上海交通大學

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

BACHELOR'S THESIS



论文题目: 基于宽禁带功率器件的新能源车 DC-DC 变换器研究

学生姓名:		陈捷
学生学号:		517021910863
专	业:	电气工程及其自动化
指导教	如下:	王勇 教授
学院(系	系): <u>E</u>	电子信息与电气工程学院

上海交通大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明:所呈交的学位论文《基于宽禁带功率器件的新能源车 DC-DC 变换器研 究》,是本人在导师的指导下,独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用 的内容外,本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文 的研究做出重要贡献的个人和集体,均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本 声明的法律结果由本人承担。



日期: 2021年 5月 31日

上海交通大学

学位论文版权使用授权书

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

保密□,在____年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密☑。

(请在以上方框内打"√")





基于宽禁带功率器件的新能源车 DC-DC 变换器研究

摘要

本文研究了基于宽禁带功率器件 GaN 的新能源车车载 DC-DC 变换器。车载 DC-DC 变 换器主要用于给低压蓄电池充电以及车载电子负载供电。随着新能源车的普及,车载电子 负载的功率也越来越高,这对车载 DC-DC 变换器效率和功率密度提出了更高的要求。

GaN 作为第三代半导体材料具有禁带宽、电子迁移率高以及导热率高等特点,可以提高电力电子变换器的效率以及功率密度。目前,GaN 等宽禁带功率器件已经逐步进入市场,利用宽禁带器件来代替传统硅器件也已成为新趋势。

本文通过基于 GaN HEMT 的 Buck+全桥 LLC 实现了车载隔离型 DC-DC 变换器。本文 首先剖析了 GaN 器件的原理和结构,并针对不同的 GaN 器件常断方案进行比较。在选择 Cascode 型 GaN HEMT 后又针对其特性和容易产生的问题对驱动电路进行了设计。随后, 在深入分析车载 DC-DC 变换器特点的基础上,设计了 Buck+全桥 LLC 两级主电路拓扑。根 据 LLC 拓扑的特性对 LLC 谐振腔及主电路的参数进行设计。之后,本文对设计完成的主电 路进行了损耗计算与分析。同时,为了实现车载 DC-DC 变换器的双向运行,进一步对 LLC 电路的反向运行过程进行了研究。

本文搭建了一台 3kW 车载水冷 DC-DC 变换器样机,满载效率达到 94%, LLC 开关频 率为 320kHz,功率密度为 2.19kW/L,满足了课题对于效率、体积等指标的要求。

关键词: 宽禁带功率器件, 电动汽车, LLC 变换器, 车载 DC-DC 变换器, 双向 LLC 变换器



RESEARCH ON DC-DC CONVERTER OF NEW ENERGY VEHICLE BASED ON WIDE BANDGAP POWER DEVICE

ABSTRACT

This paper studies new energy vehicle on-board DC-DC converter based on wide bandgap power device GaN. On-board DC-DC converters are used to charge low-voltage batteries and power on-board electronic loads. With the popularity of new energy vehicles, the power of on-board electronic load is getting higher, which puts forward higher requirements for the efficiency and power density of on-board DC-DC converter.

GaN has the characteristics of wide bandgap, high electron mobility, and excellent thermal conductivity, which can improve both efficiency and power density of power electronic converter. At present, GaN power devices have gradually entered the market, and it has become a new trend to replace traditional silicon power devices with wide band-gap devices.

In this paper, an on-board isolated DC-DC converter is implemented by Buck + Full Bridge LLC based on GaN HEMT. The principle and structure of GaN devices are firstly analyzed, and different normally-off GaN devices are compared. After selecting Cascode GaN HEMT, the driving circuit is designed according to its characteristics. Then, based on the in-depth analysis of the characteristics of on-board DC-DC converter, a Buck + Full-Bridge LLC two-stage topology is designed. The parameters of both LLC resonator and main circuit are designed according to the characteristics of LLC topology. After that, the loss calculation and analysis of the designed main circuit are carried out. At the same time, in order to achieve bidirectional operation of on-board DC-DC converter, the reverse operation process of LLC circuit is further studied.

In this paper, a 3kW on-board water-cooled DC-DC converter prototype is built. The full load efficiency reaches 94%, the LLC switching frequency is 320kHz, and the power density is 2.19kW /L, which met the requirements of efficiency, volume and other indicators.

Key words: wide bandgap power devices, electric vehicles, LLC converter, on-board DC-DC

converter, bidirectional LLC converter



目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景和意义	1
1.2 国内外研究现状	1
1.2.1 车载 DC-DC 变换器	1
1.2.2 GaN 功率器件	4
1.3 主要工作	7
第二章 GaN 器件特性及其在车载 DC-DC 的应用	9
2.1 GaN HEMT 特性	9
2.1.1 耗尽型 GaN HEMT	9
2.1.2 常见增强型 GaN HEMT 特性	
2.1.3 不同 GaN HEMT 常断方案比较	
2.2 Cascode 型 GaN HEMT 特性	15
2.2.1 结构与性能分析	15
2.2.2 开关过程分析	17
2.2.3 工作模态	21
2.3 车载 DC-DC 的 GaN 驱动电路设计	
2.3.1 GaN 驱动问题	
2.3.2 车载 DC-DC GaN 驱动的设计方案	
2.4 本章小结	
第三章 基于 GaN 的车载 DC-DC 拓扑及控制	
3.1 车载 DC-DC 的拓扑选型	
3.1.1 移相全桥变换器	
3.1.2 LLC 谐振变换器	
3.1.3 Buck+全桥 LLC DCX	
3.2 LLC 拓扑特性	
3.2.1 LLC 工作原理	
3.2.2 LLC 等效模型	
3.2.3 LLC 电压增益特性分析	
3.3 主电路参数设计	
3.3.1 LLC ZVS 条件	
3.3.2 LLC 参数设计	
3.3.3 Buck 电路参数设计	
3.4 本章小结	
第四章 基于 GaN 的车载 DC-DC 变换器损耗分析	
4.1 Buck 电路损耗分析	
4.1.1 Buck 电路开关损耗	40
4.1.2 Buck 电路磁件损耗	41
4.2 LLC 电路损耗分析	
4.2.1 LLC 电路开关损耗	





第一章 绪论

1.1 研究背景和意义

电动汽车(Electric Vehicle)在近年来获得了极大的普及^[1],这主要是因为电动汽车相 比起传统内燃机车有更高效率^[2,3],而且电能的来源变得更加环保,由风能^[4]、水电和太阳 能^[5,6]等可再生资源产生的电能占比不断增大。根据彭博新能源财经(BloombergNEF)的报 道,2020年全球电动汽车保有量已经达到1000万辆,其中我国电动汽车保有量120万辆。 另外,根据其彭博新能源财经的《2020年新能源汽车市场长期展望》,到2040年,新能源 汽车在全球乘用车销量的占比预计达58%,在乘用车保有量的占比达31%。但是,随着电 动汽车的普及,他带来的诸如大量电能闲置^[7],电池管理系统^[8],变换器效率及功率密度受 硅(Si)器件材料自身限制^[9]等问题也逐渐暴露出来。

车载 DC-DC 变换器是汽车电气系统中将高压动力电池的高压直流电降为低压直流电的 的部分,其作用是从高压动力电池处取电,并且向低压蓄电池以及车载电子设备提供电能。 车载 DC-DC 变换器还具有宽电压范围、低压大电流以及高功率密度等特点。现在的车载 DC-DC 变换器主要使用 Si 器件作为功率开关,虽然 Si 器件的制造工艺已经非常成熟,但 传统的 Si 电力电子功率器件如今已经达到了 Si 材料理论上的本征极限^[10],使得变换器的功 率密度和效率难以得到进一步的提升。所以,研究人员迫切希望能有一种材料来实现电力 电子功率器件性能的突破。宽禁带器件正可以很好的解决这一问题,其中就以氮化镓(GaN) 和碳化硅(SiC)为代表。

GaN 是第三代半导体材料,相比 Si 具有宽禁带、高击穿电场强度、高电子饱和漂移速度、高热导率等特点^[11]。利用 GaN 制造的电力电子功率器件具有耐压能力高、导通电阻小、 开关速度快、结-壳热阻低以及更高的结温等优势。

对于车载 DC-DC 变换器来说,更小的导通电阻意味着更高的效率,开关速度快意味着 更小的无源元件和更高的功率密度,耐压能力高意味着能够适应更高的电压等级^[12]。GaN 器件的这些特点使其能够进一步提升车载 DC-DC 变换器性能。但市场上主流的 GaN 器件 ——GaN 基高电子迁移率晶体管(GaN High Electron Mobility Transistor, GaN HEMT)—— 与 Si 金属-氧化物半导体场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, MOSFET)有着完全不同的结构,因此存在着栅极可靠性、电流崩塌、击穿场强远低于理 论值等问题,在实际运用中有一定困难。同时,GaN 器件的高开关频率也会带来更大的开 关损耗,更大的变压器涡流损耗以及电磁兼容问题。所以,如何合理设计系统来规避上述 问题,从而使得 GaN 的作用最大化,也是车载 DC-DC 变换器亟待解决的一个问题。

本课题本文旨在调研文献和工程技术中汽车 DC-DC 电源技术和发展现状,据此设计基于宽禁带 GaN 器件的 250-500V 输入,直流+14V 输出的车载 DC-DC 变换器。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 车载 DC-DC 变换器

如图1-1所示为典型的电动汽车系统结构框图,其主要由车载充电器、高压动力电池、 高压车载DC-DC变换器、低压双向DC-DC变换器、逆变器、电机、低压蓄电池以及车载电



子负载等部分组成。车载充电器将充电桩的交流电转化为直流电并将电能存储于高压动力电 池。高压动力电池首先给高压双向DC-DC变换器供电,高压DC-DC变换器先将高压动力电 池的电能升压至高压直流电后,高压直流电又经过逆变器变成交流电,最终用于驱动电机。 也有的汽车没有高压双向DC-DC变换器,直接通过逆变器从高压动力电池取电用于驱动电 机。值得注意的是,当电机制动时逆变器和高压双向DC-DC变换器可以从电机回收能量给 高压动力电池。高压动力电池同时也给低压双向DC-DC变换器供电,低压车载DC-DC变换 器将高压动力电池的电能降压至低压通用的14V后把电能存储于低压蓄电池,然后由低压蓄 电池给汽车电子负载供电,低压车载DC-DC变换器也可以直接给汽车电子负载供电。



图 1-1 典型的电动汽车系统结构框图

然而随着电动汽车的普及,如何降低电动汽车内部电力电子变换器体积和重量,从而降低生产成本,提高功率密度就成了一个重要问题。因此工业界也开始有厂商开始研制三端口车载充电器,通过将车载充电器以及车载DC-DC集成成为一个三端口车载充电器来降低整个电力电子系统的体积,如图1-2。与传统的结构不同,低压蓄电池也需要满足双向功率传递,从而保证在高压侧被动式断电的极端情况下,由低压侧蓄电池供电给高压侧,保证高压转向电机控制器不间断供电,确保车辆安全停靠。



图 1-2 新型的电动汽车系统结构框图

本文研究的对象是高压动力电池到低压蓄电池之间的车载DC-DC变换器。针对其性能参数,U.S. DRIVE给出了2020年以及2025年预测低压车载DC-DC变换器的具体性能参数,如表1-1所示。

表 1-1 2020 年以及 2025 年预测低压车载 DC-DC 变换器的性能参数

车载 DC-DC 变换器目标	2020	2025
成本(\$/kW)	<50	30
单位重量功率(kW/kg)	>1.2	4
功率密度(kW/L)	>3.0	4.6
效率	>94%	98%

第2页共66页



低压车载DC-DC变换器是电动汽车高压电池和低压电池之间的接口,具有高增益、大输出电流以及电气隔离等的特点。同时由于汽车工作环境的要求,又有高效率、高功率密度、低EMI(Electro Magnetic Interference)以及快速的动态特性等要求:

1、高效率——高效率几乎是所有电力电子变换器统一的目标,更高的效率意味着更低的损耗。更低的损耗不仅能降低用户的成本,同时也能够减轻热管理的负担,使得系统的体积减小,提高功率密度。

2、高功率密度——随着电动汽车的发展,内部的电力电子变换器也都在向着小型化、 轻型化发展。更高的功率密度意味着在相同功率等级下可以有更小的体积,进而可以使得产 品小型化,或者将多余的空间留给其他系统。

3、低EMI——随着电力电子技术的发展,汽车里越来越多的设备都实现了电气化,这 就造成了电磁兼容问题越来越严重。控制变换器的EMI可以提高系统的稳定性,同时也可以 方便其他系统的设计。

4、快速的动态特性——由于车载电子负载种类繁多,从空调设备、天窗到电动窗。这 就使得变换器需要随时对负载的变化做出反应。

工业界常用的车载DC-DC变换器有移相全桥、双管正激变换器等拓扑。然而移相全桥 关断电流较大,双管正激电压调节范围小,并不能够达到预想的目标。如图1-3,LLC谐振 变换器是工业界常用的一种隔离型DC-DC电路,由于能实现原边开关管ZVS(Zero Voltage Switch)和副边同步整流管ZCS(Zero Current Switch),因此可以极大地降低开关损耗。其 另一大优势就是运行在谐振点时,因为谐振电路等效阻抗为零,故能将效率进一步提高。但 由于LLC谐振变换器在离开谐振点后效率会降低,加之LLC电路非线性的电压增益,使得单 级LLC谐振变换器并不能够同时满足车载DC-DC变换器的宽电压范围以及高效率的要求。



图 1-3 LLC 谐振变换器电路图

关于LLC的建模, 文献[13]认为由于LLC电路存在很多不同的模态, 传统的基波分析法 并不适用于LLC电路的建模, 提出使用更为广义的模态分析来对LLC电路各模态进行分析。 同时, 还给出了各模态分界的推导, 并在模态分析的基础上提出了一种估计最大增益点的方 法, 但是求解困难, 难以用于实际电路设计。文献[14]利用修正并简化后的扩展描述函数法 对LLC电路进行建模并用于预测脉冲调频LLC谐振变换器的小信号行为。

在LLC的设计以及效率提升方面, 文献[15-17]对LLC的设计过程给出了参考。文献[18] 利用基波分析法分析了恒最大功率充电时, 原边ZVS运行的最坏情况, 并以最坏情况下的运 行点作为设计目标点, 从而确保了全范围ZVS。文献[10]将传统Si器件替换为GaN HEMT, 并且通过优化死区时间等方式降低电流有效值从而实现了铜损耗的降低, 进而提升了系统效 率。文献[19]通过引入GaN HEMT以及平面变压器, 从而对LLC电路效率进行提升, 并且对 平面变压器的输出电容端部损耗优化提出解决方案。

为了实现宽电压范围的LLC电路,研究人员们就传统的LLC电路从控制以及拓扑两个方



向提出了优化和改进。文献[18]提出了一种LLC多谐振变换器的谐振腔设计方法以及实际设计中需要考虑的因素,实现了宽电压范围LLC多谐振变换器在EV的应用。文献[20]则利用在LLC前级增加非隔离型Buck电路实现宽范围的电压调节。通过前级闭环运行,LLC电路作为直流变压器在谐振点开环运行,这样既可以在保证LLC电路高效率的,也实现宽电压范围以及高、低压段的隔离。

LLC电路在正向运行时可以通过谐振实现高效率的功率传输,然而在反向运行时由于谐振电感被输出电压钳位,因此LLC谐振腔被简化为LC电路,导致此时LLC变换器的增益恒小于1。针对这一问题,为了能够实现三端口车载充电器以及低压蓄电池对与高压动力电池的反向充电,近年来也有很多研究人员开始研究反向增益大于1的双向LLC电路。文献[21]和[22]通过将DAB和定频LLC并联输入串联输出,在实现了LLC宽电压增益的同时实现了宽增益的反向输出增益大于1,但是新增的模块会显著增加系统的体积,降低功率密度。文献[23]提出CLLLC电路,通过在副边也增加LC,构成两组LLC谐振腔,进而实现反向电压增益特性与LLC电路正向电压增益特性相同。文献[24]对于CLLLC的电路参数对效率等参数的影响进行了分析,并且从模型上将CLLLC网络简化成CLLC网络简化了设计过程。然而CLLLC增加了两个谐振元件,这会导致系统体积增大,功率密度降低。文献[25]提出LLLLC变换器,通过在谐振腔同侧增加另一个"励磁电感",进而使变换器在反向运行时依旧能够实现谐振。文献[26]则对于车载充电器进行了改进,通过利用PFC(Power Factor Correction)控制直流母线电压来解决LLC反向增益小,系统无法并网的问题。

对于双向LLC电路如何判断功率方向的问题,文献[27]利用CLLLC谐振电感上的电流对 变换器的功率传输方向进行了判定,但是其判据并没有"继电特性",使得其在功率缓慢变 向时出现正反向运行来回切换的情况,降低系统的可靠性。因为当电源位置和功率方向不符 时负载侧电压会快速跌落,文献[23]就利用这一特点通过判断副边电压的大小来确定系统的 功率流向,但这样在功率快速切换时电压会快速跌落,降低了系统的可靠性。文献[25]则通 过将LLC变换器的一侧全桥在谐振频率定频运行,只改变另一侧的导通时间,进而实现LLC 变换器的自然换向。

1.2.2 GaN 功率器件

随着Si开关器件的不断更新换代,其性能在不断的提升的同时也在逐渐逼近Si的理论本征极限。于是人们开始把眼光转向其他半导体材料,如第二代半导体材料砷化镓(GaAs),第三代半导体材料碳化硅(SiC)、氮化镓(GaN)都是人们研究过的对象。其中,以SiC和GaN由于其较大的禁带宽度以及电子迁移率,同时又有着相对优秀的导热率,成为了功率器件的新宠^[28]。



第4页共66页



	•• = = == • == •		
	Si	SiC	GaN
禁带宽度 Eg(eV)	1.12	3.25	3.4
相对介电常数 Er	11.8	9.7	9
击穿场强 E _C (MV/cm)	0.3	3.5	3.3
电子迁移率 $\mu(cm^2/V \cdot s)$	1500	1000	1250
电子饱和速度 v _{sat} (10 ⁷ cm/s)	1	2	3
JFOM (相对 Si)	1	400	1000
导热率	1.5	4.9	2.4
最大工作温度(°C)	200	500	600

表 1-2 Si, SiC 和 GaN 材料的对比

其中,由禁带宽度 E_g 、相对介电常数 ε_r 以及电子迁移率 μ ,可以计算得到特征导通电阻 R_{on} 的大小

$$R_{DC(on)} = 8.17 V_B^{2.5} \frac{\sqrt{\varepsilon_0} \varepsilon_r}{\mu E_g^3}$$
(1-1)

可以发现,对于 Si, SiC 和 GaN 三种材料的理想器件的特征导通电阻 Ron 和击穿电压 VB 的关系曲线如图 1-5 所示。可以明显看到对于相同击穿电压的 Si 器件和 GaN 器件, Si 器件的特征开通电阻是 GaN 的 10 倍以上。因此 GaN 可以轻易突破 Si 器件的极限特性。





根据上述参数, GaN 具有如下的优点:

上海交通

1、 耐压水平较高——击穿电场高达 3.5MV/cm, 约为 Si 的 10 倍。

2、 高电流密度——在 GaN 层上生长 AIGaN 层后, AlGaN/GaN 异质结形成的二维电子气(2DEG 浓度较高(2*10¹³ / cm²)。

3、 导通电阻小——GaN 材料极高的带隙能量意味着 GaN 基功率器件具有较小的导通 电阻。同时由于 GaN 材料的临界击穿强度较高,因此在相同阻断电压下,GaN 基功率器件 具有比 Si 器件更低的导通电阻。

4、 开关速度快&开关频率高——GaN 电子迁移率较高,因此在给定的电场作用下其电



子迁移速度快。且由于 GaN 材料饱和漂移速度高, GaN 器件能够承受的极限工作频率更高。

5、 工作温度很高——理论值结温可达 500°C。

6、 寄生电容更小——GaN 材料的相对介电常数为 9.0,相对 Si, SiC 等材料更小。由电容公式 *C=εS/d* 得,在其他条件相同的情况下寄生电容与介电常数成正比,因此 GaN 材料寄生电容更小。而且传统 GaN HEMT 采用异质结结构,不需要掺杂。

7、 更加恶劣的环境——抗辐照能力比 GaAs 和 Si 强。

8、 便于大功率集成——硬度高于 Si 和 GaAs。

9、 低热阻——GaN 的导热率高于 Si, 因此相同情况下有更好的散热能力。

10、系统体积更小——低热阻意味着使得采用 GaN 器件的系统可以减少昂贵的冷却设备,达到在降低成本的同时,减小体积,降低重量和功耗的目的。更高的开关频率代表着减小电容器、电感器和变压器等外围器件的数量和体积,从而减小系统体积。

GaN功率器件相比Si功率器件具有更高的理论极限,但是市面上常见的GaN功率器件多属于GaNHEMT,GaNHEMT的核心在于其AlGaN/GaN异质结形成的二维电子气,与Si功率器件的原理完全不同。GaNHEMT器件是通过栅极电压来控制二维电子气的浓度,进而实现整体GaNHEMT沟道的导通和关断,所以其在正向导通特性、反向导通特性以及反向恢复特性等问题下与传统Si器件有很大的区别,因此近年来对于GaN器件的各种特性也一直是研究的重点。

传统的GaN HEMT属于耗尽型器件,即常通型器件,很难应用于实际生产中,因此通过 某种技术需要实现常断型(增强型)GaN HEMT。文献[29]通过在栅极和AlGaN势垒层间增 加一层p-cap层来实现栅极零电压时二维电子气的关断。p-cap型的GaN HEMT还可以通过栅 空穴注入技术来降低其导通电阻,是目前工业界主流的增强型结构。但是,其栅极阈值电压 通常较低,且最大安全工作栅压一般较小,同时存在阈值不稳定性问题。文献[30]通过在GaN HEMT栅极下方的势垒层注入F-离子,从而达到耗尽下方沟道的二维电子气的目的,从而实 现增强型GaN HEMT。氟离子注入技术虽然能够实现增强型GaN HEMT,但是有阈值较小的 问题。同时,由于F-离子的稳定性比较差,而且浓度难以控制,容易面临可靠性的问题。文 献[31]通过在常通型GaN HEMT上级联低压Si MOSFET从而形成Cascode型GaN HEMT来实 现GaN HEMT器件的常断。这一方案也是工业界常见的结构,但需要注意的是Cascode型GaN HEMT的器件的核心依旧是常通型GaN HEMT,所以不能被列为增强型GaN HEMT来实 到GaN HEMT器件的常断。这一方案也是工业界常见的结构,但需要注意的是Cascode型GaN HEMT的器件的核心依旧是常通型GaN HEMT,所以不能被列为增强型GaN HEMT。而且由 于低压Si MOSFET的存在,使得其结构复杂,动态性能不稳定和设计困难等问题都限制着 Cascode型GaN HEMT的应用。AlGaN势垒层厚度的减小会降低二维电子气载流子的浓度, 当其减少到临界值后,二维电子气会被夹断,文献[32]通过这种技术实现了增强型器件,这 种方式也被叫做薄势垒层技术。

虽然增强型GaN HEMT解决了阈值电压为负的问题,但是由于GaN HEMT的开通电阻 小,栅极电容也较小,在半桥电路中极易出现串扰问题,进而产生误开通,乃至自持振荡。 特别是对于非Cascode型的增强型GaN HEMT通常阈值电压较低,更容易产生误开通问题。 文献[33]针对p-cap GaN HEMT,利用控制理论分析了自持振荡的原因以及产生条件,对寄 生参数对振荡的影响进行了分析,并通过在栅极增加磁珠来对振荡进行抑制。文献[34]对 p-cap GaN HEMT的自持振荡提出了在栅源之间并联RC来对振荡进行抑制,但是这种方案会 引入更多的损耗。针对Cascode型GaN HEMT,文献[35]分析了在大电流下开关导致的振荡问 题,并提出是由于MOSFET和GaN HEMT电容不匹配引起的振荡,通过在GaN HEMT栅源并 联电容使MOSFET和GaN HEMT电容匹配即可解决。文献[36]通过建立模型,分析了对于较 大的漏源电压变化时Cascode型GaN HEMT的误开通问题。文献[37]利用负电导模型,建立了



Cascode型GaN HEMT的的振荡模型,并且分析了寄生参数对振荡的影响。一般认为解决半 桥串扰问题的方案有:在栅极增加磁珠或在栅源增加RC回路;增大栅极电阻从而降低开关 速度;减小PCB(Printed Circuit Board)引入的寄生电感等。

随着增强型GaN HEMT技术的成熟,各大厂商近年来都推出了自己的GaN器件产品。其中GaN Systems是高压p-cap型增强型GaN HEMT的代表企业。其*GaNPX*封装能够提供更高的导热率,并且降低EMI。EPC是也是增强型GaN HEMT的代表性企业之一,其独创的触点阵列封装(Land Grid Array, LGA)不使用塑胶封装从而实现进一步的小型化。对于Cascode型GaN HEMT,我国的安世半导体、美国的Transphorm都是代表性的制造商。





GaN HEMT的具体应用也是近年的研究重点。GaN器件的主要应用范围如图1-6所示, 它主要应用于低功率情况,利用其高频特性可以逐渐替代传统Si MOSFET。文献[9]对比了 Si器件和GaN器件在半桥电路的开关过程,并且使用美国Transphorm公司的600V GaN器件 TPH2006制作了300W的400V-12VLLC变换器工作频率为1MHz,效率达到96%。文献[10]在 原边使用Transphorm的600V GaN器件TPH3006PS,副边使用EPC的40V GaN器件EPC2015制 作了300W的400V转12V LLC变换器工作频率为1MHz,效率接近97%。文献[38]利用GaN器 件实现了1.2kW的图腾柱式PFC,最高效率达到了99%,功率密度达到220W/in³。

1.3 主要工作

本课题通过调研文献和工程技术中汽车DC-DC电源技术和发展现状,据此设计基于宽禁带GaN器件的250-500V输入,直流+14V输出的车载DC-DC变换器。

基于以上内容,本文被分为以下七个章节:

第一章介绍了本课题的研究背景与意义。通过查阅国内外文献总结了车载DC-DC变换器、GaN功率器件的特点以及最新的研究方向和应用。

第二章就常见的车载DC-DC拓扑进行了分析和比较,并选择Buck+全桥LLC DCX两级拓 扑作为本文主电路的拓扑。随后根据选型介绍了LLC电路的原理和等效模型,最后根据主电 路参数要求对变换器参数进行了设计。

第三章介绍了耗尽型以及常见的增强型GaN HEMT和Cascode型GaN HEMT的特性,并 对常见的增强型GaN HEMT和Cascode型GaN HEMT进行了比较,之后选择Cascode型GaN HEMT并对其特性和驱动电路设计中的问题进行分析,并给出驱动电路设计方案。

第四章从开关损耗和磁件损耗两个方面对车载DC-DC变换器Buck电路以及LLC电路这两级的损耗分别进行分析。



第五章介绍车载DC-DC变换器双向运行的情况。探究了双向LLC变换器的原理,并利用 仿真分析了其可行性。

第六章搭建3kW样机,并对其结构和参数进行介绍,之后通过实验对Buck+全桥LLC DCX的设计和原理进行了验证。

第七章对全文进行了总结,并指出项目的不足以及之后改进的方案。



第二章 GaN 器件特性及其在车载 DC-DC 的应用

借助 GaN 材料的优秀特性以及 AlGaN/GaN 异质结结构, GaN 器件表现出优秀的高频特性以及更低的导通电阻。然而,常规的 GaN HEMT 属于耗尽型器件,因此就需要选择一种增强型 GaN HEMT。本章将对耗尽型 GaN HEMT 的特性进行分析,并对各类 GaN HEMT 常断方案进行比较。根据新能源车 DC-DC 这一应用场合选择 Cascode 型 GaN HEMT,并对 其特性进行分析,同时针对车载 DC-DC 这一应用场合对其驱动电路进行设计。

2.1 GaN HEMT 特性

2.1.1 耗尽型 GaN HEMT

2.1.1.1 耗尽型 GaN HEMT 结构



图 2-1 耗尽型 GaN HEMT 的结构示意图

如图 2-1 为耗尽型 GaN HEMT 的示意图,其各结构的名称以及作用为:

(1) 盖帽层(GaN-cap layer)

由于 AlGaN 中的 Al 元素容易与空气中的氧气发生反应,影响器件的可靠性,因此一般 会在 AlGaN 势垒层上增加一层盖帽层。同时,盖帽层也能降低栅极反向电流,提高关断状 态下 AlGaN 层的击穿场强。

(2) AlGaN/GaN 异质结(AlGaN/GaN heterojunction)

AlGaN/GaN 异质结是 GaN HEMT 的核心,用于形成 2DEG;其厚度和掺杂会影响关断 状态的性能。通常,Al 含量越高、势垒层越厚则二维电子气的浓度越高,但是这会降低器 件的可靠性。而 Al 含量过低或者势垒层过薄则无法达到足够的二维电子气浓度。

(3) 缓冲层(Buffer)

缓冲层主要起承受高压的作用。同时影响 GaN 层生长的结构,因此也影响着开通和关断状态的性能。

(4) 衬底 (Substrate)

衬底通常有 SiC、Si、GaN,对比如表 2-1。还有 Al₂O₃,但是导热性很差,而且晶格失 配很大,综合来看 Si 最适合用作衬底。



	n-type SiC	SiC	GaN	Si
晶格失配率(%)	3.1	3.1	0	17
4 英寸晶圆价格(¥)	5411	19325	46380	618.4
导热率(W/cmK)	4	4	1.3	1.48

表 2-1 SiC、Si、GaN 衬底比较

实际生产中一般还会在栅源漏三级上分别加上场板(Field Plate)来使得内部场强更加 平均,从而降低器件被击穿的可能,同时也能缓解电流崩塌现象。另外,也会在 GaN-cap 上方,场板周围加入钝化层(Passivation)来方便场板的生长,以及缓解表面陷阱(Surface-trap, 虚栅的产生原因)产生的电流崩塌现象。

2.1.1.2 耗尽型 GaN HEMT 原理

GaN HEMT 的核心在于 AlGaN/GaN 异质结结构形成的二维电子气,如图 2-2。二维电子气的形成主要依靠 GaN 材料的自发极化和压电极化。

自发极化指的是由于 GaN 材料自身属于非中心对称晶体,因此 Ga-N 共价键产生电偶 极矩,使得 GaN 材料具有很强的自发极化效应。

压电极化是由于 GaN 材料本身没有中心对称性,因此具有压电效应。在外力条件下,因为 GaN 和 AlGaN 晶格常数不同,使得 AlGaN/GaN 异质结内产生应力,进而形成偶极矩,并在晶体表面产生极化电荷。



图 2-2 二维电子气示意图

由于 AlGaN/GaN 的禁带宽度不同,这两种材料构成的接触面即形成 AlGaN/GaN 异质结。同时,受两种极化效应的影响,导带存在不连续性,使异质结接触面上形成了一层较深的三角势阱,电子被束缚在三角势阱中,如图 2-2 所示。电子在势阱内沿着平行于接触面的方向能自由运动,而在垂直于接触面的运动受势阱的限制,因此被称为二维电子气(two-dimensional electron gas, 2DEG)。通过改变栅极电压就能够控制二维电子气的浓度从而改变漏电流,控制器件的开通和关断。

由于二维电子气的存在, 传统的 GaN HEMT 在不施加栅极电压的时候处于导通状态, 因此属于耗尽型器件, 即常通型器件, 考虑到安全因素因此很难应用于实际生产中。因此, 人们希望能在 GaN 材料上实现常关型功率器件, 即增强型器件。

与此同时, GaN HEMT 还存在关态漏电、栅极退化、欧姆接触可靠性以及电流崩塌等问题。近年来,研究人员也都在为这些问题寻找解决方案。

2.1.2 常见增强型 GaN HEMT 特性

传统的 GaN HEMT 属于耗尽型器件,即常通型器件,因此很难应用于实际生产中。为了实现常断型(增强型)GaN HEMT,目前研究较多的方案有: p-cap 实现的常断型 GaN



HEMT、氟离子注入实现常断型 GaN HEMT、级联实现的常断型 Cascode GaN HEMT、薄势 垒层技术实现的常断型 GaN HEMT,以及栅槽刻蚀实现增强型 GaN HEMT 等。其中,级联 实现的常断型 Cascode GaN HEMT,其实质依旧是耗尽型 GaN HEMT,因此并不能算作增强 型 GaN HEMT,通常被单独称为 Cascode 型 GaN HEMT。本节将对其中比较主流的方案进 行简单的介绍。

2.1.2.1 p-cap 型 GaN HEMT

如图 2-3 所示是 p-cap 型 GaN HEMT,和常规 AlGaN/GaN HEMT 器件结构相比在栅极 金属和 AlGaN 势垒层之间插入了一层 p-cap 层。p 型掺杂的 cap 层和下方的势垒层形成 PN 结的内建电势使得栅极下方的 AlGaN 和 GaN 界面的能带抬高,栅极下方的沟道耗 尽,从而实现器件的常关特性。

p-cap 技术还可通过栅空穴注入吸引电子从而形成电导调制,有较高电流驱动能力,是目前工业界主流的增强型结构之一。GaN Systems 为生产 p-cap 型增强型 GaN HEMT 公司的 代表。其产品的额定电压为 100V 和 650V 两种,采用其独特的 GaNPX 封装,接近芯片级封 装尺寸,且封装寄生电感极低。但是,p-cap 技术通常阈值电压较低,且最大安全工作栅压 一般较小,同时存在阈值不稳定性问题。因此,在实际应用中需要多加注意。



图 2-3 p-cap 型 GaN HEMT 结构示意图

2.1.2.2 Cascode 型 GaN HEMT

通过将耗尽型 GaN HEMT 与低压 Si MOSFET 级联形成的 Cascode 型 GaN HEMT 也能够实现常断型 GaN HEMT,如图 2-4 所示。



图 2-4 Cascode 型 GaN HEMT 等效电路示意图

目前提供 Cascode GaN HEMT 产品的公司主要有 Transphorm 公司以及 Nexperia,额定 电压通常为 600V 和 650V,有 TO-220 和 TO-247 两种典型直插式封装,相比于贴片封装,



其散热能力更强,但直插式引脚会不可避免地引入寄生电感,在一定程度上限制了开关频率的提高。其优势在于无需外加驱动芯片,20V 栅极耐压,兼容传统 Si 器件驱动。同时,低 压 Si MOSFET 并不会带来太大的反向恢复问题。

2.1.3 不同 GaN HEMT 常断方案比较

本章将对 p-cap 型增强型 GaN HEMT 以及 Cascode 型 GaN HEMT 从各方面进行比较, 从而选出适合车载 DC-DC 变换器的 GaN 功率器件。对于 p-cap 型增强型 GaN HEMT 以及 Cascode 型 GaN HEMT,本文分别选取 GaN Systems 的 GSP66508HB 产品和 Nexperia 的 GaN063-650WSA 产品。

首先将对两种器件进行双脉冲对比测试。双脉冲测试通常以半桥电路的形式,如图 2-5 所示为当下管 Q_L为被测对象时的双脉冲测试的电路图。其中上管 Q_H的栅源两极短接以保 持关断,漏源两级并联一个电感 L 用于续流。下管的栅源电压 v_{gs} 以及漏源电压 v_{ds} 分别用非 隔离型电压探头和隔离型高压探头进行测量,漏极电流使用罗氏线圈进行测量。两种 GaN HEMT 的双脉冲测试实验平台分别如图 2-6 (a)和(b)所示。



图 2-5 双脉冲测试的电路图







(b)

图 2-6 双脉冲测试实验平台 (a) GaN Systems GSP66508HB (b) Nexperia GaN063-650WSA 实验参数设置如表 2-2 所示,各个 GaN HEMT 开关分别于 2A、4A、6A、8A、10A 以 及 12A 开通和关断。

表 2-2 5	双脉冲测试实验参数	
母线电压	360V	
通道1	下管 v _{gs}	
通道2	下管 v _{ds}	
通道4	下管 id	
开通脉冲个数	7	

第 12 页 共 66 页



续表 2-2

脉冲时间	2.25µs
脉冲周期 (频率)	$10\mu s$ ($100kHz$)

如图 2-7 和图 2-7 所示,分别为 GSP66508HB 和 GaN063-650WSA 在 12A 开通和关断的下管的栅源电压 *v*_{gs}、漏源电压 *v*_{ds}以及漏极电流 *i*_d。二者的参数实验结果分别如表 2-3 和表 2-4 所示。





图 2-8 Nexperia GaN063-650WSA 双脉冲测试波形 @12A 360V (a) 开通 (b) 关断

~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~						
开通电流 <i>i</i> d(A)	开通损耗(µJ)	$di_d/dt$ (A/ns)	$dv_{ds}/dt$ (V/ns)	电流过冲(A)		
2	18.8	0.317	10.118	11.4		
4	25.5	0.488	11.637	14.9		
6	32.5	0.556	10.13	16.5		
8	35	0.655	9.25	17.3		
10	38.5	0.709	8.812	19.3		
12	41.3	0.786	9.5	16.1		
关断电流 <i>i</i> d (A)	关断损耗(µJ)	$di_d/dt$ (A/ns)	$dv_{ds}/dt$ (V/ns)	电压过冲 (V)		
关断电流 <i>i</i> a (A) 2	关断损耗(µJ) 14.8	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.019	$\frac{dv_{ds}/dt (V/ns)}{3.127}$	电压过冲(V) 24		
关断电流 <i>i</i> d(A) 2 4	关断损耗(µJ) 14.8 15.6	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.019 0.082	d <i>v</i> _{ds} /d <i>t</i> (V/ns) 3.127 6.316	电压过冲(V) 24 40		
关断电流 <i>i</i> d(A) 2 4 6	关断损耗(µJ) 14.8 15.6 20.2	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.019 0.082 0.146	dv _{ds} /dt (V/ns) 3.127 6.316 9.032	电压过冲(V) 24 40 64		
关断电流 <i>i</i> d(A) 2 4 6 8	关断损耗 (µJ) 14.8 15.6 20.2 27.4	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.019 0.082 0.146 0.205	dv _{ds} /dt (V/ns)         3.127         6.316         9.032         13.333	电压过冲(V) 24 40 64 48		
关断电流 <i>i</i> d(A) 2 4 6 8 10	关断损耗 (µJ) 14.8 15.6 20.2 27.4 34	di _d /dt (A/ns)         0.019         0.082         0.146         0.205         0.282	dv _{ds} /dt (V/ns)         3.127         6.316         9.032         13.333         28.571	电压过冲(V) 24 40 64 48 88		

表 2-3 GaN Systems GSP66508HB 双脉冲测试实验结果



开通电流 <i>i</i> d (A)	开通损耗(µJ)	$di_d/dt$ (A/ns)	$dv_{ds}/dt$ (V/ns)	电流过冲(A)		
2	16	0.45	26.545	17.5		
4	21	1.018	29.778	16.4		
6	27	1.2	25.667	16.2		
8	33	1.152	25.091	15.4		
10	45	1.333	24.906	15.2		
12	50	1.514	24.762	14.8		
关断电流 <i>i</i> d (A)	关断损耗(µJ)	$di_d/dt$ (A/ns)	$dv_{ds}/dt$ (V/ns)	电压过冲 (V)		
关断电流 <i>i</i> d (A) 2	关断损耗(µJ) 5	$\frac{di_d/dt}{0.118}$	dv _{ds} /dt (V/ns) 2.452	电压过冲(V) 10		
关断电流 <i>i</i> d(A) 2 4	关断损耗(µJ) 5 4	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.118 0.224	d <i>v</i> _{ds} /d <i>t</i> (V/ns) 2.452 4.5	电压过冲(V) 10 14		
关断电流 <i>i</i> _d (A) 2 4 6	关断损耗(µJ) 5 4 6	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.118 0.224 0.433	dv _{ds} /dt (V/ns) 2.452 4.5 6	电压过冲(V) 10 14 22		
关断电流 <i>i</i> _d (A) 2 4 6 8	关断损耗(µJ) 5 4 6 9	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.118 0.224 0.433 0.58	dv _{ds} /dt (V/ns)       2.452       4.5       6       8.848	电压过冲(V) 10 14 22 22		
关断电流 <i>i</i> _d (A) 2 4 6 8 10	关断损耗(µJ) 5 4 6 9 10	d <i>i</i> _d /d <i>t</i> (A/ns) 0.118 0.224 0.433 0.58 0.629	dv _{ds} /dt (V/ns)         2.452         4.5         6         8.848         11.84	电压过冲(V) 10 14 22 22 30		

表 2-4 Nexperia GaN063-650WSA 双脉冲测试实验结果

由图 2-6 和图 2-7 的波形以及表 2-3 和表 2-4 的数据可以发现 Nexperia 的 GaN063-650WSA 在开通是有更大的 dia/dt 以及 dvas/dt,而二者的开通电流过冲相当,且没 有明显的振荡。而关断的时候,Nexperia 的 GaN063-650WSA 的 dvas/dt 更小且电压过冲也更 小。Cascode 型 GaN HEMT 在关断过程的明显优势主要是因为其本征电流源关断机制,其 具体关断和开通过程将在 2.2.3 节中具体介绍。考虑到车载 DC-DC 变换器系统可靠性的要 求 Nexperia 有更好的开关特性。











如图 2-9 和图 2-10 为整理后的 GSP66508HB 和 GaN063-650WSA 的开通损耗、关断损 耗以及开关总损耗。可以看出,对于开通损耗 GaN063-650WSA 在低电流工况下更小。而关 断损耗方面 GaN063-650WSA 性能明显优于 GSP66508HB,这也是因为其本征电流源关断机 制。就车载 DC-DC 变换器高效率的特点, Nexperia 的 GaN063-650WSA 更加适合。

本文又进行了热阻测试,通过给 GaN 器件的等效二极管施加电压,测量器件两端电压 和流过电流,得到输入功率,利用红外成像仪测量器件壳温,便得到如图 2-11 的热阻曲线。



图 2-11 GSP66508HB 和 GaN063-650WSA 热阻对比

TO247 封装的 Nexperia 产品具有更小的热阻,而 GaN Systems 的产品封装小,散热差,不适合用于高频大电流的汽车直流变换器中。

对于 p-cap 型增强型 GaN HEMT, 虽然阈值电压由负转正, 但是存在着低阈值电压问题。 由表 2-5 可以看到与 Cascode 型 GaN HEMT 相比, p-cap 型增强型 GaN 器件需要 6V 的电压 才能完全开通, 而其最大耐压仅仅有 7V, 这就导致预留的安全裕度非常低的安全裕度非常 的小。Vgs 安全裕度指的是器件完全开通时的栅极电压与最大栅极耐压之间的距离。因此需 要稳定的 vgs 来进行驱动, 否则会导致 GaN 器件的损坏。相反, 对于 Cascode 型 GaN HEMT, 其栅极电压裕度达到了 10V。

衣 2─5 驱动电路Ct牧					
GS66508B GaN063-650WSA					
Vgs 最大耐压	7V	20V			
Vgs阈值(Vth)	1.7V	4V			
Vgs 完全开通	6V	10V			
Vgs安全裕度	1V	10V			

根据上述对于两种 GaN HEMT 的比较,本项目选用 Nexperia 的产品作为高压侧开关管。

### 2.2 Cascode 型 GaN HEMT 特性

Cascode 型 GaN HEMT 的基本属性以及一些参数已经在 2.1 中介绍了。本节将对其性能、 开关过程以及工作模态进行详细的介绍。本节中如无特殊说明,则 GaN HEMT 代表 Cascode 型 GaN HEMT 内的耗尽型 GaN HEMT。

2.2.1 结构与性能分析

如图 2-12 所示分别为 Cascode 型 GaN HEMT 的等效电路图、封装示意图以及实物图。 从封装示意图中可以看到,除了各极的寄生电感,GaN HEMT 和 Si MOSFET 之间的还存在 互联引线电感,这也会增加整体的寄生参数。初次之王,GaN HEMT 和 Si MOSFET 的结电



容也会影响开关性能。两个器件都有三个的寄生电容,分别是:栅源电容、栅漏电容和漏源 电容。





如图所示,图 2-13 为考虑寄生电感和电容的 Cascode 型 GaN HEMT 的等效电路。 $L_G$ 、  $L_S 和 L_D$ 代表封装连接和端子引线寄生电感。 $L_{int1} 和 L_{int2}$ 则为 GaN HEMT 和 Si MOSFET 之 间的互联引线寄生电感。 $C_{GD_Si}$ 、 $C_{GS_Si} 和 C_{DS_Si}$ 分别为 Si MOSFET 的栅漏电容、栅源电容 以及漏源电容。 $C_{GD_GaN}$ 、 $C_{GS_GaN}$ 和  $C_{DS_GaN}$ 分别为 GaN HEMT 的栅漏电容、栅源电容以及 漏源电容。



图 2-13 考虑寄生参数的 Cascode 型 GaN HEMT 的等效电路图

为了比较 Cascode 型 GaN HEMT 与其他开关管的性能,本文以 Nexperia 的 GAN063-650WSA 为例,与耐压和漏极电流相近的 Infineon 的 IPW65R065C7 SiCoolMOS、 ON Semiconductor 的 FCH110N65F Si MOSFET 和 GaN Systems 的 GS66508B 增强型 GaN HEMT 进行对比,来分析 Cascode 型 GaN HEMT 的性能。

		1 2 1 2 11 11	* 1 * 1= * = \$	
性能参数	GAN063-650WSA	IPW65R065C7	FCH110N65F	GS66508B
漏源最大电压 V _{DS} /V	650	650	650	650
漏极最大电流 I _D /A	34.5	33	35	30
栅极阈值电压 Vgs(th)/V	3.9	3.5	4	1.7
栅极耐压范围 Vgs/V	±20	±20	±20	-10/+7
导通电阻(@25℃)	50	58	96	50
$R_{ m ds(on)}/m\Omega$				

表 2-6 Cascode 型 GaN HEMT 和其他器件的特性比较



				续表 2-6
反向导通源漏压降	1.35ª	0.9 ^b	1.2 ^c	2.47 ^d
(@25A) V _{SD} /V				
输入电容 Ciss/pF	1000	3020	3680	260
栅极总电荷 $Q_{\rm G}/{ m nC}$	15	64	98	5.8
反向恢复电荷 $Q_{\rm rr}/nC$	125	10000	670	0

abc分别为反向电流为 12.5A、9.5A 和 17.5A 时的源漏压降

^d数据手册未给出具体参数,是从图中读取的12.5A时的数据

由表 2-6 可以看到,无论是 Cascode 型 GaN HEMT 还是 p-cap 型增强型 GaN HEMT 的 通流能力和耐压能力已经能够和传统 Si 器件媲美了。同时,由于 Cascode 型 GaN HEMT 通 过级联 Si MOSFET 来实现增强型器件,因此具有和 Si 器件类似驱动特性,有着较高的阈值 和栅极耐压范围。而 p-cap 型增强型 GaN HEMT 受限于自身结构限制,栅极耐压较小。

导通损耗方面,得益于 GaN 器件 AlGaN/GaN 异质结结构的二维电子气以及 GaN 宽禁带的特性, Cascode 型 GaN HEMT 和 p-cap 型增强型 GaN HEMT 的导通电阻都较小。

栅极电压为 0V 时, Cascode 型 GaN HEMT 反向导通时的源漏压降大于传统 Si 器件的 压降,这是因为 Cascode 型 GaN HEMT 除了 GaN HEMT 自身的反向导通压降,还会包括低 压 Si MOSFET 的寄生二极管的压降。这里需要注意的是 GaN HEMT 关断状态下的反向特性 与 Si MOSFET 不同。当栅漏电压 V_{GD}超过反向栅极阈值电压时,GaN 器件开始导电并表现 为导通电阻。因此也可以把它当作有一个具有略高正向压降且没有反向恢复特性的"体二极 管"。至于 p-cap 型增强型 GaN HEMT,其压降远大于另外三种器件,这可能是因为制造工 艺需要,使得其在受到反向电压的时候,栅极需要更大的电压才能使得二维电子气达到一定 浓度并反向导通,因此也表现为更大的反向导通电阻和反向导通源漏压降。

GaN HEMT 理论上不存在反向恢复特性,且其栅极电荷以及输入电容都很小。因此 p-cap 型增强型 GaN HEMT 的开关特性和反向恢复特性都远优于另外三个器件。而 Cascode 型 GaN HEMT 级联了一个低压 Si MOSFET,因此开关特性和反向恢复特性相对较差。但低压 Si MOSFET 依旧比高压 Si MOSFET 有更好的驱动特性,同时反向恢复电荷少,因此 Cascode 型 GaN HEMT 与 Si 器件相比仍有更好的驱动性能,开关速度也更快且驱动损耗更小。

综合来看, Cascode 型 GaN HEMT 具有与 Si 媲美的极限值和栅极特性,更好的导通特性以及开关性能。但是在实际使用中要减少 GaN 器件反向导通的时间,从而降低其反向导通损耗以优化效率。

2.2.2 开关过程分析



图 2-14 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的 Buck 电路



为了分析 Cascode 型 GaN HEMT 的开关过程,本文采用了一个 Buck 电路作为例子进行 分析,如图 2-14 所示。二极管 D_b是续流二极管,电感电流 *L* 被视为电流源。栅极电阻 *R*_G 是由栅极驱动输出电阻和栅极接触引起的低压硅 MOSFET 内阻组成。接下来将分别分析 Cascode 型 GaN HEMT 的开通和关断过程。

2.2.2.1 开通过程

首先分析 Cascode 型 GaN HEMT 的开通过程。在其打开之前,电感电流  $I_L$ 流过续流二 极管  $D_b$ ,电压  $V_{in}$  被加到 Cascode 型 GaN HEMT 两端。



图 2-15 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的 Buck 电路开通第 I 阶段

通过对 Cascode GaN HEMT 栅极施加电压  $V_G$ ,产生栅极电流  $i_G$  对 Si MOSFET 栅源等 效电容  $C_{GS_Si}$ 进行充电。由于  $C_{GS_Si}$ 远大于 Cascode GaN HEMT 的其他电容,因此电流基本 只给  $C_{GS_Si}$ 充电,等效电路如图 2-15 所示。在这个过程当中 GaN HEMT 和 Si MOSFET 都 没有开通,因此电感电流  $I_L$  通过  $D_b$ 续流。这一阶段以  $C_{GS_Si}$  两端电压  $v_{GS_Si}$ 达到 Si MOSFET 阈值  $V_{th_Si}$ 为结束。





在这一阶段,  $v_{GS_Si}$ 达到 Si MOSFET 阈值  $V_{th_Si}$ , Si MOSFET 沟道开始导通并且工作在 饱和区域,因此  $i_{ch_Si}$ 受到  $v_{GS_Si}$ 控制。Si MOSFET 的漏源电容  $C_{DS_Si}$ 和栅漏电容  $C_{GD_Si}$ 则通 过  $i_{ch_Si}$ 进行放电。GaN HEMT 的栅源等效电容  $C_{GS_GaN}$ 通过 Si MOSFET 和 GaN HEMT 之间 的寄生电感  $L_{int1}$ 和  $L_{int2}$ 与  $C_{DS_Si}$ 并联。由于 GaN HEMT 并没有开通,因此没有电流流过 GaN HEMT 的沟道,等效电路如图 2-16 所示。 $L_{int1}$ 和  $L_{int2}$ 只会使得的  $v_{GS_GaN}$ 的相位延迟。这一 阶段以这一阶段以  $C_{GS_GaN}$ 两端电压  $v_{GS_GaN}$ 达到 GaN HEMT 阈值  $V_{th_GaN}$ 为结束。





这一阶段开始时,  $v_{GS_GAN}$  达到 GaN HEMT 阈值  $V_{th_GAN}$ , GAN HEMT 沟道开始导通,电流  $i_{ch_GAN}$  受  $v_{GS_GAN}$  影响。GaN HEMT 的漏源电容  $C_{DS_GAN}$  和栅漏电容  $C_{GD_GAN}$  则通过  $i_{ch_GAN}$  进行放电。此时,二极管 D_b 依旧导通,其两端电压依旧为 0,但是  $C_{DS_GAN}$  两端电压  $v_{DS_GAN}$  下降,这就使得多余的电压差落在寄生电感上,使得  $i_{Ld}$  增大。因此, $I_L$  开始从由 D_b 续流转而开始通过 Cascode GaN HEMT。同时,因此  $R_G$  很小,使得  $v_{GS_Si}$  不断增大,最终  $v_{DS_Si}$  减小至零,可以认为 Si MOSFET 工作在线性区域,等效电路图如图 2-17 所示。这一阶段以  $i_{Ld}$  达到  $I_L$  为结束标志。



图 2-18 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的 Buck 电路开通第IV阶段

不考虑续流二极管 D_b的反向恢复问题,由于 D_b内不再有电流,D_b开始阻断电压。在这一阶段,*i*_{Ld}不但提供 *L*还提供额外的电流来为 D_b的结电容电容 C_{Db}充电。随着 v_{Db}上升,v_{DS_GaN}逐渐降低,等效电路如图 2-18 所示。这一阶段以 v_{DS_GaN}减小到零为止。





当 *v*_{DS_GaN} 减小到零后, *v*_{GS_GaN} 会逐渐增大到 0, *v*_{GS_Si} 也会增大到 *V*_G, 此时 Cascode GaN HEMT 完全开通, 如图 2-19 所示。

2.2.2.2 关断过程





### 图 2-20 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的 Buck 电路关断第 I 阶段

当栅极驱动电路输出一个低电压(以 0V 为例),此时 Si MOSFET 栅源等效电容 C_{GS_Si} 开始放电,因此 v_{GS_Si} 将降低。这导致 Si MOSFET 的沟道等效电阻升高使其漏源电压 v_{DS_Si} 有一定增加。这一阶段的等效电路图,如图 2-20 所示。本阶段将以 Si MOSFET 进入饱和区域为结束的标志。



图 2-21 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的 Buck 电路关断第Ⅱ阶段

当 v_{GS_Si} 逐渐降低, Si MOSFET 的沟道饱和电流小于电感电流 *I*_L,这一部分多余的电流 将通过 *C*_{DS_Si},因此将给 *C*_{DS_Si}充电,使得 v_{DS_Si} 增大。由于 *C*_{GS_GaN}和 *C*_{DS_Si}通过 *L*_{int1}和 *L*_{int2} 并联,因此 v_{GS_GaN}也会减小,等效电路图如图 2-21 所示。*C*_{GS_GaN}随着 *C*_{DS_Si}一起充电,而 非通过驱动电路关断的机制会加速 Cascode GaN HEMT 的关断,进而降低整体关断损耗。 这一阶段将以 v_{GS_GaN}减小到 GaN HEMT 进入饱和区域为止。



图 2-22 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的 Buck 电路关断第Ⅲ阶段

由于 v_{GS_GaN}不断减小, GaN HEMT 的沟道饱和电流小于电感电流 L。和上一阶段类似, 这一部分多余的电流将通过 C_{DS_GaN},因此将给 C_{DS_GaN}充电,使得 v_{DS_GaN} 增大,等效电路 如图 2-22 所示。同时,由于 Si MOSFET 和 GaN HEMT 的漏源电压增加,续流二极管两端 的反向电压 v_{Db} 将降低,放电电流也会汇入电感电流 L。通常 Si MOSFET 的栅源电压 v_{GS_Si} 会在本阶段中减小至 Si 的阈值 V_{th_Si} 以下,使得 Si MOSFET 沟道关断。这时认为 MOSFET 沟道是个非线性电容,而 Si MOSFET 的驱动电路认为是独立工作的,直至 v_{GS_Si}达到 0V。



需要注意的是,此时  $i_{Ld}$ 不断给  $C_{DS_GaN}$ ,  $C_{DS_Si}$ 充电,并给  $C_{GS_GaN}$ 放电。因此, $v_{GS_GaN}$ 快速减小,这种电流源驱动机制会减小 GaN HEMT 关断时间,是增强型 GaN HEMT 没有的。这一阶段将以  $v_{GS_GaN}$  下降至 GaN HEMT 的阈值  $V_{th_GaN}$ ,且 GaN HEMT 关断为结束的标志。





*v*_{GS_GaN}下降至 GaN HEMT 的阈值 *V*_{th_GaN} 后, GaN HEMT 的沟道被关断。*i*_{Ld}继续为 Cascode GaN HEMT 的结电容充电。同时,续流二极管两端的电压继续下降,等效电路图如 图 2-23 所示。这一阶段以续流二极管两端电压降低到 0V 为结束的标志。

2.2.3 工作模态

根据不同的栅源电压 v_{GS}和漏源电压 v_{DS}, Cascode 型 GaN HEMT 一般有三种工作模态: 正向导通模态、正向关断模态以及反向导通模态,而正向关断模态以及反向导通模态又可以 进一步分为不同情况,下面将对 Cascode 型 GaN HEMT 的各种模态进行分析。

(1) 正向导通模态



### 图 2-24 Cascode 型 GaN HEMT 正向导通模态等效电路图

如图 2-24 所示,此时 v_{GS} 大于 V_{th_Si}, v_{DS} 大于 0。由于 v_{GS} 大于 V_{th_Si}, Si MOSFET 开通, 并且将 GaN HEMT 栅源电压 v_{GS_GaN} 钳位, GaN HEMT 导通。



图 2-25 Cascode 型 GaN HEMT 反向导通模态等效电路图 (a) vGS>Vth_Si (b) vGS<Vth_Si

![](_page_28_Picture_1.jpeg)

如图 2-25 所示, v_{DS}小于 0。根据 Si MOSFET 的开通状态有两种情况: v_{GS}>V_{th_Si}时, Si MOSFET 开通,电流经过 Si MOSFET 沟道再经过 GaN 沟道, Cascode 型 GaN HEMT 反向导通。v_{GS}<V_{th_Si}时, Si MOSFET 关断,电流经过 Si MOSFET 的寄生二极管再经过 GaN 沟道, Cascode 型 GaN HEMT 反向导通。

(3) 反向关断模态

![](_page_28_Figure_4.jpeg)

图 2-26 Cascode 型 GaN HEMT 正向关断模态等效电路图 (a) vGS>Vth_Si (b) vGS<Vth_Si

正向关断模态:如图 2-26 所示, $v_{GS}$ 小于  $V_{th_Si}$ , $v_{ds}$ 大于 0。Cascode 型 GaN HEMT 的  $v_{GS}$ 小于  $V_{th_Si}$ ,Si MOSFET 关断。此时,根据 GaN HEMT 的开通状态有两种情况:- $V_{th_GaN}$ > $v_{DS}$ 时,GaN HEMT 的栅极电压大于其开通阈值,二维电子气导通,使得  $v_{DS_GaN}$ 为 0,全部电压应力由 Si MOSFET 承担。 $v_{DS}$ >- $V_{th_GaN}$ 时,GaN HEMT 关断,全部电压应力由 Si MOSFET 和 GaN HEMT 分摊。

以上导通模态的 Cascode 型 GaN HEMT 两端电压可以表示为

$$v_{\rm DS} = \begin{cases} i_{\rm D} \cdot (R_{\rm ch_GaN} + R_{\rm ch_Si}) & v_{\rm GS_Si} > v_{\rm th_Si} & , i_{\rm D} > 0 \\ i_{\rm D} \cdot (R_{\rm ch_GaN} + R_{\rm ch_Si}) & v_{\rm GS_Si} > v_{\rm th_Si} & , i_{\rm D} < 0 \\ i_{\rm D} \cdot R_{\rm ch_GaN} - R_{\rm bd_Si} & v_{\rm GS_Si} = 0 V & , i_{\rm D} < 0 \end{cases}$$
(2-1)

### 2.3 车载 DC-DC 的 GaN 驱动电路设计

2.3.1 GaN 驱动问题

GaN 器件虽然已经产业化,并且有很多厂商将其应用到自己的产品中。但是由于其封装问题以及宽禁带的特性,其驱动电路设计依旧存在着很多潜在的问题,例如低阈值电压问题、自举电容导致器件损坏、高速驱动芯片以及大 dv/dt 下寄生参数导致误开关或损坏。特别是在车载 DC-DC 这一环境中,这些问题更显重要。本节将就其中本系统会涉及的问题进行介绍和分析。

2.3.1.1 高速驱动芯片

对于传统的 Si 器件,无论是 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)还是 MOSFET, 其开关频率并不高,通常最高只有几百千赫兹,因此其对于驱动芯片的信号传输速度并没有 太高的要求,如图 2-27 所示但是 GaN 器件往往工作在兆赫兹级别,其开关周期也是以纳秒 为单位,因此这就使得传统驱动芯片上百纳秒的延迟对开关的可靠性会产生影响,甚至还会 导致逻辑错误。

![](_page_29_Picture_0.jpeg)

![](_page_29_Figure_2.jpeg)

图 2-27 信号传输延时示意图

### 2.3.1.2 半桥串扰问题

GaN 器件更高的开关频率在提升了功率密度的同时也增加了不稳定问题的可能性,最常见的是误开通现象。如图 2-28 所示,为十分常见的半桥结构中,QL和 QH分别为下管和上管。假设半桥正常工作,使用简单的三电容模型来对误开关进行分析。

![](_page_29_Figure_6.jpeg)

图 2-28 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的半桥电路电路图

当 Q_H关断, Q_L开通时, 如图 2-29 (a), Q_H的漏源电压急剧增大至 V_{DC}。如此高的 dv/dt 会在米勒电容 C_{GD}上产生电流,并对输入电容 C_{GS}充电。因此,栅源电压 v_{GS} 可能会超过阈 值电压, Q_H 可能会误开通,造成更高的开关损耗、击穿,甚至在半桥中持续振荡,降低变换器的可靠性。

同理,当 Q_L关断,Q_H开通时,如图 2-29 (b),上管 Q_H的漏源电压 v_{DS}迅速下降,导 致 dv/dt 为负。dv/dt 会在米勒电容 C_{GD}上产生电流,并对输入电容 C_{GS}反向充电,造成栅级 的负串扰。虽然这不会使得桥臂发生直通,但如果栅源的负压峰值超过 Q_H本身的最大允许 栅极电压,也会存在器件损坏的问题。考虑到汽车电力电子系统排列紧凑、功率密度高等特 性,半桥串扰还会带来 EMI 问题,对于多端口集成充电器更是会带来更多的可靠性问题。 因此车载 DC-DC GaN 驱动必须要有一个合理的设计方案。

![](_page_30_Figure_2.jpeg)

(a)

(b)

图 2-29 基于 Cascode 型 GaN HEMT 的半桥串扰示意图(a) Qa关断, Qa开通(b) Qa关断, Qa开通

2.3.2 车载 DC-DC GaN 驱动的设计方案

本文采用 Nexperia 的 GAN063-650WSA Cascode 型 GaN HEMT 作为功率开关。根据厂 商数据,由于使用 Si MOSFET 作为间接驱动,因此其 Vgs 耐压范围为-20~20V,很好地解决 了低阈值电压问题以及自举电压过高损坏晶体管的问题。Cascode 型 GaN HEMT 的驱动电 路设计需要考虑以下因素:

(1) 驱动电流的能力

驱动电路需要在器件打开时给予拉电流,而在器件关闭时提供灌电流。由于 Cascode 型 GaN HEMT 由低压 Si MOSFET 间接导通,因此具有较少的栅极电荷,不需要高驱动电流容量。

(2) 传输延迟

正如之前所说, GaN 器件往往工作在兆赫兹级别,其开关周期也是以纳秒为单位,因此这就使得传统驱动芯片上百纳秒的延迟对开关的可靠性会产生影响,甚至还会导致逻辑错误。因此要求尽可能短的传输延迟,并且要求上升信号和下降信号之间的传输延迟有着较好的一致性。

(3) 电气隔离

驱动电路还需要实现功率电路以及控制电路之间的电气隔离,从而来证控制电路不会被 功率电路干扰,并且在功率电路发生故障时保证控制电路的安全。

(4) 瞬态共模抑制能力

在桥式拓扑中,桥臂上管的源极电压会在下管开关的作用下以高频变化。这样的高频的 高电压变化率就会通过驱动的寄生电容形成共模电流,并且可能影响控制回路。因此这就要 求驱动回路的瞬态共模抑制能力要足够强,从而来避免由于源极电压变化产生的干扰。

根据以上对于 Cascode 型 GaN HEMT 驱动的要求,本文采用 Silicon Labs 的 SI8271 型 隔离驱动芯片,其性能参数如下:

![](_page_31_Picture_1.jpeg)

	网络约心门 正能多
性能参数	
驱动电流	4A/4A
最大传输延时	2.5kV
绝缘等级	60ns
瞬态共模抗扰度	200kV/µs

表 2-7 Si8271 型隔离驱动芯片性能参数

如表 2-7,该芯片暂态共模抑制能力强,传输延时短,适用于高频场合,适合本文的项目。

除此之外,对于之前提到的大压摆率下寄生参数导致误开关与栅极负压的问题,可以通 过以下方法进行设计:

(5)寄生电感

寄生电感会在器件开关时引起栅源电压的超调以及振荡。随着器件封装技术的提升,器件自身的寄生电感也越来越小。因此驱动电路的寄生电感就成为了产生振荡的主要原因。通过 PCB 布局和布线,可以很好的降低寄生电感。

(6) 驱动电阻

驱动电阻指器件门极的寄生电阻以及外加驱动电路的电阻的总和,必须与器件的开关速 度匹配,以此来防止串扰问题,以减小误开的可能性。

除此之外,也可以在栅极中加入磁珠或者在栅源并联 RC 回路来抑制高频振荡。或者施加负压或者三电平驱动技术来实现高频振荡的抑制。根据上述要求,本文设计的 Cascode 型 GaN HEMT 的驱动电路原理图以及 PCB 图分别如图 2-30(a)和(b)。

![](_page_31_Figure_11.jpeg)

图 2-30 本文设计的驱动电路(a)原理图(b) PCB 图

### 2.4 本章小结

本章对 GaN 器件进行了比较全面的介绍。首先对传统耗尽型 GaN HEMT 结构以及原理进行了分析。随后,对两种常见的 GaN HEMT 常断方案: p-cap 型增强型 GaN HEMT 以及 Cascode 型 GaN HEMT 进行了简单的介绍,并对二者的性能进行了分析。然后针对 Cascode

![](_page_32_Picture_1.jpeg)

型 GaN HEMT 的结构与性能和开通过程进行了分析,并且介绍了其主要的三种工作模态。 最后,针对 GaN HEMT 的驱动电路设计的问题进行了分析,并且根据这些问题和要求提出 了针对本文的设计方案。

![](_page_33_Picture_1.jpeg)

### 第三章 基于 GaN 的车载 DC-DC 拓扑及控制

车载 DC-DC 变换器具有低 EMI、高效率、高功率密度以及快速的动态特性等要求,因此对系统设计提出很多限制和挑战。本章首先对常见的车载 DC-DC 变换器拓扑进行比较,在选择以 Buck+全桥 LLC DCX 为主电路拓扑后,再对 LLC 拓扑的特性进行分析。并通过理论分析的结果,最终完成 Buck+全桥 LLC DCX 的参数设计。

### 3.1 车载 DC-DC 的拓扑选型

车载 DC-DC 负责给低压蓄电池充电,同时为车载电子负载供电,是汽车中不可缺少的部分。在设计时需要考虑电压增益范围、效率等指标要求,因此从拓扑选型就需要进行细致分析。本文车载 DC-DC 变换器的具体技术指标如表 3-1。

参数	
输入电压范围(额定值) Vin	250V-500V (360V)
输出电压(额定值) Vout	126V-224V (196V)
最大输出功率 Pout	3kW
最大输出电流 Iout	215A
关键运行点效率	>95% @30%Load
	>96% @50%Load
	>93% @100%Load

表 3-1 车载 DC-DC 变换器性能指标

3.1.1 移相全桥变换器

![](_page_33_Figure_9.jpeg)

#### 图 3-1 移相全桥变换器电路图

如图3-1所示,移相全桥变换器是汽车电源业内常用的拓扑方案之一。它由原边全桥电路,副边的一组同步整流管以及变压器组成。同一桥臂的上下两管的驱动信号为占空比均为0.5的互补的脉冲信号。将Q1和Q2称为超前桥臂,Q3和Q4称为滞后桥臂,两个桥臂之间存在相位差,通过控制相位差的移相控制方式实现输出电压的调节。在死区时间内,通过变压器的漏感L_k来实现原边开关管的ZVS。

移相全桥变换器的移相控制控制简单、调压范围宽且同步整流实现简单,同时原边可以 实现ZVS。但是移相全桥变化器原边存在较大的无功环流,增大了开关管的导通损耗;轻载 时滞后桥臂的开关管ZVS难以实现;同时会产生占空比丢失现象。

![](_page_34_Picture_1.jpeg)

3.1.2 LLC 谐振变换器

![](_page_34_Figure_3.jpeg)

#### 图 3-2 LLC 谐振变换器电路图

如图3-2所示,LLC谐振变换器是工业界常用的一种隔离性DC-DC电路。与移相全桥变换器类似,由原边全桥电路,副边的一组同步整流管以及变压器组成,且同一桥臂的上下两管的驱动信号也为占空比均为0.5的互补的脉冲信号。通过LLC谐振腔,LLC谐振变换器可以将原边的功率输送到副边。通过改变开关频率可以改变LLC的工作模式,最后实现对输出电压的调节。

工作在感性区域时,利用励磁电感*L*m可以实现原边开关管ZVS,而且原边开关关断电流 小和副边同步整流管能实现ZCS,因此可以极大地降低开关损耗。

然而,因为LLC的电压增益非线性的特点,对于LLC的闭环控制存在稳定性的问题。同时,因为LLC的调制属于PFM(Pulse Frequency Modulation)控制,电压增益的变化也会对驱动电路以及同步整流出更高的要求。最后,对于车载DC-DC变换器宽增益调节的要求,LLC谐振腔参数难以选择,且变频控制LLC谐振变换器在离开谐振点后效率会降低,使得单级LLC谐振变换器并不能够同时满足车载DC-DC变换器的宽电压范围以及高效率的要求。

3.1.3 Buck+全桥 LLC DCX

![](_page_34_Figure_9.jpeg)

#### 图 3-3 Buck+全桥 LLC DCX 电路图

基于LLC的特点,可以在LLC的前级串联一个闭环运行的非隔离型拓扑用于调压,如图 3-3所示。本文选用Buck电路作为调压,构成Buck+全桥LLC DCX(LLC DC Transformer)。通过前级闭环运行,LLC电路作为直流变压器在谐振点开环运行,这样可以在保证LLC电路 高效率的同时,实现宽电压范围以及高、低压段的隔离。而且,这样前级闭环后级开环的系统,相比起两级同时闭环的系统可以在解决上述问题的同时,不会引入多余的稳定性的问题。

这种方案的缺点在于因为引入了前级Buck电路,一定程度上会降低变换器的功率密度。 但相比起其他隔离型DC-DC拓扑,如移相全桥变换器,LLC+Buck电路又能实现更高的效 率。同时,这种方案可以使电路工作在更高的频率,进而能体现宽禁带器件的高工作频率的 优势,并一定程度上补偿降低的功率密度。而其他拓扑多属于频率脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM),容易存在占空比丢失的问题,这就限制了宽禁带器件的高频特性。

### 3.2 LLC 拓扑特性

![](_page_35_Picture_1.jpeg)

本节主要分析后级全桥 LLC 的原理及其等效模型。因为 LLC 在 ZVS 过程中涉及开关 管的反向导通,为了更好的解释 LLC 的工作原理,本文选用有体二极管的 MOSFET 作为开 关管来解释其工作原理。本文的重点在于对 LLC 谐振腔的分析与设计,因此对于 Buck 电路 对其原理不再进行赘述。

3.2.1 LLC 工作原理

![](_page_35_Figure_4.jpeg)

图 3-4 全桥 LLC 变换器电路图

LLC谐振全桥变换器的主电路图如图所示3-4。它主要由开关网络、谐振网络、中心抽 头变压器以及整流网络组成。其中开关网络包括四个Cascode型GaN HEMT分别为Q₁、Q₂、 Q₃和Q₄;谐振网络包括谐振电容C_r、励磁电感L_m以及谐振电感L_r;整流网络包括两个同步整 流管Q₅、Q₆。其中, D_x和C_{dsx}分别为Q_x的等效寄生二极管和寄生电容;Q₅、Q₆虽然是开关管, 但是因为作为同步整流管运行,可以按照二极管来分析;原边开关管按照Q₁和Q₄一组,Q₂ 和Q₃一组按照固定死区的互补方式运行,两组的占空比均为0.5。

LLC变换器有两个谐振频率,分别是谐振电容 $C_r$ 和谐振电感 $L_r$ 的谐振频率 $f_r$ 以及谐振电 容 $C_r$ 、励磁电感 $L_m$ 和谐振电感 $L_r$ 的谐振频率 $f_m$ ,另规定二者对应角频率分别为 $\omega_r$ 和 $\omega_m$ ,开关 频率 $f_s$ 对应角频率为 $\omega_s$ 

$$f_{\rm r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\rm r} \cdot C_{\rm r}}} \tag{3-1}$$

$$f_{\rm m} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{\rm r} + L_{\rm m}) \cdot C_{\rm r}}}$$
(3-2)

$$\omega_{\rm r} = 2\pi f_{\rm r} \tag{3-3}$$

$$\omega_{\rm m} = 2\pi f_{\rm m} \tag{3-4}$$

$$\omega_{\rm s} = 2\pi f_{\rm s} \tag{3-5}$$

按照LLC的开关频率 $f_s$ 在不同的频率范围内,LLC会工作在感性工作区域有三个不同的工作状态,分别是:过谐振区域( $f_r < f_s$ )、谐振点( $f_s = f_r$ )以及欠谐振区域( $f_m < f_s < f_r$ )。他们三者的波形如图3-5所示。

过谐振区域, f_i<f_s。这种情况下, L_m并不参与谐振。此时, 副边整流二极管是连续的, 为硬关断。由于使用的是Si MOSFET作为同步整流管,还会出现反向恢复问题。虽然原边开关管可以实现ZVS开通, 但是在关断时的时候谐振电流和励磁电流差距较大,关断电流也因此较大。

谐振点, f_s=f_r。这种情况下, L_m依旧不参与谐振。此时, 副边整流二极管工作在临界连续状态, 因此可以实现ZCS。但是因为寄生参数以及驱动等问题, 很难准确工作在谐振点。

欠谐振区域, *f*_m<*f*_s<*f*_r。这种情况下,当励磁电流等于谐振电流后,*L*_m与*L*_r,*C*_r谐振。此时,副边整流二极管工作在断续状态,可以实现ZCS。








(b)





第 30 页 共 66 页



经过上述分析,三种感性工作状态都可以实现原边ZVS,但是只有当fm<fs≤fr,才能实现 副边ZCS,因此本文之后设计谐振腔时会选择该区域为工作区域。而且谐振点工作状态,可 以看作是欠谐振的一种特例,因此接下来本文以欠谐振区域来分析LLC变换器的各个模态。







**图 3-6 全桥 LLC 交換器在欠谐振区域下不同模态的电路图(a) 模态 1 (t₀-t₁) (b) 模态 2** (t₀-t₂) (c) **模态 3 (t₂-t₂) (d) 模态 4 (t₃-t₄) (e) 模态 5 (t₄-t₅) (f) 模态 6 (t₅-t₅)** 全桥LLC变换器工作在欠谐振区域时不同模态下的电路图,如图3-6所示。

模态1(t₀-t₁):这一阶段,Q₁、Q₄的漏源电压为0,已经可以ZVS开通,由于谐振电流 *i*_r依旧为反向,因此其等效续流二极管D₁、D₄导通。副边整流管Q₅导通,励磁电感L_m被输出 电压钳位,因此励磁电流*i*_m反向线性减小。此时只有谐振电感L_r和谐振电容C_r谐振,谐振频 率变为f_r。这一模态的结束标志为谐振电流*i*_r过零。

模态2(*t*₁-*t*₂):这一阶段开始时谐振电流*i*_i转向,原边开关管Q₁、Q₄ZVS开通。其他参数的方向和器件的导通情况没有变化。这一模态以励磁电流*i*_m过零为结束。

模态3(t₂-t₃):这一阶段开始时励磁电流i_m转向。其他参数的方向和器件的导通情况没 有变化。这一模态以励磁电流i_m正向增大到与谐振电流i_r相等为结束标志。

模态4(*t*₃-*t*₄):这一阶段开始时励磁电流*i*_m正向增大到与谐振电流*i*_r相等,副边整流管 Q₅ ZCS关断。此时励磁电感*L*_m不再被输出电压钳位,并且参与到谐振电感*L*_r和谐振电容*C*_r 的谐振中,谐振频率变为*f*_m。这一模态以Q₁、Q₄的栅极驱动电压消失为结束的标志。

模态5(t4-t5):这一阶段开始时,Q1、Q4的栅极驱动电压消失。Q1、Q4开始关断,谐 振电流i_r对Q1、Q4的结电容Cds1、Cds4充电,对Q2、Q3的结电容Cds2、Cds3放电。Q1、Q4为硬 关断,但是因为关断电流较低,所以关断损耗并不大。这一阶段以开关管Q2、Q3两端电压 下降至零,且Q1、Q4两端电压上升到V1/2为结束标志,此时Q2、Q3可以准备ZVS开通。

模态6(*t*₅-*t*₆):此时开关挂Q₂、Q₃两端电压下降至零,但因为其栅极电压依旧为0,而 且谐振电流为正,因此Q₂、Q₃的等效续流二极管D₂、D₃导通,励磁电流*i*_m和谐振电流*i*_r分离。



副边整流管Q₆导通,励磁电感L_m被输出电压反向钳位,因此励磁电流i_m正向向线性减小。谐振电感L_r和谐振电容C_r谐振,谐振频率变为f_r。这一模态的结束标志为Q₂、Q₃栅极被加压。

在t6时刻,Q2、Q3栅极被加压,运行方式与模态1类似。

3.2.2 LLC 等效模型



图 3-7 全桥 LLC 变换器等效后的基波等效电路模型

电压增益特性是LLC变换器的一个重要参数,他对于设计LLC电路有着很大的指导意义。如图3-7,通过简化和等效,可以将LLC转化为基波等效电路模型,从而把LLC转换器 变为一个线性电路来分析。其中,输入以及开关网络可以等效为等效交流源vabi,变压器、整流网络、滤波电容以及负载可以等效为一个等效电阻。在计算其等效模型之前,先进行如 下假设:

(1) 忽略原来输入的方波的所有高次分量,只用基波分量来表示。

- (2) 忽略副边电流的所有高次分量,只用基波分量来表示。
- (3) 忽略输出电容以及变压器二次侧漏感的影响。
- (4) 忽略开关管的寄生参数的影响。

3.2.2.1 等效源的模型

全桥LLC的开关网络通过控制Q₁、Q₄以及Q₂、Q₃分别同时导通,从而对谐振腔施加幅 值为V₁的方波v_{AB},如图3-8所示。



图 3-8 基波等效前后的 加波形

对vAB进行傅里叶级数展开可以得到



$$v_{AB}(t) = \frac{4V_1}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\cdots} \frac{1}{n} \sin(2n\pi f_s t)$$
(3-6)

n=1时为基波,可以提取出基波分量vAB1为

$$v_{\rm AB1}(t) = \frac{4V_1}{\pi} \sin(2\pi f_{\rm s} t)$$
(3-7)

则可以计算出该基波vAB1的有效值VAB1为

$$V_{\rm AB1} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_1 \tag{3-8}$$

3.2.2.2 等效电阻的模型

变压器原边电流为*i*_p,当LLC运行在谐振点附近的时候,可以近似认为是正弦波,因此 其表达式为

$$i_{\rm p}(t) = \sqrt{2}I_{\rm p}\sin(2\pi t - \varphi)$$
 (3-9)

其中 $I_p$ 为 $i_p$ 的有效值,而 $\varphi$ 为 $i_p(t)$ 和 $v_{ab}(t)$ 之间的相位差。

因为变压器副边被整流管钳位,因此原副边电压波形均为方波,通过和v_{ab}类似得操作,可以得到变压器原边的电压为

$$v_{\rm pl}(t) = \frac{4nV_{\rm out}}{\pi}\sin(2\pi f_s t - \varphi)$$
(3-10)

其中, Vout为输出电压, n为变压器变比。

则该基波vpl的有效值Vpl为

$$V_{\rm p1} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} V_{\rm out} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{\rm out}$$
(3-11)

而变压器副边电流在经过整流后,再经过滤波电容后,可以得到直流输出电流*I*_{out}。同样的,可以利用傅里叶级数展开得到

$$I_{\rm out} = \frac{2\sqrt{2}n}{\pi} I_{\rm p} \tag{3-12}$$

因此,变压器原边电流可以重新写作

$$i_{\rm p}(t) = \frac{\pi I_{\rm out}}{2n} \sin(2\pi t - \varphi) \tag{3-13}$$

将输出电压电流转化为变压器原边电压电流后,可以发现转化后的电压电流相位相同。 负载可以转化为一个等效电阻*R*_{eq}

$$R_{\rm eq} = \frac{v_{\rm pl}(t)}{i_{\rm p}(t)} = \frac{\frac{4nV_{\rm out}}{\pi}\sin(2\pi f_s t - \varphi)}{\frac{\pi I_{\rm out}}{2n}\sin(2\pi t - \varphi)} = \frac{8n^2}{\pi^2}R_{\rm L}$$
(3-14)

3.2.3 LLC 电压增益特性分析

根据图3-7的等效模型,可以得到LLC的传递函数为

$$H(s) = \frac{v_{\rm pl}}{v_{\rm ABl}} = \frac{\frac{j\omega_{\rm s}R_{\rm eq}L_{\rm m}}{R_{\rm eq} + j\omega_{\rm s}L_{\rm m}}}{j\omega_{\rm s}L_{\rm r} + \frac{1}{j\omega_{\rm s}C_{\rm r}} + \frac{j\omega_{\rm s}R_{\rm eq}L_{\rm m}}{R_{\rm eq} + j\omega_{\rm s}L_{\rm m}}}$$
(3-15)

因此,有LLC的电压增益M

第 33 页 共 66 页



$$M = \left| \frac{nV_{\text{out}}}{V_1} \right| = \left| \frac{v_{\text{pl}}}{v_{\text{AB1}}} \right| = \left| \frac{\frac{j\omega_s R_{\text{eq}} L_m}{R_{\text{eq}} + j\omega_s L_m}}{j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + \frac{j\omega_s R_{\text{eq}} L_m}{R_{\text{eq}} + j\omega_s L_m}} \right|$$
(3-16)

但是,这样的表达式过于复杂,为了简化表达式,可以定义归一化频率f_n,电感比值λ 以及品质因数*Q* 

$$\lambda = \frac{L_{\rm m}}{L_{\rm r}} \tag{3-17}$$

$$f_{\rm n} = \frac{f_{\rm s}}{f_{\rm r}} \tag{3-18}$$

$$Q = \frac{1}{R_{\rm eq}} \sqrt{\frac{L_{\rm r}}{C_{\rm r}}}$$
(3-19)

代入后可得

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda f_n^2}\right)^2 + Q^2 (f_n - \frac{1}{f_n})^2}}$$
(3-20)

为了使得LLC变换器工作在感性状态从而实现ZVS,需要计算基波等效模型的输入阻抗,可得等效输入阻抗为

$$Z_{\rm in} = j\omega_{\rm s}L_{\rm r} + \frac{1}{j\omega_{\rm s}C_{\rm r}} + \frac{j\omega_{\rm s}R_{\rm eq}L_{\rm m}}{R_{\rm eq} + j\omega_{\rm s}L_{\rm m}}$$
(3-21)

将之前的归一化参数带入后,可以得到

$$Z_{\rm in} = \frac{R_{\rm eq}}{\lambda^2 f_{\rm n}^3 + \frac{f_{\rm n}}{Q^2}} \left\{ \lambda^2 f_{\rm n}^3 + j \left[ \frac{1}{Q} f_{\rm n}^2 (1+\lambda) - \frac{1}{Q} - \lambda^2 Q (1-f_{\rm n}^2) f_{\rm n}^2 \right] \right\}$$
(3-22)

则Zin为纯阻性的条件是

$$\frac{1}{Q}f_{n}^{2}(1+\lambda) - \frac{1}{Q} - \lambda^{2}Q(1-f_{n}^{2})f_{n}^{2} = 0$$
(3-23)

解得此时的开关频率fn和品质因数Q的关系为

$$Q = \frac{1}{\lambda f_{\rm n}} \sqrt{\frac{(1+\lambda) f_{\rm n}^2 - 1}{1 - f_{\rm n}^2}}$$
(3-24)

因此,当LLC输入阻抗呈阻性时,电压增益表达式为

$$M_{\rm res} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda}(1 - \frac{1}{f_{\rm n}^2}) + 1}}$$
(3-25)

根据式子,绘制不同品质因数Q下的电压增益曲线。可得图3-9由此根据其频率可以划 分为,容性工作区、欠谐振工作区、过谐振工作区,他们三者的分界为纯阻性曲线和fn=1。 容性工作区(fn<1,且在纯阻性曲线左侧)此时变换器呈容性,工作在ZCS状态。

欠谐振工作区(fn<1,且在纯阻性曲线右侧)此时变换器呈感性,电压传输比M>1,工作在ZVS状态,同时副边同步整流管实现ZCS关断。



过谐振工作区 (*f*_n>1,且在纯阻性曲线左侧)此时变换器呈感性,电压传输比*M*<1,工 作在ZVS状态,副边同步整流管硬关断。

谐振点(fn=1)此时变换器呈纯阻性,电压传输比*M*=1,工作在ZVS状态,副边同步整 流管实现ZCS关断。



图 3-9 不同 Q值的电压增益比曲线

为了尽量使得原边开关管实现 ZVS,需要让 LLC 变换器工作在感性状态。其中欠谐振 工作区以及谐振点又可以使副边同步整流管实现 ZCS 关断。因此,设计中需要让 LLC DCX 的开关频率 f_s大于阻性工作点的频率 f_{n_res} 且小于谐振频率 f_r,并且留有一定的裕度,从而保 证在任何工况下都能够使原边开关管实现 ZVS 开通的同时副边同步整流管实现 ZCS 关断。 需要注意的是对于一定的电感比 λ, Q 越大,能实现阻性工作点的频率也越大。因此,可以 通过减小 Q 的方式来增大提高 f_s 的裕度。

### 3.3 主电路参数设计

#### 3.3.1 LLC ZVS 条件

由于品质因数Q与负载电阻RL有关,因此负载的加重,会使得LLC工作在容性区域。如 图3-10所示,对于定频运行的LLC DCX当负载从额定负载增大到额定负载的1.6倍时候,工 作点从欠谐振区域移动到了容性区域,这就使得LLC的原边开关管失去了ZVS。



图 3-10 不同负载下的电压增益比曲线

这一现象也可以从时域上进行解释。在这之前先规定LLC的三个模态: 励磁电感Lr电压

第 35 页 共 66 页



vp被钳位在+nVout时为P模态,被钳位在-nVout时为N模态,当vp不被钳位的时候为O模态。其中P模态和N模态时LLC的原边会向副边传输能量,O模态时并没有能量传输。不考虑死区时间的情况下,可以把LLC分为六种工作模式,即PO、PON、PN、NP、NOP和OPO。其中欠谐振区域主要对应的就是PO以及OPO模式。OPO模式为轻载,因此不做分析。PO模式和PON模式在半开关周期内,LLC的工作波形如图3-11所示。





对于PO模式,可以看到周期开始时为P模式,*i*_r和*i*_m具有相同的初始值。励磁电感*L*_m电 压*v*_p被钳位到+*nV*_{out},*i*_m呈线性增加,*L*_r和*C*_r共振,*i*_r呈正弦变化。*i*_r和*i*_m在阶段P模式结束时 相等,副边整流管均关断,LLC进入阶段O。在阶段O中,励磁电感*L*_m加入*L*_r和*C*_r的谐振,*v*_p 呈正弦减小,直到周期结束,*v*_p始终大于-*nV*_{out}。需要注意的是PO模式下,所有参数在半周 期开始和结束时的值均互为相反数。

如果负载增加或者开关频率降低,变压器原边就需要更大的电流,因此*i*r会增大,进而 谐振电感*C*_r的电压*v*_{Cr}也会增大。但是谐振腔两端的总电压不变,这就导致励磁电感*L*_m电压*v*_p 在进入O模式时的初值会减小。*v*_p可能在半周期内就减小到-*nV*_{out},导致*v*_p被钳位在-*nV*_{out}。 励磁电感*L*_m不再参与谐振,LLC进入阶段N,谐振电流*i*_r和励磁电流*i*_m分离。同样的,在PON 模式,所有参数在半周期开始和结束时的值均互为相反数。

ir和im过早地分离可能导致ir变为负值,从而使得ZVS失败。



图 3-12 PON 模式下的 ZVS 波形 (a) ZVS 成功 (b) ZVS 失败

第 36 页 共 66 页



如图3-12(a)所示,为PON模式的LLC运行时的主要波形。原边开关管Q₁、Q₄在t0关断,此时LLC在O模态, $L_m 和 L_r$ , $C_r$ 一起谐振, $i_r$ 等于 $i_m$ 。因为 $L_m$ 较大,谐振频率较低,因此电流变化率较小,Q₂、Q₃的寄生电容能够快速放电。 $t_1$ 时Q₂、Q₃两端电压已经达到零,原边开关的寄生二极管续流,LLC退出O模态。直到 $t_2$ 时刻Q₂、Q₃的驱动信号出现,实现ZVS。

图 3-12(b)为负载加重时的 LLC 运行在 PON 模式时候的主要波形。和负载较轻时不同的是,Q₂、Q₃的寄生电容还未完全放电的时候,*i*_r就在 *t*₁时刻和 *i*_m分离,这使得 Q₂、Q₃两端电压变化率降低。到 *t*₂时刻,*i*_r由正转负,开始向 Q₂、Q₃的寄生电容充电,使得 Q₂、Q₃两端电压变大。*t*₃时刻,Q₂、Q₃的驱动信号出现,Q₂、Q₃硬开通。这就导致原边开关管开关损耗增大,整体效率降低。

3.3.2 LLC 参数设计

接下来将对LLC的谐振腔参数进行设计。为了让LLC电路原边开关始终实现ZVS,必须 让所有工作点都在欠谐振区域。而本文的LLC是定频工作的,因此需要计算最大负载时候的 LLC工作点,并使其在欠谐振区域。为了使其工作在感性,即

$$M_{\rm pmax} > M_{\rm res} \tag{3-26}$$

将(3-20)和(3-25)代入可得

$$\frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{1}{\lambda}-\frac{1}{\lambda f_{n}^{2}}\right)^{2}+Q^{2}\left(f_{n}-\frac{1}{f_{n}}\right)^{2}}} > \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda}\left(1-\frac{1}{f_{n}^{2}}\right)+1}}$$
(3-27)

其中品质因数 Q 和负载大小有关,将负载最大情况下的输出电压电流代入,可以得到负载 最大时的交流等效电阻 R_{eq,min}为

$$R_{\rm eq, \ min} = \frac{8^* n^2}{\pi^2} R_{\rm L_min} = \frac{8^* 14^2}{\pi^2} * \frac{9}{215} = 6.65\Omega$$
(3-28)

另外,为了实现 ZVS,原边开关管的寄生电容必须把在死区时间内完成充放电,即

$$\frac{I_{Lm}T_{d}}{4C_{ds}} > V_1 \tag{3-29}$$

其中, *t*_d为死区时间, *I*_{Lm}为励磁电感电流。假设 LLC DCX 工作在谐振点附近, *I*_{Lm}近似为 三角波, 其幅值可以表示为

$$I_{Lm} = \frac{nV_{out}}{4L_m f_s} \tag{3-30}$$

将(3-29)代入(3-30)可得励磁电感的约束条件

$$L_{\rm m} < \frac{T_{\rm d}}{16C_{\rm ds}f_{\rm s}} \tag{3-31}$$

最后,对于谐振频率f.有等式

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \tag{3-32}$$

联立(3-27)、(3-31)以及(3-32)即可计算得到谐振腔参数的范围。确定的参数有: 开关频率  $f_s$ =320kHz,归一化频率  $f_n$ 为 0.95,谐振频率  $f_r$ =336.8kHz 原边开关管漏源极电容  $C_{ds}$ =450pF,死区时间  $t_d$ =120ns。最终计算得到: $L_m$ =47uH, $L_r$ =0.5uH, $C_r$ =450nF。最大品质 因数 Q 取 0.159,电感比  $\lambda$  取 94。

#### 第 37 页 共 66 页



3.3.3 Buck 电路参数设计



图 3-13 Buck 部分电路图

如图3-13为Buck部分电路图,其性能指标如表3-2所示。

表 3-2 Buck 部分电路性能指标

参数	
输入电压范围(额定值) V _{in}	250V-500V (360V)
输出电压(额定值) V ₁	126V-224V (196V)
电流纹波率 r	0.2
开关频率 fs_buck	300kHz ^a
额定功率 P。	3000W

^a后续实验时发现 300kHz 的开关频率过大,由于驱动电路的设计并不完善导致开关过 程有较大的振荡,因此之后损耗计算以及样机实验降低开关频率至 100kHz。

首先计算电感 L₁, Buck 电路满载时输出电流

$$I_{o_buck} = \frac{P_o}{V_1} = \frac{3000}{196} = 15.31 \text{A}$$
(3-33)

之后计算 Buck 电路的最大占空比

$$D_{\max} = \frac{V_1}{V_{\text{in}}} = \frac{196}{360} = 0.54 \tag{3-34}$$

最后可以计算得到 Buck 电路的电感值为

$$L_{\rm l} = \frac{(1 - D_{\rm max})V_{\rm max}}{r^* I_{\rm o_buck}} * \frac{D_{\rm max}}{f_{\rm s_buck}} = \frac{500(1 - 0.54) * 0.54}{0.2 * 15.31 * 300 * 10^3} = 135.2 \,\mathrm{uH}$$
(3-35)

留余量电感 L1 取 180uH。

接下来设计输出电容, Buck 电路额定输出为 15.31A@196V, 电容的电压纹波取  $\Delta V_i = V_i * 0.01 = 1.96V$  (3-36)

输出电流纹波峰峰值取

$$\Delta I_{o_buck} = 2*0.1*I_{o_buck} = 3.062A \tag{3-37}$$

计算得到输出电容 C1 为

$$C_{1} = \frac{\Delta I_{o_buck}}{4f_{s_buck}(\Delta V_{1} - ESR * \Delta I_{o_buck})} = \frac{3.062}{4*100*10^{3}*(1.96 - 0.01*3.071)} = 3.99 \text{uF} \quad (3-38)$$

或者

$$C_{1} = \frac{V_{1}}{8f_{s_{s_{ubuck}}}^{2}L_{f}\Delta V_{1}} * (1 - \frac{V_{1}}{V_{in}}) = \frac{196}{8*180*10^{-6}*(100*10^{3})^{2}*1.96} * (1 - \frac{196}{360}) = 3.15 \text{uF} \quad (3-39)$$





其中, ESR 为输出电容的寄生电阻,取 10m $\Omega$ 。输出电容  $C_1$ 取 4uF。

# 3.4 本章小结

本章本先对常见的车载 DC-DC 变换器拓扑进行比较,并选择以 Buck+全桥 LLC DCX 为主电路拓扑。在对 LLC 拓扑的工作原理、等效模型以及电压增益特性进行分析后,针对 LLC 的 ZVS 条件对 LLC 的谐振腔参数进行设计,并根据变换器性能指标对 Buck 电路的参数完成设计。



# 第四章 基于 GaN 的车载 DC-DC 变换器损耗分析

损耗分析对于 DC-DC 变换器设计的参数选择、器件选型、效率优化以及结构设计来说 起着至关重要的作用。本章将从开关损耗和磁件损耗两个方面对车载 DC-DC 变换器的两级 电路损耗分别进行分析,并分析变换器总损耗的组成。

# 4.1 Buck 电路损耗分析

4.1.1 Buck 电路开关损耗

Buck 电路中的电感工作在连续电流模式,因此开关管工作在硬开关状态。Buck 电路的 上管损耗包括关断损耗、开通损耗以及导通损耗,下管损耗包括导通损耗以及二极管续流损 耗。上管和下管均采用安世半导体公司的 GAN063-650WSA。

4.1.1.1 开关损耗

开关损耗可以通过将 Buck 电路的电流数据代入双脉冲实验的数据,从而得到结果。 Buck 电路额定输出为 15.31A@196V, Buck 滤波电感 L₁为 180uH,额定点占空比为

$$D_{\rm n} = \frac{196}{360} = 0.54 \tag{4-1}$$

电感电流纹波为 ΔI_{L1}

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{\rm in} - V_{\rm l})^* \frac{D_{\rm n}}{f_{\rm s_buck}}}{L_{\rm f}} = \frac{(360 - 196)^* 0.54^* \frac{1}{100000}}{180^{*} 10^{-6}} = 4.91 \text{A}$$
(4-2)

则上管开通和关断时的电流分别 IonH 以及 IoffH 分别为

$$I_{\text{onH}} = I_{n_\text{buck}} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 15.31 - \frac{4.91}{2} = 12.86\text{A}$$
(4-3)

$$I_{\text{offH}} = I_{n_{\text{buck}}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 15.31 + \frac{4.91}{2} = 17.77\text{A}$$
(4-4)

因此, 电感电流在一个开关周期内为

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} I_{\text{onH}} + (\frac{V_{\text{in}} - V_{1}}{L_{1}})t & 0 \le t \le T_{\text{on}} \\ I_{\text{offH}} - \frac{U_{1}}{L_{1}}(t - T_{\text{on}}) & T_{\text{on}} \le t \le T_{\text{s}} \end{cases}$$
(4-5)

其中 Ts_buck 为 Buck 电路开关周期

$$T_{s_buck} = \frac{1}{f_{s_buck}} = \frac{1}{100000} = 10 \text{us}$$
(4-6)

Ton 为导通时间

$$T_{\rm on} = \frac{D_{\rm on}}{f_{\rm s_buck}} = \frac{0.54}{100000} = 5.4 \text{us}$$
(4-7)

将上管开通和关断时的电流分别带入之前测得的数据中,即可得到上管的开通损耗为

$$P_{\text{onH}} = E_{\text{onH}} f_{\text{s_buck}} = 50*10^{-6}*100*10^{3} = 5W$$
(4-8)

第 40 页 共 66 页

上管的关断损耗为

$$P_{\rm offH} = E_{\rm offH} f_{\rm s \ buck} = 10^{*}10^{-6} * 100^{*}10^{3} = 1 \text{W}$$
(4-9)

基于宽禁带功率器件的新能源车 DC-DC 变换器研究

由此 Buck 电路开关管的开关损耗

$$P_{\rm sw_buck} = P_{\rm onH} + P_{\rm offH} = 5 + 1 = 6W$$
 (4-10)

4.1.1.2 导通损耗

对于上管的导通损耗,本文将从官方 Datasheet 中得到的导通电阻 *R*_{ds(on)(buck)},随后通过 之前得到的电感公式,通过积分得到结果。由 Datasheet 得到 GAN063-650WSA 的导通阻抗 为 *R*_{ds(on)(buck)}为 50mΩ,其反向导通压降 *V*_{SD(buck)}为 1.9V。

则上管的导通损耗为

$$P_{\text{on}_{\text{H}}} = f_{s_{\text{buck}}} \int_{0}^{T_{\text{on}}} R_{\text{ds(on)(buck)}} \dot{i_{L1}}^{2}(t) dt = 6.391 \text{W}$$
(4-11)

对于下管的导通损耗,也将使用同样的方式来得到结果。需要注意的是,下管延迟开通, 提前关断,器件会利用等效体二极管的续流。假设 Buck 电路死区 *T*_{d_buck}为 100ns。

则下管的延迟开通时,二极管的导通损耗为

$$P_{\text{on1_Ldiode}} = f_{\text{s_buck}} \int_{T_{\text{on}}}^{T_{\text{on}}+T_{\text{d_buck}}} V_{\text{SD(buck)}} i_{L1}(t) dt = 0.3376 \text{W}$$
(4-12)

则下管导通时,自身的导通损耗为

$$P_{\text{on}_L} = f_{\text{s_buck}} \int_{T_{\text{on}} + T_{\text{d_buck}}}^{T_{\text{s_buck}} - T_{\text{d_buck}}} R_{\text{ds(on)(buck)}} i_{L1}^{2}(t) dt = 5.408 \text{W}$$
(4-13)

则下管的提前关断时,二极管的导通损耗为

$$P_{\text{on2_Ldiode}} = f_{\text{s_buck}} \int_{T_{\text{s_buck}} - T_{\text{d_buck}}}^{T_{\text{s_buck}}} V_{\text{SD(buck)}} \dot{i}_{L1}(t) dt = 0.2443 \text{W}$$
(4-14)

由此 Buck 电路开关管的导通损耗

$$P_{\text{con_buck}} = P_{\text{on_H}} + P_{\text{on_Ldiode}} + P_{\text{on_L}} + P_{\text{on_Ldiode}} = 6.391 + 0.3376 + 5.408 + 0.2443 = 12.3806 \text{W} \quad (4-15)$$

4.1.2 Buck 电路磁件损耗

滤波电感的值选取 L₁=180uH,磁环选用 35.8mm×22.4mm×10.5mm 的美磁 58324 磁环 2 个,又因为 Buck 电路中的电感电流有较大的直流偏置,因此本文使用直流偏置特性好的 HighFlux 材料,并且采用 1 股 AWG11 导线来绕制。

4.1.2.1 Buck 电路电感铜耗

铜耗分为直流损耗以及交流损耗,下面先计算直流损耗。

窗口填充系数 kw 为

$$k_{\rm w} = \frac{n^* A_{\rm line}}{A_{\rm w}} = \frac{55^* 4.17}{364} = 0.63 \tag{4-16}$$

其中Aline为导线横截面积, n为匝数, Aw为磁环的窗口面积。

需要绕两层,则每匝导线的长度为

$$l_{\text{line}} = \left(\frac{R-r}{2} + h^*2\right) * 2 + 4 * d = \left(\frac{35.8 - 22.4}{2} + 10.5 * 2\right) * 2 + 4 * 2.31 = 64.6 \text{mm} \quad (4-17)$$

其中, R 为磁环外径, r 为磁环内径, h 为磁环高度, d 为导线横截面铜直径。



则绕线直流电阻 R_{dc}为

$$R_{\rm dc} = R_{\rm l} l_{\rm line} n = 4.24 \times 10^{-6} \times 64.6 \times 22 = 0.015\Omega \tag{4-18}$$

其中, R1导线单位长度电阻。

则直流损耗为

$$P_{\rm dc_L1} = I_{\rm o_buck}^{2} R_{\rm dc} = 15.31^{2} * 0.015 = 3.516 W$$
(4-19)

AWG 导线在 100kHz@100℃ 时的趋肤深度为

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{100*10^3}} = 0.024 \text{cm} \tag{4-20}$$

则等效铜厚度 Q 为

$$Q = \frac{-0.83^* d_{\rm in} \sqrt{F_1}}{\Delta} = \frac{-0.83^* d_{\rm in} \sqrt{\frac{d_{\rm in}}{d_{\rm out}}}}{\Delta} = \frac{-0.83^* 2.31^* \sqrt{\frac{2.31}{2.44}}}{0.024} = 7.75 \qquad (4-21)$$

查阅 Dowell 曲线,可以查到对应 FR=30,则等效交流阻抗为

$$R_{\rm ac} = 30 * R_{\rm dc} = 30 * 0.015 = 0.45\Omega \tag{4-22}$$

因为电感电流由直流和三角波分量叠加,三角波交流分量的有效值为

$$I_{\rm ac} = \frac{\Delta I_{L1}}{\sqrt{12}} = \frac{4.91}{\sqrt{12}} = 1.42\Omega \tag{4-23}$$

则交流损耗为

$$P_{\rm ac_L1} = I_{\rm ac}^2 R_{\rm ac} = 1.42^2 * 0.45 = 0.91 \text{W}$$
 (4-24)

则 Buck 电路磁件的铜耗为

$$P_{\text{Cu_buck}} = P_{\text{dc_L1}} + P_{\text{ac_L1}} = 3.516 + 0.91 = 4.426\text{W}$$
(4-25)

4.1.2.2 Buck 电路电感铁耗

下面计算 Buck 电路电感的铁耗,其磁通摆幅为

$$\Delta B = \frac{V_{\rm in} - V_{\rm l}}{n^* A_{\rm e}} T_{\rm on} = \frac{(360 - 196) * 5.4 * 10^{-6}}{55 * 67.8 * 2 * 10^{-6}} = 0.119 \text{T}$$
(4-26)

其中 A_e为磁环有效截面积,因为有两个磁环,所以是 2 倍单磁芯 A_e值。 磁通均值为

$$B_{\text{avg}} = \frac{nI_{\text{o_buck}}\mu_{\text{core}}}{l_{\text{e}}} = \frac{55*15.31*1.57**10^{-4}}{89.8*10^{-3}} = 1.472\text{T}$$
(4-27)

其中 μ_{core} 为磁芯磁导率, *l*_e 为磁路长度。 则磁通最大值为

$$B_{\text{peak}} = B_{\text{avg}} + \Delta B = 1.472 + \frac{0.119}{2} = 1.533 \text{T}$$
(4-28)

电感磁芯的铁损为

$$P_{\text{Fe}_{L1}} = 246 * \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{2.23} * \left(\frac{f_{\text{s}_{\text{buck}}}}{1000}\right)^{1.47} * \frac{V_{\text{e}}}{1} = 2.087\text{W}$$
(4-29)

#### 第 42 页 共 66 页



# 4.2 LLC 电路损耗分析

### 4.2.1 LLC 电路开关损耗

LLC 电路中原边开关管均实现 ZVS,因此开通损耗为 0。LLC 电路的原边开关管损耗 包括关断损耗、二极管续流损耗以及导通损耗,副边同步整流管的损耗包括导通损耗以及二 极管续流损耗。原边采用安世半导体公司的 GAN041-650WSB,副边采用 NVMFS5C410N 的 MOSFET。

4.2.1.1 开关损耗

LLC 输入额定电压 V1 为 196V,则交流等效输出电阻为

$$R_{\rm eq} = n^2 * \frac{8}{\pi^2} R_{\rm L} = \frac{V_{\rm out}}{I_{\rm out}} = 14^2 * \frac{8}{\pi^2} * \frac{14}{215} = 10.33\Omega \tag{4-30}$$

则从原边看的等效负载为

$$Z_{\rm eq} = R_{\rm eq} / X_{\rm m} = R_{\rm eq} / j \omega_s L_{\rm m} = 10.21 + j1.187\Omega$$
 (4-31)

其中 Xm 为谐振电感的阻抗。

则谐振腔输入电压的等效基波有效值为

$$V_{\rm AB1} = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * 196 = 176.5 \text{V}$$
(4-32)

谐振电流基波为

$$I_{Lr} = \frac{V_{AB1}}{Z_{eq}} = 17.06 - j1.99A$$
(4-33)

谐振电流基波峰值为

$$I_{Lr_{peak}} = \left| \sqrt{2} I_{Lr} \right| = 24.28 \text{A}$$
 (4-34)

其滞后于电压

$$\varphi = \arctan(\frac{1.99}{17.06}) = 6.65^{\circ} \tag{4-35}$$

则原边谐振电流可以记为

$$i_{lx}(t) = 24.28\sin(2\pi f_s t - 6.65^\circ)$$
 (4-36)

和 Buck 电路计算开关损耗类似,可以得到原边单个开关管的关断损耗为

$$P_{\text{offLLC}} = E_{\text{offLLC}} f_{\text{s}} = 9.323 \times 10^{-6} \times 320 \times 10^{3} = 2.98 \text{W}$$
(4-37)

则 LLC 电路开关管的开关损耗为

$$P_{\rm sw \ LLC} = 4P_{\rm offLC} = 4*2.98 = 11.92 \,\rm W$$
 (4-38)

4.2.1.2 导通损耗

同样地,可以将从官方 Datasheet 中得到的导通电阻  $R_{ds(on)(GaN)}$ ,随后通过之前得到的电感公式,通过积分得到结果。由 Datasheet 可以得到 GAN041-650WSA 的导通阻抗为  $R_{ds(on)(LLC)}$ 为 31m $\Omega$ ,其反向导通压降  $V_{SD(LLC)}$ 为 1.8V。NVMFS5C410N 的导通阻抗为  $R_{ds(on)(SR)}$ 为 0.82m $\Omega$ ,其反向导通压降  $V_{SD(SR)}$ 为 0.73V。

因为原边开关管存在 ZVS 开通,因此在死区时间内存在着二极管的续流损耗。利用来 自安世半导体的 Datasheet 中的导通压降。对于单个原边二极管的续流损耗,可以得到



$$P_{\text{on_pridiode}} = f_{\text{s}} \int_{0}^{T_{\text{d}}} V_{\text{SD(LLC)}} \left| \dot{i}_{Lr}(t) \right| dt = 0.1013 \text{W}$$
(4-39)

再利用 Datasheet 中的导通电阻,可以计算得到,单个原边开关管的导通损耗为

$$P_{\text{on_pri}} = f_{\text{s}} \int_{T_{\text{d}}}^{T_{\text{s}}} R_{\text{ds(on)(LLC)}} \left| i_{Lr}^{2}(t) \right| dt = 5.1583 \text{W}$$
(4-40)

对于副边同步整流管的导通损耗,本文也将使用同样的方式来得到结果。首先计算原边 励磁电流为

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} i_{Lr}(0) + \frac{i_{Lr}(\frac{T_s}{2}) - i_{Lr}(0)}{\frac{T_s}{2}} * t & 0 \le t \le \frac{T_s}{2} \\ i_{Lm}(t) = \begin{cases} i_{Lr}(0) + \frac{i_{Lr}(0) - i_{Lr}(\frac{T_s}{2})}{\frac{T_s}{2}} * (t - \frac{T_s}{2}) & \frac{T_s}{2} \le t \le T_s \end{cases}$$
(4-41)

则副边总电流为

$$i_{\rm SR}(t) = |i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)| * n \tag{4-42}$$

由于副边有十片并联的 PCB 进行均流,因此单个同步整流管的分流为

$$i_{\rm SR0}(t) = \frac{i_{\rm SR}(t)}{10}$$
 (4-43)

需要注意的是,同步整流管管延迟开通,提前关断,器件会利用等效体二极管的续流。 假设同步整流管延迟开通死区 *T*_{d_on}为 100ns,提前关断死区 *T*_{d_off}为 150ns

则下管的延迟开通时,二极管的导通损耗为

$$P_{\text{onl_secdiode}} = f_{\text{s}} \int_{0}^{I_{\text{d_om}}} V_{\text{SD(SR)}} i_{\text{SR0}}(t) dt = 0.02368 \text{W}$$
(4-44)

则下管导通时,自身的导通损耗为

$$P_{\text{on_sec}} = f_{\text{s}} \int_{T_{\text{d},\text{on}}}^{\frac{T_{\text{s}}}{2} - T_{\text{d},\text{off}}} R_{\text{ds(on)(SR)}} \dot{i}_{\text{SR0}}^{2}(t) dt = 0.1658 \text{W}$$
(4-45)

则下管的提前关断时,二极管的导通损耗为

$$P_{\text{on2_secdiode}} = f_{\text{s}} \int_{\frac{T_{\text{s}}}{2} - T_{\text{d_off}}}^{\frac{T_{\text{s}}}{2}} V_{\text{SD(SR)}} i_{\text{SR0}}(t) dt = 0.0965 \text{W}$$
(4-46)

则 LLC 电路开关管的导通损耗为

$$P_{\text{con_LLC}} = 4 * (P_{\text{on_pridiode}} + P_{\text{on_pri}}) + 20 * (P_{\text{on1_secdiode}} + P_{\text{on_sec}} + P_{\text{on2_secdiode}}) = 26.758 \text{W} \quad (4-47)$$

4.2.2 LLC 电路变压器损耗

4.2.2.1 铜耗

为了更精确的计算平面变压器的损耗,本文结合仿真和理论计算一起来对其损耗进行分析。当变换器输入为 360V 输出电流为 215A@14V 时,原边电流可以近似为有效值为 15.36A 的正弦波。

原边直流电阻为

$$R_{\rm dc_pri} = \frac{\rho_{\rm Cu} l_{\rm Cu_pri}}{h_{\rm Cu_p} d_{\rm Cu_p} n_{\rm PCB_p}} = \frac{1.75 \times 10^{-8} \times 1.141}{0.068 \times 10^{-3} \times 2.1 \times 10^{-3} \times 10} = 0.014\Omega$$
(4-48)

第 44 页 共 66 页



其中, ρ_{Cu}为铜的电阻率, *l*_{Cu-pri}为原边导线长度, *h*_{Cu-p}为原边铜厚度, *d*_{Cu-p}为原边铜宽 度, *n*_{PCB-p}为原边 PCB 层数。

查阅 Dowell 曲线,可以查到对应 FR=2,则交流阻抗为

$$R_{\rm ac\ pri} = 2R_{\rm dc\ pri} = 0.028\Omega$$
 (4-49)

则原边的铜耗为

$$P_{\text{Cu}_{\text{pri}}} = P_{\text{ac}_{\text{pri}}} = I_{\text{pri}}^{2} R_{\text{ac}_{\text{pri}}} = 15.36^{2} * 0.028 = 6.6 \text{W}$$
(4-50)

副边输出电流 I。为 215A,由于经过全波整流,则副边为正弦半波,电流峰值为

$$I_{\text{sec_peak}} = \frac{\pi I_{\text{o}}}{2} = \frac{215\pi}{2} = 337.72\text{A}$$
(4-51)

其有效值为

$$I_{\text{sec}} = \frac{I_{\text{sec}_{peak}}}{2} = \frac{337.72}{2} = 168.86\text{A}$$
(4-52)

其直流分量为

$$I_{\rm dc_sec} = \frac{I_{\rm o}}{2} = \frac{215}{2} = 107.5 {\rm A}$$
 (4-53)

则,交流分量为

$$I_{\rm ac_sec} = \sqrt{I_{\rm sec}^2 - I_{\rm dc_sec}^2} = 130.22 A$$
 (4-54)

副边直流电阻为

$$R_{\rm dc-sec} = \frac{\rho_{\rm Cu} l_{\rm Cu-sec}}{h_{\rm Cu-s} d_{\rm Cu-s} n_{\rm PCB-s}} = \frac{1.75 \times 10^{-8} \times 0.0815}{0.068 \times 10^{-3} \times 9.1 \times 10^{-3} \times 10} = 0.23 \mathrm{m}\Omega \tag{4-55}$$

其中, $l_{Cu-sec}$ 为副边导线长度, $h_{Cu-s}$ 为副边铜厚度, $d_{Cu-s}$ 为副边铜宽度, $n_{PCB-s}$ 为副边 PCB 层数。

查阅 Dowell 曲线,可以查到对应 FR=2,则交流阻抗为

$$R_{\rm ac_sec} = 2R_{\rm dc_sec} = 0.46 {\rm m}\Omega \tag{4-56}$$

则副边的直流铜耗为

$$P_{\rm dc-sec} = I_{\rm sec}^2 R_{\rm dc-sec} = 107.5^2 * 0.23 * 10^{-3} = 2.66 \text{W}$$
(4-57)

副边的交流铜耗为

$$P_{\text{dc-sec}} = I_{\text{sec}}^2 R_{\text{dc-sec}} = 130.22^2 * 0.46 * 10^{-3} = 7.80 \text{W}$$
(4-58)

则 LLC 电路的的铜耗为

$$P_{\text{Cu_LLC}} = P_{\text{ac_pri}} + P_{\text{dc_sec}} + P_{\text{ac_sec}} = 6.6 + (2.66 + 7.80) * 2 = 27.52 \text{W}$$
(4-59)

4.2.2.2 铁耗

在对称波形稳态情况下,磁感应强度幅值为

$$B_{\rm m} = \frac{V_{\rm in}}{4f_{\rm s}nA_{\rm e_LLC}} = \frac{150}{4*320*10^3*7*201*10^{-6}} = 0.083T$$
(4-60)

根据 Steinmetz equation (斯坦梅兹公式)可以得到铁芯损耗密度



$$P_{\rm c} = K f^{\alpha} B^{\beta} \tag{4-61}$$

其中, *K、α、β*均由材料决定,但传统的斯坦梅兹公式只适用于正弦激励。对于方波,可以使用改进型的斯坦梅兹公式

$$P_{c} = F_{W, C} K f^{\alpha} B^{\beta}$$
(4-62)

其中  $F_{W,C}$  为波形系数,经查表可以得到  $F_{W,C}K$  为 3.83*10⁻⁵,  $\alpha$  为 1.63,  $\beta$  为 2.62。则铁 损为

$$P_{\text{Fe ILC}} = F_{\text{W, C}} K f^{\alpha} B^{\beta} V_{\text{e ILC}} = 5.45 \text{W}$$

$$(4-63)$$

### 4.3 本章小结

本章对车载 DC-DC 变换器的损耗进行了分析与计算。损耗可以分为开关管关断损耗、 开关管导通损耗、磁件铜耗以及磁件铁耗。

经过分析,系统工作在额定功率点时,各损耗的大小如图 4-1 所示。



Buck上管
WBuck下管
LLC原边开关管
LLC副边开关管
Buck磁件
LLC磁件

#### 图 4-1 车载 DC-DC 变换器损耗分布

按照来源进一步细分, Buck 电路的开关管开关损耗有上管关断损耗以及上管开通损耗; 开关管导通损耗有上管导通损耗、下管导通损耗以及下管二极管续流损耗;磁件损耗包括电 感直流铜耗、电感交流铜耗以及电感铁耗。LLC 电路的开关管开关损耗有原边开关管的关 断损耗;开关管导通损耗有原边开关管导通损耗、原边开关管二极管续流损耗、副边同步整 流管导通损耗以及副边同步整流管二极管续流损耗;磁件损耗包括平面变压器原副边直流铜 耗损耗、交流损耗以及平面变压器铁耗。系统工作在额定功率点时,系统的总损耗为

$$P_{\text{Loss}} = P_{\text{con buck}} + P_{\text{sw buck}} + P_{\text{Cu buck}} + P_{\text{Fe L1}} + P_{\text{con LLC}} + P_{\text{sw LLC}} + P_{\text{Cu LLC}} + P_{\text{Fe LLC}} = 96.54 \text{W} \quad (4-64)$$

理论效率为

$$\eta = \frac{P_{\rm o} - P_{\rm Loss}}{P_{\rm o}} = 96.5\% \tag{4-65}$$



# 第五章 双向车载 DC-DC 变换器的研究

在实际应用中,低压蓄电池也需要满足双向功率传递,从而保证在高压侧被动式断电的 极端情况下,由低压侧蓄电池供电给高压侧,保证高压转向电机控制器不间断供电,确保车 辆安全停靠。本章将对车载 DC-DC 变换器的双向运行进行分析。对 LLC 电路的反向运行等 效模型及其电压增益进行探究,最后利用仿真分析了 LLC 电路实现功率双向传输的可行性。

# 5.1 LLC 反向运行的等效电路

由于本文中的车载 DC-DC 变换器前级使用的是带有同步整流管的 Buck 电路,因此其 反向即为有同步整流管的 Boost 电路,因此不再赘述。本节将主要分析 LLC 变换器的反向 运行的原理。



图 5-1 双向 LLC 变换器电路图

如图 5-1 所示,为双向 LLC 变换器的电路图。其结构与传统单向 LLC 变换器类似,不同点在于双向 LLC 变换器副边的整流管二极管被改为有四个开关管的全桥电路。

当传统 LLC 电路反向传输功率时开关管工作顺序也与正向传输功率时类似,副边开关 管 Q_{s1}与 Q_{s4}为一组,Q_{s2}与 Q_{s3}为一组,两组开关管的驱动信号分别为占空比均为 0.5 的互 补的脉冲信号。通过 LLC 谐振腔,LLC 谐振变换器可以将副边的功率输送到原边,原边开 关管 Q_{p1}、Q_{p2}、Q_{p3}以及 Q_{p4}均作为同步整流管。但是,因为励磁电感 L_m直接并联在变压器 原边两端,而 LLC 副边只有一个全桥电路,因此励磁电感 L_m两端电压始终被输出电压 V_b 钳位,无法谐振,LLC 谐振腔退化为 LC 谐振腔。此时电路的具体工作原理与正向传输功率 时的过谐振模式相同,因此不再分析。但双向 LLC 变换器反向运行时的等效模型却会出现 一定的变化,进而使得双向 LLC 反向运行时的电压增益表达式与正向运行有一定区别。如 图 5-2 所示,为反向运行时的交流等效电路。



图 5-2 双向 LLC 反向运行时的交流等效电路

# 5.2 LLC 反向运行的电压增益

与分析正向运行时的 LLC 变换器电压增益类似,利用基波等效法可以计算得到双向 LLC 反向运行时的等效电阻以及等效交流源。代入双向 LLC 变换器反向运行的等效电路, 便能计算得到 LLC 反向传输功率时候的电压增益为



$$M_{\rm b} = \left| \frac{V_a}{nV_{\rm b}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_{\rm b}^{\ 2} (f_{\rm n} - \frac{1}{f_{\rm n}})^2}} \tag{5-1}$$

其中, Q_b为反向传输功率时的品质因数

$$Q_{\rm b} = \frac{1}{R_{\rm eq}} \sqrt{\frac{L_{\rm r}}{C_{\rm r}}}$$
(5-2)

根据式 5-1,可以得到双向 LLC 变换器在不同品质因数 Q_b下反向运行时的增益曲线,如图 5-3 所示。



图 5-3 双向 LLC 反向运行时的电压增益

如图 5-3,可以发现双向 LLC 变换器反向运行时,由于 LLC 谐振腔退化成 LC 串联谐振,使得其电压增益比始终小于 1。而且随着负载的增大,品质因数 Q_b减小,反向增益比曲线逐渐平缓。这使得双向 LLC 在变压器变比为 1:1 时,无法在反向运行时实现升压。但是,由于车载 DC-DC 变换器反向运行时前级 Boost 电路的存在,利用 Boost 级的调压功能便可以实现升压,并且使输出电压始终保持在给定值,车载 DC-DC 变换器依旧能正常运行。

# 5.3 仿真验证

本文根据 2.3 节中设计的参数以及本章对双向 LLC 变换器的分析,在 PLECS 搭建了基于 Buck/Boost + LLC DCX 两级拓扑的双向车载 DC-DC 变换器的仿真平台,如图 5-4 所示。 其中,负载用纯阻性负载代替,LLC 变换器原副边开关管均增加寄生电容以观察 ZVS 情况。



图 5-4 利用 PLECS 搭建的车载 DC-DC 变换器的仿真平台 通过对车载 DC-DC 变换器的仿真,可以得到变换器正向运行以及反向运行时在额定工





作点以及其他各工作点的仿真波形以及原边开关管 ZVS 波形,分别如图 5-5 和图 5-6 所示。





(f) 输入为 500V 时车载 DC-DC 变换器正向运行的原边开关 ZVS 波形

图 5-5 输出为 3000W@14V 车载 DC-DC 变换器正向运行的波形

如图 5-5 (a)、(c)和 (e)分别为车载 DC-DC 变换器正向运行时,输入为 250V、360V、500V 输出为 3000W@14V 时的波形。可以看到 LLC 变换器始终工作在欠谐振状态,而且励 磁电流始终保持在相对较低的水平。副边同步整流管始终能够实现 ZCS。输出电压始终能



够稳定在给定值 14V。如图 5-5(b)、(d)和(f)分别为 DC-DC 变换器正向运行,输入为 250V、360V、500V 时的原边开关 ZVS 波形,可以清楚的看到原边开关管两端电压先减小 到零,随后其驱动电压在出现,说明原边 ZVS 始终能够实现。







(d) 输入为 14V 时车载 DC-DC 变换器反向运行的副边开关 ZVS 波形



(c) 输入为 16V 时车载 DC-DC 变换器反向运行的仿真波形



(f) 输入为 16V 时车载 DC-DC 变换器正向运行的副边开关 ZVS 波形

图 5-6 输出为 3000W@360V 车载 DC-DC 变换器反向运行的波形

如图 5-6 (a)、(c) 和 (e) 分别为车载 DC-DC 变换器反向运行时, 输入为 9V、14V、 16V 输出为 3000W@360V 时的波形。可以看到 LLC 变换器的励磁电流始终保持在相对较低



的水平。输出电压始终能够稳定在给定值 360V。如图 5-5(b)、(d)和(f)分别为 DC-DC 变换器反向运行,输入为 9V、14V、16V 时的副边开关 ZVS 波形,可以清楚的看到副边开 关管两端电压先减小到零,随后其驱动电压在出现,说明副边 ZVS 始终能够实现。

# 5.4 本章小结

本章介绍了双向车载 DC-DC 变换器的运行原理。通过探究传统 LLC 变换器反向运行的 原理以及电压增益,利用仿真分析了其实现功率的双向传输的可行性。



# 第六章 实验验证与分析

为了验证之前几章理论分析的正确性和系统设计的可行性,本文搭建了一台 3kW 的样机来进行试验。通过对额定点以及其他工作点的波形以及切载过程的动态特性对样机的特性进行分析。

# 6.1 样机介绍

6.1.1 整体结构

如图 6-1 所示,为车载 DC-DC 变换器的整体结构,包括主电路、驱动电路、采样电路、 控制&通讯电路以及上位机。主电路为 Buck+全桥 LLC DCX,其中 Buck 电路通过闭环 PWM 调压,LLC 定频运行在欠谐振区域。采样电路对 Buck 电路的输入输出电压电流以及 LLC 的输出电流电压进行采样,通过 ADC 转化为数字信号后利用 DSP 进行处理,并发出 PWM 波。同时 DSP 还将信号通过 CAN 传输到上位机,上位机也能够通过 CAN 对 DSP 进行控制。





#### 6.1.2 硬件参数

如表 6-1 为车载 DC-DC 变换器的关键参数

表 6-1 牛软 DC-DC 受换器天键参数		
元件/参数	型号/值	
Buck 开关管 Q _{H、L}	GAN063-650WSA	
Buck 电感 L ₁	180uH	
LLC 原边开关管 Q1、2、3、4	GAN041-650WSA	
同步整流管 Q5、6	NVMFS5C410N	
变压器磁芯	PQ4040 PC95	
变压器励磁电感 Lm	47uH	
谐振电感 Lr	0.4uH	

第 54 页 共 66 页



续表 6-1

谐振电容 Cr	560nF
变压器匝比	14: 1: 1
Buck 开关频率 <i>f</i> s_buck	100kHz
Buck 死区时间 T _{d_buck}	100ns
LLC 开关频率 fs	320kHz
LLC 死区时间 T _d	200ns

# 6.1.3 样机实物

样机由控制板、功率板以及水冷外壳组成。其中,控制板包括控制&通讯电路,如图 6-2 所示。功率板包括主电路、驱动电路以及采样电路,如图 6-3 所示。系统通过水冷外壳进行散热,如图 6-4 所示。



图 6-2 样机控制板



(a)

(b)

图 6-3 样机控制板 a)灌封前 b) 灌封后



(b)







图 6-4 样机水冷外壳 a)内部 b) 外部

# 6.2 实验结果

6.2.1 额定点波形

首先本文测试了全桥 LLC DCX 在额定点的波形,如图 6-5 为样机 360V 额定输入, 215A@14V 输出时的波形。其中,通道 1 为 LLC 原边开关管 Q4 的栅源电压 vgs4,通道 2 为 其漏源电压 vds4,通道 3 为 LLC 副边同步整流管 Q6 的漏源电压 vds6,通道 4 为谐振电流 ir。 可以看到,LLC 工作在欠谐振区,在 vgs4 跌至 0 后 vds4 才开始上升,ZVS 成功。





之后,本文测试了两级样机在额定点的波形,如图 6-6 为样机在 360V 额定输入, 215A@14V 输出时的波形。其中,通道 1 为 Buck 电路下管 Q_L的栅源电压 v_{gsL},通道 2 为其 漏源电压 v_{dsL},通道 3 为 LLC 原边开关管 Q₄的漏源电压 v_{ds4},通道 4 为谐振电流 *i*_r。可以看 到,LLC 稳定工作在欠谐振区。对于 Buck 电路,可以看到在上管开通的时候下管的栅源电 压 v_{gsL} 有轻微的振荡(小于 3V),但是完全不会使得 GaN 器件误开通。





图 6-6 两级样机在额定点的波形

### 6.2.2 其他工作点波形

随后,本文对全桥 LLC DCX 在其他工作点的波形进行了测试,如图 6-7 所示。其中, 通道 1 为 LLC 原边开关管 Q₄的栅源电压 v_{gs4},通道 2 为其漏源电压 v_{ds4},通道 3 为 LLC 副 边同步整流管 Q₆的漏源电压 v_{ds6},通道 4 为谐振电流 *i*_r。根据之前的分析,当输出等效电阻 越小,品质因数 Q 越大,ZVS 越难实现。因此理论上当输出电压为 9V,输出电流为 215A 时 ZVS 最难实现,但是根据图 6-7 (b)所示,LLC 原边开关管 Q₄依旧实现了 ZVS,说明 本文的理论分析和设计是正确的。









随后,本文对全桥 LLC DCX 在其他工作点的波形进行了测试,如图 6-8 所示。其中,通道 1 为 Buck 电路下管 Q_L 的栅源电压 v_{gsL},通道 2 为其漏源电压 v_{dsL},通道 3 为 LLC 原边 开关管 Q₄的漏源电压 v_{ds4},通道 4 为谐振电流 *i*_r。可以看到 LLC 始终工作在欠谐振状态,Buck 下的干扰也一直较小。



第 58 页 共 66 页



#### 6.2.3 动态特性波形

如图 6-9 所示,为样机切载时的动态特性,其中通道 3 为输出电压 Vout,通道 4 为 LLC 谐振电流 *i*_r。可以看到输出电流从 20A 增加到 190A,变化速度 100A/ms,输出电压从 14.2V 降到 12.72V 然后恢复稳定。输出电流从 190A 减小到 20A,变化速度 100A/ms,输出电压 从 14.16V 升至 15.88V 然后恢复稳定。



⁽a) 20A 切换至 190A

(b) 190A 切换至 20A

图 6-9 样机切载时的动态特性

6.2.4 效率分析

如图 6-10 为两级样机效率特性曲线。在相同的输入电压,效率会随输出电流的增大先 增大后减小。轻载效率降低是因为 Buck 电路在电感电流断续的时候没有同步整流,导致 Buck 下管损耗较大。车载 DC-DC 变换器在满载时的效率为 94%,高于要求规定的 93%, 但与第四章计算得到的额定点理论效率 96.5%相比略低。在 30%负载以及 50%负载的效率分 别为 97.4%和 96.7%,分别高于规定的 95%以及 96%



图 6-10 样机两级效率特性

# 6.3 本章小结

本章搭建了一台 3kW 的样机来进行试验,并对样机的参数以及整体结构进行了分析。 通过对额定点以及其他工作点的稳态运行的波形以及切载过程的动态特性对样机的特性进 行分析。最后比较了工况下样机的效率。



# 第七章 结论

7.1 工作总结

本文针对基于宽禁带器件的车载 DC-DC 变换器进行了研究,分析了 Buck+全桥 LLC DCX 拓扑的特性、GaN 器件的特性及其应用以及双向 LLC 变换器的实现。对设计的车载 DC-DC 变换器的损耗进行了计算,并搭建 3kW 样机,通过实验验证了之前理论分析的争取 性。具体研究内容如下:

(1)研究了 GaN 器件的特性。首先对耗尽型以及常见的增强型 GaN HEMT 的特性进行分析,并针对几种常见 GaN HEMT 的参数以及开关表现,选择了 Cascode 型 GaN HEMT 作为本文使用的开关管。随后针对其结构、开关过程、工作模态及其驱动过程中遇到的问题提出了适合的驱动设计方案。

(2) 对常见的车载 DC-DC 变换器拓扑进行比较,并选择以 Buck+全桥 LLC DCX 为主 电路拓扑。分析了 LLC 在不同情况下的工作原理,并利用交流等效模型计算出了其电压增 益特性。针对大输出电流 LLC 的 ZVS 条件进行了探究,并基于此给出了主电路的参数设计 过程。

(3) 对设计的车载 DC-DC 变换器损耗进行了计算。对 Buck 电路以及 LLC 电路两级 变换器的开关损耗以及变压器损耗分别进行计算,并且对系统的总损耗的构成进行分析。

(4)研究了双向车载 DC-DC 变换器的可行性。首先对双向 LLC 电路的反向功率传输 特性进行了探究。对其等效模型进行了分析,得到其电压增益特性,并通过仿真验证了双 向车载 DC-DC 变换器可行性。

(5) 搭建了 3kW 的样机。并对样机的参数以及整体结构进行了分析。通过对额定点 以及其他工作点的稳态运行的波形以及切载过程的动态特性对样机的特性进行分析。最后 比较了工况下样机的效率。样机满载效率达到 94%,开关频率为 320kHz,功率密度为 2.19kW/L。满足了设计要求,同时也证明之前设计的合理性。

# 7.2 创新点

本课题研究了基于宽禁带 GaN 功率器件的新能源车车载 DC-DC 变换器。本课题创新 性地提出了基于 GaN 器件的新能源车车载双向 DC-DC 变换器拓扑和控制策略。相比于传 统基于 Si 器件的车载单向 DC-DC 变换器,通过宽禁带 GaN 器件的应用和拓扑设计,不仅 有效提高了变换器的效率和功率密度,且给传统单向 DC-DC 变换器植入了双向功率传输的 功能,以备紧急停车等功能需求。

# 7.3 未来展望

对于本文的车载 DC-DC 变换器,未来需要进一步研究和完善的内容如下:

(1)变换器开关管的开关损耗和导通损耗较大,需要通过一些方法来提高系统效率。 比如尝试使 Buck 电路工作在临界断续模式进而实现 Buck 电路的软开关。或者将系统前级 由 Buck 电路变为 Boost 电路,从而提高中间母线电压进而降低高压侧整体的电流大小,由 此来实现导通损耗以及关断电流的大小。



(2) 对于 GaN HEMT 的研究与应用并不深刻。Cascode 型的 GaN 器件由于级联一个 Si MOSFET,因此开关行为与传统增强型 GaN 并不相同,这就使得本文对其的理解并不深 刻。下一步可以通过建立 Cascode 型 GaN HEMT 模型,对其开关行为进行详细的分析。同时,LLC 电路的 GaN 器件开关频率为 320kHz,这与 GaN 器件理论上可以达到的兆赫兹频率仍有一定差距。这可能是因为参数设计的不当以及平面变压器寄生电容导致的死区时间 较长等原因。通过优化 LLC 谐振腔设计以及平面变压器的设计,可以进一步提高 GaN 器件 的开关频率。

(3)工业界为了保证新能源汽车运行时候的可靠性,已开始关注车载 DC-DC 变换器 的反向功率传输。由于时间限制,本文对于反向只做了理论研究,尚未进行硬件实验。为 了满足工业界对于车载 DC-DC 变换器的要求,下一步会对双向隔离型拓扑进行更进一步的 硬件实验,从而实现在高压电池故障的情况下,车载 DC-DC 变换器快速反应,由低压侧反 向功率传输。

(4)工业界开始有厂商开始研制三端口车载充电器,通过将车载充电器以及车载 DC-DC集成成为一个三端口车载充电器来降低整个电力电子系统的体积。下一步也会基于 本文以及已发表的会议论文中积累的经验与知识,对多端口的新能源汽车 OBC (On-board Charger)+DC-DC集成电源进行研究,进而实现车载充电器的集成化。



# 参考文献

- [1] HARVEY L D D. Rethinking electric vehicle subsidies, rediscovering energy efficiency [J]. Energy Policy, 2020, 146: 111760.
- [2] WANG Y, HAO C, GE Y, et al. Fuel consumption and emission performance from light-duty conventional/hybrid-electric vehicles over different cycles and real driving tests [J]. Fuel, 2020, 278: 118340.
- [3] GAI Y, MINET L, POSEN I D, et al. Health and climate benefits of Electric Vehicle Deployment in the Greater Toronto and Hamilton Area [J]. Environmental Pollution, 2020, 265: 114983.
- [4] GEBRESLASSIE M G. Public perception and policy implications towards the development of new wind farms in Ethiopia [J]. Energy Policy, 2020, 139: 111318.
- [5] LI F-F, WU Z-G, WEI J-H, et al. Long-Term Equilibrium Operational Plan for Hydro-PV Hybrid Power System Considering Benefits, Stability, and Tolerance [J]. Journal of Water Resources Planning and Management, 2020, 146(8): 05020012.
- [6] MARTINOT E, CHAUREY A, LEW D, et al. Renewable Energy Markets in Developing Countries [J]. Annual Review of Energy and the Environment, 2002, 27(1): 309-48.
- [7] SABER A Y, VENAYAGAMOORTHY G K. Plug-in Vehicles and Renewable Energy Sources for Cost and Emission Reductions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1229-38.
- [8] ZHANG Z, CAI Y-Y, ZHANG Y, et al. A Distributed Architecture Based on Microbank Modules With Self-Reconfiguration Control to Improve the Energy Efficiency in the Battery Energy Storage System [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 304-17.
- [9] HUANG X, LIU Z, LI Q, et al. Evaluation and Application of 600 V GaN HEMT in Cascode Structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2453-61.
- [10] ZHANG W, WANG F, COSTINETT D J, et al. Investigation of Gallium Nitride Devices in High-Frequency LLC Resonant Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 571-83.
- [11] SEEMAN M D, BAHL S R, ANDERSON D I, et al. Advantages of GaN in a high-voltage resonant LLC converter [C]// 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. IEEE, 2014.
- [12] HUANG Q. Review of GaN Totem-Pole Bridgeless PFC [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017, 2(3): 187-96.
- [13] FANG X, HU H, SHEN Z J, et al. Operation Mode Analysis and Peak Gain Approximation of the LLC Resonant Converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1985-95.
- [14] JUNJUN D, SIQI L, SIDENG H, et al. Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4): 1581-92.
- [15] FANG Z, CAI T, DUAN S, et al. Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter in Battery Charging Applications Based on Time-Weighted Average Efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5469-83.



- [16] HAOYU W, DUSMEZ S, KHALIGH A. Design and Analysis of a Full-Bridge LLC-Based PEV Charger Optimized for Wide Battery Voltage Range [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4): 1603-13.
- [17] HU Z, WANG L, QIU Y, et al. An Accurate Design Algorithm for LLC Resonant Converters—Part II [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5448-60.
- [18] MUSAVI F, CRACIUN M, GAUTAM D S, et al. An LLC Resonant DC–DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5437-45.
- [19] HUANG D, JI S, LEE F C. LLC Resonant Converter With Matrix Transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4339-47.
- [20] QIAN Q, LIU Q, LI H, et al. Optimal Phase Shift Control Strategy of Buck-Boost Integrated LLC Converter Achieving Wide Input Voltage Range, MHz-frequency and High Efficiency [C]// 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2020.
- [21] LIAO Y, PENG T, SU M, et al. A Bidirectional DAB-LLC DCX to Achieve Voltage Regulation and Wide ZVS Range Capability [C]// 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe). 2020.
- [22] LIAO Y, XU G, SUN Y, et al. Single-Stage DAB-LLC Hybrid Bidirectional Converter With Tight Voltage Regulation Under DCX Operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 293-303.
- [23] JUNG J-H, KIM H-S, RYU M-H, et al. Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1741-55.
- [24] ZAHID Z U, DALALA Z M, CHEN R, et al. Design of Bidirectional DC–DC Resonant Converter for Vehicle-to-Grid (V2G) Applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 232-44.
- [25] JIANG T, ZHANG J, WU X, et al. A Bidirectional LLC Resonant Converter With Automatic Forward and Backward Mode Transition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 757-70.
- [26] LI H, WANG S, ZHANG Z, et al. A SiC Bidirectional LLC On-Board Charger* [C]// 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2019.
- [27] KUCKA J, DUJIC D. Smooth Power Direction Transition of a Bidirectional LLC Resonant Converter for DC Transformer Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6265-75.
- [28] 王勇, 佘焱, 孙佳. 电力电子技术 [M]. 上海: 高等教育出版社, 2019.
- [29] HILT O, BRUNNER F, CHO E, et al. Normally-off high-voltage p-GaN gate GaN HFET with carbon-doped buffer [C]// IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & Ics. IEEE, 2011.
- [30] YONG C, YUGANG Z, CHEN K J, et al. High-performance enhancement-mode AlGaN/GaN HEMTs using fluoride-based plasma treatment [J]. IEEE Electron Device Letters, 2005, 26(7): 435-7.
- [31] GREEN B M, CHU K K, SMART J A, et al. Cascode connected AlGaN/GaN HEMTs on SiC substrates [J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 2000, 10(8): 316-8.
- [32] SAITO W, TAKADA Y, KURAGUCHI M, et al. Recessed-gate structure approach toward



normally off high-Voltage AlGaN/GaN HEMT for power electronics applications [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2006, 53(2): 356-62.

- [33] WANG K, YANG X, WANG L, et al. Instability Analysis and Oscillation Suppression of Enhancement-Mode GaN Devices in Half-Bridge Circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1585-96.
- [34] CHEN J, LUO Q, HUANG J, et al. Analysis and Design of an RC Snubber Circuit to Suppress False Triggering Oscillation for GaN Devices in Half-Bridge Circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2690-704.
- [35] HUANG X, DU W, LEE F C, et al. Avoiding Divergent Oscillation of a Cascode GaN Device Under High-Current Turn-Off Condition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 593-601.
- [36] ZHU T, ZHUO F, ZHAO F, et al. Quantitative Model-Based False Turn-on Evaluation and Suppression for Cascode GaN Devices in Half-Bridge Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10166-79.
- [37] ZHAO F, LI Y, CHEN Z, et al. Negative Conductance Modeling and Stability Analysis of High-Frequency Oscillation Based on Cascode GaN Circuits [J]. IEEE Access, 2020, 8: 114100-11.
- [38] LIU Z, LEE F C, LI Q, et al. Design of GaN-Based MHz Totem-Pole PFC Rectifier [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 799-807.



# 毕业设计期间发表的学术论文及获得成果

# 【SCI 期刊论文】

 LI H, YANG Y, <u>CHEN J</u>, XU J, LIU M, WANG Y. A Hybrid Class E Topology with Constant Current and Constant Voltage Output for light EVs Wireless Charging Application
 IEEE Transactions on Transportation Electrification, IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021: 1–1. (SCI, 第三作者, early access)

# 【国际会议论文】

[2] <u>CHEN J</u>, FEI X, LI H, WANG Y. An 1.5-kW Dual-Stage Converter with Combined Control for V2G Application [C]// 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress and Exposition – Asia (ECCE-Asia 2021). IEEE, 2021. (交大 A 类会议,第一作者, oral presentation)

# 本科期间发表的其他学术论文及获得成果

### 【SCI 期刊论文】

[1] <u>CHEN J</u>, MI L, CHEN C P, et al. Design of foveated contact lens display for augmented reality [J]. Optics Express, 2019, 27(26). (SCI, 第一作者)

#### 【国际会议论文】

[2] <u>CHEN J</u>, MI L, CHEN C P, et al. A foveated contact lens display for augmented reality [C]// Optical Architectures for Displays and Sensing in Augmented, Virtual, and Mixed Reality (AR, VR, MR). SPIE, 2020. (交大 A 类会议, 第一作者, oral presentation)

### 【国家发明专利】

[3] 陈超平, **陈捷**, 刘浩文, 等. 基于视网膜扫描的眼内显示装置 [P]. 中国发明专利, CN110955063A. 2020-11-03. (国家发明专利授权, 第一学生作者)


## 谢辞

四年的大学生涯犹如白驹过隙,再回顾这四年,感觉自己经历了很多也收获了很多。

首先,感谢我的导师王勇教授。在毕设过程中,王勇教授倾注了大量的心血,从选题到 开题报告,从写作提纲,到一遍又一遍地指出每稿中的具体问题,严格要求,让我成功地完成了答辩。在此我表示衷心感谢。

感谢带我毕设的陆耀生学长对我在仿真模型、硬件调试以及其他专业知识上的帮助与指导,并且在我的实验和研究过程中耐心解答我的疑问,帮助我解决遇到的问题,在与他的讨论中让我学到了很多。

感谢联合汽车电子的孟凡鹏工程师和陈曲工程师在我毕设期间提供的帮助和机会。正是 因为联合汽车电子的项目才能有本课题的产生,同时也感谢他们在寒假期间为本课题提供试 验场地以及指导帮助。

感谢实验室的赵统博士、李厚基博士、毕宇轩博士、龚邻骁博士在我毕设期间对我对我 的指导和帮助,感谢彭中原、费锡鑫、杨煜志、梁家峰、邓子锋、金新宇、孔令超、吕雅诗、 梁彬、骆俊宇等学长学姐在我毕设期间的帮助,让我能够对电力电子的专业知识以及有了更 多理解,与他们的交流中我受益颇多。

最后要感谢我的父母和家人,正是因为有了他们,我才能有机会进入上海交通大学学习。 正是有了他们在生活和学习上的支持和帮助,我在才能顺利完成学业。

本科毕业后,我将加入王勇教授实验室继续攻读电力电子方向博士,希望今后五年的博 士生涯中我能在电力电子的世界中收获更多知识和成果。



## RESEARCH ON DC-DC CONVERTER OF NEW ENERGY VEHICLE BASED ON WIDE BANDGAP POWER DEVICE

Electric Vehicle (EV) has gained great popularity in recent years, mainly because EV has higher efficiency compared with traditional internal combustion engine vehicle. The source of electricity has also become more environmentally friendly, with the increasing proportion of electricity generated by renewable resources such as wind energy, hydropower and solar energy. According to Bloomberg New Energy Finance (BloombergNEF), the global EV population will reach 10 million by 2020, of which China will have 1.2 million EV. In addition, by 2040, EV are expected to account for 58% of global passenger vehicle sales and 31% of passenger vehicle ownership, according to BloombergNEF's "2020 Long Term Outlook for the New Energy Vehicle Market". However, with the popularization of EV, its problems, such as idle energy, battery management system, converter efficiency and power density limited by silicon (Si) material, are gradually exposed.

On-board DC-DC converter is part of automotive electrical system that convert the high-voltage DC current of the high-voltage power battery to the low-voltage DC current. Its role is to take power from the high-voltage power battery, and provide electricity to both the low-voltage battery and on-board electronic equipment. On-board DC-DC converter also features wide voltage range, low voltage, large current, high power density and other characteristics. Now the on-board DC-DC converters mainly use Si devices as power switches. Although Si device manufacturing technology has been very mature, traditional Si power devices have reached the intrinsic limit of Si materials, making it difficult to further improve the power density and efficiency of the converter. Therefore, researchers are eager to find a new material to achieve breakthrough of power device performance. Wide band gap devices can solve this problem well, among which gallium nitride (GaN) and silicon carbide (SiC) are the representatives.

GaN is a kind of third-generation semiconductor material. Compared with Si, GaN has wide band gap, high electric breakdown field, high electron saturation velocity, high thermal conductivity and other characteristics. GaN power devices have the advantages of high breakdown voltage, small on-resistance, fast switching speed and higher junction temperature.

For on-board DC-DC converters, smaller on-resistance means higher efficiency, fast switching speed means smaller passive components and higher power density, and high breakdown voltage, means that it can adapt to higher voltage levels. These characteristics of GaN devices enable it to further improve the performance of on-board DC-DC converters. But the mainstream GaN device on the market, GaN High Electron Mobility Transistor (GaN HEMT) has a completely different structure than Si Metal Oxidate-Semiconductor field-effect Transistor (Si MOSFET). Therefore, there are some problems, such as gate reliability, current collapse and far lower breakdown voltage than the theoretical value. At the same time, the high switching



frequency of GaN device will also lead to problems of greater switching loss, greater transformer eddy current loss and EMC. Thus, it is urgent to solve the above problems, so as to maximize the effect of GaN. Specific research contents are as follows:

The first chapter introduces the research background and significance of this topic. By referring to domestic and foreign literature, the characteristics of on-board DC-DC converter and GaN power device, as well as the latest research and application are summarized. At the same time, it is claimed that the main work objective of this paper is to design an on-board DC-DC converter based on the GaN power device. The specific performance requirements of the converter are as follows:

- 1) The input voltage range is 250V-500V
- 2) The output voltage range is 9V-16V
- 3) Rated working point: input 360V, output 14V@3000W
- 4) The efficiency of 30%, 50% and 100% load is 95%, 96% and 93% respectively

In the second chapter the characteristics of GaN devices are studied. The structure of normally on GaN HEMT is analyzed, and its principle is introduced. The generation of internal polarization and the formation of two-dimensional electron gas are explained. Commonly used GaN HEMT normally off schemes are introduced, and their parameters and switch performance are then compared. Cascode GaN HEMT is chosen as the switch used in this paper.

Then the structure, switching process and working mode of Cascode GaN HEMT are analyzed. Cascode GaN HEMT has been found to have comparable limit and gate characteristics with Si power devices, better conductivity and switch performance than Si power devices. However, in practical use, the reverse conducting period of GaN devices should be reduced, so as to reduce the reverse conduction loss and optimize the efficiency. At the same time, Cascode GaN HEMT has an intrinsic shutdown mechanism during shutdown, which can greatly reduce its interruption loss. Finally, a suitable drive design scheme for on-board DC-DC converter is presented to solve the problems encountered in driving the Cascode GaN HEMT.

The third chapter introduces the topology and control of on-board DC-DC based on GaN. In view of commonly used on-board DC - DC converter topology, phase shifted full bridge converter, LLC converter and Buck + LLC dual-stage converter are compared. For Buck + LLC dual-stage converter, it is found that by operating the Buck converter in closed loop and operating the LLC converter in open loop as a DC transformer at the resonant point, it is possible to achieve wide voltage range and electrical isolation while ensuring the high efficiency.

The working principle of LLC is analyzed and its equivalent AC model is also given. The fundamental harmonic analysis is used to carry out the voltage gain characteristics of LLC, and the characteristics of LLC in capacitive operation region, below resonant operation region, resonant point and above resonant operation region are all analyzed. It is found that LLC can realize zero voltage switching (ZVS) in primary side and zero current switching (ZCS) in secondary side when it works in below resonant region. By further analyzing the ZVS condition of LLC in the case of large output current, the parameters of LLC resonator are designed, and the parameters of Buck converter are designed.

In the fourth chapter, the loss of the on-board DC-DC converter is analyzed and calculated. The loss can be divided into switching loss, conduction loss, magnetic copper loss and magnetic ferrite loss. According to the source, the loss can be further divided into different parts. The switching loss of Buck converter consists of upper GaN HEMT's switching on loss and upper

## 基于宽禁带功率器件的新能源车 DC-DC 变换器研究



GaN HEMT's switching off loss, and the conduction loss consists of upper GaN HEMT's conduction loss, lower GaN HEMT's forward and reverse conduction loss. The loss of magnetic component includes DC copper loss, AC copper loss and ferrite loss of the inductor. The switching loss of LLC circuit includes primary side GaN HEMT's switching off loss, and the conduction loss consists of primary side GaN HEMT's forward and reverse conduction loss, and secondary side Si MOSFET's and its body diode's conduction loss. The loss of magnetic component includes DC copper loss and ferrite loss of planar transformer. When the system is working at the nominal point, the total loss of the system is 96.54W and the efficiency of the whole system is about 96.5%.

In the fifth chapter, the feasibility of bi-directional on-board DC-DC converter is studied. Both the equivalent circuit and voltage gain of bidirectional LLC circuit in the reverse operation mode are given. It is found that the reverse voltage gain is always less than 1. The feasibility of the bi-directional on-board DC-DC converter is then verified by simulation.

In the sixth chapter, a 3-kW prototype is built. The parameters and overall structure of the prototype are analyzed. The characteristics of the prototype are analyzed through the steady-state operation waveform at several working points and the dynamic characteristics when the load changes. It is found that LLC can always work in the under resonant region, and the primary ZVS can always be achieved. When the output current increases from 20A to 190A at the rate of 100A/ms, the output voltage drops from 14.2v to 12.72v and then returns to the given value. When the output current increases from 100A/ms, the output voltage rises from 14.16v to 15.88v and then returns to the given value. Finally, the efficiency of the prototype is compared. The full load efficiency of the prototype reaches 94% at rated operation point, which is higher than the design requirement of 93%. However, it is different from the calculated efficiency of 96.5%. In addition, the efficiency at 30% load and 50% load is 97.4% and 96.7% respectively. The switching frequency is 320kHz and the power density is 2.19kW/L. It shows that the designed on-board DC-DC converter basically meets the design requirements.

In summary, this paper implements an on-board isolated DC-DC converter with Buck+ Full-Bridge LLC two-stage topology based on GaN HEMT. Both the driver circuit and the main circuit parameters are designed. The paper calculates and analyzes the loss of the designed converter. At the same time, in order to realize the bidirectional operation of on-board DC-DC converter, this paper further analyzes the reverse operation process of LLC circuit, and verifies its feasibility through simulation. Finally, a 3-KW prototype was built in order to verify the feasibility of theoretical analysis and design.