分和管制;电气隔离。

5.1.1 屏蔽技术

电磁屏蔽技术是指用金属隔离原理来控制电磁干扰的辐射传播。屏蔽技术通常可分为:电场屏蔽、磁场屏蔽、电磁场屏蔽。

(1) 电容性干扰及屏蔽措施

电容性干扰由于电路间电场的相互作用引起的,如图 5.1 所示。 C_{12} 为导体 A、B 间的分布电容, C_{1g} 、 C_{2g} 为导体 A、B 与地间的电容, R 为接于导体 B 的总电阻。设导体 A 上的电压 U_1 为干扰源,导体 B 为被干扰电路。则产生于导体 B 的噪声电压为:

$$U_n = \frac{j\omega \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2g}} \right) U_1}{j\omega + \frac{1}{R(C_{12} + C_{2g})}}$$

设 $R \ll 1/j\omega(C_{12} + C_{2g})$, 则 $U_n \approx j\omega R C_{12} U_1$, 可见 U_n 正比于噪声源频率、噪声源 U_1 、受干扰电路阻抗 R 、导体 A、B 间的分布电容 C_{12} 。

通常 U_1 与频率是固定的,因此可通过减小 R 、 C_{12} 来降低干扰电压 U_n 。减

小 C_{12} 采用适当安排导体间的位置, 或利用屏蔽技术。如图 5.2 所示。屏蔽物受到的干扰电压噪声为:

$$U_s = \left(\frac{C_{1s}}{C_{1s} + C_{2g}} \right) U_1$$

因为 C_{2s} 上无电流流动, 故导体 B 上受到的干扰噪声为 $U_n = U_s$; 若屏蔽物接地, 则 $U_s = 0$; $U_n = 0$ 。

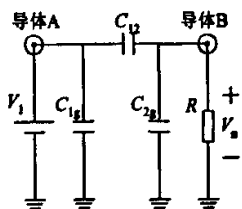


图 5.1 电容性干扰

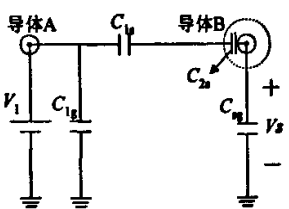


图 5.2 电容性干扰的屏蔽

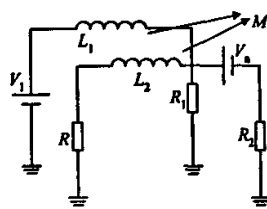


图 5.3 电感性干扰

(2) 电感性干扰及屏蔽措施

两电路间的电感性干扰如图 5.3 所示, 是由于两电路间的磁场相互作用引起的。通过减少磁感应强度或减少受干扰回路的面积来抑制噪声大小。图 5.4 为导体接屏蔽体抑制 EMI 电路, 要想避免电磁干扰辐射到其它设备上, 屏蔽导体的两端必须同时接地。干扰源频率 $f >> f_0$ 屏蔽体的截止频率 f_0 , 此时绝大部分电流经屏蔽体而非地面返回, $I_g = I_1 - I_s$ 很小, 几乎为零。原理: 利用屏蔽体上返回电流产生的磁场抵消了原导体所产生的磁场, 达到了磁屏蔽的目的。此外, 利用磁性的屏蔽物置于导体外, 有效的减少了磁场干扰的回路面积。

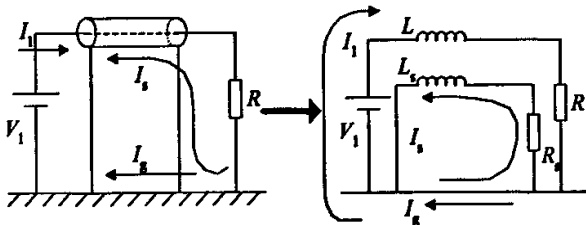


图 5.4 导体外接屏蔽体

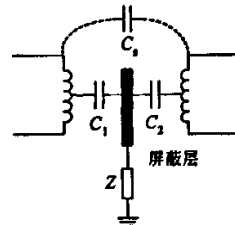


图 5.5 变压器屏蔽

(3) 变压器的屏蔽

变压器做为一种电能变换中间装置, 各种电磁噪声都有通过变压器绕组间分布电容耦合进入后级电路的可能。变压器原副边绕组距离很近时, 分布电容数值较大。可以采取在变压器原副边绕组间加一层静电屏蔽来减小分布电容。如图 5.5 所示, 变压器原副边的共模或差模干扰在耦合到次级之前已经被屏蔽层旁路掉了。变压器的匝比较大, 绕组耦合欠佳, 流过较大电流和工作频率较高等因素都会产生较高的漏磁通噪声强度。可以通过磁屏蔽抑制漏磁通对周围电子设备的影响。对于工作频率较高的变压器, 利用高电导率金属材料实现电磁屏蔽, 给变压器绕组包上一层铜皮作为漏磁通的短路环。漏磁通在铜皮中产生涡流, 涡流产生的反磁场抵消大部分漏磁通。对于工作频率较低的变压器利用

磁性材料旁路漏磁通的原理实现磁屏蔽。

5.1.2 接地措施

接地可以降低数个电路共同的接地阻抗所产生的噪声电压；可以避免产生不必要的环路所引起的外来磁场噪声。接地的原因：一是为了安全，二是提供给信号电压一个实质的等位参考点。安全接地与信号接地不能为同一个位置。信号接地有单点接地和多点接地，单点接地又可分为串联单点接地和并联单点接地。

(1) 单点接地

图 5.6 所示为串联单点接地，A、B、C 三点电位为：

$$V_a = (I_1 + I_2 + I_3) R_1,$$

$$V_b = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 + (I_2 + I_3) R_2,$$

$$V_c = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 + (I_2 + I_3) R_2 + I_3 R_3,$$

可见串联单点接地相互干扰比较严重，因此是较差的方法，不可用于功率强度相差甚远的系统之间。并联单点接地是在低频时最佳的接地方法。如图 5.7 所示， $V_a = I_1 R_1$ ， $V_b = I_2 R_2$ ， $V_c = I_3 R_3$ ，不同电路间地电流互不干扰。对于并联单点接地，导线在高频时所表现出来的电感使高频阻抗变得很大，接地导线会产生电感性干扰问题，在频率极高时，接地导线可能成为辐射天线。

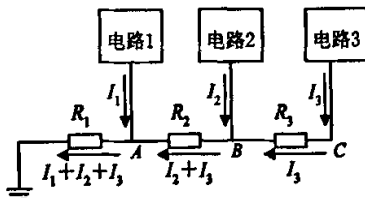


图 5.6 串联单点接地

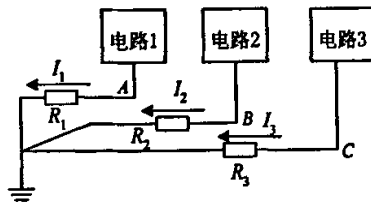


图 5.7 并联单点接地

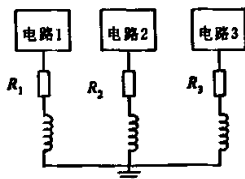


图 5.8 多点接地

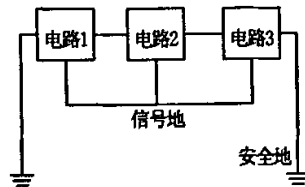


图 5.9 浮接地

(2) 多点接地

多点接地经常应用于高频电路，如图 5.8 所示。地线一般是与设备外壳相连的金属导体或机壳本身，其感抗很小。对于大型复杂系统常采用复合式单点接地，以能量或功率的大小为分类基点。

(3) 浮接地

浮接地就是将电路或设备的信号接地系统与结构地或其它导电物体相隔离。采用浮接地的方式可使安全地中存在的干扰电流不致传到耦合信号电路。

浮接地如图 5.9 所示。

5.1.3 滤波措施

滤波技术的基本用途是选择信号和抑制干扰。为实现这两大功能而设计的网络称为滤波器。通常滤波器分为信号选择滤波器和电磁干扰滤波器。信号选择滤波器是去除不需要的信号分量，同时对被选择信号的幅值相位几乎没有影响的滤波器。电磁干扰滤波器是以有效抑制电磁干扰为目标的滤波器。

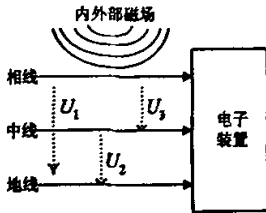


图 5.10 差模共模干扰

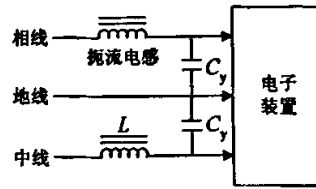


图 5.11 共模滤波器

电源中的干扰主要分为共模干扰和差模干扰两种。电源线的相线和地线间的干扰为共模干扰(U_1)；中线和地线间干扰也为共模干扰(U_2)；相线和中线间干扰称差模干扰(U_3)。差模干扰电流在相线和中线中大小相等，相位相反。共模干扰在相线和中线中大小相位相同。如图 5.10 所示。

图 5.11 为共模滤波器结构，由电源的相线和中线上分别串接扼流电感 L ，再分别对地线并接电容 C_y 构成。图 5.12 为差模滤波器结构，由电源的相线和中线之间跨接电容 C_x ，同时在相线和中线间分别串接扼流电感 L 构成。实际中的电源滤波器通常是由共模滤波电路和差模滤波电路综合构成，如图 5.13 所示。

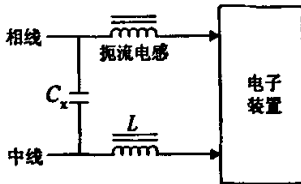


图 5.12 差模滤波器

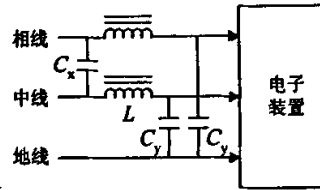


图 5.13 共模差模滤波器

设计电力电子装置的 EMI 滤波器时，必须解决的一个关键问题就是滤波器输入端噪声源的阻抗 Z_g 与负载阻抗 Z_l 是任意的，它不可能总是满足 $Z_g = Z_l$ 。在源阻抗和负载阻抗不匹配的条件下采用：低源阻抗和低负载阻抗，取 T 型结构；高源阻抗和高负载阻抗，取 Π 型结构；低源阻抗和高负载阻抗，取 LC 型结构；高源阻抗和低负载阻抗，取 CL 型结构。

设计滤波器另一要求：对所采用的串联电感和并联电容的大小有较高要求。因为滤波器中串联电感受到电源频率下允许电压降的限制，并联电容受到允许接地漏电流的限制，所以它们不能选的过大。

5.1.4 隔离措施

电路两端都接地时，很容易形成接地环路，从而形成环路干扰。采用隔离

技术可以有效抑制环路干扰，同时使有用信号正常传输。

(1)用信号隔离变压器实现隔离，这是一种较为常用的方法，如图 5.14 所示。

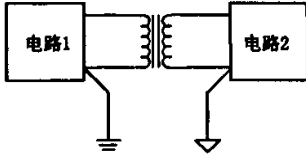


图 5.14 变压器隔离

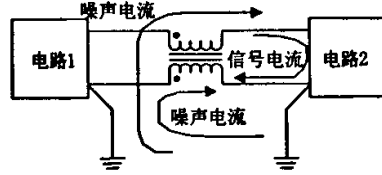


图 5.15 扼流圈隔离

(2)用扼流圈来实现隔离：扼流圈能够通过直流或低频信号，在绕组中是一对差模电流；对地环路的共模干扰却有很好抑制作用，如图 5.15 所示。

(3)用光耦合器实现地环路的隔离：如图 5.16 所示，光耦电路提供了最彻底的隔离。

(4)光纤技术：随着光纤技术的快速发展，用光纤电缆传输电信号可完全去除外界的电磁干扰和电磁脉冲的影响，提供良好的电气隔离，但缺点是成本比较大。

(5)时间隔离：对于很难抑制的强辐射瞬时噪声，或瞬时噪声的出现没有确定的规律时，常采用时间隔离的方法。时间隔离的方法是让信号主动避开瞬时噪声，在噪声出现之前或在噪声出现之后进行信号传输处理。采用时间隔离的信号通道阻断保护电路如图 5.17 所示，高速电子开关串联在输入信号通道上。传感器检测到噪声经判断后，送至电子开关，控制电子开关阻断电路通道，使前级的瞬时噪声不能进入后级电路。

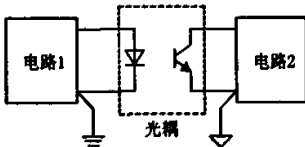


图 5.16 光耦隔离

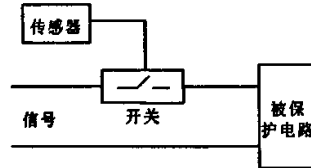


图 5.17 时间隔离

5.2 开关电源的电磁兼容分析^{[82]-[86]}

开关电源将初始电能通过转换得到实际需要的优质电能。通常开关电源将工频交流电整流，再逆变为高频交流，再经过一次整流滤波得到所需的直流电源。因此开关电源含有大量的高频谐波干扰。开关电源中的半导体器件通常工作频率较高，传输功率较大，实际元器件具有非线性，因此开关电源电路容易产生电磁干扰问题。开关电源系统由多个单元模块组成，各单元之间有相互干扰的可能；开关电源的功率主电路和控制电路常常布局在一起，功率主电路对于控制电路而言无疑是一个噪声源。开关电源的干扰源主要集中在开关管、整流二极管、高频变压器、电感等电压电流变化很大的元器件上。开关频率一般在几十 KHZ 至几百 KHZ 之间，主要干扰形式为传导干扰和近场干扰。

5.2.1 开关电源的传导干扰

开关电源的电磁干扰是通过传导和辐射影响其它设备的，其中传导干扰是最主要的电磁干扰模式。开关电源的传导干扰分为共模干扰和差模干扰。共模干扰是由电源的相线与地线构成回路中的干扰，它主要是由较高的 du/dt 与寄生电容间的相互作用而产生的高频振荡。开关管和整流管通常都需要接散热器以降低温度升高，散热器一般与地相连，开关器件和整流器件与散热器之间产生寄生电容。变压器的原副边绕组也存在着寄生电容。开关电源输出的共模干扰与寄生电容相关，此外与输入电压和电路其它杂散参数也有关系。差模干扰是由电源的相线与中线之间所构成回路中的干扰。差模干扰主要是由于开关管的高频动作所引起的，与直流侧滤波电容的寄生阻抗有很大关系。共模干扰电流在电源的相线与地线形成的回路中流动，在导线中的幅值大小和相位相同。差模干扰电流在电源的相线和中线之间流动，在导线中的幅值相等，而相位相反。

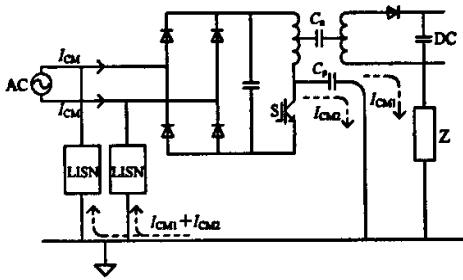


图 5.18 开关电源共模干扰

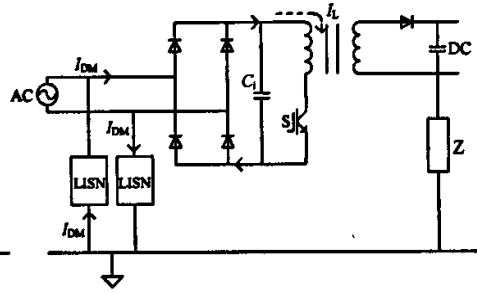


图 5.19 开关电源差模干扰

开关电源共模干扰示意简图如图 5.18 所示，当开关管 S 关断时，开关管端电压迅速上升，经分布电容产生共模干扰电流 I_{CM1} 、 I_{CM2} 。共模电流以开关频率脉动，是产生共模噪声的主要因素。电路中的分布电容主要包括两个：功率器件与散热器之间的寄生电容 C_p 和变压器原副边之间的寄生电容 C_n 。

开关电源差模干扰示意简图如图 5.19 所示，在开关管开通时，输入侧滤波电容 C_i 中能量，经由高频开关管变换，在变压器原边绕组形成脉冲电流 I_L ，具有大量的高频开关谐波。 C_i 有高频寄生电阻和寄生电感，因此也含有大量的高频谐波。这种谐波干扰会通过整流桥引入交流电网侧，即所谓的差模干扰。

LISN 是电磁兼容检测规定的线性阻抗固定网络。对于 50Hz 工频信号，LISN 的电感表现为低阻抗，电容表现为高阻抗，因此基本不衰减工频信号，电源可以经 LISN 输送到开关变换器。对于高频噪声，LISN 电感表现为高阻抗，电容近似短路，阻止了高频噪声在开关变换器和电网之间的传送。

5.2.2 开关电源的电磁干扰源

开关电源的电磁干扰主要取决于半导体开关器件和高频变压器。开关管在开通和关断过程中，电压和电流在很短时间内发生瞬变，形成电磁干扰。开关

电源产生的电磁干扰源主要有以下几个方面：

1、开关管引起的 EMI

开关管是产生电磁干扰的主要原因之一，开关管在开通关断的瞬间易产生很高的 du/dt 尖峰电压。开关管的负载通常为高频变压器的原边绕组，在开关管导通的瞬间，在变压器原边两端产生电压尖峰；开关管关断瞬间，变压器漏感中的能量和电路中的寄生电容发生振荡，叠加在开关管两端，形成关断尖峰电压。这种干扰属于传导型。

2、整流电路引起的 EMI

开关电源的整流二极管截止时有一个反向电流，恢复到零的时间与结电容等因素有关，能将反向电流恢复到零的二极管为硬恢复二极管。反向恢复电流会在变压器漏感和分布电容等寄生参数的作用下产生较强的高频干扰。整流二极管正向导通时流过正向电流，在受到反向电压截止时，PN 结中积累的载流子不能立即消除，形成反向恢复电流。在反向恢复电流变化斜率 di/dt 很大时，就会在电感等器件上产生尖峰电压。对于开关变换器中的其他二极管（如 Boost 电路中的升压管）也存在着类似的情况。

3、高频变压器引起的 EMI

高频变压器原边绕组、开关管和滤波电容构成的高频电流环路会产生空间辐射干扰。滤波电容的高频寄生阻抗会使回路电流形成差模电流干扰交流电网。输入侧高频电压纹波可以通过变压器原副边分布电容直接耦合到输出侧，在两根输出直流电源线上产生共模噪声。在两根输出电源线对地阻抗不相等时，还会引起差模噪声。高频变压器的副边、整流电路，输出滤波电容亦形成干扰回路。

4、分布电容

开关管与散热器之间有寄生电容，高频开关电流会通过分布电容流经散热器、机壳地、交流电源保护地，形成共模干扰。

5、PWM 信号

开关电源产生的 PWM 波形除了基波外，还含有大量的高次开关谐波，开关频率从几十 KHz 到几百 KHz，由于高次谐波的存在，PWM 信号也会对周围空间产生辐射干扰。

6、控制电路

控制电路输出的高频驱动波形也会产生一定的电磁干扰。由于控制电路的电压比较低，产生的电磁干扰也较小。

5.3 升压变换时电磁兼容设计

在两级式变换器拓扑中，如 Buck+半桥，Boost+全桥等级联式变换器，前级变换器的输出作为后级变换器的输入，前级输出电压电流的稳定程度、纹波大小将影响后级变换器的可靠工作。后级变换器作为前级等效负载，它的稳定

工作将是前级正常工作的保证。因此，对于两级式变换器如何有效的防止传导干扰和辐射干扰，防止前级与后级之间的电磁串扰，满足电磁兼容性要求，将显得尤其重要。

论文所提出两级式升压结构，由 Boost 变换器级联推挽变换器构成，去除了冗余元器件，实际上为一个独立的变换器，前后级之间的电磁兼容设计相对来说较为简单，并通过一辅助电路实现了所有开关管的软开关，因此对于开关管在开通和关断时所产生的 EMI 有一定的抑制作用，不再详细分析。值得注意的是，推挽高频变压器在推挽管开通和关断的瞬间，漏感和分布电容存储的能量在电路中产生振荡，引起浪涌电流和尖峰电压，不仅对推挽变换器本身有影响，输出电压电流质量变差，对前级 Boost 电路也造成了极大的电磁干扰，开关管上电压电流应力变大，导通损耗增加，软开关实现困难，严重时损坏开关管。因此在升压功率变换中，如何正确的设计推挽变压器，减小其所引起的 EMI 问题，是实现电磁兼容性设计的重要工作之一，下面将重点分析由变压器漏感所引起电磁干扰，并提出抑制方法。

5.3.1 变压器漏感所引起的 EMI

推挽变压器等效模型如图 5.20 所示， R_1 、 R_2 为绕组等效电阻， L_k 为变压器漏感，包括副边折算到原边， C_{p1} 、 C_{p2} 为原边绕组分布电容， C_s 为副边绕组分布电容， C_{ps} 为原副边绕组分布电容， L_m 为激磁电感。

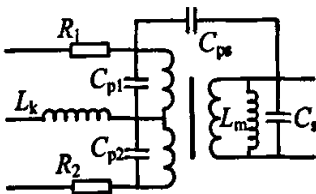


图 5.20 变压器等效模型

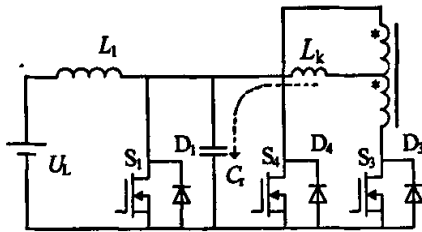


图 5.21 漏感引起 EMI 示意图

漏感所引起的 EMI 示意图如图 5.21 所示，一方面在推挽管关断时，漏感 L_k 与电容 C_r 发生谐振产生尖峰电压；另一方面升压储能电感 L_1 中电流与 L_k 中电流在 S_1 关断时的不匹配亦会引起较大谐振。

为了明确变压器的漏感所引起的电磁干扰，忽略变压器的其他杂散参数，针对漏感取不同的数值进行仿真，仿真结果如图 5.22 所示，推挽管的电流电压波形为上两图，Boost 管的电流电压波形为下两图。由仿真分析可得：随着变压器漏感的变大，开关管上的电压电流波形变差，电磁干扰严重，在漏感大到一定值后，变换器将不能工作，甚至损坏开关管。因此在设计本变换器变压器时，必须采取一定的措施来减小漏感值。

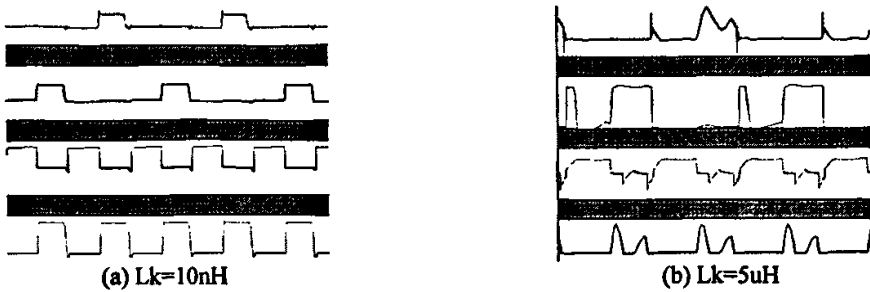


图 5.22 变压器漏感取不同值时的仿真波形

通常减小变压器的漏感有以下方法：

(1)通过变压器的磁屏蔽设计将产生的漏磁通对周围电子电路的影响减到最小。对于工作在高频的变压器，主要采用高电导率金属材料实现电磁屏蔽，即在绕组及铁芯的外面包上一层铜皮作为漏磁通的短路环。漏磁通在铜皮中产生涡流，涡流产生的反磁场抵消大部分漏磁通。对低频漏磁通采用磁性材料旁路漏磁通的原理实现磁屏蔽。

(2)采用合理的变压器绕制方法，使变压器原副边绕组耦合系数接近 1，减小漏感。本试验中，结合变压器的“三明治”夹心绕法，并加以改进，使得推挽变压器的漏感很小。第一步，先绕好变压器副边高压侧的 $N_s/2$ 匝绕组；第二步，将变压器原边低压侧的两个绕组 N_{p1} 、 N_{p2} 并联共绕；第三步，再绕高压侧的另一半 $N_s/2$ 匝绕组。这样绕制，一方面使得变压器的原副边绕组耦合良好，另一方面，低压侧绕组并联共绕，使得推挽变压器的两个低压绕组与高压绕组结构上基本保持一致，结构的对称减小了推挽变压器偏磁的可能。在绕制过程中，原副边绕组要均匀分布，尽量减小绝缘层的厚度，对于低压侧的绕组由于流过大电流，用多股细导线并绕代替，这些措施都有利于减小变压器漏感。

5.3.2 变压器分布电容

变压器原副边绕组间的分布电容会使得变压器原边的各种噪声耦合到变压器副边电路中，影响负载输出，形成辐射干扰。可以采取在变压器原副边绕组间加一层静电屏蔽来减小分布电容。变压器原边的共模或差模干扰在耦合到副边之前已经被屏蔽层旁路掉。具体做法：在绕制完初级绕组后，包上一层 $0.02 \sim 0.03\text{mm}$ 厚的薄铜皮，铜皮的始端与末端必须有 $3 \sim 5\text{mm}$ 的重叠（绝缘）。鉴于此方法会加大变压器的漏感，在试验中并未采取。

对于原边绕组的匝间电容，可以用来代替谐振电容 C_r ，从而简化电路，如图 5.23 所示。

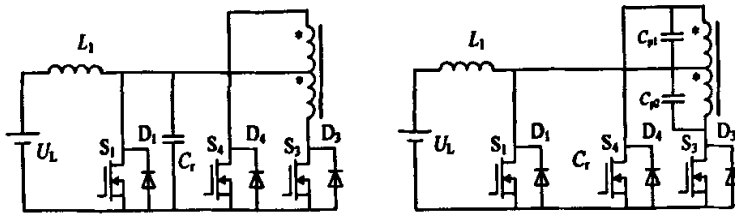


图 5.23 用原边匝间电容代替谐振电容等效电路

5.4 全桥变换器的电磁兼容分析

论文所提出的双向 DC/DC 变换器在降压功率变换时为移相全桥结构。全桥变换器在功率传输过程中，存在着周期性变化的 di/dt 和 du/dt 引起的传导干扰。全桥变换器的电磁干扰途径主要有以下几种：

1、高 di/dt 回路的 EMI

开关管快速通断，形成了高频变压器原边、开关管和输入侧电容构成的高频开关电流回路，造成空间辐射。同理，变压器副边、整流二极管和输出滤波电容也构成一个高频电流回路。如图 5.24 所示。

可以通过减小回路面积和降低 di/dt 大小来抑制高 di/dt 回路所引起的磁场辐射。回路面积则取决于合理的布局来减小，如果布局不好，这种辐射干扰会耦合到输入输出端，影响变换器工作。通过延长开关管驱动波形的上升时间可以减小 di/dt ，但这会降低开关频率和变换器效率。采取屏蔽措施可以减小 di/dt 回路的辐射干扰，但效果不明显，实现起来复杂。电路中的磁性元件应当具有封闭的磁路以减小产生的辐射干扰。

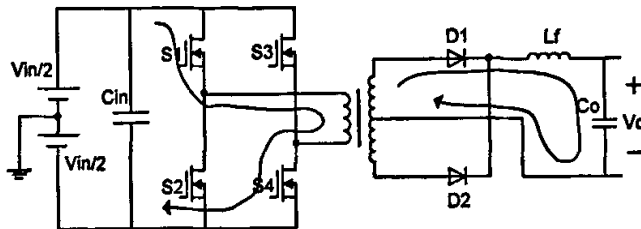


图 5.24 全桥变换器 di/dt 回路引起的 EMI

2、高 du/dt 的 EMI

开关管的高频工作产生了高的 du/dt 。开关管和散热器之间存在着分布电容，高的 du/dt 经分布电容会产生共模电流。当开关管 S_1 、 S_2 的工作状态发生改变，A 点的电位 U_A 跳变，在分布电容 C_{pa} 上产生共模电流，该电流经散热器流到机壳，在通过机壳与输入电源地之间的耦合阻抗上产生压降，形成共模干扰，如图 5.25 所示。

可以通过减小寄生电容，减小 du/dt 来抑制这种干扰。缩短产生高 du/dt 电路的 PCB 走线，在开关管与散热器之间选用低介电常数的绝缘层，为流过寄生电容的电流安排合理的路径，可以减小容性耦合。增加阻尼电路，减小变压器漏感，可以减小 du/dt 。

3、驱动信号的不对称引起 EMI

对于采用传统控制方式的全桥电路，如果四个开关管参数特性基本一致，并且 A、B 点对于散热器的分布电容也相等，则在开关管状态转换时，左右桥臂通过分布电容对地产生的共模电流大小相等，方向相反，因此可以互相抵消。

然而在实际中，左右桥臂产生的共模电流通常是不能抵消的。这是因为位于对角位置的两个开关管的驱动信号在传输过程中存在着延迟时间不等，使得两个驱动信号的脉冲沿不能保持一致，造成 A、B 点对参考地的电位跳变时刻也不一致，从而使得 A、B 点对地产生的共模电流不能完全抵消。如图 5.26 所示， S_1 的驱动信号传输快于 S_4 ，则 A 点电位跳变时刻也快于 B 点。为了使 A、B 点对地产生的共模电流能够完全抵消，应该使 A 点与 B 点电位跳变时刻一致。这就需要使 S_1 、 S_4 的驱动脉冲沿保持严格一致，使 S_2 、 S_3 的脉冲沿保持严格一致。文献^[87]提出了一种采用驱动脉冲边沿时刻预调整的方法来抑制该共模干扰。

对于采用移相控制方式的全桥电路，对角开关的驱动信号错开一个相位，不能保持脉冲沿一致，因此共模干扰不可避免的存在着。为了减小这种干扰，需要采取措施尽可能减小分布电容 C_{pa} 、 C_{pb} ，并且在电源输入端加入共模滤波器。

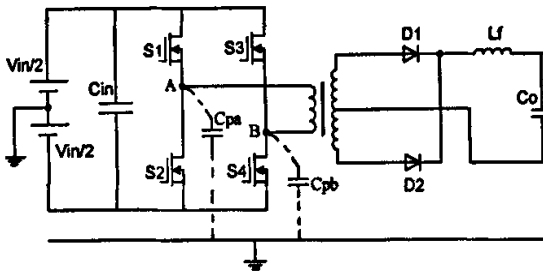


图 5.25 全桥变换器 du/dt 回路引起的 EMI

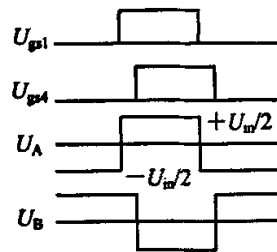


图 5.26 驱动信号不一致

4、高频变压器的 EMI

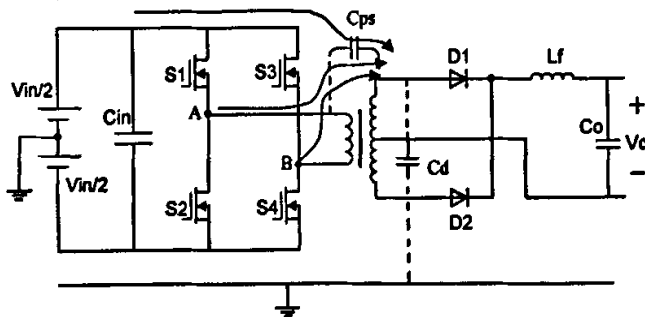


图 5.27 高频变压器引起的 EMI

高频变压器的原副边存在着分布电容，如图 5.27 所示。一方面，开关管的高频通断在 A、B 点产生的高频电压会通过分布电容 C_{ps} 耦合到副边；另一方面，输入侧的高频电压谐波也会通过 C_{ps} 耦合到副边。这些耦合到副边的高频电压可以通过输出电源导线的容抗、阻抗等寄生参数产生共模电流，流到电源地线中

形成共模干扰。输出电源导线对地阻抗不平衡时，还会产生差模干扰。

通过增加变压器原副边的绝缘隔离可以减小分布电容。合理的绕制变压器，使原副边绕组紧密耦合可以减小漏感。利用屏蔽技术抑制高频变压器的电磁辐射。

5、滤波电容的 EMI

输入侧的电容 C_{in} 有高频寄生电阻和电感，因此 C_{in} 会将电路中的高频电流以差模的方式传导到输入交流电源中或耦合到其它电路中。对于输出滤波电容 C_o 也存在同样的问题。选取低等效串联阻抗的电容可以减小这种干扰，或者在输入输出端串接 EMI 滤波器。

6、整流管的 EMI

整流二极管在很短的时间内由导通变为截止时，会产生很大的反向恢复电流，反向恢复电流会与电路中的寄生电容、电感发生振荡，产生尖峰电压，形成电磁干扰。可以采用并联多个二极管来减小单个二极管的反向电流，选取具有反向恢复电流软特性的二极管，加有源无源吸收网络。

5.5 PCB 布线的电磁分析^{[87][88]}

在进行电力电子装置产品开发之初就预测电磁干扰问题，进行电磁兼容分析设计是节约开发成本的有效途径。印制电路板作为电子产品开发的前期工作，其电磁兼容性分析具有重要的意义。

PCB 电磁兼容性设计目标在于提高线路自身的抗干扰能力，减小电路板本身的电磁辐射，提高电子设备的电磁兼容能力和系统工作的稳定性、可靠性。在 PCB 板上采取 EMC 技术，具有较高的可靠性、稳定性和经济性。

5.5.1 PCB 的 EMI

PCB 如果布局不合理，将会引起严重的电磁干扰，这是因为 PCB 本身具有很多潜在的干扰源。

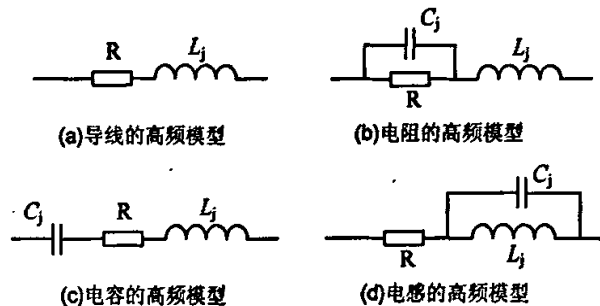


图 5.28 电路元件的高频特性

在高频范围，特别是在频率达到数十 MHz 的射频范围时，导线、电阻、电感和电容已经不是理想器件，它们都含有相应的寄生参数。这些器件的寄生参数是影响电子设备的电磁兼容性能的重要因素之一。正确分析寄生参数的特性

对于 PCB 在设计阶段采取措施解决此类电磁干扰问题非常重要。

在高频工作时，导线等效为电感和电阻的串联；电阻等效为电阻与电容并联后再与一电感相串联；电容等效为电阻、电感、电容的串联；电感等效为电感与电容并联后再与一电阻相串联，如图 5.28 所示。

PCB 板上的印制线用来传递能量或传输信号，实际上就是扁平的铜导线。如果 PCB 走线很长，频率很高，则印制线以及元器件的引脚产生寄生电容和电感，这些寄生参数影响着导线的阻抗并且对频率敏感。寄生电感电容和走线长度达到一定程度，可能会产生一个 EMI 发射天线。一般设备的天线都设计成工作在固定频率，对应于波长的 $1/4$ 或 $1/2$ ，以成为有效的发射器，对走线来说要特别避免这种情况的发生。实际应用中走线要求小于特定频率波长的 $1/20$ ，避免形成无意的发射源。

对于 PCB 外部来说，常见的干扰源有雷电、其它电子设备、电网等。外部干扰源主要通过传导和辐射两种方式对电子元件，PCB 进行干扰。对于 PCB 内部，数字电路和模拟电路之间不能相互干扰，相邻导线的串扰也是引起电磁干扰的重要因素。

5.5.2 PCB 的 EMC 设计

在设计 PCB 之前，应当明确 PCB 的基本信息和要求，包括：所用元器件的封装、数量，所用数字逻辑芯片的种类，信号线和时钟线的传输速度、电源和地的种类等。合理的进行 PCB 的分层也是必不可少的，在分层时要考虑成本、实际功能需求、器件密度、信号种类、时钟频率等多种因素。

PCB 布局时要遵循以下一些原则：

- (1) 合理确定 PCB 的大小，如果 PCB 尺寸过大，成本增加，元件布局时过于分散，印制线会比较长，线路寄生阻抗较大，抗干扰能力下降。如果尺寸太小，元件布局拥挤，印制线太紧密容易产生串扰干扰。
- (2) 按照电路信号的流程来安排各功能电路单元，使信号流通保持方向一致。
- (3) 以每个功能电路单元核心元件为中心，别的元件围绕它进行布局。
- (4) 尽可能缩短高频元器件之间的连线，设法减小它们的分布参数。
- (5) 易受干扰的元器件相互间不能太近，输入输出元件要远离。
- (6) 对于电源线、高频信号线和一般走线之间要防止相互耦合。
- (7) 多级放大器的各级最好能成直线排列，输入输出级相距较远，从而减小输出与输入级之间的耦合。
- (8) 输入输出驱动器应该紧靠连接器。

PCB 布线时要遵循以下一些原则：

- (1) 先布时钟线，敏感信号线，再布高速信号线，确保此类信号的过孔足够少，再布一般不重要的信号线。

(2) 输入输出端的导线尽量避免相邻长距离的平行,为减少长平行走线的串扰,可增大线条间距,或走线间插入地线。

(3) 线路板上的宽度不要突变,导线不要突然拐角,尽可能保持线路阻抗的连续,印制传输线拐弯处一般走圆弧或 45 度角。

(4) 特别注意高频电路的电源和地线分配问题。

(5) 减小电流流通过程的导线环路面积,这是因为载流回路对外的辐射与通过电流、环路面积和信号频率成正比。

(6) 线路板插头上多安排彼此分散的地线输入脚,有助于减少线路板插脚配线的环路面积及地线阻抗。

(7) 减少导线的长度,增加导线的宽度,有利于减少导线的阻抗。

(8) 控制信号线的宽度在不影响 PCB 板尺寸的前提下尽可能的宽一些,有利于信号的传输。

第六章 实验与总结

本章通过实验对所提出的双向 DC/DC 变换器进行验证, 给出的试验结果基本与理论分析一致, 并制作一台 ZVT Boost 实验样机证明了所提出的耦合电感反激式软开关辅助电路具有广泛的通用性。

6.1 反激式耦合电感 ZVT Boost 变换器实验研究

本文提出了利用反激式耦合电感实现双向 DC/DC 变换器升压变换时的软开关, 并在第二章指出了该方法具有较强的通用性, 给出了一簇基于反激式耦合电感的软开关 DC/DC 变换器。为了验证这种方法的通用性, 制作了一台 ZVT Boost 变换器。主电路拓扑如第二章图 2.25(b)所示。

实验主要参数如下: 输入输出电压为 30V/60V, 额定功率为 120W, 输出额定电流为 2A; 开关频率为 100KHz, 开关管 S_1 、 S_2 取 IRFP250; 谐振电感 L_r 为 1 μ H, L_s 为 2.5 μ H, 匝比 n 取为 4; 谐振电容 C_r 为 15nF; 反馈二极管 D_s 取 MUR1520; 升压二极管 D_o 取 MUR1560; 输入电感 L_f 为 50 μ H; 输出滤波电容为 470 μ F。

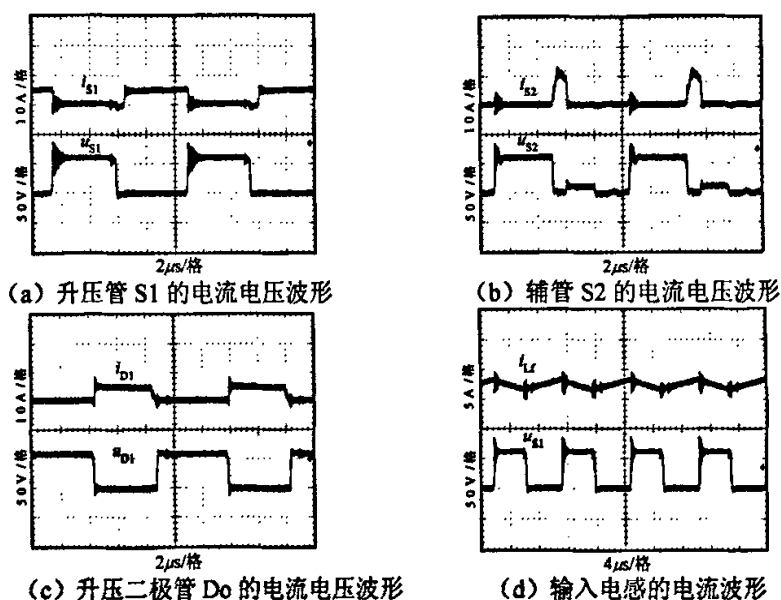


图 6.1 主要实验波形

主要实验波形如图 6.1 所示, 图 (a) 为 S_1 的电压电流波形, 明显实现了零电压开通, 基本实现了零电压关断; 图 (b) 为 S_2 的零电流开通, 近似零电压关断的波形; 图 (c) 为 D_o 实现了零电压开通和零电流关断的波形, 反向恢复电流几乎为零; 图 (d) 为输入电感的电流波形。图 6.2 为变换器在不同负载时的效率, 可见效率较高, 最高达 96.3%。

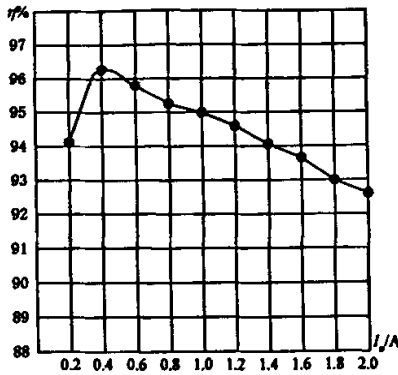


图 6.2 变换器效率曲线

将反激式耦合电感辅助电路引入 Boost 电路，可以很好的实现升压管的软开关，升压二极管也实现了软开关，二极管的反向恢复电流几乎为零，减小了噪声干扰，变换器的效率较高。同理可推得，该方法应用于其它几种基本 DC/DC 变换器也会实现较好的效果。

6.2 推挽式隔离型 Boost 软开关双向 DC/DC 变换器的实验研究

本文详细分析了所提出的软开关双向 DC/DC 变换器的主电路工作原理，控制电路的设计过程，为了验证所提出双向 DC/DC 变换器适用于高低压侧电压等级相差较大的场合，制作了一台实验样机，低压侧电压为 24V，高压侧电压为 270V。由于个人能力有限，同时考虑到功率的大小并不影响说明基本问题，本文只初步设计了一台小功率的样机。

考虑到降压变换比较成熟，实验样机主要是针对升压变换设计的。实验电路主要参数如下：(1)输入直流电压 24V，输出直流电压 270V，额定功率为 120W。(2)开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 选取 MOS 管 IRFP250，开关管 S_1 、 S_2 的工作频率为 100KHz，开关管 S_3 、 S_4 的频率为 50KHz。(3)谐振电感 L_r 为 1uH， L_s 为 4uH，磁芯选取铁氧体 EE18 型。(3)能量反馈二极管 D_s 选取 MUR1520，输出整流二极管选取对管 MUR1660。(4)变压器磁芯选取铁氧体 EE33 型，变压器的匝数分别为 6 匝、6 匝和 36 匝，匝比为 6。(5)升压电感为 50uH，选用铁氧体 EE50 为磁芯。(6)低压侧的滤波电容 C_1 为 470uF/100V，高压侧的滤波电容 C_o 取 100uF/450V，升压时防偏磁电容 C_2 为 0.47uF。

升压变换主要实验波形如图 6.3 所示，图(a)为升压管 S_1 的电流电压波形，很明显实现零电压开通，基本实现了零电压关断；图(b)为辅助开关管 S_2 的电流电压波形，可见为零电流开通，近似零电压关断；图(c)为推挽管 S_3 完全实现零电压开通与零电流关断的波形，由于变压器漏感的存在，从关断 S_4 到 S_3 导通前，漏感中的能量将通过 S_3 的体二极管续流，因此 S_3 在开通前有一个反向电流，与理想波形稍微不同；图(d)为主管 S_1 和推挽管 S_4 的驱动信号波形， S_1 的开关频率为 S_4 的两倍；图(e)为输入电感的电流波形；图(f)为变压器副边电压波形，输

出方波幅值接近 300V。图 6.4 给出变换器在不同负载下的效率曲线，变换器效率较高，最高效率可达 93.8%。实验波形基本与理论分析一致，较好的验证了所提出的双向 DC/DC 变换器在升压变换时的可行性。

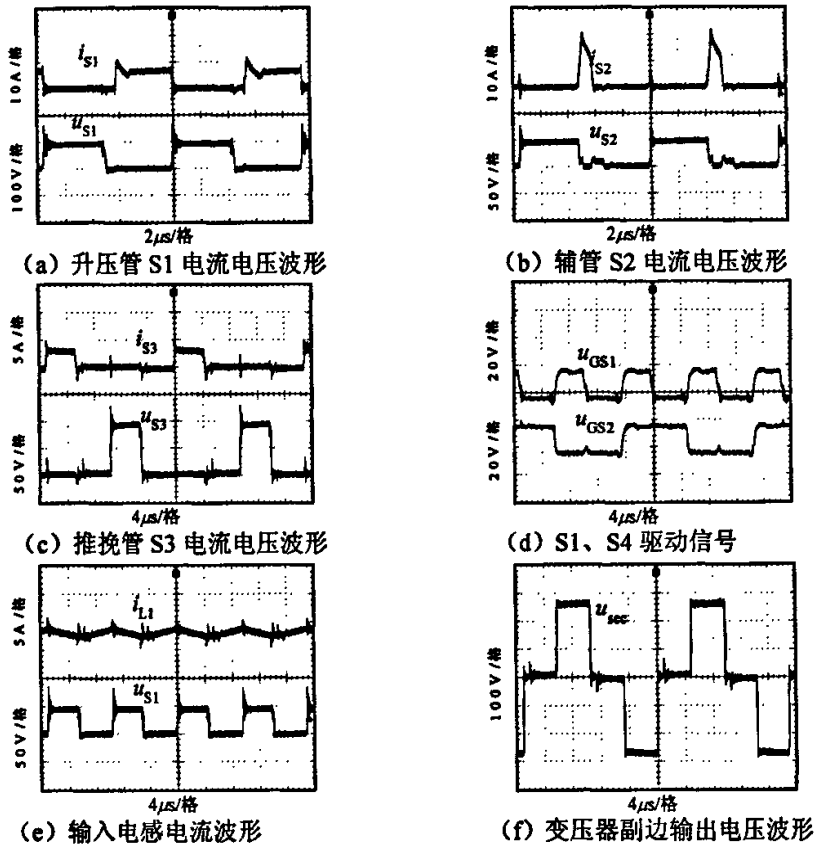


图 6.3 升压变换主要试验波形



图 6.4 变换器的效率曲线

6.3 全文总结

双向 DC/DC 变换器已经广泛应用于宇航卫星、直流不停电系统、燃料电池等领域，国内外对于双向 DC/DC 变换器的研究日益广泛而深入。随着环境保护

和能源短缺等问题的突显, 社会生活和工业生产的实际需求不断提高, 太阳能光伏发电系统、风能发电系统、移动发电系统, 以太阳能为动力的混合动力汽车等领域将会是电力电子行业的热点研究内容之一。在这些研究领域中, 都需要一个高可靠性高效率的储能系统, 通常为蓄电池装置, 因此需要一个双向 DC/DC 变换器来对蓄电池进行充放电管理。由于在这些领域中, 低压侧为蓄电池电压等级比较低(一般 24V), 高压侧电压等级比较高(一般为 270V 或 540V), 利用现有的一些双向 DC/DC 变换器拓扑很难实现高效率、高可靠性、低成本的要求。本文在详细学习和研究了很多双向 DC/DC 变换器拓扑的基础上, 结合了级联型电路结构与全桥/推挽型电路结构的优点, 针对这些领域提出了一种新颖的软开关双向 DC/DC 变换器拓扑。

降压时采用移相控制 ZVZCS-PWM 全桥功率变换, 输出利用低压侧推挽开关管的反并联二极管整流, 技术成熟, 控制简单, 效率比较高。升压时采用推挽隔离 Boost 变换器, 输出利用高压侧四个开关管的反并联二极管整流。推挽隔离 Boost 变换器是 Boost 变换器与推挽变换器的级联, 通过一种控制策略, 去掉了其中的冗余元件, 使得两个独立的功率模块级联为一个整体结构, 得到一种新颖的升压电路拓扑。通过引入耦合电感能量反馈辅助电路, 实现了所有开关管的软开关。所提出新型变换器在功率的双向流动中, 均可实现高功率密度, 高开关频率, 高效率, 变压器的利用率也较高, 尤其适用于高低压侧电压等级相差很大的双向功率变换中, 在太阳能光伏发电系统、风能发电系统、移动发电系统、太阳能混合动力汽车等领域有着较大的应用前景。

论文所做的主要工作包括:

(1)较为详细的介绍了双向 DC/DC 变换器的应用前景, 分析了双向 DC/DC 变换器的基本原理和基本电路拓扑, 概况介绍了近年来出现的一些新颖的双向 DC/DC 变换器拓扑, 并在此基础上提出了一种新颖的软开关双向 DC/DC 变换器。

(2)分析了基本移相 ZVS-PWM 全桥功率变换的工作原理, 阐明了其占空比丢失和滞后臂软开关实现困难问题。介绍了一些改进移相全桥电路, 并分析了各自的优缺点。最后选择移相 ZVZCS-PWM 全桥电路作为降压变换主电路。详细分析了推挽隔离式 Boost 变换器的工作原理, 利用反激式耦合电感辅助电路实现升压变换的软开关, 并分析了软开关实现条件。

(3)设计了双向 DC/DC 变换器的主电路参数, 利用 UC3875 移相控制芯片设计了降压变换时的控制电路, 利用 PWM 芯片 TL494 设计了升压变换时的控制电路, 升降压控制电路的结构较为简单。

(4)讨论了该双向 DC/DC 变换器应用于大功率场合的直流偏磁问题。阐述了开关变换器产生直流偏磁的基本原因, 并具体分析了该双向 DC/DC 变换器在升降压时产生偏磁的机理。对于全桥电路而言, 由于开关管的通态压降、开关时

间差异，驱动脉冲的不对称，外界干扰等因素，导致了变压器偏磁。对于推挽 Boost 电路，由于变压器的三绕组结构更易于发生偏磁。提出了抗偏磁措施：选取参数特性一致的开关管；在电路中串入隔直电容；采用电流型控制方案，通过检测流过器件的电流，以此来调整开关管驱动信号的宽度，将变压器励磁电流控制在一定范围内。

(5)电磁兼容性设计是开关电源必不可少的环节之一，论文对双向 DC/DC 变换器存在的电磁干扰做了一点研究，提出了一些抗干扰方法。

(6)为验证本文所提出的反激式耦合电感实现软开关方法的通用性，设计了一台 ZVT Boost 变换器，给出了试验结果，实验证明该方法具有较好的效果。

(7)设计了一台双向 DC/DC 变换器样机，并做了升压变换的实验，升压实验结果基本与理论分析一致。

由于时间关系和作者本人水平有限，本文所设计的双向 DC/DC 变换器还存在着以下不足和需要完善的地方。

(1)文中设计了 3KW 的功率变换器，然而实验只是初步制作了一台 120W 的样机，虽然可以验证变换器的基本工作原理，但制作 3KW 的功率变换器所需考虑的问题显然更复杂。

(2)未能够对所提出变换器进行数学建模，不能深入的分析其动态响应速度、稳态运行特性、输入输出传递函数，不能进一步讨论参数优化设计。

(3)降压部分实验没有做，因此对于利用上位机系统来控制功率变换器的双向工作过程没有做深入的研究，上位机系统与升降压控制电路的通讯联系没有设计。如何控制功率双向切换的平滑流动是双向 DC/DC 变换器需要考虑的一个重要问题。文中没有对如何利用上位机系统进行变换器升降压可靠切换做细致研究。

(4)对于控制电路只是初步的设计，没有深入的研究控制电路模型。没有设计降压时的同步整流电路，尤其是对采用电流型方案抗偏磁电路的设计仍需进一步研究。

此外，文中只是简单分析了双向 DC/DC 变换器的电磁干扰问题，还需进一步研究其电磁兼容设计。

参考文献

- [1] 张卫平等. 绿色电源-现代电能变换技术及应用[M]. 科学出版社, 2001, 11.
- [2] 吕庆敏. 浅谈电力电子技术领域中若干的研究热点[J]. 电力电子技术, 2001, pp.61-62.
- [3] 顾亦磊, 汤建新等. 电力电子系统集成技术发展的若干新思路[J]. 电力电子技术, 2005, 39(2), pp.141-144.
- [4] 王兆安, 杨旭等. 电力电子集成技术的现状及发展方向[J]. 电力电子技术, 2003, 37(5), pp.90-94.
- [5] 马皓, 张志学. 电力电子变换器主电路拓扑辨识型[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6), pp.55-60.
- [6] 张波. 电力电子学亟待解决的若干基础问题探讨[J]. 电工技术学报, 2006, 21(3), pp.24-35.
- [7] 陈刚. 软开关双向DC/DC变换器的研究[D]. 浙江大学博士学位论文, 2001,3.
- [8] 张方华. 双向DC/DC变换器的研究[D]. 南京航空航天大学博士学位论文, 2004,6.
- [9] 许海平. 大功率双向DC/DC变换器拓扑结构及其分析理论研究[D]. 中国科学院研究生院博士学位论文, 2005,6.
- [10] 方如举. 一种新型双向DC/DC变换器的研究. 合肥工业大学硕士学位论文, 2006,4.
- [11] 石磊. 基于DSP的PWM加相移控制的双向DC/DC变换器. 浙江大学硕士学位论文, 2006,5.
- [12] 张方华, 严仰光. 一族正反激组合式双向DC/DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5), pp.157-162.
- [13] Gang Chen, De hong Xu, Yim-Shu Lee. A novel fully zero-voltage-switching phase-shift bi-directional DC/DC converter[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001, pp.974-979.
- [14] Hui Li, Fang Zheng Peng, J. S. Lawler. A Natural ZVS Medium-Power Bidirectional DC/DC Converter With Minimum Number of Devices[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2003, 39(2), pp.525-535.
- [15] M. Cacciato, F. Caricchi, F. Giulii Capponi, E. Santini. A Critical Evaluation and Design of Bi-directional dc/dc Converters for Super-Capacitors Interfacing in Fuel Cell Applications[C]. IEEE Industry Application Society-39th Annual Meeting, IAS2004, pp.1127-1133.

- [16] S. J. Jang, T. W. Lee, W. C. Lee, and C. Y. Won. Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference 2004, pp. 4722-4728.
- [17] H.L.Chan, K.W.E. Cheng, and D.Sutanto. Phase-shift controlled DC-DC convertor with bi-directional power flow[J]. Electric Power Applications, 2001, 148(2), pp.193-201.
- [18] C.E. Kim, S.K.Han, K.H.Yi, W.J.Lee. A new high efficiency ZVZCS Bidirectional DC/DC Converter for 42V Power System of HEVs[C]. Power Electronics Specialists Conference 2005, pp.792-797.
- [19] 陈刚, 徐德鸿. 一种零电压开关双向DC/DC变换器[J]. 电力电子技术, 2001, pp.1-3.
- [20] 孙频东. 一种新型的零电压开关双向DC/DC变换电源[J]. 电气传动, 2005, 35(6), pp.35-38.
- [21] 胡庆波, 瞿博, 吕征宇. 一种新颖的数控双向DC/DC变换器拓扑[J]. 电力电子技术, 2006, 40(1), pp.60-62.
- [22] 陈刚, 徐德鸿等. 一种软开关低通态损耗的双向DC/DC变换器[J]. 电力电子技术, 2000, pp.1-4.
- [23] 金科, 杨孟雄, 阮新波. 三电平双向变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18), pp.41-46.
- [24] Ke Jin, Meng xiong Yang, Xin bo Ruan. Three-Level Bi-Directional Converter – A Novel DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Power System[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2006.
- [25] 吴军辉, 黄声华等. 用于混合动力汽车的三电平双向DC/DC变换器[J]. 电力电子技术, 2006, 40(1), pp.9-11.
- [26] 吴军辉, 黄声华, 邹江峰. 应用于混合动力汽车的三电平双向DC/DC变换器[J]. 现代驱动与控制, 2006, pp.23-25.
- [27] 张方华, 严仰光. 变压器匝比不同的正反激组合式双向DC-DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14), pp.57-61.
- [28] Fang hua Zhang, Lan Xiao, Yang guang Yan. Bi-Directional Forward-Flyback DC-DC Converter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2004, pp.4058-4061.
- [29] 王国礼, 金新民. 一种正-反激组合变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2001, pp.4-6.
- [30] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M], 电子工业出版社, 2004, 9.
- [31] O. García, L.A. Flores, J.A. Oliver, J.A. Cobos, J. de la Peña. BI-DIRECTIONAL dc-dc CONVERTER FOR HYBRID VEHICLES[C].

- Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 1181-1186.
- [32] F. Krismer, J. Biela, J. W. Kolar. A Comparative Evaluation of Isolated Bi-directional dc/dc Converters with Wide Input and Output Voltage Range[C]. Industry Applications Conference, IAS2005, pp.599-606.
- [33] 梁永春, 严仰光. 隔离交错并联双管正激Boost变换器[J]. 南京航空航天大学学报, 2004, 36(5), pp.600-605.
- [34] 王红梅, 成晓燕, 马海啸, 龚春英. 新型交错并联反激变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(3), pp.17-19.
- [35] 姚刚, 沈燕群, 李武华, 何湘宁. 一种新型的有源交错并联Boost软开关电路[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10), pp.65-69.
- [36] 王正国, 罗乾超, 刁元均. DC/DC变换器交错并联技术研究[J]. 通信电源技术, 2006, 23(5), pp.3-4.
- [37] 胡炎申, 谢运祥.三相交错并联Boost DC/DC变换器设计与研制[J]. 2006, 40(2), pp.45-47.
- [38] SY Lee, AG Pfaelzer, JD van Wyk. Thermal Analysis for a Coupled Inductor for 4-Channel Interleaved Automotive Bi-directional dc/dc Converter based on finite-element Modeling[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2004, pp.1457-1463.
- [39] O.García, P. Zumel, A. de Castro, J. A. Cobos. Automotive DC/DC Bidirectional Converter Made With Many Interleaved Buck Stages[J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2006, 21(3), pp. 578-586.
- [40] J.H. Zhang, R.Y. Kim, J.S. Lai. High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional DC-DC Converter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2006.
- [41] F.Z. Peng, F. Zhang, Z.M. Qian. A Magnetic-less DC-DC Converter for Dual Voltage Automotive Systems[C]. Industry Applications Conference, 37th IAS, 2002, pp.1303-1310.
- [42] K.Y. Lee, Y.S. Lai. A Novel Magnetic-Less Bi-Directional DC-DC Converter[C]. Industrial Electronics Society, 30th IECON, 2004, pp.1014-1017.
- [43] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix. Family of multiport bidirectional DC-DC converters[J]. Electric power applications, 2006, 153(3), pp.451-458.
- [44] Dan wei Liu, Hui Li. A ZVS Bi-Directional DC-DC Converter for Multiple Energy Storage Elements[J]. TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2006,21(5), pp.1513-1517.
- [45] Chuanhong Zhao, Simon Round, Johann W. Kolar. Buck and Boost Start-up

- Operation of a Three-Port Power Supply for Hybrid Vehicle Applications[C]. 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp.1851-1857.
- [46] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix. Multi-Input Bidirectional DC-DC Converter Combining DC-Link and Magnetic-Coupling for Fuel Cell Systems[C]. Industry Applications Conference, 40th IAS, 2005, pp.2021-2028.
- [47] 张方华, 严仰光. 推挽正激移相式双向DC-DC变换器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(12), pp.59-64.
- [48] 肖华锋, 谢少军. 一端稳压一端稳流型软开关双向DC/DC变换器(I)——电路原理和控制策略[J]. 电工技术学报, 2006, 21(10), pp.31-37.
- [49] 肖华锋, 谢少军. 一端稳压一端稳流型软开关双向DC/DC变换器(II)——设计原则和实验研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11), pp.34-39.
- [50] Hua feng Xiao, Dong hua Chen, Shao jun Xie. A ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Vehicular Electronics[J]. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2005, pp.582-588.
- [51] Lizhi Zhu. A novel Soft-commutating Isolated Boost Full-bridge ZVS-Pwm dc/dc Converter for Bidirectional High Power Applications[J]. TRANSACTIONS On Power ELECTRONICS, 2006, 21(2), pp.422-429.
- [52] Kun rong Wang, Fred C. Lee, Jason Lai. Operation Principles of Bi-directional Full-Bridge DC/DC Converter With Unified Soft-Switching Scheme and Soft-starting Capability[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000, pp.111-118.
- [53] 韩思亮, 汤建新, 马皓. 双向DC/DC变换器滑模控制新方案研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(5), pp.16-18.
- [54] 杭丽君, 姚文熙, 吕征宇. 增量式数字PI环在双向DC/DC变换器中的应用[J]. 电力电子技术, 2004, 38 (3), pp. 42-44.
- [55] 王伟, 易建强, 郑耀, 赵冬斌. DC-DC变换器的模糊神经网络控制方法研究[J]. 系统仿真学报, 2004, 16(11), 2567-2570.
- [56] S. A. Bock, J. R. Pinheiro, H. Grundling, H. L. Hey, H. Pinheiro. Existence and Stability of Sliding Modes in Bi-directional DC-DC Converters[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2001, pp. 1277-1282.
- [57] Hai ping xu, Xu hui Wen, Li Kong. DSP-Based Digitally controlled Bi-directional DC-DC Converter[C]. Industrial Electronics Society, 30th IECON 2004, pp. 800-804.
- [58] 欧阳长莲. DC-DC开关变换器的建模分析与研究[D]. 南京航空航天大学博士学位论文,2004,3.

- [59] 张方华, 朱成花, 严仰光. 双向DC-DC变换器的控制模型[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11), pp.46-49.
- [60] H. Li, D. Liu, F.Z. Peng, G.J. Su. A Small Signal Analysis of A Dual Half Bridge Isolated ZVS Bi-directional dc-dc converter for Electrical Vehicle Applications[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp.2777-2782.
- [61] L Sun, D Xu, M Chen. Dynamic Modeling of a PWM plus Phase-Shift (PPS) Controlled Active Clamping Boost to Full Bridge Bi-directional dc/dc Converter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2006.
- [62] 王聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 科学出版社, 2000,1.
- [63] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M], 电子工业出版社, 2004, 1.
- [64] 易德刚, 段善旭, 樊明武. 采用ZVZCS移相全桥主电路的磁铁电源研究[J]. 通信电源技术, 2006, 23(3), pp.14-16.
- [65] 任小永, 阮新波. 适用于高压输入低压输出的两级式变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23), pp.153-157.
- [66] 赵睿, 张波. 两级式低电压大电流变换器的电压双环控制[J]. 电力电子技术, 2003, 37(6), pp.78-79.
- [67] 杜少武, 陈中. 一种新颖的软开关双向DC/DC变换器[J]. 电力电子技术, 已录用.
- [68] 刘刚, 张东来, 曾建友. 单相桥式逆变电路变压器直流偏磁研究与抑制[J]. 电力电子技术, 2006, 40(3), pp.77-79.
- [69] 杨莉莎, 杨荫福, 李勋. 单相桥式逆变电路输出变压器直流偏磁的抑制[J]. 电力电子技术, 2003, 37(2), pp.44-45.
- [70] 罗建武, 罗文杰. 偏磁的起因和消除方法[J]. 电工技术学报, 1999, 14(6), pp.73-77.
- [71] 杜贵平, 陈立军等. 全桥逆变器高频功率变压器偏磁问题研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(3), pp.74-76.
- [72] 许峰, 王健强等. 全桥软开关PWM变换器中变压器偏磁机理及抑制方法的研究[J]. 电子器件, 2002, 25(2), pp.121-126.
- [73] 张黎等. 一种具备软开关功能的防单向偏磁电路[J]. 电工技术杂志, 2000, pp.20-22.
- [74] 张伟, 张东来等. 推挽电路中变压器偏磁机理及抑制方法的研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(5), pp.101-103.
- [75] 杜少武, 陈中. 一种新颖的ZVT BOOST变换器[J]. 电力电子技术, 已录用.
- [76] G Moschopoulos, P Jain, Y Liu, G Joos. A zero-voltage-switched PWM boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit[J].IEEE Trans. Power

- Electron., 1999, pp.653–662.
- [77] H.O Lee, D.Y Lee, B.H Cho.Improved zero-voltage transition boost converter using coupled inductor and low voltage zener diode[C]. Proc. IEEE Power Conversion Conf. PCC-Osaka 2002, pp.627–631.
- [78] 郝欣, 陈中. 电磁干扰及其抑制方法概述[J]. 变频技术应用, 已录用.
- [79] 钱照明, 程肇基. 电磁兼容设计基础及干扰抑制技术[M]. 浙江大学出版社.
- [80] 蔡仁钢. 电磁兼容原理设计和预测技术[M]. 北京航空航天大学出版社.
- [81] 林国荣. 电磁干扰及控制[M]. 电子工业出版社.
- [82] 刘佳. 全桥开关型变换器电磁干扰模型分析与研究. 南京航空航天大学硕士学位论文, 2003,3.
- [83] 杨志勇. 半桥 QRC 变换器电磁兼容性分析与研究. 南京航空航天大学硕士学位论文, 2002,3.
- [84] 刘佳, 穆新华, 杨志勇. 全桥变换器中寄生参数对传导干扰的影响[J]. 南京航空航天大学学报, 2003, 35(2), pp.137-142.
- [85] 左琛, 胡莹, 常越. 开关电源中电磁干扰的产生及其抑制[J]. 电力电子技术, 2007, 41(1), pp.78-80.
- [86] 张凯, 刘智勇等. 全桥变换电路共模EMI分析及其抑制技术研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(3), pp.60-62.
- [87] 尹建. PCB的电磁兼容性研究. 电子科技大学硕士学位论文, 2006,5.
- [88] 吴建辉. 印制电路板的电磁兼容性设计[M]. 国防工业出版社, 2005, 2.

在读期间发表论文

- [1] 杜少武, 陈中. 一种新颖的软开关双向DC/DC变换器[J]. 电力电子技术, 2007, 已录用.
- [2] 杜少武, 陈中. 一种新颖的ZVT BOOST变换器[J]. 电力电子技术, 2006, 已录用.
- [3] 郝欣, 陈中. 电磁干扰及其抑制方法概述[J]. 变频技术应用, 2007, 已录用.