

摘要

近年来新能源发电应用技术发展迅速，世界范围内均加大了对新能源产业的支持和投资，促进了海浪能、风能等清洁能源技术的进一步发展和推广。海洋波浪能作为一种清洁可再生能源，拥有广阔的应用前景。由于海浪能发电技术在电能传输与存储方面受众多因素影响，导致输出电能出现随机性和间歇性的问题，无法直接输送到电网或为用电设备供电。通常在海浪发电系统中增加储能装置可以解决此问题，双向直流-直流（DC-DC）变换器则是海浪发电机，储能装置，用电设备三者之间重要的能量传输工具。

本文以应用于海浪发电机，储能装置和用电设备之间的双向 DC-DC 变换器为设计目标，基于氮化镓高电子迁移率（GaN HEMT）功率器件对双向 DC-DC 变换器进行设计。首先，对海浪发电的整体装置结构和电机原理做了分析，说明了海浪发电输出电能随机性和间歇性的问题。为了解决此项问题，引入双向 DC-DC 变换器，对主要拓扑结构进行说明，并基于四开关式降压-升压（Buck-Boost）拓扑结构进行设计。其次，为了提升该 DC-DC 变换器的转换效率，本文应用第三代宽禁带半导体 GaN HEMT 替换传统的硅半导体场效应晶体管（Si MOS）。为了能更好的应用 GaN HEMT，将 GaN HEMT 和 Si MOS 进行对比，分析 GaN HEMT 的静态特性；搭建双脉冲开关测试平台，分析 GaN HEMT 的动态特性。再次，根据主电路拓扑结构、GaN HEMT 性能及海浪能发电用电能储能的需求给出设计指标，进行参数计算及外围控制电路设计。其中，硬件主电路包括 GaN HEMT 开关管、储能电感、滤波电容的选型，基于拓扑的需求，外围电路包括控制电路、驱动电路、采样电路和电源电路。通过采用 STM32G474 单片机作为主控制器对变换器进行数字控制，替换传统的模拟控制。分别编写模拟数字转换（ADC），高精度定时器等模块的程序，并在系统当中加入比例、积分、微分（PID）控制对电路进行闭环控制，当输出电流变化或者负载变化时可以自动调节，满足储能装置的充电要求。

最后，为了验证双向 DC-DC 变换器拓扑结构及设计的可行性，搭建基于 STM32G474 控制的双向 DC-DC 变换器的实验样机进行测试，测试出降压模式下变换器在涓流、恒流和恒压下稳定输出 24V 为储能设备充电；升压模式下从轻载到满载稳定输出 32V 电压。本实验验证了该双向 DC-DC 变换器能够对储能蓄电池进行恒定充电及对负载进行稳定供电。

关键词：海浪发电，双向 DC-DC 变换器，四开关 Buck-Boost 拓扑，GaN 功率器件，数字控制

Abstract

In recent years, the application and development of new energy generation technologies have been rapid, with increased support and investment worldwide in the new energy industry, promoting further development and adoption of clean energy technologies such as wave energy and wind energy. Ocean wave energy, as a clean and renewable energy source, has broad application prospects. However, the output of wave energy generation technologies is affected by various factors, leading to the issue of randomness and intermittency in electricity generation, making it difficult to directly integrate into the grid or supply power to electrical devices. To address this issue, energy storage systems are typically integrated into wave energy systems, with bidirectional DC-DC converters serving as crucial tools for energy transfer between different components.

This article focuses on the design of a bidirectional DC-DC converter for use between wave energy generators and energy storage systems, based on Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor (GaN HEMT) technology. The article first analyzes the overall structure and principles of wave energy generation systems, highlighting the issues of randomness and intermittency in output electricity from wave energy. To tackle these issues, a bidirectional DC-DC converter is introduced, explaining its main topology and designing it based on a four-switch Buck-Boost structure. Furthermore, to improve the efficiency of the DC-DC converter, third-generation wide-bandgap semiconductor GaN HEMTs are employed to replace traditional silicon MOSFETs. Comparative analyses are conducted between GaN HEMTs and Si MOSFETs in terms of their static and dynamic characteristics. Moreover, based on the main circuit topology, GaN HEMT performance, and the energy storage requirements of wave energy generation, design criteria are established, including parameter calculations and peripheral control circuit designs. The hardware main circuit comprises GaN HEMT switching transistors, energy storage inductors, and filtering capacitors, while the peripheral circuit includes control circuits, drive circuits, sampling circuits, and power supply circuits. A STM32G474 microcontroller is utilized for digital control of the converter, replacing traditional analog control methods. Programs for modules such as analog-to-digital conversion (ADC) and high-precision timers are written, incorporating proportional-integral-derivative (PID) control for closed-loop control of the circuit,

allowing automatic adjustment in response to changes in output current or load, meeting the charging requirements of the energy storage system.

Finally, to validate the feasibility of the bidirectional DC-DC converter topology and design, an experimental prototype controlled by STM32G474 is constructed and tested. The experiments demonstrate stable charging of energy storage devices at 24V in buck mode under trickle charge, constant current, and constant voltage conditions; in boost mode, the converter stably outputs 32V voltage from light load to full load. The experiment confirms that the bidirectional DC-DC converter effectively provides consistent charging to energy storage batteries and stable power supply to loads.

Key Words: Wave power generation, Two-way DC-DC converter, Four-switch Buck-Boost converter, GaN HEMT, Digital control

目 录

1 绪论	1
1.1 课题研究背景及意义	1
1.2 GaN 器件与双向 DC-DC 变换器研究现状	1
1.2.1 GaN 器件研究现状	3
1.2.2 双向 DC-DC 变换器研究现状	1
1.3 本文研究意义和内容安排	5
1.3.1 本文的研究意义	5
1.3.2 本文的内容安排	6
2 海浪发电系统整体介绍	7
2.1 海浪能发电装置结构简介	8
2.2 直线旋转永磁电机的基本结构	9
2.2.1 电机的基本结构	9
2.2.2 电机运行原理	10
2.3 海浪发电输出电能分析	11
2.4 双向 DC-DC 电源拓扑选择	13
2.4.1 双向半桥拓扑	13
2.4.2 双向全桥拓扑	14
2.4.3 双向 Buck-Boost 拓扑	15
2.4.4 四开关 Buck-Boost 拓扑	15
2.5 本章小结	18
3 GaN 功率器件特性分析	19
3.1 GaN 的静态特性	19
3.1.1 GaN 的静态特性参数	20
3.1.2 GaN 的静态特性分析	21
3.2 GaN 的动态特性分析	23
3.2.1 双脉冲测试平台原理	23
3.2.2 测试平台搭建	26
3.2.3 GaN 开通、关断分析	29
3.3 本章小结	31
4 变换器分析与设计	32
4.1 变换器的硬件设计	32
4.1.1 主电路设计	33
4.1.2 控制电路设计	35
4.1.3 驱动电路设计	36
4.1.4 采样电路设计	38

4.1.5 电源电路设计	40
4.2 变换器的软件设计	40
4.2.1 系统资源配置	40
4.2.2 系统主程序设计	41
4.2.3 系统 ADC 采样程序设计	42
4.2.4 PWM 程序设计	44
4.2.5 电压电流 PI 程序设计	47
4.3 本章小结	49
5 实验验证与结果分析	50
5.1 实验电路	50
5.2 实验波形与分析	52
5.3 本章小结	56
6 总结与展望	57
6.1 总结	57
6.2 展望	58
参考文献	59
致 谢	64
在学期间发表的论文及成果	65

1 绪论

1.1 课题研究背景及意义

世界人口不断增加伴随着的是资源与环境问题越来越得到重视。石油，煤炭等化石能源随着各国经济状况的提升，其消耗也在日益提升，面临这枯竭的问题，同时带来的就是雾霾等污染环境问题。因此国家制定了到 2030 年实现“碳达峰”的目标，国内产业转型正在逐步推进，新能源产业得到了飞速的发展^[1]。诸如风能、地热能、海浪能、太阳能等新能源产业得到了充足的发展。海浪能发电也是一种清洁可再生能源，拥有广阔的应用前景。但是海浪发电系统单机容量小，能量密度低，当环境气候变化时对其影响较大，因此具有随机性，间歇性和发电质量低的特点^[2]。

在海浪发电系统中配置能量存储装置，可以有效解决发电的随机性和间歇性带来的影响。通过储能技术的运用，海浪发电系统可以更灵活地调节能源的利用，使得系统整体运行更加平稳可靠^[3]。

直流（DC）变换器是在新能源海浪发电机，储能装置和用电设备之间的双向能量传输工具。传统做法上，通过并联两个单向 DC 变换器就可以实现能量的双向传输。其中一个 DC 变换器实现发电机输出端到能量存储输入端，另一个 DC 变换器实现能量输出端到负载用电端^[4]。然而，这种并联方式在海浪发电系统中存在一些问题，包括成本和体积增加。为了优化这种情况，可以考虑将两个单向 DC 变换器合并成一个双向 DC 变换器，因此双向 DC 变换器就此诞生。双向 DC 变换器不仅控制能量流动方向和输出大小，还能使海浪发电系统具备了更高的灵活性和智能性^[5]。总的来说，双向 DC 变换器在提高效率、减小体积和降低成本方面相较于传统的两个单向 DC 变换器并联具有突出优点。

因此，本文基于海浪发电系统的工作环境，设计双向 DC-DC 变换器，并且在双向 DC-DC 变换器中运用 GaN HEMT 功率器件进一步提升变换器的工作效率。本文的设计研究对于海浪发电系统中的双向 DC-DC 变换器有很大的参考价值。

1.2 GaN 器件与双向 DC-DC 变换器研究现状

1.2.1 双向 DC-DC 变换器研究现状

1979 年引入 DC-DC 变换器的概念标志着功率电子领域的重要进展^[16]。最初的 DC-DC 变换器确实只能实现单向能量流动，无法反向。在某些工作场合，如

果需要能量双向流动，一种常见的解决方法是采用反向并联两个单向 DC-DC 变换器的方式，这种做法只需要在不同工作的场合，分别控制两个变换器就可以让能量从左到右和从右到左。这种做法的优点就是控制起来方便，但是缺点是一个变换器工作时另一个暂停工作可能导致资源浪费是一个重要问题。这种方式的控制相对简便，但无法实现同时双向能量传输，因此会造成一部分资源的浪费。将两个单向变换器反向并联确实会增加元件数量，从而增加整体装置的体积和重量。这会对一些对体积和重量有严格要求的应用造成不便，也可能增加系统的成本和复杂度。而集成化和小型化才是当今科技发展的趋势。为了解决这个问题，双向 DC-DC 变换器由此诞生，进而实现了能量的双向流动。当双向 DC-DC 变换器正向工作时，能量流向方向为从左到右；当变换器反向工作时能量流向方向为从右到左。双向 DC-DC 变换器的优点在于结构上只用了一个变换器，整个装置的元器件就减少了，大大降低了体积和体重。同时，将整流管应用与变换器当中实现同步整流，可以将开关管的通态损耗进一步降低。

升/降压型（Buck-Boost）变换器可以实现电压的升降压功能，但是输出的功率方向有所不同，常常用于双电源系统，不适合便携式电子设备的使用。在海浪发电和储能装置等应用中，双向 DC-DC 变换器是必不可少的电力电子连接设备。它可以实现能量的双向传输，将海浪发电装置提供的电能转换为适合储能装置储存的电能，并在需要时将储能装置释放的电能转换为适合使用设备的电能。双向 DC-DC 变换器在实现能量的高效转换和管理方面具有关键影响。国内外的专家和教授对双向 DC-DC 变换器进行了广泛的研究，主要集中在改变拓扑结构和控制算法方面。通过改进和创新的拓扑结构，可以提高变换器的效率、功率密度和可靠性。而优化的控制算法可以实现输出电压和电流的精确控制，提高系统的响应速度和稳定性^[17]。

为了适应更多的应用环境，国内外专家们基于已现有基本拓扑设计出了许多新型拓。2006 年，哈尔滨工业大学孙铁成针对传统全桥移相 PWM 零电压零电流 DC-DC 变换器存在的缺点，提出一种在副边利用无源钳位电路的新型全桥移相 PWM DC-DC 变换器^[18]。可以有效地实现超前桥臂开关管的零电压开关,以及滞后桥臂开关管的零电流开关。2011 南京航空航天大学陈武通过在变换器中引入谐振电感和钳位二极管，使得开关管在较宽的负载范围内实现零电压开关,并且消除输出整流二极管上的电压尖峰^[19]。2013 年陈永清提出一种输出带耦合电感的变换器拓扑。确保储能装置中的能量能够有效地流经滞后桥臂开关管的并联二极管，实现变换器中滞后桥臂开关管的零电流关断零电压开通^[20]。2018 年天津工业大学付贤松提出了一种应用于升压型 DC-DC 变换器的新型软启动电路。该电路中利用

MOS 管作为恒流源对输出电容进行预充电，双反馈环路对充电电流进行精确输出，并且利用控制模块对软起动过程进行控制^[21]。2023 年福州大学周明珠提出一种非隔离型软开关高增益准 Z 源 DC-DC 变换器。该变换器具有输入电流连续、输入与输出供地、高电压增益以及开关器件应力小等优点^[22]。

除了在双向 DC-DC 变换器的拓扑结构不断进行优化外，对于变换器所使用的控制方法也是非常重要的。一种优秀的控制方法能够提升变换器的集成性、高效性、灵活性，在缩小体积的同时，效率也能够提升。近年来，人们对开关电源控制系统的设计逐步由不灵活的模拟控制转向灵活的数字控制。因为海浪发电的随机性和不确定性，利用数字控制能更好的根据不同情况而使用不同的控制算法。K Higuchi 等率先提出了一种高阶近似的二自由度的数字控制器，以提升传统双向 DC-DC 变换器的带宽与鲁棒性^[23]。周雪松等提出一种基于改进型线性自抗扰控制的双向 DC-DC 变换器调节方案^[24]。可以有效解决多源扰动下独立海浪储能系统直流母线电压的稳定控制问题。美国弗吉尼亚大学的 Fred.Lee 教授对电力电子和数字化控制的设计有很高的造诣，密歇根大学则着重研究 DC-DC 变换器中多能源管理问题^[25]。

海洋蕴藏着丰富的能源，近年来由于国家大力发展新能源，海浪发电储能技术得到了充足的发展。适用于海浪发电储能技术的双向 DC-DC 变换器也越来越受到国内外学者的关注，变换器的拓扑结构和控制方法也向着海浪发电技术的适用性发展。

1.2.2 GaN 器件研究现状

半导体材料的发展历程对电子技术和现代信息产业的发展起到了至关重要的作用。第一代半导体材料如硅(Si)和锗(Ge)的出现取代了笨重的电子管，推动了集成电路的发展，使得电子设备更加小型化、高效化和可靠化。随着科学技术的不断进步，第一代半导体材料逐渐被第二代半导体材料如砷化镓(GaAs)、磷化铟(InP)等所取代。第二代半导体器件，如绝缘栅双极晶体管(IGBT)，奠定了 20 世纪信息光电产业的基础，提升了功率器件的性能和效率^[6]。目前，半导体材料的发展已经进入到第三代宽禁带半导体材料阶段，包括氮化镓(GaN)、碳化硅(SiC)等。这些第三代宽禁带半导体材料具有禁带宽度大、抗辐射能力强、击穿电场强度高、耐高温等优势，使得制作的宽禁带功率器件具有更优异的性能，如电子迁移率、饱和电子速度和击穿电场等方面都有显著提升^[7]。因此，第三代宽禁带半导体材料的出现和应用，将进一步推动电子技术的发展，促进新型高性能电子器件的涌现，为现代信息产业的进步和创新提供了有力支持。

GaN 器件晶体管结构如图 1.1 所示。这种结构通常是在 SiC 或 Si 衬底上生长

的，在 SiC 或 Si 衬底上进行外延生长 N 型 GaN 缓冲层和 P 型 AlGaIn 势垒层，形成 AlGaIn/GaN 异质结构。这种异质结构具有较大的能带偏移，能够形成二维电子气层在 AlGaIn 和 GaN 之间。这个二维电子气层在材料中具有高电子迁移率，可以用作导电沟道。接下来，在 AlGaIn 层上通过沉积形成肖特基接触的栅极（G）、源极（S）和漏极（D）。这些接触经过高浓度掺杂并与沟道中的二维电子气相连，形成欧姆接触^[8-9]。这样就可以通过栅极对沟道中的二维电子气进行控制，实现晶体管的开关功能^[8-9]。

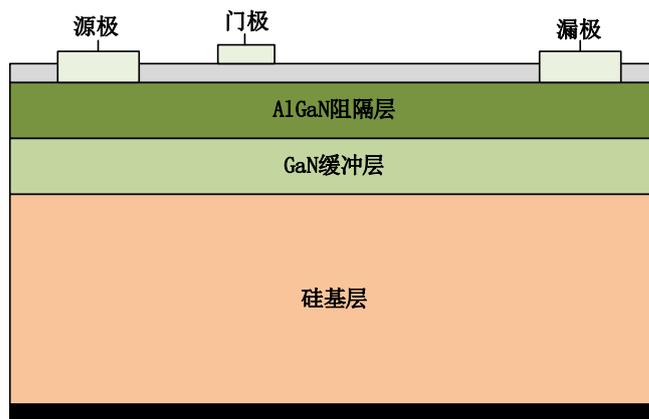


图 1.1 GaN 器件晶体管结构

GaN 材料制备需要在相当严格的工艺条件下进行，并且对衬底的选择也非常重要。GaN 材料的制备主要分为两种类型，一种是基于外延生长的 GaN 单晶材料，另一种是垂直型 GaN 结构。对于外延生长的 GaN 单晶材料，通常需要使用硅或蓝宝石等作为衬底材料，而对于垂直型 GaN 结构，GaN 本身可以作为衬底材料。拥有如此优异的性能，使得 GaN 材料的制备和应用成为当前研究和产业界的热点之一。

GaN 功率器件拥有更高的开关频率，在几兆赫兹的情况下，依然能够保证电路的平稳运行，效率也高出传统开关器件不少。GaN 功率器件的应用主要在低中功率的工作场合，一般电压在 650V 以下，功率在 10kW 以下。第一款氮化镓晶体管由美国在 1998 年研制出，随后在 2009 年宜普公司推出了商用氮化镓器件，氮化镓从此进入商用阶段^[10]。2014 年，美国 Transphorm 公司利用 GaN 器件成功研制出功率为 1kW 的单相变频器，应用于车体电机和驱动控制^[11]。2015 年，GaN Systems 公司与 DRS 技术公司采用 GaN 研制出车载逆变器，从实验结果看出能源利用率明显得到提升^[12]。2018 年，EPC 推出的 2 款 GaN 器件首次获得汽车 AEC-Q101 认证，主要应用于高强度汽车前灯^[13]。在国内，2015 年，国务院发了《中国制造 2025》，其中四次提到了以碳化硅、氮化镓为代表的第三代半导体功

率器件^[14]。2017年北京、江苏、山东和广东等地相继出台了一系列相关政策，旨在促进化合物半导体产业的发展。这些政策为该行业提供了支持和激励措施，以推动中国在第三代半导体领域的发展。这些地区建立了完善的研发机构、产业链和生态系统，吸引了大量的人才和资本投入，推动了中国第三代半导体产业的发展^[15]。因此，目前在国内氮化镓上下游产业链的布局也在渐渐完善，消费级 GaN 快充电源市场和车规级 GaN 充电市场也迎来需求的增长。安克公司推出了首款内置 GaN 原件的 USB PD GaN 充电器，与苹果 5W 充电器相比，体积并没有大多少，功率却大了 5 倍以上。如图 1.2 所示为几款不同封装的 GaN 实物图。可以预见，在不久的将来 GaN 将会得到一个充足的发展，拥有一个光明的未来。



图 1.2 GaN 功率器件实物图

1.3 本文研究意义和内容安排

1.3.1 本文的研究意义

海浪发电装置的原理是将海洋波浪能通过海浪发电机转化为电能，也就是机械能转化为电能。但是海浪的大小受天气影响较大，因此装置在运行时具有很强的随机性和间歇性，所以海浪发电机发出来的电能不连续不稳定。利用储能装置可以解决此问题，因此设计双向 DC-DC 变换作为海浪发电机，储能装置和用电设备三者之间的能量传输工具，当海浪发电机的功率输出不足，没有输出功率时，储能装置可以为负载持续供电；当海浪发电机功率输出充足，负载暂停工作时，电机可以为储能装置充电。并且在本文的研究中，双向 DC-DC 变换器的功率开关管不再使用传统的 Si MOS 开关管而是运用第三代半导体 GaN HMET 功率器件，该功率器件具有更快的开关速度和更低的功率损耗，应用于双向 DC-DC 变换器当中能进一步提升变换器的效率，这在海浪发电以及等等新能源发电的长远发展中具有很大的研究意义。

1.3.2 本文的内容安排

本文主要分为六章，各章节的工作安排如下：

第一章主要说明了从第一代半导体材料发展到现在的第三代半导体材料的历程，并且利用第三代半导体材料研制出 GaN HEMT 器件，相比于 Si MOS 有着许多优秀性能。概括了双向 DC-DC 变换器从复杂的结构研究到现在简单易懂的拓扑，以及众多学者对变换器的控制方式展开了深入研究。

第二章概括了海浪发电系统的整体装置以及直线旋转永磁电机发电的原理，并分析海浪电机输出电能的问题。为解决问题引入储能装置，而本文设计的双向 DC-DC 变换器是三者之间的重要工具。因此分别对四种双向 DC-DC 变换器的拓扑结构进行说明，根据海浪发电系统的特点以及储能装置的特点，最终选择四开关 Buck-Boost 拓扑结构作为双向 DC-DC 变换器的主电路。

第三章为了能够更好的发挥 GaN HEMT 的优越性能，首先对 GaN HEMT 的静态性能进行分析。包括电气特性、转移特性和输出特性等静态特性。同时，设计搭建了双脉冲开关测试平台对 GaN HEMT 进行动态性能测试，分析 GaN HEMT 在开通和关断时的特点，以便后续更好的应用。

第四章的主要内容是基于四开关 Buck-Boost 拓扑结构的硬件电路设计和软件程序设计。硬件电路分别对主电路和外围电路设计，硬件主电路包括 GaN HEMT 开关管、储能电感、滤波电容的选型；外围电路包括控制电路、驱动电路、采样电路和电源电路。变换器的软件程序设计部分选择主控芯片为 STM32G474，根据芯片外设资源和软件设计要求对芯片外设资源进行分配。接着分别对 STM32 中的 ADC 模块、高精度定时器模块等相关外设进行配置，最后利用 PID 反馈调节控制器将电路闭环控制。

第五章在前四章分析的基础上先制作出 MCU 控制电路板、GaN HEMT 驱动电路板和主功率电路板，然后将三块电路板进行焊接组装出双向 DC-DC 变换器实验样机。接着将编写的程序烧入到 STM32G4747 芯片当中，样机设计完成。将样机接入电源，示波器以及负载，根据功能需要对样机进行调试与实验分析，实验验证了该双向 DC-DC 变换器能够对储能蓄电池进行恒定充电及对负载进行稳定供能。

第六章对本次研究的课题进行总结与展望，并思考课题设计当中的不足和需要继续改进的地方。

2 海浪发电系统整体介绍

海浪能发电机大多都是处在海洋当中，通过捕获海浪的动能转化为机械能再通过海浪发电机转化为电能。而当海面风平浪静时，海浪的动能不足以提供负载所需要的电能，又因为海洋远离陆地缺乏电网的支撑，所以其随机性和不稳定性容易导致对用电设备的安全稳定运行和电能质量带来不利影响。针对此影响大多采用储能装置进行功率波动抑制和为负载持续稳定供电，在储能装置和海浪发电机之间还需引入双向 DC-DC 变换器，使得海浪发电机的输出电压能够转换为为储能装置充电电压，储能装置的能够输出合适的电压为负载供电^[26-27]。综合上述要求设计海浪发电系统框图如图 2.1 所示。

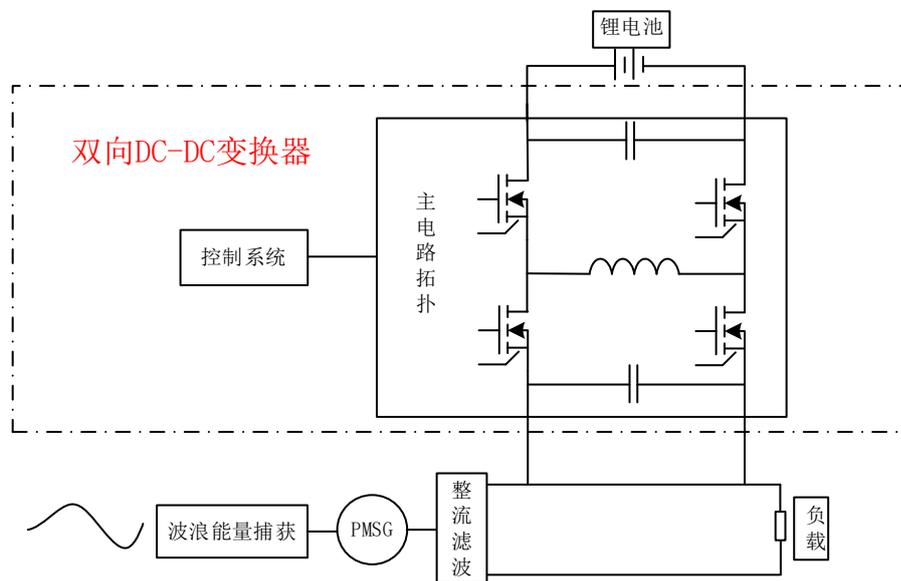


图 2.1 海浪发电系统框图

海浪能发电系统的工作过程总结在了四个阶段中：一是捕获海浪和收集势能阶段，这个阶段的主要目的是将海浪能量有效地收集起来；二是海浪能转换为机械能阶段，这种转换使得海浪的能量被进一步转化为电能的前提条件；三是电能传输阶段，在这个阶段，通过海浪发电机的转换，产生的电能经过整流滤波处理后输出直流电。四是储能阶段，在这个阶段，经过整流滤波和双向 DC-DC 电源的处理后，将平稳无杂波的电能存储到储能装置中。

第一阶段，通常利用浮子来俘获海浪进行上下和左右运动时的振荡动能和波浪势能。第二阶段，海浪的动能和势能带动永磁直线旋转电机的定子做旋转、直线或者螺旋运动，此时电机将海浪的动能转换为电能进行发电。第三阶段，永磁直线旋转电机发出来的电通过整流滤波之后输出直流电，直流电通过双向 DC-DC 电源进行电能变换之后，升降至合适的电压。第四阶段，电能经过整流滤波和双

向 DC-DC 电源的处理之后，将平稳，无杂波的电存储到储能装置中供负载适使用。

2.1 海浪能发电装置结构简介

捕获海浪能有多种方式，就全球范围内来看已研制出液压式、气压式、机械式和直驱式四种捕获海浪的方式的海浪发电装置。在这四种方式中只有直驱式海浪发电装置采用一级能量转换技术。而前三种均是通过多级能量转化机构，才能最终驱动直线旋转永磁电机。多级能量转化机构就不可以避免存在能量损耗，效率低的问题。因此，直驱式海浪发电装置的转换效率和可靠性明显高于其他三种。采用直驱式海浪发电装置和储能系统进行结合所得到的用电效率将会显著提高^[28-29]。

如图 2.2 所示是本设计整体中直驱式海浪发电装置结构图。从图中可以看出直驱式海浪能发电装置包括浮子、外壳、内置直线旋转电机和固定锚。浮子通过多自由度连杆连接动子部分，利用波浪的水平运动来实现浮子的旋转，从而驱动旋转模块进行旋转运动。同时，浮子的上下运动通过刚性连杆带动动子部分，使直线旋转电机做直线和水平旋转运动。海水中通常蕴含着多种元素，直线旋转电机容易被侵蚀，外壳就起到了保护直线旋转电机的作用，抵抗外来的影响。

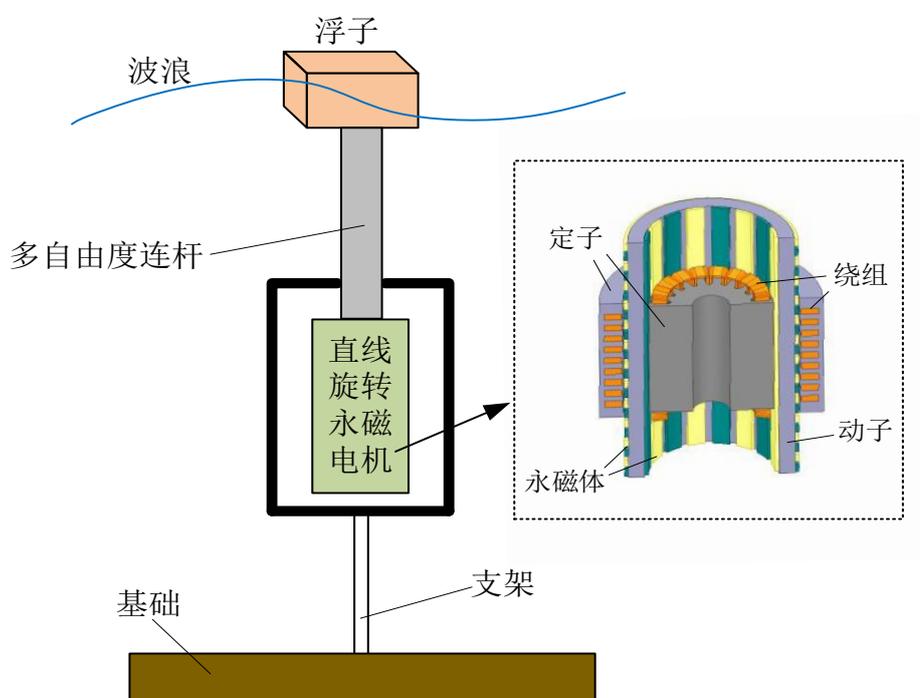


图 2.2 直驱式海浪发电装置结构图

2.2 直线旋转永磁电机的基本结构

在海浪发电系统中永磁直线旋转电机作用是将浮子传递过来的机械能转化为电能，是波浪发电系统当中的核心装置。

2.2.1 电机的基本结构

如图 2.3 所示为直线旋转永磁电机的三维结构剖面图，从图中可以看出，内外双定子和一个中间动子组成了该电机的基本结构。外定子是由圆环形硅钢片叠加而成的部分，通常具有定子槽。在定子槽中放置了环形饼式绕组，用于产生磁场。内定子通常是放置了集中式绕组的部分。内定子的设计可以有不同的形式，但在这种结构中，它通常与外定子相对应，以产生所需的电磁场。中间部分的动子由环形外永磁体、瓦形内永磁体和动子轭铁芯组成。外永磁体和内永磁体通常用于提供磁场，而动子轭铁芯则用于连接这些永磁体，并提供机械支撑。动子轭和铁芯的内外表面分别设置了内外永磁体，这样可以增加永磁直线旋转电机的稳定性和可靠性。如图 2.4 所示，图（a）为该永磁直线旋转电机的二维旋转单元结构图，图（b）为电机的二维直线单元结构图。

电机的直线部分由外永磁体和外定子结构组成，采用筒型结构和集中式饼状绕组。这种设计可以实现较高的效率和稳定的运转。电机的旋转部分由内永磁体和内定子组成，同样采用筒型结构和集中式饼状绕组。内永磁体也采用稀土永磁材料，使得电机具备强大的磁场生成能力^[30-31]。

集中式绕组使用突极定子，通常采用矩形线圈形式，这种设计适用于需要高转速和较大功率输出的应用；相比之下，分布式绕组的电机没有凸形极掌，通常采用隐极性绕组。据布线排列形式，分布式绕组可以进一步分为同心式和叠式。同心式分布式绕组中，每个线圈都被安排在同一磁通路径上，使得磁场更加均匀。而叠式分布式绕组中，每个线圈由多层线圈叠加而成，可以提供更高的电感和更复杂的磁场分布^[32-33]。

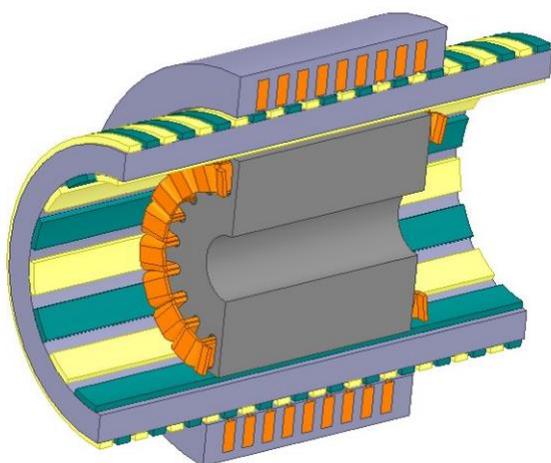
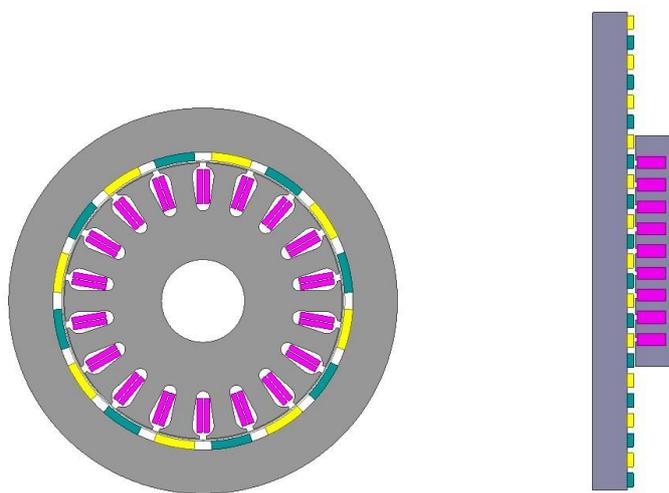


图 2.3 直线旋转永磁电机



(a) 二维旋转单元结构图 (b) 二维直线单元结构图

图 2.4 电机旋转单元与直线单元二维结构图

2.2.2 电机运行原理

永磁直线旋转电机产生电能的原理是电机内部的内外动子切割电机内磁场，根据法拉第电磁感应原理，在发电机的直线模块绕组和旋转模块绕组中的导线形成感应电动势^[34-35]。

如何判断电动势的位置，可以利用楞次定律和右手定则这两个电磁感应定律来判断。电磁感应定律通过大量实验总结出如下公式：

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (2-1)$$

在式 (2-1) 中, N 是代表线圈的匝数, Φ 是代表磁通变化量, 单位为 Wb , t 是代表发生变化所用的时间, 单位为 s , e 代表产生的感应电动势, 单位为 V 。

$$e = -BLV \sin \theta \quad (2-2)$$

导线切割磁感线的运动情况可以用公式 (2-2) 来表示, B 表示磁感应强度、 L 表示导体长度、 V 表示切割磁感线运动的速度, V 和 B 方向的夹角用 $\sin \theta$ 表示。

$$E_m = nBS \quad (2-3)$$

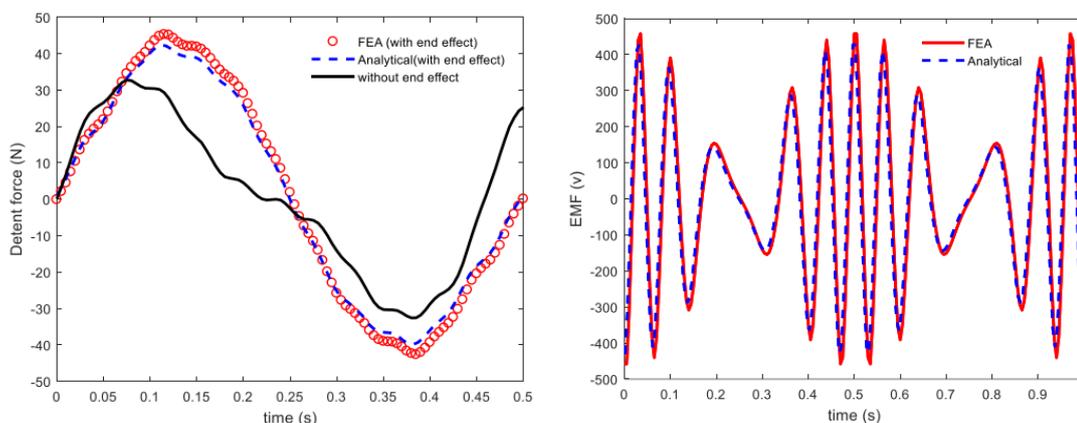
$$E = -BL^2 \omega / 2 \quad (2-4)$$

在公式 (2-3) 中, E_m 是感应电动势的峰值, 公式 (2-4) 中 ω 表示角速度单位是 rad/s 。

如果将直线单元和旋转耦合的部分忽略的话, 则直线旋转永磁电机就可以看作是永磁同步旋转电机和一台永磁同步直线电机的合成。

2.3 海浪发电输出电能分析

用电设备能否正常工作除了提供给充足的电能, 电能的稳定性也起到了非常关键的作用。如图 2.5 所示为海浪发电机输出电能波形图。



(a) 海浪发电输出电能谐波波形图

(b) 海浪发电输出电能断续波形图

图 2.5 海浪发电输出电能波形图

从图 2.5 (a) 中可以看出, 海浪发电输出的电能波形中含有大量的谐波。谐波的产生是电流中的正常现象, 指的是电流中含有频率为基波的整数倍的电量^[36]。一般用 HRU_n 表示谐波信号的 n 次谐波电压含有率, 如公式 2-5 所示。

$$HRU_n = \frac{U_n}{U_1} \times 100\% \quad (2-5)$$

式中 U_n 是谐波信号的第 n 次谐波电压有效值， U_1 是谐波信号基波电压的有效值。

用 HRU_n 来表示电网谐波信号 n 次谐波电流含有率，如公式 2-6 所示。

$$HRU_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100\% \quad (2-6)$$

式中 I_n 是谐波信号的第 n 次谐波信号电流有效值， I_1 是谐波信号基波电流的有效值。

可以用 U_H 表示谐波电压信号含量， I_H 表示谐波电流含量。分别如公式 2-7 和 2-8 所示

$$U_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} \quad (2-7)$$

$$I_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (2-8)$$

定义谐波信号的电压和电流谐波总畸变率分别为 THD_u 和 THD_i ，如公式 2-9 所示。

$$THD_u = \frac{U_H}{U_1} \times 100\% \quad (2-9)$$

$$THD_i = \frac{I_H}{I_1} \times 100\% \quad (2-10)$$

因此，过多的谐波产生会极大影响用电设备的正常运行甚至损坏设备。本文提出的海浪发电整体系统包括了基于浮子的机械部分，海浪永磁直线旋转电机的电机部分和变换器的电路部分。每个部分都会产生一定量的谐波，累加起来过大的谐波可能会对整个系统产生影响，严重时甚至会对工作人员造成损伤^[37]。

另外，通常海浪发电系统的应用环境在偏远的海岛地区，人烟稀少远离内陆的电网。设备的电能供应直接来自海浪发电系统，而海浪发电系统的发电能量来源于浮子对海浪机械能的捕获^[38]。海浪动能的太小容易受天气影响，当海浪波动较大时，海浪发电机瞬间会产生电压突变。若电压过大超过用电设备的承受电压，会造成设备的损毁。若电压过小，达不到用电设备的电压要求，设备就无法运行。因此海浪发电系统中，电机输出电能的不稳定也是海浪发电输出电能的一个关键问题^[39]。

若要解决上述问题，在海浪发电机的输出端接入储能设备则可以很好的解

决。因此，需要对海浪发电机的电能进行后续处理和转换。双向 DC-DC 变换器是海浪发电机、储能设备和用电装置三者之间重要的能量传输部件^[40-41]。电机输出的电能通过变换器可以存储在储能设备之中，储能设备通过变换器可以为用电设备供电。变换器可以有效的降低谐波对用电设备的影响，储能设备也能降低系统的不稳定性^[42-43]

2.4 双向 DC-DC 电源拓扑选择

根据隔离情况，双向 DC-DC 变换器的拓扑结构可分为隔离型和非隔离型两种。常见的非隔离型拓扑结构包括双向 Buck-Boost 变换器、四开关 Buck-Boost 变换器等^[44-45]；而隔离型常用的拓扑结构则包括双向半桥变换器、双向全桥变换器等。隔离型拓扑和非隔离型拓扑最明显的区别就是是否有电气隔离，就是利用变压器作为中间装置将变换器的输入端和输出端进行电气隔离，通常使用于功率较大的场合^[46-47]。非隔离型的拓扑结构即没有电气隔离，结构较隔离型也会简单些，使用于小功率不需要电气隔离的场合。下文将会对这四种拓扑结构作介绍，并根据设计所需选择合适的拓扑。

2.4.1 双向半桥拓扑

双向半桥直流变换器如图 2.6 所示，该拓扑结构分为半桥结构和双向 Boost 并联结构，分别在左边和右边，接下来介绍一个周期内的四种工作模式如下描述：模式一中， Q_1 和 Q_4 导通， Q_2 和 Q_3 关断，变压器原边 T_1 电压由电容 C_1 提供，电压上正下负，副边 T_2 侧感应到电流从上端流出，通过电感 L_1 给电容 C_3 充电，电流经过 Q_4 续流；模式二中， Q_1 和 Q_2 关断， Q_3 和 Q_4 导通，变压器 T_1 无电压，电流分别经过 L_1 、 L_2 、 Q_3 、 Q_4 续流；模式三中， Q_2 和 Q_3 导通， Q_1 和 Q_4 关断，变压器原边 T_1 电压由电容 C_2 提供，电压下正上负，副边电流从 T_2 下端流出，经过 L_2 给 C_3 充电，电流经过 Q_3 续流；模式四与模式二相同。当能量从右往左时，模式一中， Q_1 和 Q_2 关断， Q_3 和 Q_4 导通， L_1 和 L_2 两端的电压由 V_2 提供，电流方向为从右往左， C_1 和 C_2 由 V_1 提供稳定电压；模式二中， Q_1 和 Q_4 导通， Q_2 和 Q_3 关断，副边 T_2 上的电压由 V_2 提供，感应到 T_1 端，电流从上端流出给 C_1 充电， L_2 继续由 V_2 供能；模式三与工作状态相同；模式四中， Q_2 和 Q_3 导通， Q_1 和 Q_4 关断，变压器副边 T_2 持续接收来自 V_2 和 L_2 的电压，感应到 T_1 端，电流从 T_1 下端流出，经过 Q_2 给 C_2 充电^[48]。

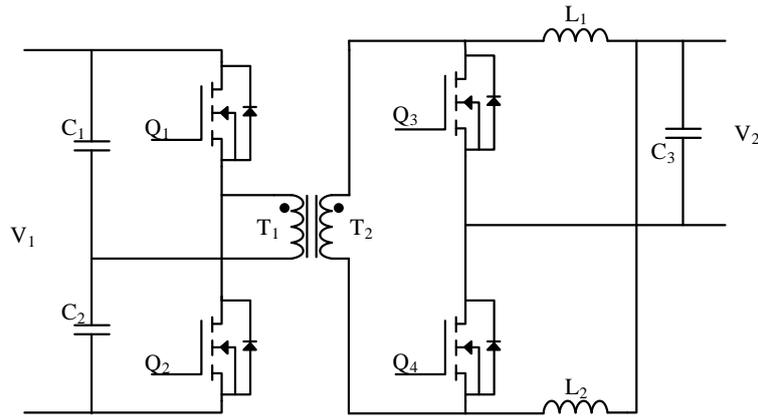


图 2.6 双向半桥直流变换器

双向半桥变换器拓扑的优点就是变压器没有中间抽头，但是变压器有偏磁问题，需要隔离驱动，通常应用中功率场合^[49]。

2.4.2 双向全桥拓扑

如图 2.7 所示为双向桥式直流变换器，该拓扑结构分为电压型全桥电路和电流型全桥电路分别在左侧和右侧。左侧 Q_1 和 Q_4 导通时，则右侧 Q_5 和 Q_8 导通；左侧 Q_2 和 Q_3 导通时，则右侧 Q_6 和 Q_7 导通。当能量从 V_1 向 V_2 方向传输时， Q_1 和 Q_4 导通时电感 L_1 中储存的能量从左向右增长； Q_1 关断， Q_4 和 Q_3 为变压器中的电流续流，电感 L_1 中的电流经 $Q_5\sim Q_8$ 续流，且逐渐下降。当能量从 V_2 向 V_1 方向传输时，电感中的电流变成从右向左流动， $Q_5\sim Q_8$ 同时开通，电感电流逐渐增加，在关断 Q_6 和 Q_7 之后，电感电流经 Q_5 和 Q_8 从变压器副边 T_2 上端流入，从变压器原边 T_1 流出，经过 Q_1 和 Q_4 到 V_1 端，电感 L_1 中的电流在 V_1 作用下逐渐减小，其中 Q_1 和 Q_4 可以在同步整流的方式下工作。当能量从 V_1 向 V_2 方向传输时，利用 C_4 和 Q_9 可以实现电压型全桥直流变换器的 ZVZCS 工作方式，提高变换器的传输效率^[50]。

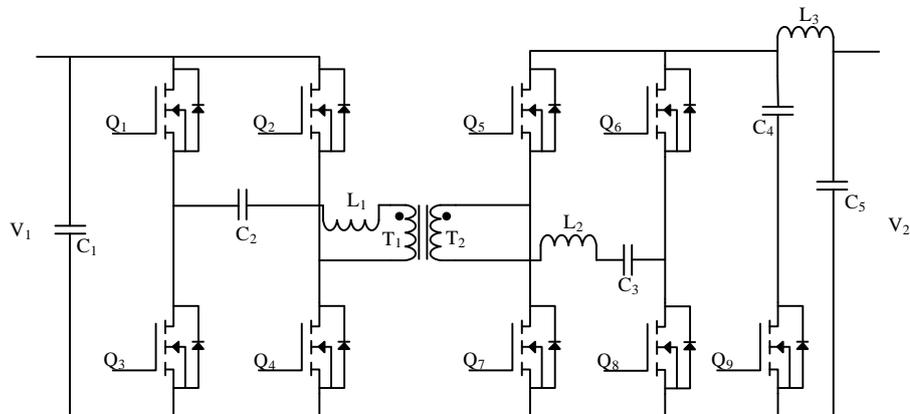


图 2.7 双向桥式直流变换器

虽然说该结构开关管的零电压开通可以通过移相控制实现，开关损耗得到极大减少，装置能量的传输效率也得到了提高；但是由于涉及到八个开关管，结构复杂，控制难度大，成本也较高，多用于大功率的场合^[51]。

2.4.3 双向 Buck-Boost 拓扑

双向 Buck-Boost 变换器的拓扑结构如图 2.8 所示，如图中 Q_1 和 Q_2 两个功率开关管所示。功率开关管 Q_1 和 Q_2 是不能够在同一时间导通的。当能量从左往右传输时，开关管 Q_2 断开，开关管 Q_1 导通， V_1 为电感 L_1 充能；当 Q_2 导通， V_1 不仅为电感 L_1 充能也为输出 V_2 供能，此时变换器为 Boost 升压电路。当能量从右往左时，开关管 Q_1 断开，开关管 Q_2 导通，电感 L_1 由 V_2 充能；当开关管 Q_2 断开，开关管 Q_1 导通，电感 L_1 上的能量由开关管 Q_1 续流，此时变换器为 Buck 降压电路。这种变换器的缺点在于，能量从左往右的时候只能是 Boost 模式，能量从又往左的时候只能是 Buck 模式，所以电压必须左边高于右边^[52]。

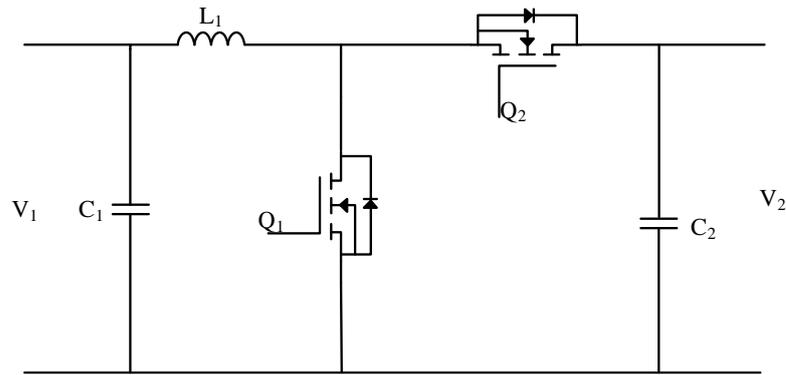
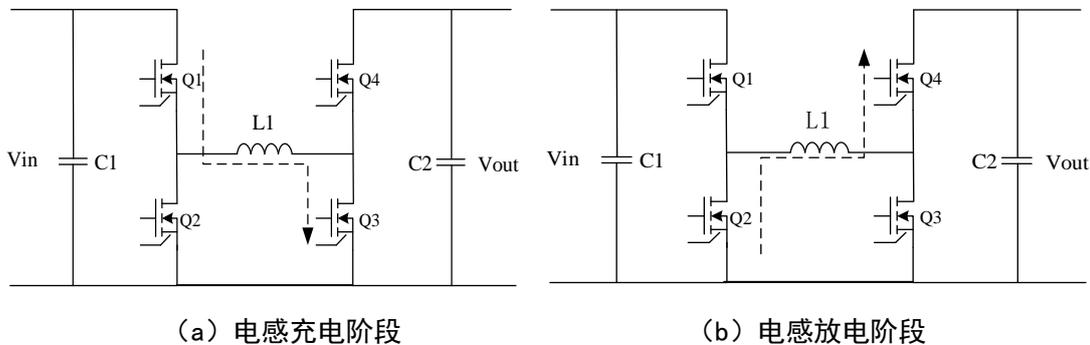


图 2.8 双向 Buck-Boost 变换器

2.4.4 四开关 Buck-Boost 拓扑

四开关 Buck-Boost 变换器的控制模式可以分为传统控制模式和新型控制模式。图 2.9 为传统四开关 Buck-Boost 转换器在升压和降压阶段的等效拓扑结构。



(a) 电感充电阶段

(b) 电感放电阶段

图 2.9 传统四开关 Buck-Boost 转换器工作阶段

图 2.9 (a) 为电感充电阶段，此时，开关 Q_1 与 Q_3 导通， Q_2 与 Q_4 关断，此时输入电流从 Q_1 流经 L_1 再到 Q_3 ，此时给电感 L_1 充电，电感 L_1 处于储能阶段，负载的电能由输出电容 C_2 提供；另一半周期 T 时间内为电感 L_1 将储存的能量进行放电，如图 2.9 (b) 所示，此时 Q_1 与 Q_3 关断， Q_2 与 Q_4 导通，输出电容 C_2 和负载所需的电能由电感 L_1 提供，使得输出电压 V_{out} 稳定不变^[53-54]。从分析可以得知， Q_1 与 Q_3 为 A 组， Q_2 与 Q_4 为 B 组，A 组和 B 组开关管交替互补导通，工作在自动升降压状态。则传递函数可以表示为如下：

$$V_{out} = V_{in} \times \frac{D}{1-D} \tag{2-11}$$

从公式 (2-11) 可以看出该模式下的升压和降压只需要改变占空比即可，且这种工作方式不同于升降压 Buck-Boost 电路，他的优点是实现了输出电压与输入电压的相位相同，控制方式上没有模态切换。在实际电路中，功率开关管和续流二极管的导通状态下，会引入额外的导通阻抗，从而增加开关损耗。这些额外的导通阻抗会导致能量损失，并降低整个转换器的效率。特别是在四开关 Buck-Boost 转换器中，传统的控制方式可能导致电感充放电阶段两个开关同时工作，这样会增加开关损耗和共模噪声。同时，同时工作的两个开关还可能导致电磁干扰 (EMI) 问题。这些因素都会降低整体转换器的效率和稳定性^[55-56]。

为解决传统四开关 Buck-Boost 转换器控制方式带来的开关损耗大、工作效率低的问题，下文提出了新的控制方式，变换器的效率能够得到极大的提升。

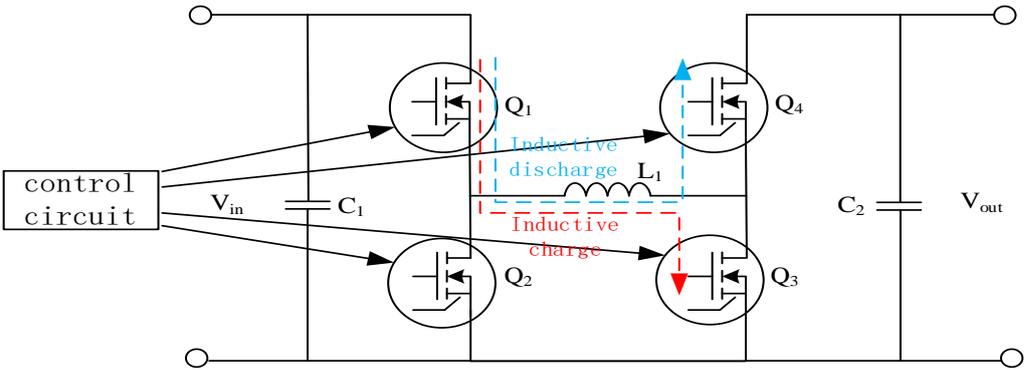


图 2.10 四开关 Buck-Boost 变换器 Boost 模式

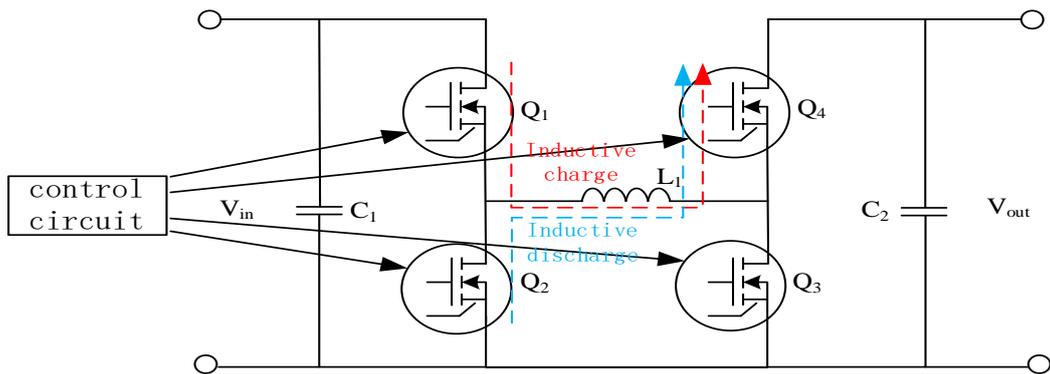


图 2.11 四开关 Buck-Boost 变换器 Buck 模式

如图 2.10 和图 2.11 所示为四开关变换器分别在 Boost 和 Buck 模式下的等效拓扑结构。当电路处于升压模式下时，即输出电压大于输入电压。开关管 Q_1 处于常闭状态，开关管 Q_2 处于常开状态。红色箭头表示电路处于电感充电阶段。在一个开关周期内的开通时间阶段，通过导通的 Q_3 开关，电感 L_1 开始充电。电流逐渐线性上升，同时电感储存能量。通过输出电容 C_2 ，能量被传递给负载，以提供所需的输出电压 V_{out} ；蓝色箭头表示电路处于放电阶段，在一个开关周期内的关断时间阶段，在这个阶段， Q_3 开关关断， Q_4 开关导通。电感 L_1 继续向输出电容 C_2 充电，同时为负载提供能量，以维持输出电压 V_{out} 不变。此时，电感储存的能量会被转移到输出电容 C_2 和负载中^[57]。

当电路处于降压模式下时，即输出电压低于输入电压。开关管 Q_4 处于常闭状态，开关管 Q_3 处于常开状态。红色箭头表示电路处于电感充电阶段。在一个开关周期内的开通时间， Q_2 关断，电感电流逐渐上升，输入电源给电感储存能量的同时也为电容 C_2 和负载提供能量；蓝色箭头表示电感处于放电阶段。在一个开关周期内的关断时间， Q_1 关断， Q_2 导通，输出容 C_2 和负载的能量由电感提供，维持输出电压 V_{out} 不变^[58]。

海浪直线旋转永磁发电机产生的输出是不规则的三相交流电，经为了将这种交流电转换为直流电以供给双向 DC-DC 变换器，可采用三相不可控整流电路进行整流处理，输入电压波动浮动较大，可能会有几十伏的差距。因此，选择一种宽范围电压输入的四开关 Buck-Boost 变换器拓扑结构作为主电路，该拓扑的输出电压极性与输入电压极性相同，拓扑结构中没有变压器进行电气隔离，简化了设计难度，减小了变换器的体积。并且在多模式控制下具有较高的转换效率和较低的功率损耗，可以提供良好的瞬态响应和稳定性^[59]。

2.5 本章小结

本章首先对海浪发电系统整体进行了分析，整个系统主要由能量捕获装置、海浪直线旋转永磁电机、整流滤波电路、功率电路、控制电路、锂电池和负载组成。波浪发电装置采用直驱式海浪发电装置，海浪带动浮子进行上下运动，浮子通过刚性连杆带动直线旋转电机，直线旋转电机做直线和旋转运动，在电机内部产生磁场从而输出电能。该电能通过三相不可控整流电路输出直流电作为输入电流传输到主电路拓扑中。对于主电路的拓扑，分别介绍了双向半桥拓扑、双向全桥拓扑、双向 Buck-Boost 拓扑和四开关 Buck-Boost 拓扑结构的基本工作原理。最终选择非隔离，元器件少，结构简单且控制较为容易的四开关 Buck-Boost 拓扑结构。

3 GaN 功率器件特性分析

近年来，以 GaN，SiC 为代表的宽禁带半导体材料因为其有点得到了大力支持，因其拥有禁带宽度大、电子饱和漂移速度快、击穿电场强度高、导热率高等特点，在照明电源和电力电子等等领域具有广阔的应用背景^[60]。按照器件的工作模式，GaN 功率器件可以分为常开（耗尽型）和常关（增强型）两种方式。常开器件需要在栅源极之间施加负电压才能关断，是常导（通）型器件。因此，在这个过程中可能会出现电压振荡或电流过充导致器件损坏，所以在电源产品中不适合应用。常关型 GaN 功率器件与普通 Si MOSFET 在驱动特性上有一些相似之处。对于常关型 GaN 功率器件，施加一个正向电平电压在栅极和源极之间可以导通器件，而当电压低于阈值时则会关断。常开型器件被应用于电力电子中^[61-62]。针对于此，本章会以常关型器件 GaN HEMT 为例，分析 GaN HEMT 的静态特性和动态特性，根据其特性以及海浪直线旋转永磁发电机的特点设计出适用于海浪发电整体装置的双向 DC-DC 变换器。

3.1 GaN 的静态特性

通过分析电气特性、转移特性和输出特性则可以得出 GaN 功率器件的静态特性。以南京芯干线科技有限公司生产的型号为 XG6508B8 的 GaN HEMT 为例，其器件封装图和原理图如图 3.1 所示。

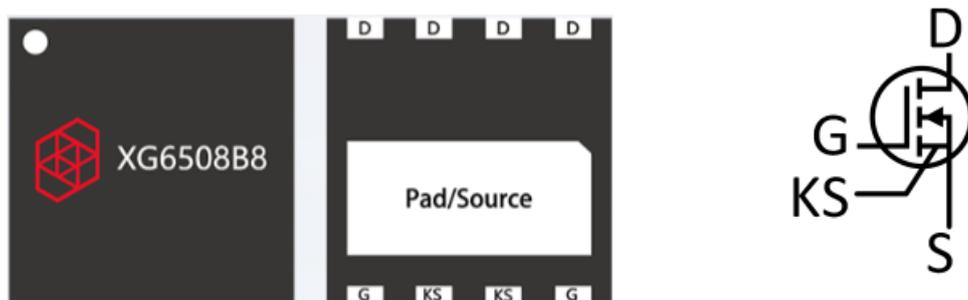


图 3.1 GaN HEMT 器件封装图和原理图

这款器件采用的是 8X8 DFN 封装，该封装在物理方面：体积小、重量轻；在品质方面：散热性好、电性能好、可靠性高。传统的 Si MOS 功率器件只有一个 S 极引脚接地，而 GaN HEMT 因为可以工作在开关速度极高的情况下，所以非常容受到外部寄生电容和寄生电感的影响，通过该原理图可知该封装比传统的 Si MOS 功率器件多出了一个开尔文引脚。开尔文引脚可以将驱动回路的地和功率回路的地分开，这样就可以减少寄生电感和电容对器件开关的影响，保证 GaN

HEMT 的稳定工作^[41]。

3.1.1 GaN 的静态特性参数

通过对比分析 GaN HEMT 功率器件和 Si MOS 功率器件的电气参数，可以非常清晰的了解到 GaN HEMT 功率器件的优势。Si MOS 器件选用市面常见的 RUICHIPS 公司 RU19N08 进行对比分析。

表 3.1 GaN HEMT 功率器件与 Si MOS 功率器件的电气参数对比

主要性能参数	XG6508B8	RU19N08
漏极电压	650V	80V
漏极电流	15A	9A
阈值电压	1.1V	3V
栅源极电压	-10-7V	-25V-25V
导通电阻	80 mΩ	420mΩ

从表 3.1 可以得出：

(1) 通过漏极电压和漏极电流之间的对比，可以看出 GaN HEMT 功率器具 有更大的承受电压和导通电流。在同等情况下 GaN HEMT 功率器件在更大的功率 场合时，可以使用少于 Si MOS 功率器件的数量以保证电路的运行。但是在体积 方面却可以做到比 Si 功率器件小很多，同时也意味着成本的减少。

(2) GaN HEMT 功率器的阈值电压小，所以器件上的损耗会更小。

(3) 市面上大部分的 GaN HEMT 功率器件的栅源电压，也就时开通电压允 许变化的区域是从-10 到 7V，要比 Si 功率器件的-25V 到 25V 具有很大的不同。 因此，大多数的驱动芯片是不能直接驱动 GaN HEMT 的。所以要设计专门的驱动 电路或者适用专门的驱动芯片。

(4) 功率器件在导通过程中都会有个导通电阻存在，当有电流流过功率器 件时会产生损耗。从表中可以看出，GaN HEMT 功率器件的导通电阻只有 80 mΩ 比 420 mΩ 要小得多，GaN HEMT 功率器件导通损耗相应更小。

如图 3.2 所示分别为栅源极电容、栅漏极电容和漏源极电容。这些电容的大 小不仅会直接影响功率开关管的稳定性，若是处理不好还会导致功率开关管的损 坏。还会影响功率开关管开通和关断的速度^[42]。

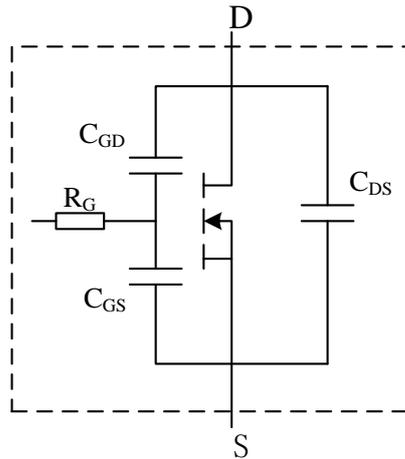


图 3.2 功率器件内部原理图

其中，输入电容 $C_{ISS}=C_{GS}+C_{GD}$ ，输出电容 $C_{OSS}=C_{DS}+C_{GD}$ ，转移电容 $C_{RSS}=C_{GD}$ 。从表 3.2 中可以看出，GaN HEMT 功率器件相比于 Si MOS 功率器件的输入电容、输出电容和转移电容要小的多。在转移电容这个参数上，甚至相差了上千倍。

表 3.2 GaN HEMT 功率器件相比于 Si MOS 功率器件电容参数对比

特性参数	XG6508B8	RU19N08
输入电容 C_{ISS}	105pF	6800pF
输出电容 C_{OSS}	40pF	1100pF
转移电容 C_{RSS}	0.13pF	490pF

输入电容 C_{ISS} 、输出电容 C_{OSS} 、转移电容 C_{RSS} 的电容特性是影响开关管开关特性的重要因素。输入电容 C_{ISS} 影响延迟时间； C_{ISS} 越大，延迟时间越长。输出电容 C_{OSS} 影响关断特性和轻载时的损耗。较大的 C_{OSS} 会导致关断 dv/dt 减小，这有利于降低开关器件在关断过程中产生的高 dv/dt 噪声。然而，较大的 C_{OSS} 也会增加轻载时的损耗。在轻载情况下，由于开关器件在每个开关周期内需要进行多次的开关操作，而且每次开关都需要充放 C_{OSS} ，因此 C_{OSS} 会对轻载时的损耗产生影响。转移电容 C_{RSS} 越大，漏极电流上升特性越差，这不利于开关管的损耗。高速驱动需要低电容^[43]。因此，XG6508B8 器件在开关的速度上会更快，波形延迟更小，损耗也更低。

3.1.2 GaN 的静态特性分析

通过分析 GaN HEMT 功率器件的输出特性和转移特性能更进一步的深入研究器件的特性优势。

如图 3.3 所示，左侧为 XG6508B8 的输出特性曲线，右侧为 RU19N08 的输出

特性曲线。当栅极电压 V_{GS} 小于阈值电压 $V_{GS(th)}$ 的时候，此时开关管处于截止区。导电沟道还没形成，器件处于截止状态。GaN HEMT 功率器件的漏源电流 I_{DS} 极小，可以忽略不计。当栅极电压 V_{GS} 大于阈值电压 $V_{GS(th)}$ 的时候，随着 V_{DS} 的逐渐增加， $I_{DS}(A)$ 会逐渐趋于饱和，此时开关管处于饱和区。在相同漏源电压下，当栅极电压逐渐增大时，电场强度也随之增加，使得电子更容易从源端注入沟道，并形成漏源电流 I_{DS} 。这种情况下，漏源电流 I_{DS} 与栅极电压 V_{GS} 呈线性关系，直到达到一定的电压，进入饱和区。再增大栅极电压并不会显著增加漏源电流，因为此时沟道已经饱和，无法再容纳更多的电子。

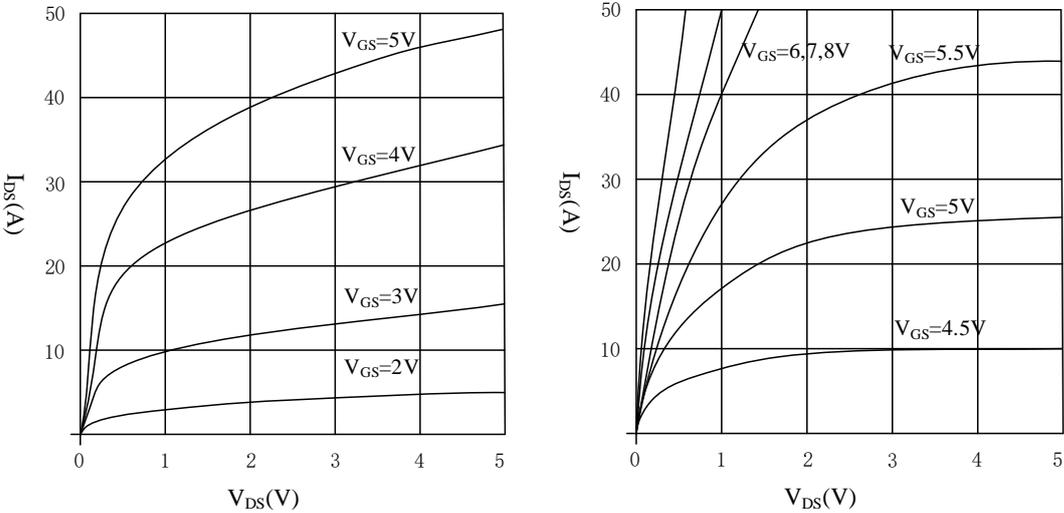


图 3.3 XG6508B8 与 RU19N08 的输出特性曲线

从图 3.3 可以看出，当栅极电压 V_{GS} 处于 2V 以下时，器件处于截止区，开关管未被导通，流过开关管的电流几乎为零。2V 以上时，开关导通。则可以看出 GaN HEMT 功率器件的导通和关断由栅极电压 V_{GS} 决定。对比两图可以看出，当随着 V_{GS} 逐渐增大时漏源电流 I_D 并不会随着栅极电压增大出现指数增长的情况，而 Si MOS 功率器件在栅极电压超过一定值时漏源电流 I_D 就会呈指数增长。因此，GaN HEMT 功率器件的可靠性更好。

输出特性曲线的斜率表示导通电阻的阻值，从图 3.3 可以看出导通电阻阻值随着漏源极电压的增大而减小，当 V_{DS} 增加到一定的值时，导通电阻几乎不发生变化。另外，导通电阻随着驱动电压 V_{GS} 增加几乎不发生任何变化，多以导通电阻的大小也不受驱动电源影响。

如图 3.4 所示为 XG6508B8 和 RU19N08 的转移特性曲线。转移特性曲线是指漏源电压 V_{DS} 不变化的情况下，漏源电流 I_D 随着栅极电压 V_{GS} 变化的曲线。

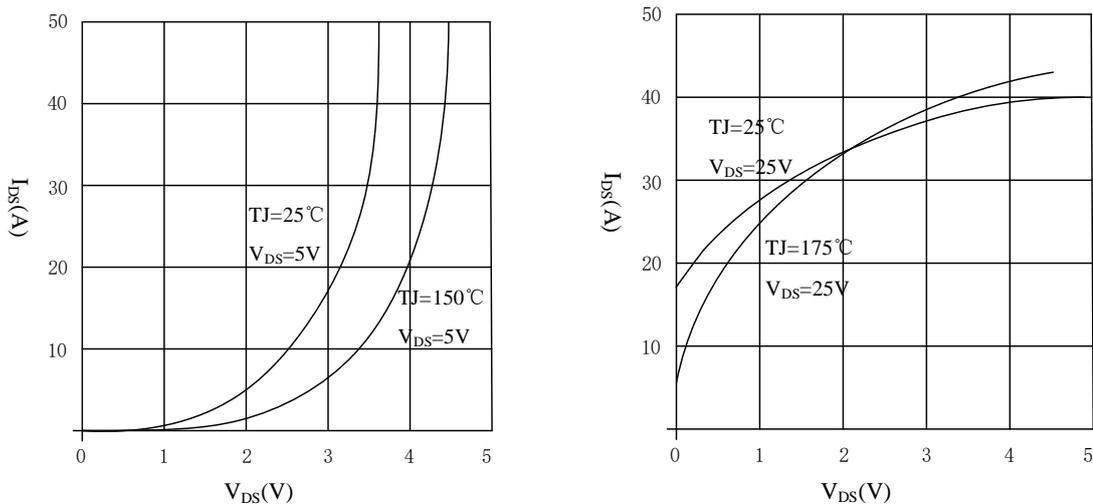


图 3.4 XG6508B8 与 RU19N08 的转移特性曲线

从图中可以看出，两者的开关都受栅源极 V_{GS} 控制，即都是电压可控器件。GaN HEMT 功率器件导通电压要比 Si MOS 功率器件低，导通速度明显更快。从曲线斜率可以看出，GaN HEMT 功率器件的曲线斜率明显大于 Si 功率器件的曲线斜率，所以常温下氮化镓功率器件具有更好的放大能力。

3.2 GaN 的动态特性分析

GaN HEMT 的动态特性主要指功率器件的开通、关断的能力和反向恢复特性。GaN HEMT 拥有远远高于 Si MOS 功率器件的的开关速度和开关频率，在使用中很容易与寄生参数作用引起电压和电流的振荡。因此，需要对 GaN HEMT 的动态特性进行测试并且进行分析。

双脉冲测试是一种常用的功率器件测试方法，通常用于评估功率开关器件的动态特性。通过双脉冲测试，可以获取器件在稳态和动态工作过程中的主要参数，从而更好地评估器件的性能，优化设计和驱动方案^[44-46]。

3.2.1 双脉冲测试平台原理

为让 GaN 材料能够有更好的应用，需对 GaN HEMT 功率器件的开关动态特性进行评估。目前对功率器件性能评估最有效的方法就是双脉冲测试^[47-48]。以南京芯干线科技有限公司的 XG6508B8 为例，分析其动态性能并进行分析。

由文献^[44-46]可知，采用双脉冲测试电路已经是一种完善的开关特性评估方法，它能够以尽量少的元器件数，以及更少的寄生参数，搭建起测试电路。在测试过程中，还能够不受热因素限制。其电路原理图如图 3.5 所示。

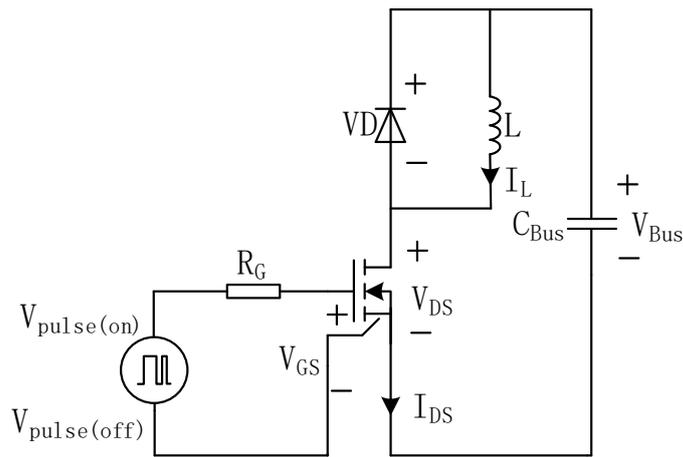


图 3.5 双脉冲测试电路原理图

其中 Q_L 为待测 GaN HEMT 器件，VD 为续流二极管，L 为负载电感， C_{Bus} 为母线电容， R_G 驱动电路。

双脉冲电路测试过程中产生的主要波形如图 3.6 所示。

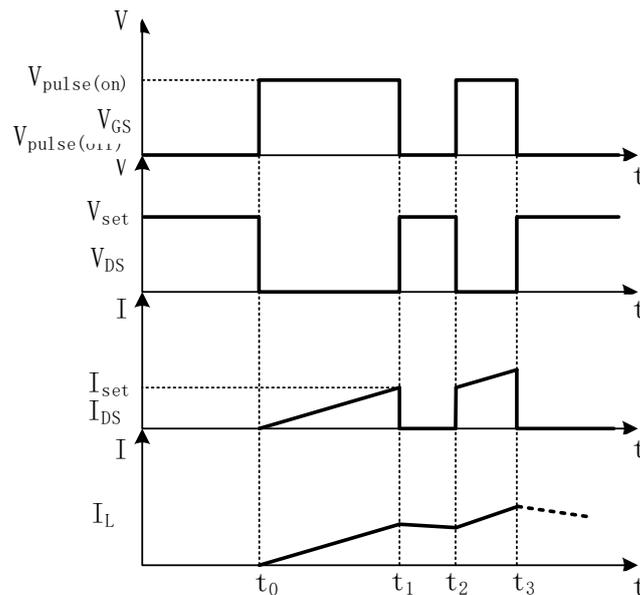


图 3.6 双脉冲测试主要波形

(1) 时间 t_0 时刻

母线电容施加电压 V_{Bus} 达到给定电压 V_{set} ，由于 VD 被 L 短路，器件 Q_L 承受母线电压。同时， Q_L 的驱动电路接收到第一个脉冲，驱动电压由 $V_{pulse(off)}$ 上升到开通驱动电压 $V_{pulse(on)}$ ，器件 Q_L 进行开通。

(2) 时间 t_0 到 t_1 期间

Q 、L、 C_{Bus} 构成一个回路，电感电流 I_L 等于漏源极电流 I_{DS} ，按式 (3-1) 保

持线性增长。

$$dI_L(t)/d_t = V_{set}/L \quad (3-1)$$

(3) 时间 t_1 时刻

向 Q_L 的驱动电路发送关断信号，驱动电压由 $V_{pulse(on)}$ 下降到 $V_{pulse(off)}$ ， Q_L 进行关断，第一个脉冲关闭。电感 L 上的电流 I_L 通过二极管 VD 进行续流。

4) 时间 t_1 到 t_2 时刻

VD 和 L 构成回路，电感电流 I_L 按式 (3-2) 缓慢下降，因为时间非常短，几乎可以忽略不记。其中 V_F 为 VD 的导通压降。

$$dI_L(t)/d_t = \frac{V_F[I_L(t)] + I_L(t)R_{es}(L)}{L} \quad (3-2)$$

(5) 时间 t_2 时刻

I_L 的电流值下降到 $I_L(t_2)$ ， I_L 下降的值很小，几乎可以忽略不记。此时 Q_L 的驱动电路接收到第二个脉冲，驱动电压由 $V_{pulse(off)}$ 上升到开通驱动电压 $V_{pulse(on)}$ ，器件 Q_L 进行开通， VD 进行反向恢复。相比于第一个脉冲，因为器件 Q_L 导通时并不是零电流，所以测试得到的 GaN 开通波形更具有代表性。

(6) 时间 t_2 到 t_3 时刻

与 t_0 到 t_1 时刻电流回路相同，电感电流 I_L 等于漏源极电流 I_{DS} ，按式 (3-1) 保持线性增长。

(7) 时间 t_3 时刻

$I_L=I_{DS}$ 的电流上升至 $I_L(t_3)$ ，此时 Q_L 接收到第二个脉冲的关断信号， Q_L 进行关断， I_L 依旧通过 VD 进行续流。

(8) 时间 t_3 时刻之后

VD 和 L 构成回路，电流 I_L 按式 (3-1) 缓慢下降，直到电感中储存的能量消耗完，电感电流 I_L 降到 $0A$ 。花费时间比较长，用虚线表示。

从时间 t_0 时刻到时间 t_3 时刻，向器件 Q_L 发送了两个脉冲，分别开通和关断了两次， t_0 到 t_1 为第一个脉冲， t_2 到 t_3 为第二个脉冲， t_1 到 t_2 为脉冲间隔，所以该试验取名为双脉冲测试。 t_1 和 t_2 分别对应器件 Q_L 的关断和开通的过程，这两个时间点非常需要留意。测量过程中保留器件 Q_L 的 V_{GS} 、 V_{DS} 、 I_{DS} 波形，就可以对其开关特性进行分析和评估了。

3.2.2 测试平台搭建

(1) 主电路参数设计

主电路功率回路当中涉及到的主要器件有母线电容，负载电感和续流二极管。

双脉冲试验平台脉冲由一个宽脉冲 T_1 和一个窄脉冲 T_2 组成，设定的 I_{set} 电流值是由第一个脉冲建立的，为了能够较为准确地达到指定电流 I_{set} ，第一脉冲时间可以根据式 (3-3) 计算。其中通过合理选取 C_{Bus} 和根据实测对第一脉冲时间进行微调。对于单管器件，时间不超过 $10\mu s$ 。

$$T_1 = I_{set} / V_{set} \quad (3-3)$$

脉冲间隔 T_3 是两个触发脉冲之间的时间间隔，如果时间间隔太大，电感电流 I_L 下降过多，就无法满足器件 Q_L 在第二次开通时的要求，一般间隔时间大于 $1-2\mu s$ 即可。

在第二脉冲开通期间，电感电流 I_L 和漏源极电流 I_{Ds} 同时保持线性增长，过高的 I_L 电流会导致器件 Q_L 在关断时振荡使得电压尖峰过高，如果超过器件承受电压会导致器件失效。因此对第二脉冲开通时间有上限的要求。一般要求小于第一开通时间的 0.1-0.5 倍，具体视情况而定

在测试的时候，为了避免 V_{set} 下降过多，保证 V_{set} 基本不变。 C_{Bus} 满足式子 (3-4)，其中 K_v 为允许的电压下降比例，一般取 0.5%-2%。

$$C_{Bus} \geq \frac{LI_{set}^2}{2K_v V_{set}^2} \quad (3-4)$$

双脉冲测试平台中，负载电感 L 要足够大，使得在脉冲间隔中 I_L 基本保持不变。在脉冲间隔 t_1-t_2 期间，双脉冲测试要求 I_L 下降到在时间 t_2 时于 I_{set} 相差不大，在此前提下可由式 (3-5) 计算负载电感最小值。其中， K_i 为电流下降率，一般取 0.5%-2%。

$$L \geq T_3 \frac{V_F(I_{set}) + I_{set} R_{es}(L)}{K_i I_{set}} \quad (3-5)$$

综上所述，设计出的参数如下所示。

第一脉冲时间： $9\mu s$ ；

脉冲间隔： $4\mu s$ ；

第二脉冲时间： $3\mu s$ ；

母线电容： $120\mu f/450$ ；

电感：1mH。

(2) 驱动电路设计

GaN HEMT 的驱动电压一般不高于 7V，所以对驱动芯片的最低驱动电压有一定的要求，而市面上大部分的驱动芯片基本都是和 Si MOS 相匹配的，一般最低电压都在 8V 左右，其中也有一些不需要驱动电路，可以直接通过芯片的输出端对器件进行导通和关断。针对不能直接进行驱动芯片设计出如图 3.7 所示的驱动电路。

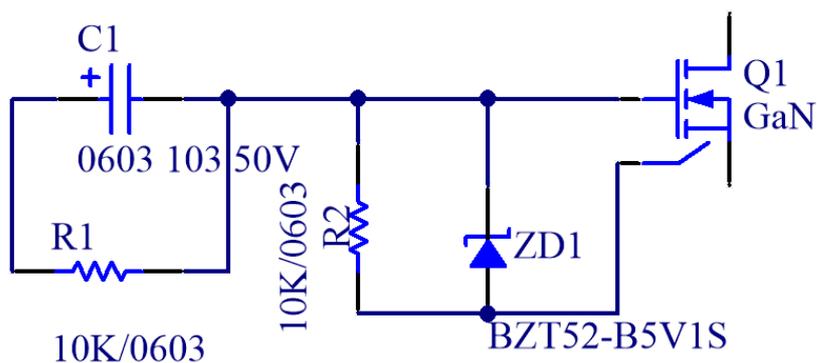


图 3.7 GaN HEMT 驱动电路

其中， R_1 和 R_2 的作用是在稳态时将驱动芯片给出的电压进行分压，使得电压能够达到驱动电压；从关闭到开通这个时间段，GaN HEMT 栅极处在动态，此时， C_1 的作用是将 R_1 短路同时加速 GaN HEMT 栅极打开。但是栅极的电压会超过驱动电压，稳压二极管的就会把电压钳位在 5.1V，使得栅极依然能够开通。

针对可以直接进行驱动的驱动芯片，只需保留一个分压电阻 R_1 即可。如图 3.8 所示。

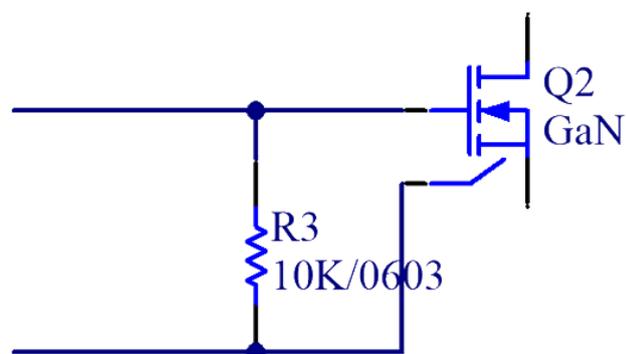


图 3.8 GaN HEMT 直接驱动电路

本测试平台的驱动芯片可以直接对 GaN HEMT 的栅极进行导通和关断，因此采用第二种驱动电路。

(3) PCB 布局

GaN HEMT 的开关速度和开关频率比 Si MOS 的场效应晶体管要快得多，若是 PCB 布局不合理会产生很大的寄生电感和寄生电容。同一种 GaN HEMT 的测试结果会因为不同双脉冲测试 PCB 中寄生电感和寄生电容不同而存在极大的差异。因此，在对双脉冲测试 PCB 布局中应满足两个要求，功率最小回路和驱动最小回路。如图 3.9 为双脉冲 PCB 布局的顶层三维视图。

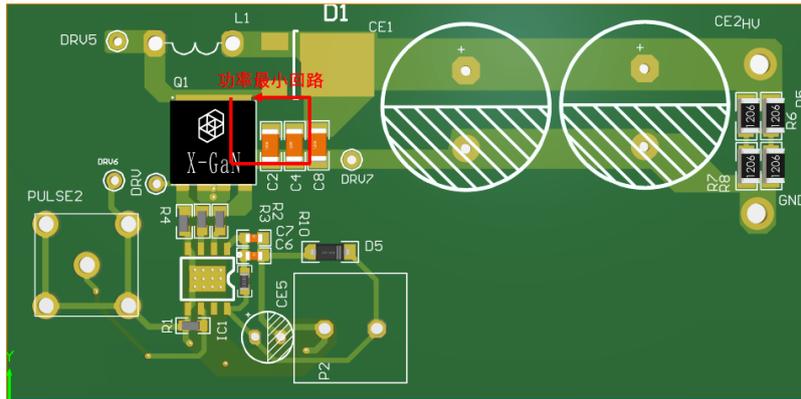


图 3.9 PCB 顶层三维视图

在功率回路上的布局距离要尽可能的缩小，电感 L 和续流二极管要紧贴着 GaN HEMT 的漏极放置，GaN 的源极要与经过滤波电容的地直接相连，期间不能经过其他元件，做到功率最小回路。

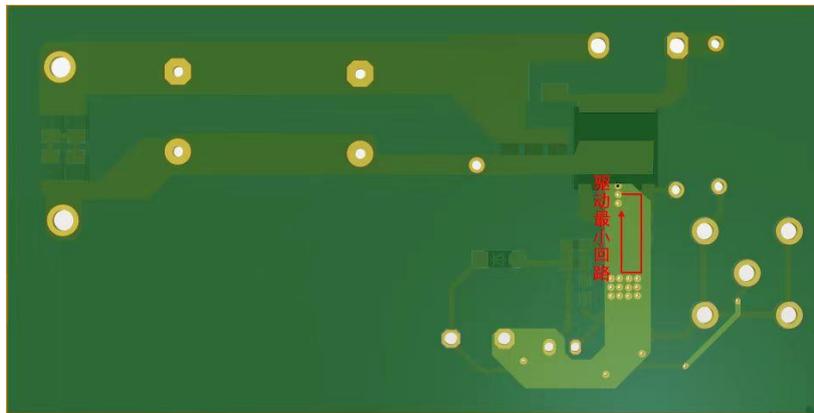


图 3.10 PCB 底层三维视图

由于 GaN HEMT 存在栅极寄生电感、共源电感与驱动回路中栅极电阻、栅源极结电容它们的相互作用可以形成一个 RLC 谐振回路，可能导致在开通和关断过程中发生振荡现象。因此在设计时，也要将驱动环路面积减小到最小。尽可能将驱动芯片尽可能靠近 GaN HEMT 器件的栅极一侧可以缩短电路路径，减小电感和电阻的影响。另外，在驱动芯片附近放置旁路电容可以提供低阻抗路径，抑制环

路电感产生的瞬态输出电流。这有助于减少噪音干扰和电源波动，提高系统的稳定性和抗干扰能力。

图 3.10 为 PCB 底层三维视图。铜线从 GaN HEMT 器件的栅极引出，经过电阻之后到驱动器的输出端，再从驱动器的地通过底层的铜回到器件的源极。此时，驱动回路之间的宽度只有板厚度的宽度，能将寄生电感和寄生电容降到最小，使得在对 GaN HEMT 进行测试时对其影响降到最小，得到的动态结果更为准确。

3.2.3 GaN 开通、关断分析

设计好双脉冲测试板之后，搭建出如图 3.11 所示的双脉冲测试平台。实验电源输入电压为 400V。利用信号发生器设定所计算的脉冲宽度发出双脉冲信号。辅助电源为驱动芯片提供 12V 电源。通过双脉冲测试平台，测试条件为 400V/3.5A， $L=1\text{mH}$ ，并用正确的测量方式测得波形如图 3.12 所示。其中图 3.13 和图 3.14 分别为 GaN HEMT 栅极开通和关断的波形。

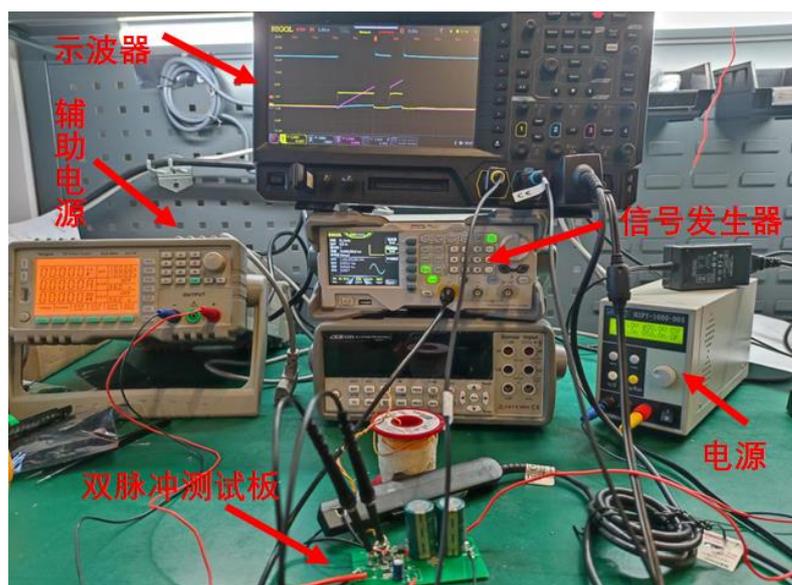


图 3.11 双脉冲测试平台

通过双脉冲测试平台，测试条件为 400V/3.5A， $L=1\text{mH}$ ，测得波形如图 3.12 所示。其中图 3.13 和图 3.14 分别为 GaN HEMT 栅极开通和关断的波形。

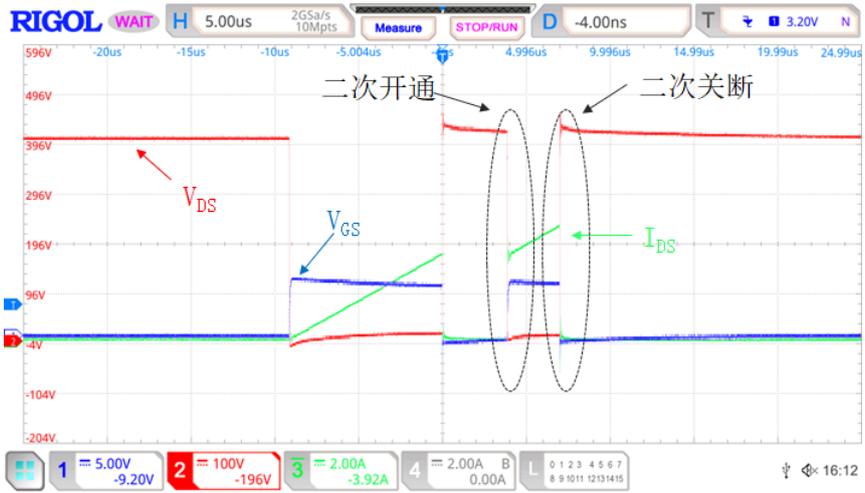


图 3.12 双脉冲测试波形

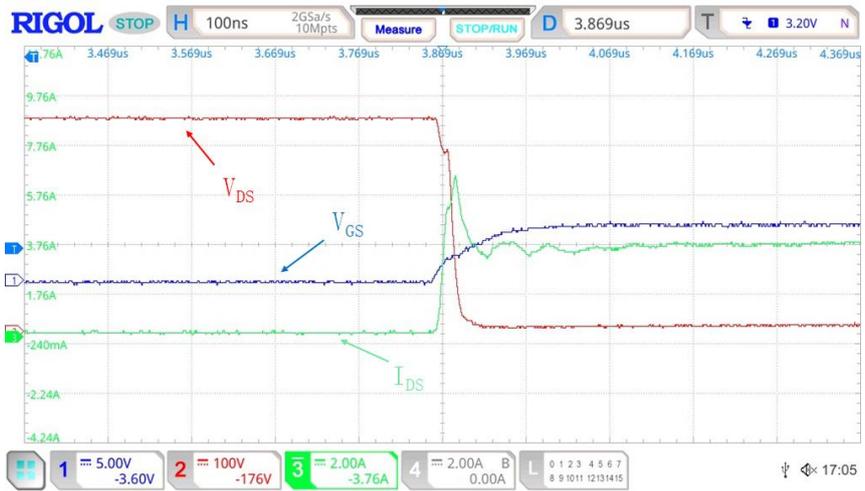


图 3.13 第二次开通波形

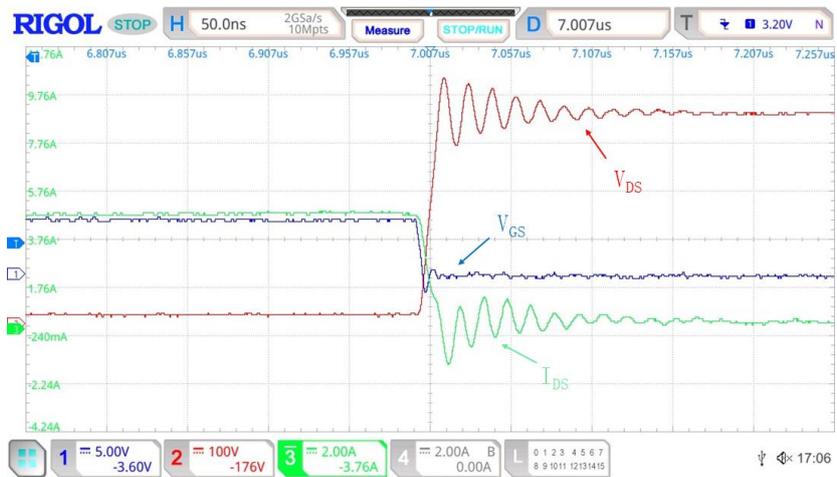


图 3.14 第二次关断波形

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/708053003002007003>